



## ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Τεχνολογίες Ενεργειακά Αποδοτικών, Ευρυζωνικών  
και Συμπαγών Κεραιοσυστημάτων Υψηλών  
Συχνοτήτων για Κινητά Τερματικά και Προηγμένα  
Ασύρματα Δίκτυα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΤΟΥ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ Γ. ΚΑΚΟΓΙΑΝΝΗ

Διπλωματούχου Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και

Μηχανικού Υπολογιστών Ε.Μ.Π. (2000)

ΑΘΗΝΑ

Νοέμβριος 2011





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Τεχνολογίες Ενεργειακά Αποδοτικών, Ευρυζωνικών  
και Συμπαγών Κεραιοσυστημάτων Υψηλών  
Συχνοτήτων για Κινητά Τερματικά και Προηγμένα  
Ασύρματα Δίκτυα Επικοινωνιών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ


του


ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ Γ. ΚΑΚΟΓΙΑΝΝΗ

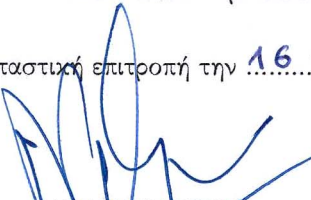
Διπλ. Ηλεκτρολόγου Μηχανικού & Μηχανικού Υπολογιστών Ε.Μ.Π. (2000)

Συμβουλευτική Επιτροπή: Καθ. Δρ. Φίλιππος Κωνσταντίνου  
Καθ. Δρ. Νικόλαος Ουζούνoglου  
Αναπλ. Καθ. Δρ. Αθανάσιος Κανάτας

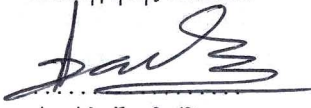
Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 16<sup>η</sup> Δεκεμβρίου 2011


  
.....  
Φ. Κωνσταντίνου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

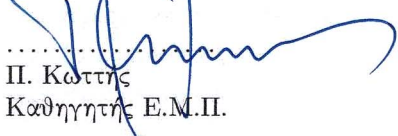
  
.....  
Κ. Νικήτα  
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

  
.....  
Ν. Ουζούνoglου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

  
.....  
Η. Αβραμόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

  
.....  
Α. Αλεξανδρίδης  
Διευθυντής Ερευνών  
ΕΚΕΦΕ 'Δημόκριτος'

  
.....  
Αθ. Κανάτας  
Αναπλ. Καθηγητής  
Πανεπ. Πετραώς

  
.....  
Π. Καττής  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΑΘΗΝΑ

Νοέμβριος 2011



Οι δραστηριότητες που παρουσιάζονται εδώ χρηματοδοτήθηκαν εν μέρει από το ερευνητικό έργο '03 ΕΔ799', το οποίο υλοποιήθηκε στα πλαίσια της δράσης ΠΕΝΕΔ 2003 (Πρόγραμμα Ενίσχυσης Ερευνητικού Δυναμικού, Μέτρο 8.3 του Ε.Π. 'Ανταγωνιστικότητα', Δράση 8.3.1, Γ' Κοινοτικό Πλαίσιο Στήριξης) υπό την εποπτεία της Γενικής Γραμματείας Έρευνας και Τεχνολογίας (ΓΓΕΤ). Το πρόγραμμα συγχρηματοδοτήθηκε από εθνικούς και κοινοτικούς πόρους: (α) 80% της Δημόσιας Δαπάνης από την Ευρωπαϊκή Ένωση – Ευρωπαϊκό Κοινωνικό Ταμείο, και (β) 20% της Δημόσιας Δαπάνης από το Ελληνικό Δημόσιο – Υπουργείο Ανάπτυξης – ΓΓΕΤ.

**ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Γ. ΚΑΚΟΓΙΑΝΝΗΣ**

Διπλ. Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π. (2000)

Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός Ε.Μ.Π. (2011)

Copyright © 2011 – Κωνσταντίνος Γ. Κακόγιαννης

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν στην κερδοσκοπική χρήση της εργασίας πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Ειδικότερα, η έγκριση της Διδακτορικής Διατριβής από την Ανώτατη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Ε. Μ. Πολυτεχνείου δεν υποδηλώνει αποδοχή των γνώμων του συγγραφέα (Ν. 5343/1932, Άρθρο 202).

Η Διατριβή συντάχθηκε στο πρόγραμμα επεξεργασίας κειμένου  $\text{\TeX}$ maker v3.1. Η μεταγλώττιση και η στοιχειοθεσία του πηγαίου κειμένου σε αρχείο PDF έγινε από τη μηχανή  $\text{\PDF\TeX}$  v3.1415926-2.3-1.40.12 της διανομής  $\text{\MiK\TeX}$  2.9 (preloaded format =  $\text{\PDF\LaTeX}$  2011.11.23).



# Περίληψη

Η εκρηκτική ανάπτυξη των ασύρματων επικοινωνιών αύξησε σημαντικά την ανάγκη για συμπαγείς κεραίες, οι οποίες συνεπάγονται στενό εύρος ζώνης, κακή προσαρμογή και χαμηλή αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Συνεπώς, αξιόπιστες τεχνικές για τη σχεδίαση, την υλοποίηση και τον χαρακτηρισμό των συμπαγών κεραιών είναι άκρως επιθυμητές. Η σημασία που έχουν οι κεραίες για τη σωστή λειτουργία των κινητών τερματικών και των προηγμένων ασύρματων δικτύων επικοινωνιών δε μπορεί να τονιστεί αρκετά. Η ανάπτυξη των δικτύων κινητών και προσωπικών επικοινωνιών έφερε μεγάλη άνθιση στη σχεδίαση κεραιών για κινητά τηλέφωνα, η οποία επεκτάθηκε σε φορητούς υπολογιστές, PDAs, smartphones και RFIDs.

Αντίθετα, η βιομηχανική και ακαδημαϊκή έρευνα είχε επιδείξει μέχρι σήμερα μικρό ενδιαφέρον για τα κεραιοσυστήματα μιας ιδιαίτερης κατηγορίας τερματικών: τους κόμβους των Ασύρματων Δικτύων Αισθητήρων (ΑΔΑ). Οι κόμβοι των ΑΔΑ είναι αυτόνομοι, μικροσκοπικοί, ασύρματοι αισθητήρες που έχουν ως βασική προδιαγραφή τη μεγάλη διάρκεια ζωής. Απαραίτητη προϋπόθεση για τη σωστή λειτουργία των μικρο-αισθητήρων είναι η παρουσία συμπαγών, ενεργειακά αποδοτικών κεραιοσυστημάτων με το απαιτούμενο εύρος ζώνης για τις ανάγκες της εφαρμογής: η σχεδίαση, η υλοποίηση και ο χαρακτηρισμός τους αποτελούν το αντικείμενο της Διατριβής. Οι κεραίες υλοποιήθηκαν σε δομές τυπωμένων κυκλωμάτων (PCB), μιας και τα PCBs αποτελούν βιώσιμη λύση για την κατασκευή μικρο-αισθητήρων.

Η αρχική μελέτη τυπωμένων μονοπόλων Ευκλείδειας και Φράκταλ γεωμετρίας έδειξε ότι τα επιτεύξιμα όρια της σμίκρυνσής τους περιορίζονται λόγω αυτο-βραχυκύκλωσης. Δημιουργήθηκε μια κλάση κεραιών που αμβλύνει την αυτο-βραχυκύκλωση: οι κεραίες αναλυτικής γεωμετρίας. Αναπτύχθηκε αρχικά η ημιτονοειδής κεραία, η οποία είναι ενδογενώς συμπαγής, ευρυζωνική και ενεργειακά αποδοτική. Δόθηκε ιδιαίτερη βαρύτητα στην επίδραση του επιπέδου γείωσης, το οποίο, αντίθετα με αυτό που είναι ευρύτερα αντιληπτό, αποτελεί βασικό τμήμα του ακτινοβολητή. Προτάθηκε ένα ευέλικτο κριτήριο ποιότητας το οποίο συνδυάζει τις τρεις θεμελιώδεις ιδιότητες μιας κεραίας. Στη συνέχεια, παρουσιάστηκε η σχεδίαση και οι επιδόσεις της μονοπολικής κεραίας Chebyshev, η οποία συνδυάζει την επαγωγική με τη χωρητική φόρτιση, και έδειξε ότι η επιλογή διαφορετικής αναλυτικής συνάρτησης μπορεί να αποφέρει κέρδη στην απόκριση. Η μελέτη ολοκληρώθηκε με την εξίσου καινοτόμο, πολυζωνική, γενικευμένη ημιτονοειδή κεραία Chirp, η οποία εισάγει την έννοια της Αναλυτικής Αυθομοιότητας στο πεδίο των κεραιών.

Σε πυκνές στοιχειοκεραίες, το πρόβλημα της αμοιβαίας σύζευξης είναι οξύτατο: είναι απαραίτητη μια τεχνική για την καταπίεσή της. Η προτεινόμενη τεχνική είναι κυκλωματική,

ενσωματώνεται εύκολα στο αναλογικό RF τμήμα του πομποδέκτη, και στοχεύει στην ενεργειακά αποδοτική επικοινωνία ανάμεσα στους κόμβους των ασύρματων δικτύων αισθητήρων. Συγκεκριμένα, σχεδιάστηκε μια δομή ατελούς επιπέδου γείωσης (AEG) η οποία καταλαμβάνει ελάχιστο χώρο πάνω στο τυπωμένο κύκλωμα και ενσωματώνεται ανάμεσα στα κεραιοστοιχεία. Η προταθείσα τεχνική ανακτά και το λειτουργικό εύρος ζώνης που χάνεται λόγω σύζευξης. Αποδείχθηκε ότι η προτεινόμενη τεχνική συγκεντρώνει βασικά πλεονεκτήματα έναντι των υπάρχουσών τεχνικών, έχει μόνο ένα (ανεκτό) μειονέκτημα, και αποτελεί τον ηλεκτρικά μικρότερο αποσυζεύκτη επιπέδου κεραίας που έχει εμφανιστεί μέχρι σήμερα στη βιβλιογραφία.

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται η σχεδίαση μιας κυκλικά πολωμένης, ηλεκτρικά μικρής, μικροταινιακής κεραίας για ένα διαφορετικό τύπο κινητού τερματικού: έναν pico-δορυφόρο τύπου CubeSat. Αυτή η τόσο απαιτητική εφαρμογή εξαναγκάζει σε σμίκρυνση της κεραίας στο 1/14 της ονομαστικής επιφάνειάς της, αλλά ταυτόχρονα χρησιμεύει ως ένας οδηγός σχεδίασης για τις επαγωγικά φορτισμένες μικροταινιακές κεραίες με περιφερειακές εγχοπές. Η τεχνική φόρτισης με περιφερειακές εγχοπές επεκτάθηκε διαφοροποιώντας τα μήκη των εγχοπών και επιβάλλοντας χωρική διαμόρφωση της κατανομής τους. Αποδείχθηκε ότι η ρύθμιση της χωρικής κατανομής των εγχοπών αποφέρει ακόμα μεγαλύτερη μείωση μεγέθους, ενώ ταυτόχρονα αποτελεί μέσο χειρισμού της εμπέδησης εισόδου. Η κεραία του CubeSat είναι η ηλεκτρικά μικρότερη που έχει αναφερθεί ως τώρα στη βιβλιογραφία.

Η επαγωγική φόρτιση των κεραιών ανεστραμμένης-F γεωμετρίας με Ευκλείδειες και Φράκταλ σχισμές καταφέρνει σχεδόν να τετραπλασιάσει το λειτουργικό εύρος ζώνης των μονοζωνικών κεραιών, ενώ εναλλακτικά προκαλεί διζωνικότητα με ρυθμιζόμενη άνω ζώνη. Η μελέτη των διζωνικών κεραιών έδειξε ότι το ανθροιστικό κλασματικό εύρος ζώνης μιας PIFA κινείται εντός στενών ορίων, και ο σχεδιαστής απλά ανακατανέμει ό,τι είναι διαθέσιμο από τη δομή της κεραίας. Δίδεται, επίσης, η σχεδίαση της καινοτόμου, ηλεκτρικά μικρής, σύμμορφης, κυκλικής κεραίας ανεστραμμένης-F γεωμετρίας (CIFA), η οποία είναι μια τυπωμένη κεραία που πλησιάζει ικανοποιητικά τα θεμελιώδη όρια των συμπαγών κεραιών. Το μοντέλο συστήματος της CIFA οδήγησε σε ένα μοντέλο πρόβλεψης της απαιτούμενης συχνότητας μετάδοσης συναρτήσει του μεγέθους του κόμβου: για επιφάνεια κόμβου ίση με  $1 \text{ mm}^2$ , η συχνότητα εκπομπής και λήψης πρέπει να εισέλθει στη χιλιοστομετρική περιοχή.

Η Διατριβή ολοκληρώνεται με την επέκταση της μεθόδου Wheeler Cap για τη μέτρηση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας των συμπαγών κεραιών μέσα από μια ολιστική σχεδίαση κοιλοτήτων Wheeler σταθερής γεωμετρίας. Στόχος ήταν η πραγματοποίηση ευρυζωνικών μετρήσεων της αποδοτικότητας τυπωμένων/επίπεδων κεραιών, οι οποίες να είναι απαλλαγμένες από συντονισμούς κοιλότητας. Αναπτύχθηκε ένα αναλυτικό από κοινού μοντέλο συστήματος κεραίας-κοιλότητας, το οποίο προβλέπει θεωρητικά τις ηλεκτρικές επιδόσεις των κοιλοτήτων και το φάσμα ιδιοσυχνοτήτων τους. Έτσι, υιοθετήθηκε μια συγκεντρωτική προσέγγιση για τη σχεδίαση παραλληλεπίπεδων, σφαιρικών και κυλινδρικών κοιλοτήτων. Η μελέτη αυτή είναι η πρώτη ενοποιημένη, ντετερμινιστική μεθοδολογία σχεδίασης και για τους τρεις διαχωρίσιμους τύπους κοιλοτήτων, ανεξαρτήτως μεγέθους κεραίας και συχνότητας. Η μεθοδολογία προβλέπει τον κατάλληλο τύπο και μέγεθος κοιλότητας δεδομένης της κεραίας, αλλά και εκτιμά το μετρήσιμο μέγεθος και εύρος ζώνης της κεραίας σε δεδομένη κοιλότητα.

# Abstract

Thesis Title: **High-Frequency Technologies of Energy-Efficient, Wideband and Compact Antenna Systems for Portable Terminals and Advanced Wireless Communication Networks**

The explosive growth of wireless communications has significantly increased the need for compact antennas, which tend to behave as narrowband, inefficient and low-gain radiators. Reliable techniques for the design, fabrication and measurement of small antennas are highly desirable. The significance of antennas to the proper function of advanced mobile terminals cannot be overemphasized. Rapid advances in mobile and personal communication networks have caused antenna design targeting cellphones, portable computers, PDAs, smartphones and RFIDs to flourish.

Contrary to the above, industrial and academic research has displayed little interest in the antenna system of a special category of portable terminals: nodes comprising Wireless Sensor Networks (WSNs). Wireless sensors are autonomous, tiny devices built around specifications that opt for the longest possible network lifetime. A vital prerequisite to the proper function of wireless microsensors is the availability of miniature, energy-efficient antenna systems covering the application band. The design, development, and characterization of such antennas are the major topics addressed in the Thesis. The antennas were built in printed circuit technology, since PCBs are a realistic and viable solution to the fabrication of wireless sensors.

A study of Euclidean and Fractal printed monopoles during the initial stages of the Thesis showed that their achievable miniaturization limits are constrained by a short-circuiting phenomenon. A new class of antennas that alleviate the problem are Analytical Geometry Antennas. The sinusoidal antenna was initially developed, which is inherently small, wideband and efficient. Particular attention was given to the effect of the ground plane (GNDP) which, contrary to what is generally understood, is an integral part of the overall radiator. A flexible figure-of-merit (FoM) was suggested, to merge the fundamental properties of small antennas into a single quantity. The genre of Analytical Antennas was augmented by the addition of Chebyshev antennas, which combine inductive and capacitive (top-hat) loading and demonstrate that the choice of analytical function can produce gains in antenna response. The study of Analytical Antennas was completed with the equally innovative, multi-band, generalized-sinusoidal Chirp antenna. The Chirp radiator introduces the concept of Analytical Self-Similarity.

In dense arrays, the mutual coupling problem is extremely severe, rendering coupling suppression techniques indispensable. The technique proposed herein works at the RF circuit level, is easily embedded in the analog RF part of the transceiver, and targets robust, energy-efficient communication between wireless sensor nodes. Getting into the specifics, a defect was inserted (etched away) into the ground plane, occupying minimal real estate in the ground region between adjacent elements. The defected ground structure (DGS) technique also recovers the operating bandwidth that is partially lost due to coupling. It is proven that the DGS technique features some serious advantages compared to existing techniques and displays a single, tolerable drawback. Moreover, it is the electrically smaller antenna-level decoupler displayed thus far in the literature.

Next, the Thesis describes the design of a circularly polarized, electrically small, microstrip antenna for a different kind of mobile terminal: a CubeSat pico-satellite. This demanding application forces the patch antenna to reduce its area to 1/14 of the nominal, and at the same time serves as a design guide for inductively-loaded microstrip antennas by use of an array of peripheral slits. The slit-loading technique was extended by spatially modulating the length of the slit array. The design revealed that the adjustment of the spatial distribution of slits produces even greater miniaturization degree, whereas it also serves as a means to adjust the input impedance. The CubeSat patch prototype is the electrically smaller miniature-satellite antenna to date.

The inductive loading of inverted-F antennas (IFAs) by Euclidean and Fractal slots is a technique that managed to nearly quadruple the operating bandwidth of single-band antennas, and alternatively produces dual-band antennas with an adjustable upper band. The study of dual-band antennas revealed that the aggregate fractional bandwidth of PIFAs is strictly limited, and the designer merely manages to re-distribute whatever bandwidth is inherently available by the antenna. The design of the innovative, electrically small, conformal circular IFA (CIFA) is also described, which is a *printed* radiator that manages to approach the fundamental limits of small antennas within close range. The system model of the CIFA lead to a prediction model for the operating frequency as a function of node size: for maximum node area equal to 1 mm<sup>2</sup>, Tx/Rx frequencies must enter deep into the mm-wave band.

The Thesis is concluded with an improvement of the Wheeler Cap radiation efficiency measurement technique through a holistic design approach targeting *fixed*-geometry caps. The goal was to perform radiation efficiency measurements of printed/planar antennas that are free of cavity resonances. A joint antenna-cavity system model was developed, which predicts analytically the measurement capacity and eigenfrequency spectrum of separable cavities: a unified approach to the design (eigenfrequency shaping) of rectangular, spherical and cylindrical cavities was adopted. This study is the first systematic, deterministic design methodology for the three cavity types regardless of antenna size or operating frequency in Wheeler Cap literature. The methodology predicts the suitable type and size of cavity given the specifications of the antenna, estimates the measurable antenna size and bandwidth in a given cavity, and is readily applicable to 1-D and 3-D antennas.

# Πρόλογος

Έγραφα τη Διατριβή μου από την οπτική γωνία του σχεδιαστή κεραιοσυστημάτων, ακολουθώντας μια προσέγγιση που ταιριάζει τόσο στον ερευνητή, όσο και στον βιομηχανικό σχεδιαστή. Απευθύνεται σε σχεδιαστές, μελετητές και χρήστες των κεραιών. Η Διατριβή εκπονήθηκε στο ακαδημαϊκό περιβάλλον του Εργαστηρίου Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών ΕΜΠ, αλλά, με βάση το περιεχόμενό της, θα της ταίριαζε καλύτερα ο ξενικός όρος “*industrial PhD thesis*”.<sup>1</sup> Σηματοδοτεί το τέλος ενός ταξιδιού και την αρχή ενός νέου, πολύ μεγαλύτερου. Η τεχνολογία των κεραιών είναι ένα συναρπαστικό και συνάμα ευρύτατο πεδίο που εξαπλώνεται διαρκώς, γεγονός που δημιουργεί ένα γοητευτικό παράδοξο: ο επαγγελματίας μηχανικός κεραιών είναι ταυτόχρονα και *in perpetuum* μαθητής του αντικειμένου του.

Η παρούσα Διατριβή είναι μια συλλογή από ιδέες που θα ήθελα να μοιραστώ με άλλους σχεδιαστές. Το θέμα για τον σχεδιαστή είναι τα σχέδιά του να έχουν ουσιαστικό νόημα, δηλαδή να μην είναι απλά ‘ακαδημαϊκές ασκήσεις επί χάρτου’. Για τον σχεδιαστή κεραιών αυτό σημαίνει συνεχή συγκέντρωση γνώσης και εμπειρίας από πολλά μέτωπα ταυτόχρονα: θεωρία κεραιών, υπολογιστικός ηλεκτρομαγνητισμός, ηλεκτρομαγνητική (H/M) μοντελοποίηση, ιδιότητες υλικών και τεχνικές χαρακτηρισμού τους, μέθοδοι μετρήσεων κεραιών, τεχνολογία κατασκευών και μηχανολογικά ζητήματα (π.χ., αντοχή υλικών και θερμική καταπόνηση), και φυσικά μικροκυματική τεχνολογία. Μελετώντας τα παραπάνω θέματα, αντιμετώπισα τη σχεδίαση κεραιών ολοκληρωμένα: αυτό περιλαμβάνει σχεδίαση, τροφοδότηση, τα αντικείμενα που βρίσκονται στο κοντινό πεδίο της κεραίας, καθώς και την εκμετάλλευσή τους προς όφελος των επιδόσεων ακτινοβολίας. Όλοι διδασκόμαστε ιδανικές κεραίες που ‘επιπλέουν’ στον κενό χώρο, ώστε να μπορέσουμε να κατανοήσουμε τα βασικά—μόνο που ο πραγματικός κόσμος είναι διαφορετικός.

Οι κεραίες και τα κεραιοσυστήματα είναι τα αισθητήρια όργανα των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας, τα οποία γνωρίζουν μια άνευ προηγουμένου άνθιση. Ένα μέρος αυτής της προόδου οφείλεται στη συνεισφορά της τεχνολογίας των κεραιών. Σε αντίθεση με άλλες διατάξεις ενός ασύρματου συστήματος—όπως τα φίλτρα και οι ενισχυτές—οι κεραίες είναι πολύ ειδικές διατάξεις: επεξεργάζονται τόσο ηλεκτρικά σήματα (τάσεις και ρεύματα), όσο και H/M κύματα, αφού στέκονται ακριβώς στην περιοχή μετάβασης μεταξύ των δύο περιγραφών. Με όρους κβαντικής μηχανικής, μια κεραία μετατρέπει τα ηλεκτρόνια σε φωτόνια, και το αντίστροφο. Οι κεραίες έχουν τη δική τους γλώσσα και κουλτούρα. Αποτελούνται από τις οικογένειες των ανοιγμάτων, των λοβών, των εμποδίων, των πλώσεων και άλλων

<sup>1</sup> Είναι η διατριβή που εκπονείται στη βιομηχανία, δηλαδή εκτός ακαδημαϊκού περιβάλλοντος.



χαρακτηριστικών στο χώρο, τον χρόνο και τη συχνότητα. Είναι τριδιάστατες οντότητες που 'κατοικούν' στον κόσμο της δέσμης, των στερακτινίων, των τετραγωνικών μοιρών και της στερεάς γωνίας. Συζεύγγνυται εξ αποστάσεως με τον περιβάλλοντα χώρο και γι' αυτό έχουν θερμοκρασία που μετράται σε kelvin.

Ο ρόλος των κεραιών γίνεται ολοένα και πιο σημαντικός. Τα ασύρματα συστήματα, από το πιο απλό μέχρι το πλέον πολύπλοκο, αδυνατούν να λειτουργήσουν αποδοτικά χωρίς την παρουσία κεραιών εκπομπής και λήψης, οι οποίες θα ακτινοβολούν και θα σκεδιάζουν τα ραδιοκύματα που μεταφέρουν την πληροφορία. Για διαφορετικές εφαρμογές, οι απαιτήσεις από την κεραία ενδέχεται να είναι πολύ διαφορετικές, ακόμα και για την ίδια ζώνη συχνοτήτων. Υπάρχουν συστήματα στα οποία η κεραία δεν είναι μια απλή συσκευή μετάδοσης/λήψης, αλλά μια διάταξη συνδυασμένη με άλλα μέρη του συστήματος ώστε να επιτευχθεί μια συγκεκριμένη επίδοση. Παράδειγμα αποτελούν τα συστήματα MIMO, τα οποία αναπτύχθηκαν τα τελευταία 15 χρόνια με στόχο την καταπολέμηση ή/και εκμετάλλευση της πολυδιαδρομικής διάδοσης, ώστε να μειωθεί ο ρυθμός σφαλμάτων και να αυξηθεί η χωρητικότητα του ασύρματου διαύλου.

Η ερχομική ανάπτυξη των ασύρματων επικοινωνιών και των μικροκυματικών αισθητήρων, οι ανάγκες σε μικροκυματική απεικόνιση, και τα συστήματα ραντάρ έπαιξαν καταλυτικό ρόλο στην εφεύρεση πληθώρας νέων δομών κεραιών. Η βιομηχανία των κινητών επικοινωνιών ήταν ο κύριος καταλύτης για όλες τις πρόσφατες εξελίξεις στη σχεδίαση κεραιών. Την περασμένη δεκαετία σημειώθηκε μια εκτεταμένη χρήση κεραιών από το ευρύ κοινό σε συσκευές όπως τα κινητά τηλέφωνα, οι δέκτες GPS, οι δορυφορικές επικοινωνίες, τα ασύρματα τοπικά δίκτυα υπολογιστών, οι συσκευές Bluetooth, οι ραδιοσυχνοτικοί αναγνωριστές (RFID), τα συστήματα WiMAX, κ.α. Εντούτοις, οι μελλοντικές ανάγκες θα είναι ακόμα μεγαλύτερες, καθώς μια πλειάδα κεραιών ενσωματώνονται ήδη στα οχήματα και σε μια ποικιλία κινητών τερματικών και αισθητήρων επισκόπησης και συλλογής πληροφοριών. Παράλληλα, ο τομέας των αμυντικών εφαρμογών αναζητά συμπαγείς, σύμμορφες, πολυ-λειτουργικές, ευρυζωνικές κεραίες, οι οποίες θα χρησιμεύουν ως front-ends σε μια ποικιλία συστημάτων επικοινωνίας, μεταξύ των οποίων είναι το software radio και τα συστήματα ραντάρ, και θα ικανοποιήσουν πληθώρα επικοινωνιακών αναγκών καταλαμβάνοντας τον ελάχιστο δυνατό χώρο.

Με τη ραγδαία ανάπτυξη των συσκευών ασύρματης επικοινωνίας, και τη σημασία που αυτές έχουν στην καθημερινότητά μας, υπάρχει μια αυξανόμενη ανάγκη ανάπτυξης κινητών τερματικών υψηλού ρυθμού μετάδοσης. Οι κεραίες κατέχουν κεντρική και κρίσιμη θέση σε αυτό το πεδίο. Δεν αποτελεί έκπληξη το γεγονός ότι, η σχεδίαση συμπαγών κεραιών και RF front-ends που δε θα υπονομεύουν τις επιδόσεις των κινητών τερματικών, έχει προκύψει ως βασική προϋπόθεση για την υλοποίηση των συσκευών της επόμενης γενιάς (4G). Οι κεραίες είχαν παραμεληθεί για πολλά χρόνια, καθώς η βιομηχανία είχε επικεντρωθεί στα συστήματα χαμηλού θορύβου και σε τεχνικές διαμόρφωσης χαμηλού ρυθμού σφαλμάτων. Ωστόσο, όπως επισήμανε ένα άρθρο του περιοδικού *Microwaves & RF* το 2006, σχεδόν το 50% της επιφάνειας ενός system-on-chip καταλαμβάνεται από το RF front-end. Η ερευνητική κοινότητα προχώρησε σε πολλές καινοτομίες με στόχο την αντικατάσταση των μεγάλων κεραιών, γεγονός που συμπαρέσυρε σε πρόοδο και τις υπολογιστικές μεθόδους για να αντιμετωπιστούν οι λεπτομερείς γεωμετρικές των κεραιών και των δικτύων τροφοδοσίας τους.

Τα πράγματα αλλάζουν γρήγορα στον 'ασύρματο κόσμο'. Ένα μόνο πράγμα δεν έχει αλλάξει από τότε που υλοποιήθηκε η πρώτη κεραία: οι κεραίες είναι ένα πρακτικό αντικείμενο της μηχανικής και της ηλεκτρολογίας. Θα εξακολουθήσουν να αποτελούν αντικείμενο της μηχανικής. Σε μια προσπάθεια να ανταποκριθούν στις απαιτήσεις των ραδιοσυστημάτων, οι σχεδιαστές ανακυκλώνουν τις δοκιμασμένες συνταγές του παρελθόντος, προσπαθώντας να εξοικονομήσουν μερικά decibel εδώ και μερικά hertz εκεί. Κάποιες φορές, προκειμένου να γίνουμε καινοτόμοι στη σχεδίαση κεραιών, πρέπει να αφήσουμε πίσω τις εννοιολογικές δομές και συνταγές που γνωρίζουμε ήδη, ώστε να ελευθερωθεί χώρος για νέες προσεγγίσεις. Δείχνοντας εκτίμηση και σεβασμό προς τις παραδοσιακές σχεδιάσεις, πρέπει ταυτόχρονα να χαλαρώσουμε τους δεσμούς μας με το παρελθόν, ώστε να αποκτήσουμε μια νέα προοπτική.

Το μέλλον των ασύρματων συστημάτων επιφυλάσσει ακόμα μεγαλύτερες προκλήσεις, και η αποτελεσματικότητα αυτών των συστημάτων θα εξαρτηθεί από όλα αυτά που εμείς, ως μηχανικοί κεραιών, θα μπορέσουμε να εφεύρουμε και να συνεισφέρουμε. Στην πραγματικότητα, μερικές από τις μελλοντικές ασύρματες υπηρεσίες θα εξαρτώνται και ταυτόχρονα θα περιορίζονται από τις υλοποιήσεις των κεραιών, οι οποίες θα απαιτήσουν φαντασία και όραμα προκειμένου να εξωθηθούν οι νόμοι της φύσης στα όριά τους. Για την ολοκλήρωση πολλών υπηρεσιών σε ένα κινητό τερματικό και για την αξιόπιστη παροχή τους, οι συμπαγείς ευρυζωνικές κεραίες που θα εξυπηρετήσουν την ασύρματη επικοινωνία θα πρέπει ταυτόχρονα να παρέχουν και ένα αισθητικά ικανοποιητικό αποτέλεσμα για το κινητό τερματικό. Η χρήση διαφορετικής κεραίας για κάθε υπηρεσία δεν αποτελεί καν επιλογή. Ως εκ τούτου, βρισκόμαστε αντιμέτωποι με μοναδικές προκλήσεις: πρέπει να ανταποκριθούμε, και θα ανταποκριθούμε.<sup>2</sup>

Κλείνω επισημαίνοντας το αξιοσημείωτο γεγονός ότι, οι επιμελητές των δύο γνωστότερων εγχειριδίων για κεραίες είναι Έλληνες καθηγητές του εξωτερικού: ο Καθ. Ι. Λ. Βολάκης, Dept. Electrical & Computer Engineering, The Ohio State University, επιμελήθηκε την 4η έκδοση του *Antenna Engineering Handbook* [1], ενώ ο Καθ. Κ. Α. Μπαλάνης, Dept. Electrical Engineering, Arizona State University, επιμελήθηκε την 1η έκδοση του *Modern Antenna Handbook* [2]. Η σύμπτωση αυτή μόνο σύμπτωση δεν είναι, καθότι αποτελεί επισφράγισμα του καθοριστικού ρόλου που έχουν διαδραματίσει στην εξέλιξη του πεδίου των κεραιών και της διάδοσης οι μηχανικοί της Διασποράς. Αυτό, φυσικά, δε σημαίνει ότι δεν είμαστε δυνατοί σε κεραίες/διάδοση/μικροκύματα και εντός των συνόρων: η παρουσία του ΕΜΠ και των άλλων ελληνικών πανεπιστημίων σε σχετικά διεθνή επιστημονικά περιοδικά, συνέδρια και συγγράμματα είναι και έντονη και διαρκής. Η φυγή επιστημόνων και μηχανικών προς το εξωτερικό είναι ένα μεγάλο πρόβλημα, το οποίο δε μπορώ να αναλύσω στα πλαίσια αυτού του προλόγου. Μπορώ, όμως, να ελπίζω ότι η εργασία που κρατάς στα χέρια σου, αγαπητέ αναγνώστη, θα αποτελέσει το έναυσμα για νέες, ακόμα καλύτερες εργασίες, όπως ακριβώς οι εργασίες άλλων αποτέλεσαν πηγή έμπνευσης για εμένα.

K.K., 07/09/11

---

<sup>2</sup>Παραφράζοντας έτσι την περίφημη παραίνεση του D. Hilbert, 'Πρέπει να μάθουμε, και θα μάθουμε!'



# Ευχαριστίες

Οι παραλληλισμοί ανάμεσα στην εκπόνηση μιας διδακτορικής διατριβής και τους δρόμους αντοχής παραείναι εύκολοι. Για παράδειγμα, ένα μεγάλο μέρος της ‘διαδρομής’ το διανύεις σε απομόνωση: είσαι εσύ, ο δρόμος και η μουσική.<sup>3</sup> Οι παραλληλισμοί αυτοί έχουν διατυπωθεί σε πολλές άλλες διατριβές, οπότε δε σκοπεύω να επαναλάβω τις δυσκολίες της διαδρομής. Εξάλλου, στην κούρσα αυτή κατεβαίνουμε με τη θέλησή μας, ας μην το ξεχνάμε. Κι επειδή όσο κι αν προσπαθούμε δε γίνεται να τα καταφέρουμε όλα μόνοι, οφείλουμε ένα ‘ευχαριστώ’ στους ανθρώπους που μετριάζουν τη μοναξιά του δρομέα μεγάλων αποστάσεων.

Ευχαριστώ πολύ τον επιβλέποντα και δάσκαλό μου, Καθ. Δρ. Φίλιππο Κωνσταντίνου, ο οποίος πίστεψε στις δυνατότητές μου και μου έδωσε την ευκαιρία να ενταχθώ στην ερευνητική ομάδα του Εργαστηρίου Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών ΕΜΠ. Ο κ. Κωνσταντίνου μου παρείχε πλήρη ακαδημαϊκή ελευθερία και υποστήριξε τις ερευνητικές δραστηριότητές μου τόσο επιστημονικά, όσο και υλικά. Θερμές ευχαριστίες εκφράζονται προς τον Δρ. Αθανάσιο Κανάτα, Αναπλ. Καθ. Παν/μίου Πειραιώς, τον οποίο γνώρισα σαν μέλος του ΕΚΡ/ΕΜΠ και συνεπιβλέποντα της διπλωματικής εργασίας μου. Η επιστημονική κατάρτισή του και η μέθοδος προσέγγισης των τεχνικών προβλημάτων έχουν επηρεάσει τον τρόπο με τον οποίο αντιμετωπίζω τον εαυτό μου ως επαγγελματία μηχανικό. Θα ήθελα, επίσης, να ευχαριστήσω τον υπεύθυνο τεχνικό του ΕΚΡ, κ. Νίκο Μπούζη, για τη βοήθειά του όλα αυτά τα χρόνια.

Από την αρχή της παρουσίας μου στο ΕΚΡ/ΕΜΠ είχα τη δυνατότητα να συνεργαστώ με αξιόλογους μηχανικούς οι οποίοι με βοήθησαν με την εμπειρία τους να αναπτύξω σωστή νοοτροπία. Τους ευχαριστώ όλους και ιδίως τους Γιώργο Πάντο, Βαγγέλη Αγγέλου και Δήμο Βουγιούκα. Με τα νεότερα μέλη του ΕΚΡ διατρέξαμε παρέα την ερευνητική πορεία μας και μοιραστήκαμε τα καλά και τ’ άσχημα της ζωής στο ΕΚΡ. Αυτοί οι *inglourious basterds*, τους οποίους ευχαριστώ για όλη τη ‘συνενοχή’, είναι οι Θανάσης Μαρούσης, Κώστας Μαλιάτσος, Αντώνης Γκότσης, Δημήτρης Κομνάκος, Αλέξανδρος Καραγιάννης και Θανάσης Αδάμης.

Η συνεισφορά αρκετών συναδέλφων έπαιξε σημαντικό ρόλο στην επιτυχή πορεία της Διατριβής. Εκφράζω τις ευχαριστίες μου προς τους κ.κ. Αντώνη Αλεξανδρίδη και Θοδωρή Ζερβό του Εργαστηρίου Κινητών Επικοινωνιών, ΕΚΕΦΕ ‘Δημόκριτος’, για την πολύτιμη βοήθειά τους κατά τη μέτρηση κεραιών στον ανηχωικό θάλαμο. Ευχαριστώ τον Δρ. Αλεξανδρίδη και για το ενδιαφέρον και την εμπιστοσύνη με την οποία περιέβαλλε τη δουλειά μου. Με

<sup>3</sup>Το soundtrack της διατριβής συνέθεσαν οι κορυφαίοι μουσικοί δημιουργοί, κυρίως από τον χώρο του prog rock/metal, που παρατίθενται εδώ αλφαβητικά: *Anathema, Blind Guardian, Dire Straits, Dream Theater, Fates Warning, Iced Earth, Judas Priest, Liquid Tension Experiment, Mastodon, Opeth, Paradise Lost, Pink Floyd, Queen, Queensrÿche, Rush, Shadow Gallery, System Of A Down, Therapy?, Tool*.

τον κ. Γιώργο Μήτση, Διπλ. Μηχανολόγο Μηχανικό ΕΜΠ και υ/δ της Σχολής Χημικών Μηχανικών ΕΜΠ, είχαμε μια εποικοδομητική συνεργασία για την κατασκευή κοιλοτήτων και κεραίων: τον ευχαριστώ για την κατανόηση και εύχομαι να συνεχίσουμε ομοίως. Ευχαριστώ, ακόμη, τον φίλο και συνάδελφο Δημήτρη Τσιάπα, ο οποίος ήταν ο φωτογράφος σχεδόν όλων των κεραίων που κατασκεύασα. Ιδιαίτερα σημαντική υπήρξε η βοήθεια που μου παρείχε το Technical Support Group της εταιρείας Computer Simulation Technology AG σε θέματα τεχνικής υποστήριξης του Microwave Studio. Ευχαριστώ όλο το CST Team, και ιδίως την Dr. Monika Balk, για την άμεση ανταπόκριση και την υπομονή τους στις αναρίθμητες απορίες και ακροβασίες που επιχειρήσα να κάνω με το λογισμικό. Τέλος, ευχαριστώ τις διεθνείς επαγγελματικές ενώσεις οι οποίες, εν αντιθέσει, χρηματοδότησαν μερικώς τα ταξίδια μου σε συνέδρια και σχολεία διδακτορικού επιπέδου: (α') το European School of Antennas (Marie Curie) για το σχολείο *Antenna Measurements*, UPM 2008, (β') τη European Microwave Assoc. (EuMA) για το συνέδριο *EuMC'09*, (γ') το πρόγραμμα Coordinating Antenna Research in Europe (CARE) για το σχολείο *Antenna Project Management*, EPFL 2011, και (δ') τη European Assoc. Antennas Propag. (EurAAP) για το συνέδριο *EuCAP'11*.

Είχα τη χαρά και την τύχη να τρέξω τη διαδρομή παρέα με καλούς φίλους, σπουδαίους μηχανικούς. Μοιραστήκαμε αγωνίες, απορίες, συμβουλές, παροτρύνσεις, χαρές και λύπες. Ευχαριστώ, γιατί με το παράδειγμά τους έθεσαν τόσο ψηλά τον πήχυ, τους Νίκο Σκέντο, Γιώργο Λιουδάκη, Χρήστο Κουλουμέντα, Γιάννη Καρασεϊτανίδη, Γιώργο Λεολέη και Λίλα Δημοπούλου. Κατά την εκπόνηση της διατριβής είχα επίσης στήριξη, έστω και εκ του μακρόθεν, από καλούς φίλους εκτός ΕΜΠ που έδειξαν με διάφορους τρόπους ενδιαφέρον για την προσπάθειά μου. Χωρίς πολλά λόγια, ευχαριστώ τους Παναγιώτη Γαλιώτο, Κατερίνα Ρούσσου, Πάνο Κασσιανίδη, Έλια Μουρτζανού και Άγγελο Αναγνωστόπουλο, καθώς και τους παιδικούς φίλους μου Πέτρο Αρβανιτάκη, Γιαννίκο Δούσκα και Σπύρο Πατίρη.

Ακόμη περισσότερο, όμως, θέλω να ευχαριστήσω την Καλλιόπη Ράπτη για την αμέριστη συμπαράσταση που μου έδειξε επί σειρά ετών με όλους τους πιθανούς τρόπους. Την ευχαριστώ γιατί είναι ο άνθρωπος που είναι, γιατί με ωθεί συνεχώς να γίνομαι κι εγώ καλύτερος άνθρωπος και γιατί πιστεύει τόσο σε εμένα. Της εκφράζω, επίσης, ευχαριστίες για την επιμέλεια έκδοσης της διατριβής και την οργάνωση των πολυάριθμων εκτυπώσεων.

Ολοκληρώνοντας, τονίζω ότι η πορεία μου δε θα είχε ολοκληρωθεί επιτυχώς δίχως την αδιάκοπη ηθική και υλική υποστήριξη που έλαβα από την οικογένειά μου. Οι γονείς μου, Γιώργος και Βάσω, και ο αδερφός μου, Δημήτρης, υπέμειναν τα τρελά ωράρια, την κυκλοθυμία, την κακή διάθεση και τη γενικευμένη απουσία μου. Το τελικό αποτέλεσμα δικαιώνει την υπομονή τους και πιστεύω ότι τους χαροποιεί.

Στη διάρκεια όλων αυτών των ετών, είμαι σίγουρος ότι υπήρξαν στιγμές που δε φέρθηκα σωστά σε κάποιους από τους ανθρώπους που ανέφερα παραπάνω. Μικρή σημασία έχει ότι αυτό δεν έγινε ποτέ επίτηδες. Ως ελάχιστη ένδειξη ευγνωμοσύνης και συγγνώμης, η διατριβή αφιερώνεται σε αυτούς που αδίχησα, στενοχώρησα ή πίκρανα στην πορεία μου μέχρι εδώ.

Κώστας Κακόγιαννης,  
ΕΚΠ/ΕΜΠ, Νοέμβριος 2011



# Πίνακας Περιεχομένων

Περίληψη	iii
Abstract	v
Πρόλογος	vii
Ευχαριστίες	xi
Κατάλογος Σχημάτων	xix
Κατάλογος Πινάκων	xxxv
Κατάλογος Συντμήσεων	xxxix
<b>I Στοιχεία Τεχνολογίας Κεραιών</b>	<b>1</b>
<b>1 Εισαγωγή</b>	<b>3</b>
1.1 Κεραίες και Ασύρματα Δίκτυα Αισθητήρων.....	5
1.1.1 Συστήματα RF Χαμηλής Κατανάλωσης Ισχύος.....	6
1.1.2 Δικτύωση Κατανεμημένων Αισθητήρων.....	8
1.2 Κίνητρα της Ερευνητικής Δραστηριότητας.....	12
1.2.1 Σμίκρυνση και Ενεργειακή Αποδοτικότητα ενός Ασύρματου Κόμβου ..	12
1.2.2 Επισημάνσεις για τη Βιβλιογραφία των Δικτύων Αισθητήρων .....	13
1.3 Αντικείμενο και Δομή της Διατριβής.....	16
<b>2 Στοιχεία Θεωρίας Κεραιών και Τεχνικές Σμίκρυνσης</b>	<b>21</b>
2.1 Κεραίες και Θεωρία Κεραιών .....	22
2.2 Αναλυτικές Προσεγγίσεις και Υπολογιστικές Ηλεκτρομαγνητικές Μέθοδοι ...	25
2.3 Συμπαγείς, Ευρυζωνικές και Ενεργειακά Αποδοτικές Κεραίες .....	29
2.4 Θεμελιώδεις Περιορισμοί στον Συντελεστή Ποιότητας και το Εύρος Ζώνης....	32
2.4.1 Μερικά Χρήσιμα Θεμελιώδη Όρια.....	33
2.5 Τεχνικές Σμίκρυνσης .....	37
2.6 Ορισμοί, Ορολογία και Συμβολισμοί.....	39

2.6.1	Δίθυρο Ισοδύναμο Κύκλωμα Εισόδου και Ορισμός Αποδοτικότητας Ακτινοβολίας .....	39
2.6.2	Ορισμός Εύρους Ζώνης .....	41
2.6.3	Θέματα Τεχνικής Ορολογίας .....	42
2.6.4	Συμβολισμοί .....	42
<b>II</b>	<b>Συμπαγείς Τυπωμένες Κεραίες και Στοιχειοκεραίες</b>	<b>45</b>
<b>3</b>	<b>Κεραίες Αναλυτικής Γεωμετρίας</b>	<b>47</b>
3.1	Συμπαγείς Τυπωμένες Ημιτονοειδείς Κεραίες .....	50
3.1.1	Εισαγωγή .....	51
3.1.2	Περιγραφή της Ημιτονοειδούς Κεραίας .....	53
3.1.2.1	Βιβλιογραφική Έρευνα .....	59
3.1.3	Αριθμητική και Πειραματική Εκτίμηση της Ηλεκτρικής Απόδοσης των Ημιτονοειδών Κεραίων .....	60
3.1.3.1	Ρυθμίσεις H/M Προσομοιωτή .....	60
3.1.3.2	Αριθμητικό Εύρος Ζώνης Εμπέδησης και Αποδοτικότητα Ακτινοβολίας .....	62
3.1.3.3	Χαρακτηριστικά Ακτινοβολίας .....	65
3.1.3.4	Αποτελέσματα Μετρήσεων Κεραίων με το Ονομαστικό Επίπεδο Γείωσης .....	66
3.1.4	Μελέτη της Επίδρασης του Επιπέδου Γείωσης .....	68
3.1.4.1	Ορισμός Βαθμωτού Κριτηρίου Ποιότητας για την Εκτίμηση της Συνολικής Απόδοσης της Κεραίας .....	69
3.1.4.2	Προσαρμογή του Επιπέδου Γείωσης για Βελτίωση της Απόδοσης των Κεραίων .....	71
3.1.4.3	Λόγοι Σμίκρυνσης .....	73
3.1.4.4	Αποτελέσματα Μετρήσεων .....	75
3.1.5	Πυκνά Δομημένες Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες και Αμοιβαία Σύζευξη ..	75
3.2	Συμπαγείς Τυπωμένες Κεραίες Chebyshev .....	77
3.2.1	Θέματα Σχεδίασης και Ηλεκτρομαγνητικής Μοντελοποίησης .....	79
3.2.2	Προτεινόμενες Διατάξεις και Αριθμητικά Αποτελέσματα .....	82
3.3	Κεραίες Chirp και Αναλυτική Αυθομοιότητα .....	86
3.3.1	Θέματα Σχεδίασης και Ηλεκτρομαγνητικής Μοντελοποίησης .....	86
3.3.2	Προκαταρκτικά Αριθμητικά Αποτελέσματα .....	89
3.4	Συμπεράσματα Κεφαλαίου .....	91
<b>4</b>	<b>Καταπίεση Αμοιβαίας Σύζευξης σε Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες</b>	<b>95</b>
4.1	Εισαγωγή .....	96
4.1.1	Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες και Δίκτυα Αισθητήρων .....	96
4.1.2	Το Ζήτημα της Απόστασης Επικοινωνίας στα <i>ad hoc</i> Δίκτυα .....	99

4.1.3	Βιβλιογραφική Έρευνα για την Αμοιβαία Σύζευξη σε Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες .....	100
4.1.4	Πεδίο Εφαρμογής και Δομή του Κεφαλαίου .....	103
4.2	Μοντέλο Συστήματος και Απόκριση της Συμπαγούς Τυπωμένης Στοιχειοκεραίας .....	105
4.2.1	Πειραματικά Αποτελέσματα του Δομικού Στοιχείου .....	105
4.2.2	Μοντελοποίηση Συμπαγούς Στοιχειοκεραίας .....	108
4.2.3	Παραμετρική Μελέτη και Αριθμητικά Αποτελέσματα .....	109
4.2.4	Αποτελέσματα Μετρήσεων .....	112
4.3	Τεχνική Καταπίεσης της Αμοιβαίας Σύζευξης και Μείωσης της Συσχέτισης Σημάτων .....	114
4.3.1	Δομές Ατελούς Επιπέδου Γείωσης .....	117
4.3.2	Φόρτιση Στοιχειοκεραίας με Δομή DGS και Καταπίεση της Αμοιβαίας Σύζευξης .....	121
4.3.3	Σύγκριση του Αποσυζεύκτη DGS με Απλές Προσεγγίσεις .....	124
4.3.4	Πειραματικός Χαρακτηρισμός του Αποσυζεύκτη και Συζήτηση επί των Αποτελεσμάτων .....	125
4.4	Ιδιότητες Ακτινοβολίας της Συμπαγούς Στοιχειοκεραίας Δύο Στοιχείων .....	130
4.5	Επέκταση της Μεθόδου ΑΕΓ σε 1-D οιονεί Περιοδικές Δομές .....	133
4.6	Συμπεράσματα Κεφαλαίου .....	135
<b>5</b>	<b>Κυκλικά Πολωμένη Ηλεκτρικά Μικρή Κεραία CubeSat</b>	<b>137</b>
5.1	Εισαγωγή στο Διαστημικό Πρόγραμμα CubeSat .....	137
5.2	Ερευνητικό Αντικείμενο .....	140
5.3	Κεραίες για Σύγχρονους Μικροσκοπικούς Δορυφόρους: Βιβλιογραφική Έρευνα και Ανασκόπηση .....	142
5.3.1	Γραμμικές Κεραίες και άλλες Μη Επίπεδες Δομές .....	143
5.3.2	Επίπεδες Κεραίες για Σύγχρονους Μικρούς Δορυφόρους .....	145
5.3.2.1	Ανάπτυξη Κεραιών από τη Saab Space .....	152
5.3.2.2	Ανασκόπηση του Πεδίου από τους Gao <i>et al.</i> .....	153
5.3.3	Ανασκόπηση Συναφών Τεχνικών Σχεδίασης .....	154
5.4	Κύκλωμα Τροφοδοσίας Υβριδικού Συζεύκτη .....	156
5.4.1	Σχεδίαση Υβριδικής Τροφοδοσίας για Κυκλική Πόλωση .....	156
5.4.2	Αριθμητικά Αποτελέσματα Συζεύκτη .....	157
5.5	Μικροταινιακή Κεραία με Επαγωγική Φόρτιση από Περιφερειακές Εγκοπές ...	159
5.5.1	Θέματα Σχεδίασης .....	161
5.5.2	Εξέλιξη της Γεωμετρίας της Κεραίας .....	164
5.5.3	Αριθμητικά Αποτελέσματα της Κεραίας CSPP-1 .....	167
5.5.4	Αριθμητικά Αποτελέσματα της Κεραίας CSPP-2 .....	171
5.6	Συζήτηση επί των Αποτελεσμάτων .....	178
5.6.1	Σύγκριση με Υλοποιήσεις από τη Βιβλιογραφία .....	179

5.7	Συμπεράσματα Κεφαλαίου .....	181
-----	------------------------------	-----

### III Ευρυζωνικές Κεραίες και Ευρυζωνικός Χαρακτηρισμός Ενεργειακής Αποδοτικότητας 185

#### 6 Ευρυζωνικές, Διζωνικές και Σύμμορφες PIFAs 187

6.1	Ευρυζωνικές Κεραίες Ανεστραμμένου-F με Επαγωγική Φόρτιση από Ευκλείδειες και Φράκταλ Σχισμές .....	187
6.1.1	Εισαγωγή .....	188
6.1.1.1	Ειδική Βιβλιογραφία Τυπωμένων IFAs .....	190
6.1.1.2	Ειδική Βιβλιογραφία Επίπεδων IFAs .....	191
6.1.1.3	Μελέτες Επίδρασης του Επιπέδου Γείωσης .....	192
6.1.2	Σχεδίαση Βασικής Κεραιοδιάταξης και Χαρακτηριστικά Απόκρισης ....	192
6.1.3	Ρυθμίσεις Προσομοίωσης .....	196
6.1.4	Σχεδίαση Τυπωμένων IFAs με Επαγωγική Φόρτιση από Ευκλείδειες και Φράκταλ Σχισμές .....	197
6.1.4.1	Τυπωμένη IFA Φορτισμένη με Φράκταλ Σχισμή Koch .....	198
6.1.4.2	Δύο Τυπωμένες IFAs με Φόρτιση από Αμοιβαίες Γενικευμένες Koch Σχισμές .....	199
6.1.4.3	Τυπωμένη IFA με Φόρτιση από Μαιανδρική Σχισμή .....	200
6.1.4.4	Εμπορικά Διαθέσιμη Τυπωμένη IFA Αναφοράς .....	202
6.1.4.5	Οδηγός Σχεδίασης Τυπωμένων IFAs με Επαγωγική Φόρτιση από Σχισμές .....	202
6.1.5	Αριθμητικά Αποτελέσματα .....	204
6.1.5.1	Χαρακτηριστικά Εμπέδησης Εισόδου και Αύξηση του Λειτουργικού Εύρους Ζώνης .....	204
6.1.5.2	Επιφανειακές Ρευματικές Κατανομές .....	205
6.1.5.3	Χαρακτηριστικά Ακτινοβολίας .....	210
6.1.5.4	Σύγκριση της Συνολικής Απόδοσης των 4 Αυλακωτών PIFAs	215
6.1.5.5	Συζήτηση επί των Αποτελεσμάτων .....	217
6.1.6	Μελέτη της Επίδρασης του Μεγέθους του Επιπέδου Γείωσης .....	219
6.1.6.1	Προγενέστερες Μελέτες της Επίδρασης του GNDP σε Επίπεδες IFAs .....	219
6.1.6.2	Προγενέστερες Μελέτες της Επίδρασης του GNDP σε Τυπωμένες Κεραίες .....	220
6.1.6.3	Ποσοτική Επίδραση του Επιπέδου Γείωσης στην K2 PIFA ...	221
6.1.7	Αποτελέσματα Μετρήσεων .....	226
6.1.7.1	Εισαγωγικές Παρατηρήσεις .....	226
6.1.7.2	Κεραία υπό Μέτρηση και Μετρητική Διάταξη .....	228
6.1.7.3	Αποτελέσματα Μετρήσεων και Συζήτηση επί αυτών .....	228

6.2	Διζωνικές Κεραίες Ανεστραμμένου-F με Επαγωγική Φόρτιση από Φράκταλ Σχισμές .....	231
6.2.1	Θέματα Σχεδίασης και Ηλεκτρομαγνητικής Μοντελοποίησης .....	232
6.2.2	Προτεινόμενες Διατάξεις και Αριθμητικά Αποτελέσματα .....	233
6.2.3	Αποτελέσματα Μετρήσεων .....	242
6.3	Ηλεκτρικά Μικρή, Σύμμορφη IFA Ελεγχόμενη από Παραμετρικό Διάλυμα Ελαχίστου Μήκους .....	243
6.3.1	Εισαγωγή .....	243
6.3.2	Μοντέλο Συστήματος της Τυπωμένης Κυκλικής IFA .....	244
6.3.3	Αριθμητικά Αποτελέσματα.....	248
6.3.3.1	Ρυθμίσεις Προσομοίωσης .....	248
6.3.3.2	Μελέτη της Λειτουργίας της CIFA .....	248
6.3.3.3	Αριθμητικές Ηλεκτρικές Επιδόσεις της CIFA .....	251
6.3.4	Συζήτηση επί των Αποτελεσμάτων.....	252
6.4	Συμπεράσματα Κεφαλαίου .....	257
<b>7</b>	<b>Ευρυζωνικός Χαρακτηρισμός Αποδοτικότητας Ακτινοβολίας</b>	<b>261</b>
7.1	Γενική Βιβλιογραφία της Μεθόδου Wheeler Cap .....	263
7.1.1	Πρώιμες Ερευνητικές Εργασίες .....	263
7.1.2	Η Περιστροφή McKinzie .....	266
7.1.3	Σχόλια επί των Τύπων Υπολογισμού της Αποδοτικότητας .....	267
7.1.4	Η Μέθοδος Ανάκλασης των Johnston & McRory και η Απλοποίηση κατά Geissler .....	268
7.1.5	Θεωρητική Θεμελίωση της Μεθόδου Wheeler .....	270
7.1.6	Εξαγωγή Ισοδύναμων Κυκλωμάτων και Προσομοιώσεις.....	271
7.1.7	Ο Υπερευρυζωνικός Wheeler Cap και η Χρήση της Κεραίας ως Αναδευτήρα Ρυθμών .....	271
7.2	Σύγκριση με άλλες Μεθόδους Μέτρησης .....	274
7.2.1	Κίνητρα για την Ερευνητική Δραστηριότητα.....	277
7.3	Εισαγωγή στην Προτεινόμενη Μεθοδολογία.....	278
7.3.1	Ειδική Βιβλιογραφία Παραλληλεπίπεδων Wheeler Caps .....	280
7.3.2	Ειδική Βιβλιογραφία Σφαιρικών Wheeler Caps .....	281
7.3.3	Ειδική Βιβλιογραφία Κυλινδρικών Wheeler Caps .....	281
7.3.4	Σύνοψη της Προτεινόμενης Μεθοδολογίας .....	282
7.4	Μοντέλο Συστήματος Κεραίας-Κοιλότητας.....	283
7.5	Παραλληλεπίπεδες Κοιλότητες .....	286
7.5.1	Στοιχεία Θεωρίας Μικροκυματικών Κοιλοτήτων I .....	286
7.5.2	Σχεδίαση κάτω από τη Συχνότητα Αποκοπής .....	288
7.5.3	Σχεδίαση πάνω από τη Συχνότητα Αποκοπής .....	290
7.5.4	Οριακές Περιπτώσεις Μετρήσιμου BW και Μεγέθους AUT.....	292
7.6	Επέκταση του Μοντέλου σε Αυθαίρετες Τριδιάστατες Κεραίες .....	293



7.7	Σφαιρικές Κοιλότητες .....	294
7.7.1	Στοιχεία Θεωρίας Μικροκυματικών Κοιλοτήτων II.....	295
7.7.2	Σχεδίαση κάτω από τη Συχνότητα Αποκοπής .....	296
7.7.3	Σχεδίαση πάνω από τη Συχνότητα Αποκοπής .....	297
7.7.4	Οριακές Περιπτώσεις Μετρήσιμου BW και Μεγέθους AUT.....	300
7.8	Κυλινδρικές Κοιλότητες .....	300
7.8.1	Στοιχεία Θεωρίας Μικροκυματικών Κοιλοτήτων III.....	300
7.8.2	Σχεδίαση κάτω από τη Συχνότητα Αποκοπής .....	301
7.8.3	Σχεδίαση πάνω από τη Συχνότητα Αποκοπής .....	302
7.8.4	Οριακές Περιπτώσεις Μετρήσιμου BW και Μεγέθους AUT.....	304
7.9	Όρια των Γραμμικών Κεραιών .....	305
7.10	Αποτελέσματα Προκαταρκτικών Μετρήσεων .....	306
7.11	Συμπεράσματα Κεφαλαίου .....	313
<b>8</b>	<b>Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα</b>	<b>315</b>
8.1	Συμπεράσματα και Καινοτομίες της Διατριβής .....	316
8.2	Προτεινόμενα Θέματα Μελλοντικής Έρευνας .....	319
<b>A'</b>	<b>Λογισμικό Η/Μ Μοντελοποίησης και Προσομοίωσης</b>	<b>329</b>
A'.1	Τεχνικές Διαφορικών Εξισώσεων.....	330
A'.1.1	Πεπερασμένες Διαφορές στο Πεδίο του Χρόνου (FDTD) .....	331
A'.1.2	Τεχνική Πεπερασμένης Ολοκλήρωσης (FIT) .....	332
A'.2	CST Microwave Studio .....	333
A'.2.1	Χωροχρονική Διακριτοποίηση .....	333
A'.2.2	Σήμα Διέγερσης και Συνθήκη Τερματισμού .....	335
A'.2.3	Οριακές Συνθήκες και Συμμετρίες .....	337
A'.2.4	Χειρισμός Υλικών .....	339
A'.2.5	Άλλα Θέματα Μοντελοποίησης .....	339
A'.3	Συζήτηση .....	340
<b>B'</b>	<b>Δεκαδικά Ψηφία και Λογαριθμικά Μεγέθη</b>	<b>343</b>
	<b>Βιβλιογραφία</b>	<b>347</b>
	<b>Κατάλογος Δημοσιεύσεων του Συγγραφέα</b>	<b>381</b>
	<b>Βιογραφικό Σημείωμα</b>	<b>385</b>

# Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Ένα τυπικό σύστημα ασύρματης ραδιοεπικοινωνίας. ....	3
1.2	Απλοποιημένα μπλοκ διαγράμματα ενός RF πομπού (πάνω) και ενός RF δέκτη (κάτω). Δίδεται επίσης και η απλοποιημένη περιγραφή των κυματομορφών κατά μήκος των δύο συστημάτων. ....	6
1.3	(α') Μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού ασύρματου μικρο-αισθητήρα. Οι κόμβοι πρέπει να λειτουργούν για χρόνια με μια μικρή δεξαμενή ενέργειας, η οποία συχνά δεν είναι ανανεώσιμη. (β') Κόμβος αποτελούμενος από δύο PCB διπλής όψης. Στο ανώτερο επίπεδο του πάνω κυκλώματος, ο πομποδέκτης RF συνδέεται μέσω γραμμών μεταφοράς (κίτρινες γραμμές) με δύο επίπεδες κεραίες. Οι κεραίες είναι τοποθετημένες κάθετα μεταξύ τους για να υλοποιηθεί διαφορική πόλωση. ....	9
1.4	(α') Βασική δομή ενός μικρο-αισθητήρα e-CUBES: απεικονίζονται σε στοιβαγμένα στρώματα τα λειτουργικά υποσυστήματα του κόμβου. (β') Μηχανολογικό σχέδιο του τριδιάστατου ολοκληρωμένου κόμβου, με συχνότητα λειτουργίας 17 GHz, που προτάθηκε στα πλαίσια του e-CUBES. Στην πάνω έδρα της πλαστικής συσκευασίας διακρίνεται η κεραία μικροταινιακού καλύμματος. ....	16
1.5	Ιστόγραμμα κατανομής της χρονολογικής εμφάνισης του συνόλου των δημοσιευμένων εργασιών που είναι συναφείς με το αντικείμενο της Διατριβής. (πηγή: Google Scholar, Αυγ. 2011.) ....	17
2.1	Σχηματική απεικόνιση των συμβιβασμών που γίνονται ανάμεσα στα τέσσερα θεμελιώδη, κανονικοποιημένα και αδιάστατα μεγέθη μιας κεραίας. ....	30
2.2	Δύο λανθασμένοι τρόποι ορισμού της ακτίνας της περιγεγραμμένης σφαίρας (αριστερά, κέντρο), και ο σωστός (δεξιά). Οι λανθασμένοι τρόποι επιχειρούν να περικλείσουν το κεραιοστοιχείο και μόνον αυτό, χρησιμοποιώντας σαν κέντρο είτε ένα τυχαίο σημείο, είτε το σημείο τροφοδοσίας. ....	34
2.3	Διαφορετικές μέθοδοι χωρητικής φόρτισης μιας κεραίας με συγκεντρωμένα και οιονεί κατανεμημένα στοιχεία. Εξάιρεση αποτελεί η κεντρική επαγωγική φόρτιση που φαίνεται στη δεύτερη σειρά, τελευταία στήλη προς τα δεξιά (© A. K. Skriverovik, LEMA/EPFL, 2007). ....	39

2.4	Μοντέλο δίθυρου δικτύου για κεραίες, στο οποίο συμπεριλαμβάνεται και η κατευθυντικότητα. ....	41
2.5	Οι διατεταγμένες χαρακτηριστικές συχνότητες και τα αντίστοιχα μήκη κύματος. ....	42
3.1	Μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε φράκταλ καμπύλη τύπου von Koch. ....	48
3.2	Μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε φράκταλ καμπύλη τύπου Minkowski. ....	48
3.3	Μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε γενικευμένη φράκταλ καμπύλη τύπου von Koch (generalized-Koch curve). ....	49
3.4	Μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες στη μαιανδρική καμπύλη. ....	49
3.5	Σχηματική απεικόνιση του φαινομένου της φασικής επιτάχυνσης πάνω σε φράκταλ κεραία τύπου Koch. Η ρευματική κατανομή αυτο-επάγεται σε μεταγενέστερα τμήματα διατρέχοντας γρηγορότερα το τεθλασμένο σώμα της κεραίας. ....	50
3.6	(α') Τυπωμένες μαιανδρικές κεραίες αυθαίρετης (πίσω) και τετραγωνικής περιβάλλουσας (εμπρός) πάνω σε βάση συγκράτησης PCB. (β') Μονοσύρματη ελικοειδής κεραία. ....	53
3.7	(α') Το μοντέλο της ημιτονοειδούς κεραίας σε προοπτική, με διαφανές υπόστρωμα για να φαίνεται το επίπεδο γείωσης. (β') Διαστατική σχηματική κάτοψη της πλήρως παραμετροποιημένης ημιτονοειδούς κεραίας 2ης επανάληψης ( $i = 2$ ). Το μέγεθος του κεραιοστοιχείου είναι $2A \times 2A$ [mm <sup>2</sup> ]. ...	56
3.8	(α') Η εξέλιξη της ημιτονοειδούς κεραίας με τετράγωνη χωρική περιβάλλουσα. Από κάτω προς τα πάνω, η αριστερή στήλη δείχνει τις επαναλήψεις $i = 1, 2, 3$ , ενώ η δεξιά τις $i = 4, 5, 6$ . Στην 6η επανάληψη η σμίκρυνση της κεραίας φτάνει σε κορεσμό, άρα η σχεδίαση έχει νόημα μέχρι και την 5η επανάληψη. (β') Πρωτότυπες ημιτονοειδείς κεραίες επανάληψης $i = 2 \rightarrow 5$ . Όλα τα μονόπολα κατοπτρίζονται στο επίπεδο γείωσης με τις ονομαστικές διαστάσεις $20 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ . ....	57
3.9	Μοντελοποίηση του ομοαξονικού συνδετήρα SMA: (α') Ρεαλιστικό κυλινδρικό μοντέλο με 4 βραχίονες επιφανειακής στήριξης, και (β') Ισοδύναμο μοντέλο τετραγωνικής διατομής και μειωμένης λεπτομέρειας. Το μοντέλο αυτό είναι καταλληλότερο για προσομοιώσεις FDTD χωρίς PBA. ....	62
3.10	Ο ευρυζωνικός συντελεστής ανάλασης εισόδου των έξι πρώτων επαναλήψεων της ημιτονοειδούς κεραίας. Οι κεραίες εμφανίζουν ένα δεύτερο συντονισμό σε παρακείμενη συχνότητα, ο οποίος μετατοπίζει τη μέση κεντρική συχνότητα στα 2.831 GHz. Τα αποτελέσματα αντιστοιχούν στις διαστάσεις που παρατίθενται στους Πίνακες 3.3 και 3.7. ....	64

3.11	Μεταβολή της συνολικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας στο εύρος 2.0–3.5 GHz για τις ημιτονοειδείς κεραίες με $i = 2 \rightarrow 5$ . Εντός της ζώνης ενδιαφέροντος έχουμε $n_{\text{total}} > 85\%$ . Τα αποτελέσματα αντιστοιχούν στις διαστάσεις που παρατίθενται στους Πίνακες 3.3 και 3.7. ....	65
3.12	Το τριδιάστατο διάγραμμα κέρδους της ημιτονοειδούς κεραίας με $i = 3$ υπολογισμένο στα 2.5 GHz: αριστερά απεικονίζεται ο ημιχώρος $0 \leq \theta \leq \pi/2$ και δεξιά ο $\pi/2 < \theta \leq \pi$ . Το κεραιοσύστημα και το διάγραμμα μακρινού πεδίου μοιράζονται το ίδιο σύστημα συντεταγμένων, γεγονός που παρέχει τη δυνατότητα να ενσωματώσουμε το ένα στο άλλο. Παρ' όλα αυτά, το διάγραμμα ισχύει από το όριο του μακρινού πεδίου και πέρα, στην περίπτωση αυτή τουλάχιστον 50 mm μακριά από το PCB. ....	66
3.13	Μέτρο του πειραματικού, ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο των κεραιών του Σχήματος 3.8β', οι οποίες κατοπτρίζονται σε επίπεδο γείωσης ονομαστικών διαστάσεων. ....	68
3.14	Η επιφανειακή ρευματική κατανομή της ημιτονοειδούς κεραίας 4ης επανάληψης στην πρώτη συχνότητα συντονισμού ( $\approx 2.5$ GHz). Η εικόνα δείχνει ταυτόχρονα μέγιστα, κάτι που δεν είναι φυσικώς εφικτό λόγω της ολίσθησης φάσης. Οι διακεκομμένες ελλείψεις επισημαίνουν την αύξηση της πυκνότητας ρεύματος κατά μήκος των μεγάλων πλευρών του GNDP, η οποία είναι ο βασικός λόγος που η περιγεγραμμένη σφαίρα έχει την έκταση του διακεκομμένου κύκλου. Μόνο τα αγωγίμα μέρη του PCB φαίνονται εδώ. ....	71
3.15	Μεταβολή των μεγεθών $FBW_V$ , $\bar{n}_{\text{total}}$ και FOM της ημιτονοειδούς κεραίας 2ης επανάληψης σαν συνάρτηση του ηλεκτρικού μεγέθους του συνολικού ακτινοβολητή. Η μεταβολή του $ka$ προκλήθηκε από μεταβολή του μήκους του επιπέδου γείωσης. Όλα τα εξαρτημένα μεγέθη είναι καθαροί αριθμοί και δίδονται σε decibel. ....	73
3.16	(α') Από αριστερά προς τα δεξιά, η παράταξη δείχνει τις ημιτονοειδείς επανάληψεις $i = 2 \rightarrow 5$ . Οι κεραίες κατοπτρίζονται στα βέλτιστα επίπεδα γείωσης του Πίνακα 3.7. (β') Μέτρο του πειραματικού, ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο των κεραιών που κατοπτρίζονται σε προσαρμοσμένο επίπεδο γείωσης. ....	76
3.17	Τριδιάστατο διάγραμμα ενεργού στοιχείου υπολογισμένο στη συχνότητα των 2.5 GHz και ενσωματωμένο στο H/M μοντέλο της στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων. Το διάγραμμα προέκυψε με διέγερση του πάνω στοιχείου και στις δύο όψεις. Αριστερά φαίνεται το ανώτερο επίπεδο του PCB, δηλαδή ο ημιχώρος $0 \leq \theta \leq \pi/2$ , και δεξιά το κατώτερο: $\pi/2 < \theta \leq \pi$ . ....	77
3.18	Πειραματικός συντελεστής μετάδοσης (αμοιβαία σύζευξη) μεταξύ των θυρών των στοιχείων των τριών στοιχειοκεραιών που κατασκευάστηκαν με βάση το μοντέλο του Σχήματος 3.17. ....	78
3.19	Τα πολυώνυμα Chebyshev 1ου είδους και βαθμού $n = 0, 1, \dots, 5$ στο διάστημα $[-1, 1]$ . ....	80

3.20	(α') Το μοντέλο της κεραίας Chebyshev 5ου βαθμού σε προοπτική. (β') Διαστατική σχηματική κάτοψη της πλήρως παραμετροποιημένης κεραίας Chebyshev ( $n = 5$ ). Το μέγεθος του κεραιοστοιχείου είναι $2A \times 2A$ [mm <sup>2</sup> ]. ...	81
3.21	Αποδιπλωμένο μήκος $\ell_C = f(n, A)$ της καμπύλης Chebyshev 1ου είδους για $A = 1$ mm και βαθμό $1 \leq n \leq 19$ στο διάστημα $x \in [0, 2]$ .....	81
3.22	(α') Η εξέλιξη της κεραίας Chebyshev περιττού βαθμού $n = 5 \rightarrow 13$ : από αριστερά προς τα δεξιά, η πάνω σειρά απεικονίζει τους βαθμούς $n = \{5, 7, 9\}$ και η κάτω τους βαθμούς $n = \{11, 13\}$ . (β') Επιφανειακή ρευματική κατανομή της κεραίας Chebyshev 13ου βαθμού ( $n = 13$ ). ....	83
3.23	(α') Μεταβολή των συντονισμών και της προσαρμογής της κεραίας Chebyshev 9ου βαθμού με μεταβολή του πλάτους του επιπέδου γείωσης στο εύρος $W_{\text{gnd}} = 14 \rightarrow 22$ mm. (β') Ομοίως για μεταβολή του μήκους του GNDP στο εύρος $L_{\text{gnd}} = 28 \rightarrow 40$ mm.....	85
3.24	Τομές του διαγράμματος μακρινού πεδίου, $D(\theta, \phi)$ , στα πρωτεύοντα επίπεδα $\phi = 0$ (αριστερά) και $\theta = \pi/2$ (δεξιά). ....	85
3.25	Κυματομορφές Chirp με παραμέτρους $A = 1$ , $f_{t0} = 0.1$ στο διάστημα $t \in [0, 5]$ : (α') Γραμμική με $\mu = 1$ , (β') γεωμετρική με $\mu = 3$ .....	88
3.26	Διαστατική σχηματική κάτοψη της πλήρως παραμετροποιημένης κεραίας Chirp.	89
3.27	Μέτρο του ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο της κεραίας Chirp.....	91
3.28	Οι επιφανειακές ρευματικές κατανομές των συντονισμών $m = 1, 2$ (πάνω) και $m = 5, 7$ (κάτω) της κεραίας Chirp. Απεικονίζονται ταυτόχρονα οι μέγιστες τιμές έντασης σε κάθε σημείο, κάτι που στην πραγματικότητα δε συμβαίνει λόγω της ολίσθησης της φάσης του ρεύματος. ....	92
4.1	(α') Η εξέλιξη της ημιτονοειδούς κεραίας με τετράγωνη χωρική περιβάλλουσα: πρωτότυπες ημιτονοειδείς κεραίες επανάληψης $i = 2 \rightarrow 5$ . Όλα τα μονόπολα κατοπτρίζονται στο επίπεδο γείωσης με τις ονομαστικές διαστάσεις $20 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ . (β') Μέτρο του πειραματικού, ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο των πρωτότυπων ημιτονοειδών κεραίων. ...	106
4.2	(α') Πρωτότυπες ημιτονοειδείς κεραίες με $i = 2 \rightarrow 5$ κατοπτριζόμενες στις προσαρμοσμένες γειώσεις. (β') Αντίστοιχα μέτρα των πειραματικών, ευρυζωνικών συντελεστών ανάκλασης. ....	107
4.3	(α') Κάτοψη των τριών πρωτότυπων συμπαγών στοιχειοκεραίων. Από αριστερά προς τα δεξιά, η απόσταση μεταξύ των στοιχείων είναι $30 \text{ mm}$ ( $0.25\lambda$ ), $18 \text{ mm}$ ( $0.15\lambda$ ) και $12 \text{ mm}$ ( $0.10\lambda$ ), αντίστοιχα. (β') Η θύρα 1 (αριστερά) έχει διεγερθεί, ενώ η θύρα 2 (δεξιά) είναι τερματισμένη στα $50 \Omega$ . Η επιφανειακή ρευματική κατανομή πάνω στα αγωγίμα μέρη του PCB αναδεικνύει τον κυριότερο μηχανισμό της αμοιβαίας σύζευξης. ....	109
4.4	Παραμετρική μελέτη του ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης εισόδου για διάφορες αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων (από $0.25\lambda$ μέχρι $0.10\lambda$ ). ....	110

4.5	Παραμετρική μελέτη της ευρυζωνικής αμοιβαίας σύζευξης για διάφορες αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων (από 0.25λ μέχρι 0.10λ). . . . .	111
4.6	Παραμετρική μελέτη του ευρυζωνικού συντελεστή συσχέτισης $\rho_e$ για διάφορες αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων (από 0.25λ μέχρι 0.10λ). . . . .	113
4.7	Πειραματικός συντελεστής ανάκλασης ενεργού στοιχείου και εύρος ζώνης των τριών στοιχειοκεραίων του Σχήματος 4.3α'. . . . .	114
4.8	Πειραματικός συντελεστής μετάδοσης (αμοιβαία σύζευξη) μεταξύ των θυρών των στοιχείων των τριών στοιχειοκεραίων του Σχήματος 4.3α'. . . . .	115
4.9	Η προτεινόμενη δομή προ-φράκταλ DGS δρα επί του κύματος που πυροδοτεί ο πάνω αριστερά συνδετήρας SMA. Η εικονιζόμενη SCD έχει υπολογιστεί στη συχνότητα συντονισμού, όπου το DGS είναι ένα ανοιχτοκύκλωμα και δημιουργεί στάσιμα κύματα στον κυματοδηγό. Ελάχιστη ενέργεια καταφέρνει να διαδοθεί στην απέναντι θύρα. Απεικονίζονται μόνο τα αγωγίμα μέρη του PCB. . . . .	116
4.10	Δύο μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς μήκους 80 mm εκτυπωμένες σε PCB υποστρώματος Isola IS400 και διαστάσεων 80 mm × 60 mm. Διακρίνονται στο κατώτερο στρώμα οι ατέλειες που έχουν δημιουργηθεί στα δύο επίπεδα γείωσης. . . . .	116
4.11	(α') Η ατέλεια σχήματος αλτήρα χαραγμένη στο GNDP του δεξιού PCB του Σχήματος 4.10, με διαστάσεις περιγράμματος 29.8 mm × 13.5 mm. Αποτελείται από δύο PBG κελιά που συνδέονται με εγκοπή πλάτους 0.3 mm. (β') Η ατέλεια προ-φράκταλ αλτήρα χαραγμένη στο GNDP του αριστερού PCB του Σχήματος 4.10, με διαστάσεις περιγράμματος 19.2 mm × 8.2 mm. . .	116
4.12	Δείγμα από σχήματα ατελειών που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία. Στις περισσότερες εκδοχές διακρίνονται εμφανώς τα δύο κελιά PBG που γεφυρώνονται με εγκοπή. . . . .	118
4.13	Το ισοδύναμο κύκλωμα του κυττάρου DGS και το απλοποιημένο π-ισοδύναμό του. Η σύνθετη αγωγιμότητα $Y_a$ καθορίζει την απόκριση συχνότητας στη ζώνη ενδιαφέροντος. . . . .	119
4.14	Απλοποιημένη απεικόνιση της ροής του ρεύματος γύρω από την ατέλεια σχήματος αλτήρα. Η διαδρομή του ρεύματος παράγει τη συνολική αυτεπαγωγή $L_g$ . Η εγκοπή συσσωρεύει φορτίο και λόγω του μακρόστενου σχήματός της παράγει τη συνολική χωρητικότητα $C_g$ . . . . .	119
4.15	Η προτεινόμενη δομή pre-fractal DGS συντονίζεται στα 2.6 GHz, προκαλώντας ισχυρή ανάκλαση και ασθενέστατη μετάδοση σήματος στην περιοχή της κεντρικής συχνότητας. . . . .	121
4.16	Το H/M μοντέλο της στοιχειοκεραίας 2-στοιχείων με φόρτιση από δομή DGS σε προοπτική. Το υπόστρωμα είναι διαφανές ώστε να φαίνονται και τα δύο στρώματα επιμετάλλωσης του PCB: (α') ανώτερο στρώμα, απόσταση στοιχείων $d = 18 \text{ mm} = 0.15\lambda$ , και (β') κατώτερο στρώμα, απόσταση στοιχείων $d = 30 \text{ mm} = 0.25\lambda$ . . . . .	122

4.17 Παραμετρική μελέτη του ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης εισόδου για μεταβλητή απόσταση μεταξύ των στοιχείων $d = 0.17\lambda \rightarrow 0.10\lambda$ . . . . .	123
4.18 Παραμετρική μελέτη της ευρυζωνικής αμοιβαίας σύζευξης για μεταβλητή απόσταση μεταξύ των στοιχείων $d = 0.17\lambda \rightarrow 0.10\lambda$ . . . . .	123
4.19 Σημαντική μείωση της συσχέτισης περιβάλλουσας στην περιοχή συχνοτήτων 2–3 GHz επιτεύχθηκε με τον αποσυζεύκτη DGS για $d = \lambda/10$ . Η συσχέτιση είναι υψηλή στην περιοχή 3–4 GHz, αλλά οι συχνότητες αυτές βρίσκονται εκτός της ζώνης ενδιαφέροντος. . . . .	124
4.20 Λεπτομέρεια της κάτοψης του PCB της στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων. Το υπόστρωμα είναι διαφανές για να φαίνεται ο αποσυζεύκτης DGS. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. . . . .	124
4.21 Η θύρα 1 διεγείρεται (αριστερά), ενώ η θύρα 2 είναι τερματισμένη στα 50 Ω (δεξιά). Η επιφανειακή ρευματική κατανομή επί των αγωγικών μερών καταδεικνύει την καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης στα 2.7 GHz. . . . .	125
4.22 (α') Στοιχειοκεραία 2-στοιχείων που χρησιμοποιεί κοιλότητα γείωσης αντί για φόρτιση από δομή DGS για μείωση της σύζευξης. (β') Σύγκριση της επιτεύξιμης καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης από διαφορετικές τεχνικές αποσύζευξης. . . . .	126
4.23 Άποψη του κατώτερου στρώματος των PCBs των τριών πρωτότυπων ατελών συμπαγών στοιχειοκεραίων. Από αριστερά προς τα δεξιά, η απόσταση μεταξύ των στοιχείων είναι $d = 30 \rightarrow 12 \text{ mm}$ ( $0.25\lambda \rightarrow 0.10\lambda$ ). . . . .	126
4.24 Πειραματικός συντελεστής ανάκλασης ενεργού στοιχείου και εύρος ζώνης των τριών στοιχειοκεραίων του Σχήματος 4.23. . . . .	127
4.25 Πειραματικός συντελεστής μετάδοσης (αμοιβαία σύζευξη) μεταξύ των θυρών των στοιχείων των τριών στοιχειοκεραίων του Σχήματος 4.23. . . . .	127
4.26 Ευρυζωνική συσχέτιση περιβάλλουσας υπολογισμένη από τα πειραματικά δεδομένα της αφόρτιστης και της ατελούς στοιχειοκεραίας με απόσταση στοιχείων $d = 18 \text{ mm} = 0.15\lambda$ . . . . .	128
4.27 Ευρυζωνική συσχέτιση περιβάλλουσας υπολογισμένη από τα πειραματικά δεδομένα της αφόρτιστης και της ατελούς στοιχειοκεραίας με απόσταση στοιχείων $d = 12 \text{ mm} = 0.10\lambda$ . . . . .	129
4.28 Ταξινόμηση των τεχνικών αποσύζευξης που εφαρμόζονται στο αναλογικό RF τμήμα του πομποδέκτη. . . . .	130
4.29 Διαφανές τριδιάστατο διάγραμμα κέρδους ενσωματωμένο γύρω από την ημιτονοειδή κεραία 3ης επανάλψης. Το διάγραμμα υπολογίστηκε στο συντονισμό των 2.5 GHz. . . . .	131
4.30 Μεταβολή της ευρυζωνικής ολικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας: (α') Αρχική στοιχειοκεραία στο εύρος συχνοτήτων 2.0–3.0 GHz, (β') στοιχειοκεραία φορτισμένη με κύτταρο DGS στο εύρος συχνοτήτων 2.0–3.2 GHz. . . . .	132

4.31	Διαφανές τριδιάστατο διάγραμμα ενεργού στοιχείου ενσωματωμένο γύρω από το μοντέλο του μικρο-αισθητήρα. Το διάγραμμα υπολογίστηκε στη συχνότητα των 2.5 GHz και προέκυψε με διέγερση του δεξιού στοιχείου και τερματισμό του αριστερού στα 50 Ω. (α') Αρχική στοιχειοκεραία, (β') Φορτισμένη με κύτταρο DGS ('ατελής') στοιχειοκεραία. ....	133
4.32	Διπλή ατέλεια σχήματος αλτήρα δρα επί του κύματος που πυροδοτεί ο πάνω αριστερά συνδετήρας SMA. Διακρίνονται μόνο τα αγωγίμα μέρη του PCB. Η ρευματική κατανομή απεικονίζει τη μέγιστη ένταση σε κάθε σημείο, κάτι που είναι φυσικώς αδύνατο λόγω της ολίσθησης φάσης. Η εικονιζόμενη SCD έχει υπολογιστεί σε συχνότητες όπου το διπλό DGS είναι έντονα ανακλαστικό: (α') 2.45 GHz, (β') 4.25 GHz. ....	134
4.33	Παράμετροι σκέδασης του κυκλώματος της μικροταινίας στο Σχήμα 4.32. ....	134
4.34	Διπλή ατέλεια σχήματος αλτήρα δρα επί του κύματος που πυροδοτεί ο πάνω αριστερά συνδετήρας SMA. Η εικονιζόμενη SCD έχει υπολογιστεί σε συχνότητες όπου το διπλό DGS είναι έντονα ανακλαστικό: (α') 2.29 GHz, (β') 3.44 GHz. ....	135
4.35	Παράμετροι σκέδασης του κυκλώματος της μικροταινίας στο Σχήμα 4.34. ....	135
5.1	Άποψη του τυπωμένου υβριδικού συζεύκτη σε προοπτική. ....	156
5.2	Τελικές τιμές των διαστάσεων των μικροταινιών που σχηματίζουν τον υβριδικό συζεύκτη. Όλες οι διαστάσεις είναι σε χιλιοστά ( <i>millimetres</i> ). ....	158
5.3	Τα μέτρα των παραμέτρων σκέδασης του τελικού μοντέλου του συζεύκτη. Η απόκριση του κυκλώματος προέκυψε διεγείροντας τη θύρα <b>1</b> και τερματίζοντας όλες τις υπόλοιπες θύρες στη χαρακτηριστική αντίσταση των 50 Ω. ....	159
5.4	Διακύμανση της ισορροπίας πλάτους (σε dB) μεταξύ των θυρών <b>2</b> και <b>3</b> . Ανισορροπία πλάτους μικρότερη από $\pm 1$ dB διατηρείται για εύρος ζώνης 140 MHz. ....	160
5.5	Διακύμανση της ισορροπίας φάσης (σε μοίρες) μεταξύ των θυρών <b>2</b> και <b>3</b> . Ανισορροπία φάσης μικρότερη από $\pm 5^\circ$ διατηρείται για εύρος ζώνης 148 MHz. ....	160
5.6	Ταυτόχρονα μέγιστα του επιφανειακού ρεύματος που κατανέμεται κατά μήκος του συζεύκτη. Σημειώνεται η απουσία ρεύματος εξερχόμενου από τη θύρα <b>4</b> . .	160
5.7	Οι τέσσερις συνηθέστεροι τρόποι τροφοδοσίας μιας κεραίας μικροταινιακού καλύμματος. ....	161
5.8	Μεταβολή του απαιτούμενου κλασματικού βάρους διεύθυνσης ως συνάρτηση της εμπέδησης που 'βλέπει' η γραμμή τροφοδοσίας στην αρχή του καλύμματος. ....	164
5.9	Η τετράγωνη μικροταινιακή κεραία CSPP-1 φορτισμένη με επαγωγικές περιφερειακές εγκοπές. Το στοιχειώδες κύκλωμα τροφοδοσίας αποτελείται από τον μετασχηματιστή $\lambda_g/4$ και ένα μικρό τμήμα γραμμής μεταφοράς (μικροταινίας) των 50 Ω. ....	166



5.10	Οι τελικές διαστάσεις του μοντέλου, στις οποίες συνέκλιε η διαδικασία βελτιστοποίησης. Το κύκλωμα είναι τυπωμένο πάνω σε υπόστρωμα Rogers RO3006™ ( $\epsilon_r = 6.15$ , $\tan \delta_e = 0.0020$ , $H_p = 6.4$ mm). Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetres.....	166
5.11	Συντονισμός και προσαρμογή στην είσοδο της κεραίας CSPP–1, όπως αποδίδονται από το λογαριθμικό μέτρο του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης..	168
5.12	Η κεραία CSPP–1 συντονίζει κοντά στην $f_0$ με αντίσταση εισόδου κατά το συντονισμό ίση με $R_{in} \approx 40 \Omega$ . ....	168
5.13	Χωρική κατανομή του μέγιστου μέτρου του συνολικού πεδίου $\mathbf{E}$ στην περιοχή του καλύμματος. Ο χρωματικός κώδικας τέθηκε σε λογαριθμική κλίμακα για μεγαλύτερη ευκρίνεια. ....	169
5.14	Κατανομή του μέγιστου μέτρου του εφαπτομενικού πεδίου $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}$ γύρω από το κάλυμμα. Ο χρωματικός κώδικας τέθηκε σε λογαριθμική κλίμακα για μεγαλύτερη ευκρίνεια. ....	169
5.15	Απεικόνιση της ρευματικής κατανομής της κεραίας CSPP–1 υπό μορφή διανυσματικού πεδίου. Ο χρωματικός κώδικας τέθηκε σε λογαριθμική κλίμακα για μεγαλύτερη ευκρίνεια. ....	170
5.16	Το κέρδος της κεραίας CSPP–1 παραμένει κάτω από τα 0 dBi για όλες τις κατευθύνσεις ( $\theta, \phi$ ) του ανώτερου ημιχώρου, λόγω της χαμηλής αποδοτικότητας ακτινοβολίας. Δραστικές μεταβολές αναμένονται στο πιο ρεαλιστικό μοντέλο CSPP–2, στο οποίο μάλιστα θα υπάρχει και οπίσθιος λοβός στην ορατή περιοχή του διαγράμματος ακτινοβολίας. ....	171
5.17	Ευρυζωνική μεταβολή της αποδοτικότητας ακτινοβολίας της κεραίας CSPP–1..	171
5.18	Ευρυζωνική μεταβολή της συνολικής αποδοτικότητας της κεραίας CSPP–1. ...	172
5.19	Ευρυζωνική μεταβολή του κέρδους κατά IEEE της κεραίας CSPP–1. Η διακύμανση από κορυφή σε κορυφή ισούται με 0.3 dB. ....	172
5.20	Στο ρεαλιστικό μοντέλο έχει ενσωματωθεί με απλό τρόπο ο υπόλοιπος δορυφόρος, χρησιμοποιώντας μεταλλικό chassis ύψους 100 mm. Οι άλλες δύο διαστάσεις είναι μεγαλύτερες, προκειμένου να ταιριάζουν με το υπόστρωμα. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetres. ....	173
5.21	Η κεραία CSPP–2 συντονίζει στα 436 MHz με αντίσταση εισόδου $R_{in} \approx 23 \Omega$ . Η μεταβολή διορθώνεται με μείωση του βάρους στο οποίο εισχωρεί εντός του καλύμματος η μικροταινία που τροφοδοτεί την κεραία. ....	174
5.22	Το 3-D διάγραμμα μακρινού πεδίου της κεραίας CSPP–2 σε σφαιρικές συντεταγμένες. Η κατεύθυνση μέγιστου του κύριου λοβού αποκλίνει από την μετωπική κατά $15^\circ$ λόγω της ένθετης τροφοδοσίας, η οποία μετακινεί το κέντρο φάσης κατά 30 mm κατά μήκος του κύριου άξονα του καλύμματος. ....	175
5.23	Τομές διαγράμματος ακτινοβολίας της CSPP–2 στα πρωτεύοντα επίπεδα: (α') $\phi = 0^\circ$ και (β') $\phi = 90^\circ$ . Στο δεύτερο επίπεδο ο FBR είναι μεγαλύτερος κατά 0.5 dB (FBR = 5.3 dB). ....	175

5.24	Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας της κεραίας CSPP-2 κυμαίνεται στην περιοχή 38–45% σε όλο το λειτουργικό εύρος ζώνης του CubeSat. ....	176
5.25	Η συνολική αποδοτικότητα της κεραίας CSPP-2 κυμαίνεται στην περιοχή 29–33% σε όλο το λειτουργικό εύρος ζώνης του CubeSat. ....	176
5.26	Το μέγιστο κέρδος κατά IEEE της κεραίας CSPP-2 κυμαίνεται στην περιοχή 0.7–1.4 dB σε όλο το λειτουργικό εύρος ζώνης του CubeSat. ....	177
5.27	Απεικόνιση της ρευματικής κατανομής της κεραίας CSPP-2 υπό μορφή διανυσματικού πεδίου. Ο χρωματικός κώδικας τέθηκε σε λογαριθμική κλίμακα για μεγαλύτερη ευκρίνεια. ....	177
5.28	Ο ορισμός της ακτίνας της περιγεγραμμένης σφαίρας της κεραίας του CubeSat.	177
6.1	(α') Το μοντέλο της βασικής κεραίας σε προοπτική, με διαφανές υπόστρωμα για να φαίνεται το επίπεδο γείωσης. (β') Διαστατική σχηματική κάτοψη της βασικής κεραίας. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. Το μέγεθος του κεραιοστοιχείου είναι 33 mm × 7.4 mm. ....	194
6.2	(α') Πρωτότυπη βασική διάταξη αυλακωτής PIFA. Η σκιά στο πίσω μέρος είναι το επίπεδο γείωσης. Το PCB δεν καλύφθηκε με μάσκα συγκόλλησης για να αποφευχθεί παραμόρφωση της απόκρισης συχνότητας. (β') Συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της βασικής κεραίας, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του H/M μοντέλου και από μετρήσεις επί του πρωτοτύπου. ....	195
6.3	(α') Τυπωμένη IFA φορτισμένη με ενσωματωμένη σχισμή Koch. (β') Τυπωμένη IFA φορτισμένη με ενσωματωμένη γενικευμένη Koch σχισμή. Τα υποστρώματα είναι διαφανή, ώστε να διακρίνεται η έκταση των επιπέδων γείωσης. Οι δύο κατόψεις είναι σε κοινή κλίμακα. ....	200
6.4	Τυπωμένη IFA φορτισμένη με ενσωματωμένη μαιανδρική σχισμή 6ης επανάλψης. Το υπόστρωμα είναι διαφανές, ώστε να διακρίνεται η έκταση του επιπέδου γείωσης. Η κάτοψη δίδεται στην ίδια κλίμακα με τις κατόψεις του Σχήματος 6.3. ....	201
6.5	Η προσαρμογή στην είσοδο των 4 τυπωμένων IFAs. Απόλυτα και σχετικά εύρη ζώνης υπολογίστηκαν για $ \Gamma_{in}  =  S_{11}  = -10$ dB. ....	204
6.6	Η εμπέδηση εισόδου σχεδιασμένη υπό τη μορφή μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης πάνω σε χάρτη Smith: (α') K2 PIFA, (β') ML6 PIFA. Οι καμπύλες αντιστοιχούν σε σάρωση συχνοτήτων στο εύρος DC–4 GHz. ....	206
6.7	Η εμπέδηση εισόδου σχεδιασμένη υπό τη μορφή μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης πάνω σε χάρτη Smith: (α') GK2 PIFA, (β') D-GK2 PIFA. Οι καμπύλες αντιστοιχούν σε σάρωση συχνοτήτων στο εύρος DC–5 GHz. ....	207

6.8	(α') Η SCD της K2 PIFA υπολογισμένη στα 2.41 GHz (πάνω) και στα 2.58 GHz (κάτω). Η πυκνότητα ρεύματος ψαλιδίστηχε στα 50 A/m για καλύτερη ευκρίνεια των αποτελεσμάτων. (β') Η SCD της ML6 PIFA υπολογισμένη στα 2.3 GHz (πάνω) και στα 2.7 GHz (κάτω). Η πυκνότητα ρεύματος ψαλιδίστηχε στα 55 A/m. ....	208
6.9	(α') Η SCD της GK2 PIFA υπολογισμένη στα 2.45 GHz (πάνω) και στα 2.7 GHz (κάτω). Η πυκνότητα ρεύματος ψαλιδίστηχε στα 70 A/m για καλύτερη ευκρίνεια των αποτελεσμάτων. (β') Η SCD της D-GK2 PIFA υπολογισμένη στα 2.3 GHz (πάνω) και στα 2.7 GHz (κάτω). Η πυκνότητα ρεύματος ψαλιδίστηχε στα 85 A/m. ....	209
6.10	(α') Η VCD της K2 PIFA υπολογισμένη στα 2.41 GHz (πάνω) και στα 2.58 GHz (κάτω). (β') Η VCD της D-GK2 PIFA υπολογισμένη στα 2.3 GHz (πάνω) και στα 2.7 GHz (κάτω). ....	210
6.11	Μεταβολή της αποδοτικότητας ακτινοβολίας των 4 τυπωμένων IFAs στη ζώνη 2–3 GHz. Εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης των κεραιών η μέγιστη απώλεια αποδοτικότητας περιορίζεται στο 1 dB ( $n_{\text{rad}} > 79\%$ ). ....	212
6.12	Μεταβολή της συνολικής αποδοτικότητας των 4 τυπωμένων IFAs στη ζώνη 2–3 GHz. Εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης των κεραιών η μέγιστη απώλεια αποδοτικότητας περιορίζεται στα 1.2 dB ( $n_{\text{total}} > 75\%$ ). ....	212
6.13	Τομές του διαγράμματος ακτινοβολίας της ML6 PIFA υπολογισμένες στον κάτω συντονισμό των 2.3 GHz. Η τομή $\phi = \pi/2$ είναι ομοιοκατευθυντική. ....	213
6.14	Τομές του διαγράμματος ακτινοβολίας της ML6 PIFA υπολογισμένες στον άνω συντονισμό των 2.7 GHz. Η τομή $\phi = \pi/2$ είναι ομοιοκατευθυντική. ....	214
6.15	Τομές του διαγράμματος ακτινοβολίας της K2 PIFA υπολογισμένες στον κάτω συντονισμό των 2.41 GHz. Η τομή $\phi = \pi/2$ είναι ομοιοκατευθυντική. ...	214
6.16	Τομές του διαγράμματος ακτινοβολίας της K2 PIFA υπολογισμένες στον άνω συντονισμό των 2.58 GHz. Η τομή $\phi = \pi/2$ είναι ομοιοκατευθυντική. ....	215
6.17	Αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του πλάτους του GNDP: διακύμανση των μεγεθών $\text{FBW}_V$ , $\overline{n_{\text{total}}}$ και FOM συναρτήσει του συνολικού ηλεκτρικού μεγέθους του ακτινοβολητή. Όλα τα μεγέθη είναι καθαροί αριθμοί και δίνονται σε decibel. ....	223
6.18	Αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του μήκους του GNDP (μέρος 1ο): μεταβολή του κλασματικού εύρους ζώνης για αυξανόμενο συνολικό ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολητή. ....	224
6.19	Αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του μήκους του GNDP (μέρος 2ο): μεταβολή της μέσης συνολικής αποδοτικότητας για αυξανόμενο συνολικό μέγεθος του ακτινοβολητή. ....	225
6.20	Αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του μήκους του GNDP (μέρος 3ο): μεταβολή του κριτηρίου ποιότητας για αυξανόμενο συνολικό ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολητή. ....	225

6.21	(α') Πρωτότυπη διάταξη αντιδραστικά φορτισμένης PIFA με σχισμή 'K2'. Η σκιά στο πίσω μέρος είναι το επίπεδο γείωσης. Το PCB δεν καλύφθηκε με μάσκα συγκόλλησης για να αποφευχθεί παραμόρφωση της απόκρισης συχνότητας. (β') Συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της K2 PIFA, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του H/M μοντέλου και από μετρήσεις επί του πρωτοτύπου. ....	229
6.22	Το υπολογιστικό μοντέλο της διζωνικής K2 PIFA σε προοπτική και το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδό της στο εύρος DC–7 GHz. ....	234
6.23	Χάρτης Smith του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης της διζωνικής K2 PIFA στις επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων DC–4 GHz και 3–7 GHz. ....	235
6.24	Επιφανειακές ρευματικές κατανομές της διζωνικής K2 PIFA στις συχνότητες 2.5 GHz και 5.25 GHz. ....	236
6.25	Το υπολογιστικό μοντέλο της διζωνικής GK2 PIFA σε προοπτική και το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδό της στο εύρος DC–7 GHz. ....	236
6.26	Χάρτης Smith του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης της διζωνικής GK2 PIFA στις επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων DC–4 GHz και 3–7 GHz. ....	236
6.27	Επιφανειακές ρευματικές κατανομές της διζωνικής GK2 PIFA στις συχνότητες 2.5 GHz, 5.14 GHz και 5.71 GHz. ....	237
6.28	Το υπολογιστικό μοντέλο της διζωνικής D-GK2 PIFA σε προοπτική και το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδό της στο εύρος DC–7 GHz. ....	237
6.29	Χάρτης Smith του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης της διζωνικής D-GK2 PIFA στις επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων DC–4 GHz και 3–7 GHz. ....	238
6.30	Επιφανειακές ρευματικές κατανομές της διζωνικής D-GK2 PIFA στις συχνότητες 2.5 GHz, 5.11 GHz και 5.77 GHz. ....	239
6.31	Οι δύο πρώτες επαναλήψεις, $i = 0 \rightarrow 2$ , της υβριδικής καμπύλης Μαιάνδρου–Koch για την περίπτωση διαμέρισης $n = 4$ . ....	240
6.32	Το υπολογιστικό μοντέλο της διζωνικής MK2 PIFA σε προοπτική και το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδό της στο εύρος DC–7 GHz. ....	240
6.33	Χάρτης Smith του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης της διζωνικής MK2 PIFA στις επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων DC–4 GHz και 3–7 GHz. ....	240
6.34	Επιφανειακές ρευματικές κατανομές της διζωνικής MK2 PIFA στις συχνότητες 2.5 GHz, 5.24 GHz και 5.88 GHz. ....	241
6.35	(α') Πρωτότυπη διάταξη αντιδραστικά φορτισμένης διζωνικής PIFA με σχισμή 'K2'. Η σκιά στο πίσω μέρος είναι το επίπεδο γείωσης. (β') Πειραματικός συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της διζωνικής K2 PIFA. ..	242
6.36	(α') Σκαρίφημα της δομής του κόμβου SAND. (β') Φωτογραφία του τυπωμένου κυκλώματος που φέρει τον πομποδέκτη και την κεραία [© M. Ouwerkerk, Philips Research, 2006 ]. ....	245

6.37	(α') Το H/M μοντέλο της τυπωμένης κυκλικής IFA σε ανάπτυγμα. (β') Παραμετρική ανάλυση του υπολογιστικού μοντέλου της CIFA. Το παραμετρικό διάγραμμα αποτελούν οι μεταβλητές ελέγχου $\xi$ , $\psi$ , και $r_p$ . Φαίνεται επίσης ο προσανατολισμός του συστήματος συντεταγμένων. ....	247
6.38	Μελέτη των συντονισμών της CIFA με μεταβαλλόμενη γωνία $\psi$ (σε μοίρες). Τα αποτελέσματα προέκυψαν για τιμές παραμέτρων $r_p = 12.5$ mm, $R_n = 14.5$ mm, $\xi = 57^\circ$ , $W_{stub} = 0.9$ mm, $W_p = 1.0$ mm, $W_{ind} = 1.1$ mm και $L_{ind} = 6.0$ mm. ....	249
6.39	Μελέτη των συντονισμών της CIFA με μεταβαλλόμενη γωνία $\xi$ (σε μοίρες). Τα αποτελέσματα προέκυψαν για τιμές παραμέτρων $r_p = 8.6$ mm, $R_n = 9.6$ mm, $\psi = 154^\circ$ , $W_{stub} = 0.5$ mm, $W_p = 0.6$ mm, $W_{ind} = 1.1$ mm και $L_{ind} = 4.0$ mm. ....	250
6.40	Μελέτη των συντονισμών της CIFA με μεταβαλλόμενη ακτίνα $R_n$ (σε mm). Τα αποτελέσματα προέκυψαν για τιμές παραμέτρων $r_p = 8.6$ mm, $\psi = 154^\circ$ , $\xi = 23^\circ$ , $W_{stub} = 0.5$ mm, $W_p = 0.6$ mm, $W_{ind} = 1.1$ mm και $L_{ind} = 4.0$ mm. ....	251
6.41	(α') Ευρυζωνικό μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο της CIFA. (β') Απεικόνιση του συντελεστή ανάκλασης σε χάρτη Smith. Η κεραία εμφανίζει έναν συντονισμό εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης ( $dX_{in}/d\omega > 0$ ). ....	252
6.42	(α') Το τελικό H/M μοντέλο της CIFA. (β') Τριδιάστατο διάγραμμα μακρινού πεδίου της CIFA, υπολογισμένο στα 2.5 GHz, με ενσωματωμένο το μοντέλο της κεραίας. ....	253
6.43	(α') Μεταβολή της (συνολικής) αποδοτικότητας ακτινοβολίας εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης της CIFA. (β') Αντίστοιχη διακύμανση του κέρδους (IEEE). ....	253
6.44	Ρευματικές κατανομές της CIFA υπολογισμένες στα 2.5 GHz: (α') επιφανειακή, και (β') διανυσματική. Η επιφανειακή κατανομή απεικονίζει ταυτόχρονα μέγιστα, ενώ η διανυσματική έχει ληφθεί σε φάση μεγιστοποίησης της έντασης πάνω στον κυρτό βραχίονα. ....	254
6.45	Διάγραμμα μεταβολής της ελάχιστης συχνότητας λειτουργίας κόμβου WSN συναρτήσει της επιφάνειας της μεγαλύτερης πλευράς του mote, βασισμένος στο μοντέλο συστήματος της CIFA και στις προβλέψεις του ερευνητικού προγράμματος e-CUBES. ....	256
7.1	(α') Μέτρηση της εμπέδησης εισόδου μικρής κεραίας σε προσεγγιστικές συνθήκες ελευθέρου χώρου. (β') Κεραία τοποθετημένη μέσα σε σφαιρικό θάλαμο Wheeler. ....	262
7.2	Μικροταινιακή κεραία εντός ημισφαιρικού θαλάμου Wheeler. Το κάλυμμα αφαιρεί το μακρινό πεδίο, χωρίς να παραμορφώνει ούτε το κοντινό πεδίο, ούτε τη ρευματική κατανομή της κεραίας, και συνεπώς ούτε και την αντίσταση απωλειών. ....	264

- 7.3 Γραμμική μονοπολική κεραία τοποθετημένη σε παραλληλεπίπεδη κεραία μεταβλητής γεωμετρίας για ευρυζωνική μέτρηση της  $n_{\text{rad}}$ . Η κοιλότητα αποτελείται από τμήμα κυματοδηγού, το οποίο έχει τερματιστεί σε δύο ολισθαίνοντα βραχυκυκλώματα. Το συγκεκριμένο μονόπολο χρησιμοποιεί το κάτω τοίχωμα σαν επίπεδο γείωσης προκειμένου να αναπτύξει τη σωστή ρευματική κατανομή. .... 280
- 7.4 Οι διατεταγμένες χαρακτηριστικές συχνότητες και τα αντίστοιχα μήκη κύματος. 283
- 7.5 Τυπωμένη κεραία τοποθετημένη σε παραλληλεπίπεδη κοιλότητα σταθερής γεωμετρίας. Οι τυπωμένες/επίπεδες κεραίες συνήθως φέρουν τα επίπεδα γείωσης στην ίδια πλακέτα, και συνεπώς χρησιμοποιούν την κοιλότητα μόνο για στραγγαλισμό της ακτινοβολίας. Τα μεγέθη κεραίας και κοιλότητας καθορίζονται από το παραμετρικό διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, \text{AR})$ . Η απόσταση Wheeler ισούται με  $d_W = \lambda_{\text{max}}/6$ . .... 285
- 7.6 Οι πρώτοι 9 ιδιορυθμοί της ονομαστικής παραλληλεπίπεδης κοιλότητας, υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης ρυθμός εισέρχεται στη μετρούμενη ζώνη συχνοτήτων όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης φτάσει στο όριο  $u_{\text{ub}} = 0.183$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες με  $\text{FBW} \leq 15\%$ . .... 289
- 7.7 Αριθμητική εκτίμηση των πρώτων 10 ρυθμών της ονομαστικής παραλληλεπίπεδης κοιλότητας. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{\text{ub}} \approx 0.185$ . .... 290
- 7.8 Οι πρώτοι 9 ιδιορυθμοί της παραλληλεπίπεδης κοιλότητας που αντιστοιχεί σε  $\psi_1 = 0.78$ , υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης και ο 1ος ανώτερης τάξης ρυθμός εισέρχονται στην απαγορευμένη ζώνη όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης αγγίζει το όριο  $u_{\text{ub}} = 0.389$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες μεγέθους  $0.78\lambda_0 \times 0.39\lambda_0$  ή μικρότερου με  $\text{FBW} \leq 33\%$ . ... 291
- 7.9 Αριθμητική εκτίμηση των πρώτων 10 ρυθμών της παραλληλεπίπεδης κοιλότητας που προκύπτει για το παραμετρικό διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, \text{AR}) = (0.78, 1, 2)$ . Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{\text{ub}} \approx 0.39$ , άρα το χρήσιμο  $\text{FBW}$  είναι 33%. .... 292
- 7.10 Οι πρώτοι 9 αναλυτικά υπολογισμένοι ιδιορυθμοί της παραλληλεπίπεδης κοιλότητας για  $(\psi_1, \psi_2, \text{AR}) = (0.66, 2, 2)$ . Ο θεμελιώδης και ο 1ος ανώτερης τάξης ρυθμός εισέρχονται στο τρίγωνο όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης γίνει  $u_{\text{ub}} = 0.335$ . .... 292
- 7.11 Τυπωμένη κεραία τοποθετημένη σε σφαιρική κοιλότητα. Όταν το γεωμετρικό κέντρο του PCB συμπίπτει με το κέντρο της σφαίρας, τότε η τοποθέτηση της κεραίας μπορεί να θεωρηθεί 'ισοτροπική' ως προς την κοιλότητα. .... 296

- 7.12 Οι πέντε πρώτοι ιδιορρυθμοί της ονομαστικής σφαιρικής κοιλότητας, υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης ρυθμός εισέρχεται στη μετρούμενη περιοχή συχνοτήτων όταν το συνεκτικό FBW φτάνει στο όριο  $u_{ub} = 0.445$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες μεγέθους  $\lambda_0/2 \times \lambda_0/4$  σε μέγιστο εύρος ζώνης  $FBW \leq 41.5\%$ . . . . . 297
- 7.13 Αριθμητική εκτίμηση των 4 πρώτων ρυθμών της ονομαστικής σφαιρικής κοιλότητας. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{ub} \approx 0.45$ . . . . . 297
- 7.14 Οι 5 πρώτοι ιδιορρυθμοί της σφαιρικής κοιλότητας για  $\psi_1 = 0.852$ , υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης και ο 1ος ανώτερης τάξης ρυθμός εισέρχονται στην απαγορευμένη ζώνη όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης αγγίζει το όριο  $u_{ub} = 0.341$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες μεγέθους  $0.85\lambda_0 \times 0.43\lambda_0$  ή μικρότερου με  $FBW \leq 28\%$ . . . . . 299
- 7.15 Αριθμητική εκτίμηση των 4 πρώτων ιδιορρυθμών της σφαιρικής κοιλότητας για  $\psi_1 = 0.852$ . Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{ub} \approx 0.34$ . . . . . 299
- 7.16 (α') Τυπωμένη κεραία τοποθετημένη σε κυλινδρική κοιλότητα Τύπου Α. Το γεωμετρικό κέντρο του PCB βρίσκεται πάνω στον κεντρικό διαμήκη άξονα του κυλίνδρου, με συνέπεια η τοποθέτηση της κεραίας να εμφανίζει περιστροφική συμμετρία. (β') Τυπωμένη κεραία τοποθετημένη σε κυλινδρική κοιλότητα Τύπου Β. . . . . 302
- 7.17 Οι πρώτοι 9 ιδιορρυθμοί της ονομαστικής CC Τύπου Α, υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης ρυθμός εισέρχεται στην απαγορευμένη ζώνη όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης ανέρχεται σε  $u_{ub} = 0.314$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες μεγέθους  $\lambda_0/2 \times \lambda_0/4$  σε μέγιστο εύρος ζώνης  $FBW \leq 28\%$ . . . . . 303
- 7.18 Αριθμητική εκτίμηση των 9 πρώτων ρυθμών της ονομαστικής CC Τύπου Α. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{ub} \approx 0.31$ . . . . . 304
- 7.19 Οι πρώτοι 8, αναλυτικά υπολογισμένοι, ιδιορρυθμοί της κοιλότητας Τύπου C με διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (0.777, 1, 2)$ . Ο θεμελιώδης και ο 1ος ανώτερης τάξης ρυθμός εισέρχονται στο τρίγωνο όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης αγγίζει το όριο  $u_{ub} = 0.458$ . Η αντίστοιχη βέλτιστη αναλογία διαστάσεων είναι  $h/a = 0.871$ . Παρατηρήστε το σημείο θλάσης  $u = 1.22$ . . . . . 305
- 7.20 (α') Το πρώτο σετ κοιλοτήτων Wheeler του ΕΚΡ/ΕΜΠ. Από αριστερά προς τα δεξιά διακρίνεται μια κυλινδρική Τύπου Α, δύο κυλινδρικές Τύπου C και μια σφαιρική κοιλότητα. (β') Τοποθέτηση της μονοζωνικής ΡΙFΑ L-σχισμής που μελετήθηκε στο Κεφάλαιο 6 στην κυλινδρική κοιλότητα Τύπου C. . . . . 307
- 7.21 Το δεύτερο σετ κοιλοτήτων Wheeler του ΕΚΡ/ΕΜΠ. Από αριστερά προς τα δεξιά διακρίνονται δύο παραλληλεπίπεδες, μία κυλινδρική Τύπου Α και ένας ελλειπτικός κύλινδρος. . . . . 308

7.22	(α') Προ-φράκταλ μονόπολο γενικευμένης Koch καμπύλης 2ης επανάληψης τοποθετημένο σε κυλινδρική κοιλότητα Τύπου C. (β') Αντίστοιχο H/M μοντέλο. Το υλικό γαλάζιου χρώματος είναι το κενό εντός της κοιλότητας. Το υλικό έξω από την κοιλότητα είναι PEC και ο επιλύσιμος χώρος τερματίζεται σε οριακές συνθήκες PEC ( $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} \equiv 0$ ). Τα αντικείμενα εντός της κοιλότητας είναι επίσης PEC. ....	308
7.23	(α') Διάγραμμα ιδιοσυχνοτήτων του ζεύγους κεραίας-κοιλότητας του Σχήματος 7.22α'. Η κατακόρυφη γραμμή επισημαίνει το σημείο λειτουργίας της κοιλότητας, $u = 0.19$ . (β') Ευρυζωνικός συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της προ-φράκταλ κεραίας εντός της κοιλότητας Wheeler. Επισημαίνονται οι συχνότητες των συντονισμών της κοιλότητας και το λειτουργικό εύρος ζώνης της κεραίας. ....	309
7.24	Τομές της χωρικής πεδιακής κατανομής του ρυθμού $TM_{010}$ της κυλινδρικής κοιλότητας. ....	310
7.25	Τομές της χωρικής πεδιακής κατανομής των εκφυλισμένων ρυθμών $TM_{m11}$ της σφαιρικής κοιλότητας. ....	310
7.26	Τροποποιημένη μονοκωνική κεραία για την πειραματική διέγερση των κοιλοτήτων Wheeler: (α') βασική τοπολογία, (β') διάταξη με χωρητική φόρτιση από διηλεκτρικό FR-4 στο σημείο τροφοδοσίας. ....	312
8.1	(α') Hawaiian Earring, (β') Ένθετο Πλέγμα του Απολλώνιου. ....	320
8.2	Δομή στοίβας με κεραία μικροταινιακού καλύμματος τοποθετημένη πάνω σε ηλιακό συλλέκτη. Το ηλιακό φως πρέπει να διατρέξει τρία στρώματα υλικού για να φτάσει στο συλλέκτη, διατηρώντας συνολικό συντελεστή διαπερατότητας ίσο με 80%. ....	322
8.3	Το H/M μοντέλο ενός μικρο-αισθητήρα σε συνδυασμό με μπαταρία μεγέθους (α') 2×AA, και (β') CR2450. ....	326
8.4	Επιφανειακή ρευματική κατανομή της ημιτονοειδούς κεραίας 4ης επανάληψης @ 1.89 GHz. Παρατηρείστε πώς εξαπλώνεται το ρεύμα και επάνω στις μπαταρίες. ....	327
A'.1	Συνιστώσες ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου σε Καρτεσιανό πλέγμα FDTD. Σαν παράδειγμα χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο ενός μικροταινιακού φίλτρου τύπου hairpin. Κάθε συνιστώσα του πεδίου $\mathbf{H}$ περιβάλλεται από 4 συνιστώσες του πεδίου $\mathbf{E}$ , και κάθε συνιστώσα του πεδίου $\mathbf{E}$ περιβάλλεται από 4 συνιστώσες του πεδίου $\mathbf{H}$ (© C. Y. Ong et al., IEEE Microw. Mag., Apr. 2010). ....	332
A'.2	Χωρική διακριτοποίηση του H/M μοντέλου ενός τυπωμένου σπειροειδούς πηνίου με χρήση των τριών διαφορετικών υπολογιστικών τεχνικών (© I. Munteanu, CST AG, 2005). ....	334



- A'.3 (α') Το πλέγμα του τετράθυρου συζεύκτη είχε μεταβλητό βήμα στην περιοχή 0.6–2.4 mm. Το μέγιστο βήμα αντιστοιχεί σε  $\lambda_{\min}/156$  στη μέγιστη συχνότητα προσομοίωσης  $f_{\max} = 0.8$  GHz. (β') Το πλέγμα της κεραίας CSPP-1 είχε μεταβλητό βήμα στην περιοχή 0.3–4.2 mm. Το μέγιστο βήμα αντιστοιχεί σε  $\lambda_{\min}/90$  @  $f_{\max} = 0.8$  GHz. .... 335
- A'.4 Σήματα τάσης στο πεδίο του χρόνου, τα οποία αντιστοιχούν σε εισόδους ('i1') και εξόδους ('ox,1', όπου  $x \in \{1, 2, 3, 4\}$ ) των θυρών του υβριδικού συζεύκτη. Η αρχικά αποθηκευμένη ενέργεια του συστήματος αποσβέστηκε στο σημείο τερματισμού της εκτέλεσης ύστερα από χρόνο προσομοίωσης  $\Delta t_{\text{sim}} = 10.5$  ns . .... 336
- A'.5 Με εφαρμογή μαγνητικής συμμετρίας  $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H} \equiv 0$  επί του επιπέδου  $xz$  (γαλάζιο πλαίσιο), καθίσταται εφικτή η προσομοίωση μόνο του αριστερού μισού του μοντέλου με εξίσου σωστά αποτελέσματα. (α') Στην περίπτωση της CSPP-1, ο συνδυασμός της μαγνητικής συμμετρίας με την ηλεκτρική οριακή συνθήκη που εφαρμόζεται κάτω από το υπόστρωμα μειώνει το υπολογιστικό φορτίο στο 1/4. (β') Στο μοντέλο της CSPP-2 δεν υπάρχει ηλεκτρική οριακή συνθήκη κάτω από το υπόστρωμα. .... 339

# Κατάλογος Πινάκων

2.1	Κατάλογος των κυριότερων εμπορικά διαθέσιμων Η/Μ επιλυτών, ο οποίος παραθέτει το όνομα της εταιρείας που αναπτύσσει ή/και διαθέτει το πρόγραμμα και το έτος πρώτης κυκλοφορίας (κατ' εκτίμηση). Οι διακεκομμένες γραμμές χωρίζουν την χρονολογική ταξινόμηση σε δεκαετίες. ...	27
3.1	Παραδείγματα παραμετρικής περιγραφής κυκλικών ελίκων στον χώρο $\mathbb{R}^3$ . ....	55
3.2	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των ημιτονοειδών κεραιών. ....	61
3.3	Διαστάσεις για κάθε επανάληψη της ημιτονοειδούς κεραίας και υπολογισμός του αποδιπλωμένου μήκους της κυρτής καμπύλης. ....	64
3.4	Παραμετρικές τιμές κοινές σε κάθε επανάληψη της ημιτονοειδούς κεραίας. ....	64
3.5	Ιδιότητες πόλωσης της ημιτονοειδούς κεραίας 3ης επανάληψης στα 2.5 GHz. ...	66
3.6	Οι ρυθμίσεις του αναλυτή δικτύων κατά τη μέτρηση των ημιτονοειδών κεραιών.	67
3.7	Βέλτιστες διαστάσεις του επιπέδου γείωσης της ημιτονοειδούς κεραίας, $i = 1 \rightarrow 6$ . ....	73
3.8	Αποτελέσματα της συνολικής απόκρισης της ημιτονοειδούς κεραίας, $i = 1 \rightarrow 6$ , όπως προέκυψαν από την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης. ....	74
3.9	Επιτεύξιμοι λόγοι σμίχρυνσης πριν και μετά την προσαρμογή του επιπέδου γείωσης. ....	75
3.10	Πειραματικά αποτελέσματα για το εύρος ζώνης των επαναλήψεων $i = 2 \rightarrow 5$ πριν και μετά την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης. ....	75
3.11	Τα πολυώνυμα Chebyshev 1ου είδους και βαθμού $n = 0, 1, \dots, 8, 9$ . ....	79
3.12	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των κεραιών Chebyshev. ....	82
3.13	Τιμές των χαρακτηριστικών παραμέτρων των κεραιών Chebyshev και υπολογισμός του αποδιπλωμένου μήκους κάθε κεραίας. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. ....	83
3.14	Αποτελέσματα της συνολικής απόκρισης των κεραιών Chebyshev, $n = 5 \rightarrow 13$ , όπως προέκυψαν από την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης. ....	84
3.15	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση της κεραίας Chirp. ...	90

3.16	Τιμές των χαρακτηριστικών παραμέτρων της κεραίας Chirp. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. ....	90
3.17	Συχνότητα $\min\{ \Gamma_{in} \}$ , πραγματικό και φανταστικό μέρος εμπέδησης εισόδου και ηλεκτρικό μέγεθος της κεραίας Chirp στους οκτώ συντονισμούς που εμφανίζει στο εύρος DC–6 GHz. ....	91
4.1	Οι ρυθμίσεις του αναλυτή δικτύων κατά τη μέτρηση των ημιτονοειδών κεραίων.	107
4.2	Μετρητικά αποτελέσματα για το εύρος ζώνης των επαναλήψεων $i = 2 \rightarrow 5$ πριν και μετά την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης. ....	108
4.3	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των στοιχειοκεραίων. .	109
4.4	Πειραματικά δεδομένα των τριών πρωτότυπων στοιχειοκεραίων. ....	114
4.5	Πειραματικά δεδομένα των τριών πρωτότυπων στοιχειοκεραίων φορτισμένων με την προ-φράκταλ ατέλεια. ....	128
4.6	Σύγκριση των απαιτήσεων σε εμβαδόν, περίμετρο και διαγώνιο του νοητού περιγράμματος των αποσυζευκτών που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία. ....	129
5.1	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση του υβριδικού συζεύκτη. ....	158
5.2	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση της κεραίας CSPP–1.	167
5.3	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση της κεραίας CSPP–2.	173
5.4	Οι κυριότερες επιδόσεις της κεραίας CSPP–2. ....	179
5.5	Σύγκριση ηλεκτρικών επιδόσεων μεταξύ κεραίων που απευθύνονται σε υποσυστήματα GPS/GNSS και TTC. ....	180
6.1	Αποτελέσματα που προέκυψαν από την εκτίμηση της εμπέδησης εισόδου της τυπωμένης IFA με φόρτιση από L-σχισμή. ....	196
6.2	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των αυλακωτών PIFAs.	197
6.3	Οι τιμές των παραμέτρων που καθορίζουν τη σχεδίαση των 4 προτεινόμενων αυλακωτών PIFAs. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. Η 1η γραμμή επισημαίνει τις διαστάσεις του PCB, η 2η αυτές του GNDP και η 3η τις διαστάσεις του κεραιοστοιχείου. ....	201
6.4	Εκτιμώμενη διαφορά φάσης μεταξύ του ρεύματος τροφοδοσίας και του ρεύματος βραχυκύκλωσης των 4 προτεινόμενων αυλακωτών PIFAs. ....	211
6.5	Ιδιότητες της πόλωσης των 4 προτεινόμενων αυλακωτών PIFAs σε κάθε συχνότητα συντονισμού. ....	215
6.6	Σύγκριση των ηλεκτρικών επιδόσεων των 4 επαγωγικά φορτισμένων τυπωμένων IFAs. ....	217
6.7	Αποτελέσματα που προέκυψαν από την εκτίμηση της εμπέδησης εισόδου της τυπωμένης IFA με φόρτιση από K2-σχισμή. ....	229
6.8	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των διζωνικών PIFAs.	232

6.9	Οι τιμές των παραμέτρων που καθορίζουν τη σχεδίαση των 4 προτεινόμενων διζωνικών PIFAs. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. Η 1η γραμμή επισημαίνει τις διαστάσεις του PCB, η 2η αυτές του GNDP και η 3η τις διαστάσεις του κεραιοστοιχείου.....	233
6.10	Σύγκριση των ηλεκτρικών επιδόσεων των 4 προτεινόμενων διζωνικών τυπωμένων IFAs σε κάθε ζώνη λειτουργίας. ....	241
6.11	Αθροιστικά απόλυτα και κλασματικά εύρη ζώνης που επιτυγχάνουν οι 4 προτεινόμενες διζωνικές PIFAs.....	242
6.12	Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση της CIFA. ....	249
6.13	Οι τελικές τιμές των παραμέτρων της CIFA.....	251
6.14	Υπολογισμός της ελάχιστης συχνότητας λειτουργίας κόμβου WSN συναρτήσει της επιφάνειας της μεγαλύτερης πλευράς του $ipote$ , βασισμένος στο μοντέλο συστήματος της CIFA και στις προβλέψεις του ερευνητικού προγράμματος e-CUBES.....	256
7.1	Διαθέσιμο μετρητικό εύρος ζώνης ανάμεσα στις 10 πρώτες διατεταγμένες ιδιοσυχνότητες της σφαιρικής κοιλότητας. ....	298
7.2	Διαθέσιμο μετρητικό εύρος ζώνης ανάμεσα στις 10 πρώτες διατεταγμένες ιδιοσυχνότητες της κυλινδρικής κοιλότητας για $0.5 \leq h/a \leq 10$ . ....	303
7.3	Τα όρια μέτρησης της γραμμικής κεραίας στους 5 τύπους κοιλοτήτων Wheeler. ....	306



# Κατάλογος Συντμήσεων

<b>3-D</b>	3-Dimensional
<b>AAP</b>	Antenna As Package
<b>ACE</b>	Antenna Centre of Excellence
<b>ADC</b>	Analog-to-Digital Converter
<b>AF</b>	Antenna Factor
<b>AMSL</b>	Above Mean Sea Level
<b>AR</b>	Axial Ratio
<b>ASIC</b>	Application-Specific Integrated Circuit
<b>ASK</b>	Amplitude Shift Keying
<b>AUT</b>	Antenna Under Test
<b>BALUN</b>	BALanced UNbalanced
<b>BAN</b>	Body Area Network
<b>BBHA</b>	Backfire Bifilar Helical Antenna
<b>BC</b>	Boundary Condition
<b>BiCMOS</b>	Bipolar CMOS
<b>BW</b>	BandWidth
<b>CAD</b>	Computer-Aided Design
<b>CAE</b>	Computer-Aided Engineering
<b>CC</b>	Cylindrical Cavity
<b>CEM</b>	Computational ElectroMagnetics
<b>CFA</b>	Compound Field Antenna
<b>CIFA</b>	Circular Inverted-F Antenna
<b>CMOS</b>	Complementary Metal Oxide Semiconductor
<b>COST</b>	european COoperation in the field of Scientific and Technical research
<b>COTS</b>	Commercial Off The Shelf
<b>CPMA</b>	Circularly Polarized Microstrip Antenna
<b>CPU</b>	Central Processing Unit
<b>CPW</b>	Co-Planar Waveguide
<b>CRA</b>	Choke Ring Antenna
<b>CSPP</b>	CubeSat Patch Prototype
<b>dB</b>	deciBel

<b>dB<sub>i</sub></b>	deciBel isotropic
<b>D-GK</b>	Dual Generalized Koch
<b>DAC</b>	Digital-to-Analog Converter
<b>DC</b>	Direct Current
<b>DFT</b>	Discrete Fourier Transform
<b>DGS</b>	Defected Ground Structure
<b>DGTD</b>	Discrete Galerkin Time-Domain
<b>DL</b>	Dielectric Loading
<b>DSP</b>	Digital Signal Processor
<b>DVS</b>	Dynamic Voltage Scaling
<b>DWS</b>	Defected Wall Structure
<b>EBG</b>	Electromagnetic Band-Gap
<b>EBWP</b>	Efficiency-BandWidth Product
<b>EIRP</b>	Effective Isotropically Radiated Power
<b>ELA</b>	Electrically Large Antenna
<b>EM</b>	Electro-Magnetic
<b>EMC</b>	Electro-Magnetic Compatibility
<b>EMI</b>	Electro-Magnetic Immunity
<b>ES</b>	Eigenmode Solver
<b>ESA</b>	Electrically Small Antenna
<b>ESEO</b>	European Student Earth Orbiter
<b>EUSA</b>	Electrically Ultra-Small Antenna
<b>EUT</b>	Equipment Under Test
<b>FAC</b>	Fully Anechoic Chamber
<b>FBR</b>	Front-to-Back Ratio
<b>FBW</b>	Fractional BandWidth
<b>FDTD</b>	Finite Difference Time Domain
<b>FEM</b>	Finite Element Method
<b>FFC</b>	Far-Field Coupling
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform
<b>FICA</b>	F-Inverted Compact Antenna
<b>FIR</b>	Finite Impulse Response
<b>FIT</b>	Finite Integration Technique
<b>FM</b>	Frequency Modulation
<b>FMA</b>	Folded Monopole Antenna
<b>FoM</b>	Figure of Merit
<b>FPGA</b>	Field Programmable Gate Array
<b>FR-4</b>	Flame Resistant category 4
<b>FS</b>	Free Space
<b>G/D</b>	Gain over Directivity
<b>GBWP</b>	Gain-BandWidth Product

<b>GCPW</b>	Grounded Co-Planar Waveguide
<b>GK</b>	Generalized Koch
<b>GNDP</b>	GrouND Plane
<b>GNSS</b>	Global Navigation Satellite System
<b>GO</b>	Geometrical Optics
<b>GPS</b>	Global Positioning System
<b>GTEM</b>	Gigahertz TEM
<b>HF</b>	High Frequency
<b>HOM</b>	Higher Order Mode
<b>HPA</b>	High Power Amplifier
<b>IACS</b>	International Annealed Copper Standard
<b>IE</b>	Integral Equation(s)
<b>IEC</b>	International Electrotechnical Commission
<b>IED</b>	Inter-Element Distance
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>IF</b>	Intermediate Frequency
<b>IFA</b>	Inverted-F Antenna
<b>IFS</b>	Iterative Function System
<b>ILA</b>	Inverted-L Antenna
<b>IMS</b>	Inter-Modal Spectrum
<b>ISM</b>	Industrial, Scientific, Medical
<b>LEO</b>	Low Earth Orbit
<b>LMS</b>	Least Mean Square
<b>LOS</b>	Line Of Sight
<b>LPA</b>	Low-Profile Antenna
<b>MAC</b>	Medium Access Control layer
<b>MATLAB</b>	MATrix LABoratory
<b>MBW</b>	Measurable BandWidth
<b>MC</b>	Mutual Coupling
<b>MEMS</b>	Micro Electro-Mechanical Systems
<b>MFBW</b>	Measurable Fractional BandWidth
<b>MGA</b>	Medium Gain Antenna
<b>MIMO</b>	Multiple Input Multiple Output
<b>ML</b>	Meander-Line
<b>MLA</b>	Meander-Line Antenna
<b>MLFMM</b>	Multi-Level Fast Multipole Method
<b>MMCA</b>	Modified Mono-Cone Antenna
<b>MoM</b>	Method of Moments
<b>MPEG</b>	Motion Picture Experts Group
<b>MTM</b>	MeTaMaterial
<b>NASA</b>	National Aeronautics and Space Administration



<b>NEC</b>	Numerical Electromagnetics Code
<b>NFC</b>	Near-Field Coupling
<b>NLOS</b>	Non Line Of Sight
<b>NRI</b>	Negative Refractive Index
<b>OATS</b>	Open Area Test Site
<b>OOK</b>	On-Off Keying
<b>pHEMT</b>	pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
<b>P-EC</b>	Patch-Excited Cup
<b>PBA</b>	Perfect Boundary Approximation
<b>PBG</b>	Photonic Band-Gap
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board
<b>PCMCIA</b>	Personal Computer Memory Card International Association
<b>PDA</b>	Personal Digital Assistant
<b>PEC</b>	Perfect Electric Conductor
<b>PHY</b>	Physical Layer
<b>PIFA</b>	Printed (Planar) Inverted-F Antenna
<b>PILA</b>	Printed (Planar) Inverted-L Antenna
<b>PIM</b>	Pattern Integration Method
<b>PML</b>	Perfectly Matched Layer
<b>PO</b>	Physical Optics
<b>PSA</b>	Printed Sinusoidal Antenna
<b>PTFE</b>	PolyTetraFluoroEthylene
<b>QFS</b>	Quasi-Free Space
<b>QHA</b>	Quadrifilar Helical Antenna
<b>RAM</b>	Radio-frequency Absorbing Material
<b>RAM</b>	Random Access Memory
<b>RC</b>	Rectangular Cavity
<b>REM</b>	Reflection Efficiency Method
<b>RF</b>	Radio Frequency
<b>RFID</b>	Radio-Frequency IDentification
<b>RX</b>	Receive
<b>S-MLA</b>	Square envelope Meander-Line Antenna
<b>S-MLM</b>	Square envelope Meander-Line Monopole
<b>SAC</b>	Semi-Anechoic Chamber
<b>SAND</b>	Small Autonomous Network Devices
<b>SAP</b>	Shorted Annular Patch
<b>SC</b>	Spherical Cavity
<b>SCD</b>	Surface Current Distribution
<b>SMA</b>	Sub-Miniature type A connector
<b>SMILA</b>	Smart Monoblock-Integrated L-Antenna
<b>SNR</b>	Signal-to-Noise Ratio

<b>SR</b>	Shorting Ratio
<b>SSC</b>	Source-Stirred Chamber/Cap
<b>SSETI</b>	Student Space Exploration and Technology Initiative
<b>STA</b>	Separated Turnstile Antenna
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access
<b>TE</b>	Transverse Electric
<b>TEM</b>	Transverse Electro-Magnetic
<b>TL</b>	Transmission Line
<b>TLM</b>	Transmission-Line Matrix
<b>TM</b>	Transverse Magnetic
<b>TRP</b>	Total Radiated Power
<b>TS</b>	Transient Solver
<b>TST</b>	Thin Sheet Technique
<b>TTAC</b>	Table-Top Anechoic Chamber
<b>TTC</b>	Telemetry, Tracking and Command
<b>TX</b>	Transmit
<b>UHF</b>	Ultra High Frequency
<b>U-NII</b>	Unlicensed-National Information Infrastructure
<b>USB</b>	Universal Serial Bus
<b>UTD</b>	Uniform Theory of Diffraction
<b>UWB</b>	Ultra Wide-Band
<b>VHF</b>	Very High Frequency
<b>VLSI</b>	Very Large Scale Integration
<b>VNA</b>	Vector Network Analyzer
<b>VSN</b>	Video Sensor Network
<b>VSWR</b>	Voltage Standing Wave Ratio
<b>WCap</b>	Wheeler Cap
<b>WMSN</b>	Wireless Multimedia Sensor Network
<b>WSN</b>	Wireless Sensor Network
<b>XPR</b>	cross-Polarization Ratio
<b>ΑΔΑ</b>	Ασύρματο Δίκτυο Αισθητήρων
<b>ΑΕΓ</b>	Ατελές Επίπεδο Γείωσης
<b>EKP</b>	Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών
<b>EMΠ</b>	Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
<b>H/M</b>	Ηλεκτρο-Μαγνητικός
<b>ΜΣ</b>	Μοντελοποίηση Σπουδαιότητας



## Μέρος Ι

# Στοιχεία Τεχνολογίας Κεραιών



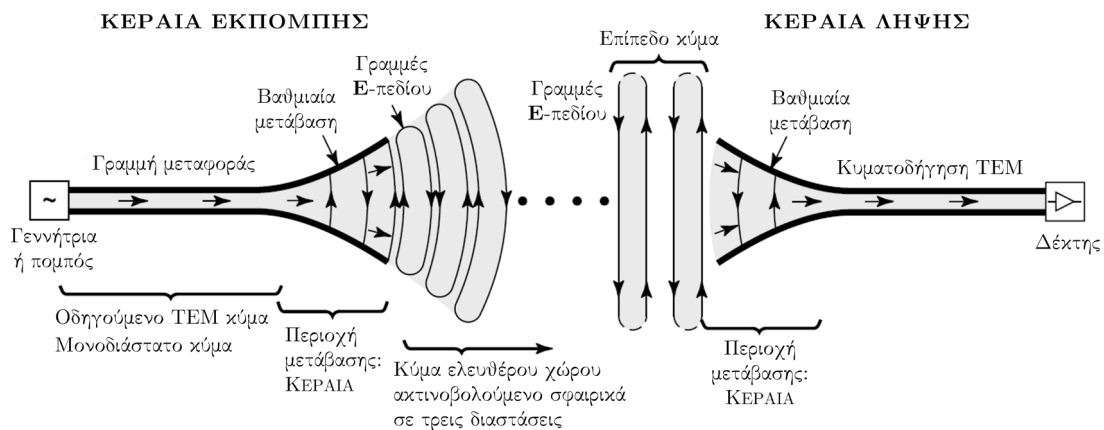
# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

Η ασύρματη επικοινωνία εξαρτάται από τη σύζευξη ταλαντευόμενων ηλεκτρικών ρευμάτων, τα οποία διατρέχουν ειδικά σχεδιασμένες, ευρέως απομακρυσμένες διατάξεις γνωστές ως *κεραίες*. Όπως περιγράφει το Σχήμα 1.1, τα ηλεκτρικά φορτία στους αγωγούς της κεραίας εκπομπής διατηρούνται σε συστηματικά επιταχυνόμενη κίνηση από κατάλληλη γεννήτρια, η οποία συνδέεται με την κεραία μέσω γραμμών μεταφοράς ηλεκτρομαγνητικής (H/M) ισχύος. Τα ταλαντευόμενα φορτία παράγουν το H/M κύμα το οποίο διαδίδεται στο χώρο και επάγει ρεύματα στους απομακρυσμένους αγωγούς της κεραίας λήψης. Τουλάχιστον ένας από αυτούς τους αγωγούς συνδέεται με έναν δέκτη μέσω γραμμής μεταφοράς. Ο συνδυασμός κεραίας και κυκλώματος τροφοδοσίας ορίζει ένα κεραιοσύστημα (*antenna system*). Τα θεμελιώδη μεγέθη που περιγράφουν αυτή τη σύζευξη είναι το ηλεκτρικό πεδίο  $\mathbf{E}$ , το μαγνητικό πεδίο  $\mathbf{H}$ , η ρευματική πυκνότητα  $\mathbf{J}$ , η αγωγιμότητα εισόδου  $Y_{in}(j\omega)$ , και η αντίσταση εισόδου  $Z_{in}(j\omega)$ .

Ο Heinrich Rudolf Hertz είναι ο θεμελιωτής της τεχνολογίας των κεραιών [3–5]. Το 1886, λίγα μόλις χρόνια μετά τη δημοσίευση της πραγματείας του James Clerk Maxwell [6, 7] πάνω στην ηλεκτρομαγνητική θεωρία,<sup>1</sup> ο εξάιτερος θεωρητικός και πειραματιστής συναρμολόγησε το πρώτο πλήρες ραδιοσύστημα. Ο συντονιζόμενος σπινθιριστής του Hertz (*spark-gap*

<sup>1</sup>J. C. Maxwell, *A Treatise on Electricity and Magnetism, Vol. I and II*. Oxford, UK: Clarendon Press, 1873; New York: Dover Publications, 1954.



Σχήμα 1.1: Ένα τυπικό σύστημα ασύρματης ραδιοεπικοινωνίας.

*resonator*) διέθετε στον πομπό μια γραμμική κεραία ημίσεος μήκους κύματος (δίπολο  $\lambda/2$ ) με μεταβλητή φόρτιση κορυφής από αγωγίμες σφαίρες (χωρητικός συντονισμός), και μια τετράγωνη βροχοκεραία στο δέκτη.<sup>2</sup> Στην πραγματικότητα, η ‘πληροφορία’ που μεταδόθηκε στα πειράματα του Hertz ήταν σε δυαδική ψηφιακή μορφή, αφού η μετάδοση γινόταν με τον σπινθιριστή να μεταπίπτει σε κατάσταση εντός και εκτός συντονισμού. Συνεπώς, το σύστημα του Hertz μπορεί να θεωρηθεί το πρώτο ψηφιακό ασύρματο σύστημα, το οποίο αποτελούνταν από δύο από τις πλέον γνωστές κεραίες και εφάρμοζε την απλούστερη μορφή διαμόρφωσης ASK, την *on-off keying* (OOK).

Η ανάπτυξη της θεωρίας και τεχνολογίας των κεραιών είναι μια ιστορία πίστης. Ο Hertz πίστεψε ότι η θεωρία του Maxwell προβλέπει την ύπαρξη και άλλων ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων πέρα από το φως, κάτι που ο ίδιος ο Maxwell δεν ανέφερε ποτέ, και την απέδειξε πειραματικά. Ο Hertz θεώρησε την εφεύρεσή του πρακτικά άχρηστη, γιατί δεν πίστεψε ότι η διάδοση των H/M κυμάτων είναι εφικτή σε μεγάλες αποστάσεις. Πίστεψαν, όμως, άλλοι: μέσα σε μια δεκαετία, οι N. Tesla, A. Popov, J. C. Bose και G. Marconi αναπαρήγαγαν τα πειράματα του Hertz, ανέπτυξαν νέους τύπους κεραιών, και έτσι εξέλιξαν την ασύρματη τεχνολογία, καθιστώντας δυνατή την επικοινωνία σε υπερπόντιες αποστάσεις [8].

Το μαθηματικό θεμέλιο της θεωρίας κεραιών είναι οι 4 εξισώσεις Maxwell, οι οποίες μετασχηματίστηκαν στη γνωστή συμπαγή μορφή τους ανεξάρτητα από τους H. R. Hertz και Oliver Heaviside [9, 10].<sup>3</sup> Οι εξισώσεις Maxwell περιγράφουν τη διασύνδεση μεταξύ του ηλεκτρικού πεδίου, του μαγνητικού πεδίου, του ηλεκτρικού φορτίου και του ηλεκτρικού ρεύματος. Παρά το γεγονός ότι ο Maxwell δεν ήταν ο πρώτος που επιτόνησε τις επιμέρους εξισώσεις, αφενός τις εξήγαγε ανεξάρτητα, και αφετέρου ήταν εκείνος που τις ομαδοποίησε σε ένα συνεκτικό σύνολο. Το πιο σημαντικό ήταν ότι εισήγαγε έναν επιπλέον όρο στο Νόμο του Ampère: πρόκειται για τη χρονική παράγωγο της ηλεκτρικής ροής, πιο γνωστή ως *ρεύμα μετατόπισης*. Η τροποποιημένη έκδοση του κυκλωματικού Νόμου του Ampère επιτρέπει στις 4 εξισώσεις να συνδυαστούν ώστε να εξαχθεί η ηλεκτρομαγνητική κυματική εξίσωση. Έτσι, παρά τη φαινομενικά τεράστια ποικιλομορφία τους, όλες οι κεραίες λειτουργούν σύμφωνα με τις ίδιες βασικές αρχές του ηλεκτρομαγνητισμού [11–14]. Τα βασικά προβλήματα που καλείται να αντιμετωπίσει η θεωρία κεραιών είναι (α') ο συντονισμός και η προσαρμογή, (β') η ενεργειακή αποδοτικότητα κατά την εκπομπή και λήψη, και (γ') η διάδοση και σκέδαση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων [15–24].

Η σχεδίαση *ηλεκτρικά μεγάλων* κεραιών είναι μια άμεση διαδικασία με λογικό συντελεστή δυσκολίας. Αφενός, για τις ηλεκτρικά μεγάλες κεραίες υπάρχουν αναλυτικά εργαλεία σχεδίασης με ικανοποιητική ακρίβεια, και αφετέρου, ζητήματα που αφορούν στη σχεδίαση μεγάλων κεραιών, όπως είναι η μεγιστοποίηση του κέρδους ή η μορφοποίηση του διαγράμματος ακτινοβολίας, μετατοπίζουν το βάρος της σχεδίασης στο μικροκυματικό δίκτυο τροφοδοσίας, και όχι στην κεραία αυτήν καθ' εαυτήν. Από την άλλη, η εκρηκτική ανάπτυξη των ασύρμα-

<sup>2</sup>H. R. Hertz, *Electric Waves: Being researches on the propagation of electric action with finite velocity through space*. London: MacMillan, 1893; New York: Dover Publications, 1962.

<sup>3</sup>Σε πληροφορία που διεξήγαγε το 2004 το περιοδικό *Physics World* για την ανάδειξη των “Greatest Equations Ever” (<http://physicsworld.com/cws/article/print/20407>), οι εξισώσεις Maxwell μοιράστηκαν την 1η θέση με την εξίσωση του Euler,  $e^{j\pi} + 1 = 0$ . Ο συγγραφέας είχε ψηφίσει την εξίσωση Euler.

των επικοινωνιών που συντελείται την τελευταία εικοσαετία [25, 26] αύξησε σημαντικά την ανάγκη για συμπαγείς κεραίες (*small antennas*) [27–30]. Όταν μια κεραία γίνεται συμπαγής, τότε το εύρος ζώνης στενεύει, το πρόβλημα των στασίμων κυμάτων επιδεινώνεται, η κατευθυντικότητα μειώνεται, και η αποδοτικότητα ακτινοβολίας γίνεται εξαιρετικά ευαίσθητη στην τοπολογία του ακτινοβολητή. Ως αποτέλεσμα αυτών, αξιόπιστες τεχνικές για τη σχεδίαση, την υλοποίηση και τον χαρακτηρισμό των συμπαγών κεραιών καθίστανται αυτόματα άκρως επιθυμητές [31–35].

Η μεγάλη σημασία που έχουν οι κεραίες για τη σωστή λειτουργία των κινητών τερματικών και των προηγμένων ασύρματων δικτύων επικοινωνιών έχει τονιστεί επανειλημμένα από έμπειρους μηχανικούς του χώρου [36, 37]. Η προαναφερθείσα ανάπτυξη των δικτύων κινητών και προσωπικών επικοινωνιών επέφερε αρχικά μεγάλη άνθιση στη σχεδίαση κεραιών για κινητά τηλέφωνα [38–45]. Επίσης, δεδομένου ότι ολοένα περισσότερες συσκευές και διαδικασίες μετατρέπονται από ενσύρματες σε ασύρματες, έχουν γίνει σημαντικές ερευνητικές προσπάθειες στη σχεδίαση κεραιών για φορητούς υπολογιστές, PDAs και smartphones [46], όπως και για ραδιοσυχνοτικούς αναγνωριστές (*RFID readers & tags*) [47, 48].

Αντίθετα, η βιομηχανική και ακαδημαϊκή έρευνα έχει επιδείξει μέχρι σήμερα μικρό ενδιαφέρον για τα κεραιοσυστήματα μιας ιδιαίτερης κατηγορίας τερματικών: τους κόμβους των ασύρματων δικτύων αισθητήρων (*wireless sensor networks*, WSNs) [49, 50]. Οι κόμβοι των WSNs είναι αυτόνομοι, μικροσκοπικοί, ασύρματοι αισθητήρες που έχουν ως βασική προδιαγραφή τη μεγάλη διάρκεια ζωής. Τα δίκτυα αισθητήρων καθιστούν εφικτές μια πλειάδα εφαρμογών που σχετίζονται, μεταξύ άλλων, με τις ιατρικές διαγνώσεις, την επιτήρηση υποδομών, τις αμυντικές εφαρμογές, τις αγροτικές καλλιέργειες και την περιβαλλοντική τηλεπισκόπηση. Οι ασύρματοι αισθητήρες συλλέγουν και ψηφιοποιούν δεδομένα από το περιβάλλον τους, και στη συνέχεια τα επεξεργάζονται και τα μεταδίδουν ασύρματα στους σταθμούς βάσης ή σε άλλους κόμβους του δικτύου. Απαραίτητη προϋπόθεση για τη σωστή λειτουργία των μικροαισθητήρων είναι η παρουσία συμπαγών, ενεργειακά αποδοτικών κεραιοσυστημάτων με το απαιτούμενο εύρος ζώνης για τις ανάγκες της εφαρμογής: η σχεδίαση, η υλοποίηση και ο χαρακτηρισμός τέτοιων κεραιοσυστημάτων αποτελούν το αντικείμενο της Διατριβής.

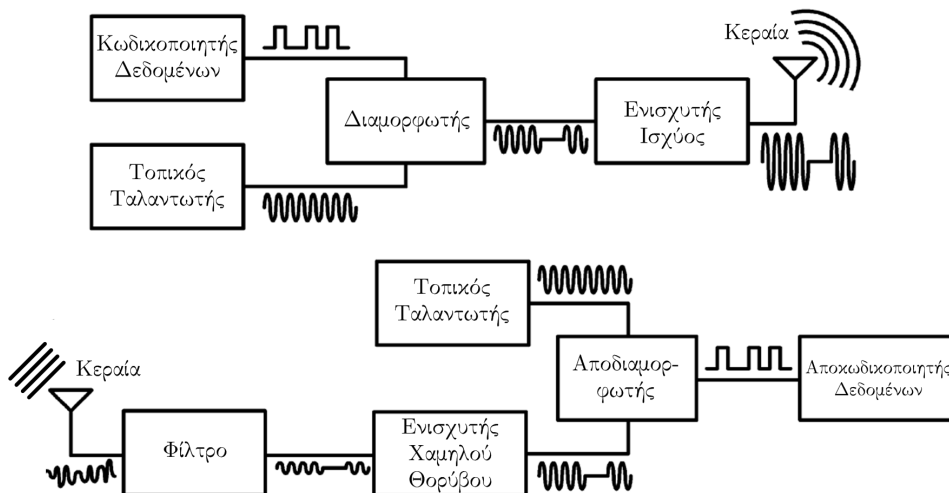
### 1.1 Κεραίες και Ασύρματα Δίκτυα Αισθητήρων

Η σχεδίαση κεραιοδιατάξεων στην παρούσα Διατριβή απευθύνεται σε τερματικές συσκευές σύγχρονων ασύρματων δικτύων, οι οποίες μπορεί να λειτουργούν είτε με επίβλεψη, είτε ανεπίβλεπτα, αλλά σε κάθε περίπτωση δεν είναι συσκευές χειρός (*non-handheld devices*). Τέτοιες συσκευές είναι οι φορητοί υπολογιστές (*laptops*) οι δρομολογητές ασύρματων τοπικών δικτύων (*WiFi routers*), και οι ραδιοσυχνοτικοί αναγνωριστές. Όμως, η πλέον αντιπροσωπευτική διάταξη σχετίζεται με ένα είδος δικτύου που αναπτύχθηκε μόλις την τελευταία δεκαετία: τα ασύρματα δίκτυα αισθητήρων. Οι κόμβοι των WSNs, ως αυτόνομα συστήματα, μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ποικιλοτρόπως. Στα πλαίσια της παρούσας Διατριβής, θεωρούνται ένα υποσύνολο των ραδιοσυχνοτικών συστημάτων χαμηλής ενεργειακής κατανάλωσης.



### 1.1.1 Συστήματα RF Χαμηλής Κατανάλωσης Ισχύος

Η σημαντική πρόοδος που έχει σημειωθεί την τελευταία εικοσαετία στα συστήματα RF χαμηλής κατανάλωσης ισχύος οδήγησε σε ένα ευρύ φάσμα ασύρματων εφαρμογών, οι οποίες κυμαίνονται από συστήματα περιορισμένων δυνατοτήτων όπως αναμεταδότες ραδιοσυχνοτικής αναγνώρισης (RFID tags), αισθητήρες και διατάξεις αναγνώρισης θέσης, μέχρι συστήματα υψηλών επιδόσεων που μεταδίδουν ομιλία, δεδομένα και πολυμεσικό περιεχόμενο. Η πρόοδος κατέστη δυνατή επειδή οι ερευνητές, αντί να συνεχίσουν να εστιάζουν στην τεχνολογία των βασικών δομικών στοιχείων, υιοθέτησαν μια συστημική θεώρηση του προβλήματος της ασύρματης επικοινωνίας. Συνεπώς, για τη σχεδίαση ραδιοσυχνοτικών συστημάτων χαμηλής κατανάλωσης απαιτείται μια ολοκληρωτική προσέγγιση, η οποία περιλαμβάνει την τεχνολογία ημιαγωγών και παθητικών RF κυκλωμάτων, αρχιτεκτονικές πομποδεκτών, πρωτόκολλα επικοινωνίας και τα αντίστοιχα σχεδιαστικά εργαλεία [51]. Το Σχήμα 1.2 απεικονίζει τα απλοποιημένα μπλοκ διαγράμματα ενός ραδιοσυχνοτικού πομπού και ενός δέκτη.



Σχήμα 1.2: Απλοποιημένα μπλοκ διαγράμματα ενός RF πομπού (πάνω) και ενός RF δέκτη (κάτω). Δίδεται επίσης και η απλοποιημένη περιγραφή των κυματομορφών κατά μήκος των δύο συστημάτων.

Η σχεδίαση όλων σχεδόν των ασύρματων συστημάτων καθορίζεται από τους περιορισμούς σε ενέργεια και εύρος ζώνης—δύο κατηγορίες πόρων ιδιαίτερα ανεπαρκείς, όταν συγκριθούν με τους αντίστοιχους των ενσύρματων συστημάτων επικοινωνίας. Εντούτοις, η σχεδιαστική προσέγγιση που ακολουθείται για κάθε δομικό RF στοιχείο διαφέρει αρκετά με βάση τις προδιαγραφές συστήματος που θέτει η εκάστοτε εφαρμογή. Για παράδειγμα, οι ρυθμοί μετάδοσης μπορεί να κυμαίνονται από μερικά bit ανά δευτερόλεπτο σε δίκτυα αισθητήρων χαμηλού ρυθμού, μέχρι μερικά Mbit ανά δευτερόλεπτο για μετάδοση πολυμεσικού περιεχομένου: η διαφορά στην ταχύτητα μετάδοσης επηρεάζει τη σχεδίαση των υποσυστημάτων και από την άποψη της κατανάλωσης. Ομοίως, η απαιτούμενη καθυστέρηση μετάδοσης επιδρά άμεσα στην επιλογή πρωτοκόλλου δικτύωσης. Γενικότερα, σχεδίαση για χαμηλή κατανάλωση ισχύος δε συνεπάγεται αυτόματα και ενεργειακή αποδοτικότητα [49]: για ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης ενέργειας, ο σχεδιαστής του ραδιοσυστήματος πρέπει να εκμεταλλεύεται όλες τις

ιδιότητες της εφαρμογής, αντί να σχεδιάζει με προδιαγραφές γενικής χρήσης [51].

Η σχεδίαση σύγχρονων ραδιοσυστημάτων απαιτεί βελτιστοποίηση σε όλα τα επίπεδα της ιεραρχίας συστήματος—από τα πρωτόκολλα και τους αλγορίθμους επικοινωνίας (ανώτερα επίπεδα) μέχρι τις αρχιτεκτονικές πομποδεκτών, τα κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων και το επίπεδο ψηφίδας πυριτίου (κατώτερα επίπεδα). Στο ανώτερο επίπεδο, τα πρωτόκολλα επικοινωνίας (πολλαπλή πρόσβαση και στρώμα διασύνδεσης) πρέπει να είναι ενεργειακά βελτιστοποιημένα. Για παράδειγμα, στα δίκτυα αισθητήρων χαμηλού ρυθμού μετάδοσης (βλ. §1.1.2) ήταν απαραίτητη η δημιουργία πρωτοκόλλων που αναγκάζουν τους κόμβους να παραμένουν σε κατάσταση νάρκης (*sleep mode*) για το μεγαλύτερο δυνατό ποσοστό χρόνου, ώστε να εξοικονομούν ενέργεια. Καθώς η τεχνολογία προχωρά σε ολοένα μεγαλύτερες κλίμακες ολοκλήρωσης,<sup>4</sup> το ενεργειακό κόστος των υπολογισμών που εκτελούν οι μικροεπεξεργαστές των ασύρματων κόμβων θα συνεχίσει να μειώνεται, ενώ, αντίθετα, η μείωση που θα επιτευχθεί στις ενεργειακές απαιτήσεις της ασύρματης επικοινωνίας θα είναι πολύ μικρότερη. Οι κόμβοι των δικτύων αισθητήρων εκμεταλλεύονται αυτήν την εξέλιξη σχηματίζοντας συνεργατικές ομάδες (*clusters*) και εκτελώντας εντατικά τοπική επεξεργασία πληροφορίας (*local information processing*), με αποτέλεσμα να μειώνουν τον όγκο δεδομένων προς μετάδοση [49]. Αυτό συμβαίνει στα ανώτερα επίπεδα της ιεραρχίας. Στα κατώτερα επίπεδα, η απόφαση για πραγματοποίηση μεγαλύτερου όγκου υπολογισμών επηρεάζει τη θέση του μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό (*analog-to-digital converter*, ADC) στην αλυσίδα του δέκτη, την απαιτούμενη διακριτικότητα κατά τη δειγματοληψία και την τεχνολογία ημιαγωγών [51, 52].

Συνεπώς, η ενεργειακή βελτιστοποίηση των ασύρματων συστημάτων μπορεί να επέλθει μόνο μέσα από κατάλληλη σχεδίαση τόσο σε κυκλωματικό, όσο και σε συστημικό επίπεδο. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν και πάλι τα δίκτυα μικρο-αισθητήρων, τα οποία πρέπει να λειτουργούν για χρόνια με μια μικρή δεξαμενή ενέργειας. Σε τέτοια συστήματα, η προσέγγιση ενεργειακής ελαχιστοποίησης πρέπει αρχικά να γίνει στα χαμηλότερα επίπεδα. Για παράδειγμα, υπάρχει θεμελιώδης συσχέτιση μεταξύ ρεύματος πόλωσης και δυναμικής περιοχής για κάθε κυκλωματική τοπολογία ενισχυτή (είτε ισχύος, είτε χαμηλού θορύβου), μίκτη, τοπικού ταλαντωτή και ενεργού φίλτρου [52]. Αυτή η συσχέτιση επιτρέπει στο σχεδιαστή να προχωρήσει στην κατάλληλη αντιστάθμιση κατανάλωσης-επίδοσης. Στη συνέχεια, η ενεργειακή ελαχιστοποίηση μεταπίπτει σε επίπεδο πρωτοκόλλων επικοινωνίας, τα οποία χτίζονται με τρόπο που να μεγιστοποιεί τη διάρκεια ζωής του δικτύου. Επίσης, εδώ και περισσότερο από μια δεκαετία έχει αναγνωριστεί η ανάγκη αντιστάθμισης του ενεργειακού κόστους της ασύρματης επικοινωνίας με το αντίστοιχο του υπολογιστικού φορτίου [53].

Το μετωπικό άκρο του πομποδέκτη (*RF front-end*) είναι ο κυρίαρχος παράγοντας ενεργειακής κατανάλωσης ενός ασύρματου μικρο-συστήματος [52, 54, 55]. Όπως αναφέρθηκε, η ενεργειακή κατανάλωση του front-end μπορεί να βελτιστοποιηθεί έναντι συγκεκριμένων προδιαγραφών γραμμικότητας, κέρδους και θορύβου. Η κατανάλωση του front-end μειώνεται καταρχάς με δύο τρόπους: (α') με προσεκτική συστημική σχεδίαση της αρχιτεκτονικής και διαμέρισης του πομποδέκτη, της διεπαφής με το κεραιοσύστημα, καθώς και με υλοποίηση τεχνικών διαφορισιμότητας (*diversity techniques*), και (β') με βελτίωση της ενεργειακής α-

<sup>4</sup> Δηλαδή, σε ολοένα μικρότερα μεγέθη ανάπτυξης των τρανζίστορ πάνω στο δίσκο πυριτίου.

ποδοτικότητα κάθε υπο-συστήματος του front-end ξεχωριστά, η οποία απαιτείται να φτάσει μέχρι το επίπεδο της ψηφίδας πυριτίου και να εξετάσει εξειδικευμένα ζητήματα, όπως π.χ. τα ρεύματα διαρροής του ημιαγωγίου υποστρώματος [52, 54, 55]. Μπορούν να γίνουν, όμως, κι άλλες παρεμβάσεις. Ορίζοντας την αποδοτικότητα ισχύος του πομποδέκτη,  $n_{TR}$ , ως το πηλίκο της εκπεμπόμενης ισχύος προς την καταναλισκόμενη ισχύ από τα ηλεκτρονικά συστήματα του πομποδέκτη,

$$n_{TR} = \frac{P_{TX}}{P_{diss,RF}}, \quad (1.1)$$

έχειδειχτεί ότι η  $n_{TR}$  των ασύρματων μικρο-συστημάτων είναι χαμηλή [55]. Όμως, η διάρκεια ζωής της ενεργειακής δεξαμενής του πομποδέκτη δεν εξαρτάται μόνο από την αποδοτικότητα ισχύος, αλλά και από την απόλυτη ενεργειακή κατανάλωση στη διάρκεια ενός κύκλου λειτουργίας. Αυτό σημαίνει ότι και τα δύο παραπάνω μεγέθη μπορούν να βελτιωθούν σημαντικά: (α') με αύξηση του ρυθμού μετάδοσης η οποία μειώνει το κόστος της στατικής κατανάλωσης του πομποδέκτη, και (β') με μείωση του χρόνου ενεργοποίησης (*start-up time*), η οποία μειώνει γραμμικά τον ενεργειακό επίφορτο εκκίνησης του συστήματος [55].

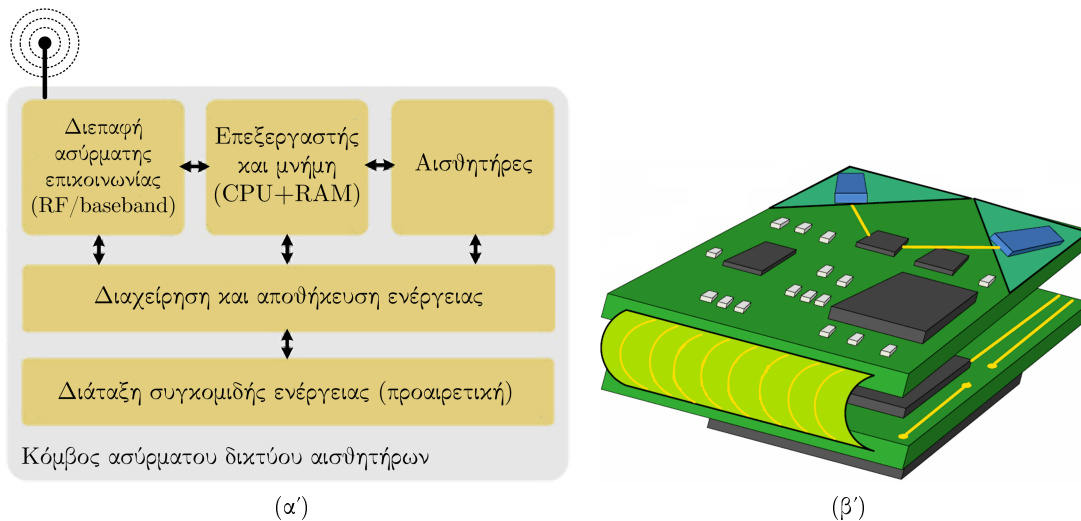
Το ενδιαφέρον για νέες ασύρματες τεχνολογίες μεγαλώνει συνεχώς, αφού ολοένα περισσότερα συστήματα επικοινωνίας, ραντάρ, ασφάλειας, επιτήρησης και ανεύρεσης θέσης γίνονται διαθέσιμα στο ευρύ κοινό. Τέτοια συστήματα είναι τα δίκτυα κινητών επικοινωνιών (4G), τα ασύρματα συστήματα ευρυζωνικών επικοινωνιών (WiMAX, WiBRO, WiFIBER, UWB), τα συστήματα δορυφορικής πλοήγησης (GPS, Galileo), και τα δίκτυα αισθητήρων. Οι θεωρητική εξέλιξη των αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος οδήγησε στην επινόηση νέων αρχιτεκτονικών και εφαρμογών, καθώς και σε καλύτερη χρήση της χωρητικότητας των υποκείμενων μέσων (π.χ. του ραδιοδιαύλου). Αυτή η εξέλιξη, με τη σειρά της, δημιούργησε απαιτήσεις που έφεραν τα αναλογικά RF front-ends στα όριά τους. Απαιτείται μεγάλη ερευνητική προσπάθεια για την ανάπτυξη νέων αρχιτεκτονικών συστήματος, νέων ασύρματων τεχνολογιών, αλλά και ισχυρών εργαλείων CAD υψηλής ακρίβειας, ικανών να ανταπεξέλθουν στη σχεδίαση σύγχρονων RF/MW υποσυστημάτων [56]. Μέσα από αυτήν την προσπάθεια θα οδηγηθούμε τελικά σε ραδιοσυχνοτικές τεχνολογίες εξαιρετικά χαμηλής ισχύος και υψηλής ενεργειακής αποδοτικότητας, σε ευφυείς και αναδιαρθρώσιμους πομποδέκτες, καθώς και σε μεθόδους σχεδίασης και βελτιστοποίησης για κινητά τερματικά υψηλού βαθμού ολοκλήρωσης.

### 1.1.2 Δικτύωση Κατανεμημένων Αισθητήρων

Η τεχνολογία των δικτύων μικρο-αισθητήρων θα επηρεάσει βαθιά την καθημερινότητα των ανθρώπων του 21ου αιώνα. Ήδη από το 2002 υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμες διατάξεις μικρο-αισθητήρων, μεγέθους της τάξης των  $10 \text{ cm}^3$ , οι οποίες φέρουν πάνω τους ένα πλήθος από μικροσκοπικούς αισθητήρες (φωτός, θερμοκρασίας, υγρασίας, ακουστικούς, μικροκάμερες, κλπ), διαθέτουν υπολογίσιμη επεξεργαστική ισχύ, έχουν τη δυνατότητα προσδιορισμού της θέσης τους (μέσω GPS ή αλγορίθμων), και επικοινωνούν σε μικρές αποστάσεις με ραδιοκύματα ή οπτικές ζεύξεις [57]. Αυτές οι διατάξεις, οι οποίες συνεχώς γίνονται οικονομικότερες και ευφυέστερες, αναπτύσσονται σε μικρά ή μεγάλα πλήθη προκειμένου να δικτυώσουν οικίες και οδούς, κτίρια και γέφυρες, σώματα ανθρώπων και ζώων, ολόκληρες πόλεις και κρατικές

## Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

υποδομές. Το Σχήμα 1.3α' απεικονίζει τα βασικότερα υποσυστήματα ενός ασύρματου μικρο-αισθητήρα. Το Σχήμα 1.3β' είναι η σχηματική αναπαράσταση ενός κόμβου που υλοποιείται με δύο τυπωμένα κυκλώματα (*printed circuit boards*, PCBs) διπλής όψης, τα οποία διασυνδέονται με εύκαμπτη ταινία πολλαπλών αγωγών.



**Σχήμα 1.3:** (α') Μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού ασύρματου μικρο-αισθητήρα. Οι κόμβοι πρέπει να λειτουργούν για χρόνια με μια μικρή δεξαμενή ενέργειας, η οποία συχνά δεν είναι ανανεώσιμη. (β') Κόμβος αποτελούμενος από δύο PCB διπλής όψης. Στο ανώτερο επίπεδο του πάνω κυκλώματος, ο πομποδέκτης RF συνδέεται μέσω γραμμών μεταφοράς (κίτρινες γραμμές) με δύο επίπεδες κεραίες. Οι κεραίες είναι τοποθετημένες κάθετα μεταξύ τους για να υλοποιηθεί διαφορική πόλωση.

Η τεχνολογική επανάσταση που επέφεραν οι μικρο-ηλεκτρομηχανικές διατάξεις βοήθησε αποφασιστικά στη σμίκρυνση των ασύρματων κόμβων των WSNs, ενώ η ταυτόχρονη πρόοδος της ηλεκτρονικής, κυρίως με την ανάπτυξη διατάξεων RF BiCMOS, οδήγησε σε ολοκληρωμένα κυκλώματα που συνδυάζουν ανίχνευση, υπολογιστική ισχύ και επικοινωνία στο ίδιο μικροκύκλωμα. Το μεγάλο βάρος στην έρευνα γύρω από τα WSNs δόθηκε στην ανάπτυξη αλγορίθμων, πρωτοκόλλων δικτύωσης και λογισμικού που θα καθιστούσαν ικανή τη σχεδίαση χρήσιμων, αξιόπιστων, βιώσιμων και προγραμματίσιμων συστημάτων αποτελούμενων από δεκάδες μέχρι και χιλιάδες τέτοιους κόμβους μικρο-αισθητήρων [58]. Αυτή η ερευνητική διαδικασία απαίτησε τη συμβολή πολλών επιστημονικών πεδίων, όπως είναι η κατανομημένη πληροφορική, η δικτύωση, η επεξεργασία σήματος και πληροφορίας, η αξιοπιστία συστημάτων και ο εύρωστος έλεγχος.

Από αυτήν την άποψη, η σχεδίαση δικτύων μικρο-αισθητήρων είχε να αντιμετωπίσει εξ αρχής κάποιες βασικές τεχνικές προκλήσεις, όπως είναι οι (α') αποδοτικές μέθοδοι δικτύωσης που καθιστούν ικανή τη γρήγορη, *ad hoc* δικτύωση οποιουδήποτε πλήθους κόμβων, είτε στατικού, είτε κινητού, (β') μέθοδοι συνεργατικής επεξεργασίας σήματος και πληροφορίας, ώστε να εντοπίζονται, να ταξινομούνται και να παρακολουθούνται γεγονότα και μοτίβα γεγονότων που συμβαίνουν εντός της γεωγραφικής έκτασης του δικτύου, (γ') σχεδίαση κατανομημένων βάσεων δεδομένων που να περιέχουν πληροφορίες για ενδιαφέροντα γεγονότα που συνέβησαν σε συγκεκριμένο χωροχρονικό πλαίσιο, (δ') μέθοδοι για τη δυνατότητα προγραμματισμού του δικτύου, και (ε') μέθοδοι για την ασφάλεια και αξιοπιστία των δεδομένων που συλλέγονται, οι

οποίες να καθιστούν ικανές την ανίχνευση και ανοχή σε ενδεχόμενη παραβίαση του δικτύου, καθώς και τη βιώσιμη συνέχιση της λειτουργίας του [58]. Επιπρόσθετα, όλες αυτές οι μέθοδοι και σχεδιάσεις θα πρέπει να είναι ενεργειακά αποδοτικές, ώστε να εξασφαλίζουν τη μέγιστη δυνατή διάρκεια ζωής του δικτύου. Αυτές οι ερευνητικές προκλήσεις έχουν απασχολήσει την κοινότητα των WSNs εδώ και τρεις δεκαετίες [57], απέκτησαν γρήγορα κρίσιμη ερευνητική μάζα από το 1998 και ύστερα, και έχουν φέρει το πεδίο των δικτύων αισθητήρων σε επίπεδο σχετικής ωριμότητας.

Η ελαχιστοποίηση των εξωτερικών διαστάσεων των κόμβων του δικτύου και η μεγάλη κλίμακα ολοκλήρωσης των κυκλωμάτων ανίχνευσης, υπολογισμού και επικοινωνίας ήταν οι πρωταρχικοί πυλώνες της έρευνας που έχει διεξαχθεί γύρω από τα WSNs [58]. Παρ' όλα αυτά, η ερευνητική κοινότητα σύντομα αναθεώρησε τους αρχικούς στόχους, και απομακρύνθηκε από το υλικό (*hardware*). Το πεδίο των WSNs απαίτησε διεπιστημονικότητα σε πρωτόγνωρο βαθμό: γλώσσες προγραμματισμού, λειτουργικά συστήματα, ενσωματωμένα συστήματα, επεξεργασία σήματος, επικοινωνίες, δικτύωση, και ένα πλήθος περιοχών εφαρμογής συνθέτουν το ερευνητικό μωσαϊκό των WSNs [59]. Οι τεχνικές προκλήσεις που τέθηκαν από αυτό το τόσο ευρύ πεδίο είναι τεράστιες, και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται συνεχώς σε πλήθος διεθνών συνεδρίων, τα οποία κυμαίνονται από τα παλαιότερα συνέδρια στενού πεδίου εφαρμογής μέχρι τα νεότερα διεπιστημονικά συνέδρια.

Μέσα σε μια δεκαετία, η ερευνητική κοινότητα των WSNs απέκτησε την εξειδίκευση να αναπτύσσει δίκτυα αισθητήρων σε ένα μεγάλο εύρος ρεαλιστικών, χρήσιμων εφαρμογών. Η εμπειρία αυτή, η οποία εκτείνεται από την παρακολούθηση εκρήξεων ηφαιστειών και πυρκαγιών μέχρι τις αγροτικές καλλιέργειες και την τηλεανίχνευση σε αστικό περιβάλλον, διδάσκει σημαντικά μαθήματα για το υλικό (*hardware*) των WSNs, τα λειτουργικά συστήματα των κόμβων, τη στοίβα πρωτοκόλλων, τη διεπαφή επικοινωνίας, κ.α. Τα μαθήματα αυτά είναι τόσο διαφορετικά από τις υποθέσεις που τυπικά γίνονται γύρω από τη δικτύωση αισθητήρων, ώστε να καθιστούν τις δοκιμές σε πραγματικές συνθήκες με πραγματικό υλικό αναντικατάστατο κομμάτι της εξέλιξης [60].

Νέες κυκλωματικές τεχνικές εξαιρετικά χαμηλής ισχύος προτείνονται διαρκώς για την περαιτέρω βελτίωση της ενεργειακής απόδοσης των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων των ασύρματων αισθητήρων [52]. Ένα κρίσιμο μέρος αυτών των ενεργειακά-ενήμερων συστημάτων είναι τα κυκλώματα επεξεργασίας και διανομής της ενέργειας [61], τα οποία διασυνδέονται με τις πηγές ενέργειας και παρέχουν εξαρτημένα επίπεδα τάσης και ρεύματος στα υπόλοιπα κυκλώματα του κόμβου. Αυτά τα κυκλώματα επεξεργασίας της ενέργειας πρέπει να διατηρούν υψηλή αποδοτικότητα και χαμηλό πλήθος κυκλωματικών στοιχείων, ώστε η τελική λύση να είναι ελκυστική από την προοπτική της ενέργειας, του μεγέθους και του κόστους [61].

Χαρακτηριστικό των WSNs αποτελεί το γεγονός ότι, πολύ συχνά οι τεχνολογίες και τα αποτελέσματα των δικτύων αισθητήρων εμφανίζονται κάτω από πλήθος διαφορετικών ονομασιών. Για παράδειγμα, τα ανθρωποκεντρικά δίκτυα (*body area networks, BANs*), το Διαδίκτυο των Πραγμάτων (*Internet of Things*), η επικοινωνία μεταξύ μηχανών, τα κυβερνοφυσικά συστήματα, η γνωστική δικτύωση, και τα συστήματα εντοπισμού θέσης σε πραγματικό χρόνο είναι μόνο μερικές τεχνικές ασύρματης δικτύωσης που μοιράζονται τους περιορισμούς,

## Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

τους στόχους και τις μεθοδολογίες της δικτύωσης αισθητήρων. Άμεσο αποτέλεσμα των παραπάνω είναι ότι, η βιβλιογραφία των δικτύων αισθητήρων είναι έντονα διασκορπισμένη σε πρακτικά ποικίλων συνεδρίων, σε τεύχη ποικίλων επιστημονικών περιοδικών, και σε μεγάλο εύρος συγγραμμάτων.

Το ερευνητικό πρόγραμμα ΠΕΝΕΔ 03ΕΔ799 ‘Μελέτη και Σχεδίαση Ενεργειακά Αποδοτικών Τεχνικών Μετάδοσης Πληροφορίας σε Ασύρματα Δίκτυα Αισθητήρων’, απ’ όπου χρηματοδοτήθηκαν μερικώς οι ερευνητικές δραστηριότητες του παρόντος, έχει ήδη αποφέρει σημαντικά αποτελέσματα, τα οποία περιγράφονται στη διατριβή του Γ. Μπράβου [62]. Στα πλαίσια της [62] πραγματοποιήθηκαν (α’) η ανάπτυξη ενεργειακού μοντέλου για κόμβους WSN που περιελάμβανε τις χωρικά συσχετισμένες διαλείψεις του ραδιοδιαύλου, (β’) η μελέτη προσαρμοστικών τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης και εκπεμπόμενης ισχύος, (γ’) η ανάπτυξη ενεργειακά αποδοτικού πρωτοκόλλου δρομολόγησης δεδομένων, και (δ’) ο ενεργειακά αποδοτικός σχηματισμός εικονικών στοιχειοκεραιών MIMO με εφαρμογή δυναμικής επιλογής συνεργατικών κόμβων (*cooperative MIMO sensor networks*). Επίσης, για τη συνδυασμένη μελέτη των κυκλωματικών και συστημικών προβλημάτων, αρκετές ερευνητικές ομάδες προχώρησαν στην ανάπτυξη πραγματικών δικτύων μικρο-αισθητήρων. Αναφέρουμε συνοπτικά μερικά από αυτά τα ερευνητικά προγράμματα:

**μ.AMPS** Το ερευνητικό πρόγραμμα “micro-Adaptive Multi-domain Power-aware Sensors” του MIT εστίασε στην ανάπτυξη ενός ενεργειακά-ενήμερου (*power-aware*) συστήματος, το οποίο κλιμακώνει την κατανάλωση υπολογιστικής ισχύος σύμφωνα με τις απαιτήσεις του δικτύου [63, 64].

**WINS** Το πρόγραμμα “Wireless Integrated Network Sensors” του UCLA εστίασε στην υλοποίηση του RF front-end και πέτυχε χαμηλή κατανάλωση ισχύος χρησιμοποιώντας τόσο off-chip παθητικά στοιχεία υψηλού συντελεστή ποιότητας, όσο και ολοκληρωμένες μικρο-ηλεκτρομηχανολογικές συσκευές [49, 65].

**Smart Dust** Το πρόγραμμα “Smart Dust” του UC Berkeley υλοποίησε αυτόνομους αισθητήρες, και εστίασε στη μεγάλη κλίμακα ολοκλήρωσης καθώς και στις λειτουργίες αίσθησης, όπως η μέτρηση θερμοκρασίας, υγρασίας και πίεσης. Αμφότερα ραδιοσυχνοτικά και οπτικά front-ends μελετήθηκαν πάνω στους Smart Dust κόμβους [66, 67].

**PicoRadio** Το συγκεκριμένο πρόγραμμα, επίσης από το UC Berkeley, στόχευσε στην υλοποίηση ενός ολοκληρωμένου κόμβου που περιελάμβανε τόσο ένα RF front-end χαμηλής κατανάλωσης, όσο και έναν αναδιαρθρώσιμο μικρο-επεξεργαστή στο τμήμα βασικής ζώνης [68]. Οι προεκτάσεις του PicoRadio εστίασαν στην υλοποίηση ολοκληρωμένων RF πομπών υπερ-χαμηλής κατανάλωσης ισχύος [69].

**TUTWSN** Η ερευνητική ομάδα DACI του Tampere University of Technology διεξήγαγε θεωρητικές και πειραματικές, διαστρωματικές (*cross-layer*) μελέτες με στόχο την υλοποίηση πρωτότυπων κόμβων και την επίλυση πρακτικών προβλημάτων ανάπτυξης δικτύων αισθητήρων σε πλήρη κλίμακα. Μελετήθηκαν θέματα που ποικίλλουν από τη

βελτιστοποίηση της στοίβας πρωτοκόλλων, μέχρι τα λειτουργικά συστήματα, τις προγραμματιστικές διεπαφές, τις βάσεις δεδομένων και τους πομποδέκτες RF [50].

## 1.2 Κίνητρα της Ερευνητικής Δραστηριότητας

Ο ρόλος των κεραιών γίνεται ολοένα σημαντικότερος τα τελευταία 15–20 χρόνια, γεγονός που είναι ευχάριστο μεν, ‘τεχνητό’ δε. Η σημασία τους αναδείχθηκε τόσο πολύ και τόσο σύντομα, γιατί η βιομηχανία των ασύρματων επικοινωνιών τις είχε παραμελήσει για χρόνια, όντας απασχολημένη με την ανάπτυξη άλλων τομέων (π.χ. ψηφιακές διαμορφώσεις, κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων, επεξεργασία σήματος, πρωτόκολλα επικοινωνίας, κτλ). Η κατάσταση περιγράφεται ανάγλυφα από το γεγονός και μόνο ότι το *IEEE Spectrum* έχει δημοσιεύσει μόλις ένα (1) άρθρο για την τεχνολογία κεραιών τα τελευταία 40 χρόνια [70].

Πέρα από την ομορφιά του αντικειμένου αυτή καθ’ εαυτή, τα κίνητρα για την παρούσα ερευνητική δραστηριότητα ήταν: (α’) η ανάδειξη της σημασίας που έχει η υλοποίηση ενεργειακά αποδοτικών, συμπαγών κεραιών με ικανό εύρος ζώνης για τη λειτουργία των ασύρματων μικρο-αισθητήρων και των άλλων ανεπίβλεπτων κινητών τερματικών, (β’) η συνεισφορά ρεαλιστικών σχεδιάσεων και τεχνικών χαρακτηρισμού, οι οποίες θα συμπληρώσουν κατά το δυνατόν το βιβλιογραφικό κενό που δημιουργήθηκε εν μέρει από το ‘παράδοξο των υποθέσεων’ που γίνονται συχνά γύρω από τα δίκτυα αισθητήρων, και κατά ένα άλλο μέρος από το γεγονός ότι η ερευνητική κοινότητα δεν έχει στραφεί ακόμη σε αυτό το τόσο ενδιαφέρον αντικείμενο, και (γ’) η ευαισθητοποίηση του αναγνώστη στις πολλαπλές δυσκολίες που εμφανίζουν οι συμπαγείς κεραίες: πρέπει να έχουμε υπόψη μας αφενός το τίμημα της σμίκρυνσης σε αποδοτικότητα και εύρος ζώνης, και αφετέρου ότι μια συμπαγής κεραία είναι δύσκολο να κατασκευαστεί και να μετρηθεί.

### 1.2.1 Σμίκρυνση και Ενεργειακή Αποδοτικότητα ενός Ασύρματου Κόμβου

Με αναφορά στα δομικά μέρη του Σχήματος 1.3α’, η ασύρματη διεπαφή είναι επιφορτισμένη με την υλοποίηση του καλύτερου δυνατού προϋπολογισμού ζεύξης. Αυτό απαιτεί χρήση ενός συνδυασμού τεχνικών, οι οποίες στην περίπτωση του κεραιοσυστήματος θα μπορούσαν π.χ. να είναι μια ειδική γεωμετρία κεραίας συνδυασμένη με δυναμική προσαρμογή εμπέδησης. Η κύρια πρόκληση εδώ είναι η εύρεση της καλύτερης συμβιβαστικής λύσης μεταξύ της υψηλής αποδοτικότητας κατά τη μετάδοση, του χαμηλότερου δυνατού ρυθμού εξάντλησης της ενεργειακής δεξαμενής, και της απαιτούμενης μείωσης των διαστάσεων των κόμβων του δικτύου. Το ελάχιστο εφικτό φυσικό μέγεθος ενός κόμβου καθορίζεται από τρεις κύριους παράγοντες: το μέγεθος των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που τον αποτελούν, το ελάχιστο μέγεθος της κεραίας που απαιτείται για την ενεργειακά-αποδοτική επικοινωνία και το υποσύστημα αποθήκευσης—και πιθανόν συγκομιδής—ενέργειας (*energy storage and harvesting*). Η τρέχουσα πορεία της κλίμακας ολοκλήρωσης της τεχνολογίας VLSI επιτρέπει την υλοποίηση πολύπλοκων κυκλωμάτων σε αρκετά μικρά μεγέθη [52]. Συνεπώς, οι βασικοί περιορισμοί

στη μείωση του μεγέθους είναι το μέγεθος της κεραίας και το σύστημα ενέργειας.

Η αιχμή του δόρατος του RF front-end είναι το κεραιοσύστημα, η ενεργειακή αποδοτικότητα του οποίου έχει πρωταρχική σημασία: το κεραιοσύστημα πραγματοποιεί συνεχώς αναλογική επεξεργασία όλων των εισερχόμενων και εξερχόμενων σημάτων του πομποδέκτη. Ο A. Wang πρότεινε στα πλαίσια της διατριβής του [55], σαν τρίτη μέθοδο βελτίωσης της διάρκειας ζωής ενός ασύρματου μικρο-αισθητήρα, τη βελτίωση της αποδοτικότητας του ενισχυτή ισχύος. Όμως, αυτή από μόνη της δεν αρκεί: το γινόμενο της συνολικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας του κεραιοσυστήματος με την αποδοτικότητα του ενισχυτή ισχύος,  $n_{\text{total}} \cdot \eta_{\text{PA}}$ , είναι το μέγεθος που χρήζει μεγιστοποίησης. Συνεπώς, πρέπει να δοθεί προσοχή εξίσου και στο κεραιοσύστημα, αφού η  $n_{\text{total}}$  προστίθεται decibel προς decibel στον προϋπολογισμό ισχύος της ασύρματης ζεύξης (*link budget*) και συνεπώς επηρεάζει άμεσα τη συνολική ενεργειακή απόδοση όλου του κόμβου. Οποιαδήποτε βελτίωση της συνολικής ενεργειακής αποδοτικότητας επέλθει είτε από έναν αποδοτικό ενισχυτή ισχύος, είτε από έναν προσεκτικά σχεδιασμένο αλγόριθμο βασικής ζώνης, πολλαπλής πρόσβασης ή δρομολόγησης, μπορεί εύκολα να χαθεί εξαιτίας μια κακώς σχεδιασμένης κεραίας.

Συμπερασματικά, η βελτίωση της ενεργειακής αποδοτικότητας του κεραιοσυστήματος, σε συνδυασμό με τη χρήση τεχνικών διαφορισιμότητας, δύναται να παρέχει κέρδος αρκετών decibels στον προϋπολογισμό ισχύος της ζεύξης. Έτσι, οι ιδιότητες του κεραιοσυστήματος επηρεάζουν πολλαπλώς τις ιδιότητες όλου του κόμβου. Η σμίκρυνση του κεραιοσυστήματος αντανακλάται άμεσα στο συνολικό όγκο του κόμβου. Αν το συμπαγές κεραιοσύστημα μπορεί να σχεδιαστεί και ενεργειακά αποδοτικό, τότε, υποθέτοντας μη ανανεώσιμη δεξαμενή ενέργειας, αποκομίζεται ένα από τα παρακάτω οφέλη: (α') αύξηση της διάρκειας ζωής του κόμβου, (β') μείωση του μεγέθους της ενεργειακής δεξαμενής και άρα περαιτέρω μείωση του όγκου του κόμβου, (γ') μείωση του κόστους του κόμβου μέσω της χρήσης ενός λιγότερο αποδοτικού ενισχυτή ισχύος ή λιγότερο πολύπλοκων αλγορίθμων στη στοιβή PHY/MAC/Link.

### 1.2.2 Επισημάνσεις για τη Βιβλιογραφία των Δικτύων Αισθητήρων

Όπως αναφέρθηκε στην §1.1.2, η βιβλιογραφία των WSNs είναι έντονα διασκορπισμένη. Προκειμένου να αποκτηθεί μια συνολική εικόνα της τρέχουσας κατάστασής της, χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο αναζήτησης *Google Scholar* (<http://scholar.google.com/>). Έτσι, κατά τη χρονική περίοδο 20–30 Αυγ. 2011, πραγματοποιήθηκε αναζήτηση με τίτλους εργασιών χρησιμοποιώντας εξειδικευμένες λέξεις και φράσεις. Έγινε εκτενής χρήση τελεστών Boolean άλγεβρας, ώστε να αποφευχθούν οι πολλαπλές εμφανίσεις των ίδιων αποτελεσμάτων. Από την αναζήτηση αυτή προέκυψε ότι ο εκτιμώμενος βιβλιογραφικός όγκος των WSNs ανέρχεται σε 138 000–147 000 δημοσιεύσεις. Ο συγγραφέας εκτιμά, επίσης, ότι κατά την τριετία 2009–11 ο όγκος των δημοσιεύσεων αυξήθηκε 2–3 φορές. Τονίζεται ότι το πλήθος εργασιών που αναφέρθηκε δε συμπεριλαμβάνει τη βιβλιογραφία των ασύρματων *ad hoc* δικτύων, ο όγκος της οποίας ανέρχεται σε 69 000 δημοσιεύσεις.

Σε κάθε μελέτη που αφορά στα δίκτυα αισθητήρων, όπως και σε κάθε άλλο αντικείμενο, γίνεται ένα σύνολο αρχικών υποθέσεων. Μερικές υποθέσεις είναι τόσο ‘δημοφιλείς’ και



τόσο πρωταρχικής σημασίας, που με τα χρόνια έγιναν κοινός τόπος: είναι όλες εκείνες οι βασικές αρχές που διδασκόμαστε στην αρχή της ενασχόλησής μας με τα WSNs. Για παράδειγμα, μια τέτοια υπόθεση είναι ότι τα WSNs και τα *ad hoc* δίκτυα γενικότερα είναι ικανά να υποστηρίξουν την πολυβηματική διάδοση των πακέτων πληροφορίας (*multihop communication*). Αν και ελκυστική στη θεωρία, στην πράξη αποδείχτηκε ότι η πολυβηματική διάδοση δεν είναι ενεργειακά αποδοτική, ενώ, αν τα πακέτα δε φτάνουν στον προορισμό τους με 2–3 βήματα το μέγιστο, τότε η στάθμη της παρεμβολής εντός του δικτύου λόγω των πολλαπλών μεταδόσεων και επαναμεταδόσεων αυξάνεται ανεξέλεγκτα. Μια άλλη συνηθισμένη υπόθεση είναι ότι, σε ένα δίκτυο με εκατοντάδες ή χιλιάδες κόμβους, η πληροφορία μπορεί να διαχέεται από οποιοδήποτε σημείο του εξαπλωμένου δικτύου προς το σταθμό βάσης, το λεγόμενο *Sink*. Η ανάπτυξη πραγματικών δικτύων μας δίδαξε ότι μόνο ένα δίκτυο οργανωμένο τοπικά σε ομάδες (*clusters*) και ιεραρχικά σε επίπεδα μπορεί να είναι βιώσιμο [49]. Πάνω στο ζήτημα των υποθέσεων, μπορεί να γίνει ένας παραλληλισμός των WSNs με τη σημαντική τεχνολογία των συστημάτων *multiple-input, multiple-output* (MIMO) [71, 72]: σε πλήθος εργασιών αναπτύχθηκαν αλγόριθμοι οι οποίοι στηρίζονται στην υπόθεση ότι ο πομπός ή/και ο δέκτης ενός συστήματος MIMO έχει γνώση της κατάστασης του ραδιοδιαύλου (*channel state information*). Αποδείχθηκε, όμως, ότι η απόκτηση και διατήρηση αυτής της πληροφορίας σε πραγματικό χρόνο δεν είναι τόσο απλή διαδικασία, τουλάχιστον με την τρέχουσα υπολογιστική ισχύ των κινητών τερματικών [73].

Μια άλλη δημοφιλής υπόθεση, η οποία έχει άμεση σχέση με την παρούσα Διατριβή, αφορά στις ιδιότητες του κεραιοσυστήματος των κόμβων ή/και του *Sink*. Η περίπτωση των κόμβων είναι μακράν πιο συνηθισμένη. Καταρχάς, όλες οι εργασίες γύρω από τα WSNs υποθέτουν σιωπηρά ότι κάθε κόμβος διαθέτει μια κεραία με το απαιτούμενο μικρό μέγεθος και το κατάλληλο εύρος ζώνης για να υποστηρίξει το σενάριο εργασίας. Από εκεί και πέρα, υπάρχει ένα πλήθος εργασιών οι οποίες υποθέτουν ότι το κεραιοσύστημα έχει πιο εξειδικευμένες ιδιότητες: κατευθυντικότητα, αυξημένο κέρδος, στενό εύρος κύριου λοβού, ηλεκτρονική στροφή διαγράμματος ακτινοβολίας, μεταγωγή δέσμης, κ.α. Οι συγγραφείς των εργασιών αυτών χρησιμοποίησαν την ικανότητα χωρικού φιλτραρίσματος για να βελτιώσουν κάποια ιδιότητα του δικτύου, π.χ., να αυξήσουν τη διάρκεια ζωής ή να μειώσουν την καθυστέρηση μετάδοσης των δεδομένων. Εξειδικεύοντας ακόμη περισσότερο την αναζήτηση στο *Scholar*, ώστε να συμπεριληφθούν λέξεις-κλειδιά που χαρακτηρίζουν τα κεραιοσυστήματα, προέκυψαν 170 εργασίες στις οποίες γίνονται υποθέσεις για το κεραιοσύστημα (οι αντίστοιχες μελέτες για *ad hoc* δίκτυα ξεπερνούν τις 1000). Το ζήτημα με αυτές τις εργασίες δεν είναι μόνο ότι δεν παρέχουν πληροφορίες για το πώς μπορούν να υλοποιηθούν οι υποτιθέμενες ιδιότητες, αλλά και ότι μερικές από τις υποθέσεις είναι ακραίες, π.χ., υπερβολικά στενός κύριος λοβός της τάξης των 20° [49] ή υπερευρυζωνικότητα σε ηλεκτρικά μικρές κεραίες. Από τις εργασίες που εντοπίστηκαν, το 8% αφορούσε στη σχεδίαση αποδοτικών πρωτοκόλλων MAC, το 6.5% στη σχεδίαση αποδοτικών αλγορίθμων δρομολόγησης, το 21.5% σε αλγορίθμους προσδιορισμού θέσης, το 3% στο σχηματισμό εικονικών στοιχειοκεραίων, και το 5% στη βελτίωση της συνδεσιμότητας και της γεωγραφικής κάλυψης του δικτύου. Το υπόλοιπο 56% των εργασιών αφορά σε άλλες εφαρμογές των ευφών προσαρμοστικών κεραίων που ωφελούν το δίκτυο

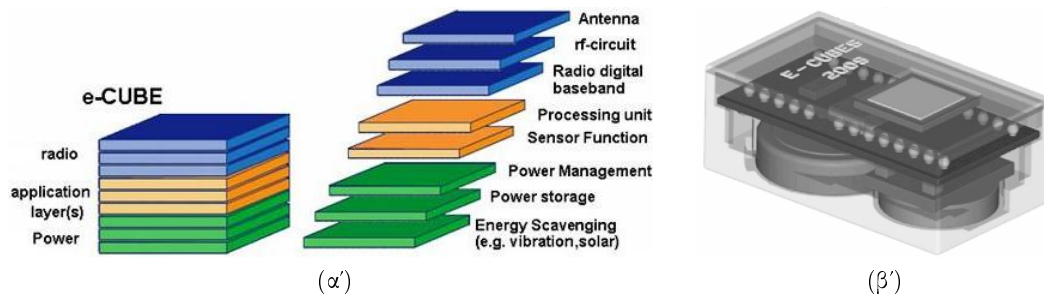
μέσω μορφοποίησης δέσμης, διαφορισιμότητας και πολυπλεξίας.

Πέρα από τις δημοσιεύσεις, το ζήτημα των υποθέσεων εμφανίζεται και σε επίπεδο ερευνητικών προγραμμάτων. Η Ευρωπαϊκή Επιτροπή έχει χρηματοδοτήσει αρκετά προγράμματα σχετικά με *ad hoc* δίκτυα και WSNs στα πλαίσια του 6ου και 7ου Framework Programme. Ένα από αυτά ήταν το FP6-IST MEMBRANE (<http://www.imperial.ac.uk/membrane/>), στο οποίο μελετήθηκαν τεχνικές για αναδιαρθρώσιμη μετάδοση και δρομολόγηση δεδομένων με χρήση ευφυών κεραιών και συστημάτων MIMO [74, 75]. Η προσπάθεια που καταβλήθηκε για την υλοποίηση των πρωτότυπων κόμβων του συστήματος επίδειξης του MEMBRANE κατέδειξε την ευκολία με την οποία γίνονται οι υποθέσεις, σε αντιδιαστολή με την πολυπλοκότητα υλοποίησης ενός τέτοιου κόμβου [76]. Σαν τελευταίο παράδειγμα μπορούμε να αναφέρουμε το FP7-ICT EUWB (<http://www.euwb.eu/>), στο οποίο επίσης έγιναν υποθέσεις σχετικά με την ύπαρξη ειδικών κεραιοσυστημάτων στους υπερ-ευρυζωνικούς κόμβους του δικτύου υπό μελέτη [77].

Υπήρξαν και ερευνητικές δράσεις που αναγνώρισαν τη σημασία της υλοποίησης του κεραιοσυστήματος: το πρόγραμμα FP6-IST e-CUBES (<http://ecubes.epfl.ch/>) μελέτησε την αποδοτική υλοποίηση μικροσκοπικών, αυτόνομων κόμβων με στόχο την υλοποίηση της έννοιας της περιβάλλουσας νοημοσύνης (*ambient intelligence*). Προτάθηκε η ενσωμάτωση των διεπαφών ασύρματης επικοινωνίας, των κεραιών, της παροχής ισχύος και νέων λειτουργιών σε κυβικούς κόμβους πολύ μικρού όγκου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.4α'. Δεδομένης της προόδου της τεχνολογίας VLSI σε ό,τι αφορά στο μέγεθος της ψηφίδας πυριτίου, στην κατανάλωση ενέργειας και τη δυνατότητα μετακίνησης σε υψηλότερες συχνότητες, η προδιαγραφή για το τελικό μέγεθος του κόμβου e-CUBES τέθηκε κάτω από το  $1 \text{ cm}^3$ , με στόχο μεγέθη της τάξης  $1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm} \times 0.5 \text{ mm}$  στο απώτερο μέλλον. Το e-CUBES μελέτησε τρία σημαντικά υποσυστήματα: (α') το τμήμα του αναλογικού RF front-end, (β') το τμήμα εφαρμογών και αισθητήρων, και (γ') το τμήμα ενεργειακής τροφοδοσίας. Τα τμήματα αυτά έχουν πολύ συγκεκριμένες απαιτήσεις, οι οποίες και καθόρισαν σε μεγάλο βαθμό τη μορφή και τη λειτουργικότητα του κόμβου e-CUBES. Το αναλογικό RF front-end αναγνωρίστηκε ως ένα ζωτικό μέρος του κόμβου: η κατανάλωση ενέργειας και το φυσικό μέγεθός του έπρεπε να είναι τα ελάχιστα δυνατά για να καταστεί δυνατή η σμίκρυνση του κόμβου. Αυτό έθεσε αυτόματα σημαντικούς περιορισμούς στο σχεδιασμό της κεραίας, στη φέρουσα συχνότητα που χρησιμοποιήθηκε, καθώς και τη μέγιστη απόσταση επικοινωνίας των κόμβων e-CUBES.

Όμως, σε ό,τι αφορά στην παρούσα Διατριβή, το μεγαλύτερο ενδιαφέρον εμφανίζει το κομμάτι εκείνο της βιβλιογραφίας το οποίο είναι αφιερωμένο στην σχεδίαση και υλοποίηση κεραιών για κόμβους WSN. Η αναζήτηση στο *Scholar* απέφερε μόλις 158 τέτοιες εργασίες, δηλαδή περίπου το 0.1% του συνολικού όγκου της βιβλιογραφίας, γεγονός που μαρτυρά έλλειψη ενδιαφέροντος από την ερευνητική κοινότητα.<sup>5</sup> Παρ' όλο που η παλαιότερη σχετική εργασία εμφανίζεται το 1997, το συγκεκριμένο πεδίο άργησε πολύ να δείξει κάποια σημάδια ωρίμανσης. Είναι χαρακτηριστικό ότι η σμίκρυνση των κεραιών αναγνωρίστηκε πρόσφατα ως μία από τις τρεις ανοικτές ερευνητικές περιοχές των δικτύων αισθητήρων σε επίπεδο

<sup>5</sup> Αντίθετα, βρίσκονται σε μεγάλη άνθιση οι τεχνολογίες κεραιών για RFID tags και σωματο-κεντρικά ασύρματα δίκτυα (*body-centric wireless*). Οι εργασίες αυτών των κατηγοριών εξαιρέθηκαν από την αναζήτηση.



**Σχήμα 1.4:** (α') Βασική δομή ενός μικρο-αισθητήρα *e-CUBES*: απεικονίζονται σε στοιβαγμένα στρώματα τα λειτουργικά υποσυστήματα του κόμβου. (β') Μηχανολογικό σχέδιο του τριδιάστατου ολοκληρωμένου κόμβου, με συχνότητα λειτουργίας 17 GHz, που προτάθηκε στα πλαίσια του *e-CUBES*. Στην πάνω έδρα της πλαστικής συσκευασίας διακρίνεται η κεραία μικροταινιακού καλύμματος.

κυκλωματικής σχεδίασης και υλοποίησης [52].<sup>6</sup>

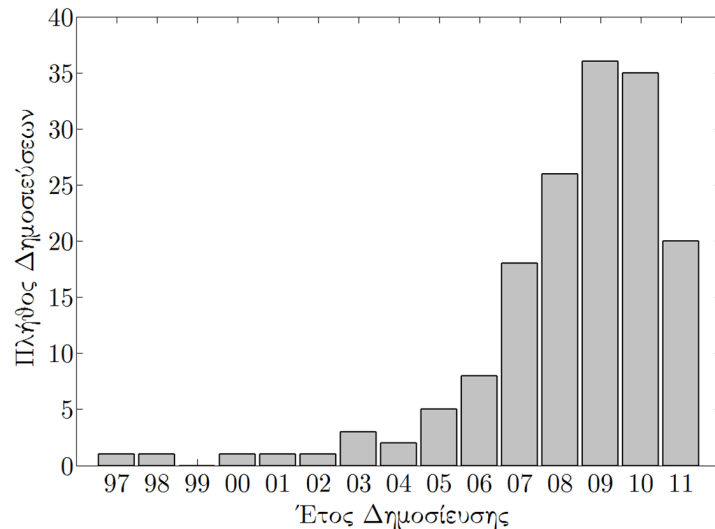
Από τις 158 εργασίες που εντοπίστηκαν, περίπου το 11% αφορά στη σχεδίαση ολοκληρωμένων on-chip κεραιών απλής γεωμετρίας (π.χ., βροχοκεραίες). Μικρότερα ποσοστά αφορούν (α') στη σχεδίαση *rectennas* για τη συγκομιδή ενέργειας, (β') σε UWB WSNs και (γ') σε οπισθοκατευθυντικές στοιχειοκεραίες (*retrodirective arrays*). Η αναζήτηση απέφερε επίσης δύο εργασίες Master's [78,79], εκ των οποίων η [78] ασχολείται αποκλειστικά με σχεδίαση κεραιών για WSNs, ενώ η [79] μόνο μερικώς. Τέλος, η αναζήτηση εντόπισε πέντε διδακτορικές διατριβές συναφείς με το αντικείμενο [80–84], εκ των οποίων οι [81,84] ασχολούνται αποκλειστικά με σχεδίαση κεραιών για WSNs, ενώ οι [80,82,83] μόνο μερικώς. Συνεπώς, εξ όσων μπορούμε να γνωρίζουμε, η παρούσα Διατριβή είναι μόλις η 3η που ασχολείται αποκλειστικά με την τεχνολογία κεραιών για WSNs. Στα πλαίσια των ερευνητικών δραστηριοτήτων της δημοσιεύτηκαν 27 εργασίες σχετικές με σχεδίαση, υλοποίηση και χαρακτηρισμό κεραιών για WSNs,<sup>7</sup> δηλαδή το 17% των σχετικών δημοσιευμένων εργασιών. Το Σχήμα 1.5 απεικονίζει τη χρονολογική κατανομή των 158 εργασιών που εντοπίστηκαν.

### 1.3 Αντικείμενο και Δομή της Διατριβής

Η ασύρματη επικοινωνία είναι κρίσιμη λειτουργία για κάθε ασύρματο μικρο-αισθητήρα, και μπορεί να επιτευχθεί με διάφορα μέσα όπως το φως, ο ήχος, τα ηλεκτρικά πεδία και τα υψίσυχνα H/M πεδία [52]. Η ραδιοεπικοινωνία είναι με διαφορά η επικρατέστερη προσέγγιση. Το ερευνητικό αντικείμενο που πραγματεύεται η παρούσα Διατριβή αφορά στο αναλογικό ραδιοσυχνοτικό (*analog RF*) τμήμα του πομποδέκτη ενός ασύρματου κόμβου: είναι οι συμπαγείς, ενεργειακά αποδοτικές κεραίες ενός και πολλαπλών στοιχείων (στοιχειοκεραίες) και η κατάλληλη εφαρμογή τους για τη βελτίωση της διάρκειας ζωής των κόμβων των WSNs, αλλά και των συμπαγών κινητών τερματικών γενικότερα. Όσον αφορά στο πεδίο της συχνότητας, η μελέτη κινείται στην περιοχή συχνοτήτων 0.4–5.8 GHz, δηλαδή καλύπτει ένα εύρος από το κάτω άκρο της ζώνης UHF μέχρι το μέσον της C-band. Τα συναφή με τη Διατριβή

<sup>6</sup> Οι άλλες δύο περιοχές είναι (α') η εξισορρόπηση της ενεργειακής κατανάλωσης μεταξύ πομπού και δέκτη, και (β') ο συγχρονισμός των αισθητήρων με κοινό χρονικό πλαίσιο αναφοράς.

<sup>7</sup> Βλέπε σχετικά στη σελ. 381 με εξαίρεση τις εργασίες [B01] και [Σ08].



**Σχήμα 1.5:** Ιστόγραμμα κατανομής της χρονολογικής εμφάνισης του συνόλου των δημοσιευμένων εργασιών που είναι συναφείς με το αντικείμενο της Διατριβής. (πηγή: Google Scholar, Αυγ. 2011.)

ερευνητικά πεδία προέρχονται από το χώρο του εφαρμοσμένου ηλεκτρομαγνητισμού και των ασύρματων δικτύων επικοινωνιών. Ισοδύναμα, τα ασύρματα δίκτυα αντιμετωπίζονται υπό το πρίσμα της ηλεκτρομαγνητικής, μικροκυματικής, κυκλωματικής και συστημικής θεώρησης. Πιο συγκεκριμένα, στα συναφή πεδία περιλαμβάνονται:

1. Η θεωρία και σχεδίαση ηλεκτρικά μικρών κεραιών,
2. Οι τεχνικές σμίκρυνσης κεραιών (*antenna miniaturization techniques*), με έμφαση στην επαγωγική φόρτιση (*inductive loading*),
3. Οι κεραιές Ευκλείδειας και Fractal γεωμετρίας,
4. Η ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση με χρήση τεχνικών στα πεδία του χρόνου (αλγόριθμοι FDTD & FIT) και της συχνότητας (επιλύτης ιδιορυθμών),
5. Οι κεραιές πολλαπλών στοιχείων ενσωματωμένες σε συμπαγή κινητά τερματικά, και πιο συγκεκριμένα σε κόμβους WSN,
6. Οι δομές ηλεκτρομαγνητικού και φωτονικού διακένου (EBG & PBG), με έμφαση στις δομές ατελούς επιπέδου γείωσης (*defected ground structure, DGS*),
7. Η καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχείων σε πυκνά δομημένες στοιχειοκεραίες, και
8. Ο ευρυζωνικός χαρακτηρισμός της αποδοτικότητας ακτινοβολίας μικρών κεραιών με χρήση θωρακισμένων κοιλιοτήτων.

Η Διατριβή είναι οργανωμένη σε 3 Μέρη, 8 Κεφάλαια και 2 Παραρτήματα, και εμφανίζει την ακόλουθη δομή.

Το **Κεφάλαιο 2** ξεκινά με στοιχεία θεωρίας μικρών κεραιών. Τα στοιχεία αυτά καταδεικνύουν τη σύνδεση μεταξύ της εμπέδησης εισόδου, του εύρους ζώνης, του συντελεστή ποιότητας  $Q$  και της αποδοτικότητας ακτινοβολίας, καθώς και τον τρόπο με τον οποίο τα

βασικά αυτά μεγέθη συμμετέχουν στα θεμελιώδη όρια που καθορίζουν τη συμπεριφορά μιας μικρής κεραίας. Τέλος, παρουσιάζονται οι βασικότερες τεχνικές σμίκρυνσης οι οποίες είναι *sine qua non* για τα συμπαγή κινητά τερματικά.

Στο **Κεφάλαιο 3** παρουσιάζεται η σχεδίαση κεραίων αναλυτικής γεωμετρίας, δηλαδή κεραίων που προκύπτουν από λείες ταλαντευόμενες συναρτήσεις. Αναπτύσσεται αρχικά η ημιτονοειδής τυπωμένη κεραία, η οποία συνδυάζει τα πλεονεκτήματα της τυπωμένης μαιανδρικής κεραίας και της ελικοειδούς κεραίας νήματος. Το ημιτονοειδές μονόπολο εμφανίζει ενδογενώς δύο κοντινούς συντονισμούς, οι οποίοι δύνανται να συνδυαστούν σε ένα συνεκτικό εύρος ζώνης. Επίσης, όταν η ημιτονοειδής κεραία τυπωθεί πάνω σε υπόστρωμα με ανεκτές διηλεκτρικές απώλειες, τότε είναι εξαιρετικά αποδοτικός ακτινοβολητής. Δίνεται ιδιαίτερη βαρύτητα στην επίδραση του επιπέδου γείωσης κάθε μονοπολικής κεραίας, το οποίο, αντίθετα με αυτό που είναι ευρύτερα αντιληπτό, αποτελεί βασικό τμήμα του ακτινοβολητή. Η μελέτη των ιδιοτήτων του επιπέδου γείωσης οδηγεί στην εξαγωγή κανόνων σμίκρυνσης από κοινού για τα κεραιοστοιχεία και το επίπεδο γείωσης. Γίνεται επαλήθευση της σχεδίασης και των αριθμητικών αποτελεσμάτων μέσω μετρήσεων σε πρωτότυπες κεραιοδιατάξεις. Εξετάζεται επίσης ένας συντελεστής ποιότητας (*figure-of-merit*, FoM) ο οποίος αναλαμβάνει το φιλόδοξο έργο να συγκρατήσει και τις τρεις θεμελιώδεις ιδιότητες μιας κεραίας σε μία και μόνη βαθμωτή ποσότητα. Αναδεικνύεται έτσι η καλύτερη ημιτονοειδής διάταξη μέσα από συγκρίσεις των FoM, καθώς και το οξύ πρόβλημα αμοιβαίας σύζευξης που εμφανίζεται στις πυκνές στοιχειοκεραίες ημιτονοειδών μονοπόλων. Τέλος, παρουσιάζεται η σχεδίαση και οι επιδόσεις της μονοπολικής κεραίας Chebyshev, αλλά και η καινοτόμος κεραία Chirp, η οποία εισάγει την έννοια της Αναλυτικής Αυθομοιότητας (*analytical self-similarity*) στο πεδίο των κεραίων.

Το προηγούμενο Κεφάλαιο δείχνει ότι, σε πυκνά δομημένες στοιχειοκεραίες, το πρόβλημα της αμοιβαίας σύζευξης είναι οξύτατο: πέρα από αύξηση του συντελεστή συσχέτισης μεταξύ των στοιχείων, προκαλεί απώλεια λειτουργικού εύρους ζώνης και μείωση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας κάθε στοιχείου. Με κίνητρο τα παραπάνω, το **Κεφάλαιο 4** παρουσιάζει μια καινοτομία στις τεχνικές καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης. Συγκεκριμένα, σχεδιάζεται μια δομή ατελούς επιπέδου γείωσης (DGS) η οποία καταλαμβάνει ελάχιστο χώρο πάνω στο τυπωμένο κύκλωμα και ενσωματώνεται ανάμεσα στα κεραιοστοιχεία. Η δομή αυτή προκαλεί διαταραχή της επιφανειακής ρευματικής κατανομής του επιπέδου γείωσης, τέτοια ώστε να εξαλείφει τα ρεύματα διαφροής μεταξύ των κεραιοστοιχείων. Αυτός είναι ο ένας από τους δύο βασικούς μηχανισμούς της αμοιβαίας σύζευξης. Ο δεύτερος είναι η σύζευξη κοντινού πεδίου (*near-field coupling*), και είναι σημαντικά ασθενέστερος του πρώτου. Η προταθείσα τεχνική αναχτά ταυτόχρονα και το λειτουργικό εύρος ζώνης που χάνεται λόγω αποσυντονισμού των στοιχείων. Το Κεφάλαιο ξεκινά με μια εξαντλητική βιβλιογραφική έρευνα πάνω στο θέμα της σύζευξης. Υπάρχουν αρκετές μελέτες αμοιβαίας σύζευξης στα πλαίσια των compact MIMO terminals, οι οποίες χωρίζονται σε σαφώς διακεκριμένες κατηγορίες. Αν και καμία μέθοδος δεν αποτελεί πανάκεια, εντούτοις αποδεικνύεται ότι η προτεινόμενη τεχνική συγκεντρώνει βασικά πλεονεκτήματα έναντι των υπάρχουσών τεχνικών, ενώ έχει μόνο ένα (ανεκτό) μειονέκτημα. Η περιγραφή της μεθόδου πλαισιώνεται από μετρήσεις σε πρωτότυπες κεραιοδιατάξεις, οι οποίες και αποδεικνύουν την ισχύ της.

Στο **Κεφάλαιο 5** παρουσιάζεται αναλυτικά η σχεδίαση μιας κυκλικά πολωμένης, ηλεκτρικά μικρής κεραίας μικροταινιακού καλύμματος για ένα διαφορετικό τύπο κινητού τερματικού: έναν pico-δορυφόρο τύπου CubeSat. Περιγράφεται αναλυτικά η διαδικασία σχεδίασης για αυτήν την τόσο απαιτητική εφαρμογή, η οποία μας εξαναγκάζει σε σμίκρυνση της κεραίας στο 1/14 της ονομαστικής επιφάνειάς της. Ύστερα από την εξαγωγή των σχεδιαστικών προδιαγραφών όλου του συστήματος, δίδεται η σχεδίαση του παθητικού δικτύου τροφοδοσίας της. Η εξέλιξη της κεραίας γίνεται σε δύο στάδια, για καθένα από τα οποία περιγράφονται αναλυτικά οι ηλεκτρικές επιδόσεις και οι ιδιότητες του μακρινού πεδίου. Το Κεφάλαιο αυτό έχει γραφτεί με έντονο διδακτικό χαρακτήρα, μιας και απευθύνεται και σε μηχανικούς με μικρή πείρα στη σχεδίαση μικροταινιακών κεραίων, γι' αυτό και η σχεδίαση της κεραίας ξεκινά από πολύ πρώιμο στάδιο.

Το **Κεφάλαιο 6** αναπτύσσει αριθμητικά και πειραματικά την τέχνη της επαγωγικής φόρτισης των κεραίων ανεστραμμένης-F γεωμετρίας μέσα από την ενσωμάτωση Ευκλείδειων και Fractal σχισμών. Η τεχνική αυτή, χωρίς να αυξήσει σημαντικά το μέγεθος της κεραίας, καταφέρνει σχεδόν να τετραπλασιάσει το λειτουργικό εύρος ζώνης. Επειδή το εύρος ζώνης είναι ένα χαρακτηριστικό που μπορεί να θυσιαστεί προς όφελος της σμίκρυνσης, αυτή η σημαντική αύξησή του ισοδυναμεί με μία ακόμη τεχνική σμίκρυνσης για τυπωμένες κεραίες. Ύστερα από την παρουσίαση των τοπολογιών των σχισμών, ακολουθεί ένας πλήρης οδηγός σχεδίασης μέσω προσομοιώσεων και μετρήσεων. Μελετάται διεξοδικά και η επίδραση του επιπέδου γείωσης. Το Κεφάλαιο ολοκληρώνεται με τη σχεδίαση της κυκλικής κεραίας ανεστραμμένης-F γεωμετρίας (*circular inverted-F antenna*, CIFA), η οποία δείχνει έναν τρόπο ανταλλαγής του εύρους ζώνης με μικρότερο μέγεθος ακτινοβολητή.

Στο **Κεφάλαιο 7** περιγράφεται το πρόβλημα του ευρυζωνικού χαρακτηρισμού της αποδοτικότητας ακτινοβολίας μικρών κεραίων. Υπάρχει μια ιδιαίτερη μέθοδος μέτρησης, γνωστή στη διεθνή βιβλιογραφία ως 'Wheeler Cap' (ο θάλαμος Wheeler), η οποία έχει μελετηθεί αρκετά, αλλά υπάρχουν σημαντικά περιθώρια για τη βελτίωσή της. Στα πλαίσια αυτής της μελέτης, πραγματοποιείται θεωρητική και αριθμητική ανάλυση ενός κατάλληλου συστημικού μοντέλου τυπωμένης κεραίας, η οποία είναι τοποθετημένη σε θάλαμο Wheeler. Σκοπός της ανάλυσης είναι να υπολογιστούν τα άνω όρια του συνεκτικού μετρήσιμου εύρους ζώνης και του μεγέθους μιας τυπωμένης κεραίας όταν γίνεται χρήση κοιλότητας Wheeler σταθερής γεωμετρίας (*fixed-geometry Wheeler Caps*). Η ανάλυση γίνεται για τρεις τύπους κοιλότητας (παραλληλεπίπεδη, σφαιρική, κυλινδρική). Το μετρήσιμο εύρος ζώνης υπολογίζεται τόσο κάτω από τη συχνότητα αποκοπής κάθε κοιλότητας, όσο και ανάμεσα σε διαδοχικούς ιδιορυθμούς. Τέλος, υπολογίζονται τα άνω όρια της ηλεκτρικά μικρής κεραίας, της ηλεκτρικά μεγάλης κεραίας, καθώς και τα άνω όρια της γραμμικής κεραίας.

Στο **Κεφάλαιο 8** συνοψίζονται τα αποτελέσματα της ερευνητικής εργασίας, γίνεται ανασκόπηση της συμβολής και των σημαντικότερων καινοτομιών της Διατριβής, και διατυπώνονται ενδιαφέροντα θέματα για μελλοντική έρευνα.

Το **Παράρτημα Α'** ξεκινά με μια σύντομη παρουσίαση του περιβάλλοντος ηλεκτρομαγνητικών προσομοιώσεων πλήρους κύματος. Στη συνέχεια, αναφέρεται διεξοδικά σε θέματα Η/Μ μοντελοποίησης τα οποία αφορούν στον τρόπο με τον οποίο σχεδιάστηκαν οι κεραίες

των Κεφαλαίων 3–7. Τέλος, το **Παράρτημα Β'** παραθέτει τις απόψεις του συγγραφέα σχετικά με τη σωστή χρήση δεκαδικών ψηφίων σε υπολογισμούς με λογαριθμικές μονάδες (*decibel*).



## Κεφάλαιο 2

# Στοιχεία Θεωρίας Κεραιών και Τεχνικές Σμίκρυνσης

[Electrical engineers] embraced the new field of wireless and radio, which became the fertile field for electronics and later the computer age. But antennas and propagation will always retain their identity, being immune to miniaturization or digitization.

Harold A. Wheeler, *Antenna Topics in my Experience*  
IEEE Centennial Session, Boston, June 1984

‘[Οι ηλεκτρολόγοι μηχανικοί] υιοθέτησαν το νέο πεδίο των ασύρματων ραδιοεπικοινωνιών, το οποίο έγινε το γόνιμο πεδίο της ηλεκτρονικής και αργότερα της εποχής των υπολογιστών. Αλλά οι κεραίες και η διάδοση θα διατηρούν πάντοτε το χαρακτήρα τους, όντας απρόσβλητες στη σμίκρυνση και την ψηφιοποίηση.’ Αυτά επισήμαινε ο H. A. Wheeler στη συνεδρίαση της εκατονταετηρίδας του IEEE το 1984. Διαβάζοντας αυτά τα λόγια, θα μπορούσαμε απλά να αποδεχτούμε ότι δε θα μπορέσουμε ποτέ να σχεδιάσουμε αποδοτικές συμπαγείς κεραίες. Θα μπορούσαμε, όμως, κάλλιστα να διακρίνουμε ότι, όπου υπάρχουν δυσκολίες και τεχνικές προκλήσεις, εκεί εμφανίζονται και οι ευκαιρίες για σπουδαίες σχεδιάσεις. Στα 30 περίπου χρόνια που μεσολάβησαν από εκείνη τη συνεδρίαση, οι μηχανικοί κεραιών απέκτησαν νέα εργαλεία θεωρητικής και αριθμητικής ανάλυσης, τα οποία τους έδωσαν τη δυνατότητα να εξετάζουν ενδελεχώς τις ιδιότητες κάθε νέας τεχνικής σμίκρυνσης σε επίπεδο εικονικού πρωτοτύπου. Έτσι, η ‘ανοσία’ των κεραιών στη σμίκρυνση έχει τρωθεί ως ένα σημείο. Από την άλλη, η άποψη του Wheeler για την ψηφιοποίηση θα παραμείνει επίκαιρη στο διηνεκές: σε κάθε RF αλυσίδα πομποδέκτη, πριν από τον ADC και μετά τον DAC θα υπάρχει πάντοτε μία κεραία.

Η κεραία εκπομπής είναι η διάταξη που επιτρέπει τη μεταφορά των σημάτων από τα ενσύρματα συστήματα σε ραδιοκύματα, τα οποία με τη σειρά τους διαδίδονται στο χώρο. Η κεραία λήψης είναι υπεύθυνη για την αντίστροφη διαδικασία, δηλαδή για τη μετατροπή του ηλεκτρομαγνητικού κύματος σε σήμα τάσης στα άκρα της, το οποίο στη συνέχεια οδηγείται στο δέκτη για επεξεργασία. Οι λειτουργίες εκπομπής και λήψης της κεραιοδιάταξης αυτής καθ’ εαυτής περιγράφονται πλήρως από τις εξισώσεις Maxwell.



## 2.1 Κεραίες και Θεωρία Κεραιών

Ένα άμεσο συμπέρασμα των εξισώσεων Maxwell είναι ότι ένα χρονικά μεταβαλλόμενο ρεύμα ακτινοβολεί ηλεκτρομαγνητικά πεδία. Ένα λιγότερο προφανές συμπέρασμα είναι ότι και ένα χωρικά μεταβαλλόμενο, δηλαδή διανυσματικά επιταχυνόμενο, ρεύμα μπορεί να παράγει Η/Μ ακτινοβολία. Συγκεντρωτικά, τα επιταχυνόμενα ηλεκτρικά φορτία είναι ο γεννήτορας της ακτινοβολίας [11]. Έχει προταθεί, όμως, και η άποψη ότι γεννήτορας του μακρινού πεδίου ακτινοβολίας είναι το κοντινό πεδίο της οιονεί στατικής (αποθηκευμένης) ενέργειας, το οποίο με τη σειρά του παράγεται από τα μεταβαλλόμενα ρεύματα [85]. Μιλώντας γενικά, κεραία είναι μια δομή που φέρει ένα ρεύμα ή ένα ισοδύναμο ρεύμα: προκειμένου να ακτινοβολεί Η/Μ ενέργεια αποδοτικά και σε προκαθορισμένες κατευθύνσεις στο χώρο, τα ρεύματα της κεραίας πρέπει να *κατανεμηθούν* με συγκεκριμένους τρόπους. Αυτή η θεμελιώδης αρχή ισχύει τόσο για συνεχείς, συνεχτικούς ακτινοβολητές, όσο και για στοιχειοκεραίες αποτελούμενες από ένα σύνολο διακριτών ακτινοβολητών. Οι περιορισμοί που επιβάλλονται στη δομή μιας κεραίας προέρχονται από τις προδιαγραφές του διαγράμματος μακρινού πεδίου και των άλλων χαρακτηριστικών ακτινοβολίας, τα οποία επηρεάζονται θεμελιωδώς από το σχήμα και το μέγεθος της κεραίας. Τελικά, σε κάθε περίπτωση, *μια κεραία είναι τόσο αποδοτική, όσο και η ρευματική κατανομή της.*

Τα ακτινοβολούντα ρεύματα αναπτύσσονται στα πιο απίθανα μέρη πάνω στο σώμα της κεραίας. Σε πολλές περιπτώσεις μάλιστα, το πρόβλημα είναι να αποφευχθεί η ακτινοβολία, όπως π.χ. σε κυκλώματα τροφοδοσίας. Όταν ένα ταλαντευόμενο ρεύμα απομακρύνεται από το αντίστοιχο ρεύμα επιστροφής, ακτινοβολεί. Ο κανόνας είναι απλός: κρατάμε τα δύο ρεύματα κοντά, ώστε να μειωθεί η ακτινοβολία. Σε κάποιους τύπους κεραιών επιλέγουμε να αγνοήσουμε τη ρευματική κατανομή, και αντ' αυτής επικεντρωνόμαστε σε άλλα μεγέθη, όπως είναι τα πεδία σε ένα άνοιγμα και τα μαγνητικά ρεύματα σε μια σχισμή ή γύρω από μια μικροταινιακή κεραία. Χρησιμοποιούμε οποιαδήποτε έννοια μπορεί να μας παρέχει διορατικότητα ή να απλοποιήσει τη μαθηματική περιγραφή.

Από τη στιγμή που η πεδιακή απόκριση σε κρουστική ρευματική κατανομή—η συνάρτηση Green ελεύθερου χώρου—περιγράφεται από μια απλή, κλειστή έκφραση, είναι σχετικά εύκολο να εξάγουμε τα Η/Μ πεδία που ακτινοβολούνται από μεμονωμένο κρουστικό ρεύμα στον ελεύθερο χώρο. Δυστυχώς, το σώμα της κεραίας είναι πάντοτε παρόν ως ένα μέρος του ακτινοβολούντος συστήματος, και θέτει συγκεκριμένα όρια στο χώρο. Κατά συνέπεια, η ακτινοβολία των κεραιών είναι αναπόφευκτα ένα ολοκληρωδιαφορικό πρόβλημα οριακών τιμών (*boundary value problem*) [86]. Μια από τις παλαιότερες προσεγγίσεις στην επίλυση προβλημάτων κεραιών είναι η μέθοδος των ολοκληρωτικών εξισώσεων. Η προσέγγιση βασίζεται στο γεγονός ότι, όταν οι εξισώσεις Maxwell συνδυάζονται με οριακές συνθήκες, τότε μπορούν να μετασχηματιστούν σε ολοκληρωτική μορφή. Οι άγνωστοι των ολοκληρωτικών εξισώσεων είναι τα ρεύματα που επάγονται στην κεραία. Όμως, λόγω ενδογενών μαθηματικών δυσκολιών, οι ολοκληρωτικές εξισώσεις που προκύπτουν από μια πρακτική δομή κεραίας πολύ δύσκολα επιδέχονται επίλυσης. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η ολοκληρωτική εξίσωση του Hallén, για την οποία δεν υφίσταται ακριβής αναλυτική λύση [20]. Κι όμως, η εξίσωση Hallén αφορά

σε μία από τις στοιχειωδέστερες δομές κεραίων: το κυλινδρικό δίπολο.

Ο ελεύθερος χώρος μπορεί να θεωρηθεί ως ένας σφαιρικός κυματοδηγός [13, 87]. Τα πεδία που ακτινοβολεί η κεραία στον ελεύθερο χώρο είναι ένα σύνολο σφαιρικών ιδιορυθμών: κάθε ιδιορυθμός μπορεί να αντιμετωπιστεί ξεχωριστά σαν κυματοδηγούμενη ποσότητα ενέργειας. Υπό αυτήν την έννοια, οι κεραίες προσομοιάζουν τους κυματοδηγούς. Για το λόγο αυτό, μια σημαντική προσέγγιση στην ανάλυση των κεραίων είναι το ανάπτυγμα των ρυθμών (*modal expansion*): κάθε ρυθμός που περιέχεται στο ανάπτυγμα παριστάνεται με μια γραμμή μεταφοράς [13]. Συνεπώς, δεν αποτελεί έκπληξη το γεγονός ότι και τα μοντέλα γραμμών μεταφοράς H/M ισχύος χρησιμοποιούνται στην ανάλυση κεραίων.

Επί της ουσίας, η θεωρία των γραμμών μεταφοράς (*transmission line theory*) είναι μια απλοποιημένη θεωρία οδηγούμενων κυμάτων: καθένας ρυθμός οδηγούμενων TE, TM ή TEM κυμάτων ισοδυναμεί με μια γραμμή μεταφοράς. Γενικότερα, οι ρυθμοί TE, TM και TEM σχηματίζουν ένα πλήρες σύνολο περιγραφής των οδηγούμενων κυμάτων. Κάθε οδηγούμενο κύμα μπορεί να αναπτυχθεί σε ένα γραμμικό άθροισμα τέτοιων ρυθμών. Αντί για ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία, τα βασικά μεγέθη με τα οποία ασχολείται η θεωρία των γραμμών μεταφοράς είναι η τάση, το ρεύμα και η ισχύς. Τάσεις και ρεύματα συνδέονται μέσω της χαρακτηριστικής εμπίδησης του κύματος,  $Z_0 = |\mathbf{E}|/|\mathbf{H}|$ , μιας εξαιρετικά σημαντικής ποσότητας που ορίζεται από τις εγκάρσιες συνιστώσες του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου. Η έννοια της εμπίδησης κύματος συνδέει τη θεωρία γραμμών μεταφοράς με τη θεωρία του H/M πεδίου. Η σύνδεση καθιστά ικανή την περιγραφή των κεραίων ως διατάξεων των μικροκυματικών κυκλωμάτων: πρόκειται για διατάξεις ενεργές στο πεδίο του χώρου  $(\theta, \phi)$ , και παθητικές στο πεδίο της συχνότητας  $j\omega$ . Συνεπώς, κυκλωματικά μεγέθη όπως η εμπίδηση εισόδου  $Z_{in}(j\omega)$ , το ρεύμα εισόδου  $I_{in}(j\omega)$ , η τάση εισόδου  $V_{in}(j\omega)$  και το κέρδος (απολαβή) ορίζονται εξίσου και για κεραίες [15–24].

Οι κεραίες είναι επίσης συντονιστές. Η θεωρία συντονιζόμενων κυκλωμάτων/δομών εφαρμόζεται αρκετά συχνά για την ανάλυση κεραίων, με χαρακτηριστικότερα παραδείγματα τις κεραίες μικροταινιακού καλύμματος [16, 17, 23] και τις κεραίες διηλεκτρικού συντονιστή [88]. Οι συντονιστές είναι δομές που περιορίζουν μια ποσότητα H/M ενέργειας σε πεπερασμένο χώρο. Μια κοιλότητα με αγωγή τοιχώματα μπορεί να παγιδεύσει ενέργεια στο εσωτερικό της. Στην περίπτωση του διηλεκτρικού συντονιστή, η σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα  $\epsilon_r$  του διηλεκτρικού υλικού πρέπει να είναι πολύ υψηλότερη της μονάδας, ώστε το μεγαλύτερο μέρος της ενέργειας να παραμένει εντός του συντονιστή και τα πεδία εκτός αυτού να αποσβένονται ταχύτατα [88]. Η πιο σημαντική χαρακτηριστική παράμετρος μιας συντονιζόμενης κοιλότητας είναι ο συντελεστής ποιότητας (*quality factor*,  $Q$ ), ο οποίος είναι αντιστρόφως ανάλογος του εύρους συντονισμού, συνεπώς αποτελεί μέτρο της οξύτητας της απόκρισης της κοιλότητας στο σήμα διέγερσης, ή αλλιώς μέτρο του εύρους ζώνης της συντονιζόμενης κεραίας. Λόγω των απωλειών στα τοιχώματα της κοιλότητας (πεπερασμένη αγωγιμότητα,  $\sigma$ ) η ενέργεια εντός της κοιλότητας φθίνει εκθετικά με το χρόνο: η σταθερά χρόνου είναι αντιστρόφως ανάλογη του συντελεστή ποιότητας. Επομένως, ο συντελεστής  $Q$  αποτελεί επίσης μέτρο του ρυθμού απώλειας της αποθηκευμένης ενέργειας εντός του συντονιστή [86, 89–93].

Η ολοκληρωδιαφορική φύση των εξισώσεων Maxwell τις καθιστά αυτόματα γραμμικές.

Συνεπώς, ένα πολύθυρο μικροκυματικό κύκλωμα που αποτελείται από γραμμικές διατάξεις είναι ένα γραμμικό σύστημα: τα σήματα εισόδου και εξόδου είναι γραμμικά συνδεδεμένα. Αυτό συνεπάγεται ότι, εάν τα σήματα εισόδου και εξόδου παραμετροποιηθούν και αναπαρσταθούν με δύο διανύσματα-στήλες, αυτά τα δύο διανύσματα θα πρέπει να συνδέονται μέσω μιας μήτρας. Η καταλληλότερη τέτοια μήτρα είναι η μήτρα σκέδασης (*scattering parameter matrix*), ή απλά *S*-μήτρα. Η θεωρία των μητρών σκέδασης και των γραμμών μεταφοράς είναι το θεωρητικό θεμέλιο για την ανάλυση, σχεδίαση και μέτρηση των μικροκυματικών κυκλωμάτων και διατάξεων [86, 89–93]. Αποτελεί επίσης ένα πανίσχυρο εργαλείο στη σχεδίαση και μέτρηση κεραιών [15–24].

Το μήκος κύματος είναι μια κρίσιμη παράμετρος για το χαρακτηρισμό κεραιών. Υπό το πρίσμα των μονοσυχνοτικών *H/M* κυμάτων,<sup>1</sup> το φυσικό μέγεθος μιας κεραίας μετράται στην κλίμακα της χωρικής περιόδου του κύματος. Ως αποτέλεσμα αυτού, μια κεραία με σχήμα καθοριζόμενο μόνο από γωνίες είναι ανεξάρτητη της συχνότητας, αφού στερείται χαρακτηριστικού μήκους που να ανάγεται στην κλίμακα του μήκους κύματος. Η αρχή αυτή, διατυπωμένη από τον Rumsey το 1957, χρησιμεύει σαν οδηγός σχεδίασης ευρυζωνικών και υπερευρυζωνικών κεραιών. Οι σπειροειδείς και οι fractal<sup>2</sup> κεραίες επινοήθηκαν με βάση αυτό το κριτήριο. Το μήκος κύματος κατέχει επίσης σπουδαία θέση στην αναγωγική ανάλυση των εξισώσεων Maxwell. Μέσω αναγωγικής και ασυμπτωτικής ανάλυσης αποδεικνύεται ότι τα *H/M* πεδία εντός χωρίου πολύ μικρότερου από το μήκος κύματος είναι πρακτικά αστρόβιλα. Ως εκ τούτου, για μια ηλεκτρικά μικρή κεραία<sup>3</sup> μπορούν να οριστούν συναρτήσεις δυναμικού που να αναπαριστούν τα εσωτερικά πεδία, άρα οι μικρές κεραίες δύνανται να μοντελοποιηθούν με ισοδύναμα κυκλώματα συγκεντρωμένων στοιχείων *R/L/C*. Αυτή η δυνατότητα απλοποιεί εξαιρετικά την ανάλυση συμπαγών κεραιών.

Ακτινοβολία, διάδοση, συντονισμός, προσαρμογή: αυτά είναι τα θεμελιώδη προβλήματα που καλείται να επιλύσει η θεωρία κεραιών. Με μαθηματικούς όρους, αντιμετωπίζουμε συνέχεια το ίδιο πρόβλημα, ήτοι την επίλυση των εξισώσεων Maxwell κάτω από συγκεκριμένες αρχικές και οριακές συνθήκες. Όταν η επιφάνεια του συνόρου που επιβάλλει το σώμα της κεραίας συμπίπτει με χαρακτηριστική επιφάνεια ενός συστήματος συντεταγμένων στο οποίο οι εξισώσεις Maxwell είναι διαχωρίσιμες, τότε μπορούν να βρεθούν λύσεις σε κλειστή μορφή με τη μέθοδο του διαχωρισμού μεταβλητών [86]. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση, η πολυπλοκότητα του προβλήματος γίνεται απαγορευτική για αναλυτική αντιμετώπιση. Μιας και υπάρχουν μόνο λίγα συστήματα συντεταγμένων στα οποία οι εξισώσεις Maxwell είναι διαχωρίσιμες, προφανώς θα πρέπει να αναζητηθούν άλλες τεχνικές επίλυσης των *H/M* προβλημάτων. Υπάρχουν γενικά δύο τρόποι αναζήτησης λύσεων: ο πρώτος είναι να βρεθούν προσεγγιστικές λύσεις που να απαιτούν το ελάχιστο δυνατό υπολογιστικό φορτίο, συνήθως μέσω αναπτυγμάτων σε σειρές ή με μεθόδους διαταραχών. Ο δεύτερος τρόπος στοχεύει στην αριθμητική επίλυση των εξισώσεων Maxwell, είτε στη διαφορική (σημειακή), είτε στην ολοκληρωτική μορφή τους.

<sup>1</sup>Ενίοτε αποκαλούμενων και 'μονοχρωματικών' κυμάτων.

<sup>2</sup>Περισσότερα για την ονοματολογία των fractal κεραιών αναφέρονται στην §2.6.

<sup>3</sup>Περισσότερα για αυτήν την κατηγορία κεραιών αναφέρονται στη συνέχεια του Κεφαλαίου.

## 2.2 Αναλυτικές Προσεγγίσεις και Υπολογιστικές Ηλεκτρομαγνητικές Μέθοδοι

Οι κεραίες που κατασκευάζονται από καλούς αγωγούς δε μπορούν να υποστηρίξουν χωρική ρευματική κατανομή:  $\mathbf{J} = 0$ . Διαθέτουν μόνο επιφανειακή κατανομή (*surface current distribution*, SCD), η οποία συνδέεται με το μαγνητικό πεδίο στην επιφάνεια των αγωγών με τη σχέση  $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_S$ , όπου  $\hat{\mathbf{n}}$  είναι το μοναδιαίο, κάθετο στην επιφάνεια του αγωγού διάνυσμα, με φορά από τον αγωγό προς τον αέρα. Η ρευματική κατανομή είναι ίσως το θεμελιωδέστερο μέγεθος μιας κεραίας: όλα τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας προκύπτουν από την SCD. Ταυτόχρονα, είναι και το πλέον δύσκολο να υπολογιστεί θεωρητικά. Το σύγγραμμα [20] παρουσίασε προσεγγιστικές, αλλά υπολογιστικά αποδοτικές, θεωρητικές μεθόδους για τον καθορισμό των ρευματικών κατανομών, των αγωγιμοτήτων εισόδου και των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των κυλινδρικών διπόλων και των στοιχειοκεραίων τους. Οι ρευματικές κατανομές υπολογίστηκαν μέσω ολοκληρωτικών εξισώσεων. Αντί για τη διακριτοποίηση των ολοκληρωτικών εξισώσεων προς εφαρμογή μεθόδων αριθμητικής ανάλυσης γενικής χρήσης, στο [20] αναπτύχθηκαν θεωρίες δύο και τριών τριγωνομετρικών όρων, οι οποίες αντιμετώπισαν τις εξισώσεις αναλυτικά. Οι αναλυτικές μέθοδοι είναι γρήγορες στην εκτέλεση, όταν προγραμματίζονται σε υπολογιστή, αλλά κυρίως παρέχουν τη φυσική βάση για την κατανόηση της μεταβολής των χαρακτηριστικών της κεραίας καθώς μεταβάλλονται οι παράμετροί της. Παρ' όλα αυτά, το πεδίο εφαρμογής είναι περιορισμένο, αφού είναι εφαρμόσιμες σε κυλινδρικά δίπολα περιορισμένου μήκους και στις στοιχειοκεραίες τους.

Από τις διαθέσιμες προσεγγίσεις για τη διατύπωση και επίλυση προβλημάτων ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας και σχέδασης, έχει αποδειχτεί ότι οι ολοκληρωτικές εξισώσεις Maxwell είναι οι καλύτερα προσαρμόσιμες σε αλγορίθμους αριθμητικής ανάλυσης. Οι άγνωστοι σε μια ολοκληρωτική εξίσωση είναι τα υψίσυχα ρεύματα πάνω στη συνοριακή επιφάνεια. Επιλέγοντας κατάλληλες συναρτήσεις βάσης για την αναπαράσταση των πεδιακών μεγεθών, η ολοκληρωτική εξίσωση μπορεί να μετασχηματιστεί σε γραμμικό σύστημα (εξίσωση πινάκων). Αυτή η προσέγγιση είναι η γνωστή Μέθοδος των Ροπών (*method of moments*, MoM) [16, 17, 94]. Στη διατύπωση του προβλήματος μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε τμηματικές, είτε πλήρεις συναρτήσεις βάσης. Το ζήτημα με τις τμηματικές συναρτήσεις είναι ότι το μέγεθος του πίνακα του προβλήματος αυξάνεται ραγδαία με το μέγεθος της επιλυτέας κεραίας, επιφέροντας ένα τεράστιο φορτίο σε όρους υπολογιστικού χρόνου και απαιτούμενης μνήμης. Απόπειρα να παρακαμφθεί το πρόβλημα με τη χρήση πλήρων συναρτήσεων βάσης δε θα είχε νόημα, καθώς αυτή η τεχνική είναι ημιστατική (χαμηλών συχνοτήτων). Στη μέθοδο MoM, όταν το μέγεθος του ακτινοβολητή είναι αρκετά μεγαλύτερο από το μήκος κύματος, η μήτρα εμπεδήσεων που εμπλέκεται στο σύστημα είναι συνήθως δυσμενούς συνθήκης (*ill-conditioned*).

Η μέθοδος των Πεπερασμένων Διαφορών στο Πεδίο του Χρόνου (*finite-difference time-domain*, FDTD) είναι μια τεχνική επίλυσης των διαφορικών εξισώσεων Maxwell [17, 94]. Όπως φανερώνει κι η ονομασία της, η διαφορίση αντικαθίσταται με την πεπερασμένη διαφορά: οι χρονικά εξαρτώμενες, διαφορικές εξισώσεις Maxwell επιλύονται απευθείας σε έναν πεπερασμένο επιλύσιμο χώρο (*solvable space*), ο οποίος περιέχει το μοντέλο του ακτινοβολη-

τή. Για την περιχοπή του επιλύσιμου χώρου εφαρμόζονται οριακές συνθήκες ‘ακτινοβολίας’,<sup>4</sup> οι οποίες προσομοιώνουν τη χωρική επέκταση προς το άπειρο, ό,τι ακριβώς προσπαθούν να πετύχουν οι απορροφητικές πυραμίδες σε έναν ανηχικό θάλαμο. Το μειονέκτημα της μεθόδου FDTD είναι ότι η υπολογιστική πολυπλοκότητα του προβλήματος αυξάνεται ανεξέλεγκτα για ακτινοβολητές με μεγάλες διαστάσεις και πολύπλοκες γεωμετρίες.

Μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του 1970, η σχεδίαση κεραίων βασίστηκε κυρίως στην πρακτική προσέγγιση χρησιμοποίησης έτοιμων κεραίων, όπως είναι διάφορες νηματοειδείς γεωμετρίες (δίπολα, κεραίες Yagi, λογαριθμοπεριοδικές, σπειροειδείς), χοάνες, ανακλαστήρες και σχισμοκεραίες, καθώς επίσης και στοιχειοκεραίες από μερικά από αυτά τα είδη. Ο μηχανικός κεραίων διάλεγε ή τροποποιούσε κάποιο είδος κεραίας με βάση τις προδιαγραφές που χαρακτηρίζουν τις κεραίες, όπως είναι το κέρδος, η εμπέδηση εισόδου, το εύρος ζώνης, το εύρος της δέσμης και η στάθμη των δευτερευόντων λοβών. Η ανάπτυξη κεραίων απαιτούσε εκτεταμένες μετρήσεις και πειραματισμούς, και για το λόγο αυτό χρηματοδοτούνταν κυρίως από κυβερνήσεις. Παρ’ όλα αυτά, η δραματική αύξηση της υπολογιστικής ισχύος των προσωπικών υπολογιστών που σημειώθηκε τα τελευταία 30 χρόνια και η παράλληλη ανάπτυξη αποδοτικών υπολογιστικών τεχνικών για ρεαλιστικές γεωμετρίες κεραίων έχουν επιτρέψει την οικονομική, εικονική σχεδίαση κεραίων (*virtual prototyping*).

Οι υπολογιστικές ηλεκτρομαγνητικές μέθοδοι (*computational electromagnetic methods*, CEMs) συνετέλεσαν στην ταχεία εξελικτική πρόοδο της μοντελοποίησης, προσομοίωσης και κινούμενης τριδιάστατης απεικόνισης των σχεδιαζόμενων κεραίων. Οι μέθοδοι CEM παίζουν βασικά το ρόλο του λογαριθμικού κανόνα των δεκαετιών 1950–60. Δεν υπάρχει σύγχρονη, αποδοτική σχεδίαση κεραίας της οποίας η λειτουργία να μην έχει επηρεαστεί, μοντελοποιηθεί, προσομοιωθεί και βελτιστοποιηθεί χρησιμοποιώντας μία ή περισσότερες υπολογιστικές μεθόδους. Αναμένεται ότι ο υπολογιστικός ηλεκτρομαγνητισμός θα αποκτήσει ακόμα μεγαλύτερη σημασία στο εγγύς μέλλον, αφού ήδη οι υπάρχουσες τεχνικές CEM έχουν φτάσει στα όριά τους, και συχνά αποτυγχάνουν να αποδώσουν τη σωστή συμπεριφορά πολύπλοκων δομών, όπως είναι για παράδειγμα τα μεταύλικά (*metamaterials*, MTMs).

Στα τέλη του Β’ Παγκοσμίου Πολέμου, η θεωρία κεραίων είχε ωριμάσει σε επίπεδο που επέτρεπε την ανάλυση κεραίων όπως είναι το αυτόνομο δίπολο, οι χοανοκεραίες, οι κεραίες ανακλαστήρα, οι μονοπολικές κεραίες, οι σχισμές σε κυματοδηγούς, και οι στοιχειοκεραίες όλων αυτών. Το 1947 ανακαλύφθηκε το τρανζίστορ από τους W. Shockley, J. Bardeen, και W. Brattain, συνεπώς το τέλος του πολέμου συνέπεσε με τις απαρχές της ανάπτυξης των ηλεκτρονικών υπολογιστών. Ο Roger Harrington είδε τη δυνητική εφαρμογή των υπολογιστών στον ηλεκτρομαγνητισμό, με αποτέλεσμα να παρουσιάσει στη δεκαετία του 1960 τη μέθοδο MoM [95]. Οι ρίζες της μεθόδου MoM βρίσκονται στις εργασίες του B. G. Galerkin το 1915. Η εμφάνιση του προσωπικού υπολογιστή IBM PC<sup>5</sup> το 1981 βοήθησε σημαντικά στην ανάπτυξη λογισμικών αριθμητικής ηλεκτρομαγνητικής ανάλυσης. Η δεκαετία του 1980 αποτέλεσε ορόσημο για την ανάπτυξη αριθμητικών μεθόδων επίλυσης μικροκυματικών κυκλωμάτων, καθώς και της θεωρίας επίπεδων κεραίων. Την ίδια περίοδο αναπτύχθηκε ο *Nu-*

<sup>4</sup> Δηλαδή, όδευσης μακριά από την κεραία προς το άπειρο, ιδανικά με μηδενικές ανακλάσεις.

<sup>5</sup> 4.77 MHz CPU, 16 kB RAM, χωρίς σκληρό δίσκο.

ΕΜΠΟΡΙΚΗ ΟΝΟΜΑΣΙΑ	ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΜΗΧΑΝΗ	ΕΤΑΙΡΕΙΑ	ΕΤΟΣ
NEC-2	MoM	Nittany Scientific	1981
Sonnet	MoM	Sonnet Software	1989
HFSS	FEM, IE, DGTD	ANSYS	1989
Momentum G2	MoM	Agilent EEsof	1993–95
IE3D	MoM	Mentor Graphics	1994
SuperNEC	Hybrid MoM-UTD	Poynting Antennas	1994–96
WIPL-D Pro	MoM	WIPL-D d.o.o.	1995
XFDTD	FDTD	Remcom	1996
FEKO	MLFMM, FEM, PO/GO/UTD	EMSS	1996–98
Microstripes	TLM	CST AG	1997
Microwave Studio	FIT-PBA, MoM-MLFMM	CST AG	1998
EMPIRE XCcel	FDTD	IMST GmbH	1998
SEMCAD X	FDTD	SPEAG	2000
Concerto	FDTD, MoM, FEM	Vector Fields (Cobham)	2001
ADF-EMS	MoM, MoM-PO, MoM-UTD	IDS S.p.A	2002–03
EMDS	FEM	Agilent EEsof	2006
EMPro	FDTD	Agilent EEsof	2008

**Πίνακας 2.1:** Κατάλογος των κυριότερων εμπορικά διαθέσιμων H/M επιλυτών, ο οποίος παραθέτει το όνομα της εταιρείας που αναπτύσσει ή/και διαθέτει το πρόγραμμα και το έτος πρώτης κυκλοφορίας (κατ' εκτίμηση). Οι διακεκομμένες γραμμές χωρίζουν την χρονολογική ταξινόμηση σε δεκαετίες.

merical Electromagnetics Code (NEC) για την ανάλυση νηματοειδών κεραιών: οι G. J. Burke & A. J. Poggio εργάζονταν ήδη πάνω στον αρχικό κώδικα FORTRAN από τη δεκαετία του '70 στα πλαίσια του Antenna Modeling Program. Το αποτέλεσμα ήταν η διανομή της έκδοσης NEC-2 το 1981 και της NEC-4 το 1992.<sup>6</sup> Αντίθετα, η δεκαετία του 1990 είναι η πρώτη περίοδος κατά την οποία χρησιμοποιήθηκαν υπολογιστικές ηλεκτρομαγνητικές μέθοδοι για τη σχεδίαση μικροκυματικών κυκλωμάτων και επίπεδων κεραιών. Το 1989 ξεκίνησε η διανομή του λογισμικού *Sonnet*, και ακολούθως του *High Frequency Structure Simulator* (HFSS) [95]. Τα δύο αυτά πρωτοπόρα εργαλεία αριθμητικής H/M ανάλυσης πλαισιώθηκαν αργότερα από τα υπολογιστικά περιβάλλοντα που καταγράφει ο Πίνακας 2.1.<sup>7</sup>

Στην αρχή της δεκαετίας του '90 η γενική άποψη ήταν ότι η αριθμητική H/M επίλυση είναι απλά αναξιόπιστη. Σήμερα έχουμε περάσει στο άλλο άκρο, αφού τα αποτελέσματα που δίνουν οι H/M κώδικες θεωρούνται η 'υπέρτατη αλήθεια' [95]. Το δεύτερο συμπέρασμα είναι εξίσου ανακριβές με το πρώτο. Παρ' όλο που η αριθμητική H/M επίλυση έχει προοδεύσει αρκετά, λανθασμένη ή επιπόλαιη χρήση των H/M επιλυτών μπορεί κάλλιστα να μας γυρίσει στην εποχή του Marconi. Αρκεί κανείς να ξεφυλλίσει πρόσφατους τόμους επιστημονικών περιοδικών για να συναντήσει διάφορες αλλόκοτες δομές κεραιών, σχεδιασμένες με επαναλη-

<sup>6</sup> Η NEC-2 είναι η πιο πρόσφατη έκδοση ελεύθερης χρήσης. Η NEC-4 παραμένει ιδιοκτησία του Lawrence Livermore National Laboratory και του University of California. Για τη χρήση της απαιτείται ειδική άδεια.

<sup>7</sup> Σημειώσεις για τα περιεχόμενα του Πίνακα 2.1: ο HFSS αναπτύχθηκε αρχικά από τη Hewlett-Packard και αργότερα πωλήθηκε στην Ansoft, προτού εκείνη εξαγοραστεί από την ANSYS. Το Momentum αναπτύχθηκε από τη βελγική Alphabit, spin-off του IMEC, η οποία εξαγοράστηκε από τη Hewlett-Packard και αργότερα έγινε τμήμα της Agilent EEsof. Το IE3D αναπτύχθηκε από την Zeland Software, η οποία εξαγοράστηκε από τη Mentor τον Μάρτιο 2010. Το Microstripes αναπτύχθηκε αρχικά από την Kimberley Communications Consultants, spin-off του University of Nottingham. Το προϊόν πωλήθηκε το 1999 στη Flomerics, η οποία εξαγοράστηκε από τη CST AG στα τέλη του 2007.

πτική χρήση εμπορικά διαθέσιμων H/M επιλυτών και των αλγορίθμων βελτιστοποίησης που εκείνοι παρέχουν. Τέτοιες κεραιές αποτελούν τη σύγχρονη εκδοχή της μεθόδου δοκιμής και σφάλματος (*trial-and-error*). Αν και ικανοποιούν τις σχεδιαστικές προδιαγραφές τους, αυτές οι κεραιές παρουσιάζονται χωρίς έστω μία αναφορά σε κατασκευαστικές ανοχές ή κάποια φυσική επεξήγηση της λειτουργίας τους.

Η συμβουλή που έδωσε στις αρχές του 2003 ο J. C. Rautio, διδακτορικός σπουδαστής του R. Harrington και ιδρυτής της Sonnet Software, παραμένει εξαιρετικά επίκαιρη [95],

No single EM tool can solve all problems; an informed designer must select the appropriate tool for the appropriate problem,

όπως άλλωστε επιβεβαιώνει και μια εκτεταμένη συγκριτική αξιολόγηση εμπορικά διαθέσιμων H/M επιλυτών που δημοσιεύτηκε στις [96–99]. Πέρα από τη συμβουλή για επιλογή της κατάλληλης τεχνικής για κάθε επιλυτέα δομή, αυτή η πρόσφατη μελέτη κατέδειξε τη σημασία της προσεκτικής επιλογής τόσο του μοντέλου για την τροφοδοσία της κεραιάς, όσο και της χωρικής διακριτοποίησης. Έτσι, παρά την όποια εξέλιξη των αριθμητικών H/M επιλυτών κάποιοι μελετητές δε διστάζουν να υποστηρίξουν ότι χρειάζεται ένας έμπειρος μηχανικός κεραιών, κατά προτίμηση κάτοχος διδακτορικού στον ηλεκτρομαγνητισμό ή στη μικροκυματική τεχνολογία, προκειμένου να γίνει αιτιολογημένη χρήση του λογισμικού και ορθή ερμηνεία των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης [100].

Συνεπώς, παρ' όλη την πρόοδο που έχουν σημειώσει οι H/M προσομοιωτές, δεν είναι ακόμα εφικτή η αυτοματοποιημένη σχεδίαση κεραιών με χρήση προσομοιώσεων πλήρους κύματος (*full-wave 3-D*). Αυτό ισχύει ιδιαίτερα στην περίπτωση κεραιών που πρόκειται να ενσωματωθούν σε προηγμένα κινητά τερματικά. Ο H. J. Visser πρότεινε στα πλαίσια της διατριβής του [100] μια προσέγγιση δύο σταδίων: (α') αρχικά, εφαρμόζονται τεχνικές στοχαστικής βελτιστοποίησης σε συνδυασμό με προσεγγιστικά μοντέλα της κεραιάς υπό μελέτη ώστε να παραχθούν προσχέδια, και (β') τα προσχέδια αυτά χρησιμοποιούνται ως δεδομένα για την υλοποίηση αναλυτικών μοντέλων πλήρους κύματος, τα οποία θα ρυθμιστούν λεπτομερώς με παραμετρική μελέτη, η οποία δεν απαιτεί τις πολυάριθμες επαναλήψεις του στοχαστικού αλγορίθμου βελτιστοποίησης. Κατά τον Visser, αυτό είναι το πλησιέστερο που μπορούμε να έχουμε σε 'αυτοματοποιημένη σχεδίαση κεραιών'. Συμπερασματικά, υπάρχει η ανάγκη για την ανάπτυξη τόσο λεπτομερών H/M μοντέλων πλήρους κύματος, όσο και προσεγγιστικών μοντέλων για κάθε διαφορετική κατηγορία κεραιών. Τα προσεγγιστικά μοντέλα προκύπτουν συνήθως από θεωρητική ανάλυση της δομής της κεραιάς. Η χρησιμότητα αμφότερων των λεπτομερών μοντέλων πλήρους κύματος και των προσεγγιστικών-θεωρητικών μοντέλων διατυπώθηκε εξαιρετικά τόσο από τους Bach Andersen & Vaughan [101],

[...] the importance of understanding network and circuit theory, together with reciprocity, in the study of antennas should be strongly emphasized. Clearly, very simple yet demanding problems may be analyzed and understood based on circuits, knowledge which it is hard to obtain by running an advanced computer program, giving just numbers. Students traditionally consider antenna theory difficult, but one can go a long way with simple models. [...] receiving antennas may be analyzed completely (e-

xcept for scattering) by circuit models and knowledge obtained from the transmitting case, without invoking electromagnetic analysis,

όσο και από τον Ronold W. P. King στην τελευταία εργασία του (σε ηλικία 98 ετών!) [102]:

In this age of powerful computers, there are those who believe that numerical methods have made analytical formulas obsolete. Actually, the two approaches are not mutually exclusive but rather complementary. Numerical methods can provide accurate results within the resolution determined by the size of the subdivisions. Analytical formulas provide unrestricted resolution. Numerical results are a set of numbers for a specific set of parameters and variables. Analytical formulas constitute general relations that exhibit functional relationships among all relevant parameters and variables. They provide the broad insight into the relevant physical phenomena that is the basis of new knowledge. They permit correct frequency and dimensional scaling. Computer technology and mathematical physics are a powerful team in the creation and application of new knowledge.

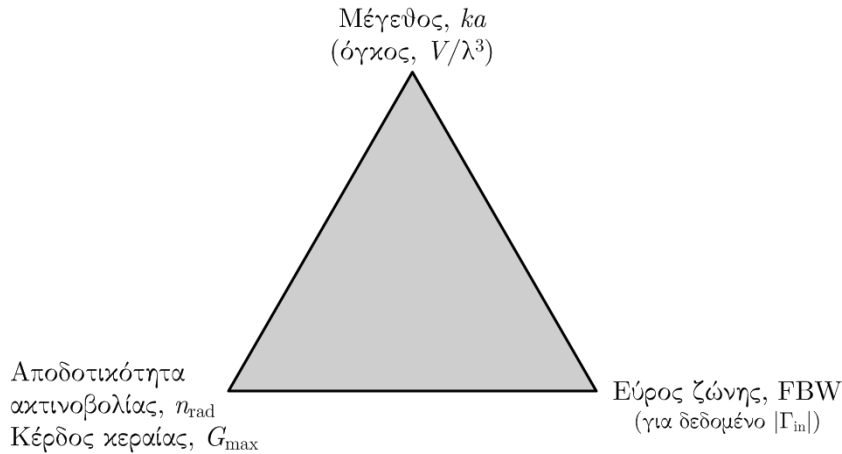
### 2.3 Συμπαγείς, Ευρυζωνικές και Ενεργειακά Αποδοτικές Κεραίες

Η εφεύρεση του τρανζίστορ οδήγησε στη δραστική σμίχρυνση των ηλεκτρονικών συστημάτων. Έτσι, εδώ και 60 χρόνια, όλα τα μέρη των ασύρματων πομποδεκτών συρρικνώνονται διαρκώς. Σε ότι αφορά, π.χ., στα κινητά τηλέφωνα, αυτή η διαδικασία οδήγησε στο να έχει συγκλίνει η σχεδίαση των τερματικών συσκευών σε μια τυπική μέγιστη διάσταση ίση με 10 cm, και σε αντίστοιχο βάρος μικρότερο από 100 g. Οι κεραίες, από την άλλη, δεν έχουν ακολουθήσει αντίστοιχη εξέλιξη. Το γεγονός αυτό ασχέι διαρκώς πιέσεις για την ανάπτυξη τεχνικών σχεδίασης και χαρακτηρισμού συμπαγών κεραίων. Σε αντίθεση με τα ολοκληρωμένα κυκλώματα τα οποία λίγο-πολύ ακολούθησαν μέχρι σήμερα τον εμπειρικό νόμο του Moore, το μέγεθος των κεραίων για δεδομένη εφαρμογή δε σχετίζεται με την τεχνολογία που χρησιμοποιείται, αλλά καθορίζεται από τους νόμους της Φυσικής. Η παράμετρος που έχει την κρισιμότερη επίδραση στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας μιας κεραίας είναι το μέγεθός της σε σχέση με το μήκος κύματος λειτουργίας,  $\lambda$ . Αυτό προκύπτει από το γεγονός ότι η κεραία χρησιμοποιείται για να μετασχηματίσει την κυματοδηγούμενη ενέργεια σε ακτινοβολούμενο κύμα και το αντίστροφο: προκειμένου να συμβεί αυτός ο μετασχηματισμός αποδοτικά, το μέγεθος της κεραίας θα πρέπει να είναι τουλάχιστον συγκρίσιμο με το μήκος κύματος.

Φυσικά, οι κεραίες μπορούν να σχεδιαστούν μικρότερες, αλλά αυτό κοστίζει σε εύρος ζώνης, κέρδος και αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Η αντιστάθμιση μεταξύ των τεσσάρων θεμελιωδών μεγεθών απεικονίζεται στο Σχήμα 2.1, το οποίο περιλαμβάνει αμφότερα κέρδος και  $n_{\text{rad}}$ , γιατί η κατευθυντικότητα μιας κεραίας είναι ασθηνής συνάρτηση της συχνότητας μεν, εμφανίζει ισχυρή εξάρτηση από το μέγεθος δε. Το τρίγωνο υποδηλώνει ότι, προκειμένου να βελτιωθεί μία από τις τρεις κορυφές, πρέπει να επιδεινωθεί η μία από τις άλλες δύο ή και οι δύο. Αυτό ισχύει ικανοποιητικά μόνο για κέρδος/ $n_{\text{rad}}$  και εύρος ζώνης. Η εμπειρία που αποκομίστηκε στα πλαίσια της Διατριβής καταδεικνύει ότι η βελτίωση (σμίχρυνση) του



μεγέθους της κεραίας προκαλεί ραγδαία επιδείνωση και των δύο άλλων κορυφών του τριγώνου. Σημειώνεται ότι όλα τα μεγέθη του Σχήματος 2.1 είναι κανονικοποιημένα και συνεπώς αδιάστατα, κάτι που είναι σύνηθες στη θεωρία κεραιών (βλ. τους αναλυτικούς ορισμούς στη συνέχεια του Κεφαλαίου). Η ανάλυση των συμπαγών κεραιών και η μελέτη της επίδρασης του μεγέθους στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας είναι ένα κλασσικό θέμα μελέτης που εμφανίστηκε τη δεκαετία του 1940 [27,28], αλλά μόλις στις μέρες μας γίνεται σταδιακά ένα ενοποιημένο πεδίο.



**Σχήμα 2.1:** Σχηματική απεικόνιση των συμβιβασμών που γίνονται ανάμεσα στα τέσσερα θεμελιώδη, κανονικοποιημένα και αδιάστατα μεγέθη μιας κεραίας.

Μια ηλεκτρικά μικρή κεραία (*electrically small antenna*, ESA) είναι μια κεραία η οποία είναι μικρότερη από το λειτουργικό μήκος κύματος. Ο H. A. Wheeler [29] την ορίζει ως μια κεραία που είναι πολύ μικρότερη της *radiansphere*, μιας υποθετικής σφαίρας με ακτίνα ίση με ένα *radianlength*, ήτοι  $\lambda/2\pi$  (βλ. τους αναλυτικούς ορισμούς στη συνέχεια του Κεφαλαίου). Με απλά λόγια, αυτό σημαίνει ότι η μέγιστη διάσταση μια ηλεκτρικά μικρής κεραίας είναι πολύ μικρότερη από  $\lambda/3$ . Την τελευταία δεκαετία, ο S. R. Best πρότεινε μέσα από τις εργασίες του ότι η υποθετική σφαίρα θα έπρεπε να έχει τη μισή ακτίνα από αυτήν που όρισε ο Wheeler [103]. Στα πλαίσια της παρούσας Διατριβής, θα θεωρήσουμε ότι μια κεραία είναι συμπαγής—όχι ηλεκτρικά, γενικότερα—όταν η μέγιστη διάστασή της είναι μικρότερη από  $\lambda/2$ , το οποίο είναι το φυσικό μήκος συντονισμού ενός διπόλου. Παρ' όλα αυτά, μπορούν να γίνουν εξαιρέσεις εάν η κεραία εμφανίζει επαυξημένη λειτουργικότητα: για παράδειγμα, μια διζωνική (*dual-band*) κεραία μπορεί να θεωρηθεί συμπαγής όταν παρέχει τις επιδόσεις δύο κεραιών αλλά καταλαμβάνει το χώρο που αντιστοιχεί μόνο στη μία.

Οι συμπαγείς κεραιές συνήθως χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: (α') τις ηλεκτρικά μικρές κεραιές, οι οποίες έχουν φυσικό μέγεθος πολύ μικρότερο από το μήκος κύματος, και (β') τις κεραιές χαμηλής κατατομής (*low-profile antennas*, LPAs), οι οποίες δεν είναι κατ' ανάγκη ηλεκτρικά μικρές, αλλά κατασκευάζονται έτσι ώστε να επιτυγχάνεται σημαντική καταπίεση της μίας από τις τρεις διαστάσεις. Παραδείγματα LPAs είναι η μικροταινιακή κεραία, το μαιανδρικό μονόπολο, και οι διάφορες εκδοχές των κεραιών ανεστραμμένης-F γεωμετρίας (*inverted-F antennas*, IFAs). Η κεραία IFA είναι διδιάστατη δομή ακτινοβολητή. Η ακίδα τροφοδοσίας,

το βραχυκύκλωμα με το επίπεδο γείωσης και το σώμα της κεραίας περιορίζονται στο ίδιο επίπεδο, ενώ το επίπεδο γείωσης βρίσκεται ελάχιστα χαμηλότερα. Η επίπεδη IFA (*planar IFA*, PIFA) αποτελεί επέκταση της IFA και είναι τριδιάστατη δομή. Εκτός από μήκος και πλάτος, ο ακτινοβολητής διαθέτει και σημαντικό ύψος, το οποίο επηρεάζει καθοριστικά τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας. Οι διαφορετικές τοπολογίες συμπαγών κεραίων έχουν πληθύνει αρκετά τα τελευταία χρόνια, δεδομένου ότι οι κινητές επικοινωνίες είναι ένα από τα πλέον ζωντανά πεδία των σύγχρονων ηλεκτρονικών RF συστημάτων.

Υπάρχουν πολλοί τρόποι να οριστεί το εύρος ζώνης μιας κεραίας, αλλά ο πλέον συνηθισμένος είναι εκείνος που σχετίζεται με την εμπέδηση εισόδου,  $Z_{in}(j\omega)$ . Έτσι, η ευρυζωνικότητα μιας κεραίας συνδέεται με την προσαρμογή και τους συντονισμούς της. Στην παρούσα Διατριβή σχεδιάστηκαν αποκλειστικά κεραίες που ήταν είτε συντονιζόμενες, είτε κοντά στο συντονισμό και συντονίστηκαν με μια μικρο-επέμβαση στο δίκτυο τροφοδοσίας τους. Οι μη-συντονιζόμενες κεραίες πρέπει να συζευχθούν με ένα κύκλωμα προσαρμογής το οποίο είτε θα είναι στενής ζώνης, είτε θα μειώνει τη συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας του κεραιοσυστήματος. Επιπλέον, το κύκλωμα προσαρμογής καταναλώνει και πολύτιμο χώρο. Η προσαρμογή μιας συμπαγούς κεραίας ενσωματωμένης σε συμπαγές κινητό τερματικό δεν είναι απλή διαδικασία: χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν τα κινητά τηλέφωνα, οι κεραίες των οποίων σχεδιάζονται με μέγιστο λόγο στασίμων κυμάτων εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης ίσο με  $VSWR = 3 : 1$ , δηλαδή για  $\max\{|\Gamma_{in}|\} = 1/2 = -6$  dB. Στα πλαίσια της παρούσας Διατριβής προτείνεται ο εξής χειρισμός του εύρους ζώνης: για δεδομένη στάθμη του μέτρου του συντελεστή ανάκλασης, το εύρος ζώνης της κεραίας πρέπει να είναι όσο κοντύτερα γίνεται στο εύρος ζώνης της υπηρεσίας που εξυπηρετεί το κινητό τερματικό. Εάν προκύπτει πλεόνασμα εύρους ζώνης, τότε το επιπλέον φάσμα πρέπει να ανταλλάσσεται—μέσω επανασχεδίασης της κεραίας—με υψηλότερη αποδοτικότητα ακτινοβολίας ή/και μικρότερο μέγεθος κεραίας, όπως περιγράφει το Σχήμα 2.1.

Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας μιας κεραίας περιγράφει απλά το ποσοστό της ισχύος που ο πομπός καθιστά διαθέσιμη στην είσοδο της κεραίας, το οποίο κατορθώνει να μετατραπεί σε ακτινοβολούμενη ισχύ, οδύουσα στο μακρινό πεδίο. Πρόκειται για βαθμωτό μέγεθος, το οποίο δεν έχει τα κατευθυντικά χαρακτηριστικά του κέρδους και της κατευθυντικότητας. Χαμηλή αποδοτικότητα σημαίνει μεγάλες απώλειες στα μεταλλικά και διηλεκτρικά μέρη της κεραίας ή/και σημαντικό μέρος ισχύος το οποίο ‘παγιδεύεται’ στο κοντινό πεδίο και δεν ακτινοβολείται. Η δεύτερη περίπτωση αφορά ιδιαίτερα τις ηλεκτρικά μικρές κεραίες, οι οποίες, καθώς το μέγεθος τους μειώνεται, εκφυλίζονται σε ολοένα καλύτερα πηνία ή πυκνωτές. Υπάρχουν δύο είδη αποδοτικότητας ακτινοβολίας, από τα οποία πηγάζουν και οι δύο διαφορετικοί ορισμοί του κέρδους: η διαφορά βρίσκεται στις απώλειες προσαρμογής (*mismatch losses*). Αναφέρουμε ενδεικτικά ότι, στην περίπτωση συμπαγών κινητών τερματικών η ελάχιστη αποδεκτή στάθμη αποδοτικότητας είναι  $n_{rad} = 50\% = -3$  dB.

Ο καθορισμός της ενεργειακής αποδοτικότητας είναι ένα από τα δυσκολότερα και σημαντικότερα προβλήματα που σχετίζονται με τις συμπαγείς κεραίες. Ωμικές ή/και διηλεκτρικές απώλειες υπάρχουν σε κάθε κεραία, αλλά η θεωρητική εκτίμηση των απωλειών είναι εφικτή ως ένα βαθμό για κεραίες με απλές δομές, και μόνο για τέτοιες. Απώλειες που οφείλονται

σε διάκενα, στις ασυνέχειες συγκόλλησης, στην τραχύτητα αγωγίων επιφανειών και σε μηχανικές ανοχές είναι εξαιρετικά δύσκολο να εκτιμηθούν θεωρητικά. Έως ότου εδραιωθεί μια καλύτερη θεωρητική ή αριθμητική προσέγγιση στο πρόβλημα, ο μετρητικός χαρακτηρισμός θα παραμένει ο μόνος ασφαλής τρόπος εκτίμησης της αποδοτικότητας ακτινοβολίας [104,105].

## 2.4 Θεμελιώδεις Περιορισμοί στον Συντελεστή Ποιότητας και το Εύρος Ζώνης

Η βελτιστοποίηση των χαρακτηριστικών απόκρισης των ηλεκτρικά μικρών κεραιών έχει τύχει αξιόλογης προσοχής τα τελευταία χρόνια. Στη σχεδίαση κάθε συμπαγούς κεραίας, οι στόχοι της βελτιστοποίησης είναι η επίτευξη προσαρμογής (χαμηλός λόγος στασίμων κυμάτων, VSWR), υψηλή αποδοτικότητα ακτινοβολίας και χαμηλός συντελεστής ποιότητας ( $Q$ ) ή ισοδύναμα ευρύ λειτουργικό εύρος ζώνης. Κατά τη διαδικασία της σχεδίασης, η βελτίωση του VSWR και της αποδοτικότητας ακτινοβολίας συνίσταται στην ελαχιστοποίηση του πρώτου και στη μεγιστοποίηση της δεύτερης. Από τη μικροκυματική θεωρία γνωρίζουμε ότι, ιδανικά, η κεραία θα πρέπει να εμφανίζει  $VSWR \rightarrow 1 : 1$  και αποδοτικότητα ακτινοβολίας  $n_{rad} \rightarrow 100\%$  σε όλο το επιθυμητό εύρος ζώνης. Σε ό,τι αφορά στο λειτουργικό εύρος ζώνης, οι κεραίες γενικά σχεδιάζονται για να πετύχουν είτε το απαιτούμενο, είτε το μέγιστο δυνατό εύρος ζώνης. Σε πολλές εφαρμογές συμπαγών κεραιών, είναι επιθυμητό να επιτευχθεί εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το απολύτως απαραίτητο, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση του αποσυντονισμού που θα συμβεί στο περιβάλλον λειτουργίας της κεραίας. Στην περίπτωση των ηλεκτρικά μικρών κεραιών, η διαδικασία βελτιστοποίησης του εύρους ζώνης συνήθως απαιτεί να συγκριθούν οι ιδιότητες της κεραίας με καλώς ορισμένα θεμελιώδη όρια απόκρισης.

Οποιαδήποτε ηλεκτρικά μικρή κεραία μπορεί να προσαρμοστεί ώστε να επιτύχει χαμηλό VSWR σε οποιαδήποτε μεμονωμένη συχνότητα χρησιμοποιώντας ένα 'εξωτερικό' κύκλωμα προσαρμογής που αποτελείται από αντιδραστήρια, παθητικά στοιχεία με απώλειες. Με αυτήν τη μέθοδο, δε συμβαίνει κατ' ανάγκη τροποποίηση της δομής της κεραίας ώστε να επέλθει βελτιστοποίηση του εύρους ζώνης ή/και της αποδοτικότητας ακτινοβολίας. Το πρόβλημα με τη χρήση παθητικού δικτύου προσαρμογής είναι ότι οι παρασιτικοί μηχανισμοί απωλειών εντός του κυκλώματος συχνά υπερβαίνουν την αντίσταση ακτινοβολίας της συμπαγούς κεραίας, οδηγώντας σε χαμηλή συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Εντούτοις, σε κάποιες περιπτώσεις, η μείωση των απωλειών προσαρμογής που επιτυγχάνεται από το εξωτερικό κύκλωμα είναι τόσο μεγάλη που ξεπερνά τις απώλειες του κυκλώματος: σε αυτές τις ειδικές περιπτώσεις, η προσαρμοσμένη κεραία πετυχαίνει υψηλότερη συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας σε σχέση με την κακώς προσαρμοσμένη. Επιπλέον, η μείωση της συνολικής αποδοτικότητας αυξάνει το λειτουργικό εύρος ζώνης της κεραίας: οι απώλειες καταναλίσκουν ενέργεια και μειώνουν τεχνητά τον συντελεστή ποιότητας  $Q$ .

Αντί για την προσαρμογή της εμπέδησης της συμπαγούς κεραίας με εξωτερικό κύκλωμα, μπορεί να επιτευχθεί καλύτερη απόκριση με τροποποίηση της δομής της κεραίας. Οι βασικές τεχνικές που εφαρμόζονται για την επίτευξη των παραπάνω στόχων μέσω δομικής τροποποί-

ησης περιλαμβάνουν [103, 106] (α') τη χωρητική φόρτιση (φόρτιση κορυφής), (β') τη χρήση πολλαπλών αναδιπλωμένων βραχιόνων σε τριδιάστατες νηματοειδείς κεραίες, (γ') την επαγωγική φόρτιση (αύξηση του μήκους του αγωγού), (δ') τη χρήση μεταύλικών, και (ε') τους συζευγμένους συντονιστές πολλαπλών βραχιόνων. Συχνά, αποδεικνύεται πολύ πιο αποδοτικό να ενσωματώνεται η προσαρμογή εμπέδησης κατευθείαν στη γεωμετρία της κεραιοδομής. Η ενσωματωμένη προσαρμογή επιτυγχάνεται με τεχνικές όπως είναι οι πολλαπλοί αναδιπλωμένοι βραχιόνες και τα ανοιχτο-/βραχυκυκλωμένα στελέχη προσαρμογής (*matching stubs*). Ο ενδιαφερόμενος αναγνώστης μπορεί να βρει ένα σημαντικό αριθμό ηλεκτρικά μικρών κεραιών που χρησιμοποιούν τις παραπάνω τεχνικές στη βιβλιογραφία (βλ. τις [103, 107, 108] και τις αναφορές τους). Γενικότερα, η σημαντικότερη τεχνική πρόκληση στη σχεδίαση μιας συμπαγούς κεραίας είναι η βελτιστοποίηση του λειτουργικού εύρους ζώνης, διαδικασία που συχνά χαρακτηρίζεται με χρήση του συντελεστή ποιότητας. Ο Lopez έδειξε, σαν έναν εμπειρικό κανόνα, ότι είναι ασφαλές να υποθέσουμε ότι μια υλοποιήσιμη μικρή κεραία μπορεί να έχει συντελεστή ποιότητας ο οποίος απέχει 75% (1.75×) από το θεμελιώδες κάτω όριο [109]. Πρόσφατες μελέτες έδειξαν ότι οι ηλεκτρικά μικρές κεραίες μπορούν να επιτύχουν συντελεστή ποιότητας ίσο με 1.5 φορές το θεμελιώδες κάτω όριο, δηλαδή να το προσεγγίσουν εντός σχετικής απόστασης 50% [103, 107, 108].

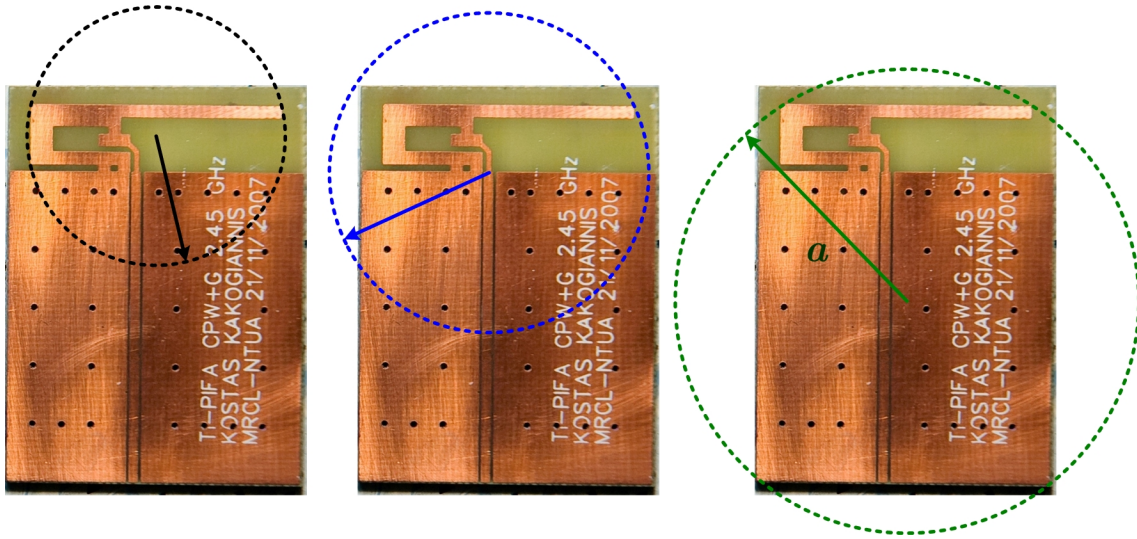
#### 2.4.1 Μερικά Χρήσιμα Θεμελιώδη Όρια

Μια κεραία θεωρείται ηλεκτρικά μικρή ή μεγάλη εξετάζοντας το συνολικό όγκο που καταλαμβάνουν τα ακτινοβολούντα μέρη της σε σχέση με το μήκος κύματος λειτουργίας. Ο Wheeler [27, 29, 30] όρισε ως μικρές κεραίες εκείνες που πληρούν το κριτήριο

$$ka \ll 1 \text{ rad} . \quad (2.1)$$

Στην (2.1) το γινόμενο  $ka$  είναι το ηλεκτρικό μέγεθος της κεραίας:  $k$  είναι το μέτρο του κυματανύσματος και  $a$  η ακτίνα της νοητής ελάχιστης σφαίρας που περιγράφει τη μέγιστη ακτινοβολούσα διάσταση της κεραίας. Ο ορισμός της ακτίνας στην περίπτωση επίπεδης κεραίας δίδεται στο Σχήμα 2.2, όπου προσοχή πρέπει να δοθεί στην επίδραση του επιπέδου γείωσης (*ground plane*, GNDP) στο συνολικό μηχανισμό ακτινοβολίας. Το ανηγμένο μέγεθος  $ka$  υπολογίζεται ως προς μια συχνότητα αναφοράς εντός της ζώνης που εξυπηρετεί κάθε κεραία. Στη βιβλιογραφία δεν υπάρχει απόλυτη συμφωνία σχετικά με τη συχνότητα αναφοράς. Πέρα από τον αριθμητικό και γεωμετρικό μέσο των ακραίων συχνοτήτων που ικανοποιούν το κριτήριο του  $\Gamma_{in}(j\omega)$ , άλλες επιλογές που έχουν προταθεί είναι η χαμηλότερη συχνότητα συντονισμού εντός ζώνης ( $\omega_r = \min\{\omega\} : X_{in}(j\omega_r) = 0 \Omega$ ), και η χαμηλότερη συχνότητα ελάχιστου συντελεστή ανάκλασης,  $\min\{\arg \min |S_{11}(j\omega)|\}$ .

Ο τρόπος υπολογισμού της ακτίνας της περιγεγραμμένης σφαίρας ορίζεται στο Σχήμα 2.2. Η νοητή σφαίρα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη ώστε να περιλαμβάνει και ολόκληρο το επίπεδο γείωσης εκτός από το κεραιοστοιχείο. Όταν το επίπεδο γείωσης είναι όχι απλά πεπερασμένο, αλλά έχει αυστηρά περιορισμένες διαστάσεις, τότε ο όγκος που καταλαμβάνεται από τα ακτινοβολούντα μέρη της κεραίας εκτείνεται πέρα από το κεραιοστοιχείο—ισχυρά ακτινοβολούντα



**Σχήμα 2.2:** Δύο λανθασμένοι τρόποι ορισμού της ακτίνας της περιγεγραμμένης σφαίρας (αριστερά, κέντρο), και ο σωστός (δεξιά). Οι λανθασμένοι τρόποι επιχειρούν να περικλείσουν το κεραιοστοιχείο και μόνον αυτό, χρησιμοποιώντας σαν κέντρο είτε ένα τυχαίο σημείο, είτε το σημείο τροφοδοσίας.

ρεύματα ρέουν κατά μήκος και των δύο διαστάσεων του GNDP—οπότε το ηλεκτρικά μικρό GNDP πρέπει να συμπεριληφθεί στον υπολογισμό της ακτίνας  $a$ . Παρόμοια συλλογιστική παρουσιάστηκε στις [106, 110–112] οι οποίες υποστήριξαν ότι, στην περίπτωση συμπαγών κεραίων που τοποθετούνται σε GNDP μεγέθους φορητής συσκευής, ο σχεδιαστής πρέπει να αντιλαμβάνεται ότι η ακτινοβολούσα δομή περιλαμβάνει αμφότερα κεραιοστοιχείο και επίπεδο γείωσης. Για το λόγο αυτό, η σχεδίαση της συμπαγούς κεραίας και οι επιδόσεις που τη συνοδεύουν θεωρούνται έγκυρες μόνο όταν το μέγεθος του GNDP και η θέση της κεραίας πάνω σε αυτό έχουν ληφθεί υπόψη.

Η σχέση (2.1) έχει οδηγήσει στο να θεωρείται συχνά η τιμή  $ka = 1$  rad ως το όριο που διαχωρίζει τις ηλεκτρικά μικρές κεραίες από τις υπόλοιπες. Ο S. R. Best έχει αντιπροτείνει την τιμή  $ka = 1/2$  rad ως το πραγματικό όριο των ηλεκτρικά μικρών κεραίων [103, 106–108, 111]. Η συγκεκριμένη τιμή επιλέχθηκε πρωτίστως λόγω του γεγονότος ότι, για  $ka < 1/2$  rad, η αντίσταση ακτινοβολίας πολλών συμπαγών κεραίων συγκλίνει στην αντίσταση ακτινοβολίας του γραμμικού νηματοειδούς διπόλου με το ίδιο συνολικό ύψος, ανεξάρτητα από τη γεωμετρία και το αποδιπλωμένο μήκος των κεραίων.

Η εξαρτώμενη από τη συχνότητα εμπέδηση εισόδου της συμπαγούς κεραία περιγράφεται από τη σχέση  $Z(j\omega) = R(j\omega) + jX(j\omega)$ , όπου  $\omega = 2\pi f$  είναι η κυκλική συχνότητα σε rad/s,  $f$  είναι η συχνότητα σε hertz,  $R(j\omega)$  είναι η συνολική αντίσταση εισόδου της κεραίας (συμπεριλαμβάνονται οι όροι ακτινοβολίας και απωλειών) σε ohm, και  $X(j\omega)$  είναι η αντίδραση στο σημείο τροφοδοσίας σε ohm.<sup>8</sup> Το εύρος ζώνης και ο συντελεστής ποιότητας της συμπαγούς κεραίας ορίζονται στην κυκλική συχνότητα  $\omega_0$ , στην οποία η κεραία είτε είναι φυσικώς αυτο-συντονιζόμενη, είτε τροποποιήθηκε δομικά ώστε να γίνει αυτο-συντονιζόμενη, είτε συντονίστηκε με χρήση αντίδρασης άνευ απωλειών εν σειρά με το ισοδύναμο κύκλωμα

<sup>8</sup> Στο υπόλοιπο της Διατριβής χρησιμοποιείται συχνά με τα παραπάνω μεγέθη ο δείκτης “in” από τη λέξη *input* (είσοδος). Εδώ παραλείπεται για χάρη της απλότητας.

εισόδου. Πολλές φορές, το εύρος ζώνης των συμπαγών κεραιών χαρακτηρίζεται μέσω του συντελεστή ποιότητας, επειδή (α') έχειδειχθεί ότι ο  $Q$  και το εύρος ζώνης προσαρμογής σε συγκεκριμένη στάθμη VSWR, που εδώ συμβολίζεται ως  $BW_V$ , είναι αντιστρόφως ανάλογες ποσότητες, και (β') έχει οριστεί ένα (σχετικά γνωστό) κάτω όριο για τον ελάχιστο επιτεύξιμο συντελεστή ποιότητας. Καμμία ηλεκτρικά μικρή κεραία δεν μπορεί να εμφανίσει συντελεστή ποιότητας χαμηλότερο από το κάτω όριο  $Q_{lb}$ , το οποίο ορίζεται στη συνέχεια της ενότητας.

Ο ακριβής συντελεστής ποιότητας μιας ηλεκτρικά μικρής κεραιάς, αυτο-συντονιζόμενης ή εξωτερικά συντονισμένης, ορίζεται από τη σχέση [28, 113]

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot |W|}{P}, \quad (2.2)$$

όπου  $W$  είναι η εσωτερική (αποθηκευμένη) ενέργεια και  $P$  είναι η συνολική ισχύς που απορροφάται από την κεραία και περιλαμβάνει την ισχύ που ακτινοβολείται και την ισχύ που καταναλίσκεται πάνω στην κεραία. Εάν η συντονισμένη, συμπαγής κεραία εμφανίζει ακριβώς έναν συντονισμό εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης, τότε οι Yaghjian & Best [113] έδειξαν ότι ο συντελεστής ποιότητας μπορεί να υπολογιστεί με πολύ καλή ακρίβεια από τις ιδιότητες της εμπέδησης εισόδου:

$$Q(j\omega_0) \simeq Q_Z(j\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R(j\omega_0)} \sqrt{[R'(j\omega_0)]^2 + \left[X'(j\omega_0) + \frac{|X(j\omega_0)|}{\omega_0}\right]^2}, \quad (2.3)$$

όπου  $R'(j\omega_0)$  και  $X'(j\omega_0)$  είναι οι παράγωγοι ως προς τη συχνότητα της αντίστασης και αντίδρασης εισόδου, αντίστοιχα. Το κάτω όριο του συντελεστή ποιότητας, γνωστό και ως όριο των Chu, Harrington και McLean, δίδεται από τη σχέση [114]

$$Q_{lb} = n_{\text{rad}} \left[ \left(\frac{1}{ka}\right)^3 + \frac{1}{ka} \right], \quad (2.4)$$

όπου  $n_{\text{rad}}$  είναι η εξαρτώμενη από τη συχνότητα αποδοτικότητα ακτινοβολίας.

Ο Thal [115] μελέτησε θεωρητικά ηλεκτρικά μικρές κεραιές στις οποίες η ρευματική κατανομή περιορίζεται στην εξωτερική επιφάνεια της νοητής περιγεγραμμένης σφαίρας (για συντομία 'σφαίρα  $ka$ '). Υπολόγισε για αυτό το σενάριο εργασίας ότι (α') η εσωτερική χωρητικότητα του ηλεκτρικού διπόλου αποθηκεύει το ήμισυ της ισχύος που αποθηκεύεται έξω από τη σφαίρα, αυξάνοντας τον συνολικό  $Q$  κατά 50%, και (β') η εσωτερική αυτεπαγωγή του μαγνητικού διπόλου αποθηκεύει τη διπλάσια ισχύ σε σχέση με αυτήν που αποθηκεύεται έξω από τη σφαίρα, αυξάνοντας τον συνολικό  $Q$  κατά έναν συντελεστή 3. Αυτά τα αποτελέσματα συνεπάγονται ότι, καθώς το μέγεθος μιας συμπαγούς κεραιάς φθίνει ( $ka \rightarrow 0$ ), ο ελάχιστος επιτεύξιμος συντελεστής ποιότητας του ηλεκτρικού διπόλου τείνει να γίνει

$$Q_{\text{min}}^{\text{TM}} \rightarrow \frac{3}{2} \cdot Q_{lb}, \quad (2.5)$$

ενώ ο αντίστοιχος συντελεστής ποιότητας του μαγνητικού διπόλου τείνει να γίνει

$$Q_{\min}^{\text{TE}} \rightarrow 3 \cdot Q_{\text{el}}. \quad (2.6)$$

Σε μια πιο πρόσφατη μελέτη, οι Hansen & Collin κατέληξαν σε μια νέα έκφραση για τον ελάχιστο επιτεύξιμο συντελεστή ποιότητας υπολογίζοντας ακριβείς βαρύτητες για τους δύο όρους του αθροίσματος του ορίου Chu–Harrington–McLean. Για κεραία με αποδοτικότητα ακτινοβολίας  $n_{\text{rad}} = 100\% = 0 \text{ dB}$ , ο ελάχιστος  $Q$  γράφεται ως εξής,

$$Q_{\min} = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{1}{ka}\right)^3 + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \frac{1}{ka}. \quad (2.7)$$

Μια ακόμη χρήσιμη έκφραση για τον υπολογισμό του συντελεστή ποιότητας μιας κεραίας προέρχεται από τους Pues & Van de Capelle [116], οι οποίοι εργάστηκαν πάνω σε κεραίες μικροταινιακού καλύμματος,

$$Q_{ST} = \frac{1}{\text{FBW}_V} \sqrt{\frac{(TS - 1)(S - T)}{S}}. \quad (2.8)$$

Στην (2.8), με  $T$  συμβολίζεται η στάθμη του VSWR που αντιστοιχεί στον ελάχιστο συντελεστή ανάκλασης εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης, ενώ με  $S$  συμβολίζεται η μέγιστη ανεκτή στάθμη του VSWR.

Για τον χαρακτηρισμό του εύρους ζώνης της κεραίας απαιτείται ένας ορισμός του εύρους ζώνης τέτοιος ώστε ο  $Q$  και το εύρος ζώνης να είναι αντιστρόφως ανάλογα μεγέθη σε όλες τις περιοχές συχνοτήτων. Υπό τη στενή έννοια, ο κατάλληλος ορισμός για το σκοπό αυτό είναι το κλασματικό εύρος ζώνης προσαρμογής,  $\text{FBW}_V(j\omega_0)$ , όπου ο VSWR της συντονισμένης κεραίας καθορίζεται χρησιμοποιώντας χαρακτηριστική εμπέδηση,  $Z_{\text{CH}}$ , ίση με την αντίσταση εισόδου στο σημείο τροφοδοσίας,  $R(j\omega_0)$ . Επειδή ο αυστηρός ορισμός προϋποθέτει γνώση της τελικής τιμής της  $R(j\omega_0)$ , σε όλες τις πρακτικές περιπτώσεις σχεδίασης χρησιμοποιείται το κλασματικό εύρος ζώνης υπό την ευρεία έννοια: εφόσον η συντριπτική πλειοψηφία των μικροκυματικών συστημάτων σχεδιάζεται με εμπέδηση συστήματος  $Z_0 = 50 \Omega$ , ο VSWR υπολογίζεται θέτοντας  $Z_{\text{CH}} = Z_0$  και σχεδιάζοντας με στόχο  $R(j\omega_0) \rightarrow 50 \Omega$ . Το κλασματικό εύρος ζώνης ορίζεται από τη σχέση:

$$\text{FBW}_V(j\omega_0) = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{\omega_0}, \quad (2.9)$$

όπου  $\omega_{\max}$  και  $\omega_{\min}$  είναι οι συχνότητες εκατέρωθεν της  $\omega_0$  για τις οποίες ο λόγος στασίμων κυμάτων ισούται με μια αυθαίρετη τιμή, η οποία συμβολίζεται με  $S$ . Σε όλες τις περιπτώσεις που είναι γνωστές στον συγγραφέα, η μέγιστη έκταση του  $\text{FBW}_V$  περιορίζεται σε τιμές  $S \leq 5.828$ . Η τιμή  $S = 5.828$  αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης ημισείας ισχύος. Το κλασματικό εύρος  $\text{FBW}_V$  και ο συντελεστής ποιότητας συνδέονται με την απλή σχέση [113]

$$Q(j\omega_0) \simeq \frac{2\sqrt{\beta}}{\text{FBW}_V(j\omega_0)}, \quad (2.10)$$

$$\sqrt{\beta} = \frac{S-1}{2\sqrt{S}} \leq 1. \quad (2.11)$$

Οι προσεγγιστικές σχέσεις (2.2) και (2.10) εξήχθησαν στην [113] υποθέτοντας αφενός ότι η συντονισμένη κεραία εμφανίζει ακριβώς έναν συντονισμό εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης, και αφετέρου ότι το εύρος ζώνης ημισείας ισχύος δεν είναι υπερβολικά μεγάλο. Εάν η συμπαγής κεραία εμφανίζει πολλαπλούς κοντινούς συντονισμούς εντός του  $BW_V$ , οι παραπάνω προσεγγίσεις χειροτερεύουν και σε ακραίες περιπτώσεις είναι άκυρες.

Ο ελάχιστος επιτεύξιμος συντελεστής ποιότητας μιας συντονισμένης ή/και προσαρμοσμένης κεραίας που εμφανίζει ακριβώς έναν συντονισμό περιορίζεται από το κάτω όριο της σχέσης (2.4). Δεδομένου ότι τα μεγέθη  $Q$  και  $FBW_V$  είναι αντιστρόφως ανάλογα, το κλασματικό εύρος ζώνης της συμπαγούς κεραίας ενός συντονισμού δε θα ξεπερνά την τιμή που προκύπτει από τον αντίστροφο του  $Q$ . Εισάγοντας τις σχέσεις (2.4) και (2.11) στην (2.10), παίρνουμε το άνω όριο του επιτεύξιμου κλασματικού εύρους ζώνης:

$$FBW_{Vub} = \frac{1}{n_{rad}} \cdot \frac{(ka)^3}{1+(ka)^2} \cdot \frac{S-1}{\sqrt{S}}. \quad (2.12)$$

Τονίζεται ότι το άνω όριο του εύρους ζώνης ορίζεται για το κλασματικό εύρος ζώνης προσαρμογής υπό τη στενή έννοια. Σε κάποιες περιπτώσεις, το λειτουργικό εύρος ζώνης της κεραίας μπορεί να αυξηθεί πέρα από το  $FBW_V$  προκαλώντας εσκεμμένα κακή προσαρμογή.

## 2.5 Τεχνικές Σμίκρυνσης

Πληθώρα τεχνικών σμίκρυνσης κεραιών έχει αναπτυχθεί τα τελευταία 60 χρόνια. Για αποτελεσματική σμίκρυνση μιας υπερβολικά ογκώδους κεραίας, εφαρμόζεται συνδυασμός περισσότερων από μίας τεχνικών. Συγκεκριμένα, προτείνεται η ταυτόχρονη χρήση τουλάχιστον δύο τεχνικών σμίκρυνσης [117]. Μερικές από τις συνηθέστερα χρησιμοποιούμενες τεχνικές είναι [118]:

1. Η αρχή της Θεωρίας Ειδώλων,
2. Οι δομές βραδέος κύματος,
3. Η αντιδραστική φόρτιση, η οποία διακρίνεται σε επαγωγική και χωρητική, και υλοποιείται με συγκεντρωμένα ή οιονεί κατανεμημένα αντιδραστικά στοιχεία,
4. Η φόρτιση της δομής της κεραίας με διηλεκτρικό ή/και μαγνητικό υλικό,
5. Η χρήση μεταλλικών,
6. Η βελτιστοποίηση της γεωμετρίας της κεραίας με τροποποίηση του σχήματος (κάμψη ή κύρτωση) και εισαγωγή εγκοπών και σχισμών.

Οι τεχνικές σμίκρυνσης συνήθως οδηγούν σε κεραίες που λειτουργούν διεγείροντας τον ρυθμό ακτινοβολίας χαμηλότερης τάξης, π.χ. τον  $TM_{01}$  ή τον  $TM_{10}$  στην περίπτωση των μικροταινιακών κεραιών. Βοηθούν στην επίτευξη αυτο-συντονισμού, το οποίο είναι ισοδύναμο



με μείωση της συχνότητας συντονισμού. Γενικά, η εφαρμογή των ανωτέρω τεχνικών προκαλεί αύξηση του συντελεστή ποιότητας και μείωση του λειτουργικού εύρους ζώνης. Επίσης, ο συντελεστής ποιότητας των απωλειών μειώνεται, με αποτέλεσμα να μειώνεται και η αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Στη συνέχεια συνοψίζονται μερικά χαρακτηριστικά των επικρατέστερων μεθόδων:

**Θεωρία Ειδώλων:** Βραχυκύκλωμα ή επίπεδο γείωσης εισάγεται σε σημείο όπου η επαπτομενική συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου είναι μηδενική (π.χ. κατακόρυφο μονόπολο με οριζόντιο επίπεδο γείωσης). Οι διαστάσεις μειώνονται περίπου κατά 50% χωρίς απαραίτητη αύξηση του  $Q$ —τουναντίον, συνήθως η εισαγωγή επιπέδου γείωσης οδηγεί σε μείωση του  $Q$  ακτινοβολίας. Οι εσωτερικές απώλειες δεν αυξάνονται σημαντικά, εκτός αν εισάγονται λεπτά αγώγιμα μέρη.

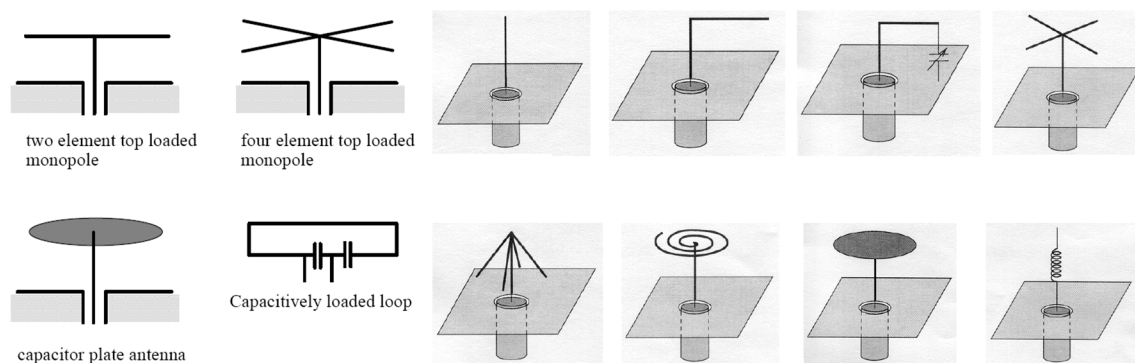
**Φόρτιση με Αντιδραστικό Στοιχείο:** Κατανεμημένο ή συγκεντρωμένο στοιχείο τοποθετείται σε κατάλληλο σημείο όπου και αντικαθιστά μέρος της κεραίας. Σε ανοιχτοκύκλωμένο άκρο τοποθετείται χωρητικό στοιχείο, προκειμένου να εκμεταλλευθούμε τη μεγιστοποίηση του ηλεκτρικού πεδίου. Σε σημείο έντονων ρευμάτων τοποθετείται επαγωγικό στοιχείο, προκειμένου να εκμεταλλευθούμε τη μεγιστοποίηση της αυτεπαγωγής. Η τεχνική μειώνει την αποδοτικότητα ακτινοβολίας εάν το στοιχείο έχει απώλειες, ενώ μειώνει το εύρος ζώνης στην αντίθετη περίπτωση. Σε κάθε περίπτωση, οι ισχυρές εντάσεις στο κοντινό πεδίο παράγουν υψηλούς συντελεστές ποιότητας και μειώνουν το επιτεύξιμο εύρος ζώνης.

**Φόρτιση με Υλικό:** Το μέγεθος μιας συντονιζόμενης κεραίας μπορεί να μειωθεί περιβάλλοντας την κεραία με υλικό υψηλής επιτρεπτότητας ή μαγνητικής διαπερατότητας. Η συνεπαγόμενη υψηλότερη συγκέντρωση του ηλεκτρικού (μαγνητικού) πεδίου στις περιοχές υψηλής επιτρεπτότητας (διαπερατότητας) αυξάνει την ένταση των πεδίων στο κοντινό πεδίο της κεραίας, αυξάνει τον συντελεστή  $Q$  ακτινοβολίας και μειώνει το επιτεύξιμο εύρος ζώνης.

**Βελτιστοποίηση της Γεωμετρίας:** Πρόκειται πιθανότατα για την καλύτερη οικογένεια μεθόδων, η οποία δίνει πολύ καλά αποτελέσματα συνδυαζόμενη με τη Θεωρία Ειδώλων. Με κάμψη του ευθύγραμμου γραμμικού μονοπόλου προκύπτουν οι κεραίες ανεστραμμένης-L και F γεωμετρίας. Με κύρτωση προκύπτουν οι ελικοειδείς, μαιανδρικές και fractal κεραίες. Πιθανά προβλήματα της μεθόδου είναι (α') η ισχυρή πυκνότητα ρεύματος σε στενωπούς των αγώγιμων μερών, η οποία προκαλεί κατανάλωση ενέργειας και μείωση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας, (β') η απώλεια λειτουργικού εύρους ζώνης λόγω ευαισθησίας της μεθόδου στη μεταβολή της συχνότητας, και (γ') η αλλοίωση των ιδιοτήτων πόλωσης λόγω ισχυρών ρευμάτων σε διάφορες κατευθύνσεις.

Παραμένοντας στο ζήτημα της δομικής τροποποίησης της κεραίας, αξίζει να αναφερθεί ότι, σε ορισμένες περιπτώσεις η επαγωγική αυτο-φόρτιση της κεραίας μέσω κύρτωσης συνοδεύεται από μείωση της αντίστασης ακτινοβολίας, αύξηση του  $Q$  και μείωση του επιτεύξιμου

εύρους ζώνης και της αποδοτικότητας ακτινοβολίας. Τα φαινόμενα αυτά είναι ιδιαίτερα έντονα όταν η μέθοδος κύρτωσης παράγει κοντινά τμήματα αγωγών με αντίρροπα ρεύματα (π.χ. μαιανδρικές και fractal κεραίες). Τότε, το σώμα της κεραίας μετατρέπεται σε μικρά τμήματα ‘γραμμών μεταφοράς’, γεγονός που μειώνει το ενεργό μήκος διαδρομής του ρεύματος. Αντίθετα, αν η κύρτωση παράγει ομόρροπα ρεύματα (λαμβάνοντας υπόψη και την ολίσθηση φάσης) όπως στην περίπτωση της σπειροειδούς κεραίας, τότε το ενεργό μήκος αυξάνεται. Ενδιαφέρον παρουσιάζει και η περίπτωση των χωρητικά φορτισμένων κεραίων με οιονεί κατανεμημένα στοιχεία, η οποία απεικονίζεται στο Σχήμα 2.3 [117]. Μια χωρητικά φορτισμένη κεραία έχει αυξημένο ενεργό μήκος και όγκο, αλλά ταυτόχρονα και αυξημένο ηλεκτρικό μέγεθος. Παρέχει, όμως, αυξημένη αντίσταση ακτινοβολίας, ευρύτερο FBW<sub>V</sub> και υψηλότερη αποδοτικότητα ακτινοβολίας για το ίδιο συνολικό ύψος.



**Σχήμα 2.3:** Διαφορετικές μέθοδοι χωρητικής φόρτισης μιας κεραίας με συγκεντρωμένα και οιονεί κατανεμημένα στοιχεία. Εξάιρεση αποτελεί η κεντρική επαγωγική φόρτιση που φαίνεται στη δεύτερη σειρά, τελευταία στήλη προς τα δεξιά (© A. K. Skrivervik, LEMA/EPFL, 2007).

Συνοψίζοντας, η τεχνική σμίκρυνσης που θα επιλέξει ο σχεδιαστής για την εφαρμογή του θα ήταν εξαιρετικά ωφέλιμο να παρέχει: (α') χρησιμοποίηση όλης της σφαίρας  $ka$  ή έστω του μεγαλύτερου δυνατού μέρους του όγκου της, (β') διατήρηση της ρευματικής κατανομής στις εξώτερες περιοχές του κατελιημένου όγκου ώστε να μεγιστοποιείται το ηλεκτρικό μέγεθος, και (γ') δυνατότητα αυτο-προσαρμογής της κεραίας ώστε να αναπτυχθούν πολλαπλοί βρόχοι προσαρμογής και συντονισμού στο χάρτη Smith. Ανεξάρτητα από τεχνικές σμίκρυνσης, το εύρος ζώνης παραμένει θεμελιωδώς περιορισμένο από το ηλεκτρικό μέγεθος της κεραίας.

## 2.6 Ορισμοί, Ορολογία και Συμβολισμοί

Το Κεφάλαιο ολοκληρώνεται με την παράθεση ορισμών, τεχνικών όρων και συμβολισμών που χρησιμοποιούνται κατά κόρον στο υπόλοιπο της Διατριβής.

### 2.6.1 Δίδυρο Ισοδύναμο Κύκλωμα Εισόδου και Ορισμός Αποδοτικότητας Ακτινοβολίας

Οι μηχανικοί κεραίων συνήθως περιγράφουν τις ιδιότητες μιας κεραίας με όρους κέρδους και εμπέδησης εισόδου. Αντίθετα, οι μηχανικοί ασύρματων συστημάτων συχνά αγνοούν τις ειδι-

κές ιδιότητες μιας κεραίας συνολικά, ενσωματώνοντας την κεραία με τις απώλειες διαδρομής, την πολυδιαδρομική διάδοση και τις διαλείψεις στην οντότητα του ασύρματου ραδιοδιαύλου. Για κάποιον που ενδιαφέρεται να περιγράψει επακριβώς την επίδραση της κεραίας στα χαρακτηριστικά μιας ασύρματης ζεύξης, καμιά από τις δύο παραπάνω περιγραφές δεν επαρκεί.

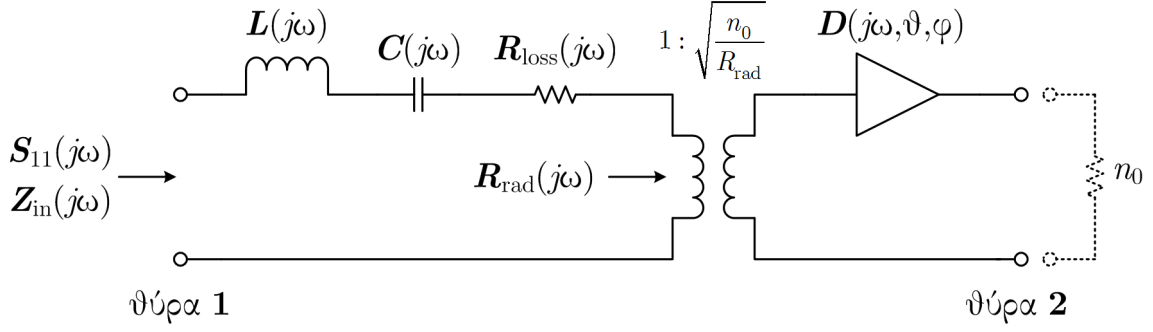
Η επίδραση της κεραίας πομπού και δέκτη στις επιδόσεις ενός ασύρματου συστήματος περιγράφεται ρητά μέσω της γνωστής εξίσωσης Friis [119]. Συνήθως, τα ισοδύναμα κυκλώματα που αναπτύσσονται για την περιγραφή της συμπεριφοράς μιας κεραίας είναι μονόθυρα. Κι όμως, από την εξίσωση μετάδοσης του Friis προκύπτει ως φυσικό επακόλουθο η ανάγκη περιγραφής της κεραίας ως δίθυρου δικτύου. Η απόκριση συχνότητας μιας κεραίας είναι το πραγματοποιηθέν κέρδος της (*realized gain*), το οποίο δίδεται από τη σχέση

$$G_r = G_A \cdot (1 - |\Gamma_{in}|^2) = n_{rad} \cdot (1 - |\Gamma_{in}|^2) \cdot D, \quad (2.13)$$

όπου  $G_A$  είναι το κέρδος της κεραίας κατά IEEE,  $\Gamma_{in}$  ο μιγαδικός συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της κεραίας,  $n_{rad}$  είναι η αποδοτικότητα ακτινοβολίας και  $D$  η κατευθυντικότητα της κεραίας. Για τις ηλεκτρικά μικρές κεραίες, θα επιχειρηματολογήσουμε στη συνέχεια υπέρ του γεγονότος ότι, το πραγματοποιηθέν κέρδος δεν είναι η κατάλληλη έκφραση της συνάρτησης μεταφοράς.

Μια έγκυρη περιγραφή των κεραίων ως δίθυρα πρέπει να περιλαμβάνει τόσο την εμπέδηση εισόδου, όσο και το κέρδος της κεραίας. Τα απλά κυκλώματα R/L/C, σε σειρά ή παράλληλα, είναι κατάλληλα μονόθυρα ισοδύναμα κυκλώματα για συχνότητες γύρω από τον συντονισμό της κεραίας. Σε ένα γενικότερο, ευρυζωνικό μοντέλο, τα στοιχεία του κυκλώματος πρέπει πάντα να θεωρούνται συναρτήσεις της συχνότητας. Το δίθυρο μοντέλο μιας κεραίας μπορεί να εξαχθεί αντικαθιστώντας την αντίσταση ακτινοβολίας με έναν μετασχηματιστή, η χρήση του οποίου αντικατοπτρίζει το γεγονός ότι η δεύτερη θύρα δεν είναι γαλβανικά προσβάσιμη. Τα περιερίγματα του μετασχηματιστή επιλέγονται έτσι ώστε να διατηρείται η σωστή εμπέδηση εισόδου της κεραίας, όταν η θύρα 2 τερματίζεται με τη χαρακτηριστική εμπέδηση του ελεύθερου χώρου  $n_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 376.73 \Omega \approx 120\pi \Omega$ . Το μοντέλο απεικονίζεται στο Σχήμα 2.4, το οποίο περιλαμβάνει την κατευθυντικότητα ως ένα στάδιο ενίσχυσης (ή εξασθένισης) [120, 121]. Επίσης, το γεγονός ότι, η θύρα 2 ούτως ή άλλως τερματίζεται πάντα στη σωστή εμπέδηση  $n_0$ , εξασφαλίζει την ισχύ της ισότητας  $\Gamma_{in} = S_{11}$ , όπως ακριβώς συμβαίνει και στα μονόθυρα ισοδύναμα κυκλώματα.

Σε μερικές περιπτώσεις, είναι ορθότερο να αφαιρέσουμε την κατευθυντικότητα από το μοντέλο. Για παράδειγμα, η κατευθυντικότητα δεν είναι χρήσιμη όταν δεν υπάρχει *a priori* γνώση του προσανατολισμού της κεραίας σε σχέση με τον περιβάλλοντα χώρο, περίπτωση που εμφανίζεται στα τερματικά των δικτύων κινητών επικοινωνιών [25, 26]. Επίσης, στην περίπτωση των ηλεκτρικά μικρών κεραίων, η κατευθυντικότητα είναι σχετικά ανεξάρτητη από τη συχνότητα, με αποτέλεσμα να έχει μικρή επίδραση στη δίθυρη συνάρτηση μεταφοράς της κεραίας. Έτσι κι αλλιώς, οι μικρές κεραίες χρησιμοποιούνται πρωτίστως σε κινητά τερματικά, οπότε τα περί τυχαίου, μεταβλητού προσανατολισμού της κεραίας ισχύουν στο ακέραιο και για τις ESAs. Επομένως, σε αυτές τις περιπτώσεις είναι ορθότερο να υιοθετηθεί ως συνάρτηση



**Σχήμα 2.4:** Μοντέλο δίθυρου δικτύου για κεραίες, στο οποίο συμπεριλαμβάνεται και η κατευθυντικότητα.

μεταφοράς ισχύος της κεραίας η συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας, η οποία δίδεται από τη σχέση

$$n_{\text{total}} = n_{\text{rad}} \cdot (1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2) = n_{\text{rad}} \cdot (1 - |S_{11}|^2). \quad (2.14)$$

Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι μη-κατευθυντικό μέγεθος, δηλαδή υφίσταται μόνο στο πεδίο της συχνότητας  $j\omega$  και όχι στο πεδίο του χώρου  $(\theta, \phi)$ . Κατά μία έννοια, είναι το ‘κέρδος’ της κεραίας στο πεδίο της συχνότητας, ή αλλιώς, η συνάρτηση μεταφοράς της (*transfer function*) [120,121]. Ορίζεται ως το πηλίκο της συνολικής ακτινοβολούμενης ισχύος  $P_{\text{rad}}$  προς τη συνολική αποδιδόμενη ισχύ  $P_{\text{in}}$  στην κεραία [17]

$$n_{\text{rad}} \triangleq \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{in}}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{rad}} + P_L} = \frac{R_{\text{rad}}}{R_{\text{rad}} + R_L}, \quad (2.15)$$

όπου  $P_L$  είναι το άθροισμα των ωμικών και διηλεκτρικών απωλειών της κεραίας, ενώ  $R_{\text{rad}}$  και  $R_L$  είναι οι αντιστάσεις ακτινοβολίας και απωλειών, αντίστοιχα. Η συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας λαμβάνει υπόψη τις απώλειες προσαρμογής στο δίκτυο τροφοδοσίας, δηλαδή θέτει την ισχύ  $P_{\text{avail}}$  που είναι διαθέσιμη από την πηγή στον παρονομαστή του κλάσματος:

$$n_{\text{total}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{avail}}} = (1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2) \times n_{\text{rad}} < n_{\text{rad}}, \quad (2.16)$$

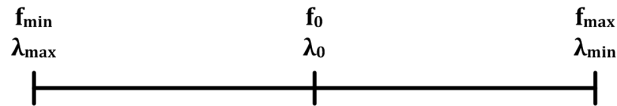
όπου  $\Gamma_{\text{in}}$  είναι ο μιγαδικός συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της κεραίας.

### 2.6.2 Ορισμός Εύρους Ζώνης

Το λειτουργικό εύρος ζώνης καθορίζεται από τις τρεις διατεταγμένες συχνότητες  $f_{\text{min}} \leq f_0 \leq f_{\text{max}}$ , όπου  $f_0 = (f_{\text{max}} + f_{\text{min}})/2$  είναι η κεντρική συχνότητα της περιοχής συχνοτήτων. Τα αντίστοιχα μήκη κύματος είναι  $\lambda_{\text{max}} \geq \lambda_0 \geq \lambda_{\text{min}}$ , όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5. Το κλασματικό εύρος ζώνης της κεραίας ισούται με

$$\text{FBW} = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_0} = 2 \cdot \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}}. \quad (2.17)$$

Με εξαίρεση το Κεφάλαιο 5, το εύρος ζώνης όλων των κεραίων προσδιορίζεται για  $\max\{|\Gamma_{\text{in}}|\} = 1/\sqrt{10} = -10 \text{ dB}$ , δηλαδή για λόγο στασίμων ίσο με  $\text{VSWR} = 1.92 : 1 \approx 2 : 1$ .



Σχήμα 2.5: Οι διατεταγμένες χαρακτηριστικές συχνότητες και τα αντίστοιχα μήκη κύματος.

Στα πλαίσια της Διατριβής, κεραίες οι οποίες εμφανίζουν  $FBW \leq 10\%$  θεωρούνται στενής ζώνης (*narrowband*). Κεραίες οι οποίες εμφανίζουν  $FBW \geq 20\%$  θεωρούνται ευρυζωνικές (*wideband*), ενώ κεραίες με  $FBW \geq 50\%$  θεωρούνται υπερευρυζωνικές (*ultra-wideband*). Η περιοχή τιμών  $10 < FBW < 20\%$  θεωρείται η περιοχή μετάβασης προς την ευρυζωνικότητα.

Συχνά, το εύρος ζώνης των ευρυζωνικών συστημάτων προσδιορίζεται με τη μορφή αναλογίας  $N : 1$ , όπου  $N = f_{max}/f_{min}$ . Στην αναλογία αυτή στηρίζεται και η αναφορά σε οκτάβες και δεκάδες, οι οποίες είναι λογαριθμικές ποσότητες. Το εύρος ζώνης καλύπτει  $1, 2, 3, \dots, n$  οκτάβες όταν η αναλογία των ακραίων συχνοτήτων είναι  $N = 2, 4, 8, \dots, 2^n$ . Αντίστοιχα, το εύρος ζώνης καλύπτει  $1, 2, \dots, n$  δεκάδες όταν η αναλογία των ακραίων συχνοτήτων είναι  $N = 10, 100, \dots, 10^n$ .

### 2.6.3 Θέματα Τεχνικής Ορολογίας

Για θέματα που άπτονται της τεχνικής ορολογίας επισημαίνονται τα εξής:

**Μονάδες:** Σε όλη την έκταση της Διατριβής έχουν χρησιμοποιηθεί μονάδες του συστήματος SI. Για κάποιες ποσότητες χρησιμοποιούνται παράγωγα μεγέθη, όπως π.χ. το gigahertz για τη συχνότητα, το millimetre για την απόσταση και το nanosecond για τον χρόνο. Παρ' όλα αυτά, η σχεδίαση τυπωμένων κυκλωμάτων (PCB) γίνεται με ανάμειξη αγγλικών και μετρικών μονάδων, οπότε υπάρχουν και μεγέθη εκφρασμένα σε χιλιοστά της ίντσας (mil).

**Ορολογία PCB:** Η γαλβανική διασύνδεση διαφορετικών στρωμάτων σε ένα τυπωμένο κύκλωμα γίνεται με επιμεταλλωμένες οπές διασύνδεσης. Στο κείμενο χρησιμοποιείται ο καθιερωμένος λατινικός όρος 'via'.

**Συντονισμός και προσαρμογή:** Η σχεδίαση κάθε συμπαγούς κεραίας είναι μια διαδικασία δύο βημάτων που απαιτεί πρώτα το συντονισμό της κεραίας και μετά την προσαρμογή της στη χαρακτηριστική εμπέδηση του συστήματος. Πρόκειται για δύο διακριτές διαδικασίες. Το κείμενο συχνά χρησιμοποιεί τον όρο 'συντονισμός' για να αναφερθεί και στον συνδυασμό των δύο.

**Καμπύλες Fractal:** Στην ελληνική μαθηματική ορολογία χρησιμοποιούνται οι όροι 'κατατμημένος' και 'μορφοκλασματικός' προκειμένου να αποδοθεί ο ξενικός όρος "fractal". Κανένας από τους δύο ελληνικούς όρους δεν αποδίδει πλήρως τις ιδιότητες της Fractal γεωμετρίας. Για το λόγο αυτό, επιλέχθηκε η χρήση του όρου 'φράκταλ'.

### 2.6.4 Συμβολισμοί

Στο υπόλοιπο της Διατριβής χρησιμοποιούνται οι ακόλουθοι συμβολισμοί:

## Κεφάλαιο 2. Στοιχεία Θεωρίας Κεραιών και Τεχνικές Σμίκρυνσης

- Σαν υποδιαστολή χρησιμοποιείται η τελεία αντί για το κόμμα, π.χ. 1.234 αντί για 1,234.
- Η μονάδα των φανταστικών αριθμών συμβολίζεται με το τυπικό σύμβολο των ηλεκτρολόγων μηχανικών 'j', όπως π.χ. στην  $j^2 + 1 = 0$ . Το σύμβολο 'i' είναι δεσμευμένο για την ένταση του ρεύματος.
- Όταν ένα μέγεθος αυξάνεται ή φθίνει *μονότονα* μεταξύ δύο ακραίων τιμών, τότε χρησιμοποιείται ο διμερής τελεστής '→' για να συμβολίσει τη μονότονη μεταβολή, π.χ.  $f_0 = 2.3 \rightarrow 4.5$  GHz.
- Όταν η τιμή ενός μεγέθους ισχύει μόνο για *συγκεκριμένη* τιμή ενός άλλου μεγέθους, τότε χρησιμοποιείται ο διμερής τελεστής '@' για να συμβολίσει την αντιστοιχία, π.χ.  $L = 1.2\lambda @ f = 2.5$  GHz.
- Σε αρκετά σημεία της Διατριβής εξισώνονται γραμμικά και λογαριθμικά μεγέθη, όπως γίνεται για παράδειγμα στις σχέσεις  $n_{\text{rad}} = 0.5 = -3.0$  dB και  $P_{\text{in}} = 20$  mW = +13.0 dBm. Σε αυστηρή μαθηματική διατύπωση, μια τέτοια εξίσωση μεγεθών στερείται νοήματος. Οι μηχανικοί ως παραμείνουν πρακτικοί κι ως μη σκανδαλίζονται τόσο: η λογαριθμική συνάρτηση δημιουργεί μια πλήρως αντιστρέψιμη απεικόνιση ανάμεσα στα δύο πεδία περιγραφής. Η χρήση του τελεστή '=' συμβολίζει την αντιστοιχία και ισοδυναμία των μεγεθών, όχι αυστηρά την ισότητά τους.
- Η χρήση των δεκαδικών ψηφίων ανά περιγραφόμενο μέγεθος έχει περιοριστεί αυστηρά στο πλήθος ψηφίων που αφενός μπορεί να δικαιολογηθεί, αφετέρου παρουσιάζει κάποια χρησιμότητα. Για παράδειγμα, για συχνότητες σε gigahertz έχουν διατηρηθεί 3 δεκαδικά, ενώ για μήκη σε millimetre μόλις ένα. Για το ηλεκτρικό μέγεθος των κεραιών, το οποίο είναι ένα παράγωγο, νοητό μέγεθος, έχουν διατηρηθεί δύο δεκαδικά ψηφία, καθότι δε χρειαζόμαστε περισσότερη διακριτικότητα σε αυτό το μέγεθος. Για τιμές μεγεθών σε decibel χρησιμοποιείται αυστηρά ένα δεκαδικό ψηφίο: δεύτερο δεν μπορεί να δικαιολογηθεί. Το Παράρτημα Β' παραθέτει μια συζήτηση επί του ζητήματος των δεκαδικών ψηφίων.



## *Κεφάλαιο 2. Στοιχεία Θεωρίας Κεραίων και Τεχνικές Σμίχρυνσης*

## Μέρος II

# Συμπαγείς Τυπωμένες Κεραίες και Στοιχειοκεραίες





## Κεφάλαιο 3

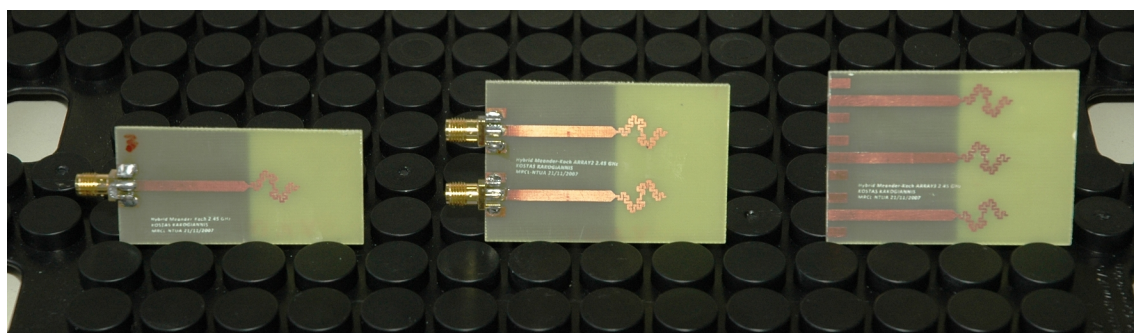
# Κεραίες Αναλυτικής Γεωμετρίας

Οι πρώτες επιστημονικές εργασίες που δημοσιεύθηκαν στα πλαίσια της παρούσας Διατριβής ήταν οι [Σ01, Σ02, Σ05–Σ07], οι οποίες αργότερα πλασιώθηκαν από τη [Σ13] (βλ. σχετικά σελ. 381). Στις εργασίες αυτές, ο συγγραφέας μελέτησε θεωρητικά, αριθμητικά και πειραματικά την απόκριση ενός συνόλου τυπωμένων κεραίων προ-φράκταλ και Ευκλείδειας γεωμετρίας σε ό,τι αφορά στα ακόλουθα χαρακτηριστικά: (α') επιτεύξιμα όρια σμίχρυνσης με δεδομένες ρεαλιστικές προδιαγραφές, (β') ευρυζωνικότητα, (γ') αποδοτικότητα ακτινοβολίας, και (δ') στάθμη αμοιβαίας σύζευξης κατά την ανάπτυξη στοιχειοκεραίων. Δόθηκε ιδιαίτερη βαρύτητα στην επίδραση του επιπέδου γείωσης [122] της κεραίας το οποίο, αντίθετα με αυτό που είναι ευρύτερα αντιληπτό, αποτελεί βασικό τμήμα του ακτινοβολητή και μετατρέπει κεραίες που θεωρούνται μονοπολικές σε ασύμμετρες διπολικές. Η μελέτη των ιδιοτήτων του επιπέδου γείωσης μπορεί να οδηγήσει στην εξαγωγή κανόνων σμίχρυνσης από κοινού για τα κεραιοστοιχεία και το επίπεδο γείωσης. Ένα δείγμα των κεραιοδιατάξεων αυτών απεικονίζεται στα Σχήματα 3.1–3.4. Παρατίθενται τόσο μονήρη κεραιοστοιχεία, που αποτελούν το δομικό συστατικό των κεραίων πολλαπλών στοιχείων, όσο και υλοποιημένες στοιχειοκεραίες. Όλα τα συστήματα κεραίων έχουν σχεδιαστεί για λειτουργία στη συχνότητα  $f_0 = 2.5$  GHz. Πέρα από τις ανωτέρω δημοσιεύσεις, σημαντικός όγκος αποτελεσμάτων που περιγράφουν την ηλεκτρική απόκριση των κεραίων που μελετήθηκαν στα αρχικά στάδια της Διατριβής περιέχεται και στην τεχνική αναφορά [123] η οποία εκπονήθηκε στα πλαίσια του Ευρωπαϊκού ερευνητικού προγράμματος FP6-IST Antenna Centre of Excellence II (ACE2).

Το Σχήμα 3.1 απεικονίζει μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε φράκταλ καμπύλη τύπου Koch. Στην μπροστινή σειρά φαίνονται συστήματα τροφοδοτούμενα από μικροταινιακή γραμμή μεταφοράς. Στις κεραίες της πίσω σειράς έχει υλοποιηθεί εναλλακτική τροφοδοσία με συνεπίπεδο κυματοδηγό με επίπεδο γείωσης στα αριστερά (*grounded co-planar waveguide*, GCPW), και χωρίς επίπεδο γείωσης στα δεξιά (CPW). Το Σχήμα 3.2 απεικονίζει μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε φράκταλ καμπύλη τύπου Minkowski. Το συγκεκριμένο φράκταλ σχήμα μπορεί να θεωρηθεί ως ένα υβρίδιο της μαιανδρικής και της γενικευμένης καμπύλης Koch. Τα συστήματα τροφοδοτούνται από μικροταινιακή γραμμή μεταφοράς. Στο Σχήμα 3.3 φαίνονται μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε γενικευμέ-



Σχήμα 3.1: Μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε φράκταλ καμπύλη τύπου von Koch.

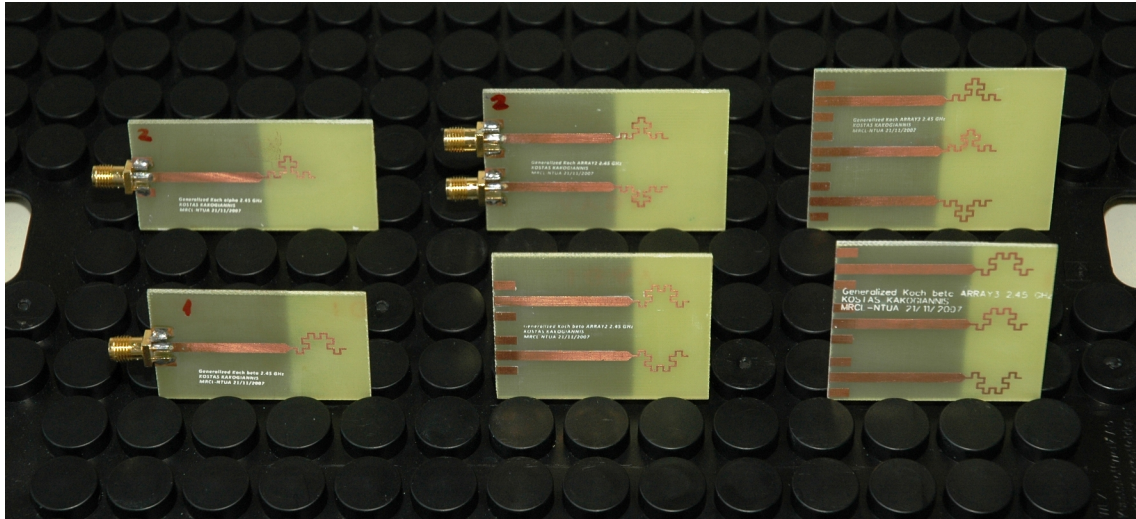


Σχήμα 3.2: Μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε φράκταλ καμπύλη τύπου Minkowski.

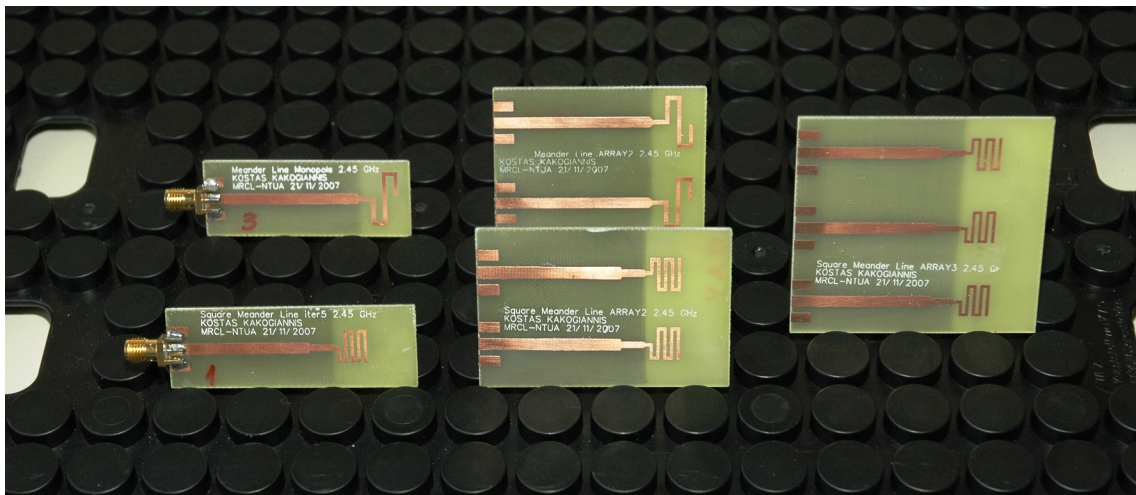
νη φράκταλ καμπύλη τύπου Koch (*generalized-Koch curve*). Τα πρωτότυπα κυκλώματα της φωτογραφίας απεικονίζουν τους δύο δυαδικούς τρόπους που υπάρχουν για το σχηματισμό της γενικευμένης καμπύλης Koch βασισμένης σε τετραγωνικό γεννήτορα. Περισσότερα στοιχεία για τις φράκταλ καμπύλες παρατίθενται στο Κεφάλαιο 6 και στις [108, 124–129].

Από τις τυπωμένες κεραίες Ευκλείδειας γεωμετρίας, ο πιο χαρακτηριστικός, και ταυτόχρονα ο πλέον αποδοτικός, εκπρόσωπός τους είναι οι μαιανδρικές κεραίες [130–133]. Το Σχήμα 3.4 απεικονίζει μαιανδρικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων. Στην πίσω σειρά έχουν τοποθετηθεί τυχαία σχεδιασμένοι μαιάνδροι με πλατύ ίχνος χαλκού. Αυτές χρησίμευσαν σαν κεραίες αναφοράς για τις κεραίες της μπροστινής σειράς, οι οποίες είναι μαιανδρικές τετραγωνικής περιβάλλουσας. Το σχήμα τους και το πλάτος του χάλκινου ίχνους έχουν βελτιστοποιηθεί ώστε αυτά τα στοιχεία να καταλαμβάνουν το ελάχιστο εμβαδόν πάνω στο PCB για την ίδια συχνότητα συντονισμού με τις κεραίες της πίσω σειράς.

Από λεπτομερή υπολογιστικά μοντέλα που αναπτύχθηκαν στα αρχικά στάδια της παρούσας Διατριβής και μελέτη των εντάσεων των πεδιακών μεγεθών αποδείχθηκε ότι οι φράκταλ και μαιανδρικές κεραίες εμφανίζουν ενδογενώς ένα φαινόμενο που ο συγγραφέας αποκαλεί ‘φασική επιτάχυνση’ (*phase acceleration*) και το οποίο απεικονίζεται στο Σχήμα 3.5. Εξαιρώντας την όποια διηλεκτρική φόρτιση προκαλεί το εκάστοτε υπόστρωμα, οι κεραίες αυτές



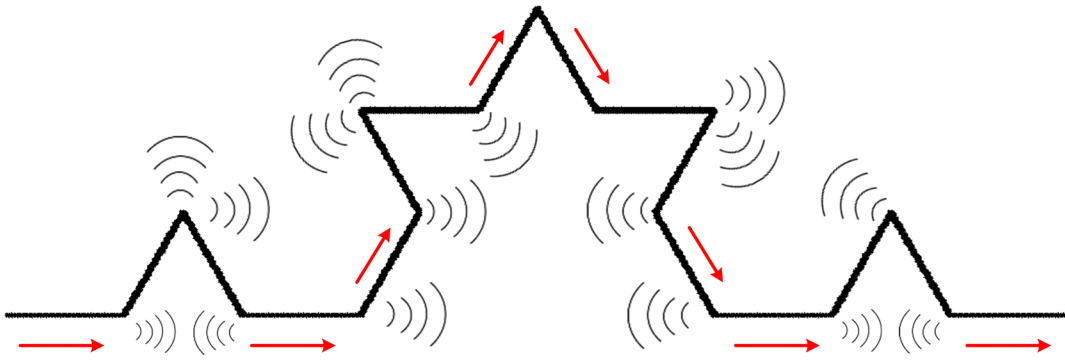
Σχήμα 3.3: Μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες σε γενικευμένη φράκταλ καμπύλη τύπου von Koch (generalized-Koch curve).



Σχήμα 3.4: Μονοπολικές κεραίες και στοιχειοκεραίες δύο και τριών στοιχείων βασισμένες στη μαιανδρική καμπύλη.

εφαρμόζουν ως τεχνική σμίχρυνσης την επαγωγική φόρτιση. Προκειμένου η κεραία να παράγει την απαιτούμενη αυτεπαγωγή, το γραμμικό ρεύμα της θα πρέπει να διατρέχει το σώμα της με τη μεγαλύτερη δυνατή ένταση. Η φασική επιτάχυνση προκαλείται από τις οξείες γωνίες κατά μήκος της κεραίας, οι οποίες δρουν ως δευτερεύουσες σημειακές πηγές ακτινοβολίας. Το φαινόμενο εντείνεται από την τεθλασμένη μορφή των κεραίων η οποία προκαλεί χαμηλό βαθμό ευθυγράμμισης των διανυσμάτων της ρευματικής κατανομής. Το συνολικό αποτέλεσμα είναι ότι το ρεύμα της κεραίας αυτο-επάγεται σε παρακείμενα τμήματα του σώματος της κεραίας, οπότε η κεραία ουσιαστικά αυτο-βραχυκυκλώνεται: η ρευματική κατανομή δεν αξιοποιεί το πλήρες μήκος του κεραιοστοιχείου και έτσι δεν παράγεται η μέγιστη δυνατή αυτεπαγωγή. Η φασική επιτάχυνση χειροτερεύει τις επιδόσεις των συμπαγών κεραίων φέρνοντας σε ταχύτερο κορεσμό την τεχνική της επαγωγικής φόρτισης. Το φαινόμενο γίνεται ηπιότερο αν οι γωνίες που προκαλούν το πρόβλημα είτε απομακρυνθούν μεταξύ τους, είτε λειανθούν.





**Σχήμα 3.5:** Σχηματική απεικόνιση του φαινομένου της φασικής επιτάχυνσης πάνω σε φράκταλ κεραία τύπου Koch. Η ρευματική κατανομή αυτο-επάγεται σε μεταγενέστερα τμήματα διατρέχοντας γρηγορότερα το τεθλασμένο σώμα της κεραίας.

Επομένως, τόσο οι μαιανδρικές, όσο και οι προ-φράκταλ κεραίες έχουν συγκεκριμένους περιορισμούς στις επιτεύξιμες ηλεκτρικές επιδόσεις τους. Σε μια προσπάθεια να δημιουργηθεί μια κλάση κεραίων η οποία να διατηρεί τα πλεονεκτήματα, αλλά όχι τα μειονεκτήματα των μαιανδρικών και προ-φράκταλ κεραίων, ο συγγραφέας ανέπτυξε το πεδίο των *κεραίων αναλυτικής γεωμετρίας*. Οι κεραίες αναλυτικής γεωμετρίας είναι τυπωμένα κεραιοστοιχεία των οποίων η τοπολογική μορφή βασίζεται σε ομαλές, διαφορίσιμες συναρτήσεις, οι οποίες μπορούν να περιγραφούν ως παραμετρικές καμπύλες του χώρου  $\mathbb{R}^2$ . Οι συναρτήσεις αρκεί να είναι κλάσης διαφορισιμότητας  $C^1$ , δηλαδή να έχουν συνεχή παράγωγο. Παρ' όλα αυτά, το πεδίο των ομαλών συναρτήσεων, αναλυτικών και μη, παρέχει απλές συναρτήσεις οι οποίες είναι κλάσης  $C^\infty$ , δηλαδή λείες υπό τη στενή έννοια. Το παρόν Κεφάλαιο παρουσιάζει τη σχεδίαση και τις ιδιότητες των τριών πρώτων μελών της οικογένειας των κεραίων αναλυτικής γεωμετρίας: τις ημιτονοειδείς κεραίες, τις κεραίες Chebyshev και τις κεραίες Chirp.

### 3.1 Συμπαγείς Τυπωμένες Ημιτονοειδείς Κεραίες

Οι τυπωμένες ημιτονοειδείς κεραίες (*printed sinusoidal antennas*, PSAs) είναι βελτιωμένες μαιανδρικές κεραίες (*meander-line antennas*, MLAs). Τα ημιτονοειδή μονόπολα σχεδιάστηκαν στην περιοχή συχνοτήτων 2.0–3.5 GHz με προδιαγραφές σχεδίασης που είναι σύμφωνες με τους περιορισμούς μεγέθους και εύρους ζώνης που υπάρχουν σε ασύρματους μικροαισθητήρες υψηλού ρυθμού μετάδοσης. Η ηλεκτρική απόδοσή τους χαρακτηρίστηκε με όρους ηλεκτρικού μεγέθους, εύρους ζώνης και ευρυζωνικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας. Προτείνεται ένα κατάλληλο κριτήριο ποιότητας (*figure-of-merit*, FoM) για τη σύγκριση των επιδόσεων των κεραίων: το κριτήριο αυτό επιχειρεί να συγκεράσει τη συνολική απόκριση της κεραίας σε μία βαθμωτή ποσότητα. Τα αριθμητικά αποτελέσματα έδειξαν ότι τα ημιτονοειδή μονόπολα μπορούν να επιτύχουν κλασματικό εύρος ζώνης έως και 50%, κάτι που συνιστά βελτίωση κατά 60% σε σχέση με μαιανδρική κεραία αντίστοιχου μεγέθους και αποδοτικότητας. Οι κεραίες εμφανίζουν αποδοτικότητα ακτινοβολίας στην περιοχή 85–95% και είναι ελλειπτικά πολωμένες. Οι επιδόσεις μιας κεραίας εξαρτώνται ισχυρά από το ηλεκτρικό μέγεθός της, το οποίο με τη σειρά του εξαρτάται από την έκταση του επιπέδου γείωσης που αποτε-

λεί αναπόσπαστο τμήμα του ακτινοβολητή. Η μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης απέδειξε ότι κατάλληλη προσαρμογή των διαστάσεων της γείωσης βοηθά τον ακτινοβολητή να αναπτύξει επιπλέον ρυθμούς ακτινοβολίας που επεκτείνουν το λειτουργικό εύρος ζώνης. Τα αριθμητικά αποτελέσματα υποστηρίζονται από μετρήσεις σε πρωτότυπες κεραιοδιατάξεις. Οι ημιτονοειδείς κεραίες που κατοπτρίστηκαν στο επίπεδο γείωσης ονομαστικών διαστάσεων 20 mm × 30 mm επέδειξαν κλασματικό εύρος ζώνης στην περιοχή 23–28%. Οι κεραίες που κατοπτρίστηκαν σε κατάλληλα προσαρμοσμένο επίπεδο γείωσης πέτυχαν κλασματικό εύρος ζώνης στην περιοχή 24–34%.

#### 3.1.1 Εισαγωγή

Έχουμε διανύσει πάνω από μία δεκαετία από τη στιγμή που οι μηχανικοί των ασύρματων δικτύων αισθητήρων οραματίστηκαν κόμβους μεγέθους σκόνης (*Smart Dust*) και το Διαδίκτυο των Πραγμάτων (*Internet of Things*) [66,67,134]: πραγμάτων που πρόκειται να διασυνδεθούν μέσω του ασύρματου ραδιοδιαύλου. Η ενότητα εστιάζει στο κεραιοσύστημα του γενικευμένου ασύρματου μικρο-αισθητήρα (“*mote*”) και στον τρόπο που αυτό συζεύγνυται με το επίπεδο γείωσης της συσκευής. Υπάρχουν συγκεκριμένα δεδομένα σχετικά με την ανάπτυξη των WSNs τα οποία απαιτούν να στραφεί η προσοχή των σχεδιαστών και στο κεραιοσύστημα.

Η πλειοψηφία των πραγματικών WSNs που έχουν αναπτυχθεί μέχρι σήμερα καταγράφει βαθμωτά δεδομένα προερχόμενα από φυσικά φαινόμενα, όπως είναι η θερμοκρασία, η ατμοσφαιρική πίεση και η υγρασία, και έχει χαμηλές απαιτήσεις σε διαθέσιμο εύρος ζώνης. Τα τελευταία χρόνια, το πεδίο των WSNs στράφηκε προς τη μετάδοση πολυμεσικού περιεχομένου. Ο συνδυασμός ενεργειακά αποδοτικών ασύρματων τεχνικών μετάδοσης με υλικό χαμηλού κόστους, όπως οι κάμερες και τα μικρόφωνα τεχνολογίας CMOS, καθιστά ικανή την ανάπτυξη κατανεμημένων, δικτυωμένων συστημάτων που μεταδίδουν ροές κινούμενης/ακίνητης εικόνας και ήχου, καθώς και βαθμωτά δεδομένα από απλούστερους αισθητήρες. Η προσπάθεια αυτή οδηγεί σε ασύρματα συστήματα που είναι γνωστά στη βιβλιογραφία ως *wireless multimedia sensor networks* (WMSNs) [135] και *video sensor networks* (VSNs) [136]. Για παράδειγμα, τα δίκτυα επιτήρησης αποτελούν βασική εφαρμογή των WMSNs και των VSNs. Το πολυμεσικό περιεχόμενο απαιτεί ρυθμούς μετάδοσης που υπερβαίνουν τους συνήθεις ρυθμούς των WSNs κατά τάξεις μεγέθους. Συνεπώς, το μεγάλο λειτουργικό εύρος ζώνης έρχεται να προστεθεί στους *de facto* περιορισμούς του μικρού μεγέθους και του χαμηλού κόστους υλοποίησης. Η ανάγκη για ευρυζωνική λειτουργία γίνεται ακόμα πιο κατανοητή, αν αναλογιστούμε ότι η κωδικοποίηση πηγής γίνεται με πολύπλοκους κωδικοποιητές και ισχυρούς αλγόριθμους επεξεργασίας σήματος, συνεπώς δεν είναι ενεργειακά αποδοτική [135]. Φαίνεται, λοιπόν, ότι η κωδικοποίηση δεν είναι δόκιμη σε πολυμεσικούς αισθητήρες χαμηλού κόστους: η μετάδοση video θα πρέπει να γίνει με χαμηλή (ή ακόμα και καθόλου) συμπίεση.

Οι ασύρματοι αισθητήρες είναι εξαιρετικά περιορισμένοι σε πόρους όπως είναι η χωρητικότητα μπαταρίας, η υπολογιστική ισχύς, η διαθέσιμη μνήμη και ο επιτεύξιμος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων. Ο επιτεύξιμος ρυθμός μετάδοσης σχετίζεται με την καταναλισκόμενη ισχύ του RF front-end και άρα τη συνολική ενεργειακή δαπάνη του μικρο-αισθητήρα. Οι πολυμεσικοί

και video αισθητήρες, όπως όλοι οι αισθητήρες, θα τροφοδοτούνται από μικρή, μη ανανεώσιμη πηγή ενέργειας. Άρα, η ενεργειακή δαπάνη αφενός είναι ένα θεμελιώδες πρόβλημα, αφετέρου επηρεάζει τη διάρκεια ζωής και τη συνδεσιμότητα του δικτύου. Η ενεργειακή αποδοτικότητα του κεραιοσυστήματος επηρεάζει την αποδοτικότητα ολόκληρου του κόμβου decibel-προς-decibel. Επομένως, το μεγάλο εύρος ζώνης και η υψηλή αποδοτικότητα ακτινοβολίας προστίθενται στις de facto προδιαγραφές του μικρού μεγέθους και του χαμηλού κόστους κατασκευής που έχουν οι κεραίες των μικρο-αισθητήρων.

Οι κεραίες ‘αντιστέκονται’ στη σμίχρυνση, αφού οι φυσικοί νόμοι που διέπουν τη λειτουργία τους παράγουν αντιχρουόμενες ηλεκτρικές ιδιότητες. Συνεπώς, η τέχνη της σμίχρυνσης κεραιών είναι μια τέχνη συμβιβασμών: οι πρώιμες εργασίες των Chu, Wheeler και Harrington αποτέλεσαν το πρώτο βήμα για να αποδειχτεί θεωρητικά η διαίσθηση ότι το γινόμενο αποδοτικότητας–εύρους ζώνης (*efficiency-bandwidth product*, EBWP) σχετίζεται με τον όγκο που κατέχουν τα ακτινοβολούντα μέρη της κεραίας [109, 137, 138]. Τα θεωρητικά θεμέλια των συμπαγών κεραιών προβλέπουν ότι καλές επιδόσεις επιτυγχάνονται μόνο όταν το μεγαλύτερο μέρος του χώρου που έχει ανατεθεί στην κεραία συμμετέχει στο μηχανισμό παραγωγής ακτινοβολίας. Έτσι, οι τυπωμένες κεραίες, οι οποίες είναι ουσιαστικά διδιάστατες δομές, ξεκινούν *a priori* με μειονέκτημα. Παρ’ όλα αυτά, οι εργασίες του συγγραφέα [Σ06, Σ07, Σ13] έδειξαν ότι οι τυπωμένες μαιανδρικές κεραίες μπορούν να αποτελέσουν συμπαγείς, αποδοτικούς ακτινοβολητές για μικρο-αισθητήρες.

Στο παρόν αναπτύσσεται μία μέθοδος επανασχεδιασμού της τυπωμένης μαιανδρικής κεραίας: μετατρέποντας το μαιάνδρο σε λεία ημιτονοειδή καμπύλη μπορούν να προκύψουν ακόμα πιο συμπαγείς κεραίες, οι οποίες παράλληλα διεγείρουν και δεύτερο, παρακείμενο στη συχνότητα συντονισμό. Αυτή η ιδιότητα βελτιώνει σημαντικά το λειτουργικό εύρος ζώνης. Αφού επινοήθηκε η ημιτονοειδής κεραία και διαπιστώθηκαν οι δυνατότητές της, έγινε διερεύνηση της ανοιχτής βιβλιογραφίας για σχετικές δομές: εξ όσων μπορούμε να γνωρίζουμε, υπάρχουν μόνο δύο προγενέστερες εργασίες που αναφέρονται σε ημιτονοειδή μονόπολα [139, 140]. Οι εργασίες αυτές αφορούσαν σε κατακόρυφες νηματοειδείς κεραίες που λειτουργούσαν με τη βοήθεια ηλεκτρικά μεγάλων, οριζόντιων επιπέδων γείωσης. Η παρούσα δραστηριότητα αποτελεί την πρώτη προσπάθεια ενσωμάτωσης συμπαγών, τυπωμένων, ημιτονοειδών μονοπόλων σε φορητά τερματικά. Στην [140] οι συγγραφείς έδειξαν ότι η βασική ιδιότητα των ημιτονοειδών κεραιών είναι ο συντονισμός παρά το μειωμένο ύψος της κεραίας πάνω από το επίπεδο γείωσης. Θα δειχθεί εδώ ότι τα ημιτονοειδή κεραιοστοιχεία κατέχουν μια ιδιότητα που είναι πιο σημαντική από το συντονισμό: η εμπέδηση εισόδου μπορεί να αποσυντονισθεί και να απο-προσαρμοσθεί κατά τρόπο ελεγχόμενο, έτσι ώστε το εύρος ζώνης για  $VSWR = 2 : 1$  να αυξηθεί όσο το δυνατόν περισσότερο. Η επιδίωξη αυτή δικαιολογείται θεωρητικά από το κριτήριο Bode–Fano, το οποίο περιγράφει την αντίστροφη σχέση του  $BW_V$  με την ποιότητα του συντονισμού όπως εκείνη εκφράζεται από το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο της κεραίας,  $\Gamma_{in}(j\omega)$ .

Η σχεδιαστική στρατηγική ολοκληρώνεται συνδυάζοντας τα πλεονεκτήματα των ημιτονοειδών κεραιών με κατάλληλη προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης της συσκευής, το οποίο αποτελεί αναπόσπαστο τμήμα του μηχανισμού ακτινοβολίας. Η τεχνική

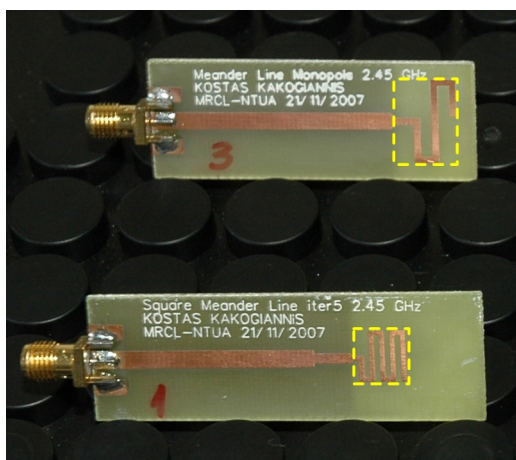
### Κεφάλαιο 3. Κεραίες Αναλυτικής Γεωμετρίας

αυτή δεν προσθέτει κόστος ή πολυπλοκότητα, αφού το επίπεδο γείωσης είναι πάντα παρόν. Τα τυπωμένα μονόπολα χρησιμοποιούν το GNDP μέσω ρευμάτων επαγωγής για να παράγουν το ασύμμετρο είδωλό τους. Όταν το μέγεθος του GNDP μεταβάλλεται, η απόκριση των τυπωμένων κεραίων μπορεί να επηρεαστεί σημαντικά με όρους εύρους ζώνης, αποδοτικότητας και κέρδους [110,112]. Η μελέτη της επίδρασης του GNDP είναι άκρως ενδιαφέρουσα ειδικά για τους κόμβους των WSNs με τις διαρκώς συρρικνούμενες διαστάσεις. Η RF γείωση παρέχει δύο σχεδιαστικούς βαθμούς ελευθερίας, καθώς κάθε πλευρά του GNDP συνεισφέρει ξεχωριστά στην ακτινοβολία.

Η ενότητα δομείται ως εξής. Οι προτεινόμενες διατάξεις παρουσιάζονται λεπτομερώς στην §3.1.2. Γίνεται επίσης επισκόπηση της υπάρχουσας βιβλιογραφίας που αφορά σε ημιτονοειδείς δομές. Η §3.1.3 παραθέτει αριθμητικά αποτελέσματα για έξι στάδια εξέλιξης της ημιτονοειδούς κεραίας, καθώς και τις ρυθμίσεις του H/M επιλύτη και τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας. Πειραματικά δεδομένα που συλλέχθηκαν από τέσσερις πρωτότυπες διατάξεις αποκαλύπτουν τις δυνατότητες της σχεδιαστικής στρατηγικής. Τέλος, η §3.1.4 παρουσιάζει την εκτεταμένη παραμετρική μελέτη της επίδρασης των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης. Η μελέτη διευκολύνεται από τη χρήση ενός βαθμωτού κριτηρίου ποιότητας, το οποίο επιχειρεί να συγκεράσει τη συνολική απόκριση της κεραίας. Εξάγονται, επίσης, σχεδιαστικοί κανόνες για ικανή ηλεκτρική απόδοση.

#### 3.1.2 Περιγραφή της Ημιτονοειδούς Κεραίας

Η ημιτονοειδής κεραία και το σύνολο των κεραίων αναλυτικής γεωμετρίας που παρουσιάζονται στο παρόν Κεφάλαιο προέκυψαν ως υβριδικές δομές της τυπωμένης μαιανδρικής κεραίας [141] και της ελικοειδούς κεραίας (*helix* ή *helical antenna*) την οποία επινόησε ο J. D. Kraus στη δεκαετία του 1950 [16, 17, 19, 22]. Το Σχήμα 3.6α' απεικονίζει δύο τυπωμένες μαιανδρικές κεραίες, ενώ το Σχήμα 3.6β' απεικονίζει ελικοειδή μονοπολική κεραία νήματος, η οποία συνοδεύεται από το απαραίτητο, κάθετο με τον άξονά της, επίπεδο γείωσης.



(α')



(β')

**Σχήμα 3.6:** (α') Τυπωμένες μαιανδρικές κεραίες αυθαίρετης (πίσω) και τετραγωνικής περιβάλλουσας (εμπρός) πάνω σε βάση συγκράτησης PCB. (β') Μονοσύρματη ελικοειδής κεραία.



Η ελικοειδής κεραία αποτελείται από αγωγίμο σύρμα με τη μορφή έλικας. Η γραμμή τροφοδοσίας συνδέεται μεταξύ του κάτω μέρους της έλικας και του επιπέδου γείωσης. Οι ελικοειδείς κεραίες λειτουργούν με έναν από τους δύο κύριους τρόπους: κατά τον κάθετο ή μετωπικό ρυθμό, και κατά τον αξονικό ρυθμό. Στον κάθετο ή μετωπικό ρυθμό, οι διαστάσεις της έλικας (η διάμετρος και το βήμα) είναι μικρές σε σύγκριση με το μήκος κύματος. Η κεραία λειτουργεί παρόμοια με ένα ηλεκτρικά μικρό δίπολο ή μονόπολο και το διάγραμμα ακτινοβολίας, ομοίως με αυτές τις κεραίες, είναι ομοιοκατευθυντικό με μέγιστη ακτινοβολία σε ορθή γωνία με τον άξονα της έλικας. Η ακτινοβολία είναι γραμμικά πολωμένη παράλληλα με τον άξονα της έλικας, δηλαδή είναι κατακόρυφη ή  $\theta$ -πόλωση όταν το επίπεδο γείωσης είναι οριζόντιο. Στον αξονικό ή ακροπυροδοτικό ρυθμό, οι διαστάσεις της έλικας είναι συγκρίσιμες με μήκος κύματος. Η κεραία λειτουργεί ως μια κατευθυντική κεραία οδεύοντος κύματος (*travelling wave antenna*), εκπέμποντας μια κυκλικά πολωμένη δέσμη στην προέκταση του άξονα της έλικας.

Στα συμπαγή φορητά τερατικά εφαρμογή βρίσκουν οι μετωπικές έλικες. Ακτινοβολώντας κάθετα με τον άξονα της έλικας, αυτό το σχέδιο είναι αποτελεσματικό ως ένας πρακτικός ακτινοβολητής μειωμένου ύψους, σε σύγκριση με τη λειτουργία άλλων γραμμικών κεραίων, όπως τα μονόπολα κεντρικής φόρτισης ή φόρτισης κορυφής. Χρησιμοποιούνται εκτεταμένα σε εφαρμογές όπου η μείωση του μεγέθους του ακτινοβολητή είναι κρίσιμος λειτουργικός παράγοντας. Συνήθως περιελίσσονται σε γραμμικό σπειροειδές μοτίβο, δημιουργώντας έτσι μια κυλινδρική δομή από παράλληλες στροφές σε σταθερή απόσταση μεταξύ τους. Η συνηθέστερη εμπορική μορφή της μετωπικής έλικας είναι η κεραία *Rubber Duck*: η κεραία τοποθετείται μέσα σε πλαστικό προστατευτικό κάλυμμα, και εναλλακτικά μπορεί να ελίσσεται γύρω από διηλεκτρικό υλικό για ακόμα μεγαλύτερο συντελεστή σμίχρυνσης. Υπό αυτή τη μορφή χρησιμοποιήθηκε ευρύτατα σε κινητά τηλέφωνα στα πρώτα χρόνια της κινητής τηλεφωνίας, και χρησιμοποιείται ακόμα για FM λήψη σε οχήματα καθώς και στις φορητές ραδιοσυσκευές που λειτουργούν στις ζώνες HF, VHF και UHF.

Η συμπιεσμένη μορφή και το μειωμένο ύψος της ελικοειδούς κεραίας οδηγούν σε τιμές αντίστασης εισόδου  $25 \leq R_{in} \leq 35 \Omega$ , αλλά αυτό δεν είναι σοβαρός περιοριστικός παράγοντας προσαρμογής σε σύστημα των  $50 \Omega$ . Η βασική τεχνική σμίχρυνσης είναι η επαγωγική φόρτιση (*inductive loading*): αποδεικνύεται ότι το ελικοειδές σύρμα εμφανίζει τη μεγαλύτερη αυτεπαγωγή ανά μονάδα (διπλωμένου) μήκους από οποιοδήποτε άλλο σχήμα. Συνεπώς, η επαγωγική φόρτιση είναι ενσωματωμένη σε όλη την έκταση της κεραίας. Η βασική τεχνική μπορεί να συνδυαστεί με διηλεκτρική φόρτιση, περιελίσσοντας γύρω από διηλεκτρικό υλικό, αλλά, ως συνήθως, η υπερβολική ή απρόσεκτη χρήση της δεύτερης φόρτισης οδηγεί σε μη αποδοτικούς ακτινοβολητές με μεγάλο συντελεστή ποιότητας. Οι μετωπικές έλικες είναι γνωστές για την καλή απόδοσή τους ως τριδιάστατες συμπαγείς κεραίες, επομένως ήταν φυσικό να αποτελέσουν πηγή έμπνευσης για την ανάπτυξη τυπωμένων συμπαγών κεραίων.

Η έλικα είναι μια λεία χωρική καμπύλη και περιγράφεται στην Αναλυτική Γεωμετρία ως διαφορίσιμο πολυσχιδές του χώρου  $\mathbb{R}^3$ . Έχει την ιδιότητα ότι η εφαπτομένη σε οποιοδήποτε σημείο σχηματίζει σταθερή γωνία με μια σταθερή ευθεία που αποτελεί τον άξονα της έλικας. Μια έλικα περιγράφεται ακριβώς από την ακτίνα περιστροφής, από τον αριθμό των στροφών

Μοναδιαία ακτίνα & βήμα		Ακτίνα $A$ και βήμα $\beta$
καρτεσιανές συντ.	κυλινδρικές συντ.	καρτεσιανές συντ.
$x(t) = \cos(t)$	$r(t) = 1$	$x(t) = A \cos(t)$
$y(t) = \sin(t)$	$\theta(t) = t$	$y(t) = A \sin(t)$
$z(t) = t/2\pi$	$z(t) = t/2\pi$	$z(t) = \beta t/2\pi$

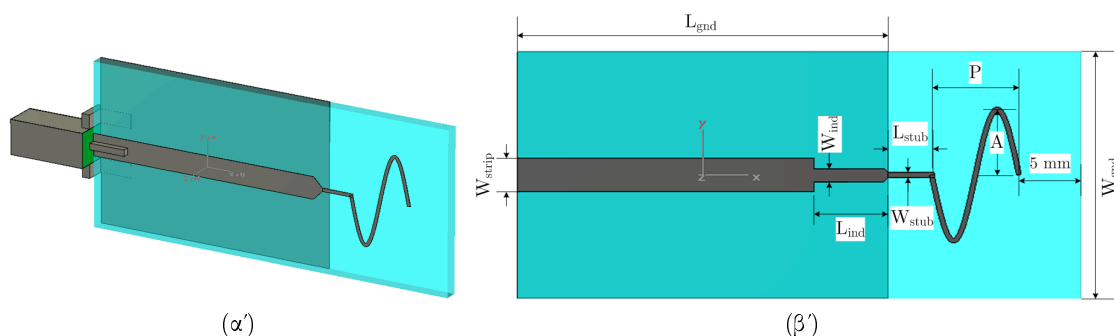
**Πίνακας 3.1:** Παραδείγματα παραμετρικής περιγραφής κυκλικών ελίκων στον χώρο  $\mathbb{R}^3$ .

και από το βήμα, δηλαδή την απόσταση που διανύεται παράλληλα με τον άξονα σε μία πλήρη περιστροφή. Η απλούστερη μορφή έλικας είναι η κυκλική, η οποία χαρακτηρίζεται από σταθερή ακτίνα καμπυλότητας και σταθερό ρυθμό στρέψης. Ο Πίνακας 3.1 παραθέτει την παραμετροποίηση δύο κυκλικών ελίκων με άξονα την ευθεία  $zz'$ . Η πρώτη έλικα έχει μοναδιαία ακτίνα και μοναδιαίο βήμα και η παραμετροποίησή της δίδεται σε καρτεσιανές και κυλινδρικές συντεταγμένες. Η δεύτερη είναι μια γενικευμένη κυκλική έλικα ακτίνας  $A$  και βήματος  $\beta$ , και παραμετροποιείται σε καρτεσιανό σύστημα συντεταγμένων. Με βάση τα στοιχεία του Πίνακα 3.1, αποτελεί τετριμμένη άσκηση να αποδειχτεί ότι η προβολή της τριδιάστατης κυκλικής έλικας πάνω στα επίπεδα  $xz$  και  $yz$  είναι επίπεδη ημιτονοειδής καμπύλη.

Επομένως, η σχεδιάσή της ημιτονοειδούς κεραίας προέκυψε από τη σύγκλιση δύο διαφορετικών μεθόδων: (α') την προβολή της τριδιάστατης ελικοειδούς κεραίας νήματος πάνω σε επίπεδο παράλληλο με τον άξονα της έλικας, και (β') τη λείανση της καμπύλης που σχηματίζει τον μαιάνδρο. Αποδείχθηκε μέσα από υπολογιστικά μοντέλα που μελετήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας Διατριβής ότι οι μαιανδρικές και προ-φράκταλ κεραίες πάσχουν από το φαινόμενο της φασικής επιτάχυνσης (*phase acceleration*), το οποίο χειροτερεύει τις επιδόσεις τους ως συμπαγείς κεραίες, αφού ουσιαστικά οι κεραίες αυτοβραχυκυκλώνονται, με αποτέλεσμα η ρευματική κατανομή να μην αξιοποιεί το πλήρες μήκος του κεραιοστοιχείου. Η φασική επιτάχυνση προκαλείται από οξείες γωνίες κατά μήκος της κεραίας, οι οποίες δρουν ως δευτερεύουσες σημειακές πηγές ακτινοβολίας. Το φαινόμενο γίνεται ηπιότερο αν οι γωνίες που προκαλούν το πρόβλημα είτε απομακρυνθούν μεταξύ τους, είτε λειανθούν. Επίσης, ο μετασχηματισμός του μαιανδρικού σχήματος σε ημιτονοειδές βελτιώνει τη συνολική ευθυγράμμιση του ρεύματος, η οποία είναι σημαντικός παράγοντας καθορισμού της απόδοσης μιας συμπαγούς κεραίας [142, 143].

Το Σχήμα 3.7 απεικονίζει το συστημικό μοντέλο των τυπωμένων κεραίων υπό μελέτη. Οι κεραίες σχεδιάστηκαν να λειτουργούν γύρω από την κεντρική συχνότητα  $f_0 = 2.5$  GHz, όπου το μήκος κύματος είναι  $\lambda_0 = 120$  mm. Η διαμόρφωση του PCB είναι τυπικό παράδειγμα όλων των κεραιοσυστημάτων που παρουσιάζονται στο παρόν Κεφάλαιο: το διστρωματικό PCB τυπώνεται πάνω σε υπόστρωμα FR-4 (το υλικό γαλάζιου χρώματος στο Σχήμα 3.7), για το οποίο θεωρήθηκε ότι έχει ιδιότητες  $\epsilon_r = 4.6$  και  $\tan \delta_e = 0.0170$ , ύψος  $H_{FR4} = 1.60$  mm και επιχάλκωση 1 oz Cu και στις δύο όψεις. Το μοντέλο συστήματος θεωρεί ότι η επιφάνεια του PCB αντιπροσωπεύει τη συνολική επιφάνεια του κόμβου. Στο ανώτερο στρώμα χαράσσεται η τυπωμένη κεραία και η μικροταινία πλάτους 2.7 mm που την τροφοδοτεί. Στο κατώτερο στρώμα υπάρχει μια συνεχής χάλκινη επιφάνεια με σχήμα ορθογωνίου, η οποία λειτουργεί ως το επίπεδο γείωσης αμρότερων κεραίας και μικροταινίας (στο Σχήμα 3.7 φαίνεται ως σκιά

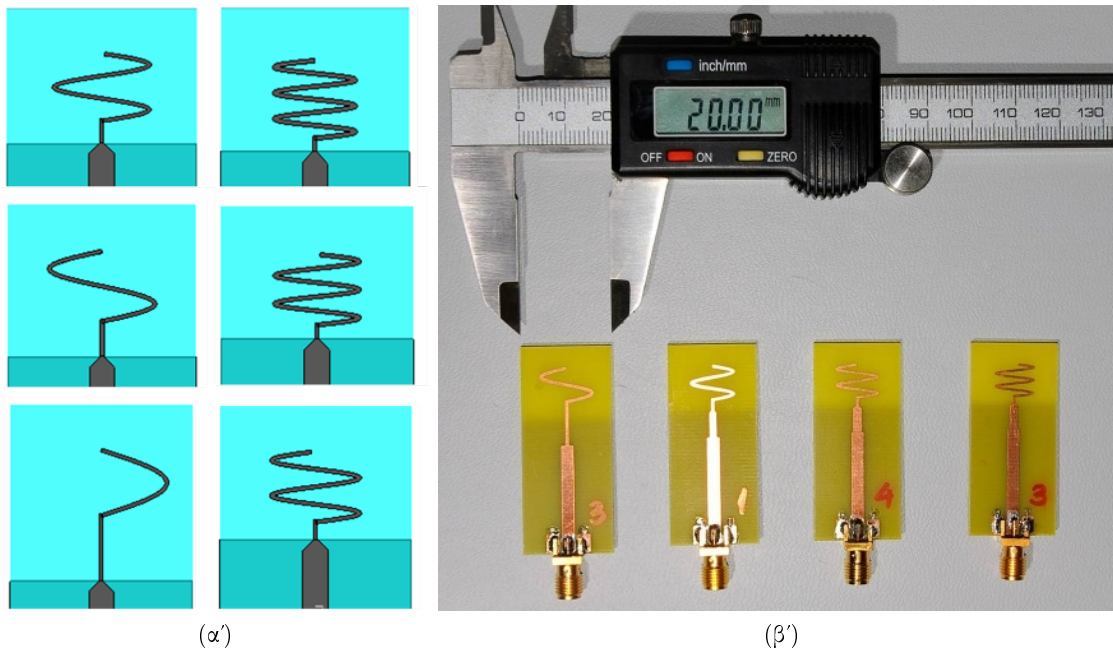
στο πίσω μέρος της κεραίας). Θεωρείται, επίσης, ότι όλα τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και τα διακριτά στοιχεία του αναλογικού RF τμήματος και του τμήματος βασικής ζώνης θα τοποθετηθούν στο κατώτερο στρώμα όταν θα γίνει η υλοποίηση του κόμβου. Η προτεινόμενη δομή μπορεί εύκολα να μετασχηματιστεί σε μονοστρωματικό PCB αλλάζοντας την τροφοδοσία σε συνεπίπεδο κυματοδηγό (*coplanar waveguide*, CPW). Η χρήση συνεπίπεδου κυματοδηγού με επίπεδο γείωσης (*ground-backed CPW*, GCPW) θα διπλασίαζε τη διαθέσιμη επιφάνεια για τοποθέτηση στοιχείων και δρομολόγηση αγωγών, με κόστος μερικές δεκάδες οπές διασύνδεσης (*vias*) για να ‘δεθούν’ γαλβανικά στο ίδιο δυναμικό οι δύο γειώσεις.



**Σχήμα 3.7:** (α') Το μοντέλο της ημιτονοειδούς κεραίας σε προοπτική, με διαφανές υπόστρωμα για να φαίνεται το επίπεδο γείωσης. (β') Διαστατική σχηματική κάτοψη της πλήρως παραμετροποιημένης ημιτονοειδούς κεραίας 2ης επανάληψης ( $i = 2$ ). Το μέγεθος του κεραιοστοιχείου είναι  $2A \times 2A$  [mm<sup>2</sup>].

Στο δεξί μέρος του Σχήματος 3.7α' έχει συμπεριληφθεί στο μοντέλο ένας ομοαξονικός συνδετήρας SMA, στο άκρο του οποίου έχει τοποθετηθεί (υπολογιστικά) η θύρα κυματοδηγού που διεγείρει όλη τη μικροκυματική δομή. Προκειμένου να μειωθεί η υπολογιστική πολυπλοκότητα του μοντέλου, ο κυλινδρικός συνδετήρας SMA μοντελοποιήθηκε με έναν ισοδύναμο ομοαξονικό συνδετήρα τετραγωνικής διατομής [144]. Επίσης, μιας και το χάλκινο ίχνος του στελέχους τροφοδοσίας είναι αρκετά στενότερο από τη μικροταινία, η τελευταία λοξομήθηκε σε γωνία  $45^\circ$  ώστε να μειωθεί η ακτινοβολία από το σημείο ασυνέχειας πλάτους. Το κεραιοστοιχείο αποτελείται από ένα αρχικό ευθύγραμμο τμήμα και έναν αέριο αριθμό ημιπεριόδων της ημιτονοειδούς καμπύλης. Το πλήθος των ημιπεριόδων, έστω  $i$ , ονομάζεται *επανάληψη* της ημιτονοειδούς κεραίας. Η συγκεκριμένη ορολογία έχει μεταφερθεί από τις κεραίες προ-φράκταλ, οι οποίες συνήθως σχηματίζονται από μια επαναληπτική διαδικασία (βλ. σχετικά το Κεφάλαιο 6).

Το Σχήμα 3.7β' περιέχει την ονοματολογία όλων των διαστάσεων (παραμέτρων) που ελέγχουν τη σχεδίαση της κεραίας. Το Σχήμα 3.8α' απεικονίζει την εξέλιξη της ημιτονοειδούς καμπύλης από την 1η μέχρι την 6η επανάληψη ( $i = 1 \rightarrow 6$ ), ενώ το Σχήμα 3.8β' πράττει το ίδιο για  $i = 2 \rightarrow 5$  σε επίπεδο πρωτότυπων κεραιοδιατάξεων. Η ημιτονοειδής καμπύλη χαρακτηρίζεται από το πλάτος  $A$  και τη χωρική περίοδο  $P$ . Το αρχικό ευθύγραμμο τμήμα είναι πολύ σημαντικό για τη λειτουργία της κεραίας, καθώς απομακρύνει το πρώτο παράλληλο με το επίπεδο γείωσης τμήμα από το είδωλό του και αυξάνει την αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Ταυτόχρονα όμως αυξάνει και το μέγεθος του κεραιοστοιχείου. Το μήκος του τέθηκε ίσο με μισή χωρική περίοδο ( $L_{\text{stub}} = P/2$ ), απόσταση που επαρκεί αλλά δεν είναι βέλτιστη: αυτό



**Σχήμα 3.8:** (α) Η εξέλιξη της ημιτονοειδούς κεραίας με τετράγωνη χωρική περιβάλλουσα. Από κάτω προς τα πάνω, η αριστερή στήλη δείχνει τις επαναλήψεις  $i = 1, 2, 3$ , ενώ η δεξιά τις  $i = 4, 5, 6$ . Στην 6η επανάληψη η σμίκρυνση της κεραίας φτάνει σε κορεσμό, άρα η σχεδίαση έχει νόημα μέχρι και την 5η επανάληψη. (β) Πρωτότυπες ημιτονοειδείς κεραίες επανάληψης  $i = 2 \rightarrow 5$ . Όλα τα μονόπολα κατοπτρίζονται στο επίπεδο γείωσης με τις ονομαστικές διαστάσεις  $20 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ .

αποτελεί αντικείμενο μελλοντικής έρευνας. Η σχεδίαση της κεραίας είναι τελείως ντετερμινιστική, γεγονός που διευκολύνει την σχεδιαστική επαναληψιμότητα, μιας και βασίζεται σε μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής. Δεδομένης της θέσης της αρχής του συστήματος συντεταγμένων στο Σχήμα 3.7, τα χάλκινα τμήματα που συναποτελούν το κεραιοστοιχείο σχηματίζονται από σημεία  $(x, y)$  που υπακούν στην ακόλουθη παραμετρική περιγραφή, στην οποία η  $\xi$  είναι η ανεξάρτητη παράμετρος:

$$\begin{cases} x(\xi) = \xi \\ y(\xi) = -A \sin \left[ \frac{2\pi}{P} \left( \xi - \frac{P}{2} - \frac{L_{\text{gnd}}}{2} \right) \right], \quad \xi \geq \frac{L_{\text{gnd}}}{2} + \frac{P}{2}. \end{cases} \quad (3.1)$$

Για  $L_{\text{gnd}}/2 \leq \xi < L_{\text{gnd}}/2 + P/2$  έχουμε ότι  $y(\xi) = 0$  [mm], ενώ για  $\xi < L_{\text{gnd}}/2$  η παραμετρική σχέση δεν ορίζεται.

Η μελέτη κατέδειξε ότι η αντίσταση εισόδου  $Z_{\text{in}}(j\omega)$  των ημιτονοειδών κεραίων είναι χωρητική, κάτι που είναι τυπική ιδιότητα όλων των μαιανδρικών δομών. Εκμεταλλευτήκαμε αυτό το φαινόμενο περαιτέρω, στενεύοντας το τελικό τμήμα της μικροταινίας, ώστε να σχηματιστεί ένα ψευδο-συγκεντρωμένο πηνίο σε σειρά με την  $Z_{\text{in}}(j\omega)$ . Αυτό είναι το απλούστερο δυνατό δίκτυο προσαρμογής. Το ηλεκτρικό μήκος αυτού του στοιχείου είναι  $18^\circ @ 2.5 \text{ GHz}$ . Το σημαντικό με αυτήν την προσθήκη είναι ότι το εν σειρά πηνίο μπορεί να συνδυαστεί με το πλάτος της κεραίας  $W_{\text{stub}}$  και να μορφοποιήσουν από κοινού τον  $\Gamma_{\text{in}}(j\omega)$ . Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να προσαρμοστεί το εύρος ζώνης στις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής.

Παρατηρώντας τόσο τα μαιανδρικά μονόπολα του Σχήματος 3.6α', όσο και την ημιτονοει-

δή κεραία του Σχήματος 3.7, βλέπουμε ότι κάθε κεραιοστοιχείο περιγράφεται από τη χωρική περιβάλλουσα, δηλαδή από τη νοητή, επίπεδη, κλειστή καμπύλη που το περιβάλλει καταλαμβάνοντας την ελάχιστη δυνατή επιφάνεια. Στη γενική περίπτωση, η περιβάλλουσα έχει σχήμα ορθογωνίου παραλληλογράμμου. Αυτό συμβαίνει γιατί οι μαιάνδροι και οι ημιτονοειδείς κεραίες είναι *αναδιπλωμένα* μονόπολα, γεγονός που συνεπάγεται ότι το αποδιπλωμένο μήκος τους θα είναι της τάξης του  $\lambda/4$  (και λίγο μεγαλύτερο, στην πραγματικότητα). Χωρίς βλάβη της γενικότητας, ας χρησιμοποιηθεί σαν παράδειγμα η μαιανδρική κεραία: ο περιορισμός για το ελάχιστο αποδιπλωμένο μήκος επιβάλλει έναν αντίστοιχο από κοινού περιορισμό στο μήκος των ευθύγραμμων τμημάτων που την αποτελούν και στον απαιτούμενο αριθμό επαναλήψεων της αναδίπλωσης. Αυτός ο περιορισμός είναι στην ουσία ένας από κοινού περιορισμός για τις διαστάσεις της χωρικής περιβάλλουσας: μάλιστα, όταν η μία διάσταση μεταβάλλεται κατά έναν παράγοντα κλίμακας, τότε η άλλη θα πρέπει να μεταβάλλεται (περίπου) κατά τον αντίστροφο παράγοντα. Επομένως, ο περιορισμός για το *ελάχιστο αποδιπλωμένο μήκος* της μαιανδρικής κεραίας ισοδυναμεί με έναν περιορισμό για το *ελάχιστο εμβαδόν* της χωρικής περιβάλλουσας.

Από την άλλη, οι τυπωμένες κεραίες που μελετώνται στο παρόν Κεφάλαιο σχεδιάζονται με απώτερο στόχο να σχηματίσουν στοιχειοκεραίες. Οι στοιχειοκεραίες αυτές απευθύνονται σε τύπο κινητού τερματικού που είναι δριμύτατα περιορισμένος από άποψη χώρου (*PCB real-estate*), άρα θα πρέπει να είναι πυκνά δομημένες. Η πυκνή διάταξη της στοιχειοκεραίας και η ελαχιστοποίηση της συνολικής κατεχόμενης επιφάνειας υπαγορεύουν τη σχεδίαση κεραιοστοιχείων με σχήμα—δηλ. χωρική περιβάλλουσα—που εμφανίζει την ελάχιστη δυνατή εξάπλωση και στις δύο διαστάσεις του PCB. Η απόδειξη του ακόλουθου Θεωρήματος 1 αποτελεί τετριμμένη άσκηση διαφορικού λογισμού:

**Θεώρημα 1** (Τρεις Ιδιότητες του Τετραγώνου). *Από το απειροσύνολο των ορθογωνίων παραλληλογράμμων που έχουν εμβαδόν ίσο με  $E$  [ $\text{mm}^2$ ], το τετράγωνο είναι εκείνο που εμφανίζει (α') το ελάχιστο μήκος περιμέτρου,  $\min\{\Pi\} = 4\sqrt{E}$  [ $\text{mm}$ ], (β') το ελάχιστο μήκος διαγωνίου,  $\min\{\Delta\} = \sqrt{2E}$  [ $\text{mm}$ ], και (γ') το μέγιστο ποσοστό κάλυψης της επιφάνειας του περιγεγραμμένου κύκλου, το οποίο ισούται με  $2/\pi \simeq 63.7\%$ .*

Επομένως, δίνοντας στη χωρική περιβάλλουσα του μαιανδρικού και του ημιτονοειδούς μονοπόλου σχήμα τετραγώνου, εξασφαλίζουμε ισορροπημένη εξάπλωση του κεραιοστοιχείου στις δύο διαστάσεις. Η τετράγωνη περιβάλλουσα επιβάλλεται στην ημιτονοειδή κεραία μέσω της ακόλουθης συνθήκης:

$$2A = \frac{P}{2}(i+1), \quad i \in \mathbb{N}. \quad (3.2)$$

Η διαδικασία για να καταλήξει κανείς σε μια λειτουργική ημιτονοειδή κεραία δεδομένης επανάληψης  $i$  περιγράφεται συνοπτικά από τον ακόλουθο οδηγό σχεδίασης:

- (i) Αρχίζοντας από μια λογική τιμή για το πλάτος του κυρτού μονοπόλου,  $1 \leq W_{\text{stub}} \leq 2$  mm, και μηδενική επιπλέον αυτεπαγωγή εν σειρά,  $W_{\text{ind}} = W_{\text{strip}}$ , ο επιλύτης υπολογίζει το χωρικό πλάτος  $A$  που παράγει τον κατώτερο συντονισμό στην επιθυμητή συχνότητα  $f_0$ . Ο υπολογισμός αυτός μπορεί να γίνει είτε με παραμετρική σάρωση, είτε με βελτιστοποίηση. Η βελτιστοποίηση είναι μονής παραμέτρου και μονού στόχου, επο-

μένως ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης αναμένεται να συγκλίνει εντός λογικού χρονικού διαστήματος. Μια καλή τιμή εκκίνησης για το χωρικό πλάτος είναι η  $A = \lambda/(10i)$ .

- (ii) Μεταβάλλεται στη συνέχεια η τιμή της παραμέτρου  $W_{\text{ind}}$  για να ρυθμίσει το συντελεστή ανάκλασης εντός ζώνης στα επιθυμητά επίπεδα. Για παράδειγμα, η χωρητικότητα εισόδου μπορεί να αντισταθμιστεί μέχρι το σημείο όπου η καμπύλη  $\Gamma_{\text{in}}$  κατανέμεται εξίσου εκατέρωθεν του άξονα αντιστάσεων του χάρτη Smith στην περιοχή του συντονισμού.
- (iii) Μειώνεται η τιμή της παραμέτρου  $W_{\text{stub}}$  μέχρι το σημείο όπου η κεραία αποδίδει οριακά το επιθυμητό εύρος ζώνης. Εάν το κυρτό χάλκινο ίχνος είναι αρκούντως πλατύ, τότε θα υπάρχουν δύο κυρίαρχες συντονιζόμενες διαδρομές ρεύματος, οπότε προκύπτει κεραία με δύο ρυθμούς ακτινοβολίας σε παρακείμενες συχνότητες. Κάτω από δεδομένη τιμή κατωφλίου της  $W_{\text{stub}}$  (η οποία είναι συνάρτηση της  $f_0$ ), μόνο ένας ρυθμός ακτινοβολίας υποστηρίζεται και το εύρος ζώνης μειώνεται. Η παράμετρος  $W_{\text{stub}}$  είναι μια τεχνική σμίκρυνσης ενσωματωμένη στην ίδια την κεραία: μειώνοντας την  $W_{\text{stub}}$  οδηγούμαστε σε μικρότερο χωρικό πλάτος  $A$  για δεδομένη συχνότητα συντονισμού, και άρα σε μικρότερο μέγεθος κεραιοστοιχείου. Το τίμημα της σμίκρυνσης είναι η απώλεια εύρους ζώνης.
- (iv) Στην περίπτωση όπου η επιλογή της παραμέτρου  $W_{\text{stub}}$  οδηγήσει σε ηλεκτρικώς μικρότερη κεραία, δηλαδή σε χαμηλότερη συχνότητα  $f_0$ , τότε το χωρικό πλάτος  $A$  μπορεί να ρυθμιστεί σε μικρότερη τιμή επαναλαμβάνοντας τα βήματα (i) και (ii).

### 3.1.2.1 Βιβλιογραφική Έρευνα

Οι εργασίες των Ali & Stuchly [139,140] έχουν ήδη αναφερθεί στην §3.1.1. Όπως προέκυψε από τη βιβλιογραφική έρευνα, αυτές είναι οι μόνες σχετικές προγενέστερες μελέτες που εστίασαν στο ημιτονοειδές μονόπολο. Τα αποτελέσματά τους βασίζονται σε κατακόρυφα κυρτά μονόπολα νήματος που κατοπτρίστηκαν σε οριζόντια, ηλεκτρικά μεγάλα επίπεδα γείωσης. Αρχικά πέτυχαν σμίκρυνση της κεραίας κατά 20% σε σχέση με το ευθύγραμμο μονόπολο. Υλοποιώντας το κατακόρυφο μονόπολο σαν ένα τυπωμένο χάλκινο ίχνος πάνω σε ένα μακρόστενο κατακόρυφο υπόστρωμα, αύξησαν το βαθμό σμίκρυνσης στο 34%. Με αυτήν τη μέθοδο, οι συγγραφείς ουσιαστικά αντάλλαξαν ένα σημαντικό μέρος του εύρους ζώνης για επιπλέον σμίκρυνση: αυτό είναι τυπικά αναμενόμενο όταν εφαρμόζεται διηλεκτρική φόρτιση.

Ένας ημιτονοειδής ακτινοβολητής παρουσιάστηκε και στις πιο πρόσφατες εργασίες [145–147]. Οι μελέτες αυτές περιγράφουν τη σχεδίαση κεραιών οδεύοντος κύματος που περιέχουν ένα κεντρικό ημιτονοειδές τμήμα. Πρόκειται για ηλεκτρικά μεγάλους ακτινοβολητές ( $\sim 20\lambda$ ) που επιδεικνύουν σημαντική κατευθυντικότητα και λειτουργούν στις ζώνες K και Ka, καθώς και στη χιλιοστομετρική ζώνη. Το αντικείμενο των τριών αυτών εργασιών αποκλίνει καθολικά από τις συμπαγείς κεραίες αναδιπλωμένης γραμμής μεταφοράς που παρουσιάζονται εδώ.

Όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 1, από τον τεράστιο όγκο δημοσιεύσεων που αφορούν στα δίκτυα αισθητήρων μόνο ένα μικρό κλάσμα της τάξης του 0.1% εστιάζει στο κεραιοσύστημα των κόμβων. Μερικά πρόσφατα αποτελέσματα σχετικά με σχεδίαση κεραιών για WSNs παρουσιάζονται στις εργασίες [148, 149]. Ο Park [148] σχεδίασε μια κεραία μικροταινιακού

καλύμματος με σχισμές πάνω σε υποστρώματα Pyrex και πυριτίου υψηλής ειδικής αντίστασης, αποβλέποντας σε ακτινοβολητή κατάλληλο για ολοκλήρωση. Πρόκειται για ηλεκτρικά μικρή κεραία μεγέθους  $ka = 0.7$  rad, η οποία πέτυχε κλασματικό εύρος ζώνης  $FBW_V = 1.3\%$  και εμφάνισε μια πολυζωνική συμπεριφορά που ήταν δύσκολο να ελεγχθεί. Η [149] ακολούθησε μια τελείως διαφορετική προσέγγιση, η οποία αφορά στο σχετικά νέο πεδίο της κεραίας-συσκευασίας. Η βασική ιδέα είναι η τοποθέτηση όλων των ηλεκτρονικών συστημάτων του φορητού τερματικού σε μια ερμητικά κλειστή μεταλλική συσκευασία που δρα ταυτόχρονα και ως κεραία. Για το σκοπό αυτό, οι συγγραφείς υλοποίησαν μια τριδιάστατη ακτινοβόλουσα δομή με μορφή διαιρεμένου κουτιού, η οποία δεν είναι ιδιαίτερα συμπαγής ( $ka = 1.49$  rad) αλλά πετυχαίνει ένα αποδεκτό εύρος ζώνης  $BW_V = 0.648$  GHz @ 2.4 GHz ( $FBW_V = 27\%$ ).

### 3.1.3 Αριθμητική και Πειραματική Εκτίμηση της Ηλεκτρικής Απόδοσης των Ημιτονοειδών Κεραίων

Η ενότητα παρουσιάζει την ηλεκτρική απόκριση των ημιτονοειδών κεραίων. Αριθμητικά και μετρητικά δεδομένα περιγράφουν ιδιότητες όπως το απόλυτο και κλασματικό εύρος ζώνης, η αποδοτικότητα ακτινοβολίας, το διάγραμμα ακτινοβολίας και η πόλωση. Μια ακόμη σημαντική ιδιότητα, το ηλεκτρικό μέγεθος, περιγράφεται αργότερα στην §3.1.4.

#### 3.1.3.1 Ρυθμίσεις H/M Προσομοιωτή

Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης που περιγράφονται στη συνέχεια εφαρμόστηκαν σε όλες τις μικροκυματικές δομές της παρούσας ενότητας και συνοψίζονται στον Πίνακα 3.2.

Οι κεραίες σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α', και ο οποίος εφαρμόζει την τεχνική πεπερασμένης ολοκλήρωσης (*finite integration technique*, FIT). Οι ημιτονοειδείς κεραίες διεγέρθηκαν από ευρυζωνικό παλμό Gauss με φασματικό περιεχόμενο στη ζώνη από  $f_{\min} = 0$  Hz μέχρι  $f_{\max} = 5$  GHz. Τα αντικείμενα διακριτοποιήθηκαν από ένα χωρικά ανομοιόμορφο (προσαρμοστικό) εξαεδρικό πλέγμα. Λεπτομερέστερη διακριτοποίηση εφαρμόστηκε εντός του υποστρώματος, ώστε να υπολογιστούν σωστά οι μεγάλες βαθμίδες του ηλεκτρικού πεδίου, και το ίδιο έγινε κατά μήκος της μικροταινίας, πάνω στο ημιτονοειδές κεραιοστοιχείο και στο διηλεκτρικό του ομοαξονικού συνδετήρα. Οι προσομοιώσεις τερματίζονταν (συνέκλιναν) όταν η αρχική ενέργεια που διέγειρε το σύστημα είχε ελαττωθεί κατά 50 dB: αυτή είναι μια καλή αντιστάθμιση μεταξύ ταχύτητας εκτέλεσης και σφάλματος αποκοπής του FFT που μετασχηματίζει τα αποτελέσματα από το πεδίο του χρόνου σε εκείνο της συχνότητας. Το μέγιστο μέγεθος εξαεδρικού κελιού στη συχνότητα  $f_{\max}$  (στο ελάχιστο μήκος κύματος  $\lambda_{\min}$ ) τέθηκε ίσο με  $\lambda_{\min}/25$ . Ο επιλύσιμος χώρος τερματίστηκε σε στρώματα Bérenger PML [150, 151]:

- Στα αρχικά στάδια της σχεδίασης χρησιμοποιήθηκαν 4 στρώματα και η απόσταση των ακρότατων σημείων του μοντέλου από το όριο του επιλύσιμου χώρου επιλέχθηκε ίση με  $\lambda_{2\text{GHz}}/8$ , ώστε να επιταχυνθεί η διαδικασία σχεδίασης.
- Για τις τελικές προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν 6 στρώματα και η απόσταση των

ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΩΝ ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC–5 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξαεδρικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	–50 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{\max}$	$\lambda_{\min}/25$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 4 → 6 στρώματα
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{2\text{GHz}}/8 \rightarrow \lambda_{2\text{GHz}}/4$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	$(250 \div 650) \times 10^3$ εξάεδρα

**Πίνακας 3.2:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των ημιτονοειδών κεραίων.

ακρότατων σημείων του μοντέλου από το όριο του επιλύσιμου χώρου επιλέχθηκε ίση με  $\lambda_{2\text{GHz}}/4$ . Αύξηση της απόστασης σε  $\lambda_{2\text{GHz}}/2$  δε βελτίωσε τα αποτελέσματα περαιτέρω.

Οι κεραίες δεν είχαν τοπολογική συμμετρία, οπότε δεν ικανοποιούσαν τις απαραίτητες οριακές συνθήκες ηλεκτρικής και μαγνητικής ροής που θα επέτρεπαν την τοποθέτηση ενός ή περισσότερων μαγνητικών ‘τοιχών’. Μια τέτοια οριακή συνθήκη θα μείωνε το υπολογιστικό φορτίο στο μισό, επειδή μόνο η μισή δομή θα έχρηζε επίλυσης. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του μοντέλου κυμάνθηκε στην περιοχή των 250 000–650 000 εξαεδρικών κελιών. Η πολυπλοκότητα εξαρτάται από το (ηλεκτρικό) μέγεθος του PCB και το επίπεδο λεπτομέρειας που επιδεικνύει το μοντέλο. Για παράδειγμα, οι στενοί χάλκινοι διάδρομοι και οι μικρές αποστάσεις μεταξύ διαφορετικών αντικειμένων συνεισφέρουν σημαντικά στην αύξηση της πολυπλοκότητας.

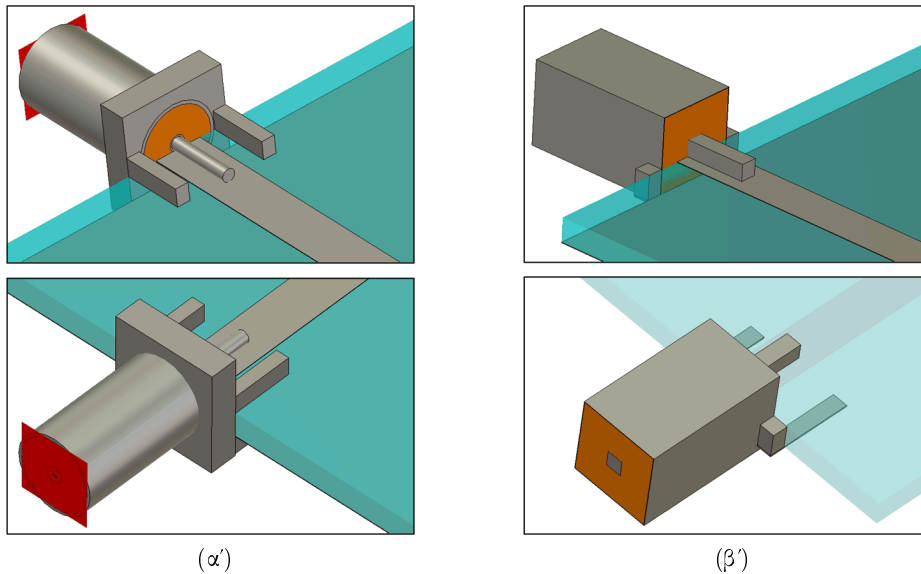
Αντί για το ρεαλιστικό κυλινδρικό μοντέλο του συνδετήρα SMA χρησιμοποιήθηκε ισοδύναμο μοντέλο τετραγωνικής διατομής. Οι δύο τύποι μοντέλων απεικονίζονται στο Σχήμα 3.9. Η ανάπτυξη του νέου μοντέλου είναι έγκυρη λύση, καθότι, όπως απέδειξε η σχετική μελέτη, το ισοδύναμο ομοαξονικό μοντέλο μπορεί να επιτύχει την επιθυμητή χαρακτηριστική αντίσταση, ενώ παράλληλα υποστηρίζει την κυματοδότηση του βασικού TEM ρυθμού έχοντας ταυτόχρονα τον πρώτο ρυθμό ανώτερης τάξης σε πολύ υψηλότερη συχνότητα από την περιοχή συχνοτήτων της προσομοίωσης. Δουλεύοντας πάνω σε αυτά τα θεμέλια, ο βασικός παράγοντας ρύθμισης των λεπτομερειών της γεωμετρίας του μοντέλου ήταν η ανακλαστική απόκριση. Η σχεδίαση έγινε σε δύο στάδια:

1. Αρχικά, επιλέχθηκαν οι διαστάσεις του εσωτερικού και εξωτερικού αγωγού που παράγουν χαρακτηριστική εμπέδηση  $50 \Omega$  για την ομοαξονική δομή αυτή καθεαυτή. Ο χώρος ανάμεσα στους δύο αγωγούς μοντελοποιήθηκε με ιδιότητες Teflon, όπως ισχύει στους πραγματικούς συνδετήρες:  $\epsilon_r = 2.08$  και  $\tan \delta_e = 0.0003$ .
2. Στη συνέχεια, δύο ισοδύναμα μοντέλα συνδετήρα τοποθετήθηκαν αντικριστά στα άκρα μικροταινίας πλάτους  $W_{\text{strip}} = 2.8 \text{ mm}$ , και θύρες διέγερσης εφαρμόστηκαν στο άκρο κάθε συνδετήρα. Στη συνέχεια, η εγκάρσια διάσταση του εξωτερικού αγωγού διαταράχθηκε ελαφρά, μέχρις ότου να λάβουμε ευρυζωνικό συντελεστή ανάκλασης  $|\Gamma_{\text{in}}| \leq -20 \text{ dB}$  στην περιοχή DC–6 GHz.

Οι τελικές τιμές των εγκάρσιων διαστάσεων ήταν 1.25 mm και 4.55 mm.<sup>1</sup> Όμως, ο

<sup>1</sup>Εδώ το δεύτερο δεκαδικό ψηφίο επιτρέπεται γιατί δεν μοντελοποιείται υπαρκτό αντικείμενο, αλλά το





**Σχήμα 3.9:** Μοντελοποίηση του ομοαξονικού συνδετήρα SMA: (α') Ρεαλιστικό κυλινδρικό μοντέλο με 4 βραχίονες επιφανειακής στήριξης, και (β') Ισοδύναμο μοντέλο τετραγωνικής διατομής και μειωμένης λεπτομέρειας. Το μοντέλο αυτό είναι καταλληλότερο για προσομοιώσεις FDTD χωρίς PBA.

επιλύτης FIT-TS εφαρμόζει τον αλγόριθμο *perfect boundary approximation* (PBA) [152] ο οποίος δεν επιτρέπει στα αντικείμενα που διακριτοποιούνται με εξαεδρικό πλέγμα να αποκτήσουν οδοντωτή μορφή (το λεγόμενο *staircasing effect*). Η οδοντωτή διακριτοποίηση των κυρτών αντικειμένων είναι ένα μεγάλο πρόβλημα του αλγορίθμου FDTD, το οποίο αναγκάζει τον μοντελιστή να μειώσει υπερβολικά το μέγεθος των εξαεδρικών κελιών, προκαλώντας αλυσιδωτά μειονεκτήματα: το συνολικό πλήθος των κελιών αυξάνεται, το χρονικό βήμα μειώνεται προκειμένου να εξακολουθεί να ισχύει το κριτήριο ευστάθειας του Courant, και η διάρκεια της προσομοίωσης αυξάνεται και από τους δύο προηγούμενους παράγοντες. Η παρουσία της τεχνικής PBA καθιστά απαραίτητη την αντικατάσταση του συνδετήρα SMA από το ισοδύναμο μοντέλο του. Παρ' όλα αυτά, είναι χρήσιμο να γνωρίζουμε ότι υπάρχει και αυτή η δυνατότητα, η οποία καλύπτει τις περιπτώσεις χρήσης εξαεδρικού πλέγματος FDTD χωρίς PBA.

Είναι σημαντικό να μοντελοποιηθεί η τροφοδοσία της κεραίας όσο ακριβέστερα γίνεται, χωρίς να επιδεινωθεί σημαντικά η ταχύτητα εκτέλεσης των προσομοιώσεων. Με άλλα λόγια, η τοποθέτηση του υπο-μοντέλου του συνδετήρα SMA είναι απαραίτητη, αφού μόνο τότε η ρευματική κατανομή της προσομοίωσης πλησιάζει την πειραματική. Συνεπώς, το επιμέρους μοντέλο του SMA βοηθά στην πρόβλεψη της εμπέδησης εισόδου,  $Z_{in}(j\omega)$ , με επαυξημένη ακρίβεια.

### 3.1.3.2 Αριθμητικό Εύρος Ζώνης Εμπέδησης και Αποδοτικότητα Ακτινοβολίας

Μελετήθηκαν ημιτονοειδείς κεραίες μέχρι την 6η επανάληψη:  $i = 1 \rightarrow 6$ . Όπως φαίνεται και από τα δεδομένα του Πίνακα 3.3, το μέγεθος του κεραιοστοιχείου κορέστηκε στο ισοδύναμό του.

### Κεφάλαιο 3. Κεραίες Αναλυτικής Γεωμετρίας

8.6 mm × 8.6 mm στην τελευταία επανάληψη. Άρα, μιλώντας με όρους σμίχρυνσης, δεν υπάρχει αντίκρισμα στη σχεδίαση ημιτονοειδών κεραίων πέρα από την 5η επανάληψη: το συμπέρασμα ισχύει για κεραίες που λειτουργούν στην περιοχή 2–3 GHz. Για χαμηλότερες ζώνες συχνοτήτων αναμένεται ότι ο κορεσμός θα επέλθει σε ανώτερη επανάληψη. Όλες οι διαστάσεις που παρατίθενται στον Πίνακα 3.3 είναι συμβατές με τις βασικές τεχνολογίες εκτύπωσης PCB, και έτσι εξασφαλίζεται η άμεση και οικονομική υλοποίηση των ημιτονοειδών κεραίων. Ο Πίνακα 3.3 καταγράφει και το αποδιπλωμένο μήκος, έστω  $\ell_s$ , της καμπύλης  $y = f(x)$  που αντιστοιχεί σε κάθε ημιτονοειδή επανάληψη, και το οποίο είναι συνάρτηση των παραμέτρων  $i$  και  $A$ . Το αποδιπλωμένο μήκος υπολογίζεται από το γνωστό επικαμπύλιο ολοκλήρωμα [153]

$$\begin{aligned}\ell_s(i, A) &= \frac{P}{2} + \int_{\frac{L_{\text{gnd}}}{2} + \frac{P}{2}}^{\frac{L_{\text{gnd}}}{2} + 2A} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} dx \\ &= \frac{2A}{i+1} + \int_{\frac{L_{\text{gnd}}}{2} + \frac{P}{2}}^{\frac{L_{\text{gnd}}}{2} + 2A} \sqrt{1 + \left\{ A \frac{2\pi}{P} \cdot \cos \left[ A \frac{2\pi}{P} \cdot \left( x - \frac{L_{\text{gnd}}}{2} - \frac{P}{2} \right) \right] \right\}^2} dx. \quad (3.3)\end{aligned}$$

Οι υπολογισμοί δείχνουν ότι, στις πρώτες επαναλήψεις το αποδιπλωμένο μήκος ξεκινά από 0.20λ @ 2.5 GHz, για να καταλήξει να κορεστεί στην τιμή 0.45λ: αρχικά η κεραία εκμεταλλεύεται τη διηλεκτρική φόρτιση που παρέχει το υπόστρωμα, αλλά, καθώς το μέγεθος του κεραιοστοιχείου συρρικνώνεται με αυξανόμενες επαναλήψεις, ολοένα και περισσότερος χαλκός πρέπει να συμπίεστεί στην περιορισμένη επιφάνεια για να συντονίσει η κεραία περίπου στις ίδιες συχνότητες.

Η διαδικασία σχεδίασης συνέκλινε στις τιμές του Πίνακα 3.3 έχοντας σαν σημείο εκκίνησης τις ονομαστικές διαστάσεις του Πίνακα 3.4, οι οποίες ήταν κοινές για κάθε επανάληψη. Όμως, για λόγους συντομίας, τα αριθμητικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται εδώ εξήχθησαν μετά και από την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης που περιγράφεται στην §3.1.4. Επομένως, τα αριθμητικά αποτελέσματα της παρούσας υποενότητας αντιστοιχούν στους Πίνακες 3.3, 3.7 και 3.8.

Τα αριθμητικά αποτελέσματα των Σχημάτων 3.10 και 3.11 δείχνουν ότι τα ημιτονοειδή μονόπολα έχουν τη δυνατότητα για μεγάλο εύρος ζώνης και υψηλή αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Οι ημιτονοειδείς κεραίες είναι ενδογενώς ευρυζωνικές κεραίες, και παρά το μικρό μέγεθός τους, μπορούν να καλύψουν το εύρος 2.0–3.5 GHz. Συμπεριφέρονται ξεκάθαρα σαν ακτινοβολητές δύο ρυθμών (dual-mode), αφού είναι εμφανής η παρουσία δεύτερου συντονισμού σε παρακείμενη συχνότητα. Τα επιτεύξιμα εύρη ζώνης είναι πολύ μεγαλύτερα από αυτά που απαιτούνται για μετάδοση video σε δίκτυα αισθητήρων. Η μετάδοση κινούμενης εικόνας με κωδικοποίηση MPEG θα απαιτεί εύρος μόνο μερικών megahertz [135,136]. Τόσο μεγάλα εύρη ζώνης μπορούν να ανταπεξέλθουν και στην περίπτωση μετάδοσης video χωρίς κωδικοποίηση πηγής. Ο σχεδιαστής έχει την επιλογή να ανταλλάξει μέρος του διαθέσιμου εύρους ζώνης με επιπλέον σμίχρυνση της κεραίας. Σε κάθε περίπτωση, το επιτεύξιμο εύρος ζώνης είναι μέχρι και 68% μεγαλύτερο από το  $BW_V$  των μαιανδρικών κεραίων τετραγωνικής περιβάλλουσας (*squared meander-line monopoles*, S-MLMs) αντίστοιχου μεγέθους και αποδοτικότητας ακτινοβολίας, τις οποίες σχεδίασε ο συγγραφέας στα πλαίσια της εργασίας

$i$	$W_{\text{ind}}$ (mm)	$L_{\text{stub}}$ (mm)	$W_{\text{stub}}$ (mm)	$2A$ (mm)	$P$ (mm)	$\ell_s$ (mm)
1	1.0	7.2	0.7	14.4	14.4	23.8
2	1.0	3.8	0.7	11.2	7.5	27.9
3	0.6	2.5	0.7	10.0	5.0	33.9
4	0.6	1.9	0.6	9.2	3.7	39.8
5	0.4	1.5	0.6	8.8	2.9	46.5
6	0.4	1.3	0.5	8.6	2.5	53.7

**Πίνακας 3.3:** Διαστάσεις για κάθε επανάληψη της ημιτονοειδούς κεραίας και υπολογισμός του αποδιπλωμένου μήκους της κυρτής καμπύλης.

$W_{\text{strip}}$ (mm)	$L_{\text{ind}}$ (mm)	$W_{\text{gnd}}$ (mm)	$L_{\text{gnd}}$ (mm)
2.7	6.0	20.0 (ονομαστικό)	30.0 (ονομαστικό)

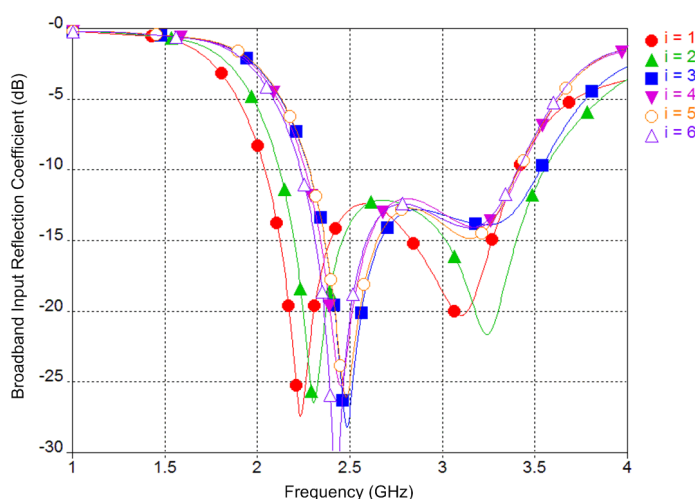
**Πίνακας 3.4:** Παραμετρικές τιμές κοινές σε κάθε επανάληψη της ημιτονοειδούς κεραίας.

[Σ06]:

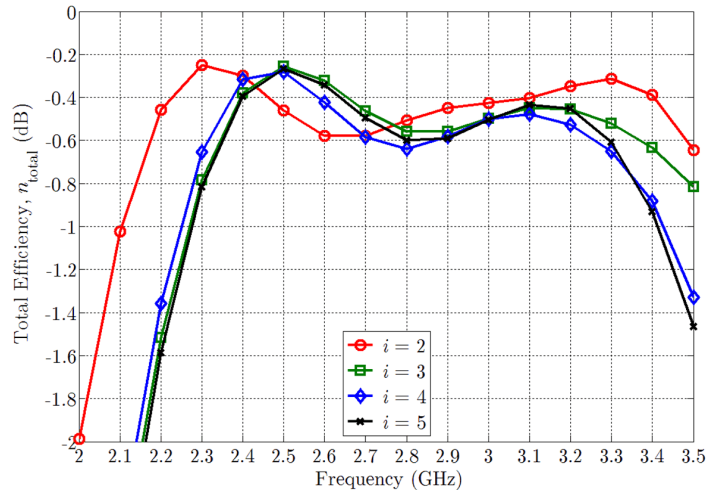
$$\begin{cases} \text{BW}_{\text{V,S-MLM}} = 0.85 \text{ GHz} \\ \text{BW}_{\text{V,sinus}}^{\text{peak}} = 1.43 \text{ GHz} \end{cases} \quad (3.4)$$

Οι κεραίες σχεδιάστηκαν ούτως ώστε ο πρώτος στη συχνότητα συντονισμός να εμφανίζεται στα 2.5 GHz ή χαμηλότερα. Ο ανώτερος συντονισμός αυξάνει το ωφέλιμο εύρος ζώνης μέχρι τα 3.5 GHz και μεταθέτει την κεντρική συχνότητα της μπάντας στην περιοχή συχνοτήτων  $2.7 < f_c < 2.9$  GHz. Αποτέλεσμα της λειτουργίας δύο ρυθμών είναι ο συντελεστής ανάκλασης στο μέσο της μπάντας να κυμαίνεται σε επίπεδα  $|S_{11}|_{\text{midband}} = -12$  dB, δηλαδή οι κεραίες είναι μερικώς ασυντόνιστες και απροσάρμοστες στη συχνότητα που ενώνονται οι δύο ρυθμοί. Παρ' όλα αυτά, ικανοποιείται το κριτήριο της στάθμης του VSWR, οπότε το λειτουργικό εύρος ζώνης περίπου διπλασιάζεται.

Επιπλέον, η συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι υψηλή σε όλη το λειτουργικό



**Σχήμα 3.10:** Ο ευρυζωνικός συντελεστής ανάκλασης εισόδου των έξι πρώτων επαναλήψεων της ημιτονοειδούς κεραίας. Οι κεραίες εμφανίζουν ένα δεύτερο συντονισμό σε παρακείμενη συχνότητα, ο οποίος μετατοπίζει τη μέση κεντρική συχνότητα στα 2.831 GHz. Τα αποτελέσματα αντιστοιχούν στις διαστάσεις που παρατίθενται στους Πίνακες 3.3 και 3.7.



**Σχήμα 3.11:** Μεταβολή της συνολικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας στο εύρος 2.0–3.5 GHz για τις ημιτονοειδείς κεραίες με  $i = 2 \rightarrow 5$ . Εντός της ζώνης ενδιαφέροντος έχουμε  $n_{total} > 85\%$ . Τα αποτελέσματα αντιστοιχούν στις διαστάσεις που παρατίθενται στους Πίνακες 3.3 και 3.7.

εύρος ζώνης. Η διαφορά κατευθυντικότητας και κέρδους είναι στη χειρότερη περίπτωση ίση με  $n_{total} = -0.7$  dB. Η συνολική διακύμανση της αποδοτικότητας εντός ζώνης ήταν 0.5 dB (85–95%). Τα αποτελέσματα αυτά ισχύουν για τις βέλτιστες διαστάσεις του επιπέδου γείωσης που παρατίθενται στον Πίνακα 3.7.

### 3.1.3.3 Χαρακτηριστικά Ακτινοβολίας

Η ημιτονοειδής κεραία 3ης επανάληψης ( $i = 3$ ), η οποία αναπτύσσει τον πρώτο συντονισμό κοντά στα 2.5 GHz, χρησιμοποιήθηκε για την περιγραφή των ιδιοτήτων ακτινοβολίας και πόλωσης των τυπωμένων ημιτονοειδών κεραιών. Το τριδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας του Σχήματος 3.12 υπολογίστηκε στον πρώτο συντονισμό και υποδεικνύει ότι η τυπωμένη κεραία ακτινοβολεί ως ασύμμετρο δίπολο διατεταγμένο κατά μήκος του άξονα των  $x$ . Το διάγραμμα έχει το τυπικό τοροειδές σχήμα και εμφανίζει ισχυρότερη ακτινοβολία προς τα πίσω λόγω των ρευμάτων του επιπέδου γείωσης. Στην πράξη, το διάγραμμα αντιστοιχεί σε παχύ ασύμμετρο δίπολο: πρόκειται για ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα με ρηχούς μηδενισμούς. Το επιτεύξιμο κέρδος υπολογίστηκε ίσο με  $G_{max} = 2.6$  dBi, ξεπερνώντας το κέρδος του διπόλου  $\lambda/2$  κατά 0.5 dB. Σημαντικό μέρος του κέρδους προέρχεται από τα ισχυρά ρεύματα στο επίπεδο γείωσης: η ρευματική κατανομή καταλαμβάνει μεγαλύτερο μέρος της περιγεγραμμένης σφαίρας σε σχέση με τη γραμμική κατανομή του διπόλου, συνεπώς προκύπτει μεγαλύτερο άνοιγμα κεραίας και μεγαλύτερο κέρδος.

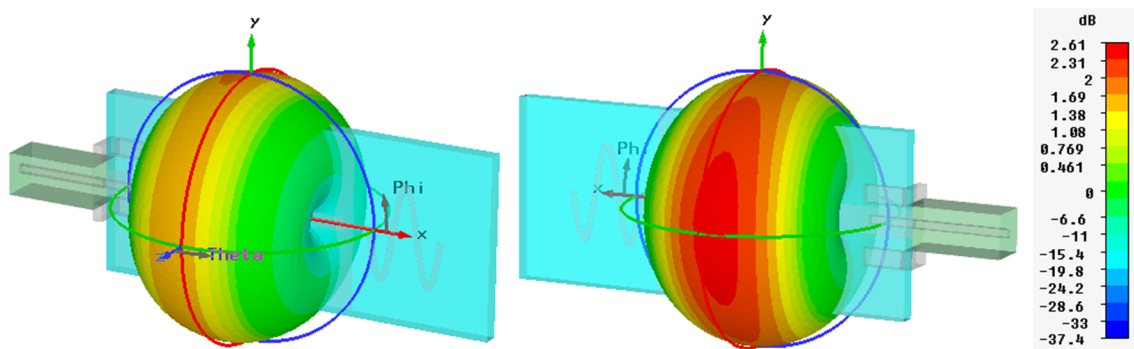
Η ομοιοκατευθυντικότητα του τριδιάστατου διαγράμματος στο επίπεδο  $\phi = \pi/2$ , είναι εξαιρετικά επιθυμητή για συμπαγή φορητά τερματικά όπως οι κόμβοι αισθητήρων. Τα φορητά τερματικά συνήθως λειτουργούν σε περιβάλλον έντονης πολυδιαδρομικής διάδοσης, όπου τα εισερχόμενα ραδιοκύματα αφικνούνται από όλες τις κατευθύνσεις του χώρου, δηλαδή τα περιβάλλοντα λειτουργίας εμφανίζουν μεγάλη γωνιακή διασπορά [154, 155]. Έτσι, είναι επιθυμητό τερματικά όπως τα WSN motes να έχουν ομοιόμορφα αποδοτική, ‘ιστροπική’ λήψη.

Πρωτεύον επίπεδο	<b>E</b>	XPR (dB)
$\phi = 0$	$E_\theta$	35
$\phi = \pi/2$	$E_\phi$	28
$\theta = \pi/2$	$E_\phi$	35

**Πίνακας 3.5:** Ιδιότητες πόλωσης της ημιτονοειδούς κεραίας 3ης επανάληψης στα 2.5 GHz.

Το διάγραμμα δείχνει ότι προβλήματα λήψης υπάρχουν μόνο κατά μήκος του άξονα  $xx'$  λόγω των δύο μηδενισμών.

Σε ό,τι αφορά στις ιδιότητες της πόλωσης, τα αριθμητικά αποτελέσματα έδειξαν ότι στα πρωτεύοντα επίπεδα η πόλωση είναι σχετικά αμιγώς γραμμική, αλλά γενικά οι 4 κεραίες είναι ελλειπτικά πολωμένες: οι δύο κάθετες πολώσεις συνυπάρχουν και έχουν παρόμοια μέτρα. Η ελλειπτική πόλωση είναι αποτέλεσμα της διδιάστατης ρευματικής κατανομής πάνω στο κεραιοστοιχείο και στο επίπεδο γείωσης. Έτσι, η κύρια συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου αλλάζει μεταξύ των πρωτευόντων επιπέδων. Οι λεπτομέρειες παρατίθενται στον Πίνακα 3.5, όπου και καταγράφονται η κύρια **E**-συνιστώσα στο μακρινό πεδίο και ο λόγος ορθογωνικής πόλωσης (*cross-polarization ratio*, XPR).



**Σχήμα 3.12:** Το τριδιάστατο διάγραμμα κέρδους της ημιτονοειδούς κεραίας με  $i = 3$  υπολογισμένο στα 2.5 GHz: αριστερά απεικονίζεται ο ημχώρος  $0 \leq \theta \leq \pi/2$  και δεξιά ο  $\pi/2 < \theta \leq \pi$ . Το κεραιοσύστημα και το διάγραμμα μακρινού πεδίου μοιράζονται το ίδιο σύστημα συντεταγμένων, γεγονός που παρέχει τη δυνατότητα να ενσωματώσουμε το ένα στο άλλο. Παρ' όλα αυτά, το διάγραμμα ισχύει από το όριο του μακρινού πεδίου και πέρα, στην περίπτωση αυτή τουλάχιστον 50 mm μακριά από το PCB.

### 3.1.3.4 Αποτελέσματα Μετρήσεων Κεραιών με το Ονομαστικό Επίπεδο Γείωσης

Η παρούσα υποενοότητα παρουσιάζει τα μετρητικά αποτελέσματα που απέδωσαν οι πρωτότυπες ημιτονοειδείς κεραίες που φαίνονται στο Σχήμα 3.8β'. Περιγράφονται επίσης οι ρυθμίσεις της μετρητικής διάταξης, και επεξηγούνται οι αποκλίσεις μεταξύ αριθμητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων.

Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στις εγκαταστάσεις του ΕΚΡ/ΕΜΠ. Σε ένα εργαστηριακό περιβάλλον υπάρχει μια πληθώρα μεταλλικών και άλλων σχεδαστών που μπορούν να αλλοιώσουν τα αποτελέσματα των μετρήσεων. Ελήφθησαν μέτρα ώστε να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση του άμεσου περιβάλλοντος των κεραίων υπό μέτρηση (*antennas-under-test*,

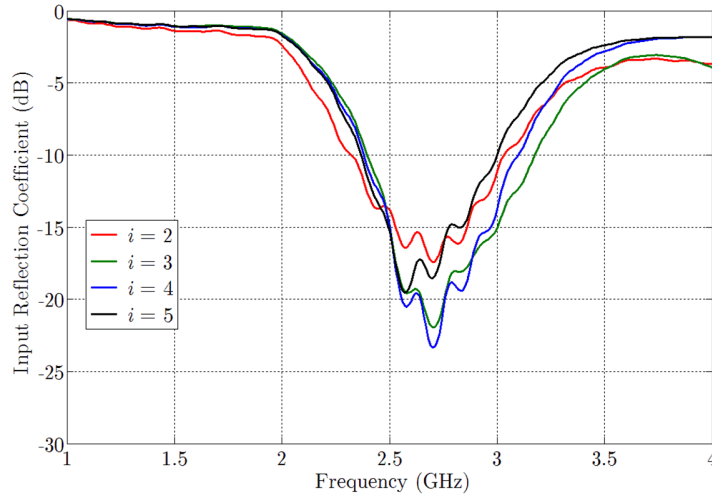
ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΔΙΚΤΥΩΝ PNA-L N5230A	
Span (Cal+Meas)	0.5–4.5 GHz
IF bandwidth	5 kHz
Number of Points	801 ( $\Delta f = 5$ MHz)
Sweep time	100 ms
Averaging (full span)	32 (15 dB)

**Πίνακας 3.6:** Οι ρυθμίσεις του αναλυτή δικτύων κατά τη μέτρηση των ημιτονοειδών κεραιών.

AUTs). Οι κεραίες τοποθετήθηκαν σε ικρίωματα κατασκευασμένα από το ηλεκτρομαγνητικά αόρατο υλικό Styrofoam (εξηλασμένη πολυστερίνη), ώστε να απομακρυνθούν από τον πάγκο μετρήσεων. Επίσης, πυραμιδοειδές απορροφητικό υλικό κάλυψε τα γύρω αντικείμενα και απομόνωσε κατά το δυνατόν την κεραία από το περιβάλλον της. Οι μιγαδικές παράμετροι σκέδασης κάθε κεραίας καταγράφηκαν από διανυσματικό αναλυτή δικτύων (*vector network analyzer*, VNA) Agilent Technologies PNA-L N5230A, 4-port, 300 kHz–13.5 GHz. Ο αναλυτής βαθμονομήθηκε από την τετράθυρη ηλεκτρονική διάταξη Agilent ECal N4431B. Οι κεραίες συνδέθηκαν με τον αναλυτή με ομοαξονικά καλώδια χαμηλών απωλειών Mini-Circuits *Performance Series Test Cables CBL-3FT-SFSM+*, 50 Ω, DC–18 GHz. Οι ρυθμίσεις που εφαρμόστηκαν στον VNA παρατίθενται στον Πίνακα 3.6. Σημειώνεται ότι η λειτουργία της μεσοτίμησης (*averaging*) είχε ενεργοποιηθεί ήδη πριν ξεκινήσει η βαθμονόμηση του αναλυτή, ώστε να επιτευχθεί ακόμα καλύτερη ακρίβεια μετρήσεων.

Τα μετρητικά αποτελέσματα του Σχήματος 3.13 αποδίδουν επιτεύξιμο εύρος ζώνης στην περιοχή  $0.63 \leq BW_V \leq 0.78$  GHz, ήτοι σε κλασματικούς όρους  $23.5 \leq FBW_V \leq 28.0\%$ . Τα ανηγμένα μεγέθη κανονικοποιούνται ως προς την κεντρική (αριθμητική μέση) συχνότητα της ζώνης κάθε κεραίας. Η μέση κεντρική συχνότητα των 4 κεραιών ισούται με 2.72 GHz. Συγκρίνοντας τα πειραματικά αποτελέσματα με τα αριθμητικά αποτελέσματα του Σχήματος 3.10 επισημαίνονται οι ακόλουθες διαφορές: (α') ο ανώτερος συντονισμός στα 3.2 GHz δεν εμφανίζεται στις μετρήσεις, και (β') ο κατώτερος συντονισμός μετατοπίστηκε από τα 2.5 GHz στην περιοχή 2.68–2.79 GHz. Παρ' όλες τις διαφορές, οι μετρηθείσες ημιτονοειδείς κεραίες πέτυχαν σημαντικά εύρη ζώνης για το μέγεθός τους. Ακόμα και σε αυτήν τη μορφή, παρέχουν τη δυνατότητα ανταλλαγής του επιπλέον εύρους ζώνης για περαιτέρω σμίκρυνση.

Οι αποκλίσεις μεταξύ αριθμητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων οφείλονται στις διαφορετικές διαστάσεις των επιπέδων γείωσης (τα αποτελέσματα του Σχήματος 3.10 αντιστοιχούν στον Πίνακα 3.7 και όχι στον Πίνακα 3.4) και στο υλικό του υποστρώματος. Η διαδικασία σχεδίασης εκτελέστηκε με την προϋπόθεση ότι η κατασκευή θα γίνει σε υλικό FR-4 ύψους  $H_{FR4} = 1.60$  mm με ιδιότητες  $\epsilon_r = 4.6$  και  $\tan \delta_e = 0.0170 @ 2.5$  GHz. Όμως, η αγορά των διηλεκτρικών υποστρωμάτων και των εργαστηρίων κατασκευής τυπωμένων κυκλωμάτων συχνά επιβάλλει τους δικούς της κανόνες στον σχεδιαστή. Έτσι, τα PCB τελικά υλοποιήθηκαν σε υπόστρωμα Isola Duraver™-E-Cu 104 ύψους  $H_{FR4} = 1.53$  mm με προδιαγραφές  $4.6 \leq \epsilon_r \leq 4.9$  και  $\tan \delta_e = 0.0210 @ 1$  MHz [156]. Ύστερα από την κατασκευή, μέτρηση και αντίστροφη προσομοίωση ενός απλού μικροταινιακού συντονιζόμενου κυκλώματος υλοποιημένου πάνω στο Duraver 104, υπολογίστηκε ότι η σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα του υλικού ισούται με  $\epsilon_r = 4.22 @ 2.5$  GHz. Είναι προφανή τα προβλήματα που προκύπτουν από



**Σχήμα 3.13:** Μέτρο του πειραματικού, ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο των κεραιών του Σχήματος 3.8β', οι οποίες κατοπτρίζονται σε επίπεδο γείωσης ονομαστικών διαστάσεων.

τη χρήση υποστρώματος χαμηλότερης επιτρεπτότητας: οι κεραίες έγιναν πιο επαγωγικές στο ισοδύναμο κύκλωμα εισόδου και ταυτόχρονα ηλεκτρικώς μεγαλύτερες λόγω της μειωμένης διηλεκτρικής φόρτισης. Η επαγωγική συμπεριφορά επιβεβαιώθηκε με επισκόπηση του χάρτη Smith κατά τη διάρκεια των μετρήσεων.

Ένας ακόμη παράγοντας ασυμφωνίας είναι η αδυναμία των κατασκευαστών υλικών FR-4 να παρέχουν ικανή ποσότητα πληροφορίας για τις διασκορπιστικές ιδιότητες. Η H/M μοντελοποίηση και προσομοίωση ακριβείας απαιτεί ακριβή μοντέλα Debye 1ης και 2ης τάξης για τη διασκορπιστικότητα του υλικού, αντί για μονοσυχνотικά δεδομένα. Η διαδικασία παραγωγής του υλικού FR4 δεν παρέχει ομοιόμορφη κατανομή απωλειών και διηλεκτρικής επιτρεπτότητας σε όλη την επιφάνεια του PCB, προκαλώντας έτσι μια τυχαία ανακολουθία στην H/M μοντελοποίηση [97]. Ωστόσο, τέτοιες ανακολουθίες αποτελούν μέρος των συμβιβασμών που πρέπει να γίνουν στην πρακτική σχεδίαση κεραιών για φορητές συσκευές χαμηλού κόστους, στις οποίες δεν είναι ρεαλιστική η χρήση ποιοτικών μικροκυματικών υποστρωμάτων.

### 3.1.4 Μελέτη της Επίδρασης του Επιπέδου Γείωσης

Αν και οι κεραίες σε μέγεθος συντονισμού ( $ka \approx 1.6$  rad) διαθέτουν πολύ μεγαλύτερο γινόμενο αποδοτικότητας-εύρους ζώνης, οι αυστηροί περιορισμοί των WSNs επιβάλλουν συμπαγείς κεραίες ώστε να διατηρηθεί συμπαγές το συνολικό μέγεθος του κόμβου. Εντούτοις, οι συμπαγείς κεραίες χαρακτηρίζονται από μικρή αντίσταση εισόδου, μεγάλη αντίδραση εισόδου, και χαμηλή αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Η μεθοδολογία που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της Διατριβής για να ξεπεραστούν οι παραπάνω αδυναμίες έχει δύο σκέλη:

- Εφαρμογή τεχνικών σμίκρυνσης σε συντονιζόμενες κεραίες, ώστε να ελαττωθεί το μέγεθος του κεραιοστοιχείου, και
- Μελέτη της επίδρασης του GNDP στην επαγόμενη ρευματική κατανομή, και προσαρμογή των διαστάσεων της γείωσης, ώστε να προκύψει μερικώς ασυντόνιστη κεραία.



Οι επιδόσεις μιας κεραίας ενσωματωμένης σε συμπαγή φορητή συσκευή είναι από κοινού συνάρτηση των ρευματικών κατανομών του κεραιοστοιχείου και του επιπέδου γείωσης. Έτσι, οι κεραίες που σχεδιάζονται για κόμβους αισθητήρες δεν πρέπει να χαρακτηρίζονται, είτε αριθμητικά, είτε πειραματικά, όντας τοποθετημένες πάνω σε απείρωσ ή ηλεκτρικά μεγάλο επίπεδο γείωσης. Δουλεύοντας με μικροσκοπικές ενσωματωμένες κεραίες που λειτουργούν στα 2–3 GHz, οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης είναι σχεδόν βέβαιο ότι θα είναι μικρότερες από το μήκος κύματος, ενώ παράλληλα θα προσεγγίζουν τις διαστάσεις του κεραιοστοιχείου. Για το λόγο αυτό, το είδωλο που σχηματίζει το περασμένο επίπεδο γείωσης είναι έντονα ασύμμετρο και επηρεάζει ουσιαστικά την απόδοση της συμπαγούς κεραίας [110,112]. Στην πραγματικότητα, το επίπεδο γείωσης μιας συμπαγούς κεραίας λειτουργεί σαν ακτινοβολητής τόσο όσο και το ίδιο το κεραιοστοιχείο, άρα πρέπει πάντα να συμπεριλαμβάνεται στον υπολογισμό του ενεργού ηλεκτρικού μεγέθους.

#### 3.1.4.1 Ορισμός Βαθμωτού Κριτηρίου Ποιότητας για την Εκτίμηση της Συνολικής Απόδοσης της Κεραίας

Η θεωρία κεραίων έχει δείξει ότι η απόκριση κάθε κεραίας εξαρτάται δραστικά από το μέγεθός της: αν αυτό ελαττωθεί αυθαίρετα, οι επιδόσεις θα επιδεινωθούν σημαντικά. Η σχεδιαστική πρόκληση των συμπαγών κεραιών μπορεί να ερμηνευθεί ως η κατάλληλη αντιστάθμιση των 3 θεμελιωδών ιδιοτήτων της κεραίας: κέρδος, εύρος ζώνης και ηλεκτρικό μέγεθος.

Συνήθως, οι κεραίες χαρακτηρίζονται από το μέγιστο κέρδος και τα διαγράμματα κέρδους μακρινού πεδίου. Αυτή η περιγραφή είναι χρήσιμη σε ζεύξεις όπου οι συνθήκες διάδοσης επιτρέπουν την οπτική επαφή (*line-of-sight*, LOS). Το περιβάλλον διάδοσης των κινητών τερματικών μεταβάλλεται χωροχρονικά, και είναι μια πολύπλοκη δομή με πλήθος σχεδαστών η οποία μπορεί να περιγραφεί μόνο στατιστικά [71]. Ένας καλύτερος τρόπος να περιγραφούν τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας της κεραίας ενός κινητού τερματικού είναι η χρήση της συνολικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας,  $n_{total}$  [155]. Η  $n_{total}$  περιλαμβάνει την επίδραση των απωλειών της κεραίας και των απωλειών προσαρμογής και, σε αντίθεση με τον ορισμό του κέρδους κατά IEEE, είναι αυτή που δίνει το πραγματικό κέρδος της κεραίας και την πραγματική εκπεμπόμενη EIRP. Έτσι, η συνολική αποδοτικότητα είναι το κατάλληλο μετρητικό μέγεθος για την ποιότητα ακτινοβολίας κεραιών που σχεδιάζονται για χρήση σε περιβάλλον ομοιόμορφης πολυδιαδρομικής διάδοσης, όπως συμβαίνει στα δίκτυα αισθητήρων, όπου αφενός ισχύουν συνθήκες διάδοσης NLOS μεταξύ των κόμβων, ενώ αφετέρου τα ανακλώμενα και σχεδαζόμενα ραδιοκύματα έρχονται στην κεραία λήψης περίπου με την ίδια πιθανότητα από κάθε κατεύθυνση του χώρου [155]. Το λογισμικό H/M μοντελοποίησης και προσομοίωσης υπολογίζει την  $n_{total}$  κατά τη μετεπεξεργασία των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης ακολουθώντας τα εξής βήματα: (α') μετασχηματισμός κοντινού σε μακρινό πεδίο (*near-to-far-field transformation*), (β') ολοκλήρωση του 3-D διαγράμματος σε όλο το χώρο ( $\theta, \phi$ ), (γ') εκτίμηση της συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος (*total radiated power*, TRP) σε κάθε συχνότητα, και (δ') διαίρεση της TRP με την ισχύ που ήταν διαθέσιμη στην είσοδο της κεραίας σε κάθε συχνότητα.



Με κίνητρο τα παραπάνω, προτείνεται η χρήση της σχέσης (3.5) ως ένα συγκεντρωτικό κριτήριο ποιότητας (*figure-of-merit*, FOM) για τις κεραίες που σχεδιάστηκαν. Ο στόχος του σχεδιαστή είναι να επινοήσει διατάξεις που μεγιστοποιούν το κριτήριο.

$$\text{FOM} = \frac{10 \times \overline{n_{\text{total}}} \times \text{FBW}_V}{ka}. \quad (3.5)$$

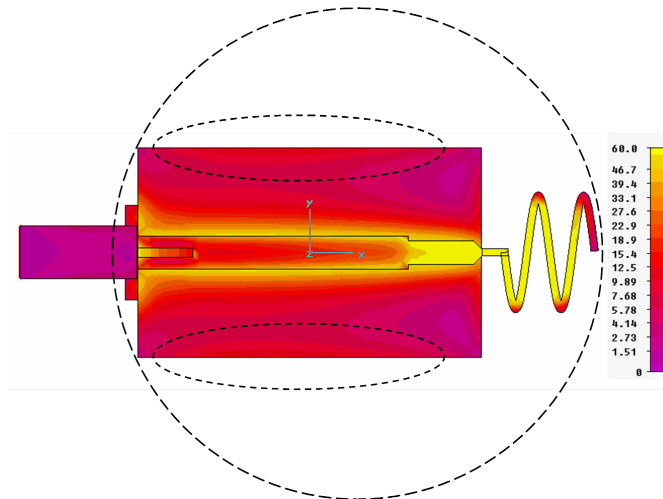
Στην (3.5) το γινόμενο  $ka$  είναι το ηλεκτρικό μέγεθος της κεραίας:  $k$  είναι το μέτρο του κυματανύσματος και  $a$  η ακτίνα της νοητής ελάχιστης περιγεγραμμένης σφαίρας, η οποία ορίζεται στο Σχήμα 3.14. Τα ανηγμένα μεγέθη  $\text{FBW}_V$  και  $ka$  υπολογίζονται ως προς την κεντρική συχνότητα της ζώνης που εξυπηρετεί κάθε κεραία,  $f_c$ . Στη βιβλιογραφία δεν υπάρχει συμφωνία σχετικά με τη συχνότητα αναφοράς των κεραίων που εμφανίζουν πολλαπλούς συντονισμούς και πολλαπλά ελάχιστα του  $|S_{11}|$ . Πέρα από τον αριθμητικό και γεωμετρικό μέσο των ακραίων συχνοτήτων που ικανοποιούν το κριτήριο του  $\Gamma_{\text{in}}(j\omega)$ , άλλες επιλογές που έχουν προταθεί είναι η χαμηλότερη συχνότητα συντονισμού εντός ζώνης ( $\omega_r = \min\{\omega\} : X_{\text{in}}(j\omega_r) = 0 \Omega$ ), και η χαμηλότερη συχνότητα ελάχιστου συντελεστή ανάκλασης,  $\min\{\arg \min |S_{11}(j\omega)|\}$ . Στην παρούσα μελέτη επιλέχθηκε ο αριθμητικός μέσος, ο οποίος όμως θα συμβολίζεται στο παρόν Κεφάλαιο ως  $f_c$  αντί για  $f_0$ :  $f_c = \frac{1}{2}(f_{\text{min}} + f_{\text{max}})$ .

Το μέγεθος που συνδέεται με την ακτινοβολία στη σχέση (3.5),  $\overline{n_{\text{total}}}$ , είναι η μέση τιμή της συνολικής αποδοτικότητας στη ζώνη 2–3 GHz. Ο συντελεστής 10 έχει εισαχθεί στο FoM για να αποφευχθούν οι πράξεις με μικρούς αριθμούς. Το κριτήριο ποιότητας είναι αδιάστατο, όντας γινόμενο αδιάστατων μεγεθών, και εκφράζεται σε decibel μέσω της σχέσης

$$\text{FOM}_{\text{dB}} = 10 + 10 \log(\overline{n_{\text{total}}}) + 10 \log(\text{FBW}_V) - 10 \log(ka). \quad (3.6)$$

Ο σκοπός του είναι να ταξινομήσει τη συνολική απόδοση διαφορετικών κεραίων που εξυπηρετούν την ίδια εφαρμογή, παρά να λειτουργήσει ως απόλυτο μετρικό. Το γινόμενο  $\overline{n_{\text{total}}} \times \text{FBW}_V$  είναι μια ποσότητα που θυμίζει το *gain-bandwidth product* (GBWP), που είναι μια καλώς ορισμένη χαρακτηριστική παράμετρος των τρανζίστορ και των ενισχυτών.

Ο τρόπος υπολογισμού της ακτίνας της περιγεγραμμένης σφαίρας ορίζεται στο Σχήμα 3.14. Η νοητή σφαίρα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη ώστε να περιλαμβάνει και ολόκληρο το επίπεδο γείωσης εκτός από το κεραιοστοιχείο, αφού ισχυρά ακτινοβολούντα ρεύματα ρέουν κατά μήκος και των δύο διαστάσεων του GNDP, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.14. Όταν το επίπεδο γείωσης είναι όχι απλά πεπερασμένο, αλλά έχει αυστηρά περιορισμένες διαστάσεις, τότε ο όγκος που καταλαμβάνεται από τα ακτινοβολούντα μέρη της κεραίας εκτείνεται πέρα από το κεραιοστοιχείο, και το ηλεκτρικά μικρό GNDP πρέπει να συμπεριληφθεί στον υπολογισμό της ακτίνας  $a$ . Παρόμοια συλλογιστική παρουσιάστηκε στις εργασίες [110, 112] οι οποίες υποστήριξαν ότι, στην περίπτωση συμπαγών κεραίων που τοποθετούνται σε GNDP μεγέθους φορητής συσκευής, ο σχεδιαστής πρέπει να αντιλαμβάνεται ότι η ακτινοβολούσα δομή περιλαμβάνει αμφότερα κεραιοστοιχείο και επίπεδο γείωσης. Για το λόγο αυτό, η σχεδίαση της συμπαγούς κεραίας και οι επιδόσεις που τη συνοδεύουν θεωρούνται έγκυρες μόνο όταν το μέγεθος του GNDP και η θέση της κεραίας πάνω σε αυτό έχουν ληφθεί υπόψη.



**Σχήμα 3.14:** Η επιφανειακή ρευματική κατανομή της ημιτονοειδούς κεραίας 4ης επανάληψης στην πρώτη συχνότητα συντονισμού ( $\approx 2.5$  GHz). Η εικόνα δείχνει ταυτόχρονα μέγιστα, κάτι που δεν είναι φυσικώς εφικτό λόγω της ολίσθησης φάσης. Οι διακεκομμένες ελλείψεις επισημαίνουν την αύξηση της πυκνότητας ρεύματος κατά μήκος των μεγάλων πλευρών του GNDP, η οποία είναι ο βασικός λόγος που η περιγεγραμμένη σφαίρα έχει την έκταση του διακεκομμένου κύκλου. Μόνο τα αγωγίμα μέρη του PCB φαίνονται εδώ.

### 3.1.4.2 Προσαρμογή του Επιπέδου Γείωσης για Βελτίωση της Απόδοσης των Κεραίων

Οι κεραίες λειτουργούν στα 2.5 GHz, όπου το μήκος κύματος ελευθέρου χώρου είναι  $\lambda = 120$  mm. Κατά το στάδιο της σχεδίασης, το οποίο περιγράφηκε αναλυτικά στην §3.1.2, τα ημιτονοειδή κεραιοστοιχεία κατοπτρίστηκαν σε επίπεδα γείωσης που είχαν τουλάχιστον τη μία από τις δύο πλευρές τους ίση με  $\lambda/4$ . Η συνθήκη αυτή εγγυάται καλώς συντονισμένη και προσαρμοσμένη απόκριση: η στιβαρότητα της σχεδίασης παρείχε τις βάσεις για να επιτευχθούν οι ελάχιστες δυνατές διαστάσεις για τα κεραιοστοιχεία [157]. Η σχεδιαστική στιβαρότητα εξηγείται ποιοτικά ως εξής: όταν το επίπεδο γείωσης έχει π.χ. το μήκος του ίσο με  $\lambda/4$ , τότε η όλη ακτινοβολούσα δομή συμπεριφέρεται σαν ασύμμετρο δίπολο  $\lambda/2$ . Έτσι, στη συνέχεια μελετήθηκε σαν δεύτερο στάδιο σμίχρυνσης η επίδραση των διαστάσεων των επιμέρους γειώσεων. Στη διάρκεια αυτής της διαδικασίας τα κεραιοστοιχεία και η διάταξη τροφοδοσίας τους παρέμειναν αναλλοίωτα. Διερευνήθηκε ο επιτευξιμός βαθμός σμίχρυνσης του επιπέδου γείωσης, ο οποίος παράγει οριακά αποδεκτή απόκριση. Το GNDP παρέχει δύο σχεδόν τελείως αποσυζευγμένους βαθμούς ελευθερίας, δηλαδή το μήκος  $L_{\text{gnd}}$  και το πλάτος  $W_{\text{gnd}}$ : βλ. σχετικά το Σχήμα 3.7β'. Η συγκεκριμένη διερεύνηση έγινε πραγματοποιώντας δύο παραμετρικές μελέτες, στις οποίες μεταβλήθηκαν ανεξάρτητα οι παράμετροι  $L_{\text{gnd}}$  και  $W_{\text{gnd}}$ . Χωρίς βλάβη της γενικότητας, χρησιμοποιείται το παράδειγμα της ημιτονοειδούς κεραίας 2ης επανάληψης για τη μελέτη της επίδρασης της γείωσης: για συντομία, η κεραία αυτή θα αποκαλείται στο εξής “PSA-2”.

Το πρώτο μέρος της μελέτης αφορά στη μεταβολή του πλάτους  $W_{\text{gnd}}$ , ενώ το μήκος του GNDP παρέμεινε σταθερό στην ονομαστική τιμή. Το πλάτος μεταβλήθηκε σταδιακά κατά μία διαφορική ποσότητα  $\Delta W_{\text{gnd}}$ , η οποία κυμάνθηκε στο εύρος  $-6 \leq \Delta W_{\text{gnd}} \leq 14$  mm. Το PCB

έγινε συμμετρικά πλατύτερο μεταβάλλοντας την έκτασή του κατά  $\Delta W_{\text{gnd}}/2$  εκατέρωθεν της μικροταινιακής τροφοδοσίας. Η συνολική μεταβολή του πλάτους ήταν  $14 \leq W_{\text{gnd}} \leq 34$  mm, ήτοι  $0.117\lambda \leq W_{\text{gnd}} \leq 0.283\lambda$  @ 2.5 GHz. Η διακύμανση αυτή αντιστοιχεί σε μεταβολή του συνολικού ηλεκτρικού μεγέθους του ακτινοβολητή στην περιοχή  $1.05 \leq ka \leq 1.42$  rad. Προέκυψε ότι η απόκριση της PSA-2 είναι ευαίσθητη στις μεταβολές του πλάτους του PCB, αφού οι παρατηρούμενες μεταβολές της απόδοσής της είναι σημαντικές:

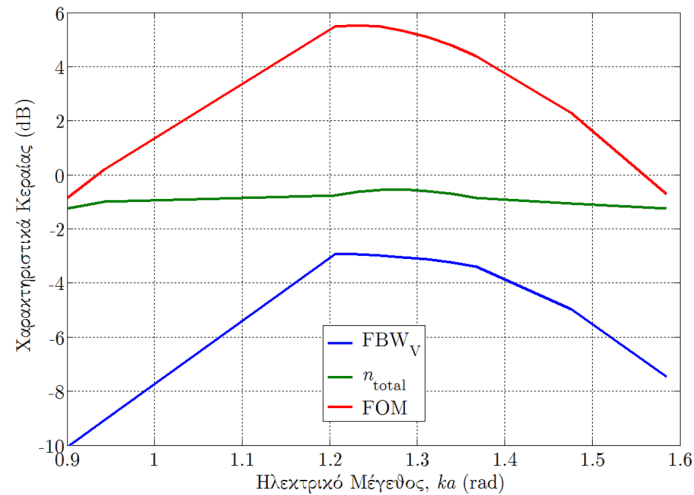
1. Το κλασματικό εύρος ζώνης μειώθηκε από τη μέγιστη τιμή του 42% στο 19% για τις μεγαλύτερες τιμές πλάτους.
2. Η μέση συνολική αποδοτικότητα ανήλθε στη μέγιστη τιμή 81% για  $W_{\text{gnd}} = 16$  mm, αλλά μειώθηκε στο 65% για μεγαλύτερα πλάτη.
3. Η ολίσθηση της απόδοσης είναι μοιραία πιο έντονη στο κριτήριο ποιότητας: τα μεγέθη  $\text{FBW}_V$  και  $\overline{n_{\text{total}}}$  μειώνονται για μεγάλα πλάτη, ενώ το ηλεκτρικό μέγεθος αυξάνεται μονότονα. Έτσι, το FOM υπέστη μονότονη συνολική μείωση ίση με 5 dB, η οποία ισοδυναμεί με μείωση κατά 218% σε γραμμικά μεγέθη.

Επομένως, το πλάτος σταθεροποιήθηκε στο  $W_{\text{gnd}} = 16$  mm, τιμή που παράγει μια μερικώς ασυντόνιστη και απροσάρμοστη κεραία με αυξημένο εύρος ζώνης που ικανοποιεί το κριτήριο του VSWR.

Στη συνέχεια μελετήθηκε η απόκριση της κεραίας κατά την παραμετρική μεταβολή του μήκους του επιπέδου γείωσης. Το πλάτος διατηρήθηκε σταθερό στην τιμή  $W_{\text{gnd,opt}} = 16$  mm, ενώ η μέγιστη τιμή μήκους ήταν  $L_{\text{gnd,max}} = 40$  mm =  $\lambda/3$  @ 2.5 GHz. Το ελάχιστο μήκος εξαρτήθηκε από τις επιδόσεις της κεραίας: η παράμετρος  $L_{\text{gnd}}$  μειώθηκε μέχρι το σημείο που η κεραία δεν μπορούσε να αποδώσει πλέον σε αποδεκτά επίπεδα. Ελάχιστη αποδεκτή απόδοση θεωρήθηκε το λειτουργικό εύρος ζώνης  $\text{BW}_V = 0.1$  GHz ( $\text{FBW}_V = 4\%$ ). Βρέθηκε ότι το ελάχιστο αποδεκτό μήκος ήταν  $L_{\text{gnd,min}} = 20$  mm =  $\lambda/6$  @ 2.5 GHz. Επομένως, η συνολική μεταβολή του μήκους ήταν μια οκτάβα:  $20 \leq L_{\text{gnd}} \leq 40$  mm, ή ισοδύναμα  $\lambda/6 \leq L_{\text{gnd}} \leq \lambda/3$ , το οποίο αντιστοιχεί σε μεταβολή του συνολικού ηλεκτρικού μεγέθους ίση με  $0.90 \leq ka \leq 1.58$  rad. Τα αποτελέσματα του Σχήματος 3.15 αποτυπώνουν την επίδραση του μήκους του επιπέδου γείωσης. Καθώς αυξάνεται το μήκος του GNNDP, αυξάνεται και το ηλεκτρικό μέγεθος του συνολικού ακτινοβολητή, δεδομένου ότι η κεντρική συχνότητα της ζώνης δε μεταβάλλεται απότομα. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι μεγαλύτερη δε σημαίνει αναγκαστικά και καλύτερη κεραία. Η συνολική απόδοση μεγιστοποιείται για  $ka = 1.23$  rad, μέγεθος τυπικό για τυπωμένες μαιανδροειδείς δομές (βλ. [Σ06, Σ13]). Το κριτήριο ποιότητας είναι πρακτικά σταθερό στη μέγιστη τιμή του για  $24 \leq L_{\text{gnd}} \leq 28$  mm. Στο βέλτιστο μέγεθος, το κλασματικό εύρος ζώνης ξεπερνά την τιμή  $\text{FBW}_V = 50\%$ , κάτι που συνιστά βελτίωση κατά 40% σε σχέση με το εύρος ζώνης της μαιανδρικής κεραίας προσαρμοσμένου GNNDP στην εργασία [Σ06]. Η αύξηση του εύρους ζώνης μεταφράζεται σε κέρδος 1.5 dB για το κριτήριο ποιότητας. Επιπλέον, η μέση συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας είχε μια σχετικά μικρή διακύμανση στο εύρος  $75\% \leq \overline{n_{\text{total}}} \leq 88\%$ , με αποτέλεσμα οι καμπύλες  $\text{FBW}_V$  και FOM να έχουν την ίδια μορφή.

$i$	$W_{\text{gnd}}$ (mm)	$L_{\text{gnd}}$ (mm)
1	20	30
2	16	28
3	18	26
4	17	28
5	17	28
6	16	28

Πίνακας 3.7: Βέλτιστες διαστάσεις του επιπέδου γείωσης της ημιτονοειδούς κεραίας,  $i = 1 \rightarrow 6$ .



Σχήμα 3.15: Μεταβολή των μεγεθών  $FBW_V$ ,  $\overline{n_{\text{total}}}$  και  $FOM$  της ημιτονοειδούς κεραίας 2ης επανάληψης σαν συνάρτηση του ηλεκτρικού μεγέθους του συνολικού ακτινοβολητή. Η μεταβολή του  $ka$  προκλήθηκε από μεταβολή του μήκους του επιπέδου γείωσης. Όλα τα εξαρτημένα μεγέθη είναι καθαροί αριθμοί και δίδονται σε *decibel*.

Η μελέτη επαναλήφθηκε ομοίως για όλες τις υπόλοιπες επαναλήψεις  $i = 1, 3, \dots, 6$  και απέδωσε τις βέλτιστες διαστάσεις γείωσης που παραθέτει ο Πίνακας 3.7. Παρατηρούμε ότι οι ημιτονοειδείς κεραίες, όπως και οι μαιανδρικές, αποδίδουν καλύτερα με στενά επίπεδα γείωσης:  $16 \leq W_{\text{gnd,opt}} \leq 20$  mm. Εντούτοις, με τη σταθεροποίηση της τιμής του πλάτους και την αύξηση του λειτουργικού εύρους ζώνης μέσω μερικής έλλειψης συντονισμού και προσαρμογής, οι βέλτιστες τιμές μήκους προέκυψαν πλησίον του  $\lambda/4$ . Η απόκριση των ημιτονοειδών κεραίων είναι εξίσου ευαίσθητη σε μεταβολές του πλάτους και του μήκους. Τα χαρακτηριστικά μεγέθη των έξι επαναλήψεων με τα προσαρμοσμένα επίπεδα γείωσης του Πίνακα 3.7 παρατίθενται στον Πίνακα 3.8.

### 3.1.4.3 Λόγοι Σμίκρυνσης

Οι Nakano *et al.* [158] πρότειναν το λόγο σμίκρυνσης (*shortening ratio*, SR) μιας αναδιπλωμένης διπολικής κεραίας, όπως είναι η μαιανδρική και η ζιγκ-ζαγκ (τριγωνική) κεραία, προκειμένου να αποδοθεί ποσοτικά ο βαθμός συρρίκνωσης σε σχέση με το συντονιζόμενο μέγεθος ημίσεος μήκους κύματος. Ο ορισμός του λόγου σμίκρυνσης δίδεται στη σχέση (3.7) και βασίζεται στο αξονικό μήκος  $L_{\text{ax}}$  της κεραίας, δηλαδή στην απόσταση από το σημείο

$i$	$f_c$ (GHz)	$BW_V$ (GHz)	$FBW_V$	$ka$ (rad)	$\bar{n}_{rad}$	$\bar{n}_{total}$	FOM (dB)
1	2.728	1.367	0.501	1.39	0.93	0.88	5.0
2	2.837	1.429	0.504	1.23	0.93	0.88	5.5
3	2.906	1.248	0.429	1.23	0.92	0.83	4.6
4	2.844	1.164	0.409	1.22	0.91	0.82	4.4
5	2.850	1.132	0.397	1.21	0.91	0.81	4.2
6	2.823	1.173	0.416	1.18	0.91	0.82	4.6

**Πίνακας 3.8:** Αποτελέσματα της συνολικής απόκρισης της ημιτονοειδούς κεραίας,  $i = 1 \rightarrow 6$ , όπως προέκυψαν από την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης.

τροφοδοσίας μέχρι το πέρας του ανοιχτοκυκλωμένου βραχίονα του διπόλου.

$$SR = \frac{\lambda/2 - 2L_{ax}}{\lambda/2} \quad (3.7)$$

Στην περίπτωση των τυπικών μονοπόλων που κατοπτρίζονται σε ηλεκτρικώς μεγάλο επίπεδο γείωσης, η (3.7) εκφυλίζεται στην έκφραση

$$SR_{mon} = \frac{\lambda/4 - L_{ax}}{\lambda/4}. \quad (3.8)$$

Εντούτοις, οι κεραίες που περιγράφονται εδώ κατοπτρίζονται σε αυστηρώς πεπερασμένο επίπεδο γείωσης και δρουν ως συμπαγή ασύμμετρα δίπολα. Συνεπώς, πιθανή εφαρμογή των (3.7) και (3.8) δε θα ήταν δικαιολογημένη. Αντ' αυτών, η (3.7) τροποποιήθηκε αντικαθιστώντας τον όρο  $2L_{ax}$  με τη διάμετρο της περιγεγραμμένης σφαίρας του συνολικού ακτινοβολητή:

$$SR_a = \frac{\lambda/2 - 2a}{\lambda/2}. \quad (3.9)$$

Ο τροποποιημένος λόγος σμίκρυνσης μπορεί εύκολα να εκφραστεί συναρτήσει του ηλεκτρικού μεγέθους της κεραίας:

$$SR_{ka} = 1 - \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot (ka). \quad (3.10)$$

Ο Πίνακας 3.9 παραθέτει τους λόγους σμίκρυνσης των έξι ημιτονοειδών επαναλήψεων, οι οποίοι περιγράφουν τον επιτεύξιμο βαθμό σμίκρυνσης πριν και μετά την προσαρμογή του επιπέδου γείωσης. Οι λόγοι κυμαίνονται στο διάστημα  $11\% \leq SR_{ka} \leq 25\%$  και φτάνουν σε κορεσμό με αύξουσα επανάληψη. Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα στις δύο στήλες του Πίνακα 3.9, προκύπτει το συμπέρασμα ότι η μελέτη της συμπεριφοράς του GNDP δε βοήθησε μόνο στην ευρυζωνικότητα, αλλά και στην περαιτέρω σμίκρυνση της κεραίας, όπως ακριβώς είχε εξαρχής επιδιωχθεί. Το συμπέρασμα ισχύει για  $i > 1$ .

Οι τυπωμένες ημιτονοειδείς κεραίες παρέχουν στο σχεδιαστή τη δυνατότητα ανταλλαγής του εύρους ζώνης με μικρότερο μέγεθος: το αριστερό άκρο των καμπυλών στο Σχήμα 3.15 αντιστοιχεί σε ακτινοβολητή ηλεκτρικού μεγέθους  $ka = 0.9$  rad. Εάν ο σχεδιαστής του συστήματος ικανοποιείται με κλασματικό εύρος ζώνης  $FBW_V = 10\%$ , τότε ο σχεδιαστής του κεραιοσυστήματος μπορεί άμεσα να αυξήσει το λόγο σμίκρυνσης στην τιμή  $SR_{(0.9)} = 42.7\%$  και να παράγει μια λειτουργική κεραία σε φορητό τερματικό με ακόμα μικρότερο μέγεθος.

GNDP → $i$	Ονομαστικό SR (%)	Προσαρμοστικό SR (%)
1	11.5	11.5
2	13.4	19.8
3	13.4	21.7
4	16.6	22.3
5	17.2	23.0
6	18.5	24.9

**Πίνακας 3.9:** Επιτεύξιμοι λόγοι σμίκρυνσης πριν και μετά την προσαρμογή του επιπέδου γείωσης.

$i$	Ονομαστικό GNDP		Προσαρμοστικό GNDP		Μεταβολή	
	BW <sub>V</sub> (GHz)	FBW <sub>V</sub> (%)	BW <sub>V</sub> (GHz)	FBW <sub>V</sub> (%)	BW <sub>V</sub> (%)	FBW <sub>V</sub> (%)
2	0.70	26.0	0.95	34.0	35.7	30.8
3	0.78	28.0	0.85	30.0	9.0	7.1
4	0.72	26.3	0.77	27.5	7.0	4.6
5	0.63	23.5	0.69	24.5	9.5	4.3

**Πίνακας 3.10:** Πειραματικά αποτελέσματα για το εύρος ζώνης των επαναλήψεων  $i = 2 \rightarrow 5$  πριν και μετά την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης.

Υπενθυμίζεται ότι ο βαθμός σμίκρυνσης επιτεύχθηκε χωρίς αντιστάθμιση της μεταβολής της  $Z_{in}(j\omega)$  καθώς μεταβάλλονταν οι διαστάσεις του GNDP. Αναμένεται ότι, με κατάλληλη διόρθωση της αντίδρασης εισόδου  $X_{in}(j\omega)$ , το ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολητή θα κινηθεί στην κατεύθυνση  $ka \rightarrow 0.7$  rad.

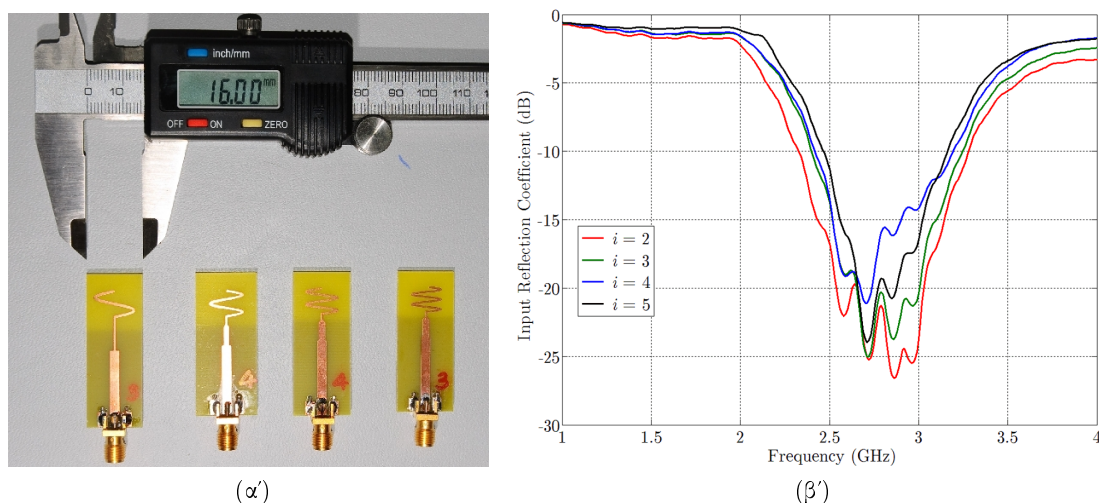
### 3.1.4.4 Αποτελέσματα Μετρήσεων

Οι τέσσερις ημιτονοειδείς κεραίες του Σχήματος 3.8β' τυπώθηκαν ξανά σε PCB με διαστάσεις επιπέδου γείωσης εκείνες που παραθέτει ο Πίνακας 3.7. Το αποτέλεσμα είναι οι τέσσερις πρωτότυπες κεραιοδιατάξεις του Σχήματος 3.16α'. Η μετρητική διάταξη περιγράφηκε στην §3.1.3.4. Και αυτές οι κεραίες τυπώθηκαν σε υπόστρωμα Isola DE104 [156], οπότε το πρόβλημα με τη χαμηλότερη επιτρεπτότητα εξακολουθεί να υφίσταται: τα νέα ημιτονοειδή μονόπολα είναι επίσης επαγωγικότερα και ηλεκτρικώς μεγαλύτερα από τις προβλέψεις της προσομοίωσης.

Τα μετρητικά αποτελέσματα του Σχήματος 3.16β' καταδεικνύουν ότι η προσαρμογή του επιπέδου γείωσης αποδίδει: όλες οι κεραίες πέτυχαν μεγαλύτερο εύρος ζώνης, ενώ παράλληλα καταγράφηκαν βαθύτεροι συντονισμοί (χαμηλότερες τιμές του  $|\Gamma_{in}|$ ). Ο βαθμός βελτίωσης του εύρους ζώνης από την προσαρμογή του GNDP παρουσιάζεται στον Πίνακα 3.10.

### 3.1.5 Πυκνά Δομημένες Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες και Αμοιβαία Σύζευξη

Έχοντας τις απαραίτητες πληροφορίες για την ηλεκτρική συμπεριφορά του τυπωμένου κεραιοστοιχείου, στην παρούσα υποενότητα παρουσιάζεται μια εισαγωγική μελέτη που αναδεικνύει την οξύτητα του προβλήματος της αμοιβαίας σύζευξης σε συμπαγείς τυπωμένες στοιχειοκεραίες. Για τον λόγο αυτό, στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται μια απλή αλλά αποτελεσματική



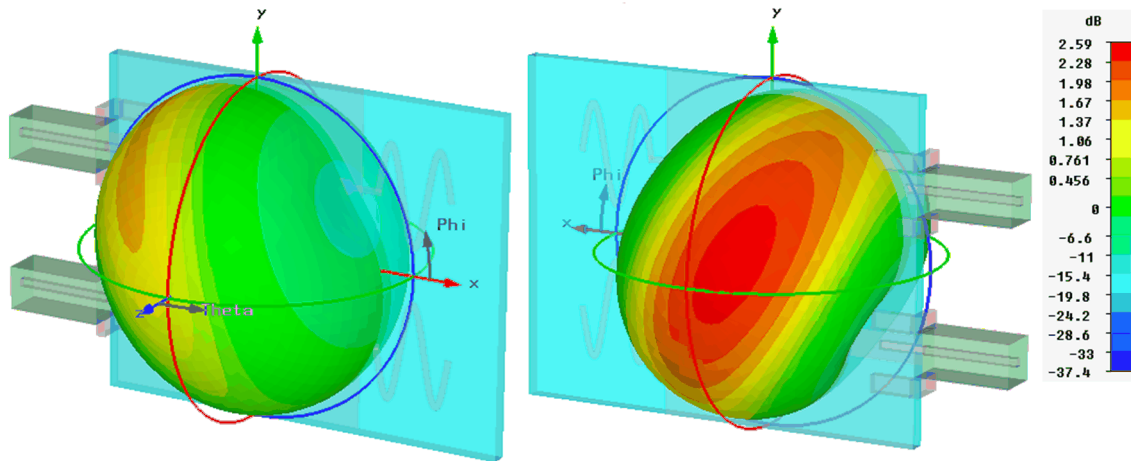
**Σχήμα 3.16:** (α') Από αριστερά προς τα δεξιά, η παράταξη δείχνει τις ημιτονοειδείς επανλήψεις  $i = 2 \rightarrow 5$ . Οι κεραίες κατοπτρίζονται στα βέλτιστα επίπεδα γείωσης του Πίνακα 3.7. (β') Μέτρο του πειραματικού, ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο των κεραιών που κατοπτρίζονται σε προσαρμοσμένο επίπεδο γείωσης.

τεχνική για την καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης. Η ηλεκτρικές επιδόσεις των στοιχειοκεραιών χαρακτηρίστηκαν αριθμητικά με όρους διαγράμματος ενεργού στοιχείου και πειραματικά με όρους αμοιβαίας σύζευξης.

Δύο ημιτονοειδείς κεραίες 3ης επανλήψης ( $i = 3$ ) τοποθετήθηκαν πάνω σε ένα κοινό υπόστρωμα, έτσι ώστε οι μικροταινίες που τις τροφοδοτούν να είναι παράλληλες και να έχουν κοινό επίπεδο γείωσης: η διάταξη αυτή αντιστοιχεί σε ένα από τα χειρότερα σενάρια σύζευξης μεταξύ των θυρών διέγερσης. Η απόσταση των σημείων τροφοδοσίας των κεραιών από την πλησιέστερη πλευρά του PCB είναι 9 mm, δηλαδή το ήμισυ του βέλτιστου πλάτους του PCB για μονήρες κεραιοστοιχείο. Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων, έστω  $d$ , αποτελεί μεταβλητή σχεδιαστική παράμετρο. Περισσότερες λεπτομέρειες για το μοντέλο συστήματος της τυπωμένης στοιχειοκεραίας δίδονται στο Κεφάλαιο 4.

Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων μεταβλήθηκε από τη μέγιστη τιμή των 30 mm = 0.25λ μέχρι την ελάχιστη των 12 mm = 0.10λ. Το Σχήμα 3.17 απεικονίζει το ένα από τα δύο διαγράμματα ενεργού στοιχείου (*active element pattern*) της στοιχειοκεραίας, το οποίο προέκυψε διεγείροντας το ένα στοιχείο και τερματίζοντας το άλλο στα 50 Ω [159]. Συγκρίνοντας τα διαγράμματα αυτά με τα αντίστοιχα του Σχήματος 3.12 παρατηρούμε ότι η στερεά γωνία που περιέχει τα μέγιστα κέρδη έχει περιστραφεί σε νέα κατεύθυνση. Η στροφή οφείλεται στην παρασιτική δράση του τερματισμένου στοιχείου και στη μετατόπιση του ενεργού στοιχείου από τον άξονα συμμετρίας του επιπέδου γείωσης. Διατηρήθηκε η ικανοποιητική λήψη/εκπομπή από/προς όλες τις κατευθύνσεις ( $\theta, \phi$ ) του χώρου.

Τρεις στοιχειοκεραίες 2 στοιχείων κατασκευάστηκαν με εκτύπωση σε PCB με μήκος επιπέδου γείωσης  $L_{\text{gnd}}^{\text{array}} = 26$  mm, σε συμφωνία με τα μεγέθη του Πίνακα 3.7. Το πλάτος



**Σχήμα 3.17:** Τριδιάστατο διάγραμμα ενεργού στοιχείου υπολογισμένο στη συχνότητα των 2.5 GHz και ενσωματωμένο στο H/M μοντέλο της στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων. Το διάγραμμα προέκυψε με διέγερση του πάνω στοιχείου και στις δύο όψεις. Αριστερά φαίνεται το ανώτερο επίπεδο του PCB, δηλαδή ο ημιχώρος  $0 \leq \theta \leq \pi/2$ , και δεξιά το κατώτερο:  $\pi/2 < \theta \leq \pi$ .

του GNDP μεταβλήθηκε συναρτήσει της απόστασης των στοιχείων  $d$  σύμφωνα με τη σχέση

$$W_{\text{gnd}}^{\text{array}} = 2 \cdot \frac{W_{\text{gnd}}^{i=3}}{2} + d = W_{\text{gnd}}^{i=3} + d, \quad (3.11)$$

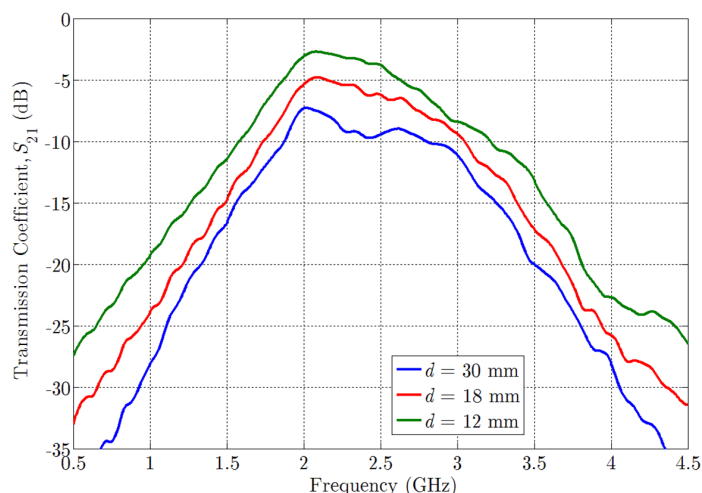
όπου  $12 \leq d \leq 30$  mm. Η μετρητική διάταξη περιγράφηκε στην §3.1.3.4. Και αυτές οι κεραίες τυπώθηκαν σε υπόστρωμα Isola DE104 [156].

Όπως εξηγεί το Κεφάλαιο 4 στην §4.2.3, η στάθμη της αμοιβαίας σύζευξης μπορεί να περιγραφεί απλά και ευρυζωνικά μέσω του μέτρου της παραμέτρου μετάδοσης  $S_{21}$ . Εν προκειμένω, η αμοιβαία σύζευξη καταγράφεται στο Σχήμα 3.18 και προέκυψε υψηλότερη περίπου κατά 2 dB σε σχέση με τα αναμενόμενα από την H/M ανάλυση του προβλήματος. Η μέγιστη τιμή σύζευξης για  $\min\{d\} = 12$  mm ανήλθε σε  $\max\{|S_{21}(j\omega)|\} = -3$  dB @ 2 GHz, κάτι που σημαίνει ότι το ήμισυ της ισχύος που διεγείρει το κεραιοστοιχείο απορροφάται από τον τερματισμό του άλλου στοιχείου. Η ενεργειακή αποδοτικότητα ενός τέτοιου κεραιοσυστήματος είναι απaráδεκτα χαμηλή: το πρόβλημα αντιμετωπίζεται εκτενώς στο Κεφάλαιο 4.

### 3.2 Συμπαγείς Τυπωμένες Κεραίες Chebyshev

Οι ημιτονοειδείς κεραίες υλοποιούνται από λείες, αναλυτικές συναρτήσεις οι οποίες ταλαντώνονται ομοιόμορφα στο επίπεδο. Στην παρούσα υποενοότητα, το πεδίο των κεραιών αναλυτικής γεωμετρίας εμπλουτίζεται με τυπωμένες κεραίες βασισμένες σε καμπύλες που μορφοποιούνται σύμφωνα με τα πολυώνυμα Chebyshev. Για συντομία θα αποκαλούνται απλά ‘κεραίες Chebyshev’. Οι νέες κεραίες έχουν σταθερό πλάτος ταλάντωσης, αλλά δε σαρώνουν ομοιόμορφα το επίπεδο: η συχνότητα είναι μικρότερη στην αρχή και σταδιακά επιταχύνει. Αυτό δημιουργεί μεγαλύτερη συγκέντρωση χαλκού μακριά από το επίπεδο γείωσης, δηλαδή στην περιοχή όπου το ρεύμα του στοιχείου μηδενίζεται. Η συγκεντρωμένη χάλκινη επιφάνεια δημιουργεί τις προϋποθέσεις για σμίκρυνση της κεραίας μέσω συνδυασμού επαγωγικής φόρτισης (το κυρτό





**Σχήμα 3.18:** Πειραματικός συντελεστής μετάδοσης (αμοιβαία σύζευξη) μεταξύ των θυρών των στοιχείων των τριών στοιχειοκεραίων που κατασκευάστηκαν με βάση το μοντέλο του Σχήματος 3.17.

σώμα του στοιχείου) και χωρητικής φόρτισης κορυφής (*top-hat loading*).

Τα πολυώνυμα Chebyshev αντλούν την ονομασία τους από τον Ρώσο μαθηματικό και μηχανολόγο Pafnuty L. Chebyshev ο οποίος τα επινόησε για τη μαθηματική περιγραφή της σχεδίασης ατμομηχανών. Αποτελούν ειδική περίπτωση των πολυωνύμων Jacobi. Τα πολυώνυμα Chebyshev σχηματίζουν ακολουθία ορθογώνιων πολυωνύμων, τα οποία σχετίζονται με τον τύπο του de Moivre,  $(\cos x + j \sin x)^n = \cos(nx) + j \sin(nx)$ ,  $n \in \mathbb{Z}$ , και μπορούν να οριστούν αναδρομικά. Συνήθως γίνεται η διάκριση ανάμεσα σε πολυώνυμα Chebyshev πρώτου είδους, που συμβολίζονται με  $T_n$ , και πολυώνυμα Chebyshev δεύτερου είδους, που συμβολίζονται με  $U_n$  [153,160]. Οι κεραίες Chebyshev σχεδιάστηκαν από πολυώνυμα πρώτου είδους, τα οποία μπορούν να οριστούν από την αναδρομική σχέση

$$\begin{cases} T_0(x) = 1 \\ T_1(x) = x \\ T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x), n \in \mathbb{Z}, n > 1 \end{cases} \quad (3.12)$$

Για τη σχεδίαση των κεραιών μας ενδιαφέρει το πεδίο ορισμού  $x \in [0, 1]$ . Στο υπερσύνολο  $[-1, 1]$  τα πολυώνυμα Chebyshev 1ου είδους ορίζονται και μέσω της τριγωνομετρικής σχέσης

$$T_n(x) = \cos(n \arccos x), n \in \mathbb{Z}, \quad (3.13)$$

από όπου, θέτοντας  $x = \cos \theta \in [-1, 1]$ , παίρνουμε ότι

$$T_n(\cos \theta) = \cos n\theta, n \in \mathbb{Z}. \quad (3.14)$$

Με εφαρμογή του τύπου του de Moivre αποδεικνύεται εύκολα ότι η ποσότητα  $\cos n\theta$  είναι πολυώνυμο  $n$ -οστού βαθμού της μεταβλητής  $\cos \theta$ , δηλαδή  $\cos n\theta = P_n(\cos \theta)$ .

Μεταξύ άλλων, τα πολυώνυμα Chebyshev πρώτου είδους έχουν τέσσερις ιδιότητες μεγά-

$n$	$T_n(x)$
0	1
1	$x$
2	$2x^2 - 1$
3	$4x^3 - 3x$
4	$8x^4 - 8x^2 + 1$
5	$16x^5 - 20x^3 + 5x$
6	$32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1$
7	$64x^7 - 112x^5 + 56x^3 - 7x$
8	$128x^8 - 256x^6 + 160x^4 - 32x^2 + 1$
9	$256x^9 - 576x^7 + 432x^5 - 120x^3 + 9x$

**Πίνακας 3.11:** Τα πολυώνυμα Chebyshev 1ου είδους και βαθμού  $n = 0, 1, \dots, 8, 9$ .

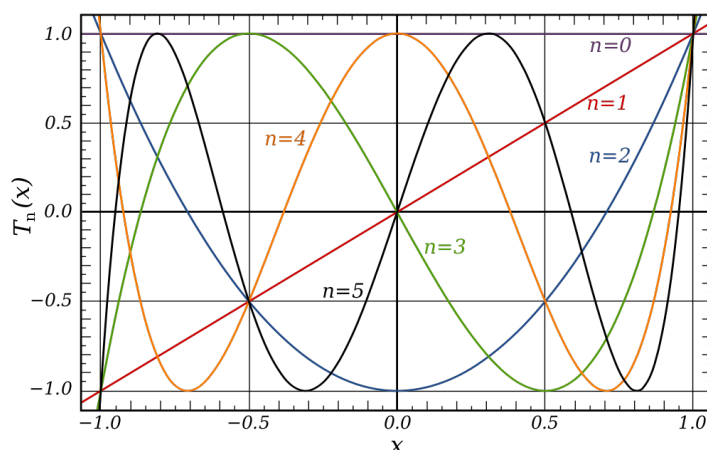
λης σημασίας για τη σχεδίαση τυπωμένων κεραιών:

- I1:** Στο διάστημα  $x \in [-1, 1]$  όλες οι ακρότατες τιμές των  $T_n(x)$  ισούνται είτε με  $-1$ , είτε με  $+1$ . Η ιδιότητα συνεπάγεται την ταλάντωση σταθερού πλάτους.
- I2:** Όλα τα πολυώνυμα Chebyshev 1ου είδους διέρχονται από το σημείο  $(1, 1)$ :  $T_n(1) = 1$ . Η ιδιότητα συνεπάγεται ότι το ανοιχτοκυκλωμένο άκρο της κεραίας θα έχει πάντα την ίδια κατεύθυνση.
- I3:** Τα πολυώνυμα άρτιου βαθμού διέρχονται εναλλάξ από τα σημεία  $(0, 1)$  και  $(0, -1)$ :  $T_{2m}(0) = (-1)^m$ ,  $m \in \mathbb{Z}$ .
- I4:** Τα πολυώνυμα περιττού βαθμού διέρχονται από το σημείο  $(0, 0)$ :  $T_{2m+1}(0) = 0$ ,  $m \in \mathbb{Z}$ .

Η ιδιότητα I3 έχει ως αποτέλεσμα ότι τα πολυώνυμα Chebyshev άρτιου βαθμού είναι κατάλληλα για υλοποίηση τυπωμένων κεραιών με έκκεντρη τροφοδοσία (*offset-fed antennas*). Έκκεντρη τροφοδοσία σημαίνει ότι η μικροταινία που τροφοδοτεί την κεραία βρίσκεται εκτός του διαμήκη άξονα συμμετρίας του PCB κατά το ήμισυ του πλάτους του κεραιοστοιχείου: η εφαρμογή της τεχνικής *offset feed* διευκολύνει περαιτέρω το συντονισμό και την προσαρμογή στις δύο ζώνες [161, 162]. Για να μπορεί να γίνει σύγκριση με τις επιδόσεις των ημιτονοειδών κεραιών, εκμεταλλευτήκαμε την ιδιότητα I4 και σχεδιάσαμε συμμετρικά τροφοδοτούμενες κεραίες από πολυώνυμα Chebyshev περιττού βαθμού. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται συνοπτικά στις §§3.2.1–3.2.2. Το Σχήμα 3.19 απεικονίζει τα έξι πρώτα πολυώνυμα Chebyshev 1ου είδους στο διάστημα  $[-1, 1]$ , ενώ ο Πίνακας 3.11 παραθέτει τα δέκα πρώτα πολυώνυμα.

### 3.2.1 Θέματα Σχεδίασης και Ηλεκτρομαγνητικής Μοντελοποίησης

Πραγματοποιήθηκε εικονική κατασκευή πέντε πρωτότυπων κεραιοδιατάξεων οι οποίες βασίστηκαν σε πολυώνυμα Chebyshev 1ου είδους και περιττού βαθμού  $n = 5, 7, 9, 11, 13$ . Το Σχήμα 3.20α' απεικονίζει το υπολογιστικό μοντέλο της κεραίας Chebyshev 5ου βαθμού ( $n = 5$ ). Οι κεραίες σχεδιάστηκαν να λειτουργούν στην περιοχή 2–3 GHz, δηλαδή γύρω από την κεντρική συχνότητα  $f_c = 2.5$  GHz όπου το αντίστοιχο μήκος κύματος είναι  $\lambda = 120$  mm. Τα διστρωματικά PCB σχεδιάστηκαν πάνω στο μικροκυματικό υπόστρωμα Taconic TRF-45



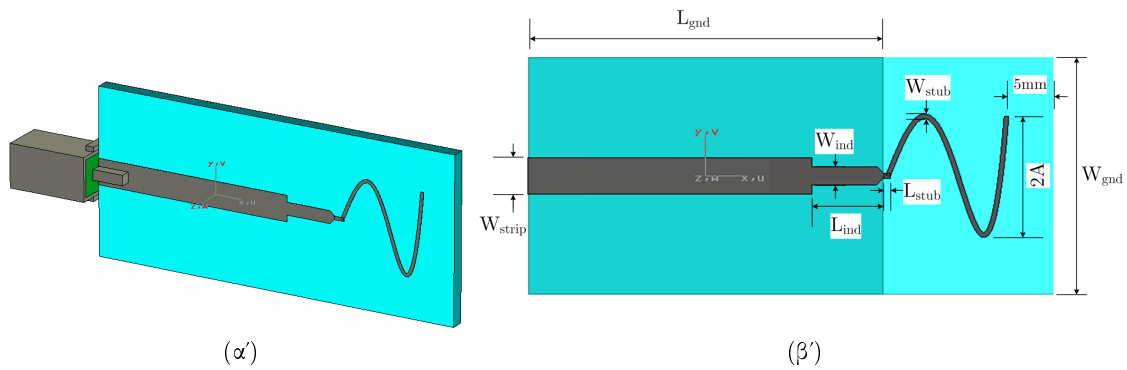
**Σχήμα 3.19:** Τα πολυώνυμα Chebyshev 1ου είδους και βαθμού  $n = 0, 1, \dots, 5$  στο διάστημα  $[-1, 1]$ .

το οποίο έχει ιδιότητες  $\epsilon_r = 4.38$  και  $\tan \delta_e = 0.0028 @ 2.5 \text{ GHz}$ , ύψος  $H_{\text{TRF}} = 1.63 \text{ mm}$  και επιχάλκωση 1 oz Cu και στις δύο όψεις [163]. Τα προβλήματα που υπήρξαν με τα υποστρώματα τύπου FR-4 κατά τη σχεδίαση των ημιτονοειδών κεραιών επέβαλλαν τη χρήση ενός ποιοτικότερου υλικού το οποίο θα εμφανίζει χαμηλές απώλειες και ελεγχόμενη σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα. Το TRF-45 συνδυάζει χαμηλό κόστος και διαδικασία εκτύπωσης συμβατή με εκείνη του FR4. Στο ανώτερο στρώμα του PCB χαράσσεται η τυπωμένη κεραία και η μικροταινία πλάτους  $W_{\text{strip}} = 3.1 \text{ mm}$  που την τροφοδοτεί, ενώ στο κατώτερο στρώμα βρίσκεται το κοινό επίπεδο γείωσης κεραίας και μικροταινίας.

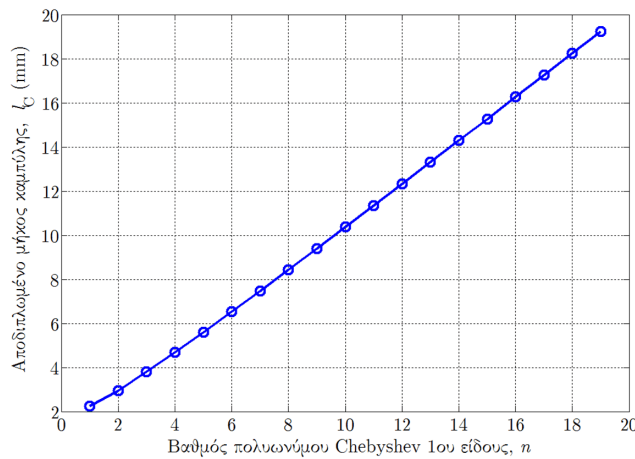
Η ονοματολογία των διαστάσεων (παραμέτρων) που ελέγχουν τη σχεδίαση της κεραίας είναι η ίδια με αυτή που χρησιμοποιήθηκε στις ημιτονοειδείς κεραίες, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.20β'. Η καμπύλη Chebyshev χαρακτηρίζεται από το πλάτος  $A$  και το βαθμό του πολυωνύμου  $n$ . Η σχεδίαση της κεραίας είναι τελείως ντετερμινιστική, γεγονός που διευκολύνει την σχεδιαστική επαναληψιμότητα, μιας και βασίζεται σε μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής. Επειδή η θέση της αρχής του συστήματος συντεταγμένων στο Σχήμα 3.20α' περιπλέκει τη μαθηματική περιγραφή, θα υποθέσουμε ότι η αρχή βρίσκεται στο σημείο που ξεκινά η κυρτή καμπύλη. Έτσι, τα χάλκινα τμήματα που συναποτελούν το κεραιοστοιχείο σχηματίζονται από σημεία  $(x, y)$  που υπακούν στην ακόλουθη παραμετρική περιγραφή, η οποία επιβάλλει την τετράγωνη χωρική περιβάλλουσα, και στην οποία  $\xi$  είναι η ανεξάρτητη παράμετρος:

$$\begin{cases} x(\xi) = \xi \\ y(\xi) = A \cos \left[ n \cdot \arccos \left( \frac{\xi}{2A} \right) \right], \quad 0 \leq \xi \leq 2A. \end{cases} \quad (3.15)$$

Το Σχήμα 3.21 απεικονίζει το αποδιπλωμένο μήκος, έστω  $\ell_C$ , της καμπύλης  $y = f(x)$  που αντιστοιχεί σε πολυώνυμο Chebyshev 1ου είδους, βαθμού  $n = 1 \rightarrow 19$  και πλάτους  $A = 1 \text{ mm}$ , στο πεδίο ορισμού  $x \in [0, 2]$ . Παρατηρούμε ότι η μεταβολή του μήκους συναρτήσει του βαθμού του πολυωνύμου,  $\ell_C = f(n)$ , είναι σχεδόν γραμμική. Πράγματι, αποδεικνύεται ότι για την επιτάχυνση της καμπύλης αυτής ισχύει  $d^2\ell_C/dn^2 < 0.01 \text{ mm}$  για  $n > 6$ , άρα από έναν ικανό βαθμό πολυωνύμου και μετά η μεταβολή του αποδιπλωμένου μήκους είναι



**Σχήμα 3.20:** (α') Το μοντέλο της κεραίας Chebyshev 5ου βαθμού σε προοπτική. (β') Διαστατική σχηματική κάτοψη της πλήρως παραμετροποιημένης κεραίας Chebyshev ( $n = 5$ ). Το μέγεθος του κεραιοστοιχείου είναι  $2A \times 2A$  [mm<sup>2</sup>].



**Σχήμα 3.21:** Αποδιπλωμένο μήκος  $l_C = f(n, A)$  της καμπύλης Chebyshev 1ου είδους για  $A = 1$  mm και βαθμό  $1 \leq n \leq 19$  στο διάστημα  $x \in [0, 2]$ .

γραμμική συνάρτηση των χαρακτηριστικών παραμέτρων  $A$  και  $n$ . Το αποδιπλωμένο μήκος υπολογίζεται από το γνωστό επικαμπύλιο ολοκλήρωμα [153]

$$l_C(n, A) = \int_0^{2A} \sqrt{1 + \left(\frac{dy}{dx}\right)^2} dx = \int_0^{2A} \sqrt{1 + \left[\frac{n \cdot \sin\left(n \cdot \arccos \frac{x}{2A}\right)}{2\sqrt{1 - \left(\frac{x}{2A}\right)^2}}\right]^2} dx. \quad (3.16)$$

Η μελέτη κατέδειξε ότι η εμπέδηση εισόδου  $Z_{in}(j\omega)$  των κεραιών Chebyshev είναι χωρητική, κάτι που αποτελεί τυπική ιδιότητα των μαιανδροειδών δομών. Εκμεταλλευτήκαμε αυτό το φαινόμενο περαιτέρω, στενεύοντας το τελικό τμήμα της μικροταινίας, ώστε να σχηματιστεί ένα ψευδο-συγκεντρωμένο πηνίο σε σειρά με την  $Z_{in}(j\omega)$ . Αυτό είναι το απλούστερο δυνατό δίκτυο προσαρμογής. Το ηλεκτρικό μήκος αυτού του στοιχείου είναι  $27^\circ @ 2.5$  GHz. Το σημαντικό με αυτήν την προσθήκη είναι ότι το εν σειρά πηνίο μπορεί να συνδυαστεί με το πλάτος της κεραίας  $W_{stub}$  και να μορφοποιηθούν από κοινού τον  $\Gamma_{in}(j\omega)$ . Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να προσαρμοστεί το εύρος ζώνης στις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής. Επίσης, το πέρας της μικροταινίας λοξοτμήθηκε σε γωνία  $45^\circ$  για να μειωθεί η ανεπιθύμητη ακτινοβολία

ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ CHEBYSHEV	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC–5 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξαεδρικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	–50 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{\max}$	$\lambda_{\min}/20$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 4 στρωμάτων
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{2\text{GHz}}/8$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	$(360 \div 425) \times 10^3$ εξάεδρα

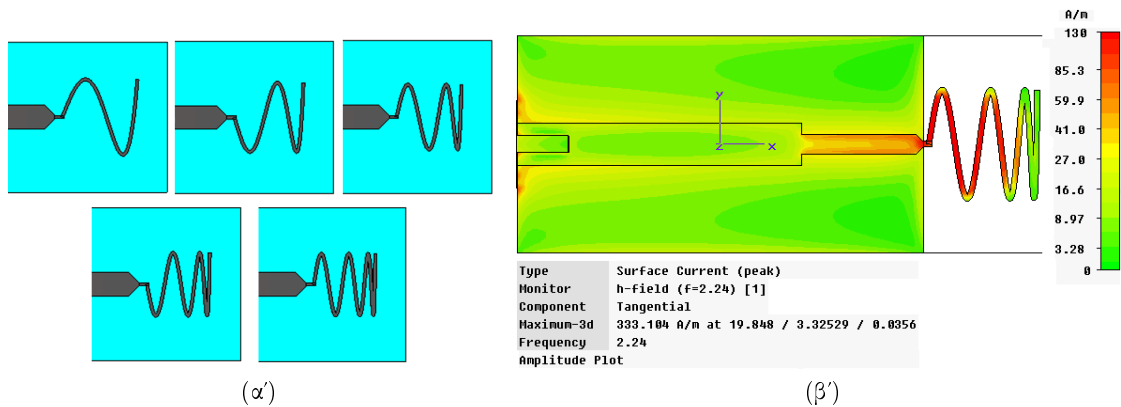
**Πίνακας 3.12:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των κεραιών Chebyshev.

λόγω ασυνέχειας πλάτους στο σημείο τροφοδοσίας του κεραιοστοιχείου. Αμέσως μετά τη λοξοτομή και πριν την κυρτή καμπύλη Chebyshev παρεμβάλλεται ευθύγραμμο τμήμα μήκους  $L_{\text{stub}}$ . Λόγω της χαμηλής αρχικής συχνότητας της καμπύλης Chebyshev, αποδείχθηκε ότι το αρχικό ευθύγραμμο τμήμα δε χρειάζεται να έχει τόσο μεγάλο μήκος όπως στην περίπτωση των ημιτονοειδών κεραιών για τη σωστή λειτουργία της κεραίας. Επειδή αυξάνει το μέγεθος του κεραιοστοιχείου, το μήκος που επιλέχθηκε ήταν της τάξης του 0.5 mm.

Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης που συνοψίζονται στον Πίνακα 3.12 εφαρμόστηκαν σε όλες τις μικροκυματικές δομές της παρούσας υποενότητας. Οι κεραίες σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α'. Σημειώνεται ότι εφαρμόστηκε λεπτομερέστερη διακριτοποίηση κατά το ύψος του υποστρώματος, με μέγιστο επιτρεπόμενο ύψος κελιού ίσο με  $\max\{\Delta z\} = H_{\text{TRF}}/6$ , ώστε να υπολογιστούν σωστά οι μεγάλες βαθμίδες του ηλεκτρικού πεδίου. Το ίδιο έγινε κατά το μήκος και πλάτος της μικροταινίας, στις εγκάρσιες διαστάσεις του ομοαξονικού συνδετήρα και στην περιοχή του κυρτού κεραιοστοιχείου:  $\max\{\Delta x\} = \max\{\Delta y\} = 2A/25$ . Ο συμβιβασμός μεταξύ ταχύτητας εκτέλεσης και σφάλματος αποκοπής στον FFT ήταν καλώς ισορροπημένος. Οι κεραίες δεν είχαν τοπολογική συμμετρία, οπότε δεν ικανοποιούσαν τις απαραίτητες οριακές συνθήκες ηλεκτρικής και μαγνητικής ροής για την τοποθέτηση μαγνητικών ‘τοιχών’.

### 3.2.2 Προτεινόμενες Διατάξεις και Αριθμητικά Αποτελέσματα

Το Σχήμα 3.22α' απεικονίζει την εξέλιξη της κεραίας Chebyshev από τον 5ο μέχρι τον 13ο βαθμό ( $n = 5 \rightarrow 13$ ), ενώ το Σχήμα 3.22β' παρουσιάζει ενδεικτικά την επιφανειακή ρευματική κατανομή της κεραίας Chebyshev 13ου βαθμού. Εφαρμόστηκε σχεδιαστικός αλγόριθμος αντίστοιχος με εκείνον της §3.1: αρχικά έγινε βελτιστοποίηση της απόκρισης της κεραίας με κατάλληλη ρύθμιση των παραμέτρων ελέγχου των κεραιοστοιχείων, ενώ εκείνα κατοπτρίζονταν σε επίπεδο γείωσης με τις ονομαστικές διαστάσεις 20 mm × 34 mm. Σε δεύτερο στάδιο έγινε προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης, ώστε να προκύψει ένας συνολικά βέλτιστος ακτινοβολητής. Η σχεδιαστική στρατηγική οδήγησε τελικά στις διαστάσεις των κεραιών που παραθέτει ο Πίνακας 3.13, στον οποίο περιέχονται οι τελικές διαστάσεις των γειώσεων. Τέλος, κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων χρειάστηκε να γίνεται αυτοματοποιημένος υπολογισμός του ηλεκτρικού μεγέθους των κεραιών. Για τον σκοπό αυτό,



**Σχήμα 3.22:** (α) Η εξέλιξη της κεραίας Chebyshev περιττού βαθμού  $n = 5 \rightarrow 13$ : από αριστερά προς τα δεξιά, η πάνω σειρά απεικονίζει τους βαθμούς  $n = \{5, 7, 9\}$  και η κάτω τους βαθμούς  $n = \{11, 13\}$ . (β) Επιφανειακή ρευματική κατανομή της κεραίας Chebyshev 13ου βαθμού ( $n = 13$ ).

$n$	$2A$	$\ell_C(n, A)$	$W_{ind}$	$L_{ind}$	$L_{stub}$	$W_{stub}$	$W_{strip}$	$W_{gnd}$	$L_{gnd}$
5	10.0	28.0	1.5	9.0	0.4	0.4	3.1	18	30
7	9.1	34.0	1.5	9.0	0.4	0.4	3.1	20	30
9	8.5	39.9	1.5	9.0	0.4	0.4	3.1	18	30
11	8.2	46.5	1.5	9.0	0.4	0.4	3.1	18	30
13	8.0	53.2	1.5	9.0	0.4	0.4	3.1	16	30

**Πίνακας 3.13:** Τιμές των χαρακτηριστικών παραμέτρων των κεραίων Chebyshev και υπολογισμός του αποδιπλωμένου μήκους κάθε κεραίας. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre.

εφαρμόστηκε η απλοποιημένη έκφραση

$$ka = \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{W_{gnd}^2 + (L_{gnd} + 2A)^2}, \quad (3.17)$$

η οποία αποδίδει ελάχιστα μεγαλύτερο ηλεκτρικό μέγεθος από το πραγματικό. Η (3.17) εφαρμόστηκε και τους υπολογισμούς της §3.1.

Όπως φαίνεται και από τα δεδομένα του Πίνακα 3.13, το μέγεθος του κεραιοστοιχείου κορέστηκε στο  $8.0 \text{ mm} \times 8.0 \text{ mm}$  για  $n = 13$ , γεγονός που συνιστά 7% κοντύτερη πλευρά περιβάλλουσας και 13.5% μικρότερο εμβαδόν σε σχέση με τις ημιτονοειδείς κεραίες. Άρα, μιλώντας με όρους σμίκρυνσης, δεν υπάρχει αντίκρισμα στη σχεδίαση κεραίων Chebyshev πέρα από τον 13ο βαθμό: το συμπέρασμα ισχύει για κεραίες που λειτουργούν στην περιοχή 2–3 GHz. Για χαμηλότερες ζώνες συχνοτήτων αναμένεται ότι ο κορεσμός θα επέλθει σε ανώτερο βαθμό πολωνύμου. Όλες οι διαστάσεις που παρατίθενται στον Πίνακα 3.13 είναι συμβατές με τις βασικές τεχνολογίες εκτύπωσης PCB, και έτσι εξασφαλίζεται η άμεση και οικονομική υλοποίηση των κεραίων Chebyshev. Σε ό,τι αφορά στο αποδιπλωμένο μήκος της καμπύλης, οι υπολογισμοί δείχνουν ότι, στις πρώτες επαναλήψεις το  $\ell_C$  ξεκινά από  $0.23\lambda$  @ 2.5 GHz, για να καταλήξει να κορεστεί στην τιμή  $0.44\lambda$ : αρχικά η κεραία εκμεταλλεύεται τη διηλεκτρική φόρτιση που παρέχει το υπόστρωμα, αλλά, καθώς το μέγεθος του κεραιοστοιχείου συρρικνώνεται με αύξοντα βαθμό, ολόένα και περισσότερος χαλκός πρέπει να συμπιεστεί στην περιορισμένη επιφάνεια για να συντονίσει η κεραία στις ίδιες συχνότητες.

Η μελέτη της επίδρασης των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης ξεκίνησε με την ανεξάρτη-

$n$	$f_c$ (GHz)	$BW_V$ (GHz)	$FBW_V$	$ka$ (rad)	$\bar{n}_{rad}$	$\bar{n}_{total}$	FOM (dB)
5	2.659	1.195	0.449	1.22	0.99	0.91	5.3
7	2.573	0.994	0.386	1.18	0.99	0.85	4.4
9	2.611	1.057	0.405	1.16	0.99	0.87	4.8
11	2.604	1.019	0.391	1.15	0.98	0.86	4.7
13	2.634	1.112	0.422	1.14	0.98	0.88	5.2

**Πίνακας 3.14:** Αποτελέσματα της συνολικής απόκρισης των κεραίων *Chebyshev*,  $n = 5 \rightarrow 13$ , όπως προέκυψαν από την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης.

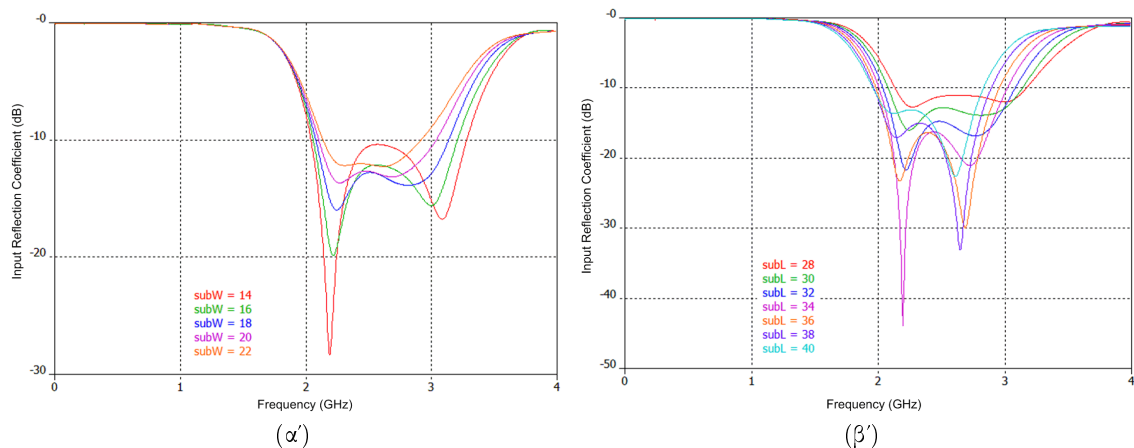
τη μεταβολή του πλάτους ( $\Delta W_{gnd}$ ) όπου και μελετήθηκε η απόκριση των κεραίων *Chebyshev* για τη διακύμανση  $14 \leq W_{gnd} \leq 22$  mm. Το αποτέλεσμα της μελέτης  $\Delta W_{gnd}$  ήταν ότι το εύρος ζώνης (απόλυτο και κλασματικό) μειώνεται μονότονα, η μέση αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι σταθερή (αναίσητη) στη μεταβολή, ενώ η μέση συνολική αποδοτικότητα και το κριτήριο ποιότητας μειώνονται μονότονα. Επειδή οι κεραίες *Chebyshev* αναπτύσσουν δύο ρυθμούς ακτινοβολίας σε παρακαίμενες συχνότητες, τα τελικά πλάτη επιλέχθηκαν έτσι ώστε για τον συντελεστή ανάκλασης στο σημείο σύνδεσης των ρυθμών (*saddle point*) να ισχύει  $|\Gamma_{in}| \leq -12$  dB. Η επίδραση του πλάτους απεικονίζεται στο Σχήμα 3.23α', όπου δίδεται ενδεικτικά η απόκριση της κεραίας *Chebyshev* 9ου βαθμού. Ο κατώτερος συντονισμός είναι περίπου σταθερός στα 2.2 GHz, ενώ ο ανώτερος συντονισμός μεταβάλλεται στην κατεύθυνση  $f_{res,h} = 3.1 \rightarrow 2.7$  GHz.

Η μελέτη της μεταβολής του μήκους,  $\Delta L_{gnd}$ , πραγματοποιήθηκε στο εύρος τιμών  $28 \leq L_{gnd} \leq 40$  mm. Το αποτέλεσμά της ήταν ότι το απόλυτο εύρος ζώνης μεγιστοποιείται για  $28 \leq L_{gnd} \leq 32$  mm, ενώ το κλασματικό εύρος ζώνης ευνοείται από τις τιμές  $30 \leq L_{gnd} \leq 34$  mm. Η μέση αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι σχετικά αναίσητη στη μεταβολή, ενώ η μέση συνολική αποδοτικότητα ωφελείται από μήκη  $28 \leq L_{gnd} \leq 30$  mm. Τέλος, το κριτήριο ποιότητας μεγιστοποιείται στην περιοχή  $28 \leq L_{gnd} \leq 32$  mm. Η επίδραση του μήκους απεικονίζεται στο Σχήμα 3.23β', όπου δίδεται ενδεικτικά η απόκριση της κεραίας *Chebyshev* 9ου βαθμού. Ο κατώτερος συντονισμός είναι περίπου σταθερός στα 2.2 GHz, ενώ ο ανώτερος συντονισμός μεταβάλλεται στην κατεύθυνση  $f_{res,h} = 3.0 \rightarrow 2.64$  GHz.

Συγκεντρωτικά, παρατηρούμε ότι, όπως και οι ημιτονοειδείς κεραίες, οι κεραίες *Chebyshev* αποκρίνονται καλύτερα όταν το επίπεδο γείωσης είναι στενό ( $0.13\lambda \leq W_{gnd} \leq 0.17\lambda$ ) και έχει μήκος  $\lambda/4$ . Μάλιστα, αν πάρουμε τον κατώτερο συντονισμό ως συχνότητα αναφοράς,  $f_{res,\ell} = 2.2$  GHz, τότε το βέλτιστο πλάτος βρίσκεται στο εύρος  $0.12\lambda_{res,\ell} \leq W_{gnd} \leq 0.15\lambda_{res,\ell}$  και το βέλτιστο μήκος ισούται με  $0.22\lambda_{res,\ell}$ .

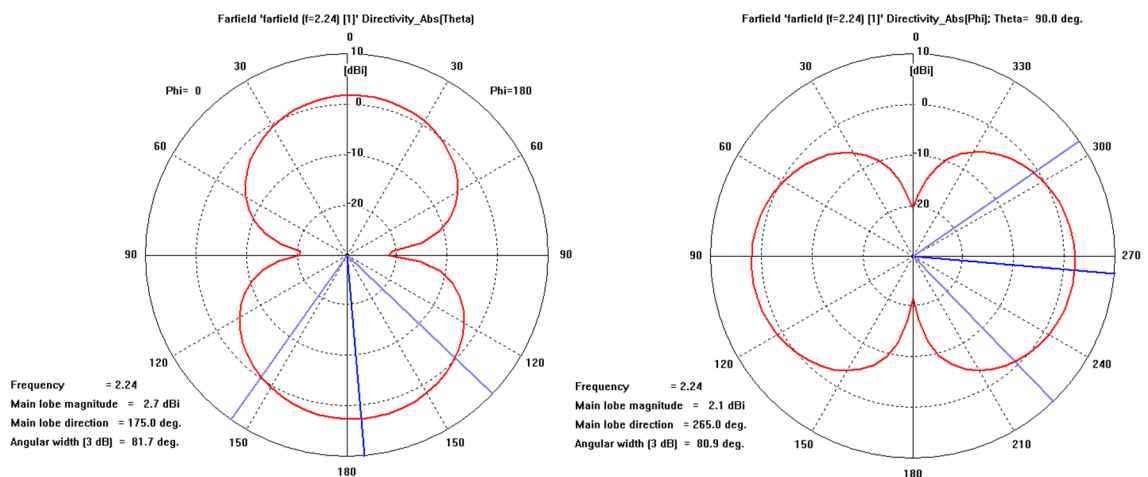
Τα χαρακτηριστικά μεγέθη που περιγράφουν την απόκριση των πέντε κεραίων *Chebyshev* με τα προσαρμοσμένα επίπεδα γείωσης παρατίθενται στον Πίνακα 3.14. Οι κεραίες *Chebyshev* πέτυχαν κατά την εικονική πρωτοτυποποίηση κλασματικά εύρη ζώνης στην περιοχή  $39 \leq FBW_V \leq 45\%$ . Το ηλεκτρικό μέγεθός τους συρρικνώθηκε σταδιακά από 1.22 rad στο 1.14 rad, πετυχαίνοντας έτσι μέγιστο λόγο συρρίκνωσης  $\max\{SRC\} = 27.5\%$ . Η χρήση του υποστρώματος Taconic TRF-45 [163] οδήγησε τη μέση αποδοτικότητα ακτινοβολίας στο εύρος 98–99% και διατήρησε τη μέση συνολική αποδοτικότητα στα επίπεδα 85–91%. Όλα τα παραπάνω είχαν σαν αποτέλεσμα να επιτευχθούν κριτήρια ποιότητας στο εύρος τιμών 4.4–

### Κεφάλαιο 3. Κεραίες Αναλυτικής Γεωμετρίας



**Σχήμα 3.23:** (α') Μεταβολή των συντονισμών και της προσαρμογής της κεραίας Chebyshev 9ου βαθμού με μεταβολή του πλάτους του επιπέδου γείωσης στο εύρος  $W_{\text{gnd}} = 14 \rightarrow 22 \text{ mm}$ . (β') Ομοίως για μεταβολή του μήκους του GNDP στο εύρος  $L_{\text{gnd}} = 28 \rightarrow 40 \text{ mm}$ .

5.3 dB. Τέλος, το Σχήμα 3.24 απεικονίζει τις τομές του διαγράμματος κατευθυντικότητας,  $D(\theta, \phi)$ , στα πρωτεύοντα επίπεδα  $\phi = 0$  και  $\theta = \pi/2$ . Ακριβώς όπως οι ημιτονοειδείς κεραίες, οι κεραίες Chebyshev ακτινοβολούν κατά το διπολικό ρυθμό, με αποτέλεσμα να είναι ομοιοκατευθυντικές στο επίπεδο  $\phi = \pi/2$ . Η μέγιστη κατευθυντικότητα είναι  $D_{\text{max}} = +2.7 \text{ dBi}$  και το κέρδος κατά IEEE υπολείπεται λιγότερο από 0.1 dB. Προβλήματα λήψης εμφανίζονται μόνο κατά μήκος του άξονα  $xx'$ , όπου εμφανίζονται κώνοι σιγής που μειώνουν το κέρδος κατά 20–23 dBc.



**Σχήμα 3.24:** Τομές του διαγράμματος μακρινού πεδίου,  $D(\theta, \phi)$ , στα πρωτεύοντα επίπεδα  $\phi = 0$  (αριστερά) και  $\theta = \pi/2$  (δεξιά).



### 3.3 Κεραίες Chirp και Αναλυτική Αυθομοιότητα

Στο Κεφάλαιο 6 μελετώνται εγχοπές (αυλακώσεις) μορφοποιημένες σύμφωνα με καμπύλες φράκταλ: για την ακρίβεια ‘προ-φράκταλ’ (βλ. σελ. 197). Οι καμπύλες προ-φράκταλ μελετήθηκαν και εφαρμόστηκαν εκτεταμένα ως κεραίες για τρεις βασικούς λόγους [108, 124–129]:

1. Κατασκευάζονται εύκολα και με ακρίβεια σε νηματοειδή ή τυπωμένη μορφή.
2. Η τεθλασμένη τοπολογία τους επιφέρει σμίχρυνση του μεγέθους του κεραιοστοιχείου μέσω συμπίεσης του αγώγιμου σώματος σε περιορισμένο όγκο ή επιφάνεια.
3. Εμφανίζουν πολυζωνική απόκριση συχνότητας (*multiband frequency response*).

Η πολυζωνική απόκριση οφείλεται στο γεγονός ότι η κατατμημένη γεωμετρία των προ-φράκταλ καμπυλών αναπαράγει το ίδιο μοτίβο σχημάτων σε μικρότερη κλίμακα διαστάσεων: στη διεθνή βιβλιογραφία, η ιδιότητα αυτή είναι γνωστή με τον μαθηματικό όρο “self-similarity”,<sup>2</sup> ο οποίος στα ελληνικά αποδίδεται συνήθως ως ‘αυτο-ομοιότητα’ ή ‘αυθομοιότητα’ [164]. Στην παρούσα Διατριβή αντιπροτείνεται η ορθότερη *αυθομοιότητα*.

Όμως, όπως αναφέρθηκε στην §3.1.2, η τεθλασμένη, κατατμημένη μορφή των προ-φράκταλ καμπυλών επιφέρει στην απόκριση των κεραιών τα φαινόμενα της αυτοβραχυκύκλωσης και της επιτάχυνσης φάσης, τα οποία περιορίζουν τις δυνατότητες των προ-φράκταλ κεραιών. Στο παρόν Κεφάλαιο προτάθηκε η αντιμετώπιση του προβλήματος μέσω λείων, αναλυτικών συναρτήσεων. Συνεπώς, προκύπτει φυσιολογικά το ερώτημα: μπορεί η αναλυτική γεωμετρία να συνεισφέρει στο πρόβλημα της πολυζωνικότητας; Με βάση την εμπειρία που αναπτύχθηκε από τη μελέτη των ημιτονοειδών και Chebyshev κεραιών, εισάγεται στο πεδίο των κεραιών αναλυτικής γεωμετρίας η πολυζωνική κεραία Chirp.<sup>3</sup> Οι ημιτονοειδείς κεραίες επαναλαμβάνουν περιοδικά την ίδια τοπολογία στην ίδια κλίμακα. Οι γενικευμένες ημιτονοειδείς κεραίες Chirp εξειδικεύουν την ανομοιομορφη επιφανειακή σάρωση των κεραιών Chebyshev: έχουν τη μορφή λείας, αναλυτικής καμπύλης που παρέχει το σχήμα του ημιτόνου σε συστηματικά επιταχυνόμενη (χωρικά συμπιεζόμενη) κλίμακα. Με αυτόν τον τρόπο, εισάγεται από το πεδίο των κεραιών αναλυτικής γεωμετρίας η έννοια της *αναλυτικής αυθομοιότητας* (*analytical self-similarity*). Η §3.3.1 παρουσιάζει τη σχεδίαση και την H/M μοντελοποίηση της κεραίας Chirp. Η §3.3.2 παρουσιάζει προκαταρκτικά αριθμητικά αποτελέσματα που θεμελιώνουν την πολυζωνική απόκριση της κεραίας (*proof-of-concept*).

#### 3.3.1 Θέματα Σχεδίασης και Ηλεκτρομαγνητικής Μοντελοποίησης

Η γενικευμένη ημιτονοειδής καμπύλη Chirp είναι μια κυματομορφή της οποίας η στιγμιαία συχνότητα δεν είναι σταθερή, αλλά είτε αυξάνεται (*up-chirp*), είτε μειώνεται (*down-chirp*). Υπάρχουν δύο είδη κυματομορφών Chirp: (α) η *γραμμική*, όπου η συχνότητα είναι γραμμική συνάρτηση της ανεξάρτητης μεταβλητής (για την ώρα  $\alpha$ s ταυτίσουμε τη μεταβλητή με το

<sup>2</sup>Κατά τη γνώμη του συγγραφέα, ο επικρατών όρος δεν αποδίδει επακριβώς την ιδιότητα που καλείται να περιγράψει. Θα ήταν ορθότερη η χρήση του όρου “scale similarity”, δηλαδή ‘ομοιότητα κλίμακας’.

<sup>3</sup>Ο όρος “chirp” αποδίδεται στα ελληνικά με τους όρους ‘τιτίβισμα’ και ‘τερέτισμα’. Όντας αμφότεροι απαγορευτικοί για όνομα κεραίας, οδήγησαν στη διατήρηση του αγγλικού όρου.

### Κεφάλαιο 3. Κεραίες Αναλυτικής Γεωμετρίας

χρόνο,  $t$ ), και (β') η γεωμετρική ή εκθετική, όπου η συχνότητα μεταβάλλεται εκθετικά με το χρόνο. Η κεραία Chirp σχεδιάστηκε με βάση τη γραμμική κυματομορφή, για λόγους που θα γίνουν σύντομα κατανοητοί. Οι κυματομορφές Chirp χρησιμοποιούνται ευρύτατα ως σήματα στα πεδία της επεξεργασίας σήματος και των επικοινωνιών. Στις επικοινωνίες βρίσκουν εφαρμογή σε συστήματα sonar και radar, αλλά και σε συστήματα εξάπλωσης φάσματος (*spread spectrum*).

Στη γραμμική κυματομορφή Chirp η στιγμιαία συχνότητα δίδεται από τη σχέση

$$f(t) = f_{t0} + \mu t, \quad (3.18)$$

όπου  $f_{t0}$  είναι η συχνότητα εκκίνησης, δηλαδή η συχνότητα την υποτιθέμενη χρονική στιγμή  $t = 0$ , και  $\mu$  είναι ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας (*chirp rate*). Για  $\mu > 0$  έχουμε up-chirping, ενώ για  $\mu < 0$  έχουμε down-chirping. Δεδομένου ότι μεταξύ στιγμιαίας κυκλικής συχνότητας,  $\omega(t)$ , και στιγμιαίας φάσης της κυματομορφής,  $\phi(t)$ , ισχύει η σχέση  $\omega(t) = d\phi(t)/dt$ , έχουμε ισοδύναμα ότι

$$\phi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau = \int_0^t 2\pi(f_{t0} + \mu\tau) d\tau = 2\pi \left( f_{t0} + \frac{\mu}{2}t \right) t. \quad (3.19)$$

Συνεπώς, μια κυματομορφή Chirp, έστω  $c(t)$ , πλάτους  $A$  δίδεται από την απλή έκφραση

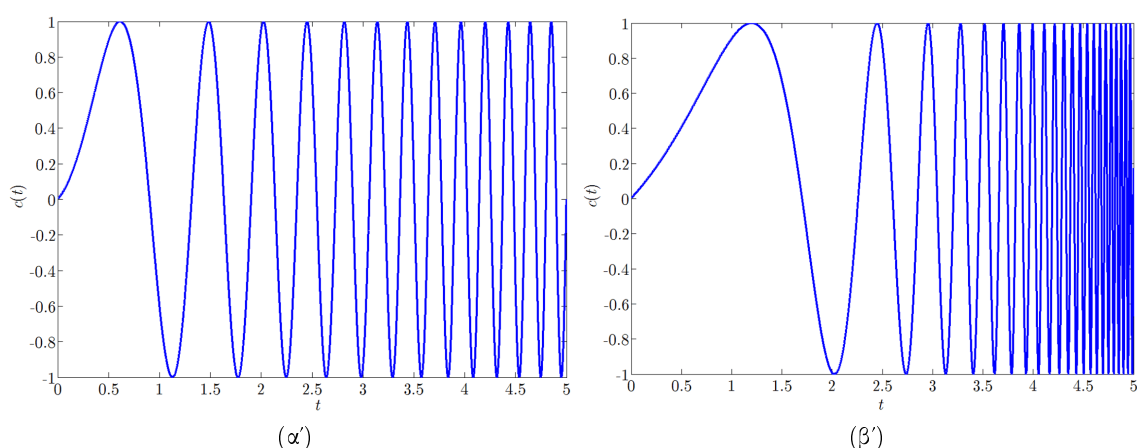
$$c(t) = A \sin \left[ 2\pi \left( f_{t0} + \frac{\mu}{2}t \right) t \right], \quad (3.20)$$

η οποία απεικονίζεται στο Σχήμα 3.25α' για  $A = 1$ ,  $f_{t0} = 0.1$  και  $\mu = 1$  στο διάστημα  $t \in [0, 5]$ . Στο πεδίο της συχνότητας, η στιγμιαία συχνότητα  $f(t) = f_{t0} + \mu t$  συνοδεύεται από επιπρόσθετες συχνότητες (αρμονικές), γεγονός που αποτελεί θεμελιώδη απόρροια της διαμόρφωσης συχνότητας (*frequency modulation*, FM) που επιβάλλεται στην κυματομορφή.

Σε ένα γεωμετρικό Chirp η στιγμιαία συχνότητα μεταβάλλεται γεωμετρικά με το χρόνο. Ισοδύναμα, αν ορίσουμε ένα χρονικό παράθυρο σταθερού μήκους, έστω  $[t_1, t_2]$ , τότε, καθώς το χρονικό παράθυρο ολισθαίνει νοητά κατά μήκος της κυματομορφής, ο λόγος των αντίστοιχων στιγμιαίων συχνοτήτων  $f(t_2)/f(t_1)$  θα παραμένει επίσης σταθερός (γεωμετρική πρόοδος). Η στιγμιαία συχνότητα δίδεται από τη σχέση  $f(t) = f_{t0} \cdot \mu^t$ , όπου πλέον η παράμετρος  $\mu$  είναι ο ρυθμός εκθετικής μεταβολής της συχνότητας. Αντίθετα με το γραμμικό Chirp που εμφανίζει σταθερό chirp rate, το γεωμετρικό Chirp εμφανίζει εκθετικά αυξανόμενο chirp rate. Δουλεύοντας ομοίως με την (3.19), καταλήγουμε στην ακόλουθη κυματομορφή για το γεωμετρικό Chirp:

$$c_{\text{exp}}(t) = A \sin \left[ 2\pi f_{t0} \frac{\mu^t - 1}{\ln(\mu)} \right]. \quad (3.21)$$

Συγκρίνοντας τα διαγράμματα 3.25α' και 3.25β' διαπιστώνεται ότι η γεωμετρική κυματομορφή χαρακτηρίζεται από μεγάλες αντιθέσεις: στο αρχικό μήκος η καμπύλη είναι αραιή, κάτι που σε επίπεδο κεραίας συνεπάγεται αύξηση του μεγέθους του κεραιοστοιχείου, ενώ στο δεύτερο ήμισυ η καμπύλη πυκνώνει απότομα, δημιουργώντας μια δομή που κατασκευαστικά είναι



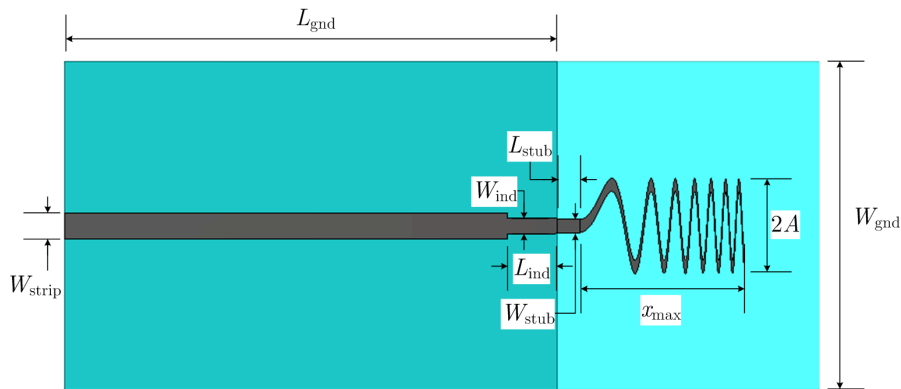
**Σχήμα 3.25:** Κυματομορφές Chirp με παραμέτρους  $A = 1$ ,  $f_{t0} = 0.1$  στο διάστημα  $t \in [0, 5]$ : (α') Γραμμική με  $\mu = 1$ , (β') γεωμετρική με  $\mu = 3$ .

ανέφικτη. Έτσι, για τη σχεδίαση της κεραίας Chirp χρησιμοποιήθηκε η γραμμική καμπύλη, η οποία εμφανίζει ομαλές και ελεγχόμενες μεταβολές. Θεωρώντας ότι η αρχή του επιπέδου  $xy$  βρίσκεται στο σημείο όπου ξεκινά η κυρτή καμπύλη, η χωρική συνάρτηση που περιγράφει το κεραιοστοιχείο Chirp είναι

$$y(x) = A \sin \left[ 2\pi \left( f_{x0} + \frac{\mu}{2} x \right) x \right], \quad 0 \leq x \leq x_{\max}. \quad (3.22)$$

Το Σχήμα 3.26 απεικονίζει το εικονικό πρωτότυπο (υπολογιστικό H/M μοντέλο) της κεραίας Chirp. Η κεραία σχεδιάστηκε με στόχο να εμφανίζει τον κατώτερο συντονισμό της στην περιοχή του 1 GHz, όπου το μήκος κύματος είναι  $\lambda = 300$  mm: η λεπτομερής τοπολογία της κεραίας επέβαλλε να χρησιμοποιηθεί χαμηλότερη συχνότητα από τη συνηθισμένη, προκειμένου να καταστεί δυνατή η μελέτη της εν δυνάμει πολυζωνικής απόκρισής της. Τα διστρωματικά PCB σχεδιάστηκαν πάνω στο μικροκυματικό υπόστρωμα Taconic TRF-45 το οποίο έχει ιδιότητες  $\epsilon_r = 4.38$  και  $\tan \delta_e = 0.0028 @ 2.5$  GHz, ύψος  $H_{TRF} = 1.63$  mm και επιχάλκωση 1 oz Cu και στις δύο όψεις [163]. Στο ανώτερο στρώμα του PCB χαράσσεται η τυπωμένη κεραία και η μικροταινία πλάτους  $W_{\text{strip}} = 3.1$  mm που την τροφοδοτεί, ενώ στο κατώτερο στρώμα βρίσκεται το κοινό επίπεδο γείωσης κεραίας και μικροταινίας. Το επίπεδο γείωσης και το PCB έχουν ίσα πλάτη, όπως ακριβώς συνέβαινε και στις ημιτονοειδείς και Chebyshev κεραίες. Η ονοματολογία των διαστάσεων (παραμέτρων) που ελέγχουν τη σχεδίαση της κεραίας είναι αντίστοιχη με εκείνη των προηγούμενων κεραίων αναλυτικής γεωμετρίας. Η σχεδίαση της κεραίας Chirp βασίζεται σε μαθηματική έκφραση κλειστής μορφής, γεγονός που διευκολύνει την σχεδιαστική επαναληψιμότητα.

Η χωρητική εμπέδηση εισόδου  $Z_{\text{in}}(j\omega)$  των κεραίων Chirp διορθώθηκε στενεύοντας το τελικό τμήμα της μικροταινίας, ώστε να σχηματιστεί ένα ψευδο-συγκεντρωμένο πηνίο σε σειρά με την  $Z_{\text{in}}(j\omega)$ . Το ηλεκτρικό μήκος αυτού του στοιχείου είναι  $7^\circ @ 1$  GHz. Το σημαντικό με αυτήν την προσθήκη είναι ότι το εν σειρά πηνίο μπορεί να συνδυαστεί με το πλάτος της κεραίας  $W_{\text{stub}}$  και τις διαστάσεις του επιπέδου γείωσης, και να μορφοποιηθούν από κοινού



**Σχήμα 3.26:** Διαστατική σχηματική κάτοψη της πλήρως παραμετροποιημένης κεραίας Chirp.

τον  $\Gamma_{in}(j\omega)$ . Αμέσως μετά το πέρας της μικροταινίας και πριν την κυρτή καμπύλη Chirp παρεμβάλλεται ευθύγραμμο τμήμα μήκους  $L_{stub}$ . Λόγω της χαμηλής αρχικής συχνότητας της καμπύλης Chirp, αποδείχθηκε ότι το αρχικό ευθύγραμμο τμήμα δε χρειάζεται να έχει τόσο μεγάλο μήκος όπως στην περίπτωση των ημιτονοειδών κεραίων για τη σωστή λειτουργία της κεραίας: το μήκος που επιλέχθηκε τελικά ήταν 2 mm.

Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης της κεραίας Chirp συνοψίζονται στον Πίνακα 3.15. Η κεραία σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α'. Σημειώνεται ότι εφαρμόστηκε λεπτομερέστερη διακριτοποίηση κατά το ύψος του υποστρώματος, με μέγιστο επιτρεπόμενο ύψος κελιού ίσο με  $\max\{\Delta z\} = H_{TRF}/6$ , ώστε να υπολογιστούν σωστά οι μεγάλες βαθμίδες του ηλεκτρικού πεδίου. Το ίδιο έγινε κατά το μήκος και πλάτος της μικροταινίας, στις εγκάρσιες διαστάσεις του ομοαξονικού συνδετήρα και στην περιοχή του κυρτού κεραιοστοιχείου:  $\max\{\Delta x\} = \max\{\Delta y\} = 0.25$  mm. Ο συμβιβασμός μεταξύ ταχύτητας εκτέλεσης και σφάλματος αποκοπής στον FFT ήταν καλώς ισορροπημένος. Η κεραία δεν εμφανίζει τοπολογική συμμετρία, οπότε δεν ικανοποιούσε τις απαραίτητες οριακές συνθήκες ηλεκτρικής και μαγνητικής ροής για την τοποθέτηση μαγνητικών ‘τοιχών’.

Επισημαίνεται ότι κατά τη σχεδίαση της κεραίας Chirp υπήρξαν σοβαρά προβλήματα σε επίπεδο λογισμικού CAD, δηλαδή προβλήματα υπολογιστικής αναπαράστασης των αντικειμένων, όχι H/M επίλυσης. Συγκεκριμένα, η αύξηση της χωρικής συχνότητας της κεραίας προκαλούσε μεγάλη πύκνωση της δομής της, με αποτέλεσμα ο CST Modeler να αδυνατεί να παράγει ένα λείο ‘χάλκινο’ ίχνο σταθερού πλάτους  $W_{stub} \geq 0.2$  mm. Έτσι, καταφύγαμε σε μια σχεδιαστική λύση η οποία έλυσε το πρόβλημα της κατάρρευσης του CAD αλγόριθμου με κόστος τη σταδιακή ελάττωση του πλάτους του χάλκινου διαδρόμου κατά μήκος της κεραίας.

### 3.3.2 Προκαταρκτικά Αριθμητικά Αποτελέσματα

Από τις πρώτες προσομοιώσεις φάνηκε ότι η κεραία Chirp παρουσιάζει πολυζωνική συμπεριφορά. Συγκεκριμένα, στο συχνοτικό διάστημα 1–6 GHz εμφανίζει οκτώ συντονισμούς. Κάθε συντονισμός συμβολίζεται με έναν αύξοντα αριθμό, έστω  $m$ . Εφαρμόστηκε σχεδιαστι-

ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ CHIRP	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC–6 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξάεδρικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	–40 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{\max}$	$\lambda_{\min}/20$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 4 στρωμάτων
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{1\text{GHz}}/8$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	$750 \times 10^3$ εξάεδρα

**Πίνακας 3.15:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση της κεραίας Chirp.

$2A$	$x_{\max}$	$W_{\text{ind}}$	$L_{\text{ind}}$	$L_{\text{stub}}$	$W_{\text{stub}}$	$W_{\text{strip}}$	$W_{\text{gnd}}$	$L_{\text{gnd}}$
10.0	20.0	2.0	6.0	2.0	1.6	3.1	15.0	60.0

**Πίνακας 3.16:** Τιμές των χαρακτηριστικών παραμέτρων της κεραίας Chirp. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre.

κός αλγόριθμος που αφορούσε στην κατάλληλη ρύθμιση των παραμέτρων  $A$  και  $x_{\max}$  και του κυκλώματος εισόδου, καθώς και στην προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης, ώστε να ωφεληθούν συνολικά όλοι οι συντονισμοί της πολυζωνικής κεραίας. Η σχεδίαση οδηγήθηκε τελικά στις διαστάσεις που παραθέτει ο Πίνακας 3.16. Τέλος, κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων χρειάστηκε να γίνεται αυτοματοποιημένος υπολογισμός του ηλεκτρικού μεγέθους των κεραιών. Για τον σκοπό αυτό, εφαρμόστηκε η απλοποιημένη έκφραση (3.23), η οποία αποδίδει ελάχιστα μεγαλύτερο ηλεκτρικό μέγεθος από το πραγματικό.

$$ka = \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{W_{\text{gnd}}^2 + (L_{\text{gnd}} + L_{\text{stub}} + x_{\max})^2}. \quad (3.23)$$

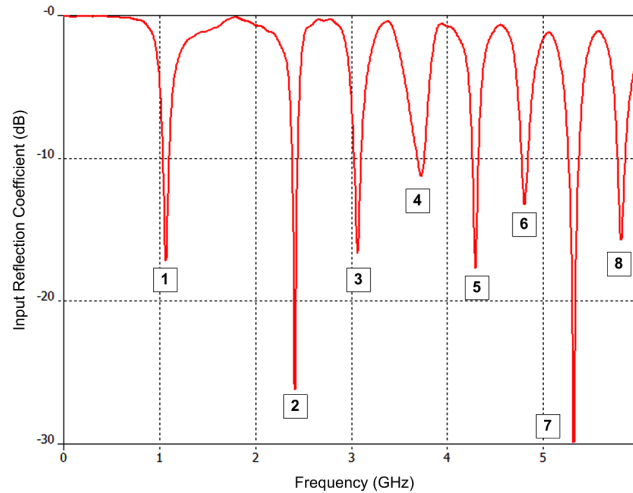
Όπως προκύπτει από τα δεδομένα του Πίνακα 3.16, το μέγεθος του κεραιοστοιχείου ισούται με  $\lambda/30 \times \lambda/15$  @ 1 GHz και οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης στο οποίο κατοπτρίζεται ισούνται με  $\lambda/20 \times \lambda/5$  @ 1 GHz. Στην παρούσα μορφή της, η κεραία Chirp αποδίδει την απόκριση που απεικονίζει το Σχήμα 3.27. Το αθροιστικό εύρος ζώνης της κεραίας ισούται με  $BW_{V,\text{agg}} = 0.82$  GHz, ήτοι μέσο εύρος ζώνης 100 MHz ανά ζώνη λειτουργίας. Στοιχεία της απόκρισης παραθέτει και ο Πίνακας 3.17, με τη βοήθεια του οποίου επεξηγείται η διαφορετική ποιότητα των οκτώ συντονισμών,  $m = 1, 2, \dots, 8$ .

Τα προκαταρκτικά αποτελέσματα του Σχήματος 3.27 και του Πίνακα 3.17 αποδεικνύουν ότι η τεχνική της αναλυτικής αυθομοιότητας μπορεί πράγματι να αποδώσει πολυζωνικές κεραίες, όπως και οι κεραίες προ-φράκταλ. Η απόδειξη στηρίζεται σε τρεις ιδιότητες που εμφάνισε η κεραία Chirp κατά την εικονική πρωτοτυποποίηση:

1. Οι κεραίες που βασίζονται σε μονοπολικές δομές εμφανίζουν φυσικούς συντονισμούς σε περιττές αρμονικές της συχνότητας του κατώτερου συντονισμού. Ο κατάλογος συχνοτήτων της κεραίας Chirp δεν παρουσιάζει καμμία αρμονική ή άλλη εξάρτηση. Οι συντονισμοί προκύπτουν ανεξάρτητα και οφείλονται στη συγκεκριμένη τοπολογία κεραίας.
2. Με κατάλληλη ρύθμιση των διαστάσεων του κεραιοστοιχείου, του κυκλώματος τροφοδοσίας και των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης παίρνουμε τιμές αντίστασης εισόδου

$m$	1	2	3	4	5	6	7	8
$f_m$ (GHz)	1.068	2.418	3.066	3.732	4.296	4.812	5.322	5.814
$R_{in}(j\omega_m)$ ( $\Omega$ )	42.1	46.2	43.2	41.5	41.1	32.0	50.1	47.3
$X_{in}(j\omega_m)$ ( $\Omega$ )	-12.3	3.1	13.5	24.6	-8.0	-1.8	-0.9	16.0
$(ka)_m$ (rad)	0.93	2.11	2.68	3.26	3.75	4.20	4.65	5.08

**Πίνακας 3.17:** Συχνότητα  $\min\{|\Gamma_{in}|\}$ , πραγματικό και φανταστικό μέρος εμπέδησης εισόδου και ηλεκτρικό μέγεθος της κεραίας Chirp στους οκτώ συντονισμούς που εμφανίζει στο εύρος DC–6 GHz.



**Σχήμα 3.27:** Μέτρο του ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο της κεραίας Chirp.

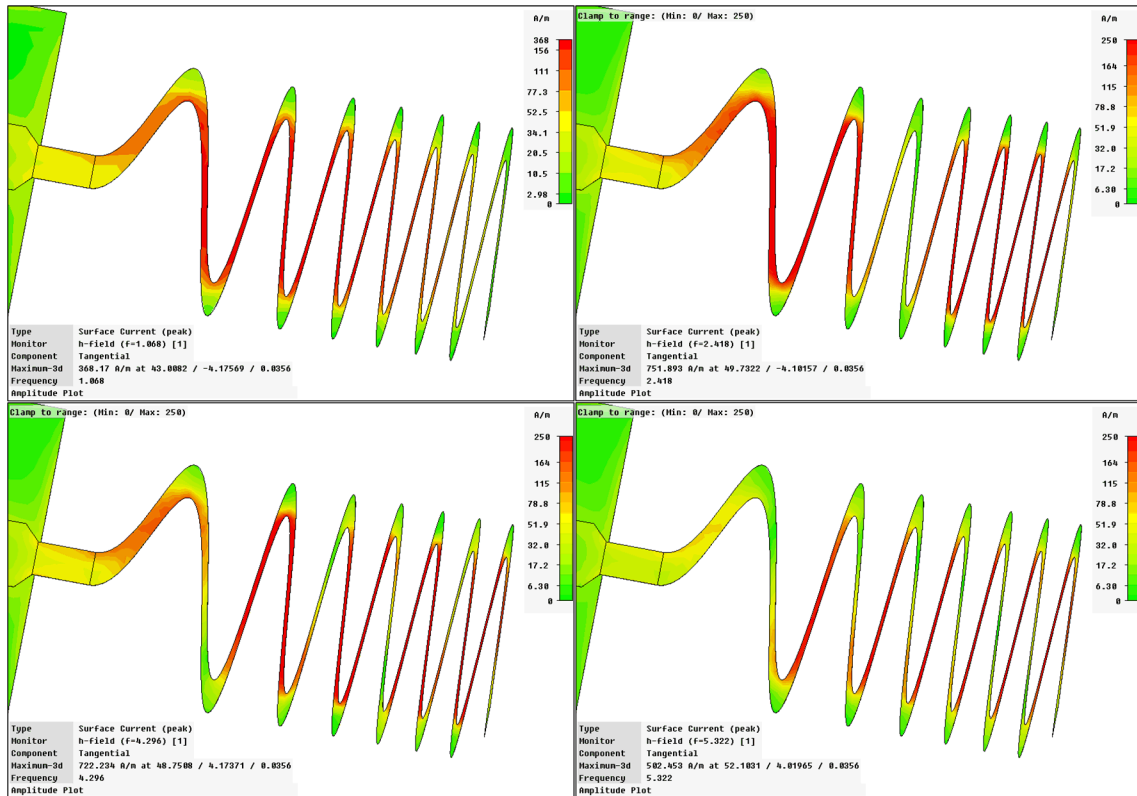
σε υπόστρωμα χαμηλών απωλειών οι οποίες είναι αρκούντως κοντά στα 50  $\Omega$ , ώστε να παράγουν αποδοτικό ακτινοβολητή στο σύνολο των συντονισμών:  $32 \leq R_{in}(j\omega_m) \leq 50 \Omega$ .

3. Με κατάλληλη ρύθμιση των διαστάσεων του κεραιοστοιχείου, του κυκλώματος τροφοδοσίας και των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης παίρνουμε τιμές αντίδρασης εισόδου οι οποίες μπορούν να διαμορφωθούν μεταξύ επαγωγικής και χωρητικής απόκρισης.

Η υπάρχουσα μορφή της κεραίας Chirp είναι ηλεκτρικά μικρή στον κατώτερο συντονισμό,  $(ka)_1 = 0.93 < 1$  rad, και ηλεκτρικά μεγάλη σε όλους τους επόμενους συντονισμούς:  $(ka)_m > 2$  rad,  $m \geq 2$ . Τέλος, το Σχήμα 3.28 απεικονίζει τις επιφανειακές ρευματικές κατανομές των συντονισμών  $m = 1, 2, 5, 7$ . Κάθε συντονισμός χρησιμοποιεί διαφορετικά τμήματα του κεραιοστοιχείου σαν συντονιζόμενα ρευματικά μήκη. Αντίστοιχες διαφορές παρατηρούνται και στο ρευματικό ίχνος κάθε συντονισμού στο επίπεδο γείωσης.

### 3.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου

Ο στόχος της σχεδίασης συστημάτων και δικτύων WSN είναι η μεγιστοποίηση της λειτουργικής ζωής του δικτύου, δηλαδή η διατήρηση ενός αποδεκτού επιπέδου συνδεσιμότητας για το μέγιστο δυνατό χρονικό διάστημα. Τα κεραιοσυστήματα των μικρο-αισθητήρων πρέπει να σχεδιάζονται στην ίδια κατεύθυνση. Το παρόν Κεφάλαιο έδειξε αριθμητικά και πειραματικά τα πλεονεκτήματα της κύρτωσης του τυπωμένου μονοπόλου στη μορφή ενός ημιτόνου.



**Σχήμα 3.28:** Οι επιφανειακές ρευματικές κατανομές των συντονισμών  $m = 1, 2$  (πάνω) και  $m = 5, 7$  (κάτω) της κεραίας Chirp. Απεικονίζονται ταυτόχρονα οι μέγιστες τιμές έντασης σε κάθε σημείο, κάτι που στην πραγματικότητα δε συμβαίνει λόγω της ολίσθησης της φάσης του ρεύματος.

Η σχεδίαση οδηγήθηκε στο ημιτονοειδές σχήμα από δύο διαφορετικές οδούς: λείανση των γωνιών του τυπωμένου μαϊάνδρου και προβολή της ελικοειδούς κεραίας σε επίπεδο που είναι παράλληλο με τον άξονά της. Οι ημιτονοειδείς κεραίες ενσωματώνονται καλά σε φορητές συσκευές. Η ημιτονοειδής κεραία 2ης επανάληψης, κατοπτριζόμενη σε επίπεδο γείωσης διαστάσεων  $16 \text{ mm} \times 28 \text{ mm}$  απέδωσε την καλύτερη ηλεκτρική απόδοση ανάμεσα στις έξι επαναλήψεις που μελετήθηκαν. Το υπολογιστικό H/M μοντέλο πέτυχε εύρος ζώνης  $BW_V = 1.43 \text{ GHz}$  (50%), ενώ η μέση συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας υπολογίστηκε άνω του 80%. Το ηλεκτρικό μέγεθος του συνολικού ακτινοβολητή ήταν  $ka = 1.23 \text{ rad}$ . Η μελέτη της συμπεριφοράς του επιπέδου γείωσης απέδωσε τις βέλτιστες διαστάσεις για κάθε επανάληψη, οι οποίες μεγιστοποίησαν το κριτήριο ποιότητας. Παράλληλα, ημιτονοειδείς κεραίες υπο-βέλτιστης απόκρισης συρρικνώθηκαν μέχρι το μέγεθος  $ka = 0.9 < 1 \text{ rad}$ .

Τα ημιτονοειδή μονόπολα είναι συμπαγή στοιχεία που λειτουργούν ικανοποιητικά με συμπαγείς γειώσεις: ο συνδυασμός αυτός παρέχει τη δυνατότητα υλοποίησης τυπωμένων συμπαγών στοιχειοκεραίων. Η σχεδίαση των ημιτονοειδών κεραίων, η μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης και η ανάπτυξη στοιχειοκεραίων υποστηρίχθηκαν από μετρήσεις σε πρωτότυπες κεραιοδιατάξεις. Η ανακριβής μοντελοποίηση των ιδιοτήτων του υποστρώματος FR-4 οδήγησε σε πειραματικές δοκιμές επί κεραίων με 8.3% χαμηλότερη επιτρεπτότητα διηλεκτρικού υλικού. Ακόμα και με αυτήν την απόκλιση στη διηλεκτρική φόρτιση, οι μετρηθείσες κεραίες αποδείχτηκαν ευρωζωνικές παρ' όλο το μικρό μέγεθός τους. Ακόμα και στην υπάρ-

### Κεφάλαιο 3. Κεραίες Αναλυτικής Γεωμετρίας

χουσα μορφή τους, οι ημιτονοειδείς κεραίες παρέχουν τη δυνατότητα ανταλλαγής του επιπλέον εύρους ζώνης για περαιτέρω σμίχρυνση. Τέλος, οι πειραματικές τιμές αμοιβαίας σύζευξης που παρατηρήθηκαν σε πυκνά δομημένες, τυπωμένες στοιχειοκεραίες ήταν απαγορευτικά μεγάλες. Για τον λόγο αυτό, στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται μια απλή αλλά αποτελεσματική τεχνική για την καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης.

Το πεδίο των κεραιών αναλυτικής γεωμετρίας εμπλουτίστηκε με κυρτά μονόπολα τα οποία μορφοποιήθηκαν σύμφωνα με τα πολυώνυμα Chebyshev. Η νέα αναλυτική συνάρτηση εφαρμόζει για τη σμίχρυνση της κεραίας ένα συνδυασμό επαγωγικής και χωρητικής φόρτισης κορυφής (*top-hat loading*). Οι κεραίες σχεδιάστηκαν επί υποστρώματος που έχει πρακτικά την ίδια διηλεκτρική επιτρεπτότητα, αλλά πολύ χαμηλότερες απώλειες, σε σχέση με το υπόστρωμα FR-4 που χρησιμοποιήθηκε για τις ημιτονοειδείς κεραίες. Η χωρητική φόρτιση διατήρησε το κλασματικό εύρος ζώνης περίπου στα ίδια επίπεδα (39–45% έναντι 40–50%) και ταυτόχρονα απέδωσε μικρότερα ηλεκτρικά μεγέθη: 1.14–1.22 rad έναντι 1.18–1.39 rad. Το μικρότερο ηλεκτρικό μέγεθος οφείλεται κυρίως στη μετατόπιση του λειτουργικού εύρους ζώνης σε χαμηλότερες συχνότητες. Η διαφορά στις απώλειες του διηλεκτρικού υποστρώματος μεταφράστηκε σε αύξηση του λειτουργικού εύρους ζώνης των ημιτονοειδών κεραιών και σε βελτίωση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας των κεραιών Chebyshev. Το επιτεύξιμο κριτήριο ποιότητας των κεραιών Chebyshev κυμάνθηκε στο εύρος 4.4–5.3 dB έναντι 4.2–5.5 dB των ημιτονοειδών κεραιών. Συμπερασματικά, η επιλογή διαφορετικής αναλυτικής έκφρασης για το κεραιοστοιχείο μπορεί να αποφέρει κέρδη για την απόκριση της κεραίας.

Οι αρχικές εργασίες που δημοσίευσε ο συγγραφέας [Σ01, Σ02, Σ05–Σ07, Σ13] κατέδειξαν ότι, σε επίπεδο σμίχρυνσης, ευρυζωνικότητας, και αποδοτικότητας ακτινοβολίας, ό,τι μπορούμε να πετύχουμε με μια προ-φράκταλ κεραία, μπορούμε να το πετύχουμε ακόμα πιο αποδοτικά σχεδιάζοντας μια κεραία Ευκλείδειας γεωμετρίας. Οι κεραίες προ-φράκταλ, όμως, είναι και γνωστοί πολυζωνικοί ακτινοβολητές—θα μπορούσε ένας μαϊάνδρος να αποδώσει λειτουργικές ζώνες συχνοτήτων πέρα από τους φυσικούς συντονισμούς του; Σαν απάντηση στο ερώτημα, παρουσιάστηκε στο πεδίο των κεραιών αναλυτικής γεωμετρίας η πολυζωνική κεραία Chirp. Οι γενικευμένες ημιτονοειδείς κεραίες Chirp ανάγουν σε τεχνική πολυζωνικότητας την ανομοιόμορφη επιφανειακή σάρωση των κεραιών Chebyshev και με αυτόν τον τρόπο εισάγουν την έννοια της *αναλυτικής αυτομοιότητας* (*analytical self-similarity*). Η εικονική πρωτότυπη κεραία Chirp που σχεδιάστηκε απέδωσε εντός συχνοτικού εύρους 2.6 οκτάβων (1–6 GHz) οκτώ συντονισμούς, μη εξαρτημένους αρμονικά. Το αθροιστικό εύρος ζώνης των συντονισμών αυτών ήταν 0.82 GHz, οπότε αναθέτοντας σε κάθε κεντρική συχνότητα το μέσο εύρος ζώνης των 0.1 GHz, προκύπτει ένα αθροιστικό κλασματικό εύρος ζώνης ίσο με 28%. Με κατάλληλη επιλογή των διαστάσεων του κεραιοστοιχείου, του κυκλώματος τροφοδοσίας και των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης προκύπτει ένας ακτινοβολητής ο οποίος σε κάθε συντονισμό εμφανίζει αντίσταση ακτινοβολίας αρχούντως κοντά στα 50 Ω και αντίδραση που είναι ρυθμιζόμενη μεταξύ επαγωγικής και χωρητικής απόκρισης.



## Σχετικές Δημοσιεύσεις

Στα πλαίσια της συγκεκριμένης ερευνητικής δραστηριότητας δημοσιεύθηκαν αρχικά οι επιστημονικές εργασίες [Σ01], [Σ02], [Σ05]–[Σ07] και [Σ13] (βλ. σχετικά σελ. 381). Η εμπειρία των πρώτων εργασιών οδήγησε στην ανάπτυξη των ημιτονοειδών κεραιών, των κεραιών Chebyshev και των κεραιών Chirp. Τα αποτελέσματα των ημιτονοειδών κεραιών έχουν δημοσιευτεί στις εργασίες [Π02], [Σ10], [Σ12] και [Σ14]. Οι κεραίες τύπου Chebyshev και Chirp δεν έχουν ανακοινωθεί ακόμη στην επιστημονική κοινότητα.



## Κεφάλαιο 4

# Καταπίεση Αμοιβαίας Σύζευξης σε Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες

Η αμοιβαία σύζευξη είναι ένα ηλεκτρομαγνητικό φαινόμενο το οποίο εμφανίζεται πρακτικά σε όλες τις στοιχειοκεραίες, ιδίως όταν η απόσταση μεταξύ των στοιχείων είναι μικρότερη του ημίσεος μήκους κύματος [165–167]. Η αμοιβαία σύζευξη είναι ένας φυσικός τρόπος απόκρισης μιας στοιχειοκεραίας, ο οποίος όμως τείνει να τροποποιήσει το διάγραμμα ακτινοβολίας, το εύρος της δέσμης, τις τιμές κατευθυντικότητας και την προσαρμογή των κεραιοστοιχείων, με αποτέλεσμα να επιδεινώνει τις επιδόσεις των προσαρμοστικών στοιχειοκεραίων [166]. Στις περισσότερες συνήθεις περιπτώσεις η αμοιβαία σύζευξη είναι επιζήμια στη λειτουργία της κεραίας και γι' αυτό θεωρείται ανεπιθύμητη, αν και υπάρχουν παραδείγματα στα οποία η παρουσία της μπορεί να μετατραπεί με κατάλληλη σχεδίαση σε ωφέλιμο παράγοντα [165]. Ο πολύπλευρος αντίκτυπος της σύζευξης έχει συγκεντρώσει έναν μεγάλο βιβλιογραφικό όγκο που μελετά τις αιτίες εμφάνισης και τους τρόπους αντιμετώπισης. Η επίδραση της Η/Μ σύζευξης στις στοιχειοκεραίες εκτείνεται σε πολλές περιοχές της τεχνολογίας κεραιών, από τις φασικά ελεγχόμενες στοιχειοκεραίες μέχρι τα συστήματα MIMO, τα συστήματα διαφορικής εκπομπής/λήψης, την ιατρική απεικόνιση, και τα συστήματα sonar και radar. Έχουν προταθεί πολλές αναλυτικές μέθοδοι μελέτης του προβλήματος, αλλά και πολλές τεχνικές αντιμετώπισης. Η ανάπτυξη ολοένα συμπαγέστερων κινητών τερματικών έχει οδηγήσει τα τελευταία χρόνια στη μελέτη και ανάπτυξη συμπαγών στοιχειοκεραίων. Τέτοιες απαιτήσεις δίνουν ακόμα μεγαλύτερη προτεραιότητα στη μελέτη του προβλήματος της αμοιβαίας σύζευξης.

Το παρόν Κεφάλαιο αναπτύσσει μια τεχνική καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχείων πυκνά δομημένων, συμπαγών, τυπωμένων στοιχειοκεραίων. Η τεχνική είναι κυκλωματική, ενσωματώνεται εύκολα στο αναλογικό RF τμήμα του πομποδέκτη, και στοχεύει στην ενεργειακά αποδοτική επικοινωνία ανάμεσα στους κόμβους των ασύρματων δικτύων αισθητήρων. Όπως αναφέρθηκε και στο Κεφάλαιο 3, οι ασύρματοι αισθητήρες προέκυψαν ως διατάξεις στενής ζώνης και εξαιρετικά περιορισμένων διαθέσιμων πόρων με στόχο να παρέχουν απρόσκοπτα υπηρεσίες τηλεϊσθησης και τηλεπισκόπησης έχοντας προβλεπόμενη διάρκεια ζωής δικτύου της τάξης της δεκαετίας. Οι αναπτυσσόμενες και μελλοντικές

εφαρμογές των δικτύων αισθητήρων περιλαμβάνουν μετάδοση πολυμεσικού περιεχομένου και κινητικότητα κόμβων. Επομένως, οι μικρο-αισθητήρες θα πρέπει να συνδυάζουν το μικρό μέγεθος με σημαντικό εύρος ζώνης και αλγορίθμους διαφορισιμότητας χαμηλής πολυπλοκότητας. Οι συμπαγείς στοιχειοκεραίες παρέχουν διαφορισιμότητα κατά την εκπομπή και λήψη, αλλά παρουσιάζουν ισχυρότατη αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων, η οποία προκαλεί χαμηλή αποδοτικότητα ακτινοβολίας, απώλεια εύρους ζώνης και συσχέτιση των σημάτων που επεξεργάζεται κάθε κεραιοστοιχείο.

Μια απλή και αποδοτική τεχνική καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης σε πυκνά δομημένες στοιχειοκεραίες είναι το ατελές επίπεδο γείωσης (AEG). Μια ατέλεια δημιουργείται στην περιοχή του επιπέδου γείωσης ανάμεσα σε κάθε ζεύγος στοιχείων. Η ατέλεια διαταράσσει τη ρευματική κατανομή της γείωσης προκαλώντας καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης, ανακτά το χαμένο εύρος ζώνης και μειώνει σημαντικά τη συσχέτιση σημάτων εντός ζώνης. Υπολογίστηκε ότι η ατέλεια προκαλεί αμελητέα παραμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας ενεργού στοιχείου. Τα αριθμητικά αποτελέσματα της μεθόδου AEG υποστηρίζονται από μετρήσεις σε πρωτότυπες κεραιοδιατάξεις: το εύρος ζώνης των αρχικών (αφόρτιστων) στοιχειοκεραίων μειώθηκε ομαλά στο εύρος 38% → 28% καθώς η απόσταση μεταξύ των στοιχείων μεταβλήθηκε στην περιοχή 0.25λ → 0.10λ. Αντίθετα, οι στοιχειοκεραίες που φορτίστηκαν με την ατέλεια του επιπέδου γείωσης επέδειξαν εύρος ζώνης  $BW_V = 37 \rightarrow 45\%$ , αντίστοιχα. Τα πειραματικά δεδομένα έδειξαν μείωση της αμοιβαίας σύζευξης κατά 15–20 dB.

## 4.1 Εισαγωγή

Στα δεκαπέντε χρόνια που διανύσαμε από τη στιγμή που οι μηχανικοί των ασύρματων δικτύων αισθητήρων οραματίστηκαν την ‘ευφυή σκόνη’ (*Smart Dust*) [66,67,134], η ερευνητική κοινότητα ασχολήθηκε οριακά με τη διάταξη που υλοποιεί τη διεπαφή μεταξύ των ηλεκτρονικών συστημάτων των μικρο-αισθητήρων και του ασύρματου ραδιοδιαύλου. Εργασίες όπως η [168] αποτελούν εξαιρέσεις στον κανόνα. Ωστόσο, υπάρχουν συγκεκριμένα δεδομένα σχετικά με την εξέλιξη των WSNs τα οποία καταδεικνύουν ότι η ανάπτυξη συμπαγών στοιχειοκεραίων για μικρο-αισθητήρες είναι απόλυτα δικαιολογημένη.

### 4.1.1 Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες και Δίκτυα Αισθητήρων

Λόγω των εξαιρετικά περιορισμένων πόρων τους, οι ασύρματοι αισθητήρες προορίζονται κυρίως για επικοινωνία σε μικρές αποστάσεις, αν και η πολυβηματική δρομολόγηση δεδομένων φαίνεται να μην είναι τόσο ενεργειακά αποδοτική όσο είχε αρχικά θεωρηθεί: τα πακέτα δεδομένων μεταδίδονται αποδοτικότερα σε ολιγάριθμα μακρύτερα βήματα [169]. Οι μικρο-αισθητήρες συνήθως τροφοδοτούνται από μικρή, μη ανανεώσιμη πηγή ενέργειας, παρ’ όλη τη συνεχή πρόοδο της τεχνολογίας διατάξεων συλλογής ενέργειας από το περιβάλλον [61]. Εντούτοις, από την οπτική γωνία της συστημικής ανάπτυξης απαιτούνται διάρκειες ζωής της τάξης των 5–15 ετών για τις περισσότερες ρεαλιστικές εφαρμογές εσωτερικού χώρου, βιομηχανίας και περιβαλλοντικής διαχείρισης [67]. Άρα, η ενεργειακή δαπάνη αφενός είναι ένα

θεμελιώδες πρόβλημα, αφετέρου επηρεάζει τη διάρκεια ζωής και τη συνδεσιμότητα του δικτύου. Επιπρόσθετα, η ενεργειακή δαπάνη του αναλογικού RF τμήματος του πομποδέκτη υπερκαλύπτει τη συνολική δαπάνη όλων των υπόλοιπων υποσυστημάτων, γεγονός που καθιστά το RF front-end τη στενωπό που εμποδίζει την περαιτέρω βελτίωση της διάρκειας ζωής των κόμβων και του δικτύου [67]. Εξαιτίας όλων αυτών των παραγόντων, η ενεργειακή αποδοτικότητα του κεραιοσυστήματος συνδέεται άμεσα με την αποδοτικότητα ολόκληρου του κόμβου decibel-προς-decibel.

Οι σύγχρονες και μελλοντικές εφαρμογές των WSNs περιλαμβάνουν κινητικότητα των κόμβων-αισθητήρων [170, 171]. Η κινητικότητα σε συνδυασμό με την ωφέλεια που προκύπτει από τη στιβαρή επικοινωνία σε μεγαλύτερες αποστάσεις (*long-hop*) καθιστούν αναγκαία τη μελέτη υλοποισιμότητας συμπαγών στοιχειοκεραίων σε κόμβους με ρεαλιστικές διαστάσεις. Παίρνοντας σαν παράδειγμα την ανάπτυξη δικτύων αισθητήρων σε εσωτερικούς χώρους (γραφεία, γκαράζ, βιομηχανίες, κ.α.), η πολυδιαδρομική διάδοση προκαλεί προβλήματα αξιοπιστίας της ασύρματης ζεύξης, καθώς χρονομεταβλητές διαλείψεις στενής ζώνης με δυναμικό πλάτος δεκαδών decibel παρατηρούνται συχνά σε αυτά τα περιβάλλοντα [67]. Οι στοιχειοκεραίες παρέχουν στο σχεδιαστή του συστήματος τη δυνατότητα υλοποίησης σχημάτων διαφορισιμότητας χαμηλής πολυπλοκότητας κατά την εκπομπή ή/και τη λήψη, τα οποία καθιστούν την κινητικότητα εφικτότερη και τις ζεύξεις στιβαρότερες [172–177]. Επομένως, οι *de facto* προδιαγραφές του μικρού μεγέθους και του χαμηλού κόστους κατασκευής των κεραιών για WSNs προσαυξάνονται από τις απαιτήσεις για υψηλή αποδοτικότητα ακτινοβολίας και υλοποίηση στοιχειοκεραίων. Το πρόβλημα της ισχυρής αμοιβαίας σύζευξης απειλεί να καταστήσει τις δύο τελευταίες προδιαγραφές αμοιβαία αποκλειστικές.

Η σμίχρυνση και η ενεργειακή αποδοτικότητα των μικρο-αισθητήρων εξελίσσονται ταυτόχρονα σε έξι τεχνολογικά μέτωπα:

1. Κεραίες [168],
2. RF κυκλώματα, π.χ. ενισχυτές χαμηλού θορύβου, ενισχυτές ισχύος, RF front-ends και μετατοπιστές συχνότητας [52],
3. Αναλογικά και μικτού-σήματος κυκλώματα βασικής ζώνης, π.χ. ADCs [52, 67],
4. Ψηφιακά κυκλώματα βασικής ζώνης, π.χ. μικροελεγκτές [52, 67],
5. Χημική σύσταση μπαταριών και διαχείριση του προφίλ αποστράγγισης του ρεύματος της μπαταρίας [178], και
6. Κυκλώματα αισθητήρων, π.χ. μικρο-κάμερες τεχνολογίας CMOS [179].

Από τις παραπάνω έξι κατηγορίες ερευνητικών δραστηριοτήτων, οι κεραίες είναι το πλέον παραμελημένο κυκλωματικό και συστημικό κομμάτι των κόμβων-αισθητήρων. Αυτό έχει δημιουργήσει δυσκολίες στην ενσωμάτωση των κεραιών στους μικρο-αισθητήρες, με αποτέλεσμα να προταθούν σαν εναλλακτικές λύσεις η μετατόπιση σε συχνότητες πάνω από τα 10 GHz και η χρήση των μη αποδοτικών chip κεραιών [67]. Οι ασύρματοι αισθητήρες είναι διαστρωματικές

δικτυακές οντότητες, με συνέπεια η βελτιστοποίηση αλγοριθμικών και δικτυακών θεμάτων να έχει μελετηθεί υποθέτοντας ότι το κεραιόσυστημα κατέχει συγκεκριμένες ιδιότητες. Για παράδειγμα, ενεργειακά αποδοτικές λύσεις πολλαπλής πρόσβασης στο μέσο έχουν αναπτυχθεί θεωρητικά υπό την προϋπόθεση της κατευθυντικότητας, είτε μέσω διακοπτικής δέσμης, είτε μέσω μορφοποίησης δέσμης, με τη μορφή γραμμικής ή κυκλικής στοιχειοκεραίας [180,181]. Το ίδιο έχει συμβεί και στην περίπτωση των αλγορίθμων δρομολόγησης δεδομένων [182,183]. Αναλύσεις θεωρίας της πληροφορίας χρησιμοποίησαν ειδικά στοιχεία κεραιοσυστημάτων για να βελτιώσουν τη συνδεσιμότητα και τη διάρκεια ζωής των δικτύων [184]. Υπερευρωζωνικές υλοποιήσεις δικτύων αισθητήρων για εφαρμογές εντοπισμού θέσης στη χιλιοστομετρική ζώνη συχνοτήτων προτάθηκαν ξανά με την υπόθεση της κατευθυντικής κεραίας [185]. Παρ' όλα αυτά, λίγες προσπάθειες έχουν γίνει για να αντιμετωπιστούν οι προκλήσεις και η πολυπλοκότητα της πρακτικής υλοποίησης κεραιών για WSNs, ιδίως στοιχειοκεραίων: δύο πρόσφατες τέτοιες μελέτες περιγράφονται στις εργασίες [186,187]. Με βάση τα τρέχοντα μεγέθη κόμβων, και οι δύο μελέτες κατέληξαν στην υλοποίηση ογκώδους πρωτότυπης διάταξης, γεγονός που μαρτυρά ότι το πεδίο παρέχει αρκετό πρόσφορο έδαφος για νέες μελέτες.

Απ' όσο είναι σε θέση να γνωρίζει ο συγγραφέας, η εργασία των Abbosh & Thiel [188] είναι η μόνη υπάρχουσα μελέτη της επίδρασης της αμοιβαίας σύζευξης σε ασύρματους αισθητήρες. Οι συγγραφείς ανέπτυξαν ένα θεωρητικό μοντέλο που συσχετίζει την ενεργειακή δαπάνη ανά μεταδιδόμενο bit με την παρουσία αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχείων ομοιόμορφων κυκλικών στοιχειοκεραίων σε συστήματα MIMO  $2 \times 2$  και  $4 \times 4$ . Η αμοιβαία σύζευξη ενσωματώθηκε σε κυκλωματικούς όρους στον πίνακα του διαύλου, και έτσι προέκυψε ο τροποποιημένος πίνακας του MIMO ραδιοδιαύλου. Υποτέθηκαν συνθήκες διάδοσης οπτικής επαφής (*Line-Of-Sight*, LOS), ενώ η μελέτη στόχευσε στη μεγιστοποίηση της χωρητικότητας (φασματικής απόδοσης) του συστήματος. Για τον σκοπό αυτό, θεωρήθηκε ότι υπάρχει πλήρης γνώση της κατάστασης του διαύλου στον πομπό, οπότε ένας αλγόριθμος "waterfilling" ρύθμιζε κατάλληλα την εκπεμπόμενη ισχύ από κάθε κεραιοστοιχείο. Οι Abbosh & Thiel [188] κατέληξαν ότι η αμοιβαία σύζευξη είναι ωφέλιμη για μια τέτοια διάταξη, αφού οδηγεί σε αποσυσχετισμένο τροποποιημένο πίνακα διαύλου και μειώνει την απαιτούμενη ενεργειακή δαπάνη ανά μεταδιδόμενο bit. Η μελέτη που παρουσιάζεται στο παρόν Κεφάλαιο αποκλίνει σημαντικά από την [188] σε ό,τι αφορά στις θεμελιώδεις υποθέσεις:

1. Οι πολλαπλές αλυσίδες πομποδεκτών εισάγουν έναν μη ρεαλιστικό βαθμό πολυπλοκότητας, τουλάχιστον με την τρέχουσα κατάσταση των κυκλωμάτων RF BiCMOS και τα τρέχοντα κόστη υλοποίησης.
2. Η διαθεσιμότητα της πληροφορίας της κατάστασης του διαύλου στον πομπό δημιουργεί επίφορτο (απαιτεί ανάδραση) και σημαντική υπολογιστική πολυπλοκότητα, λόγω της ανάγκης για αντιστροφή πινάκων σε πραγματικό χρόνο [189]. Η πλήρης γνώση της κατάστασης του διαύλου είναι μια κοινή υπόθεση που γίνεται σε αλγοριθμικές μελέτες MIMO, αλλά, από κάθε άλλη άποψη, είναι πολύ δύσκολο να υλοποιηθεί προγραμματιστικά σε επίπεδο FPGA και DSP.
3. Στην πρακτική ανάπτυξη δικτύων αισθητήρων, τόσο σε εσωτερικούς, όσο και σε εξω-

τερικούς χώρους, οι συνθήκες διάδοσης LOS δε θα πρέπει να θεωρούνται δεδομένες: οι NLOS συνθήκες είναι πολύ πιο αναμενόμενες. Ας αναλογιστούμε, για παράδειγμα, την ανάπτυξη δικτύων σε περιβάλλον γραφείου ή σε ένα δάσος: η παρουσία των σχεδαστών είναι τόσο έντονη, που δεν αφήνει πρακτικά περιθώριο οπτικής επαφής. Κατά συνέπεια, η ενεργειακή αποδοτικότητα θα επέλθει μέσα από τη στιβαρότητα της ζεύξης—δηλαδή, από το κέρδος διαφορισιμότητας (*diversity gain*)—και όχι μέσα από αύξηση της χωρητικότητας του διαύλου.

4. Οι τεχνικές χωρικής πολυπλεξίας λειτουργούν αποδοτικά μόνο πάνω από μια τιμή κατωφλίου για το σηματοθορυβικό λόγο στο δέκτη, π.χ.  $\text{SNR}_{\min} = +20$  dB. Τόσο υψηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου δεν είναι εγγυημένες σε συνθήκες διάδοσης NLOS. Κάτω από την τιμή κατωφλίου, μόνο το κέρδος διαφορισιμότητας μπορεί ρεαλιστικά να επιδιωχθεί.

#### 4.1.2 Το Ζήτημα της Απόστασης Επικοινωνίας στα *ad hoc* Δίκτυα

Στη βιβλιογραφία των ασύρματων δικτύων πολυβηματικής μετάδοσης (*multihop networks*), υπάρχει από το 2004 μια ανοιχτή συζήτηση γύρω από το εξής θεμελιώδες ερώτημα: κατά πόσον είναι συμφέρουσα η δρομολόγηση δεδομένων με πολλά σύντομα βήματα (*short-hop routing*) ή αν είναι προτιμότερο να δρομολογούνται τα πακέτα με μικρό αριθμό μακρύτερων βημάτων (*long-hop routing*) [169, 190–200]. Η πολυβηματική μετάδοση σε μικρές αποστάσεις έχει κερδίσει μεγάλη στήριξη από την ερευνητική κοινότητα, και οι υποστηρικτές της προβάλλουν δύο βασικά επιχειρήματα: μειωμένη κατανάλωση ενέργειας μέσω βελτίωσης του σηματοθορυβικού λόγου στο δέκτη και χαμηλότερη στάθμη παρεμβολών.

Οι Haenggi & Puccinelli [169, 190–194] υποστήριξαν ότι και τα δύο αυτά επιχειρήματα απορρέουν από μια υπεραπλουστευμένη ανάλυση που βασίζεται σε ανακριβή μοντέλα διαύλου και δε σταθμίζει σωστά τη συνολική καθυστέρηση, την αξιοπιστία της ζεύξης, τη στατική κατανάλωση ενέργειας, την κωδικοποίηση του διαύλου, την κινητικότητα και τον επίφορτο της δρομολόγησης. Οι συγγραφείς απέδειξαν θεωρητικά και πειραματικά ότι η δρομολόγηση με τη μεγαλύτερη δυνατή απόσταση βήματος είναι μια πολύ ανταγωνιστική στρατηγική σε πολλές περιπτώσεις. Ισοδύναμα, από την άποψη του συστημικού και δικτυακού σχεδιασμού, η μέγιστη ισχύς μετάδοσης θα πρέπει να επιλέγεται έτσι ώστε ένας κόμβος να μπορεί να επικοινωνήσει με πολύ πιο απομακρυσμένους κόμβους από τους πλησιέστερους γείτονές του. Επιπλέον, η διατήρηση αξιόπιστων ζεύξεων κατά τη δρομολόγηση των δεδομένων μπορεί να αυξήσει τη διάρκεια ζωής του δικτύου κατά μία τάξη μεγέθους [192], ενώ παράλληλα υπάρχει σχέση 1-προς-1 μεταξύ στιβαρότητας της ζεύξης και ενεργειακής αποδοτικότητας της ολιγοβηματικής δρομολόγησης [193, 194].

Σε ό,τι αφορά στην επιλογή του βέλτιστου πλήθους βημάτων, οι συγγραφείς της [195] χρησιμοποίησαν ένα γραμμικά διατεταγμένο, TDMA *ad hoc* δίκτυο και εξέτασαν την πολυβηματική διάδοση με δεδομένο διαθέσιμο εύρος ζώνης και επιθυμητό ρυθμό διάδοσης. Απέδειξαν ότι ο αριθμός βημάτων εξαρτάται από τις συνθήκες διάδοσης: αν ο εκθέτης των απωλειών διαδρομής είναι μικρότερος από την επιθυμητή φασματική αποδοτικότητα, τότε η μονοβημα-

τική μετάδοση υπερέχει ενεργειακά της μετάδοσης σε δύο ή περισσότερα βήματα. Υπέρ της μονοβηματικής μετάδοσης αποφάνθηκε και η εργασία των Wang *et al.* [196], η οποία εξήγαγε ένα ρεαλιστικό μοντέλο ενεργειακής κατανάλωσης για κόμβους αισθητήρων. Συγκεκριμένα, η [196] έδειξε ότι η μόνη περίπτωση να είναι πιο αποδοτική η πολυβηματική απόκριση είναι να βρίσκεται το Sink εκτός εμβέλειας του κόμβου που προσπαθεί να αποστείλει δεδομένα. Οι συγγραφείς επισήμαναν ότι αν ληφθεί υπόψη ο συνολικός επίφορτος που συνοδεύει την πολυβηματική επικοινωνία (π.χ., συγχρονισμός, ανακάλυψη διαδρομής, κ.α.), τότε η ενεργειακή αποδοτικότητα της πολυβηματικής επικοινωνίας γίνεται ακόμα χειρότερη. Αντίθετα, οι Fedor & Collier [197], εργαζόμενοι επίσης με γραμμικό δίκτυο, έδειξαν ότι το πλήθος των βημάτων εξαρτάται από την απόσταση των κόμβων και από το ενεργειακό κόστος κατά τη λήψη του πακέτου. Η μελέτη τους κατέληξε στο συμπέρασμα ότι, στις περισσότερες περιπτώσεις, η επικοινωνία σε δύο βήματα είναι η αποδοτικότερη.

Οι Gorce *et al.* [198] μελέτησαν αναλυτικά και αριθμητικά τα δίκτυα αισθητήρων σε περιβάλλον πολυδιαδρομικής διάδοσης και διαλείψεων. Έδειξαν ότι οι αναξιόπιστες ζεύξεις, δηλαδή ζεύξεις τις οποίες οι προγενέστερες εργασίες δε λάμβαναν υπόψη όταν υπολόγιζαν τη συνδεσιμότητα ενός *ad hoc* δικτύου, μπορούν να συμβάλλουν ουσιαστικά στην αύξηση του βαθμού συνδεσιμότητας. Οι συγγραφείς κατέληξαν ότι η μελέτη τους ευνοεί τη δρομολόγηση σε μεγάλα βήματα, και προτείνουν την αναζήτηση τρόπων για τη βελτίωση της στιβαρότητας των αναξιόπιστων ζεύξεων. Αυτό θα βελτίωνε ακόμα περισσότερο τη συνδεσιμότητα του δικτύου, με άμεσο αντίκτυπο στην ενεργειακή αποδοτικότητα: σε κάθε δεδομένο χρονικό παράθυρο, ένας μικρότερος αριθμός κόμβων χρειάζεται να είναι σε ενεργή κατάσταση, και ακόμα περισσότεροι κόμβοι είναι στην κατάσταση νάρκης. Μεταγενέστερη μελέτη των ίδιων συγγραφέων έδειξε ότι υπερβολικά μικρά ή μεγάλα βήματα πρέπει να αποφεύγονται: για κάθε σενάριο επικοινωνίας υπάρχει μια βέλτιστη απόσταση μεταξύ κόμβων, η οποία έμμεσα καθορίζει το βέλτιστο αριθμό βημάτων [199].

Υπάρχουν, όμως, και πρόσφατες εργασίες που καταλήγουν στο αντίθετο συμπέρασμα. Για παράδειγμα, οι Lo *et al.* [200] μελέτησαν υπό το πρίσμα της ενεργειακής αποδοτικότητας δίκτυα MIMO στα οποία οι κόμβοι φέρουν πλήθος κεραιών  $2^n$ ,  $n = \{1, 2, \dots, 5\}$ , και εφαρμόζουν αλγορίθμους χωρικής πολυπλεξίας. Τα περισσότερα σενάρια δικτύων που εξέτασαν, τα οποία περιελάμβαναν γραμμικά και τυχαία διεσπαρμένα 2-D δίκτυα, κατέληξαν στο συμπέρασμα ότι η πολυβηματική διάδοση είναι ενεργειακά ωφελιμότερη.

### 4.1.3 Βιβλιογραφική Έρευνα για την Αμοιβαία Σύζευξη σε Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες

Στις αναφορές που ακολουθούν, η απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων αντιστοιχεί στην απόσταση των σημείων τροφοδοσίας, όπως συνηθίζεται στις στοιχειοκεραίες, και όχι στα δύο πλησιέστερα σημεία των διαδοχικών στοιχείων. Οι χαρακτηριστικότερες διαστάσεις δίδονται ως δεκαδικά πολλαπλάσια του μήκους κύματος ελευθέρου χώρου,  $\lambda$ , που αντιστοιχεί στην κεντρική συχνότητα του εύρους ζώνης.

Οι Yang & Rahmat-Samii [201] παρουσίασαν μία από τις πρωιύτερες μελέτες κατα-

πίεσης της αμοιβαίας σύζευξης βασισμένης σε δομές ηλεκτρομαγνητικού διακένου (*electromagnetic band-gap*, EBG). Δύο κεραίες μικροταινιακού καλύμματος τυπώθηκαν σε υψηλό υπόστρωμα σε απόσταση  $d = 0.75\lambda$ . Πίνακας διαστάσεων  $14 \times 4$  αποτελούμενος από καλύμματα σχήματος μανιταριού τυπώθηκε μεταξύ των δύο κεραιών. Η τεχνική παρείχε μείωση της αμοιβαίας σύζευξης ίση με 8.8 dB έχοντας επιφάνεια δομής EBG ίση με  $1.07\lambda \times 0.30\lambda$ .

Οι Dossche *et al.* [202] πρότειναν τη χρήση ενός συνδυασμού κυκλωμάτων προσαρμογής και αποσύζευξης για τη μείωση του συντελεστής συσχέτισης. Ο συντονισμός που επιτεύχθηκε ήταν σχεδόν ιδανικός αλλά και στενής ζώνης ( $FBW_V = 1.6\%$ ), καθότι το κύκλωμα βασίστηκε σε γραμμές μεταφοράς. Η επιφάνεια που κατέλαβε ο αποσυζεύκτης πάνω στο PCB ήταν  $1.43\lambda \times 1.34\lambda$ .

Μια από τις πρώτες τεχνικές καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης που προτάθηκε ειδικά για κινητά τερματικά ήταν η γραμμή εξουδετέρωσης (*neutralization line*) [203–205], η οποία εφαρμόστηκε σε επίπεδες IFAs. Η τεχνική είναι τόσο απλή, όσο και (καταρχήν) παράξενη: οι κεραίες που είναι επιθυμητό να απομονωθούν, συνδέονται γαλβανικά με ένα σύρμα το οποίο αιωρείται πάνω από το επίπεδο γείωσης. Έτσι, δημιουργείται μια ιδιόμορφη μικροταινιακή γραμμή μεταφοράς με διηλεκτρικό υλικό τον αέρα. Στόχος της γραμμής εξουδετέρωσης είναι να δημιουργήσει ένα δεύτερο μονοπάτι σύζευξης, το οποίο θα αντισταθμίσει τη σύζευξη μέσω της ρευματικής κατανομής του κοινού επιπέδου γείωσης των δύο κεραιών. Στην [203] οι ζώνες λειτουργίας των δύο PIFAs ήταν διαφορετικές. Το βασικό μειονέκτημα της γραμμής εξουδετέρωσης είναι η στενή ζώνη αποσύζευξης και η ευαισθησία στις διαστάσεις του επιπέδου γείωσης: αν αυτές μεταβληθούν, τότε η αντιστάθμιση δε λειτουργεί σωστά και πρέπει να σχεδιαστεί νέα γραμμή εξουδετέρωσης. Η τεχνική βελτιώθηκε περαιτέρω στην [205], όπου η νέα σχεδίαση περιείχε δύο μαιανδρικές γραμμές σύνδεσης οι οποίες συνέδεσαν κατάλληλο σημείο κάθε κεραίας με τη γείωση, και όχι απευθείας τις κεραίες μεταξύ τους. Η τροποποιημένη γραμμή εξουδετέρωσης παρέμεινε ένας αποσυζεύκτης στενής ζώνης.

Ένα διαφορετικό είδος ατέλειας του επιπέδου γείωσης μελετήθηκε και παρουσιάστηκε εξαιρετικά στην [206]. Οι συγγραφείς τύπωσαν δύο επίπεδες κεραίες ανεστραμμένης-F γεωμετρίας (*planar inverted-F antennas*, PIFAs) πάνω σε τετράγωνο PCB και τις τοποθέτησαν σε απόσταση  $d = 0.12\lambda$ . Δύο συστοιχίες από εγκοπές χαράχτηκαν στις απέναντι πλευρές του επιπέδου γείωσης, ανάμεσα στις κεραίες. Η διαταραχή που προκλήθηκε στα ρεύματα της γείωσης επέφερε μείωση της σύζευξης στο εύρος 8–16 dB για διάφορα σενάρια εργασίας. Οι συστάδες των εγκοπών κατέλαβαν επιφάνεια ίση με  $0.33\lambda \times 0.07\lambda$ .

Οι Kokkinos *et al.* [207] τύπωσαν δύο PIFAs πάνω σε μακρύ PCB και τις τοποθέτησαν σε απόσταση  $d = 0.62\lambda$ . Δύο εγκοπές χαράχτηκαν σε απέναντι πλευρές του GNDP, ανάμεσα στις κεραίες. Οι συγγραφείς βελτιστοποίησαν τις διαστάσεις και την απόσταση των εγκοπών, ώστε αυτές να συντονίσουν σαν ένας βρόχος ισοδύναμων μαγνητικών ρευμάτων (*magnetic loop*). Εντός της ζώνης ενδιαφέροντος, η μείωση της σύζευξης κυμάνθηκε στην περιοχή 10–40 dB. Οι εγκοπές κατέλαβαν επιφάνεια ίση με  $0.25\lambda \times 0.14\lambda$ . Μονήρης εγκοπή είχε χρησιμοποιηθεί προηγουμένως στην [208] για να αποσυζεύξει δύο PIFAs. Η διαφορά ήταν ότι η εγκοπή δε χαράχτηκε ανάμεσα στις δύο κεραίες, αλλά στο κάτω μέρος του GNDP. Το μέγεθος της εγκοπής ήταν  $0.18\lambda \times 0.12\lambda$ .



Οι Schühler *et al.* [209] μελέτησαν επίσης την εφαρμογή των δομών EBG. Δύο οριζόντια δίπολα τοποθετήθηκαν πάνω σε υπόστρωμα με απόσταση μεταξύ τους  $d = 0.17\lambda$ . Πίνακας διαστάσεων  $9 \times 3$  αποτελούμενος από καλύμματα σχήματος μανιταριού τυπώθηκε μεταξύ των δύο κεραιών. Η τεχνική παρείχε μείωση της αμοιβαίας σύζευξης ίση με 8 dB έχοντας επιφάνεια δομής EBG ίση με  $0.56\lambda \times 0.11\lambda$ .

Οι δομές EBG ήταν η μέθοδος που επιλέχθηκε και στις εργασίες [210,211]. Οι Michailidis *et al.* [210] τύπωσαν δύο κεραιές μικροταινιακού καλύμματος σε απόσταση  $d = 0.67\lambda$ . Πίνακας διαστάσεων  $9 \times 3$  αποτελούμενος από καλύμματα σχήματος μανιταριού τυπώθηκε μεταξύ των δύο κεραιών. Η περιοδική δομή κατέλαβε επιφάνεια ίση με  $0.60\lambda \times 0.20\lambda$ . Οι Rajo-Iglesias *et al.* [211] μελέτησαν τη σύζευξη σε μικροταινιακές κεραιές που εκτυπώθηκαν σε απόσταση  $0.50\lambda \leq d \leq 0.75\lambda$ . Η δομή EBG ήταν πίνακας διαστάσεων  $4 \times 2$  αποτελούμενος από καλύμματα σχήματος μανιταριού, ο οποίος τυπώθηκε μεταξύ των δύο κεραιών. Η περιοδική δομή κατέλαβε επιφάνεια ίση με  $0.33\lambda \times 1.27\lambda$  και απέφερε καταπίεση στο εύρος 6–15 dB.

Στα τέλη τις δεκαετίας του 1980, ο P.-S. Kildal σχεδίασε επίπεδα διαφράγματα τα οποία είναι γνωστά ως *soft* και *hard surfaces*. Οι μαλακές επιφάνειες έχουν την ιδιότητα ότι καταπιέζουν τη διάδοση επιφανειακών κυμάτων σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση στο επίπεδο, ενώ οι σκληρές επιφάνειες αντίθετα την ενισχύουν: αμφότερες μπορούν να θεωρηθούν ως πρώιμα είδη μετα-επιφάνειας (*metasurface*). Η ιδιότητα των μαλακών επιφανειών δεν πέρασε απαρατήρητη από τους σχεδιαστές κεραιών: οι Rajo-Iglesias *et al.* [212] και Quevedo-Teruel *et al.* [213] εφάρμοσαν την τοποθέτηση μαλακών επιφανειών ανάμεσα σε μικροταινιακές κεραιές και επίπεδες IFAs αντίστοιχα. Οι μαλακές επιφάνειες είναι διπλά περιοδικές δομές. Η πρωτεύουσα περίοδος σχηματίζεται από μια σειρά αγωγίμων ταινιών στο ανώτερο στρώμα του PCB. Το διάφραγμα ολοκληρώνεται με τη δευτερεύουσα περίοδο, η οποία σχηματίζεται από ισάπεχοντα αγωγίμα στελέχη που διατρέχουν το υπόστρωμα και συνδέουν γαλβανικά τις ταινίες με το επίπεδο γείωσης, σχηματίζοντας έναν διακριτό ηλεκτρικό ‘τοιχο’. Οι ταινίες έχουν στη μία από τις μεγάλες πλευρές τους οδοντωτό προφίλ. Στην [212] μελετήθηκαν δομές  $3 \times 10$  και  $2 \times 10$ , όπου η πρώτη διάσταση αναφέρεται στο πλήθος των ταινιών. Τα διαφράγματα κατέλαβαν επιφάνεια ίση με  $0.28\lambda \times 0.96\lambda$  και  $0.18\lambda \times 0.96\lambda$  αντίστοιχα, και απέφεραν μέγιστη καταπίεση σύζευξης ίση με 9 dB. Στην [213] οι δύο PIFAs αποσυσζεύχτηκαν με διάφραγμα  $2 \times 8$  που κατέλαβε επιφάνεια  $0.19\lambda \times 0.23\lambda @ 1.7 \text{ GHz}$  και απέφερε μέγιστη καταπίεση σύζευξης στην περιοχή 6.5–8 dB.

Οι Wang *et al.* [214] μελέτησαν γραμμικές στοιχειοκεραίες με πλήθος στοιχείων  $N = 2^n$ , όπου  $n$  είναι τα επίπεδα διακλάδωσης της αρχικής κοινής τροφοδοσίας (*corporate feed*). Προτάθηκε η συσχέτιση της αύξησης του εύρους ζώνης μιας στοιχειοκεραίας με τον κατάλληλο χειρισμό των παραμέτρων σκέδασης στις εισόδους της. Παρουσιάστηκε μια μαθηματική σχέση που συνδέει το VSWR εύρος ζώνης με τις παραγωγούς των συντελεστών ανάκλασης ως προς τη συχνότητα, οι οποίοι με τη σειρά τους μπορούν να εκφραστούν μέσω των παραγωγών των παραμέτρων σκέδασης ως προς τη συχνότητα. Οι συγγραφείς επεσήμαναν ακόμη ότι το εύρος ζώνης της στοιχειοκεραίας μπορεί να αυξηθεί με αλληλοαναιρέση ορισμένων παραμέτρων σκέδασης και παραγωγών τους:  $S_{ii} + S_{ji} = 0$  και  $S'_{ii} + S'_{ji} = 0$ , όπου τα στοιχεία  $i$  και  $j$  είναι διαδοχικά στη διάταξη.

#### Κεφάλαιο 4. Καταπίεση Αμοιβαίας Σύζευξης σε Συμπαγείς Στοιχειοκεραίες

Μια διαφορετική προσέγγιση καταπίεσης ακολούθησαν οι Mohanna *et al.* [215] οι οποίοι, αντί να σχεδιάσουν κάποιο τύπο αποσυζεύκτη, παραμόρφωσαν το σχήμα των κεραιοστοιχείων. Δύο μικροταινιακές κεραίες εκτυπώθηκαν σε υπόστρωμα με κοινό επίπεδο γείωσης διαστάσεων  $1.29\lambda \times 1.96\lambda$  σε απόσταση  $d = 0.4\lambda$ . Όταν το σχήμα των μικροταινιακών καλυμμάτων μετατράπηκε από ορθογώνιο σε κοίλο προς τα μέσα, παρατηρήθηκε μείωση της αμοιβαίας σύζευξης κατά 3 dB.

Η εργασία των Dadashzadeh *et al.* [216] είναι μεταγενέστερη από τις ερευνητικές δραστηριότητες του παρόντος Κεφαλαίου, και μελέτησε την καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ κεραιών μικροταινιακού καλύμματος, επίπεδων IFAs και κατακόρυφων νηματοειδών μονοπόλων. Δύο μικροταινιακές κεραίες τυπώθηκαν σε PCB διαστάσεων  $0.61\lambda \times 0.37\lambda$  και η απόσταση των σημείων τροφοδοσίας τους ήταν  $d = 0.27\lambda$ . Η καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης έγινε με συνδυασμό χάραξης εγχοπών στο επίπεδο γείωσης και όρθωσης δύο δομών ατελούς τοίχου (*defected wall structure*, DWS) ανάμεσα στα στοιχεία και κάθετα στο επίπεδο του PCB. Η καταπίεση ήταν στο εύρος 36–40 dB και οι διαστάσεις των δομών DWS ήταν  $0.32\lambda \times 0.05\lambda$ . Η σύζευξη μειώθηκε μέσα από τη συνδυασμένη καταπίεση των ρευμάτων διαρροής στο κοινό επίπεδο γείωσης και του κύματος επιφανείας. Στους τοίχους χαράχτηκαν τέσσερις ταυτόσημες ατέλειες. Οι τοπολογίες που δοκιμάστηκαν ήταν σχήματος αλτήρα (ή σχήματος ‘H’), σχήματος ‘G’ και σχήματος ομόκεντρων ανοικτών δακτυλίων. Η τεχνική DWS είναι ευρυζωνική και πετυχαίνει καταπίεση δεκάδων decibel. Είναι όμως ακατάλληλη για συμπαγές τερματικό, γιατί οδηγεί σε πολύπλοκη και σχετικά ογκώδη τριδιάστατη δομή: η πολυπλοκότητα δεν επέτρεψε την παρουσίαση πειραματικών αποτελεσμάτων. Αντίθετα, οι ιδιότητές της την καθιστούν κατάλληλη για πιο απαιτητικές εφαρμογές, όπως είναι η αντιμετώπιση του προβλήματος της μείωσης του κέρδους της στοιχειοκεραίας κατά την ηλεκτρονική σάρωση της δέσμης σε μεγάλες γωνίες εκτός της μετωπικής κατεύθυνσης (*scan blindness*).

Τέλος, ο Coetzee [217] επέκτεινε προηγούμενες μελέτες του (βλ. αναφορές στην [217]) σχεδιάζοντας διζωνικούς κυκλωματικούς αποσυζεύκτες. Οι αποσυζεύκτες αυτοί υλοποιούνται αμιγώς με παθητικά αντιδραστικά στοιχεία και πετυχαίνουν ταυτόχρονα αποσύζευξη και προσαρμογή των θυρών της στοιχειοκεραίας. Υλοποιούνται με στοιχεία υψηλού συντελεστή ποιότητας  $Q$ , ώστε να εμφανίζουν χαμηλές απώλειες, οπότε αποτελούν λύση ενδογενώς στενής ζώνης. Στην [217] ο συγγραφέας αναδεικνύει και τη σημασία των ανοχών στις τιμές πυκνωτών και πηνίων για την εξαγωγή της επιθυμητής απόκρισης συχνότητας: για στοιχεία με ανοχή  $\pm 5\%$  και πάνω, η σχεδίαση καταρρέει.

#### 4.1.4 Πεδίο Εφαρμογής και Δομή του Κεφαλαίου

Το Κεφάλαιο εστιάζει στην άμεση και οικονομική υλοποίηση συμπαγών, αποσυζευγμένων στοιχειοκεραιών κατάλληλων για εφαρμογές διαφορισιμότητας σε μικρο-αισθητήρες. Αναπτύχθηκε μία αποδοτική τεχνική καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης, η οποία είναι απόλυτα συμβατή με την τεχνολογία εκτύπωσης PCB και δεν εισάγει ούτε επιπλέον πολυπλοκότητα, ούτε επιπλέον κόστος υλοποίησης. Η αμοιβαία σύζευξη ακυρώνει εν μέρει τη διαφορισιμότητα, καθώς μειώνει την ενεργειακή αποδοτικότητα κατά την εκπομπή (μέσα από τη μείωση της

αποδοτικότητας ακτινοβολίας των κεραιοστοιχείων), και μειώνει τη συνολική λαμβανόμενη ισχύ κατά τη λήψη, υποβαθμίζοντας το σηματοθορυβικό λόγο στο σημείο λήψης απόφασης για το σύμβολο [218]. Επιπλέον, οδηγεί σε μερικό αποσυντονισμό των κεραιοστοιχείων, ο οποίος μπορεί να εξηγηθεί κυκλωματικά μέσω της αμοιβαίας εμπέδησης  $Z_{ij}(j\omega)$ , και κατά συνέπεια σε απώλεια εύρους ζώνης.

Το Κεφάλαιο δομείται ως εξής. Η §4.2 ξεκινά με τη σύντομη περιγραφή της συμπαγούς κεραίας που χρησιμοποιήθηκε ως δομικό στοιχείο για τη σχεδίαση στοιχειοκεραίων για μικρο-αισθητήρες. Δίδονται τα πειραματικά αποτελέσματα που συλλέχθηκαν από οκτώ πρωτότυπες διατάξεις. Στη συνέχεια, ξεκινά η μελέτη συμπαγών στοιχειοκεραίων δύο στοιχείων. Περιγράφεται αρχικά το μοντέλο συστήματος, ενώ κατόπιν παρουσιάζονται τα αριθμητικά και μετρητικά αποτελέσματα που περιγράφουν τη δριμύτητα της αμοιβαίας σύζευξης και της συσχέτισης σημάτων. Μελετήθηκε η επίδραση της εγγύτητας των κεραιοστοιχείων σε ό,τι αφορά στον αποσυντονισμό και στο επιτεύξιμο εύρος ζώνης ενεργού στοιχείου παρουσία ισχυρής σύζευξης. Προκειμένου να ελεγχθεί η πιθανή χρησιμότητα της στοιχειοκεραίας σε συστήματα διαφορισιμότητας ή MIMO, υπολογίστηκε ο ευρυζωνικός συντελεστής συσχέτισης συναρτήσει της απόστασης των στοιχείων (*inter-element distance*, IED).

Σε πυκνά δομημένες, συμπαγείς στοιχειοκεραίες αποδείχθηκε ότι το πρόβλημα της σύζευξης είναι οξύτατο. Στην §4.3 προτείνεται μια απλή και αποδοτική τεχνική άμβλυνσης του προβλήματος: τα ρεύματα επιστροφής του επιπέδου γείωσης διαταράσσονται από μία α-περιοδική δομή φωτονικού διακένου γνωστή ως *defected ground structure* (DGS). Για την προτεινόμενη μέθοδο θα χρησιμοποιηθεί ο ελληνικός όρος ‘ατελές επίπεδο γείωσης’ (AEG). Κάθε α-περιοδική ατέλεια που εισάγεται στο επίπεδο γείωσης ονομάζεται ‘κυτόταρο DGS’. Η συγκεκριμένη ερευνητική δραστηριότητα αποτελεί ένα άμεσο βήμα στην κατεύθυνση της κατασκευής στοιχειοκεραίων χαμηλού κόστους και μεγέθους τάξης των 5–7 cm<sup>2</sup> για εφαρμογές διαφορισιμότητας σε κόμβους δικτύων WSN. Η προτεινόμενη τεχνική υποστηρίζεται από μετρητικά αποτελέσματα που συλλέχθηκαν από έξι πρωτότυπες στοιχειοκεραίες.

Η §4.4 περιγράφει τη βελτίωση στην ευρυζωνική αποδοτικότητα ακτινοβολίας και την αντίστοιχη συνολική αποδοτικότητα που επιτυγχάνεται με την ενσωμάτωση ενός και μόνο κυττάρου DGS στη συμπαγή στοιχειοκεραία. Η βελτίωση αμφοτέρων των αποδοτικότητων υποδεικνύει ότι η μέθοδος AEG παρέχει συνδυασμό καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης και ανάκτησης εύρους ζώνης. Η αμελητέα παραμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας του ενεργού στοιχείου παρουσιάζεται μέσα από τα αριθμητικά αποτελέσματα των H/M μοντέλων ακριβείας.

Η §4.5 περιγράφει την επέκταση της μεθόδου σε μονοδιάστατες περιοδικές δομές ατελούς επιπέδου γείωσης (*1-D periodic DGS*). Η τοποθέτηση δύο κυττάρων DGS σε σειρά παράγει σημαντικά ευρύτερη ζώνη φραγής σε σχέση με το εύρος απόρριψης των μονών κυττάρων. Η νέα ισοδύναμη ατέλεια καταλαμβάνει ελαφρώς μεγαλύτερο εμβαδόν πάνω στο PCB, αλλά ταιριάζει καλύτερα με το λειτουργικό εύρος ζώνης των κεραιών που απομονώνει και ‘απορροφά’ αποδοτικότερα τις πρακτικές δυσκολίες των οικονομικών υποστρωμάτων τύπου FR-4. Τέλος, η §4.6 συγκεντρώνει τα συμπεράσματα που προέκυψαν κατά τη διαδικασία ανάπτυξης της μεθόδου AEG.

## 4.2 Μοντέλο Συστήματος και Απόκριση της Συμπαγούς Τυπωμένης Στοιχειοκεραίας

Οι πλέον απαιτητικές εφαρμογές των δικτύων αισθητήρων είναι εκείνες που χαρακτηρίζονται από μετάδοση πολυμεσικού περιεχομένου (π.χ. ακίνητη και κινητή εικόνα) και κινητικότητα των κόμβων. Στο χρονομεταβλητό NLOS περιβάλλον διάδοσης που συναντάμε σε αυτές τις εφαρμογές, οι συμπαγείς στοιχειοκεραίες παρέχουν τη δυνατότητα υλοποίησης σχημάτων διαφορισιμότητας: η στιβαρότητα της ασύρματης ζεύξης παίζει καταλυτικό ρόλο στην πρακτική υλοποιησιμότητα των απαιτητικών εφαρμογών των WSNs. Προτού εισέλθουμε στον πυρήνα του Κεφαλαίου, που είναι η σχεδίαση στοιχειοκεραίων, η επόμενη ενότητα παρουσιάζει μετρητικά αποτελέσματα από το δομικό στοιχείο, την τυπωμένη ημιτονοειδή κεραία.

### 4.2.1 Πειραματικά Αποτελέσματα του Δομικού Στοιχείου

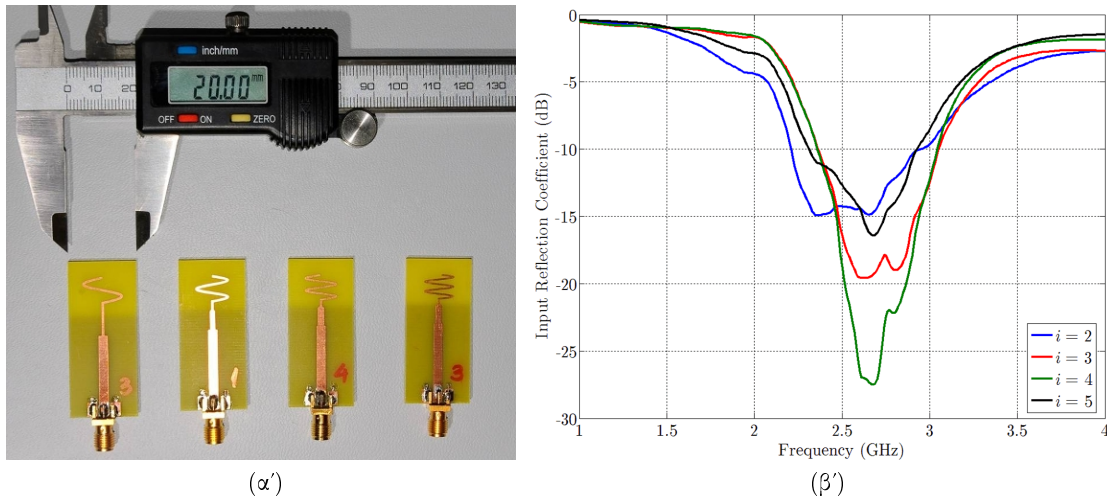
Η θεωρία μικρών κεραίων μας πληροφορεί ότι οι κεραίες τείνουν να εμφανίζουν ‘ανοσία’ στις τεχνικές σμίκρυνσης: οι φυσικοί νόμοι που διέπουν τη λειτουργία τους παράγουν αντικρουόμενες ηλεκτρικές ιδιότητες. Όπως αναφέρθηκε στα Κεφάλαια 1 και 2, ο όγκος που κατέχουν τα ακτινοβολούντα μέρη της κεραίας επηρεάζει αναλογικά το γινόμενο  $g(\theta, \phi, j\omega) \times \text{FBW}_V(j\omega)$  [109, 137, 138], όπου η συνάρτηση  $g(\theta, \phi, j\omega)$  μπορεί να είναι

1. τα κατευθυντικά μεγέθη του μακρινού πεδίου  $D(\theta, \phi, j\omega)$  και  $G(\theta, \phi, j\omega)$ , και
2. η αποδοτικότητα ακτινοβολίας,  $n_{\text{rad}}$ , και η συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας,  $n_{\text{total}}$ .

Τα θεωρητικά θεμέλια των συμπαγών κεραίων προβλέπουν ότι ικανή συνολική απόδοση επιτυγχάνεται μόνον όταν ο μέγιστος δυνατός όγκος της περιγεγραμμένης σφαίρας της κεραίας συμμετέχει στο μηχανισμό παραγωγής ακτινοβολίας. Έτσι, οι τυπωμένες κεραίες, οι οποίες είναι ουσιαστικά διδιάστατες δομές, μοιάζουν εκ προοιμίου μειονεκτικές. Παρ’ όλα αυτά, το Κεφάλαιο 3 έδειξε ότι τυπωμένες, λείες, μαιανδροειδείς κεραίες μπορούν να σχηματίσουν συμπαγείς, ευρυζωνικούς και αποδοτικούς ακτινοβολητές για μικρο-αισθητήρες.

Το Σχήμα 4.1α’ απεικονίζει την οικογένεια των τυπωμένων κεραίων που χρησιμοποιήθηκαν ως δομικά στοιχεία: πρόκειται για την εξέλιξη της ημιτονοειδούς κεραίας από τη 2η μέχρι την 5η επανάληψη ( $i = 2 \rightarrow 5$ ). Οι κεραίες σχεδιάστηκαν να λειτουργούν γύρω από την κεντρική συχνότητα  $f_0 = 2.5$  GHz, όπου το μήκος κύματος είναι  $\lambda_0 = 120$  mm. Υπενθυμίζεται ότι, κατά τη διαδικασία σχεδίασης υποτέθηκε ότι το διστρωματικό PCB θα τυπωθεί πάνω σε υπόστρωμα FR-4 με ιδιότητες  $\epsilon_r = 4.6$  και  $\tan \delta_e = 0.0170$ , ύψος  $H_{\text{FR4}} = 1.60$  mm και επιχάλκωση 1 oz Cu και στις δύο όψεις. Αποδείχθηκε, όμως, ότι στην αγορά των διηλεκτρικών υποστρωμάτων δεν υπήρχε διαθέσιμότητα υλικού FR-4 με τόσο υψηλή διηλεκτρική επιτρεπτότητα στην περιοχή των gigahertz. Έτσι, τα PCB τελικά υλοποιήθηκαν σε υπόστρωμα Isola IS400 ύψους  $H_{\text{FR4}} = 1.47$  mm με προδιαγραφές  $4.8 \leq \epsilon_r \leq 5.1$  και  $0.0130 \leq \tan \delta_e \leq 0.0150$  @ 1 MHz [219]. Το IS400 είναι το πιο πυκνό εμπορικά διαθέσιμο υλικό τύπου FR-4.

Ύστερα από την κατασκευή, μέτρηση και αντίστροφη προσομοίωση ενός απλού μικροταινιακού συντονιζόμενου κυκλώματος υλοποιημένου πάνω στο IS400, υπολογίστηκε ότι η



**Σχήμα 4.1:** (α') Η εξέλιξη της ημιτονοειδούς κεραίας με τετράγωνη χωρική περιβάλλουσα: πρωτότυπες ημιτονοειδείς κεραίες επανάληψης  $i = 2 \rightarrow 5$ . Όλα τα μονόπολα κατοπτρίζονται στο επίπεδο γείωσης με τις ονομαστικές διαστάσεις  $20 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ . (β') Μέτρο του πειραματικού, ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο των πρωτότυπων ημιτονοειδών κεραίων.

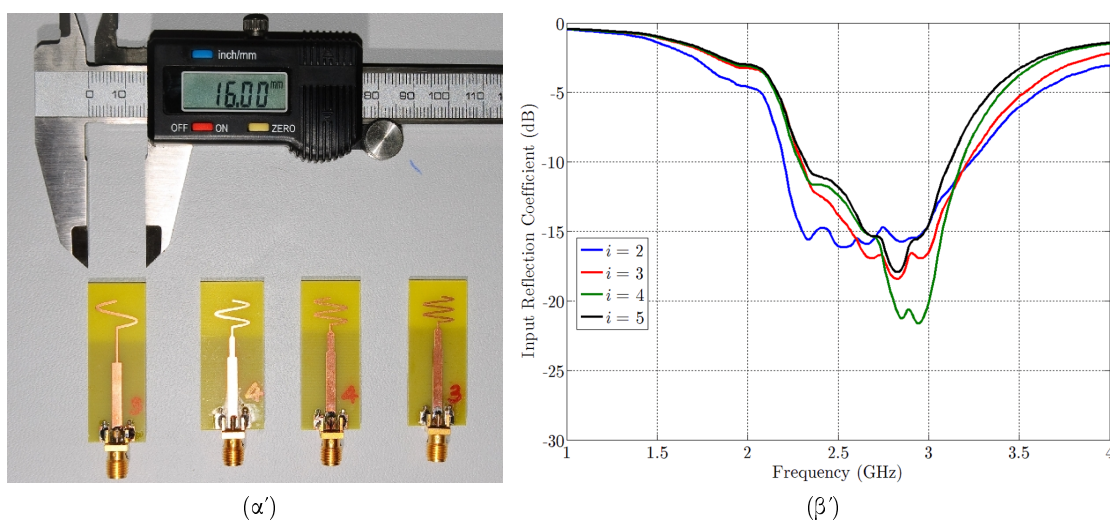
σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα του υλικού ισούται με  $\epsilon_r = 4.28 @ 2.5 \text{ GHz}$ . Είναι προφανή τα προβλήματα που προκύπτουν από τη χρήση υποστρώματος χαμηλότερης επιτρεπτότητας: οι κεραίες έγιναν πιο επαγωγικές στο ισοδύναμο κύκλωμα εισόδου και ταυτόχρονα ηλεκτρικώς μεγαλύτερες λόγω της μειωμένης διηλεκτρικής φόρτισης. Η επαγωγική συμπεριφορά επιβεβαιώθηκε με επισκόπηση του χάρτη Smith κατά τη διάρκεια των μετρήσεων. Σε ό,τι αφορά στη μικροταινιακή γραμμή μεταφοράς που τροφοδοτεί τις κεραίες, οι αποκλίσεις σε ύψος και επιτρεπτότητα περίπου αλληλοεξουδετερώνονται, με αποτέλεσμα η μικροταινία να εξακολουθεί να έχει χαρακτηριστική εμπέδηση εξόχως κοντά στα  $50 \Omega$ . Όμως, σε ό,τι αφορά στην απόκριση των κεραίων, τόσο η  $\Delta\epsilon_r$ , όσο και η  $\Delta H_{FR4}$  οδήγησαν από κοινού σε μείωση της διηλεκτρικής φόρτισης.

Οι διαστάσεις των κεραίων του Σχήματος 4.1α' παρατίθενται στους Πίνακες 3.3 και 3.4. Τα μετρητικά αποτελέσματα απεικονίζονται στο Σχήμα 4.1β'. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στις εγκαταστάσεις του ΕΚΡ/ΕΜΠ. Ελήφθησαν μέτρα ώστε να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση του άμεσου περιβάλλοντος των κεραίων υπό μέτρηση (*antennas-under-test*, AUTs). Οι κεραίες τοποθετήθηκαν σε ικριώματα κατασκευασμένα από υλικό Styrofoam (εξηλασμένη πολυστερίνη), για να απομακρυνθούν από τον πάγκο μετρήσεων. Επίσης, πυραμιδοειδές απορροφητικό υλικό κάλυψε τα γύρω αντικείμενα και απομόνωσε κατά το δυνατόν την κεραία από το περιβάλλον της. Οι μιγαδικές παράμετροι σκέδασης κάθε κεραίας καταγράφηκαν από διανυσματικό αναλυτή δικτύων (*vector network analyzer*, VNA) Agilent Technologies PNA-L N5230A, 4-port, 300 kHz–13.5 GHz [220]. Ο αναλυτής βαθμονομήθηκε από την τετράθυρη ηλεκτρονική διάταξη Agilent ECal N4431B [221]. Οι κεραίες συνδέθηκαν με τον αναλυτή με ομοαξονικά καλώδια χαμηλών απωλειών Mini-Circuits CBL-3FT-SFSM+,  $50 \Omega$ , DC–18 GHz [222]. Οι ρυθμίσεις που εφαρμόστηκαν στον VNA παρατίθενται στον Πίνακα 4.1. Η λειτουργία της μεσοτίμησης (*averaging*) είχε ενεργοποιηθεί ήδη πριν ξεκινήσει η βαθμονόμηση του αναλυτή για ακόμα καλύτερη ακρίβεια μετρήσεων.

ΠΡΩΜΣΕΙΣ ΑΝΑΛΥΤΗ ΔΙΚΤΥΩΝ PNA-L N5230A	
Span (Cal+Meas)	0.5–5.0 GHz
IF bandwidth	5 kHz
Number of Points	451 ( $\Delta f = 10$ MHz)
Sweep time	100 ms
Averaging (full span)	32 (15 dB)

Πίνακας 4.1: Οι ρυθμίσεις του αναλυτή δικτύων κατά τη μέτρηση των ημιτονοειδών κεραίων.

Τα μετρητικά αποτελέσματα του Σχήματος 4.1β' αποδίδουν επιτεύξιμο εύρος ζώνης στην περιοχή  $0.61 \leq BW_V \leq 0.73$  GHz, ήτοι σε κλασματικούς όρους  $23.5 \leq FBW_V \leq 28.5\%$ . Τα ανηγμένα μεγέθη κανονικοποιούνται ως προς την κεντρική (αριθμητική μέση) συχνότητα της ζώνης κάθε κεραίας. Η μέση κεντρική συχνότητα των 4 κεραίων ισούται με  $f_c = 2.65$  GHz. Τα αρχικά ημιτονοειδή μονόπολα τυπώθηκαν ξανά σε PCB υποστρώματος IS400 [219] με τις προσαρμοσμένες διαστάσεις γείωσης που παρατίθενται στον Πίνακα 3.7. Το αποτέλεσμα ήταν οι τέσσερις νέες διατάξεις του Σχήματος 4.2α'. Τα μετρητικά αποτελέσματα του Σχήματος 4.2β' δείχνουν ότι η προσαρμογή του επιπέδου γείωσης λειτούργησε ακόμα καλύτερα στο πυκνότερο υπόστρωμα IS400 [219] απ' ότι είχε λειτουργήσει στο Duraver DE104 [156]. Και τα τέσσερα νέα μονόπολα πέτυχαν μεγαλύτερο εύρος ζώνης, ενώ οι συντονισμοί ήταν πιο 'ρηχοί', δηλαδή καταγράφηκαν υψηλότερες τιμές του  $|\Gamma_{in}(j\omega)|$ . Επομένως, η προσαρμογή του GNDP παρήγαγε και εδώ συνολικά μικρότερους ακτινοβολητές οι οποίοι εκμεταλλεύονται το κριτήριο Bode-Fano [223–225] για να αυξήσουν το εύρος ζώνης μέσω μερικού αποσυντονισμού και αποπροσαρμογής. Ο Πίνακας 4.2 παραθέτει την έκταση της βελτίωσης σε απόλυτο και κλασματικό εύρος ζώνης που επήλθε με την προσαρμογή του επιπέδου γείωσης.



Σχήμα 4.2: (α) Πρωτότυπες ημιτονοειδείς κεραίες με  $i = 2 \rightarrow 5$  κατοπτριζόμενες στις προσαρμοσμένες γειώσεις. (β) Αντίστοιχα μέτρα των πειραματικών, ευρυζωνικών συντελεστών ανάκλασης.

$i$	Ονομαστικό GNDP		Προσαρμοστικό GNDP		Μεταβολή	
	BW <sub>V</sub> (GHz)	FBW <sub>V</sub> (%)	BW <sub>V</sub> (GHz)	FBW <sub>V</sub> (%)	BW <sub>V</sub> (%)	FBW <sub>V</sub> (%)
2	0.730	28.3	1.032	38.0	41.4	34.3
3	0.688	25.4	0.916	33.2	33.1	30.7
4	0.685	25.4	0.896	32.8	30.8	29.1
5	0.613	23.4	0.799	29.4	30.3	25.6

**Πίνακας 4.2:** Μετρητικά αποτελέσματα για το εύρος ζώνης των επανλήψεων  $i = 2 \rightarrow 5$  πριν και μετά την προσαρμογή των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης.

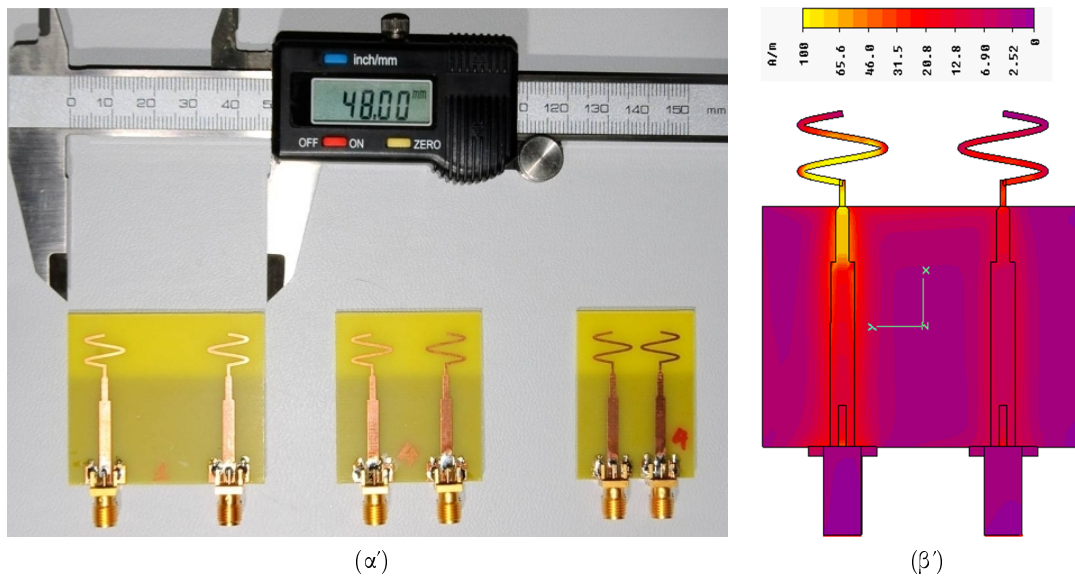
#### 4.2.2 Μοντελοποίηση Συμπαγούς Στοιχειοκεραίας

Οι ακόλουθες υπο-ενότητες περιγράφουν τη σχεδίαση και την απόκριση μιας τυπωμένης στοιχειοκεραίας δύο ημιτονοειδών στοιχείων και μεταβλητής απόστασης μεταξύ στοιχείων (IED), έστω  $d$ .

Δύο ημιτονοειδείς κεραίες 3ης επανλήψης ( $i = 3$ ) τοποθετήθηκαν πάνω σε ένα κοινό υπόστρωμα, έτσι ώστε οι μικροταινίες που τις τροφοδοτούν να είναι παράλληλες και να έχουν κοινό επίπεδο γείωσης: η διάταξη αυτή αντιστοιχεί σε ένα από τα χειρότερα σενάρια σύζευξης μεταξύ των θυρών διέγερσης. Το Σχήμα 4.3α' απεικονίζει τρεις τέτοιες πρωτότυπες διατάξεις. Το ημιτονοειδές μονόπολο 3ης επανλήψης καταλαμβάνει επιφάνεια ίση με  $10 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ , ενώ το αντίστοιχο προσαρμοσμένο επίπεδο γείωσης έχει διαστάσεις  $26 \text{ mm} \times 18 \text{ mm}$ . Η απόσταση των σημείων τροφοδοσίας των κεραιών από την πλησιέστερη πλευρά του PCB είναι  $9 \text{ mm}$ , δηλαδή το ήμισυ του βέλτιστου πλάτους του PCB για μονήρες κεραιοστοιχείο. Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων αποτελεί μεταβλητή σχεδιαστική παράμετρο. Οι γραμμές μεταφοράς διεγείρονται από μικροκυματικές θύρες που τοποθετήθηκαν στην αρχή των ομοαξονικών συνδετήρων. Όπως προκύπτει από τη ρευματική κατανομή του Σχήματος 4.3β', όταν η απόσταση είναι  $d = 18 \text{ mm} = 0.15\lambda$ , υπάρχει έντονη αμοιβαία σύζευξη. Στη συνέχεια εξετάζονται ποσοτικά η απόκριση της στοιχειοκεραίας και η σοβαρότητα του προβλήματος της σύζευξης.

Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης που συνοψίζονται στον Πίνακα 4.3 εφαρμόστηκαν σε όλες τις μικροκυματικές δομές του παρόντος Κεφαλαίου. Οι κεραίες σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α'. Σημειώνεται ότι εφαρμόστηκε λεπτομερέστερη διακριτοποίηση κατά το ύψος του υποστρώματος, με μέγιστο επιτρεπόμενο ύψος κελιού ίσο με  $\max\{\Delta z\} = H_{FR4}/6$ , ώστε να υπολογιστούν σωστά οι μεγάλες βαθμίδες του ηλεκτρικού πεδίου. Το ίδιο έγινε κατά το μήκος και πλάτος της μικροταινίας, στις εγχάρσιες διαστάσεις του ομοαξονικού συνδετήρα και στην περιοχή του κυρτού κεραιοστοιχείου:  $\max\{\Delta x\} = \max\{\Delta y\} = 2A/25$ . Ο συμβιβασμός μεταξύ ταχύτητας εκτέλεσης και σφάλματος αποκοπής στον FFT ήταν καλώς ισορροπημένος. Τα κεραιοστοιχεία διατάχθηκαν έτσι ώστε οι στοιχειοκεραίες να εμφανίζουν συνολική τοπολογική συμμετρία. Οι αρχικές προσομοιώσεις έδειξαν ότι στο επίπεδο συμμετρίας του PCB ικανοποιούνταν οι απαραίτητες οριακές συνθήκες για την ηλεκτρική και τη μαγνητική ροή, ώστε να επιτρέπεται η τοποθέτηση 'μαγνητικών τοίχων', δηλαδή οριακής συνθήκης τέλειου μαγνητικού αγωγού.





**Σχήμα 4.3:** (α) Κάτοψη των τριών πρωτότυπων συμπαγών στοιχειοκεραίων. Από αριστερά προς τα δεξιά, η απόσταση μεταξύ των στοιχείων είναι 30 mm (0.25λ), 18 mm (0.15λ) και 12 mm (0.10λ), αντίστοιχα. (β) Η θύρα 1 (αριστερά) έχει διεγερθεί, ενώ η θύρα 2 (δεξιά) είναι τερματισμένη στα 50 Ω. Η επιφανειακή ρευματική κατανομή πάνω στα αγωγίμα μέρη του PCB αναδεικνύει τον κυριότερο μηχανισμό της αμοιβαίας σύζευξης.

ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΩΝ	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC–5 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξαεδρικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	–50 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{\max}$	$\lambda_{\min}/25$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 4 → 6 στρωμάτων
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{2.5\text{GHz}}/8 \rightarrow \lambda_{2.5\text{GHz}}/4$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	$(350 \div 750) \times 10^3$ εξάεδρα

**Πίνακας 4.3:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των στοιχειοκεραίων.

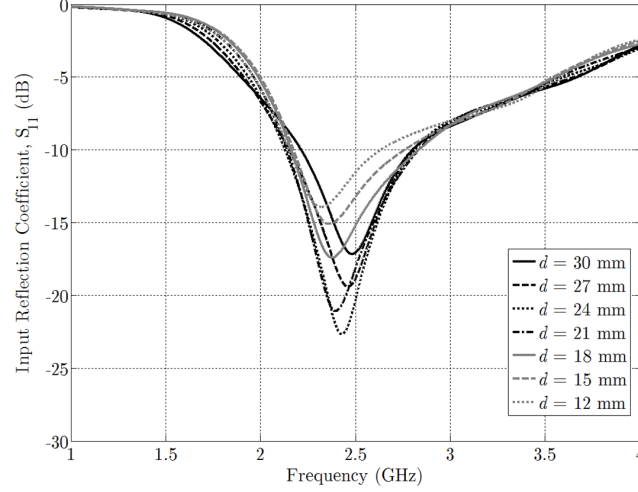
### 4.2.3 Παραμετρική Μελέτη και Αριθμητικά Αποτελέσματα

Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων μεταβλήθηκε από τη μέγιστη τιμή των 30 mm = 0.25λ μέχρι την ελάχιστη των 12 mm = 0.10λ. Υπό συνθήκες έντονης πολυδιαδρομικής διάδοσης (*rich scattering conditions*) το κέρδος διαφορισιμότητας αρχίζει να επιδεινώνεται όταν η απόσταση IED γίνεται μικρότερη του 0.2λ [218], απ' όπου προέκυψε και η επιλογή του εύρους των IEDs. Τα αποτελέσματα του Σχήματος 4.4 απεικονίζουν τη μεταβολή του λογαριθμικού συντελεστή ανάκλασης με τη συχνότητα: πρόκειται, στην πραγματικότητα, για την ενεργό εμπέδηση εισόδου της στοιχειοκεραίας, αφού προέκυψε διεγείροντας το ένα στοιχείο και τερματίζοντας το άλλο στα 50 Ω [159].<sup>1</sup> Συγκρίνοντας την απόκριση της στοιχειοκεραίας με τα αποτελέσματα του Σχήματος 3.10, είναι εμφανές ότι ο ανώτερος συντονισμός έχει καταπιεστεί, ο κατώτερος συντονισμός μετατοπίστηκε σε χαμηλότερη συχνότητα, και ταυτόχρονα υπάρχει απώλεια λειτουργικού εύρους ζώνης. Όλα αυτά παρατηρούνται λόγω της παρουσί-

<sup>1</sup>Ο Balanis [16] ονομάζει την ενεργό εμπέδηση εισόδου “*passive driving impedance*”, που είναι και ο συνηθέστερος όρος. Διευκρινίζεται ότι είναι ταυτόσημη με την “*active element impedance*” του Pozar [159].



ας του δεύτερου (παρασιτικού) στοιχείου σε μικρή απόσταση, αλλά και λόγω του μεγάλου πλάτους του PCB, το οποίο δεν ευνοεί τις ημιτονοειδείς κεραίες. Τα εύρη ζώνης που προέκυψαν κυμαίνονται στην περιοχή 0.5–0.7 GHz. Τα αντίστοιχα κλασματικά εύρη ζώνης είναι 20–28%. Οι συντονισμοί βρίσκονται στην περιοχή συχνοτήτων  $2.32 \leq f_{\text{res}} \leq 2.48$  GHz, ενώ οι κεντρικές συχνότητες στην  $2.39 \leq f_c \leq 2.51$  GHz.



Σχήμα 4.4: Παραμετρική μελέτη του ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης εισόδου για διάφορες αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων (από 0.25λ μέχρι 0.10λ).

Η αμοιβαία σύζευξη μεταξύ των στοιχείων  $j$  και  $i$  μιας στοιχειοκεραίας εκφράζεται από τον ακόλουθο παράγοντα σύζευξης (*coupling factor*)  $C_{ij}$ , με την προϋπόθεση ότι το πρώτο στοιχείο διεγείρεται και το δεύτερο τερματίζεται στη χαρακτηριστική αντίσταση του συστήματος. Σε γραμμικά και λογαριθμικά μεγέθη ο παράγοντας  $C_{ij}$  γράφεται ως εξής:

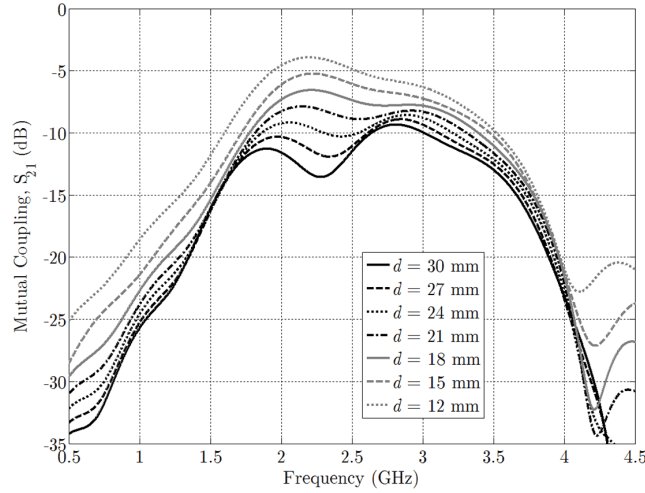
$$C_{ij} = \frac{|S_{ij}|^2}{1 - |S_{jj}|^2}, \quad (4.1)$$

$$C_{ij}^{\text{dB}} = S_{ij}^{\text{dB}} - 10 \log(1 - |S_{jj}|^2) = S_{ij}^{\text{dB}} - M_{\ell,j}. \quad (4.2)$$

Στην (4.2) με  $M_{\ell,j}$  συμβολίζουμε τις απώλειες προσαρμογής (*mismatch losses*) στην είσοδο του στοιχείου  $j$ . Δεδομένου ότι εντός ζώνης ισχύει  $S_{jj}^{\text{dB}} \leq -10$  dB, προκύπτει εύκολα ότι οι απώλειες προσαρμογής (σε γραμμικά μεγέθη) φράσσονται στην περιοχή  $0.9 \leq 1 - |S_{jj}|^2 \leq 1$ , γεγονός που οδηγεί στη χρήσιμη ανισότητα

$$S_{ij}^{\text{dB}} \leq S_{ij}^{\text{dB}} - M_{\ell,j} \leq S_{ij}^{\text{dB}} + 0.5 \text{ dB}. \quad (4.3)$$

Επομένως, χρησιμοποιώντας μόνο την παράμετρο σκέδασης  $S_{ij}^{\text{dB}}$  αντί του παράγοντα  $C_{ij}^{\text{dB}}$  για την ποσοτική έκφραση της αμοιβαίας σύζευξης, εισάγουμε στους υπολογισμούς ένα μέγιστο σφάλμα 0.5 dB. Έτσι, δεδομένου ότι σφάλματα που ισούνται με ένα κλάσμα του decibel μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα, τα αποτελέσματα του Σχήματος 4.5 δείχνουν τη διακύμανση της αμοιβαίας σύζευξης όπως εκείνη εκφράζεται από την παράμετρο μετάδοσης  $S_{21}(j\omega)$ . Η χειρότερη στάθμη σύζευξης αγγίζει την τιμή  $\max\{|S_{21}|\} = -3.9$  dB για την ελάχιστη



**Σχήμα 4.5:** Παραμετρική μελέτη της ευρυζωνικής αμοιβαίας σύζευξης για διάφορες αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων (από  $0.25\lambda$  μέχρι  $0.10\lambda$ ).

απόσταση μεταξύ των στοιχείων. Τόσο έντονη σύζευξη μεταξύ των στοιχείων θα καθιστούσε την στοιχειοκεραία άχρηστη για εφαρμογές διαφορισιμότητας. Μόνο όταν η απόσταση μεταξύ των στοιχείων έγινε  $d = 30 \text{ mm} = 0.25\lambda$  μειώθηκε η σύζευξη στην τιμή των  $-10 \text{ dB}$ .

Σε εφαρμογές συστημάτων MIMO και διαφορισιμότητας [172–177], η συσχέτιση των σημάτων που λαμβάνονται από τις κεραιές στην ίδια πλευρά της ασύρματης ζεύξης αποτελεί σημαντικό κριτήριο ποιότητας. Συνήθως, η συσχέτιση περιβάλλουσας υπολογίζεται για να εκτιμηθούν οι επιδόσεις διαφορισιμότητας ενός συστήματος πολλαπλών κεραιών [226]. Η ποσότητα αυτή πρέπει κανονικά να υπολογίζεται από τριδιάστατα διαγράμματα μακρινού πεδίου [204, 218, 227, 228], αλλά η διαδικασία είναι επίπονη καθώς ένας μεγάλος αριθμός τομών του 3-D διαγράμματος πρέπει να ληφθεί υπόψη. Όμως, η συσχέτιση των σημάτων μπορεί να εκφραστεί και μέσω των μιγαδικών παραμέτρων σκέδασης της δίθυρης στοιχειοκεραίας. Για δύο κεραιοστοιχεία, η συσχέτιση ανάμεσα στις περιβάλλουσες των σημάτων, έστω  $\rho_e$ , μπορεί να υπολογιστεί προσεγγιστικά από το τετράγωνο του μέτρου του μιγαδικού συντελεστή συσχέτισης (*complex correlation coefficient*)  $\rho_c$  [204, 218, 227–229]:

$$\rho_e \simeq |\rho_c|^2 = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{[1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)] \cdot [1 - (|S_{12}|^2 + |S_{22}|^2)]}. \quad (4.4)$$

Στην (4.4) με  $S_{ij}^*$  συμβολίζεται ο συζυγής του μιγαδικού αριθμού  $S_{ij}$ . Η χρήση των παραμέτρων σκέδασης στην (4.4) αντί για δεδομένα διαγράμματος μακρινού πεδίου υποθέτει σιωπηρά ότι οι γωνίες άφιξης στην περιοχή του δέκτη είναι ομοιόμορφα κατανομημένες, δηλαδή ότι η τριδιάστατη γωνιακή πυκνότητα ισχύος είναι σταθερή [204, 218, 227, 228]. Υπό τη στενή έννοια, η συνθήκη αυτή ικανοποιείται μόνο εντός θαλάμου αντήχησης. Στην περίπτωση των δικτύων αισθητήρων η συνθήκη ικανοποιείται προσεγγιστικά, γιατί εμφανίζονται μεγάλες γωνιακές διασπορές στο περιβάλλον διάδοσης των WSNs (π.χ. εφαρμογές εσωτερικού χώρου). Σε κάθε περίπτωση, η εκτίμηση του κέρδους διαφορισιμότητας πρωτότυπων κεραιοδιατάξεων σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης έδειξε ότι η γωνιακή διασπορά δεν

προκαλεί σημαντικές αποκλίσεις [230].

Όταν η στοιχειοκεραία είναι συμμετρική και τηρεί την αμοιβαιότητα, τότε ισχύει ότι  $S_{ij} = S_{ji}$  και η (4.4) μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής,

$$\rho_{e,\text{sym}} \simeq \frac{|2 \cdot \Re\{S_{11}S_{21}^*\}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)^2}. \quad (4.5)$$

Η εκτίμηση του συντελεστή  $\rho_e$  μέσω των παραμέτρων σκέδασης είναι ταχύτατη και ευρυζωνική, σε αντίθεση με τη χρήση διαγραμμάτων μακρινού πεδίου όπου η εκτίμηση είναι μονοσυχνотική και υπολογιστικά πολύπλοκη. Εντούτοις, η εφαρμογή των (4.4) και (4.5) πρέπει να γίνεται με προσοχή λόγω της πιθανότητας ύπαρξης των ακόλουθων δύο πηγών σφάλματος:

1. Η εκτίμηση του  $\rho_e$  μέσω των παραμέτρων σκέδασης γίνεται προσεγγιστική όταν η αποδοτικότητα ακτινοβολίας των κεραιοστοιχείων είναι χαμηλή. Αν και δεν αναφέρεται ρητά στην πρωτότυπη εργασία [229], η σχέση (4.4) στην οποία κατέληξαν οι συγγραφείς βασίζεται στην ισορροπία ισχύος μεταξύ προσπίπτοντων, συζευγμένων και ακτινοβολούντων πεδίων. Η διατήρηση της ισχύος προϋποθέτει συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας ίση με τη μονάδα [218, 226, 231]. Ο Hallbjörner [232] έδειξε ότι, αν τα δύο κεραιοστοιχεία έχουν ίση αποδοτικότητα ακτινοβολίας  $n_{\text{rad}}$ , τότε η αβεβαιότητα στον υπολογισμό του μιγαδικού συντελεστή συσχέτισης  $\rho_c$  ισούται με  $\pm(1/n_{\text{rad}} - 1)$ .
2. Η εκτίμηση του  $\rho_e$  μέσω των παραμέτρων σκέδασης τείνει να γίνεται υπερβολικά αισιόδοξη όταν υφίστανται σκεδαστές κοντά στην κεραία και ιδίως εντός του κοντινού πεδίου. Με τον όρο ‘σκεδαστές’ εννοείται εδώ οποιοδήποτε αντικείμενο δε συμμετέχει στον μηχανισμό ακτινοβολίας.

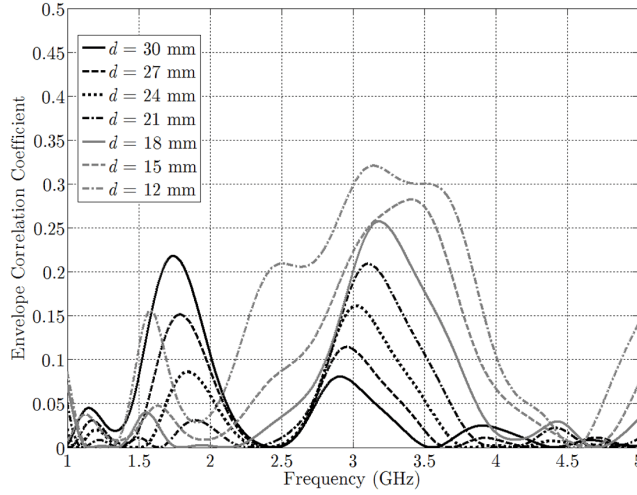
Οι παραπάνω περιορισμοί δείχνουν ότι, σε πραγματικά συστήματα, ο υπολογισμός της συσχέτισης περιβάλλοντας από τις παραμέτρους σκέδασης δεν είναι ακριβής, αλλά παρ’ όλα αυτά αποτελεί πολύ καλή προσέγγιση. Επιπλέον, επισημαίνεται ότι κεραιοσυστήματα με συντελεστή συσχέτισης περιβάλλοντας χαμηλότερο από 0.5 θεωρούνται ότι παρέχουν ικανές επιδόσεις διαφορισιμότητας [226].

Αντίθετα με ό,τι ήταν διαισθητικά αναμενόμενο, τα αποτελέσματα του Σχήματος 4.6 δείχνουν ότι ο εκτιμώμενος συντελεστής συσχέτισης είναι  $\rho_e < 0.35$  ακόμα και για την ελάχιστη απόσταση  $d_{\text{min}} = 12 \text{ mm} = 0.10\lambda$ .

#### 4.2.4 Αποτελέσματα Μετρήσεων

Τα αριθμητικά αποτελέσματα της προηγούμενης ενότητας υποστηρίζονται από μετρήσεις σε τρεις κατασκευασμένες κεραιοδιατάξεις. Οι στοιχειοκεραίες 2 στοιχείων του Σχήματος 4.3α’ εκτυπώθηκαν σε PCB μήκους επιπέδου γείωσης  $L_{\text{gnd}}^{\text{array}} = 26 \text{ mm}$ , σε συμφωνία με τα μεγέθη του Πίνακα 3.7. Το πλάτος του GNDDP μεταβλήθηκε συναρτήσει της απόστασης των στοιχείων  $d$  σύμφωνα με τη σχέση

$$W_{\text{gnd}}^{\text{array}} = 2 \cdot \frac{W_{\text{gnd}}^{i=3}}{2} + d = W_{\text{gnd}}^{i=3} + d. \quad (4.6)$$



**Σχήμα 4.6:** Παραμετρική μελέτη του ευρυζωνικού συντελεστή συσχέτισης  $\rho_e$  για διάφορες αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων (από  $0.25\lambda$  μέχρι  $0.10\lambda$ ).

Η μετρητική διάταξη περιγράφηκε στην §4.2.1. Και αυτές οι κεραίες τυπώθηκαν σε υπόστρωμα Isola IS400 [219], με τη διαφορά ότι τα ημιτονοειδή μονόπολα ενσωματώθηκαν σε φυσικά μεγαλύτερο PCB, οπότε αναμενόταν ότι θα αποκριθούν ως κεραίες ηλεκτρικά μικρότερες σε σχέση με τα μονήρη στοιχεία.

Πράγματι, τέτοιου είδους συμπεριφορά καταγράφεται από το Σχήμα 4.7 και τον Πίνακα 4.4. Οι συχνότητες συντονισμού και ελαχίστου  $|\Gamma_{in}|$  εμφανίζονται ελαφρώς χαμηλότερα από τα 2.5 GHz, σε αντίθεση με τα αποτελέσματα του Σχήματος 3.16. Στη μέγιστη απόσταση μεταξύ των στοιχείων,  $d = 30$  mm, το εύρος ζώνης ενεργού στοιχείου εμφανίζει καλή συσχέτιση με το εύρος ζώνης του μονήρους κεραιοστοιχείου. Μερικός αποσυντονισμός καταγράφηκε στις μικρότερες τιμές απόστασης. Ο Πίνακας 4.4 καταγράφει επίσης τα ηλεκτρικά μεγέθη των στοιχειοκεραιών. Με βάση την ονοματολογία των διαστάσεων των ημιτονοειδών κεραιών, το ηλεκτρικό μέγεθος της στοιχειοκεραίας 2 στοιχείων δίδεται με πολύ καλή προσέγγιση από τη σχέση

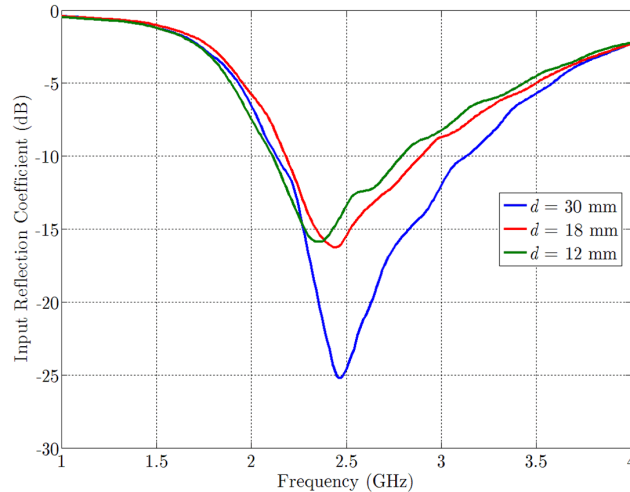
$$(ka)_2 = \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{(W_{\text{gnd}} + d)^2 + (L_{\text{gnd}} + 2A)^2}. \quad (4.7)$$

Με αυτόν τον τρόπο προέκυψε ότι η στοιχειοκεραία με  $d = 30$  mm έχει ηλεκτρικό μέγεθος ίσο με του διπόλου  $\lambda/2$ , ενώ για  $d = 12$  mm πετυχαίνουμε σμίκρυνση κατά 21.7%. Στη γενικότερη περίπτωση της ομοιόμορφης γραμμικής στοιχειοκεραίας  $N$  στοιχείων, το ηλεκτρικό μέγεθος δίδεται από τη γενικευμένη σχέση

$$(ka)_N = \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{[W_{\text{gnd}} + (N - 1) \cdot d]^2 + (L_{\text{gnd}} + 2A)^2}. \quad (4.8)$$

Η (4.8) προβλέπει ότι, για  $N = 4$  και  $d = 12$  mm, το ηλεκτρικό μέγεθος ισούται με  $(ka)_4 = 1.70$  rad: με άλλα λόγια, σε μέγεθος μόλις 8.3% μεγαλύτερο από του διπόλου  $\lambda/2$  μπορεί να υλοποιηθεί στοιχειοκεραία 4 στοιχείων.

Η στάθμη της αμοιβαίας σύζευξης, η οποία καταγράφεται στο Σχήμα 4.8 μέσω του ευ-



Σχήμα 4.7: Πειραματικός συντελεστής ανάκλασης ενεργού στοιχείου και εύρος ζώνης των τριών στοιχειοκεραίων του Σχήματος 4.3α’.

$d$ (mm)	$f_c$ (GHz)	$BW_V$ (GHz)	$FBW_V$ (%)	$ka$ (rad)
30	2.632	0.995	37.8	1.57
18	2.537	0.712	28.1	1.33
12	2.452	0.680	27.7	1.23

Πίνακας 4.4: Πειραματικά δεδομένα των τριών πρωτότυπων στοιχειοκεραίων.

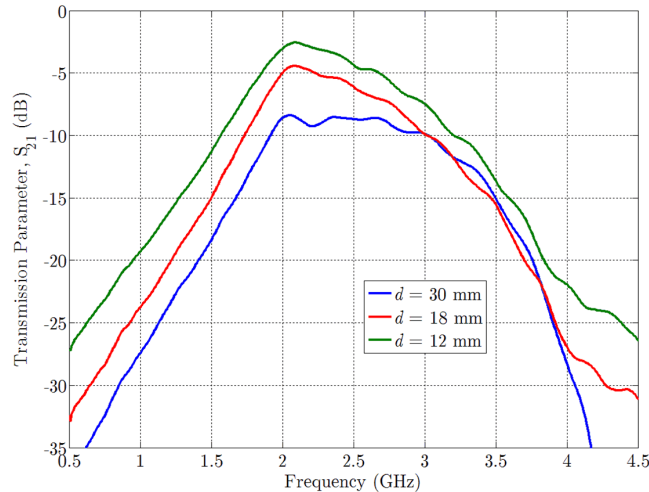
ρυζωνικού  $|S_{21}(j\omega)|$ , προέκυψε υψηλότερη κατά 1.3 dB σε σχέση με τα αριθμητικώς αναμενόμενα από το Σχήμα 4.5. Η μέγιστη τιμή σύζευξης για  $\min\{d\} = 12$  mm ανήλθε σε  $\max\{|S_{21}(j\omega)|\} = -2.6$  dB @ 2.09 GHz, κάτι που σημαίνει ότι το 55% της ισχύος που διεγείρει το κεραιοστοιχείο απορροφάται από τον τερματισμό του άλλου στοιχείου. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι, σε στοιχειοκεραίες με ηλεκτρονικά στρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας (*phased arrays*), ακόμα και στάθμη αμοιβαίας σύζευξης ίση με  $-16$  dB θεωρείται ισχυρή και χρήζει καταπίεσης.

### 4.3 Τεχνική Καταπίεσης της Αμοιβαίας Σύζευξης και Μείωσης της Συσχέτισης Σημάτων

Υπάρχουν συγκεκριμένες περιπτώσεις στις οποίες θα ήταν επιθυμητό, ή ακόμη και υποχρεωτικό, να μειωθεί η σύζευξη ανάμεσα στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Για παράδειγμα, τα σημεία τροφοδοσίας των στοιχείων ενδέχεται, λόγω έλλειψης χώρου, να χρειαστεί να τοποθετηθούν σε απόσταση μικρότερη ακόμα και από  $\lambda/10$ , ή ο σχεδιαστής να επιθυμεί να εισάγει επιπλέον κεραιοστοιχεία σε δεδομένη επιφάνεια. Τρεις είναι οι βασικοί μηχανισμοί ηλεκτρομαγνητικής σύζευξης των στοιχείων μιας στοιχειοκεραίας [16, 17]:

**MC-1:** Η εγγύτητα των σημείων τροφοδοσίας σε συνδυασμό με την ύπαρξη κοινού επιπέδου γείωσης για τα κεραιοστοιχεία προκαλεί σύζευξη μέσω ρευμάτων διαρροής τα οποία ‘μολύνουν’ το σήμα που λαμβάνει ή εκπέμπει κάθε κεραιοστοιχείο.<sup>2</sup>

<sup>2</sup>Το φαινόμενο αποδίδεται στη διεθνή βιβλιογραφία ως *leakage current* ή *signal bleed* ή *signal spill-over*.



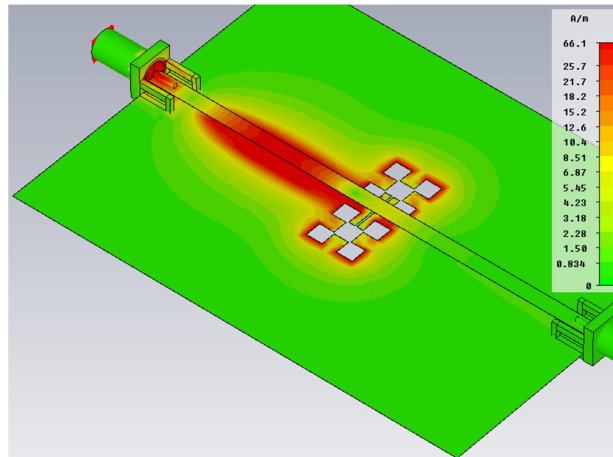
**Σχήμα 4.8:** Πειραματικός συντελεστής μετάδοσης (αμοιβαία σύζευξη) μεταξύ των θυρών των στοιχείων των τριών στοιχειοκεραίων του Σχήματος 4.3α'.

**MC-2:** Η σύζευξη κοντινού πεδίου (*near-field coupling*, NFC) είτε απευθείας, είτε σε συνδυασμό με την παρουσία σχεδιαστή στο κοντινό πεδίο της κεραίας.

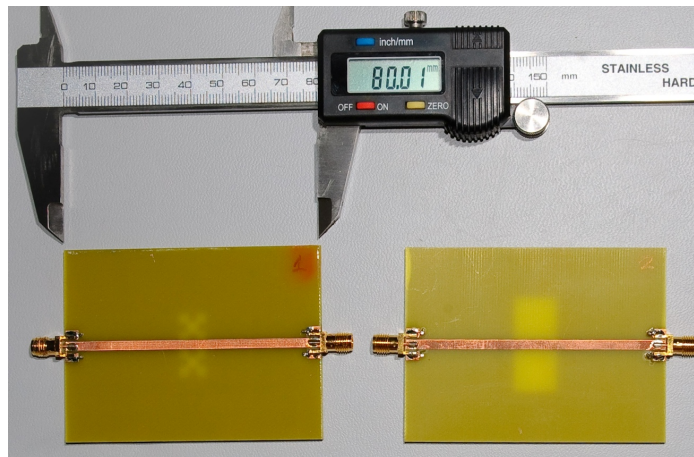
**MC-3:** Η σύζευξη μακρινού πεδίου (*far-field coupling*, FFC) λόγω ανάκλασης από σχεδιαστή στο μακρινό πεδίο της κεραίας.

Η εμπειρία που αποκτήθηκε από τις πολυάριθμες σχεδιάσεις και προσομοιώσεις στην παρούσα Διατριβή έδειξε ότι οι συμπαγείς κεραίες τείνουν να σχηματίζουν ένα αντίστοιχα συμπαγές, ισχυρό κοντινό πεδίο, ιδίως όταν ο συντελεστής ποιότητας ξεπερνά το όριο  $Q = 50$ . Η εμπειρική αυτή παρατήρηση επιβεβαιώνεται και από τα ευρήματα άλλων μελετητών [218]. Συνεπώς, υπάρχουν βάσιμες ενδείξεις ότι η σύζευξη κοντινού πεδίου δεν αποτελεί κυρίαρχο παράγοντα σύζευξης. Αντίθετα, το μοντέλο συστήματος του Σχήματος 4.3β' δείχνει ότι η δριμύτατη σύζευξη της στοιχειοκεραίας υπό μελέτη είναι ένας συνδυασμός εγγύτητας σημείων τροφοδοσίας ( $d \ll \lambda/2$ ) και ρευμάτων διαρροής. Τα δύο κεραιοστοιχεία μοιράζονται το ίδιο επίπεδο γείωσης και είναι ισχυρά συζευγμένα με αυτό: η ρευματική κατανομή του επιπέδου γείωσης είναι ο κυρίαρχος παράγοντας σύζευξης. Υπό το πρίσμα αυτού του, μάλλον γενικευμένου, μοντέλου συστήματος, ο συνολικά ενδεδειγμένος τρόπος να καταπιεστεί η αμοιβαία σύζευξη είναι η ενσωμάτωση μιας ατέλειας (defect) στο επίπεδο γείωσης, και ο σχηματισμός με αυτόν τον τρόπο μιας δομής ατελούς επιπέδου γείωσης (DGS). Το μονήρες κύτταρο DGS απεικονίζεται στα Σχήματα 4.9, 4.10 και 4.11. Η προτεινόμενη μέθοδος είναι μια τεχνική αποσύζευξης που στοχεύει να μειώσει τη στάθμη της αμοιβαίας σύζευξης παρά να την ακυρώσει εντελώς. Επιπλέον, πετυχαίνει αυτή τη μείωση *ευρυζωνικά*. Η λογική της μπορεί να προσεγγιστεί και από διαφορετική οπτική γωνία: ο αποσυζεύκτης DGS επιχειρεί να διατηρήσει ένα δεδομένο επίπεδο αποδοτικότητας ακτινοβολίας και συσχέτισης σημάτων (και συνεπώς κέρδους διαφορισιμότητας) παρά την προσθήκη ολοένα περισσότερων στοιχείων στη στοιχειοκεραία.

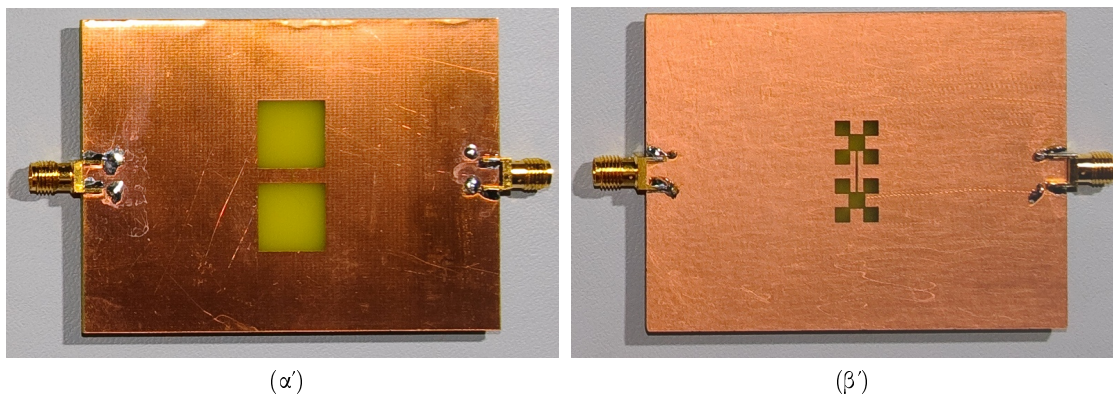




**Σχήμα 4.9:** Η προτεινόμενη δομή προ-φράκταλ DGS δρα επί του κύματος που πυροδοτεί ο πάνω αριστερά συνδετήρας SMA. Η εικονιζόμενη SCD έχει υπολογιστεί στη συχνότητα συντονισμού, όπου το DGS είναι ένα ανοιχτοκύκλωμα και δημιουργεί στάσιμα κύματα στον κυματοδηγό. Ελάχιστη ενέργεια καταφέρει να διαδοθεί στην απέναντι θύρα. Απεικονίζονται μόνο τα αγωγίμα μέρη του PCB.



**Σχήμα 4.10:** Δύο μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς μήκους 80 mm εκτυπωμένες σε PCB υποστρώματος Isola IS400 και διαστάσεων 80 mm × 60 mm. Διακρίνονται στο κατώτερο στρώμα οι ατέλειες που έχουν δημιουργηθεί στα δύο επίπεδα γείωσης.



(α')

(β')

**Σχήμα 4.11:** (α') Η ατέλεια σχήματος αλτήρα χαραγμένη στο GNDP του δεξιού PCB του Σχήματος 4.10, με διαστάσεις περιγράμματος 29.8 mm × 13.5 mm. Αποτελείται από δύο PBG κελιά που συνδέονται με εγκοπή πλάτους 0.3 mm. (β') Η ατέλεια προ-φράκταλ αλτήρα χαραγμένη στο GNDP του αριστερού PCB του Σχήματος 4.10, με διαστάσεις περιγράμματος 19.2 mm × 8.2 mm.

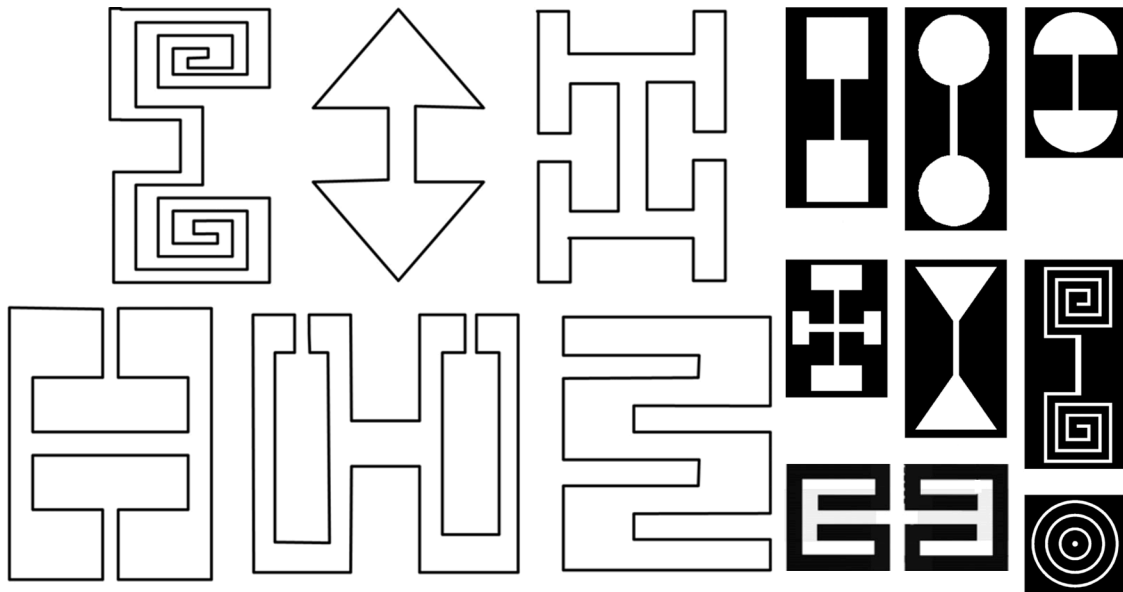
### 4.3.1 Δομές Ατελούς Επιπέδου Γείωσης

Οι φωτονικοί κρύσταλλοι είναι περιοδικές οπτικές νανοδομές οι οποίες σχεδιάζονται έτσι ώστε να επιδρούν στην κίνηση των φωτονίων με τρόπο παρόμοιο με εκείνον που η περιοδικότητα των ημιαγώγιμων κρυστάλλων επιδρά στην κίνηση των ηλεκτρονίων. Πιο συγκεκριμένα, οι φωτονικοί κρύσταλλοι αποτελούνται από περιοδικές διηλεκτρικές ή μεταλλο-διηλεκτρικές νανοδομές που επιδρούν στη διάδοση των H/M κυμάτων όπως επιδρούν τα περιοδικά δυναμικά του κρυστάλλου ενός ημιαγωγού στην κίνηση των ηλεκτρονίων: ορίζοντας επιτρεπόμενες και απαγορευμένες ηλεκτρονικές ζώνες ενέργειας. Ουσιαστικά, οι φωτονικοί κρύσταλλοι περιέχουν συστηματικά επαναλαμβανόμενες εσωτερικές περιοχές υψηλής και χαμηλής διηλεκτρικής επιτρεπτότητας. Τα φωτόνια, συμπεριφερόμενα ως κύματα, διαδίδονται ή όχι μέσα από αυτή τη δομή ανάλογα με το μήκος κύματος. Τα μήκη κύματος που επιτρέπεται να διαδοθούν αποτελούν τους ρυθμούς διάδοσης, και ομάδες διαδοχικών ρυθμών σχηματίζουν ζώνες. Οι ζώνες απαγορευμένων μηκών κύματος ονομάζονται φωτονικά διάκενα ζώνης (ζωνοδιάκενα). Ο όρος ‘φωτονικός κρύσταλλος’ χρησιμοποιήθηκε για πρώτη φορά το 1987 στις ανεξάρτητες εργασίες των E. Yablonovitch και S. John (βλ. τις αναφορές στην [233]). Από τα μέσα της δεκαετίας του 1990, η ιδέα των δομών PBG άρχισε να αξιοποιείται σε εφαρμογές μικροκυματικών και χιλιοστομετρικών κυκλωμάτων μέσα από τις εργασίες των V. Radisic, Y. Qian, T. Itoh *et al.* (βλ. τις αναφορές στις [234, 235]).

Εντούτοις, η χρήση των δομών PBG για τη σχεδίαση μικροκυματικών και χιλιοστομετρικών κυκλωμάτων εμφανίζει δυσκολίες στη μοντελοποίηση. Υπάρχει μεγάλο πλήθος παραμέτρων που επηρεάζουν τις ιδιότητες της ζώνης φραγής, όπως π.χ. το πλήθος, το σχήμα και η απόσταση των πλεγμάτων που θα χρησιμοποιηθούν. Για να αποφύγουν αυτές τις δυσκολίες, οι Park *et al.* [236] πρότειναν τη δομή DGS η οποία προκύπτει συνδέοντας δύο κελιά PBG με μια στενή εγκοπή. Έτσι, αν και η πρόοδος της τεχνολογίας έχει συνδεθεί με αύξηση της συχνότητας λειτουργίας, τα ατελή επίπεδα γείωσης αποτελούν εξέλιξη των δομών φωτονικού διακένου από τις οπτικές στις μικροκυματικές συχνότητες [234]. Οι δομές ατελούς γείωσης είναι μεταλλικές ή μεταλλο-διηλεκτρικές διατάξεις, και υλοποιούνται χαράσσοντας ατέλειες διαφόρων σχημάτων στη γείωση επίπεδων μικροκυματικών κυκλωμάτων. Μερικά από τα σχήματα που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία απεικονίζονται στο Σχήμα 4.12. Αντίθετα με τις δομές PBG, οι δομές DGS είναι συνήθως απεριοδικές [235], αλλά μονοδιάστατες και διδιάστατες οιονεί περιοδικές δομές έχουν επίσης προταθεί [233].

Οι δομές DGS ως κυκλωματικά στοιχεία χαρακτηρίζονται από τρεις βασικές ιδιότητες: (α') προκαλούν διάδοση βραδέος κύματος στη ζώνη διέλευσης (*slow-wave structure*), (β') διαθέτουν συνεκτική ζώνη φραγής η οποία δεν εμφανίζει ρυθμούς διαρροής, και (γ') η διαταραχή που προκαλούν στα ρεύματα επιστροφής μιας επίπεδης γραμμής μεταφοράς παράγει γραμμές υψηλής εμπέδησης. Η διάδοση βραδέος κύματος είναι πολύ χρήσιμη για τη σμίχρωση των μικροκυματικών κυκλωμάτων, ενώ η παρουσία της ζώνης φραγής χρησιμεύει για την καταπίεση ανεπιθύμητων κυμάτων, όπως είναι π.χ. οι αρμονικές συχνότητες των μικροταινιακών κεραιών. Λόγω αυτών των ιδιοτήτων, οι δομές DGS έχουν μελετηθεί εκτεταμένα την τελευταία δεκαετία, και έχουν εφαρμοστεί επιτυχώς στη σχεδίαση και υλοποίηση ενισχυτών, ταλαντωτών,

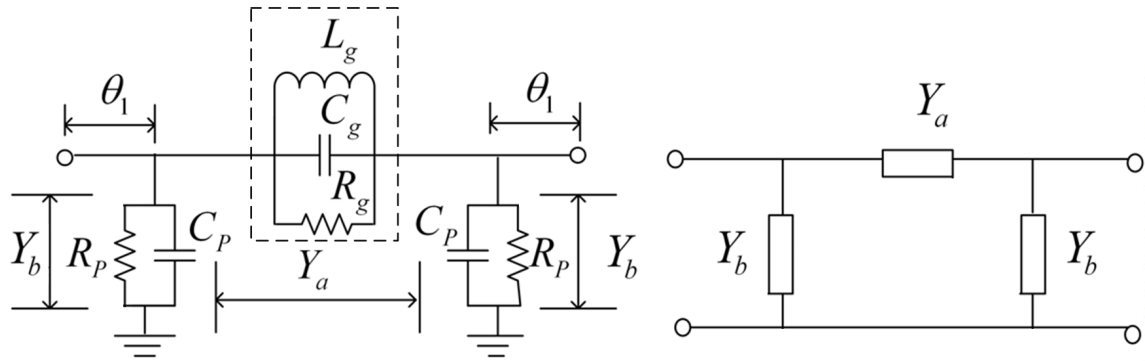




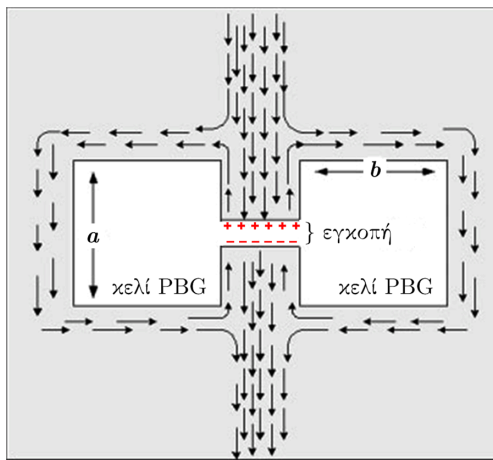
**Σχήμα 4.12:** Δείγμα από σχήματα ατελειών που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία. Στις περισσότερες εκδοχές διακρίνονται εμφανώς τα δύο κελιά PBG που γεφυρώνονται με εγκοπή.

συζευκτών/διαιρετών ισχύος και επίπεδων φίλτρων. Η πολλαπλή χρησιμότητά τους έχει βρει πρόσφατα εφαρμογή και στην τεχνολογία των κεραιών [237], αλλά σε καμία περίπτωση δεν υφίσταται βιβλιογραφικός όγκος αντίστοιχος με εκείνον των υπόλοιπων κυκλωμάτων.

Το στοιχειώδες κύτταρο (*unit cell*) μιας δομής DGS μπορεί να μοντελοποιηθεί στην περιοχή της συχνότητας συντονισμού ως ένα παράλληλο RLC κύκλωμα, τοποθετημένο ανάμεσα και σε σειρά με δύο τμήματα γραμμής μεταφοράς. Είναι ουσιαστικά ένα *ανακλαστικό ζωνοφρακτικό φίλτρο*, ενώ η απόκριση συχνότητας των παραμέτρων σκέδασης μπορεί να αντιστοιχιστεί εύκολα σε πρωτότυπο βαθυπερατό φίλτρο Butterworth ενός πόλου. Οι Park *et al.* [238, 239] πρότειναν το ελαφρώς πολυπλοκότερο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 4.13. Οι επιπλέον κόμβοι του κυκλώματος δεν είναι υψηλής εμπέδησης (ή ισοδύναμα χαμηλής σταθεράς χρόνου), οπότε δε συνεισφέρουν κάποιον επικρατώντα πόλο στη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου. Οι εργασίες [238, 239] ανέφεραν επίσης μια διαδικασία εξαγωγής των τιμών των συγκεντρωμένων στοιχείων του ισοδύναμου κυκλώματος από τις παραμέτρους ABCD του δίθυρου κυττάρου. Οι παράμετροι ABCD εξάγονται από τις παραμέτρους σκέδασης της δομής, οι οποίες με τη σειρά τους προκύπτουν είτε από H/M προσομοίωση, είτε από μέτρηση σε κυκλωματικό πρωτότυπο. Οι Karmakar *et al.* [240] παρουσίασαν μια ενδελεχή ημιστατική ανάλυση της συχνότερα χρησιμοποιούμενης ατέλειας, η οποία έχει σχήμα αλτήρα και είναι γνωστή στη διεθνή βιβλιογραφία ως *dumbbell DGS*. Η ανάλυση της [240] επιχείρησε να υπολογίσει ποσοτικά τη συνεισφορά κάθε τμήματος του αλτήρα στη συνολική απόκριση συχνότητας. Τα ευρήματά τους επιβεβαίωσαν προγενέστερες μελέτες μέσω προσομοίωσης: το μήκος της διαδρομής του ρεύματος γύρω από την ατέλεια καθορίζει την κατανεμημένη αυτεπαγωγή του κυκλώματος, ενώ η χωρητικότητα ελέγχεται κυρίως από το πλάτος της στενής εγκοπής που συνδέει τα δύο μεγαλύτερα ανοίγματα. Το βασικό αυτό φαινόμενο απεικονίζεται στο Σχήμα 4.14.



**Σχήμα 4.13:** Το ισοδύναμο κύκλωμα του κυττάρου DGS και το απλοποιημένο π-ισοδύναμό του. Η σύνθετη αγωγιμότητα  $Y_a$  καθορίζει την απόκριση συχνότητας στη ζώνη ενδιαφέροντος.



**Σχήμα 4.14:** Απλοποιημένη απεικόνιση της ροής του ρεύματος γύρω από την ατέλεια σχήματος αλτήρα. Η διαδρομή του ρεύματος παράγει τη συνολική αυτεπαγωγή  $L_g$ . Η εγκοπή συσσωρεύει φορτίο και λόγω του μακρόστενου σχήματός της παράγει τη συνολική χωρητικότητα  $C_g$ .

Με αναφορά στο Σχήμα 4.13, οι ιδιότητες ενός συντονιζόμενου κυττάρου DGS δίδονται από τις απλές σχέσεις [91, 241]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_g C_g}}, \quad (4.9)$$

$$Q = \frac{R_g}{\omega_0 L_g} = \omega_0 R_g C_g, \quad (4.10)$$

$$\text{FBW}_{3\text{dB}} = \frac{1}{Q}, \quad (4.11)$$

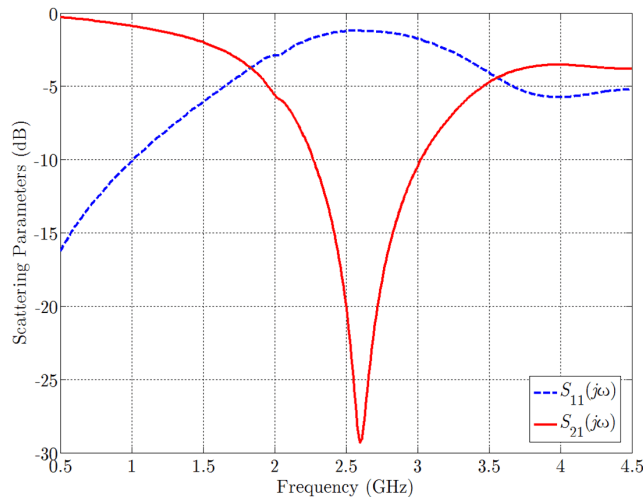
όπου  $\omega_0$  είναι η συχνότητα συντονισμού,  $Q$  είναι ο συντελεστής ποιότητας του κυκλώματος,  $\text{FBW}_{3\text{dB}}$  είναι το κλασματικό εύρος ζώνης ημισείας ισχύος της ζώνης αποκοπής, ενώ τα στοιχεία R/L/C αντιπροσωπεύουν τη συνολική κατανομημένη αντίσταση, αυτεπαγωγή και χωρητικότητα του ισοδύναμου κυκλώματος, αντίστοιχα.

Το προτεινόμενο κύτταρο DGS απεικονίζεται στο H/M μοντέλο του Σχήματος 4.9 όπου η ατέλεια έχει αποχαλωθεί κάτω από μια μικροταινία—το υπόστρωμα έχει αφαιρεθεί για να φαίνεται ευκρινώς η ρευματική κατανομή. Πραγματικά κύτταρα DGS απεικονίζονται στα Σχήματα 4.10 και 4.11. Η προτεινόμενη ατέλεια βασίζεται στο DGS σχήματος αλτήρα,

αλλά το σχήμα της εξελίχθηκε σε προ-φράκταλ επιφάνεια: είναι ένας δακτύλιος Sierpinski 1ης επανάληψης. Το περιγράμματά του είναι γενικευμένη καμπύλη Koch 2ης επανάληψης. Η 2η επανάληψη είναι επίσης κατασκευαστικά εφικτή. Η συνολική επιφάνεια που καταλαμβάνει η προ-φράκταλ ατέλεια (το εμβαδόν του περιγράμματος ή χωρικής περιβάλλουσας) ισούται με  $19 \text{ mm} \times 8 \text{ mm} = 0.160\lambda \times 0.068\lambda @ 2.6 \text{ GHz}$ . Τα μετρητικά αποτελέσματα της μικροταινίας που φορτίστηκε από την προ-φράκταλ ατέλεια απεικονίζονται στο Σχήμα 4.15. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα, η λειτουργία του κυττάρου DGS οφείλεται στο γεγονός ότι τα ρεύματα πάνω στη μικροταινία είναι συζευγμένα με καθορισμένο τρόπο με τα ρεύματα επιστροφής στο επίπεδο γείωσης. Διαταράσσοντας τα ρεύματα επιστροφής, καταφέρνουμε να διαταράξουμε τη λειτουργία του κυματοδηγού συνολικά. Μια ευρεία ζώνη φραγής δημιουργείται γύρω από τα 2.6 GHz: το εύρος ζώνης αποκοπής των  $-10 \text{ dB}$  είναι 2.27–3.02 GHz, άρα  $\text{FBW}_{-10\text{dB}} = 28.4\%$ . Η ζώνη φραγής γίνεται ίση με 1 GHz όταν η στάθμη αποκοπής ισούται με  $-7.7 \text{ dB}$  (2.17–3.17 GHz). Με όρους μετάδοσης σήματος, το κύτταρο DGS είναι ανακλαστικό: λειτουργεί κυρίως ως ανοιχτοκύκλωμα και δημιουργεί τα στάσιμα κύματα του Σχήματος 4.9. Δρα, επίσης, ελαφρώς ως κυματοπαγίδα (*wavetrap*), όπου η ενέργεια που παγιδεύεται ακτινοβολείται. Αν η ατέλεια ιδωθεί ως σχισμοκεραία τροφοδοτούμενη από τη μικροταινία, τότε πρόκειται για εξαιρετικά μη-αποδοτικό ακτινοβολητή: η αποδοτικότητα ακτινοβολίας υπολογίστηκε περίπου ίση με  $n_{\text{rad}} \simeq 0.03 \simeq -15 \text{ dB}$ . Ο λόγος είναι ότι οι σχισμοκεραίες είναι ακόμα πιο ανεπίδεκτες σμίκρυνσης σε σχέση με τις δυαδικές τους, και δεν λειτουργούν σωστά αν δεν έχουν τουλάχιστον μία διάσταση ίση με  $\lambda/2$ .

Ο συντονισμός της  $S_{21}$  δεν είναι ιδιαίτερα οξύς: η ατέλεια είναι δομή χαμηλού συντελεστή ποιότητας. Από το κλασματικό εύρος ζώνης των  $-3 \text{ dB}$  προκύπτει ότι  $Q = 1.3$ . Αυτό είναι στην πραγματικότητα ένα από τα πλεονεκτήματα της μεθόδου. Αφενός η απόρριψη των 30 dB είναι υπεραρκετή για την καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης, αφετέρου ο χαμηλός  $Q$  του συντονιστή κάνει τη ζώνη φραγής αρκετά ευρεία ώστε να ταιριάζει με το εύρος ζώνης των κεραιοστοιχείων. Αυτή ήταν και η αιτία που στον αλτήρα δόθηκε σχήμα προ-φράκταλ: οι σχέσεις (4.10) και (4.11) δείχνουν ότι, για την επίτευξη ευρύτερης ζώνης φραγής, απαιτούνται αύξηση της κατανεμημένης αυτεπαγωγής και μείωση της κατανεμημένης χωρητικότητας, ή ισοδύναμα μεγιστοποίηση του λόγου  $L/C$ . Μεγαλύτερη διαδρομή ρεύματος αυξάνει την αυτεπαγωγή, παρέχοντας τη δυνατότητα είτε για μικρότερο μέγεθος ατέλειας, είτε για ευρύτερη εγχοπή. Σε κάθε περίπτωση, η παρούσα ερευνητική δραστηριότητα έδειξε ότι, από όλα τα γνωστά ως τώρα σχήματα κυττάρων DGS, ο προ-φράκταλ αλτήρας πετυχαίνει το μέγιστο λόγο  $L/C$ , αποδίδοντας σημαντικό εύρος ζώνης συνδυασμένο με μικρό εμβαδόν περιγράμματος.

Μια κοινή παρανόηση στη βιβλιογραφία των δομών DGS είναι ότι η απόκριση συχνότητας σχετίζεται με το εμβαδόν του ανοίγματος, για παράδειγμα ότι η συχνότητα συντονισμού είναι αντιστρόφως ανάλογη του εμβαδού της ατέλειας. Αυτή η ανακρίβεια αναφέρεται ακόμη και σε πρόσφατες εργασίες ανασκόπησης του πεδίου [233]. Η παρούσα μελέτη έδειξε ότι η εξάρτηση είναι διαφορετική: ο συνδυασμός της περιμέτρου της ατέλειας με το διάκενο της εγχοπής καθορίζουν την απόκριση συχνότητας, και όχι το εμβαδόν. Αυτό αποδεικνύεται εύκολα με ένα απλό παράδειγμα: ο προ-φράκταλ αλτήρας του Σχήματος 4.11β' 'μετασχηματίστηκε' σε απλό



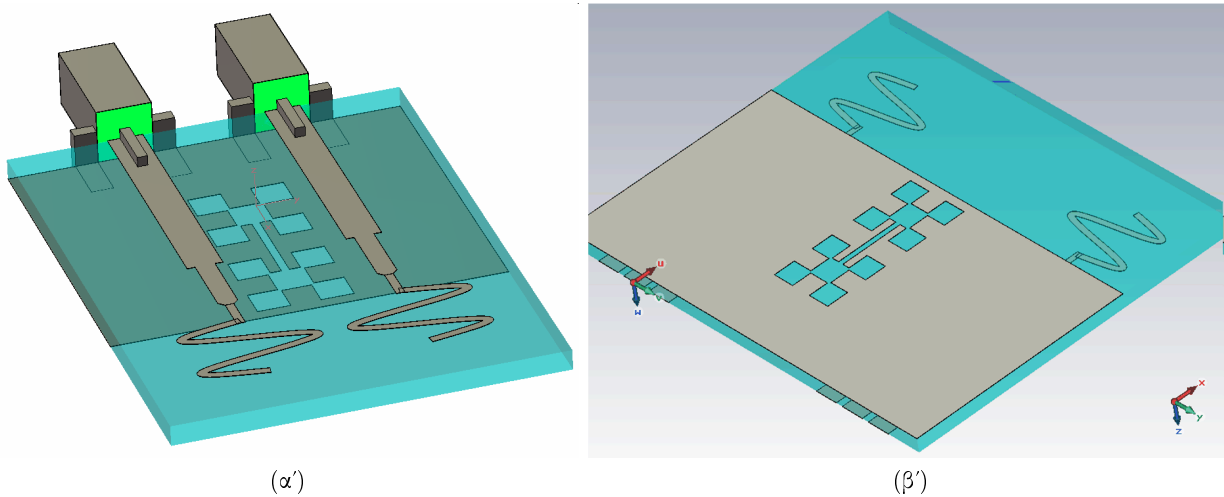
**Σχήμα 4.15:** Η προτεινόμενη δομή pre-fractal DGS συντονίζεται στα 2.6 GHz, προκαλώντας ισχυρή ανάκλαση και ασθενέστατη μετάδοση σήματος στην περιοχή της κεντρικής συχνότητας.

αλτήρα ο οποίος συντόνισε στην ίδια συχνότητα (2.6 GHz). Όλες οι υπόλοιπες παράμετροι του μοντέλου παρέμειναν σταθερές, συμπεριλαμβανομένου του πλάτους της εγκοπής. Το εμβαδόν των ανοιγμάτων της νέας ατέλειας ήταν μεγαλύτερο κατά 24% ( $136 \rightarrow 169 \text{ mm}^2$ ), ενώ ταυτόχρονα η νέα περίμετρος αυξήθηκε μόλις κατά 4% ( $50 \rightarrow 52 \text{ mm}$ ).

#### 4.3.2 Φόρτιση Στοιχειοκεραίας με Δομή DGS και Καταπίεση της Αμοιβαίας Σύζευξης

Η κεντρική ιδέα πίσω από την προτεινόμενη τεχνική είναι να αποχαλκωθεί η ατέλεια στην περιοχή του επιπέδου γείωσης ανάμεσα στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας, και να εκτιμηθεί η μείωση της αμοιβαίας σύζευξης. Όπως δείχνει το Σχήμα 4.16, ο προ-φράκταλ αλτήρας τοποθετείται κάθετα στη ροή του ρεύματος που προκαλεί τη σύζευξη των στοιχείων, ώστε να επωφεληθούμε από τον ανακλαστικό συντονισμό του. Στη ζώνη φραγής του DGS η εμπέδηση κοιτώντας από το ένα στοιχείο προς το άλλο είναι πολύ μεγάλη, ιδανικά ένα ανοιχτοκύκλωμα, οπότε επιχειρείται μπλοκάρισμα του υψίσυχνου ρεύματος διαρροής με τοποθέτηση ενός εμπόδιου που μοιάζει ανυπέρβλητο. Το εμβαδόν που καταλαμβάνεται από τον αποσυσζεύκτη DGS είναι  $17.3 \text{ mm} \times 7.3 \text{ mm}$ , δηλαδή  $0.144\lambda \times 0.061\lambda @ 2.5 \text{ GHz}$ . Το κύτταρο τοποθετείται σε απόσταση 1 mm από την πάνω πλευρά του επιπέδου γείωσης, όπου τα ρεύματα επιστροφής (διαρροής) είναι ισχυρότατα και έτσι προκύπτει μεγαλύτερη συνολική αυτεπαγωγή.

Η απόκριση συχνότητας της ‘φορτισμένης’ ή ‘ατελούς’ στοιχειοκεραίας στο Σχήμα 4.17 δείχνει ότι η διαταραχή που προκαλείται στα ρεύματα της γείωσης αποφέρει μια καλώς συντονιζόμενη κεραία με σημαντική ανάκτηση του λειτουργικού εύρους ζώνης στο 1 GHz. Η απόσταση μεταξύ των στοιχείων επηρεάζει την εμπέδηση εισόδου κάθε στοιχείου, κάτι που μπορεί να αντιμετωπιστεί με αλλαγή του μεγέθους των στοιχείων και διόρθωση της προσαρμογής στην είσοδο με μεταβολή της εν σειρά αυτεπαγωγής. Όμως, θα ήταν προτιμότερο να εστιάσουμε στα τρία κυρίαρχα φαινόμενα που επιφέρουν την ανάκτηση του εύρους ζώνης σε σχέση με το Σχήμα 4.4:

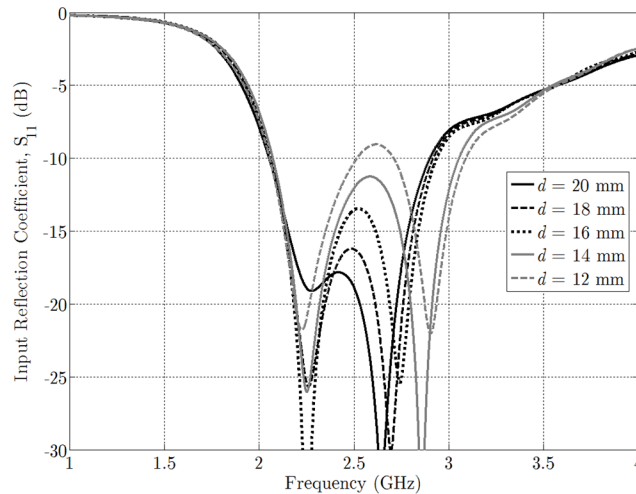


**Σχήμα 4.16:** Το H/M μοντέλο της στοιχειοκεραίας 2-στοιχείων με φόρτιση από δομή DGS σε προοπτική. Το υπόστρωμα είναι διαφανές ώστε να φαίνονται και τα δύο στρώματα επιμετάλλωσης του PCB: (α') ανώτερο στρώμα, απόσταση στοιχείων  $d = 18 \text{ mm} = 0.15\lambda$ , και (β') κατώτερο στρώμα, απόσταση στοιχείων  $d = 30 \text{ mm} = 0.25\lambda$ .

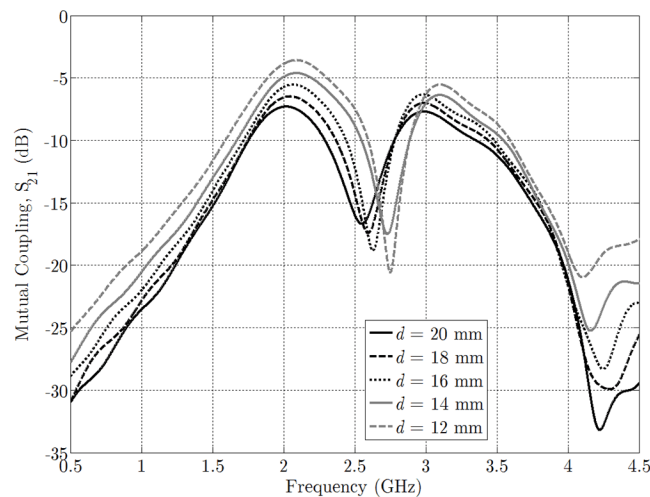
1. Το οδοντωτό προφίλ της ατέλειας δημιουργεί περισσότερες συντονιζόμενες διαδρομές ρεύματος,
2. Η φραγή από την ατέλεια χωρίζει το επίπεδο γείωσης σε δύο στενότερα υπο-επίπεδα, το πλάτος των οποίων ευνοεί την αύξηση του εύρους ζώνης των μαιανδροειδών κεραιοστοιχείων,
3. Το σχήμα της ατέλειας κάνει την τροφοδοσία των κεραιοστοιχείων έκκεντρη σε σχέση με τον άξονα των δύο υπο-επιπέδων γείωσης, γεγονός που βοηθά περαιτέρω στην αύξηση του εύρους ζώνης.

Παρ' όλα αυτά, η μονότονη αύξηση του εύρους ζώνης είναι απλά μια ευπρόσδεκτη 'παρενέργεια' της εισαγωγής της ατέλειας. Η στρατηγική σχεδίασης στόχευε σε ένα άλλο είδος επίδρασης. Πράγματι, η διαταραχή των ρευμάτων και η συντονιζόμενη συμπεριφορά του DGS αποφέρουν εμφανή μείωση αρκετών decibel στην αμοιβαία σύζευξη, όπως δείχνει το Σχήμα 4.18. Για απόσταση στοιχείων  $d = 0.17\lambda$  η μείωση είναι 10 dB, ενώ για απόσταση  $d = 0.10\lambda$  η μείωση είναι 15 dB. Η συχνότητα μέγιστης καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης, δηλαδή η συχνότητα συντονισμού του αποσυζεύκτη DGS, μετακινήθηκε μονότονα στην κατεύθυνση  $2.54 \rightarrow 2.75 \text{ GHz}$  με μέση τιμή τα 2.65 GHz.

Η καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης μελετήθηκε και από τη σκοπιά του συντελεστή συσχέτισης περιβάλλουσας, που αποτελεί καθιερωμένο κριτήριο ποιότητας για συστήματα πολλαπλών κεραιών. Τα αποτελέσματα του Σχήματος 4.19 απεικονίζουν την ευρυζωνική συσχέτιση περιβάλλουσας της ατελούς στοιχειοκεραίας για απόσταση στοιχείων  $d = 12 \text{ mm} = \lambda/10$ . Οι διαστάσεις του αποσυζεύκτη DGS που εφαρμόστηκε δίδονται στο Σχήμα 4.20. Το πλάτος της εγχοπής που συνδέει τα δυο μεγάλα ανοίγματα του αλτήρα (ονομαστικής τιμής 0.6 mm) είναι μία από τις πιο κρίσιμες διαστάσεις της ατέλειας, αφού ελέγχει πρακτικά το σύνολο της



Σχήμα 4.17: Παραμετρική μελέτη του ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης εισόδου για μεταβλητή απόσταση μεταξύ των στοιχείων  $d = 0.17\lambda \rightarrow 0.10\lambda$ .

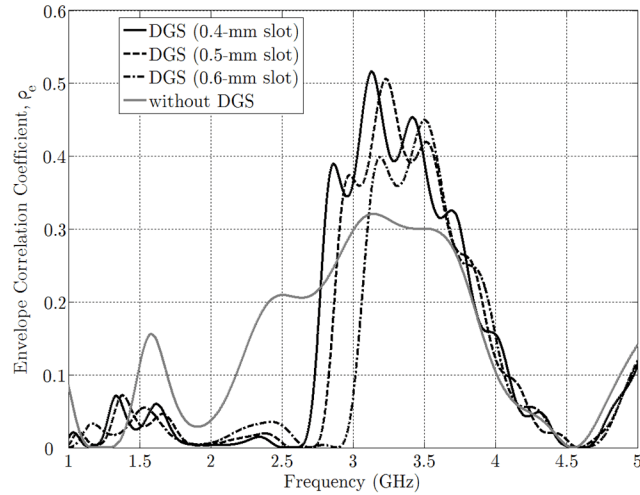


Σχήμα 4.18: Παραμετρική μελέτη της ευρυζωνικής αμοιβαίας σύζευξης για μεταβλητή απόσταση μεταξύ των στοιχείων  $d = 0.17\lambda \rightarrow 0.10\lambda$ .

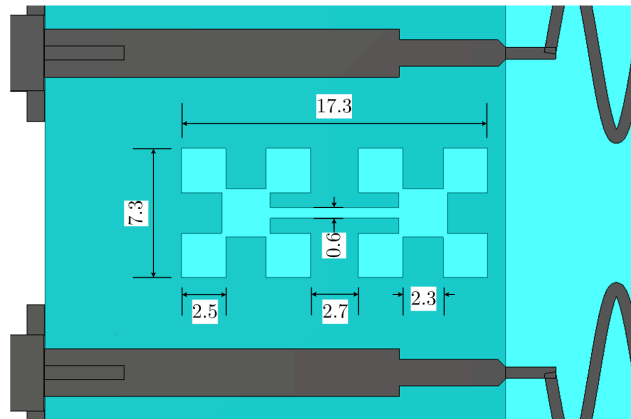
κατανεμημένης χωρητικότητας.

Δοκιμάστηκαν ενδεικτικά τρία διαφορετικά πλάτη εγκοπής,  $W_{\text{slot}} = 0.4 \rightarrow 0.6$  mm. Τα αριθμητικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το θεωρητικώς αναμενόμενο: καθώς η εγκοπή διευρύνεται, η συνολική χωρητικότητα της ατέλειας μειώνεται και ο αποσυζεύκτης DGS γίνεται πιο ευρυζωνικός. Εν τέλει, όταν η σχισμή διανοίχτηκε στα 0.6 mm, η συσχέτιση περιβάλλουσας πρακτικά εξαλείφθηκε εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης του κεραιοστοιχείου. Με αυτήν τη μέθοδο, το ζωνοδιάκενο της ατέλειας DGS μετασχηματίζεται σε ζωνοδιάκενο της αμοιβαίας σύζευξης, άρα και σε ζωνοδιάκενο της συσχέτισης περιβάλλουσας, της συμπαγούς στοιχειοκεραίας.

Μπαίνοντας στις λεπτομέρειες του μηχανισμού καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης, το Σχήμα 4.21 απεικονίζει τρία στιγμιότυπα της ρευματικής κατανομής του επιπέδου γείωσης σε τρεις διαφορετικές συχνότητες. Στο μεσαίο στιγμιότυπο η συχνότητα βρίσκεται εντός της ζώνης αποκοπής του DGS, ενώ στα άλλα δύο βρίσκεται εκτός της φραγής. Σε όλες τις



**Σχήμα 4.19:** Σημαντική μείωση της συσχέτισης περιβάλλουσας στην περιοχή συχνοτήτων 2–3 GHz επιτεύχθηκε με τον αποσυζεύκτη DGS για  $d = \lambda/10$ . Η συσχέτιση είναι υψηλή στην περιοχή 3–4 GHz, αλλά οι συχνότητες αυτές βρίσκονται εκτός της ζώνης ενδιαφέροντος.



**Σχήμα 4.20:** Λεπτομέρεια της κάτοψης του PCB της στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων. Το υπόστρωμα είναι διαφανές για να φαίνεται ο αποσυζεύκτης DGS. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre.

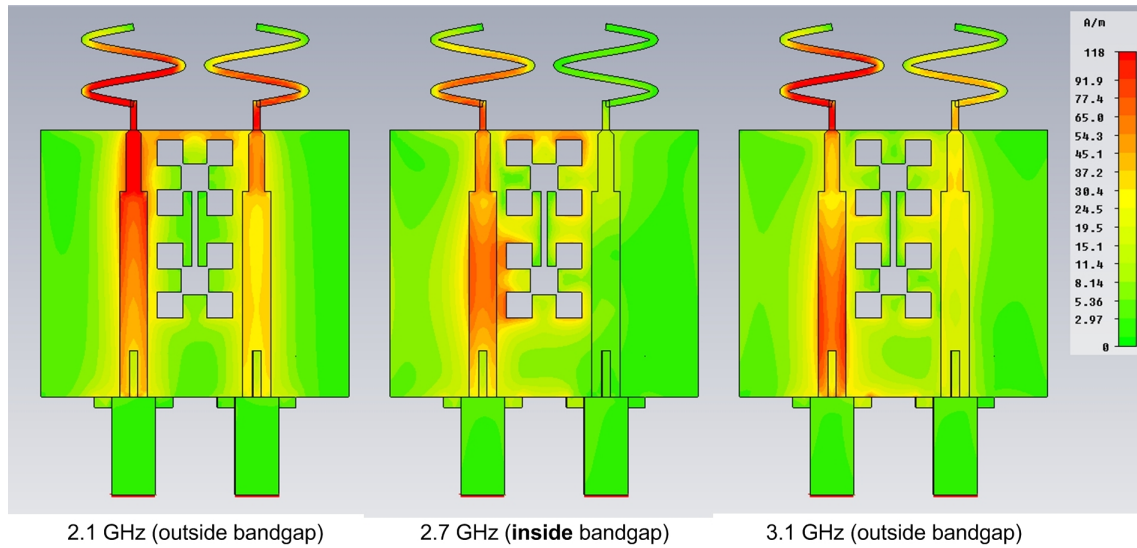
περιπτώσεις, το αριστερό στοιχείο, έστω #1, είναι αυτό που διεγείρεται, ενώ το στοιχείο #2 είναι παθητικά τερματισμένο στα 50 Ω. Εκτός της ζώνης αποκοπής, η διαρροή ρεύματος από το στοιχείο #1 στο στοιχείο #2 είναι εμφανής. Εντός της ζώνης αποκοπής, ο συντονισμός της ατέλειας φαίνεται από τις αυξημένες τιμές ρεύματος κατά μήκος των πλευρών της. Τα ρεύματα της γείωσης παγιδεύονται και ελαφρώς ακτινοβολούν, αλλά κατά κύριο λόγο ανακλώνται στην αντίθετη κατεύθυνση. Με αυτόν τον τρόπο το στοιχείο #2 απομονώνεται ηλεκτρομαγνητικά από το σήμα του στοιχείου #1.

### 4.3.3 Σύγκριση του Αποσυζεύκτη DGS με Απλές Προσεγγίσεις

Ακολουθώντας το παράδειγμα των Yang & Rahmat-Samii [201], είναι διδακτικό να συγκρίνουμε τη μέθοδο αποσύζευξης AEG με άλλες απλές, χαμηλού κόστους, γενικής χρήσης τεχνικές, όπως είναι:

1. Η αφαίρεση τμήματος του διηλεκτρικού ανάμεσα στις τυπωμένες κεραίες, και





**Σχήμα 4.21:** Η θύρα 1 διεγείρεται (αριστερά), ενώ η θύρα 2 είναι τερματισμένη στα 50 Ω (δεξιά). Η επιφανειακή ρευματική κατανομή επί των αγωγικών μερών καταδεικνύει την καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης στα 2.7 GHz.

## 2. Η απομόνωση των κεραιών με σχηματισμό κοιλότητας γείωσης (*cavity backing*).

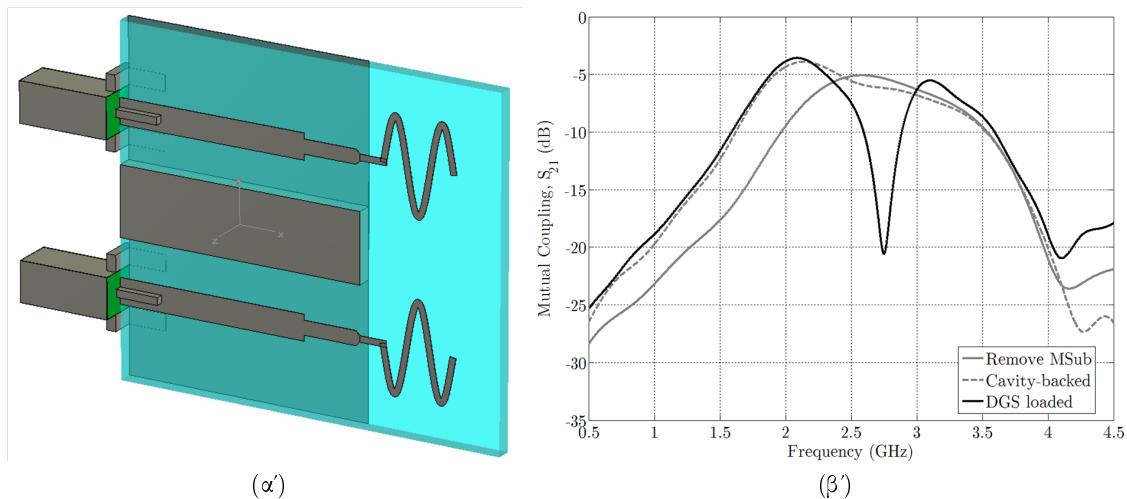
Για τη διαδικασία της σύγκρισης τα μεγέθη των κεραιών, οι ιδιότητες του υποστρώματος και η απόσταση των κεραιοστοιχείων διατηρήθηκαν ίδια με την περίπτωση της μεθόδου AEG. Στην πρώτη εναλλακτική τεχνική, το πλάτος του τμήματος του υποστρώματος που αφαιρέθηκε ήταν 7.3 mm, όσο και το πλάτος του περιγράμματος του κυττάρου DGS, και η αφαίρεση έγινε σε όλο το μήκος του GNDP. Το πλάτος της μακρόστενης κοιλότητας που σχηματίστηκε για τη δεύτερη απλή τεχνική ήταν ομοίως 7.3 mm. Η στοιχειοκεραία με φόρτιση κοιλότητας γείωσης απεικονίζεται στο Σχήμα 4.22α': αφαιρείται τμήμα του υποστρώματος, το επίπεδο γείωσης αναδιπλώνεται προς τα πάνω στη διώρυγα που σχηματίζεται, και η κοιλότητα ολοκληρώνεται με ένα πλατώ γείωσης στο ανώτερο στρώμα του PCB.

Τα αποτελέσματα για την συγκριτική καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης που φαίνονται στο Σχήμα 4.22β' δείχνουν ότι οι δύο απλές τεχνικές έχουν μικρή επίδραση στη σύζευξη εντός ζώνης. Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα αυτά με τα αποτελέσματα της αρχικής (αφόρτιστης) στοιχειοκεραίας, η επιτεύξιμη καταπίεση κυμαίνεται περίπου στο εύρος 0.5–1.5 dB. Ο αποσυζεύκτης DGS ξεχωρίζει με τα 15 dB καταπίεσης της σύζευξης που αποδίδει. Εντούτοις, η τεχνική χρήζει περαιτέρω βελτίωσης, αφού, για παράδειγμα, το εύρος της ζώνης φραγής μπορεί και πρέπει να γίνει ακόμη μεγαλύτερο.

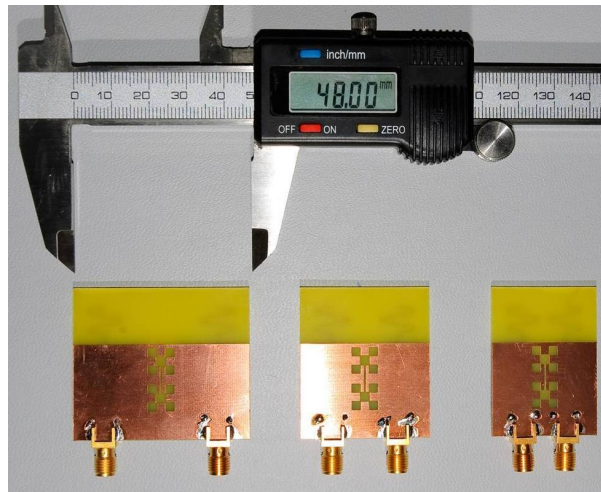
### 4.3.4 Πειραματικός Χαρακτηρισμός του Αποσυζεύκτη και Συζήτηση επί των Αποτελεσμάτων

Οι τρεις στοιχειοκεραίες δύο στοιχείων του Σχήματος 4.3α' κατασκευάστηκαν ξανά, αυτή τη φορά με εισαγωγή της προ-φράκταλ ατέλειας ανάμεσα σε κάθε ζεύγος στοιχείων. Αυτή η διαδικασία οδήγησε στις τρεις στοιχειοκεραίες του Σχήματος 4.23, οι οποίες χτίστηκαν ομοίως με τις προηγούμενες σε υπόστρωμα Isola IS400 [219]. Η μετρητική διάταξη είναι





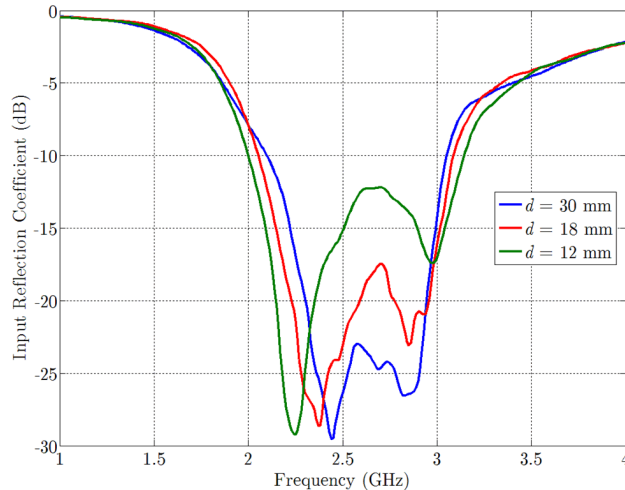
**Σχήμα 4.22:** (α) Στοιχειοκεραία 2-στοιχείων που χρησιμοποιεί κοιλότητα γείωσης αντί για φόρτιση από δομή DGS για μείωση της σύζευξης. (β) Σύγκριση της επιτεύξιμης καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης από διαφορετικές τεχνικές αποσύζευξης.



**Σχήμα 4.23:** Άποψη του κατώτερου στρώματος των PCBs των τριών πρωτότυπων ατελών συμπαγών στοιχειοκεραίων. Από αριστερά προς τα δεξιά, η απόσταση μεταξύ των στοιχείων είναι  $d = 30 \rightarrow 12$  mm ( $0.25\lambda \rightarrow 0.10\lambda$ ).

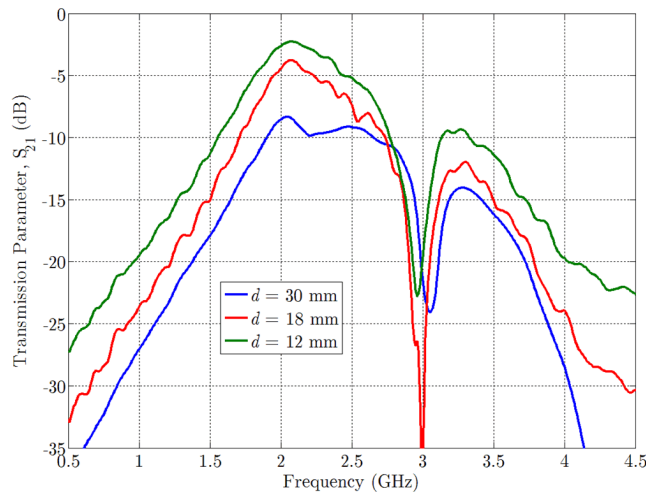
αντίστοιχη με εκείνη που περιγράφεται στην §4.2.4.

Η απόκριση της ατελούς στοιχειοκεραίας στο Σχήμα 4.24 δείχνει ότι η διαταραχή που προκαλεί η προ-φράκταλ ατέλεια στα ρεύματα της γείωσης αποφέρει μια καλώς συντονιζόμενη κεραία με σημαντική ανάκτηση του λειτουργικού εύρους ζώνης, το οποίο πλέον ξεπερνά το 1 GHz: βλ. σχετικά τον Πίνακα 4.5. Το μεγαλύτερο μέρος του εύρους ζώνης του μονήρους ημιτονοειδούς στοιχείου ανακτήθηκε, αλλά η απόσταση μεταξύ των στοιχείων επηρεάζει την εμπέδηση εισόδου: το χωρικό ίχνος της ρευματικής κατανομής στο επίπεδο γείωσης μεταβάλλεται δραστικά με μεταβολή της IED λόγω της παρουσίας της ατέλειας. Η διαταραχή των ρευμάτων της γείωσης και η συντονιζόμενη συμπεριφορά του DGS αποδίδουν 15–20 dB καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης όπως δείχνει το Σχήμα 4.25. Η παρενέργεια της αναγκαστικής χρήσης διηλεκτρικού υποστρώματος με χαμηλότερη επιτρεπτότητα από αυτήν που υποτέθηκε



**Σχήμα 4.24:** Πειραματικός συντελεστής ανάκλασης ενεργού στοιχείου και εύρος ζώνης των τριών στοιχειοκεραιών του Σχήματος 4.23.

κατά τη σχεδίαση είναι προφανής: η συχνότητα μέγιστης καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης, δηλαδή η συχνότητα συντονισμού του αποσυζεύκτη DGS, μετακινήθηκε στα 3.0 GHz από την επιθυμητή περιοχή 2.5–2.6 GHz. Εντούτοις, συγκρίνοντας τα αποτελέσματα αυτά με τα αντίστοιχα του Σχήματος 4.17 διαπιστώνουμε ότι το αποκλίνον υπόστρωμα δεν είχε πρακτικά καμμία δυσμενή επίπτωση στην εμπέδηση εισόδου, όπως δείχνει το Σχήμα 4.24. Η αιτία είναι ότι η  $Z_{in}(j\omega)$  καθορίζεται κυρίως από την ισχυρή σύζευξη του κεραιοστοιχείου με το επίπεδο γείωσης, δηλαδή από τα σχήματα, τα μεγέθη και τις ρευματικές κατανομές αυτών των δύο αντικειμένων.

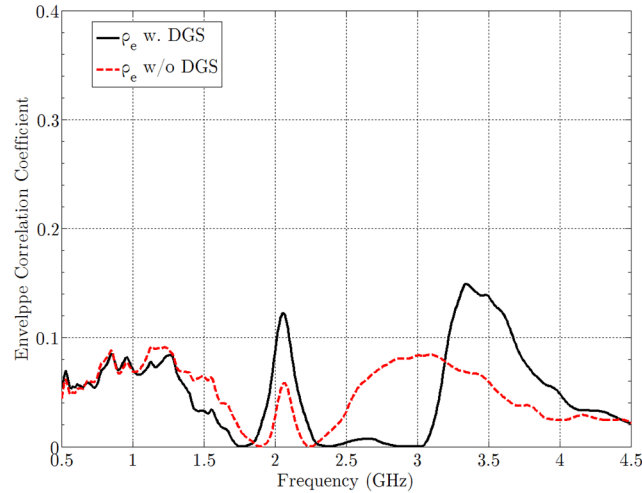


**Σχήμα 4.25:** Πειραματικός συντελεστής μετάδοσης (αμοιβαία σύζευξη) μεταξύ των θυρών των στοιχείων των τριών στοιχειοκεραιών του Σχήματος 4.23.

Τέλος, ο συντελεστής συσχέτισης περιβάλλουσας που φαίνεται στο Σχήμα 4.26, ο οποίος υπολογίστηκε από τις πειραματικές μιγαδικές παραμέτρους σκέδασης της στοιχειοκεραίας με  $d = 18$  mm, παρέμεινε σε επίπεδα  $\rho_e < 0.2$  για όλες τις συχνότητες. Το φαινόμενο είναι ακόμα εντονότερο στο Σχήμα 4.27 όπου, παρά την απόσταση  $d = \lambda/10$ , ο συντελεστής

$d$ (mm)	$f_c$ (GHz)	$BW_V$ (GHz)	$FBW_V$ (%)	$ka$ (rad)
30	2.575	0.952	37.0	1.54
18	2.568	1.027	40.0	1.35
12	2.573	1.145	44.5	1.29

**Πίνακας 4.5:** Πειραματικά δεδομένα των τριών πρωτότυπων στοιχειοκεραίων φορτισμένων με την προ-φράκταλ ατέλεια.

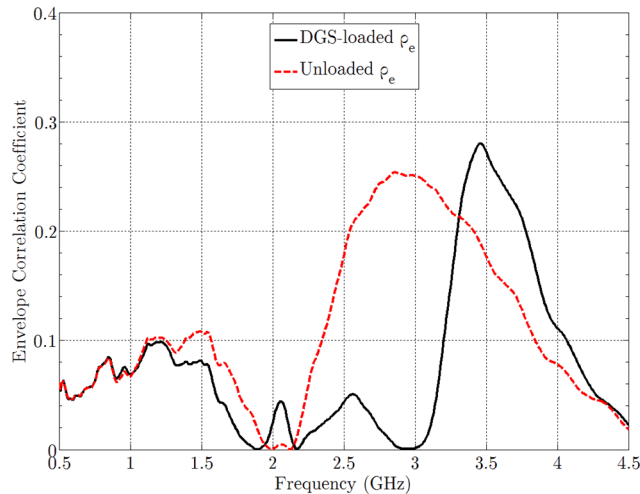


**Σχήμα 4.26:** Ευρυζωνική συσχέτιση περιβάλλουσας υπολογισμένη από τα πειραματικά δεδομένα της αφόρτιστης και της ατελούς στοιχειοκεραίας με απόσταση στοιχείων  $d = 18 \text{ mm} = 0.15\lambda$ .

παρέμεινε σε επίπεδα  $\rho_e < 0.3$ . Ο σχηματισμός του ζωνοδιάκενου συσχέτισης στην περιοχή 2–3 GHz είναι εμφανής και στις δύο περιπτώσεις.

Συγκρίνοντας τις επιδόσεις του αποσυζεύκτη DGS με τα αποτελέσματα που αναφέρονται στην πρόσφατη βιβλιογραφία [201–218] προκύπτει το συμπέρασμα ότι τα κυριότερα πλεονεκτήματα της μεθόδου AEG είναι (α') η μικρή κατειλημμένη επιφάνεια πάνω στο PCB, (β') το εύρος της ζώνης φραγής (ζωνοδιάκενο), (γ') το προκύπτον εύρος ζώνης ενεργού στοιχείου, και (δ') το ρυθμιζόμενο βάθος συντονισμού στη ζώνη φραγής του αποσυζεύκτη, το οποίο ελέγχεται μέσω της συνολικής κατανεμημένης αυτεπαγωγής και χωρητικότητας. Σε ό,τι αφορά στο απαιτούμενο εμβαδόν υλοποίησης πάνω στο τυπωμένο κύκλωμα, τα αποτελέσματα του Πίνακα 4.6 επιβεβαιώνουν ότι ο αποσυζεύκτης DGS απαιτεί πολύ μικρότερη επιφάνεια σε σχέση με τους υπόλοιπους αποσυζεύκτες: στην πραγματικότητα, η διαφορά είναι τόσο μεγάλη, ώστε η μέθοδος AEG ελαττώνει το ελάχιστο εμβαδόν των άλλων μεθόδων κατά 45%, την ελάχιστη περίμετρο κατά 20% και την ελάχιστη διαγώνιο κατά 18% [208]. Για μια δίκαιη σύγκριση, τα χαρακτηριστικά του προτεινόμενου αποσυζεύκτη υπολογίστηκαν στα 3 GHz όπου και συντόνισαν οι πρωτότυπες διατάξεις, και όχι στην περιοχή 2.5–2.6 GHz όπου συντόνισε το απλό κύκλωμα της μικροταινίας.

Αξίζει να γίνουν μερικές επισημάνσεις σχετικά με τα δύο εύρη ζώνης: το εύρος του ζωνοδιακένου και το λειτουργικό εύρος ζώνης ενεργού στοιχείου. Καταρχάς, όπως δείχνει το Σχήμα 4.28, οι μέθοδοι αποσύζευξης εφαρμόζονται είτε στο επίπεδο κυκλώματος (*circuit-level decouplers*), είτε στο επίπεδο κεραίας (*antenna-level decouplers*). Η αποσύζευξη σε επίπεδο κυκλώματος, η οποία επιχειρεί να λύσει και το πρόβλημα της συζυγούς προσαρμο-

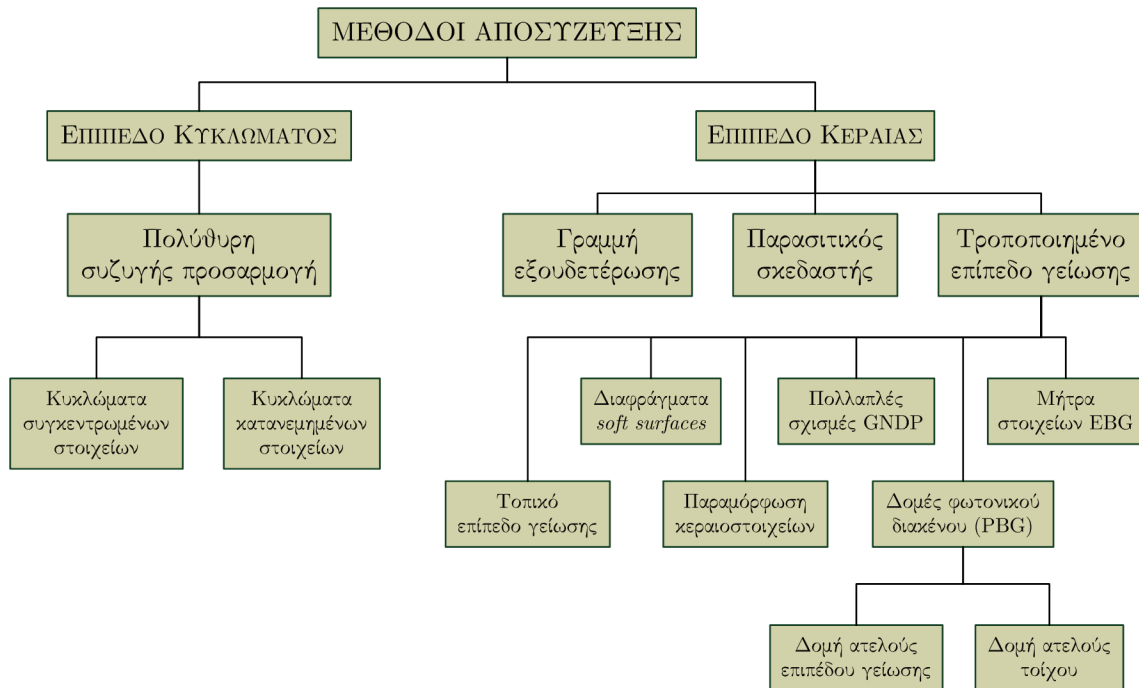


**Σχήμα 4.27:** Ευρυζωνική συσχέτιση περιβάλλουσας υπολογισμένη από τα πειραματικά δεδομένα της αφόρτιστης και της ατελούς στοιχειοκεραίας με απόσταση στοιχείων  $d = 12 \text{ mm} = 0.10\lambda$ .

Μέθοδος αποσύζευξης	Διαστάσεις	Εμβαδόν ( $\lambda^2$ )	Περίμετρος ( $\lambda$ )	Διαγώνιος ( $\lambda$ )
Yang & Rahmat-Samii [201]	$1.07\lambda \times 0.30\lambda$	0.3210	2.74	1.11
Dossche <i>et al.</i> [202]	$1.43\lambda \times 1.34\lambda$	1.9162	5.54	1.96
Chiu <i>et al.</i> [206]	$0.33\lambda \times 0.07\lambda$	0.0231	0.80	0.34
Kokkinos <i>et al.</i> [207]	$0.25\lambda \times 0.14\lambda$	0.0350	0.78	0.29
Ohishi <i>et al.</i> [208]	$0.18\lambda \times 0.12\lambda$	0.0216	0.60	0.22
Schühler <i>et al.</i> [209]	$0.56\lambda \times 0.11\lambda$	0.0616	1.34	0.57
Michailidis <i>et al.</i> [210]	$0.60\lambda \times 0.20\lambda$	0.1200	1.60	0.63
Rajo-Iglesias <i>et al.</i> [211]	$1.27\lambda \times 0.33\lambda$	0.4191	3.20	1.31
Rajo-Iglesias <i>et al.</i> [212]	$0.96\lambda \times 0.18\lambda$	0.1728	2.28	0.98
Quevedo-Teruel <i>et al.</i> [213]	$0.23\lambda \times 0.19\lambda$	0.0437	0.84	0.30
Αποσυζεύκτης DGS	$0.17\lambda \times 0.07\lambda$	0.0119	0.48	0.18

**Πίνακας 4.6:** Σύγκριση των απαιτήσεων σε εμβαδόν, περίμετρο και διαγώνιο του νοητού περιγράμματος των αποσυζευκτών που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία.

γής σε πολλαπλές θύρες ταυτόχρονα [218], αποκλίνει σημαντικά από το πεδίο εφαρμογής του παρόντος Κεφαλαίου. Παραδείγματα κυκλωματικών αποσυζευκτών είναι το δίκτυο γραμμών μεταφοράς της [202] και το κύκλωμα παθητικών στοιχείων της [217]. Από την άλλη, η αποσύζευξη στο επίπεδο κεραίας υλοποιείται με τρεις κατηγορίες μεθόδων, και όλες απαιτούν κάποιου είδους τροποποίηση της δομής της στοιχειοκεραίας. Εξαιρουμένης της [202], όλες οι υπόλοιπες τεχνικές που παρατίθενται στον Πίνακα 4.6 είναι αποσυζεύκτες τροποποιημένου επιπέδου γείωσης. Η τροποποίηση του GNDP έχει το προφανές μειονέκτημα ότι, αφού όλα τα υποκυκλώματα μοιράζονται το ίδιο επίπεδο γείωσης, ενδέχεται σημαντικές τροποποιήσεις να μην είναι εφικτές. Όπως τονίστηκε στην [218], οι αποσυζεύκτες στο επίπεδο κεραίας γενικά πάσχουν από δύο παρενέργειες: (α') καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης κατά δεκάδες decibel είναι επιτεύξιμη, αλλά μόνο για ένα μικρό κλασματικό εύρος ζώνης, και (β') καθώς τα κεραιοστοιχεία πληθαίνουν και πλησιάζουν μεταξύ τους, το εύρος ζώνης κάθε (ενεργού) στοιχείου φθίνει μονότονα προς τον μηδενισμό. Εξετάζοντας τα αποτελέσματα ανάκλασης και σύζευξης στα Σχήματα 4.17, 4.18, 4.24 και 4.25 διαπιστώνει κανείς ότι η προτεινόμενη μέθοδος AEG



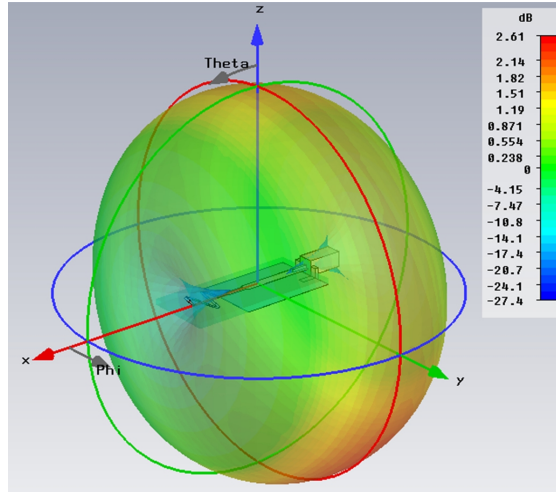
Σχήμα 4.28: Ταξινόμηση των τεχνικών αποσύζευξης που εφαρμόζονται στο αναλογικό RF τμήμα του πομποδέκτη.

δεν εμφανίζει τους παραπάνω δύο περιορισμούς: αφενός το ζωνοδιάκενο της ατέλειας είναι ευρυζωνικό, αφετέρου καθώς η στοιχειοκεραία πυκνώνει το λειτουργικό εύρος ζώνης κάθε κεραιοστοιχείου διατηρείται σχεδόν σε υπερευρυζωνικά επίπεδα. Στην παρούσα μορφή της, η μέθοδος ΑΕΓ δείχνει να έχει σημαντικές δυνατότητες. Όπως σωστά επισημαίνει η [218], δεν υπάρχει μέθοδος που να αποτελεί ‘ασημένια σφαίρα’. Το ίδιο ισχύει και στην περίπτωση της μεθόδου ΑΕΓ, όπου το πλάτος της ατέλειας αποτελεί ταυτόχρονα και κάτω όριο της απόστασης των κεραιοστοιχείων. Επίσης, με βελτίωση του σχήματος της ατέλειας δύναται να υπάρξει περαιτέρω βελτίωση του εύρους ζώνης του διακένου, άρα ακόμα ευρυζωνικότερη καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης.

#### 4.4 Ιδιότητες Ακτινοβολίας της Συμπαγούς Στοιχειοκεραίας Δύο Στοιχείων

Η ενότητα διερευνά την επίδραση που έχει το πρόβλημα της αμοιβαίας σύζευξης και ο προτεινόμενος τρόπος αντιμετώπισής του στις ιδιότητες ακτινοβολίας της συμπαγούς στοιχειοκεραίας. Η μελέτη πραγματοποιήθηκε υπολογίζοντας την επιδείνωση της ολικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας λόγω της αμοιβαίας σύζευξης και εξετάζοντας τα αριθμητικά διαγράμματα μακρινού πεδίου. Για τη διευκόλυνση της εκτίμησης των αποτελεσμάτων, το διάγραμμα κέρδους του μονήρους ημιτονοειδούς μονοπόλου 3ης επανάληψης εξετάζεται σύντομα στη συνέχεια.

Το τριδιάστατο διάγραμμα κέρδους (IEEE) του Σχήματος 4.29 υπολογίστηκε στο συντονισμό και καταδεικνύει ότι η τυπωμένη δομή ακτινοβολεί κατά το διπολικό ρυθμό. Εμφανίζει το γνωστό τοροειδές διάγραμμα των γραμμικών διπόλων, το οποίο στη συγκεκριμένη περί-



**Σχήμα 4.29:** Διαφανές τριδιάστατο διάγραμμα κέρδους ενσωματωμένο γύρω από την ημιτονοειδή κεραία 3ης επανάληψης. Το διάγραμμα υπολογίστηκε στο συντονισμό των 2.5 GHz.

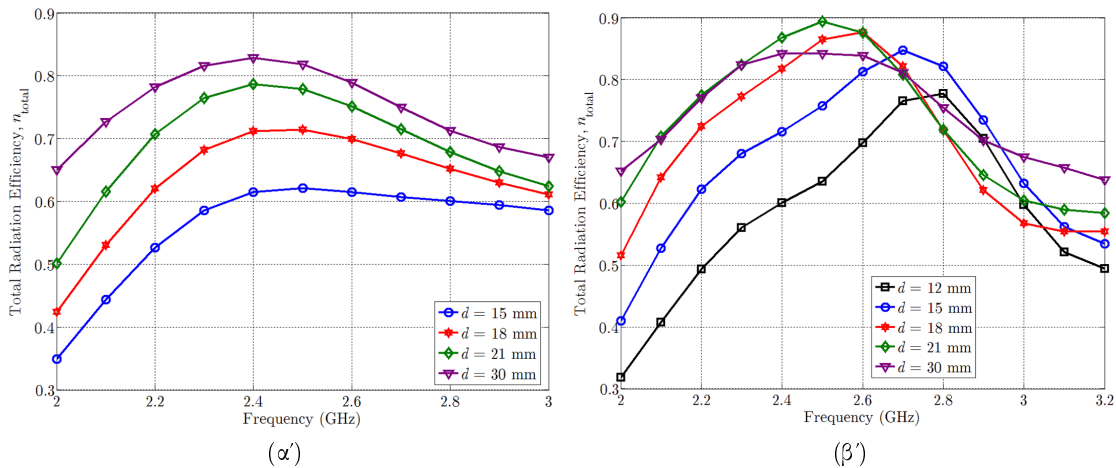
πτωση πετυχαίνει υψηλότερο κέρδος στον ημιχώρο πίσω από το PCB, λόγω της παρουσίας του επιπέδου γείωσης. Το διάγραμμα ακτινοβολίας αντιστοιχεί σε παχύ, ασύμμετρο δίπολο. Το μέγιστο επιτεύξιμο κέρδος ανέρχεται σε  $G_{\max} = +2.6$  dBi, ξεπερνώντας το δίπολο  $\lambda/2$  κατά 0.5 dB αν και έχει μικρότερο ηλεκτρικό μέγεθος. Μέρος του επιπλέον κέρδους οφείλεται στην ισχυρή ρευματική κατανομή του GNPD: το ρεύμα της γείωσης καταλαμβάνει περισσότερο χώρο εντός της περιγεγραμμένης σφαίρας σε σχέση με μια νηματοειδή κεραία. Ένα άλλο μέρος του κέρδους οφείλεται στα ρεύματα που ρέουν στην εξωτερική επιφάνεια του συνδετήρα SMA, τα οποία αυξάνουν τεχνητά το ηλεκτρικό μέγεθος του συνολικού ακτινοβολητή.

Ξεκινώντας από την αρχική (αφόρτιστη) στοιχειοκεραία, τα αποτελέσματα του Σχήματος 4.30α' αποκαλύπτουν τη σταδιακή μείωση της ολικής αποδοτικότητας καθώς τα στοιχεία διατάσσονται κοντύτερα μεταξύ τους:  $\Delta d < 0$ . Το μέγεθος που υπολογίστηκε είναι η συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας του ενεργού στοιχείου (*active element efficiency*): τα αποτελέσματα προέκυψαν διεγείροντας το ένα στοιχείο και τερματίζοντας το άλλο στα 50 Ω [159]. Σε μια τέτοια διάταξη, η ολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας υπολογίζεται από τη σχέση

$$n_{\text{total}} = n_{\text{rad}} (1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2). \quad (4.12)$$

Η (4.12) προκύπτει με εφαρμογή της διατήρησης της ενέργειας στο δίθυρο. Τα Σχήματα 4.5 και 4.8 δείχνουν ότι η μεταβολή της απόστασης των στοιχείων προκαλεί  $\partial|S_{21}(j\omega, d)|/\partial d < 0$ , οπότε η (4.12) προβλέπει το αποτέλεσμα του Σχήματος 4.30α':  $\partial n_{\text{total}}(j\omega, d)/\partial d > 0$ . Όταν τα στοιχεία τοποθετήθηκαν σε απόσταση  $d_{\max} = \lambda/4$ , η αμοιβαία σύζευξη ήταν σε υποφερτά επίπεδα, και έτσι η αποδοτικότητα ακτινοβολίας διατηρήθηκε πάνω από το 70%. Όταν η απόσταση μειώθηκε στο  $d_{\min} = \lambda/8$ , η εντός ζώνης αποδοτικότητα έπεσε κάτω από το 60%, και σε μερικές συχνότητες έφτασε μέχρι το 45%. Τέτοια απώλεια σε αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι εξαιρετικά προβληματική για έναν κόμβο-αισθητήρα, και ακυρώνει την προσπάθεια βελτίωσης της ενεργειακής αποδοτικότητας του δικτύου μέσα από την εφαρμογή τεχνικών διαφορισιμότητας.



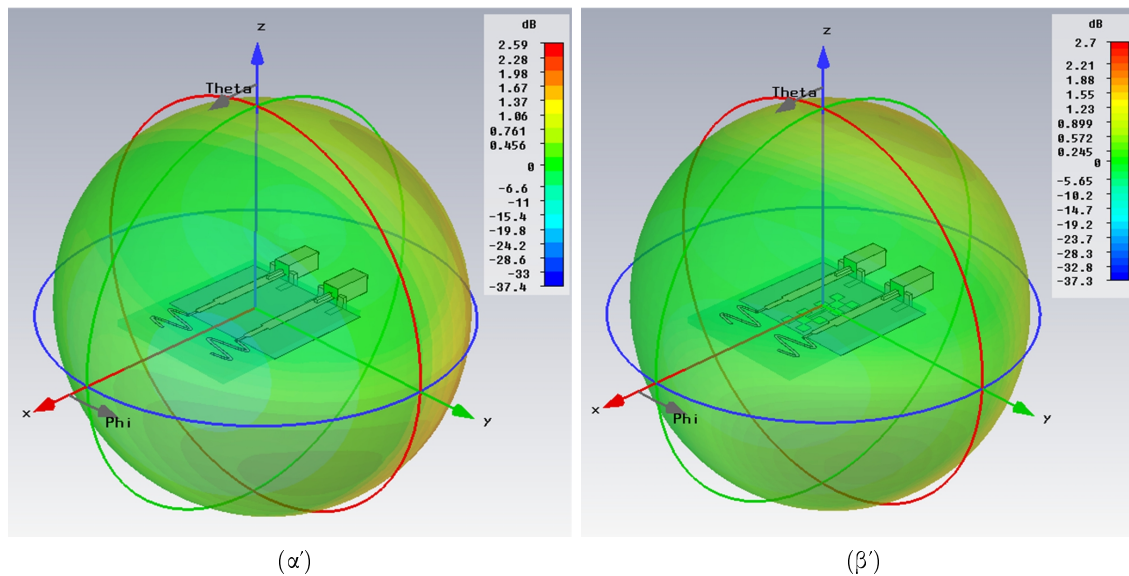


**Σχήμα 4.30:** Μεταβολή της ευρυζωνικής ολικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας: (α') Αρχική στοιχειοκεραία στο εύρος συχνοτήτων 2.0–3.0 GHz, (β') στοιχειοκεραία φορτισμένη με κύτταρο DGS στο εύρος συχνοτήτων 2.0–3.2 GHz.

Το Σχήμα 4.31α' απεικονίζει το ένα από τα δύο διαγράμματα ενεργού στοιχείου (*active element pattern*) της στοιχειοκεραίας [159, 242] (βλ. επίσης [17], §3.6, σελ. 121–128). Συγκρίνοντας το διάγραμμα αυτό με το αντίστοιχο του Σχήματος 4.29 παρατηρούμε ότι η στερεά γωνία που περιέχει τα μέγιστα κέρδη έχει περιστραφεί σε νέα κατεύθυνση. Η στροφή οφείλεται στην παρασιτική δράση του τερματισμένου στοιχείου και στη μετατόπιση του ενεργού στοιχείου από τον άξονα συμμετρίας του επιπέδου γείωσης. Διατηρήθηκε η ικανοποιητική λήψη/εκπομπή από/προς όλες τις κατευθύνσεις ( $\theta, \phi$ ) του χώρου. Τα δύο στοιχεία είναι τοποθετημένα πολύ κοντά για να παράγουν αυξημένη κατευθυντικότητα προς κάποια κατεύθυνση ( $d = 15 \text{ mm} = \lambda/8$ ), και ταυτόχρονα πολύ μακριά για να εμφανίσουν υπερ-κατευθυντικότητα.

Εισάγοντας τη συντονιζόμενη ατέλεια μεταξύ των δύο στοιχείων, η ενεργειακή αποδοτικότητα βελτιώνεται εμφανώς. Αυτό αποδεικνύεται από τις καμπύλες αποδοτικότητας στο Σχήμα 4.30β'. Σε κάθε απόσταση  $d$ , και εντός της ζώνης ενδιαφέροντος, η αποδοτικότητα ανακτήθηκε σε μεγάλο βαθμό. Η ατέλεια παρέχει  $n_{\text{total}} > 60\%$  ακόμα και για απόσταση  $d_{\text{min}} = \lambda/10$ . Ένα ακόμη σημαντικό στοιχείο είναι ότι η ατέλεια μπορεί να σχεδιαστεί ώστε να ταιριάζει με τις απαιτήσεις του συστήματος. Με απλή μεταβολή των διαστάσεων του κυττάρου DGS μεταβάλλεται η συχνότητα συντονισμού και το εύρος ζώνης του διάκενου, και συνεπώς η αποδοτικότητα ακτινοβολίας μπορεί να βελτιωθεί σε οποιαδήποτε επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων.

Τέλος, ένα ακόμη ανοικτό ζήτημα είναι η πιθανή παραμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας από την εισαγωγή του αποσυζεύκτη DGS: η ατέλεια δρα ελαφρώς ως κυματοπαγίδα και ακτινοβολεί. Όμως, όπως φανερώνει το Σχήμα 4.31β', η ατέλεια της γείωσης είναι μη αποδοτική 'σχισμοκεραία' και πρακτικά δεν επηρεάζει το διάγραμμα ενεργού στοιχείου, το οποίο εμφανίζει ελάχιστες διαφορές σε σχέση με την αρχική στοιχειοκεραία. Η κατεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας έχει στραφεί ελάχιστα προς τον άξονα  $\theta = 0$  ( $z'$ ), ενώ η μέγιστη τιμή κέρδους αυξήθηκε κατά  $\Delta G_{\text{max}} = +0.1 \text{ dB}$ .



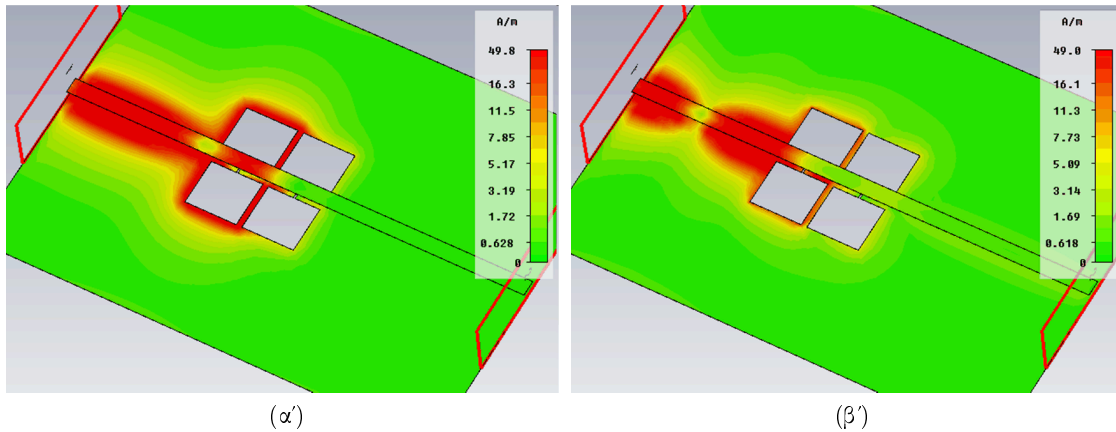
**Σχήμα 4.31:** Διαφανές τριδιάστατο διάγραμμα ενεργού στοιχείου ενσωματωμένο γύρω από το μοντέλο του μικρο-αισθητήρα. Το διάγραμμα υπολογίστηκε στη συχνότητα των 2.5 GHz και προέκυψε με διέγερση του δεξιού στοιχείου και τερματισμό του αριστερού στα 50 Ω. (α') Αρχική στοιχειοκεραία, (β') Φορτισμένη με κύτταρο DGS ('ατελής') στοιχειοκεραία.

## 4.5 Επέκταση της Μεθόδου ΑΕΓ σε 1-D οιονεί Περιοδικές Δομές

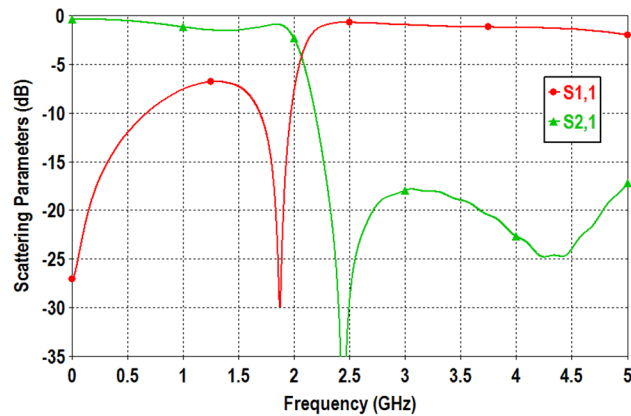
Αν και με τους αποσυζεύκτες τροποποιημένου επιπέδου γείωσης είναι σημαντικό να διατηρείται το κατειλημμένο εμβαδόν στο ελάχιστο απαραίτητο, η αντιστοίχιση του εύρους της ζώνης φραγής της ατέλειας με το λειτουργικό εύρος ζώνης των κεραιοστοιχείων είναι μια σχεδιαστική επιλογή που αξίζει να διερευνηθεί περαιτέρω. Με τοποθέτηση δύο (συζευγμένων) ατελειών εν σειρά προκύπτει μια οιονεί περιοδική, μονοδιάστατη δομή DGS η οποία χαρακτηρίζεται από συνάρτηση μεταφοράς διπλάσιου βαθμού. Η σύνθετη ατέλεια καταλαμβάνει ελαφρώς μεγαλύτερο εμβαδόν, αλλά θα δειχθεί στη συνέχεια ότι παράγει σημαντικά ευρύτερη ζώνη φραγής.

Ένα παράδειγμα οιονεί περιοδικής διάταξης ατελειών σχήματος αλτήρα απεικονίζεται στο εικονικό πρωτότυπο του Σχήματος 4.32. Οι διαστάσεις του περιγράμματος είναι  $19 \text{ mm} \times 19 \text{ mm} = 0.158\lambda \times 0.158\lambda @ 2.5 \text{ GHz}$ . Τα τέσσερα μεγάλα ανοίγματα συνδέονται ανά δύο με εγκοπές πλάτους 0.3 mm. Οι ατέλειες έχουν αποχαλωθεί έτσι ώστε να υπάρχει νησίδα πλάτους 1 mm ανάμεσά τους. Αυτή η απόσταση μπορεί να μειωθεί μέχρι το 0.5 mm ώστε να ελαττωθεί το συνολικό εμβαδόν. Οι αριθμητικές ηλεκτρικές επιδόσεις του σύνθετου κυττάρου DGS απεικονίζονται στο Σχήμα 4.33, όπου μια ευρεία ζώνη αποκοπής σχηματίζεται για συχνότητες  $f > 2.2 \text{ GHz}$ . Με όρους κυματοδότησης, η σύνθετη ατέλεια δρα ως ανακλαστικό φορτίο και σχηματίζει στάσιμα κύματα στο πρώτο μισό του μήκους του PCB. Δεν δρα ούτε σε αυτήν την περίπτωση σαν σχισμοκεραία: οι τιμές του  $|S_{21}|$  είναι χαμηλές μόνο σε περιοχές όπου οι τιμές του  $|S_{11}|$  είναι υψηλές. Οι συντονισμοί στη ζώνη φραγής είναι 'ρηχοί' και το σύνθετο ζωνοφρακτικό φίλτρο χαρακτηρίζεται από χαμηλό συντελεστή





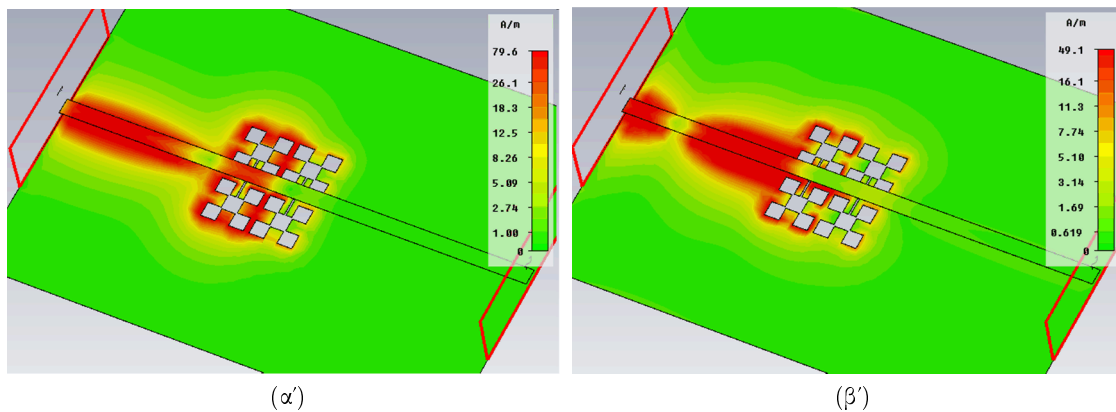
**Σχήμα 4.32:** Διπλή ατέλεια σχήματος αλτήρα δρα επί του κύματος που πυροδοτεί ο πάνω αριστερά συνδετήρας SMA. Διακρίνονται μόνο τα αγωγία μέρη του PCB. Η ρευματική κατανομή απεικονίζει τη μέγιστη ένταση σε κάθε σημείο, κάτι που είναι φυσικώς αδύνατο λόγω της ολίσθησης φάσης. Η εικονιζόμενη SCD έχει υπολογιστεί σε συχνότητες όπου το διπλό DGS είναι έντονα ανακλαστικό: (α) 2.45 GHz, (β) 4.25 GHz.



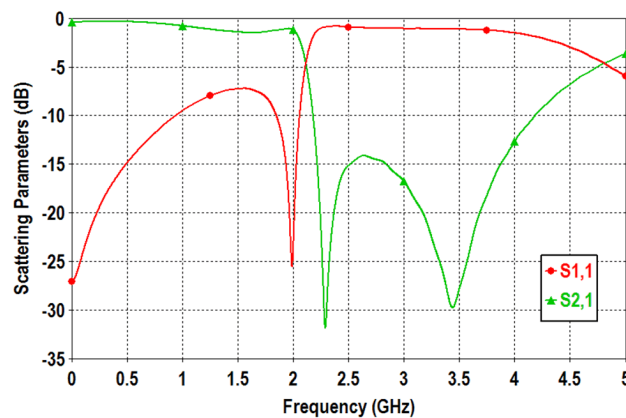
**Σχήμα 4.33:** Παράμετροι σκέδασης του κυκλώματος της μικροταινίας στο Σχήμα 4.32.

ποιότητας,  $Q$ . Αυτό κάθε άλλο παρά μειονέκτημα είναι: 15–20 dB αποκοπής είναι υπεραρκετά για την καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης, ενώ παράλληλα ο χαμηλός συντελεστής  $Q$  του συντονιστή παράγει ζώνη φραγής αρκετά ευρεία ώστε να καλύπτει το εύρος ζώνης των τυπωμένων κεραιοστοιχείων.

Ο διπλός αποσυσζεύκτης μοντελοποιήθηκε επίσης σε προ-φράκταλ σχήμα, το οποίο αυξάνει τη διαδρομή του ρεύματος και άρα τη συνολική κατανεμημένη αυτεπαγωγή. Η νέα διάταξη απεικονίζεται στο Σχήμα 4.34. Οι διαστάσεις του περιγράμματος είναι  $15.6 \text{ mm} \times 17.3 \text{ mm} = 0.130\lambda \times 0.144\lambda$  @ 2.5 GHz. Τα τέσσερα μεγάλα ανοίγματα συνδέονται ανά δύο με εγχοπές πλάτους 0.3 mm. Οι ατέλειες έχουν αποχαλωθεί έτσι ώστε να υπάρχει νησίδα πλάτους 1 mm ανάμεσά τους. Οι αριθμητικές ηλεκτρικές επιδόσεις του σύνθετου προ-φράκταλ κυττάρου DGS απεικονίζονται στο Σχήμα 4.35, όπου μια ζώνη αποκοπής των -10 dB σχηματίζεται στο εύρος συχνοτήτων 2.2–4.2 GHz με κλασματικό εύρος ζώνης ίσο με  $\text{FBW}_{10\text{dB}} = 62.5\%$ .



Σχήμα 4.34: Διπλή ατέλεια σχήματος αλτήρα δρα επί του κύματος που πυροδοτεί ο πάνω αριστερά συνδετήρας SMA. Η εικονιζόμενη SCD έχει υπολογιστεί σε συχνότητες όπου το διπλό DGS είναι έντονα ανακλαστικό: (α') 2.29 GHz, (β') 3.44 GHz.



Σχήμα 4.35: Παράμετροι σκέδασης του κυκλώματος της μικροταινίας στο Σχήμα 4.34.

## 4.6 Συμπεράσματα Κεφαλαίου

Η ενεργειακή αποδοτικότητα είναι σημαντικό πρόβλημα στα δίκτυα αισθητήρων και ταυτόχρονα ένα σημαντικό κριτήριο που τα διαχωρίζει από τα υπόλοιπα *ad hoc* δίκτυα. Ο στόχος της σχεδίασης συστημάτων και δικτύων WSN είναι η μεγιστοποίηση της λειτουργικής ζωής του δικτύου, δηλαδή η διατήρηση ενός αποδεκτού επιπέδου συνδεσιμότητας για το μέγιστο δυνατό χρονικό διάστημα. Τα κεραιοσυστήματα των μικρο-αισθητήρων πρέπει να σχεδιάζονται στην ίδια κατεύθυνση. Τα υποσυστήματα ασύρματης επικοινωνίας τείνουν να κυριαρχούν στον προϋπολογισμό ισχύος του συστήματος [67]. Η κεραία είναι η 'αιχμή του δόρατος' του RF front-end: πραγματοποιεί αναλογική επεξεργασία οποιουδήποτε σήματος εισέρχεται ή εξέρχεται από το σύστημα. Επομένως, τα κεραιοσυστήματα των κόμβων-αισθητήρων πρέπει να σχεδιάζονται έχοντας την ενεργειακή αποδοτικότητα σε πρώτη προτεραιότητα.

Τα ημιτονοειδή μονόπολα είναι συμπαγή στοιχεία που λειτουργούν ικανοποιητικά με συμπαγείς γειώσεις: ο συνδυασμός αυτός παρέχει τη δυνατότητα υλοποίησης τυπωμένων συμπαγών στοιχειοκεραίων. Η σχεδίαση των ημιτονοειδών κεραίων, η μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης και η ανάπτυξη στοιχειοκεραίων υποστηρίχθηκαν από μετρήσεις σε πρώτο-

τυπες κεραιοδιατάξεις. Η ανακριβής μοντελοποίηση των ιδιοτήτων του υποστρώματος FR-4 οδήγησε σε πειραματικές δοκιμές επί κεραιών με 7% χαμηλότερη επιτρεπτότητα διηλεκτρικού υλικού. Ακόμα και με αυτήν την απόκλιση στη διηλεκτρική φόρτιση, οι μετρηθείσες κεραιές αποδείχτηκαν ευρυζωνικές παρ' όλο το μικρό μέγεθός τους. Ακόμα και στην υπάρχουσα μορφή τους, οι ημιτονοειδείς κεραιές παρέχουν τη δυνατότητα ανταλλαγής του επιπλέον εύρους ζώνης για περαιτέρω σμίκρυνση.

Η τεχνολογία ολοκληρωμένων κυκλωμάτων CMOS VLSI αναμένεται σύντομα να ωριμάσει μέχρι το σημείο όπου θα καταστούν δυνατές εφαρμογές διαφορισιμότητας και MIMO σε μικροσκοπικούς κόμβους δικτύων αισθητήρων. Η τεχνολογία κεραιών μπορεί να συμβαδίσει με αυτήν την τάση και να δημιουργήσει αποδοτικές συμπαγείς στοιχειοκεραίες, αρκεί να γίνεται σωστή εκμετάλλευση της επιφάνειας και των διαστάσεων του PCB. Σε κάθε περίπτωση, οι πομποδέκτες των μικρο-αισθητήρων αντιμετωπίζουν δύσκολες συνθήκες διάδοσης, με αποτέλεσμα να αποδεικνύονται πολύ χρήσιμες αρχιτεκτονικές που είναι ανθεκτικές στις διαλείψεις [67]. Για το σκοπό αυτό, η εισαγωγή μιας ατέλειας—ενός μονήρους κυττάρου DGS—στο επίπεδο γείωσης μιας γενικευμένης τυπωμένης στοιχειοκεραίας δύο στοιχείων οδήγησε σε καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης εντός της ζώνης ενδιαφέροντος και σχημάτισε ένα ζωνοδιάκενο στη συσχέτιση σημάτων. Η προτεινόμενη τεχνική αποσύζευξης χαρακτηρίζεται από χαμηλή πολυπλοκότητα και χαμηλό κόστος, μιας και είναι απόλυτα συμβατή με την τεχνολογία εκτύπωσης PCB. Παρέχει καταπίεση της σύζευξης της τάξης των 15–20 dB και πρακτικά μηδενίζει τη συσχέτιση περιβάλλουσας εντός ζώνης. Το άνοιγμα που δημιουργείται στη γείωση είναι πολύ μικρό ώστε να δράσει σαν σχισμοκεραία, οπότε αποφεύχθηκε οποιαδήποτε αξιόλογη παραμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας ενεργού στοιχείου.

## Σχετικές Δημοσιεύσεις

Στα πλαίσια της συγκεκριμένης ερευνητικής δραστηριότητας δημοσιεύθηκαν οι επιστημονικές εργασίες [Π03], [Μ01], [Μ02] και [Σ15]–[Σ19] (βλ. σχετικά σελ. 381). Η τεχνική αποσύζευξης παρουσιάστηκε στην ευρωπαϊκή ερευνητική δράση COST 2100 που αφορούσε σε συστήματα ασύρματων επίγειων κινητών προσωπικών επικοινωνιών. Ειδικότερα, υπήρξε συμμετοχή στην Ομάδα Εργασίας WG2.2, η οποία μελέτησε τη σχεδίαση και το χαρακτηρισμό συμπαγών στοιχειοκεραιών για συστήματα MIMO.



## Κεφάλαιο 5

# Κυκλικά Πολωμένη, Ηλεκτρικά Μικρή, Μικροταινιακή Κεραία για Δορυφόρο CubeSat

Το παρόν Κεφάλαιο περιγράφει την σχεδίαση και προσομοίωση μιας επίπεδης, τυπωμένης κεραίας, η οποία προορίζεται για ένα διαφορετικό είδος συμπαγούς ‘κινητού τερματικού’: έναν μικροσκοπικό δορυφόρο τύπου CubeSat. Η κεραία λειτουργεί στην κεντρική συχνότητα  $f_0 = 436.5$  MHz, και χαρακτηρίζεται από το μικρό ηλεκτρικό μέγεθός της και την ενσωματωμένη δυνατότητα διπλής τροφοδοσίας για την παραγωγή κυκλικής πόλωσης. Περιγράφεται λεπτομερώς η σχεδίαση του κυκλώματος τροφοδοσίας και η διαδικασία σμίκρυνσης της κεραίας. Επιπλέον, παρουσιάζονται γραφήματα με τα πιο σημαντικά αποτελέσματα για την ηλεκτρική συμπεριφορά των προτεινόμενων μικροκυματικών δομών. Τέλος, πριν την εκκίνηση της σχεδίασης παρουσιάζεται η πιο εξαντλητική βιβλιογραφική ανασκόπηση που έχει πραγματοποιηθεί μέχρι σήμερα γύρω από τις κεραίες των μικροσκοπικών δορυφόρων.

### 5.1 Εισαγωγή στο Διαστημικό Πρόγραμμα CubeSat

Ο CubeSat είναι ένας τύπος μικροσκοπικού δορυφόρου που χρησιμοποιείται κυρίως από Πανεπιστήμια για διαστημική εξερεύνηση και έρευνα, τοποθετούμενος συνήθως σε τροχιές χαμηλού ύψους (για παράδειγμα, ηλιοσύγχρονες). Το πρωτόκολλο σχεδίασης προδιαγράφει μέγιστες εξωτερικές διαστάσεις  $10 \times 10 \times 10$  cm<sup>3</sup>, δηλαδή ένας CubeSat καταλαμβάνει όγκο ακριβώς ίσο με 1 λίτρο [243]. Το βάρος του δεν πρέπει να υπερβαίνει το 1 kg, ενώ τα ηλεκτρονικά εξαρτήματά του είναι όλα εμπορικά διαθέσιμα (*commercial off-the-shelf*, COTS). Αρκετές εταιρείες έχουν επίσης αναπτύξει CubeSats, συμπεριλαμβανομένης και της Boeing, η οποία ειδικεύεται στην ανάπτυξη μεγάλων δορυφόρων. Παρ’ όλα αυτά, η πλειοψηφία των αποστολών προέρχεται από τον ακαδημαϊκό χώρο, έχοντας ένα μοιρασμένο ιστορικό επιτυχημένων και αποτυχημένων εκτοξεύσεων [244].

Οι μικροσκοπικοί δορυφόροι είναι τεχνητά σώματα σε τροχιά γύρω από τη Γη, τα οποία έχουν ασυνήθιστα μικρό βάρος και μέγεθος (< 500 kg). Αν και όλοι αυτοί οι δορυφόροι θα

μπορούσαν απλά να αποκαλούνται ‘μικροί δορυφόροι’ (*small satellites*), εντούτοις διαφορετικές κατηγορίες χρησιμοποιούνται για την κατάταξή τους ανάλογα με το βάρος τους [245]:

1. Mini-satellite (100–500 kg)
2. Micro-satellite (10–100 kg)
3. Nano-satellite (1–10 kg)
4. Pico-satellite (0.1–1 kg)
5. Femto-satellite (0.01–0.1 kg)

Οι CubeSats ανήκουν στην κατηγορία των λεγόμενων pico-δορυφόρων. Το μέγιστο βάρος ενός CubeSat βρίσκεται στο όριο μεταξύ pico- και nano-δορυφόρων. Η κύρια αιτία σμίκρυνσης ενός δορυφόρου είναι η μείωση του κόστους ανάπτυξης και τοποθέτησης σε τροχιά: οι μεγάλοι δορυφόροι (> 500 kg) χρειάζονται μεγαλύτερους πυραύλους, οι οποίοι με τη σειρά τους απαιτούν μεγαλύτερα κόστη χρηματοδότησης. Μικρότεροι και ελαφρύτεροι δορυφόροι εκτοξεύονται με μικρότερους και φθηνότερους πυραύλους, και είναι επίσης κατάλληλοι για πολλαπλές εκτοξεύσεις. Μπορούν επίσης να τεθούν σε τροχιά εκμεταλλευόμενοι την πλεονάζουσα χωρητικότητα μεγάλων πυραύλων (“*piggyback*” *launch*) [246].

Από τους μικροσκοπικούς δορυφόρους δε λείπουν οι τεχνικές προκλήσεις: συνήθως απαιτούνται καινοτόμα συστήματα προώθησης, ελέγχου γωνίας και επικοινωνιών. Για παράδειγμα, οι micro-/nano-δορυφόροι πρέπει να χρησιμοποιούν ηλεκτρική προώθηση, συμπιεσμένα αέρια, πτητικά υγρά όπως το υγρό βουτάνιο και το υγρό διοξείδιο του άνθρακα, και άλλα σύγχρονα συστήματα προώθησης τα οποία να είναι απλά, φθηνά και κλιμακούμενα. Οι μικροσκοπικοί δορυφόροι χρησιμοποιούν συστήματα ραδιο-επικοινωνίας στις ζώνες συχνοτήτων VHF, UHF, L-, S-, C- και X-band. Τα συστήματα αυτά πρέπει να είναι πολύ μικρότερα σε μέγεθος από αυτά που χρησιμοποιούνται σε συμβατικούς δορυφόρους, λόγω του περιορισμένου χώρου. Επιπλέον, οι μικροσκοπικοί δορυφόροι συνήθως δεν έχουν την απαραίτητη τροφοδοσία ισχύος, αλλά ούτε και το απαιτούμενο μέγεθος, ώστε να φέρουν τους συμβατικούς ογκώδεις ραδιο-αναμεταδότες (*transponders*). Διάφορες μικροσκοπικές, καινοτόμες λύσεις επικοινωνίας έχουν προταθεί για τους pico-δορυφόρους, όπως είναι οι πομποδέκτες laser, οι στοιχειοκεραίες, και η αναμετάδοση δεδομένων από δορυφόρο σε δορυφόρο. Τα ηλεκτρονικά συστήματα πρέπει να έχουν δοκιμαστεί σε ακραίες συνθήκες, ώστε να μπορούν να λειτουργήσουν στο ιδιαίτερα απαιτητικό περιβάλλον του Διαστήματος (κενό, μικρο-βαρύτητα, θερμικά ακρότατα, έκθεση σε ιοντίζουσα ακτινοβολία) [246].

Το πρόγραμμα CubeSat αναπτύχθηκε μέσα από κοινές προσπάθειες ερευνητικών ομάδων από το California Polytechnic State University (Cal Poly) και το Stanford University, οι οποίες άρχισαν το 1999. Η ιδέα παρουσιάστηκε στην ακαδημαϊκή κοινότητα ως μία ευκαιρία για τα Πανεπιστήμια που θα επιθυμούσαν να εισέλθουν στον χώρο της διαστημικής επιστήμης και εξερεύνησης. Ένας μεγάλος αριθμός Πανεπιστημίων, μαζί με ορισμένες εταιρείες και οργανισμούς, συμμετέχει ενεργά στο πρόγραμμα CubeSat: εκτιμάται ότι 40–50 Πανεπιστήμια ανέπτυσαν δορυφόρους τύπου CubeSat το 2004. Έχοντας μικρό μέγεθος και βάρος, ένας

CubeSat μπορεί να κατασκευαστεί και να τεθεί σε τροχιά με συνολικό κόστος κατασκευής και εκτόξευσης στην περιοχή US\$65 000–80 000 (με αξίες έτους 2004). Το πρότυπο μέγεθος  $10 \times 10 \times 10 \text{ cm}^3$  αποκαλείται συχνά “1U” CubeSat, το οποίο καταδεικνύει τον μοναδιαίο δορυφόρο (*one unit*). Τα μεγέθη των CubeSats κλιμακώνονται περίπου ανά μία μονάδα ή περισσότερο. Τα τέσσερα βασικά μεγέθη είναι 0.5U, 1U, 2U και 3U. Το αριθμητικό πρόθεμα αντιστοιχεί στο μήκος του δορυφόρου σε decimetre. Το πλάτος και το βάθος είναι πάντα ίσα με 10 cm, ή 1 dm. Δορυφόροι μεγέθους “2U” ( $20 \times 10 \times 10 \text{ cm}^3$ ) και “3U” ( $30 \times 10 \times 10 \text{ cm}^3$ ) έχουν εκτοξευθεί με επιτυχία στο παρελθόν. Αφού οι εγχάρσιες διαστάσεις όλων των CubeSats είναι  $10 \times 10 \text{ cm}^2$ , ανεξαρτήτως μήκους, οι δορυφόροι αυτοί μπορούν όλοι να τεθούν σε τροχιά μέσω ενός κοινού συστήματος τροχιακής εναπόθεσης. Πράγματι, οι CubeSats συνήθως τίθενται σε τροχιά από ένα μηχανισμό που ονομάζεται Poly-PicoSatellite Orbital Deployer (P-POD), κατασκευής Cal Poly. Το χαμηλό κόστος σε σύγκριση με τις αποστολές άλλων δορυφόρων έχει καταστήσει τον CubeSat μια ανεξάρτητη, βιώσιμη λύση για πολλά Πανεπιστήμια που θέλησαν να θέσουν ένα ‘ωφέλιμο φορτίο’ σε τροχιά. Οι περισσότεροι CubeSats φέρουν ένα έως δύο επιστημονικά όργανα ως κύριο ωφέλιμο φορτίο (*payload*) [244]. Μόνο λίγοι από αυτούς έχουν όμως σύστημα προώθησης, ώστε να μπορούν να διορθώσουν την τροχιά τους ή ακόμα και τη γωνία τους ως προς την επιφάνεια της Γης (τη λεγόμενη ‘στάση πτήσης’ ή *attitude*). Ένα τέτοιο παράδειγμα ήταν ο δορυφόρος του Πανεπιστημίου του Illinois, ο οποίος έφερε πάνω του μια ομάδα από μικρούς προωθητές ιόντων.

Οι CubeSats καθιστούν ικανό ένα πλήθος από ερευνητικές δυνατότητες και εφαρμογές. Μια από τις κυριότερες ερευνητικές περιοχές είναι η αεροδιαστημική τηλεανίχνευση της Γης (*Earth remote sensing*), η οποία εστιάζει στην πρόβλεψη σεισμών μέσω της καταγραφής μαγνητικών πεδίων, στον εντοπισμό κοσμικής σκόνης και στη διερεύνηση της πιθανότητας εμφάνισης ριπών ακτινοβολίας-Γ κατά τη διάρκεια των κεραυνών. Ένας δεύτερος, και μάλλον ακριβός, τομέας έρευνας είναι η βιολογία. Για παράδειγμα, η αποστολή GeneSat-1 της NASA ήταν υπερβολικά κοστοβόρα για τα δεδομένα του προγράμματος CubeSat: η συνολική δαπάνη για τον δορυφόρο και τα πειράματά του έφτασε στα US \$6 000 000 προτού ο GeneSat εκτοξευθεί επιβαίνοντας σε πύραυλο τύπου Minotaur. Η αποστολή αφορούσε στην ανάπτυξη μεθόδων για τη μελέτη γενετικών μεταβολών που συμβαίνουν σε βακτήρια τα οποία εκτίθενται στο περιβάλλον του Διαστήματος [244]. Οι σύγχρονοι μικροσκοπικοί δορυφόροι έχουν αποδειχθεί χρήσιμοι και για άλλες εφαρμογές, όπως είναι οι τηλεπικοινωνίες, η επιστήμη του Διαστήματος, η αντιμετώπιση και διαχείριση φυσικών καταστροφών (πλημμύρες, σεισμοί, πυρκαγιές, κλπ), η επαλήθευση καλής λειτουργίας συστημάτων σε τροχιά, οι στρατιωτικές εφαρμογές και η εκπαίδευση [245, 247].

Οι αποστολές των δορυφόρων CubeSat ξεκίνησαν το έτος 2003. Εκείνη τη χρονιά τέθηκαν σε τροχιά 5 πανεπιστημιακοί δορυφόροι και 1 εμπορικός. Το 2005 εκτοξεύθηκαν 3 ακόμη δορυφόροι κατασκευασμένοι από Πανεπιστήμια. Μεταξύ 2007 και 2010, συνολικά 17 δορυφόροι τοποθετήθηκαν επιτυχώς σε τροχιά. Το 2006 ξεκίνησε με την εκτόξευση του δορυφόρου CUTE-1.7 από το Ινστιτούτο Τεχνολογίας του Tokyo τον Φεβρουάριο, αλλά τον Ιούλιο συνέβη η μεγαλύτερη καταστροφή στη σύντομη ιστορία των CubeSats: με ωφέλιμο φορτίο 14 δορυφόρους από 11 Πανεπιστήμια και μία εταιρεία, ένας πύραυλος τύπου DNEPR-1

απογειώθηκε από το Κοσμοδρόμιο Baikonur στο Καζακιστάν. Μέχρι και σήμερα, αυτή παραμένει η μεγαλύτερη αποστολή μικρών δορυφόρων που έχει επιχειρηθεί ποτέ. Η εκτόξευση απέτυχε και ο πύραυλος συνετρίβη και καταστράφηκε, παρασύροντας στην ίδια μοίρα τους 14 pico-δορυφόρους και άλλους 4 μεγαλύτερους δορυφόρους που επέβαιναν στο ίδιο όχημα εκτόξευσης. Η εκτόξευση αστόχησε όταν η μηχανή που επωμιζόταν το πρώτο στάδιο της ανόδου σταμάτησε να λειτουργεί πρόωρα. Η απώλεια προώθησης σημειώθηκε 74 sec μετά την απογείωση [244]. Μια εκτεταμένη, αν και όχι ολοκληρωμένη, λίστα με τις αποστολές CubeSat υπάρχει στην [248]. Από τις 52 αποστολές που καταγράφονται, οι 24 είναι επιτυχείς και λειτουργικές. Μία αποστολή ήταν επιτυχής, αλλά ο δορυφόρος αργότερα αδρανοποιήθηκε. Η κατάσταση 4 άλλων δορυφόρων είναι άγνωστη. Οι αποστολές που χαρακτηρίζονται ως ‘ανεπιτυχείς’ είναι συνολικά 23. Από αυτές, οι 17 απέτυχαν κατά την απογείωση. Οι υπόλοιπες 6 τέθηκαν επιτυχώς σε τροχιά, αλλά δυσλειτουργίες στα ηλεκτρονικά συστήματα δεν επέτρεψαν στους δορυφόρους να λειτουργήσουν.

Από το 2001 υπάρχει ένας αυξανόμενος αριθμός Ευρωπαϊκών Πανεπιστημίων που κατασκευάζουν και συνεισφέρουν pico-δορυφόρους στο πρόγραμμα CubeSat. Συγκεκριμένα, οι προσπάθειες ερευνητικών ομάδων από τη Δανία, τη Γερμανία και το Ηνωμένο Βασίλειο έχουν δώσει σημαντική ώθηση στην ανάπτυξη της τεχνολογίας CubeSat.

## 5.2 Ερευνητικό Αντικείμενο

Οι σύγχρονοι μικροσκοπικοί δορυφόροι χρειάζονται κεραίες προκειμένου να υλοποιήσουν τέσσερις θεμελιώδεις λειτουργίες, και οι CubeSats δε θα μπορούσαν να αποτελούν εξαίρεση σε αυτόν τον κανόνα. Οι λειτουργίες αυτές είναι:

1. Σύστημα τηλεμετρίας, ιχνηλάτησης και ελέγχου (*telemetry, tracking and command* ή απλά TTC<sup>1</sup>), το οποίο περιλαμβάνει προς τα άνω και προς τα κάτω ζεύξεις σε διαφορετικές συχνότητες
2. Προς τα κάτω ζεύξη υψηλού ρυθμού μετάδοσης για τα δεδομένα του ωφέλιμου φορτίου
3. Λήψη σημάτων GPS/GNSS
4. Απευθείας ζεύξεις μεταξύ δορυφόρων (*inter-satellite cross-links*)

Αυτές οι λειτουργίες συχνά απαιτούν διαφορετικές κεραίες. Οι βασικές διατάξεις ακτινοβολητών που χρησιμοποιούνται είναι ελικοειδείς κεραίες, μονοπολικές κεραίες, κεραίες μικροταινιακού καλύμματος<sup>2</sup> και δοχεία διεγείρομενα από μικροταινιακά καλύμματα. Η επιλογή εξαρτάται από την περιοχή συχνοτήτων, τις απαιτήσεις κάλυψης επιφανείας και την εκάστοτε εφαρμογή [245, 247].

Πριν αναφερθούν οι στόχοι του Κεφαλαίου, θα πρέπει να αναφερθούν τα προβλήματα που υπάρχουν στην εκχώρηση συχνοτήτων. Όπως αναφέρθηκε στην §5.1, οι δορυφόροι CubeSat

<sup>1</sup>Συχνά η συντομογραφία αποδίδεται ως “TT&C”.

<sup>2</sup>Έτσι αποδίδεται στα Ελληνικά ο αγγλικός όρος microstrip “patch” antenna. Στο εξής, για λόγους συντομίας, θα χρησιμοποιείται αντ’ αυτού ο όρος ‘μικροταινιακή κεραία’.

## Κεφάλαιο 5. Κυκλικά Πολωμένη Ηλεκτρικά Μικρή Κεραία CubeSat

αναπτύσσονται κυρίως από Πανεπιστήμια και προορίζονται για χρήση σε ερευνητικούς και εκπαιδευτικούς σκοπούς. Συνεπώς, υπάρχει ένα ζήτημα με τις συχνότητες τις οποίες μπορούν να χρησιμοποιήσουν, αφού δεν θα μπορούσαν να καταλάβουν εμπορικό φάσμα. Στην Ευρώπη έχουν εκχωρηθεί συγκεκριμένες συχνότητες για σκοπούς ερασιτεχνικών δορυφορικών επικοινωνιών (*amateur satellite communications*). Οι συχνότητες αυτές βρίσκονται στις ζώνες 434.8–438, 1260–1270 και 2400–2450 MHz. Στις ΗΠΑ δεν υπάρχει πρόβλεψη για αντίστοιχη ερασιτεχνική μπάντα, αλλά υπάρχουν οι ζώνες συχνοτήτων για διαστημική έρευνα. Πρόκειται για 9 ζώνες κατανομημένες μεταξύ 400–2700 MHz, από τις οποίες προτιμούνται οι ζώνες 2025–2110 και 2200–2290 MHz.

Το παρόν Κεφάλαιο αντιμετωπίζει την κατασκευή nano-/pico-δορυφόρων από την οπτική γωνία του σχεδιαστή κεραιών. Το ερευνητικό αντικείμενο είναι η σχεδίαση μιας επίπεδης κεραίας χαμηλού κόστους για το υποσύστημα TTC ενός 1U CubeSat, η οποία θα λειτουργεί στη ζώνη συχνοτήτων 434.8–438 MHz. Η ζώνη αυτή, γνωστή και ως ζώνη των 70 cm, επιλέγεται συχνά από τους σχεδιαστές δορυφορικών ζεύξεων λόγω των ευνοϊκών συνθηκών διάδοσης των ραδιοσημάτων. Ακτινοβολητής υποστηριζόμενος από κάποιου είδους ανακλαστήρα είναι επιθυμητός, διότι θα επιδείκνυε ένα βαθμό κατευθυντικότητας. Οι προδιαγραφές αυτές μπορούν να ικανοποιηθούν από μικροταινιακές κεραίες. Οι κεραίες αυτού του τύπου κατασκευάζονται με χρήση των τυπικών τεχνικών κατασκευής τυπωμένων κυκλωμάτων (*printed circuit boards*, PCBs). Για την ακρίβεια, μια τυπωμένη κεραία είναι ένα PCB δύο επιπέδων (*2-layer*), οπότε η κατασκευή της κοστίζει σημαντικά λιγότερο από αυτήν ενός συνηθισμένου 4-layer ή 6-layer PCB. Μάλιστα, αν ο σχεδιαστής υλοποιήσει το δίκτυο τροφοδοσίας της κεραίας με τρόπο που να αποφεύγει την ανάγκη για επιμεταλλωμένες οπές (*Vias*), το κόστος γίνεται ακόμη χαμηλότερο.

Οι υποθέσεις που έχουν γίνει για τη σχεδίαση της κεραίας έχουν ως εξής. Θεωρήθηκε ότι ο δορυφόρος είναι ένα κυβικό μεταλλικό chassis με πλευρά 10 cm. Επίσης, έχει υποτεθεί ότι η μία από τις 6 έδρες του είναι εξ ολοκλήρου διαθέσιμη για την τοποθέτηση της κεραίας. Συνεπώς, η επιφάνεια πάνω στην οποία θα τυπωθεί η κεραία είναι ένα τετράγωνο πλευράς 100 mm, το οποίο θα καταληφθεί από το μικροκυματικό υπόστρωμα (*substrate*) πάνω στο οποίο θα γίνει η εκτύπωση της κεραίας. Το μικροταινιακό κάλυμμα θα πρέπει να έχει διαστάσεις μικρότερες από 100 mm. Έχει γίνει ακόμη η υπόθεση ότι το δίκτυο τροφοδοσίας της κεραίας (*feed network*) είτε θα τυπωθεί σε μία από τις άλλες πλευρές του κύβου, είτε θα βρίσκεται στο εσωτερικό του μαζί με το υπόλοιπο payload. Στη δεύτερη περίπτωση, η τροφοδοσία της κεραίας μπορεί να γίνει με ομοαξονικό κυματοδηγό, ο κεντρικός αγωγός του οποίου θα διέρχεται μέσα από το υπόστρωμα και θα βραχυκυκλωθεί με το κάλυμμα. Η τεχνική αυτή, η οποία στη διεθνή βιβλιογραφία ονομάζεται “*protruding coaxial probe*”, δεν πρόκειται να μας απασχολήσει σε αυτήν τη μελέτη. Τέλος, επειδή η εφαρμογή σχετίζεται με *δορυφορικές επικοινωνίες*, θεωρείται απαραίτητο η κεραία να είναι σε θέση να παράγει κυκλική πόλωση. Η πιο στιβαρή τεχνική για να επιτευχθεί αυτό σε μικροταινιακή κεραία είναι η διπλή τροφοδοσία με σήματα ίσης ισχύος και ορθογωνικής φάσης (*phase-quadrature*). Για να είναι εφικτή η παραγωγή κυκλικής πόλωσης, θα πρέπει το γεωμετρικό σχήμα του καλύμματος—το οποίο καθορίζει τη μορφή της ρευματικής κατανομής—να εμφανίζει δύο άξονες συμμετρίας,



κάθετους μεταξύ τους. Σε διαφορετική περίπτωση, η πόλωση θα είναι γραμμική ή ελλειπτική.

Στη συχνότητα  $f_0 = 436.5$  MHz αντιστοιχεί μήκος κύματος  $\lambda_0 = 687.3$  mm. Το μέγεθος μιας τυπωμένης κεραίας θα πρέπει να είναι τουλάχιστον  $\frac{\lambda_g}{2} \times \frac{\lambda_g}{2}$ , όπου  $\lambda_g$  είναι το κυματοδηγούμενο μήκος κύματος (*guided wavelength*) μέσα στην κοιλότητα που σχηματίζει το υπόστρωμα με τα δύο επίπεδα χαλκού. Αν χρησιμοποιούσαμε υπόστρωμα με  $\epsilon_r \approx 1.0$  (π.χ. Arlon FoamClad), που είναι επιθυμητό για μικροταινιακές κεραίες, τότε οι διαστάσεις της κεραίας θα ήταν  $\frac{\lambda_0}{2} \times \frac{\lambda_0}{2} = 343.6 \times 343.6$  mm<sup>2</sup>. Στην περίπτωση αυτή, η κεραία θα είχε 12 φορές μεγαλύτερη επιφάνεια από την έδρα του κυβικού δορυφόρου.

Από αυτές τις εισαγωγικές παρατηρήσεις προκύπτει η ανάγκη χρησιμοποίησης υποστρώματος μεγάλης διηλεκτρικής επιτρεπτότητας, ώστε να επιτευχθεί ένας αρχικός βαθμός σμίχρυνσης της κεραίας. Όπως θα φανεί στις επόμενες ενότητες, η τεχνική αυτή από μόνη της δεν αρκεί. Η μεγάλη διηλεκτρική επιτρεπτότητα θα ελαττώσει σημαντικά το ωφέλιμο εύρος ζώνης. Η παρενέργεια αυτή περιορίστηκε με χρήση υποστρώματος με σχετικά μεγάλο ύψος. Επίσης, για να μην επιδεινωθεί επιπλέον η απόδοση ακτινοβολίας της κεραίας, θα πρέπει το υπόστρωμα να έχει όσο το δυνατόν χαμηλή επαπτομένη απωλειών. Η παράμετρος αυτή αποκλείει τη χρήση ενός φθηνού υποστρώματος όπως είναι π.χ. το FR-4. Οι επιλογές που έχει ο σχεδιαστής είναι υποστρώματα PTFE, ceramic ή alumina.

Το παρόν Κεφάλαιο χρησιμεύει ως ένας συνοπτικός οδηγός σχεδίασης για μια συγκεκριμένη κατηγορία μικροταινιακών κεραίων: τις επαγωγικά φορτισμένες μικροταινιακές κεραίες με περιφερειακές εγχοπές (*inductive-slit-loaded microstrip antennas*). Παρ' όλα αυτά, αρκετά θέματα σχεδίασης, ιδίως οι στρατηγικές ηλεκτρομαγνητικής μοντελοποίησης, είναι εφαρμόσιμα σε οποιοδήποτε τύπο επίπεδης κεραίας. Το υπόλοιπο του Κεφαλαίου διαμορφώνεται ως εξής. Η §5.3 επιχειρεί μια εκτενή ανασκόπηση της υπάρχουσας βιβλιογραφίας που σχετίζεται με υλοποιήσεις κεραίων για μικρούς δορυφόρους. Στην §5.4 παρουσιάζεται ο υβριδικός συζεύκτης που υλοποιεί την διπλή τροφοδοσία με διαφορά φάσης 90°. Η §5.5 παρουσιάζει τα αποτελέσματα από τη σχεδίαση του τυπωμένου ακτινοβολητή, καθώς και τους τρόπους με τους οποίους επιτεύχθηκε η ελάττωση του φυσικού μεγέθους του. Στην §5.6 γίνεται ο σχολιασμός των επιδόσεων της κεραίας, και εξετάζεται η συμπεριφορά της με όρους ηλεκτρικά μικρών κεραίων. Το Κεφάλαιο ολοκληρώνεται με τα συμπεράσματα και τις προτάσεις μελλοντικής έρευνας που παρατίθενται στην §5.7.

### 5.3 Κεραίες για Σύγχρονους Μικροσκοπικούς Δορυφόρους: Βιβλιογραφική Έρευνα και Ανασκόπηση

Η ανάπτυξη της κεραίας που περιγράφεται εδώ θα μπορούσε να γίνει απευθείας από τις προδιαγραφές του συστήματος. Όμως, η σωστή πρακτική απαιτεί να προηγείται η βιβλιογραφική επισκόπηση του ερευνητικού πεδίου. Αφού εντοπιστούν οι τεχνολογίες αιχμής (*state-of-the-art*), ο σχεδιαστής είναι σε θέση να λάβει ορθότερες αποφάσεις για την πορεία της σχεδίασης.

Μη-επίπεδες δομές κεραίων που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές μικρών δορυφόρων είναι οι έλικες, τα μονόπολα και οι κυματοδηγοί βαθμιαίου ή/και αναδιπλούμενου ανοίγματος. Αν-

τίστοιχα, οι επιλεγόμενες επίπεδες δομές είναι συνήθως μικροταινιακά καλύμματα και δοχεία διεγερόμενα από καλύμματα. Το υπόλοιπο της παρούσας Ενότητας χρησιμεύει ως εισαγωγή σε μια περιοχή που αναμφίβολα αποτελεί ένα συναρπαστικό όσο και σημαντικό κομμάτι της μελλοντικής εξέλιξης των δορυφορικών κεραιών.

### 5.3.1 Γραμμικές Κεραίες και άλλες Μη Επίπεδες Δομές

Αρχικά, η βιβλιογραφική αναζήτηση αποκάλυψε ένα σύνολο εργασιών που αφορούν σε δορυφόρους που λειτουργούν στα 430 MHz (“70 cm”-band), και στους οποίους έχουν τοποθετηθεί μονοπολικές ή διπολικές κεραίες κατασκευασμένες από μετροταινία. Η ταινία είναι διπλωμένη κατά τη φάση της απογείωσης και συγκρατείται στη θέση της με ίνες από Nylon, οι οποίες ασφαλίζονται με ένα μικρό κομμάτι καλωδίου από Nichrome. Όταν ο δορυφόρος τοποθετηθεί σε τροχιά, το καλώδιο αυτό διαρρέεται από ρεύμα, οι Nylon ίνες καίγονται, και έτσι απελευθερώνεται η γραμμική κεραία. Οι μικροσκοπικοί δορυφόροι που χρησιμοποιούν γραμμικές κεραίες μελετώνται στις εργασίες [249–256].

Όμως, αυτή δεν είναι η μόνη διαθέσιμη επιλογή νηματοειδούς κεραίας. Οι Moghaddam *et al.* [257] χρησιμοποίησαν διαχωρισμένες σταυροειδείς κεραίες (*separated turnstile antennas*, STA) για να πετύχουν ημισφαιρικά διαγράμματα ακτινοβολίας σε συχνότητες VHF και UHF. Η συγκεκριμένη STA είναι μια ανομοιόμορφη στοιχειοκεραία 4 μονοπόλων τα οποία τοποθετούνται συμμετρικά πάνω στο δορυφόρο και διεγείρονται με διαφορά φάσης  $90^\circ$ . Η κεραία υλοποιήθηκε με μονόπολα μήκους 55 cm και συντόνισε στα 130 MHz. Διζωνική λειτουργία και στην UHF ζώνη κατέστη δυνατή με εκμετάλλευση του επόμενου φυσικού (3ης τάξης) συντονισμού που εμφάνισαν τα μονόπολα στα 390 MHz. Το κέρδος της STA στη UHF ζώνη ήταν 5 dBi.

Οι ελικοειδείς κεραίες, παρότι προεξέχουν αρκετά από το chassis του δορυφόρου όπως και τα μονόπολα, είναι πάρα πολύ δημοφιλείς επιλογές. Οι τετράκλωνες ελικοειδείς κεραίες (*quadrifilar helical antennas*, QHAs) είναι κατάλληλες για μικρούς δορυφόρους χαμηλής τροχιάς όχι μόνο για τη μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας τους, αλλά και για το μικρό βάρος, μέγεθος και κόστος. Μια QHA αποτελείται από 4 όμοια, ομοαξονικά περιελίγματα, τα οποία τροφοδοτούνται με διαδοχική διαφορά φάσης  $90^\circ$  για να παράγουν κυκλική πόλωση. Ο Rezaei [258] σχεδίασε μια QHA στην S-band για το υποσύστημα TTC του Small Multi-Mission Satellite, ο οποίος καλύπτει περιοχές στην Ασία και τον Ειρηνικό. Η κεραία λειτουργεί στα 2.26 GHz παρέχοντας 2% κλασματικό εύρος ζώνης σε στάθμη  $VSWR = 1.3 : 1$ . Αν συμβολίσουμε με  $S$  τη στάθμη του λόγου στασίμων κυμάτων ( $VSWR$ ), τότε το κλασματικό εύρος ζώνης είναι ανάλογο του συντελεστή  $(S - 1)/(2\sqrt{S})$  [113]. Συνεπώς, στη νέα στάθμη  $VSWR = 2 : 1$  το κλασματικό εύρος ζώνης υπολογίζεται στο 5.4%. Με βάση την περιγραφή του συγγραφέα, το ηλεκτρικό μέγεθος αυτού του ακτινοβολητή, παραλείποντας το GNDDP, υπολογίστηκε ότι είναι  $ka = 2.11 \text{ rad}$ .<sup>3</sup> Το αποτέλεσμα αυτό ήταν αναμενόμενο, καθώς οι QHAs είναι κατά κανόνα ηλεκτρικά μεγάλες κεραίες.

Τα νηματοειδή μονόπολα σχήματος “G” που σχεδίασαν οι Yousuf *et al.* [259] απευ-

<sup>3</sup>Βλ. το Κεφ. 2, την §5.5.4 και το Σχήμα 5.28 για τον ορισμό και τη σημασία του ηλεκτρικού μεγέθους.

θύνονται ειδικά σε αποστολές CubeSat. Αυτή η ρομβοειδής δομή βασίζεται στην ιδέα του ‘φορτισμένου μονοπόλου’, όπου ένα μικρό μονόπολο φορτίζεται με δύο ορθογώνιους δακτυλίους. Τρεις εκδοχές της συγκεκριμένης κεραίας σχεδιάστηκαν στο [259]: δύο για συχνότητες VHF (150 και 180 MHz) και μία για συχνότητες UHF (370 MHz). Οι αρχικές σχεδιάσεις έγιναν πάνω σε ιδανικό, απείρου μεγέθους GNDP. Σε αυτή τη διάταξη, οι προσομοιώσεις έδειξαν κλασματικά εύρη ζώνης στην περιοχή 32–42%. Στην εργασία [259] ο ορισμός του εύρους ζώνης είναι ασαφής, καθώς οι συγγραφείς χρησιμοποιούν περισσότερες από μία χαρακτηριστικές εμπεδήσεις συστήματος. Σε κάθε περίπτωση, όταν τα μονόπολα σχήματος “G” τοποθετήθηκαν πάνω σε μοντέλο του δορυφόρου υλοποιημένο από νηματοειδές πλέγμα, η ηλεκτρική συμπεριφορά τους επηρεάστηκε σημαντικά, ιδίως εκείνη των VHF κεραίων. Αυτό ήταν επίσης αναμενόμενο: οι μονοπολικές κεραίες λειτουργούν ικανοποιητικά μόνο εφόσον το επίπεδο γείωσης έχει το ικανό και αναγκαίο μέγεθος. Κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο (διαφορετικό για κάθε κεραία) η σύζευξη του μονοπόλου με το GNDP πρέπει να ληφθεί υπόψη κατά τη σχεδίαση. Το ηλεκτρικό μέγεθος των VHF κεραίων υπολογίστηκε ότι είναι  $(ka)_{\text{VHF}} = 1.26 \text{ rad}$ . Το μέγεθος της UHF κεραίας αντίστοιχα είναι  $(ka)_{\text{UHF}} = 1.41 \text{ rad}$ , δηλαδή 10% μικρότερο από το ηλεκτρικό μέγεθος ενός διπόλου  $\lambda/2$ . Το επίπεδο γείωσης αγνοήθηκε στους προηγούμενους υπολογισμούς.

Το μέγεθος μιας ελικοειδούς κεραίας μπορεί να συρρικνωθεί είτε μετατρέποντας τη δομή της έλικας, είτε εισάγοντας διηλεκτρική φόρτιση (*dielectric loading*, DL). Η μεταβολή της βηματικής γωνίας και της διαμέτρου της έλικας αποφέρουν μικρή σχεδιαστική ελευθερία. Αν μεταβληθούν απρόσεκτα, είναι πολύ εύκολο να καταστρέψουν την ηλεκτρική συμπεριφορά του ακτινοβολητή. Επιπλέον, το GNDP στο οποίο καθρεπτίζεται η έλικα θα πρέπει να παραμείνει ηλεκτρικά μεγάλο για καλές επιδόσεις. Παρ’ όλα αυτά, η τεχνική DL ενισχύει το κοντινό πεδίο της κεραίας,<sup>4</sup> αυξάνει τον συντελεστή ποιότητας, και τελικά μειώνει το λειτουργικό εύρος ζώνης. Οι Niow *et al.* [260] πρότειναν έναν καλώς αντισταθμισμένο συνδυασμό τροποποιημένης έλικας και DL για να μειώσουν το μέγεθος της κεραίας. Η τροποποιημένη δομή ήταν μια οπισθοποροδοτική δίκλωνη έλικα (*backfire bifilar helical antenna*, BBHA) η οποία, αντίθετα με τις συμβατικές έλικες, δε χρειάζεται επίπεδο γείωσης για να λειτουργήσει—είναι στην ουσία μια αμιγώς διπολική κεραία. Ακόμα κι αυτή η δομή όμως παραμένει ηλεκτρικά μεγάλη, οπότε μία διηλεκτρική ράβδος τοποθετείται γύρω από ομοαξονικό καλώδιο τροφοδοσίας για να μειώσει περαιτέρω το μέγεθος μέσω DL. Η φόρτιση από τη ράβδο επηρεάζει αρνητικά το κέρδος και το εύρος ζώνης της κεραίας. Συνεπώς, έγιναν οι κατάλληλοι συμβιβασμοί μεταξύ επιτεύξιμων επιδόσεων και επιτεύξιμου βαθμού σμίκρυνσης. Όλες οι κεραίες που αναπτύχθηκαν στο [260] λειτουργούν στα 2.6 GHz. Τα μετρικά ποιότητας που επιλέχθηκαν από τους συγγραφείς ήταν το ευρυζωνικό κέρδος και το εύρος ζώνης για δεδομένο αξονικό λόγο (*axial ratio*, AR). Η αρχική, αφορτιστη BBHA εμφάνισε κέρδος 4 dBi και εύρος ζώνης ίσο με 0.8 GHz. Το ηλεκτρικό μέγεθός της υπολογίστηκε ότι είναι  $(ka)_{\text{ini}} = 2.22 \text{ rad}$ . Η δεύτερη εκδοχή της BBHA φορτίστηκε με ράβδο από υλικό Teflon. Πέτυχε κέρδος 4 dBi και εύρος ζώνης ίσο με 0.4 GHz. Το ηλεκτρικό μέγεθός της μειώθηκε κατά 19.5% στη νέα τιμή

<sup>4</sup>Ενώ ο σκοπός οποιασδήποτε τεχνικής που υποτίθεται ότι βελτιώνει μια κεραία θα έπρεπε να είναι η ενίσχυση του μακρινού πεδίου της!

$(ka)_{\text{Teffon}} = 1.78$  rad. Τέλος, η τρίτη εκδοχή της BBHA φορτίστηκε με ράβδο από υλικό Macor. Πέτυχε κέρδος 3.7 dBi και εύρος ζώνης ίσο με 0.4 GHz. Το ηλεκτρικό μέγεθος της μειώθηκε κατά 24% στη νέα τιμή  $(ka)_{\text{Teffon}} = 1.72$  rad. Σημειώνεται ότι το ηλεκτρικό μέγεθος ενός διπόλου  $\lambda/2$  ισούται με  $(ka)_{\lambda/2} = \pi/2 = 1.57$  rad.

Οι υψίσυχνες ζώνες, όπως είναι η X-band, παρέχουν τη δυνατότητα για μικρές κεραίες ανεξαρτήτως δομής. Εκμεταλλευόμενοι το γεγονός αυτό, οι Galván & Colantonio [261] υλοποίησαν μια κεραία τροφοδοτούμενη από κυματοδηγό ορθογωνικής διατομής για το υποσύστημα μετάδοσης δεδομένων του δορυφόρου SAC-D/AQUARIUS, ο οποίος εκτελεί τηλεανίχνευση της Γης σε LEO. Το ακτινοβολούν στοιχείο είναι μια μικρή κεραία στραγγαλιστικών δακτυλίων (*choke ring antenna*, CRA). Η δομή αυτή αποτελείται από ένα μικρό τμήμα κυματοδηγού κυκλικής διατομής περικυκλωμένου από ισαπέχοντα, ομόκεντρα δακτυλίδια (αυλακώσεις). Οι δακτύλιοι περιορίζουν τον οπίσθιο λοβό. Στην κεραία δεν δόθηκε σχήμα χοάνης ώστε να μην στενέψει ο κύριος λοβός. Με αυτόν τον τρόπο, η κεραία πετυχαίνει ένα ημισφαιρικό διάγραμμα ακτινοβολίας, σύμφωνα με τις προδιαγραφές της. Η CRA λειτουργεί στα 8.2 GHz με  $\text{FBW}_V = 5\%$  και κέρδος 7.4 dBi. Το ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολούντος στοιχείου υπολογίστηκε ότι είναι  $ka = 2.99$  rad.

Το πρώτο σκέλος της βιβλιογραφικής έρευνας ολοκληρώνεται με την πρόσφατη μελέτη των Nohmi *et al.* [262], στην οποία οι συγγραφείς ενσωμάτωσαν τον ακτινοβολητή τους με τους ηλιακούς συσσωρευτές του pico-δορυφόρου KUKAI, ο οποίος αναπτύχθηκε από ερευνητές του Kagawa University, Takamatsu, Japan. Η συγκεκριμένη κεραία είναι ένα τεθλασμένο νηματοειδές μονόπολο, το οποίο εγκαθίσταται στην περιφέρεια του ηλιακού πλαισίου. Πρόκειται για υλοποίηση εξαιρετικά χαμηλού κόστους, καθώς τα μόνα που απαιτούνται είναι ένα μήκος καλωδίου και ένας μικρός αριθμός από φερρίτες, ώστε να απομονωθούν οι γραμμές τροφοδοσίας από τα υψίσυχνα σήματα. Αυτός ο τύπος κεραίας απλοποιεί την κατασκευή του δορυφόρου, μειώνει το βάρος του και παρέχει την απαιτούμενη κατευθυντικότητα. Από την περιγραφή των συγγραφέων δεν γίνεται απόλυτα σαφές εάν στο ηλιακό πλαίσιο έχουν εγκατασταθεί μία ή δύο κεραίες. Το ακτινοβολούν σύστημα λειτουργεί στα 145 MHz και στα 435 MHz (VHF και UHF, αντίστοιχα). Αυτές οι δύο συχνότητες συνδέονται αρμονικά, μιας και  $\frac{435}{145} = \frac{3}{1}$ . Επιπλέον, οι συγγραφείς αναφέρουν σαφώς ότι στη χαμηλότερη συχνότητα το κεραιοσύστημα είναι ένα μονόπολο  $\lambda/4$ , ενώ στην υψηλότερη είναι ένα μονόπολο  $3\lambda/4$ . Τα δύο αυτά στοιχεία ενισχύουν την πιθανότητα να πρόκειται για μία και μόνη διζωνική κεραία.

### 5.3.2 Επίπεδες Κεραίες για Σύγχρονους Μικρούς Δορυφόρους

Μία από τις πρώτες εργασίες στον τομέα των επίπεδων κεραιών για μικρούς δορυφόρους ήταν αυτή των Tanaka *et al.* [263]. Προκειμένου να εξασφαλίσουν χώρο τόσο για την κεραία, όσο και για τους ηλιακούς συσσωρευτές στην εξωτερική επιφάνεια ενός micro-δορυφόρου, οι συγγραφείς σχεδίασαν μία μικροταινιακή κεραία με τις ηλιακές κυψέλες τοποθετημένες πάνω στο κάλυμμα. Η ιδέα πίσω από αυτή τη διάταξη στοίβας είναι ότι η μικροταινιακή κεραία, όντας μια κοιλότητα με απώλειες, ακτινοβολεί μέσα από το πεδίο κροσσών (*fringing field*) που αναπτύσσεται στις δύο ακτινοβολούσες ακμές της. Κατά συνέπεια, είναι αδιάφορο κατά

πόσο οι ηλιακές κυψέλες είναι διαπερατές από τα ραδιοκύματα. Οι κυψέλες χρειάζεται απλά να τοποθετηθούν έτσι ώστε να διατηρηθεί η ικανότητα συλλογής φωτεινής ενέργειας, καθώς και η ικανότητα ακτινοβολίας της κεραίας. Για να συμβεί το τελευταίο, οι κυψέλες μπορούν να καταλάβουν όλη την επιφάνεια της κεραίας και την επιφάνεια του υποστρώματος γύρω από την κεραία, εκτός από την περιοχή περιμετρικά της κεραίας στην οποία αναπτύσσεται το πεδίο κροσσών. Η πρωτότυπη διάταξη που κατασκευάστηκε από τους συγγραφείς λειτουργούσε στα 2.225 GHz με κλασματικό εύρος ζώνης 1.5%.

Οι μικροταινιακές κεραίες τροφοδοτούνται με 3 κύριες τεχνικές: τυπωμένη γραμμή μεταφοράς, ομοαξονική ακίδα (καθετήρας) και σύζευξη σχισμής. Στην εργασία των He & Arichandran [264], η οποία εστιάζει ξανά σε micro-δορυφόρους, οι συγγραφείς σχεδίασαν μια συμπαγή μικροταινιακή κεραία τροφοδοτούμενη με σύζευξη σχισμής στα 10.74 GHz (X-band). Η κεραία επέδειξε κλασματικό εύρος ζώνης 5.6% και κέρδος 6.5 dBi (αμφότερα σε επίπεδο προσομοιώσεων). Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας εκτιμήθηκε στην τιμή  $n_{\text{rad}} = 0.85 = -0.7$  dB, ενώ το ηλεκτρικό μέγεθος υπολογίστηκε στο  $ka = 1.28$  rad.

Στην εργασία [265] οι συγγραφείς περιγράφουν τη σχεδίαση δύο μικροταινιακών κεραιών για τον nano-δορυφόρο USUsat ο οποίος συμμετέχει στον αστερισμό ION-F. Η κεραία της άνω ζεύξης λειτουργεί στα 450 MHz, είναι τυπωμένη σε υπόστρωμα με  $\epsilon_r = 10.2$  και πετυχαίνει εύρος ζώνης 7 MHz (1.6%). Το κάλυμμά της είναι τετράγωνο με πλευρά 106.7 mm. Προκειμένου να επιτευχθεί κυκλική πόλωση με μονή τροφοδοσία, η κεραία τροφοδοτείται με ομοαξονικό probe κατά μήκος της διαγωνίου. Το ηλεκτρικό μέγεθός της, με βάση την περιγραφή των συγγραφέων, υπολογίστηκε ίσο με  $(ka)_{\text{UHF}} = 0.71$  rad. Η κεραία της κάτω ζεύξης συντονίζεται στα 2.26 GHz, πετυχαίνει κέρδος 4.9 dBi και εύρος ζώνης 17 MHz (0.8%). Έχει υλοποιηθεί στο ίδιο υπόστρωμα με πλευρά καλύμματος ίση με 20 mm οπότε υπολογίζεται ότι το ηλεκτρικό μέγεθός της είναι  $(ka)_{\text{S-band}} = 0.67$  rad. Η εκτίμηση αυτή είναι μάλλον αισιόδοξη, αφού λαμβάνει υπόψη μόνο το μέγεθος του καλύμματος και όχι την εξάπλωση της ρευματικής κατανομής του επιπέδου γείωσης πέρα από τα όριά του.

Η επόμενη μελέτη, η οποία αφορά ειδικά σε επίπεδη κεραία για CubeSat, έγινε από τους Fujishige *et al.* [266] και τους Tamamoto & Shiroma [267], στα πλαίσια του προγράμματος CubeSat του University of Hawaii. Αφορά στην κατασκευή ενός τύπου ενεργής κεραίας η οποία είναι γνωστή στη διεθνή βιβλιογραφία ως ‘ταλαντωτής πλέγματος’ (*grid oscillator*). Στην πράξη, πρόκειται για μια ενεργή στοιχειοκεραία που λειτουργεί στη C-band. Μία συστοιχία από ενεργές συσκευές (τρανζίστορ) ενσωματώνεται σε ένα πλέγμα από χάλκινους διαδρόμους τυπωμένο πάνω σε διηλεκτρικό υπόστρωμα. Το πλέγμα αυτό χρησιμεύει ως κύκλωμα διανομής DC τάσης πόλωσης, ως μήτρα υποδοχής των RF στοιχείων και ως ακτινοβολητής. Οι συγγραφείς χρησιμοποίησαν pHEMT τρανζίστορ τα οποία διέταξαν σε πίνακα  $6 \times 6$  πάνω σε υπόστρωμα Rogers Duroid™ ( $\epsilon_r = 10.2$ ). Η συχνότητα λειτουργίας της διάταξης ήταν 5.85 GHz. Η συστοιχία χάλκινων διαδρόμων και τρανζίστορ υποστηρίζεται στο πίσω μέρος της από το μεταλλικό chassis του δορυφόρου, το οποίο έχει ρόλο ανακλαστήρα. Ο ανακλαστήρας παρέχει την απαιτούμενη επιπλέον ανάδραση για την ταλάντωση. Οι οριζόντιες γραμμές του πλέγματος διανέμουν στα τρανζίστορ την τροφοδοσία DC. Οι κατακόρυφες γραμμές είναι τα ακτινοβολούντα στοιχεία, τα οποία σχηματίζουν μια κατακόρυφα

## Κεφάλαιο 5. Κυκλικά Πολωμένη Ηλεκτρικά Μικρή Κεραία CubeSat

πολωμένη στοιχειοκεραία που δεν αλληλεπιδρά με τις οριζόντιες γραμμές τροφοδοσίας. Ο ταλαντωτής πλέγματος είναι στην ουσία το μικροκυματικό ισοδύναμο μιας κοιλότητας Laser, όπως εξηγείται αμέσως παρακάτω:

1. Μια ατελής κοιλότητα με απώλειες σχηματίζεται ανάμεσα στο πλέγμα και τον ανακλαστήρα.
2. Μόλις εφαρμοστεί η DC τροφοδοσία, προκαλείται ταλάντωση από μεταβατικά ρεύματα ή/και θόρυβο. Κάθε τρανζίστορ ταλαντώνει σε διαφορετική συχνότητα.
3. Ένα ασύμφωνο κύμα εκπέμπεται από το πλέγμα, ανακλάται πάνω στον ανακλαστήρα και 'κλειδώνει' τα τρανζίστορ σε μόνιμη ταλάντωση (*injection locking*). Η κοιλότητα μετατρέπεται σε αντηχείο.
4. Διαφορετικοί ιδιορυθμοί ανταγωνίζονται μέσα στην κοιλότητα προκειμένου να απορροφήσουν τη διαθέσιμη ενέργεια, ακριβώς όπως σε μια κοιλότητα Laser. Οι ρυθμοί ανώτερης τάξης χάνουν το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος τους μέσω διαρροής εκτός της κοιλότητας λόγω περίθλασης. Όταν όλα τα μεταβατικά φαινόμενα αποσβεστούν, αυτό που απομένει είναι ταλάντωση στη συχνότητα του ενός κυρίαρχου ιδιορυθμού.
5. Οι ισχείς εξόδου όλων των τρανζίστορ συνδυάζονται στο μακρινό πεδίο, καθιστώντας αυτή την ακτινοβολούσα διάταξη εξαιρετικά αποδοτική.

Αντίθετα με τις συμβατικές στοιχειοκεραίες, η απόσταση μεταξύ των κατακόρυφων ακτινοβολούντων στοιχείων είναι της τάξης του  $\lambda_0/10$ , κάτι που σημαίνει ότι ο ταλαντωτής πλέγματος είναι πολύ συμπαγής στις μικροκυματικές συχνότητες. Πράγματι, οι φυσικές διαστάσεις της στοιχειοκεραίας 6 στοιχείων που περιγράφεται στο [266] είναι μόλις  $50 \times 70 \text{ mm}^2$ .

Ένας σημαντικός αριθμός επίπεδων κεραίων υλοποιήθηκε για να καλυφθούν οι ανάγκες των ευρωπαϊκών μαθητικών δορυφόρων που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια του προγράμματος Student Space Exploration & Technology Initiative (SSETI). Χαρακτηριστικά παραδείγματα είναι οι micro-δορυφόροι European Student Earth Orbiter (ESEO) και SSETI-Express. Οι διαστάσεις του micro-δορυφόρου στην εργασία των Wincza *et al.* [268] είναι  $60 \times 60 \times 60 \text{ cm}^3$  και η επικοινωνία του γίνεται στα 2.025 GHz και στα 8.45 GHz. Δεν αναφέρονται όμως ούτε τα χαρακτηριστικά, ούτε οι επιδόσεις των τυπωμένων κεραίων που σχεδιάστηκαν, πέρα από το λειτουργικό εύρος ζώνης που ισούται με 50 MHz. Επίσης, είναι ασαφής και ο τρόπος κατασκευής της κεραίας, αφού το μικροταινιακό κάλυμμα τυπώνεται πάνω σε μία σύνθετη διαστρωμάτωση με μεγάλο ύψος για να επιτευχθεί μεγάλο εύρος ζώνης. Ο δορυφόρος ESEO, ο οποίος μελετήθηκε από τους Idzkowski *et al.* [269], επικοινωνεί στις συχνότητες 2.080 και 2.260 GHz και διαθέτει συνολικά 6 μικροταινιακές κεραίες για επικοινωνίες και τηλεμετρία. Οι συγγραφείς αναφέρουν κέρδος 7 dBi για το σύστημα των κεραίων, χωρίς να διευκρινίζουν αν είναι το κέρδος κάθε μικροταινιακής κεραίας ξεχωριστά, ή αν οι δύο τριάδες είναι οργανωμένες σε 2 γραμμικές στοιχειοκεραίες. Η συγκεκριμένη εργασία εστιάζει κυρίως στις λεπτομέρειες του προϋπολογισμού της ζεύξης του ESEO.

Οι Muchalski *et al.* [270] μελέτησαν κεραίες χαμηλού κέρδους για το υποσύστημα TTC του SSETI-Express.<sup>5</sup> Ο κύριος στόχος της έρευνάς τους ήταν η βελτιστοποίηση της τοποθέτησης της κεραίας στην εξωτερική επιφάνεια του διαστημικού σκάφους. Οι συγγραφείς σχεδίασαν μια τετράγωνη μικροταινιακή κεραία πλευράς 61.4 mm, η οποία αναρτήθηκε σε ύψος 10 mm πάνω από το επίπεδο γείωσης. Δεν χρησιμοποιήθηκε διηλεκτρική φόρτιση. Το GNDP είχε διαστάσεις 60 cm × 70 cm, οι οποίες αντιστοιχούν στο μέγεθος της έδρας του δορυφόρου. Η εμπέδηση εισόδου και το διάγραμμα ακτινοβολίας υπολογίστηκαν μέσω προσομοίωσης για 5 διαφορετικά σενάρια, τα οποία περιελάμβαναν τοποθέτηση της κεραίας στο κέντρο, στην ακμή και στην κορυφή της έδρας. Στο μοντέλο κάθε σεναρίου υπήρχε μόνο μία κεραία. Τα αποτελέσματα επιβεβαίωσαν ότι, τόσο η  $Z_{in}(j\omega)$ , όσο και το διάγραμμα ακτινοβολίας επηρεάζονται σημαντικά από τη θέση της κεραίας. Αρχικά σχεδιάστηκε η κεντρικά τοποθετημένη κεραία, η οποία συντόνισε στα 2.45 GHz με κλασματικό εύρος ζώνης 8.2%. Το ηλεκτρικό μέγεθος της υπολογίστηκε στο  $(ka)_{\text{centre}} = 2.24$  rad. Όταν η ίδια κεραία μετακινήθηκε σε μία από τις 4 πλευρές της έδρας, η συχνότητα συντονισμού μετακινήθηκε στα 2.35 GHz. Το εύρος ζώνης μεταβλήθηκε στο 8.5% και το μέγεθος μειώθηκε στο  $(ka)_{\text{edge}} = 2.15$  rad. Τέλος, όταν η κεραία μετακινήθηκε σε μία από τις 4 κορυφές της έδρας, η συχνότητα συντονισμού μετακινήθηκε στα 2.275 GHz. Το εύρος ζώνης μειώθηκε στο 7.9% και το μέγεθος μειώθηκε εκ νέου στο  $(ka)_{\text{corner}} = 2.08$  rad.

Το κεραιοσύστημα του ESEO έχει συγκεντρώσει εξίσου μεγάλη προσοχή. Μια καινοτόμος κεραία υψηλού κέρδους και χαμηλού βάρους για την κάτω ζεύξη δεδομένων του ESEO παρουσιάστηκε από τους Arnieri *et al.* [271]. Η σχεδίαση βασίστηκε στη μικροταινιακή κεραία βραχυκυκλωμένου δακτυλιοειδούς καλύμματος (*shorted annular patch*, SAP), στην οποία ενσωματώθηκε ένα στοιβαγμένο παρασιτικό κάλυμμα. Οι μηχανικές ιδιότητες των SAPs αποφέρουν κεραίες αποτελούμενες αποκλειστικά από μεταλλικά μέρη, μια άκρως επιθυμητή ιδιότητα για κεραίες διαστημικών εφαρμογών, οι οποίες είναι επιπλέον συμπαγείς και στιβαρές κατασκευές. Η διάταξη με τα στοιβαγμένα καλύμματα παρέχει τη δυνατότητα μεταβολής του κέρδους και του γωνιακού εύρους της δέσμης με απλή μεταβολή της απόστασης μεταξύ των δύο καλυμμάτων. Η ονομαστική απόσταση είναι μισό μήκος κύματος και ουσιαστικά μετατρέπει τη διάταξη σε μια ακροπυροδοτική στοιχειοκεραία δύο στοιχείων. Οι συγγραφείς διέγειραν την κεραία μέσα από σύζευξη διπλής σχισμής κατάλληλη για κυκλική πόλωση. Η κεραία συντόνισε στα 2.425 GHz με κλασματικό εύρος ζώνης 8%. Οι μετρήσεις της πρωτότυπης διάταξης απέφεραν κέρδος ίσο με 12.2 dBi. Από τις διαστάσεις των ακτινοβολούντων μερών της κεραίας προκύπτει ένα εκτιμώμενο ηλεκτρικό μέγεθος  $ka = 2.50$  rad. Η συγκεκριμένη κεραιοδιάταξη εξελίχθηκε περαιτέρω στην εργασία [272]. Οι νέες διαστάσεις απέδωσαν ηλεκτρικό μέγεθος  $ka = 2.73$  rad. Η κεραία SAP με στοιβαγμένα καλύμματα αναλύεται και στην εργασία [245].

Οι περισσότερες υλοποιήσεις κεραιών στοχεύουν στα υποσυστήματα TTC και κάτω ζεύξης δεδομένων. Μία από τις ελάχιστες μελέτες που αφορούν στην απευθείας επικοινωνία με-

<sup>5</sup>Ο SSETI-Express, ο ταχύτερα κατασκευασμένος micro-δορυφόρος στην ιστορία, εκτοξεύθηκε επιτυχώς στις 27/10/2005 από το Κοσμοδρόμιο Plesetsk, 800 km βόρεια της Μόσχας. Τοποθετήθηκε σε ηλιοσύγχρονη τροχιά σε ύψος 686 km AMSL επιβαίνοντας σε πύραυλο τύπου Kosmos-3M.

ταξύ δορυφόρων έχει ασχοληθεί με ένα θέμα εξαιρετικού ενδιαφέροντος για σχεδιαστές στοιχειοκεραίων: τροποποιημένες οπισθοκατευθυντικές (*retro-directive*) στοιχειοκεραίες Van Atta προτάθηκαν από τους Mizuno *et al.* [254] για χρήση σε pico-δορυφόρους στα 10.5 GHz. Η πρώτη προφανής επιλογή για κεραιοσύστημα απευθείας ζεύξης είναι οι ομοιοκατευθυντικές κεραίες. Αυτή η επιλογή όμως είναι ενεργειακά μη-αποδοτική, σπαταλά πολύτιμους πόρους του δορυφόρου, ενώ ταυτόχρονα δημιουργεί ένα δίκτυο δορυφόρων ευάλωτο σε ηλεκτρονικές λαθρακροάσεις. Η δεύτερη επιλογή θα ήταν οι στοιχειοκεραίες με δυναμικά στρεφόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας, ή αλλιώς ‘ευφυείς στοιχειοκεραίες’. Αυτή η επιλογή θα δέσμευε ένα σημαντικό μέρος της υπολογιστικής ισχύος του δορυφόρου και θα εισήγαγε ένα επίπεδο πολυπλοκότητας που θα αναιρούσε την απλότητα και το χαμηλό κόστος κατασκευής των μικρών δορυφόρων. Για εφαρμογές pico-δορυφόρων, μια κατάλληλη εναλλακτική στον δυναμικό προσανατολισμό φασικά ελεγχόμενων στοιχειοκεραίων είναι οι *αυτο-προσανατολιζόμενες* οπισθοκατευθυντικές στοιχειοκεραίες [254]. Οι στοιχειοκεραίες Van Atta έχουν την ικανότητα αφενός να ‘αισθάνονται’ την κατεύθυνση άφιξης του εισερχόμενου ραδιοκύματος και αφετέρου να στέλνουν την απάντηση στην αντίθετη κατεύθυνση.<sup>6</sup> Σημαντική ιδιότητα των στοιχειοκεραίων Van Atta είναι ότι η ικανότητα της οπισθοκατευθυντικότητας προέρχεται αμιγώς από αναλογική επεξεργασία σήματος στο μικροκυματικό δίκτυο τροφοδοσίας της στοιχειοκεραίας. Αυτό σημαίνει ότι δεν απαιτούνται πολύπλοκοι αλγόριθμοι ψηφιακής επεξεργασίας σήματος στο ψηφιακό τμήμα βασικής ζώνης του πομποδέκτη. Οι στοιχειοκεραίες Van Atta αναλύονται επίσης στην εργασία [245].

Ο micro-δορυφόρος SSTL του Surrey που αναλύεται στην [273] επικοινωνεί στην S-band. Η μία από τις τρεις κεραίες του είναι κυκλικό κάλυμμα με κέρδος 4.9 dBi και εύρος κύριου λοβού 80°. Χρησιμοποιείται στην άνω ζεύξη του συστήματος ελέγχου (*command uplink*). Πέρα από την διακύμανση 3 dB του κέρδους, δεν δίνονται άλλα χαρακτηριστικά. Επιπλέον, το διάγραμμα ακτινοβολίας που δίνεται (βλ. [273], Figure 8) αφορά στη συχνότητα των 400 MHz, και όχι στα 2 GHz. Τέλος, η απεικόνιση της κεραίας (βλ. [273], Figure 9) δεν συμφωνεί με το αναφερόμενο εύρος κύριου λοβού, αφού το κυκλικό κάλυμμα φαίνεται να έχει συγκρίσιμες διαστάσεις με το επίπεδο γείωσης.

Οι Maleszka *et al.* [274] περιγράφουν συνοπτικά τη σχεδίαση μιας τυπωμένης κεραίας χαμηλού προφίλ και χαμηλού κέρδους για τον SSETI-Express. Οι διαστάσεις του σκάφους είναι  $60 \times 60 \times 70 \text{ cm}^3$ . Η κεραία υποστηρίζεται από επίπεδο γείωσης διαστάσεων  $350 \times 350 \text{ mm}^2$  και λειτουργεί στα 2.4 GHz. Έμφαση δίνεται ιδιαίτερα στην παραγωγή κυκλικής πόλωσης και στη διατήρηση ενός ικανοποιητικού αξονικού λόγου, ώστε ο εκφυλισμός της πόλωσης σε ελλειπτική να είναι ελεγχόμενος.

Κατά τη διάρκεια της αρχικής εγκατάστασης επικοινωνίας, η οποία ακολουθεί την αποκόλληση του δορυφόρου από το όχημα εκτόξευσης, δεν έχει επιτευχθεί ακόμα σταθεροποίηση της πτητικής στάσης του δορυφόρου. Συνεπώς, χρειάζεται μια ομοιοκατευθυντική κεραία για να εγκατασταθεί η πρωταρχική TTC ζεύξη μεταξύ δορυφόρου και επίγειου σταθμού. Πολυάριθμες κεραίες χαμηλού κέρδους έχουν υλοποιηθεί για τις ανάγκες των υποσυστημάτων

<sup>6</sup> Δηλαδή στην κατεύθυνση που βρίσκεται ο άλλος πομποδέκτης της ζεύξης, αν υποθέσουμε ότι αμφότεροι οι πομποδέκτες παραμένουν στατικοί κατά τη διάρκεια του κύκλου λήψης/εκπομπής.



TTC στις ζώνες συχνοτήτων VHF, UHF και S-band. Οι κεραίες αυτές είναι απλές στην κατασκευή, χαμηλού κόστους και πολύ ευρείας δέσμης, ώστε ο δορυφόρος να μη χρειάζεται ακριβή έλεγχο της στάσης του. Μια τέτοια υλοποίηση είναι η μικροταινιακή κεραία των Gao *et al.* [247]. Αποτελείται από κυκλικό κάλυμμα τροφοδοτούμενο από ακίδα ομοαξονικού καλωδίου, η οποία διαπερνά το υπόστρωμα από το κάτω μέρος του. Η κεραία είναι κυκλικά πολωμένη και λειτουργεί σε κεντρική συχνότητα συντονιζόμενη στην περιοχή 2.0–2.5 GHz, δηλαδή σε ένα συσσωρευτικό εύρος ζώνης 22%. Πετυχαίνει το θεωρητικά προβλεπόμενο κέρδος των 6.5 dBi έχοντας ηλεκτρικό μέγεθος  $ka = 1.99$  rad στα 2.25 GHz.

Οι σχεδιαστικές ιδέες για κεραίες μικρών δορυφόρων μπορούν να προέλθουν και από άλλους τομείς της επιστήμης των κεραιών, αρκεί η τελική δομή να μπορεί να υποστεί τις αναγκαίες μετατροπές για να αντέξει στο περιβάλλον του Διαστήματος. Υπό αυτό το πρίσμα, παρουσιάζεται σε αυτήν την ανασκόπηση η συμπαγής, διζωνική, κυκλικά πολωμένη μικροταινιακή κεραία (*circularly polarized microstrip antenna*, CPMA) των Lee & Woo [275]. Η συγκεκριμένη CPMA σχεδιάστηκε για δορυφορικά τερματικά χειρός συνδυάζοντας ένα αναδιπλωμένο κάλυμμα και μία μεταλλική πλάκα σε μια τριδιάστατη δομή στοίβας. Όμως, η σχεδίαση εκτελέστηκε με ηλεκτρικά μεγάλο επίπεδο γείωσης, το οποίο σημαίνει ότι δεν έχει ληφθεί υπόψη η σύζευξη του ακτινοβολούντος στοιχείου με το πραγματικό, πεπερασμένο GNDP. Η χαμηλότερη ζώνη λειτουργίας, η οποία αντιστοιχεί στην κάτω ζεύξη, έχει κεντρική συχνότητα 1.61 GHz. Η CPMA επέδειξε εκεί κλασματικό εύρος ζώνης 4.8% και κέρδος 2.4 dBi. Το ηλεκτρικό μέγεθος υπολογίστηκε στο  $(ka)_{\text{lower}} = 0.90$  rad (το GNDP αγνοήθηκε σε αυτήν την εκτίμηση). Η υψηλότερη ζώνη, η οποία αντιστοιχεί στην άνω ζεύξη, έχει κεντρική συχνότητα 2.4865 GHz. Η CPMA επέδειξε εκεί κλασματικό εύρος ζώνης 6.6% και κέρδος 5.3 dBi. Το ηλεκτρικό μέγεθος υπολογίστηκε στο  $(ka)_{\text{lower}} = 1.39$  rad.

Η επόμενη μελέτη αφορά ειδικά σε επίπεδη κεραία για το πρόγραμμα CubeSat. Οι Hamrouni *et al.* [276] σχεδίασαν και κατασκεύασαν δύο μικροταινιακές κεραίες πάνω σε υπόστρωμα ύψους 1.6 mm. Οι κεραίες προορίζονται για τον πρώτο pico-δορυφόρο της Τυνησίας, τον ERPSat-1, και λειτουργούν στα 2.4 GHz (S-band). Ελάχιστες λεπτομέρειες δίνονται στην εργασία σχετικά με την στρατηγική σχεδίασης. Η πρώτη διάταξη πέτυχε  $\text{FBW}_V = 2.9\%$  έχοντας ηλεκτρικό μέγεθος ίσο με  $(ka)_1 = 1.62$  rad. Η δεύτερη διάταξη πέτυχε  $\text{FBW}_V = 3.6\%$  και, ενώ οι διαστάσεις των δύο κεραιών διαφέρουν, είχε ηλεκτρικό μέγεθος επίσης ίσο με  $(ka)_2 = 1.62$  rad.

Ο περιορισμένος διαθέσιμος χώρος στο εσωτερικό και την εξωτερική επιφάνεια ενός μικρού δορυφόρου αναγκάζει συνήθως τα αναλογικά/RF τμήματα των δορυφορικών πομποδεκτών να έχουν αντίστοιχα περιορισμένες δυνατότητες. Οι Marrocco *et al.* [277] πρότειναν ότι αυτοί οι περιορισμοί μπορούν να αρθούν με εφαρμογή των ‘δομικών ακτινοβολητών’ (*structural radiators*), οι οποίοι έχουν ήδη βρει εφαρμογή στην αεροπλοΐα, στη ναυσιπλοΐα και στα κινητά τερματικά χειρός. Η έννοια αυτή αποκλίνει από τη χρήση ενός ανεξάρτητου συνόλου αυτο-συνιστώμενων ακτινοβολητών, αλλά αντίθετα στηρίζεται σε ηθελημένη πρόκληση ισχυρής σύζευξης μεταξύ των ακτινοβολούντων στοιχείων και του chassis του δορυφόρου. Στο ίδιο πλαίσιο, οι ραδιοεπικοινωνίες δεν εκτελούνται πλέον από αυτόνομες κεραίες (μονόπολα, έλικες, καλύμματα, κλπ), ενώ ταυτόχρονα η εξωτερική επιφάνεια του δορυφόρου συμ-

μετέχει ενεργά στο μηχανισμό ακτινοβολίας. Έτσι, το πρόβλημα της ενσωμάτωσης κεραιών σε μικρούς δορυφόρους αντιμετωπίζεται μέσω μιας κατανεμημένης προσέγγισης, στην οποία πολλαπλές κεραιές-‘διεγέρτες’ τοποθετούνται σε στρατηγικά επιλεγμένα σημεία της εξωτερικής επιφάνειας προκειμένου να διεγείρουν το chassis και να το ‘αναγκάσουν’ να παράγει ένα ελεγχόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας. Ισχυρή σύζευξη αναμένεται μεταξύ των ‘διεγερτών’ του δορυφόρου, συνεπώς αυτοί θα πρέπει να σχεδιαστούν σαν ένα ενιαίο, πολύθυρο δίκτυο. Στην προσπάθειά τους να αποδείξουν ότι ένα τέτοιο κατανεμημένο σύστημα μπορεί να παράγει μεταβλητά διαγράμματα με μεταβλητή πόλωση, οι συγγραφείς της [277] αρχικά ανέπτυξαν μια συντονισιμη, κατακόρυφη κεραία ανεστραμμένης-F γεωμετρίας, η οποία ήταν εγκατεστημένη πάνω σε οριζόντιο επίπεδο γείωσης. Η κεραία λειτούργησε στα 2.3 GHz και πέτυχε  $FBW_V = 5.7\%$ . Όταν πολλαπλές τέτοιες κεραιές-‘διεγέρτες’ τοποθετήθηκαν πάνω σε μοντέλο του δορυφορικού σκάφους σε διάταξη κυκλικής στοιχειοκεραίας 8 στοιχείων, οι αριθμητικά υπολογισμένοι ενεργοί συντελεστές ανάκλασης αποκάλυψαν ότι το εύρος ζώνης αυξήθηκε στο 13.9% λόγω της διάταξης και της σύζευξης μεταξύ των στοιχείων.

Σε μια πολύ πρόσφατη μελέτη, οι Maqsood *et al.* [278] παρουσίασαν διζωνικές, κυκλικά πολωμένες επίπεδες κεραιές για εφαρμογές τηλεανίχνευσης βασισμένης σε λήψη σημάτων GNSS. Οι συγγραφείς ανέπτυξαν μια κεραία ‘ζενίθ’ και μια κεραία ‘ναδίρ’, οι οποίες προσαρμόστηκαν στο chassis ενός μικρού δορυφόρου τύπου UK-DMC. Αμφότερες οι κεραιές κάλυπταν τις ζώνες συχνοτήτων L1 και L2, οι οποίες έχουν κεντρικές συχνότητες 1.575 GHz και 1.227 GHz αντίστοιχα. Σε όρους σχεδίασης συμπαγών κεραιών μεγαλύτερο ενδιαφέρον εμφανίζει η κεραία ‘ζενίθ’, η οποία αρχικά σχεδιάστηκε ως μία στοιβαγμένη δομή μικροταινιακής κεραίας τροφοδοτούμενης μέσω σύζευξης σχισμής. Η δομή αποτελείται από τρία στρώματα και δύο μικροταινιακά καλύμματα που βρίσκονται στο ανώτερο και το κατώτερο επίπεδο της δομής. Το αρχικό κύκλωμα τροφοδοσίας της κεραίας αποτελείτο από τρεις διαίρετες ισχύος Wilkinson, οι οποίοι διέγειραν το κάτω κάλυμμα μέσω σύζευξης οπής. Το άνω κάλυμμα ήταν ηλεκτρομαγνητικά συζευγμένο στο κάτω, και έτσι προέκυπτε η διέγερσή του. Οι προσομοιώσεις έδειξαν όμως ότι αυτή η διάταξη είχε έναν πολύ ισχυρό οπίσθιο λοβό, οπότε το δίκτυο τροφοδοσίας επανασχεδιάστηκε από την αρχή. Στο νέο κύκλωμα, το άνω κάλυμμα συνδέθηκε γαλβανικά με την τροφοδοσία σήματος μέσω επιμεταλλωμένων οπών. Το κάτω κάλυμμα διεγειρόταν μέσω ηλεκτρομαγνητικής σύζευξης με το άνω κάλυμμα. Οι διαίρετες Wilkinson αντικαταστάθηκαν από έναν ευρυζωνικό συζεύκτη τριών κλάδων. Οι μετρήσεις επί της πρωτότυπης διάταξης έδειξαν κέρδος κεραίας 6.3 dBi στη ζώνη L1, και 4.0 dBi στην L2. Τα αντίστοιχα ηλεκτρικά μεγέθη της κεραίας υπολογίστηκε ότι είναι  $(ka)_{L1} = 1.82$  rad και  $(ka)_{L2} = 1.42$  rad.

Η βιβλιογραφική έρευνα ολοκληρώνεται στις §§5.3.2.1 και 5.3.2.2 με τρία πρόσφατα άρθρα ανασκόπησης τα οποία έχουν μεγάλη επιμορφωτική αξία, ιδίως για νέους μηχανικούς στο συγκεκριμένο ερευνητικό πεδίο [245,279,280]. Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό αυτών των άρθρων είναι ότι, μέσα από πληθώρα φωτογραφιών εμπορικά διαθέσιμων κεραιών και στοιχειοκεραιών, περιγράφουν state-of-the-art δορυφορικές κεραιές από την οπτική γωνία της βιομηχανίας. Η βιομηχανική προοπτική είναι συχνά πολύ διαφορετική από την ακαδημαϊκή, συνεπώς αυτά τα άρθρα βοηθούν το σχεδιαστή να αποκτήσει επίγνωση κεραιοσυστημάτων

που έχουν καταφέρει να λειτουργήσουν επιτυχώς επί μακρόν σε πραγματικές συνθήκες.

### 5.3.2.1 Ανάπτυξη Κεραίων από τη Saab Space

Τα δύο πρώτα άρθρα προέρχονται από μηχανικούς της Saab Space, πλέον RUAG Aerospace Sweden. Οι Zackrisson [279] και Wettergren *et al.* [280] παρουσιάζουν κεραίες ευρείας κάλυψης (*wide coverage antennas*) για μικρούς δορυφόρους. Οι προτεινόμενες λύσεις, οι οποίες εξαρτώνται από την περιοχή συχνοτήτων, τις απαιτήσεις εδαφικής κάλυψης και την εκάστοτε εφαρμογή, είναι οι εξής:

1. Ελικοειδείς κεραίες, οι οποίες είναι κατάλληλες για εφαρμογές στις ζώνες L-, S- & X-band
2. Τοροειδείς κεραίες, οι οποίες είναι κατάλληλες για εφαρμογές στις ζώνες S-, Ku- & Ka-band
3. Χοάνες, οι οποίες είναι κατάλληλες για εφαρμογές στις ζώνες Ku- & Ka-band
4. Ακτινοβολητές βασισμένοι σε κυματοδηγούς, οι οποίοι είναι κατάλληλοι για εφαρμογές στις ζώνες C-, X-, Ku- & Ka-band, και
5. Δοχεία διεγερόμενα από μικροταινιακά καλύμματα (*patch-excited cups*, P-ECs), τα οποία είναι κατάλληλα για εφαρμογές στις ζώνες L-, S- & X-band

Επικεντρώνοντας σε συγκεκριμένες εφαρμογές και ζώνες συχνοτήτων, θα πρέπει αρχικά να σημειωθεί ότι οι έλικες και οι κεραίες P-EC είναι οι προτεινόμενες λύσεις για εφαρμογές GPS/GNSS. Οι κεραίες P-EC αποτελούν επίσης την κύρια επιλογή για εφαρμογές στην S-band, μιας και δύνανται να υλοποιήσουν τόσο συμπαγείς ακτινοβολητές χαμηλού κέρδους, όσο και πιο ογκώδεις ακτινοβολητές μέσου/υψηλού κέρδους. Όσον αφορά σε εφαρμογές στην X-band, ελικοειδείς κεραίες χρησιμοποιούνται συνήθως για την κάτω ζεύξη δεδομένων υψηλού ρυθμού μετάδοσης. Οι κεραίες ημισφαιρικής κάλυψης για τα υποσυστήματα TTC εμφανίζονται σε δύο εκδοχές: ακτινοβολητές κυματοδηγού για διζωνική λειτουργία, και κεραίες P-EC για μονοζωνική λειτουργία.

Οι κεραίες P-EC είναι πραγματικά πολύπλευρες λύσεις, γι' αυτό και είναι χρήσιμες σε πολλαπλές εφαρμογές. Πρόκειται για στιβαρές, ελαφριές κεραίες, αποτελούμενες αποκλειστικά από μεταλλικά μέρη, και ικανές να παράγουν κέρδη μέχρι 15 dBi. Ισχύει κατά προσέγγιση ο κανόνας ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας τους μπορεί να σχεδιαστεί ανεξάρτητα από την εμπέδηση εισόδου  $Z_{in}(j\omega)$ . Το διάγραμμα στο μακρινό πεδίο επηρεάζεται από τη διάμετρο του δοχείου, από το ύψος του χείλους του δοχείου, και από την ακτίνα και το ύψος τοποθέτησης του πάνω καλύμματος. Η εμπέδηση εισόδου ρυθμίζεται είτε μεταβάλλοντας τη γεωμετρία της κοιλότητας που σχηματίζεται από τα δύο κάτω καλύμματα, είτε μεταβάλλοντας την ακτινική θέση των ακίδων τροφοδοσίας, είτε και με τις δύο αυτές τεχνικές. Σε κάθε περίπτωση, η αλληλεξάρτηση μεταξύ κέρδους και  $Z_{in}(j\omega)$  είναι αρκούτως ασθενής [280]. Το GPS P-EC που περιγράφεται στην [279] καλύπτει αμφότερες τις ζώνες L1 και L2, πετυχαίνοντας μέγιστα ευρυζωνικά κέρδη ίσα με 8.5 dBi και 7.4 dBi, αντίστοιχα. Έχοντας διάμετρο δοχείου

160 mm, και δεδομένου ότι το ύψος του χείλους είναι περίπου ίσο με  $\lambda_0/4$ , υπολογίστηκε ότι τα αντίστοιχα ηλεκτρικά μεγέθη είναι  $(ka)_{L1} = 2.82$  rad και  $(ka)_{L2} = 2.20$  rad. Αντίθετα, το S-band P-EC που σχεδιάστηκε για τη δορυφορική αποστολή LCROSS είναι μια κεραία μέσου κέρδους (*medium-gain antenna*, MGA). Επέδειξε κέρδος 12.5 dBi στα 2.2 GHz, σε συνδυασμό με κλασματικό εύρος ζώνης 18.2%. Παρ' όλα αυτά, τα αυξημένα κέρδη απαιτούν και αυξημένα ηλεκτρικά μεγέθη [137, 281], οπότε δεν αποτελεί έκπληξη ότι το εκτιμώμενο ηλεκτρικό μέγεθος του MGA P-EC βρίσκεται στην περιοχή  $4.10 < ka < 4.35$  rad.<sup>7</sup> Τέλος, δύο P-ECs υλοποιήθηκαν για εφαρμογές TTC στην X-band, χρησιμοποιώντας διαφορετικές συχνότητες RX/TX. Η κεραία λήψης πέτυχε κέρδος 8.9 dBi, ενώ το εκτιμώμενο ηλεκτρικό μέγεθος των ακτινοβολούντων μερών είναι  $(ka)_{RX} = 2.63$  rad @ 8 GHz (ο στραγγαλιστικός δακτύλιος έχει εξαιρεθεί από αυτόν τον υπολογισμό). Η κεραία εκπομπής πέτυχε κέρδος 7.5 dBi, ενώ το εκτιμώμενο ηλεκτρικό μέγεθος των ακτινοβολούντων μερών είναι  $(ka)_{RX} = 2.24$  rad @ 8 GHz (η φλάντζα προσαρμογής έχει εξαιρεθεί από αυτόν τον υπολογισμό).

### 5.3.2.2 Ανασκόπηση του Πεδίου από τους Gao *et al.*

Το τρίτο και τελευταίο άρθρο είναι από τους Gao *et al.* [245]. Οι συγγραφείς παρουσίασαν μια εξαιρετική ανασκόπηση του πεδίου των κεραιών για μικρούς δορυφόρους μέχρι τα τέλη του 2007. Συμπεριέλαβαν τις δραστηριότητες πολλών ερευνητικών ομάδων παγκοσμίως, αν και το άρθρο αφιερώνει περισσότερο χώρο στις δραστηριότητες του University of Surrey, της εταιρείας Surrey Satellite Technology Ltd., και του Surrey Space Centre.

Το άρθρο αρχίζει με μια εισαγωγή στους μικροσκοπικούς δορυφόρους, στην οποία περιγράφεται η αρθρωτή δομή τους και τα κοινότερα δομικά στοιχεία τους. Στη συνέχεια δίδονται παραδείγματα αποστολών στα οποία περιλαμβάνονται: (α') micro-δορυφόροι τηλεανίχνευσης, (β') ένα σύστημα πολλαπλών pico-δορυφόρων, σε διάταξη μητρικού-θυγατρικού σκάφους, κατασκευασμένο από μαθητές, (γ') nano-δορυφόροι υλοποιημένοι από ομάδες σπουδαστών προερχόμενων από διαφορετικά Πανεπιστήμια, και (δ') συστήματα pico-δορυφόρων που αναπτύσσονται στα πλαίσια μιας ευρείας διεθνούς συνεργασίας (πρόκειται για το πρόγραμμα CubeSat).

Οι λειτουργίες και οι πιο κοινί τύποι κεραιών περιγράφονται στη συνέχεια του άρθρου, ενώ ακολουθεί μια συζήτηση γύρω από τις κυριότερες προκλήσεις στη σχεδίαση κεραιών. Λόγω των ιδιοτήτων του διαστημικού περιβάλλοντος και των απαιτήσεων που υπάρχουν από τους σύγχρονους δορυφόρους, ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δίνεται στους ηλεκτρικούς, μηχανικούς και θερμικούς περιορισμούς που τίθενται. Ένα ακόμη μείζον θέμα σχετικά με τη σχεδίαση κεραιών είναι η αλληλεπίδραση κεραίας και δορυφορικού chassis. Το chassis είναι ουσιαστικά ένα τριδιάστατο επίπεδο γείωσης, το οποίο συζευγνύεται ισχυρά με τα ακτινοβολούντα στοιχεία, προκαλώντας H/M σκέδαση και μπλοκάρισμα του διαγράμματος ακτινοβολίας. Τα προβλήματα αυτά ενισχύουν τη σημασία των H/M προσομοιώσεων και μετρήσεων, προκειμένου να υπολογιστεί η κατάλληλη θέση της κεραίας για βέλτιστη λειτουργία

<sup>7</sup> Η σχετική ακρίβεια προκύπτει από το γεγονός ότι το πάνω κάλυμμα στέκεται πολύ ψηλότερα από το χείλος του δοχείου, αλλά το ακριβές ύψος είναι άγνωστο στο συγγραφέα.

και κάλυψη.

Στη συνέχεια οι Gao *et al.* [245] παρουσιάζουν μια λεπτομερή εξέταση των κεραίων που χρησιμοποιούνται για κάθε μία από τις βασικές λειτουργίες των μικρών δορυφόρων. Οι κεραίες για υποσυστήματα TTC περιλαμβάνουν μονόπολα, PIFAs, μικροταινιακές κεραίες, QHAs και P-ECs. Το εύρος συχνοτήτων καλύπτει τις ζώνες VHF, UHF, S-, C- και X-band. Οι κεραίες που επιλέγονται για την ευρυζωνική κάτω ζεύξη δεδομένων περιλαμβάνουν: (α') S- και X-band QHAs, (β') συμπαγείς MGAs που βασίζονται στην αρχή του ακτινοβολητή SAP, (γ') μηχανικά στρεφόμενες χοανοκεραίες υψηλού κέρδους στην X-band, (δ') αναδιπλούμενους παραβολικούς ανακλαστήρες, (ε') P-ECs στην S-band, και (στ') ενεργές κεραίες που βασίζονται στην ιδέα του ταλαντωτή πλέγματος για αποστολές CubeSat στη C-band. Οι κεραίες για δορυφορική πλοήγηση περιλαμβάνουν μικροταινιακές στοιχειοκεραίες μέσου κέρδους, P-ECs και QHAs φορτισμένες με κεραμικές ράβδους. Οι απευθείας ζεύξεις μεταξύ δορυφόρων εξυπηρετούνται από μικροταινιακές στοιχειοκεραίες υψηλού κέρδους και αναδιπλούμενους παραβολικούς ανακλαστήρες, αν και η πιο ελκυστική λύση μοιάζει να είναι η χρήση αυτο-προσανατολιζόμενων, οπισθοκατευθυντικών στοιχειοκεραίων. Για κάθε ένα από τα παραπάνω πεδία εφαρμογών αναλύονται οι απαιτήσεις που υπάρχουν από το κεραιοσύστημα, οι οποίες συμπληρώνονται από παραδείγματα κεραίων που τις έχουν ικανοποιήσει με επιτυχία.

Στα συμπεράσματα του άρθρου αντανακλάται εμφανώς το γεγονός ότι το συγκεκριμένο πεδίο βρίσκεται σε άνθιση, ενώ ταυτόχρονα ένας μεγάλος αριθμός τεχνολογικών προκλήσεων παραμένει ανοιχτός σε περαιτέρω έρευνα. Καινοτόμες έννοιες όπως ο “satellite-on-PCB” (PCB-Sat), όπου όλα τα συστήματα του δορυφόρου υλοποιούνται πάνω σε ένα κοινό PCB, αλλά και ο “satellite-on-chip” (Chip-Sat), όπου όλος ο δορυφόρος υλοποιείται σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, ανοίγουν το δρόμο για συνεργατικά δίκτυα μικρών δορυφόρων με προηγμένες λειτουργικότητες. Προκειμένου να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις που υπάρχουν από τα δορυφορικά δίκτυα της επόμενης γενιάς, απαιτείται να σημειωθεί σημαντική πρόοδος και στο ερευνητικό ‘μέτωπο’ του εφαρμοσμένου ηλεκτρομαγνητισμού.

### 5.3.3 Ανασκόπηση Συναφών Τεχνικών Σχεδίασης

Μία από τις τεχνικές σχεδίασης που εφαρμόζονται στο παρόν αποτελεί επέκταση της τεχνικής που εφάρμοσαν οι Notis *et al.* [282]. Οι συγγραφείς χάραξαν 40 ισοβαθείς εγχοπές στην περιφέρεια μικροταινιακής κεραίας, δίνοντας έτσι ένα μαιανδρικό σχήμα στο περίγραμμα του καλύμματος. Οι 10 εγχοπές που υπήρχαν σε κάθε πλευρά καταλάμβαναν το 1/3 του μήκους της πλευράς. Η μελέτη έδειξε ότι η διατάραξη της ρευματικής κατανομής κατά αυτόν τον τρόπο μπορεί να επιφέρει άμεση μείωση μεγέθους της τάξης του 30% για δεδομένη συχνότητα συντονισμού. Η μείωση μπορεί να φτάσει μέχρι και 44%. Εναλλακτικά, μείωση συχνότητας μέχρι 25% παρατηρήθηκε για σταθερό μέγεθος καλύμματος.

Στα πλαίσια της παρούσας δραστηριότητας επεκτάθηκε η τεχνική φόρτισης με περιφερειακές εγχοπές διαφοροποιώντας τα μήκη των εγχοπών. Με αυτόν τον τρόπο επιβάλλεται χωρική διαμόρφωση στην κατανομή των εγχοπών. Θαδειχθεί στη συνέχεια ότι η ρύθμιση της χωρικής κατανομής των εγχοπών μπορεί να αποφέρει ακόμα μεγαλύτερη μείωση μεγέ-

θους, ενώ ταυτόχρονα αποτελεί μέσο χειρισμού της εμπέδησης εισόδου  $Z_{in}(j\omega)$ . Το παρόν Κεφάλαιο είναι ουσιαστικά ένας αναλυτικός οδηγός εφαρμογής της τροποποιημένης μεθόδου των Notis *et al.* [282], η οποία αποσκοπεί μέσω της διαμόρφωσης του βάθους των εγκοπών να εξαπλώσει την κατανομή τους ακόμα περισσότερο κατά μήκος της πλευράς του μικροταινιακού καλύμματος.

Μία από τις πρώτες μελέτες πάνω στη χρήση σχισμών σε μικροταινιακές κεραίες παρουσιάστηκε από τους Zhang & Yang [283]. Σε αυτήν μελετήθηκε η χάραξη εγκάρσιας σχισμής πάνω στο μικροταινιακό κάλυμμα, δηλαδή μίας σχισμής η οποία είναι παράλληλη με το φασικό μέτωπο της ρευματικής κατανομής. Προτάθηκε ένα κυκλωματικό ισοδύναμο για τη σχισμή, το οποίο είναι πολύθυρο δίκτυο αυτεπαγωγών που εμφανίζονται σε σειρά με τη ροή του ρεύματος πάνω στο κάλυμμα. Τα πειραματικά δεδομένα έδειξαν μείωση της συχνότητας συντονισμού κατά 23%. Η μείωση αυτή μπορεί να φτάσει έως το 40% αν η ευθύγραμμη σχισμή αντικατασταθεί με σχισμή σχήματος 'H'. Μελετήθηκε επίσης η βέλτιστη τοποθέτηση της σχισμής πάνω στο κάλυμμα. Εφόσον η δράση της είναι επαγωγική, θα πρέπει να χαρακτηί στη θέση μεγίστου ρεύματος, δηλαδή στο μέσον του καλύμματος. Δε μελετήθηκε όμως η επίδραση του πλάτους της σχισμής, η οποία είναι ένας σημαντικός βαθμός ελευθερίας για την περαιτέρω αύξηση του ηλεκτρικού μήκους της κεραίας.

Αντίστοιχη, ελαφρώς πολυπλοκότερη μελέτη παρουσιάζεται και από τους Row *et al.* [284], όπου προτείνεται η χρήση 4 σχισμών σχήματος 'Γ' τοποθετημένων σε σχήμα σταυρού, παράλληλα με τους δύο άξονες του τετραγωνικού καλύμματος. Με κατάλληλη επιλογή του μήκους των σχισμών και της απόστασης μεταξύ τους μπορεί να επιτευχθεί μείωση της συχνότητας συντονισμού κατά 25%. Αντίθετα, οι δύο διαμήκεις ευρείες εγκοπές που χρησιμοποιήθηκαν από τους Wong & Hsu [285] δε βοήθησαν στην αύξηση του ηλεκτρικού μεγέθους της κεραίας, αφού η τοποθέτησή τους δεν επηρεάζει την ρευματική κατανομή. Αποδείχθηκε πειραματικά ότι βοηθούν στην αύξηση του εύρους ζώνης. Το ίδιο ισχύει και για την εφαρμογή των σχισμών σχήματος "U" (*U-slotted antennas*), οι οποίες έχουν προταθεί σε πολλές εργασίες, και η μεθοδολογία σχεδιάσής τους παρουσιάζεται ολοκληρωμένα από τους Weigand *et al.* [286].

Ιδιαίτερα χρήσιμες είναι οι τεχνικές εκείνες που αποδίδουν βελτίωση του ενδογενώς στενού εύρους ζώνης με ταυτόχρονη αύξηση του ηλεκτρικού μήκους της μικροταινιακής κεραίας. Μια τέτοια τεχνική προτείνεται από τους Xiao *et al.* [287], όπου χρησιμοποιείται κάλυμμα με ένθετη τροφοδοσία από μικροταινία (*inset feed*) σε συνδυασμό με ασύμμετρη φόρτιση από περιφερειακές εγκοπές. Οι εγκοπές χαράσσονται στις μη ακτινοβολούσες πλευρές και πετυχαίνουν μείωση του φυσικού μεγέθους της κεραίας κατά 60%. Ταυτόχρονα, με τη βοήθεια της ένθετης τροφοδοσίας, διεγείρονται δύο διαφορετικοί εγκάρσιοι μαγνητικοί ρυθμοί, ο  $TM_{10}$  και ο  $TM_{01}$ , οι οποίοι συντονίζουν σε γειτονικές συχνότητες. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται διπλασιασμός του εύρους ζώνης, με το ποσοστιαίο εύρος ζώνης να αγγίζει πλέον το 4%. Η ίδια ερευνητική ομάδα αξιοποίησε ξανά την φόρτιση με ασύμμετρη χάραξη εγκοπών στην εργασία [288]. Η νέα διάταξη διεγείρει δύο ρυθμούς  $TM_{10}$  και έτσι πετυχαίνει ακόμα καλύτερα αποτελέσματα σε σχέση με την προηγούμενη μελέτη. Παρ' όλα αυτά, οι παραπάνω τεχνικές δεν είναι κατάλληλες για κυκλικά πολωμένες κεραίες, καθώς αποτυγχάνουν να διατηρήσουν τη διπλή ορθογωνική συμμετρία. Για τον λόγο αυτό, προκειμένου να υλοποι-

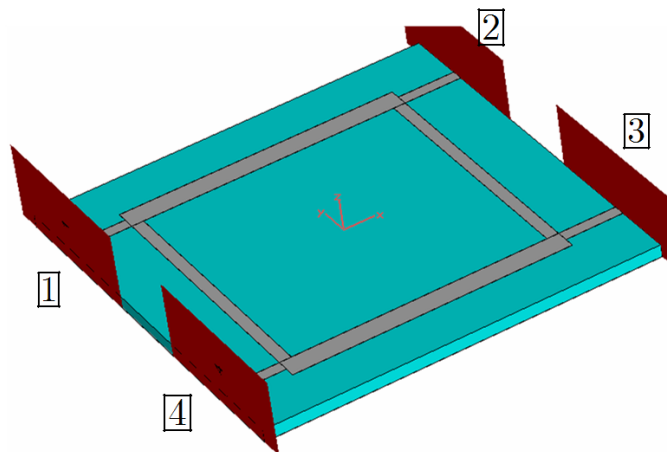
ηθεί η ηλεκτρικά μικρή κεραία του CubeSat, αποφασίστηκε να επεκταθεί και να βελτιωθεί η τεχνική των Notis *et al.* [282].

## 5.4 Κύκλωμα Τροφοδοσίας Υβριδικού Συζεύκτη

### 5.4.1 Σχεδίαση Υβριδικής Τροφοδοσίας για Κυκλική Πόλωση

Η κεραία ενός δορυφόρου χρησιμοποιείται ταυτόχρονα για εκπομπή και λήψη (*TX/RX mode*). Συνεπώς, είναι σημαντικό να διατηρεί τα ίδια χαρακτηριστικά ακτινοβολίας είτε εκπέμπει, είτε σκεδάζει H/M κύματα. Σύμφωνα με το Θεώρημα της Αμοιβαιότητας (βλ. §1.3 και §9.4 στο [17]), μια κεραία θα έχει αυτήν την ιδιότητα εφόσον είναι κατασκευασμένη από αμφίδρομα στοιχεία. Η απαίτηση αυτή ισχύει όχι μόνο για το σώμα της κεραίας, αλλά και για το κύκλωμα τροφοδοσίας: για παράδειγμα, η παρουσία διόδων και τρανζίστορ στο κύκλωμα θα ακύρωνε την αμοιβαιότητα. Από την άλλη, μια αμιγώς παθητική διάταξη κεραίας και δικτύου τροφοδοσίας είναι εξ ορισμού αμφίδρομη και αμοιβαία. Ο υβριδικός συζεύκτης (*hybrid coupler*) που παρουσιάζεται σε αυτήν την Ενότητα είναι ένα αμιγώς παθητικό και αμφίδρομο τετράθυρο δίκτυο [94,241]. Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις φαίνεται στο Σχήμα 5.1, στο οποίο διακρίνεται και η αρίθμηση των θυρών: οι θύρες **1** και **4** βρίσκονται στην πλευρά του πομποδέκτη, ενώ οι θύρες **2** και **3** βρίσκονται στην πλευρά της μικροταινιακής κεραίας.

Σε κατάσταση λήψης, ο συζεύκτης συνδυάζει τα σήματα που έρχονται από την κεραία στις θύρες **2** και **3**, και δίνει μία συνολική έξοδο στη θύρα **4**. Η θύρα **1** ιδανικά είναι τελείως απομονωμένη από την **4**, δηλαδή θεωρητικά ισχύει ότι  $S_{14} \triangleq 0$  και καθόλου ενέργεια δεν εμφανίζεται στην έξοδο της θύρας **1** [94]. Αντίθετα, σε κατάσταση εκπομπής, η έξοδος του ενισχυτή ισχύος οδηγείται στη θύρα **1**. Το σήμα αυτό διαιρείται σε δύο ορθογωνικά σήματα ( $\Delta\phi = 90^\circ$ ), καθένα από τα οποία έχει ισχύ 3 dB χαμηλότερη από το αρχικό. Άρα, ουσιαστικά το κύκλωμα είναι διαιρέτης ημισείας ισχύος, ο οποίος εισάγει μια επιπλέον ολίσθηση φάσης στον έναν από τους δύο κλάδους του. Η θύρα **4** είναι απομονωμένη από την **1**, δηλαδή



Σχήμα 5.1: Άποψη του τυπωμένου υβριδικού συζεύκτη σε προοπτική.

$S_{41} \triangleq 0$  [94].

Ο υβριδικός συζεύκτης περιγράφεται αρκετά καλά στην υπάρχουσα βιβλιογραφία μικροκυματικών κυκλωμάτων στερεάς κατάστασης [241]. Σαν αποτέλεσμα, υπάρχουν αρχικές εκτιμήσεις των διαστάσεων των γραμμών μεταφοράς που σχηματίζουν το κύκλωμα οι οποίες προβλέπονται από τη θεωρία. Πριν από τις εκτιμήσεις θα πρέπει να επιλεχθεί το υπόστρωμα πάνω στο οποίο θα τυπωθεί ο συζεύκτης. Επειδή στην ουσία το κύκλωμα αποτελείται από 4 γραμμές μεταφοράς μήκους  $\lambda_g/4$ , απαιτείται μέριμνα ώστε το  $\lambda_g$  να είναι αρκετά μικρό, προκειμένου να χωρέσει όλος ο συζεύκτης σε επιφάνεια  $100 \times 100 \text{ mm}^2$ . Ύστερα από τη σχετική έρευνα αγοράς επιλέχθηκε το υλικό Rogers TMM 10i ( $\epsilon_r = 9.80$ ,  $\tan \delta_e = 0.0020$ ), το οποίο πληροί τις προϋποθέσεις για διαστημικές εφαρμογές [289]. Άλλα υλικά που θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν είναι τα εξής: Rogers RT/Duroid 6010LM, Rogers TMM 10, Rogers RO3010, Rogers RO3210, καθώς και το Arlon AD1000. Το TMM 10i έχει το πλεονέκτημα ότι παράγεται και σε ύψος διηλεκτρικού  $H = 3.2 \text{ mm}$ , το οποίο είναι το ύψος που επιλέχθηκε τελικά. Το πάχος της επιμετάλλωσης έχει θεωρηθεί ότι θα είναι  $35 \mu\text{m}$  (1 oz Cu).

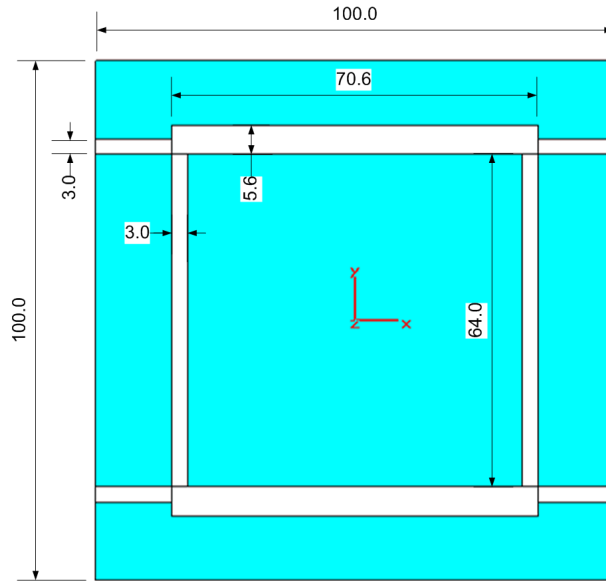
Η σχεδίαση κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων είναι μια επαναληπτική διαδικασία ακόμα και στη σημερινή εποχή όπου υπάρχει διαθεσιμότητα προηγμένων Η/Μ επιλυτών. Οι επιλύτες μειώνουν σημαντικά τον απαιτούμενο αριθμό επαναλήψεων, αλλά πάντα χρειάζονται λίγες επαναλήψεις για ένα επιτυχημένο σύστημα από τον πρώτο γύρο μετρήσεων. Σε αυτό το πλαίσιο, οι αρχικές προσομοιώσεις έδειξαν ότι οι πρώτες εκτιμήσεις για τις διαστάσεις των μικροταινιών δεν ήταν οι καλύτερες δυνατές. Δεν επιτεύχθηκε η επιθυμητή συχνότητα συντονισμού αφενός, και αφετέρου η διαίρεση ισχύος δεν έγινε εξίσου στους δύο κλάδους. Για να βελτιωθεί η ηλεκτρική συμπεριφορά του κυκλώματος περαιτέρω, ακολούθησε παραμετρική μελέτη του συστήματος, η οποία συνέκλινε γρήγορα και οδήγησε στις διαστάσεις που ικανοποιούν τις προδιαγραφές του τετράθυρου δικτύου. Οι τελικές διαστάσεις φαίνονται στην κάτοψη του Σχήματος 5.2.

#### 5.4.2 Αριθμητικά Αποτελέσματα Συζεύκτη

Η σχεδίαση και προσομοίωση έγινε στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α'. Η χωρική διακριτοποίηση του μοντέλου του συζεύκτη απεικονίζεται στο Σχήμα Α'.3α' (βλ. Παράρτημα Α', σελ. 335). Το μοντέλο δέχτηκε σαν είσοδο στο πεδίο του χρόνου έναν παλμό Gauss με εύρος ζώνης DC–0.8 GHz. Το σήμα διέγερσης μαζί με τα σήματα που εξήλθαν από τις τέσσερις θύρες απεικονίζονται στο Σχήμα Α'.4 (βλ. Παράρτημα Α', σελ. 336).

Για αποδοτικές προσομοιώσεις, δηλαδή προσομοιώσεις που πετυχαίνουν καλή ισορροπία μεταξύ ταχύτητας εκτέλεσης και ακρίβειας αποτελεσμάτων, σχεδιάστηκε ένα χωρικά ανομοιομορφο, προσαρμοστικό πλέγμα με μέγιστο βήμα ίσο με  $\lambda_g/50 = \lambda_0/156 @ 0.8 \text{ GHz}$ . Ο υπολογιστικός χώρος γύρω από το μοντέλο τερματίστηκε σε PML 4 επιπέδων κατά Bérenger [150, 151], το οποίο αποτελεί οριακή συνθήκη ακτινοβολίας. Το συγκεκριμένο κύκλωμα δεν ακτινοβολεί, επομένως ο οριακός απορροφητής 4 στρωμάτων είναι απολύτως επαρκής. Για ταχύτερες προσομοιώσεις, ο χώρος κάτω από το υπόστρωμα τερματίστηκε σε οριακή συνθήκη





**Σχήμα 5.2:** Τελικές τιμές των διαστάσεων των μικροταινιών που σχηματίζουν τον υβριδικό συζεύκτη. Όλες οι διαστάσεις είναι σε χιλιοστά (millimetres).

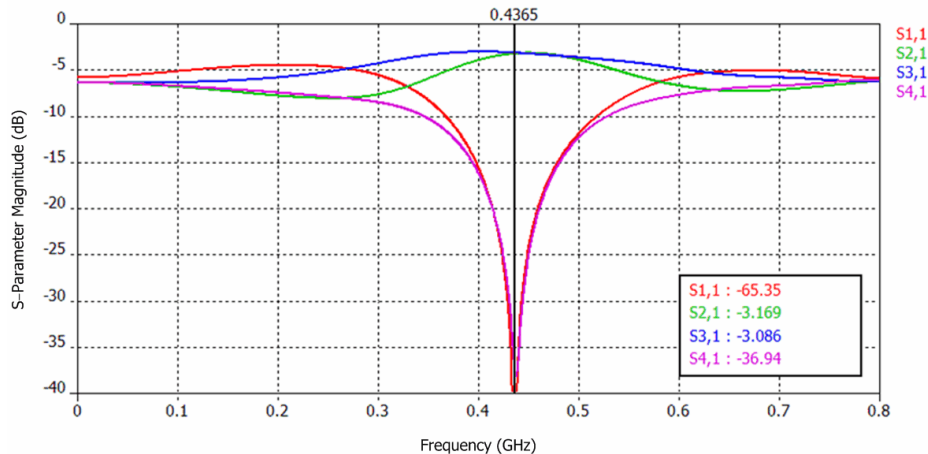
ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΟΥ ΥΒΡΙΔΙΚΟΥ ΣΥΖΕΥΚΤΗ	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC–0.8 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξαεδρικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	–40 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{\max}$	$\lambda_{\min}/156$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 4 στρωμάτων
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{0.4\text{GHz}}/8$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	66 360 εξάεδρα

**Πίνακας 5.1:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση του υβριδικού συζεύκτη.

κη τέλειου αγωγού,  $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} \equiv 0$ . Η προσέγγιση αυτή είναι λογική, αφού το υποσύστημα του συζεύκτη, όταν εξετάζεται απομονωμένο από την κεραία, δεν προορίζεται να ακτινοβολήσει. Συνεπώς, μπορεί να θεωρηθεί με ασφάλεια ότι το επίπεδο της γείωσης του PCB εκτείνεται στο άπειρο—αυτή ακριβώς είναι η υπολογιστική επίδραση της συγκεκριμένης οριακής συνθήκης. Η πολυπλοκότητα του μοντέλου ήταν  $60 \times 79 \times 14 = 66\,360$  εξαεδρικά κελιά. Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης συνοψίζονται στον Πίνακα 5.1.

Οι παράμετροι σχέδασης του συζεύκτη απεικονίζονται στο Σχήμα 5.3. Η θύρα 1 είναι αυτή στην οποία εφαρμόζεται η διέγερση του συστήματος, και είναι εξαιρετικά προσαρμοσμένη στην χαρακτηριστική αντίσταση του συστήματος:  $S_{11} < -40$  dB ref. 50 Ω. Η θύρα 4 είναι πολύ καλά απομονωμένη από την θύρα 1:  $S_{41} < -30$  dB. Η ισχύς που προσπίπτει στη θύρα 1 διαιρείται εξίσου στις θύρες 2 και 3, αφού έχουμε ότι  $S_{21} \approx S_{31} \approx -3$  dB. Από τα αντίστοιχα διαγράμματα φάσης προέκυψε ότι η διαφορά φάσης ανάμεσα στα σήματα των θυρών εξόδου είναι  $\Delta\phi_{23} = 90.1^\circ$ .

Στο Σχήμα 5.4 και στο Σχήμα 5.5 φαίνονται αντίστοιχα η ισορροπία πλάτους και φάσης του συζεύκτη (*amplitude & phase balance*). Το ωφέλιμο εύρος ζώνης ενός συζεύκτη μπορεί να οριστεί με διάφορους τρόπους, ακριβώς όπως και για μία κεραία. Ας υπολογίσουμε τα



**Σχήμα 5.3:** Τα μέτρα των παραμέτρων σκέδασης του τελικού μοντέλου του συζεύκτη. Η απόκριση του κυκλώματος προέκυψε διεγείροντας τη θύρα 1 και τερματίζοντας όλες τις υπόλοιπες θύρες στη χαρακτηριστική αντίσταση των 50 Ω.

αριθμητικά αποτελέσματα που αντιστοιχούν σε τέσσερις κατάλληλους ορισμούς:

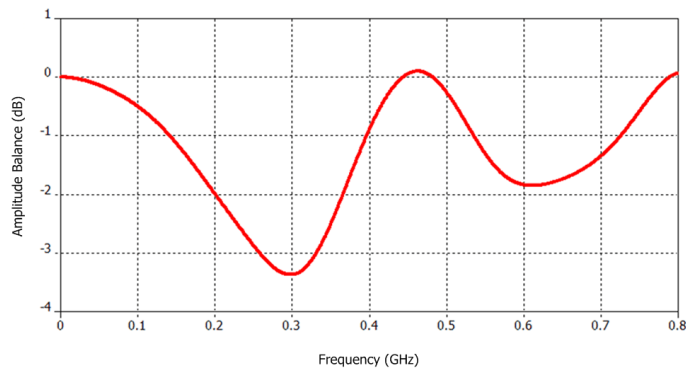
1. Το εύρος ζώνης για μέγιστο VSWR 2:1 (δηλαδή  $S_{11} < -10$  dB) είναι  $BW_V^{\text{hybrid}} = 149$  MHz, ή αλλιώς  $FBW_V^{\text{hybrid}} = 34\%$ .
2. Αντίθετα, η περιοχή συχνοτήτων στην οποία η απομόνωση από τη θύρα 4 είναι καλύτερη από 20 dB είναι μόλις  $BW_{\text{iso}20\text{dB}}^{\text{hybrid}} = 46$  MHz.
3. Το εύρος ζώνης για ισορροπία φάσης  $\pm 5^\circ$  ισούται με  $BW_{\pm 5^\circ}^{\text{hybrid}} = 148$  MHz.
4. Το εύρος ζώνης για ισορροπία πλάτους  $\pm 1$  dB ισούται με  $BW_{\pm 1\text{dB}}^{\text{hybrid}} = 140$  MHz.

Στο Σχήμα 5.6 δίδεται η επιφανειακή ρευματική κατανομή του συζεύκτη για την κεντρική συχνότητα λειτουργίας του. Η κατανομή αφορά μόνο στα αγωγικά μέρη του κυκλώματος: τα διηλεκτρικά μέρη έχουν αφαιρεθεί από το μοντέλο χάριν της ευκρίνειας των ρευμάτων. Η ένταση της ρευματικής κατανομής απεικονίζεται ως η μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει το ρεύμα σε κάθε σημείο πάνω στην επιφάνεια του χαλκού. Φυσικά, τα μέγιστα του ρεύματος είναι αδύνατο να εμφανιστούν ταυτόχρονα σε κάθε σημείο του κυκλώματος, εξαιτίας της στροφής φάσης που εμφανίζεται κατά μήκος οποιασδήποτε κατανεμημένης δομής. Τα ‘ταυτόχρονα μέγιστα’ είναι απλά ένα γραφικό βοήθημα για να αναγνωρίζονται οι ‘θερμές’ και ‘ψυχρές’ περιοχές του κυκλώματος. Το πρόχειρο αυτό ‘θερμογράφημα’ δείχνει ότι η ισχύς του εισερχόμενου κύματος μοιράζεται εξίσου στις θύρες 2 και 3, ενώ σχεδόν καθόλου ισχύς δεν εξέρχεται από τη θύρα 4.

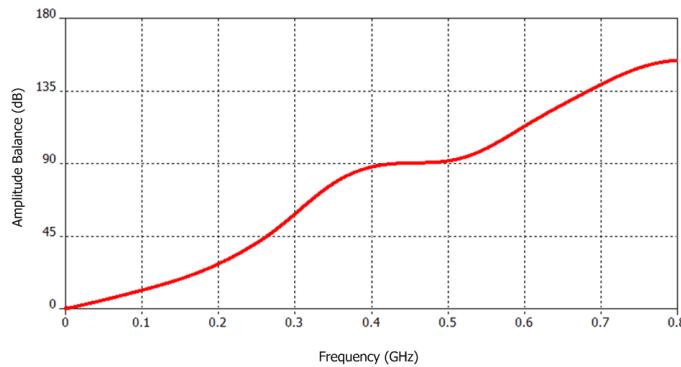
## 5.5 Μικροταινιακή Κεραία με Επαγωγική Φόρτιση από Περιφερειακές Εγκοπές

Η παρούσα Ενότητα αποτελεί τον πυρήνα του Κεφαλαίου. Στις §§5.5.1–5.5.4 αναλύονται αρχικά θέματα της σχεδίασης, παρουσιάζεται η εξέλιξη της γεωμετρίας της κεραίας, ενώ στη συνέχεια παρουσιάζεται η μοντελοποίηση και τα αριθμητικά αποτελέσματα των 2 επαναλήψεων της σχεδίασης της ηλεκτρικά μικρής κεραίας για το υποσύστημα TTC ενός CubeSat.

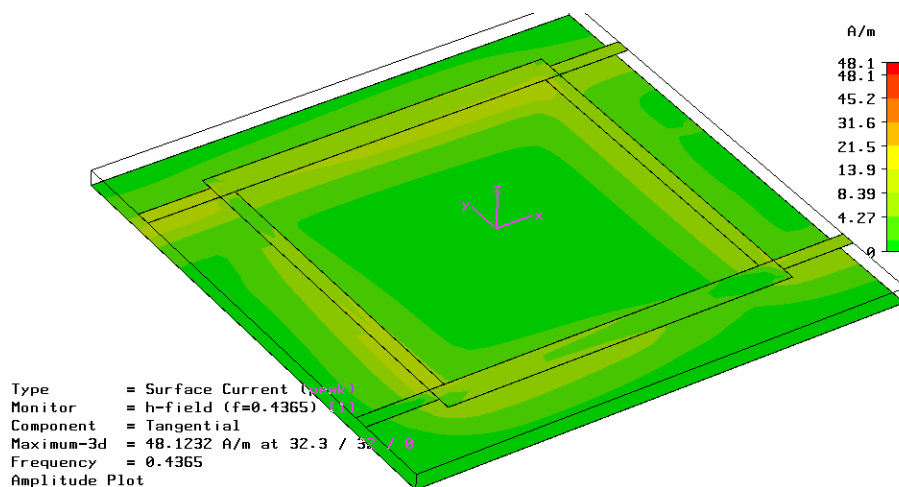
Κεφάλαιο 5. Κυκλικά Πολωμένη Ηλεκτρικά Μικρή Κεραία CubeSat



Σχήμα 5.4: Διακύμανση της ισορροπίας πλάτους (σε dB) μεταξύ των θυρών 2 και 3. Ανοσοροπία πλάτους μικρότερη από  $\pm 1$  dB διατηρείται για εύρος ζώνης 140 MHz.



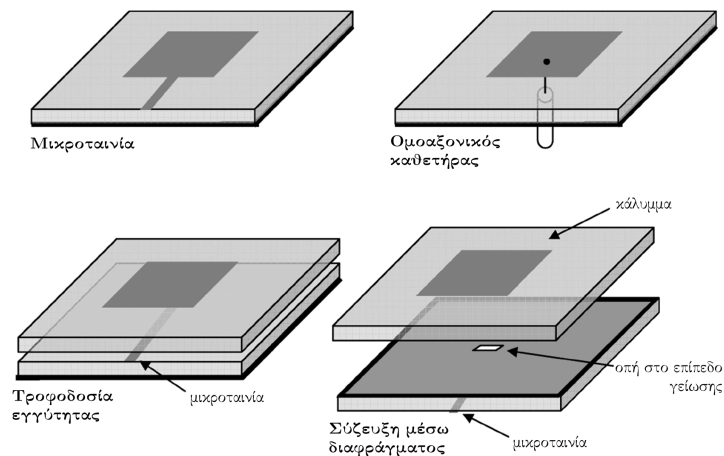
Σχήμα 5.5: Διακύμανση της ισορροπίας φάσης (σε μοίρες) μεταξύ των θυρών 2 και 3. Ανοσοροπία φάσης μικρότερη από  $\pm 5^\circ$  διατηρείται για εύρος ζώνης 148 MHz.



Σχήμα 5.6: Ταυτόχρονα μέγιστα του επιφανειακού ρεύματος που κατανέμεται κατά μήκος του συζεύκτη. Σημειώνεται η απουσία ρεύματος εξερχόμενου από τη θύρα 4.

## 5.5.1 Θέματα Σχεδίασης

Το Σχήμα 5.7 απεικονίζει τους τέσσερις ευρύτερα χρησιμοποιούμενους τρόπους διέγερσης μιας κεραίας μικροταινιακού καλύμματος. Η μικροταινία είναι ο απλούστερος και οικονομικότερος τρόπος τροφοδοσίας, καθότι είναι συμβατή με τις τεχνολογίες εκτύπωσης PCB. Μειονέκτημα αποτελεί ότι συνήθως η μικροταινία ‘βλέπει’ πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου στην πλευρά της κεραίας, οπότε πρέπει να υλοποιηθεί η ένθετη μέθοδος (*inset feed*). Ο ομοαξονικός καθετήρας χρησιμοποιείται ευρύτατα για χαρακτηρισμό πρωτότυπων διατάξεων, αλλά είναι δύσχρηστος σε πρακτικές εφαρμογές. Η τροφοδοσία εγγύτητας (*proximity feed*) είναι σύνθετη, πολυ-στρωματική μέθοδος με βασικότερο πλεονέκτημα έναντι των προηγούμενων δύο την ευρυζωνικότητα. Το μεγάλο αθροιστικό ύψος των δύο υποστρωμάτων οξύνει το πρόβλημα του κύματος επιφανείας και μειώνει την αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Τέλος, η σύζευξη μέσω διαφράγματος (*aperture coupling*) είναι μια ευρυζωνική μέθοδος η οποία πετυχαίνει ταυτόχρονα και αποσύζευξη της κυματοδήγησης από το μηχανισμό ακτινοβολίας. Με λεπτό ανώτερο υπόστρωμα αμβλύνεται το ζήτημα του κύματος επιφανείας. Για τη διέγερση της κεραίας του CubeSat επιλέχθηκε λόγω της απλότητάς της η μικροταινία.



Σχήμα 5.7: Οι τέσσερις συνηθέστεροι τρόποι τροφοδοσίας μιας κεραίας μικροταινιακού καλύμματος.

Παραδείγματα υποστρωμάτων που είναι κατάλληλα για την εκτύπωση της κεραίας αποτελούν το Rogers RT/Duroid™ 6006 [290] και το Rogers RO3006™ [291]. Αμφότερα εμφανίζουν σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα  $\epsilon_r = 6.15$  και περίπου την ίδια εφαπτομένη απωλειών:  $\tan \delta_e = 0.0019$  για το πρώτο και  $\tan \delta_e = 0.0020$  για το δεύτερο. Αντίθετα, τα ύψη στα οποία παράγονται διαφέρουν σημαντικά: το Duroid 6006 μπορεί να αγοραστεί επιχλωμένο με μέγιστο ύψος  $H_{\max}^{6006} = 2.54 \text{ mm} = 100 \text{ mil}$ , ενώ το δεύτερο παράγεται με μέγιστο ύψος  $H_{\max}^{3006} = 1.27 \text{ mm} = 50 \text{ mil}$ . Το ύψος που επιλέχθηκε για την κατασκευή της κεραίας CubeSat είναι

$$H_p = 6.4 \text{ mm} = 252 \text{ mil} \quad (5.1)$$

οπότε απαιτείται ούτως ή άλλως η συγκόλληση ‘πλάτη-με-πλάτη’ υποστρωμάτων μονής χάλκινης επίστρωσης με κατάλληλο συνδετικό υλικό γνωστό ως “prepreg”.

Τα πρώιμα στάδια σχεδίασης της κεραίας είχαν ξεκινήσει με το υπόστρωμα TMM 10i™ [289], δηλαδή το υλικό που χρησιμοποιήθηκε και για τον συζεύκτη, το οποίο έχει ιδιότητες  $\epsilon_r = 9.80$  και  $H = 3.2$  mm. Σε αυτό το υπόστρωμα η κεραία συντόνισε στα 440 MHz όταν το μήκος του καλύμματος έγινε  $L_{ini} = 108.3$  mm. Με αναγωγή συχνότητας βρίσκουμε ότι θα συντόνιζε στα 436.5 MHz για μήκος  $L'_{ini} = 109.2$  mm. Με νέα αναγωγή των διηλεκτρικών σταθερών των υλικών υπολογίστηκε ότι μια κεραία τυπωμένη πάνω σε Duroid 6006 ή RO3006 θα είχε μήκος συντονισμού

$$L''_{ini} = L'_{ini} \sqrt{\frac{9.80}{6.15}} = 137.8 \text{ mm.} \quad (5.2)$$

Το μήκος συντονισμού της μικροταινιακής κεραίας θεωρητικά ισούται με

$$L_{res}^{theory} = 0.49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = 135.8 \text{ mm,} \quad (5.3)$$

για τα μεγέθη τα οποία εμπλέκονται. Η απόκλιση από το αποτέλεσμα της (5.2) είναι 1.5%.

Από την χρηστική ανάλυση των Stutzman & Thiele [17] (Κεφ. 5), η οποία συμπληρώνεται πολύ καλά από τα κεφάλαια [292, 293], εξάγεται η εκτίμηση για το πραγματικό μέρος της εμπέδησης εισόδου μιας κεραίας διαστάσεων  $L_p \times W_p$ :

$$R_{in} \triangleq Z_A = 90 \left( \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \right) \left( \frac{L_p}{W_p} \right)^2. \quad (5.4)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές  $\epsilon_r = 9.80$  και  $L_p = W_p$ , η (5.4) γίνεται

$$R_{in} \triangleq Z_A = 90 \frac{(9.80)^2}{9.80 - 1} \Omega = 982 \Omega. \quad (5.5)$$

Αυτή η αχρείαστα μεγάλη αντίσταση προκύπτει ως παρενέργεια της μεγάλης διηλεκτρικής σταθεράς. Προκειμένου η τιμή να πλησιάσει στα 50  $\Omega$  θα πρέπει να θέσουμε

$$\frac{L'_p}{W'_p} = \frac{1}{4.43}. \quad (5.6)$$

Λόγω του αυστηρού περιορισμού χώρου που υπάρχει πάνω στην έδρα του δορυφόρου, δεν είναι εφικτό να σχεδιαστεί ορθογώνιο κάλυμμα: οι αρχική μελέτη έδειξε πέραν αμφιβολίας ότι μόνο ένα τετράγωνο κάλυμμα θα μπορούσε να χωρέσει. Όλα τα παραπάνω, σε συνδυασμό με το γεγονός ότι η χρήση τόσο μεγάλης διηλεκτρικής σταθεράς απειλεί να εξανείσει τελείως το ήδη μηδαμινό εύρος ζώνης της κεραίας, οδήγησαν στην επιλογή του υποστρώματος με σταθερά  $\epsilon_r = 6.15$  [290, 291]. Έτσι, η θεωρητική εκτίμηση της αντίστασης εισόδου γίνεται πλέον

$$R_{in} = 90 \left( \frac{\epsilon_r^2}{\epsilon_r - 1} \right) \left( \frac{L_p}{W_p} \right)^2 = 90 \frac{(6.15)^2}{6.15 - 1} \Omega = 661 \Omega. \quad (5.7)$$

Επεκτείνοντας τη μικροταινία που τροφοδοτεί την κεραία μέσα στο κάλυμμα κατά μία κα-

τάλληλη απόσταση  $\Delta x_i$  εφαρμόζεται η τεχνική της ένθετης τροφοδοσίας (“inset feed”). Η τροποποιημένη αντίσταση εισόδου ισούται με [17]

$$R_{\text{inset}} = R_{\text{in}} \cos^2 \left( \pi \frac{\Delta x_i}{L_p} \right). \quad (5.8)$$

Λύνοντας ως προς  $\Delta x_i/L_p$ , το οποίο είναι το κλασματικό βάθος διείσδυσης, έχουμε ότι

$$\frac{\Delta x_i}{L_p} = \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{R_{\text{inset}}}{R_{\text{in}}}} \right). \quad (5.9)$$

Αντικαθιστώντας  $R_{\text{in}} = 661 \Omega$  και  $R_{\text{inset}} = 50 \Omega$  προκύπτει κλάσμα διείσδυσης

$$\frac{\Delta x_i}{L_p} = \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{50}{661}} \right) = 0.411. \quad (5.10)$$

Το αποτέλεσμα της (5.10) σημαίνει ότι το inset feed θα πρέπει να διεισδύσει μέχρι το μέσον του καλύμματος, κάτι που είναι ανεπιθύμητο γιατί θα επηρεάσει τη χάραξη των εγκοπών στην περιφέρεια του καλύμματος. Για να αποφευχθεί ένα τόσο βαθύ inset, χρησιμοποιήθηκε μετασχηματιστής  $\lambda_g/4$ . Κάνοντας ένα λογικό συμβιβασμό ανάμεσα στην τιμή της αντίστασης του μετασχηματιστή και στο πλάτος του χάλκινου διαδρόμου, επιλέχθηκε πλάτος  $W_{\text{quarter}} = 1.0 \text{ mm}$ , το οποίο δίνει χαρακτηριστική αντίσταση  $Z_{\text{quarter}} = 117.5 \Omega$ . Το μήκος του μετασχηματιστή πρέπει να είναι  $L_{\text{quarter}} = 87.0 \text{ mm}$ , ενώ η αντίσταση την οποία μπορεί να προσαρμόσει στα  $50 \Omega$  είναι ίση με

$$Z_x = \frac{Z_{\text{quarter}}^2}{50} \Omega = 276 \Omega. \quad (5.11)$$

Με εφαρμογή της (5.10) προκύπτει ότι το νέο βάθος του inset ισούται πλέον με

$$\left( \frac{\Delta x_i}{L_p} \right)_{\text{quarter}} = \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{50}{276}} \right) = 0.360. \quad (5.12)$$

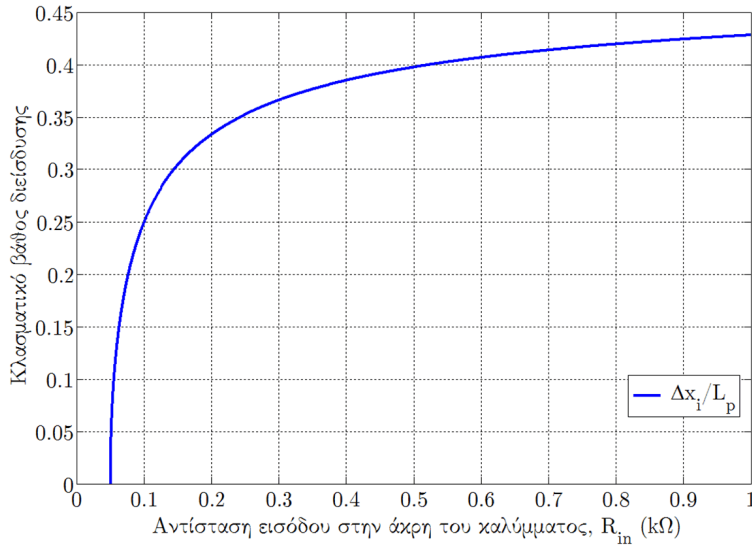
Παρ’ όλη την προσπάθεια, δεν επιτεύχθηκε κάτι αξιόλογο στη μείωση του inset. Η αιτία βρίσκεται στη μεταβλητή κλίση της καμπύλης στο Σχήμα 5.8.

Το εύρος ζώνης για στάθμη VSWR 2:1 και  $H \ll \lambda_0$  δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση [17]

$$\text{FBW}_V = 3.77 \left( \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r^2} \right) \left( \frac{W_p}{L_p} \right) \left( \frac{H}{\lambda_0} \right). \quad (5.13)$$

Εφαρμόζοντας την (5.13) για τα μεγέθη του προβλήματός μας, έχουμε εκτίμηση για το ποσοστιαίο εύρος ζώνης ίση με

$$\text{FBW}_V = 3.77 \left[ \frac{6.15 - 1}{(6.15)^2} \right] \left( \frac{6.4}{687.3} \right) = 0.0048. \quad (5.14)$$



**Σχήμα 5.8:** Μεταβολή του απαιτούμενου κλασματικού βάθους διεύδυσης ως συνάρτηση της εμπέδησης που ‘βλέπει’ η γραμμική τροφοδοσία στην αρχή του καλύμματος.

Αυτή η τιμή αντιστοιχεί μόλις σε 2.1 MHz @  $f_0 = 436.5$  MHz. Άρα, αναμένεται ότι το συνολικό εύρος ζώνης της εφαρμογής  $BW_V = 3.2$  MHz θα καλυφθεί με  $VSWR > 2 : 1$ .

### 5.5.2 Εξέλιξη της Γεωμετρίας της Κεραίας

Το πλήθος και η διάταξη των περιφερειακών εγκοπών (*peripheral slits*) επηρεάστηκε αρχικά από τη στρατηγική σχεδίασης των Notis *et al.* [282]. Οι συγγραφείς της [282] χρησιμοποίησαν εγκοπές με μέγιστο μήκος 380 mil (9.5 mm) για μήκος καλύμματος  $L_p = 1620$  mil (40.5 mm). Σημειώνεται ότι  $380/1620 = 0.23$ . Σχηματίστηκαν εγκοπές πλάτους 20 mil (0.5 mm) με απόσταση διαδοχικών εγκοπών ίση με 40 mil (1.0 mm). Η αρχική κεντρική συχνότητα του πειράματος ήταν  $f_0^{Notis} = 2.36$  GHz. Δεδομένου ότι ο συχνοτικός λόγος ανάμεσα στις δύο μελέτες είναι  $2360/436 = 5.4$ , η αναγωγή συχνότητας οδηγεί στη χρήση εγκοπών πλάτους 2.5 mm με διάκενο μεταξύ τους ίσο με 5.0 mm. Το συνολικό μήκος που κατέλαβαν οι 10 εγκοπές πάνω στην πλευρά του καλύμματος στην [282] είναι

$$W_{total}^{10} = 10 \cdot 20 + 40(10 - 1) \text{ mil} = 560 \text{ mil}. \quad (5.15)$$

Άρα, το ποσοστό της πλευράς που χρησιμοποιείται από τις εγκοπές είναι

$$\frac{560}{1620} = \frac{28}{81} \approx \frac{1}{3},$$

το οποίο αποτελεί μια λογική επιλογή, αφού και στην εργασία [282] υπάρχει πρόβλεψη για διπλή τροφοδοσία και κυκλική πόλωση.

Η κεραία για τον CubeSat σχεδιάστηκε χαράσσοντας 10 εγκοπές σε κάθε μία από τις τέσσερις πλευρές του καλύμματος. Οι εγκοπές έχουν μεταβλητό πλάτος (αλλά κοινό για όλες τις εγκοπές) και μεταβλητό μήκος που ακολουθεί ένα συγκεκριμένο σύνολο τιμών  $\{a_1, a_2, a_3, a_4, a_5\}$ . Προκειμένου να διατηρηθεί η δυνατότητα της διπλής τροφοδοσίας και

της κυκλικής πόλωσης, η διάταξη των εγχοπών διατηρεί τους δύο κάθετους άξονες συμμετρίας (βλ. Σχήματα 5.9 και 5.10). Αυτός είναι και ο λόγος που το σύνολο τιμών έχει μόνο 5 μεταβλητές, αντί για 10.

Αφού οι εγχοπές είναι χαραγμένες στην περιφέρεια του καλύμματος, και όχι για παράδειγμα στο GNDP, ο πλέον λογικός τρόπος χωρικής διαμόρφωση του μήκους τους είναι η *τριγωνική κατανομή*. Αυτή θεωρητικά θα αναγκάσει το ρεύμα να περάσει από το κέντρο του καλύμματος, αποφέροντας ένα νέο ισοδύναμο μήκος το πολύ ίσο με  $L_{\text{eff,max}} = L_p\sqrt{2}$ . Αποτελεί τετριμμένη άσκηση Ευκλείδειας Γεωμετρίας να αποδειχθεί ότι, αν ισχύει  $a = \max\{a_1, a_2, a_3, a_4, a_5\}$ , τότε το ισοδύναμο μήκος του καλύμματος ισούται με

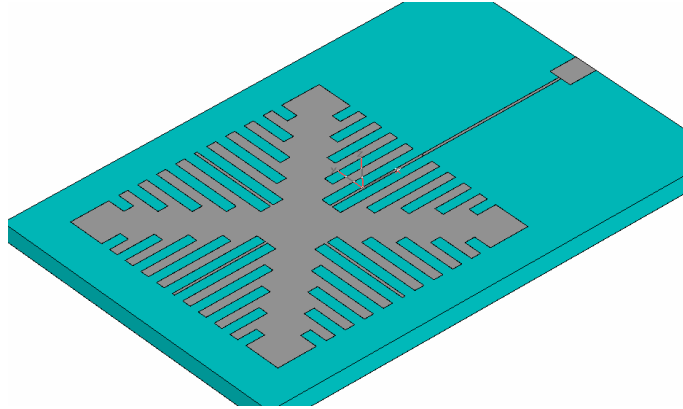
$$L_{\text{eff}} = L_p\sqrt{1 + 4a^2}. \quad (5.16)$$

Οι προσομοιώσεις με την εφαρμογή τριγωνικής κατανομής ξεκίνησαν με συνολικό πλάτος εγχοπών 33% του  $L_p$ , δηλαδή έχοντας το 1/3 της πλευράς του καλύμματος κατειλημμένο από εναλλαγές εγχοπών με στελέχη. Η παραμετρική μελέτη έδειξε ότι η θεωρητική πρόβλεψη της (5.12) ήταν σωστή: το βέλτιστο ποσοστιαίο βάθος διείσδυσης κυμαίνεται μεταξύ 0.36–0.38. Το Σχήμα 5.9 δείχνει ότι η μορφή της τριγωνικής κατανομής δίνει τη δυνατότητα να αυξηθεί κατά πολύ το συνολικό πλάτος των εγχοπών, και έτσι να επιτευχθεί μεγαλύτερος βαθμός σμίκρυνσης της κεραίας. Η μελέτη απέδειξε ότι προκύπτουν καλά αποτελέσματα για ποσοστό κάλυψης 70–80%. Επιπλέον, ανακαλύφθηκε ότι επιτυγχάνεται καλός συμβιβασμός μεταξύ σμίκρυνσης και εύρους ζώνης όταν η αναλογία του πλάτους των εγχοπών και εκείνου των στελεχών (*stubs*) που βρίσκονται ανάμεσα σε δύο διαδοχικές εγχοπές κυμαίνεται περίπου στη μονάδα. Οι προσομοιώσεις έδειξαν πέρα από κάθε αμφιβολία ότι η αναλογία αυτή επηρεάζει τόσο τη συχνότητα συντονισμού  $f_0$ , όσο και την εμπέδηση εισόδου της κεραίας,  $Z_{\text{in}}(j\omega)$ . Οποιαδήποτε μεταβολή συμβαίνει στην εμπέδηση εισόδου είναι κρίσιμη και πρέπει να γίνεται με απόλυτα ελεγχόμενο τρόπο: η κεραία που σχεδιάζεται εδώ είναι μια ηλεκτρικά μικρή δομή, άρα υπάρχει εξαρχής πρόβλημα συντονισμού ( $X_{\text{in}}(j\omega) \neq 0$ ) και ταυτόχρονο πρόβλημα προσαρμογής σε σύστημα των 50 Ω ( $R_{\text{in}}(j\omega) \ll 50 \Omega$ ).

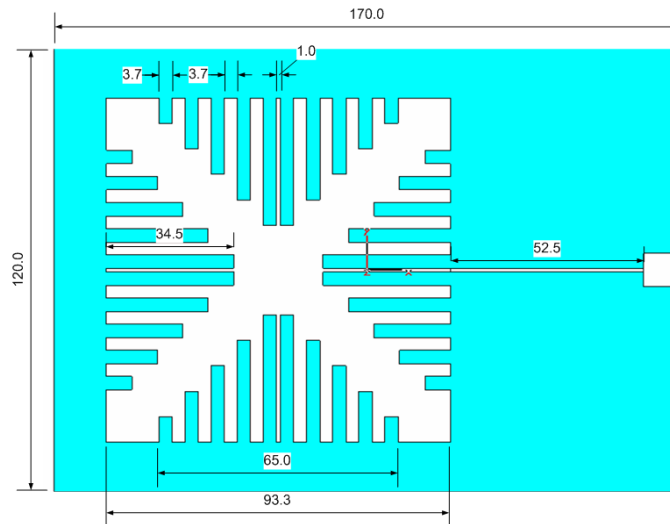
Το Σχήμα 5.9 απεικονίζει σε προοπτική την τελική υλοποίηση της κεραίας: διακρίνεται το υψηλό υπόστρωμα που έχει χρησιμοποιηθεί για αύξηση του  $\text{FBW}_V$ . Το συγκεκριμένο μοντέλο, το οποίο είναι απλά ένα διεπίπεδο PCB, αποτελεί το πρώτο ολοκληρωμένο στάδιο σχεδίασης. Ονομάστηκε *CubeSat Patch Prototype version 1* (στο εξής “CSPP–1”), και οι επιδόσεις του αναλύονται στην §5.5.3. Ομοίως, στην §5.5.4 παρουσιάζεται το δεύτερο ολοκληρωμένο στάδιο σχεδίασης, δηλαδή το κεραιοσύστημα “CSPP–2”.

Οι 40 εγχάρσιες εγχοπές κατά μήκος της περιφέρειας του καλύμματος αυξάνουν την απόσταση που διανύει το συντονιζόμενο ρεύμα για να φτάσει στην απέναντι ακτινοβολούσα ακμή της κοιλότητας, άρα αυξάνουν το ηλεκτρικό μήκος του ακτινοβολητή. Το αυξημένο ηλεκτρικό μήκος είναι αυτό που παρέχει τη δυνατότητα μείωσης του φυσικού μήκους κάτω από τα 100 mm. Αν η κεραία σχεδιαζόταν πάνω από αέρα ή αφρώδες διηλεκτρικό, θα έπρεπε να έχει τις ονομαστικές διαστάσεις:  $L_p \times W_p = 344 \times 344 \text{ mm}^2$ . Όμως, σε αυτήν την κεραία έχουν εφαρμοστεί δύο τεχνικές σμίκρυνσης οι οποίες δρουν ανεξάρτητα και έχουν ένα





**Σχήμα 5.9:** Η τετράγωνη μικροταινιακή κεραία CSPP-1 φορτισμένη με επαγωγικές περιφερειακές εγχοπές. Το στοιχειώδες κύκλωμα τροφοδοσίας αποτελείται από τον μετασχηματιστή  $\lambda_g/4$  και ένα μικρό τμήμα γραμμής μεταφοράς (μικροταινιας) των  $50 \Omega$ .



**Σχήμα 5.10:** Οι τελικές διαστάσεις του μοντέλου, στις οποίες συνέκλιε η διαδικασία βελτιστοποίησης. Το κύκλωμα είναι τυπωμένο πάνω σε υπόστρωμα Rogers RO3006<sup>TM</sup> ( $\epsilon_r = 6.15$ ,  $\tan \delta_e = 0.0020$ ,  $H_p = 6.4 \text{ mm}$ ). Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetres.

συσσωρευτικό αποτέλεσμα. Μιλώντας με όρους μηκών, η διηλεκτρική φόρτιση αρχικά μείωσε κατά 60% τις ονομαστικές διαστάσεις της κεραίας. Οι νέες διαστάσεις μειώθηκαν επιπλέον κατά 33% με τη χάραξη των περιφερειακών εγχοπών. Μιλώντας με όρους επιφανείας, η διηλεκτρική φόρτιση αρχικά μείωσε κατά 84% την ονομαστική επιφάνεια της κεραίας. Η νέα επιφάνεια μειώθηκε επιπλέον κατά 55% με τη χάραξη των περιφερειακών εγχοπών. Η διαδικασία βελτιστοποίησης συνέκλιε σε μικροταινιακή κεραία διαστάσεων  $L_p^{\text{Cube}} \times W_p^{\text{Cube}} = 93.3 \times 93.3 \text{ mm}^2$ . Στο τελικό μοντέλο το κλασματικό inset είναι 0.37, ενώ το ποσοστό κάλυψης κάθε πλευράς από εγχοπές ανέρχεται σε 70%. Το Σχήμα 5.10 περιγράφει αναλυτικά τις χαρακτηριστικές διαστάσεις του καλύμματος, αλλά και τις διαστάσεις του συνδυασμού υποστρώματος/GNDP που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις: ο συνδυασμός αυτός προεκτάθηκε πέρα από τα (νοητά) όρια της έδρας του δορυφόρου, ώστε να συμπεριληφθεί ένα μικρό δίκτυο τροφοδοσίας στο ίδιο μοντέλο.

Το μήκος των εγχοπών έχει διαμορφωθεί χωρικά σύμφωνα με την τριγωνική κατανο-

ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ CSPP-1	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC-0.8 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξασθετικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	-40 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{\max}$	$\lambda_{\min}/90$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 6 στρωμάτων
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{0.4\text{GHz}}/8$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	282 320 εξάεδρα

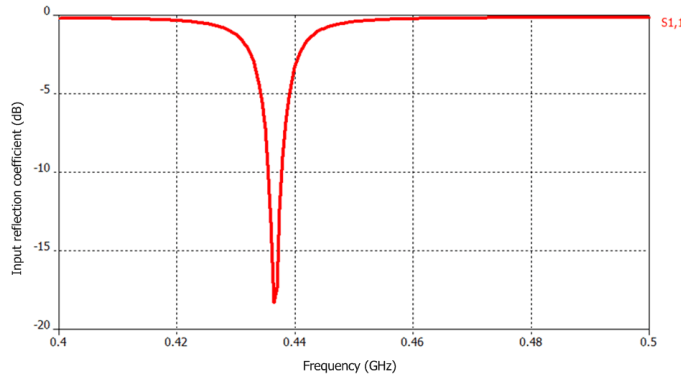
**Πίνακας 5.2:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση της κεραίας CSPP-1.

μή. Θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν κι άλλες κατανομές, όπως διωνυμική, ομοιόμορφη, γεωμετρική, ανορθωμένου συννημιτόνου, κλπ. Στην πραγματικότητα, οι Notis *et al.* [282] χρησιμοποίησαν την *ομοιόμορφη* κατανομή. Το ηλεκτρικό μέγεθος της κεραίας είναι σε πρώτη εκτίμηση ίσο με  $ka = 2\pi \frac{93\sqrt{2}/2}{687.3} \text{ rad} = 0.60 \text{ rad} < 1 \text{ rad}$ , άρα η κεραία CubeSat είναι όντως *ηλεκτρικά μικρή* [109, 137, 294]. Απομένει να υπολογιστεί η απόδοση μιας τόσο μικρής κεραίας με μορφή κοιλότητας όσον αφορά στο κέρδος, την αποδοτικότητα ακτινοβολίας, τον συντελεστή ποιότητας, το εύρος ζώνης και το εύρος δέσμης ημισείας ισχύος.

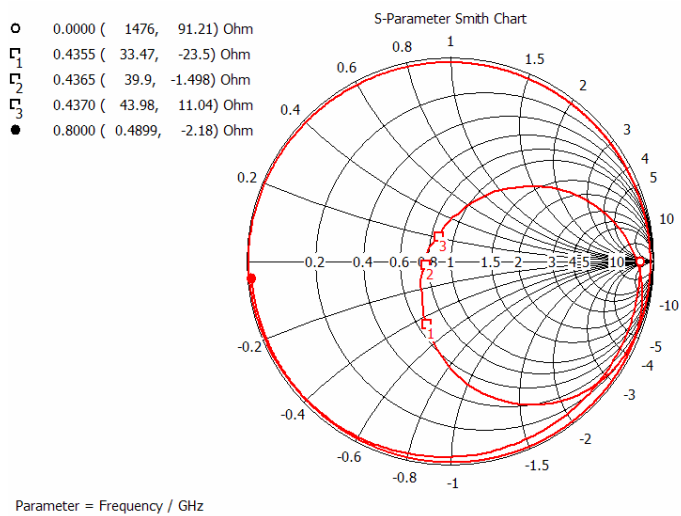
### 5.5.3 Αριθμητικά Αποτελέσματα της Κεραίας CSPP-1

Η σχεδίαση και προσομοίωση έγινε στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α'. Η χωρική διακριτοποίηση του μοντέλου της CSPP-1 απεικονίζεται στο Σχήμα Α'.3β' (βλ. Παράρτημα Α', σελ. 335). Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης συνοψίζονται στον Πίνακα 5.2. Ο υπολογιστικός χώρος γύρω από το PCB τερματίστηκε σε Bérenger PML 6 επιπέδων [150, 151]: οι κεραίες προσομοιώνονται σωστά μόνο όταν τερματίζονται σε οριακές συνθήκες 'ανοικτού χώρου' ή αλλιώς 'συνθήκες ακτινοβολίας'. Με βάση την εμπειρία από τη χρήση του FIT-TS, προκύπτει ότι το PML 6 επιπέδων παρέχει εξαιρετική αντιστάθμιση μεταξύ ακρίβειας και ταχύτητας εκτέλεσης, υπό την έννοια ότι τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας της κεραίας συγκλίνουν ενώ ταυτόχρονα ο υπολογιστικός χρόνος δεν αυξάνεται αισθητά. Ο επιλύσιμος χώρος μειώθηκε στο 1/2 τερματίζοντας το χώρο κάτω από το υπόστρωμα σε οριακή συνθήκη τέλει αγωγού (*electrical boundary*,  $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} \equiv 0$ ). Οι πεδιακές κατανομές των αρχικών προσομοιώσεων έδειξαν ότι η κεραία πληροί τις προϋποθέσεις για εφαρμογή μαγνητικής οριακής συνθήκης ("*magnetic wall*") στο επίπεδο συμμετρίας του μοντέλου. Το Σχήμα Α'.3β' απεικονίζει τον ορισμό αυτής της οριακής συνθήκης, η οποία μειώνει την πολυπλοκότητα του μοντέλου στο μισό χωρίς απώλεια της ακρίβειας (βλ. Παράρτημα Α', σελ. 339). Η μαγνητική συμμετρία χρησιμοποιήθηκε και στα δύο στάδια σχεδίασης της κεραίας.

Από τη στιγμή που η γεωμετρία της κεραίας έχει συγκλίνει στην τελική μορφή της, το επόμενο—και πιο σημαντικό—βήμα για την ολοκλήρωση της σχεδίασης είναι η διαμόρφωση της εμπέδησης εισόδου,  $Z_{\text{in}}(j\omega) = R_{\text{in}}(j\omega) + jX_{\text{in}}(j\omega)$ : ο συντονισμός,  $X_{\text{in}}(j\omega_0) \approx 0 \Omega$ , και η προσαρμογή στη χαρακτηριστική αντίσταση του συστήματος,  $R_{\text{in}}(j\omega_0) \approx 50 \Omega$ , πρέπει να επιτευχθούν στην επιθυμητή συχνότητα  $\omega_0$  χωρίς να παραβαίνεται καμία από τις υπόλοιπες προδιαγραφές. Το τελικό αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας απεικονίζεται ικανοποιητικά



Σχήμα 5.11: Συντονισμός και προσαρμογή στην είσοδο της κεραίας CSPP-1, όπως αποδίδονται από το λογαριθμικό μέτρο του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης.

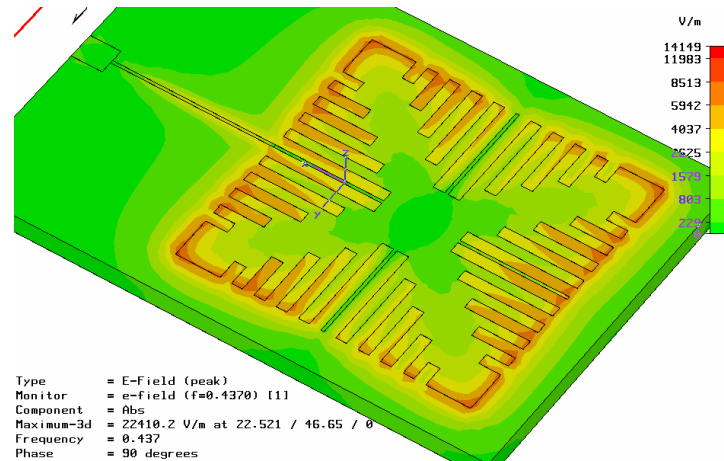


Σχήμα 5.12: Η κεραία CSPP-1 συντονίζει κοντά στην  $f_0$  με αντίσταση εισόδου κατά το συντονισμό ίση με  $R_{in} \approx 40 \Omega$ .

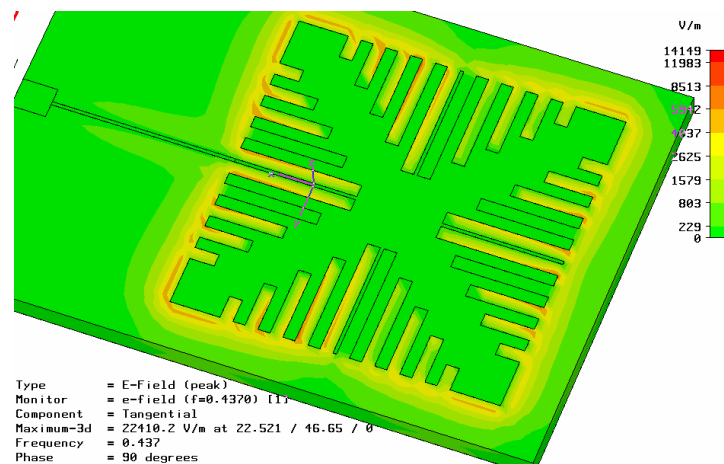
μέσω του μέτρου του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης και του χάρτη Smith στα Σχήματα 5.11 και 5.12, αντίστοιχα. Το βύθισμα συντονισμού/προσαρμογής είναι ικανοποιητικό ( $|S_{11}| \approx -18$  dB), αλλά η κεραία είναι στενής ζώνης, όπως αναμενόταν θεωρητικά: πετυχαίνει εύρος ζώνης για  $VSWR = 2 : 1$  ίσο με  $BW_{-10dB} = 2$  MHz, ενώ για  $VSWR = 3 : 1$  το αντίστοιχο εύρος είναι  $BW_{-6dB} = 4$  MHz.

Ο χάρτης Smith στο Σχήμα 5.12 δείχνει ότι η κεραία στις περισσότερες συχνότητες συμπεριφέρεται είτε ως πηνίο, είτε ως πυκνωτής. Αυτό είναι αναμενόμενο, μιας και πρόκειται για ηλεκτρικά μικρή κεραία, όπως θα αποδειχθεί στην §5.5.4. Εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης υπάρχει ακριβώς ένας συντονισμός, στην περιοχή του οποίου ισχύει  $dX_{in}/d\omega > 0$ . Το σύντομο πέρασμα της καμπύλης από την κεντρική περιοχή αντικατοπτρίζει την ατελή προσαρμογή και το στενό εύρος ζώνης της κεραίας.

Σύμφωνα με το μοντέλο κοιλότητας (*cavity model*), το οποίο παρέχει μια ικανοποιητική θεωρητική ανάλυση των μικροταινιακών κεραιών, η κυρίαρχη συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου είναι η  $\mathbf{E}_z = E_z \hat{\mathbf{z}}$ . Το Σχήμα 5.13 παραθέτει το μέτρο του συνολικού ηλεκτρικού πεδίου  $\mathbf{E}(x, y, z) = E_x \hat{\mathbf{x}} + E_y \hat{\mathbf{y}} + E_z \hat{\mathbf{z}}$  σε μία χρονική στιγμή κατά την οποία παίρνει τη μέγιστη τιμή



Σχήμα 5.13: Χωρική κατανομή του μέγιστου μέτρου του συνολικού πεδίου  $\mathbf{E}$  στην περιοχή του καλύμματος. Ο χρωματικός κώδικας τέθηκε σε λογαριθμική κλίμακα για μεγαλύτερη ευκρίνεια.

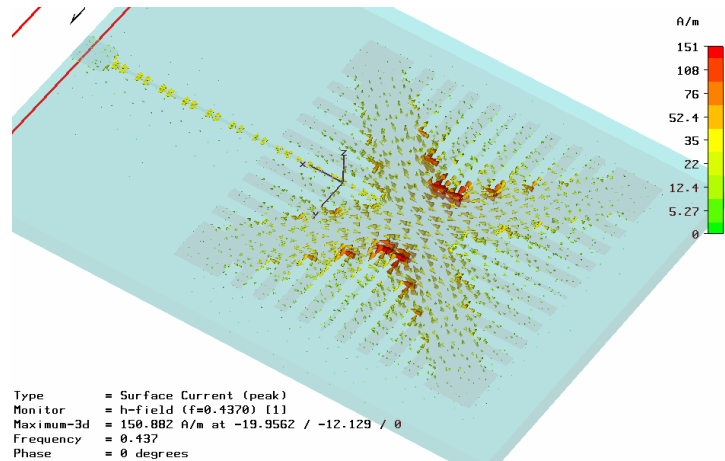


Σχήμα 5.14: Κατανομή του μέγιστου μέτρου του εφαπτομενικού πεδίου  $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}$  γύρω από το κάλυμμα. Ο χρωματικός κώδικας τέθηκε σε λογαριθμική κλίμακα για μεγαλύτερη ευκρίνεια.

του. Παρατηρούμε ότι το ηλεκτρικό πεδίο μεγιστοποιείται όχι μόνο στις δύο ακτινοβολούσες σχισμές του καλύμματος, αλλά και κατά μήκος άλλων ακμών πάνω στο κάλυμμα. Αυτό οφείλεται στην χάραξη των 40 εγχοπών.

Όμως, όπως είναι γνωστό από τη θεωρία, η αιτία της μετωπικής ακτινοβολίας της κεραίας δεν είναι η κατακόρυφη συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου, αλλά οι δύο εφαπτομενικές συνιστώσες, οι οποίες προκαλούν το πεδίο κροσσών (*fringing field*) στα όρια του καλύμματος. Στο Σχήμα 5.14 φαίνεται το μέτρο της εφαπτομενικής συνισταμένης  $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} = E_x \hat{\mathbf{x}} + E_y \hat{\mathbf{y}}$  τη στιγμή της μεγιστοποίησής του. Η υψηλή διηλεκτρική επιτρεπτότητα παγιδεύει το πεδίο των κροσσών πολύ κοντά στο κάλυμμα. Αυτό είναι μια ένδειξη ότι ο ακτινοβολητής δε θα είναι ιδιαίτερα αποδοτικός, δηλαδή θα τείνει να συμπεριφερθεί περισσότερο σαν συντονισμένη μικροκυματική κοιλότητα με μια μικρή διαρροή υπό μορφή ακτινοβολίας.

Κατά τη διάρκεια όλων των σταδίων σχεδίασης ήταν απαραίτητο να ελέγχεται κατά πόσο η τριγωνική κατανομή των εγχοπών επέβαλλε την ελάττωση του φυσικού μεγέθους της κεραίας. Αυτό κατέστη δυνατό μέσα από την επισκόπηση της επιφανειακής ρευματικής κατανομής. Η



**Σχήμα 5.15:** Απεικόνιση της ρευματικής κατανομής της κεραίας CSPP-1 υπό μορφή διανυσματικού πεδίου. Ο χρωματικός κώδικας τέθηκε σε λογαριθμική κλίμακα για μεγαλύτερη ευκρίνεια.

τελική μορφή αυτού του χρήσιμου σχεδιαστικού εργαλείου δίνεται από το διανυσματικό πεδίο που απεικονίζεται στο Σχήμα 5.15. Όπως φαίνεται, οι εγκάρσιες εγκοπές δεν επιτρέπουν στο ρεύμα να κινηθεί σε ευθεία γραμμή από τη μία ακτινοβολούσα σχισμή στην άλλη. Αντίθετα, το αναγκάζουν να κινηθεί πάνω σε μία τεθλασμένη γραμμή που περνά κοντά στο κέντρο του καλύμματος. Με αυτόν τον τρόπο, το ηλεκτρικό μήκος της κεραίας αυξάνεται κατά το συντελεστή  $\sqrt{1 + 4a^2}$  όπως προβλέπει η σχέση (5.16).

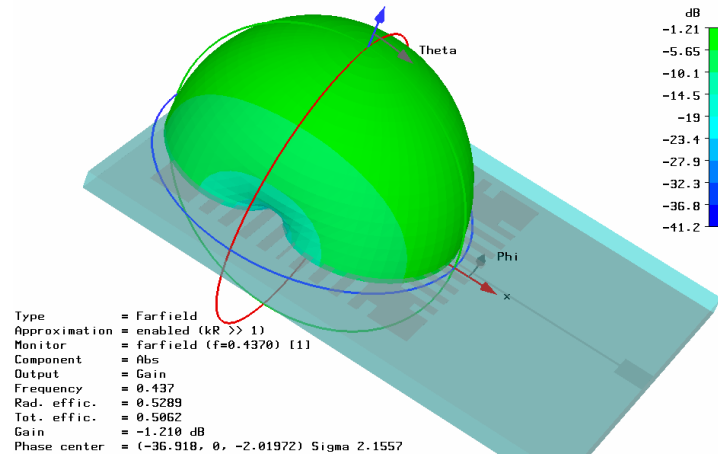
Η μελέτη της κεραίας CSPP-1 ολοκληρώνεται με την παρουσίαση των αριθμητικών αποτελεσμάτων που αφορούν στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας. Στο Σχήμα 5.16 παρατίθεται το τριδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας ενσωματωμένο στο μοντέλο της κεραίας. Το διάγραμμα υπολογίστηκε στη συχνότητα  $f = 437$  MHz και χαρακτηρίζεται από χαμηλές τιμές κέρδους και απόδοσης ακτινοβολίας, όπως είχε ήδη προβλεφθεί:

$$\left. \begin{aligned} G_{\max} &= -1.2 \text{ dBi} \\ n_{\text{rad}} &= 0.53 = -2.8 \text{ dB} \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

Άμεση συνέπεια των αποτελεσμάτων της (5.17) είναι ότι η αντίσταση εισόδου  $R_{\text{in}}(j\omega) \triangleq \Re \{Z_{\text{in}}(j\omega)\}$  της κεραίας CSPP-1 αποτελείται από τα εξής δύο μέρη:

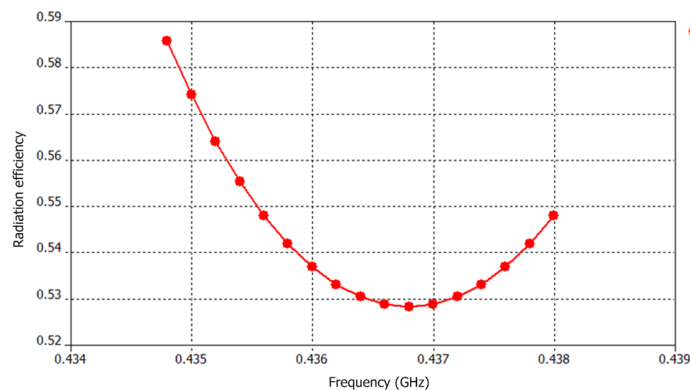
$$\left. \begin{aligned} R_{\text{rad}} &= 21.2 \Omega \\ R_{\text{loss}} &= 18.8 \Omega \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

Η μορφή του διαγράμματος ακτινοβολίας είναι η θεωρητικώς αναμενόμενη για κεραία καλύμματος. Ο απότομος τερματισμός του διαγράμματος στο επίπεδο  $xy$  οφείλεται βεβαίως στη χρήση της ηλεκτρικής οριακής συνθήκης, η οποία απαγορεύει την ακτινοβολία στον κατώτερο ημιχώρο, δηλαδή πίσω από την κεραία. Επομένως, σε αυτό το στάδιο της σχεδίασης δεν υπήρχε διαθέσιμη πληροφορία για το μέγεθος του οπίσθιου λοβού. Αναμένεται όμως ότι η στάθμη του θα είναι σημαντική, μιας και το κάλυμμα έχει συγκρίσιμες διαστάσεις με το επίπεδο γείωσης.



**Σχήμα 5.16:** Το κέρδος της κεραίας CSPP-1 παραμένει κάτω από τα 0 dBi για όλες τις κατευθύνσεις  $(\theta, \phi)$  του ανώτερου ημιχώρου, λόγω της χαμηλής αποδοτικότητας ακτινοβολίας. Δραστικές μεταβολές αναμένονται στο πιο ρεαλιστικό μοντέλο CSPP-2, στο οποίο μάλιστα θα υπάρχει και οπίσθιος λοβός στην ορατή περιοχή του διαγράμματος ακτινοβολίας.

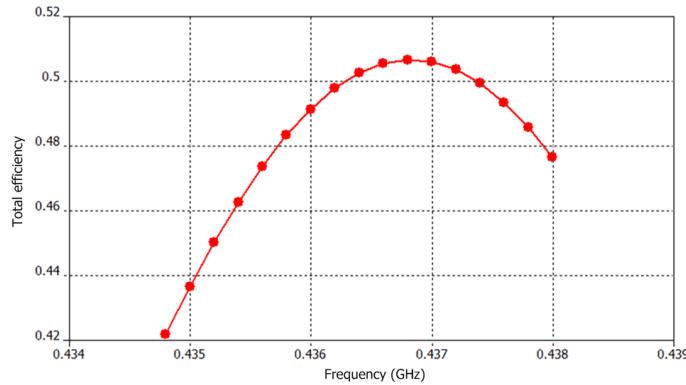
Ένας CubeSat προορίζεται να επικοινωνεί με τον επίγειο σταθμό ελέγχου εντός μιας περιοχής συχνοτήτων, με την οποία θα πρέπει να ταιριάζει ο σχεδιαστής το λειτουργικό εύρος ζώνης της κεραίας. Θα ήταν πολύ χρήσιμο για τον σχεδιαστή της δορυφορικής ζεύξης (*satellite link designer*) να γνωρίζει το κέρδος της κεραίας όχι μόνο σε μία συχνότητα (την κεντρική), αλλά σε όλο το εύρος ζώνης. Για το σκοπό αυτό έγινε ευρυζωνική καταγραφή του μακρινού πεδίου της κεραίας (*broadband far-field monitoring*), στην οποία χρησιμοποιήθηκαν 17 ισαπέχουσες συχνότητες για να καλυφθεί το εύρος ζώνης των 3.2 MHz. Η καταγραφή απέδωσε την διακύμανση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας (Σχήμα 5.17), της συνολικής αποδοτικότητας (Σχήμα 5.18) και του μέγιστου κέρδους (Σχήμα 5.19).



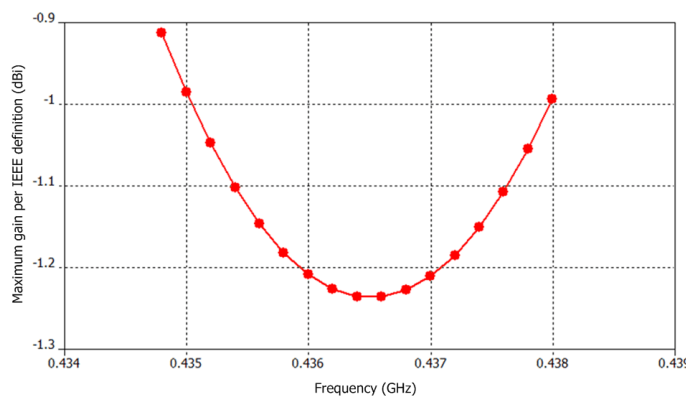
**Σχήμα 5.17:** Ευρυζωνική μεταβολή της αποδοτικότητας ακτινοβολίας της κεραίας CSPP-1.

#### 5.5.4 Αριθμητικά Αποτελέσματα της Κεραίας CSPP-2

Η κεραιοδιάταξη CSPP-2 είναι ένα πολύ ρεαλιστικότερο μοντέλο σε σύγκριση με την CSPP-1. Δύο σημαντικές αλλαγές έγιναν στο δεύτερο ολοκληρωμένο στάδιο της σχεδίασης προς αυτήν την κατεύθυνση: κατά πρώτον, αφαιρέθηκε η ηλεκτρική οριακή συνθήκη κάτω από το



Σχήμα 5.18: Ευρυζωνική μεταβολή της συνολικής αποδοτικότητας της κεραίας CSPP-1.



Σχήμα 5.19: Ευρυζωνική μεταβολή του κέρδους κατά IEEE της κεραίας CSPP-1. Η διακύμανση από κορυφή σε κορυφή ισούται με 0.3 dB.

υπόστρωμα της κεραίας. Έτσι, αρχικά τέθηκαν και οι έξι οριακές συνθήκες σε κατάσταση ανοικτού χώρου (συνθήκες ακτινοβολίας). Ο επιλύσιμος χώρος τερματίστηκε σε PML 6 επιπέδων το οποίο απείχε από κάθε σημείο του μοντέλου απόσταση τουλάχιστον ίση με  $\lambda_c/8$  στη συχνότητα  $f_c = 0.4$  GHz. Κατά δεύτερον, ένα συμπαγές, παραλληλεπίπεδο αντικείμενο από υλικό PEC τοποθετήθηκε κάτω από το υπόστρωμα της κεραίας, εφραπτόμενο με το επίπεδο γείωσης. Αυτό το αντικείμενο είχε ύψος 100 mm ενώ οι εγχάρσιες διαστάσεις του ήταν ακριβώς ίσες με αυτές του GNDP. Σκοπός του ήταν να μοντελοποιήσει το chassis του δορυφόρου, και η χρησιμότητά του έγκειται στη μελέτη της συμπεριφοράς της κεραίας σε ένα ‘περιβάλλον’ που μοιάζει πολύ περισσότερο στις πραγματικές συνθήκες λειτουργίας. Το ρεαλιστικό μοντέλο CSPP-2 φαίνεται στο Σχήμα 5.20.

Αυτό ήταν και το πιο πολύπλοκο H/M πρόβλημα που επιλύθηκε στα πλαίσια του παρόντος Κεφαλαίου: η πολυπλοκότητα του επιλύσιμου χώρου ήταν  $143 \times 68 \times 44 = 427\,856$  εξαγωνικά κελιά. Επισημαίνεται ότι η μαγνητική συμμετρία ως προς τη νοητή επιφάνεια του επιπέδου  $xz$  εξακολουθεί να είναι εφαρμόσιμη και σε αυτό το μοντέλο. Το Σχήμα Α’5β’ (βλ. Παράρτημα Α’, σελ. 339) απεικονίζει το μοντέλο εντός του πλήρους επιλύσιμου χώρου, πάνω στον οποίο έχουν σημειωθεί οι 6 οριακές συνθήκες (5 συνθήκες ακτινοβολίας και 1 μαγνητικός τοίχος). Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης συνοψίζονται στον Πίνακα 5.3.

Με την κεραία εγκατεστημένη πάνω στο αγώγιμο chassis, το πρώτο γεγονός που πα-

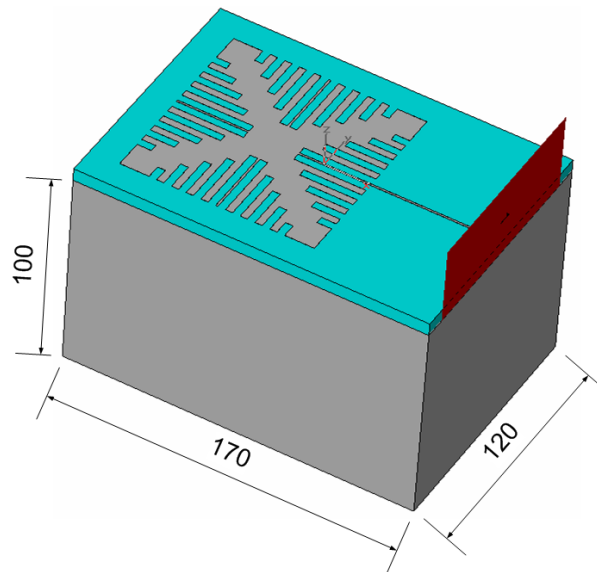


ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΗΣ ΚΕΡΑΙΑΣ CSPP-2	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC–0.8 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξάεδρικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	–40 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{max}$	$\lambda_{min}/90$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 6 στρωμάτων
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{0.4GHz}/8$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	427 856 εξάεδρα

**Πίνακας 5.3:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση της κεραίας CSPP-2.

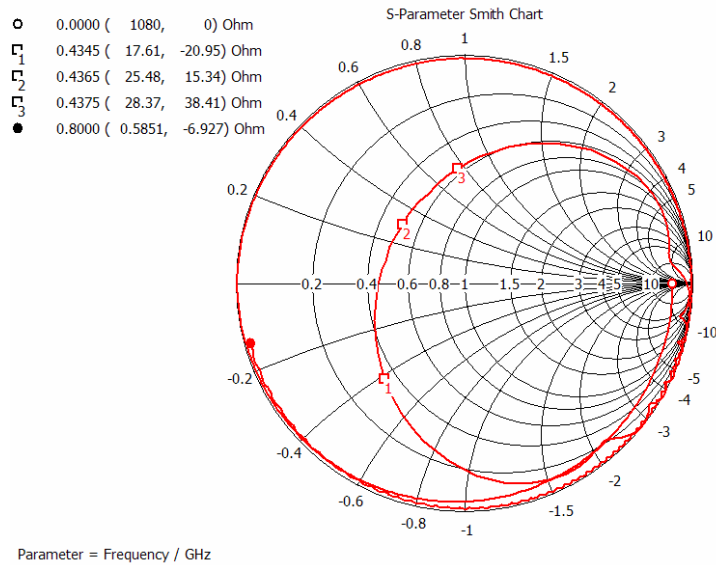
ρατηρήθηκε γύρω από την ηλεκτρική συμπεριφορά της ήταν ότι η συχνότητα συντονισμού της διατηρείται σχεδόν σταθερή: μετακινήθηκε ελαφρά προς τα κάτω από  $f_0 = 436.5$  MHz σε  $f'_0 = 436.0$  MHz. Υπάρχει όμως σημαντική μεταβολή στην αντίσταση εισόδου, η οποία μειώθηκε από  $R_{in}(j\omega_0) = 40 \Omega$  σε  $R'_{in}(j\omega'_0) = 23 \Omega$ . Η μείωση μπορεί να αντισταθμιστεί με μείωση του βάρους του inset, αλλά το σημαντικό θέμα είναι άλλο: αυτή η μείωση της  $R_{in}(j\omega_0)$  κατά 42% είναι η επιτομή του γεγονότος ότι τα στάδια σχεδίασης μιας κεραίας ολοκληρώνονται *μόνον* αφού η κεραία έχει ενσωματωθεί (υπολογιστικά) στο περιβάλλον λειτουργίας της. Αυτό μπορεί να είναι ένας δορυφόρος, ένα κινητό τερματικό που κρατιέται από ένα χέρι δίπλα σε ένα κεφάλι, ένα πλοίο στη θάλασσα, κ.ο.κ. Εάν το περιβάλλον λειτουργίας δε ληφθεί υπόψη, έστω σαν ένα πρόχειρο μοντέλο, τότε ο σχεδιαστής θα πρέπει να αρκестεί σε μια κεραία με υπο-βέλτιστη συμπεριφορά.

Η μορφή της καμπύλης  $|S_{11}(j\omega)|$  ουσιαστικά διατηρήθηκε σταθερή, αλλά ο ελάχιστος συντελεστής ανάκλασης αυξήθηκε κατά μέτρο από –18 dB σε –9 dB. Το εύρος ζώνης για 3:1 VSWR ( $S_{11} \leq -6$  dB) παραμένει στην τιμή  $BW_{-6dB} = 4$  MHz. Το Σχήμα 5.21 απεικονίζει τη μεταβολή της  $Z_{in}(j\omega)$  πάνω στο χάρτη Smith.



**Σχήμα 5.20:** Στο ρεαλιστικό μοντέλο έχει ενσωματωθεί με απλό τρόπο ο υπόλοιπος δορυφόρος, χρησιμοποιώντας μεταλλικό chassis ύψους 100 mm. Οι άλλες δύο διαστάσεις είναι μεγαλύτερες, προκειμένου να ταιριάζουν με το υπόστρωμα. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetres.





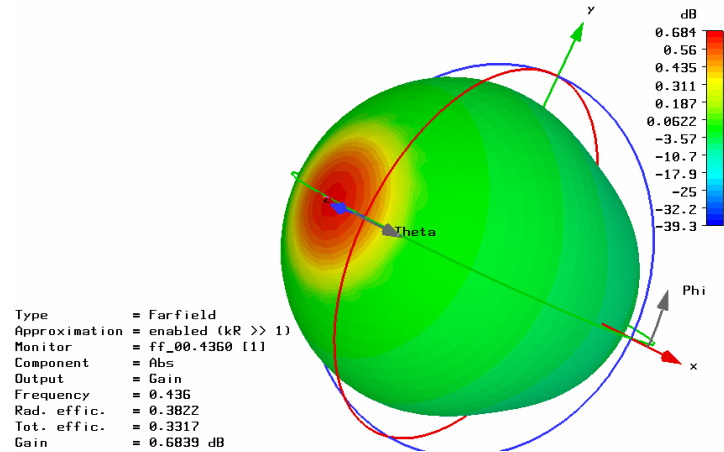
**Σχήμα 5.21:** Η κεραία CSPP-2 συντονίζεται στα 436 MHz με αντίσταση εισόδου  $R_{in} \approx 23 \Omega$ . Η μεταβολή διορθώνεται με μείωση του βάθους στο οποίο εισχωρεί εντός του καλύμματος η μικροταινία που τροφοδοτεί την κεραία.

Η μελέτη των διαγραμμάτων ακτινοβολίας της κεραίας CSPP-2 έχει πολύ μεγαλύτερο ενδιαφέρον σε σχέση με της CSPP-1. Καταρχάς, η τριδιάστατη απεικόνιση στο Σχήμα 5.22 επιβεβαιώνει την ύπαρξη ενός ισχυρού οπίσθιου λοβού, ο οποίος δημιουργείται από περίθλαση κοντινού πεδίου πάνω στις ακμές του δορυφορικού chassis. Η μέγιστη κατευθυντικότητα ισούται με  $D_{max} = 4.9 \text{ dBi}$ , αλλά η μικρή αποδοτικότητα αποφέρει μέγιστο κέρδος μόλις  $G_{max} = +0.7 \text{ dBi}$  στη συχνότητα  $f'_0 = 436 \text{ MHz}$ .

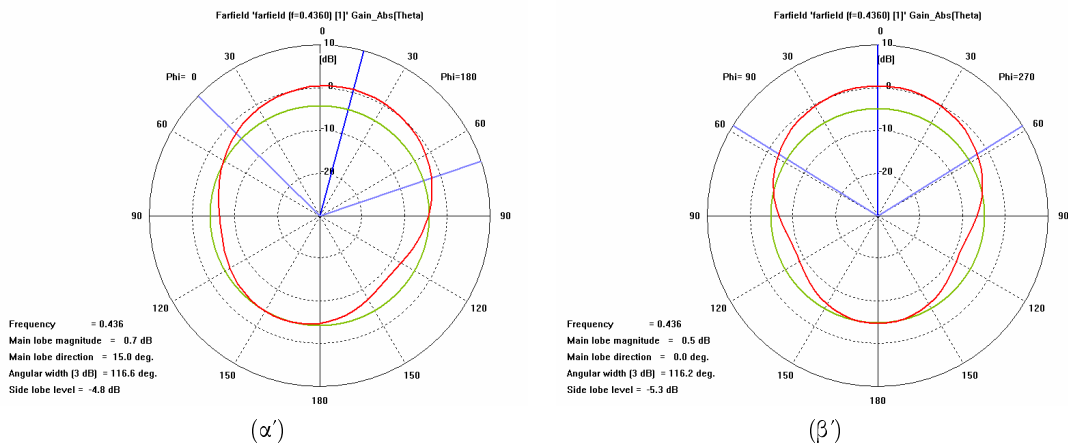
Οι τομές του διαγράμματος στα επίπεδα  $\phi = 0^\circ$  και  $\phi = 90^\circ$  φαίνονται στο Σχήμα 5.23 και επιβεβαιώνουν ότι υπάρχει ισχυρός οπίσθιος λοβός που προκαλείται από τις παρόμοιες διαστάσεις του καλύμματος και του GNDP. Ο λόγος εμπροσθεν-όπισθεν (*front-to-back ratio*, FBR) της κεραίας είναι ίσος με  $FBR = 5 \text{ dB}$ , ενώ το εύρος δέσμης ημισείας ισχύος ισούται με  $HPBW = 116^\circ$  και στα δύο πρωτεύοντα επίπεδα. Παρατηρώντας συνολικά τα τρία διαγράμματα ακτινοβολίας, μπορεί κανείς να συμπεράνει ότι το διάγραμμα της κεραίας CSPP-2 προσεγγίζει τον ισοτροπικό ακτινοβολητή εντός περιθωρίου 5 dB.

Η ευρυζωνική καταγραφή του μακρινού πεδίου της κεραίας επαναλήφθηκε και για την CSPP-2 με όμοιο τρόπο: *field probes* σε 17 ισαπέχουσες συχνότητες κάλυψαν το εύρος ζώνης των 3.2 MHz. Η καταγραφή απέδωσε τις ευρυζωνικές μεταβολές της αποδοτικότητας ακτινοβολίας, της συνολικής αποδοτικότητας και του μέγιστου κέρδους, οι οποίες απεικονίζονται στα Σχήματα 5.24, 5.25 και 5.26, αντίστοιχα.

Η μελέτη της CSPP-2 ολοκληρώνεται με τον υπολογισμό του ηλεκτρικού μεγέθους της, το οποίο θα χρησιμοποιηθεί και στους υπολογισμούς της §5.6 και του Πίνακα 5.4. Το ηλεκτρικό μέγεθος είναι το γινόμενο  $ka = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right) \cdot a$ , όπου  $a$  είναι η ακτίνα της περιγεγραμμένης σφαίρας, δηλαδή της ελάχιστης νοητής σφαίρας που περικλείει όλα τα ακτινοβολούντα μέρη της κεραίας. Η διανυσματική ρευματική κατανομή του Σχήματος 5.27 υποδεικνύει ότι η κατανομή των περιφερειακών εγχοπών λειτουργεί εξίσου καλά και στην περίπτωση της CSPP-2.



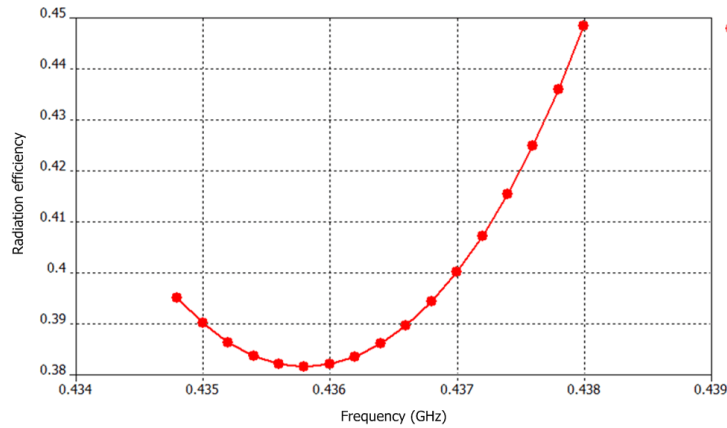
Σχήμα 5.22: Το 3-D διάγραμμα μακρινού πεδίου της κεραίας CSPP-2 σε σφαιρικές συντεταγμένες. Η κατεύθυνση μεγίστου του κύριου λοβού αποκλίνει από την μετωπική κατά 15° λόγω της ένθετης τροφοδοσίας, η οποία μετακινεί το κέντρο φάσης κατά 30 mm κατά μήκος του κύριου άξονα του καλύμματος.



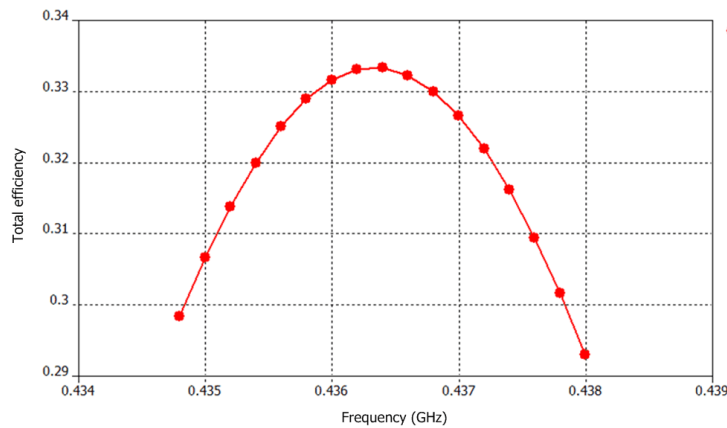
Σχήμα 5.23: Τομές διαγράμματος ακτινοβολίας της CSPP-2 στα πρωτεύοντα επίπεδα: (α')  $\phi = 0^\circ$  και (β')  $\phi = 90^\circ$ . Στο δεύτερο επίπεδο ο FBR είναι μεγαλύτερος κατά 0.5 dB (FBR = 5.3 dB).

Επομένως, οι παρακάτω υπολογισμοί ισχύουν εξίσου και για τα δύο μοντέλα κεραίων.

Για τον υπολογισμό της ακτίνας  $a$  θα χρειαστεί η επιφανειακή ρευματική κατανομή του Σχήματος 5.28. Σύμφωνα με τη θεωρία μικρών κεραίων (βλ. για παράδειγμα Sten *et al.* [295, 296]), η ακτίνα της νοητής σφαίρας που εγγράφει μια τυπωμένη κεραία υπολογίζεται λαμβάνοντας ως κέντρο της σφαίρας το σημείο τροφοδοσίας της κεραίας. Αυτό ισχύει για μονοπολικές κεραίες οι οποίες χρησιμοποιούν ένα κάθετο ή συνεπίπεδο ηλεκτρικά μεγάλο GNDP για να καθρεπτίσουν το άλλο ήμισυ της κεραίας που λείπει (όπως υπαγορεύει η Θεωρία Ειδώλων) και έτσι να μετασχηματιστούν σε συμμετρικά δίπολα. Προφανώς, οι κεραίες μικροταινιακού καλύμματος δεν σχηματίζουν είδωλο, αφού είναι κεραίες ημίσεος μήκους κύματος. Επομένως, επιλέχθηκε σαν κέντρο της περιγεγραμμένης σφαίρας το γεωμετρικό κέντρο του τετράγωνου καλύμματος. Επιπλέον όλων αυτών, ο κύκλος που διαγράφεται πάνω στο επίπεδο της κεραίας πρέπει να είναι αρκούντως ευρύς, ώστε να χωρά ολόκληρη τη ρευματική κατανομή της κεραίας, και όχι απαραίτητα μόνο το μικροταινιακό κάλυμμα. Η ρευματική κα-



Σχήμα 5.24: Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας της κεραίας CSPP-2 κυμαίνεται στην περιοχή 38–45% σε όλο το λειτουργικό εύρος ζώνης του CubeSat.



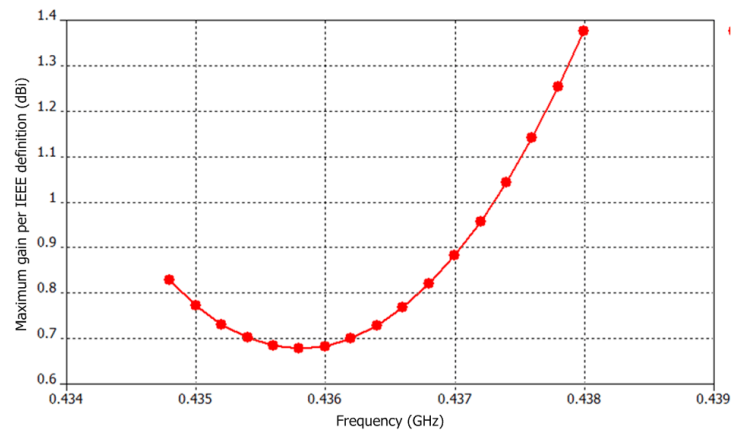
Σχήμα 5.25: Η συνολική αποδοτικότητα της κεραίας CSPP-2 κυμαίνεται στην περιοχή 29–33% σε όλο το λειτουργικό εύρος ζώνης του CubeSat.

τανομή της κεραίας υπάρχει και στο επίπεδο γείωσης, άρα αυτή μπορεί να εκτείνεται και πέρα από τα όρια του καλύμματος, και έτσι να συνεισφέρει στην ακτινοβολία [296]. Αυτό ακριβώς συμβαίνει και σε αυτήν την περίπτωση, όπου η ρευματική κατανομή εκτείνεται μέχρι τα άκρα του επιπέδου γείωσης. Τελικά, προέκυψε ότι η ακτίνα της σφαίρας ισούται με  $a = 64.2 \text{ mm}$ , συνεπώς το ηλεκτρικό μέγεθος της κεραίας είναι ίσο με

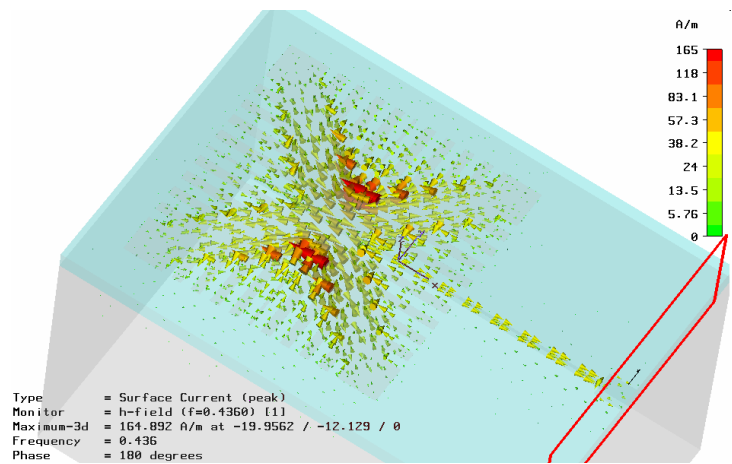
$$(ka)_{\text{CubeSat}} = 2\pi \left( \frac{64.2}{687.3} \right) \text{ rad} = 0.587 \text{ rad} < 1 \text{ rad}. \quad (5.19)$$

Συμπερασματικά, οι παραπάνω υπολογισμοί επιβεβαιώνουν ότι τα κεραιοσυστήματα CSPP-1 και 2 είναι όντως ηλεκτρικά μικρές κεραίες [109, 137, 294].

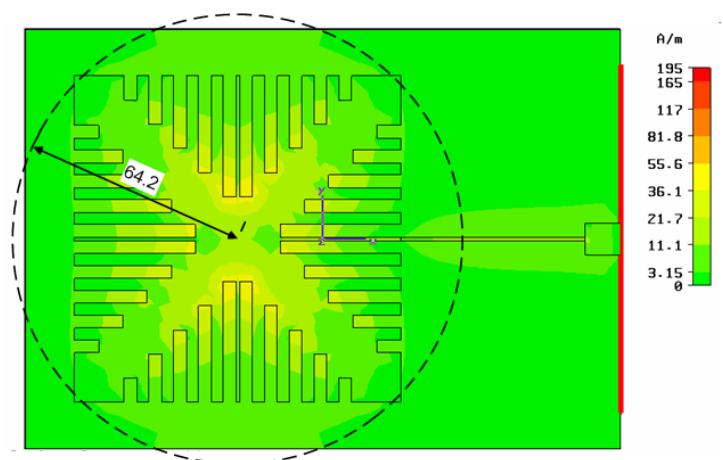
Κεφάλαιο 5. Κυκλικά Πολωμένη Ηλεκτρικά Μικρή Κεραία CubeSat



Σχήμα 5.26: Το μέγιστο κέρδος κατά IEEE της κεραίας CSPP-2 κυμαίνεται στην περιοχή 0.7–1.4 dB σε όλο το λειτουργικό εύρος ζώνης του CubeSat.



Σχήμα 5.27: Απεικόνιση της ρευματικής κατανομής της κεραίας CSPP-2 υπό μορφή διανυσματικού πεδίου. Ο χρωματικός κώδικας τέθηκε σε λογαριθμική κλίμακα για μεγαλύτερη ευκρίνεια.



Σχήμα 5.28: Ο ορισμός της ακτίνας της περιγεγραμμένης σφαίρας της κεραίας του CubeSat.

## 5.6 Συζήτηση επί των Αποτελεσμάτων

Ο Πίνακας 5.4 συνοψίζει τις επιδόσεις της κεραίας. Με βάση αυτά τα αποτελέσματα, είναι εύκολο να υπολογίσουμε τον συντελεστή ποιότητας  $Q$  του ακτινοβολητή από τη σχέση

$$Q = \left(\frac{2}{B}\right) \cdot \left(\frac{S-1}{2\sqrt{S}}\right) \quad (5.20)$$

όπου  $B$  είναι το ποσοστιαίο εύρος ζώνης, το οποίο αντιστοιχεί σε συγκεκριμένη στάθμη VSWR, έστω  $S$  [113]. Θέτοντας  $S = 3$  παίρνουμε αντίστοιχο εύρος ζώνης  $B = 0.0092$ , οπότε η σχέση (5.20) δίνει αποτέλεσμα

$$Q^{\text{Cube}} = \frac{1}{0.0092} \cdot \frac{3-1}{\sqrt{3}} = 125.5. \quad (5.21)$$

Μια ακόμη χρήσιμη έκφραση για τον υπολογισμό του φορτισμένου συντελεστή ποιότητας μιας κεραίας προέρχεται από τους Pues & Van de Capelle [116]

$$Q_{ST} = \frac{1}{B} \sqrt{\frac{(TS-1)(S-T)}{S}} \quad (5.22)$$

όπου  $T$  είναι η στάθμη του VSWR που αντιστοιχεί στον ελάχιστο συντελεστή ανάκλασης εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης. Στην περίπτωση μας ισχύει ότι  $\min\{|\Gamma_{\text{in}}(j\omega)|\} = -18$  dB, συνεπώς ο αντίστοιχος VSWR είναι  $S = 1.29$ . Αντικαθιστώντας αυτές τις τιμές στην (5.22) παίρνουμε την τιμή

$$Q_{ST}^{\text{Cube}} = \frac{1}{0.0092} \sqrt{\frac{(1.29 \times 3 - 1)(3 - 1.29)}{3}} = 139, \quad (5.23)$$

η οποία είναι 10% υψηλότερη από την εκτίμηση του φορτισμένου  $Q$  στην (5.21).

Το κάτω όριο του συντελεστή ποιότητας κατά Chu και McLean υπολογίζεται από την ακόλουθη σχέση για  $n_{\text{rad}} = 0.38$  και  $ka = 0.587$  rad [109, 113, 137]

$$Q_{lb}^{\text{Cube}} = n_{\text{rad}} \left[ \left(\frac{1}{ka}\right)^3 + \frac{1}{ka} \right] = 2.53. \quad (5.24)$$

Έχει αποδειχθεί, σαν ένας εμπειρικός κανόνας, ότι είναι ασφαλές να υποθέσουμε ότι μια υλοποιήσιμη κεραία μπορεί να έχει συντελεστή ποιότητας ο οποίος απέχει 75% από το κάτω όριο  $Q_{lb}$  [109]. Αν δεχτούμε ότι αυτή η υποθετική κεραία έχει ίδια αποδοτικότητα και ηλεκτρικό μέγεθος με την CSPP-2, τότε το εύρος ζώνης που αντιστοιχεί σε απόσταση 75% από το όριο ισούται με

$$BW_{-6\text{dB}}^{\text{max}} = 113.5 \text{ MHz} \quad (5.25)$$

ή ισοδύναμα,

$$BW_{-10\text{dB}}^{\text{max}} = 56.8 \text{ MHz}. \quad (5.26)$$

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι, μια τυχαία κεραία μεγέθους  $ka = 0.587$  rad μπορεί να

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΟ ΚΕΡΑΙΑΣ	ΤΙΜΗ
Κεντρική συχνότητα, $f_0$	436.5 MHz
Πλευρά τετράγωνου καλύμματος, $L_{\text{patch}}$	93.3 mm
Εύρος ζώνης για VSWR 3:1, $BW_{-6\text{dB}}$	4 MHz
Κλασματικό εύρος ζώνης, $FBW_V$	0.92%
Ηλεκτρικό μέγεθος, $ka$	0.587 rad
Συντελεστής ποιότητας, $Q$	125.5
Κάτω όριο συντελεστή ποιότητας, $Q_{\text{lb}}$	2.53
Αποδοτικότητα ακτινοβολίας, $n_{\text{rad}}$	38% (-4.2 dB)
Κέρδος κατά IEEE, $G_{\text{max}}^{\text{Cube}}$	+0.7 dBi

Πίνακας 5.4: Οι κυριότερες επιδόσεις της κεραίας CSPP-2

επιτύχει 28 φορές μεγαλύτερο εύρος ζώνης σε σχέση με την κεραία CSPP-2, η οποία έχει ενδογενώς στενό εύρος ζώνης όντας μια κοιλότητα με διαρροή.

Αντίστοιχα, το μέγιστο κέρδος που θα μπορούσε να αποδώσει μια κεραία δεδομένου μεγέθους  $ka$ , η οποία αποδίδει ταυτόχρονα και κάποιο χρήσιμο λειτουργικό εύρος ζώνης, δίνεται από τον γνωστό τύπο του Harrington [137, 138, 281]

$$G_{ub}^{\text{Cube}} = 10 \log \left[ (ka)^2 + 2(ka) \right] = 1.8 \text{ dBi.} \quad (5.27)$$

Το άνω όριο του κέρδους προσεγγίστηκε εντός ενός περιθωρίου

$$G_{ub}^{\text{Cube}} - G_{\text{max}}^{\text{Cube}} = 1.1 \text{ dB,} \quad (5.28)$$

το οποίο κρίνεται άκρως ικανοποιητικό. Παρ' όλα αυτά, στα συμπεράσματα της σημαίνουσας εργασίας του, ο Harrington επισημαίνει ότι καμία από τις έννοιες που ανέπτυξε εκεί δεν ισχύει για ηλεκτρικά μικρές κεραίες. Αν δεχτούμε ότι το όριο των ηλεκτρικά μικρών κεραιών είναι  $ka = 0.5 \text{ rad}$  σε συμφωνία με τον ορισμό του S. R. Best [103, 107, 108, 111], τότε ο υπολογισμός ισχύει. Αντίθετα, αν επιμείνουμε στο όριο του Wheeler, ο υπολογισμός της (5.27) είναι απλά άκυρος: οι ηλεκτρικά μικρές κεραίες είναι ικανές για σημαντικές τιμές κατευθυντικότητας, συνεπώς, όταν η αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι υψηλή, τότε οι συμπαγείς κεραίες παράγουν αρκετά μεγαλύτερο κέρδος από ό,τι προβλέπει το άνω όριο. Σε κάθε περίπτωση, διαφαίνεται η ανάγκη για τον ορισμό ενός άνω ορίου κέρδους ή κατευθυντικότητας, η εγκυρότητα του οποίου να είναι ανεξάρτητη από την τιμή του ηλεκτρικού μεγέθους. Αυτό επιχειρείται στο Κεφάλαιο 6 (βλ. §6.1.5.5, σελ. 217–219).

### 5.6.1 Σύγκριση με Υλοποιήσεις από τη Βιβλιογραφία

Ο πρώτος στόχος μιας συγκριτικής μελέτης είναι να έχει νόημα, αφού μόνο τότε θα βοηθήσει να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα. Η βιβλιογραφική έρευνα στην §5.3 εξετάσε πάνω από σαράντα (40) διαφορετικές διατάξεις κεραιών, οι οποίες υλοποιούν τέσσερις διαφορετικές λειτουργίες και καλύπτουν έξι διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων. Τα στατιστικά του συνόλου αυτού αποκάλυψαν ότι το 7% των κεραιών λειτουργεί στη VHF ζώνη, το 29% στη UHF ζώνη, το 10% στην L-band, το 37% στην S-band, το 2% στην C-band, ενώ το 15% λειτουργεί

ΔΙΑΤΑΞΗ ΚΕΡΑΙΑΣ	$f_0$ (GHz)	FBW <sub>V</sub> (%)	$G_{\max}$ (dBi)	$ka$ (rad)
Rezaei [258]	2.260	5.4	–	2.11
Yousuf <i>et al.</i> [259] I	0.370	37.8	–	1.41
Yousuf <i>et al.</i> [259] II	0.180	32.8	–	1.26
Yousuf <i>et al.</i> [259] III	0.150	41.8	–	1.26
Niow <i>et al.</i> [260] initial	2.600	30.8	4.0	2.22
Niow <i>et al.</i> [260] Teflon	2.600	15.4	4.0	1.78
Niow <i>et al.</i> [260] Macor	2.600	15.4	3.7	1.72
Mathur <i>et al.</i> [265] UHF	0.450	1.6	–	0.71
Mathur <i>et al.</i> [265] S-band	2.260	0.8	4.9	0.67
Muchalski <i>et al.</i> [270] centre	2.450	8.2	–	2.24
Muchalski <i>et al.</i> [270] edge	2.350	8.5	–	2.15
Muchalski <i>et al.</i> [270] corner	2.275	7.9	–	2.08
Zackrisson [279] GPS L2	1.227	–	7.4	2.20
Zackrisson [279] GPS L1	1.575	–	8.5	2.82
Zackrisson [279] X-band RX	8.000	–	8.9	2.63
Zackrisson [279] X-band TX	8.000	–	7.5	2.24
Gao <i>et al.</i> [247]	2.250	22.2	6.5	1.99
Lee & Woo [275] TX	2.487	6.6	5.3	1.39
Lee & Woo [275] RX	1.610	4.8	2.4	0.90
Hamrouni <i>et al.</i> [276] 1	2.400	2.9	–	1.62
Hamrouni <i>et al.</i> [276] 2	2.400	3.6	–	1.62
Maqsood <i>et al.</i> [278] L1	1.575	1.0	6.3	1.82
Maqsood <i>et al.</i> [278] L2	1.227	0.3	4.0	1.42
Παρούσα μελέτη, CSPP–2	0.437	0.5	0.7	0.59

**Πίνακας 5.5:** Σύγκριση ηλεκτρικών επιδόσεων μεταξύ κεραιών που απευθύνονται σε υποσυστήματα GPS/GNSS και TTC.

στην X-band. Οι διαφορετικές συχνότητες δεν αποτελούν πρόβλημα: το κλασματικό εύρος ζώνης και το ηλεκτρικό μέγεθος είναι ποσότητες κανονικοποιημένες ως προς τη συχνότητα, ενώ το κέρδος σχετίζεται με την κατευθυντικότητα, η οποία καθορίζεται από το ηλεκτρικό άνοιγμα (*aperture*). Ως εκ τούτου, μια σύγκριση μεταξύ διαφορετικών ζωνών συχνοτήτων είναι έγκυρη. Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας εξαρτάται ασθενώς από τη συχνότητα, συνεπώς και αυτό το μετρικό θα μπορούσε να συμπεριληφθεί στη σύγκριση. Εντούτοις, μόνο οι He & Arichandran [264] έχουν συμπεριλάβει στοιχεία για την  $n_{\text{rad}}$  στη μελέτη τους.

Από την άλλη, οι διαφορετικές λειτουργίες μπορούν σίγουρα να αποτελέσουν πρόβλημα στην επιχειρούμενη σύγκριση. Τα υποσυστήματα GPS/GNSS και TTC βασίζονται σε κεραίες χαμηλού κέρδους και ευρείας δέσμης ακτινοβολίας. Αντίθετα, οι κάτω ζεύξεις δεδομένων και οι απευθείας ζεύξεις μεταξύ δορυφόρων εξυπηρετούνται από κατευθυντικές κεραίες μέσου και υψηλού κέρδους. Αύξηση του κέρδους μπορεί να υπάρξει μόνο με αύξηση του ηλεκτρικού μεγέθους.<sup>8</sup> Επομένως, οι επιδόσεις της ηλεκτρικά μικρής κεραίας CSPP–2 που σχεδιάστηκε για το υποσύστημα TTC ενός CubeSat μπορούν να συγκριθούν με τις επιδόσεις των υπαρχουσών κεραιοδιατάξεων που απευθύνονται σε συστήματα GPS/GNSS/TTC και μόνον. Η σύγκριση γίνεται στον Πίνακα 5.5.<sup>9</sup> Το άνω τμήμα του Πίνακα έχει δεσμευθεί για τις

<sup>8</sup>Μόνο οι κεραίες σύνθετου πεδίου (*compound field antennas*, CFAs) απειλούν να αλλάξουν αυτήν την κατά τα άλλα θεμελιώδη σχέση. Οι CFAs είναι γνωστές και ως πηγές Huygens [18].

<sup>9</sup>Το κλασματικό εύρος ζώνης που αναφέρεται για την εργασία [247] είναι συσσωρευτικό, όχι στιγμιαίο.

μη-επίπεδες διατάξεις, ενώ το κάτω τμήμα περιέχει αμιγώς επίπεδες και τυπωμένες δομές.

Σχολιάζοντας τα δεδομένα του Πίνακα 5.5, θα πρέπει να σημειωθεί καταρχάς ότι οι QHAs [258, 260] είναι ευρυζωνικές MGAs με αμιγώς κυκλική πόλωση, αλλά ταυτόχρονα είναι και ηλεκτρικά μεγάλες διατάξεις ( $ka > 2$  rad). Με κατάλληλες τροποποιήσεις στη δομή τους και εκτεταμένη διηλεκτρική φόρτιση είναι εφικτή η συρρίκνωσή τους μέχρι το μέγεθος του διπόλου  $\lambda/2$ . Οι τεθλασμένες νηματοειδείς κεραίες [259], από την άλλη, παρέχουν πολύ μεγάλο εύρος ζώνης έχοντας λογικό μέγεθος. Το κύριο μειονέκτημά τους είναι ότι η απόδοσή τους χειροτερεύει όταν τοποθετούνται πάνω στο πεπερασμένο chassis του μικρού δορυφόρου.

Περνώντας στις επίπεδες/τυπωμένες διατάξεις, παρατηρούμε αρχικά ότι, οι κεραίες που παρουσιάστηκαν από τους Mathur *et al.* [265] είναι απευθείας συγκρίσιμες με τις κεραίες CSPP, και ειδικότερα η κεραία UHF. Πρόκειται για ηλεκτρικά μικρές κεραίες στενής ζώνης. Το ηλεκτρικό μέγεθος της κεραίας UHF υπερβαίνει αυτό της CSPP-2 κατά 21%, ενώ η αντίστοιχη υπέρβαση για την κεραία της S-band είναι 14%. Στο άλλο άκρο του σχεδιαστικού φάσματος, η σχεδίαση των Muchalski *et al.* [270] αποτελεί τυπικό παράδειγμα αναρτημένου, ηλεκτρικά μεγάλου μικροταινιακού καλύμματος, το οποίο πετυχαίνει μεγάλο εύρος ζώνης. Επιπλέον, μικροταινιακές κεραίες σε μέγεθος συντονισμού επέδειξαν κέρδη στο εύρος 4.0–6.5 dBi και FBW<sub>V</sub> μερικών ποσοστιαίων μονάδων [247, 276, 278]. Από την άλλη, δομές που αποτελούνται από αναδιπλωμένα και στοιβαγμένα μικροταινιακά καλύμματα παρέχουν μέτρια εύρη ζώνης και κέρδη, αλλά μπορούν να γίνουν ηλεκτρικά μικρές [275]. Τέλος, οι κεραίες P-EC είναι ηλεκτρικά μεγάλες διατάξεις μέσου κέρδους, αν και στην πράξη το κέρδος τους είναι πραγματικά αξιόλογο σε σχέση με το μέγεθός τους [279]. Παρ' όλα αυτά, η υπάρχουσα μορφή τους είναι απαγορευτική για εφαρμογές CubeSat στη ζώνη UHF, γιατί το μέγεθός τους είναι 3.7–4.8 φορές μεγαλύτερο από το μέγεθος της CSPP, η οποία χωρά οριακά στην έδρα του δορυφορικού σκάφους. Κρίνοντας από τα ηλεκτρικά μεγέθη της τελευταίας στήλης του Πίνακα 5.5, η εξέλιξη των τεχνικών σμίκρυνσης κεραίων είναι απολύτως απαραίτητη στους σύγχρονους μικροσκοπικούς δορυφόρους.

## 5.7 Συμπεράσματα Κεφαλαίου

Οι σύγχρονοι μικροσκοπικοί δορυφόροι σχεδιάζονται και αναπτύσσονται με κόστη και χρονικές κλίμακες που έχουν επιφέρει επανάσταση στην αεροδιαστημική βιομηχανία. Οι μικροί δορυφόροι ζυγίζουν από 100 kg μέχρι και λιγότερο από 100 g, χρειάζονται ένα έτος ή λιγότερο για να υλοποιηθούν, και εμφανίζουν κόστος κατασκευής από μερικά εκατομμύρια δολάρια μέχρι και λιγότερο από US \$1 000. Διαθέτουν εξελιγμένη λειτουργικότητα χρησιμοποιώντας εμπορικά διαθέσιμα ηλεκτρονικά συστήματα αιχμής, τα οποία αρχικά είχαν αναπτυχθεί για επίγειες εφαρμογές και αργότερα προσαρμόστηκαν στις ανάγκες των διαστημικών εφαρμογών. Η πρόοδος των μικροηλεκτρονικών συστημάτων χαμηλής ισχύος και των επεξεργαστών ψηφιακού σήματος οδηγεί στην ανάπτυξη μικρότερων, 'ευφυέστερων', ταχύτερων και φθηνότερων δορυφόρων [245]. Η ιστορία και το πλαίσιο ανάπτυξης των μικρών δορυφόρων περιγράφτηκαν σύντομα στην §5.1. Εντός του πλαισίου αυτού, στην §5.2 ορίστηκαν οι ερευνητικοί στόχοι του Κεφαλαίου. Η §5.3 παρουσίασε μια εκτενή ανασκόπηση των τεχνολογιών



αιχμής για κεραίες μικρών δορυφόρων. Εκεί παρουσιάστηκαν οι δραστηριότητες πληθώρας ερευνητικών ομάδων από όλη την υφήλιο. Αν και η ανασκόπηση εστίασε στις επίπεδες δομές ακτινοβολητών, περιγράφηκαν επίσης γραμμικές και 3-D υλοποιήσεις.

Η ανάλυση, η σχεδίαση και τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στις §§5.4, 5.5 και 5.6 καταδεικνύουν τη δυσκολία υλοποίησης αλλά και τις ερευνητικές προκλήσεις μιας επίπεδης κεραίας για δορυφόρο “1U” CubeSat στο κάτω άκρο της ζώνης UHF. Οι περιορισμοί είναι πολλοί, και ο σχεδιαστής συναντά δυσκολία στο να βελτιώσει μια ιδιότητα της κεραίας χωρίς να υποβαθμίσει σημαντικά κάποια άλλη. Οι προδιαγραφές του συστήματος μοιραία οδηγούν στη σχεδίαση μιας ηλεκτρικά μικρής κεραίας. Η κεραία προκύπτει τόσο μικρή, ώστε η συνολική ηλεκτρική επίδοσή της πάσχει σε όλους τους τομείς. Θα ήταν επιθυμητή η δυνατότητα σχεδίασης μιας ηλεκτρικά μεγάλης κεραίας ( $ka > 2 \text{ rad}$ ), ή έστω μιας κεραίας σε μέγεθος συντονισμού ( $1 < ka < 2 \text{ rad}$ ), η οποία θα μπορούσε με το αυξημένο κέρδος της να βοηθήσει στον προϋπολογισμό ισχύος της ζεύξης του CubeSat. Η ανάγκη για κέρδος είναι προφανής, αν αναλογιστούμε ότι η ζεύξη εμφανίζει απώλειες διαδρομής περίπου ίσες με 140 dB.

Οι εξωτερικές διαστάσεις του CubeSat, όμως, είναι δεδομένες, και συνεπώς δεν έχει κανένα νόημα να προταθεί η μεταβολή τους—η υλοποίηση θα βρεθεί αυτόματα εκτός προδιαγραφών του προγράμματος. Θα μπορούσε να προταθεί η χρήση περισσότερων από μίας πλευρών του κύβου για την χωροθέτηση της κεραίας. Και αυτό το σενάριο στερείται νοήματος, αφού η όψη του δορυφόρου που στρέφεται προς την επιφάνεια της Γης (η επονομαζόμενη “*Earth facing facet*”) μπορεί να είναι μόνο μία κάθε φορά. Συνεπώς, ο μόνος τρόπος φαίνεται να είναι η μετάβαση σε υψηλότερη συχνότητα εκπομπής, και πιο συγκεκριμένα, τουλάχιστον στη διπλάσια συχνότητα (900 MHz). Η κίνηση αυτή θα δώσει στον σχεδιαστή πολλά πλεονεκτήματα, αλλά θα δημιουργήσει κι ένα πρόβλημα: οι απώλειες διαδρομής θα αυξηθούν κατά 6 dB. Μπορεί το νέο κεραιοσύστημα να υπερκαλύψει αυτή τη διαφορά, ώστε να αξίζει τον χρόνο της επανασχεδίασης;

Η απάντηση είναι ότι όντως υπάρχουν οι δυνατότητες να καλυφθεί η διαφορά αυτή. Δουλεύοντας με τετραγωνικά καλύμματα διαστάσεων  $40 \times 40 \text{ mm}^2$  πάνω από επίπεδο γείωσης με έκταση  $100 \times 100 \text{ mm}^2$  δίνεται καταρχάς η δυνατότητα να αυξηθεί το πλάτος και να περάσουμε σε ορθογώνια καλύμματα τα οποία έχουν καλύτερη προσαρμογή, καλύτερη συνολική αποδοτικότητα και μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Επιπλέον μπορούν να τοποθετηθούν 2 τέτοια στοιχεία και να τροφοδοτηθούν συμφασικά από κοινή διακλαδιζόμενη τροφοδοσία, σχηματίζοντας έτσι μια ομοιόμορφη μετωπική στοιχειοκεραία 2 στοιχείων. Παρ’ όλα αυτά, ακόμα και αν τα ορθογώνια καλύμματα διατηρήσουν τους διπλούς κάθετους άξονες συμμετρίας, δε θα είναι πλέον εφικτή η παραγωγή κυκλικής πόλωσης.

Ένα θέμα που εμφανίζει ενδιαφέρον είναι να δοκιμαστούν διαφορετικές χωρικές κατανομές των εγχοπών στην περιφέρεια του καλύμματος. Η τριγωνική κατανομή έμοιαζε η πλέον φυσιολογική επιλογή, αλλά υπάρχουν και άλλες κατανομές: διωνυμική, συννημιτονοειδής, κλπ. Θα ήταν πολύ ενδιαφέρον να εξεταστεί η αντιστάθμιση που πετυχαίνουν άλλες κατανομές μεταξύ μεγέθους κεραίας και εύρους ζώνης, καθώς κάθε κατανομή επηρεάζει με διαφορετικό τρόπο το ισοδύναμο μήκος  $L_{\text{eff}}$  και την εμπέδηση εισόδου  $Z_{\text{in}}(j\omega)$ .

Τέλος, είτε η κεραία του CubeSat μελετηθεί στα 436 MHz, είτε σε κάποια υψηλότερη

συχνότητα, ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η μελέτη ευρυζωνικών τεχνικών υλοποίησης μικροταινιακών κεραιών. Μια τέτοια τεχνική είναι η χάραξη σχισμών στην επιφάνεια του καλύμματος (ή εναλλακτικά του επιπέδου γείωσης) που θα έχουν μορφή γράμματος “U” ή “E”. Η τεχνική αυτή αναπτύσσεται με πολύ ωραίο τρόπο από τους Weigand *et al.* [286] και Shafai [297]. Θα πρέπει και πάλι να ληφθεί υπόψη ότι αυτές οι τεχνικές ευρυζωνικότητας καταστρέφουν τη διπλή ορθογωνική συμμετρία της κεραίας, και κατά συνέπεια στερούν τη δυνατότητα αμιγούς κυκλικής πόλωσης.

## Σχετικές Δημοσιεύσεις

Η σχεδίαση των κεραιών CSPP απέφερε τη δημοσίευση της επιστημονικής εργασίας [Σ08], καθώς και του κεφαλαίου [B01] σε σύγγραμμα με αντικείμενο τις κεραίες μικροταινιακού καλύμματος (βλ. σχετικά σελ. 381).

Το παρόν Κεφάλαιο αφιερώνεται στη μνήμη του συναδέλφου Δημήτρη Τ. Νότη. Οι δραστηριότητες του παρόντος βασίστηκαν σε μέρος του ερευνητικού έργου που εκπόνησε ο Δημήτρης στο Εργαστήριο Ραντάρ και Μικροκυμάτων, Τμήμα ΗΜΜΥ, Πολυτεχνική Σχολή, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης.





## Μέρος ΙΙΙ

# Ευρυζωνικές Κεραίες και Ευρυζωνικός Χαρακτηρισμός Ενεργειακής Αποδοτικότητας



## Κεφάλαιο 6

# Ευρυζωνικές, Διζωνικές και Σύμμορφες Κεραίες Ανεστραμμένης-F Γεωμετρίας

Οι κεραίες ανεστραμμένης-F γεωμετρίας έχουν αποτελέσει μια από τις πρώτες επιλογές των σχεδιαστών κεραίων για κινητά τερματικά εδώ και 15 περίπου χρόνια [38–40, 42–44, 46, 298]. Τα τελευταία 5 χρόνια η έρευνα πάνω στις επίπεδες και τυπωμένες κεραίες ανεστραμμένης-F γεωμετρίας φαίνεται ότι έχει επιβραδυνθεί αρκετά. Εντούτοις, μια δοκιμασμένη ιδέα μπορεί να παραμείνει επίκαιρη αν αποδειχθεί χρήσιμη σε σύγχρονες εφαρμογές. Το Κεφάλαιο θα δείξει ότι οι τυπωμένες κεραίες ανεστραμμένης-F γεωμετρίας σχηματίζουν στιβαρούς ακτινοβολητές για κόμβους μικρο-αισθητήρων οι οποίοι υπάγονται σε τρεις κατηγορίες: (α') συμπαγείς ευρυζωνικοί, (β') συμπαγείς διζωνικοί με ρυθμιζόμενη απόσταση ανάμεσα στις ζώνες, και (γ') ηλεκτρικά μικροί με εύρος ζώνης που προσεγγίζει αρκετά ικανοποιητικά τα θεμελιώδη κάτω όρια του συντελεστή ποιότητας  $Q$ .

### 6.1 Ευρυζωνικές Κεραίες Ανεστραμμένου-F με Επαγωγική Φόρτιση από Ευκλείδειες και Φράκταλ Σχισμές

Η ενότητα περιγράφει τη σχεδίαση τυπωμένων κεραίων ανεστραμμένης-F γεωμετρίας χαμηλού κόστους, οι οποίες είναι κατάλληλες για ενσωμάτωση σε φορητές διατάξεις που λειτουργούν στην περιοχή 2–3 GHz. Οι προδιαγραφές σχεδίασης είναι σύμφωνες με τους περιορισμούς που υπάρχουν σε ασύρματους μικρο-αισθητήρες υψηλού ρυθμού μετάδοσης. Εφαρμόστηκε αντιδραστικός συντονισμός μέσω επαγωγικής φόρτισης από σχισμές, προκειμένου να προκληθεί εκφυλισμός ανώτερου συντονισμού και αύξηση του λειτουργικού εύρους ζώνης. Περιγράφονται τέσσερις διατάξεις κεραίων καθώς και μια βασική κεραία αναφοράς. Παρέχεται ενδελεχής χαρακτηρισμός της απόκρισης των κεραίων. Επιτεύχθηκαν κλασματικά εύρη ζώνης στο εύρος 22–34%, κάτι που συνιστά σχεδόν τετραπλασιασμό σε σχέση με τις υπάρχουσες υλοποιήσεις. Οι κεραίες εμφανίζουν αποδοτικότητα ακτινοβολίας περίπου ί-

ση με 80% ( $-1$  dB) και είναι ελλειπτικά πολωμένες. Εφαρμόζεται ένα κατάλληλο κριτήριο ποιότητας (*figure-of-merit*, FoM) για τη σύγκριση των επιδόσεων των κεραιών: το κριτήριο αυτό επιχειρεί να συγκεράσει τη συνολική απόκριση της κεραιάς σε μία βαθμωτή ποσότητα. Οι επιδόσεις μιας κεραιάς εξαρτώνται ισχυρά από το ηλεκτρικό μέγεθός της, το οποίο με τη σειρά του εξαρτάται από την έκταση του επιπέδου γείωσης που αποτελεί αναπόσπαστο τμήμα του ακτινοβολητή. Η μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης απέδειξε ότι λάθος επιλογή μεγέθους για το GNDP οδηγεί σε καταπίεση των συντονιζόμενων ρυθμών της κεραιάς. Η συνολικά καλύτερη απόκριση επιτεύχθηκε για διαστάσεις επιπέδου γείωσης ίσες με  $0.20\lambda \times 0.28\lambda$ , που είναι σημαντικά μικρότερες από εκείνες που προβλέπονται σε προγενέστερες μελέτες. Η αύξηση του λειτουργικού εύρους ζώνης μέσω επαγωγικής φόρτισης από σχισμές υποστηρίζεται από μετρήσεις σε πρωτότυπες κεραιοδιατάξεις. Οι κατασκευασμένες κεραιές διαθέτουν υπο-βέλτιστες διαστάσεις GNDP και επέδειξαν κλασματικά εύρη ζώνης στην περιοχή 20–23%.

### 6.1.1 Εισαγωγή

Πλήθος υλοποιήσεων κόμβων για δίκτυα μικρο-αισθητήρων (ή πιο απλά “*motes*”) έχουν προταθεί στην ISM ζώνη των 2.4 GHz, τόσο από τον ακαδημαϊκό, όσο και από τον βιομηχανικό χώρο. Η πληθώρα υλοποιήσεων σχετίζεται σαφώς με την εμπορική διαθεσιμότητα αξιόπιστων, μικροσκοπικών πομποδεκτών σε ολοκληρωμένη μορφή (*chip transceivers*). Πέρα από τον αποδοτικό πομποδέκτη, το αναλογικό RF τμήμα ενός mote χρειάζεται κι έναν εξίσου αποδοτικό ακτινοβολητή. Οι πρώτες υλοποιήσεις κόμβων χρησιμοποιούσαν διακριτά, εξωτερικά κεραιοστοιχεία, όπως νηματοειδή μονόπολα  $\lambda/4$ . Εντούτοις, οι σχεδιαστές των motes σύντομα εγκατέλειψαν αυτές τις ογκώδεις κεραιές και στράφηκαν στις τυπωμένες κεραιές, τόσο αυτές που σχετίζονται με τις μικροταινιακές κεραιές, όσο και τις μονοπολικές. Οι τυπωμένες κεραιές είναι ολοκληρωμένες λύσεις, απευθείας συζευγμένες με τα RF ηλεκτρονικά συστήματα του κόμβου, και παρέχουν τα προφανή πλεονεκτήματα του χαμηλού κόστους, του χαμηλού προφίλ και της απλοποιημένης διαδικασίας ενσωμάτωσης της κεραιάς στον κόμβο.

Η παρούσα ενότητα εστιάζει στο κεραιοσύστημα ενός γενικευμένου κόμβου WSN και μελετά τεχνικές αύξησης του εύρους ζώνης για τυπωμένες κεραιές ανεστραμμένης-F γεωμετρίας (*inverted-F antennas*, IFAs). Αν και δεν εστιάζει σε μικροσκοπικές κεραιές *per se*, η υλοποίηση συμπαγών κεραιών υπάρχει πάντα σαν περιορισμός στους κόμβους των WSNs. Οι κεραιές ‘αντιστέκονται’ στη σμίκρυνση, μιας και οι φυσικοί νόμοι που διέπουν τη λειτουργία τους παράγουν αντικρουόμενες ηλεκτρικές ιδιότητες, καθιστώντας τη σμίκρυνση των κεραιών μια τέχνη συμβιβασμών και αντισταθμίσεων. Έτσι, η διατήρηση του μεγέθους σε λογικά μικρές τιμές με ταυτόχρονη αύξηση του εύρους ζώνης και διατήρηση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας όσο κοντύτερα γίνεται στη μονάδα (0 dB) μπορεί να γίνει πολύπλοκη διαδικασία. Όμως, αν ο σχεδιαστής καταφέρει να εξάγει το μέγιστο δυνατό εύρος ζώνης που μπορεί να αποδώσει μια συγκεκριμένη κεραιοδομή, τότε έχει τη δυνατότητα να ‘ανταλλάξει’ το επιπλέον εύρος ζώνης με περαιτέρω σμίκρυνση του ακτινοβολητή συνολικά.

Οι κεραιές ανεστραμμένης-F γεωμετρίας έχουν αποτελέσει βασικό σχεδιαστικό όχημα κε-

ραιών για κινητά τερματικά εδώ και 15 περίπου χρόνια [38–40, 42–44, 46, 298]. Χρησιμοποιούν ως βασική τεχνική σμίκρυνσης τη Θεωρία Ειδώλων μέσω του τοίχου ή της ακίδας βραχυκύκλωσης με το επίπεδο γείωσης. Η αρχική επίπεδη (*planar*) εκδοχή των IFAs διατηρεί τις ιδιότητες κοιλότητας της μικροταινιακής κεραίας, με αποτέλεσμα να περιορίζεται ενδογενώς το εύρος ζώνης της. Για το λόγο αυτό, έχει εφαρμοστεί εκτεταμένα η αλλοίωση του σώματος της κεραίας ή/και του επιπέδου γείωσης με χάραξη εγκοπών και σχισμών ώστε να διεγερθούν περισσότεροι ρυθμοί ακτινοβολίας. Η τυπωμένη εκδοχή της IFA δεν έχει μορφή κοιλότητας και είναι σαφώς πιο ευρυζωνική. Η παρούσα ενότητα θα δείξει ότι, χρησιμοποιώντας κατάλληλα την τεχνική επαγωγικής φόρτισης της κεραίας με (προ-)φράκταλ και Ευκλείδειες σχισμές, η τυπωμένη IFA μπορεί να γίνει ακόμη ευρυζωνικότερη. Η εξαγωγή μεγαλύτερου ποσοστού του συνολικού εύρους ζώνης που μπορεί να αποδώσει μια τυπωμένη IFA έχει σαν απώτερο σκοπό την αντιστάθμιση της ευρυζωνικότητας με σμίκρυνση.

Η σχεδιαστική προσέγγιση ενισχύθηκε συνδυάζοντας τα πλεονεκτήματα των τυπωμένων IFAs με το κατάλληλο μέγεθος για το επίπεδο γείωσης του κόμβου [122], το οποίο αποτελεί αναπόσπαστο τμήμα του μηχανισμού ακτινοβολίας. Η τεχνική αυτή δεν προσθέτει κόστος ή πολυπλοκότητα, αφού το επίπεδο γείωσης είναι πάντα παρόν. Τα τυπωμένα μονόπολα χρησιμοποιούν το GNDP μέσω ρευμάτων επαγωγής για να παράγουν το ασύμμετρο είδωλό τους. Όταν το μέγεθος του GNDP μεταβάλλεται, η απόκριση των τυπωμένων κεραίων μπορεί να επηρεαστεί σημαντικά σε όρους εύρους ζώνης, αποδοτικότητας και κέρδους. Η μελέτη της επίδρασης του GNDP είναι άκρως ενδιαφέρουσα ειδικά για τους κόμβους των WSNs με τις διαρκώς συρρικνούμενες διαστάσεις. Η RF γείωση παρέχει δύο σχεδιαστικούς βαθμούς ελευθερίας, καθώς κάθε πλευρά του GNDP συνεισφέρει ξεχωριστά στην ακτινοβολία.

Η ενότητα δομείται ως εξής. Η §6.1.1 ολοκληρώνεται με μια επισκόπηση της τρέχουσας κατάστασης του ερευνητικού πεδίου των κεραίων ανεστραμμένης-F γεωμετρίας. Κάποια από τα μεγέθη που περιγράφονται σε αυτή τη βιβλιογραφική έρευνα υπολογίστηκαν από τα στοιχεία που παρέχουν οι αναφερόμενες εργασίες. Από όλες αυτές τις σημαντικές συνεισφορές, σχεδόν καμία δεν αντιμετωπίζει τις ειδικές ανάγκες των κόμβων αισθητήρων. Η §6.1.2 περιγράφει τη βασική διάταξη αυλακωτής κεραίας (*baseline configuration*), καθώς και αριθμητικά και πειραματικά δεδομένα που αποδεικνύουν την ισχύ της σχεδιαστικής στρατηγικής. Η §6.1.3 αναλύει τα σχετικά ζητήματα ηλεκτρομαγνητικής μοντελοποίησης. Η βασική κεραία επεκτάθηκε σε τέσσερις πρωτότυπες διατάξεις, οι οποίες περιγράφονται στην §6.1.4 και πλαισιώνονται από έναν αλγόριθμο βελτιστοποίησης χωρίς την ανάγκη για επαναληπτικές προσομοιώσεις. Ένα εκτεταμένο σύνολο αριθμητικών αποτελεσμάτων περιγράφει την απόκριση των τεσσάρων κεραίων στην §6.1.5. Η επίδραση των διαστάσεων του επιπέδου γείωσης αναλύεται στην §6.1.6. Η μελέτη διευκολύνεται από τη χρήση ενός βαθμωτού κριτηρίου ποιότητας, το οποίο επιχειρεί να συγκεράσει τη συνολική απόκριση της κεραίας. Τέλος, η §6.1.7 παρουσιάζει αποτελέσματα μετρήσεων από κατασκευασμένη κεραία φορτισμένη με φράκταλ σχισμή τύπου Koch.



### 6.1.1.1 Ειδική Βιβλιογραφία Τυπωμένων IFAs

Μελέτες που αφορούν στο εύρος ζώνης και τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας των τυπωμένων IFAs για φορητές συσκευές έχουν δημοσιευθεί στις εργασίες [299–308]. Μια από τις πλέον πρώιμες μελέτες πάνω σε τυπωμένες IFAs έγινε από τους Ali & Hayes [299]: ένα κεραιοστοιχείο διαστάσεων  $27 \text{ mm} \times 55 \text{ mm}$  ενσωματώθηκε σε PCB μεγέθους  $\lambda \times \lambda/2 @ 2.45 \text{ GHz}$ . Η παραμετρική μελέτη πέτυχε κλασματικό εύρος ζώνης στην περιοχή τιμών  $\text{FBW}_V = 6\text{--}8\%$  για  $\text{VSWR} = 2 : 1$ , εξαρτημένο από τις τιμές των παραμέτρων.

Οι Angelopoulos *et al.* [300, 301] εφάρμοσαν σε τυπωμένες IFAs την τεχνική φόρτισης με σχισμές, η οποία χρησιμοποιείται σε επίπεδες IFAs για την παραγωγή διζωνικής απόκρισης [298, 309]. Οι συγγραφείς παρουσίασαν μια τυπωμένη, διζωνική IFA αποτελούμενη από δύο μονόπολα  $\lambda/4$  κατάλληλα συζευγμένα και χωρισμένα από σχισμή σχήματος ‘L’.<sup>1</sup> Προτάθηκε ότι (α’) κάθε μονόπολο μπορεί να ακτινοβολήσει σε δική του συχνότητα συντονισμού (2.45 και 5.25 GHz αντίστοιχα) όταν η κεραία τροφοδοτηθεί από μία και μόνη θύρα, η οποία συνδέεται στο μικρότερο μονόπολο, και (β’) η λειτουργία της L-σχισμής είναι να σχηματίζει ένα διάκενο για τα ρεύματα του ανώτερου συντονισμού, το οποίο ταυτόχρονα δε θα είναι αρκετά ευρύ για να διαταράξει τα ρεύματα του κατώτερου συντονισμού. Η κεραία τοποθετήθηκε στο άκρο ευμεγέθους GNDD που μοντελοποιούσε κάρτα PCMCIA, διαστάσεων  $109 \text{ mm} \times 47 \text{ mm}$  ( $0.88\lambda \times 0.38\lambda$ ), και πέτυχε  $\text{BW}_V = 210 \text{ MHz} @ 2.435 \text{ GHz}$  ( $\text{FBW}_V = 8.6\%$ ). Απουσία ρευματικής κατανομής το ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολητή υπολογίστηκε κατά προσέγγιση στο  $ka = 3.03 \text{ rad}$ , δηλαδή πρόκειται για ηλεκτρικά μεγάλη κεραία.

Οι Azad & Ali [302] χρησιμοποίησαν ένα επίπεδο γείωσης με διαστάσεις που αντιστοιχούν σε κινητό τηλέφωνο ( $110 \text{ mm} \times 50 \text{ mm}$  ή ισοδύναμα  $\lambda \times 0.42\lambda$ ) και υλοποίησαν δύο μικροσκοπικές PIFAs δίνοντας στο ανοιχτοκυκλωμένο στέλεχος τη μορφή της φράκταλ καμπύλης Hilbert. Τα κεραιοστοιχεία είχαν διαστάσεις  $4.1 \text{ mm} \times 9.3 \text{ mm}$  και  $3 \text{ mm} \times 9 \text{ mm}$ , και παρείχαν εύρος ζώνης  $\text{BW}_V = 50 \text{ MHz}$  ( $\text{FBW}_V = 1.8\% @ 2.73 \text{ GHz}$ ). Αυτή η υλοποίηση αποτελεί τυπικό παράδειγμα ανταλλαγής κέρδους και εύρους ζώνης για μικρότερο μέγεθος. Η συχνότητα συντονισμού προβλέφθηκε θεωρητικά μέσω ημιστατικής ανάλυσης που βασίζεται στην έννοια της ισοδύναμης αυτεπαγωγής, η οποία προέρχεται από τις μαιανδρικές κεραίες. Οι συγγραφείς είχαν εφαρμόσει προηγουμένως την καμπύλη Hilbert σε διζωνική, επίπεδη IFA [310].

Στην εργασία [303], οι συγγραφείς σχεδίασαν δύο διαφορετικά διζωνικά κεραιοστοιχεία σε GNDD διαστάσεων  $55 \text{ mm} \times 46 \text{ mm}$  ( $0.45\lambda \times 0.38\lambda @ 2.45 \text{ GHz}$ ). Το πρώτο στοιχείο είχε σπειροειδές ανοιχτοκυκλωμένο στέλεχος και εμβαδόν  $9.5 \text{ mm} \times 6.5 \text{ mm}$ , ενώ πέτυχε εύρος ζώνης  $\text{BW}_V = 140 \text{ MHz}$  ( $\text{FBW}_V = 5.7\%$ ). Η περιγεγραμμένη σφαίρα είχε ακτίνα  $a_1 = 38.4 \text{ mm}$  που αντιστοιχεί σε ηλεκτρικό μέγεθος  $ka = 2.00 \text{ rad}$ . Το δεύτερο στοιχείο βασιζόταν σε δομή H/M σύζευξης και είχε διαστάσεις  $12 \text{ mm} \times 4.9 \text{ mm}$ , ενώ πέτυχε  $\text{BW}_V = 240 \text{ MHz}$  ( $\text{FBW}_V = 9.8\%$ ). Η περιγεγραμμένη σφαίρα είχε ακτίνα  $a_1 = 37.8 \text{ mm}$  που αντιστοιχεί σε  $ka = 1.90 \text{ rad}$ . Το δεύτερο στοιχείο σχεδόν διπλασίασε το εύρος ζώνης χάρη στο μεγαλύτερο φυσικό μέγεθός του και στην απουσία του σπειροειδούς τμήματος, το οποίο

<sup>1</sup>Για συντονία, στο εξής τέτοιες σχισμές θα ονομάζονται είτε L-σχισμές, είτε σχισμές ‘L’.

αυξάνει το συντελεστή ποιότητας της κεραίας.

Τέλος, οι Michailidis *et al.* [307] παρουσίασαν την παραμετρική μελέτη μιας διζωνικής IFA σχεδιασμένης για λειτουργία στα 2.5 και 5.5 GHz. Το ονομαστικό (αρχικό) μέγεθος του GNDP ήταν  $20 \text{ mm} \times 50 \text{ mm}$  ( $0.17\lambda \times 0.42\lambda$  @ 2.5 GHz). Το επιτεύξιμο εύρος ζώνης ήταν  $BW_V = 238 \text{ MHz}$  ( $FBW_V = 9.5\%$ ), ενώ η ακτίνα της περιγεγραμμένης σφαίρας ήταν  $a = 31 \text{ mm}$  που αντιστοιχεί σε  $ka = 1.62 \text{ rad}$ . Η συγκεκριμένη υλοποίηση ρύθμιζε τη ρευματική κατανομή της κεραίας χρησιμοποιώντας μεταβλητά πλάτη για τους χάλκινους διαδρόμους που αποτελούν την κεραία. Επίσης, το στέλεχος βραχυκύκλωσης ήταν H/M συζευγμένο και όχι γαλβανικά συνδεδεμένο με το επίπεδο γείωσης: το στέλεχος επεκτάθηκε περισσότερο από το φυσιολογικό πάνω από το GNDP προκαλώντας χωρητική σύζευξη.

### 6.1.1.2 Ειδική Βιβλιογραφία Επίπεδων IFAs

Οι επίπεδες IFAs έχουν μελετηθεί ενδελεχώς τα τελευταία χρόνια [43, 310–314] λόγω της ‘συμβατότητάς’ τους με τα κινητά τηλέφωνα. Η επίπεδη IFA με την υποστήριξη του επιπέδου γείωσης στο πίσω μέρος γίνεται κατευθυντική, και αυτή η αυξημένη κατευθυντικότητα βοηθά στη μείωση της έκθεσης του χρήστη σε H/M ακτινοβολία. Επιπλέον, η συγκεκριμένη διάταξη ελευθερώνει επιφάνεια στο PCB κάτω από το κεραιοστοιχείο για την τοποθέτηση ηλεκτρονικών στοιχείων. Εντούτοις, η επίπεδη IFA αποτελεί εξέλιξη της κεραίας μικροταινιακού καλύμματος, με αποτέλεσμα να είναι ενδογενώς μια κοιλότητα στενής ζώνης με απώλειες.

Οι Boyle & Lighthart [43,311,312] χρησιμοποίησαν τον κανόνα της υπέρθεσης και χώρισαν τη λειτουργία της PIFA στον μη-ακτινοβολούντα και τον ακτινοβολούντα ρυθμό (*balanced vs. radiating mode*). Ένα από τα βασικά ευρήματά τους ήταν ότι το μήκος του PCB έχει έντονη επίδραση στον συντελεστή ποιότητας,  $Q$ , της κεραίας: ο  $Q$  ελαχιστοποιείται όταν το μήκος πλησιάζει τους αντι-συντονισμούς ημίσεος και πλήρους κύματος ( $\lambda/2$ - &  $\lambda$ -*antiresonances*). Έτσι, το εύρος ζώνης, το οποίο σχετίζεται άμεσα με τον  $Q$ , επηρεάζεται έντονα από το μήκος του GNDP. Επιπλέον, στην περίπτωση των διζωνικών PIFAs το εύρος των δύο ζωνών δεν είναι ανεξάρτητο: για να αυξηθεί το εύρος ζώνης του κατώτερου συντονισμού πρέπει να μειωθεί εκείνο του ανώτερου, και το αντίστροφο. Φαίνεται, λοιπόν, ότι για κάθε PIFA υπάρχει δεδομένο επιτεύξιμο αθροιστικό εύρος ζώνης.

Ένα συναρπαστικό πρόσφατο αντικείμενο μελέτης στο πεδίο των συμπαγών κεραίων είναι η σχεδίαση τριδιάστατων ακτινοβολητών που λειτουργούν παράλληλα και ως συσκευασία της φορητής διάταξης. Αυτή η ιδέα, αν και ακατάλληλη για συσκευές χειρός λόγω της αναπόφευκτης αύξησης του ειδικού ρυθμού απορρόφησης, είναι άκρως κατάλληλη για συμπαγείς διατάξεις όπως οι κόμβοι αισθητήρων. Στο πλαίσιο αυτό οι Feldner *et al.* [313] υλοποίησαν μια αναδιαρθρώσιμη, ηλεκτρικά μικρή PIFA-as-a-package (PIFA-AAP). Το σκεπτικό ήταν η ολοκλήρωση 3-D κεραίας και συσκευασίας, ώστε να μεγιστοποιηθεί η διαθέσιμη επιφάνεια για την κεραία, με δεδομένους τους περιορισμούς της εφαρμογής σε μέγεθος συσκευής. Το ονομαστικό μέγεθος συντονισμού των PIFAs είναι  $\lambda/4$ , αλλά στην [313] η δομή της κεραίας φορτίστηκε χωρητικά ώστε να μειωθεί το μέγεθος σε  $\lambda/8$  και περαιτέρω. Η κεραία λειτουργεί στην  $f_0 = 0.47 \text{ GHz}$  και το συνολικό φυσικό μέγεθος είναι  $50 \text{ mm} \times 26 \text{ mm} \times 9.2 \text{ mm}$ , το

οποίο είναι μόλις  $0.078\lambda \times 0.041\lambda \times 0.014\lambda$ . Η ακτίνα της περιγεγραμμένης σφαίρας ήταν  $a = 28.6 \text{ mm}$  που αντιστοιχεί σε  $ka = 0.28 \text{ rad}$ . Μιας και οι υποκειμένες αρχές της φυσικής δε γίνεται να υποσκελιστούν, το μικρό μέγεθος της PIFA-AAP σε συνδυασμό με τη χωρητική φόρτιση οδήγησαν σε λειτουργικό εύρος ζώνης λίγων megahertz.

Επίπεδες IFAs φορτισμένες με μαιανδρικές σχισμές προτάθηκαν στην εργασία [314], όπου μία τετραζωνική κεραία με ευρύ ανώτερο συντονισμό προτάθηκε ως ‘εξαζωνική’. Η σχεδίαση αφορούσε μια ψηλή IFA με δύο μαιανδρικές σχισμές και μαιανδρικό ανοιχτοκυκλωμένο στέλεχος: ήταν μια πολύπλοκη δομή ελεγχόμενη από ένα μεγάλο πλήθος παραμέτρων. Παρ’ όλα αυτά, το συνολικό μέγεθός της ήταν  $40 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$ , το οποίο αντιστοιχεί σε  $a = 22.7 \text{ mm}$  και  $ka = 1.16 \text{ rad} @ 2.45 \text{ GHz}$ . Το επιτεύξιμο εύρος ζώνης για  $VSWR = 2.5 : 1$  ήταν  $BW_V = 550 \text{ MHz}$  ( $FBW_V = 22.4\%$ ).

Οι επόμενες πρόσφατες μελέτες δεν αφορούν σε τυπωμένες ή επίπεδες IFAs υπό τη στενή έννοια, αλλά σίγουρα ανήκουν στη βιβλιογραφία των κεραιών για μικρο-αισθητήρες [83, 148, 315, 316]. Οι Yang *et al.* [83, 315, 316] περιέγραψαν την εφαρμογή νηματοειδούς 3-D IFA σε κόμβους WSN στα 916 MHz. Η κεραία είχε ελικοειδές ανοιχτοκυκλωμένο στέλεχος και ήταν διηλεκτρικά φορτισμένη με κεραμικό μπλοκ. Το μέγεθος του κεραιοστοιχείου ήταν  $20 \text{ mm} \times 12 \text{ mm} \times 7 \text{ mm}$  και ήταν τοποθετημένο πάνω σε επίπεδο γείωσης διαστάσεων  $25 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$  ( $0.08\lambda \times 0.06\lambda$ ). Αφού κεραιοστοιχείο και GNDP έχουν το ίδιο μέγεθος, η κεραία αυτή ακτινοβολεί αμιγώς σε διπολικό ρυθμό. Το ηλεκτρικό μέγεθος ήταν  $ka = 0.32 \text{ rad}$  και πέτυχε  $FBW_V = 1.6\%$ . Τέλος, ο Park [148] σχεδίασε μικροταινιακή κεραία με σχισμές πάνω σε υποστρώματα από Pyrex και πυρίτιο υψηλής ειδικής αντίστασης, στοχεύοντας σε ολοκλήρωση της κεραίας πάνω στην ψηφίδα πυρίτιου. Πρόκειται για ηλεκτρικά μικρή κεραία μεγέθους  $ka = 0.70 \text{ rad}$  με λειτουργικό εύρος ζώνης  $FBW_V = 1.3\%$ .

### 6.1.1.3 Μελέτες Επίδρασης του Επιπέδου Γείωσης

Δεδομένου ότι οι επίπεδες IFAs έχουν αναλυθεί διαχρονικά περισσότερο από τις τυπωμένες, η εξαρτημένη από το επίπεδο γείωσης απόκρισή τους έχει μελετηθεί με αντίστοιχα μεγαλύτερη λεπτομέρεια. Σημαντικές πρόσφατες δημοσιεύσεις πάνω στο αντικείμενο είναι οι [110, 112, 154, 317, 318]. Συγκεκριμένα, η ενδεδειγμένη μελέτη των Huynh & Stutzman [154, 317] συμπληρώθηκε εξαιρετικά από τις παρατηρήσεις του Best [110, 112]. Εντούτοις, η κατάσταση είναι τελείως διαφορετική για τυπωμένες IFAs, μιας και υπάρχουν ελάχιστες πρότερες εργασίες [161, 162, 319, 320]. Μάλιστα, οι εργασίες [161, 162, 320] αφορούν σε τυπωμένα, ορθογωνικά, υπερευρυζωνικά μονόπολα, και όχι σε κεραίας ανεστραμμένης-F γεωμετρίας.

### 6.1.2 Σχεδίαση Βασικής Κεραιοδιάταξης και Χαρακτηριστικά Απόκρισης

Αναφερόμενος στους εσωτερικούς μηχανισμούς λειτουργίας των διζωνικών PIFAs που έχουν φορτιστεί με σχισμές [298, 309], ο K. Boyle [43, 311, 312] πρότεινε ότι οι σχισμές στην ανώτερη μεταλλική πλάκα ανάμεσα στις ακίδες (στελέχη) τροφοδοσίας και βραχυκύκλωσης

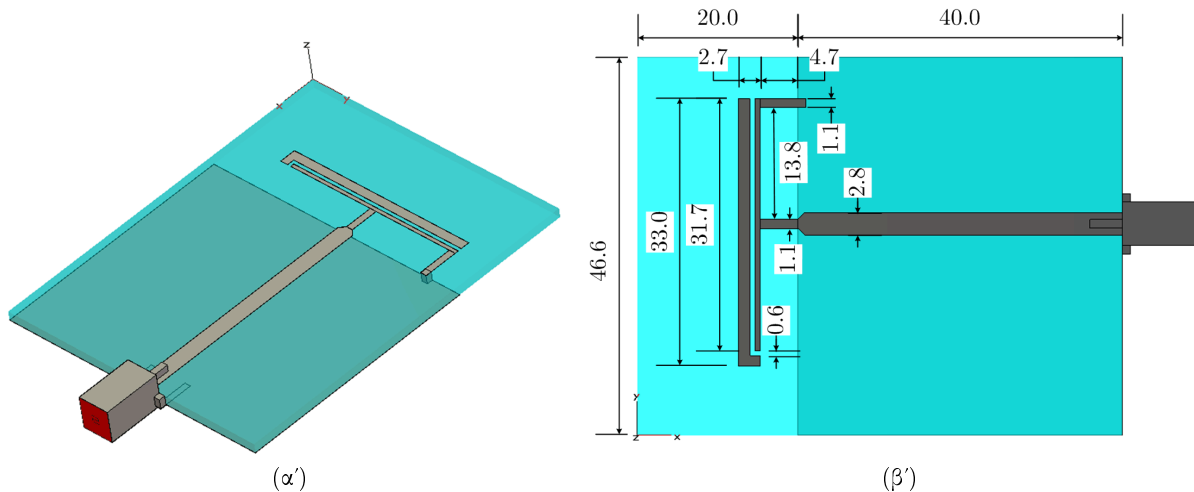
παρέχουν ανεξάρτητη μεταβολή του μετασχηματισμού εμπέδησης και της αντίδρασης παράλληλης σύνδεσης στην είσοδο της κεραίας. Επιπλέον, οι σχισμές μπορούν να προκαλέσουν δύο απομακρυσμένους συντονισμούς σε επίπεδη κεραία ανεστραμμένης-L γεωμετρίας η οποία συντονίζει φυσικά σε συχνότητα μεταξύ των δύο νέων ρυθμών. Εάν η σχισμή έχει πολύ μεγάλο μήκος, τότε το εύρος ζώνης του κατώτερου ρυθμού μειώνεται, ενώ αν το μήκος είναι πολύ μικρό, τότε χάνεται εύρος ζώνης από τον ανώτερο συντονισμό.

Το εύρος ζώνης είναι πολύτιμος πόρος, και οι επιπλέον πόροι είναι πάντα ευπρόσδεκτοι σε συστήματα όπως τα δίκτυα αισθητήρων. Έτσι, στην περίπτωση των WSNs, το αυξημένο εύρος ζώνης θα χρησιμεύσει είτε για να διαχειριστούμε τις ανάγκες των WMSNs και των VSNs [135, 136], είτε για να ανταλλαχθεί με σμίχρυνση της κεραίας. Το κόστος υλοποίησης είναι ένας ακόμη παράγοντας που καθορίζει την εξάπλωση της τεχνολογίας των WSNs. Το χαμηλό κόστος κατασκευής είναι πάντοτε παρόν στη λίστα προδιαγραφών: εάν οι τεχνικές σχεδίασης είναι συμβατές με φθηνές τεχνολογίες εκτύπωσης PCB, τότε το χαμηλό κόστος υλοποίησης είναι εξασφαλισμένο.

Με κίνητρο τα παραπάνω, η τεχνική φόρτισης τυπωμένων IFAs με σχισμές [300, 301] επεκτάθηκε αρχικά με αύξηση του μήκους της L-σχιμής. Αυτό εξώθησε τους δύο συντονισμούς να γίνουν γειτονικοί στη συχνότητα (*frequency-adjacent modes*) μετακινώντας (εκφυλίζοντας) προς τα κάτω τον ανώτερο συντονισμό. Εάν οι δύο παρακείμενοι συντονισμοί γίνουν αρκετά έντονοι, τότε τα διαδοχικά εύρη ζώνης αθροίζονται και παράγουν ένα πολύ μεγαλύτερο συνολικό  $BW_V$ .

Ό,τι περιγράφηκε μόλις αποτελεί τη βασική διάταξη αντιδραστικά φορτισμένης κεραίας, την οποία απεικονίζει το Σχήμα 6.1. Η διαμόρφωση του PCB είναι τυπικό παράδειγμα όλων των κεραιοσυστημάτων που παρουσιάζονται στο παρόν Κεφάλαιο. Η κεραία σχεδιάστηκε να λειτουργεί στη συχνότητα  $f_0 = 2.5$  GHz, όπου το μήκος κύματος είναι  $\lambda_0 = 120$  mm. Το διστρωματικό PCB τυπώνεται πάνω σε φθινό υπόστρωμα FR-4 (το υλικό γαλάζιου χρώματος στο Σχήμα 6.1) στο οποίο ανατέθηκαν ιδιότητες  $\epsilon_r = 4.6$  και  $\tan \delta_e = 0.0170 @ 2.5$  GHz, ύψος  $H_{FR4} = 1.60$  mm και επιχάλκωση 1 oz Cu και στις δύο όψεις. Το μοντέλο συστήματος θεωρεί ότι η επιφάνεια του PCB αντιπροσωπεύει τη συνολική επιφάνεια του κόμβου. Στο ανώτερο στρώμα χαράσσεται η τυπωμένη κεραία και η μικροταινία πλάτους 2.8 mm που την τροφοδοτεί. Στο κατώτερο στρώμα υπάρχει μια συνεχής χάλκινη επιφάνεια με σχήμα ορθογωνίου, η οποία λειτουργεί ως το επίπεδο γείωσης αμφοτέρων κεραίας και μικροταινίας (στο Σχήμα 6.1 φαίνεται ως σκιά στο πίσω μέρος της κεραίας). Θεωρείται, επίσης, ότι όλα τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και τα διακριτά στοιχεία του αναλογικού RF τμήματος και του τμήματος βασικής ζώνης θα τοποθετηθούν στο κατώτερο στρώμα όταν θα γίνει η υλοποίηση του κόμβου. Η προτεινόμενη δομή μπορεί εύκολα να μετασχηματιστεί σε μονοστρωματικό PCB αλλάζοντας την τροφοδοσία σε συνεπίπεδο κυματοδηγό (*coplanar waveguide*, CPW). Η χρήση συνεπίπεδου κυματοδηγού με επίπεδο γείωσης (*ground-backed CPW*, GCPW) θα διπλασίαζε τη διαθέσιμη επιφάνεια για τοποθέτηση στοιχείων και δρομολόγηση αγωγών, με κόστος μερικές δεκάδες οπές διασύνδεσης (*vias*) για να 'δεθούν' γαλβανικά στο ίδιο δυναμικό τα δύο επίπεδα γείωσης.

Στο δεξί μέρος του Σχήματος 6.1β' έχει συμπεριληφθεί στο μοντέλο ένας ομοαξονικός

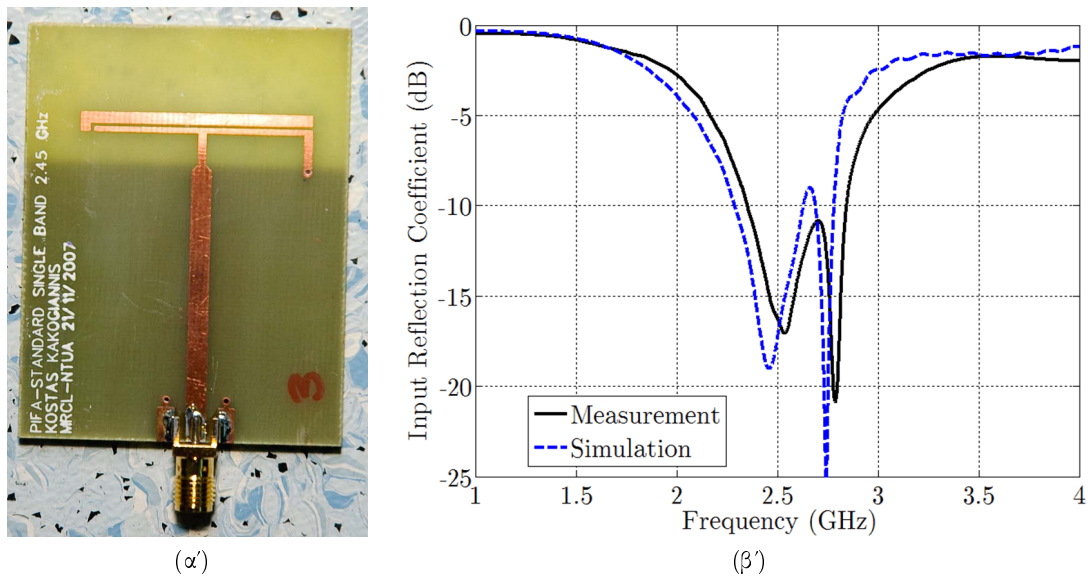


**Σχήμα 6.1:** (α) Το μοντέλο της βασικής κεραίας σε προοπτική, με διαφανές υπόστρωμα για να φαίνεται το επίπεδο γείωσης. (β) Διαστατική σχηματική κάτοψη της βασικής κεραίας. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. Το μέγεθος του κεραιοστοιχείου είναι 33 mm × 7.4 mm.

συνδετήρας SMA, στο άκρο του οποίου έχει τοποθετηθεί (υπολογιστικά) η θύρα κυματοδηγού που διεγείρει όλη τη μικροκυματική δομή. Προκειμένου να μειωθεί η υπολογιστική πολυπλοκότητα του μοντέλου, ο κυλινδρικός συνδετήρας SMA μοντελοποιήθηκε με έναν ισοδύναμο ομοαξονικό συνδετήρα τετραγωνικής διατομής [144]. Επίσης, μιας και το χάλκινο ίχνος του στελέχους τροφοδοσίας είναι αρκετά στενότερο από τη μικροταινία, η τελευταία λοξομήθηκε σε γωνία  $45^\circ$  ώστε να μειωθεί η ακτινοβολία από την ασυνέχεια πλάτους.

Η κεραία σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε στον χρονικό επιλύτη πλήρους κύματος FIT-TS που περιγράφεται στο Παράρτημα Α'. Οι διαστάσεις συνέκλιναν στις τιμές που δείχνει το Σχήμα 6.1β'. Το συνολικό μέγεθος του κόμβου ήταν 60 mm × 46.6 mm, ενώ το κεραιοστοιχείο κατοπτρίστηκε σε επίπεδο γείωσης διαστάσεων 40 mm × 46.6 mm. Το κατασκευασμένο πρωτότυπο φαίνεται στο Σχήμα 6.2α'. Η κεραία μετρήθηκε σε πλήρως ανηχικό περιβάλλον. Περισσότερες λεπτομέρειες για τη μετρητική διάταξη δίδονται στην §6.1.7. Τα αποτελέσματα του Σχήματος 6.2β' είναι αντιπροσωπευτικά της εμπέδησης εισόδου μιας αυλακωτής PIFA με επίπεδο γείωσης  $0.33\lambda \times 0.39\lambda @ 2.5 \text{ GHz}$ .

Το Σχήμα 6.2β' περιγράφει μια κεραία η οποία διεγείρει δύο γειτονικούς ρυθμούς ακτινοβολίας, δηλαδή πρόκειται για *dual-mode* παρά για *dual-band* κεραία. Χρειάζεται και για αυτόν τον τύπο κεραίας ο ορισμός μιας συχνότητας αναφοράς εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης, ως προς την οποία θα υπολογίζονται τα κανονικοποιημένα μεγέθη. Στη βιβλιογραφία δεν υπάρχει συμφωνία σχετικά με τη συχνότητα αναφοράς των κεραίων που εμφανίζουν πολλαπλούς συντονισμούς και πολλαπλά ελάχιστα του  $|S_{11}|$ . Πέρα από τον αριθμητικό και γεωμετρικό μέσο των ακραίων συχνοτήτων που ικανοποιούν το κριτήριο του  $\Gamma_{in}(j\omega)$ , άλλες επιλογές που έχουν προταθεί είναι η χαμηλότερη συχνότητα συντονισμού εντός ζώνης ( $\omega_r = \min\{\omega\} : X_{in}(j\omega_r) = 0 \Omega$ ), και η χαμηλότερη συχνότητα ελάχιστου συντελεστή ανάκλασης,  $\min\{\arg \min |S_{11}(j\omega)|\}$ . Στην παρούσα μελέτη επιλέχθηκε και πάλι ως συχνότητα αναφοράς ο αριθμητικός μέσος, ο οποίος όμως θα συμβολίζεται στο παρόν Κεφάλαιο ως  $f_c$



**Σχήμα 6.2:** (α) Πρωτότυπη βασική διάταξη αυλακωτής PIFA. Η σκιά στο πίσω μέρος είναι το επίπεδο γείωσης. Το PCB δεν καλύφθηκε με μάσκα συγκόλλησης για να αποφευχθεί παραμόρφωση της απόκρισης συχνότητας. (β) Συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της βασικής κεραίας, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του H/M μοντέλου και από μετρήσεις επί του πρωτοτύπου.

αντί για  $f_0$ :  $f_c = \frac{1}{2} (f_{\min} + f_{\max})$ .

Οι επιδόσεις της PIFA με φόρτιση L-σχισμής αναλύονται στον Πίνακα 6.1. Προσομοίωση και μέτρηση απέφεραν επιτεύξιμο ανθροιστικό εύρος ζώνης  $BW_V \simeq 0.5$  GHz ήτοι  $FBW_V \simeq 20\%$  @ 2.5 GHz. Υπό τη στενή έννοια, το H/M μοντέλο προβλέπει ότι ο μετασχηματισμός της εμπέδησης δεν είναι αρκετός σε όλη τη ζώνη συχνοτήτων, με αποτέλεσμα να έχουμε  $|\Gamma_{in}| > -10$  dB στο τοπικό μέγιστο των 2.66 GHz. Η μέτρηση, όμως, δείχνει ότι η βελτίωση του εύρους ζώνης είναι μεγαλύτερη από 100% σε σχέση με το εύρος του κατώτερου συντονισμού στις [300, 301]. Τα αποτελέσματα αποτελούν απόδειξη της αρχής της προτεινόμενης μεθόδου (*proof-of-concept*): ο μετασχηματισμός της εμπέδησης εισόδου από την L-σχισμή εκφυλίζει τον ανώτερο ρυθμό σε σημείο που να ενωθεί με τον κατώτερο συντονισμό. Ο κατώτερος συντονισμός στα πειραματικά δεδομένα βρίσκεται σε  $(\Delta f)_l = 3.5\%$  υψηλότερη συχνότητα σε σχέση με το υπολογιστικό μοντέλο. Η αντίστοιχη διαφορά των ανώτερων συντονισμών είναι  $(\Delta f)_h = 1.9\%$ . Οι διαφορές αυτές επεξηγούνται στην §6.1.7. Σε κάθε περίπτωση, παρατηρείται ικανοποιητική συμφωνία ανάμεσα στα αριθμητικά και πειραματικά δεδομένα, η οποία παρέχει εγκυρότητα στην ακρίβεια του υπολογιστικού μοντέλου FIT-TS.

Παρά όλα αυτά, η συγκεκριμένη στρατηγική σχεδίασης οδήγησε σε μια κεραία που είναι υπερβολικά επιμήκης για να ενσωματωθεί σε κόμβους αισθητήρων: η μέγιστη διάσταση των κόμβων συχνά περιορίζεται μεταξύ 10 και 30 mm [83, 315, 316]. Η διζωνική PIFA μεγέθους 24 mm × 6.4 mm [300, 301] μετασχηματίστηκε σε μονοζωνική με διαστάσεις 33 mm × 7.4 mm. Για να αντιμετωπιστεί αυτή η παρενέργεια της μεθόδου, αναλύθηκαν άλλες τοπολογίες σχισμών, οι οποίες απέδωσαν μείωση του μεγέθους του κεραιοστοιχείου και ακόμα μεγαλύτερα εύρη ζώνης: η §6.1.4 περιγράφει τη μελέτη μιας Ευκλείδειας και τριών Φράκταλ σχισμών, οι οποίες απέφεραν συνολικά τέσσερις διαφορετικές τυπωμένες IFAs.

	ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	ΜΕΤΡΗΣΗ
$f_{\min}$ (GHz)	2.289	2.352
$f_{\max}$ (GHz)	2.782	2.844
$BW_V$ (GHz)	0.493	0.492
$f_c$ (GHz)	2.536	2.598
$FBW_V$	0.195	0.189
$Q$	3.4	3.5
$a$ (mm)	33.2	33.2
$ka$ (rad)	1.76	1.81

**Πίνακας 6.1:** Αποτελέσματα που προέκυψαν από την εκτίμηση της εμπέδησης εισόδου της τυπωμένης IFA με φόρτιση από  $L$ -σχισμή.

### 6.1.3 Ρυθμίσεις Προσομοίωσης

Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης που περιγράφονται στη συνέχεια εφαρμόστηκαν σε όλες τις μικροκυματικές δομές της παρούσας ενότητας και συνοψίζονται στον Πίνακα 6.2.

Οι κεραιές σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α', και ο οποίος εφαρμόζει την τεχνική πεπερασμένης ολοκλήρωσης (*finite integration technique*, FIT). Οι αυλακωτές PIFAs διεγέρθηκαν από ευρυζωνικό παλμό Gauss με φασματικό περιεχόμενο στη ζώνη από  $f_{\min} = 0$  Hz μέχρι  $f_{\max} = 4$  GHz. Τα αντικείμενα διακριτοποιήθηκαν από ένα χωρικά ανομοιόμορφο (προσαρμοστικό) εξαεδρικό πλέγμα. Λεπτομερέστερη διακριτοποίηση εφαρμόστηκε εντός του υποστρώματος, ώστε να υπολογιστούν σωστά οι μεγάλες βαθμίδες του ηλεκτρικού πεδίου, και το ίδιο έγινε κατά μήκος της μικροταινίας, πάνω στο κεραιοστοιχείο και στο διηλεκτρικό του ομοαξονικού συνδετήρα. Οι προσομοιώσεις τερματίζονταν (συνέκλιναν) όταν η αρχική ενέργεια που διέγειρε το σύστημα είχε ελαττωθεί κατά 50 dB: αυτή είναι μια καλή αντιστάθμιση μεταξύ ταχύτητας εκτέλεσης και σφάλματος αποκοπής του FFT που μετασχηματίζει τα αποτελέσματα από το πεδίο του χρόνου σε εκείνο της συχνότητας. Το μέγιστο μέγεθος εξαεδρικού κελιού στη συχνότητα  $f_{\max}$  (στο ελάχιστο μήκος κύματος  $\lambda_{\min}$ ) τέθηκε ίσο με  $\lambda_{\min}/20$ . Ο επιλύσιμος χώρος τερματίστηκε σε στρώματα Bérenger PML [150, 151]:

- Στα αρχικά στάδια της σχεδίασης χρησιμοποιήθηκαν 4 στρώματα και η απόσταση των ακρότατων σημείων του μοντέλου από το όριο του επιλύσιμου χώρου επιλέχθηκε ίση με  $\lambda_{2\text{GHz}}/8$ , ώστε να επιταχυνθεί η διαδικασία σχεδίασης.
- Για τις τελικές προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκαν 6 στρώματα και η απόσταση των ακρότατων σημείων του μοντέλου από το όριο του επιλύσιμου χώρου επιλέχθηκε ίση με  $\lambda_{2\text{GHz}}/4$ . Αύξηση της απόστασης σε  $\lambda_{2\text{GHz}}/2$  δε βελτίωσε τα αποτελέσματα περαιτέρω.

Οι κεραιές δεν είχαν τοπολογική συμμετρία, οπότε δεν ικανοποιούσαν τις απαραίτητες οριακές συνθήκες ηλεκτρικής και μαγνητικής ροής που θα επέτρεπαν την τοποθέτηση ενός ή περισσότερων μαγνητικών 'τοιχών'. Μια τέτοια οριακή συνθήκη θα μείωνε το υπολογιστικό φορτίο στο μισό, επειδή μόνο η μισή δομή θα έρχεζε επίλυσης. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του μοντέλου κυμάνθηκε στην περιοχή των 170 000–355 000 εξαεδρικών κελιών. Όπως πάντα, η πολυπλοκότητα εξαρτάται από το (ηλεκτρικό) μέγεθος του PCB και το επίπεδο λε-

ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΩΝ PIFAs	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC–4 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξαεδρικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	–50 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{\max}$	$\lambda_{\min}/20$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 4 $\rightarrow$ 6 στρώματα
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{2\text{GHz}}/8 \rightarrow \lambda_{2\text{GHz}}/4$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	$(170 \div 355) \times 10^3$ εξάεδρα

**Πίνακας 6.2:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των αυλακωτών PIFAs.

πτομέρειας που επιδεικνύει το μοντέλο. Για παράδειγμα, οι στενοί χάλκινοι διάδρομοι και οι μικρές αποστάσεις μεταξύ διαφορετικών αντικειμένων συνεισφέρουν σημαντικά στην αύξηση της πολυπλοκότητας.

Όπως αναφέρθηκε στην §6.1.2, αντί για το ρεαλιστικό κυλινδρικό μοντέλο του συνδετήρα SMA χρησιμοποιήθηκε το ισοδύναμο μοντέλο τετραγωνικής διατομής που παρουσιάστηκε στο Κεφάλαιο 3. Όπως επισημαίνει το Παράρτημα Α', η ακριβής μοντελοποίηση της τροφοδοσίας της κεραίας με υπο-μοντέλο του συνδετήρα SMA είναι μεγάλης σπουδαιότητας, αφού μόνο τότε η αριθμητική ρευματική κατανομή προσεγγίζει την πειραματική. Συνεπώς, το επιμέρους μοντέλο του SMA βοηθά στην πρόβλεψη της εμπέδησης εισόδου,  $Z_{in}(j\omega)$ , με καλύτερη ακρίβεια: οι John *et al.* [162] σχεδίασαν υπερευρυζωνικά μονόπολα στον ίδιο επιλύτη FIT-TS. Μια θύρα κυματοδηγού, η οποία αποτελεί γενικής χρήσης διεπαφή για τη σύζευξη του παλμού διέγερσης με το μοντέλο, μοντελοποίησε την τροφοδοσία των κεραίων και πιθανότατα συνεισέφερε στην απόκλιση μεταξύ αριθμητικού και πειραματικού  $S_{11}(j\omega)$  (βλ. περιοχές συχνοτήτων 1–4 GHz και 7–10 GHz στο Fig. 2 της [162]).

#### 6.1.4 Σχεδίαση Τυπωμένων IFAs με Επαγωγική Φόρτιση από Ευκλείδειες και Φράκταλ Σχισμές

Η τυπωμένη IFA με φόρτιση L-σχισμής είναι χρήσιμη σαν απόδειξη της ισχύος της σχεδιαστικής τεχνικής, αλλά δεν αποτελεί ρεαλιστική λύση ακτινοβολητή για motes λόγω του επιμήκους σχήματός της. Η 'παρενέργεια' αυτή αντιμετωπίστηκε φορτίζοντας την κεραία με τεθλασμένες σχισμές: με βάση την πρότερη εμπειρία του συγγραφέα στη σχεδίαση συμπαγών ψευδο-μονοπολικών κεραίων Ευκλείδειας και Φράκταλ γεωμετρίας, μελετήθηκαν τρεις pre-fractal σχισμές και μία μαιανδρική, και εξετάστηκε η επίδραση των τεσσάρων αντιδραστικών φορτίσεων στο μέγεθος της κεραίας και στο εύρος ζώνης της. Οι τέσσερις αυλακωτές PIFAs περιγράφονται στις επόμενες παραγράφους, μαζί με μία εμπορικά διαθέσιμη τυπωμένη IFA [321] η οποία θα συγκριθεί με μία από τις πρωτότυπες κεραίες στην §6.1.6. Η παρουσίαση της σχεδιαστικής μεθόδου ολοκληρώνεται με έναν αλγόριθμο βελτιστοποίησης ο οποίος βοηθά το σχεδιαστή να καταλήξει γρήγορα σε καλές επιδόσεις, χωρίς να χρειάζεται να καταφύγει σε επαναληπτικές επιλύσεις της H/M δομής.



#### 6.1.4.1 Τυπωμένη IFA Φορτισμένη με Φράκταλ Σχισμή Koch

Ένας απλός και επαναλήψιμος τρόπος παραγωγής φράκταλ καμπυλών, αν και όχι ο μοναδικός, είναι να εφαρμοστεί ένα σύστημα επαναληπτικής λειτουργίας (*iterative function system*, IFS) [108, 124–129]. Οι φράκταλ καμπύλες συνήθως παίρνουν το όνομα του μαθηματικού που τις επινόησε. Η καμπύλη Koch, προταθείσα από τον μαθηματικό N. F. Helge von Koch, παράγεται επαναληπτικά εφαρμόζοντας το ακόλουθο σύστημα IFS:

1. Η αρχή γίνεται παίρνοντας ένα ευθύγραμμο τμήμα, το οποίο αποτελεί την επανάληψη μηδενικής τάξης (*zeroth order iteration*),  $i = 0$ .
2. Το ευθύγραμμο τμήμα διαιρείται σε τρία ίσα διαδοχικά τμήματα.
3. Αφαιρείται το κεντρικό  $1/3$  του μήκους του αρχικού ευθύγραμμου τμήματος.
4. Το τμήμα που αφαιρέθηκε αντικαθίσταται με τις άνω δύο πλευρές του αντίστοιχου ισόπλευρου τριγώνου: αυτή είναι η επανάληψη 1ης τάξης (*first order iteration*),  $i = 1$ , και πρόκειται για τεθλασμένη γραμμή αποτελούμενη από τέσσερα ευθύγραμμα τμήματα.
5. Η επανάληψη 2ης τάξης,  $i = 2$ , παράγεται επαναλαμβάνοντας τα παραπάνω βήματα σε κάθε ένα από τα 4 ευθύγραμμα τμήματα ξεχωριστά, άρα και σε μικρότερη κλίμακα από την αρχική: αυτό προκαλεί την ιδιότητα των φράκταλ καμπυλών που είναι γνωστή ως αυτομοιότητα (*self-similarity*).
6. Συνεχίζοντας ομοίως επαναληπτικά, παράγουμε τις επαναλήψεις 3ης, 4ης, κλπ., τάξης. Σε κάθε επανάληψη, κάθε ήδη υπάρχον ευθύγραμμο τμήμα αντικαθίσταται από τέσσερα άλλα που έχουν το  $1/3$  του μήκους του. Συνεπώς, το συνολικό αποδιπλωμένο μήκος ισούται με τα  $4/3$  του αρχικού.

Οι καμπύλες που παράγονται είτε με συστήματα IFS, είτε με άλλες μεθόδους, γίνονται φράκταλ υπό τη στενή έννοια στην απειροστή επανάληψη,  $i = +\infty$ . Οι καμπύλες πεπερασμένης επανάληψης είναι για την ακρίβεια προ-φράκταλ (*pre-fractals*). Για κεραίες που λειτουργούν στην περιοχή συχνοτήτων 2–3 GHz, κατασκευαστικά εφικτές είναι οι προ-φράκταλ καμπύλες για  $1 \leq i \leq 4$ . Δύο ακόμη σημαντικές ιδιότητές των φράκταλ καμπυλών είναι η χωρική πλήρωση (*space filling*) και η αυτο-αποφυγή (*self-avoidance*): αυτές από κοινού παράγουν καμπύλες απείρου μήκους αλλά πεπερασμένης επιφάνειας. Η χωρική πλήρωση χαρακτηρίζεται μέσω της φράκταλ διάστασης,  $D$ , που όρισαν οι Hausdorff & Besikovich [108, 124–126, 128, 129]. Η διάσταση φράκταλ καμπυλών κυμαίνεται στο εύρος  $1 < D \leq 2$ , που σημαίνει ότι οι φράκταλ καμπύλες δεν είναι ακριβώς καμπύλες, αλλά ούτε και επιφάνειες: κινούνται ανάμεσα σε αυτά τα δύο τοπολογικά όρια της Ευκλείδειας γεωμετρίας. Παραδείγματα καμπυλών που φτάνουν στο όριο  $D = 2$  είναι οι καμπύλες Hilbert, Peano, Sierpinski και Moore: στην απειροστή επανάληψη, οι καμπύλες αυτές εκφυλίζονται σε επιφάνειες [322].

Οι αρχικές επαναλήψεις προ-φράκταλ σχισμών με μεγάλη διάσταση Hausdorff είναι ενδιαφέρουσες δομές, γιατί αντιστοιχούν σε καμπύλες μεγάλου αποδιπλωμένου μήκους οι οποίες

είναι ταυτόχρονα περιορισμένες σε μικρό εμβαδόν. Η καμπύλη Koch είναι ένα ευρέως γνωστό παράδειγμα. Η φράκταλ διάστασή της ισούται με

$$D_{\text{Koch}} = \frac{\ln(4)}{\ln(3)} = 1.262, \quad (6.1)$$

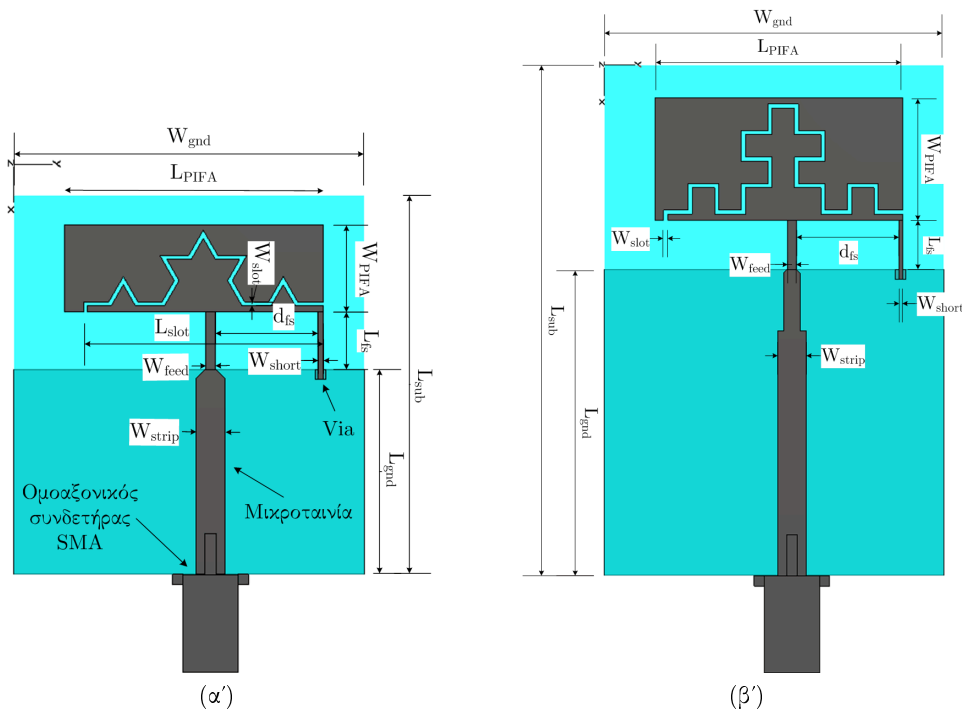
το οποίο ισχύει υπό τη στενή έννοια μόνο στην απειροστή επανάληψη. Οι ιδιότητες των φράκταλ μονοπόλων, είτε νηματοειδών, είτε τυπωμένων, έχουν μελετηθεί από πολλούς συγγραφείς [108, 124–126, 128, 129]. Αντίθετα, οι μελέτες για φράκταλ σχισμές σπανίζουν. Ουσιαστικά, τα μονόπολα Koch ήταν οι πρώτες συμπαγείς φράκταλ κεραίες που επέδειξαν βελτιωμένη απόκριση με όρους  $BW_V$ ,  $f_0$  και  $n_{\text{rad}}$ . Οι υπάρχουσες μελέτες έδειξαν επίσης ότι δεν έχει νόημα η αύξηση της πολυπλοκότητας της καμπύλης πέρα από την 3η επανάληψη: οι ηλεκτρικές ιδιότητες φτάνουν σε κορεσμό για  $i \geq 4$ . Οι αυξημένες επαναλήψεις καθίστανται απαγορευτικές και εξαιτίας κατασκευαστικών περιορισμών: οι χάλκινοι διάδρομοι και οι σχισμές γίνονται υπερβολικά στενοί, και κατά συνέπεια ασύμβατοι με τις τεχνολογίες εκτύπωσης PCB. Το υπολογιστικό H/M μοντέλο της προτεινόμενης PIFA με φόρτιση από σχισμή Koch 2ης επανάληψης, στο εξής αποκαλούμενης ‘κεραία K2’, απεικονίζεται στο Σχήμα 6.3α’.

Η σχισμή Koch  $i = 2$  (επίσης για συντομία ‘K2’) μείωσε την αναλογία των πλευρών του κεραιοστοιχείου και έδειξε καλές δυνατότητες για βελτίωση του συνολικού μεγέθους και του εύρους ζώνης. Η σχισμή K2 διαταράσσει την επιφανειακή ρευματική κατανομή, αυξάνοντας τεχνητά το ηλεκτρικό μήκος της κεραίας. Οι τιμές στις οποίες συνέκλιναν οι παράμετροι που ελέγχουν την K2 PIFA παρατίθενται στον Πίνακα 6.3.

#### 6.1.4.2 Δύο Τυπωμένες IFAs με Φόρτιση από Αμοιβαίες Γενικευμένες Koch Σχισμές

Η ανάπτυξη των επόμενων δύο PIFAs βασίστηκε ξανά στις έννοιες του φράκταλ ηλεκτρομαγνητισμού [108, 124–126, 128, 129]. Με βάση το γεγονός ότι μεγαλύτερη φράκταλ διάσταση οδηγεί σε καλύτερες επιδόσεις όταν σχεδιάζουμε φράκταλ μονόπολα, είναι φυσικό να αναρωτηθούμε εάν η ιδιότητα αυτή ‘κληρονομείται’ και στις φράκταλ σχισμές. Αποδεικνύεται ότι οι φράκταλ κεραίες πάσχουν από το φαινόμενο της φασικής επιτάχυνσης (*phase acceleration*), το οποίο χειροτερεύει τις επιδόσεις τους ως συμπαγείς κεραίες, αφού ουσιαστικά οι κεραίες αυτο-βραχυκυκλώνονται, με αποτέλεσμα η ρευματική κατανομή να μην αξιοποιεί το πλήρες μήκος του κεραιοστοιχείου. Η φασική επιτάχυνση προκαλείται από οξείες γωνίες κατά μήκος της κεραίας, οι οποίες δρουν ως δευτερεύουσες σημειακές πηγές ακτινοβολίας. Το φαινόμενο αμβλύνεται αν οι γωνίες που προκαλούν το πρόβλημα απομακρυνθούν μεταξύ τους: σαν αντίμετρο, συνεπώς, προτάθηκε η χρήση γενικευμένων καμπυλών Koch (*generalized Koch*, GK). Οι καμπύλες GK παράγονται από το ίδιο σύστημα IFS που παράγει την απλή μορφή, μόνο που ο γεννήτορας της καμπύλης δεν είναι πλέον το ισόπλευρο τρίγωνο, αλλά το τετράγωνο.

Οι ‘τετραγωνισμένες’ φράκταλ καμπύλες έχουν πράγματι μεγαλύτερη φράκταλ διάσταση από τις απλές, αφού το μεσαίο τμήμα που αφαιρείται αντικαθίσταται από τρία νέα τμήματα,



**Σχήμα 6.3:** (α') Τυπωμένη IFA φορτισμένη με ενσωματωμένη σχισμή Koch. (β') Τυπωμένη IFA φορτισμένη με ενσωματωμένη γενικευμένη Koch σχισμή. Τα υποστρώματα είναι διαφανή, ώστε να διακρίνεται η έκταση των επιπέδων γείωσης. Οι δύο κατόψεις είναι σε κοινή κλίμακα.

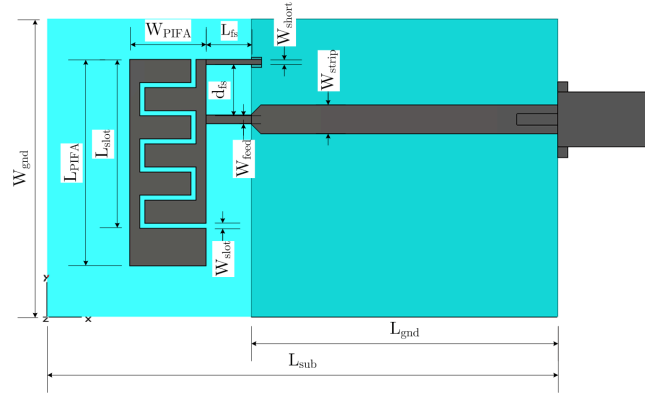
αντί για δύο:

$$D_{GK} = \frac{\ln(5)}{\ln(3)} = 1.465. \quad (6.2)$$

Η υψηλότερη φράκταλ διάσταση είναι αποτέλεσμα του διαφορετικού γεννήτορα, και αποτελεί ένδειξη καλύτερης απόκρισης της GK-PIFA σε σχέση με την K2 PIFA. Υπάρχουν δύο 'ορθογώνιοι' τρόποι για να παράγει το IFS τις επαναλήψεις των καμπυλών GK, συνεπώς σχεδιάστηκαν δύο τυπωμένες IFAs φορτισμένες με αμοιβαίες σχισμές GK. Η κάτοψη στο Σχήμα 6.3β' δείχνει την PIFA που φορτίστηκε με την ονομαστική σχισμή GK  $i = 2$  (GK2). Το Σχήμα 6.9β' στην §6.1.5, σελ. 209, απεικονίζει την PIFA που φορτίστηκε με τη δυαδική σχισμή GK  $i = 2$  (*dual GK2*, D-GK2). Οι τιμές στις οποίες συνέκλιναν οι παράμετροι που ελέγχουν την GK2 PIFA και την D-GK2 PIFA παρατίθενται στον Πίνακα 6.3.

#### 6.1.4.3 Τυπωμένη IFA με Φόρτιση από Μαιανδρική Σχισμή

Οι μαιανδρικές (*meander-line*, ML) καμπύλες είναι Ευκλείδεια σχήματα. Η παρούσα μελέτη εξετάζει ομοιόμορφες μαιανδρικές σχισμές, ένας όρος που αναφέρεται στη χωρική ομοιομορφία (βλ. Σχήμα 6.4). Οι μαιανδρικές σχισμές προσδιορίζονται από το πλήθος των κατακόρυφων και οριζόντιων ευθύγραμμων τμημάτων τους. Κατακόρυφα τμήματα είναι οι μακρύτερες εγχοπές που είναι παράλληλες με τη μικροταινία που τροφοδοτεί την κεραία. Κάθε ζεύγος που αποτελείται από μία κατακόρυφη και μία οριζόντια σχισμή αποτελεί μία επανάληψη του μαιάνδρου. Έτσι, η σχεδίαση που απεικονίζει το Σχήμα 6.4 είναι φορτισμένη από μαιανδρική



**Σχήμα 6.4:** Τυπωμένη IFA φορτισμένη με ενσωματωμένη μαιανδρική σχισμή θης επανάληψης. Το υπόστρωμα είναι διαφανές, ώστε να διακρίνεται η έκταση του επιπέδου γείωσης. Η κάτοψη δίδεται στην ίδια κλίμακα με τις κατόψεις του Σχήματος 6.3.

Διάσταση	K2	GK2	D-GK2	ML6
$L_{sub} \times W_{gnd}$	$37 \times 33$	$50 \times 28$	$50 \times 27.7$	$50 \times 29$
$L_{gnd} \times W_{gnd}$	$20 \times 33$	$30 \times 28$	$30 \times 27.7$	$30 \times 29$
$L_{PIFA} \times (W_{PIFA} + L_{fs})$	$25.2 \times 14.1$	$19.0 \times 11.9$	$18.7 \times 11.9$	$20.2 \times 11.9$
$W_{strip}$	2.8	2.8	2.8	2.8
$d_{fs}$	10.0	4.0	4.0	4.9
$L_{slot}$	23.4	23.4	17.1	16.5
$L_{PIFA}$	25.2	19.0	18.7	20.2
$L_{fs}$	5.6	2.0	1.9	4.4
$W_{slot}$	0.4	0.4	0.4	0.5
$W_{PIFA}$	8.5	9.9	10.0	7.5
$W_{short}$	0.5	0.4	0.4	0.5
$W_{feed}$	1.0	1.1	0.9	0.9

**Πίνακας 6.3:** Οι τιμές των παραμέτρων που καθορίζουν τη σχεδίαση των 4 προτεινόμενων αυλακωτών PIFAs. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. Η 1η γραμμή επισημαίνει τις διαστάσεις του PCB, η 2η αυτές του GNDP και η 3η τις διαστάσεις του κεραιοστοιχείου.

σχισμή θης επανάληψης: ML  $i = 6$  (για συντομία ‘ML6’).

Οι μελέτες που έγιναν τόσο στην παρούσα Διατριβή, όσο και στην υπόλοιπη βιβλιογραφία, δείχνουν ότι η τοπολογία της κεραίας επηρεάζει τις επιδόσεις της περισσότερο από παράγοντες όπως η φράκταλ διάσταση. Οι Ευκλείδειες κεραίες, όπως τα μαιανδρικά μονόπολα, έχουν πετύχει καλύτερες επιδόσεις από τις διάφορες εκδόσεις των φράκταλ κεραιών, κάτι που υποδεικνύει ότι οι μαιάνδροι συμπίεζουν το αποδιπλωμένο μήκος της κεραίας κατά τρόπο αποδοτικότερο. Πετυχαίνουν εξαιρετικούς συμβιβασμούς μεταξύ των τριών θεμελιωδών ιδιοτήτων μιας κεραίας ( $ka$ ,  $FBW_V$ ,  $n_{rad}$ ), παρά το γεγονός ότι πάσχουν από ακυρωτική συμβολή του μαγνητικού πεδίου λόγω αντίρροπων ρευμάτων στα διαδοχικά παράλληλα τμήματα.

Στο παραμετρικό διάγραμμα του Σχήματος 6.4 το πέρας της μικροταινίας έχει λοξομηθεί για να εξομαλυνθεί η ασυνέχεια πλάτους και να μειωθεί η ανεπιθύμητη ακτινοβολία της. Η λοξή τομή έχει μήκος 1 mm στη διεύθυνση της μικροταινίας, και εισάγει μια μικρή αυτεπαγωγή εν σειρά, η οποία ‘απορροφήθηκε’ από τη σχεδίαση του κεραιοστοιχείου. Οι τιμές στις οποίες συνέκλιναν οι παράμετροι που ελέγχουν την ML6 PIFA παρατίθενται στον Πίνακα 6.3.

#### 6.1.4.4 Εμπορικά Διαθέσιμη Τυπωμένη IFA Αναφοράς

Η τυπωμένη IFA που προτάθηκε από τον Andersen [321] είναι μια διάταξη που μπορεί να συνδυαστεί με ολοκληρωμένους πομποδέκτες πάνω σε κόμβους αισθητήρων που λειτουργούν στα 2.4 GHz, όπως και οι τέσσερις κεραίες που αναφέρθηκαν παραπάνω. Η συγκεκριμένη κεραία έχει χρησιμοποιηθεί εκτεταμένα σε εμπορικά motes, όπως είναι τα TelosB και Tmote Sky της εταιρείας MotelIV, το MicaZ της Crossbow και το Sun Spot της Sun Microsystems. Η κεραία αυτή αποτέλεσε την κεραία αναφοράς στη μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης που παρουσιάζεται στην §6.1.6. Προτάθηκε από τον σχεδιαστή της ως μία συμπαγής, χαμηλού κόστους και υψηλών επιδόσεων κεραία, σχεδιασμένη πάνω σε υπόστρωμα FR4 ύψους 1 mm. Η απόκρισή της εξετάστηκε μέσα από προσομοιώσεις κάτω από αντίστοιχες συνθήκες με τις 4 αυλακωτές PIFAs. Η κεραία αναπαράχθηκε με ακρίβεια στον H/M επιλύτη FIT-TS με τη βοήθεια των στοιχείων που παρατίθενται στην [321].

#### 6.1.4.5 Οδηγός Σχεδίασης Τυπωμένων IFAs με Επαγωγική Φόρτιση από Σχισμές

Τα υπολογιστικά H/M μοντέλα των 4 αυλακωτών PIFAs ήταν πλήρως παραμετροποιημένα. Ύστερα από πλήθος παραμετρικών μελετών και αριθμητικών βελτιστοποιήσεων, προέκυψε ο οδηγός σχεδίασης που παρουσιάζεται εδώ. Οι κατευθυντήριες γραμμές που δίνονται αποτελούν έναν αλγόριθμο βελτιστοποίησης στον οποίο μπορεί να βασιστεί ο σχεδιαστής, αντί να χρησιμοποιήσει επαναληπτικούς υπολογιστικούς αλγορίθμους. Στην ηλεκτρομαγνητική αριθμητική ανάλυση, οι στοχαστικοί και μη αλγόριθμοι βελτιστοποίησης (gradient, simplex, γενετικοί) απαιτούν την επίλυση ολόκληρης της μικροκυματικής δομής δεκάδες ή εκατοντάδες φορές, καθώς συγκλίνουν προς την τελική λύση. Λαμβάνοντας υπόψη ότι κάθε επίλυση μπορεί να διαρκέσει από μερικά λεπτά μέχρι και αρκετές ώρες, γίνεται προφανές ότι η αυτοματοποιημένη αριθμητική βελτιστοποίηση είναι ρεαλιστική λύση μόνο όταν υπάρχει διαθέσιμη μείζονα ισχύος υπολογιστικής ισχύος. Σε κάθε άλλη περίπτωση, είναι πολύ πιο αποδοτικό να υπάρχει ένας οδηγός σχεδίασης που να κατευθύνει τα βήματα του σχεδιαστή.

Οι ακόλουθες παρατηρήσεις ισχύουν υπό τη στενή έννοια όταν το επίπεδο αναφοράς των παραμέτρων σκέδασης έχει τοποθετηθεί στο ελεύθερο άκρο του ομοαξονικού συνδετήρα SMA. Όπως συμβαίνει συνήθως με τις κεραίες ανεστραμμένης-F γεωμετρίας, το μήκος του κύριου βραχίονα,  $L_{PIFA}$ , και το μήκος της φορτίζουσας σχισμής,  $L_{slot}$ , επηρεάζουν από κοινού τους δύο γειτονικούς συντονισμούς. Από τη στιγμή που θα επιτευχθούν οι επιθυμητές συχνότητες συντονισμού, οι δύο αυτές παράμετροι έχουν μικρή επίδραση στην εμπέδηση εισόδου,  $Z_{in}(j\omega)$ . Επιπλέον, η μελέτη αποκάλυψε ότι τέσσερις από τις υπόλοιπες έξι παραμέτρους επηρεάζουν βαθύτατα την απόκριση της κεραίας, άρα ο σωστός χειρισμός τους είναι κρίσιμος. Η επίδραση των έξι παραμέτρων αναλύεται στη συνέχεια:

**$W_{short}$**  – Η πλέον κρίσιμη παράμετρος είναι το πλάτος του στελέχους βραχυκύκλωσης. Το στέλεχος αυτό αναπτύσσει ένα ισχυρότατο μαγνητικό πεδίο, και δρα ως αυτεπαγωγή εν σειρά η οποία αντισταθμίζει τη χωρητικότητα εισόδου: η  $Z_{in}(j\omega)$  είναι χωρητική στο

επίπεδο αναφοράς που προαναφέρθηκε. Υπό κανονικές συνθήκες, το στέλεχος βραχυκύκλωσης πρέπει να διατηρείται στενό. Κατάλληλη επιλογή της παραμέτρου  $W_{\text{short}}$  αποδίδει καλύτερη προσαρμογή και ταυτόχρονα χαμηλότερες συχνότητες συντονισμού. Συνεπώς, το στέλεχος βραχυκύκλωσης είναι ουσιαστικά μια τεχνική σμίκρυνσης ενσωματωμένη στην ίδια την κεραία. Εντούτοις, το στέλεχος μπορεί να φέρει ισχυρά ρεύματα, με αποτέλεσμα να σχετίζεται με φαινόμενα που προκαλούνται από λεπτά μεταλλικά μέρη: ισχυρή ρευματική κατανομή σημαίνει μεγάλη ωμική απώλεια, η οποία προστίθεται στη μη ακτινοβολούμενη ισχύ και μειώνει την αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Αξίζει να τονιστεί ότι η σημασία της παραμέτρου  $W_{\text{short}}$  δεν έχει αναγνωριστεί σε καμμία από τις προγενέστερες εργασίες.

**$W_{\text{feed}}$**  – Το πλάτος του στελέχους τροφοδοσίας έχει επίσης ισχυρή επίδραση στην  $Z_{\text{in}}(j\omega)$ , αλλά η δράση του είναι διαφορετική. Αύξηση της  $W_{\text{feed}}$  χειροτερεύει την προσαρμογή του κατώτερου συντονισμού και παράλληλα βελτιώνει την προσαρμογή του ανώτερου συντονισμού, ενώ οδηγεί και σε υψηλότερες συχνότητες συντονισμού. Υπό κανονικές συνθήκες, το στέλεχος τροφοδοσίας πρέπει να έχει περίπου διπλάσιο πλάτος από το στέλεχος βραχυκύκλωσης. Η τιμή της  $W_{\text{feed}}$  σχετίζεται επίσης με το πρόβλημα των ωμικών απωλειών και της μείωσης της αποδοτικότητας ακτινοβολίας.

**$d_{\text{fs}}$**  – Η απόσταση ανάμεσα στα στελέχη τροφοδοσίας και βραχυκύκλωσης είναι κρίσιμος παράγοντας προσαρμογής της εμπέδησης εισόδου των PIFAs. Μεταβολές της  $d_{\text{fs}}$  επηρεάζουν τους δύο συντονισμούς καθώς και τις  $R_{\text{in}}(j\omega)$  και  $X_{\text{in}}(j\omega)$ . Η αύξηση της τιμής της ωφελεί την προσαρμογή του κατώτερου ρυθμού, και το αντίστροφο. Η σημασία της παραμέτρου  $d_{\text{fs}}$  έχει αναγνωριστεί και στις εργασίες [299, 302].

**$L_{\text{fs}}$**  – Το κοινό μήκος των στελεχών τροφοδοσίας και βραχυκύκλωσης έχει έντονη επίδραση στη  $Z_{\text{in}}(j\omega)$ . Η παράμετρος  $L_{\text{fs}}$  ελέγχει επίσης την απόσταση του κύριου βραχίονα της PIFA από το επίπεδο γείωσης, δηλαδή από το ασύμμετρο είδωλο που σχηματίζουν τα ρεύματα επιστροφής. Μειώνοντας την τιμή της παίρνουμε χαμηλότερη αντίσταση εισόδου, άρα και χαμηλότερη αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Ταυτόχρονα, η αντίδραση εισόδου γίνεται πιο χωρητική. Το μήκος  $L_{\text{fs}}$  μπορεί να μειωθεί περίπου μέχρι τα 2 mm. Η παρενέργεια είναι ότι η κεραία μικραίνει και οι συντονισμοί μετατοπίζονται σε υψηλότερες συχνότητες: αυτό διορθώνεται με ταυτόχρονη αύξηση των  $L_{\text{PIFA}}$  και  $L_{\text{slot}}$ . Ουσιαστικά, η παράμετρος  $L_{\text{fs}}$  ελέγχει την αναλογία πλευρών του κεραιοστοιχείου. Η σημασία της έχει αναγνωριστεί και στην εργασία [299].

**$W_{\text{slot}}$**  – Το πλάτος της φορτίζουσας σχισμής επιδρά επίσης στην συνολική απόκριση της κεραίας. Οι προτιμώμενες τιμές της παραμέτρου κυμαίνονται στην περιοχή  $0.4 \leq W_{\text{slot}} \leq 0.7$  mm. Αύξηση της  $W_{\text{slot}}$  πέρα από την προδιαγραφόμενη περιοχή προκαλεί χειρότερη προσαρμογή, αφού η αντίσταση εισόδου αυξάνεται πέρα από τα 80 Ω.

**$W_{\text{PIFA}}$**  – Το πλάτος του κύριου βραχίονα της κεραίας έχει ήπια επίδραση στους δύο συντονισμούς, και δεν επηρεάζει σχεδόν καθόλου την  $Z_{\text{in}}(j\omega)$ . Η τιμή της  $W_{\text{PIFA}}$  πρέπει να

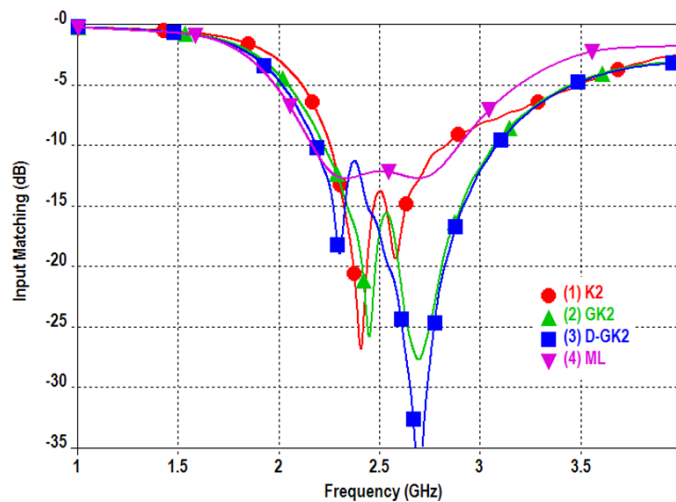
είναι αρκετά μεγάλη, ώστε αφενός η σχισμή να μπορεί να ενσωματωθεί στον κύριο βραχίονα, αφετέρου να απομένει και περιθώριο τουλάχιστον 0.4 mm ανάμεσα στην κορυφή της σχισμής και την άκρη του βραχίονα.

### 6.1.5 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Στη συνέχεια περιγράφεται η απόδοση των τεσσάρων αυλακωτών PIFAs. Όποτε ήταν εφικτό, τα αποτελέσματα ομαδοποιήθηκαν για συντομία. Τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά απόδοσης παρουσιάζονται στο τέλος της ενότητας στον Πίνακα 6.6.

#### 6.1.5.1 Χαρακτηριστικά Εμπέδησης Εισόδου και Αύξηση του Λειτουργικού Εύρους Ζώνης

Το Σχήμα 6.5 απεικονίζει το μέτρο του ευρυζωνικού συντελεστή ανάκλασης των τεσσάρων αυλακωτών PIFAs. Είναι εμφανείς οι δύο διαδοχικοί συντονισμοί κάθε κεραίας, οι οποίοι παράγουν ένα σημαντικό εύρος ζώνης σε λόγο στασίμων  $VSWR = 1.92 \approx 2.0$ . Από κοινού οι 4 κεραίες καλύπτουν το εύρος 2.17–3.08 GHz: οι κατώτεροι συντονισμοί εμφανίζονται σε συχνότητες 2.31–2.45 GHz, και οι ανώτεροι στην περιοχή 2.58–2.70 GHz. Διαφορετική στάθμη συντονισμού και προσαρμογής επιτεύχθηκε από κάθε τοπολογία σχισμής: οι κεραίες των φράκταλ σχισμών χαρακτηρίζονται από έντονους συντονισμούς, ενώ η διάταξη μαιανδρικής σχισμής σχεδιάστηκε με δυο ‘ρηχά’ τοπικά ελάχιστα. Στην περίπτωση των K2 και ML6 PIFAs, το εύρος ζώνης κατανέμεται σχεδόν εξίσου στους δύο συντονισμούς. Αντίθετα, οι (D-)GK2 PIFAs ευνοούν το εύρος ζώνης του ανώτερου συντονισμού.



**Σχήμα 6.5:** Η προσαρμογή στην είσοδο των 4 τυπωμένων IFAs. Απόλυτα και σχετικά εύρη ζώνης υπολογίστηκαν για  $|\Gamma_{in}| = |S_{11}| = -10$  dB.

Η απόκριση της εμπέδησης εισόδου γίνεται καλύτερα κατανοητή μελετώντας τους αντίστοιχους χάρτες Smith στα Σχήματα 6.6 και 6.7. Σε κάθε χάρτη έχουν τοποθετηθεί 4 δείκτες, οι οποίοι αντιστοιχούν στα δύο ελάχιστα του  $|S_{11}|$  και στα άκρα του λειτουργικού εύρους ζώνης κάθε κεραίας. Οι δείκτες, πέρα από τη συχνότητα, επισημαίνουν ακόμη το πραγματικό και φανταστικό μέρος της  $Z_{in}(j\omega)$ .

Η K2 PIFA εμφανίζει το πρώτο ελάχιστο του  $|S_{11}|$  στον συντονισμό ( $dX_{in}/d\omega > 0$ ) των 2.41 GHz (βλ. Σχήμα 6.6α'). Το τοπικό μέγιστο ανάμεσα στα δύο ελάχιστα είναι προσεγγιστικά ένας αντι-συντονισμός ( $dX_{in}/d\omega < 0$ ) με  $R_{in} \simeq 75 \Omega$ , ενώ το άνω ελάχιστο του  $|S_{11}|$  είναι προσεγγιστικά συντονισμός. Ο επόμενος αντι-συντονισμός εμφανίζει πολύ υψηλή  $R_{in}$  και δε συνεισφέρει επιπλέον εύρος ζώνης. Η απόκριση εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης είναι σταθμισμένη μεταξύ επαγωγικής και χωρητικής συμπεριφοράς της  $X_{in}(j\omega)$ . Απόπειρα να βελτιωθεί περαιτέρω το  $BW_V$  θα πρέπει να λύσει το πρόβλημα της υψηλής  $R_{in}$ .

Η D-GK2 PIFA εμφανίζει το πρώτο ελάχιστο του  $|S_{11}|$  στον συντονισμό των 2.3 GHz (βλ. Σχήμα 6.7β'). Το τοπικό μέγιστο ανάμεσα στα δύο ελάχιστα είναι ένας αντι-συντονισμός στα 2.38 GHz με  $R_{in} \simeq 88 \Omega$ , ενώ το άνω ελάχιστο του  $|S_{11}|$  είναι συντονισμός στα 2.7 GHz. Παρόμοιες παρατηρήσεις ισχύουν για τον ακτινοβολητή που φορτίζεται από την GK2-σχισμή (βλ. Σχήμα 6.7α').

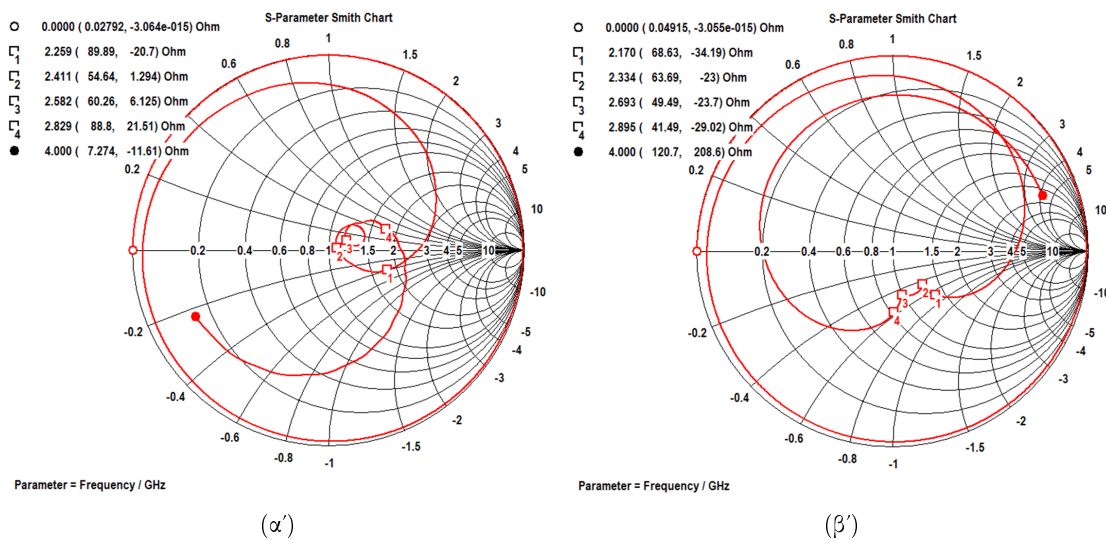
Η απόκριση της ML6 PIFA αποκλίνει σημαντικά από τα προηγούμενα τρία σχεδιαστικά παραδείγματα (βλ. Σχήμα 6.6β'). Η κεραία αυτή σχεδιάστηκε επίτηδες έτσι ώστε να μην παράγει κανέναν συντονισμό ή αντι-συντονισμό εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης. Ο λόγος είναι ότι ο συγγραφέας θέλει να ευαισθητοποιήσει τον αναγνώστη γύρω από το ακόλουθο ζήτημα: η σχεδίαση κεραιών για τις σύγχρονες ασύρματες συσκευές έχει γίνει τόσο πολύπλοκη διαδικασία, ώστε σε πολλές περιπτώσεις είναι απόλυτα λογικό να επιδιώξουμε να σχεδιάσουμε μια κεραία η οποία είναι *απροσάρμοστη και ασυντόνιστη*.<sup>2</sup> Αυτή η τεχνική χρησιμοποιείται συνέχεια από τους σχεδιαστές υπερευρυζωνικών κεραιών, και μπορεί να φανεί χρήσιμη στην περίπτωση συμπαγών κεραιών που στοχεύουν να ανταλλάξουν το  $BW_V$  με μείωση του ηλεκτρικού μεγέθους τους. Παρ' όλα αυτά, αν ο σχεδιαστής προτιμά τη στιβαρότητα από τις επιδόσεις, η κεραία επανασχεδιάζεται ταχύτατα: η απόκριση εντός ζώνης είναι αμιγώς χωρητική ( $X_{in}(j\omega) < 0$ ), οπότε το τελευταίο τμήμα της μικροταινίας μπορεί να γίνει στενότερο, ώστε να εισάγει αυτεπαγωγή εν σειρά με την  $Z_{in}(j\omega)$ . Πρόκειται για το απλούστερο κύκλωμα προσαρμογής. Το ηλεκτρικό μήκος του 'πηγίου' δε χρειάζεται να είναι μεγαλύτερο από  $30^\circ$  @ 2.5 GHz. Η αυτεπαγωγή συνδυάζεται με τις υπόλοιπες παραμέτρους της ML6 PIFA προκειμένου να διαμορφωθεί ο ευρυζωνικός  $\Gamma_{in}(j\omega)$  σύμφωνα με τις ανάγκες της εφαρμογής.

### 6.1.5.2 Επιφανειακές Ρευματικές Κατανομές

Η επιφανειακή ρευματική κατανομή (*surface current distribution, SCD*), η οποία υπολογίζεται από τη χωρική κατανομή του κοντινού μαγνητικού πεδίου, είναι ένα πολύτιμο εργαλείο για την εξερεύνηση των μηχανισμών ακτινοβολίας. Οι SCDs που απεικονίζονται στα Σχήματα 6.8 και 6.9 υπολογίστηκαν στους δύο συντονισμούς που εμφανίζει κάθε κεραία. Η κλίμακες της πυκνότητας ρεύματος τέθηκαν στο ίδιο μέγιστο για τους συντονισμούς κάθε κεραίας, ώστε να έχει νόημα η σύγκριση που ακολουθεί. Επίσης, οι κλίμακες είναι λογαριθμικές για καλύτερη διακριτικότητα. Μόνο τα αγώγιμα μέρη κάθε κεραιοσυστήματος απεικονίζονται, αφού δεν αναπτύσσεται SCD στα διηλεκτρικά υλικά. Η ρευματική απεικόνιση δείχνει ταυ-

<sup>2</sup>Για την ακρίβεια, μια κεραία που είναι μόνο μερικώς προσαρμοσμένη και συντονισμένη.



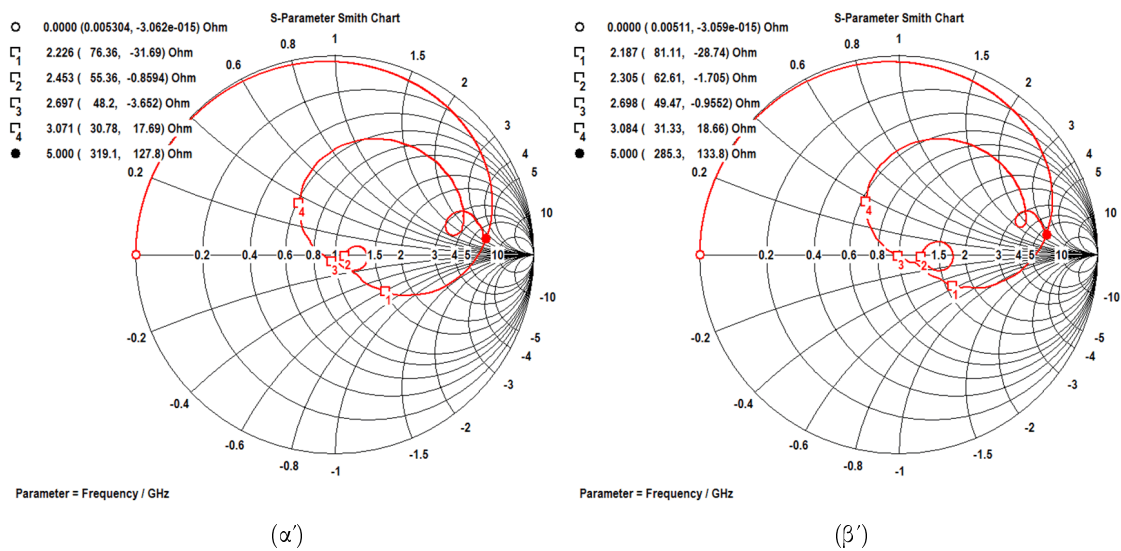


**Σχήμα 6.6:** Η εμπέδηση εισόδου σχεδιασμένη υπό τη μορφή μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης πάνω σε χάρτη Smith: (α') K2 PIFA, (β') ML6 PIFA. Οι καμπύλες αντιστοιχούν σε σάρωση συχνοτήτων στο εύρος DC–4 GHz.

τόχρονα μέγιστα, δηλαδή δείχνει στο ίδιο καρέ τη μέγιστη τιμή ρεύματος που εμφανίζεται σε κάθε σημείο της κεραίας. Αυτό είναι φυσικά ανέφικτο στην πραγματικότητα, λόγω της ολίσθησης φάσης κατά μήκος της δομής της κεραίας, αλλά είναι ένα χρήσιμο εργαλείο για την ταυτοποίηση ‘θερμών’ και ‘ψυχρών’ περιοχών πάνω στην κεραία.

Το Σχήμα 6.8α' δείχνει ότι η K2 PIFA διεγείρεται από δύο διαφορετικές ρευματικές κατανομές. Το ρεύμα του κατώτερου συντονισμού χρησιμοποιεί μικρά τμήματα του κύριου βραχίονα εκατέρωθεν της σχισμής. Δημιουργεί επίσης ένα εκτεταμένο ίχνος στο επίπεδο γείωσης. Το ρεύμα του ανώτερου συντονισμού διαχέεται γύρω από τη σχισμή και καταλαμβάνει πολύ μεγαλύτερη επιφάνεια του σώματος της PIFA. Επιπλέον, η χωρική κατανομή στο GNDP είναι ασθενέστερη, υποδηλώνοντας έτσι ότι ο άνω συντονισμός εξαρτάται λιγότερο από την ακτινοβολία του ασύμμετρου ειδώλου. Αμφότεροι οι συντονισμοί προσομοιάζουν το συντονισμό ενός διπόλου με φόρτιση κορυφής, αφού πολύ ισχυρά ρεύματα εμφανίζονται στο σημείο τροφοδοσίας. Η SCD είναι επίσης ισχυρή στο στέλεχος βραχυκύκλωσης, κάτι που σημαίνει ότι η K2 PIFA λειτουργεί σαν κεραία ανεστραμμένης-F γεωμετρίας και στους δύο συντονισμούς της.

Οι SCDs των κεραίων GK2 και D-GK2 είναι παρόμοιες, γι' αυτό θα περιγραφεί εδώ η δεύτερη: βλ. σχετικά το Σχήμα 6.9β'. Το ρεύμα του 1ου συντονισμού χρησιμοποιεί το μεγαλύτερο μέρος της PIFA, και κυρίως πάνω από τη σχισμή. Το ρεύμα του 2ου συντονισμού καταλαμβάνει την περιοχή κάτω από τη σχισμή και κοντά στα στελέχη τροφοδοσίας και βραχυκύκλωσης. Οι ρευματικές κατανομές στο επίπεδο γείωσης είναι παρόμοιες. Αμφότεροι οι συντονισμοί προσομοιάζουν το συντονισμό ενός διπόλου με φόρτιση κορυφής, αφού πολύ ισχυρά ρεύματα εμφανίζονται στο σημείο τροφοδοσίας. Η SCD είναι επίσης ισχυρή στο στέλεχος βραχυκύκλωσης, κάτι που σημαίνει ότι η D-GK2 PIFA λειτουργεί σαν κεραία ανεστραμμένης-F γεωμετρίας και στους δύο συντονισμούς της. Σε αυτήν τη συγκεκριμένη



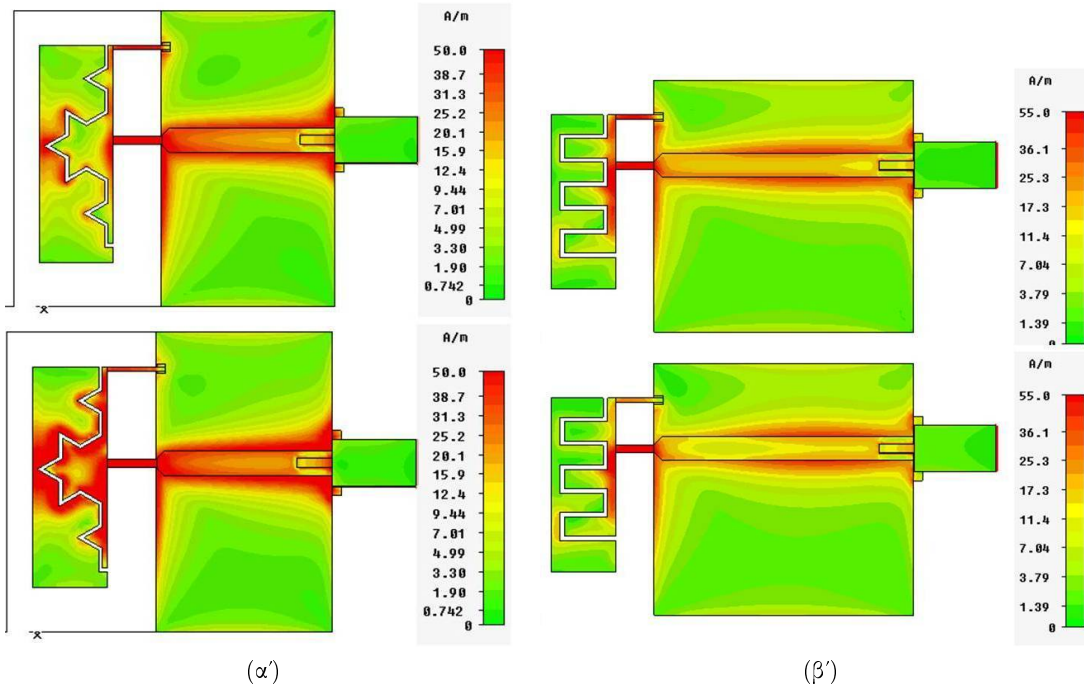
**Σχήμα 6.7:** Η εμπέδηση εισόδου σχεδιασμένη υπό τη μορφή μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης πάνω σε χάρτη Smith: (α') GK2 PIFA, (β') D-GK2 PIFA. Οι καμπύλες αντιστοιχούν σε σάρωση συχνοτήτων στο εύρος DC–5 GHz.

διάταξη, η σχισμή φαίνεται να λειτουργεί σαν διαχωρίζει το σώμα της PIFA σε δύο χωριστά τμήματα, ένα για κάθε συντονισμό. Όμως, ακόμα και εδώ φαίνονται καθαρά έντονες διακυμάνσεις των ρευμάτων σε όλη την έκταση της PIFA.

Η κατάσταση είναι αρκετά διαφορετική στην περίπτωση της SCD της ML6 PIFA, η οποία απεικονίζεται στο Σχήμα 6.8β'. Το ρεύμα αμφότερων των συντονισμών χρησιμοποιεί ένα μικρό τμήμα της κεραίας κάτω από τη σχισμή, με εξαίρεση την αύξηση του ρεύματος στο πέρας του κύριου βραχίονα, πάνω από τη σχισμή. Τα ρευματικά ίχνη στο επίπεδο γείωσης είναι παρόμοια. Και στους δύο συντονισμούς η κεραία συμπεριφέρεται σαν δίπολο με φόρτιση κορυφής, αφού πολύ ισχυρά ρεύματα εμφανίζονται στο σημείο τροφοδοσίας. Εντούτοις, η SCD του 2ου συντονισμού είναι ασθενέστερη στο στέλεχος βραχυκύκλωσης, κάτι που σημαίνει ότι η ML6 PIFA λειτουργεί στην πράξη ως κεραία ανεστραμμένης-L γεωμετρίας στα 2.7 GHz.

Τα παραπάνω αποτελέσματα οδηγούν σε χρήσιμα συμπεράσματα και συγκρίσεις με την υπάρχουσα βιβλιογραφία. Κατά πρώτον, είναι σημαντικό να τονιστεί ότι ολόκληρη η δομή της κεραίας συμμετέχει στο μηχανισμό ακτινοβολίας και των δύο συντονισμών. Αντίθετα με όσα προτάθηκαν σε προγενέστερες μελέτες [300, 301], οι ρευματικές κατανομές καταδεικνύουν ότι η σχισμή δε χωρίζει νοητά την κεραία σε δύο ξεχωριστούς ακτινοβολητές, δηλαδή δεν προκαλεί την εμφάνιση δύο ανεξάρτητων συντονιζόμενων διαδρομών ρεύματος. Η σχισμή παρέχει την κατάλληλη αντιδραστική φόρτιση, η αλλιώς την 'αντίδραση συντονισμού' (*tuning reactance*), που χρειάζεται μια μονοζωνική PIFA για να μετασχηματιστεί σε διζωνική. Τα υπολογιστικά Η/Μ μοντέλα της παρούσας μελέτης επιβεβαιώνουν τα θεωρητικά ευρήματα του Boyle [43, 311, 312].

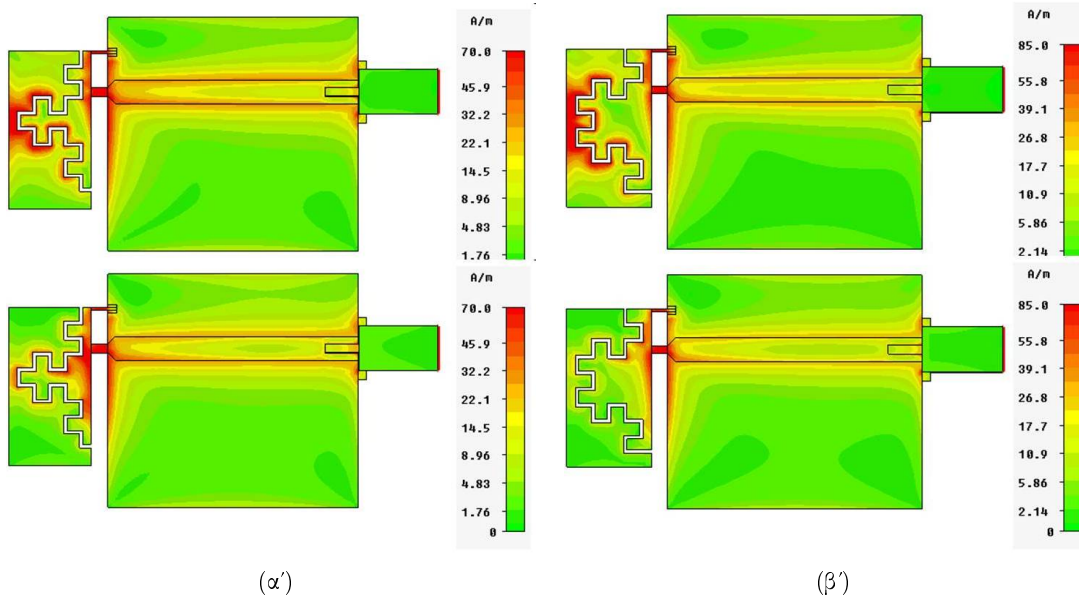
Ένα άλλο σημαντικό ζήτημα αφορά στη συνεισφορά των διαφόρων μερών της κεραίας στην ακτινοβολία. Οι Tan & Erricolo [305] συνέχρισαν την απόδοση μιας IFA και ενός αναδι-



**Σχήμα 6.8:** (α') Η SCD της K2 PIFA υπολογισμένη στα 2.41 GHz (πάνω) και στα 2.58 GHz (κάτω). Η πυκνότητα ρεύματος ψαλιδίστηκε στα 50 A/m για καλύτερη ευκρίνεια των αποτελεσμάτων. (β') Η SCD της ML6 PIFA υπολογισμένη στα 2.3 GHz (πάνω) και στα 2.7 GHz (κάτω). Η πυκνότητα ρεύματος ψαλιδίστηκε στα 55 A/m.

πλωμένου μονοπόλου (*folded monopole antenna*, FMA) στα 2.5 GHz. Η κεραία FMA είναι επί της ουσίας μια κεραία ανεστραμμένης-L γεωμετρίας, αφού στην [305] περιγράφεται ως μία IFA χωρίς το παράλληλο στέλεχος προσαρμογής της εμπέδησης. Οι κεραίες κατοπτρίζονται σε επίπεδο γείωσης διαστάσεων  $0.96\lambda \times 0.38\lambda$  και επέδειξαν  $FBW_V = 8\%$ . Οι συγγραφείς της [305] πρότειναν ότι η FMA έχει μεγαλύτερο ηλεκτρικό μήκος από την IFA, και συνεπώς υψηλότερη αποδοτικότητα ακτινοβολίας, επιχειρηματολογώντας υπέρ του γεγονότος ότι το στέλεχος τροφοδοσίας συνεισφέρει στο μηχανισμό ακτινοβολίας της FMA, αλλά όχι σε εκείνον της IFA. Με βάση τα αποτελέσματα των Σχημάτων 6.8 και 6.9, ο ισχυρισμός των Tan & Erricolo είναι τελείως αβάσιμος. Το στέλεχος τροφοδοσίας των PIFAs συνεισφέρει σημαντικά στην ακτινοβολία με το ισχυρό συντονιζόμενο ρεύμα του, γι' αυτό και ο σχεδιαστής πρέπει να επιλέγει προσεκτικά το πλάτος αυτού του αγωγού.

Στην περιγραφή της F-inverted compact antenna (FICA), οι Yang *et al.* [83,315,316] παρουσίασαν αποτελέσματα H/M προσομοιώσεων που έδειχναν ότι οι ρευματικές υπο-κατανομές των στελεχών τροφοδοσίας και βραχυκύκλωσης βρίσκονται σε φάση, άρα και τα δύο στελέχη είναι αποδοτικά ακτινοβολούντα τμήματα της κεραίας. Η διαφορά φάσης ανάμεσα στα ρεύματα των δύο στελεχών είναι σημαντικό ζήτημα, λόγω της εγγύτητας των δύο αγωγών, οπότε εξετάστηκε περαιτέρω. Το Σχήμα 6.10α' απεικονίζει την εκτιμώμενη διανυσματική ρευματική κατανομή (*vector current distribution*, VCD) της K2 PIFA στις συχνότητες των δύο συντονισμών. Το Σχήμα 6.10β' παρέχει την ίδια πληροφορία για την D-GK2 PIFA. Οι διανυσματικές κατανομές περιέχουν την πληροφορία της φάσης. Η φάση των κατανομών μεταβλήθηκε με βήμα  $10^\circ$  και η εικόνα λήφθηκε στη μέγιστη ένταση ρεύματος του στελέχους



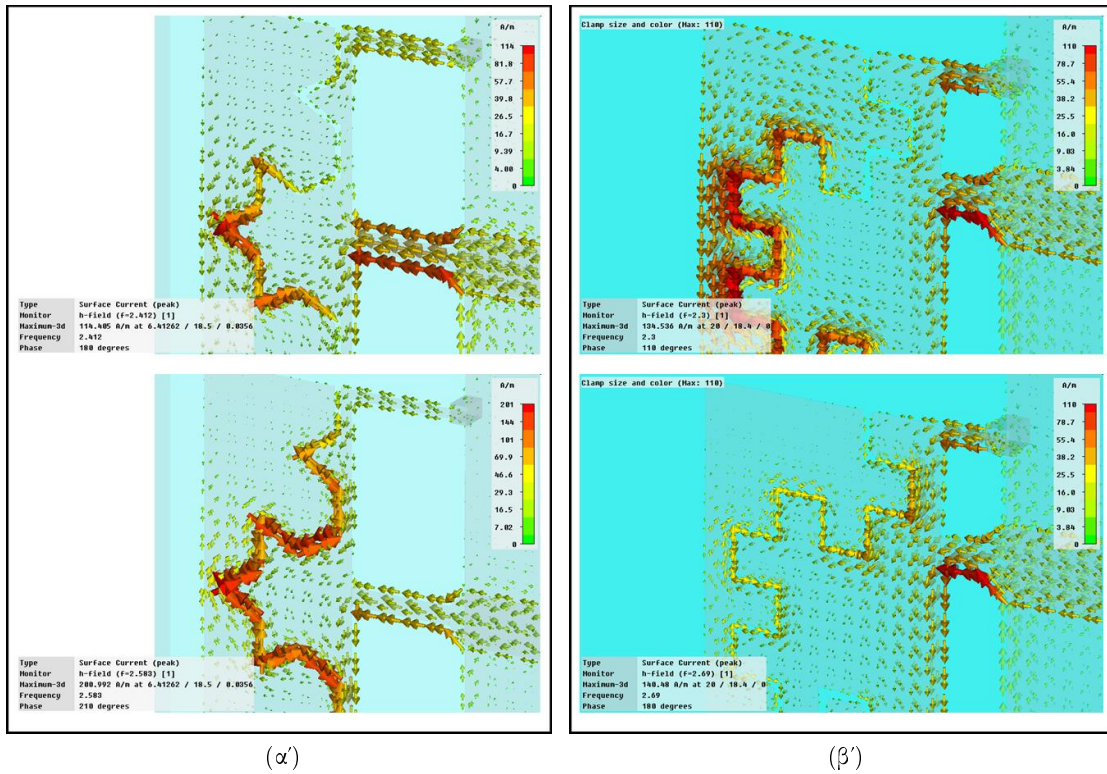
**Σχήμα 6.9:** (α) Η SCD της GK2 PIFA υπολογισμένη στα 2.45 GHz (πάνω) και στα 2.7 GHz (κάτω). Η πυκνότητα ρεύματος ψαλιδίστηκε στα 70 A/m για καλύτερη ευκρίνεια των αποτελεσμάτων. (β) Η SCD της D-GK2 PIFA υπολογισμένη στα 2.3 GHz (πάνω) και στα 2.7 GHz (κάτω). Η πυκνότητα ρεύματος ψαλιδίστηκε στα 85 A/m.

τροφοδοσίας. Οι διανυσματικές απεικονίσεις δείχνουν ότι το ρεύμα επιστροφής που ανεβαίνει από τη νία είναι ομόρροπο με το ρεύμα τροφοδοσίας. Όμως, το ρεύμα βραχυκύκλωσης έχει ξεπεράσει τη φάση της μέγιστης τιμής του, άρα τα δύο ρεύματα δεν είναι συμφασικά: το ρεύμα τροφοδοσίας καθυστερεί. Προφανώς, η χειρότερη διαφορά φάσης θα ήταν  $(\Delta\phi)_{wc} = 180^\circ$ : σε αυτήν την περίπτωση, το κατώτερο τμήμα της PIFA μετατρέπεται σε βραχυκυκλωμένη μαιανδρική κεραία, αφού θα αποτελούταν από γειτονικά, αντίρροπα ρεύματα. Παρ' όλα αυτά, οι VCDs δείχνουν ότι η διαφορά φάσης απέχει πολύ από το χειρότερο σενάριο. Οι αντίστοιχες διαφορές φάσης για κάθε αυλακωτή PIFA δίνονται στον Πίνακα 6.4. Με εξαίρεση την K2 IFA, στις υπόλοιπες τρεις διατάξεις τα δύο αυτά ρεύματα βρίσκονται περίπου σε ορθογωνική φάση (*phase quadrature*). Η διαφορά φάσης εξαρτάται από το μήκος του GNDP, το ύψος του PCB και τη διηλεκτρική επιτρεπτότητα του υποστρώματος. Για παράδειγμα, υπάρχει διαφορά  $50^\circ$ – $60^\circ$  ανάμεσα στις διαφορές φάσης  $(\Delta\phi)_{K2}$  και  $(\Delta\phi)_{ML6}$ , η οποία αντιστοιχεί σε ηλεκτρικό μήκος περίπου  $\lambda/6$ . Το επίπεδο γείωσης της K2 PIFA έχει μήκος 20 mm, ενώ η ML6 PIFA φέρει GNDP των 30 mm. Η ενεργή σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα του υποστρώματος FR4 για διάταξη μικροταινίας υπολογίστηκε στην τιμή  $\epsilon_{eff} = 3.476$ . Συνεπώς, το μήκος κύματος  $\lambda_g$  που οδηγείται από τη μικροταινιακή γραμμή μεταφοράς ισούται με

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{120 \text{ mm}}{\sqrt{3.476}} \simeq 64.4 \text{ mm @ 2.5 GHz.} \quad (6.3)$$

Κατά συνέπεια, η διαφορά  $\Delta l_{GND} = 10 \text{ mm}$  στη διαδρομή του ρεύματος ισοδυναμεί με





Σχήμα 6.10: (α') Η VCD της K2 PIFA υπολογισμένη στα 2.41 GHz (πάνω) και στα 2.58 GHz (κάτω). (β') Η VCD της D-GK2 PIFA υπολογισμένη στα 2.3 GHz (πάνω) και στα 2.7 GHz (κάτω).

διαφορά ολίσθησης φάσης ίση με

$$\Delta(\Delta\phi) = 360^\circ \cdot \frac{\Delta l_{\text{GND}}}{\lambda_g} = 360^\circ \cdot \frac{10 \text{ mm}}{64.4 \text{ mm}} \simeq 56^\circ, \quad (6.4)$$

το οποίο επιβεβαιώνει την αρχική υπόθεση ότι η διαφορά των  $\Delta\phi$  ανάμεσα στην K2 και τις άλλες τρεις PIFAs οφείλεται στα διαφορετικά μήκη των επιπέδων γείωσης. Το τελικό συμπέρασμα είναι ότι, στην περίπτωση της συμπαγούς FICA τα δύο ρεύματα μπορεί όντως να είναι σε φάση, αλλά στη γενική περίπτωση κάτι τέτοιο δεν ισχύει. Για να φέρει τα ρεύματα σε φάση, ο σχεδιαστής πρέπει να κάνει τη διαφορά διαδρομής μεταξύ των ρευμάτων τροφοδοσίας και επιστροφής ίση με πολλαπλάσιο του  $\lambda_g$ . Για τις τρεις προ-φράκταλ PIFAs που εμφανίζουν  $\Delta\phi \simeq 90^\circ$  αυτό θα σήμαινε είτε μείωση του μήκους του GNDD κατά  $\lambda_g/4$  (αδύνατον), είτε αύξηση κατά  $3\lambda_g/4 = 48.3 \text{ mm}$ .

### 6.1.5.3 Χαρακτηριστικά Ακτινοβολίας

Η ενεργειακή αποδοτικότητα είναι κρίσιμη ιδιότητα των κεραιών που προορίζονται για ενσωμάτωση σε κόμβους αισθητήρων. Οι αισθητήρες τροφοδοτούνται από μικρή, συνήθως μη επαναφορτιζόμενη μπαταρία. Συνεπώς, η ενεργειακή δαπάνη είναι ένα θεμελιώδες πρόβλημα το οποίο σχετίζεται με τη διάρκεια ζωής και τη συνδεσιμότητα του δικτύου. Η ενεργειακή αποδοτικότητα του κεραιοσυστήματος επηρεάζει την αποδοτικότητα ολόκληρου του κόμβου

Διάταξη κεραίας και συχνότητα συντονισμού	Φάση @ max. ρεύμα τροφοδοσίας	Φάση @ max. ρεύμα επιστροφής	$\Delta\phi$
K2 @ 2.41 GHz	160°–170°	200°	30°–40°
K2 @ 2.58 GHz	210°	240°	30°
GK2 @ 2.45 GHz	100°–110°	180°–190°	70°–90°
GK2 @ 2.70 GHz	160°	250°	90°
D-GK2 @ 2.30 GHz	70°	150°	80°
D-GK2 @ 2.69 GHz	160°	240°	80°
ML6 @ 2.30 GHz	250°	340°	90°
ML6 @ 2.70 GHz	160°	240°	80°

**Πίνακας 6.4:** Εκτιμώμενη διαφορά φάσης μεταξύ του ρεύματος τροφοδοσίας και του ρεύματος βραχυκύκλωσης των 4 προτεινόμενων αυλακωτών PIFAs.

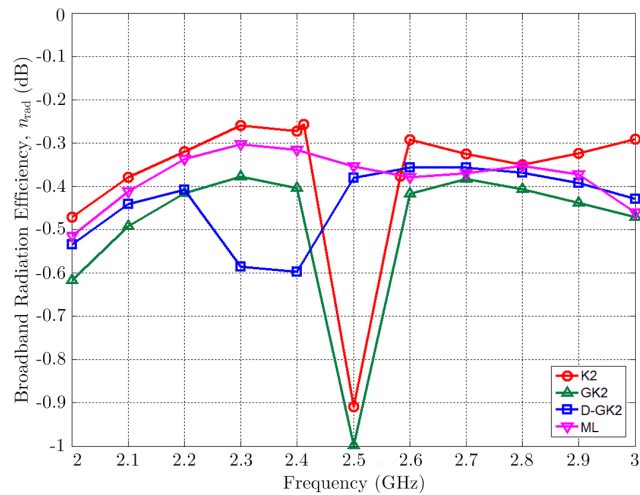
decibel-προς-decibel. Κατά συνέπεια, οι κεραίες που σχεδιάζονται για WSN motes πρέπει να έχουν αποδοτικότητα όσο κοντύτερα γίνεται στη μονάδα (0 dB), παρά το μικρό ηλεκτρικό μέγεθός τους.

Επιπλέον, όπως είναι γνωστό από τη θεωρία κεραιών, το μικρο άνοιγμα κεραίας οδηγεί ανεξαιρέτως σε χαμηλή κατευθυντικότητα. Επομένως, αναμένεται ότι το διάγραμμα μακρινού πεδίου των 4 αυλακωτών PIFAs θα είναι κάτι ανάμεσα στο σφαιρικό διάγραμμα του ισοτροπικού ακτινοβολητή και στο τοροειδές διάγραμμα του διπόλου  $\lambda/2$ . Το δίπολο Hertz θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί επίσης ως κεραία αναφοράς στο κάτω όριο της κατευθυντικότητας, αλλά είναι επίσης μια γραμμική κεραία η οποία εμφανίζει γραμμική ρευματική κατανομή, με αποτέλεσμα να αποδίδει δύο κώνους σιγής στο μακρινό πεδίο. Η χωρικά περιορισμένη ρευματική κατανομή των 4 αυλακωτών PIFAs δεν μπορεί να παρέχει χωρικό φιλτράρισμα, δηλαδή επιλεκτικότητα στο πεδίο των γωνιών  $(\theta, \phi)$ , με τη μορφή λοβών και μηδενισμών. Στις περισσότερες περιπτώσεις αυτή η υπόθεση είναι σωστή. Εξάιρεση στον κανόνα αποτελούν οι υπερευρυζωνικές κεραίες, οι οποίες αποκτούν κατευθυντικές ιδιότητες στο άνω άκρο του λειτουργικού εύρους ζώνης, όπου και γίνονται ηλεκτρικά μεγάλες ( $ka \gg 2$  rad). Με δεδομένες τις προηγούμενες παρατηρήσεις, συμπεραίνουμε εύλογα ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας μιας συμπαγούς κεραίας είναι σχεδόν αδιάφορο. Οι δύο αποδοτικότητες ακτινοβολίας,  $n_{\text{rad}}$  και  $n_{\text{total}}$ , είναι τα κρίσιμα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας. Υπενθυμίζεται ότι οι δύο αυτές ποσότητες μεταβάλλονται με τη συχνότητα και συνδέονται μεταξύ τους με τη σχέση

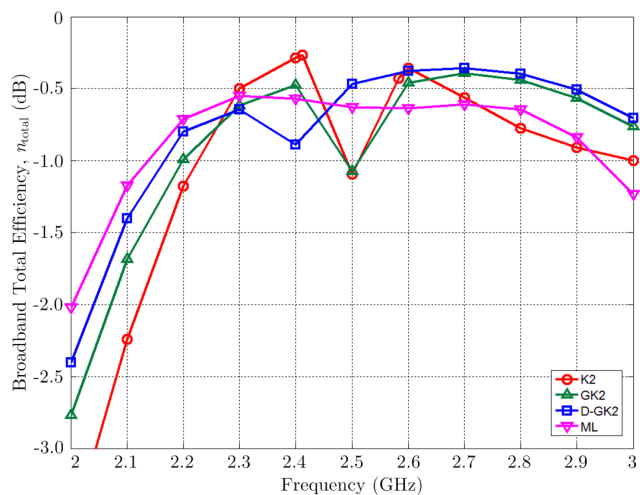
$$n_{\text{total}} \triangleq n_{\text{rad}} \cdot [1 - |\Gamma_{\text{in}}(j\omega)|^2] = n_{\text{rad}} \cdot [1 - |S_{11}(j\omega)|^2]. \quad (6.5)$$

Το Σχήμα 6.11 απεικονίζει την ευρυζωνική αποδοτικότητα ακτινοβολίας των προτεινόμενων κεραιών υπολογισμένη με συχνοτικό βήμα 0.1 GHz στο εύρος 2–3 GHz. Η διακύμανση της  $n_{\text{rad}}$  είναι μικρότερη του 1 dB εντός του εύρους ζώνης κάθε κεραίας. Ένα άλλο κοινό χαρακτηριστικό, το οποίο είναι πιο έντονο στις προ-φράκταλ PIFAs, είναι η απότομη μείωση της αποδοτικότητας γύρω από τη συχνότητα του αντι-συντονισμού όπου ενώνονται οι δύο υπο-ζώνες. Στην περίπτωση της K2 και της GK2 η πτώση είναι 0.7 dB, με αποτέλεσμα η  $n_{\text{rad}}$  να μειωθεί από το 93% στο 80% τοπικά. Η διακύμανση της D-GK2 είναι 0.3 dB, ενώ για την ML6 η εικόνα είναι πολύ πιο ομαλή:  $(\Delta n_{\text{rad}})_{\text{ML6}} = 0.1$  dB. Το Σχήμα 6.12 απεικον

νίζει την ευρυζωνική συνολική αποδοτικότητα των προτεινόμενων κεραιών υπολογισμένη με συχνοτικό βήμα 0.1 GHz στο εύρος 2–3 GHz. Η απώλεια εντός ζώνης σε κέρδος κεραίας είναι μικρότερη από 1.2 dB:  $n_{\text{total}} > -1.2 \text{ dB}$  @ 2.17–3 GHz. Η ταχύτερη ολίσθηση της συνολικής αποδοτικότητας της κεραίας K2 οφείλεται στον ταχύτερο ρυθμό αύξησης του  $|\Gamma_{\text{in}}|$  στα άκρα της ζώνης. Επισημαίνεται, ακόμη, η επίπεδη απόκριση της κεραίας ML6 στη ζώνη 2.3–2.8 GHz, η οποία είναι μια άκρως επιθυμητή ιδιότητα.



**Σχήμα 6.11:** Μεταβολή της αποδοτικότητας ακτινοβολίας των 4 τυπωμένων IFAs στη ζώνη 2–3 GHz. Εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης των κεραιών η μέγιστη απώλεια αποδοτικότητας περιορίζεται στο 1 dB ( $n_{\text{rad}} > 79\%$ ).

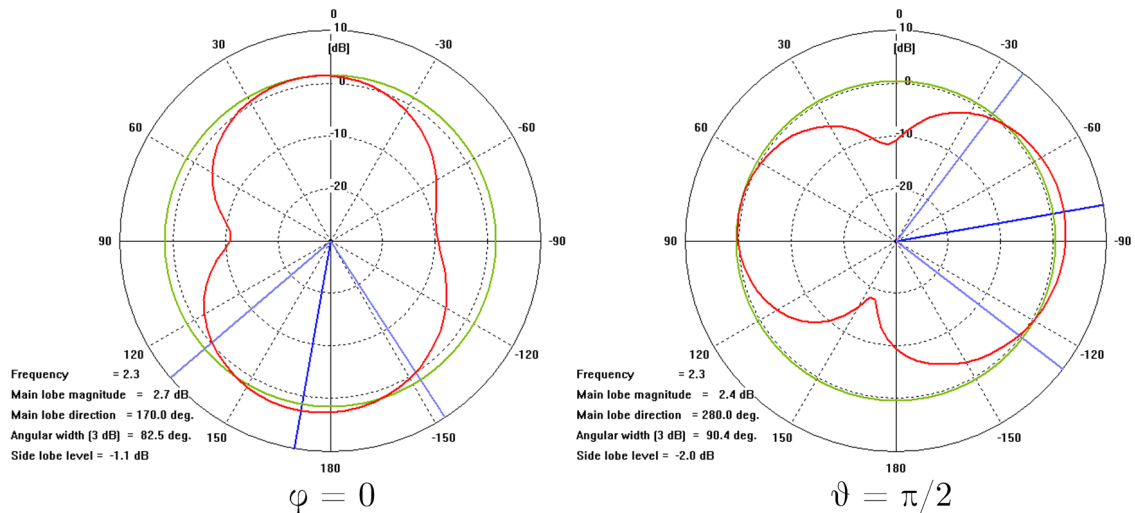


**Σχήμα 6.12:** Μεταβολή της συνολικής αποδοτικότητας των 4 τυπωμένων IFAs στη ζώνη 2–3 GHz. Εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης των κεραιών η μέγιστη απώλεια αποδοτικότητας περιορίζεται στα 1.2 dB ( $n_{\text{total}} > 75\%$ ).

Οι τομές του διαγράμματος μακρινού πεδίου στα Σχήματα 6.13 και 6.14 αντιστοιχούν στα πρωτεύοντα επίπεδα  $\phi = 0$  και  $\theta = \pi/2$  και έχουν υπολογιστεί στους δύο συντονισμούς της ML6 PIFA.<sup>3</sup> Η τομή στο τρίτο πρωτεύον επίπεδο,  $\phi = \pi/2$ , είναι ανεξαιρέτως ομοιοκα-

<sup>3</sup>Οι τρεις γαλάζιες ακτίνες επισημαίνουν την κατεύθυνση μεγίστου και το γωνιακό εύρος ημισείας ισχύος του κύριου λοβού. Ο πράσινος κύκλος αντιστοιχεί στη στάθμη του ισχυρότερου δευτερεύοντος λοβού.

τευθυντική σε όλες τις κεραίες, και γι' αυτό έχει παραλειφθεί. Οι τομές στα Σχήματα 6.13 και 6.14 είναι αντιπροσωπευτικές για τις τρεις αυλακωτές PIFAs που έχουν μήκος GNDD  $L_{\text{gnd}} = 30 \text{ mm}$ , και δείχνουν ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας αντιστοιχεί σε παχύ, ασύμμετρο δίπολο: πρόκειται για ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα με ρηχούς μηδενισμούς. Το διάγραμμα έχει την τυπική τοροειδή μορφή, και εμφανίζει ισχυρότερη όπισθεν ακτινοβολία λόγω της ρευματικής κατανομής του GNDD. Οι τομές στα Σχήματα 6.15 και 6.16 αντιστοιχούν στα πρωτεύοντα επίπεδα  $\phi = 0$  και  $\theta = \pi/2$  του διαγράμματος ακτινοβολίας της K2 PIFA και έχουν υπολογιστεί ομοίως στους δύο συντονισμούς. Οι τομές του πρώτου συντονισμού δείχνουν ακόμα πιο ρηχούς μηδενισμούς, κάτι που σημαίνει ότι το τριδιάστατο διάγραμμα είναι περισσότερο ισοτροπικό παρά ομοιοκατευθυντικό. Αυτό οφείλεται αφενός στο γεγονός ότι η κεραία K2 είναι ηλεκτρικώς μικρότερη από τις υπόλοιπες τρεις, αφετέρου στο πιο 'τετραγωνισμένο' σχήμα του συνολικού ακτινοβολητή. Στον ανώτερο συντονισμό το ηλεκτρικό μέγεθος αυξάνεται, αλλά το GNDD είναι κοντό και συγκρίσιμο με το κεραιοστοιχείο, με αποτέλεσμα ο ακτινοβολητής να συμπεριφέρεται σαν δίπολο  $2\lambda/7$  και οι μηδενισμοί να είναι βαθύτεροι.

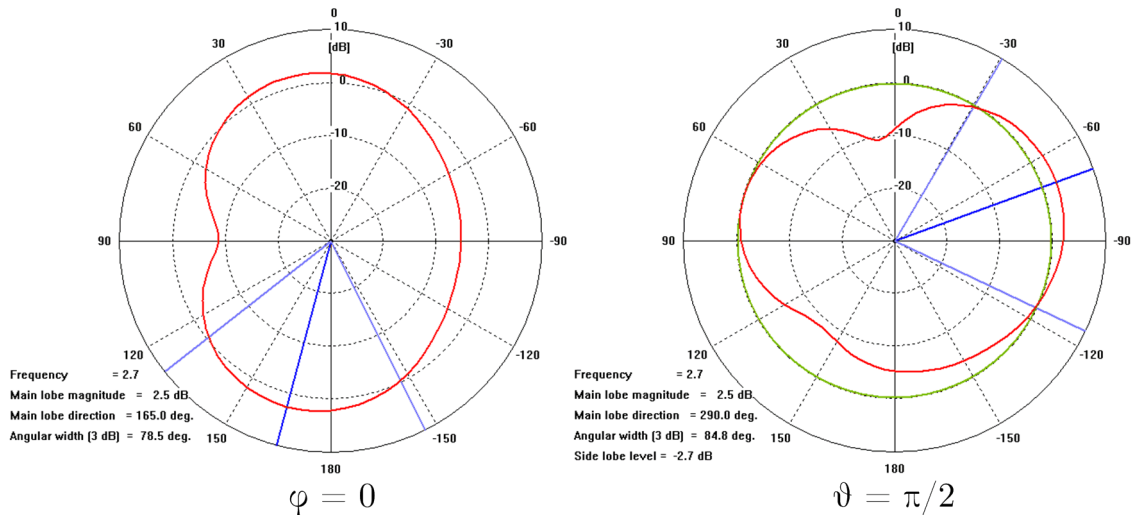


**Σχήμα 6.13:** Τομές του διαγράμματος ακτινοβολίας της ML6 PIFA υπολογισμένες στον κάτω συντονισμό των 2.3 GHz. Η τομή  $\phi = \pi/2$  είναι ομοιοκατευθυντική.

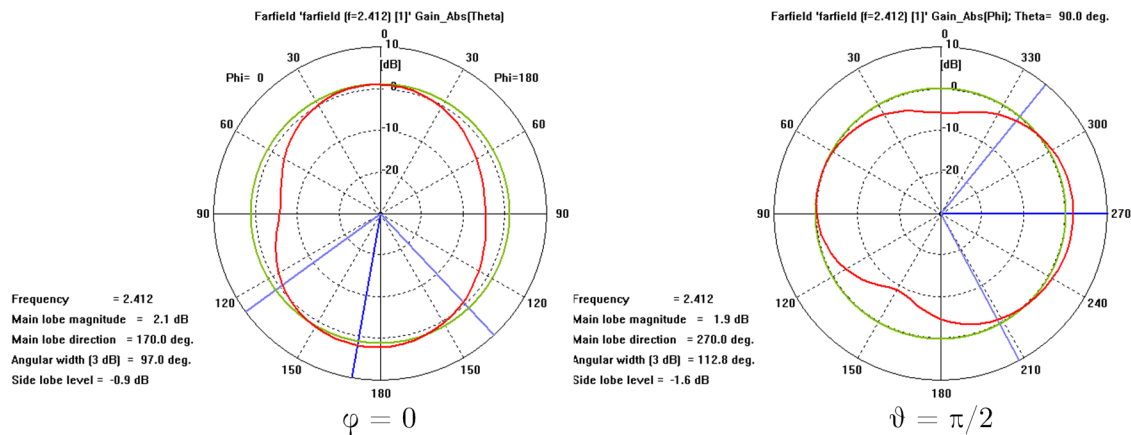
Το επιτεύξιμο μέγιστο κέρδος των κατώτερων συντονισμών υπολογίστηκε ότι κυμαίνεται από 1.9 dBi (κεραία K2) μέχρι 2.8 dBi (κεραία ML6). Αντίθετα, στους ανώτερους συντονισμούς η διακύμανση ήταν πολύ μικρότερη:  $2.7 \leq G_{\text{max}} \leq 2.8 \text{ dBi}$ . Συνολικά, το επιτεύξιμο κέρδος έφτασε να ξεπεράσει το κέρδος του διπόλου  $\lambda/2$  κατά 0.6 dB. Σημαντικό μέρος του κέρδους προέρχεται από τα ισχυρά ρεύματα στο επίπεδο γείωσης: η ρευματική κατανομή καταλαμβάνει μεγαλύτερο μέρος της περιγεγραμμένης σφαίρας σε σχέση με τη γραμμική κατανομή του διπόλου, συνεπώς προκύπτει μεγαλύτερο άνοιγμα κεραίας και μεγαλύτερο κέρδος.

Ένα ακόμη σημαντικό ζήτημα είναι ότι η μορφή του τριδιάστατου διαγράμματος, και ειδικά η ομοιοκατευθυντικότητα στο επίπεδο  $\phi = \pi/2$ , είναι εξαιρετικά επιθυμητές για συμπαγή φορητά τερματικά όπως οι κόμβοι αισθητήρων. Τα φορητά τερματικά συνήθως λειτουργούν σε περιβάλλον έντονης πολυδιαδρομικής διάδοσης, όπου τα εισερχόμενα ραδιοκύματα αφιχνούνται από όλες τις κατευθύνσεις του χώρου, δηλαδή τα περιβάλλοντα λειτουργίας εμφανίζουν





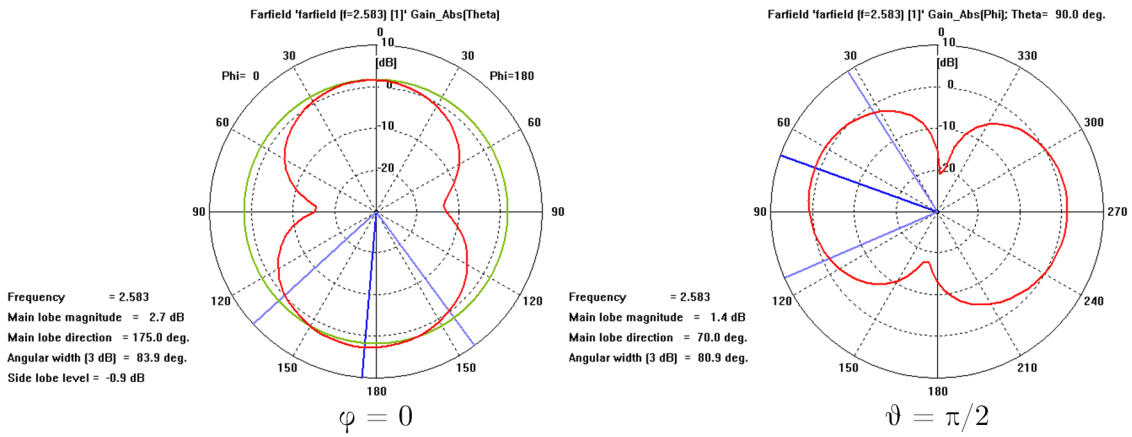
Σχήμα 6.14: Τομές του διαγράμματος ακτινοβολίας της ML6 PIFA υπολογισμένες στον άνω συντονισμό των 2.7 GHz. Η τομή  $\phi = \pi/2$  είναι ομοιοκατευθυντική.



Σχήμα 6.15: Τομές του διαγράμματος ακτινοβολίας της K2 PIFA υπολογισμένες στον κάτω συντονισμό των 2.41 GHz. Η τομή  $\phi = \pi/2$  είναι ομοιοκατευθυντική.

μεγάλη γωνιακή εξάπλωση [154, 155]. Έτσι, είναι επιθυμητό τερματικά όπως τα WSN motes να έχουν ομοιόμορφα αποδοτική, 'ισοτροπική' λήψη.

Σε ό,τι αφορά στις ιδιότητες της πόλωσης, τα αριθμητικά αποτελέσματα δείχνουν ότι στα πρωτεύοντα επίπεδα η πόλωση είναι σχετικά αμιγώς γραμμική, αλλά γενικά οι 4 κεραίες είναι ελλειπτικά πολωμένες: οι δύο κάθετες πολώσεις συνυπάρχουν και έχουν παρόμοια μέτρα. Η ελλειπτική πόλωση είναι αποτέλεσμα της διδιάστατης ρευματικής κατανομής πάνω στο κεραιοστοιχείο και στο επίπεδο γείωσης, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 6.10. Έτσι, η κύρια συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου αλλάζει μεταξύ των πρωτευόντων επιπέδων. Οι λεπτομέρειες παρατίθενται στον Πίνακα 6.5, όπου και καταγράφονται η κύρια **E**-συνιστώσα στο μακρινό πεδίο και ο λόγος ορθογωνικής πόλωσης (*cross-polarization ratio*, XPR) σε decibel. Επισημαίνεται ο χαμηλός XPR στο επίπεδο  $\phi = 0$ : η πόλωση πλησιάζει την ελλειπτική σε αυτήν την τομή, αν και αυτό δεν είναι μειονέκτημα για τα φορητά τερματικά. Η ελλειπτική πόλωση είναι χρήσιμη σε εφαρμογές όπου η κεραία έχει τυχαίο προσανατολισμό σε σχέση με τις υπόλοιπες κεραίες του δικτύου, και αυτή η τυχαιότητα εμφανίζεται στα κινητά τηλέφωνα



Σχήμα 6.16: Τομές του διαγράμματος ακτινοβολίας της K2 PIFA υπολογισμένες στον άνω συντονισμό των 2.58 GHz. Η τομή  $\phi = \pi/2$  είναι ομοιοκατευθυντική.

	$\phi = 0$	$\phi = \pi/2$	$\theta = \pi/2$
	E XPR (dB)	E XPR (dB)	E XPR (dB)
K2 @ 2.41 GHz	$\theta$ 6.0	$\phi$ 17.0	$\phi$ 24.0
K2 @ 2.58 GHz	$\theta$ 13.0	$\phi$ 12.5	$\phi$ 22.0
GK2 @ 2.45 GHz	$\theta$ 9.6	$\phi$ 18.0	$\phi$ 22.0
GK2 @ 2.70 GHz	$\theta$ 11.0	$\phi$ 13.0	$\phi$ 19.0
D-GK2 @ 2.30 GHz	$\theta$ 7.0	$\phi$ 18.0	$\phi$ 23.0
D-GK2 @ 2.69 GHz	$\theta$ 10.0	$\phi$ 13.5	$\phi$ 19.0
ML6 @ 2.30 GHz	$\theta$ 12.6	$\phi$ 19.0	$\phi$ 22.0
ML6 @ 2.70 GHz	$\theta$ 8.0	$\phi$ 13.0	$\phi$ 18.5

Πίνακας 6.5: Ιδιότητες της πόλωσης των 4 προτεινόμενων αυλακωτών PIFAs σε κάθε συχνότητα συντονισμού.

και σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό στα δίκτυα αισθητήρων.

#### 6.1.5.4 Σύγκριση της Συνολικής Απόδοσης των 4 Αυλακωτών PIFAs

Η σύγκριση θα πραγματοποιηθεί επί τη βάση του κριτηρίου ποιότητας (FOM) που ορίστηκε στο Κεφάλαιο 3 (βλ. σχετικά την §3.1.4.1, σελ. 69). Σαν αρχικό παράδειγμα, ας εφαρμόσουμε το κριτήριο ποιότητας στη FICA που παρουσιάστηκε στις §§6.1.1.2 και 6.1.5.2 [83, 315, 316]. Οι συγγραφείς δεν παρείχαν πληροφορίες για την αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Υποθέτοντας ότι η μέση συνολική αποδοτικότητα είναι  $\overline{n_{total}} = 100\%$ , η συνολική απόδοση που επιτεύχθηκε είναι

$$(FOM)_{FICA} = \frac{10 \times 1 \times 0.016}{0.315} = 0.508 = -2.9 \text{ dB}. \quad (6.6)$$

Μια κεραία ηλεκτρικά τόσο μικρή όσο η FICA, η οποία είναι και διηλεκτρικά φορτισμένη, θα εμφανίζει πιθανότατα μέση συνολική αποδοτικότητα  $\overline{n_{total}} \ll 50\%$ . Σε κάθε περίπτωση, ακόμα και το επίπεδο του 50% η συνολική απόδοση της FICA έχει μειωθεί στο  $(FOM)_{FICA,50\%} = -5.9 \text{ dB}$ .

Τα αποτελέσματα του Πίνακα 6.6 συγκεντρώνουν τα κυριότερα χαρακτηριστικά της απόδοσης των 4 προτεινόμενων κεραιών, όπως αυτά περιγράφηκαν στις §§6.1.5.1–6.1.5.3. Οι ομοιότητες και διαφορές ανάμεσα στις 4 αυλακωτές PIFAs επισημαίνονται στη συνέχεια.

Ο εκφυλισμός του ανώτερου συντονισμού μετατόπισε τις κεντρικές συχνότητες των ζωνών λειτουργίας των κεραιών μέχρι και 6% πάνω από τα 2.5 GHz. Τα επιτεύξιμα εύρη ζώνης είναι στην περιοχή τιμών  $BW_V = 0.57\text{--}0.90$  GHz με αντίστοιχα κλασματικά εύρη  $FBW_V = 22\text{--}34\%$ . Παρατηρείται σημαντική αύξηση εύρους ζώνης σε σχέση με τα πρόσφατα αποτελέσματα στη βιβλιογραφία των τυπωμένων IFAs. Οι προγενέστερες μελέτες [299–308] ανέφεραν απόλυτα εύρη ζώνης στην περιοχή  $BW_V = 0.05\text{--}0.25$  GHz @ 2.5 GHz, δηλαδή  $2 \leq FBW_V \leq 10\%$ . Συνεπώς, η σχεδιαστική στρατηγική που αναπτύχθηκε στην παρούσα ενότητα δείχνει τη δυνατότητα να υπερ-τριπλασιάσει το εύρος ζώνης των τυπωμένων κεραιών ανεστραμμένης-F γεωμετρίας. Αυτή η βελτίωση κατέστη δυνατή μέσω της αντίδρασης συντονισμού των 4 σχισμών, και όχι μέσω αύξησης του μεγέθους των κεραιών. Τα επίπεδα γείωσης είχαν διαστάσεις  $0.25\lambda \times 0.23\lambda$  ή μικρότερες, με αποτέλεσμα οι προτεινόμενες κεραιές να είναι στην πραγματικότητα πολύ συμπαγέστερες από τις υπάρχουσες σχεδιάσεις. Το γεγονός αυτό μαρτυρούν τα υπολογισμένα ηλεκτρικά μεγέθη: με το μέσο ηλεκτρικό μέγεθος να ισούται με  $\bar{ka} = 1.35$  rad, οι αυλακωτές PIFAs είναι 15% μικρότερες από το δίπολο  $\lambda/2$ . Το ηλεκτρικό μέγεθος δεν αναφέρεται στο κεραιοστοιχείο, αντίθετα περιγράφει το μέγεθος όλου του κόμβου αισθητήρα. Παρ' όλα αυτά, καμμία από τις 4 κεραιές δεν ικανοποιεί το όριο του Wheeler,  $ka < 1$ . Στην §6.1.6 θα δείξουμε ότι ο σχεδιαστής μπορεί να 'εξαργυρώσει' μέρος του μεγάλου  $BW_V$  και να λάβει μείωση των διαστάσεων του GNDP: με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται ηλεκτρικά μικρή κεραία χωρίς να επανασχεδιαστεί η γεωμετρία του κεραιοστοιχείου.

Οι μέγιστες τιμές κέρδους στον Πίνακα 6.6 είναι οι μέσες τιμές του κέρδους κατά IEEE στην ζώνη 2–3 GHz, ακριβώς ό,τι ισχύει και για τις αποδοτικότητες. Στις φορητές συσκευές συνήθως επιδιώκεται ένα κέρδος περί τα 3 dBi—οι 4 PIFAs αποδίδουν 0.5 dB χαμηλότερα. Από τη στιγμή που οι αποδοτικότητες ακτινοβολίας είναι ικανοποιητικές, το πρόβλημα οφείλεται κυρίως στο μικρό άνοιγμα κεραιάς, το οποίο οδηγεί σε χαμηλή κατευθυντικότητα. Οι υψηλές αποδοτικότητες, από την άλλη, οφείλονται μερικώς στα μεγέθη των κεραιοστοιχείων (βλ. Πίνακα 6.3). Μικρότερες PIFAs [302], αν και είχαν τυπωθεί σε πολύ μεγαλύτερο επίπεδο γείωσης, εμφάνισαν αποδοτικότητες της τάξης του 60–70% με συγκρίσιμη εφαιπτομένη απωλειών για το υπόστρωμα. Αυτό αποτελεί έναν 'τοπικό' συμβιβασμό μεταξύ αποδοτικότητας και μεγέθους.

Τέλος, υπολογίστηκε το κριτήριο ποιότητας κάθε κεραιάς, ως ένας τρόπος να συγκεραστεί η συνολική απόδοση σε μία βαθμωτή ποσότητα. Η D-GK2 PIFA πέτυχε το υψηλότερο FOM, κυρίως λόγω της ευρυζωνικότητάς της. Η διαφορά μεταξύ D-GK2 και GK2 PIFA είναι  $\Delta(\text{FOM}) = 0.4$  dB. Δεδομένου ότι  $10^{0.4/10} \simeq 1.1$ , θα μπορούσε προσεγγιστικά να ειπωθεί ότι η D-GK2 πέτυχε 10% καλύτερη συνολική απόδοση από την GK2. Από την άλλη, η διαφορά της D-GK2 με την K2 ήταν 1.6 dB ή ισοδύναμα 45%. Η K2 PIFA είχε 8.5% μικρότερο μέγεθος, αλλά υπάρχει μεγάλη διαφορά στο εύρος ζώνης υπέρ της D-GK2. Στην §6.1.6 θα εξετάσουμε κατά πόσο η διαφορά αυτή ήταν αποτέλεσμα της ανεπαρκούς αντιδραστικής φόρτισης από τη σχισμή K2 ή του κοντύτερου επιπέδου γείωσης.

	K2	GK2	D-GK2	ML6
$f_c$ (GHz)	2.545	2.650	2.640	2.533
$BW_V$ (GHz)	0.571	0.845	0.897	0.727
$FBW_V$	0.224	0.319	0.340	0.287
$Q$	3.0	2.1	1.95	2.3
$ka$ (rad)	1.28	1.40	1.39	1.35
$\overline{G_{\max}}$ (dBi)	2.3	2.6	2.6	2.7
$\overline{n_{\text{rad}}}$	0.92	0.89	0.90	0.92
$\overline{n_{\text{total}}}$	0.81	0.82	0.84	0.82
FOM (dB)	+1.5	+2.7	+3.1	+2.4

**Πίνακας 6.6:** Σύγκριση των ηλεκτρικών επιδόσεων των 4 επαγωγικά φορτισμένων τυπωμένων IFAs.

### 6.1.5.5 Συζήτηση επί των Αποτελεσμάτων

Η σύγκριση ανάμεσα στα κέρδη και τις αποδοτικότητες των 4 αυλακωτών PIFAs και στις αντίστοιχες ιδιότητες κεραιών που προτάθηκαν σε προγενέστερες μελέτες έγειρε ενδιαφέροντα ζητήματα. Ένα χρήσιμο εργαλείο για αυτή τη σύγκριση, και γενικότερα για λογικό έλεγχο των αποτελεσμάτων, είναι το άνω όριο του Harrington για το επιτεύξιμο κέρδος [281], το οποίο χρησιμοποιείται σαν εργαλείο επαλήθευσης της απόκρισης μιας ηλεκτρικά μικρής κεραίας [137, 138]: μια κεραία ηλεκτρικού μεγέθους  $ka$ , η οποία αποδίδει ταυτόχρονα και κάποιο χρήσιμο λειτουργικό εύρος ζώνης, μπορεί να αποδώσει γραμμικό κέρδος που δε θα ξεπερνά το όριο

$$G_H = (ka)^2 + 2(ka). \quad (6.7)$$

Από τη μελέτη της υπάρχουσας βιβλιογραφίας ο συγγραφέας έχει εξάγει το εμπειρικό συμπέρασμα ότι το όριο  $G_H$  μπορεί να προσεγγιστεί εντός 2 dB, αν και διαφορές της τάξης 3–5 dB είναι πολύ πιο κοινές. Για παράδειγμα, οι αυλακωτές PIFAs που μελετώνται εδώ έχουν μέσο ηλεκτρικό μέγεθος ίσο με  $\overline{ka} = 1.35$  rad, άρα το άνω όριο του κέρδους υπολογίζεται ίσο με  $G_H = 6.5$  dBi. Συνεπώς, η H/M αριθμητική ανάλυση προβλέπει ότι το άνω όριο προσεγγίζεται εντός 4 dB, όπως είναι αναμενόμενο. Όμως, όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 6, ο Harrington επισημαίνει στα συμπεράσματα της εργασίας του ότι καμμία από τις έννοιες που ανέπτυξε εκεί δεν ισχύει για ηλεκτρικά μικρές κεραιές [281]. Αυτό προκύπτει από το γεγονός οι ηλεκτρικά μικρές κεραιές είναι ικανές για σημαντικές τιμές κατευθυντικότητας, συνεπώς, όταν η αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι υψηλή, τότε η συμπαγής κεραία παράγει αρκετά μεγαλύτερο κέρδος από ό,τι προβλέπει το άνω όριο  $G_H$ .

Για τις ηλεκτρικά μικρές κεραιές είναι πιο δόκιμο να εργαστούμε με το άνω όριο της κατευθυντικότητας, παρά με αυτό του κέρδους. Καταρχάς, είναι γνωστό από τη θεωρία κεραιών ότι η κατευθυντικότητα είναι ανάλογη του ενεργού ηλεκτρικού ανοίγματος της κεραίας (*effective electrical aperture*),  $A$ :

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A. \quad (6.8)$$

Σε μια συμπαγή κεραία είναι διαισθητικά λογικό να θεωρήσουμε ότι το ενεργό άνοιγμα αντι-

προσωπεύεται από την ποσότητα  $A = \pi a^2$ , οπότε από την (6.8) έχουμε ότι

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \pi a^2 = \left( \frac{2\pi}{\lambda} \cdot a \right)^2 = (ka)^2. \quad (6.9)$$

Είναι επίσης γνωστό ότι η κατευθυντικότητα του (ηλεκτρικού) διπόλου Hertz και του αντίστοιχου μαγνητικού διπόλου (βροχοκεραία) ισούται με  $D_{\max} = 3/2$ . Αυτές οι ηλεκτρικά μικρές κεραίες καλύπτουν ένα εύρος μεγεθών  $0.03 \leq ka \leq 0.3$  rad, αλλά η θεωρητική τιμή της κατευθυντικότητάς τους είναι ανεξάρτητη του μεγέθους:  $D_{\max} \rightarrow 3/2$  καθώς  $ka \rightarrow 0$ . Συγκεντρώνοντας τις προηγούμενες παρατηρήσεις σε μία ενιαία μαθηματική περιγραφή, προτείνεται ως άνω όριο της κατευθυντικότητας των συμπαγών κεραιών η σχέση

$$D_{\text{ub}} = (ka)^2 + \frac{3}{2}, \quad (6.10)$$

η οποία ισχύει αυστηρά για κεραίες που είναι είτε ηλεκτρικά, είτε μαγνητικά δίπολα, αλλά όχι πηγές ακτινοβολίας Huygens. Δεδομένου ότι η (6.10) βασίζεται σε απλές και θεμελιώδεις αρχές κεραιών, ο συγγραφέας εκτιμά ότι η σχέση θα ισχύει για κεραίες με ηλεκτρικό μέγεθος και από τις δύο πλευρές του ορίου του Wheeler:  $ka \leq 1$ . Για παράδειγμα, οι αυλακωτές PIFAs που μελετώνται εδώ έχουν άνω όριο ίσο με  $D_{\text{ub}}^{\text{PIFA}} = (1.35)^2 + 1.5 = 3.3225 \simeq 5.2$  dBi. Συνεπώς, η H/M αριθμητική ανάλυση προβλέπει ότι το άνω όριο της κατευθυντικότητας προσεγγίζεται εντός 2.5 dB. Παρ' όλα αυτά, στη βιβλιογραφία αναφέρονται αποτελέσματα τα οποία δεν ήταν αναμενόμενα.

Η CPW-τροφοδοτούμενη τυπωμένη IFA των Djaiz *et al.* [308] λειτουργεί στα 2.452 GHz και έχει μαιανδρικό ανοιχτοκυκλωμένο στέλεχος. Πρόκειται για μονοεπίπεδη δομή φορτισμένη με υπόστρωμα και υπέρστρωμα, αμφότερα ύψους 2.5 mm. Η [308] αναφέρει εύρος ζώνης  $BW_V = 215$  MHz ( $FBW_V = 8.8\%$ ), παρά το γεγονός ότι η κεραία κατοπτρίζεται σε μικροσκοπικό επίπεδο γείωσης με διαστάσεις μόλις  $2.6 \text{ mm} \times 9.5 \text{ mm}$  ( $0.02\lambda \times 0.08\lambda$ ): πρόκειται πράγματι για ένα πολύ ενθαρρυντικό αποτέλεσμα από την άποψη των δυνατοτήτων σχεδίασης τυπωμένων κεραιών. Το συνολικό μέγεθος του ακτινοβολητή, ο οποίος είναι περισσότερο δίπολο παρά μονόπολο, είναι  $10 \text{ mm} \times 9.5 \text{ mm}$ , με αντίστοιχο ηλεκτρικό μέγεθος  $ka = 0.36$  rad. Το άνω όριο της κατευθυντικότητας αυτής της ηλεκτρικά μικρής κεραίας είναι  $D_{\text{ub}} \simeq 1.63 \simeq +2.1$  dBi. Εντούτοις, τα αριθμητικά και πειραματικά αποτελέσματα της [308] αναφέρουν μέγιστο κέρδος  $G_{\max} = +2.4$  dBi, δηλαδή το κέρδος παραβιάζει το άνω όριο της κατευθυντικότητας κατά 0.3 dB. Ο πειραματικός χαρακτηρισμός των συμπαγών κεραιών μπορεί εύκολα να οδηγήσει σε παραπλανητικά υψηλή απόδοση αν η επίδραση του μετρητικού εξοπλισμού δε ληφθεί υπόψη: η επίδραση του ομοαξονικού καλωδίου που συνδέει την κεραία με τον αναλυτή δικτύων πρέπει να αντιμετωπιστεί είτε με εισαγωγή μετασχηματιστή BALUN, είτε με κατάλληλη τοποθέτηση του σημείου τροφοδοσίας της κεραίας πάνω στο PCB [137, 138, 323, 324].

Μια ακόμα μικρότερη κεραία είναι η PIFA-AAP των Feldner *et al.* [313], η οποία αναφέρθηκε στην §6.1.1.2. Το ηλεκτρικό μέγεθός της είναι  $ka = 0.28$  rad και αντιστοιχεί σε άνω όριο κατευθυντικότητας  $D_{\text{ub}} \simeq 1.58 \simeq +2.0$  dBi. Τα μετρητικά αποτελέσματα ανέφεραν

κέρδος  $G_{\max} \leq -5$  dBi, το οποίο βρίσκεται σε συμφωνία με το άνω όριο και φράσσεται από αυτό με περιθώριο 7 dB.

Ένας άλλος τρόπος να χρησιμοποιηθεί το άνω όριο του Harrington είναι να προσπαθήσουμε να εκτιμήσουμε την αποδοτικότητα ακτινοβολίας κεραιών με  $ka \geq 1$  rad από μετρήσεις του κέρδους. Η σπειροειδής διζωνική PIFA των Wang *et al.* [303] (βλ. §6.1.1.1) έχει ηλεκτρικό μέγεθος  $ka = 2$  rad στον κατώτερο συντονισμό της. Αυτό αντιστοιχεί σε όριο κέρδους  $G_H = +9$  dBi, άρα είναι λογικό να αναμένουμε ένα επιτεύξιμο κέρδος στην περιοχή  $4 \leq G_a \leq 7$  dBi. Οι συγγραφείς ανέφεραν μετρημένο κέρδος  $G_{\max} = 1.6$  dBi, άρα υπάρχει διαφορά κέρδους στην περιοχή  $2.4 \leq G_a - G_{\max} \leq 5.4$  dB. Αν αυτή η απώλεια κέρδους αποδοθεί σε μειωμένη αποδοτικότητα ακτινοβολίας, τότε η πραγματική αποδοτικότητα ακτινοβολίας θα πρέπει να κυμαίνεται στο εύρος  $29 \leq n_{\text{rad}} \leq 58\%$ . Όμως, οι Wang *et al.* ανέφεραν αριθμητικά υπολογισμένη αποδοτικότητα  $n_{\text{rad},\text{sim}} \simeq 65\%$ . Η διαφορά ανάμεσα στις δύο εκτιμήσεις θα μπορούσε να αποδοθεί σε αυξημένες ωμικές απώλειες σε στενούς χάλκινους διαδρόμους, και σε διατάξεις που πιθανόν χρησιμοποιήθηκαν κατά τη μέτρηση για να καταπιέσουν την ανεπιθύμητη ακτινοβολία του καλωδίου τροφοδοσίας, π.χ. δακτυλίου φερρίτη. Ομοίως μπορεί κανείς να υπολογίσει ότι η αποδοτικότητα ακτινοβολίας της PIFA στοιχείου σύζευξης που παρουσιάζεται επίσης στην [303] πρέπει να κυμαίνεται στην περιοχή τιμών  $28 \leq n_{\text{rad}} \leq 56\%$ .

### 6.1.6 Μελέτη της Επίδρασης του Μεγέθους του Επιπέδου Γείωσης

Το μέγεθος του επιπέδου γείωσης αποτελεί περιοριστικό παράγοντα για την απόδοση των PIFAs σε πολλές εφαρμογές τους [154, 317]. Οι επιδόσεις μιας κεραιάς ενσωματωμένης σε συμπαγή φορητή συσκευή είναι από κοινού συνάρτηση των ρευματικών κατανομών του κεραιοστοιχείου και του επιπέδου γείωσης. Έτσι, οι κεραιές που σχεδιάζονται για κόμβους αισθητήρες δεν πρέπει να χαρακτηρίζονται, είτε αριθμητικά, είτε πειραματικά, όντας τοποθετημένες πάνω σε απείρω ή ηλεκτρικά μεγάλο επίπεδο γείωσης. Δουλεύοντας με μικροσκοπικές ενσωματωμένες κεραιές που λειτουργούν στα 2–3 GHz, οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης είναι σχεδόν βέβαιο ότι θα είναι μικρότερες από το μήκος κύματος, ενώ παράλληλα θα προσεγγίζουν τις διαστάσεις του κεραιοστοιχείου. Για τον λόγο αυτό, το είδωλο που σχηματίζει το περασμένο επίπεδο γείωσης είναι έντονα ασύμμετρο και επηρεάζει ουσιαστικά την απόδοση της συμπαγούς κεραιάς [110, 112, 154, 161, 162, 317–320]. Στην πραγματικότητα, το επίπεδο γείωσης μιας συμπαγούς PIFA λειτουργεί σαν κεραία τόσο όσο και η ίδια η PIFA, άρα πρέπει πάντα να συμπεριλαμβάνεται στον υπολογισμό του ενεργού ηλεκτρικού μεγέθους.

#### 6.1.6.1 Προγενέστερες Μελέτες της Επίδρασης του GNDD σε Επίπεδες IFAs

Οι Huynh & Stutzman [154, 317] παρουσίασαν μια ενδεδειγμένη μελέτη της επίδρασης του μεγέθους του επιπέδου γείωσης σε επίπεδες IFAs. Τα αποτελέσματά τους προέρχονται από IFA ύψους 10 mm τοποθετημένη στο κέντρο τετράγωνου GNDD. Η μελέτη έγινε στα 1.875 GHz και η πλευρά της τετράγωνης γείωσης μεταβλήθηκε με βάση τις διακριτές τιμές

$\{\frac{\lambda}{8}, \frac{2\lambda}{8}, \dots, \frac{7\lambda}{8}\}$ . Οι συγγραφείς μελέτησαν την επίδραση του GNDP στις παραμέτρους  $f_0$ ,  $BW_V$ ,  $G_{\max}$  και στα διαγράμματα ακτινοβολίας. Ένα από τα βασικά ευρήματά τους ήταν ότι η συχνότητα συντονισμού της κεραίας δεν μεταβάλλεται ουσιαστικά μέχρι η πλευρά της γείωσης να μειωθεί κάτω από το όριο  $\lambda/5$ . Αντίθετα, το μέγεθος του GNDP έχει ισχυρή επίδραση στο  $BW_V$ : για παράδειγμα, η προδιαγραφή  $BW_V = 8\%$  ικανοποιείται με πλευρά γείωσης τουλάχιστον ίση με  $4\lambda/5$ . Το κέρδος, το οποίο επίσης επηρεάζεται σημαντικά αλλά η εξάρτηση είναι πολύπλοκη, αποκτά την χαμηλότερη τιμή του όταν το μέγεθος του επιπέδου γείωσης ισούται με το μέγεθος του κεραιοστοιχείου. Συνήθως, τα κινητά τερματικά έχουν προδιαγραφή κέρδους 3 dBi, η οποία ικανοποιείται με πλευρά γείωσης τουλάχιστον ίση με  $\lambda/2$ .

Οι Urban & Peixeiro [318] μελέτησαν κεραίες μικροταινιακού καλύμματος για συμπαγή κινητά τερματικά στα 2 GHz: κεραία μεγάλου ύψους ( $H_{\text{patch}} = 11.6 \text{ mm}$ ) με μικτό υπόστρωμα διηλεκτρικού-αέρα τοποθετήθηκε σε ορθογώνιο GNDP διαστάσεων  $L_{\text{GND}} \times 40 \text{ mm}$ , όπου  $40 \leq L_{\text{GND}} \leq 100 \text{ mm}$ . Οι συγγραφείς θεώρησαν ως βέλτιστο επίπεδο γείωσης εκείνο που παρέχει το μέγιστο εύρος ζώνης: αποδείχθηκε ότι αυτό συμβαίνει για διαστάσεις γείωσης  $60 \text{ mm} \times 40 \text{ mm}$ , δηλαδή  $0.40\lambda \times 0.27\lambda$ . Το κέρδος μεγιστοποιήθηκε στο εύρος μήκους  $0.40\lambda \leq L_{\text{GND}} \leq 0.54\lambda$ .

Τέλος, οι εργασίες του Best [110,112] αποτελούν χρήσιμο συμπλήρωμα στις [154,317]. Ο συγγραφέας μελέτησε πλήθος 3-D νηματοειδών και επιπέδων ILAs και IFAs, και κατέληξε σε χρήσιμα συμπεράσματα. Καταρχάς, τοποθέτηση της κεραίας στα άκρα του GNDP αυξάνει την αντίσταση εισόδου,  $R_{\text{in}}(j\omega)$ , στη συχνότητα συντονισμού. Οι κεντρικά τοποθετημένες κεραίες συμπεριφέρονται ως βραχεία μονόπολα, και εμφανίζουν μειωμένα  $R_{\text{in}}(j\omega)$  και  $BW_V$ . Επιπλέον, η θέση της κεραίας επηρεάζει τον υπολογισμό του ηλεκτρικού μεγέθους: όταν υπάρχει κεντρική τοποθέτηση σε ηλεκτρικά μεγάλο επίπεδο γείωσης, τότε η περιγεγραμμένη σφαίρα έχει κέντρο πάνω στο GNDP και ακτίνα κατάλληλη ώστε να χωρά το κεραιοστοιχείο στο άνω ημισφαίριο. Με ακραία τοποθέτηση σε πεπερασμένο GNDP, ο χώρος που καταλαμβάνει ο ακτινοβολητής εντός της νοητής σφαίρας εκτείνεται πέρα από το κεραιοστοιχείο και πρέπει να περιλάβει το τμήμα του GNDP που διαρρέεται από ακτινοβολούντα ρεύματα.

### 6.1.6.2 Προγενέστερες Μελέτες της Επίδρασης του GNDP σε Τυπωμένες Κεραίες

Οι μελέτες πάνω στην επίδραση του επιπέδου γείωσης σε τυπωμένες κεραίες αφενός είναι ελάχιστες στην ανοιχτή βιβλιογραφία, αφετέρου οδηγούν σε αντικρουόμενα αποτελέσματα. Ο Fujio [319] εξέτασε τη μεταβολή των  $BW_V$  και  $G_{\max}$  σε τυπωμένη IFA με διαστάσεις επιπέδου γείωσης  $200 \text{ mm} \times 200 \text{ mm}$ , ήτοι  $1.67\lambda \times 1.67\lambda @ 2.475 \text{ GHz}$ , και εύρος ζώνης  $BW_V = 0.425 \text{ GHz}$  ( $FBW_V = 17\%$ ). Ο συγγραφέας επέλεξε να μελετήσει μεγάλες τιμές διαστάσεων:  $0.5\lambda \leq W_{\text{GND}} \leq 1.7\lambda$  και  $0.2\lambda \leq L_{\text{GND}} \leq 1.6\lambda$ . Έτσι, κατέληξε στο συμπέρασμα ότι οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης που παρέχουν καλή απόδοση είναι  $1.1\lambda \leq W_{\text{GND}} \leq 1.5\lambda$  και  $L_{\text{GND}} = 0.6\lambda$ .

Οι επόμενες τρεις εργασίες επεξεργάστηκαν την επίδραση του μεγέθους του GNDP σε

τυπωμένα, ορθογώνια, υπερευρυζωνικά μονόπολα. Οι Chen *et al.* [320] σχεδίασαν την κεραία “swan” (κύκνος), σε μια προσπάθεια να δημιουργήσουν ένα μονόπολο που θα είναι αναίσθητο στις μεταβολές των διαστάσεων του GNDP, και συνεπώς ανεξάρτητο του μεγέθους του GNDP. Εισήγαγαν εγχοπές οι οποίες αύξησαν το συντονιζόμενο ‘μονοπάτι’ της ρευματικής κατανομής από  $\lambda/4$  σε  $\lambda/2$ . Έτσι, στο σημείο τροφοδοσίας της κεραίας η ρευματική κατανομή εμφανίζει μηδενισμό αντί για μέγιστο: αυτό οδήγησε σε κεραία η οποία μπορεί να ‘απορροφά’ τη σμίχρυνση του GNDP. Το τελικό επίπεδο γείωσης έχει τόσο μικρές διαστάσεις, ώστε η κεραία να είναι στην πράξη δίπολο και όχι μονόπολο:  $0.09\lambda \times 0.25\lambda @ 3 \text{ GHz}$ . Η “swan” είναι από τις μικρότερες κεραίες UWB που έχουν αναφερθεί στη βιβλιογραφία, έχοντας ηλεκτρικό μέγεθος  $ka = 1.11 \text{ rad}$  στη χαμηλότερη συχνότητα λειτουργίας.

Οι Curto *et al.* [161] μελέτησαν UWB μονόπολα με έκκεντρη τροφοδοσία, και ανέφεραν την επίδραση του GNDP σε  $f_{\min}$ ,  $BW_V$  και  $G_{\max}$ . Ένα από τα βασικά ευρήματά τους ήταν ότι το πλάτος του επιπέδου γείωσης δεν πρέπει να στενεύει υπερβολικά, γιατί τότε οι συντονιζόμενοι ρυθμοί της κεραίας δεν αναπτύσσονται πλέον. Η καταπίεση των ρυθμών δε διορθώνεται ούτε με την έκκεντρη τροφοδοσία, η οποία σε κάθε άλλη περίπτωση είναι μια πολύ αποτελεσματική μέθοδος συντονισμού-προσαρμογής. Οι συγγραφείς ανέφεραν επίσης την ύπαρξη περιοδικής διακύμανσης του  $BW_V$  με μεταβαλλόμενο μήκος επιπέδου γείωσης. Η χωρική περίοδος ήταν  $40 \text{ mm}$ , δηλαδή  $\lambda/3 @ 2.5 \text{ GHz}$ .

Ισχυρή εξάρτηση του εύρους ζώνης από το μέγεθος του επιπέδου γείωσης αναφέρθηκε και από τους John *et al.* [162], αλλά αντιμετωπίστηκε με ασύμμετρη (έκκεντρη) γραμμική τροφοδοσία. Για να εξουδετερώσουν περαιτέρω την επίδραση του GNDP, εφάρμοσαν την τεχνική πλαισίωσης της κεραίας από το επίπεδο γείωσης (*windowed ground plane technique*). Πρόκειται για μία μέθοδο επέκτασης του GNDP χωρίς αύξηση των διαστάσεων του ακτινοβολητή: η κεραία τοποθετείται μέσα σε ένα αγωγίμο ορθογώνιο πλαίσιο το οποίο είτε συνδέεται γαλβανικά με το επίπεδο γείωσης, είτε αποτελεί προέκτασή του. Η πλαισίωση αποτελεί μια μορφή κατανεμημένης χωρητικής φόρτισης της κεραίας, με αποτέλεσμα να αυξάνει τα  $BW_V$  και  $G_{\max}$  με ταυτόχρονη μείωση των διαστάσεων του GNDP (κυρίως του μήκους): είναι μια γνήσια τεχνική σμίχρυνσης τυπωμένων κεραίων. Η πλαισίωση εξομαλύνει την έντονη ταλάντωση των  $R_{in}(j\omega)$  και  $X_{in}(j\omega)$  με τη συχνότητα, και ουσιαστικά ανακάττους συντονιζόμενους ρυθμούς χαμηλών συχνοτήτων που αποσβένονται λόγω του ηλεκτρικά μικρού επιπέδου γείωσης.

### 6.1.6.3 Ποσοτική Επίδραση του Επιπέδου Γείωσης στην K2 PIFA

Οι κεραίες που σχεδιάστηκαν στην παρούσα ενότητα λειτουργούν στα  $2.5 \text{ GHz}$ , όπου το μήκος κύματος ελευθέρου χώρου είναι  $\lambda = 120 \text{ mm}$ . Κατά το στάδιο της σχεδίασης, το οποίο περιγράφηκε αναλυτικά στις §§6.1.2–6.1.5, τα αυλακωτά κεραιοστοιχεία κατοπτρίστηκαν σε επίπεδα γείωσης που είχαν τουλάχιστον τη μία από τις δύο πλευρές τους ίση με  $\lambda/4$ . Η συνθήκη αυτή εγγυάται καλώς συντονισμένη και προσαρμοσμένη απόκριση: η στιβαρότητα της σχεδίασης παρείχε τις βάσεις για να επιτευχθούν οι ελάχιστες δυνατές διαστάσεις για τα 4 κεραιοστοιχεία. Η σχεδιαστική στιβαρότητα εξηγείται ποιοτικά ως εξής: όταν το επίπεδο



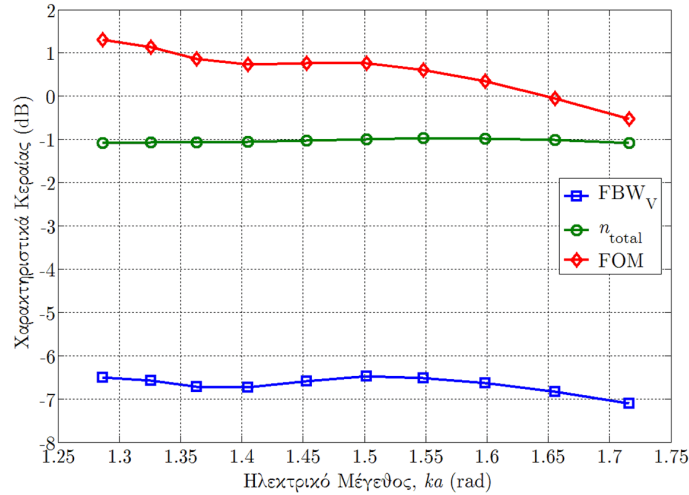
γείωσης έχει π.χ. το μήκος του ίσο με  $\lambda/4$ , τότε η όλη ακτινοβολούσα δομή συμπεριφέρεται σαν ασύμμετρο δίπολο  $\lambda/2$ .

Η μία από τις 4 PIFAs σχεδιάστηκε επίτηδες με κοντύτερο GNDP: η διάταξη με τη σχισμή K2 είχε μήκος επιπέδου γείωσης  $L_{\text{gnd}} = \lambda/6$ . Σε αυτήν την ενότητα, θα χρησιμοποιήσουμε το παράδειγμα της κεραίας K2 για να μελετήσουμε την επίδραση του μεγέθους του επιπέδου γείωσης στις ηλεκτρικές επιδόσεις. Το GNDP παρέχει δύο σχεδόν τελείως αποσυσζευγμένους βαθμούς ελευθερίας: το μήκος  $L_{\text{gnd}}$  και το πλάτος  $W_{\text{gnd}}$ . Η συγκεκριμένη διερεύνηση έγινε πραγματοποιώντας δύο παραμετρικές μελέτες, στις οποίες μεταβλήθηκαν ανεξάρτητα οι παράμετροι  $L_{\text{gnd}}$  και  $W_{\text{gnd}}$ . Στη διάρκεια των παραμετρικών μελετών δεν έγινε διόρθωση ούτε του συντονισμού, ούτε της προσαρμογής της K2 PIFA. Ας αρχίσουμε με την επίδραση της μεταβολής του πλάτους  $W_{\text{gnd}}$ .

Δεδομένου ότι το αρχικό πλάτος ήταν  $W_{\text{gnd,ini}} = 33$  mm και ο κύριος βραχίονας του κεραιοστοιχείου είχε μήκος  $L_{\text{PIFA}} = 25$  mm, το επίπεδο γείωσης ήταν ήδη αρκετά στενό και περαιτέρω μείωσή του δεν απέφερε ουσιαστική μεταβολή: στη συνέχεια μελετάται μόνο η επίδραση της αύξησης του  $W_{\text{gnd}}$ . Το πλάτος αυξήθηκε σταδιακά κατά μία διαφορική ποσότητα  $\Delta W_{\text{gnd}}$ , η οποία κυμάνθηκε στο εύρος  $0 \leq \Delta W_{\text{gnd}} \leq 27$  mm. Το PCB έγινε συμμετρικά πλατύτερο μεταβάλλοντας την έκτασή του κατά  $\Delta W_{\text{gnd}}/2$  εκατέρωθεν της μικροταινιακής τροφοδοσίας. Η συνολική μεταβολή του πλάτους ήταν  $33 \leq W_{\text{gnd}} \leq 61$  mm, ήτοι  $0.28\lambda \leq W_{\text{gnd}} \leq 0.51\lambda$  @ 2.5 GHz. Η διακύμανση αυτή αντιστοιχεί σε μεταβολή του συνολικού ηλεκτρικού μεγέθους του ακτινοβολητή στην περιοχή  $1.28 \leq ka \leq 1.72$  rad. Τα αποτελέσματα της μελέτης απεικονίζονται στο Σχήμα 6.17.

Προέκυψε ότι η απόκριση της K2 PIFA δείχνει μεγάλη ανοχή στις μεταβολές του  $W_{\text{gnd}}$ . Η κεραία δεν είναι τελείως αγνωστική του πλάτους του PCB, αλλά οι παρατηρούμενες μεταβολές της απόδοσής της είναι οπωσδήποτε μικρές. Το κλασματικό εύρος ζώνης έχει μια διακύμανση  $\pm 5\%$  γύρω από τη γραμμική μέση τιμή του ( $\text{FBW}_V = 0.210 \pm 0.015$ ), ώσπου τελικά μειώνεται στο 19% για τις μεγαλύτερες τιμές πλάτους. Η μέση συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας μεγιστοποιείται σε μέγεθος συντονισμού ( $ka \approx \pi/2$ ), αλλά η διακύμανση είναι μόλις δύο ποσοστιαίες μονάδες (78–80%). Η ολίσθηση της απόδοσης είναι μοιραία πιο έντονη στο κριτήριο ποιότητας: αφού τα μεγέθη  $\text{FBW}_V$  και  $\overline{n_{\text{total}}}$  είναι σχετικά σταθερά ενώ το ηλεκτρικό μέγεθος αυξάνεται μονότονα, το FOM υπέστη μονότονη συνολική μείωση ίση με 1.9 dB ( $+1.3 \rightarrow -0.6$  dB), η οποία ισοδυναμεί με μείωση κατά 35% σε γραμμικά μεγέθη. Εντούτοις, το βασικό συμπέρασμα παραμένει ότι οι αυλακωτές τυπωμένες IFAs είναι αναισθητές σε μεταβολές του πλάτους του PCB. Αυτό αποτελεί πλεονέκτημα, γιατί σημαίνει ότι η ίδια γεωμετρία μπορεί να μεταφερθεί σε κόμβο διαφορετικών διαστάσεων και να εξακολουθήσει να αποδίδει μια λειτουργική κεραία. Παρ' όλη την ανοχή στη μεταβολή του  $W_{\text{gnd}}$ , η συνολική απόκριση της κεραίας, όπως περιγράφεται από το FOM, είναι η καλύτερη δυνατή στην τιμή του πλάτους για την οποία η κεραία συντονίστηκε και προσαρμόστηκε εξαρχής.

Αντίθετα με το πλάτος του επιπέδου γείωσης, η παραμετρική μελέτη του μήκους απέδωσε πολύ μεγαλύτερες μεταβολές. Το πλάτος διατηρήθηκε σταθερό στην τιμή  $W_{\text{gnd,ini}} = 33$  mm, ενώ η μέγιστη τιμή μήκους ήταν  $L_{\text{gnd,max}} = 60$  mm =  $\lambda/2$ . Το ελάχιστο μήκος εξαρτήθηκε από τις επιδόσεις της κεραίας: η παράμετρος  $L_{\text{gnd}}$  μειώθηκε μέχρι το σημείο που η κεραία δεν

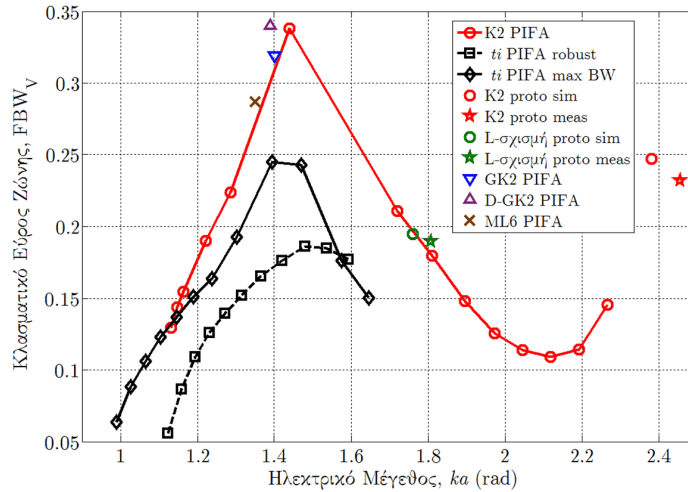


**Σχήμα 6.17:** Αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του πλάτους του GNDP: διακύμανση των μεγεθών  $FBW_V$ ,  $\bar{n}_{total}$  και FOM συναρτήσει του συνολικού ηλεκτρικού μεγέθους του ακτινοβολητή. Όλα τα μεγέθη είναι καθαροί αριθμοί και δίνονται σε *decibel*.

μπορούσε να αποδώσει πλέον σε αποδεκτά επίπεδα. Ελάχιστη αποδεκτή απόδοση θεωρήθηκε το λειτουργικό εύρος ζώνης  $BW_V = 0.1$  GHz ( $FBW_V = 4\%$ ). Όπως αποδείχθηκε, το ελάχιστο αποδεκτό μήκος ήταν  $L_{gnd,min} = 10$  mm =  $\lambda/12$  @ 2.5 GHz. Επομένως, η συνολική μεταβολή του μήκους ήταν  $10 \leq L_{gnd} \leq 60$  mm, ή ισοδύναμα  $\lambda/12 \leq L_{gnd} \leq \lambda/2$ , και αντιστοιχεί σε μεταβολή του συνολικού ηλεκτρικού μεγέθους ίση με  $1.13 \leq ka \leq 2.27$  rad.

Τα αποτελέσματα της μελέτης απεικονίζονται στα Σχήματα 6.18–6.20. Καταρχάς, σε κάθε Σχήμα έχουν ενσωματωθεί δύο επιπλέον καμπύλες. Αυτές αφορούν στη σύγκριση ανάμεσα στην K2 PIFA και την κεραία αναφοράς [321]. Η τελευταία αναφέρεται στα Σχήματα ως ‘*ti* PIFA’. Η μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης στην εμπορική PIFA περιελάμβανε δύο σενάρια εργασίας. Σε κάθε σενάριο οι διαστάσεις του κεραιοστοιχείου παρέμειναν σταθερές στις τιμές που έδωσε ο Andersen [321], αλλά το μέγεθος του GNDP μεταβλήθηκε:

1. Στόχος του πρώτου σεναρίου ήταν η δημιουργία μιας στιβαρής κεραίας, δηλαδή μιας κεραίας με μεγάλη ανθεκτικότητα στον αποσυντονισμό. Για τον σκοπό αυτό, οι διαστάσεις του GNDP ρυθμίστηκαν έτσι ώστε να προκύψει ένας ακτινοβολητής αυτοσυντονισμένος και αυτο-προσαρμοσμένος στα 50 Ω. Αποδείχθηκε τότε ότι αυτή η στιβαρότητα προερχόταν από το πλάτος του GNDP. Οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης της *ti* PIFA ήταν  $L_{gnd} \times W_{gnd} = \{20 \dots 40\}$  mm  $\times$  38 mm. Η ελάχιστη τιμή του  $L_{gnd}$  ήταν εξαρτώμενη από την ελάχιστη αποδεκτή στάθμη του  $BW_V$ .
2. Στόχος του δεύτερου σεναρίου ήταν η δημιουργία μιας κεραίας που θα πετύχαινε το μέγιστο δυνατό  $BW_V$ , δηλαδή μιας σχεδίασης με έμφαση στις επιδόσεις. Για το σκοπό αυτό, το GNDP της *ti* PIFA διαμορφώθηκε έτσι ώστε να προκύψει ένας ακτινοβολητής ασυντόνιστος και απροσαρμοστος: η  $Z_{in}(j\omega)$  εισήλθε σε μια περιοχή όπου το εύρος ζώνης αυξάνεται σημαντικά σε βάρος της στιβαρότητας. Οι διαστάσεις του επιπέδου γείωσης ήταν  $L_{gnd} \times W_{gnd} = \{18 \dots 40\}$  mm  $\times$  28 mm. Η ελάχιστη τιμή του  $L_{gnd}$  ήταν και εδώ εξαρτώμενη από την ελάχιστη αποδεκτή στάθμη του  $BW_V$ .



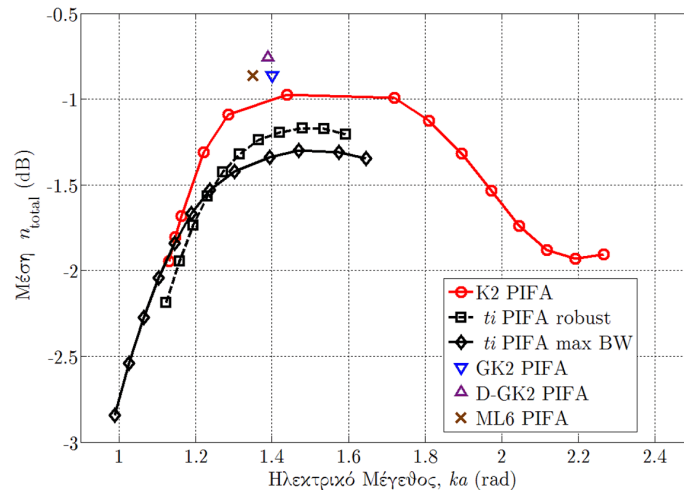
**Σχήμα 6.18:** Αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του μήκους του GNDP (μέρος 1ο): μεταβολή του κλασματικού εύρους ζώνης για αυξανόμενο συνολικό ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολητή.

Τα αποτελέσματα αποκαλύπτουν με ανάγλυφο τρόπο την επίδραση της μεταβολής του μήκους  $L_{\text{gnd}}$ . Τα κανονικοποιημένα μεγέθη έχουν υπολογιστεί στην εκάστοτε κεντρική συχνότητα που προκύπτει για κάθε διαφορετικό GNDP. Καθώς αυξάνεται η παράμετρος  $L_{\text{gnd}}$ , αν η  $f_c$  παραμένει περίπου σταθερή, τότε αυξάνεται μονότονα και το ηλεκτρικό μέγεθος του συνολικού ακτινοβολητή. Από τα Σχήματα 6.18–6.20 φαίνεται ότι *μεγαλύτερη* δε σημαίνει απαραίτητα και *καλύτερη* κεραία. Το εύρος ζώνης μεγιστοποιείται για  $ka = 1.44$  rad, δηλαδή όταν  $L_{\text{gnd}} = 24$  mm. Σε αυτό το μέγεθος, το κλασματικό εύρος ζώνης άγγιξε το  $\text{FBW}_V = 35\%$ , γεγονός που συνιστά αύξηση κατά 60% σε σχέση με το  $\text{FBW}_V$  του ονομαστικού GNDP. Στο κάτω άκρο των τιμών του μήκους, το εύρος ζώνης μειώνεται σχεδόν στο μισό για  $L_{\text{gnd}} = 10$  mm. Κάτω από αυτό το όριο, η K2 PIFA αποσυντονίστηκε τόσο ώστε να μην αποδίδει λειτουργικό εύρος ζώνης. Πάνω από το βέλτιστο μήκος, το εύρος ζώνης μειώνεται ξανά μέχρις ότου ελαχιστοποιηθεί για  $L_{\text{gnd}} = 52$  mm. Αν και λείπει ο ικανός όγκος δεδομένων για να επιβεβαιώσει μια τέτοια συμπεριφορά, εντούτοις φαίνεται ότι η περιοδικότητα των 40 mm που ανέφεραν οι Curto *et al.* [161] εμφανίζεται και στην παρούσα μελέτη.

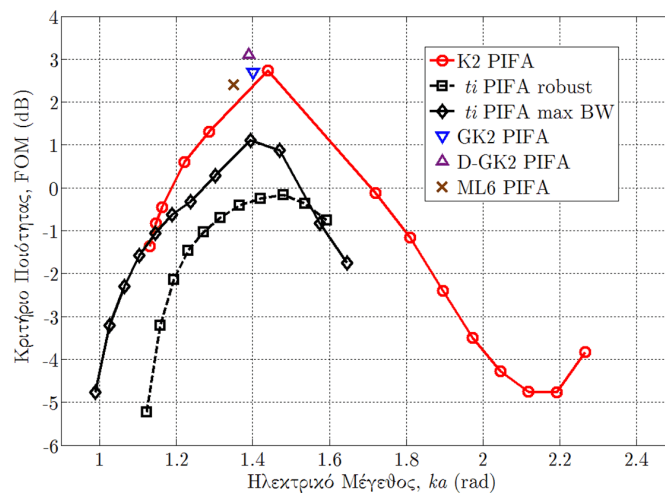
Η μέση συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας παραμένει υψηλή στην ηλεκτρική περιοχή  $1.28 \leq ka \leq 1.81$  rad που αντιστοιχεί σε  $20 \leq L_{\text{gnd}} \leq 36$  mm. Έξω από αυτή τη ζώνη σχηματίζονται δύο ‘απαγορευμένες’ περιοχές στις οποίες η αποδοτικότητα μειώνεται απότομα κάτω από το 75% λόγω αποσυντονισμού της κεραίας και αυξημένων απωλειών προσαρμογής.

Η βελτίωση του εύρους ζώνης αποφέρει αύξηση του κριτηρίου ποιότητας κατά 1.4 dB για μέγεθος  $ka = 1.44$  rad: αυτό αποτελεί αύξηση κατά 38% σε γραμμικά μεγέθη σε σχέση με το ονομαστικό μήκος του GNDP. Στα μικρά μήκη το FOM μειώνεται στην τιμή  $-1.4$  dB, υποχωρώντας κατά 4 dB από τη μέγιστη τιμή του ( $-60\%$  γραμμική μεταβολή). Στα μεγάλα μήκη η κατάσταση γίνεται ακόμα χειρότερη: το FOM υποχωρεί στην τιμή  $-4.8$  dB και απέχει 7.5 dB από τη μέγιστη τιμή ( $-82\%$  γραμμική μεταβολή).

Συγκρίνοντας τις ιδιότητες της K2 PIFA με εκείνες της *ti* PIFA, παρατηρούμε αρχικά ότι οι επιδόσεις τους μεγιστοποιούνται σε παρόμοιες τιμές ηλεκτρικού μεγέθους. Η K2 PIFA



Σχήμα 6.19: Αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του μήκους του  $GNDP$  (μέρος 2ο): μεταβολή της μέσης συνολικής αποδοτικότητας για αυξανόμενο συνολικό μέγεθος του ακτινοβολητή.



Σχήμα 6.20: Αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του μήκους του  $GNDP$  (μέρος 3ο): μεταβολή του κριτηρίου ποιότητας για αυξανόμενο συνολικό ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολητή.

εμφανίζει 39% μεγαλύτερο  $FBW_V$  σε σχέση με τη “max BW”  $ti$  PIFA και 79% μεγαλύτερο σε σχέση με τη στιβαρή έκδοση της  $ti$  PIFA. Η διάταξη K2 είναι επίσης ανώτερη σε μέση συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας, αλλά η διαφορά είναι 4 ποσοστιαίες μονάδες. Τέλος, η K2 PIFA συγκέντρωσε υψηλότερο κριτήριο ποιότητας και από τις δύο εκδόσεις της  $ti$  PIFA: ξεπέρασε την “max BW” έκδοση κατά 1.6 dB (45% σε γραμμικά μεγέθη), και τη στιβαρή έκδοση κατά 2.9 dB (95% σε γραμμικά μεγέθη). Μια ενδιαφέρουσα ιδιότητα της “max BW”  $ti$  PIFA είναι ότι κατόρθωσε να ξεπεράσει το όριο των ηλεκτρικά μικρών κεραιών για  $L_{gnd} = 18$  mm, έστω και με μειωμένη απόδοση:  $FBW_V = 6\%$ ,  $\overline{n_{total}} = 0.52 = -2.8$  dB και  $FOM = -4.8$  dB.

Συνοψίζοντας τα αποτελέσματα, αντίθετα με τη μεταβολή του  $W_{gnd}$ , η μεταβολή του  $L_{gnd}$  έχει ουσιαστική επίδραση στις ηλεκτρικές επιδόσεις. Το υπερβολικά βραχύ ή μακρύ επίπεδο γείωσης αποσυντονίζει την κεραία και προκαλεί ραγδαία μείωση της μέσης συνολικής αποδο-

τικότητας. Η καλύτερη συνολική απόδοση επιτυγχάνεται στο βέλτιστο μέγεθος γείωσης

$$L_{\text{gnd}}^{\text{opt}} \times W_{\text{gnd}}^{\text{opt}} = 24 \text{ mm} \times 33 \text{ mm} = 0.20\lambda \times 0.28\lambda @ 2.5 \text{ GHz.} \quad (6.11)$$

Κατά συνέπεια, προέκυψε ότι οι αντιδραστικά φορτισμένες PIFAs αποκρίνονται σαν δίπολα συντονιζόμενου μεγέθους, αφού οι καλύτερες επιδόσεις παρατηρήθηκαν για μέγεθος  $(ka)_{\text{opt}} = 1.44 \lesssim \pi/2 \text{ rad}$ . Ακόμα και για γείωση μήκους 10 mm η K2 PIFA δεν πέτυχε ηλεκτρικό μέγεθος μικρότερο από το όριο Wheeler. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με μερική επανασχεδίαση του κεραιοστοιχείου με βάση τον οδηγό σχεδίασης της §6.1.4.5 και περαιτέρω μείωση του μήκους  $L_{\text{gnd}}$ . Παρ' όλα αυτά, τα αποτελέσματα έδειξαν ότι η διαθεσιμότητα μεγάλου επιπέδου γείωσης δεν παρέχει ούτε καλύτερη απόδοση, ούτε ευσταθή ηλεκτρική συμπεριφορά.

Τα κυριότερα ευρήματα της μελέτης δείχνουν κάποιες ομοιότητες, αλλά κυρίως διαφορές, με αντίστοιχες προγενέστερες μελέτες. Συγκρίνοντας τα ευρήματα με εκείνα των [154, 317], υπολογίστηκε εδώ ότι μια κεραία όπως η K2 PIFA μπορεί να πετύχει  $\text{FBW}_V = 8\%$  κατοπτριζόμενη σε GNDP πολύ μικρότερο από  $0.8\lambda \times 0.8\lambda$ . Το ίδιο ισχύει και για την ακτινοβολία: υπολογίστηκε κέρδος κεραίας περίπου ίσο με 3 dBi για μέγεθος επιπέδου γείωσης πολύ μικρότερο από  $\lambda/2 \times \lambda/2$ . Η καλύτερη απόδοση των αυλακωτών PIFAs οφείλεται κατά ένα μέρος στην αντιδραστική φόρτιση, και κατά ένα άλλο μέρος στο γεγονός ότι στις [154, 317] εξετάστηκαν επίπεδες IFAs τοποθετημένες στο κέντρο ενός ηλεκτρικά μεγάλου GNDP.

Η K2 PIFA πέτυχε μεγιστοποίηση του κριτηρίου ποιότητας στο ηλεκτρικό μέγεθος που μεγιστοποιείται και το εύρος ζώνης. Οι Urban & Peixeiro [318] μελέτησαν επίπεδες IFAs τοποθετημένες στην άκρη του GNDP και επεδίωξαν μεγιστοποίηση του  $\text{BW}_V$ : την πέτυχαν με επίπεδο γείωσης διαστάσεων  $0.40\lambda \times 0.27\lambda$ . Το βέλτιστο πλάτος επαληθεύει την τιμή πλάτους που υπολογίστηκε εδώ. Όμως, η τεχνική της αντιδραστικής φόρτισης πετυχαίνει τη μεγιστοποίηση του  $\text{BW}_V$  με το ήμισυ του ηλεκτρικού μήκους της [318]. Τέλος, τα ευρήματα της παρούσας μελέτης βρίσκονται σε έντονη αντίθεση με τα αποτελέσματα που παρουσίασε η [319], στην οποία προτάθηκε ότι για ευσταθή απόδοση της κεραίας απαιτούνται μήκος επιπέδου γείωσης  $L_{\text{gnd}} = 0.6\lambda$  και πλάτος στην περιοχή τιμών  $1.1\lambda \leq W_{\text{gnd}} \leq 1.5\lambda$ .

### 6.1.7 Αποτελέσματα Μετρήσεων

Τα αποτελέσματα από τις μετρήσεις της πρωτότυπης βασικής PIFA με φόρτιση L-σχιμής παρουσιάστηκαν στην §6.1.2. Σε αυτήν την τελευταία ενότητα παρουσιάζονται τα μετρητικά αποτελέσματα που απέδωσε η πρωτότυπη K2 PIFA που φαίνεται στο Σχήμα 6.21α'. Περιγράφεται επίσης η μετρητική διάταξη, και επεξηγούνται οι αποκλίσεις μεταξύ αριθμητικών και πειραματικών αποτελεσμάτων.

#### 6.1.7.1 Εισαγωγικές Παρατηρήσεις

Οι συμπαγείς κεραίες εμφανίζουν τεχνικές δυσκολίες κατά το μετρητικό χαρακτηρισμό τους, επειδή δεν είναι αμιγώς ούτε συμμετρικές, ούτε αντισυμμετρικές δομές, λόγω των πεπερα-

σμένων διαστάσεων του επιπέδου γείωσης. Συνεπώς, όταν μια τέτοια κεραία συνδέεται μέσω ομοαξονικού καλωδίου με το μετρητικό σύστημα, τότε ένα υψίσυχνο ρεύμα ρέει στην εξωτερική πλευρά του εξωτερικού αγωγού του κυματοηηγού, προκαλώντας ανεπιθύμητη, παρασιτική ακτινοβολία [137, 138, 323–325]. Στην πραγματικότητα, η παρασιτική ακτινοβολία μπορεί να γίνει τόσο έντονη, ώστε να καλύψει τελείως τα χαρακτηριστικά της κεραίας υπό μέτρηση (AUT).

Οι μετρήσεις της εμπέδησης εισόδου επηρεάζονται επίσης, καθώς η μέτρηση αποδίδει την εμπέδηση του συνολικού ακτινοβολητή που προκύπτει από την AUT και το συντονιζόμενο τμήμα του καλωδίου: το καλώδιο συζεύγνυται με τα ρεύματα της κεραίας και λόγω της κοντινής απόστασης, οπότε είναι πιθανό να επηρεάσει την προσαρμογή της κεραίας [326]. Επιπρόσθετα, η μετάβαση από ομοαξονική γραμμή μεταφοράς σε μικροταινία γίνεται με τον ευθύγραμμο, ακροπυροδοτικό συνδετήρα SMA. Αυτή η διάταξη τροφοδοσίας εισάγει ανεπιθύμητα παρασιτικά στοιχεία στο κύκλωμα της κεραίας, τα οποία επηρεάζουν τη χαρακτηριστική εμπέδηση της μικροταινίας [97].

Υπάρχουν και διάφοροι άλλοι παράγοντες που αλληλεπιδρούν με τις μετρήσεις: η ανθρώπινη παρουσία, η συσκευασία της διάταξης, καθώς και μεταλλικά ή διηλεκτρικά αντικείμενα που βρίσκονται είτε στο κοντινό πεδίο της AUT, είτε σε απόσταση μερικών μηκών κύματος. Έτσι, θα μπορούσε κάλλιστα να ισχυριστεί κανείς ότι είναι σχεδόν αδύνατος ο ακριβής σχεδιασμός μιας σύγχρονης, συμπαγούς κεραίας όταν υπάρχουν τόσοι παράγοντες αλλοίωσης. Σε ό,τι αφορά στα δίκτυα αισθητήρων, η ανθρώπινη παρουσία αποφεύγεται σε πραγματικές συνθήκες, αφού οι αισθητήρες λειτουργούν ανεπίβλεπτα. Η πραγματική ηλεκτρική συμπεριφορά της κεραίας του κόμβου επηρεάζεται από τη συσκευασία και άλλα αντικείμενα στο άμεσο περιβάλλον της. Ένας σημαντικός παράγοντας αλλοίωσης της απόκρισης, κρυμμένος μέσα στη συσκευασία, είναι η μπαταρία. Οι μικρο-αισθητήρες φέρουν κομψόσχημες ή αλκαλικές μπαταρίες μέσα σε πλαστικούς υποδοχείς. Έτσι, η μπαταρία είναι ένας μεταλλικός σχεδιαστής που μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερος σε μέγεθος από το κεραιοστοιχείο και το επίπεδο γείωσης. Η εισαγωγή ενός απλού υπο-μοντέλου της μπαταρίας στο H/M μοντέλο της κεραιοδιάταξης θα βοηθούσε ώστε η αριθμητικά προβλεπόμενη απόκριση να προσεγγίζει πολύ καλύτερα την πραγματική.

Η πρωτότυπη βασική PIFA L-σχισμής και η αντίστοιχη K2 PIFA δεν είναι ακριβώς μονόπολα, ιδίως η πρώτη: ο διπολικός ρυθμός υπάρχει και στις δύο, και προκαλεί παρασιτικά ρεύματα στο καλώδιο τροφοδοσίας. Έχοντας εστιάσει στα χαρακτηριστικά της εμπέδησης εισόδου, θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν δακτύλιοι φερρίτη γύρω από το αρχικό τμήμα του καλωδίου, ώστε να καταναλωθούν πάνω τους τα παρασιτικά ρεύματα.<sup>4</sup> Οι μετασχηματιστές bazooka BALUNs είναι διατάξεις στενής ζώνης, οπότε η χρήση τους θα απαιτούσε την κατασκευή 2–3 μετασχηματιστών, διαδοχικών στη συχνότητα. Η αναγκαιότητα της χρήσης τους είναι σχετικά μικρή, ιδίως για πρωτότυπη K2 PIFA που έχει αρκούντως ευμεγέθες επίπεδο γείωσης. Αντίθετα με τις παραπάνω δύο λύσεις, επιλέχθηκε να μεταφερθεί το βάρος του ακριβούς χαρακτηρισμού στο υπολογιστικό μοντέλο, εφαρμόζοντας την τεχνική της

<sup>4</sup>Σε μετρήσεις διαγράμματος ή αποδοτικότητας ακτινοβολίας οι φερρίτες είναι προβληματική επιλογή, επειδή μπορεί να οδηγήσουν σε τεχνητά μικρότερα κέρδη και αποδοτικότητες.

μοντελοποίησης σπουδαιότητας, ΜΣ (*importance modelling*): όλα τα ηλεκτρικώς σημαντικά αντικείμενα που συναποτελούν την AUT συμπεριλαμβάνονται στο μοντέλο, και μόνον αυτά. Απλοποιημένα, αλλά επ' ουδενί απλοϊκά, υπο-μοντέλα επιτρέπονται, προκειμένου να βελτιωθεί η ταχύτητα εκτέλεσης της προσομοίωσης [94] (βλ. τη συζήτηση για το υπο-μοντέλο του συνδετήρα SMA στην §6.1.3). Για παράδειγμα, οι δύο νίαις που τοποθετούνται δίπλα στις έδρες συγκόλλησης του συνδετήρα SMA στο Σχήμα 6.21α' δεν προσφέρουν τίποτα σε επίπεδο προσομοίωσης, οπότε παραλήφθηκαν από το H/M μοντέλο. Από την άλλη, εισάγοντας το υπο-μοντέλο του συνδετήρα SMA συμπεριλήφθηκε ένα μικρό τμήμα της πραγματικής διάταξης διέγερσης που σχηματίζεται από το καλώδιο και τον συνδετήρα. Το τμήμα αυτό έχει ηλεκτρικό μήκος  $42^\circ$  ( $0.117\lambda_g$ ) @ 2.5 GHz. Κατά τη διάρκεια των μετρήσεων, το ομοαξονικό καλώδιο κάμφθηκε κοντά στο συνδετήρα ώστε να είναι κάθετο στο επίπεδο του PCB, και με αυτόν τον τρόπο να μειωθεί στο ελάχιστο η σύζευξη μεταξύ των δύο. Επομένως, η μοντελοποίηση σπουδαιότητας αναπαράγει μέχρι ενός σημείου τα παρασιτικά φαινόμενα που εμφανίζονται μεταξύ διέγερσης και διάταξης (PCB και κεραιοστοιχείο). Έτσι, τα ανεπιθύμητα φαινόμενα 'απορροφώνται' από το μοντέλο, και η προσοχή του σχεδιαστή στρέφεται αποκλειστικά στην απόκριση του ακτινοβολητή, και όχι σε άγνωστες αλλοιώσεις που προκαλούνται από τη διέγερση της μικροκυματικής δομής.

#### 6.1.7.2 Κεραία υπό Μέτρηση και Μετρητική Διάταξη

Τυπωμένη IFA φορτισμένη αντιδραστικά από σχισμή Koch  $i = 2$  κατασκευάστηκε και μετρήθηκε σε πλήρως ανηχικό θάλαμο (FAC). Η κεραία στάλθηκε για εκτύπωση σε αρχικό στάδιο της σχεδίασης για να επικυρώσει την προτεινόμενη τεχνική, με αποτέλεσμα οι τιμές των παραμέτρων να διαφέρουν από τις τελικές. Σε σχέση με τον Πίνακα 6.3 οι διαφορές έχουν ως εξής:  $L_{PIFA} = 24.2$  mm,  $L_{slot} = 22.5$  mm,  $d_{fs} = 5.3$  mm,  $W_{short} = 1.1$  mm,  $W_{feed} = 0.9$  mm,  $L_{gnd} = 60$  mm και  $W_{gnd} = 40$  mm. Η πρωτότυπη K2 PIFA του Σχήματος 6.21α' διαθέτει αρκετά μεγαλύτερο επίπεδο γείωσης από την τελική σχεδίαση.

Η μέτρηση και των δύο πρωτότυπων κεραιών πραγματοποιήθηκε στον ανηχικό θάλαμο δοκιμών μακρινού πεδίου του Εργαστηρίου Ασύρματων Επικοινωνιών, Ινστιτούτο Πληροφορικής & Τηλεπικοινωνιών, ΕΚΕΦΕ 'Δημόκριτος'. Οι παράμετροι σκέδασης των AUTs καταγράφηκαν από διανυσματικό αναλυτή δικτύων Agilent E8358A (300 kHz–9 GHz, με εγκατεστημένες τις options 015 και 010). Ο VNA βαθμονομήθηκε στο εύρος 1–4 GHz. Ομοαξονικά καλώδια χαμηλών απωλειών χρησιμοποιήθηκαν κατά τη βαθμονόμηση και τη μέτρηση. Εντός του θαλάμου, οι κεραίες τοποθετήθηκαν σε τρίποδο ύψους 1.5 m, το οποίο καλύφθηκε με απορροφητικό υλικό για να περιοριστεί η σκέδαση.

#### 6.1.7.3 Αποτελέσματα Μετρήσεων και Συζήτηση επί αυτών

Οι επιδόσεις της PIFA με φόρτιση από K2-σχιμή αναλύονται στον Πίνακα 6.7 και απεικονίζονται στο Σχήμα 6.21β'. Τα αποτελέσματα αποδεικνύουν και σε αυτήν την περίπτωση ότι ο εκφυλισμός συντονισμού ανώτερης τάξης μπορεί να επιβληθεί σε μια ενδογενώς μονορυθμική κεραία μέσω κατάλληλης αντιδραστικής φόρτισης.

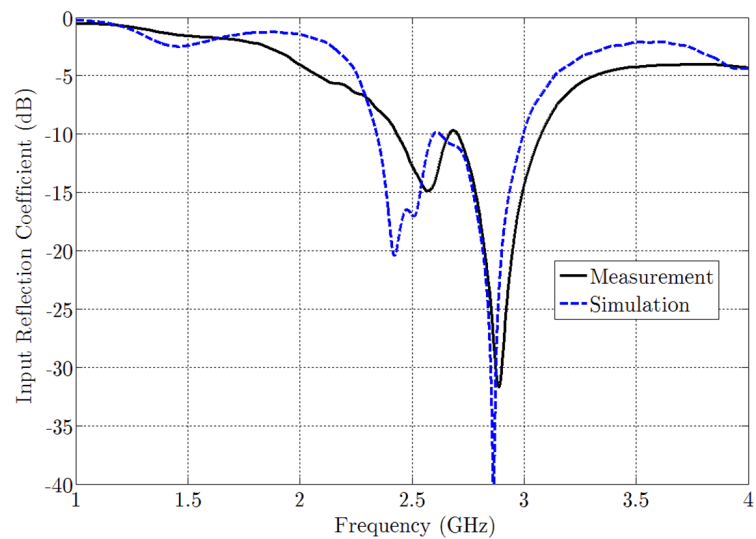


	ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ	ΜΕΤΡΗΣΗ
$f_{\min}$ (GHz)	2.345	2.439
$f_{\max}$ (GHz)	3.007	3.078
$BW_V$ (GHz)	0.662	0.641
$f_c$ (GHz)	2.676	2.759
$FBW_V$	0.247	0.232
$Q$	2.7	2.9
$a$ (mm)	42.5	42.5
$ka$ (rad)	2.38	2.46

**Πίνακας 6.7:** Αποτελέσματα που προέκυψαν από την εκτίμηση της εμπέδησης εισόδου της τυπωμένης IFA με φόρτιση από K2-σχισμή.



(α')



(β')

**Σχήμα 6.21:** (α') Πρωτότυπη διάταξη αντιδραστικά φορτισμένης PIFA με σχισμή 'K2'. Η σκιά στο πίσω μέρος είναι το επίπεδο γείωσης. Το PCB δεν καλύφθηκε με μάσκα συγκόλλησης για να αποφευχθεί παραμόρφωση της απόκρισης συχνότητας. (β') Συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της K2 PIFA, όπως προέκυψε από την προσομοίωση του H/M μοντέλου και από μετρήσεις επί του πρωτοτύπου.

Υπό τη στενή έννοια, το H/M μοντέλο και η μέτρηση δείχνουν ότι ο μετασχηματισμός της εμπέδησης δεν είναι αρκετός σε όλο το λειτουργικό εύρος ζώνης, με αποτέλεσμα να έχουμε  $|\Gamma_{in}| > -10$  dB στα αντίστοιχα τοπικά μέγιστα των 2.61 GHz και 2.70 GHz. Ο κατώτερος συντονισμός στα πειραματικά δεδομένα μετατοπίστηκε 115 MHz προς τα πάνω σε σχέση με το υπολογιστικό μοντέλο, άρα  $(\Delta f)_\ell = 4.7\%$ . Η αντίστοιχη διαφορά των ανώτερων συντονισμών είναι 22 MHz δηλαδή  $(\Delta f)_h = 0.7\%$ .

Η απόκλιση μεταξύ αριθμητικών και πειραματικών δεδομένων στα Σχήματα 6.2β' και 6.21β' οφείλεται σε δύο διαφορετικές 'πηγές σφαλμάτων'. Καταρχάς, ο κατασκευαστής του PCB χρησιμοποίησε υπόστρωμα FR4 με διαφορετικές ιδιότητες από εκείνο που μοντελοποιήθηκε. Οι ιδιότητες του υλικού (Bungard FR4 [327]) είναι  $\epsilon_r = 4.5$  και  $\tan \delta_e = 0.0150 @ 1$  GHz, και το ύψος του  $H_{\text{sub}} = 1.55 \pm 0.08$  mm. Οι τροποποιημένες ιδιότητες ελήφθησαν υπόψη στις προσομοιώσεις των Σχημάτων 6.2β' και 6.21β', οπότε αυτή η πηγή σφάλματος απαλοίφθηκε μερικώς. Ο παράγοντας που δεν απαλοίφθηκε και προκάλεσε απόκλιση ήταν η αδυναμία του



κατασκευαστή του υλικού να παρέχει ικανή ποσότητα πληροφορίας για τις διασκορπιστικές ιδιότητες. Η H/M μοντελοποίηση και προσομοίωση ακριβείας απαιτεί ακριβή μοντέλα Debye 1ης και 2ης τάξης για τη διασκορπιστικότητα του υλικού, αντί για μονοσυχνοτικά δεδομένα. Η διαδικασία παραγωγής του υλικού FR4 δεν παρέχει ομοιόμορφη κατανομή απωλειών και διηλεκτρικής επιτρεπτότητας σε όλη την επιφάνεια του PCB, προκαλώντας έτσι μια τυχαία ανακολουθία στην H/M μοντελοποίηση [97]. Η κατάσταση έγινε ακόμα χειρότερη όταν αργότερα διαπιστώθηκε ότι η τιμή της επιτρεπτότητας μειώνεται σημαντικά πάνω από το 1 GHz. Με βάση τις μετατοπίσεις των συντονισμών προς υψηλότερες συχνότητες στα Σχήματα 6.2β' και 6.21β', εκτιμήθηκε ότι η πραγματική διηλεκτρική επιτρεπτότητα στην περιοχή των 2.5 GHz βρίσκεται στο εύρος τιμών  $4.07 \leq \epsilon_r \leq 4.42$ , με αναμενόμενη τιμή την  $\epsilon_r = 4.2$ .

Η δεύτερη αιτία των παρατηρούμενων αποκλίσεων αφορά στο απλοποιημένο μοντέλο διέγερσης και στις ατέλειες της υλοποίησής του στα πρωτότυπα. Συγκεκριμένα, είναι γνωστό από τη βιβλιογραφία ότι, η μετάβαση από ομοαξονική γραμμή μεταφοράς σε μικροταινία με συγκόλληση συνδετήρα SMA στο PCB προκαλεί ασυνέπεια μεταξύ μοντέλου και μέτρησης λόγω των παρασιτικών στοιχείων που εισάγει στο κύκλωμα της μικροταινίας [96]. Τα παρασιτικά στοιχεία υπεισέρχονται πολύ εύκολα, αφού, για παράδειγμα, λίγη επιπλέον ποσότητα κόλλησης αρκεί. Επίσης, η μετάβαση από το ακριβές μοντέλο SMA με τους 4 βραχίονες στο απλοποιημένο με τους 2 βραχίονες μπορεί να προκαλέσει ελαφρώς διαφορετική ρευματική κατανομή στο επίπεδο γείωσης και στο σημείο τροφοδοσίας της κεραίας.

Παρά όλα αυτά, η πρωτότυπη K2 PIFA σημείωσε εύρος  $FBW_V = 23\%$  έχοντας ηλεκτρικό μέγεθος  $ka \gtrsim 2.4$  rad. Παρατηρώντας στο Σχήμα 6.18 τη διακύμανση του κλασματικού εύρους ζώνης με το ηλεκτρικό μέγεθος, βλέπουμε ότι οι τρεις καμπύλες πλαισιώνονται από επτά μεμονωμένα σημεία-ζεύγη ( $ka, FBW_V$ ). Τα δύο σημεία κόκκινου χρώματος αντιστοιχούν στην προσομοίωση και μέτρηση της πρωτότυπης K2 PIFA. Παρά το γεγονός ότι η πρωτότυπη κεραία είχε 21% πλατύτερο GNDP σε σχέση με την κεραία στη μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης, τα σημεία της ταιριάζουν αρκετά καλά με την προέκταση της αντίστοιχης καμπύλης για  $ka > 2.27$  rad. Αυτό είναι ένα ακόμη ενθαρρυντικό αποτέλεσμα, το οποίο μαρτυρά αφενός την εγκυρότητα της μεθόδου και αφετέρου την περιοδική διακύμανση του  $FBW_V$ . Τα δύο σημεία πράσινου χρώματος αντιστοιχούν στην προσομοίωση και μέτρηση της βασικής PIFA με φόρτιση από L-σχισμή. Η βασική κεραία είχε 41% πλατύτερο GNDP σε σχέση με την κεραία στη μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης και θεμελιωδώς διαφορετική γεωμετρία σχισμής. Κι όμως, τα σημεία της συμπίπτουν με την καμπύλη μεταβολής της K2 PIFA για  $ka \simeq 1.8$  rad. Τα υπόλοιπα σημεία αντιστοιχούν στις επιδόσεις των τριών επιπλέον σχισμών που παρατίθενται στον Πίνακα 6.6. Τα τρία αυτά σημεία έχουν συμπεριληφθεί και στα Σχήματα 6.19 και 6.20. Τα αποτελέσματα που παίρνουμε συνολικά από τα 4+3 σημεία αποτελούν σαφείς ενδείξεις δύο φαινομένων:

1. Η ικανότητα διεύρυνσης του εύρους ζώνης μιας αυλακωτής PIFA είναι ασθενώς εξαρτώμενη του σχήματος της σχισμής: υπό τις κατάλληλες συνθήκες, οι 4+1 σχισμές που μελετήθηκαν μπορούν να επιφέρουν περίπου ισοδύναμη αντιδραστική φόρτιση και εκφυλισμό του ρυθμού ανώτερης τάξης.

2. Το συνολικό ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολητή είναι ο καθοριστικός παράγοντας που διαμορφώνει την ηλεκτρική απόδοση, και όχι οι μεμονωμένες διαστάσεις του κεραιοστοιχείου και του επιπέδου γείωσης.

## 6.2 Διζωνικές Κεραίες Ανεστραμμένου-F με Επαγωγική Φόρτιση από Φράκταλ Σχισμές

Η τεχνική του εκφυλισμού ανώτερων ρυθμών ακτινοβολίας μέσω επαγωγικής φόρτισης της κεραίας με σχισμές εφαρμόζεται εξίσου και στην περίπτωση ζωνών συχνοτήτων που δεν είναι διαδοχικές: αυτό αποδείχθηκε εξαρχής για επίπεδες IFAs από τους Liu *et al.* [309] και Boyle [311], και για τυπωμένες IFAs από τους Angelopoulos *et al.* [300]. Έτσι, με βάση την εμπειρία που αποκτήθηκε από τη μελέτη των ιδιοτήτων των πολυρυθμικών, μονοζωνικών, τυπωμένων κεραίων της §6.1, επιχειρήθηκε η σχεδίαση τυπωμένων IFAs οι οποίες πρέπει να ικανοποιούν τέσσερις προδιαγραφές:

1. Να εμφανίζουν εύρος ζώνης τουλάχιστον ίσο με 100 MHz στην περιοχή των 2.5 GHz, ήτοι  $FBW_{vl} \geq 4\%$ .
2. Να εμφανίζουν εύρος ζώνης τουλάχιστον ίσο με 200 MHz στο κάτω άκρο της ζώνης 5–6 GHz. Ένα καλό παράδειγμα εφαρμογής είναι η ζώνη U-NII 5.15–5.35 GHz, η οποία έχει  $FBW_{vu} = 3.8\%$ .
3. Να πετυχαίνουν τις δύο προηγούμενες προδιαγραφές έχοντας ηλεκτρικό μέγεθος ίσο ή μικρότερο από αυτό του διπόλου  $\lambda/2$ ,  $(ka)_{\lambda/2} = \pi/2$  rad, στην κατώτερη ζώνη.
4. Να πετυχαίνουν και στις δύο ζώνες μέση συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας τουλάχιστον ίση με 80%, δηλαδή  $\bar{\eta}_{total} \geq -1$  dB.

Οι κεραίες αυτής της κατηγορίας δεν είναι επί του παρόντος χρήσιμες σε δίκτυα αισθητήρων, καθώς οι διζωνικά δίκτυα αισθητήρων δεν υφίστανται: ο δεύτερος ολοκληρωμένος πομποδέκτης που απαιτείται μαζί τα παρελκόμενα παθητικά στοιχεία του αποτελούν απαγορευτικούς παράγοντες πολυπλοκότητας, κόστους και ενεργειακής κατανάλωσης για έναν ασύρματο μικρο-αισθητήρα. Απαιτείται πρώτα να προχωρήσει η τεχνολογία των κυκλωμάτων VLSI μέχρι την ανάπτυξη διζωνικών ολοκληρωμένων πομποδεκτών. Αντίθετα, οι κεραίες αυτές μπορούν να βρουν ήδη εφαρμογή σε δρομολογητές ασύρματων τοπικών δικτύων (*WiFi routers*) και σε φορητούς υπολογιστές, όπου και μπορούν να εγκατασταθούν στην καλύπτρα του υπολογιστή πίσω από την οθόνη.

Σχεδιάστηκαν κεραίες επαγωγικά φορτισμένες από τέσσερις διαφορετικές προ-φράκταλ σχισμές, ενώ έγινε και διερεύνηση της επίδρασης του μεγέθους του επιπέδου γείωσης στις δύο ζώνες λειτουργίας. Η αντιδραστική φόρτιση που επέβαλλαν οι προ-φράκταλ σχισμές ξεπέρασε κατά πολύ τις προδιαγραφές που τέθηκαν καθώς και τα αντίστοιχα αποτελέσματα προγενέστερων εργασιών. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται συνοπτικά στις §§6.2.1–6.2.3.

ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΩΝ ΔΙΖΩΝΙΚΩΝ PIFAs		
	Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC–7 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Συνθήκη τερματισμού	Εξασθετικό προσαρμοστικό –40 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{\max}$	Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	$\lambda_{\min}/20$ PML 4 στρωμάτων
Ελάχιστη απόσταση από PML	Υπολογιστική πολυπλοκότητα (D-)(G)K2	$\lambda_{3\text{GHz}}/8$ $(370 \div 385) \times 10^3$ εξάεδρα
Υπολογιστική πολυπλοκότητα MK2		$495 \times 10^3$ εξάεδρα

Πίνακας 6.8: Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση των διζωνικών PIFAs.

### 6.2.1 Θέματα Σχεδίασης και Ηλεκτρομαγνητικής Μοντελοποίησης

Από τις τέσσερις κεραιές που σχεδιάστηκαν, οι πρώτες τρεις είναι επαγωγικά φορτισμένες με τις προ-φράκταλ σχισμές K2, GK2 και D-GK2 που μελετήθηκαν στην §6.1. Η τελευταία κεραιά φορτίζεται από τετραγωνική καμπύλη Koch δευτέρου είδους και δεύτερης επανάληψης. Η καμπύλη συμβολίζεται στο εξής ως ‘MK2’ και αναλύεται στην §6.2.2. Οι κεραιές σχεδιάστηκαν να λειτουργούν γύρω από τις συχνότητες  $f_{0l} = 2.5$  GHz και  $f_{0u} = 5.25$  GHz όπου τα αντίστοιχα μήκη κύματος είναι  $\lambda_{0l} = 120$  mm και  $\lambda_{0u} \simeq 57.1$  mm. Τα διστρωματικά PCB σχεδιάστηκαν πάνω στο μικροκυματικό υπόστρωμα Taconic TRF-45 το οποίο έχει ιδιότητες  $\epsilon_r = 4.38$  και  $\tan \delta_e = 0.0028$  @ 2.5 GHz, ύψος  $H_{\text{TRF}} = 1.63$  mm και επιχάλκωση 1 oz Cu και στις δύο όψεις [163]. Η υψηλότερη συχνότητα της ανώτερης ζώνης επιβάλλει τη χρήση ενός ποιοτικότερου υλικού το οποίο θα εμφανίζει χαμηλές απώλειες και ελεγχόμενη σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα. Το TRF-45 συνδυάζει χαμηλό κόστος και διαδικασία εκτύπωσης συμβατή με εκείνη του FR4. Στο ανώτερο στρώμα του PCB χαράσσεται η τυπωμένη κεραιά και η μικροταινία πλάτους  $W_{\text{strip}} = 3.1$  mm που την τροφοδοτεί, ενώ στο κατώτερο στρώμα βρίσκεται το κοινό επίπεδο γείωσης κεραιάς και μικροταινίας.

Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης που συνοψίζονται στον Πίνακα 6.8 εφαρμόστηκαν σε όλες τις μικροκυματικές δομές της παρούσας υποενότητας. Οι κεραιές σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α'. Σημειώνεται ότι λεπτομερέστερη διακριτοποίηση εφαρμόστηκε κατά το ύψος του υποστρώματος, ώστε να υπολογιστούν σωστά οι μεγάλες βαθμίδες του ηλεκτρικού πεδίου, και το ίδιο έγινε κατά μήκος και πλάτος της μικροταινίας, στην περιοχή του κύριου βραχίονα και στις εγκάρσιες διαστάσεις του ομοαξονικού συνδετήρα. Το πλέγμα ενισχύθηκε επίσης στην περιοχή των στελεχών τροφοδοσίας και βραχυκύκλωσης. Ο συμβιβασμός μεταξύ ταχύτητας εκτέλεσης και σφάλματος αποκοπής στον FFT ήταν ελαφρώς υπέρ της ταχύτητας. Οι κεραιές δεν είχαν τοπολογική συμμετρία, οπότε δεν ικανοποιούσαν τις απαραίτητες οριακές συνθήκες ηλεκτρικής και μαγνητικής ροής για την τοποθέτηση μαγνητικών ‘τοιχών’. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του μοντέλου MK2 ήταν 28–33% μεγαλύτερη από των υπόλοιπων μοντέλων λόγω της πιο λεπτομερούς δομής του.

Διάσταση	K2	GK2	D-GK2	MK2
$L_{\text{sub}} \times W_{\text{gnd}}$	$57 \times 37$	$54 \times 35.8$	$54 \times 36.2$	$60 \times 33.6$
$L_{\text{gnd}} \times W_{\text{gnd}}$	$40 \times 37$	$40 \times 35.8$	$40 \times 36.2$	$40 \times 33.6$
$L_{\text{PIFA}} \times (W_{\text{PIFA}} + L_{\text{fs}})$	$24.0 \times 7.7$	$23.3 \times 7.8$	$23.2 \times 7.6$	$21.2 \times 8.1$
$W_{\text{strip}}$	3.1	3.1	3.1	3.1
$d_{\text{fs}}$	2.5	2.1	2.2	1.5
$L_{\text{slot}}$	10.3	8.9	8.2	6.7
$L_{\text{PIFA}}$	24.0	23.3	23.2	21.2
$L_{\text{fs}}$	2.4	1.4	1.5	1.5
$W_{\text{slot}}$	0.5	0.5	0.6	0.3
$W_{\text{PIFA}}$	5.3	6.4	6.1	6.6
$W_{\text{short}}$	0.5	0.4	0.4	0.4
$W_{\text{feed}}$	1.0	1.1	0.6	0.9
$L_{\text{ind}}$	6.0	6.0	6.0	6.0
$W_{\text{ind}}$	1.7	1.9	2.3	1.9

**Πίνακας 6.9:** Οι τιμές των παραμέτρων που καθορίζουν τη σχεδίαση των 4 προτεινόμενων διζωνικών PIFAs. Όλες οι διαστάσεις είναι σε millimetre. Η 1η γραμμή επισημαίνει τις διαστάσεις του PCB, η 2η αυτές του GNDP και η 3η τις διαστάσεις του κεραιοστοιχείου.

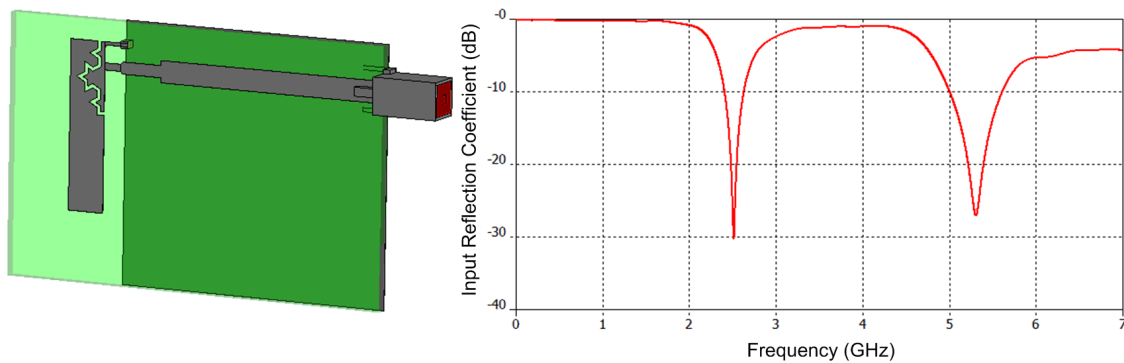
### 6.2.2 Προτεινόμενες Διατάξεις και Αριθμητικά Αποτελέσματα

Εφαρμόστηκε ο σχεδιαστικός αλγόριθμος της §6.1.4.5, ο οποίος τελικά οδήγησε στις διαστάσεις των κεραιών που παραθέτει ο Πίνακας 6.9. Σημειώνεται ότι η ονοματολογία των διαστάσεων των Σχημάτων 6.3 και 6.4 ισχύει και στην παρούσα υποενότητα. Ο Πίνακας 6.9 περιέχει στο τέλος δύο ακόμη σημαντικές διαστάσεις, τις  $L_{\text{ind}}$  και  $W_{\text{ind}}$ . Προκειμένου να επιτευχθεί καλά ζυγισμένη εμπέδηση εισόδου και στις δύο ζώνες λειτουργίας, υπήρξε η ανάγκη να αντισταθμιστεί το χωρητικό μέρος της εμπέδησης. Το  $X_{\text{in}}(j\omega)$  λάμβανε μεγάλες αρνητικές τιμές επειδή οι τιμές της παραμέτρου  $L_{\text{fs}}$  προέκυπταν μικρές λόγω της υψίσυχνης άνω ζώνης, οπότε το σώμα της PIFA πλησίαζε στο επίπεδο γείωσης. Έτσι, στο τελικό τμήμα της μικροτανιάς που τροφοδοτεί την κεραία, ένα μήκος της γραμμής μεταφοράς ίσο με  $L_{\text{ind}}$  στένεψε από το πλάτος  $W_{\text{strip}}$  στο νέο πλάτος  $W_{\text{ind}}$ . Το στενότερο στέλεχος εισάγει εν σειρά αυτεπαγωγή με την  $Z_{\text{in}}(j\omega)$  και αποτελεί το απλούστερο κύκλωμα προσαρμογής. Επισημαίνεται, επίσης, ότι η διαδικασία σχεδίασης επαλήθευσε τον αλγόριθμο βελτιστοποίησης της §6.1.4.5 αλλά με μία σημαντική διαφοροποίηση: εξαιρουμένων των παραμέτρων  $L_{\text{PIFA}}$  και  $L_{\text{slot}}$ , οι υπόλοιπες έξι παράμετροι επηρεάζουν την απόκριση στις δύο ζώνες λειτουργίας κατ' αντίθετο τρόπο. Για παράδειγμα, μεταβολή της  $d_{\text{fs}}$  που βελτιώνει τον συντονισμό και την προσαρμογή στην κάτω ζώνη καταστρέφει τα χαρακτηριστικά αυτά στην άνω ζώνη, και το αντίστροφο. Μοιραία, οι τιμές των παραμέτρων επιλέχθηκαν με αντισταθμιστική λογική. Τέλος, κατά τη διάρκεια των προσομοιώσεων χρειάστηκε να γίνεται αυτοματοποιημένος υπολογισμός του ηλεκτρικού μεγέθους των κεραιών, δηλαδή της ακτίνας της περιγεγραμμένης σφαίρας. Για τον σκοπό αυτό, εφαρμόστηκε η απλοποιημένη έκφραση

$$a = \frac{1}{2} \sqrt{W_{\text{strip}}^2 + (W_{\text{PIFA}} + L_{\text{fs}} + L_{\text{gnd}})^2}, \quad (6.12)$$

η οποία αποδίδει ελάχιστο μεγαλύτερο ηλεκτρικό μέγεθος από το πραγματικό. Η (6.12) εφαρμόστηκε και τους υπολογισμούς της §6.1.

Η πρώτη κεραία που σχεδιάστηκε είναι επαγωγικά φορτισμένη από προ-φράκταλ σχισμή Koch 2ης επανάληψης, η οποία περιγράφηκε στην §6.1.4.1. Το υπολογιστικό μοντέλο και το ευρυζωνικό μέτρο του συντελεστή ανάκλασης εισόδου απεικονίζονται στο Σχήμα 6.22. Οι διαστάσεις της, με πρώτη την  $L_{\text{slot}}$ , ρυθμίστηκαν ώστε να εμφανιστούν συντονισμοί στις επιθυμητές ζώνες. Η υψίσυχη άνω ζώνη οδήγησε σε σημαντικά μικρότερη σχισμή: η αναλογία των πλευρών του εξωτερικού περιγράμματος της K2-σχιμής παραμένει σταθερή κατά την αυξομείωση των διαστάσεων, συνεπώς η σχισμή έχει και σημαντικά μικρότερο ύψος, το οποίο επέτρεψε να σχεδιαστεί PIFA με αρκετά στενότερο κύριο βραχίονα. Η τροφοδοσία είναι έντονα έκκεντρη σε σχέση με τον διαμήκη άξονα συμμετρίας του PCB: η εφαρμογή της τεχνικής *offset feed* διευκολύνει περαιτέρω το συντονισμό και την προσαρμογή στις δύο ζώνες. Τα κυριότερα αριθμητικά αποτελέσματα της διζωνικής K2 παρατίθενται στον Πίνακα 6.10 (βλ. σελ. 241). Η κεραία ικανοποιεί και τις 4 προδιαγραφές που τέθηκαν, αλλά το κριτήριο ποιότητας παίρνει αρνητικές τιμές σε decibel. Στην κάτω ζώνη αυτό οφείλεται κυρίως στο μειωμένο εύρος ζώνης, ενώ στην άνω ζώνη οφείλεται στο αυξημένο ηλεκτρικό μέγεθος: στην περιοχή 5–6 GHz έχουμε πλέον μια ηλεκτρικά μεγάλη κεραία.



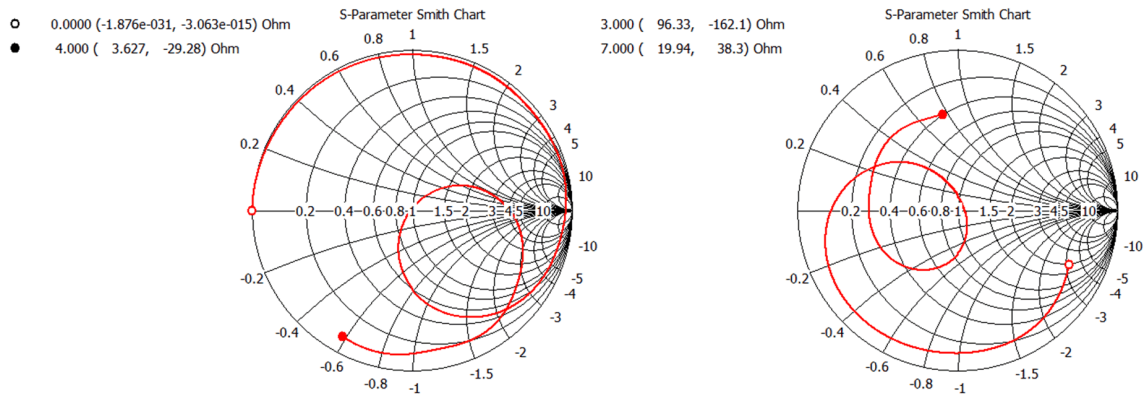
**Σχήμα 6.22:** Το υπολογιστικό μοντέλο της διζωνικής K2 PIFA σε προοπτική και το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδό της στο εύρος DC–7 GHz.

Οι χάρτες Smith του Σχήματος 6.23 προέκυψαν έχοντας τοποθετήσει το επίπεδο αναφοράς φάσης των παραμέτρων σκέδασης στην αρχή του συνδετήρα SMA. Δείχνουν ότι οι συμβιβαστικές διαστάσεις που επιλέχθηκαν για την κεραία παράγουν απόκριση συχνότητας που είναι καλώς εξισορροπημένη μεταξύ επαγωγικής και χωρητικής συμπεριφοράς. Επιπλέον, στην κάτω ζώνη η αντίσταση εισόδου είναι κατανομημένη εξίσου εκατέρωθεν των 50 Ω, ενώ στην άνω ζώνη έχουμε ως επί το πλείστον  $R_{\text{in}} < 50 \Omega$ .

Οι ρευματικές κατανομές του Σχήματος 6.24 απεικονίζουν ταυτόχρονα μέγιστα της πυκνότητας ρεύματος σε κάθε σημείο πάνω στο PCB. Οι SCDs δείχνουν ότι: (α') στην κάτω ζώνη ακτινοβολεί πρακτικά όλο το μήκος του κύριου βραχίονα, ενώ σχηματίζεται και ισομήκης ασύμμετρο είδωλο της κεραίας στο επίπεδο γείωσης, και (β') στην άνω ζώνη ο κύριος βραχίονας ακτινοβολεί κυρίως κατά μήκος της K2-σχιμής, ενώ στο επίπεδο γείωσης σχηματίζεται ασυνεχές είδωλο με μεγαλύτερο συνολικό μήκος. Και στις δύο ζώνες, τα ρεύματα επιστροφής είναι ισχυρά κατά μήκος των 4 πλευρών του GNDDP.

Η δεύτερη κεραία φορτίστηκε επαγωγικά από προ-φράκταλ γενικευμένη Koch σχισμή 2ης

## Κεφάλαιο 6. Ευρυζωνικές, Διζωνικές και Σύμμορφες PIFAs



**Σχήμα 6.23:** Χάρτης Smith του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης της διζωνικής K2 PIFA στις επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων DC-4 GHz και 3-7 GHz.

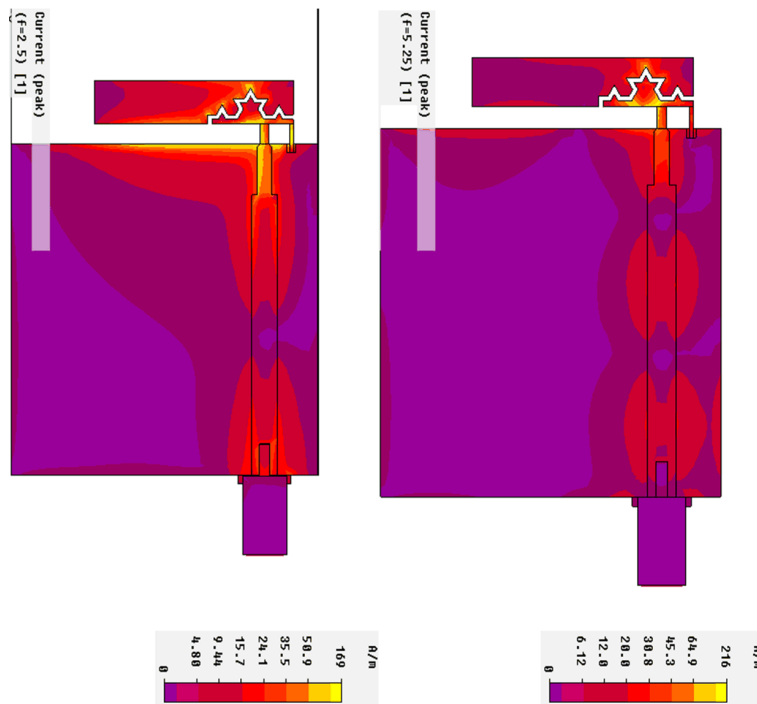
επανάληψης, η οποία περιγράφηκε στην §6.1.4.1. Το υπολογιστικό μοντέλο και το ευρυζωνικό μέτρο του συντελεστή ανάκλασης εισόδου απεικονίζονται στο Σχήμα 6.25. Η κεραία συντονίζει στις συχνότητες 2.5 GHz, 5.14 GHz και 5.71 GHz. Αυτό σημαίνει ότι με απλή μεταβολή της γεωμετρίας της σχισμής η αντιδραστική φόρτιση παράγει και δεύτερο ελάχιστο του συντελεστή ανάκλασης στη ζώνη 5-6 GHz, με αποτέλεσμα η ζώνη να καλύπτεται από το κριτήριο του VSWR σχεδόν σε όλη την έκτασή της. Τα κυριότερα αριθμητικά αποτελέσματα της διζωνικής K2 παρατίθενται στον Πίνακα 6.10 (βλ. σελ. 241).

Οι χάρτες Smith του Σχήματος 6.26 δείχνουν ότι οι συμβιβαστικές διαστάσεις που επιλέχθηκαν για την κεραία παράγουν απόκριση συχνότητας που είναι καλώς εξισορροπημένη μεταξύ επαγωγικής και χωρητικής συμπεριφοράς. Επιπλέον, στην κάτω ζώνη η αντίσταση εισόδου είναι κατανομημένη εξίσου εκατέρωθεν των 50 Ω, ενώ στην άνω ζώνη έχουμε  $R_{in} < 50 \Omega$ . Τέλος, το  $\min\{S_{11}\}$  @ 5.71 GHz δεν είναι επιπλέον συντονισμός υπό τη στενή έννοια, αλλά οφείλεται στο μικρό βρόχο που εμφανίζει η καμπύλη.

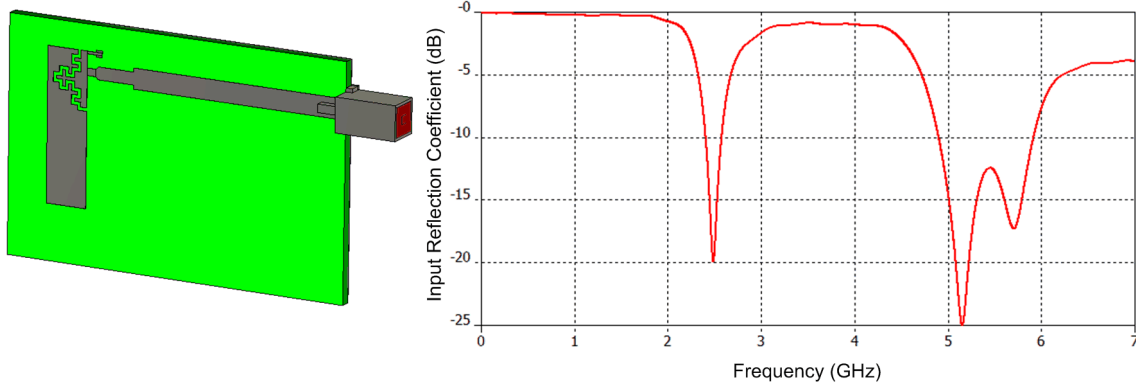
Οι ρευματικές κατανομές του Σχήματος 6.27 απεικονίζουν ταυτόχρονα μέγιστα της πυκνότητας ρεύματος σε κάθε σημείο πάνω στο PCB. Για την κάτω ζώνη ισχύουν οι ίδιες παρατηρήσεις με την K2 PIFA. Στα 5.14 GHz ο κύριος βραχίονας ακτινοβολεί κυρίως κατά μήκος της GK2-σχισμής, ενώ στο GNDDP σχηματίζεται ασυνεχές είδωλο με μεγαλύτερο συνολικό μήκος. Στα 5.71 GHz ο κύριος βραχίονας ακτινοβολεί πιο ομοιόμορφα και όχι εστιασμένα στη σχισμή, ενώ στο GNDDP σχηματίζεται εντονότερο είδωλο μακριά από τη σχισμή.

Η τρίτη κεραία φορτίστηκε επαγωγικά από δυαδική γενικευμένη Koch σχισμή 2ης επανάληψης, η οποία περιγράφηκε στην §6.1.4.1. Η συγκεκριμένη εκδοχή του Koch προ-φράκταλ σχήματος εμφανίζει μικρότερη διακύμανση του σημειακού ύψους, κι έτσι απέδωσε κεραία με ελαφρώς στενότερο κύριο βραχίονα. Το υπολογιστικό μοντέλο και το ευρυζωνικό μέτρο του συντελεστή ανάκλασης εισόδου απεικονίζονται στο Σχήμα 6.28. Η κεραία συντονίζει στις συχνότητες 2.5 GHz, 5.11 GHz και 5.77 GHz, δηλαδή η δυαδική γενικευμένη Koch σχισμή διατηρεί το δεύτερο ελάχιστο του συντελεστή ανάκλασης στη ζώνη 5-6 GHz. Τα κυριότερα αριθμητικά αποτελέσματα της διζωνικής K2 παρατίθενται στον Πίνακα 6.10 (βλ. σελ. 241).

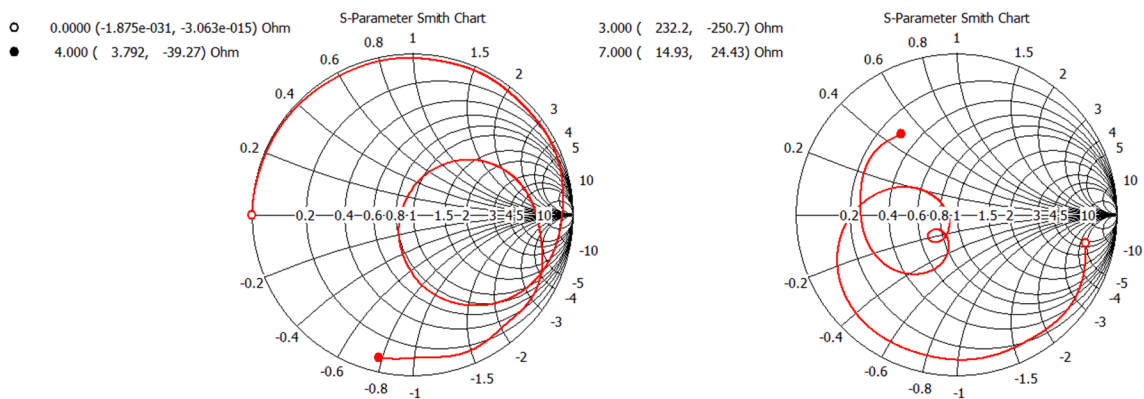
Οι χάρτες Smith του Σχήματος 6.29 δείχνουν ότι οι συμβιβαστικές διαστάσεις που επι-



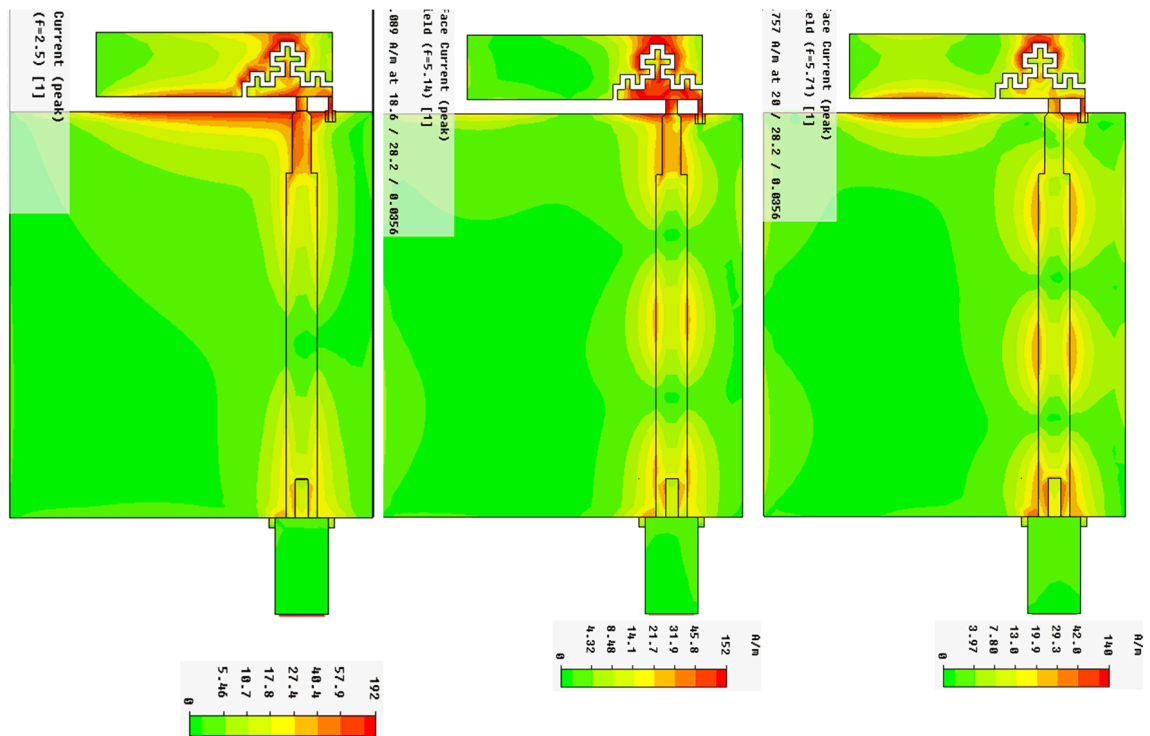
Σχήμα 6.24: Επιφανειακές ρευματικές κατανομές της διζωνικής K2 PIFA στις συχνότητες 2.5 GHz και 5.25 GHz.



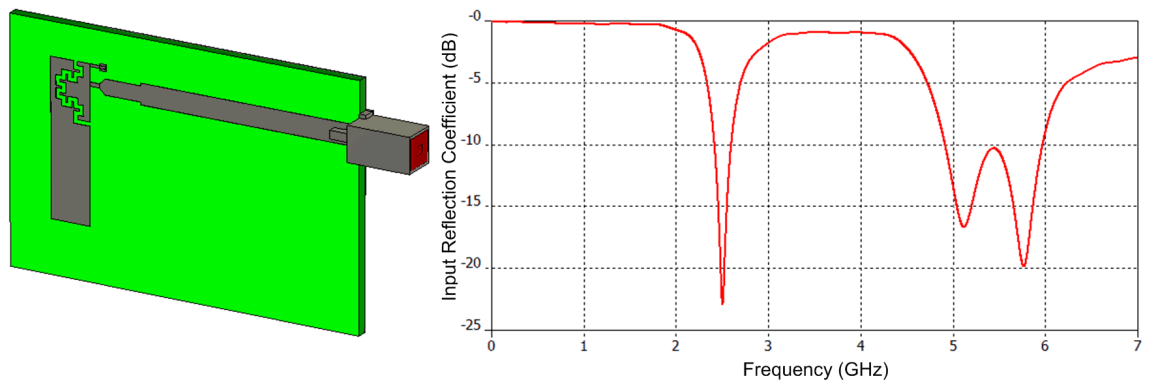
Σχήμα 6.25: Το υπολογιστικό μοντέλο της διζωνικής GK2 PIFA σε προοπτική και το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδό της στο εύρος DC–7 GHz.



Σχήμα 6.26: Χάρτες Smith του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης της διζωνικής GK2 PIFA στις επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων DC–4 GHz και 3–7 GHz.



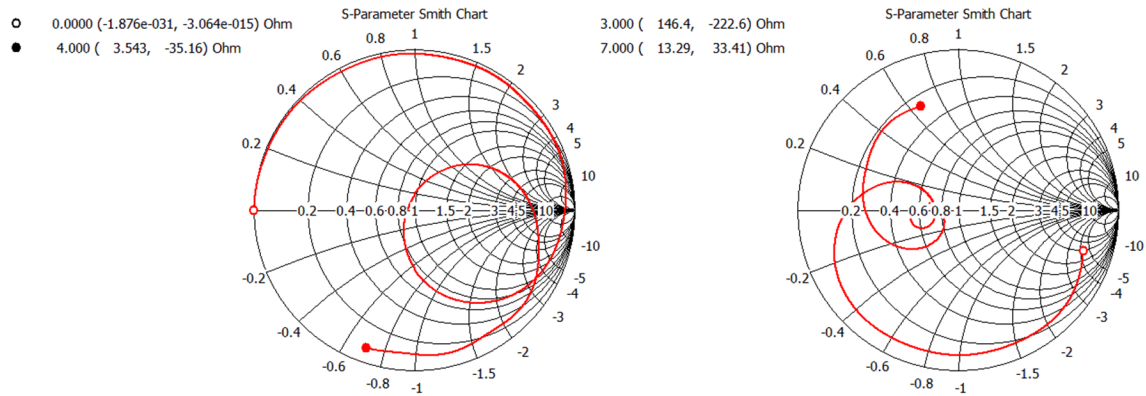
Σχήμα 6.27: Επιφανειακές ρευματικές κατανομές της διζωνικής GK2 PIFA στις συχνότητες 2.5 GHz, 5.14 GHz και 5.71 GHz.



Σχήμα 6.28: Το υπολογιστικό μοντέλο της διζωνικής D-GK2 PIFA σε προοπτική και το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδό της στο εύρος DC–7 GHz.



λέχθηκαν για την κεραία παράγουν απόκριση συχνότητας που είναι καλώς εξισορροπημένη μεταξύ επαγωγικής και χωρητικής συμπεριφοράς. Επιπλέον, στην κάτω ζώνη η αντίσταση εισόδου είναι κατανομημένη εξίσου εκατέρωθεν των 50 Ω, ενώ στην άνω ζώνη έχουμε  $R_{in} < 50 \Omega$ . Τέλος, το  $\min\{S_{11}\}$  @ 5.77 GHz οφείλεται σε βρόχο ο οποίος δημιουργεί επιπλέον συντονισμό.



**Σχήμα 6.29:** Χάρτης Smith του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης της διζωνικής D-GK2 PIFA στις επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων DC-4 GHz και 3-7 GHz.

Οι ρευματικές κατανομές του Σχήματος 6.30 απεικονίζουν ταυτόχρονα μέγιστα της πυκνότητας ρεύματος σε κάθε σημείο πάνω στο PCB. Στα 2.5 GHz και 5.11 GHz ισχύουν οι ίδιες παρατηρήσεις με τις K2 PIFA και GK2 PIFA. Στα 5.77 GHz ο κύριος βραχίονας ακτινοβολεί εξαιρετικά ομοιόμορφα σχεδόν αγνοώντας τη σχισμή, ενώ στο επίπεδο γείωσης σχηματίζεται εντονότερο είδωλο μακριά από τη σχισμή.

Η τέταρτη κεραία φορτίστηκε επαγωγικά από τετραγωνική καμπύλη Koch δεύτερου είδους και δεύτερης επανάληψης (*quadratic Koch curve of the 2nd type and 2nd iteration*). Η συγκεκριμένη εκδοχή φράκταλ σχήματος Koch είναι γνωστή στη βιβλιογραφία και ως καμπύλη Minkowski (*Minkowski sausage*). Ο επαναληπτικός τρόπος παραγωγής της από σύστημα IFS φαίνεται στο Σχήμα 6.31: αρχικά, ένα ευθύγραμμο τμήμα χωρίζεται σε  $n$  το πλήθος ίσα διαδοχικά τμήματα. Στη συνέχεια, καθένα από τα  $n - 2$  κεντρικά τμήματα αντικαθίσταται από τεθλασμένη καμπύλη σχήματος 'Π'. Τα ευθύγραμμο τμήματα της τεθλασμένης καμπύλης είναι ισομήκη με τις αρχικές υποδιαίρεσεις. Προκειμένου να διατηρήσει η καμπύλη την αυτο-αποφυγή, σχηματίζεται μια ακολουθία ορθών και ανάστροφων 'Π'. Έτσι, στην πρώτη επανάληψη το αρχικό ευθύγραμμο τμήμα αποκτά μαιανδρικό σχήμα: για το λόγο αυτό, ο συγγραφέας την ονόμασε στις δημοσιεύσεις του 'υβριδική καμπύλη Μαιάνδρου-Koch' (*hybrid Meander-Koch curve*), απ' όπου προέκυψε και η συντομογραφία 'MK2' για επανάληψη  $i = 2$ . Αποδεικνύεται εύκολα ότι, σε κάθε επανάληψη, η νέα καμπύλη αποτελείται από  $3n - 4$  ευθύγραμμο τμήματα, όπου  $n$  είναι το πλήθος υποδιαίρεσεων της προηγούμενης επανάληψης. Συνεπώς, η διάσταση Hausdorff για  $i = +\infty$  ισούται με

$$D_{MK} = \frac{\ln(3n - 4)}{\ln(n)}, \quad (6.13)$$

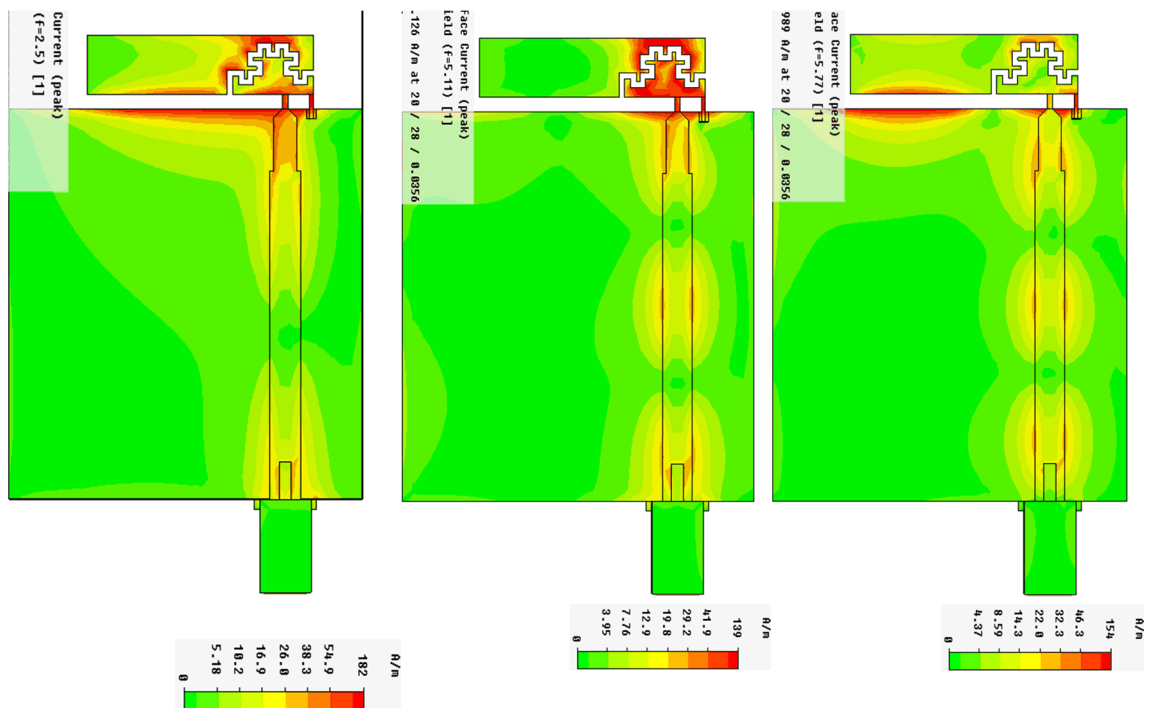
και μεγιστοποιείται όταν η διαμέριση γίνεται σε πλήθος  $n_{opt} = \arg \max\{D_{MK}\} = 4$  τμημάτων:

$D_{MK,max} = 1.5$ . Η αυξημένη πολυπλοκότητα της καμπύλης MK2 οδηγεί σε δύο γεωμετρικές διαφορές σε σχέση με τις προηγούμενες τρεις κεραίες: (α') το ρεύμα διανύει μεγαλύτερη διαδρομή διατρέχοντας το αρχικό τμήμα του κύριου βραχίονα, οπότε το μήκος  $L_{PIFA}$  είναι 8.6–11.7% μικρότερο σε σχέση με τα προηγούμενα, και (β') το πλάτος της σχισμής έπρεπε για κατασκευαστικούς λόγους να μειωθεί στο ήμισυ. Το υπολογιστικό μοντέλο και το ευρυζωνικό μέτρο του συντελεστή ανάκλασης εισόδου απεικονίζονται στο Σχήμα 6.32. Η κεραία συντονίζεται στις συχνότητες 2.45 GHz, 5.24 GHz και 5.88 GHz: η μαιανδρική Koch σχισμή διατηρεί το δεύτερο ελάχιστο του συντελεστή ανάκλασης, αλλά η προσαρμογή ικανοποιεί μόνο προσεγγιστικά το κριτήριο του VSWR στη ζώνη 5–6 GHz. Τα κυριότερα αριθμητικά αποτελέσματα της διζωνικής MK2 παρατίθενται στον Πίνακα 6.10 (βλ. σελ. 241).

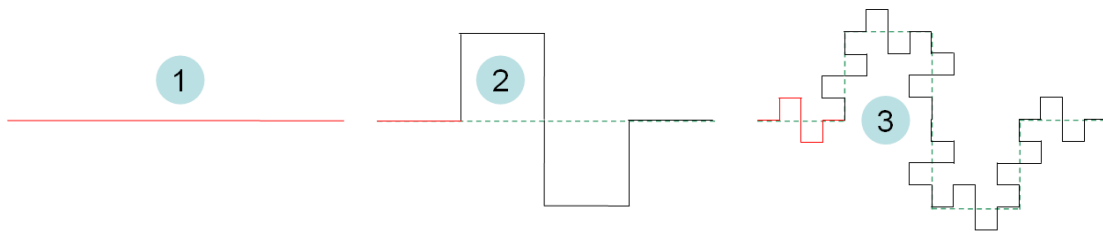
Οι χάρτες Smith του Σχήματος 6.33 δείχνουν ότι οι συμβιβαστικές διαστάσεις που επιλέχθηκαν για την κεραία παράγουν απόκριση συχνότητας που είναι καλώς εξισορροπημένη μεταξύ επαγωγικής και χωρητικής συμπεριφοράς. Επιπλέον, στην κάτω ζώνη για την αντίσταση εισόδου ισχύει ότι  $R_{in} > 50 \Omega$ , ενώ στην άνω ζώνη έχουμε  $R_{in} < 50 \Omega$ . Τέλος, αυτή τη φορά είναι το  $\min\{S_{11}\} @ 5.24 \text{ GHz}$  που οφείλεται σε μικρό βρόχο της καμπύλης  $S_{11}$ .

Οι ρευματικές κατανομές του Σχήματος 6.34 απεικονίζουν ταυτόχρονα μέγιστα της πυκνότητας ρεύματος σε κάθε σημείο πάνω στο PCB. Στα 2.5 GHz ισχύουν οι ίδιες παρατηρήσεις με τις προηγούμενες τρεις PIFAs. Στα 5.24 GHz και 5.88 GHz ο κύριος βραχίονας ακτινοβολεί κυρίως στην περιοχή της σχισμής, ενώ στο επίπεδο γείωσης σχηματίζεται είδωλο σχεδόν κατά μήκος όλου του βραχίονα.

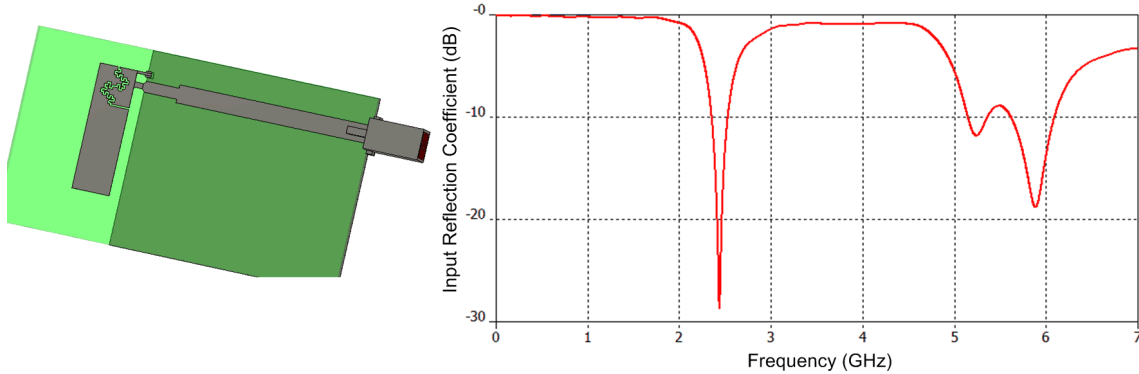
Συγκεντρωτικά, και με αναφορά στα αποτελέσματα του Πίνακα 6.10, οι τέσσερις διζωνι-



**Σχήμα 6.30:** Επιφανειακές ρευματικές κατανομές της διζωνικής D-GK2 PIFA στις συχνότητες 2.5 GHz, 5.11 GHz και 5.77 GHz.

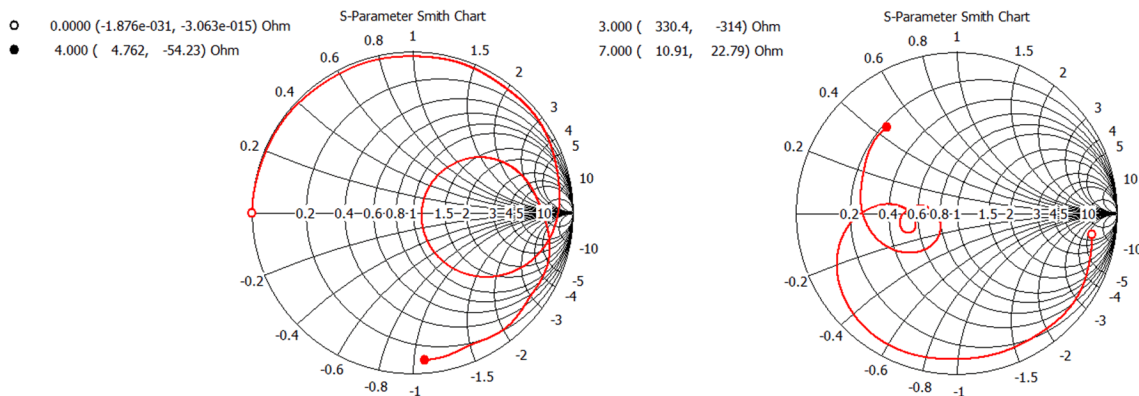


Σχήμα 6.31: Οι δύο πρώτες επαναλήψεις,  $i = 0 \rightarrow 2$ , της υβριδικής καμπύλης Μαιάνδρου-Koch για την περίπτωση διαμέρισης  $n = 4$ .

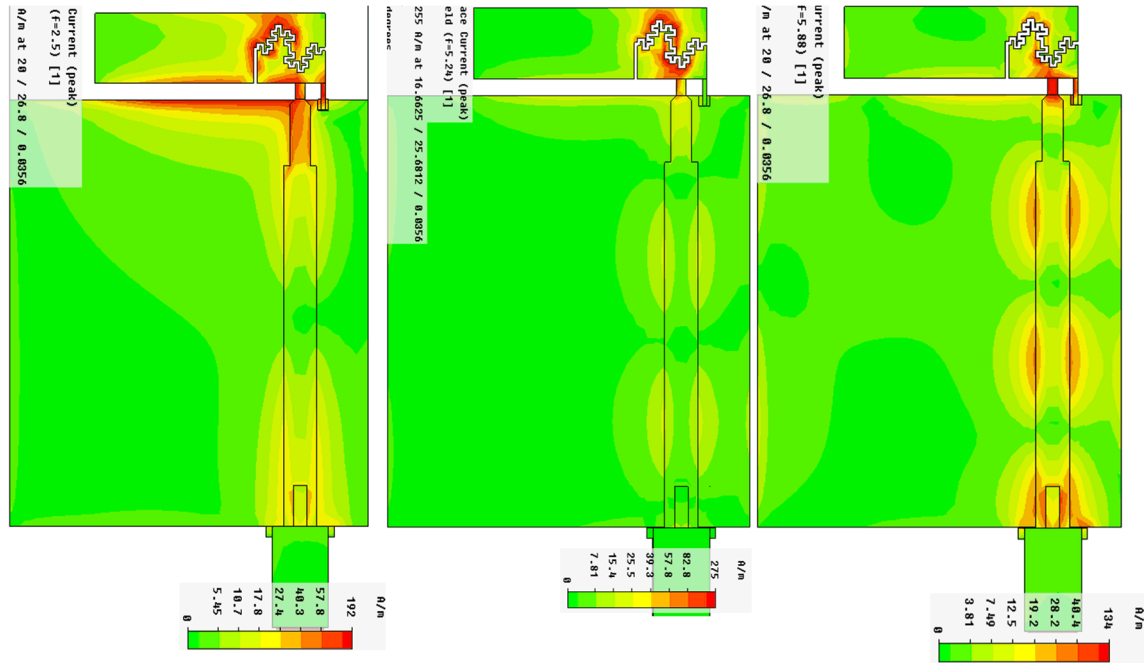


Σχήμα 6.32: Το υπολογιστικό μοντέλο της διζωνικής MK2 PIFA σε προοπτική και το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδό της στο εύρος DC–7 GHz.

κές PIFAs ικανοποιούν τις προδιαγραφές που τέθηκαν για  $FBW_V$ ,  $ka$  και  $\overline{n_{total}}$ . Μάλιστα, η επιλογή υποστρώματος χαμηλών απωλειών οδήγησε σε μέση αποδοτικότητα ακτινοβολίας στην περιοχή 94–97%, ήτοι  $-0.3 \leq \overline{n_{rad}} \leq -0.1$  dB. Και τα οκτώ κριτήρια ποιότητας έλαβαν αρνητικές τιμές σε decibel: στην κάτω ζώνη αυτό οφείλεται κυρίως στο μειωμένο εύρος ζώνης, ενώ στην άνω ζώνη οφείλεται στο αυξημένο ηλεκτρικό μέγεθος: στην περιοχή 5–6 GHz και οι τέσσερις PIFAs είναι ηλεκτρικά μεγάλες, γεγονός που μαρτυράται και από την αντίστοιχη μέση τιμή μεγίστου κέρδους. Ο Πίνακας 6.11 παραθέτει το αθροιστικό εύρος ζώνης, απόλυτο και κλασματικό, που πετυχαίνει κάθε διζωνική PIFA. Συγκρίνοντας τα μεγέθη αυτά με τα εύρη ζώνης των μονοζωνικών PIFAs στον Πίνακα 6.6 συμπεραίνουμε ότι υπάρχουν



Σχήμα 6.33: Χάρτης Smith του μιγαδικού συντελεστή ανάκλασης της διζωνικής MK2 PIFA στις επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων DC–4 GHz και 3–7 GHz.



Σχήμα 6.34: Επιφανειακές ρευματικές κατανομές της διζωνικής MK2 PIFA στις συχνότητες 2.5 GHz, 5.24 GHz και 5.88 GHz.

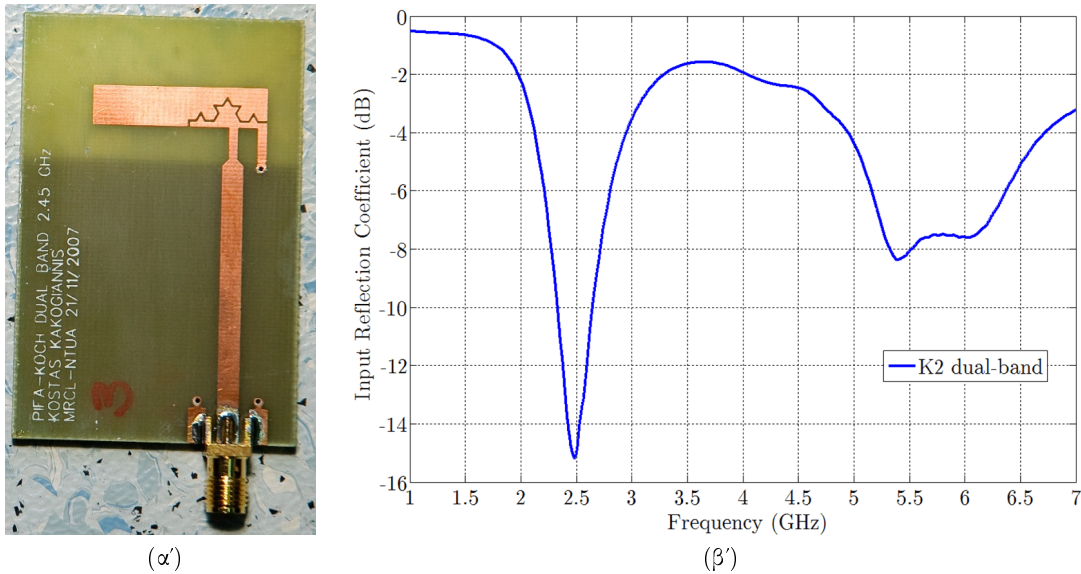
	K2		GK2		D-GK2		MK2	
Ζώνη (GHz)	2-3	5-6	2-3	5-6	2-3	5-6	2-3	5-6
$f_c$ (GHz)	2.530	5.310	2.500	5.410	2.500	5.410	2.450	5.450
$BW_V$ (GHz)	0.231	0.598	0.182	1.000	0.191	1.050	0.182	0.950
$FBW_V$	0.091	0.113	0.073	0.185	0.076	0.193	0.074	0.174
$Q$	7.3	5.9	9.1	3.6	8.7	3.4	9.0	3.8
$ka$ (rad)	1.60	3.35	1.56	3.38	1.57	3.41	1.50	3.20
$\overline{G}_{max}$ (dBi)	2.0	4.2	2.0	4.3	2.0	4.4	2.1	4.6
$\overline{n}_{rad}$	0.94	0.97	0.94	0.97	0.94	0.97	0.94	0.97
$\overline{n}_{total}$	0.87	0.82	0.83	0.86	0.84	0.87	0.83	0.84
FOM (dB)	-3.1	-5.6	-4.1	-3.3	-3.9	-3.1	-3.9	-3.4

Πίνακας 6.10: Σύγκριση των ηλεκτρικών επιδόσεων των 4 προτεινόμενων διζωνικών τυπωμένων IFAs σε κάθε ζώνη λειτουργίας.

σαφείς ενδείξεις για το εξής φαινόμενο: αθροιστικά, το απόλυτο εύρος ζώνης κάθε κεραίας αυξάνεται σημαντικά. Όμως, αυτό είναι επιφανειακό συμπέρασμα και οφείλεται στο γεγονός ότι η άνω ζώνη βρίσκεται σε υπερδιπλάσια συχνότητα σε σχέση με την κάτω. Ο καταλληλότερος δείκτης απόδοσης είναι το κλασματικό εύρος ζώνης, και δείχνει ότι το συνολικό  $FBW_V$  που μπορεί να αποδώσει μια κεραία κινείται μέσα σε αυστηρά πλαίσια, είτε είναι μονοζωνική, είτε διζωνική. Επομένως, δεν είναι εφικτό να αντλήσουμε επιπλέον εύρος ζώνης από μια κεραία προκαλώντας ολοένα περισσότερους συντονισμούς. Το συνολικό κλασματικό εύρος ζώνης κάθε κεραίας είναι δεδομένο, αποτελεί ενδογενή ιδιότητα της συγκεκριμένης κεραίας, και το μόνο που μπορεί να επηρεάσει ο σχεδιαστής είναι πώς θα κατανομηθεί το διαθέσιμο  $FBW_V$  στις επιθυμητές ζώνες.

	K2	GK2	D-GK2	MK2
$BW_{Vl} + BW_{Vu}$ (GHz)	0.829	1.182	1.241	1.132
$FBW_{Vl} + FBW_{Vu}$	0.204	0.258	0.269	0.248

**Πίνακας 6.11:** Αθροιστικά απόλυτα και κλασματικά εύρη ζώνης που επιτυγχάνουν οι 4 προτεινόμενες διζωνικές PIFAs.



**Σχήμα 6.35:** (α') Πρωτότυπη διάταξη αντιδραστικά φορτισμένης διζωνικής PIFA με σχισμή 'K2'. Η σκιά στο πίσω μέρος είναι το επίπεδο γείωσης. (β') Πειραματικός συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της διζωνικής K2 PIFA.

### 6.2.3 Αποτελέσματα Μετρήσεων

Υλοποιήθηκε η διζωνική τυπωμένη IFA φορτισμένη αντιδραστικά από σχισμή Koch με  $i = 2$  που φαίνεται στο Σχήμα 6.35α'. Η κεραία στάλθηκε για εκτύπωση σε αρχικό στάδιο της σχεδίασης για να επικυρώσει την προτεινόμενη τεχνική, με αποτέλεσμα οι τιμές των παραμέτρων να διαφέρουν από τις τελικές, ενώ η υλοποίησή της έγινε πάνω σε υποστρώμα Bungard FR4 [327] και όχι στο TRF-45 [163]. Η μετρητική διάταξη είναι αυτή που περιγράφηκε στην §6.1.7. Το αποτέλεσμα του Σχήματος 6.35β' δείχνει καταρχάς ότι υπάρχει μια κάτω ζώνη λειτουργίας με κεντρική συχνότητα  $f_c = 2.489$  GHz και λειτουργικό εύρος ζώνης  $BW_V = 0.314$  GHz. Το αυξημένο  $FBW_V = 12.6\%$  που προέκυψε είναι αποτέλεσμα των απωλειών του υποστρώματος. Ταυτόχρονα, υπάρχει και η άνω ζώνη λειτουργίας στην περιοχή 5–6 GHz, την οποία η κεραία καλύπτει με υψηλότερο λόγο στασίμων,  $VSWR = 3 : 1$ . Η απόκλιση αυτή από τις προσομοιώσεις οφείλεται στην έλλειψη δεδομένων για τη διασκορπιστική απόκριση του FR4 στην άνω ζώνη, η οποία έχει σαν αποτέλεσμα η πρόγνωση της  $Z_{in}(j\omega)$  να αστοχεί.

### 6.3 Ηλεκτρικά Μικρή, Σύμμορφη IFA Ελεγχόμενη από Παραμετρικό Διάνυσμα Ελαχίστου Μήκους

Μια τυπωμένη, κυκλική κεραία ανεστραμμένης-F γεωμετρίας κατοπτρίζεται σε μικρό επίπεδο γείωσης σχήματος μηνίσκου. Όλος ο ακτινοβολητής τυπώνεται πάνω σε δισκοειδές υπόστρωμα, το οποίο συμμορφώνεται με το κεραιοστοιχείο και το επίπεδο γείωσης. Αυτή η τυπωμένη IFA είναι σύμμορφη με τη νοητή περιγεγραμμένη σφαίρα της, και είναι ένα ηλεκτρικά μικρό στοιχείο σχεδιασμένο με μόλις τρεις παραμέτρους: δύο γωνίες και μία ακτίνα. Ο συνδυασμός της κυκλικής IFA με το μηνισκοειδές GNDP είναι συντονισμένος και προσαρμοσμένος στα 2.5 GHz, όπου και επιτυγχάνει κλασματικό εύρος ζώνης ίσο με 3.5%. Η κεραία είναι άκρως αποδοτική ( $91 \leq \eta_{\text{rad}} \leq 95\%$ ) και εμφανίζει διάγραμμα μακρινού πεδίου αρκετά κοντά στο ισοτροπικό (μέγιστη απόκλιση 8 dB). Μετά την περιγραφή της σχεδίασης και των επιδόσεων της κεραίας, ακολουθεί συζήτηση πάνω σε δύο θέματα σχεδίασης ηλεκτρικά μικρών κεραιών για ασύρματους μικρο-αισθητήρες: το άνω όριο του επιτεύξιμου κέρδους και το κάτω όριο της συχνότητας λειτουργίας για δεδομένο συνολικό ηλεκτρικό μέγεθος του ασύρματου κόμβου.

#### 6.3.1 Εισαγωγή

Η σχεδίαση κεραιών με διαστάσεις πολύ μικρότερες από το μήκος κύματος,  $\lambda$ , είναι από μόνη της ένα εξαιρετικά απαιτητικό πεδίο, καθώς η αποδοτικότητα ακτινοβολίας και το εύρος ζώνης περιορίζονται θεμελιωδώς από το μέγεθος. Παρ' όλα αυτά, η σμίχρυνση των κεραιών που προορίζονται για ασύρματες διατάξεις όπως οι μικρο-αισθητήρες γίνεται ολοένα σημαντικότερη, αφού οι κεραίες είναι συχνά τα στοιχεία με το μεγαλύτερο μέγεθος.

Αν και οι μελλοντικές εφαρμογές των δικτύων αισθητήρων θα εμπεριέχουν μετάδοση πολυμεσικού περιεχομένου, μερικές δεκάδες megahertz εύρους ζώνης επαρκούν και για τις πιο απαιτητικές εφαρμογές πολυμεσικών WSNs. Η μείωση του συνολικού μεγέθους και κόστους ενός mote παραμένει η βασική κινητήρια δύναμη ανάπτυξης των ασύρματων μικρο-αισθητήρων. Χρειάζεται σημαντική πρόοδος προτού κατορθώσουμε να σχεδιάσουμε κόμβους μεγέθους σκόνης, όπως οραματίστηκαν οι μηχανικοί του έργου *Smart Dust* πάνω από μία δεκαετία πριν [66, 67, 134]. Από την άποψη των κυκλωμάτων και συστημάτων (*circuits-and-systems* προσέγγιση), οι κεραίες είναι ένα παραμελημένο στοιχείο των WSNs, γεγονός που καθιστά δυσεύρετες τις μελέτες πάνω στο στοιχείο που κατεξοχήν κάνει τα motes ασύρματα: οι εργασίες των Yang *et al.* [83, 316] είναι απλές εξαιρέσεις στον προηγούμενο κανόνα.

Όταν οι τυπωμένες κεραίες άρχισαν σταδιακά γύρω στο 2004 να αντικαθιστούν τις ογκώδεις διακριτές κεραίες πάνω στους μικρο-αισθητήρες, η τυπωμένη κεραία ανεστραμμένης-F γεωμετρίας έγινε η κυρίαρχη επιλογή για τα motes. Ωστόσο, οι υπάρχουσες υλοποιήσεις των τυπωμένων κεραιών ανεστραμμένου-F έχουν την τάση να γίνονται πολύπλοκες σε απεράδεκτο βαθμό: το πλήθος των σχεδιαστικών παραμέτρων που ελέγχουν την απόκριση της κεραίας ξεπερνά τις 10, ή ακόμα και τις 15, καθιστώντας έτσι την κατασκευή επιρρεπή σε αστοχίες και σε χαμηλή επαναληψιμότητα [307, 314, 328–335]. Αυτή η πολυπλοκότητα προκύπτει συνήθως από επαυξημένη λειτουργικότητα της κεραίας, με τις πιο συνηθισμένες μορφές



αυτής να είναι είτε η λειτουργία ευρείας ή πολλαπλής ζώνης [307, 328–330], είτε το μικρό μέγεθος της κεραίας [331], ή και τα δύο [314, 332]. Άλλες μορφές επαυξημένης λειτουργικότητας, οι οποίες εμφανίζονται σπανιότερα, είναι η προσαρμοστική ικανότητα συντονισμού σε δυσχερές περιβάλλον λειτουργίας [333], η βελτιωμένη απομόνωση μεταξύ διαφορετικών κεραιοστοιχείων [334], και η εμπειρική αναγνώριση αλληλοσυσχετίσεων μεταξύ των παραμέτρων της σχεδίασης [335].

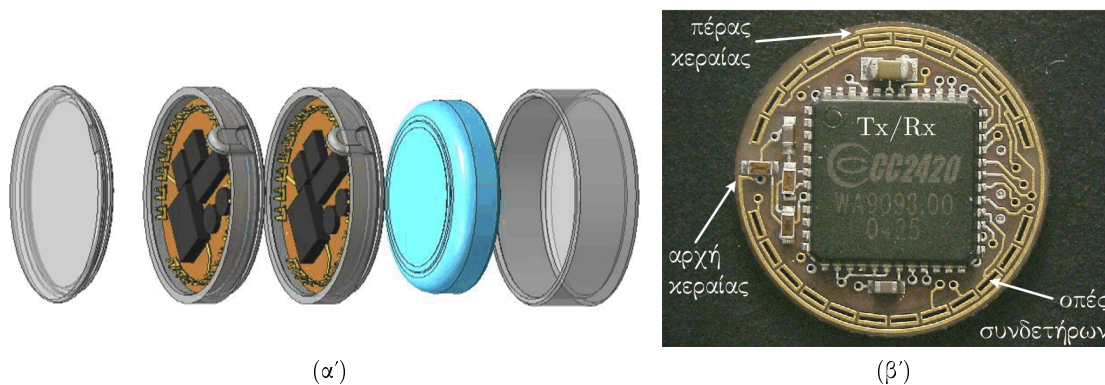
Στα πλαίσια της παρούσας δραστηριότητας επιχειρήθηκε μια εξερεύνηση των ορίων των επιδόσεων τυπωμένων κεραίων χαμηλού κόστους που προορίζονται για ασύρματους μικρο-αισθητήρες. Τα θεωρητικά θεμέλια των συμπαγών κεραίων προβλέπουν ότι καλές επιδόσεις επιτυγχάνονται μόνο όταν το μεγαλύτερο μέρος του χώρου που έχει ανατεθεί στην κεραία συμμετέχει στην ακτινοβολία: το γεγονός αυτό αποτέλεσε τον βασικό σχεδιαστικό παράγοντα των δραστηριοτήτων που παρουσιάζονται στην παρούσα ενότητα. Μια τυπωμένη κυκλική κεραία ανεστραμμένης-F γεωμετρίας (*circular inverted-F antenna*, CIFA) με συχνότητα λειτουργίας  $f_0 = 2.5$  GHz κατοπτρίζεται σε μικρό επίπεδο γείωσης με σχήμα ημίσεος κυκλικού δίσκου. Η όλη δομή τυπώνεται πάνω σε δισκοειδές υπόστρωμα, το οποίο είναι σύμμορφο με το κεραιοστοιχείο και το επίπεδο γείωσης. Η τυπωμένη CIFA είναι σύμμορφη με τη νοητή περιγεγραμμένη σφαίρα της, και είναι ένας ηλεκτρικά μικρός ακτινοβολητής ο οποίος, για δεδομένο μικροκυματικό υπόστρωμα, σχεδιάζεται με μόλις τρεις παραμέτρους: δύο γωνίες και μία ακτίνα.

Το υπόλοιπο της ενότητας δομείται ως εξής: η §6.3.2 περιγράφει το μοντέλο συστήματος της CIFA καθώς και τη λογική της σχεδίασης. Η §6.3.3 παραθέτει ένα πλήθος αριθμητικών αποτελεσμάτων για τις ηλεκτρικές επιδόσεις της κεραίας, το οποίο έχει παραχθεί από ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση ακριβείας. Τέλος, στην §6.3.4 μελετώνται δύο σημαντικά σχεδιαστικά θέματα, τα οποία δεν αφορούν μόνο στη σχεδίαση της CIFA, αλλά γενικότερα των ηλεκτρικά μικρών κεραίων για κόμβους WSN.

### 6.3.2 Μοντέλο Συστήματος της Τυπωμένης Κυκλικής IFA

Έστω ένας μικροσκοπικός κυκλικός ασύρματος μικρο-αισθητήρας με όγκο που προσεγγίζει το  $1 \text{ cm}^3$ . Μία μέθοδος να υλοποιηθεί ένα τέτοιο mote είναι να τυπωθούν τα ηλεκτρονικά συστήματά του σε πολλαπλά κυκλικά PCB, τα οποία στη συνέχεια θα διασυνδεθούν στοιβαζόμενα το ένα πάνω στο άλλο: με αυτόν τον τρόπο, ο κόμβος αποκτά σχήμα τροχίσκου. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα αυτής της δομής στοιβάς είναι ο κόμβος *Small Autonomous Network Devices* (SAND), ο οποίος καταλαμβάνει όγκο  $2.2 \text{ cm}^3$  [336, 337]. Σχήμα τροχίσκου, χωρίς όμως τη δομή στοιβάς, έχει και ο κόμβος Philips Button, μεγέθους  $6.2 \text{ cm}^3$  [337]. Αμφότεροι αναπτύχθηκαν από τη Philips Research, και ειδικά ο SAND αποτελεί μέχρι και σήμερα ένα από τα πλέον εξαιρετικά δείγματα υλοποίησης ενός πραγματικά μικροσκοπικού, αυτόνομου, πολυ-λειτουργικού, ασύρματου μικρο-αισθητήρα.

Ο SAND αναπτύχθηκε στα πλαίσια του Ευρωπαϊκού ερευνητικού προγράμματος FP6-IST e-CUBES (βλ. §1.2.2, σελ. 15) ως μια αρθρωτή πλατφόρμα αποτελούμενη από μικροσκοπικά αρθρώματα, κατάλληλη για διακριτική τηλαίσθηση σε βιοϊατρικές και άλλες εφαρμογές. Η



**Σχήμα 6.36:** (α') Σκαρίφημα της δομής του κόμβου SAND. (β') Φωτογραφία του τυπωμένου κυκλώματος που φέρει τον πομποδέκτη και την κεραία [© M. Ouwerkerk, Philips Research, 2006].

δομή του απεικονίζεται στο σκαρίφημα του Σχήματος 6.36α': τα δομικά στοιχεία προσκολλώνται μεταξύ τους με συμπίεση (*snap-on contact*), ώστε να ταιριάξουν οι αρσενικοί και θηλυκοί συνδετήρες που υπάρχουν στην περιφέρεια κάθε PCB. Οι πλαστικοί δακτύλιοι γύρω από τα αρθρώματα σχηματίζουν μια ερμητικά κλειστή συσκευασία για τον κόμβο SAND. Στο ανώτερο άρθρωμα εγκαθίσταται φωτοβολταϊκό στοιχείο για τη συγκομιδή ενέργειας, ενώ στο κατώτερο τοποθετείται κομβιόσχημη μπαταρία λιθίου, που μπορεί να είναι είτε πρωτεύον στοιχείο CR1225, είτε επαναφορτιζόμενη με ηλεκτρολύτες από πολυμερή λιθίου. Η κεραία εκτυπώνεται στην περιφέρεια του PCB που φέρει τον πομποδέκτη των 2.45 GHz. Οι αρχικές διαστάσεις του κόμβου ήταν  $14 \times \varnothing 14$  mm (συνολικό ύψος  $\times$  διάμετρο κυλίνδρου) [336,337]. Η πορεία εξέλιξης του SAND προέβλεπε αρχικά οι διαστάσεις να γίνουν  $6 \times \varnothing 14$  mm, στη συνέχεια  $2 \times \varnothing 12$  mm, για να συγκλίνει τελικά η σχεδίαση σε διαστάσεις  $0.5 \times \varnothing 10$  mm.<sup>5</sup>

Το Σχήμα 6.36β' παρουσιάζει το PCB που φέρει τον πομποδέκτη και την κεραία. Όπως όλα τα αρθρώματα του κόμβου SAND, το κύκλωμα είναι διστρωματικό: στο κατώτερο στρώμα έχει τοποθετηθεί ο κρυσταλλικός ταλαντωτής και άλλα παθητικά στοιχεία που χρειάζεται το κύκλωμα του πομποδέκτη. Στο ανώτερο στρώμα τοποθετήθηκε ο πομποδέκτης, ένας μετασχηματιστής BALUN παθητικών στοιχείων επιφανειακής στήριξης που μετατρέπει τη διαφορική έξοδο του ολοκληρωμένου πομποδέκτη σε ασύμμετρη, και η τυπωμένη κεραία. Η κεραία είναι ένας κυκλικός χάλκινος διάδρομος, καλύπτει τόξο  $270^\circ$  πάνω στην περιφέρεια του PCB, και το μήκος της είναι  $\lambda/4$  @ 2.45 GHz. Δεδομένου ότι οι χάλκινοι διάδρομοι και τα άλλα αγώγιμα υλικά στα εσωτερικά επίπεδα του κόμβου προκαλούν φαινόμενα θωράκισης και σκέδασης, η μόνη επιλογή για την ανάπτυξη της κεραίας είναι η εξωτερική επιφάνεια του κυλίνδρου. Ο κόμβος αποτελείται από στοιβαγμένα PCB, συνεπώς η παράπλευρη επιφάνεια απαιτεί ιδιαίτερους χειρισμούς κατά την κατασκευή. Για να ξεπεραστεί αυτή η δυσκολία, στο Σχήμα 6.36β' η κεραία τυπώθηκε περιφερειακά, αλλά πάνω στο PCB και όχι ακριβώς στην παράπλευρη επιφάνεια. Αναφερόμενος στην υλοποίηση της κεραίας, ο Martin Ouwerkerk, κύριος σχεδιαστής του κόμβου SAND, σε ομιλία του τον Οκτ. 2005 τόνισε τα εξής:

The PCBs are put on the rings, which themselves are put on top of each other being

<sup>5</sup>Το τρέχον στάδιο εξέλιξης του SAND module είναι άγνωστο. Δεν υπάρχουν δημοσιεύσεις μεταγενέστερες της [337], αλλά ούτε και περισσότερες πληροφορίες στο <http://www.research.philips.com/>.

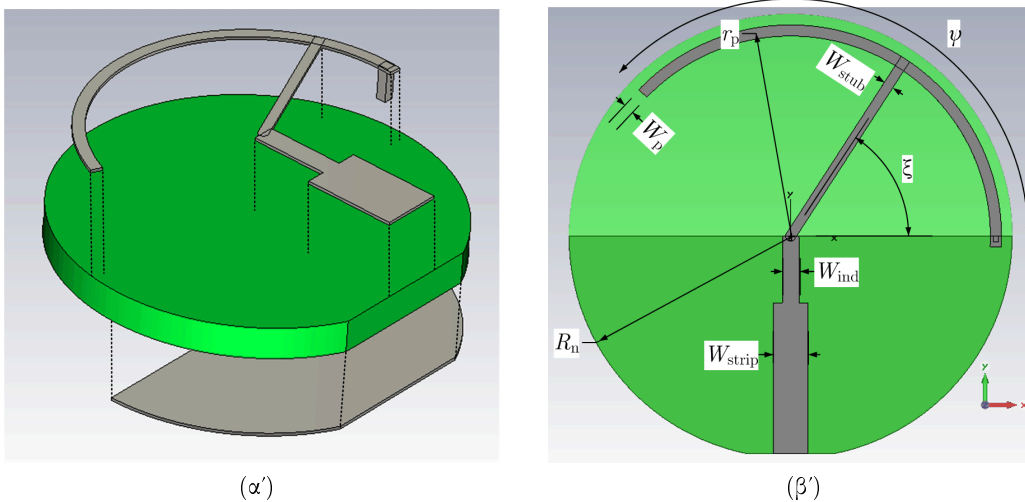


connected via a “bus” of connectors (which I think could act as a groundplane). The antenna is printed on the outside of the connectors. [...] the antenna strip is around the connector bus (probably the groundplane). Depending on the position of the ring with the transceiver PCB (and the antenna) the connectors stick below, above or both.

Συνοπώς, το Σχήμα 6.36β' δείχνει ότι η κεραία είναι τυπωμένη παράλληλα με δύο δωδεκάδες θηλυκών συνδετήρων, οι οποίοι είναι διατεταγμένοι σε σχήμα τόξου. Μέσα από αυτούς διέρχονται οι αντίστοιχοι αρσενικοί συνδετήρες, οι οποίοι διασυνδέουν το PCB του πομποδέκτη με τα ανώτερα και κατώτερα κυκλώματα. Αυτή η αρτηρία διασύνδεσης μεταφέρει χαμηλόσυχνα σήματα ελέγχου, αλλά κυρίως τάσεις τροφοδοσίας και γείωσης. Τα δύο τελευταία είναι απλά γειώσεις για τα υψίσυχνα σήματα που διαχειρίζεται η κεραία και ο πομποδέκτης. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η μονοπολική κεραία να είναι τυπωμένη παράλληλα με τη γείωσή της, σχηματίζοντας μια κυκλική, ανοιχτοκυκλωμένη γραμμή μεταφοράς. Είναι λογικό να αναμένουμε ότι αυτή η διάταξη, αντί να ακτινοβολεί αποδοτικά, θα δημιουργεί ένα ισχυρό μοτίβο στασίμων κυμάτων στο κοντινό πεδίο. Στη συνέχεια προτείνεται μία μέθοδος με την οποία η κεραία μπορεί να απομακρυνθεί από το επίπεδο γείωσης.

Αντίθετα με την παράπλευρη επιφάνεια, οι δύο βάσεις του κυλίνδρου είναι πολύ πιο πρόσφορες. Το ανώτερο άρθρωμα του SAND καταλαμβάνεται μερικώς από το φωτοβολταϊκό στοιχείο, το οποίο είναι ημιαγωγίμο σώμα και μπορεί να ‘συνυπάρξει’ με μια τυπωμένη κεραία. Έτσι, η αρχιτεκτονική που προτείνεται μετατοπίζει το κεραιοστοιχείο σε ανώτερο PCB και προϋποθέτει τη διατήρηση του ενός από τα δύο τόξα με οπές διασύνδεσης (βλ. Σχήμα 6.36β'). Η δομική στιβαρότητα του SAND αποκαθίσταται με χρήση πλαστικών αποστατών που θα σχηματίσουν κολώνες στήριξης. Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, ως αποδοτική λύση ακτινοβολητή για κυκλικούς κόμβους με αρχιτεκτονική στοίβας προτείνεται η επίπεδη, κυκλική κεραία ανεστραμμένης-F γεωμετρίας που απεικονίζεται σε προοπτικό ανάπτυγμα στο Σχήμα 6.37α'. Η προτεινόμενη δομή διαχωρίζει κεραιοστοιχείο και επίπεδο γείωσης χρησιμοποιώντας δύο ξένα ημικύκλια του PCB. Το Σχήμα 6.37β' παραθέτει κάτοψη της κεραίας με τις χαρακτηριστικές παραμέτρους. Το μικροκυματικό υπόστρωμα στο H/M μοντέλο έχει γίνει διαφανές ώστε να φαίνεται το επίπεδο γείωσης στο πίσω μέρος.

Η κεραία σχεδιάστηκε να λειτουργεί στη συχνότητα  $f_0 = 2.5$  GHz, όπου το μήκος κύματος είναι  $\lambda_0 = 120$  mm. Το διστρωματικό PCB χτίζεται πάνω σε υπόστρωμα Taconic TRF-45 (το υλικό πράσινου χρώματος στο Σχήμα 6.37) το οποίο έχει ιδιότητες  $\epsilon_r = 4.38$  και  $\tan \delta_e = 0.0028 @ 2.5$  GHz, και ύψος  $H_{\text{sub}} = 1.63$  mm [163]. Το υπόστρωμα είναι επιχλωμένο και στις δύο όψεις (έχει υποτεθεί 1 oz Cu). Το μοντέλο συστήματος θεωρεί ότι η επιφάνεια του PCB αντιπροσωπεύει τη συνολική επιφάνεια του mote. Στο ανώτερο στρώμα χαράσσεται η τυπωμένη κεραία και η μικροταινία πλάτους 3.1 mm που την τροφοδοτεί. Στο κατώτερο στρώμα υπάρχει μια συνεχής χάλκινη επιφάνεια με σχήμα ημίσεος κυκλικού δίσκου, η οποία λειτουργεί ως το επίπεδο γείωσης αμφοτέρων κεραίας και μικροταινίας (στο Σχήμα 6.37 φαίνεται ως σκιά στο πίσω μέρος της κεραίας). Αν θεωρήσουμε ότι ο τροχίσκος του Σχήματος 6.37α' είναι ένας αυτόνομος κόμβος, τότε το μοντέλο συστήματος υποθέτει σιωπηρά ότι όλα τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και τα διακριτά στοιχεία του αναλογικού RF τμήματος και του τμήματος βασικής ζώνης θα τοποθετηθούν στο κατώτερο στρώμα όταν θα



**Σχήμα 6.37:** (α') Το H/M μοντέλο της τυπωμένης κυκλικής IFA σε ανάπτυγμα. (β') Παραμετρική ανάλυση του υπολογιστικού μοντέλου της CIFA. Το παραμετρικό διάγραμμα αποτελούν οι μεταβλητές ελέγχου  $\xi$ ,  $\psi$ , και  $r_p$ . Φαίνεται επίσης ο προσανατολισμός του συστήματος συντεταγμένων.

γίνει η υλοποίηση του κόμβου. Η προτεινόμενη δομή μπορεί εύκολα να μετασχηματιστεί σε μονοστρωματικό PCB αλλάζοντας την τροφοδοσία σε συνεπίπεδο κυματοδηγό (CPW). Η χρήση συνεπίπεδου κυματοδηγού με επίπεδο γείωσης (GCPW) θα διπλασίαζε τη διαθέσιμη επιφάνεια για τοποθέτηση στοιχείων και δρομολόγηση αγωγών, με κόστος μερικές δεκάδες νίας για να 'δεθούν' γαλβανικά περίπου στο ίδιο δυναμικό τα δύο ανεξάρτητα επίπεδα γείωσης.

Οι κύκλοι που ορίζουν το τόξο της CIFA και την περιφέρεια του GNDP είναι ομόκεντροι: το κέντρο τους βρίσκεται στο σημείο που τελειώνει η μικροταινία και ξεκινά το ακτινικό στέλεχος τροφοδοσίας με πλάτος  $W_{sub}$ . Η ακτίνα του επιπέδου γείωσης και του υποστρώματος,  $R_n$ , πρέπει να ξεπερνά την ακτίνα του τόξου,  $r_p$ , κατά 1–3 mm. Για τις ανάγκες της παρούσας σχεδίασης αρχικά επιλέχθηκε  $R_n = r_p + 2$  mm, ενώ το τελικό μοντέλο σχεδιάστηκε με  $R_n = r_p + 1$  mm. Αυτό γίνεται για αμιγώς κατασκευαστικούς λόγους: αν το τόξο έφτανε μέχρι το χείλος του υποστρώματος, τότε κατά τη διαδικασία αποχάλκωσης θα υπήρχε η πιθανότητα στρέβλωσης (*warping*). Το επίπεδο γείωσης στο κατώτερο στρώμα είναι πολύ ευρύ και δε θα υποστεί σημαντική στρέβλωση. Στην πλευρά που τοποθετείται ο συνδετήρας SMA το κυκλικό υπόστρωμα και GNDP έχουν ψαλιδιστεί σε χορδές για να διευκολύνουν τη συγκόλληση κατά την κατασκευή.

Το ακτινικό στέλεχος που συνδέει τη μικροταινία με το τόξο της CIFA 'περιστρέφεται' γύρω από το κοινό κέντρο όλων των αντικειμένων πάνω στο PCB μεταβάλλοντας τη γωνία  $\xi$ : με δεξιόστροφη περιστροφή η γωνία αυξάνεται, όπως δείχνει το Σχήμα 6.37β'. Το μήκος του κύριου βραχίονα της κεραίας ελέγχεται από την ακτίνα  $r_p$  και τη γωνία  $\psi$ . Η γωνία  $\psi$  μπορεί να αυξηθεί σχεδόν μέχρι τις 180°. Εντούτοις, μεγάλες τιμές της γωνίας  $\psi$  δεν ωφελούν τη σχεδίαση, καθώς η κεραία γίνεται πιο χωρητική. Επιπλέον, καθώς το ανοιχτοκυκλωμένο άκρο του τόξου πλησιάζει το χείλος του επιπέδου γείωσης, η αποδοτικότητα ακτινοβολίας μειώνεται ραγδαία. Η αναλογία ανάμεσα στη δομή της CIFA και σε αυτή μιας τυπικής τυπωμένης/επίπεδης IFA είναι προφανής. Το ακτινικό στέλεχος τροφοδοσίας διαιρεί τον κυρτό

βραχίονα πλάτους  $W_p$  σε δύο τμήματα: το δεξιό τμήμα βραχυκυκλώνεται με το επίπεδο γείωσης μέσω μιας νία, ενώ το αριστερό τμήμα σχηματίζει μαζί με το ακτινικό στέλεχος ένα κυρτό μονόπολο ανεστραμμένης-L γεωμετρίας. Η διάμετρος της νία είναι τόσο μικρή, ώστε δεν υπάρχει λόγος να φορτώσουμε το μοντέλο με τη λεπτομέρεια ενός κοίλου, διαμπερούς κυλίνδρου: ένα συμπαγές παραλληλεπίπεδο αποδίδει εξίσου ακριβή αποτελέσματα.

Το κίνητρο για τη σχεδίαση της CIFA ήταν αφενός η διαθεσιμότητα ενός κατάλληλου ακτινοβολητή για συμπαγή δισκοειδή *motors*, και αφετέρου η εξερεύνηση των ορίων των ηλεκτρικά μικρών τυπωμένων κεραιών. Η ανάθεση επιφανείας πάνω στο PCB ήταν 50% για το κύκλωμα και 50% για την κεραία. Οι προδιαγραφές της CIFA ήταν: (α') λειτουργικό εύρος ζώνης που να πλησιάζει την τιμή  $BW_V = 100 \text{ MHz}$ , δηλαδή  $FBW_V = 4\% @ 2.5 \text{ GHz}$ , (β') η προσέγγιση του αυστηρού ορίου του μεγέθους των ηλεκτρικά μικρών κεραιών, ήτοι  $(ka)_{CIFA} = 0.5 \text{ rad}$ , και (γ') οι δύο προηγούμενες προδιαγραφές να επιτευχθούν με την καλύτερη δυνατή συνολική αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Για τη δομή της CIFA, από την οποία εξαιρείται ο συνδετήρας SMA, η ακτίνα της περιγεγραμμένης σφαίρας ταυτίζεται με την ακτίνα του μικρο-αισθητήρα:  $a = R_n$ . Η σχεδίαση της CIFA επηρεάστηκε από μία σύμμορφη κεραία ανεστραμμένου-L, τη *Smart Monoblock-Integrated L-Antenna (SMILA)* [325, 338, 339]. Η SMILA υλοποιήθηκε αρχικά ως ένας μονοζωνικός ακτινοβολητής [338], και κατόπιν μετασχηματίστηκε σε διζωνική κεραία φορτίζοντας τον κύριο βραχίονά της με μια κυματοπαγίδα [339].

### 6.3.3 Αριθμητικά Αποτελέσματα

Η παρούσα ενότητα περιγράφει μέσα από ακριβή υπολογιστικά H/M μοντέλα την απόκριση της CIFA και τον επιτεύξιμο βαθμό σμίκρυνσης.

#### 6.3.3.1 Ρυθμίσεις Προσομοίωσης

Οι ρυθμίσεις προσομοίωσης που περιγράφονται στη συνέχεια εφαρμόστηκαν σε όλες τις μικροκυματικές δομές της παρούσας υποενότητας και συνοψίζονται στον Πίνακα 6.12. Οι κεραίες σχεδιάστηκαν και προσομοιώθηκαν στον χρονο-μεταβατικό επιλύτη (*transient solver*, TS) που περιγράφεται στο Παράρτημα Α'. Σημειώνεται ότι λεπτομερέστερη διακριτοποίηση εφαρμόστηκε εντός του υποστρώματος, ώστε να υπολογιστούν σωστά οι μεγάλες βαθμίδες του ηλεκτρικού πεδίου, και το ίδιο έγινε κατά μήκος της μικροταινίας, στην περιοχή του κύριου βραχίονα και στο διηλεκτρικό του ομοαξονικού συνδετήρα. Επίσης, σε αυτή τη σχεδίαση ο συμβιβασμός μεταξύ ταχύτητας εκτέλεσης και σφάλματος αποκοπής στον FFT ήταν ελαφρώς υπέρ της ταχύτητας.

#### 6.3.3.2 Μελέτη της Λειτουργίας της CIFA

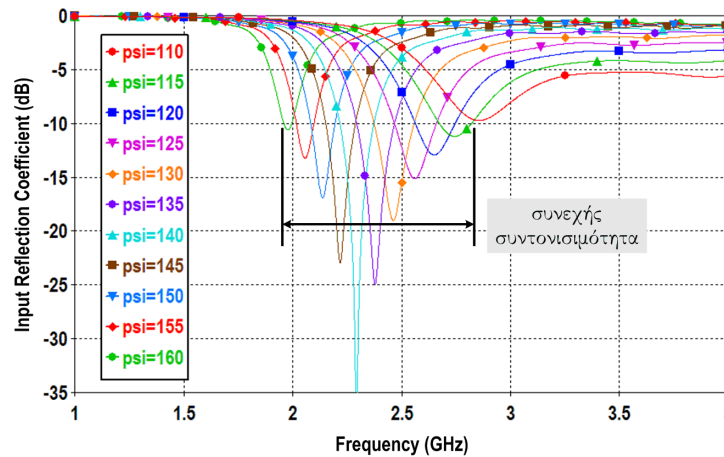
Η διαδικασία σχεδίασης αντιμετώπισε αρχικά το πρόβλημα του συντονισμού στη συχνότητα  $f_0 = 2.5 \text{ GHz}$ , και κατόπιν εκμεταλλεύτηκε τους εσωτερικούς μηχανισμούς της κεραίας προκειμένου να μειώσει το συνολικό μέγεθος του ακτινοβολητή μέχρι το αυστηρό όριο των ηλεκτρικά μικρών κεραιών. Μιλώντας με όρους συμβατικών (ευθύγραμμων) PIFAs, η κεραία συνήθως συντονίζει όταν τα στελέχη τροφοδοσίας και βραχυκύκλωσης με το GNDP έχουν

ΡΥΘΜΙΣΕΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΤΗΣ CIFA	
Σήμα διέγερσης	Παλμός Gauss, DC-4 GHz
Πλέγμα χωρικής διακριτοποίησης	Εξαεδρικό προσαρμοστικό
Συνθήκη τερματισμού	-40 dB
Μέγιστο μέγεθος κελιού @ $f_{max}$	$\lambda_{min}/20$
Τερματισμός επιλύσιμου χώρου	PML 4 στρωμάτων
Ελάχιστη απόσταση από PML	$\lambda_{2GHz}/8$
Υπολογιστική πολυπλοκότητα	$(225 \div 265) \times 10^3$ εξάεδρα

**Πίνακας 6.12:** Οι ρυθμίσεις του επιλύτη FIT-TS για την προσομοίωση της CIFA.

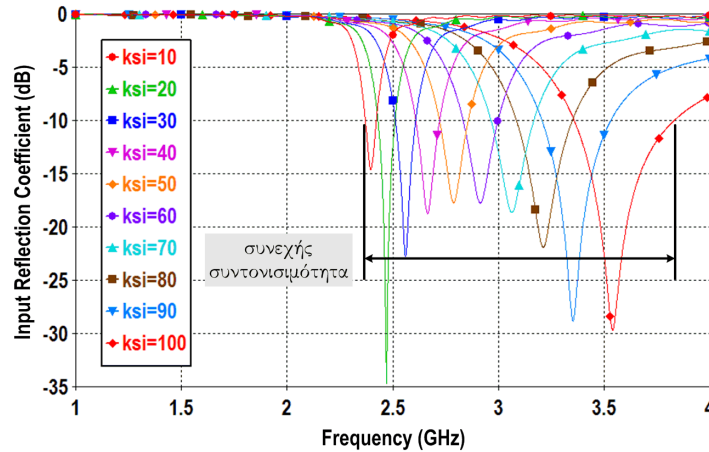
περίπου ίσα μήκη. Για τη CIFA αυτό συνεπάγεται ότι το δεξιό τμήμα του κυρτού βραχίονα πρέπει να είναι (περίπου) ισομήκης με το ακτινικό στέλεχος. Αυτό συμβαίνει όταν  $\xi = 57^\circ = 1 \text{ rad}$ . Αρχίζοντας από αυτήν την τιμή της πρώτης γωνίας, μια CIFA με εσωτερική ακτίνα  $r_p = 12.5 \text{ mm}$  συντόνισε στα 2.5 GHz για τιμή δεύτερης γωνίας ίση με  $\psi = 130^\circ$ . Το ζεύγος τιμών  $(\xi, \psi) = (57^\circ, 130^\circ)$  είναι ένα καλό σημείο έναρξης της σχεδίασης μιας CIFA, αλλά η μελέτη απέδειξε ότι δεν οδηγεί πάντα στη μικρότερη δυνατή κεραία.

Τα αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του Σχήματος 6.38 καταδεικνύουν την επίδραση της γωνίας  $\psi$ : αυξανόμενες τιμές της γωνίας  $\psi$  παράγουν ηλεκτρικά μικρότερες CIFAs. Μεταβάλλοντας τη γωνία στο διάστημα  $110^\circ \leq \psi \leq 155^\circ$  και διατηρώντας όλες τις υπόλοιπες παραμέτρους σταθερές, η κεραία κάλυψε ένα συσσωρευτικό εύρος ζώνης για  $VSWR = 2 : 1$  ίσο με  $BW_V = 0.86 \text{ GHz}$ . Για γωνίες  $\psi < 110^\circ$  και  $\psi > 155^\circ$  η κεραία δεν παράγει λειτουργικό εύρος ζώνης. Η συγκεκριμένη παραμετρική μελέτη έδωσε τον καλύτερο συντονισμό στα 2.29 GHz για  $\psi = 140^\circ$ , αποφέροντας κλασματικό εύρος ζώνης  $FBW_V = 6.8\%$  για ηλεκτρικό μέγεθος ακτινοβολητή ίσο με  $ka = 0.7 \text{ rad}$ .



**Σχήμα 6.38:** Μελέτη των συντονισμών της CIFA με μεταβαλλόμενη γωνία  $\psi$  (σε μοίρες). Τα αποτελέσματα προέκυψαν για τιμές παραμέτρων  $r_p = 12.5 \text{ mm}$ ,  $R_n = 14.5 \text{ mm}$ ,  $\xi = 57^\circ$ ,  $W_{stubb} = 0.9 \text{ mm}$ ,  $W_p = 1.0 \text{ mm}$ ,  $W_{ind} = 1.1 \text{ mm}$  και  $L_{ind} = 6.0 \text{ mm}$ .

Με τη βοήθεια των αποτελεσμάτων του Σχήματος 6.38 είναι ήδη εφικτή η αρχική σμίκρυνση της κεραίας. Απομένει να εξεταστεί κατά πόσο μπορεί να βοηθήσει επιπλέον και η δεύτερη χαρακτηριστική γωνία. Τα αποτελέσματα της παραμετρικής μελέτης του Σχήματος 6.39 καταδεικνύουν την επίδραση της γωνίας  $\xi$ : αυξανόμενες τιμές της γωνίας  $\xi$  παράγουν ηλεκτρικά

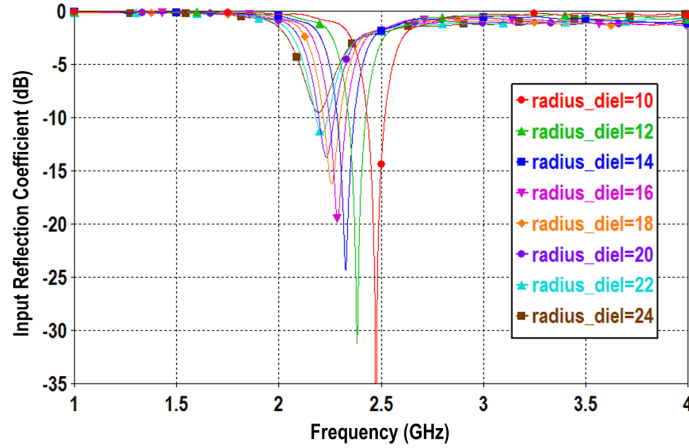


**Σχήμα 6.39:** Μελέτη των συντονισμών της CIFA με μεταβαλλόμενη γωνία  $\xi$  (σε μοίρες). Τα αποτελέσματα προέκυψαν για τιμές παραμέτρων  $r_p = 8.6 \text{ mm}$ ,  $R_n = 9.6 \text{ mm}$ ,  $\psi = 154^\circ$ ,  $W_{\text{stub}} = 0.5 \text{ mm}$ ,  $W_p = 0.6 \text{ mm}$ ,  $W_{\text{ind}} = 1.1 \text{ mm}$  και  $L_{\text{ind}} = 4.0 \text{ mm}$ .

μεγαλύτερες CIFAs. Μεταβάλλοντας τη γωνία στο διάστημα  $10^\circ \leq \xi \leq 100^\circ$  και διατηρώντας όλες τις υπόλοιπες παραμέτρους σταθερές, η κεραία κάλυψε ένα συσσωρευτικό εύρος ζώνης ίσο με  $BW_V = 1.46 \text{ GHz}$ . Η συγκεκριμένη παραμετρική μελέτη απέδωσε κλασματικά εύρη ζώνης στην περιοχή  $2\% \leq FBW_V \leq 14\%$  με αντίστοιχη περιοχή ηλεκτρικών μεγεθών την  $0.48 \leq ka \leq 0.71 \text{ rad}$ . Σημειώνεται ότι το παραμετρικό διάνυσμα της μελέτης της επίδρασης της γωνίας  $\xi$  διαφέρει σημαντικά από το αντίστοιχο της μελέτης για τη γωνία  $\psi$ .

Οι ακτίνες  $r_p$  και  $R_n$  έχουν παρόμοια ουσιαστική επίδραση στο συντονισμό της κεραίας. Αξιοποιώντας τη γνώση σχετικά με τη δράση των γωνιών  $\psi$  και  $\xi$ , είναι τετριμμένη διαδικασία να ρυθμιστεί η ακτίνα  $r_p$  (με εξαρτημένη την ακτίνα  $R_n$ ) ώστε να συντονιστεί πλέον η CIFA στην επιθυμητή συχνότητα. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η ανεξάρτητη μεταβολή της ακτίνας  $R_n$  με όλες τις υπόλοιπες παραμέτρους σταθερές: αυτή αντιστοιχεί στο σενάριο όπου μία ήδη σχεδιασμένη CIFA καλείται να λειτουργήσει πάνω σε PCB διαφορετικών (μεγαλύτερων) διαστάσεων, και πρόκειται ουσιαστικά για μια μελέτη ευαισθησίας. Τα αποτελέσματα του Σχήματος 6.40 δείχνουν ότι αυξανόμενες τιμές της ακτίνας  $R_n$  παράγουν ηλεκτρικά μικρότερες CIFAs. Μεταβάλλοντας την ακτίνα στο διάστημα  $R_n = 10 \rightarrow 22 \text{ mm}$  και διατηρώντας όλες τις υπόλοιπες παραμέτρους σταθερές, η συχνότητα συντονισμού της κεραίας μεταβλήθηκε στο εύρος  $f_0 = 2.50 \rightarrow 2.21 \text{ GHz}$ . Συνεπώς, υπάρχει ευαισθησία στις διαστάσεις του κόμβου και, όταν το μέγεθός του αυξάνεται, τότε το παραμετρικό διάνυσμα ( $\xi, \psi, r_p$ ) πρέπει να μεταβληθεί ώστε να αποκατασταθεί η συχνότητα συντονισμού. Στο Σχήμα 6.40 η μείωση της συχνότητας συντονισμού φτάνει σε κορεσμό για  $R_n > 17 \text{ mm}$ . Το φαινόμενο οφείλεται στο γεγονός ότι το πλάτος του GNDP ανέρχεται και τελικά ξεπερνά το ένα τέταρτο του μήκους κύματος ( $2R_n \geq \lambda/4$ ) στη νέα συχνότητα συντονισμού που προκύπτει.

Αντίθετα, οι παράμετροι  $W_p$  και  $W_{\text{stub}}$  επιδρούν ελάχιστα στη συνολική συμπεριφορά της κεραίας: έχουν μια μικρή επίδραση στα μεγέθη  $f_0$  και  $BW_V$ , δρώντας περισσότερο στο βάθος του συντονισμού. Η ποιότητα του συντονισμού διαμορφώνεται εξάλλου εύκολα από το τελικό τμήμα της μικροταινιακής τροφοδοσίας: οι παράμετροι  $W_{\text{ind}}$  και  $L_{\text{ind}}$  στενεύουν τη μικροταινία, εισάγουν ελεγχόμενη αυτεπαγωγή, και έτσι σχηματίζουν το απλούστερο εν σειρά



**Σχήμα 6.40:** Μελέτη των συντονισμών της CIFA με μεταβαλλόμενη ακτίνα  $R_n$  (σε mm). Τα αποτελέσματα προέκυψαν για τιμές παραμέτρων  $r_p = 8.6$  mm,  $\psi = 154^\circ$ ,  $\xi = 23^\circ$ ,  $W_{\text{stub}} = 0.5$  mm,  $W_p = 0.6$  mm,  $W_{\text{ind}} = 1.1$  mm και  $L_{\text{ind}} = 4.0$  mm.

ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ	ΤΙΜΗ
$\psi$ (μοίρες)	154
$\xi$ (μοίρες)	23
$r_p$ (mm)	8.6
$R_n$ (mm)	9.6
$W_p$ (mm)	0.6
$W_{\text{stub}}$ (mm)	0.5
$L_{\text{ind}}$ (mm)	4.0
$W_{\text{ind}}$ (mm)	1.1

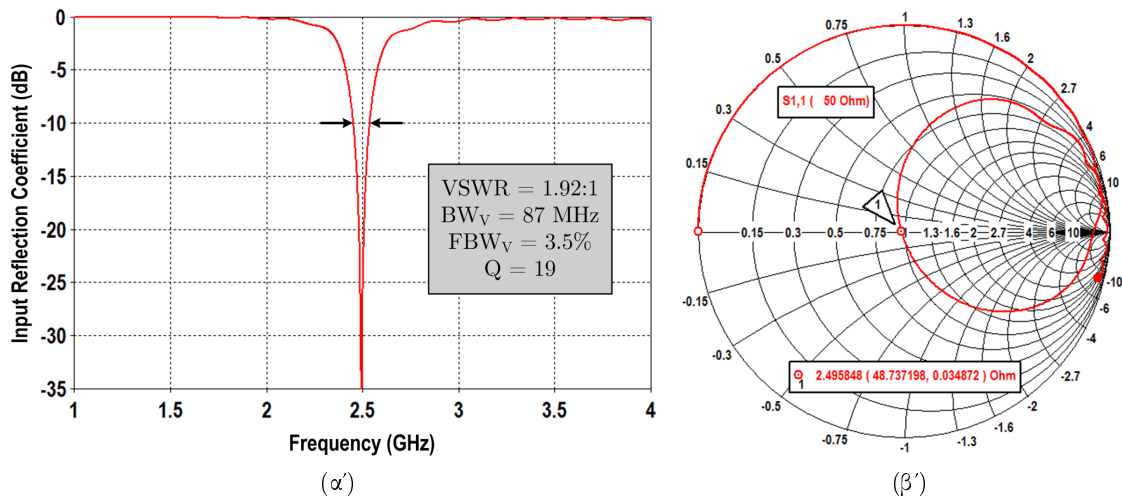
**Πίνακας 6.13:** Οι τελικές τιμές των παραμέτρων της CIFA.

κύκλωμα προσαρμογής. Και αυτές οι παράμετροι έχουν μικρή επίδραση στα μεγέθη  $f_0$  και  $BW_V$ . Σαν σχεδιαστικός κανόνας επισημαίνεται ότι, στην περιοχή των 2.5 GHz οι τιμές των 4 προηγούμενων παραμέτρων θα πρέπει να κυμαίνονται στα ακόλουθα εύρη:  $4 \leq L_{\text{ind}} \leq 6$  mm,  $0.8 \leq W_{\text{ind}} \leq 2.4$  mm και  $0.4 \leq W_p, W_{\text{stub}} \leq 1.8$  mm. Για άλλες περιοχές συχνοτήτων, τα εύρη πρέπει να αναπροσαρμοστούν με κατάλληλη αναγωγή συχνότητας.

### 6.3.3.3 Αριθμητικές Ηλεκτρικές Επιδόσεις της CIFA

Τα συμπεράσματα της §6.3.3.2 αξιοποιήθηκαν προκειμένου να μειωθεί το φυσικό μέγεθος της CIFA διατηρώντας σταθερή την  $f_0$  και έτσι να επιτευχθεί το επιθυμητό ηλεκτρικό μέγεθος  $(ka)_{\text{CIFA}} = 0.5$  rad. Για το σκοπό αυτό, η ακτίνα του PCB έπρεπε να μειωθεί στην τιμή  $R_n = 0.5 \cdot \lambda_0 / (2\pi) = 30/\pi \approx 9.6$  mm. Υπενθυμίζεται ότι η CIFA γίνεται ηλεκτρικά μικρότερη καθώς η γωνία  $\psi$  αυξάνεται και η γωνία  $\xi$  μειώνεται. Η διαδικασία σχεδίασης συνέκλινε τελικά στις τιμές των μεγεθών που παραθέτει ο Πίνακας 6.13. Όλες οι τιμές είναι απόλυτα συμβατές με οικονομικές τεχνολογίες εκτύπωσης PCB. Η συνολική επιφάνεια του τροχίσκου που προέκυψε είναι  $A_n = \pi R_n^2 = 290$  mm<sup>2</sup>, ενώ ο όγκος του είναι  $V_n = \pi R_n^2 H_{\text{sub}} = 472$  mm<sup>3</sup>. Αυτό σημαίνει ότι, αν στοιβαχτούν δύο τέτοια PCB, τότε ο κόμπος που προκύπτει καταλαμβάνει όγκο μικρότερο από 1 cm<sup>3</sup>.





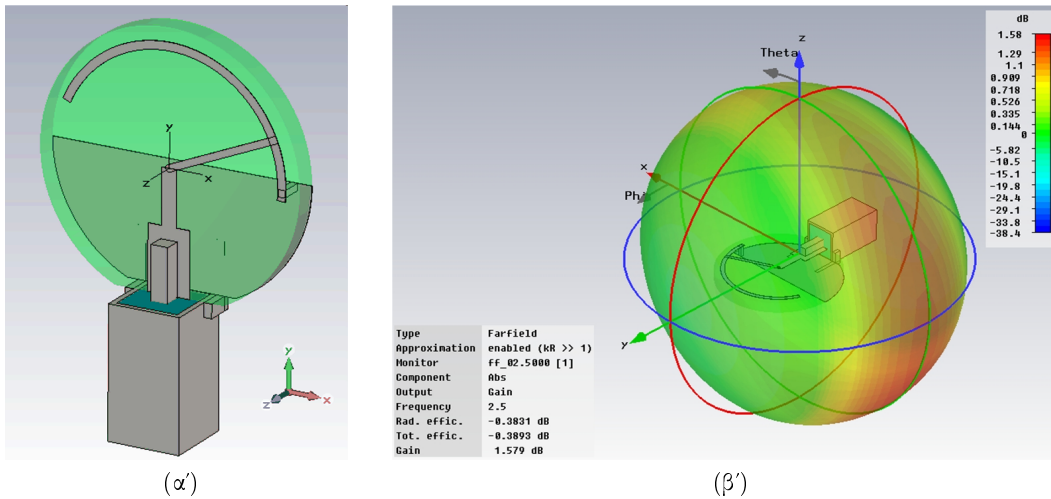
Σχήμα 6.41: (α') Ευρυζωνικό μέτρο του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο της CIFA. (β') Απεικόνιση του συντελεστή ανάκλασης σε χάρτη Smith. Η κεραία εμφανίζει έναν συντονισμό εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης ( $dX_{in}/d\omega > 0$ ).

Οι ηλεκτρικές επιδόσεις της τελικής CIFA περιγράφονται από τα Σχήματα 6.41–6.44. Το Σχήμα 6.41 περιγράφει την απόκριση της εμπέδησης εισόδου,  $Z_{in}(j\omega)$ . Η σχεδίαση απέφερε εύρος ζώνης  $BW_V = 87$  MHz ( $FBW_V = 3.5\%$ ) για  $f_0 = 2.5$  GHz, επίδοση που αντιστοιχεί σε συντελεστή ποιότητας  $Q_{CIFA} = 19$ . Το κάτω όριο του συντελεστή ποιότητας κατά Chu–Harrington–McLean ισούται με  $Q_{min} = 10$ . Η καμπύλη στον χάρτη Smith δείχνει ότι η CIFA, εκτός από συντονισμένη, είναι και καλά προσαρμοσμένη σε σύστημα των 50 Ω.

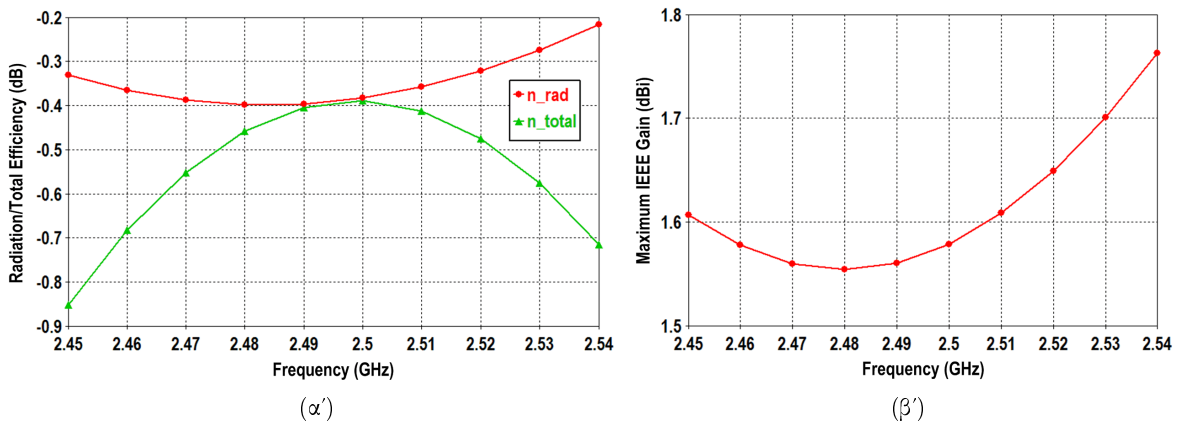
Το Σχήμα 6.42 απεικονίζει το τελικό υπολογιστικό μοντέλο της CIFA, το οποίο έχει ενσωματωθεί και στο τριδιάστατο διάγραμμα μακρινού πεδίου. Το μέγεθος του PCB σε σχέση με εκείνο του συνδετήρα SMA μαρτυρά το βαθμό σμίκρυνσης που επιτεύχθηκε. Η κεραία ακτινοβολεί εμφανώς σαν δίπολο (*dipole mode*), το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι ικανοποιητικά ομοιοκατευθυντικό στο επίπεδο  $xz$ , και όχι μόνον αυτό: το διάγραμμα εμφανίζει ρηχούς κώνους σιγής κατά μήκος του άξονα  $y$ , η ελάχιστη τιμή των οποίων είναι υψηλότερη από  $-8$  dBc. Συνεπώς, μπορούμε να ισχυριστούμε ότι το διάγραμμα ακτινοβολίας της CIFA προσεγγίζει εκείνο του ισοτροπικού ακτινοβολητή εντός 8 dB (δηλαδή, με μέγιστη απόκλιση από το ιδεατό σφαιρικό σχήμα ίση με 8 dB). Τέλος, το Σχήμα 6.43 παραθέτει τις επιδόσεις της CIFA σε αποδοτικότητα ακτινοβολίας και μέγιστο κέρδος. Η κεραία είναι εξαιρετικά αποδοτική για το μέγεθός της, αφού καταφέρνει να επιδείξει αποδοτικότητα ακτινοβολίας στο εύρος  $91 \leq n_{rad} \leq 95\%$  και συνολική αποδοτικότητα στο εύρος  $82 \leq n_{total} \leq 91\%$ . Η συνολική αποδοτικότητα επιδεινώνεται στα άκρα της ζώνης λόγω χειρότερης προσαρμογής: η μέγιστη (χειρίστη) τιμή των απωλειών προσαρμογής ισούται με  $M_\ell = 0.5$  dB. Τα Σχήματα 6.42–6.44 σχολιάζονται εκτενώς στην §6.3.4.

### 6.3.4 Συζήτηση επί των Αποτελεσμάτων

Σε αυτήν την τελευταία ενότητα συζητούνται δύο θέματα σχετικά με τη σχεδίαση ηλεκτρικά μικρών κεραιών για ασύρματους μικρο-αισθητήρες. Ας χρησιμοποιήσουμε, αρχικά, το άνω



Σχήμα 6.42: (α) Το τελικό H/M μοντέλο της CIFA. (β') Τριδιάστατο διάγραμμα μακρινού πεδίου της CIFA, υπολογισμένο στα 2.5 GHz, με ενσωματωμένο το μοντέλο της κεραίας.

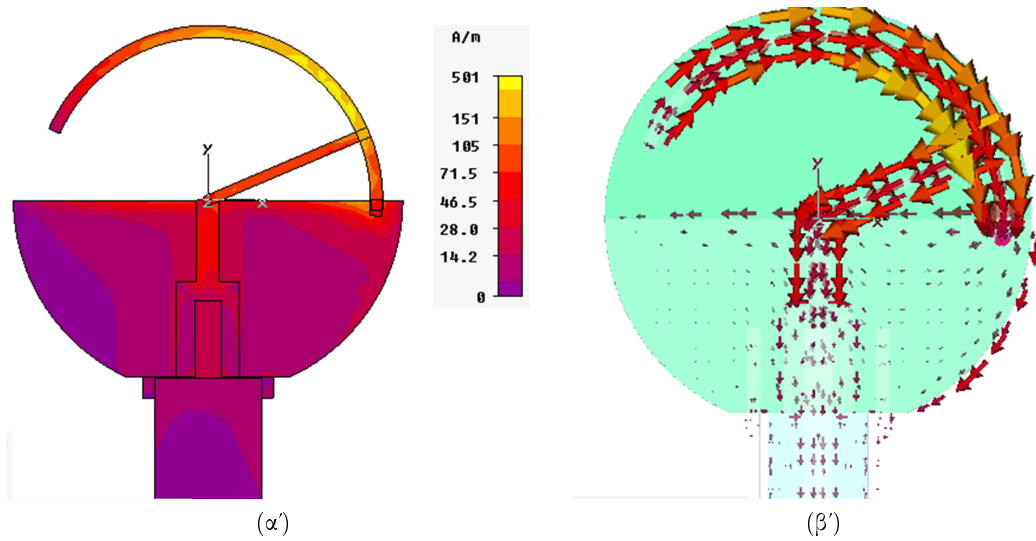


Σχήμα 6.43: (α') Μεταβολή της (συνολικής) αποδοτικότητας ακτινοβολίας εντός του λειτουργικού εύρους ζώνης της CIFA. (β') Αντίστοιχη διακύμανση του κέρδους (IEEE).

όριο της κατευθυντικότητας σαν εργαλείο επαλήθευσης της απόκρισης της CIFA. Σύμφωνα με τη σχέση (6.10), μια κεραία ηλεκτρικού μεγέθους  $ka = 0.5$  rad όπως η CIFA μπορεί να αποδώσει κατευθυντικότητα που δε θα ξεπερνά το όριο  $D_{ub}^{CIFA} = (0.5)^2 + 1.5 = 1.75 \simeq 2.4$  dBi. Παρατηρούμε ότι οι τιμές κέρδους και αποδοτικότητας στο Σχήμα 6.43 συνεπάγονται κατευθυντικότητα  $D_{CIFA} \simeq 1.6 - (-0.4) = 2.0$  dBi. Άρα, φαίνεται ότι η CIFA προσεγγίζει το άνω όριο της κατευθυντικότητας εντός 0.4 dB.

Όμως, το διάγραμμα μακρινού πεδίου του Σχήματος 6.42β' και οι ρευματικές κατανομές του Σχήματος 6.44 υποδεικνύουν έναν επιπλέον παράγοντα που επιδρά στο υπολογιζόμενο κέρδος της CIFA. Καταρχάς, το τριδιάστατο διάγραμμα δείχνει ότι η κεραία ακτινοβολεί ως δίπολο, άρα ένας συμμετρικός και ένας ασύμμετρος ρυθμός συνυπάρχουν στη ρευματική κατανομή της [324]. Πράγματι, η ρευματική κατανομή του Σχήματος 6.44α' δείχνει ότι ο συμμετρικός ρυθμός προκαλεί την εμφάνιση ρευμάτων στην εξωτερική πλευρά του chassis του συνδετήρα SMA: από τη στιγμή που δεν τοποθετήθηκε στο μοντέλο κάποια μορφή





**Σχήμα 6.44:** Ρευματικές κατανομές της CIFA υπολογισμένες στα 2.5 GHz: (α') επιφανειακή, και (β') διανυσματική. Η επιφανειακή κατανομή απεικονίζει ταυτόχρονα μέγιστα, ενώ η διανυσματική έχει ληφθεί σε φάση μεγιστοποίησης της έντασης πάνω στον κυρτό βραχίονα.

μετασχηματιστή BALUN, ο ομοαξονικός συνδετήρας συμμετέχει στην ακτινοβολία, μεγεθύνοντας τεχνητά την κεραία [324]. Το μήκος του συνδετήρα είναι  $L_{SMA} = 9.7 \text{ mm}$  οπότε, αν υποθέσουμε ότι συμμετέχει ολόκληρος στην ακτινοβολία, τότε το ηλεκτρικό μέγεθος της νέας 'κεραίας' ισούται με  $(ka)_{CIFA+SMA} = 0.76 \text{ rad}$ . Το νέο άνω όριο κατευθυντικότητας είναι  $D_{ub}^{CIFA+SMA} = (0.76)^2 + 1.5 = 2.08 \approx 3.2 \text{ dBi}$ . Άρα, μπορεί να ειπωθεί ότι η CIFA προσεγγίζει το άνω όριο εντός περιθωρίου  $0.4 \leq M_D \leq 1.2 \text{ dB}$ . Σε επίπεδο προσομοίωσης το πρόβλημα έχει μια πολύ απλή λύση: σμίκρυνση του μήκους του συνδετήρα SMA στο απολύτως απαραίτητο. Προκειμένου να αναπτυχθεί σωστά ο βασικός κυματοδηγούμενος TEM ρυθμός, ο συνδετήρας χρειάζεται μήκος ίσο με πέντε (5) εξαεδρικά κελιά, το οποίο αντιστοιχεί σε 2 mm με βάση την υπάρχουσα διακριτοποίηση. Παρ' όλα αυτά, ο συνδετήρας διατηρήθηκε στο μοντέλο με το πλήρες μήκος του, ώστε να υπενθυμίζει στον αναγνώστη τις δυσκολίες που εμφανίζονται κατά το χαρακτηρισμό μιας συμπαγούς κεραίας.

Η ρευματική κατανομή του Σχήματος 6.44β' καταδεικνύει ένα σημαντικό χαρακτηριστικό της συγκεκριμένης IFA: ισχυρά ρεύματα ρέουν πάνω στην περιφέρεια του PCB, καλύπτοντας μία γωνία  $300^\circ$ . Τα ρεύματα αυτά ρέουν σχεδόν πάνω στην περιγεγραμμένη σφαίρα, και αποτελούν τον κύριο μηχανισμό σμίκρυνσης της διαστάσεως CIFA μέχρι το όριο  $ka = 0.5 \text{ rad}$ . Το όριο αυτό είχε ξεπεραστεί από τριδιάστατες δομές που εκμεταλλεύονται καλύτερα τον όγκο εντός της περιγεγραμμένης σφαίρας. Γνωρίζοντας ότι φθηνές, τυπωμένες κεραίες για WSNs μπορούν να φτάσουν σε αυτόν τον βαθμό σμίκρυνσης, προκύπτει αμέσως το ερώτημα: ποιά είναι η ελάχιστη τιμή της συχνότητας λειτουργίας των motes καθώς εκείνα συρρικνώνονται τείνοντας σε μέγεθος Smart Dust (δηλ.  $1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ ); Η μείωση της  $f_0$  έχει μεγάλη σημασία για τη βιωσιμότητα των WSNs, γιατί στις υψηλές συχνότητες οι τεχνολογίες ημιαγωγών είναι ακριβότερες και οι συνθήκες διάδοσης χειρότερες. Προκειμένου να δοθεί μια απάντηση στο ερώτημα, ας υποθέσουμε ένα λεπτό mote χτισμένο πάνω σε κυκλικό

PCB, με μία ενσωματωμένη κεραία. Επίσης, ας υποθέσουμε ότι η κεραία καταλαμβάνει 50% της επιφάνειας του PCB, και μόνο το υπόλοιπο 50% είναι διαθέσιμο για τα ηλεκτρονικά συστήματα. Ο κόμβος έχει συνολική επιφάνεια  $A_n = \pi R_n^2$  [mm<sup>2</sup>]. Ο βαθμός σμίξευσης της κεραίας συνεπάγεται τη σχέση  $(2\pi/\lambda) \cdot R_n = 0.5$  rad. Η συχνότητα σε gigahertz συνδέεται με το μήκος κύματος σε χιλιοστά μέσω της σχέσης  $f = 300/\lambda$ . Συνδυάζοντας τις τρεις προηγούμενες σχέσεις, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι, η ελάχιστη συχνότητα λειτουργίας ενός κόμβου  $f_A$  [GHz], για δεδομένη επιφάνεια κόμβου  $A_n$  [mm<sup>2</sup>], δίδεται από την απλή σχέση

$$f_A = \frac{75}{\sqrt{\pi A_n}} \approx \frac{42.3}{\sqrt{A_n}}. \quad (6.14)$$

Η σχέση (6.14) περιγράφει μία αναγωγή συχνότητας η οποία, υπό τη στενή έννοια, ισχύει μόνο όταν το κλασματικό εύρος ζώνης της κεραίας του mote ισούται με  $FBW_V = 3.5\%$ . Ενδεικτικές τιμές συχνότητας που προβλέπει η (6.14) παρατίθενται στον Πίνακα 6.14 και στο Σχήμα 6.45. Από εκεί, προκύπτει το συμπέρασμα ότι, με βάση τις υποθέσεις του συστημικού μοντέλου της CIFA, είναι εφικτοί κόμβοι με διαστάσεις Smart Dust για συχνότητες λειτουργίας άνω των 40 GHz.

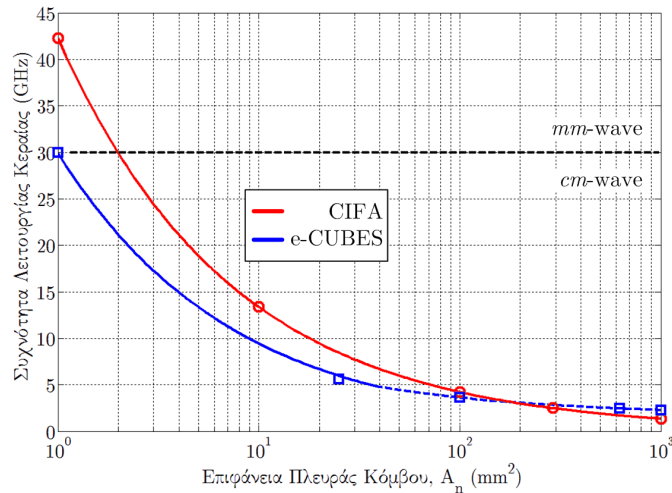
Τέλος, ενδιαφέρον εμφανίζει η σύγκριση των προβλέψεων της (6.14) με τις προβλέψεις που έγιναν από τους μηχανικούς του Ευρωπαϊκού ερευνητικού προγράμματος FP6-IST e-CUBES (βλ. §1.2.2, σελ. 15) σχετικά με την πορεία μείωσης του μεγέθους του κόμβου και αύξησης της συχνότητας μετάδοσης. Πρόκειται για τρία ζεύγη μεγέθους συχνότητας, τα οποία παρατίθενται στον Πίνακα 6.14 (βλ. σχετικά τον ιστότοπο [http://ecubes.epfl.ch/public/p\\_objectives.htm](http://ecubes.epfl.ch/public/p_objectives.htm)). Στη σύγκριση που επιχειρείται υπάρχουν δύο βασικά εμπόδια: (α') η εκτίμηση του μεγέθους του κόμβου e-CUBES δεν είχε μοναδικό γνώμονα την αποδοτική υλοποίηση της κεραίας, αλλά έλαβε υπόψη όλα τα αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα καθώς και το σύστημα διαχείρισης και αποθήκευσης ενέργειας, και (β') δεν είναι γνωστό το κλασματικό εύρος ζώνης της κεραίας του κόμβου e-CUBES, αφού δεν διατίθεται από το consortium κανένα τεχνικό παραδοτέο του έργου. Παρ' όλα αυτά, θεωρούμε ότι η σύγκριση έχει νόημα, γιατί τόσο η αρχιτεκτονική της CIFA, όσο και εκείνη του κόμβου e-CUBES οδηγούν σε τριδιάστατους κόμβους οι οποίοι χρησιμοποιούν τη μεγαλύτερη εξωτερική επιφάνειά τους για την εκτύπωση της κεραίας (ο κόμβος e-CUBES χρησιμοποιεί κεραία μικροταινιακού καλύμματος [84]).

Γίνεται, λοιπόν, σύγκριση των προβλεπόμενων συχνοτήτων επί τη βάση της επιφάνειας της πλευράς του κόμβου που φιλοξενεί την κεραία. Το Σχήμα 6.45 απεικονίζει καταρχάς την (6.14), δηλαδή την εξάρτηση της συχνότητας  $f_A$  από την επιφάνεια του τροχίσκου της CIFA, για τιμές εμβαδού  $1 \leq A_n \leq 10^3$  mm<sup>2</sup>. Όμως, δεν υπάρχει σχέση αντίστοιχα απλή με την (6.14) που να περιγράφει την κλιμάκωση της συχνότητας των κόμβων e-CUBES σε εύρος τριών τάξεων μεγέθους επιφάνειας. Η παλινδρόμηση ελαχίστων τετραγώνων οδήγησε στην ακόλουθη δίκλαδη συνάρτηση:

$$f_{\text{cube}} = \begin{cases} \frac{29.9}{\sqrt{A_n}}, & A_n < 38 \text{ mm}^2, \\ \frac{19.7}{\sqrt{A_n}} + 1.663, & A_n \geq 38 \text{ mm}^2. \end{cases} \quad (6.15)$$

CIFA		e-CUBES		
$A_n$ (mm <sup>2</sup> )	$f_A$ (GHz)	$A_n$ (mm <sup>2</sup> )	$f_{\text{cube}}$ (GHz)	Διαστάσεις (mm <sup>3</sup> )
1000	1.34	1000	2.29	—
290	2.50	625	2.45	25 × 25 × 25
100	4.23	100	3.63	—
10	13.4	25	5.60	5 × 5 × 1.5
1	42.3	1	30.0	1 × 1 × 0.5

**Πίνακας 6.14:** Υπολογισμός της ελάχιστης συχνότητας λειτουργίας κόμβου WSN συναρτήσει της επιφάνειας της μεγαλύτερης πλευράς του *mote*, βασισμένος στο μοντέλο συστήματος της CIFA και στις προβλέψεις του ερευνητικού προγράμματος e-CUBES.



**Σχήμα 6.45:** Διάγραμμα μεταβολής της ελάχιστης συχνότητας λειτουργίας κόμβου WSN συναρτήσει της επιφάνειας της μεγαλύτερης πλευράς του *mote*, βασισμένος στο μοντέλο συστήματος της CIFA και στις προβλέψεις του ερευνητικού προγράμματος e-CUBES.

Η (6.15) έχει σχεδιαστεί επίσης στο Σχήμα 6.45. Το διακεκομμένο τμήμα της καμπύλης αντιστοιχεί στην περιοχή  $A_n \geq 38 \text{ mm}^2$ , όπου η κλίση της μεταβολής μειώνεται. Μέσω της (6.15) έχουν υπολογιστεί και τα δύο επιπλέον ζεύγη  $(A_n, f_{\text{cube}})$  στον Πίνακα 6.14.

Στο Σχήμα 6.45 παρατηρούμε ότι οι δύο καμπύλες αποκλίνουν σημαντικά στο μεγαλύτερο τμήμα του πεδίου ορισμού τους. Υπάρχει σχετικά καλή συμφωνία στο εύρος  $100 \leq A_n \leq 300 \text{ mm}^2$ , όπου έχουμε ότι  $2.5 \leq f_A, f_{\text{cube}} \leq 4.2 \text{ GHz}$ . Επίσης, στα μικροσκοπικά μεγέθη κόμβων η πρόβλεψη του e-CUBES είναι πιο αισιόδοξη από το μοντέλο της CIFA, αφού έχουμε  $f_A > f_{\text{cube}}$  για  $A_n < 185 \text{ mm}^2$ . Εντούτοις, αμφότερα τα συστήματα προβλέπουν ότι κόμβοι διαστάσεων Smart Dust απαιτούν να μεταφερθεί η συχνότητα μετάδοσης στη χιλιοστομετρική ζώνη:  $f_A, f_{\text{cube}} \geq 30 \text{ GHz}$  για  $A_n = 1 \text{ mm}^2$ . Προκειμένου να επαληθευθεί η κατά 30% χαμηλότερη πρόβλεψη του e-CUBES θα πρέπει το συνολικό ηλεκτρικό μέγεθος του ακτινοβολητή (κεραιοστοιχείο και επίπεδο γείωσης) να μειωθεί στην τιμή  $ka = 0.35 \text{ rad}$ , είτε πρόκειται για τριδιάστατη κεραία που χρησιμοποιεί πιο αποδοτικά τον όγκο εντός της περιγεγραμμένης σφαίρας, είτε για επίπεδη δομή όπως η CIFA.

## 6.4 Συμπεράσματα Κεφαλαίου

Δεδομένου του μικρού αριθμού τυπωμένων IFA διατάξεων που έχουν παρουσιαστεί στην πρόσφατη και παλαιότερη βιβλιογραφία, το παρόν Κεφάλαιο παρουσίασε νέες σχεδιαστικές λύσεις που έρχονται να προστεθούν στις υπάρχουσες τεχνικές μονοζωνικών κεραιών. Οι προτεινόμενες τεχνικές επιδίωξαν αρχικά να καλύψουν τις ανάγκες μετάδοσης πληροφορίας στα WMSNs και τα VSNs πετυχαίνοντας ευρυζωνική απόκριση με αποδεκτό συνολικό μέγεθος κόμβου. Όταν το διαθέσιμο εύρος ζώνης είναι υπερβολικό, τότε η προτεινόμενη τεχνική το ανταλλάσσει με σμίκρυνση του κόμβου. Για το σκοπό αυτό δόθηκε αλγόριθμος βελτιστοποίησης του κεραιοστοιχείου και μελέτη των ιδιοτήτων του επιπέδου γείωσης η οποία κατέδειξε τα όρια σμίκρυνσής του.

Κατά την εξέλιξη των σύγχρονων κεραιών, η επίπεδη IFA κληρονόμησε τις ιδιότητες της κεραίας μικροταινιακού καλύμματος, ενώ η τυπωμένη IFA εκείνες του τυπωμένου μονοπόλου. Τα τυπωμένα μονόπολα είναι γνωστοί ευρυζωνικοί ακτινοβολητές, ενώ οι μικροταινιακές κεραιές είναι γνωστές για το αντίθετο. Για παράδειγμα, τα τυπωμένα μονόπολα και οι τυπωμένες σχισμοκεραίες έχουν προταθεί σε όλα τα πιθανά γεωμετρικά σχήματα ως υπερευρυζωνικές κεραιές: παράλληλα, όλες αυτές οι λύσεις είναι ηλεκτρικά μεγάλες. Έτσι, η μελέτη άρχισε με μια ευρυζωνική οικογένεια κεραιών και επιχείρησε να την κάνει ακόμα πιο ευρυζωνική, με απώτερο στόχο να ανταλλάξει το αχρείαστο εύρος ζώνης με μικρότερο μέγεθος. Για τον σκοπό αυτό, εφαρμόστηκε συντονισμός της κεραίας μέσω της αντίδρασης που εισάγουν στο ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας τέσσερις διαφορετικές σχισμές και μία βασική, ευθύγραμμη σχισμή. Οι τρεις σχισμές είχαν σχήμα προ-φράκταλ καμπύλης, ενώ οι υπόλοιπες δύο ήταν Ευκλείδειες.

Αφού οι 4+1 τοπολογίες περιγράφηκαν λεπτομερώς, παρουσιάστηκε ενδελεχώς η επίδραση κάθε σημαντικής παραμέτρου ελέγχου στη σχεδίαση τέτοιων κεραιών. Η παρουσίαση αυτή ευελπιστεί να βοηθήσει τον σχεδιαστή να καταλήξει άμεσα σε μια λειτουργική διάταξη, χωρίς να χρειάζεται να καταφύγει σε χρονοβόρους αλγόριθμους βελτιστοποίησης. Επίσης, καταδεικνύει και την αυταξία της πλήρως παραμετροποιημένης H/M μοντελοποίησης.

Η ηλεκτρική απόδοση κάθε κεραίας μελετήθηκε ενδελεχώς μέσα από πλήθος αριθμητικών αποτελεσμάτων. Η επαγωγική φόρτιση με σχισμές έδειξε τη δυνατότητα να τριπλασιάσει το λειτουργικό εύρος ζώνης σε σχέση με τις υπάρχουσες τεχνικές: το κλασματικό εύρος ζώνης κυμάνθηκε στα όρια  $22 \leq \text{FBW}_V \leq 34\%$ . Αναζητήθηκαν εξηγήσεις για τον εσωτερικό μηχανισμό λειτουργίας των αυλακωτών PIFAs μέσα από μελέτη των ρευματικών κατανομών. Φάνηκε, τότε, ότι το μεγαλύτερο μέρος του κεραιοστοιχείου συμμετέχει στην παραγωγή ακτινοβολίας και στους δύο ρυθμούς που διεγείρουν οι κεραιές. Σε ό,τι αφορά στα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας, οι κεραιές παρέχουν ικανοποιητική κάλυψη του τριδιάστατου χώρου  $(\theta, \phi)$ , αποδίδοντας παράλληλα ικανοποιητικά κέρδη και υψηλές μέσες τιμές συνολικής αποδοτικότητας ακτινοβολίας ( $\geq 80\%$ ). Η πόλωσή τους είναι ελλειπτική, αν και γραμμική στα τρία πρωτεύοντα επίπεδα. Ένα απλό, βαθμωτό κριτήριο ποιότητας χρησιμοποιήθηκε για τη σύγκριση της συνολικής απόδοσης που σχετίζεται με τις τρεις θεμελιώδεις ιδιότητες των κεραιών. Η τελική σύγκριση περιέγραψε με τον πλέον ανάγλυφο τρόπο το γεγονός ότι η

σχεδίαση συμπαγών κεραιών είναι μια τέχνη βέλτιστων συμβιβασμών.

Όμως, το κεραιοστοιχείο δεν είναι ο συνολικός ακτινοβολητής: σχεδίαση που εστιάζει μόνο στο κεραιοστοιχείο είναι απλά ανεπαρκής. Για γειώσεις με το τυπικό (ηλεκτρικό) μέγεθος ενός κόμβου αισθητήρα, η διερεύνηση των ιδιοτήτων ακτινοβολίας επιβεβαίωσε με άμεσο τρόπο ότι το GNDP επηρεάζει έντονα το επιτεύξιμο  $BW_V$  και είναι σημαντικός παράγοντας ακτινοβολίας [43, 311, 312]. Η μελέτη της επίδρασης του επιπέδου γείωσης έδειξε ότι η επιλογή του μεγέθους του GNDP, το οποίο είναι σχεδόν ίσο με το μέγεθος όλου του κόμβου, μπορεί να 'εξαναγκάσει' τους ρυθμούς της κεραιάς να αναπτυχθούν ή να καταπιεστούν. Το επίπεδο γείωσης επηρεάζει άμεσα το εύρος ζώνης και τη συνολική αποδοτικότητα. Το μήκος του GNDP έχει πιο δραστικά αποτελέσματα από το πλάτος. Στην περίπτωση της K2 PIFA αποδείχτηκε ότι η καλύτερη συνολική απόδοση επιτυγχάνεται στο βέλτιστο μέγεθος γείωσης  $L_{\text{gnd}}^{\text{opt}} \times W_{\text{gnd}}^{\text{opt}} = 24 \text{ mm} \times 33 \text{ mm} = 0.20\lambda \times 0.28\lambda @ 2.5 \text{ GHz}$ .

Η αύξηση του εύρους ζώνης που μπορεί να επιτευχθεί μέσω της επαγωγικής φόρτισης με σχισμές—και του εκφυλισμού των ρυθμών ανώτερης συχνότητας που εκείνη συνεπάγεται—υποστηρίχθηκε από μετρήσεις σε δύο πρωτότυπες κεραιοδιατάξεις. Οι κατασκευασμένες PIFAs, αν και υλοποιήθηκαν με υπο-βέλτιστες διαστάσεις επιπέδου γείωσης, πέτυχαν κλασματικό εύρος ζώνης στην περιοχή τιμών  $19 \leq FBW_V \leq 23\%$ , αποτέλεσμα που συνιστά ήδη σημαντική αύξηση σε σχέση με τις προγενέστερες εργασίες.

Όμως, η αρχική εφαρμογή της επαγωγικής φόρτισης ήταν η πρόκληση διζωνικότητας. Εξερευνώντας τις δυνατότητες λειτουργίας στα 2.5 και 5.25 GHz διαπιστώθηκε ότι, με απλή αλλαγή της γεωμετρίας της σχισμής, το λειτουργικό εύρος ζώνης σχεδόν διπλασιάζεται. Έτσι, καλύπτεται όχι μόνο η ζώνη U-NII 5.15–5.35 GHz, αλλά και η ISM 5.725–5.875 GHz. Οι διζωνικές PIFAs που σχεδιάστηκαν είχαν στην κάτω ζώνη ηλεκτρικό μέγεθος ίσο ή μικρότερο του διπόλου  $\lambda/2$ . Εντούτοις, και αυτές μπορούν να θεωρηθούν συμπαγείς, αν και δεν είναι ηλεκτρικά μικρές *per se*, αφού μέσω της διζωνικότητας επιτελούν το έργο δύο ή και τριών ξεχωριστών κεραιών. Παράλληλα, η έρευνα αγοράς για την επιλογή του κατάλληλου υποστρώματος μπορεί να συνδυάσει την κατασκευαστική ευκολία με την επίτευξη ιδιαίτερα υψηλής αποδοτικότητας ακτινοβολίας ακόμα και στο μέσο της C-band. Ένα ακόμη σημαντικό στοιχείο που ανέδειξε η μελέτη των διζωνικών κεραιών είναι ότι το αθροιστικό κλασματικό εύρος ζώνης μιας PIFA κινείται εντός στενών ορίων, και με τον εκφυλισμό των συντονισμών ο σχεδιαστής απλά κατανέμει ό,τι είναι διαθέσιμο από την ίδια την κεραία στις επιθυμητές περιοχές συχνοτήτων.

Στην τελευταία υποενότητα, το παρόν Κεφάλαιο έδειξε ότι οι τυπωμένες IFAs, εκτός από ευρυζωνικές και διζωνικές κεραιές, μπορούν να σχεδιαστούν αποδοτικά και ως σύμμορφες, ηλεκτρικά μικρές κεραιές. Έτσι προέκυψε η CIFA, μια τοξοειδής τυπωμένη IFA που κατοπτρίζεται σε επίπεδο γείωσης σχήματος ημικυκλικού δίσκου. Θέτοντας τη σχεδιαστική απλότητα και αμεσότητα ως κυρίαρχο παράγοντα στιβαρότητας, η CIFA υλοποιήθηκε έτσι ώστε να ελέγχεται από μόλις τρεις παραμέτρους: μία ακτίνα και δύο γωνίες. Τόσες παραμέτρους ελέγχου έχει το γραμμικό δίπολο, η θεμελιωδέστερη κεραία (μήκος, πάχος και διάκενο ανάμεσα στους βραχίονες). Η ακτίνα καθορίζει, εκτός των άλλων, και το συνολικό μέγεθος του μικρο-αισθητήρα. Οι δύο γωνίες, όταν μεταβάλλονται, παρέχουν συνεχή συντονισμότητα

της διάταξης σε συνεχείς στενές ζώνες. Αν και επίπεδη σα δομή, η CIFA πλησίασε αρκετά κοντά στο κάτω όριο του συντελεστή ποιότητας κατά Chu-Harrington-McLean, όντας παράλληλα συντονισμένη και προσαρμοσμένη στην κεντρική της συχνότητα. Το διάγραμμα ακτινοβολίας παρέχει ικανοποιητική κάλυψη του τριδιάστατου χώρου, ενώ με χρήση κατάλληλου υποστρώματος η κεραία είναι άκρως αποδοτική. Η λειτουργία της CIFA στηρίζεται στον τρόπο με τον οποίο ρέει το ρεύμα σε τυπωμένες κεραίες με πεπερασμένο επίπεδο γείωσης: τα ισχυρά ρεύματα πάνω στη CIFA ρέουν σχεδόν επί του ισημερινού της περιγεγραμμένης σφαίρας, οδηγώντας έτσι σε μέγιστη εκμετάλλευση της επιφάνειας του PCB. Τέλος, το μοντέλο συστήματος της CIFA, όντας βασισμένο σε ρεαλιστικές υποθέσεις, οδήγησε σε ένα μοντέλο πρόβλεψης της απαιτούμενης συχνότητας μετάδοσης συναρτήσει του μεγέθους του κόμβου. Το μοντέλο αυτό προβλέπει ότι, όταν η τεχνολογία των κυκλωμάτων VLSI ωριμάσει τόσο ώστε η μεγαλύτερη επιφάνεια του κόμβου να είναι  $1 \text{ mm}^2$ , τότε η συχνότητα εκπομπής και λήψης των κόμβων θα πρέπει να εισέλθει βαθιά μέσα στη χιλιοστομετρική περιοχή.

## Σχετικές Δημοσιεύσεις

Στα πλαίσια της σχεδίασης των ευρυζωνικών PIFAs δημοσιεύθηκαν οι επιστημονικές εργασίες [Π01], [Σ03], [Σ04], [Σ09] και [Σ11]. Η CIFA ανακοινώθηκε στη δημοσίευση [Σ20] (βλ. σχετικά σελ. 381). Οι διζωνικές επαγωγικά φορτισμένες PIFAs δεν έχουν ανακοινωθεί ακόμη στην επιστημονική κοινότητα.





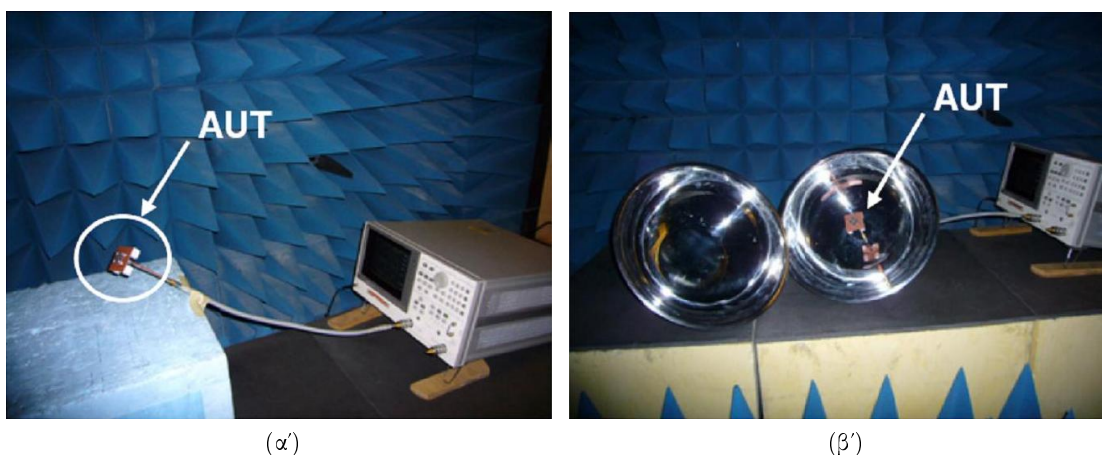
## Κεφάλαιο 7

# Ευρυζωνικός Χαρακτηρισμός Αποδοτικότητας Ακτινοβολίας σε Θωρακισμένες Κοιλότητες Σταθερής Γεωμετρίας

Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι κρίσιμο χαρακτηριστικό των συμπαγών κεραιών. Ταυτόχρονα, όμως, ο ακριβής χαρακτηρισμός της είναι μια πολύπλοκη διαδικασία. Στη σχεδίαση κινητών τερματικών, η μεταβλητότητα της αποδοτικότητας ακτινοβολίας μπορεί να έχει σημαντική επίδραση στη συνολική επίδοση του συστήματος. Οι μηχανικοί ραδιοσυχνοτήτων είναι αναγκασμένοι να προβαίνουν συχνά σε λεπτούς συμβιβασμούς προκειμένου να βελτιώσουν την ευαισθησία του δέκτη ή/και την απόσταση μετάδοσης του πομπού κατά μόλις ένα κλάσμα του decibel. Κι όμως, αρκεί μόνο η χαμηλή αποδοτικότητα ακτινοβολίας της κεραίας του τερματικού ώστε να επέλθει μια υποβάθμιση αρκετών decibel.

Η ιδέα που παρουσίασε ο H. A. Wheeler το 1959 είναι μια απλή, γρήγορη, επαναληπτή και ακριβής τεχνική χαρακτηρισμού της αποδοτικότητας εντός θωρακισμένων κοιλοτήτων [29]. Η μέθοδος Wheeler Cap (WCap) είναι μια διαφορική μέτρηση, η οποία αφορά στο διαχωρισμό της αντίστασης ακτινοβολίας από την αντίσταση απωλειών στο ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας [29, 340–346]. Τα απαιτούμενα δύο βήματα της μεθόδου γίνονται κατανοητά με τη βοήθεια του Σχήματος 7.1. Στο Σχήμα 7.1α' απεικονίζεται η μέτρηση της εμπίδησης εισόδου μιας μικρής κεραίας σε συνθήκες περίπου ελευθέρου χώρου (*quasi-free space*, QFS). Ο διανυσματικός αναλυτής, το καλώδιο τροφοδοσίας και η κεραία υπό μέτρηση έχουν τοποθετηθεί στο εσωτερικό ενός ημι-ανηχωικού θαλάμου. Αντίθετα, στο Σχήμα 7.1β' η ίδια κεραία έχει τοποθετηθεί μέσα σε σφαιρικό θάλαμο Wheeler, ο οποίος στο συγκεκριμένο στιγμιότυπο είναι ανοικτός. Για την διεξαγωγή της μέτρησης τα δύο μέρη του καλύμματος ενώνονται και σφραγίζονται με χαλκοταινία για την επίτευξη σωστής γαλβανικής σύνδεσης και, κατ'επέκταση, θωράκισης. Με κατάλληλη σύγκριση των μετρούμενων εμπεδήσεων στις δύο αυτές καταστάσεις της κεραίας, προκύπτει εύκολα η αποδοτικότητα ακτινοβολίας στη δεδομένη





**Σχήμα 7.1:** (α) Μέτρηση της εμπέδησης εισόδου μικρής κεραίας σε προσεγγιστικές συνθήκες ελεύθερου χώρου. (β) Κεραία τοποθετημένη μέσα σε σφαιρικό θάλαμο Wheeler.

συχνότητα όπως περιγράφεται στην §7.1.

Ένας από τους βασικότερους περιορισμούς της μεθόδου προέρχεται από τους φυσικούς συντονισμούς του θαλάμου μέτρησης [343]. Οι συντονισμοί των κοιλιοτήτων παραβιάζουν την αρχή της μεθόδου Wheeler, οδηγούν σε μηδενικές ή αρνητικές τιμές αποδοτικότητας, και μειώνουν το μετρήσιμο εύρος ζώνης και μέγεθος της κεραίας. Οι συντονισμοί μπορούν να αποφευχθούν χρησιμοποιώντας κοιλότητες μεταβλητής γεωμετρίας, οι οποίες όμως απαιτούν λεπτομερή κατασκευή για την αποφυγή διαρροής ακτινοβολίας εκτός κοιλότητας. Αντίθετα, οι κοιλότητες σταθερής γεωμετρίας είναι ευκολότερες στην κατασκευή και μακράν οικονομικά αποδοτικότερες.

Σε αυτό το τελευταίο Κεφάλαιο της Διατριβής παρουσιάζεται αρχικά η ιστορική αναδρομή της χρήσης της τεχνικής Wheeler Cap (θάλαμος Wheeler) σε μετρήσεις ασύρματων διατάξεων. Εξετάζεται επίσης η τρέχουσα κατάσταση της τεχνολογίας. Στο δεύτερο μέρος περιγράφεται διεξοδικά η προτεινόμενη μεθοδολογία χαρακτηρισμού της αποδοτικότητας ακτινοβολίας ηλεκτρικά ή/και φυσικά μικρών κεραίων, η οποία αποσκοπεί να εκτιμήσει τα όρια των μετρήσεων άνευ συντονισμών για επίπεδες κεραίες εντός παραλληλεπίπεδων, σφαιρικών και κυλινδρικών κοιλιοτήτων σταθερής γεωμετρίας. Αναπτύσσεται το από κοινού μοντέλο συστήματος κεραίας–κοιλότητας, το οποίο καθιστά ικανή τη θεωρητική ανάλυση. Το μοντέλο ουσιαστικά προβάλλει τις ιδιότητες της κεραίας υπό μέτρηση πάνω στις ιδιότητες της κοιλότητας. Ακολουθεί η ανάλυση των παραλληλεπίπεδων κοιλιοτήτων, και στη συνέχεια επιδεικνύεται ο τρόπος επέκτασης του προτεινόμενου μοντέλου συστήματος σε τριδιάστατες κεραίες αυθαίρετου σχήματος. Η ενοποιημένη, ντετερμινιστική σχεδιαστική μεθοδολογία ολοκληρώνεται με τη μελέτη σφαιρικών και κυλινδρικών κοιλιοτήτων. Οι κυλινδρικές κοιλότητες παρέχουν ίσως τη μέγιστη μετρητική ευελιξία.

Η μέθοδος του καλύμματος Wheeler έχει δεχθεί συχνά κριτική, σύμφωνα με την οποία οι περιορισμοί στη θεωρητική θεμελίωση της μεθόδου και οι πρακτικές δυσκολίες κατά τη μέτρηση επιτρέπουν τελικά τον χαρακτηρισμό μόνο συμπαγών κεραίων, και μόνο σε στενά εύρη ζώνης [347–350]. Άρα, στο ίδιο πλαίσιο, ο Wheeler Cap δεν πληροί τις προϋποθέσεις

ώστε να θεωρείται μια αυστηρή, ακριβής μέθοδος αναφοράς. Δικαιολογεί, άραγε, μια μετρητική μέθοδος με τόσες ‘προφανείς ατέλειες’ μια ενδελεχή μελέτη υπό νέα οπτική γωνία; Οι επόμενες Ενότητες φιλοδοξούν να αποδείξουν ότι η απάντηση είναι emphatica καταφατική.

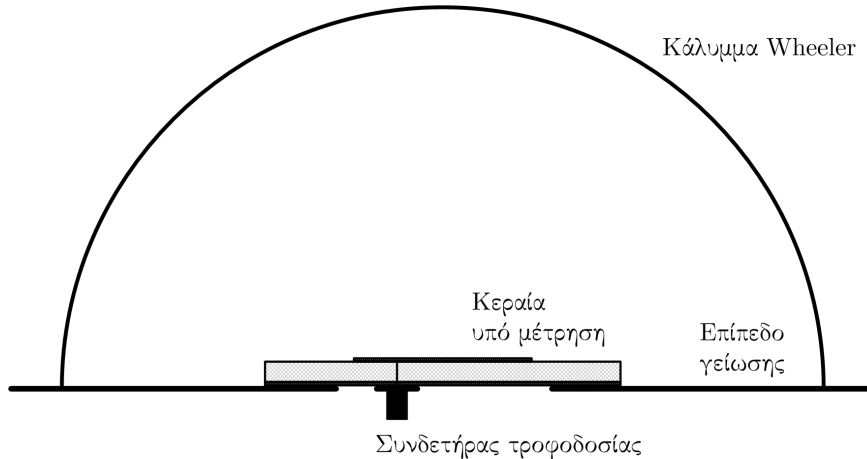
## 7.1 Γενική Βιβλιογραφία της Μεθόδου Wheeler Cap

### 7.1.1 Πρώιμες Ερευνητικές Εργασίες

Η έρευνα πάνω στον μετρητικό χαρακτηρισμό της αποδοτικότητας ακτινοβολίας συμπαγών κεραιών είναι τουλάχιστον τόσο παλιά όσο κι η εργασία στην οποία ο Wheeler περιέγραψε την ομώνυμη μέθοδο με σκοπό τη μέτρηση της  $n_{\text{rad}}$  συμπαγών βροχοκεραιών [29]. Ο Wheeler πρότεινε ότι η τοποθέτηση της κεραίας εντός αγωγίμης σφαιρικής κοιλότητας θα ‘στραγγάλιζε’ την ακτινοβολία στο μακρινό πεδίο της κεραίας, χωρίς να αλλοιώσει τον μηχανισμό των απωλειών της. Συνεπώς, η μέθοδος Wheeler βασίζεται στην υπόθεση ότι η τοποθέτηση της κεραίας στην κοιλότητα *βραχυκυκλώνει την αντίσταση ακτινοβολίας*  $R_{\text{rad}}$ , ενώ η αντίσταση απωλειών  $R_L$  παραμένει σταθερή. Έτσι, η  $R_L$  αποσυμπλέκεται από την  $R_{\text{rad}}$  και υπολογίζεται αυτούσια. Επίσης, ο Wheeler επισήμανε ότι το μέγεθος της κοιλότητας θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο ώστε να αποφευχθεί η διαταραχή του κοντινού πεδίου, και αρκετά μικρό ώστε να αποφευχθεί η εμφάνιση συντονισμών στην περιοχή συχνοτήτων της μέτρησης. Όρισε την απόσταση των τοιχωμάτων του θαλάμου από την κεραία ίση με το κυκλικό μήκος (*radianlength*)  $\ell_r = \lambda_0/2\pi$ , δηλαδή με το αντίστροφο της κυκλικής χωρικής συχνότητας του κύματος, η οποία ισούται με το μέτρο του κυματανύσματος  $\mathbf{k}$ . Κατά μία έννοια, η μέθοδος Wheeler είναι ισοδύναμη με τη μέθοδο του Chu [28] για τον υπολογισμό του ελάχιστου δυνατού συντελεστή ποιότητας μιας κεραίας, καθότι και ο Chu υπέθεσε ότι οι απώλειες της κεραίας περιγράφονται από την περιοχή του άεργου κοντινού πεδίου. Το Σχήμα 7.2 απεικονίζει κεραία μικροταινιακού καλύμματος τοποθετημένη σε ημισφαιρικό θάλαμο Wheeler: η αγωγίμη βάση του θαλάμου συνδέεται γαλβανικά τόσο με το επίπεδο γείωσης της κεραίας, όσο και με το ημισφαιρικό κάλυμμα.<sup>1</sup>

Η πρώτη δημοσιευμένη εργασία που εφαρμόζει τη μέθοδο Wheeler είναι η μελέτη των Newman, Bohley & Walter [340], η οποία έδειξε πειραματικά ότι η μέθοδος αποδίδει καλά αποτελέσματα και είναι απλή στην εφαρμογή. Ήδη, η πρώτη αυτή εργασία εξέτασε τις υποθέσεις και τους περιορισμούς που κρύβονται πίσω από την εφαρμογή της μεθόδου Wheeler Cap. Με την προϋπόθεση ότι στην περιοχή της συχνότητας συντονισμού  $\omega_0$  (στην οποία το φανταστικό μέρος της εμπέδησης εισόδου μηδενίζεται,  $X_{\text{in}}(j\omega_0) = 0$ ) το ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας μπορεί να περιγραφεί σαν ένα δίκτυο RLC σε σειρά, μετράται η αντίσταση εισόδου της κεραίας σε συνθήκες ελευθέρου χώρου, έστω  $R_{\text{in}}^{\text{FS}}(j\omega_0)$ , και εντός του θωρακισμένου θαλάμου Wheeler, έστω  $R_{\text{in}}^{\text{WC}}(j\omega_0)$ . Τότε, η αποδοτικότητα ακτινοβολίας της κεραίας δίνεται

<sup>1</sup>Μιλώντας αυστηρά, το Σχήμα 7.2 δεν κάνει όσα υπόσχεται η λεζάντα: η βάση της κοιλότητας προεκτείνει τεχνητά το επίπεδο γείωσης της κεραίας και, σε συνδυασμό με το κάλυμμα, βραχυκυκλώνει το κοντινό πεδίο στον κάτω ημιχώρο. Συνεπώς, το κοντινό πεδίο της κεραίας παραμορφώνεται και η μέτρηση είναι άκυρη. Θα ήταν έγκυρη αν η κεραία επρόκειτο να εγκατασταθεί πάνω σε ευρύτερη μεταλλική κατασκευή, π.χ. στην άτρακτο ενός αεροσκάφους.



**Σχήμα 7.2:** Μικροταινιακή κεραία εντός ημισφαιρικού θαλάμου Wheeler. Το κάλυμμα αφαιρεί το μακρινό πεδίο, χωρίς να παραμορφώνει ούτε το κοντινό πεδίο, ούτε τη ρευματική κατανομή της κεραίας, και συνεπώς ούτε και την αντίσταση απωλειών.

πολύ απλά από τη σχέση

$$n_{\text{rad}} = \frac{R_{\text{rad}}}{R_{\text{rad}} + R_{\text{L}}} = \frac{R_{\text{in}}^{\text{FS}}(j\omega_0) - R_{\text{in}}^{\text{WC}}(j\omega_0)}{R_{\text{in}}^{\text{FS}}(j\omega_0)} = 1 - \frac{R_{\text{in}}^{\text{WC}}(j\omega_0)}{R_{\text{in}}^{\text{FS}}(j\omega_0)}. \quad (7.1)$$

Αντίστοιχη σχέση υφίσταται στην περίπτωση που το ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας είναι παράλληλα συνδεδεμένο (shunt) RLC δίκτυο,

$$n_{\text{rad}} = 1 - \frac{Y_{\text{in}}^{\text{FS}}(j\omega_0)}{Y_{\text{in}}^{\text{WC}}(j\omega_0)}. \quad (7.2)$$

Η ποσότητα  $R_{\text{in}}^{\text{WC}}$  στην (7.1) ισούται με την αντίσταση απωλειών της κεραίας, ενώ η  $R_{\text{in}}^{\text{FS}}$  με τη συνολική αντίσταση εισόδου του ισοδύναμου κυκλώματος της κεραίας όταν εκείνη ακτινοβολεί στον ελεύθερο χώρο.

Ο Smith [341] συνέχισε τη μελέτη της μεθόδου Wheeler, και έδειξε ότι το μέγεθος, το σχήμα και η ηλεκτρική αγωγιμότητα της κοιλότητας δεν αποτελούν κρίσιμους παράγοντες για τη σωστή εκτίμηση της  $n_{\text{rad}}$ . Απαραίτητη προϋπόθεση, όμως, είναι να παραμείνει αναλλοίωτη η ρευματική κατανομή της κεραίας όταν αυτή τοποθετείται εντός του θαλάμου, δηλαδή υπάρχει όριο στη σύμκρυνση της κοιλότητας. Παρ' όλα αυτά, ο Smith έδειξε ότι το κριτήριο του ενός radianlength μπορεί να χαλαρώσει αν η εφαπτομένη απωλειών  $p_{\text{WC}} = \sigma/\omega\epsilon$  του υλικού του θαλάμου είναι αρκετά υψηλή.

Μια από τις πλέον χρήσιμες αναφορές είναι η εργασία [342], στην οποία οι Pozar & Kaufman εφάρμοσαν τρεις διαφορετικές μεθόδους μέτρησης σε μικροταινιακές κεραίες και στοιχειοκεραίες, και κατόπιν εκτίμησαν την ακρίβεια κάθε μεθόδου. Οι τρεις μέθοδοι ήταν η G/D (ακρίβειας  $\pm 20\%$ ), η ραδιομετρική μέθοδος (ακρίβειας  $\pm 12\%$ ) και ο θάλαμος Wheeler (ακρίβειας  $\pm 2\%$ ).<sup>2</sup> Οι συγγραφείς έδειξαν ότι η μέθοδος Wheeler Cap είναι η ευκολότερη στην υλοποίηση και αποδίδει αποτελέσματα με εξαιρετική επαναληψιμότητα, αλλά επίσης ότι

<sup>2</sup>Βλ. την §7.2 για μια επεξήγηση της G/D και της ραδιομετρικής μεθόδου.

πρέπει να δοθεί προσοχή στις θεωρητικές αδυναμίες της, δηλαδή στην υπόθεση του ισοδύναμου κυκλώματος RLC, η οποία είναι πολύ περιοριστική. Χρησιμοποίησαν έναν ηλεκτρικά μεγάλο θάλαμο ακτίνας  $3\lambda_0$ , αντί για  $\lambda_0/6$ , και για το λόγο αυτό διαπίστωσαν εξάρτηση του αποτελέσματος από την ευθυγράμμιση του θαλάμου με την κεραία. Μεταγενέστερες μελέτες ανέφεραν ότι δεν παρατηρήθηκε τέτοια ευαισθησία, συνεπώς η παρατήρηση των Pozar & Kaufman ενδέχεται να οφείλεται στο γεγονός ότι η κεραία ακτινοβόλυνε εντός της κοιλότητας, και η μεταβολή της θέσης της επέφερε μεταβολή της φάσης του ανακλώμενου κύματος.

Η εργασία του Austin είναι η πρώτη που μελετά αποκλειστικά το πρόβλημα των ιδιοσυχνοτήτων του θαλάμου Wheeler [343].<sup>3</sup> Χρησιμοποιώντας μια παραλληλεπίπεδη κοιλότητα με συχνότητα αποκοπής  $f_{co} = 191$  MHz και πραγματοποιώντας προσομοιώσεις και μετρήσεις στο εύρος 0.45–0.75 GHz, απέδειξε ότι η παρουσία των ιδιορυθμών είναι εμφανής στις μετρήσεις, και το αποτέλεσμά τους είναι μηδενικές, ή ακόμα και αρνητικές, τιμές αποδοτικότητας ακτινοβολίας. Πρότεινε ως αντίμετρο την τοποθέτηση διηλεκτρικών υλικών με απώλειες στις περιοχές πεδίου μέγιστης έντασης, αλλά, όπως θα εξηγηθεί στην §7.3, κάτι τέτοιο έρχεται σε αντίθεση με την αρχή της μεθόδου Wheeler.

Η πρώτη προσπάθεια να παρακαμφθούν οι θεωρητικές αδυναμίες του Wheeler Cap έγινε στην εργασία των Mongia *et al.* [344], όπου, αντί για τον υπολογισμό αντιστάσεων, έγινε υπολογισμός συντελεστών ποιότητας σύμφωνα με τη σχέση

$$n_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{rad}} + P_{\text{L}}} = 1 - \frac{Q_{\text{FS}}}{Q_{\text{WC}}}. \quad (7.3)$$

Αν και η ποσότητα  $Q_{\text{FS}}$  υπολογίζεται με ακρίβεια κατόπιν μέτρησης της  $Z_{\text{in}}(j\omega)$  σε VNA, εντούτοις ο υπολογισμός της  $Q_{\text{WC}}$  βασίζεται σε απλοποιητικές παραδοχές και γνώση των ιδιοτήτων των υλικών της κεραίας, με αποτέλεσμα να εισάγει σημαντική αβεβαιότητα στο τελικό αποτέλεσμα. Αντίστοιχη τροποποίηση της μεθόδου, και με εκτενή θεωρητική ανάλυση για τον υπολογισμό των συντελεστών  $Q$ , έγινε πολύ αργότερα από τον García-García [351].

Τέλος, η εργασία των Muramoto, Ishii & Itoh [345] ήταν η πρώτη που εστίασε, μέσα από προσομοιώσεις και μετρήσεις σε παραλληλεπίπεδες και ημισφαιρικές κοιλότητες, στο σημαντικό ζήτημα του διάκενου ανάμεσα στην κεραία και την κοιλότητα. Διαπιστώθηκε ότι, όταν το μέγεθος της κοιλότητας είναι μικρότερο από το απαιτούμενο, τότε η ρευματική κατανομή της κεραίας επηρεάζεται, με αποτέλεσμα η συχνότητα  $f_0 = \text{argmin}\{|S_{11}(j\omega)|\}$  να μετατοπίζεται όταν η κεραία τοποθετείται στο θάλαμο μέτρησης. Αυτό έχει ως συνέπεια να εμφανίζεται ένα μικρό βύθισμα στην περιοχή μέγιστων τιμών της υπολογιζόμενης  $n_{\text{rad}}$ . Ως αντιστάθμισμα, οι συγγραφείς πρότειναν τη χρήση μεγάλων κοιλοτήτων με διάκενο μέχρι και δέκα radian-lengths ( $d_W \leq 10\ell_r$ ), πρακτική που αφήνει τη μέθοδο Wheeler εντελώς εκτεθειμένη στο πρόβλημα των συντονισμών. Το θέμα του διακένου προσεγγίστηκε διαφορετικά στην [351], όπου για το διαχωρισμό του κοντινού πεδίου από την περιοχή Fresnel εφαρμόστηκε η εξίσωση Harrington,  $G = (k_0 a)^2 + 2(k_0 a)$ . Ερμηνεύοντας την μεταβλητή  $a$  ως την ακτίνα του κοντινού πεδίου γύρω από την κεραία, και όχι ως την ακτίνα της νοητής περιγεγραμμένης

<sup>3</sup>Υπάρχει και μια προγενέστερη δημοσίευση του Austin με τον K. P. van der Riet στο περιοδικό *Trans. SA Inst. Electrical Engineers*, vol. 78, no. 2, Dec. 1987, η οποία δεν κατέστη δυνατό να ανευρεθεί.

σφαίρας της ρευματικής κατανομής, ο συγγραφέας της [351] κατέληξε στη σχέση

$$d_W = \frac{\lambda_0}{2\pi} (\sqrt{G+1} - 1), \quad (7.4)$$

όπου  $G$  είναι το γραμμικό κέρδος της κεραίας. Επί τη βάση αυτής της σχέσης κατασκευάστηκε κυλινδρικός θάλαμος Wheeler, στον οποίο μετρήθηκε κεραία κυκλικού μικροταινιακού καλύμματος. Η παρουσία της κοιλότητας επηρεάζει εμφανώς τη ρευματική κατανομή της, μιας και τα ελάχιστα του συντελεστή ανάκλασης μετατοπίζονται κατά 4–6 ποσοστιαίες μονάδες (βλ. Fig. 11 και 12 στην [351]). Η μέθοδος του García-García εμφανίζει τρεις θεωρητικές αδυναμίες: (α) Για κεραία δεδομένου κέρδους  $G$ , η ακτίνα  $a$  είναι η ελάχιστη ακτίνα της νοητής σφαίρας που περιγράφει τα ακτινοβολούντα μέρη της κεραίας, και όχι το όριο μεταξύ κοντινού πεδίου και ζώνης Fresnel, (β) υπάρχει παρερμηνεία της εξίσωσης Harrington, η οποία ισχύει μόνο για ηλεκτρικά μεγάλες κεραίες ( $ka \geq 1 \Rightarrow G \geq 3$ ), με αποτέλεσμα η (7.4) να δίνει  $d_W < \ell_r$  για  $G < 3$ , και (γ) όταν η ρευματική κατανομή της κεραίας εκτείνεται σε χωρίο με σημαντικές ηλεκτρικές διαστάσεις, τότε το διάκενο πρέπει να υπολογίζεται από τα άκρα της κατανομής, και όχι από το κέντρο της.

Πέρα από τις ως τώρα αναφορές, η πρωτότυπη μέθοδος Wheeler έχει αναλυθεί ή/και εφαρμοστεί, είτε ορθά, είτε λανθασμένα, στις εργασίες [324, 346–348, 352–355]. Ως αντιπαράδειγμα αναφέρεται η [352], στην οποία η μέθοδος εφαρμόστηκε στην πρωτότυπη μορφή της, ενώ θα έπρεπε να συνδυαστεί με την περιστροφή McKinzie που περιγράφεται στην §7.1.2.

### 7.1.2 Η Περιστροφή McKinzie

Η μέθοδος McKinzie [356] ήταν η σημαντική ανακάλυψη εκείνη που απελευθέρωσε τη μέθοδο Wheeler από την ανάγκη για υποθέσεις γύρω από το ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας (series/shunt RLC). Η ‘τροποποιημένη μέθοδος Wheeler Cap’, ή πιο απλά ‘περιστροφή McKinzie’, εισάγει μια νοητή, ιδανική γραμμή μεταφοράς στην είσοδο της κεραίας. Αυτή η γραμμή μεταφοράς δεν αλλοιώνει τα χαρακτηριστικά της κεραίας, αλλά στο χάρτη Smith στρέφει την καμπύλη  $\Gamma_{in}(j\omega)$  όσο χρειάζεται ώστε στη συχνότητα που ενδιαφέρει η καμπύλη να είναι εφαπτόμενη σε κύκλο σταθερής αντίστασης ή αγωγιμότητας. Τότε, η προϋπόθεση της αρχικής μεθόδου Wheeler ικανοποιείται, και η μέτρηση είναι ακριβής για κάθε κεραία, ανεξάρτητα από το πόσο πολύπλοκο είναι το ισοδύναμο κύκλωμα στην είσοδό της. Ένα άλλο πλεονέκτημα της περιστροφής McKinzie είναι ότι η πολυπλοκότητα της μετρητικής διάταξης παραμένει αμετάβλητη: η περιστροφή γίνεται είτε στον διανυσματικό αναλυτή δικτύων (VNA), είτε σε λογισμικό αριθμητικής άλγεβρας όπως το MATLAB, εισάγοντας απλά την απαιτούμενη καθυστέρηση φάσης (electrical delay).

Η περιστροφή McKinzie πρέπει να εφαρμοστεί σε αμφότερες τις καμπύλες  $\Gamma_{inFS}(j\omega)$  και  $\Gamma_{inWC}(j\omega)$ . Εφόσον η κοιλότητα δεν έχει επηρεάσει την SCD της κεραίας, η απαιτούμενη στροφή φάσης είναι η ίδια για τις δύο καταστάσεις της κεραίας. Μοναδική αδυναμία του τροποποιημένου Wheeler Cap είναι η ευρυζωνικότητα: η εφαπτομενικότητα με κύκλο σταθερής αντίστασης ή αγωγιμότητας ικανοποιείται σε ένα στενό εύρος ζώνης γύρω από το συντονισμό της κεραίας, αλλά δύσκολα διατηρείται σε μεγάλα εύρη, ιδίως όταν η καμπύλη

$\Gamma_{\text{inFS}}(j\omega)$  εμφανίζει πολλαπλούς κλειστούς βρόχους. Η μέθοδος McKinzie έχει σχολιασθεί ή/και εφαρμοστεί εκτεταμένα στις εργασίες [120, 121, 324, 346, 347, 357–361].

### 7.1.3 Σχόλια επί των Τύπων Υπολογισμού της Αποδοτικότητας

Ο υπολογισμός της  $n_{\text{rad}}$  στην πρωτότυπη και την τροποποιημένη κατά McKinzie μέθοδο Wheeler βασίζεται στις σχέσεις (7.1) και (7.2). Χωρίς βλάβη της γενικότητας, εργαζόμεστε με την (7.1), η οποία υποθέτει είτε ότι η μέτρηση γίνεται στη συχνότητα συντονισμού μιας κεραίας με ισοδύναμο κύκλωμα εισόδου RLC εν σειρά, είτε ότι έχει επιβληθεί τεχνητός συντονισμός μέσω περιστροφής McKinzie. Με δεδομένο τον συντονισμό και στις δύο καταστάσεις της κεραίας, δηλαδή  $Z_{\text{in}}^{\text{FS}} = R_{\text{in}}^{\text{FS}}$  και  $Z_{\text{in}}^{\text{WC}} = R_{\text{in}}^{\text{WC}}$ , έχουμε ότι

$$\left\{ R_{\text{in}}^{\text{FS}} = 50 \cdot \frac{1 + \Gamma_{\text{in}}^{\text{FS}}}{1 - \Gamma_{\text{in}}^{\text{FS}}} \Omega, \quad R_{\text{in}}^{\text{WC}} = 50 \cdot \frac{1 + \Gamma_{\text{in}}^{\text{WC}}}{1 - \Gamma_{\text{in}}^{\text{WC}}} \Omega \right\}. \quad (7.5)$$

Εδώ η κεραία θεωρείται ως ένα μονόθυρο δίκτυο, συνεπώς επιτρέπεται η αλλαγή συμβολισμού  $\Gamma_{\text{in}}^{xy} = S_{11}^{xy}$ . Αντικαθιστώντας την (7.5) στην (7.1) παίρνουμε σαν αποτέλεσμα την

$$n_{\text{rad}} = 1 - \frac{(1 + S_{11}^{\text{WC}})(1 - S_{11}^{\text{FS}})}{(1 - S_{11}^{\text{WC}})(1 + S_{11}^{\text{FS}})}, \quad (7.6)$$

η οποία έχει το πλεονέκτημα ότι χρησιμοποιεί απευθείας τις μετρούμενες παραμέτρους σχέδασης, χωρίς να απαιτεί τον ενδιάμεσο υπολογισμό αντιστάσεων.

Στις εργασίες [324, 345, 354, 362–364] χρησιμοποιείται εναλλακτικά ο τύπος

$$n_{\text{rad}} = 1 - \frac{1 - |S_{11}^{\text{WC}}|^2}{1 - |S_{11}^{\text{FS}}|^2} = \frac{|S_{11}^{\text{WC}}|^2 - |S_{11}^{\text{FS}}|^2}{1 - |S_{11}^{\text{FS}}|^2}, \quad (7.7)$$

ο οποίος σχολιάστηκε και στις [351, 365, 366]. Προφανώς, οι δύο παραπάνω τύποι δεν ταυτίζονται. Η διαφορά τους προκύπτει από το γεγονός ότι ο μέν (7.6) πηγάζει από την υπόθεση της αμετάβλητης αντίστασης απωλειών, ο δε (7.7) από την υπόθεση αμετάβλητης ισχύος απωλειών. Οι Agahi & Domino [366] παρατήρησαν ότι ο (7.7) είναι γενικά λιγότερο ακριβής από τον (7.6), και διατηρεί ικανοποιητική ακρίβεια μόνο για κεραίες χαμηλής  $R_{\text{rad}}$  και υψηλής  $n_{\text{rad}}$ . Το συμπέρασμα αυτό επιβεβαιώθηκε αργότερα και από τον García-García [351]. Ξεκινώντας από την υπόθεση της αμετάβλητης  $R_L$ , ο Huynh [317] έκανε την υπόθεση ότι και η ισχύς  $P_{\text{avail}}$  που είναι διαθέσιμη από τον πομπό στην είσοδο της κεραίας είναι αμετάβλητη μεταξύ των δύο καταστάσεων. Αυτή οδήγησε στην ισότητα των πλατών των προσπίπτοντων κυμάτων τάσης, μέσω της οποίας υπολογίστηκε η αναλογία των εντάσεων των ρευμάτων που διαρρέουν την κεραία εντός και εκτός της κοιλότητας. Έτσι, η (7.7) τροποποιήθηκε ως εξής,

$$n_{\text{rad}} = 1 - \frac{1 - |S_{11}^{\text{WC}}|^2}{1 - |S_{11}^{\text{FS}}|^2} \cdot \frac{|1 - S_{11}^{\text{FS}}|^2}{|1 - S_{11}^{\text{WC}}|^2}. \quad (7.8)$$

Η υπόθεση/επιβολή του συντονισμού στη δεδομένη συχνότητα μέτρησης συνεπάγεται ότι  $Z_{in}^{FS}, Z_{in}^{WC} \in \mathbb{R}$ , το οποίο με τη σειρά του συνεπάγεται ότι  $S_{11}^{FS}, S_{11}^{WC} \in \mathbb{R}$ . Υπό αυτήν τη συνθήκη, αποτελεί απλή αλγεβρική άσκηση να αποδειχτεί ότι οι σχέσεις (7.6) και (7.8) είναι πλέον ισοδύναμες.

#### 7.1.4 Η Μέθοδος Ανάκλασης των Johnston & McRory και η Απλοποίηση κατά Geissler

Εργαζόμενοι ανεξάρτητα από τον McKinzie, οι Johnston & McRory επινόησαν τη ‘γενικευμένη μέθοδο Wheeler’ [365,367], την οποία ονόμασαν ‘μέθοδο ανάκλασης’ (*reflection-efficiency measurement*, REM). Αυτή αφορά στην τοποθέτηση της κεραίας εντός κυματοδηγού με ικανά μεγάλη διατομή, τα δύο άκρα του οποίου είναι τερματισμένα σε ολισθαίνοντα βραχυκυκλώματα (*sliding shorts*). Τα βραχυκυκλώματα αλλάζουν το φυσικό μέγεθος της κοιλότητας μέσα στην οποία βρίσκεται η κεραία, και κατά συνέπεια και το ηλεκτρικό μέγεθός της σε δεδομένη συχνότητα. Καταφέρνει με αυτόν τον τρόπο η μέθοδος ανάκλασης να αποφεύγει τους συντονισμούς της κοιλότητας στην περιοχή συχνοτήτων που θα γίνει η μέτρηση.

Μια βασική διαφοροποίηση της μεθόδου Johnston–McRory είναι ότι η κεραία θεωρείται ένα γραμμικό, αμφίδρομο, δίθυρο δίκτυο: τροφοδοτείται μέσω της θύρας 1, και αλληλεπιδρά με τον ελεύθερο χώρο μέσω της θύρας 2. Οι δύο θύρες αναφέρονται σε διαφορετικές χαρακτηριστικές αντιστάσεις, αφού  $Z_{0,1} = 50 \Omega$  και  $Z_{0,2} = 377 \Omega$ . Το δίθυρο δίκτυο αναπαριστά πλήρως την απόκριση της κεραίας αναφορικά με την αποθηκευμένη ενέργεια ηλεκτρικού/μαγνητικού πεδίου στο κοντινό πεδίο, καθώς και με τις θερμικές απώλειες. Αποδεικνύεται ότι η αποδοτικότητα ακτινοβολίας δίνεται από τη σχέση [365, 367]

$$n_{\text{rad}} = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2}, \quad (7.9)$$

όπου  $|S_{11}| = |\Gamma_{inFS}|$  είναι το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης της κεραίας σε συνθήκες ελεύθερου χώρου, άρα η συνολική αποδοτικότητα της κεραίας σε δεδομένη συχνότητα ισούται με  $n_{\text{total}} = |S_{21}|^2$ . Η δυσκολία στον υπολογισμό της  $n_{\text{rad}}$  μέσω της (7.9) βρίσκεται στον καθορισμό της ποσότητας  $|S_{21}|$ , καθώς η θύρα 2 είναι νοητή, και συνεπώς μη προσβάσιμη. Οι Johnston & McRory έδειξαν ότι αυτό λύνεται με πολλαπλές—τουλάχιστον τρεις—μετρήσεις του συντελεστή ανάκλασης της κεραίας εντός του κυματοδηγού, τον οποίο συμβολίζουμε με  $\Gamma_{inWG}$ , απ’ όπου προκύπτει και η ονομασία της μεθόδου. Οι πολλαπλοί συντελεστές ανάκλασης προκύπτουν με μετακίνηση των τοιχωμάτων του κυματοδηγού. Αποδεικνύεται ότι τα μιγαδικά σημεία  $\Gamma_{inWG,i}$  σχηματίζουν στο χάρτη Smith έναν κύκλο. Έστω ότι το κέντρο του βρίσκεται στο σημείο  $z_0$  και η ακτίνα του είναι  $r_0$ . Τότε, αποδεικνύεται επίσης ότι η ζητούμενη ποσότητα ισούται με [365, 367]

$$|S_{21}|^2 = \frac{2}{|\Delta S_{\min}|^{-1} + |\Delta S_{\max}|^{-1}}, \quad (7.10)$$

όπου  $|\Delta S_{\min}|$  και  $|\Delta S_{\max}|$  είναι η ελάχιστη και η μέγιστη απόσταση του σημείου  $\Gamma_{inFS} = S_{11}$

από την περιφέρεια του εν λόγω κύκλου, αντίστοιχα. Οι Ishii *et al.* [362, 368] έδειξαν ότι η ποσότητα  $|S_{21}|$  μπορεί να υπολογιστεί απλούστερα από τα χαρακτηριστικά του κύκλου: συμβολίζοντας τη διαφορά του συντελεστή ανάκλασης ελευθέρου χώρου από το κέντρο του κύκλου με το διάνυσμα  $\delta = z_0 - S_{11}$ , η συνολική αποδοτικότητα της κεραίας ισούται με

$$|S_{21}|^2 = r_0 - \frac{|\delta|^2}{r_0}. \quad (7.11)$$

Η μέθοδος REM έχει επίσης σχολιασθεί ή/και εφαρμοστεί εκτεταμένα στις εργασίες [324, 347, 353, 360, 369–382]. Στην [372] η μέθοδος χρησιμοποιήθηκε για να εκτιμηθεί η επίδραση της πεπερασμένης αγωγιμότητας των τοιχωμάτων της κοιλότητας στην ακρίβεια των μετρήσεων. Βρέθηκε ότι για κεραίες με  $n_{\text{rad}} < 95\%$  η επίδραση είναι αμελητέα, ενώ πάνω από το 95% υπάρχει μια υποβάθμιση κατά ένα κλάσμα της ποσοστιαίας μονάδας. Τέλος, οι εργασίες [383, 384] περιγράφουν την επέκταση της μεθόδου σε συμμετρικές (*balanced*) συμπαγείς κεραίες.

Οι Geissler *et al.* [385, 386] απλοποίησαν τη μέθοδο ανάκλασης, ώστε να μην απαιτείται κοιλότητα μεταβλητής γεωμετρίας. Αρχικά, τροποποίησαν το ισοδύναμο κύκλωμα τοποθετώντας μετά τη θύρα 2 μια ιδανική γραμμή μεταφοράς, η οποία τερματίζεται σε μικρό ωμικό φορτίο.<sup>4</sup> Το μήκος της γραμμής μεταφοράς αντιστοιχεί στην απόσταση της κεραίας από τα τοιχώματα του θαλάμου, και η χρήση της είναι ένας ακόμη τρόπος να εξηγηθεί η επίδραση των συντονισμών. Κατόπιν, παρατήρησαν ότι η μεταβολή του φυσικού (άρα και του ηλεκτρικού) μεγέθους του κυματοδηγού σε δεδομένη συχνότητα μπορεί ισοδύναμα να αντικατασταθεί με σάρωση συχνοτήτων για σταθερό φυσικό μέγεθος κοιλότητας. Πράγματι, η σάρωση των συχνοτήτων παράγει αντίστοιχους κύκλους στο χάρτη Smith, απλοποιώντας έτσι σημαντικά τη μέθοδο Johnston–McRory. Η μέθοδος Geissler έχει επίσης σχολιασθεί ή/και εφαρμοστεί εκτεταμένα στις εργασίες [360, 377, 378, 381].

Όσον αφορά στην εφαρμογή των μεθόδων Johnston και Geissler σε μεγάλα εύρη ζώνης, το πρώτο ζήτημα που υπάρχει είναι το πλήθος των κύκλων που πρέπει να χαραχτούν στο χάρτη Smith για τους υπολογισμούς των σχέσεων (7.10) και (7.11). Οι Mendes & Peixeiro [377, 378] υποστήριξαν ότι απαιτείται ο υπολογισμός ενός μόνο κύκλου, ενώ οι Miškovský *et al.* [360] πρότειναν την ορθότερη χρήση τόσων κύκλων όσες και οι διακριτές συχνότητες που μετρήθηκαν στον VNA. Οι κύκλοι αυτοί θα πρέπει να προέλθουν από τα ‘ημικύκλια’ που καθορίζουν τα σημεία με διαφορά φάσης  $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$  σε σχέση με την εκάστοτε συχνότητα μέτρησης. Το δεύτερο ζήτημα είναι η εμφάνιση ιδιορυθμών στην περίπτωση της μεθόδου Geissler: οι εργασίες [360, 377, 378] καταλήγουν στο συμπέρασμα ότι το πρόβλημα αμβλύνεται λόγω της μετεπεξεργασίας των μετρητικών δεδομένων, αλλά δε διορθώνεται. Εφόσον υπάρχει συντονισμός κοιλότητας εντός του μετρητέου εύρους ζώνης, θα υπάρχει και υποβάθμιση της ακρίβειας της μέτρησης στην περιοχή του. Σαν αντίμετρο για τα παραπάνω, οι Sutinjo *et al.* [382] πρότειναν τη χρήση του αλγορίθμου Pratt αντί του αλγορίθμου Kasa για την προσαρμογή των κύκλων στα μετρητικά δεδομένα με ταυτόχρονη αφαίρεση των συχνοτικών σημείων που βρίσκονται στους βρόχους των συντονισμών.

<sup>4</sup>Το φορτίο αυτό περιγράφει την πεπερασμένη αγωγιμότητα της κοιλότητας.



### 7.1.5 Θεωρητική Θεμελίωση της Μεθόδου Wheeler

Η θεωρητική θεμελίωση της ορθότητας της μεθόδου είχε ξεκινήσει ήδη με την εργασία του Smith [341], αλλά άργησε να ωριμάσει. Οι εργασίες των Ida *et al.* [387,388] θεμελίωσαν καταρχάς την ευστάθεια της μεθόδου Wheeler έναντι των αριθμητικών σφαλμάτων του VNA: όσο μικρές αντιστάσεις εισόδου κι αν χρειάζεται να μετρηθούν, μέχρι περίπου το  $1 \Omega$ , το αποτέλεσμα της μέτρησης στον Wheeler Cap δεν επηρεάζεται σημαντικά. Η σωστή βαθμονόμηση του οργάνου έναντι των συστηματικών σφαλμάτων είναι καλό να γίνεται πάντα, αλλά οι εν λόγω εργασίες έδειξαν ότι η ακρίβεια της μεθόδου δεν επηρεάζεται από την παρουσία σφαλμάτων: τα συστηματικά σφάλματα απαλοίζονται κατά τη διαδικασία της σύγκρισης μεταξύ των δύο καταστάσεων της κεραίας. Αντίστοιχες παρατηρήσεις ισχύουν για τη μέτρηση αγωγιμοτήτων, στην περίπτωση όπου η απόκριση του ισοδύναμου κυκλώματος εισόδου της κεραίας αντιστοιχεί σε παράλληλο κύκλωμα RLC. Οι μελέτες [387,388] ήταν περισσότερο πειραματικές παρά θεωρητικές, αλλά παράλληλα κρίσιμες για την εφαρμοσιμότητα της μεθόδου.

Καθοριστικές για τη θεωρητική θεμελίωση του WCap ήταν οι εργασίες των Huang *et al.* [389–392]. Στις [389,392] οι συγγραφείς απέδειξαν με αναγωγική ανάλυση ότι η μέθοδος Wheeler έχει και στέρεες θεωρητικές βάσεις: ο μηχανισμός απωλειών της κεραίας δεν αλλοιώνεται όταν αυτή τοποθετείται μέσα στον θάλαμο, όταν οι διαστάσεις του είναι αρκούντως μεγάλες. Άρα, η υπόθεση Wheeler [29] περί της απομόνωσης της αντίστασης απωλειών ευσταθεί. Το αποτέλεσμα αυτό επεκτείνει αυτόματα την εγκυρότητα της υπόθεσης Wheeler σε κοιλότητες αυθαίρετης γεωμετρίας, αφού η ανάλυση των [389,392] δεν έκανε καμία υπόθεση για το σχήμα.

Στις [390–392] οι συγγραφείς απέδειξαν θεωρητικά και πειραματικά τον τρόπο με τον οποίο αλληλεπιδρά η κεραία με την κοιλότητα. Από την ανάλυσή τους προέκυψε ότι, όταν η κεραία είναι εγκλεισμένη στον WCap, η αντίσταση που μετράται είναι το άθροισμα της αντίστασης απωλειών της κεραίας  $R_L$  με την αντίσταση σύζευξης (*coupling resistance*)  $R_c$  που μοντελοποιεί την αλληλεπίδραση κεραίας–κοιλότητας. Σε συχνότητες μακριά από συντονισμούς κοιλότητας, η  $R_c$  ισούται με μερικά milliohms, αλλά κοντά στους συντονισμούς η τιμή της αυξάνεται κατά 5–6 τάξεις μεγέθους. Κατά συνέπεια, η μέτρηση της  $n_{\text{rad}}$  κοντά ή πάνω σε συντονισμούς της κοιλότητας αποδίδει αρνητικές τιμές, αφού

$$n_{\text{rad}} = 1 - \frac{R_{\text{in}}^{\text{WC}}}{R_{\text{in}}^{\text{FS}}} = 1 - \frac{R_L + R_c}{R_L + R_{\text{rad}}} \approx 1 - \frac{R_c}{R_{\text{rad}}} < 0, \quad (7.12)$$

όταν  $R_c = 10^2\text{--}10^3 \Omega$ . Για να διορθωθεί το πρόβλημα, οι συγγραφείς πρότειναν τη χρήση κοιλότητας με κινητά τοιχώματα, το οποίο ουσιαστικά ταυτίζεται με τη μέθοδο ανάκλασης των Johnston–McRory [367] για θαλάμους μεταβλητής γεωμετρίας.

Τέλος, στις εργασίες [363,364,393] οι Ishii *et al.* απομόνωσαν τις επιμέρους αβεβαιότητες και υπολόγισαν τη θεωρητική συστηματική αβεβαιότητα τόσο για την πρωτότυπη μέθοδο Wheeler, όσο και για τη μέθοδο Johnston–McRory. Αποδείχθηκε ότι η συνολική αβεβαιότητα είναι αρκούντως μικρή όταν η μέθοδος εφαρμόζεται σωστά, αλλά γίνεται ανεξέλεγκτα

μεγάλη όταν υπάρχει στην περιοχή συντονισμός κοιλότητας. Οι μελέτες [363, 364, 393] είναι μια ακόμα απόδειξη του γεγονότος ότι οι συντονισμοί κοιλότητας πρέπει να αποφεύγονται ανεξάρτητα από την εκδοχή του Wheeler Cap που εφαρμόζεται κατά τη μέτρηση.

### 7.1.6 Εξαγωγή Ισοδύναμων Κυκλωμάτων και Προσομοιώσεις

Το μεγάλο ενδιαφέρον που έχει προσελκύσει η μέθοδος Wheeler τα τελευταία 15 χρόνια ήταν φυσικό να οδηγήσει στην ανάπτυξη θεωρητικών μοντέλων, τα οποία να αποσκοπούν να εξηγήσουν την αλληλεπίδραση κεραίας-κοιλότητας, δηλαδή τη σύζευξη της κεραίας με τους ιδιορρυθμούς. Ένας τρόπος να επιτευχθεί ο στόχος είναι η ανάπτυξη ισοδύναμων κυκλωμάτων, στα οποία οι ιδιορρυθμοί αναπαράγονται ως συντονιζόμενα κυκλώματα RLC που συζεύγνυνται στο κύκλωμα εισόδου της κεραίας μέσω ιδανικών μετασχηματιστών [392, 394–396]. Μια διαφορετική χρήση ισοδύναμου μοντέλου προτάθηκε από τους Cho *et al.* [397]: αρχικά, γίνεται μέτρηση της  $Z_{in}(j\omega)$  σε συνθήκες ελευθέρου χώρου. Από μετεπεξεργασία των μετρήσεων αυτών εξάγεται το ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας, το οποίο είναι μια σύνδεση εν σειρά παράλληλων κυκλωμάτων RLC. Το πλήθος των κυκλωμάτων εξαρτάται από το πλήθος των συντονισμών της κεραίας. Σε κάθε συντονισμένο κύκλωμα υπάρχουν δύο αγωγιμότητες, μία υπεύθυνη για την ακτινοβολία και μία υπεύθυνη για τις απώλειες. Οι αγωγιμότητες απωλειών εξάγονται με νέα μέτρηση της  $Z_{in}(j\omega)$  εντός του θαλάμου, και ακολουθεί ο υπολογισμός των αγωγιμοτήτων ακτινοβολίας. Για όλα αυτά απαιτείται η επίλυση δύο συστημάτων εξισώσεων διαστάσεων  $(3N + 1) \times (3N + 1)$ , όπου  $N$  το πλήθος των συντονισμένων κυκλωμάτων. Από τις ωμικές καταναλώσεις πάνω στις δύο ομάδες αγωγιμοτήτων προκύπτει η αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Με αυτή τη μέθοδο, οι συγγραφείς της [397] παρουσίασαν υπολογισμούς ικανοποιητικής ακρίβειας σε εύρος ζώνης 60%.

Σε πλήθος εργασιών έχουν πραγματοποιηθεί προσομοιώσεις της ιδέας του Wheeler Cap, με κυριότερο στόχο την κατανόηση του τρόπου λειτουργίας της μεθόδου [345, 362, 377, 380, 381, 398, 399]. Πιθανότατα η παλαιότερη μελέτη είναι εκείνη των Ida *et al.* [398], στην οποία οι συγγραφείς χρησιμοποίησαν επιφανειακά καλύμματα αντί για πλέγμα για να μοντελοποιήσουν την κοιλότητα στο NEC2. Με αυτόν τον τρόπο μηδένισαν την (αριθμητική) διαρροή ακτινοβολίας εκτός κοιλότητας, με συνέπεια να πετύχουν καλύτερη συμφωνία με τα μετρητικά αποτελέσματα. Οι Kona & Rahmat-Samii [399] επιχείρησαν να μοντελοποιήσουν τη μέθοδο Wheeler σε 3-D ηλεκτρομαγνητικό επιλύτη. Επιλέχθηκε ο αλγόριθμος FDTD, ο οποίος έδειξε τη δυνατότητα να πετύχει εικονικά το αποτέλεσμα της μέτρησης, αν και υπάρχουν ζητήματα προσομοίωσης που χρήζουν προσοχής, ώστε ο επιλύτης να αποφύγει την αστάθεια. Στον αντίποδα, υπάρχουν και εργασίες στις οποίες οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν ως βοήθημα για τον υπολογισμό της αποδοτικότητας ακτινοβολίας συγκεκριμένων κεραίων [400].

### 7.1.7 Ο Υπερευρυζωνικός Wheeler Cap και η Χρήση της Κεραίας ως Αναδευτήρα Ρυθμών

Η έκρηξη που έχει σημειωθεί την τελευταία δεκαετία στη σχεδίαση και ανάπτυξη υπερευρυζωνικών κεραίων [85, 301, 401–407] οδήγησε εύλογα στην επιδίωξη ανάπτυξης μιας

μετρητικής διάταξης, η οποία να μπορεί να χαρακτηρίσει την  $n_{\text{rad}}$  σε υπερευρυζωνικές περιοχές συχνοτήτων. Η πλέον γνωστή τέτοια είναι η ζώνη 3.1–10.6 GHz που προέκυψε από την οδηγία της FCC το 2002.<sup>5</sup> Το κλασματικό εύρος της είναι 109.5%. Όμως, η πολυπλοκότητα και ο χρόνος εκτέλεσης οποιασδήποτε μεθόδου εκτίμησης της αποδοτικότητας ακτινοβολίας (βλ. §7.2) αυξάνεται δραματικά όταν επεκτείνεται το μετρητέο εύρος ζώνης. Όπως ήταν φυσικό, η υπερευρυζωνικότητα επιχειρήθηκε μόνο στην απλούστερη όλων των μεθόδων: η ιστορία του υπερευρυζωνικού θαλάμου Wheeler (ultra-wideband Wheeler Cap) ξεκινά με τις εργασίες του Schantz [408–410], ο οποίος, γνωρίζοντας ότι οι προϋποθέσεις της αρχικής μεθόδου Wheeler δεν μπορούν να έχουν υπερευρυζωνική ισχύ, χρησιμοποίησε υπερμεγέθεις<sup>6</sup> κυλινδρικές και σφαιρικές κοιλότητες. Οι κοιλότητες του Schantz, στο μεγαλύτερο τμήμα του μετρητέου εύρους ζώνης, λειτουργούσαν πάνω από τη συχνότητα αποκοπής και εκτείνονταν πέρα από την περιοχή Fresnel. Κατά συνέπεια, η κεραία υπό μέτρηση ανέπτυξε μακρινό πεδίο. Λαμβάνοντας υπόψη την πρώτη ακολουθία ανάκλασης του κύματος στα τοιχώματα και λήψης από την κεραία, ο Schantz κατέληξε σε μια σχέση υπολογισμού της  $n_{\text{rad}}$  σε υπερμεγέθη UWB WCap, η οποία στηρίζεται μόνο στα μέτρα των παραμέτρων σκέδασης της κεραίας,

$$n_{\text{rad}}^{\text{UWB}} = \sqrt{(|S_{11}^{\text{WC}}|^2 - |S_{11}^{\text{FS}}|^2) (1 - |S_{11}^{\text{FS}}|^2)}. \quad (7.13)$$

Ο UWB WCap του Schantz είναι εντελώς εκτεθειμένος στην επίδραση των συντονισμών κοιλότητας, κάτι που είναι εμφανές από τα μετρητικά δεδομένα των [408,409]. Ο συγγραφέας κατέληξε σε εκτίμηση της  $n_{\text{rad}}$  υπολογίζοντας την εξομαλυνθείσα περιβάλλουσα της αρχικής καμπύλης  $n_{\text{rad}}^{\text{UWB}}$ .

Ο Huynh [317] έδειξε στη διατριβή του ότι η εξίσωση του Schantz είναι ημιτελής. Συγκριμένα, απέδειξε ότι οι διαδοχικές ανακλάσεις στα τοιχώματα, μαζί με τις λήψεις και επανασκέδασεις από την κεραία, σχηματίζουν μια φθίνουσα γεωμετρική ακολουθία ισχύος, της οποίας το άθροισμα των όρων υπολογίζεται αναλυτικά. Έτσι, ο Huynh τροποποίησε την εξίσωση του Schantz ως εξής,

$$n_{\text{rad}}^{\text{UWB}} = \sqrt{\frac{|S_{11}^{\text{WC}}|^2 - |S_{11}^{\text{FS}}|^2}{1 - 2|S_{11}^{\text{FS}}|^2 + |S_{11}^{\text{WC}}|^2 |S_{11}^{\text{FS}}|^2}}. \quad (7.14)$$

Το ζήτημα του υπερευρυζωνικού Wheeler Cap επανήλθε στο προσκήνιο με τις εργασίες των Le Fur *et al.* [411,412], οι οποίες ήταν συγκριτικές μελέτες μετρήσεων επί υπερευρυζωνικών κεραίων, αλλά σε μέγιστο εύρος ζώνης 30%. Οι κεραίες UWB θα είναι πάντα ηλεκτρικά μεγάλες, τουλάχιστον για το άνω τμήμα του εύρους ζώνης που καλύπτουν. Ως αποτέλεσμα αυτού, ο θάλαμος αντήχησης είναι εξ ορισμού κατάλληλη μετρητική διάταξη. Τα αποτελέσματα του UWB WCap συγκρίθηκαν με αυτά του θαλάμου αντήχησης, και βρέθηκε καλή συμφωνία με πολύ μικρότερο μετρητικό έργο. Οι συγγραφείς εφάρμοσαν την εξίσωση Huynh,

<sup>5</sup>First Report and Order (FCC 02-48). Action by the Commission Feb. 14, 2002. New Public Safety Applications and Broadband internet access among uses envisioned by FCC authorization of Ultra-Wideband Technology.

<sup>6</sup>Ελλείψει καλύτερου ελληνικού όρου για τον αγγλικό *overmoded cavities*.

για την οποία λανθασμένα ανέφεραν ότι δεν ισχύει στην περίπτωση τέλεια προσαρμοσμένης κεραίας ( $\Gamma_{\text{inFS}} = 0$ ). Σε συνέχεια των [411, 412], οι Pintos *et al.* [413] παρατήρησαν ότι, εφόσον ο UWB WCap βασίζεται σε διαδοχικές ανακλάσεις στα τοιχώματα της κοιλότητας, η πεπερασμένη αγωγιμότητά τους θα πρέπει να επηρεάζει το τελικό αποτέλεσμα. Υποθέτοντας ότι  $n_{\text{cav}} < 1$  είναι η αποδοτικότητα ανάκλασης των τοιχωμάτων, τροποποίησαν την εξίσωση Huynh ως εξής,

$$n_{\text{rad}}^{\text{UWB}} = \sqrt{\frac{1}{n_{\text{cav}}} \cdot \frac{|S_{11}^{\text{WC}}|^2 - |S_{11}^{\text{FS}}|^2}{1 - 2|S_{11}^{\text{FS}}|^2 + |S_{11}^{\text{WC}}|^2 |S_{11}^{\text{FS}}|^2}}. \quad (7.15)$$

Για τη βαθμονόμηση των απωλειών της κοιλότητας απαιτείται κεραία αναφοράς, της οποίας η αποδοτικότητα ακτινοβολίας να έχει χαρακτηριστεί με μεγάλη ακρίβεια με άλλη μέθοδο. Οι συγγραφείς χρησιμοποίησαν μια χρονοκεραία για να βαθμονομήσουν παραλληλεπίπεδη κοιλότητα κατασκευασμένη από σίδηρο, και διαπίστωσαν ότι  $n_{\text{cav}} = 0.70 \rightarrow 0.35$  για  $f = 3.5 \rightarrow 6.0$  GHz: το αποτέλεσμα καταδεικνύει ότι η τροποποίηση της εξίσωσης Huynh είναι απαραίτητη. Στην κοιλότητα αυτή χαρακτηρίστηκε τυπωμένο UWB δίπολο γεωμετρίας κυκλικού δίσκου στο εύρος ζώνης 3.5–6.0 GHz (52.6%). Προκειμένου να εξομαλυνθεί η καταστροφική επίδραση των συντονισμών, η κεραία χρησιμοποιήθηκε ως αναδευτήρας των ιδιορυθμών, δηλαδή η μέτρηση επαναλήφθηκε πολλές φορές με την κεραία τοποθετημένη διαφορετικά εντός της κοιλότητας. Οι συγγραφείς της [413] ανέφεραν χαρακτηριστικά ότι για τη βαθμονόμηση της κοιλότητας χρειάστηκαν 80 επαναλήψεις της μέτρησης, ενώ για τον χαρακτηρισμό του υπερευρυζωνικού διπόλου έγιναν άλλες 110. Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας εξήχθη ως η μέγιστη τιμή εντός ολισθαίνοντος συχνοτικού παραθύρου με εύρος 100 MHz.

Τα αποτελέσματα των [411, 412] δέχθηκαν την κριτική των Lu *et al.* [414], οι οποίοι μέσα από προσομοιώσεις και μετρήσεις διατύπωσαν επιφυλάξεις ως προς την ορθότητα του UWB WCap, μιας και αυτή η μέθοδος δεν λαμβάνει υπόψη της το θεμελιώδες πρόβλημα των συντονισμών της κοιλότητας. Οι συγγραφείς χρησιμοποίησαν σφαιρικές κοιλότητες για να αποδείξουν τη σημασία των απωλειών που εισάγονται σε μια κοιλότητα υπό τη μορφή συντονισμών. Εφαρμόστηκε και εδώ η εξίσωση Huynh, ενώ έγινε ανάδευση των ιδιορυθμών από την ίδια την κεραία. Σε συνέχεια της [414], οι Huang *et al.* [350, 415] πραγματοποίησαν ευρυζωνικές μετρήσεις στην περιοχή συχνοτήτων 2–7 GHz (111%) με υπερμεγέθεις κοιλότητες που παρήγαγαν πολλαπλά βυθίσματα της μετρούμενης  $n_{\text{rad}}$ . Οι συγγραφείς ένωσαν τις κορυφές και έτσι υπολόγισαν την ‘πραγματική’ ευρυζωνική  $n_{\text{rad}}$  από την περιβάλλουσα των μετρητικών δεδομένων. Πυκνά τοποθετημένοι συντονισμοί παράγουν τεχνητά μικρές τιμές της περιβάλλουσας, μιας και αυτή δε μπορεί να ανακάμψει αρκετά σύντομα. Για να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα, οι συγγραφείς χρησιμοποίησαν την ίδια την κεραία σαν ‘αναδευτήρα ρυθμών’ (*mode stirrer*). Μια πυκνότερη κατανομή ιδιοσυχνοτήτων αποκτάται με αυτόν τον τρόπο, αλλά οι μετρήσεις πρέπει να επαναληφθούν τουλάχιστον δύο φορές (στην πράξη πάνω από τρεις). Η μέθοδος αυτή ονομάστηκε *source-stirred chamber/cap* (SSC) και αποτελεί ένα υβρίδιο μεταξύ του Wheeler Cap και του θαλάμου αντήχησης: στις χαμηλές συχνότητες ( $f < f_{\text{co}}$ ) ο υπολογισμός της  $n_{\text{rad}}$  γίνεται με την πρωτότυπη μέθοδο Wheeler ή ορθότερα με περιστροφή McKinzie, ενώ στις υψηλές συχνότητες ( $f > f_{\text{co}}$ ) ο θάλαμος γίνεται ηλεκτρικά

μεγάλος και η κεραία ακτινοβολεί. Η μέθοδος SSC εφαρμόστηκε στην εργασία [416] για τον πειραματικό χαρακτηρισμό ενός UWB USB πομποδέκτη στο εύρος ζώνης 2–12 GHz, για τον οποίο χρειάστηκαν 8 μετρητικές επαναλήψεις.

Μια εντελώς διαφορετική προσέγγιση ακολούθησαν οι Miškovský *et al.* [360], οι οποίοι πρότειναν την εφαρμογή της απλοποιημένης κατά Geissler [385] μεθόδου των Johnston–McRory [367] σε συμπαγείς κοιλότητες. Πραγματοποίησαν με επιτυχία μετρήσεις τυπωμένων κεραίων στο εύρος ζώνης 2.0–7.7 GHz (117.5%). Η κυλινδρική κοιλότητα που χρησιμοποιήθηκε ήταν υπερβολικά στενή σε διάμετρο, παραβιάζοντας την απόσταση Wheeler για  $f < 4.15$  GHz. Παρ’ όλα αυτά, η μέθοδος Johnston–Geissler έδειξε να καταφέρνει να εκτιμήσει την  $n_{\text{rad}}$  μέχρι και τη συχνότητα  $f_{\text{min}} \approx 1.7$  GHz. Στο άνω άκρο, η μέθοδος J–G περιορίστηκε από την εμφάνιση των πρώτων ιδιοσυχνοτήτων της κοιλότητας: η μετεπεξεργασία των δεδομένων αμβλύνει μεν το πρόβλημα (δεν εμφανίζονται αρνητικές ή μηδενικές τιμές), η δε υποβάθμιση της ακρίβειας της μέτρησης είναι δεδομένη.

## 7.2 Σύγκριση με άλλες Μεθόδους Μέτρησης

Οι διαθέσιμες μετρητικές διατάξεις για τον πειραματικό χαρακτηρισμό των ηλεκτρομαγνητικών ιδιοτήτων των κεραίων είναι: (α') οι ανοικτοί χώροι (*open area test sites*, OATSS), (β') οι ημι-ανηχικοί και πλήρως ανηχικοί θάλαμοι (*semi-/fully anechoic chambers*, SACs & FACs), (γ') οι θάλαμοι αντήχησης (*reverberation chambers*), (δ') διάφοροι τύποι θαλάμων εγκάρσιου H/M πεδίου (*transverse electro-magnetic cells*), και (ε') οι θάλαμοι τύπου Wheeler. Ειδικότερα για τον χαρακτηρισμό της αποδοτικότητας ακτινοβολίας, στη βιβλιογραφία εμφανίζονται πέντε ακόμη μέθοδοι πλέον του WCap. Οι τεχνικές αυτές σχολιάζονται στη συνέχεια εν συντομία και συγκριτικά με την τεχνική Wheeler Cap.

Η μέθοδος κατευθυντικότητας–κέρδους ή G/D (*gain over directivity*) είναι η πιο γενική και θεωρητικώς βάσιμη διαδικασία υπολογισμού της  $n_{\text{rad}}$  [324,341,342,346,348,379,417]. Με απλούς όρους, η μέθοδος G/D υπολογίζει το πηλίκο του κέρδους προς την κατευθυντικότητα της κεραίας, προσπαθώντας να υλοποιήσει τον μαθηματικό ορισμό της αποδοτικότητας ακτινοβολίας. Η κατευθυντικότητα μπορεί να εκτιμηθεί από απλές εμπειρικές σχέσεις, όπως είναι η [418]

$$D = \frac{41253}{\Delta\theta \Delta\phi}, \quad (7.16)$$

όπου  $\Delta\theta$  και  $\Delta\phi$  είναι τα γωνιακά εύρη ημισείας ισχύος των πρωτευόντων επιπέδων, όπως προέκυψαν από τη μέτρηση του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας. Συνιστάται προσοχή στο γεγονός ότι οι διαθέσιμες εμπειρικές σχέσεις έχουν εξαχθεί για κεραίες υψηλής κατευθυντικότητας. Ένας τρόπος να επεκταθεί η μέθοδος G/D σε οποιοδήποτε τύπο κεραίας και ταυτόχρονα να βελτιωθεί η ακρίβειά της είναι η τριδιάστατη ολοκλήρωση του διαγράμματος ακτινοβολίας, δηλαδή η εκτίμηση της κατευθυντικότητας με πυκνή δειγματοληψία του μακρινού πεδίου της κεραίας. Η G/D μεταπίπτει τότε στη μέθοδο ολοκλήρωσης του διαγράμματος ακτινοβολίας (*pattern integration method*, PIM) [347,417]. Η μέθοδος βασίζεται στον υπολογισμό της συνολικής ακτινοβολούμενης ισχύος (*total radiated power*, TRP) μέσω ολο-

κλήρωσης της κάθετης συνιστώσας του χρονικού μέσου του διανύσματος Poynting πάνω σε κλειστή επιφάνεια που περιβάλλει την κεραία και βρίσκεται στο μακρινό πεδίο της. Για κεραίες χαμηλής κατευθυντικότητας δείχτηκε πρόσφατα ότι οι απαιτήσεις της μπορούν να μειωθούν μερικώς χωρίς σημαντική απώλεια ακρίβειας [419]. Τεχνικές χωρικής δειγματοληψίας που μειώνουν τον συνολικό απαιτούμενο αριθμό μετρήσεων περιγράφηκαν πρόσφατα στην [420]. Οι μέθοδοι G/D και PIM απαιτούν τη διαθεσιμότητα ανηχωικού θαλάμου, διανυσματικού αναλυτή δικτύων, καθώς και ομοαξονικών καλωδίων με μεγάλο μήκος και χαμηλές απώλειες. Όντας μέθοδοι μακρινού πεδίου, μπορούν να υποστηρίξουν όλες τις εκδοχές κινητών τερματικών. Αν και απαραίτητες για την τελική επιβεβαίωση της λειτουργίας ενός εμπορικού προϊόντος, σε ό,τι αφορά στην έρευνα και ανάπτυξη είναι υπερβολικά δαπανηρές σε κόστος εξοπλισμού, απαιτούμενη προσπάθεια βαθμονόμησης της διάταξης, και χρόνο εκτέλεσης. Επίσης, χαρακτηρίζονται από κακή επαναληψιμότητα, μιας και απαιτείται σημαντική προσπάθεια για να διατηρηθεί χαμηλή διασπορά αποτελεσμάτων, ενώ η αλλαγή θέσης των ομοαξονικών καλωδίων εντός του ανηχωικού επηρεάζει τις μετρήσεις με απρόβλεπτο τρόπο [367].

Μια εναλλακτική λύση στη δειγματοληψία του χώρου  $(\theta, \phi)$  είναι η εκτίμηση της ακτινοβολούμενης ισχύος με μεσοτίμηση της χωρικής πυκνότητας ισχύος των ρυθμών ενός θαλάμου αντήχησης [347–349, 353, 384, 411–413, 416, 421–424]. Οι μετρήσεις αυτές βασίζονται στη στατιστική θεωρία κοιλοτήτων (*statistical cavity theory*), και για την αξιόπιστη μετεπεξεργασία των μετρητικών δεδομένων απαιτούνται περίπου 15000 δείγματα διαφορετικών χωρικών κατανομών του ίδιου θαλάμου. Αν αφιερωθεί ο απαιτούμενος χρόνος μέτρησης, τότε η μέθοδος εμφανίζει ικανοποιητική επαναληψιμότητα [425]. Και εδώ το κόστος σε εξοπλισμό και χρόνο βαθμονόμησης/εκτέλεσης είναι αρκετά υψηλό. Ένα κοινό στοιχείο του θαλάμου αντήχησης με τις μεθόδους G/D και PIM είναι η ανάγκη χρήσης κεραίας αναφοράς. Πρόσφατα παρουσιάστηκε η πρώτη μέθοδος μέτρησης σε αντηχείο, η οποία εξαλείφει την βαθμονομημένη κεραία αναφοράς [275].

Ένας απλός και γρήγορος τρόπος εκτίμησης της  $n_{\text{rad}}$  είναι η μέθοδος του συντελεστή ποιότητας  $Q$  [324, 340, 341, 346, 356, 369]. Η αποδοτικότητα προκύπτει ως το πηλίκο του συντελεστή της πραγματικής κεραίας  $Q_{\text{real}}$ , ο οποίος συμπεριλαμβάνει την ακτινοβολούμενη και καταναλισκόμενη ενέργεια, με τον συντελεστή ποιότητας της αντίστοιχης ιδανικής κεραίας  $Q_{\text{ideal}}$ , δηλαδή μιας πανομοιότυπης υποθετικής κεραίας κατασκευασμένης από ιδανικούς αγωγούς και διηλεκτρικά άνευ απωλειών:  $n_{\text{rad}} = Q_{\text{real}}/Q_{\text{ideal}}$ . Ο συντελεστής  $Q_{\text{real}}$  υπολογίζεται εύκολα από μέτρηση της  $Z_{\text{in}}(j\omega)$  στον VNA. Όμως, για τον  $Q_{\text{ideal}}$  χρησιμοποιούνται εκφράσεις που περιγράφουν τα θεμελιώδη όρια του  $Q$ -factor συναρτήσει του ηλεκτρικού μεγέθους  $ka$ . Κατά συνέπεια, ο παρονομαστής της προηγούμενης σχέσης εισάγει ένα σημαντικό παράγοντα σφάλματος στον υπολογισμό της  $n_{\text{rad}}$ , κυρίως λόγω της αβεβαιότητας στην επιλογή της κατάλληλης ακτίνας για την υποθετική περιγεγραμμένη σφαίρα. Σε κάθε περίπτωση, η μελέτη των Newman *et al.* [340] αποκάλυψε ότι η ακρίβεια της μεθόδου υποβαθμίζεται όταν  $ka > 0.2 \text{ rad}$ , γεγονός που περιορίζει σημαντικά το πεδίο εφαρμογής.

Μια ακόμη μέθοδος που αναφέρεται στη βιβλιογραφία είναι η ραδιομετρική (*radiometric*) μέτρηση των Ashkenazy *et al.* [324, 342, 346, 426, 427]. Η κεραία συνδέεται σε ένα ραδιόμετρο, και στη συνέχεια καταγράφεται η θερμοκρασία θορύβου στην είσοδό της καθώς

αυτή στοχεύει δύο διαφορετικές, χωρικά ομοιόμορφες, θερμοκρασίες περιβάλλοντος. Στην πράξη οι θερμοκρασίες αυτές είναι ένας ‘θερμός’ ανηχικός θάλαμος και ο ‘ψυχρός’ καθαρός ουρανός. Πρόκειται για σύνθετη μέθοδο, η οποία απαιτεί μικροκυματικό εξοπλισμό ακριβείας για να αποδώσει καλά αποτελέσματα, ενώ ταυτόχρονα το ‘ψυχρό’ τμήμα της μέτρησης είναι εκτεθειμένο στις καιρικές συνθήκες, σε παρεμβολές, και στη θερμοκρασία θορύβου της Γης. Στην τροποποιημένη ραδιομετρική μέθοδο των McEwan *et al.* [427], οι αδυναμίες της αρχικής μεθόδου επιλύονται επιλέγοντας να μεταβάλλεται η φυσική θερμοκρασία της ίδιας της κεραίας, αντί για την ηλεκτρική θερμοκρασία του στόχου.<sup>7</sup> Παρ’ όλες τις βελτιώσεις, η πολυπλοκότητα της μετρητικής διάταξης παρέμεινε μεγάλη.

Η θερμιδομετρική μέθοδος (*calorimetric method*) των Schröder & Gapski [347] είναι μια πρωτότυπη ιδέα πειραματικού χαρακτηρισμού ηλεκτρικά μεγάλων ακτινοβολητών, η οποία αναπτύχθηκε για τη μέτρηση κεραίων που είναι ενσωματωμένες σε κινητά τερματικά. Βασική διαφορά της από τις υπόλοιπες μεθόδους είναι ότι η θερμιδομέτρηση αποτελεί άμεση μέτρηση της καταναλισκόμενης ισχύος λόγω των απωλειών της κεραίας. Οι υπόλοιπες μέθοδοι είναι έμμεσες, δηλαδή κατά τη μέτρηση υπολογίζεται ένα παράγωγο μέγεθος, το οποίο μας οδηγεί έμμεσα στη σύγκριση της καταναλισκόμενης ισχύος με την ακτινοβολούμενη. Η άμεση μέτρηση των απωλειών της κεραίας καθίσταται δυνατή συγκρίνοντας τη ροή θερμότητας που προκύπτει από την εκπέμπουσα κεραία με τη ροή μιας πηγής θερμότητας αναφοράς. Για τη σύγκριση, η κεραία υπό μέτρηση τοποθετείται σε δοχείο, οι τοίχοι του οποίου είναι ηλεκτρομαγνητικώς αόρατοι, αλλά εμφανίζουν μεγάλη θερμική αντίσταση στη ροή της θερμότητας από το εσωτερικό του δοχείου προς την περιβάλλουσα δεξαμενή θερμότητας (*heat bath*).<sup>8</sup> Η δεξαμενή υλοποιείται ως ένα συνεχές ρεύμα αέρα με ακριβώς ελεγχόμενη, σταθερή θερμοκρασία. Ο υπολογισμός των απωλειών γίνεται μέσω διαφορικής σύγκρισης των εσωτερικών θερμοκρασιών του δοχείου με την κεραία εκτός και εντός λειτουργίας. Η μέθοδος απαιτεί ειδική υποδομή, και η μετρητική διάταξη εμφανίζει υψηλή πολυπλοκότητα για ερευνητικούς σκοπούς, ιδίως σε ακαδημαϊκό περιβάλλον (προσαρμόζεται καλύτερα σε εταιρικό περιβάλλον). Δύο ακόμη βασικά μειονεκτήματά της είναι (α') η αργή εκτέλεση των μετρήσεων, αφού χρειάζονται 10–20 min για την πρώτη μέτρηση και 5–10 min για κάθε επόμενη λόγω ανάγκης θερμικής ισορροπίας, και (β') ότι αποτελεί ουσιαστικά μονοσυχνотική μέτρηση, μιας και βασίζεται σε θερμοκρασιακούς αισθητήρες, οι οποίοι είναι αγνωστικοί ως προς τη συχνότητα. Για την πραγματοποίηση ευρυζωνικής μέτρησης απαιτείται μέτρηση σε πλήθος διακριτών συχνοτήτων, έστω  $N$ . Ο χρόνος μέτρησης κυμαίνεται στο εύρος  $5N + 10 < t_{\text{meas}} < 10N + 20$  min, δηλαδή 1–2 ώρες ανά 10 συχνότητες. Αντίθετα, αν χρησιμοποιηθεί ευρυζωνικός παλμός για τη διέγερση της κεραίας, τότε σε 1 μέτρηση υπολογίζεται η συνολική αποδοτικότητα της κεραίας σε όλο το εύρος ζώνης του παλμού, χωρίς τη διαθεσιμότητα συχνοεπιλεκτικής πληροφορίας.

<sup>7</sup> Με τον όρο ‘ηλεκτρική θερμοκρασία’ εννοείται η θερμοκρασία θορύβου.

<sup>8</sup> Τέτοιες ιδιότητες διαθέτει η πολύ χρήσιμη εξηλασμένη πολυστερίνη (Styrofoam).

### 7.2.1 Κίνητρα για την Ερευνητική Δραστηριότητα

Αρχικά, υπήρξαν δύο εξίσου σημαντικά κίνητρα. Το πρώτο κίνητρο για την ανάπτυξη μεθοδολογίας για τη μέτρηση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας μικρών κεραίων ήταν τα πλεονεκτήματα που εμφανίζει ο Wheeler Cap έναντι των μεθόδων της §7.2 όσον αφορά στο κόστος υλοποίησης, στην ακρίβεια μέτρησης και στην ταχύτητα εκτέλεσης των μετρήσεων. Ένα δεύτερο κίνητρο ήταν το γεγονός ότι, για μικρές κεραίες η αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι πολύ πιο κρίσιμος παράγοντας από το διάγραμμα ακτινοβολίας: εφόσον η κεραία είναι όντως ηλεκτρικά μικρή ( $ka \leq 1$  rad), κάτι που μπορεί να επιβεβαιωθεί εύκολα με μέτρηση της μιγαδικής αντίστασης εισόδου  $Z_{in}(j\omega)$ , τότε το διάγραμμά της είναι ουσιαστικά ήδη γνωστό από τη θεωρητική ανάλυση του διπόλου Hertz. Υπάρχουν, όμως, και άλλοι λόγοι.

Αν και ο Wheeler Cap έχει μελετηθεί αρκετά τα τελευταία 35 χρόνια, τόσο θεωρητικά, όσο και πειραματικά, η χρησιμότητα ενός συνόλου από βαθμονομημένους θαλάμους Wheeler είναι τόσο μεγάλη για ερευνητικές ομάδες που διεξάγουν έρευνα πάνω σε μικρές κεραίες, ώστε η κατασκευή του να καθίσταται απαραίτητη. Συνεπώς, στα πλαίσια της συγκεκριμένης ερευνητικής δραστηριότητας αναπτύχθηκε ένα σύνολο θαλάμων Wheeler, το οποίο αποδίδει ακριβή και επαναλήψιμα αποτελέσματα αποδοτικότητας ακτινοβολίας. Επισημαίνεται ότι η συγκεκριμένη δραστηριότητα αποτελεί σημαντική καινοτομία για τα ελληνικά ερευνητικά δρώμενα: με βάση την τρέχουσα κατάσταση της ανοιχτής βιβλιογραφίας, δεν υπάρχει δημοσιευμένη μελέτη από ελληνικό ερευνητικό φορέα (είτε Πολυτεχνική-Πανεπιστημιακή Σχολή, είτε Ερευνητικό Ίδρυμα) η οποία να περιγράφει την κατασκευή, βαθμονόμηση και χρήση τέτοιου είδους μετρητικής διάταξης. Αντίθετα, είναι εξοπλισμένα με τέτοιες διατάξεις τα σημαντικότερα εργαστήρια του εξωτερικού που ασχολούνται με την τεχνολογία συμπαγών κεραίων. Λαμβάνοντας υπόψη ότι για τη σχεδίαση ηλεκτρικά μικρών κεραίων δεν υπάρχουν αναλυτικά εργαλεία όπως για τις ηλεκτρικά μεγάλες κεραίες, αλλά αντίθετα η υλοποίησή τους περιλαμβάνει μια επαναληπτική διαδικασία σχεδίασης, κατασκευής και μετρήσεων, τότε γίνεται προφανές ότι η διαθεσιμότητα μιας μεθόδου για γρήγορη και ακριβή εκτίμηση της  $n_{rad}$  επιταχύνει σημαντικά την ανάπτυξη πρωτότυπων κεραιοδιατάξεων.

Η μελέτη του συγκεκριμένου αντικειμένου ξεκίνησε στα μέσα του 2010. Έχοντας συνολική εικόνα της βιβλιογραφίας, ο συγγραφέας διαπίστωσε ότι υπάρχουν τέσσερα άλματα προβλήματα σχετικά με την εφαρμογή της μεθόδου Wheeler, τα οποία με σειρά σπουδαιότητας είναι: (α') η εμφάνιση των συντονισμών των κοιλοτήτων, (β') η *a priori* γνώση του ελάχιστου μεγέθους κοιλότητας που δεν παραμορφώνει το κοντινό πεδίο και τη ρευματική κατανομή, (γ') το κλασματικό εύρος ζώνης στο οποίο η παρουσία ενός συντονισμού υποβαθμίζει την ακρίβεια της μεθόδου κατά δεδομένο ποσοστό, και (δ') η βαθμονόμηση της κοιλότητας έναντι της κατανάλωσης ισχύος που προκαλεί η πεπερασμένη αγωγιμότητα των τοιχωμάτων.<sup>9</sup> Η τότε κατάσταση της βιβλιογραφίας του Wheeler Cap έδειχνε ξεκάθαρα ότι είχε έρθει ώρα να προχωρήσουμε από τις *ad hoc* μελέτες και εφαρμογές της τεχνικής σε μια

<sup>9</sup>Το πρόβλημα δεν είναι άξιο λόγου για κοιλότητες που κατασκευάζονται από τους τέσσερις κορυφαίους αγωγούς (Ag, Cu, Al, Au). Παρ' όλα αυτά, η διαθεσιμότητα μιας γρήγορης και ακριβούς τεχνικής βαθμονόμησης θα καθιστούσε ικανή την κατασκευή κοιλοτήτων από πιο φθηνά μέταλλα (π.χ. μαλακός σίδηρος, μπρούντζος, επικασσιτερωμένα κράματα, κ.α.) με άριστα μετρητικά αποτελέσματα.



ενοποιημένη προσέγγιση, η οποία θα αντιμετώπιζε από κοινού το ζεύγος κεραίας-κοιλότητας, και θα οδηγούσε σε σχεδίαση μετρητικών κοιλοτήτων με φάσμα ιδιοσυχνοτήτων το οποίο θα ήταν εξ αρχής ταιριασμένο με το λειτουργικό εύρος ζώνης της κεραίας. Η προσέγγιση αυτή παρουσιάζεται στο υπόλοιπο του Κεφαλαίου.

### 7.3 Εισαγωγή στην Προτεινόμενη Μεθοδολογία

Η αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι μια κρίσιμη παράμετρος επίδοσης για τις ηλεκτρικά μικρές κεραίες. Ακούγεται αιρετικό, αλλά η αποδοτικότητα μιας μικρής κεραίας είναι πιο σημαντική από το διάγραμμα ακτινοβολίας της: αν η κεραία είναι όντως ηλεκτρικά μικρή, κάτι που διαπιστώνεται εύκολα με μια απλή μέτρηση της εμπέδησης εισόδου  $Z_{in}(j\omega)$ , τότε το διάγραμμα ακτινοβολίας προβλέπεται με ικανοποιητική ακρίβεια από τη θεωρία των βραχέων διπόλων (*short dipole theory*). Οι μικρές κεραίες, και ειδικά εκείνες που συνοδεύονται από GNDP πεπερασμένων διαστάσεων, συνήθως ακτινοβολούν κατά τον διπολικό τρόπο (*dipole mode*), λειτουργώντας ως δίπολα με ασύμμετρη ρευματική κατανομή. Συνεπώς, η αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι ο παράγοντας που καθορίζει τις τιμές κέρδους στο μακρινό πεδίο.

Οι συμπαγείς ακτινοβολητές σχεδιάζονται με στόχο ένα ικανό εύρος ζώνης και την καλύτερη δυνατή αποδοτικότητα ακτινοβολίας, συνεπώς είναι σημαντική η ικανότητα ακριβούς χαρακτηρισμού όλων των εμπλεκομένων παραμέτρων. Ο χαρακτηρισμός του ηλεκτρικού μεγέθους και του εύρους ζώνης είναι σχετικά εύκολος,<sup>10</sup> αλλά η αποδοτικότητα ακτινοβολίας μετράται σαφώς πιο δύσκολα. Η μέθοδος του θαλάμου/καλύμματος Wheeler θεωρείται η απλούστερη και η πιο ακριβής τεχνική καθορισμού της αποδοτικότητας μικρών κεραίων [367,391]. Η μέθοδος χρησιμοποιεί εξοπλισμό που είναι τυπικά διαθέσιμος σε ένα εργαστήριο μικροκυμάτων ή ασύρματων επικοινωνιών, και χαρακτηρίζεται από ταχύτητα μέτρησης, επαναληψιμότητα και ακρίβεια  $\pm 2\%$  [358, 377, 408, 409, 414, 415, 428]. Στην πραγματικότητα, η τεχνική WCap είναι τόσο απλή στην εφαρμογή της ώστε, όταν οι περιορισμοί της δε γίνονται σεβαστοί, τότε παράγει επαναληπτά λανθασμένα αποτελέσματα.<sup>11</sup> Δύο από αυτούς τους περιορισμούς, και συγκεκριμένα οι συντονισμοί της κοιλότητας και το διάκενο της ρευματικής κατανομής της κεραίας από τα τοιχώματα της κοιλότητας, σχετίζονται απευθείας με το μέγεθος της κοιλότητας, το οποίο με τη σειρά του σχετίζεται με το μέγεθος της κεραίας υπό μέτρηση.

Η εφαρμογή των παραμέτρων σκέδασης και της θεωρίας δίθυρων δικτύων στα πρωτογενή μετρητικά δεδομένα έχει άρει οποιεσδήποτε υποθέσεις σχετικά με τη μορφή του ισοδύναμου κυκλώματος στην είσοδο της κεραίας γύρω από τη συχνότητα συντονισμού (RLC σε σειρά, RLC παράλληλα, κλπ) [356,367,385]. Η ενέργεια που οδεύει προς το μακρινό πεδίο της κεραίας υπό μέτρηση παγιδεύεται και ανακλάται πίσω προς την κεραία από μια μεταλλική καλύπτρα (“cap”), δηλαδή μια θωρακισμένη κοιλότητα που περιβάλλει την κεραία. Μεταβάλλοντας με κάποιον τρόπο τη γεωμετρία της κοιλότητας, η ενέργεια ανακλάται με μεταβλητή φάση. Αυ-

<sup>10</sup>Τουλάχιστον όταν υπάρχει διαθεσιμότητα ενός βαθμονομημένου αναλυτή δικτύων και μιας περιοχής ελεύθερης από αγωγίμους σχεδαστές.

<sup>11</sup>Παράγει, δηλαδή, αποτελέσματα χωρίς την στατιστική διασπορά που θα λειτουργούσε σαν ενδεικτικό κακής πρακτικής.

τή η μεταβολή της φάσης είναι μια ουσιώδης συνιστώσα της μεθόδου<sup>12</sup> και επιτυγχάνεται με πλήθος διαφορετικών τρόπων [356, 367, 368, 370, 372, 385, 391, 415]: (α') ένας τρόπος είναι η τοποθέτηση της κεραίας εντός κυματοδηγού με κινητά βραχυκυκλώματα στο ένα ή και στα δύο άκρα, (β') η κοιλότητα μπορεί να ενσωματώνει περιστρεφόμενο πτερύγιο, (γ') η κεραία μπορεί να μετακινείται ή να περιστρέφεται εντός της κοιλότητας, (δ') το μέγεθος της κοιλότητας μπορεί να είναι ψευδο-μεταβλητό χρησιμοποιώντας πολλαπλές κοιλότητες διαφορετικού μεγέθους, και τέλος (ε') η συχνότητα του σήματος που διεγείρει την είσοδο της κεραίας μπορεί να μεταβάλλεται, προκαλώντας αντίστοιχα μεταβλητή ηλεκτρική καθυστέρηση κατά την όδευση από την κεραία προς τα τοιχώματα της κοιλότητας και πίσω στην κεραία.

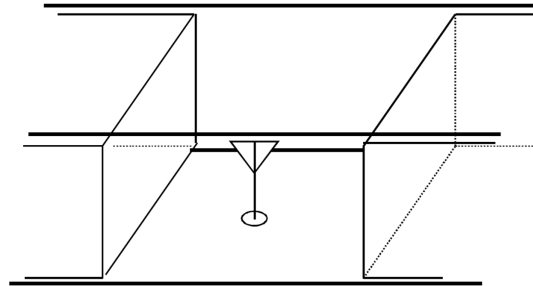
Η δεύτερη θεμελιώδης συνιστώσα αφορά στην απαίτηση να μην υπάρχουν συντονισμοί της κοιλότητας στο μετρητέο εύρος ζώνης όπου η αποδοτικότητα ακτινοβολίας πρόκειται να χαρακτηριστεί. Οι φυσικοί συντονισμοί της κοιλότητας παραβιάζουν την αρχή του Wheeler Cap, και οδηγούν σε μηδενικές ή ακόμα και αρνητικές τιμές  $n_{\text{rad}}$ , οι οποίες στερούνται φυσικού νοήματος [391]. Οι συντονισμοί δεν πρέπει να αγνοούνται αλλά αντίθετα να αποφεύγονται, αφού δεν υπάρχει μέθοδος επεξεργασίας των μετρητικών δεδομένων που να μπορεί να ανακτήσει την πραγματική τιμή της αποδοτικότητας ακτινοβολίας αν εμφανιστεί συντονισμός στην περιοχή της συχνότητας μέτρησης [414]. Το πρόβλημα των συντονισμών έχει επισημανθεί ήδη στην πρωτοπόρο εργασία του Austin [343]. Παρ' όλη τη σημασία του προβλήματος, ελάχιστες μελέτες έχουν δημοσιευθεί έκτοτε πάνω στη σχεδίαση κοιλοτήτων, είτε σταθερής [345], είτε μεταβλητής γεωμετρίας [368, 370, 374–376].

Ο Dixon [429, 430] περιέγραψε έναν τρόπο καταπίεσης των συντονισμών σε παραλληλεπίπεδες κοιλότητες, ο οποίος είναι επεκτάσιμος σε οποιοδήποτε τύπο κοιλότητας. Η μέθοδος αφορά στην φόρτιση της κοιλότητας με απορροφητές. Τα πιο αποτελεσματικά υλικά για την απόσβεση συντονισμών είναι ελαστομερή μαγνητικά νοθευμένα με σίδηρο ή φερρίτες. Χαρακτηρίζονται από υψηλή διηλεκτρική επιτρεπτότητα, σε συνδυασμό με υψηλή μαγνητική διαπερατότητα και πολύ υψηλές μαγνητικές απώλειες ( $\tan \delta_m > 1$  για  $f > 2.5$  GHz). Οι απορροφητές αυτοί είναι κατάλληλοι για τοποθέτηση επί των τοιχωμάτων της κοιλότητας όπου, σύμφωνα με τις πεδιακές κατανομή των ρυθμών, εμφανίζονται υψηλές εντάσεις μαγνητικού πεδίου. Η απόσβεση των ρυθμών είναι εξαιρετική, αλλά η μέθοδος αυτή παραβιάζει την αρχή του Wheeler Cap: οποιαδήποτε μορφή κατανάλωσης ενέργειας θα πρέπει να προέρχεται από τα υλικά της κεραίας. Αν υπάρχει κατανάλωση από εξωγενή υλικά, τότε η αποδοτικότητα ακτινοβολίας προκύπτει τεχνητά χαμηλότερη απ' ό,τι πραγματικά είναι. Αντίστοιχες παρατηρήσεις ισχύουν και για τη μετατόπιση ιδιοσυχνοτήτων με τη μέθοδο αναγωγής 'έψιλον-λάμδα' που προτάθηκε από τους Cantrell & Song [431].

Η κατασκευή κοιλοτήτων μεταβλητής γεωμετρίας με κινητά τοιχώματα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.3, ή με πτερύγια απαιτεί λεπτομέρεια και ακρίβεια για να εξασφαλιστεί η απαιτούμενη θωράκιση: η διαρροή ακτινοβολίας εκτός κοιλότητας αυτόματα παραβιάζει την αρχή λειτουργίας του Wheeler Cap. Αναμφίβολα, η πρόσβαση σε κοιλότητες σταθερής γεωμετρίας είναι ταχύτερη και μακράν οικονομικότερη. Κατά συνέπεια, η παρούσα ερευνητική δραστηριότητα εστιάζει στις ευρυζωνικές μετρήσεις της αποδοτικότητας ακτινοβολίας συμπαγών

<sup>12</sup> Αφού σχετίζεται με την παρουσία και την αποφυγή των συντονισμών της κοιλότητας.

επίπεδων/τυπωμένων κεραίων εντός κοιλοτήτων Wheeler σταθερής γεωμετρίας, οι οποίες θα έχουν σχεδιαστεί έτσι ώστε να αποφεύγονται οι συντονισμοί για το μέγιστο δυνατό εύρος ζώνης. Δεδομένου, όμως, ότι τα μεγέθη κεραίας και κοιλότητας είναι συσχετισμένα, ο στόχος αυτός μπορεί να διατυπωθεί ισοδύναμα ως εξής: σχεδίαση κοιλοτήτων άνευ συντονισμών σε δεδομένο εύρος ζώνης για το μέγιστο δυνατό μέγεθος μετρούμενης κεραίας.



**Σχήμα 7.3:** Γραμμική μονοπολική κεραία τοποθετημένη σε παραλληλεπίπεδη κεραία μεταβλητής γεωμετρίας για ευρυζωνική μέτρηση της  $n_{\text{rad}}$ . Η κοιλότητα αποτελείται από τμήμα κυματοδηγού, το οποίο έχει τερματιστεί σε δύο ολισθαίνοντα βραχυκυκλώματα. Το συγκεκριμένο μονόπολο χρησιμοποιεί το κάτω τοίχωμα σαν επίπεδο γείωσης προκειμένου να αναπτύξει τη σωστή ρευματική κατανομή.

### 7.3.1 Ειδική Βιβλιογραφία Παραλληλεπίπεδων Wheeler Caps

Παραλληλεπίπεδες κοιλότητες Wheeler έχουν χρησιμοποιηθεί στις εργασίες [343, 345, 354, 355, 357–359, 362, 370, 377, 382, 388, 391, 413, 432, 433]. Στην [432] επεκτάθηκε η μέθοδος από μεμονωμένες, συμπαγείς κεραίες σε ολοκληρωμένα συστήματα (κινητά τερματικά). Για να αποφευχθεί η καταστροφική επίδραση των συντονισμών, κατασκευάστηκε παραλληλεπίπεδη κοιλότητα άνευ συντονισμών στο (στενό) εύρος ζώνης 0.82–0.9 GHz. Οι Choo *et al.* [357] πρότειναν τη μείωση του ύψους της κοιλότητας κατά τη μέτρηση κεραίων μικροταινιακού καλύμματος ώστε να αραιώσει το φάσμα των ιδιορυθμών. Στην [358] η σχεδίαση και βελτιστοποίηση της κοιλότητας στόχευσε σε επίπεδες κεραίες ανεστραμμένης- $F$  γεωμετρίας που λειτουργούσαν στις ζώνες συχνοτήτων των συστημάτων κινητής τηλεφωνίας, και οι οποίες ήταν υλοποιημένες πάνω σε PCB που είχε τις τυπικές διαστάσεις  $100 \times 40 \text{ mm}^2$ . Η μελέτη κατέληξε μέσα από πειραματικές μετρήσεις στα εξής συμπεράσματα: (α') εφόσον οι πλευρές του PCB βρίσκονται σε ικανή απόσταση από τα τοιχώματα της κοιλότητας, τότε η μέθοδος Wheeler αποδεικνύεται ευσταθής και ακριβής, και (β') το μέγεθος και το σχήμα του καλύμματος Wheeler επηρεάζει ελάχιστα το αποτέλεσμα. Μελετήθηκε επίσης το πρόβλημα των συντονισμών, αν και κατά τρόπο εξειδικευμένο ως προς την εφαρμογή. Στις εργασίες [354, 433] το εύρος ζώνης των μετρήσεων επεκτάθηκε πάνω από τη συχνότητα αποκοπής χωρίς να ληφθεί κάποια μέριμνα για τους συντονισμούς των κοιλοτήτων. Τα αποτελέσματα των αντίστοιχων μετρήσεων αποδοτικότητας είναι εμφανώς αλλοιωμένα από τη σύζευξη κεραίας και κοιλότητας. Τέλος, οι Martin *et al.* [359] ασχολήθηκαν με την τηλεανίχνευση της μετακίνησης πληθυσμών μικρόσωμων πτηνών. Πραγματοποίησαν μετρήσεις στενής ζώνης επί μονοπολικών κεραίων, οι οποίες ήταν εγκατεστημένες πάνω σε ομοίωμα πτηνού, δείχνοντας έτσι τη δυνατότητα μέτρησης της αποδοτικότητας ολόκληρου συστήματος σε κατάλληλα

σχεδιασμένη κοιλότητα (*system-in-cavity*).

### 7.3.2 Ειδική Βιβλιογραφία Σφαιρικών Wheeler Caps

Ημισφαιρικές κοιλότητες εμφανίζονται στις εργασίες [345, 428]. Οι Chair *et al.* [428] χρησιμοποίησαν ημισφαίρια διαμέτρου 10 cm προκειμένου να μετρήσουν την αποδοτικότητα έξι συμπαγών επίπεδων κεραιών. Αναφέρθηκε μια χαμηλή τιμή αποδοτικότητας ίση με 40% στα 2.65 GHz, η οποία ξεχώριζε από τα υπόλοιπα μετρητικά δεδομένα. Εισάγοντας αυτήν την κοιλότητα στον Επιλύτη Ιδιοτιμών (*Eigenmode Solver*) [434] ανακαλύφθηκε ότι υπάρχει συντονισμός στα 2.62 GHz. Σύμφωνα με την εκτίμηση των Ishii *et al.* [368], αυτός ο συντονισμός επηρεάζει την ακρίβεια μέτρησης στο εύρος συχνοτήτων 2.54–2.70 GHz ( $\pm 3\%$ ), κάτι που εξηγεί την χαμηλή αναφερόμενη τιμή  $n_{\text{rad}}$ .

Πλήρως σφαιρικές κοιλότητες Wheeler χρησιμοποιήθηκαν στις εργασίες [317, 350, 358, 361, 409, 414, 415]. Ο H. Schantz [409] μέτρησε την αποδοτικότητα ακτινοβολίας μιας επίπεδης υπερευρυζωνικής κεραίας στην περιοχή συχνοτήτων DC–6 GHz χρησιμοποιώντας μια μεγάλη σφαιρική κοιλότητα με συχνότητα αποκοπής στα 1.2 GHz. Όπως αναμενόταν, τα τελικά επεξεργασμένα δεδομένα εμφάνισαν ένα μεγάλο πλήθος βυθισμάτων λόγω των συντονισμών της κοιλότητας, οπότε ο συγγραφέας αναγκάστηκε να εξάγει την εξομαλυνθείσα περιβάλλουσα των μετρήσεων διαλέγοντας τη μέγιστη τιμή της  $n_{\text{rad}}$  σε διαδοχικά εύρη των 80 MHz. Ο Huynh [317] χρησιμοποίησε σφαίρα ακτίνας 150 mm ( $f_{\text{co}} = 1.52$  GHz) και πραγματοποίησε μετρήσεις στην περιοχή 1–12 GHz για τον χαρακτηρισμό τυπωμένου, υπερευρυζωνικού μονοπόλου γεωμετρίας ημίσεος κυκλικού δίσκου. Για την εξαγωγή της  $n_{\text{rad}}$  εφάρμοσε τη σχέση (7.14), μόνο που τα αποτελέσματα της  $|S_{11\text{WC}}|$  περιείχαν μεγάλο πλήθος βυθισμάτων λόγω των συντονισμών. Σαν αντίμετρο, έκανε εξαρχής εξομάλυνση της καμπύλης  $|S_{11\text{WC}}|$  κρατώντας τη μέγιστη τιμή σε διαδοχικά εύρη των 100 MHz, και υποθέτοντας ότι τα χαρακτηριστικά της εμπέδησης εισόδου της κεραίας δε μεταβάλλονται σημαντικά μέσα σε αυτό το συχνοτικό παράθυρο. Τέλος, ο M. Αντωνιάδης [361] εφάρμοσε την περιστροφή McKinzie, προτιμώντας την έναντι της μεθόδου G/D, προκειμένου να χαρακτηρίσει μια συμπαγή, υπερευρυζωνική κεραία βασισμένη σε μεταυλικά (μονοδιάστατες γραμμές μεταφοράς πάνω σε μακρο-υλικά με αρνητικό δείκτη διάθλασης, NRI-TL). Πραγματοποίησε μετρήσεις στενής ζώνης, εκμεταλλευόμενος μια περιοχή συχνοτήτων μεταξύ δύο διαδοχικών ιδιοσυχνοτήτων της οιονεί σφαιρικής κοιλότητας που κατασκεύασε.

### 7.3.3 Ειδική Βιβλιογραφία Κυλινδρικών Wheeler Caps

Η εφαρμογή των κυλινδρικών Wheeler Caps έχει μελετηθεί στις εργασίες [350–352, 358, 360, 377, 378, 383, 384, 408, 411, 412, 414, 415]. Ο Schantz [408] μέτρησε την αποδοτικότητα ακτινοβολίας επίπεδων υπερευρυζωνικών κεραιών στην περιοχή συχνοτήτων DC–6 GHz χρησιμοποιώντας μια σφαιρική κοιλότητα με συχνότητα αποκοπής στα 0.9 GHz. Όπως αναμενόταν, τα τελικά επεξεργασμένα δεδομένα εμφάνισαν ένα μεγάλο πλήθος βυθισμάτων λόγω των συντονισμών της κοιλότητας, οι οποίοι απορροφούν την ενέργεια του κοντινού πεδίου της κεραίας και παράγουν τεχνητά χαμηλή  $n_{\text{rad}}$ . Εξαιτίας αυτού του φαινομένου, ο συγγραφέας

εξήγαγε την εξομαλυνθείσα περιβάλλουσα των μετρήσεων διαλέγοντας τη μέγιστη τιμή της  $n_{\text{rad}}$  σε διαδοχικά εύρη των 60 MHz.

Οι εργασίες [358,377,378] αποτελούν σαφή ένδειξη πως η μέθοδος Wheeler συγκεντρώνει μεγάλο ενδιαφέρον, πολύ απλά γιατί οι ερευνητές έχουν ολοένα αυξανόμενες απαιτήσεις από μία μέθοδο που έδειξε ότι μπορεί εύκολα να αποφέρει ακριβή αποτελέσματα. Πλέον, οι μηχανικοί κεραιών επιδιώκουν το χαρακτηρισμό ολόκληρων συστημάτων μέσα σε WCap, και όχι μόνο των κεραιών αυτών των συστημάτων. Στις παραπάνω μελέτες, η σχεδίαση και βελτιστοποίηση της κοιλότητας στόχευσε σε επίπεδες κεραίες που λειτουργούσαν στις ζώνες συχνοτήτων των συστημάτων κινητής τηλεφωνίας, και οι οποίες ήταν υλοποιημένες πάνω σε PCB που είχε τις τυπικές διαστάσεις  $100 \times 40 \text{ mm}^2$ . Αμφότερες αυτές οι μελέτες κατέληξαν στο συμπέρασμα ότι, εφόσον οι πλευρές του PCB βρίσκονται σε ικανή απόσταση από τα τοιχώματα της κοιλότητας, τότε η μέθοδος Wheeler αποδεικνύεται ευσταθής και ακριβής. Ειδικότερα, οι Mendes & Peixeiro [377,378] επικεντρώθηκαν σε κεραίες κινητών τερματικών, και μελέτησαν μέσω προσομοίωσης και πειράματος κυλινδρικές κοιλότητες Wheeler σε τρία διαφορετικά μεγέθη. Τα αποτελέσματα συγκρίθηκαν με τη μέθοδο G/D και απέδειξαν ότι και οι τρεις WCaps μπορούν να αποφέρουν το ίδιο (σωστό) αποτέλεσμα μέτρησης, αρκεί να ληφθεί μέριμνα για το πρόβλημα των συντονισμών της κοιλότητας.

### 7.3.4 Σύνοψη της Προτεινόμενης Μεθοδολογίας

Η παρούσα μελέτη παρέχει το θεωρητικό υπόβαθρο και τις κατευθυντήριες οδηγίες για την πραγματοποίηση ευρυζωνικών μετρήσεων αποδοτικότητας ακτινοβολίας μικρών τυπωμένων ή επίπεδων κεραιών με χρήση *παραλληλεπίπεδων, σφαιρικών και κυλινδρικών κοιλότητων* σταθερής γεωμετρίας. Μέσω της προτεινόμενης μεθόδου υπολογίζονται τα άνω όρια: (α') του επιτεύξιμου συνεκτικού μετρήσιμου εύρους ζώνης για δεδομένο μέγεθος κεραίας, και (β') του μέγιστου μετρήσιμου μεγέθους κεραίας σε δεδομένη κοιλότητα για δεδομένο μετρητέο εύρος ζώνης. Οι υπολογισμοί λαμβάνουν υπόψη το εύρος ζώνης άνευ συντονισμών που είναι διαθέσιμο όχι μόνο κάτω από τη συχνότητα αποκοπής των κοιλότητων, αλλά και μεταξύ των συχνοτήτων δύο οποιωνδήποτε διαδοχικών ιδιορρυθμών. Αυτή η περιοχή συχνοτήτων ονομάστηκε στις δημοσιεύσεις *inter-modal spectrum* (IMS). Η μελέτη αυτή είναι η πρώτη στη βιβλιογραφία του Wheeler Cap που παρέχει μια ενοποιημένη, αιτιοκρατική μέθοδο σχεδίασης για τους τρεις τύπους κοιλότητων, ανεξάρτητα από το μέγεθος της κεραίας και τη συχνότητα λειτουργίας. Η μεθοδολογία είναι άμεσα επεκτάσιμη σε κεραίες αυθαίρετου σχήματος, και βοηθά στην πρόβλεψη του απαιτούμενου τύπου και μεγέθους κοιλότητας, καθώς και του μετρήσιμου μεγέθους κεραίας και συνεκτικού εύρους ζώνης. Τονίζεται ότι το *θεωρητικό σκέλος της μεθοδολογίας και η επιβεβαίωσή του μέσω H/M αριθμητικής ανάλυσης έγιναν για κενές κοιλότητες, δηλαδή με την απλοποιητική παραδοχή ότι οι λεπτές επίπεδες κεραίες δεν παρεμβαίνουν στο φάσμα ιδιοσυχνοτήτων των κοιλότητων.*

Στις §§7.4–7.10 αναπτύσσεται αρχικά το μοντέλο συστήματος που καθιστά ικανή τη θεωρητική πρόβλεψη των επιδόσεων των κοιλότητων. Το μοντέλο ενσωματώνει πλήρως τους περιορισμούς της μεθόδου Wheeler Cap, και η ορθότητά του επιβεβαιώθηκε ανεξάρτητα μέ-

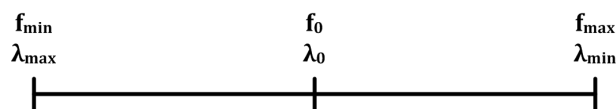
σω παραμετροποιημένων H/M προσομοιώσεων στον Επιλύτη Ιδιοτιμών [434]. Περιγράφεται αναλυτικά η σχεδίαση των παραλληλεπίπεδων, σφαιρικών και κυλινδρικών κοιλοτήτων για ευρυζωνικές μετρήσεις της  $n_{\text{rad}}$ , η οποία ουσιαστικά συνίσταται σε μια προσπάθεια κατάλληλης διαμόρφωσης του φάσματος των ιδιορυθμών (*eigenspectrum shaping*). Η σχεδίαση γίνεται εντός και εκτός του φάσματος μεταξύ διαδοχικών ρυθμών. Ειδικά στην περίπτωση των κυλινδρικών κοιλοτήτων, αναγνωρίζονται τρεις διαφορετικοί τρόποι τοποθέτησης της κεραίας, καθένας από τους οποίους εμφανίζει διαφορετικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Τέλος, μελετάται η επέκταση του μοντέλου συστήματος σε αυθαίρετες τριδιάστατες κεραίες, υπολογίζονται τα όρια μέτρησης γραμμικών κεραιών και παρουσιάζονται αποτελέσματα από προκαταρκτικές μετρήσεις, τα οποία αφενός επιβεβαιώνουν την πρακτική χρησιμότητα της μεθόδου, αφετέρου αποκαλύπτουν ενδιαφέρουσες πτυχές της αλληλεπίδρασης κεραίας–κοιλότητας.

## 7.4 Μοντέλο Συστήματος Κεραίας–Κοιλότητας

Θεωρήστε μια διδιάστατη κεραία, η οποία έχει υλοποιηθεί πάνω σε ένα τυπικό PCB. Αυτή θα μπορούσε, για παράδειγμα, να είναι ένα τυπωμένο ευθύ ή κυρτό μονόπολο. Η ανάλυση που παρουσιάζεται εδώ ισχύει εξίσου για επίπεδες κεραίες, των οποίων το ύψος είναι ένα μικρό κλάσμα του ελάχιστου μήκους κύματος που μας ενδιαφέρει. Για παράδειγμα, μια επίπεδη κεραία ανεστραμμένης-F γεωμετρίας με ύψος  $h_{\text{PIFA}} = 5 \text{ mm}$  και συχνότητα λειτουργίας  $f_0 = 2.5 \text{ GHz}$  αποτελεί σίγουρα μια ‘έγκυρη’ περίπτωση ακτινοβολητή. Το μετρητέο εύρος ζώνης (*measurement bandwidth*, MBW) καθορίζεται από τις τρεις διατεταγμένες συχνότητες  $f_{\text{min}} \leq f_0 \leq f_{\text{max}}$ , όπου  $f_0 = (f_{\text{max}} + f_{\text{min}})/2$  είναι η κεντρική συχνότητα της περιοχής συχνοτήτων. Τα αντίστοιχα μήκη κύματος είναι  $\lambda_{\text{max}} \geq \lambda_0 \geq \lambda_{\text{min}}$ , όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.4. Το κλασματικό εύρος ζώνης της κεραίας ισούται με

$$u = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_0} = 2 \cdot \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}}. \quad (7.17)$$

Έστω ότι το PCB έχει μήκος  $L_{\text{PCB}} = \psi_1 \cdot \lambda_0$  και πλάτος  $W_{\text{PCB}} = (\psi_1/\text{AR}) \cdot \lambda_0$ , όπου AR είναι η αναλογία διαστάσεων (διάταμα) του συνολικού τυπωμένου κυκλώματος (πλακέτας). Τυπικές παράμετροι περιγραφής είναι οι  $\psi_1 = 0.5$  και  $\text{AR} = 2$ , οι οποίες αντιστοιχούν σε τυπωμένη κεραία διαστάσεων  $\lambda_0/2 \times \lambda_0/4$ . Το PCB τοποθετείται μέσα σε αυθαίρετη, τριδιάστατη, αγωγίμη κοιλότητα, η οποία αναλαμβάνει να καταπιέσει την ακτινοβολία της κεραίας, ή ισοδύναμα, να βραχυκυκλώσει την αντίσταση ακτινοβολίας  $R_{\text{in}}(j\omega)$ . Ο στόχος, διατυπωμένος επακριβώς, είναι να επιτραπεί η ανάπτυξη του κοντινού πεδίου της κεραίας στο χώρο (*reactive near field*) όσο καλύτερα γίνεται, αλλά να καταπιεστούν οι περιοχές Fresnel



Σχήμα 7.4: Οι διατεταγμένες χαρακτηριστικές συχνότητες και τα αντίστοιχα μήκη κύματος.

και Fraunhofer.

Εάν το μέγεθος της κοιλότητας μπορούσε να μειωθεί στο απολύτως απαραίτητο, τότε ενδεχομένως οι ιδιοσυχνότητες να ωθούνταν τόσο ψηλά, ώστε να μη δημιουργούσαν προβλήματα. Δυστυχώς, δεν είναι εφικτό να συρρικνωθεί η κοιλότητα χωρίς να επηρεαστεί η λειτουργία της κεραίας υπό μέτρηση: η σωστή πρακτική απαιτεί όλα τα ακτινοβολούντα μέρη της κεραίας να απέχουν τουλάχιστον  $\lambda_{\max}/(2\pi) \approx \lambda_{\max}/6$  από τα τοιχώματα της κοιλότητας [29]. Τα περιθώρια είναι απαραίτητα για το σωστό σχηματισμό του κοντινού πεδίου και της επιφανειακής ρευματικής κατανομής της κεραίας. Αν κοντινό πεδίο και ρευματική κατανομή παραμορφωθούν από την παρουσία της κοιλότητας, τότε η κεραία υπό μέτρηση είναι ουσιαστικά ‘διαφορετική’ από την κεραία που έχουμε σε συνθήκες ελεύθερου χώρου. Συμβολίζουμε τις δύο καταστάσεις ως  $(AUT)_{\text{WCap}}$  και  $(AUT)_{\text{FS}}$ , αντίστοιχα.

Στην περίπτωση των συμπαγών τυπωμένων/επίπεδων κεραίων που διαθέτουν πεπερασμένο GNDP, είναι γνωστό ότι αμφότερα το κεραιοστοιχείο και το επίπεδο γείωσης συνεισφέρουν στην ακτινοβολία. Επιπλέον, το ρεύμα της γείωσης εξαπλώνεται σε όλο το μήκος και πλάτος του GNDP. Συνεπώς, ολόκληρη η επιφάνεια του PCB πρέπει να συμπεριληφθεί στους υπολογισμούς των διακένων από τα τοιχώματα της κοιλότητας. Εξαίρεση στον κανόνα του  $\lambda_{\max}/6$  μπορεί να αποτελέσει η διάσταση που αντιστοιχεί στο μήκος του PCB, όπου ένα μικρότερο περιθώριο μπορεί κάλλιστα να είναι αρκετό. Αυτό οφείλεται στην απουσία ρευμάτων παράλληλων με τα τοιχώματα τόσο κοντά στο άκρο του μονοπόλου, όσο και στο αντίθετο άκρο του GNDP. Από τα παραπάνω, συμπεραίνουμε ότι τα μήκη των πλευρών της γενικευμένης κοιλότητας μπορούν να γραφτούν ως συναρτήσεις του μεγέθους της κεραίας και του επιθυμητού MBW ως εξής,

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = 2 \frac{\lambda_{\max}}{6} = \frac{2\lambda_0}{3(2-u)} \\ L_2 = \frac{\psi_1 \lambda_0}{AR} + 2 \frac{\lambda_{\max}}{6} \\ L_3 = \psi_1 \lambda_0 + \psi_2 \frac{\lambda_{\max}}{6} \end{array} \right\}. \quad (7.18)$$

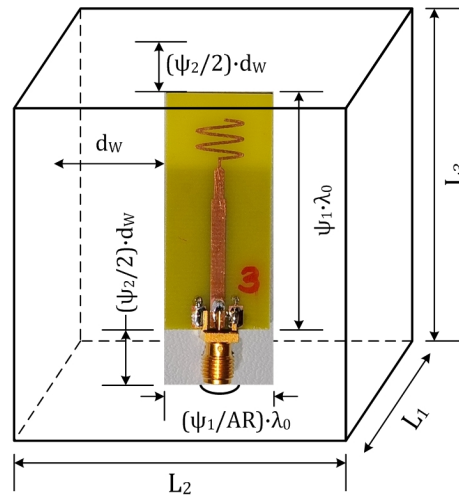
Ένα παράδειγμα τέτοιας κοιλότητας είναι η παραλληλεπίπεδη που απεικονίζεται στο Σχήμα 7.5. Η παράμετρος  $\psi_2$  υλοποιεί το μεταβλητό διάκενο των άκρων της μεγάλης πλευράς του PCB από τα τοιχώματα της κοιλότητας. Η παρούσα μελέτη χρησιμοποιεί κανονικοποιημένες διαστάσεις και συχνότητες, με αναφορά στη συχνότητα  $f_0$  (ισοδύναμα, στο μήκος κύματος  $\lambda_0$ ). Η σχέση μεταξύ απόλυτων και κανονικοποιημένων διαστάσεων της κοιλότητας είναι  $L_i(u) = f_i(u) \cdot \lambda_0$ , όπου τα κανονικοποιημένα μήκη  $f_i(u)$  δίνονται από τις σχέσεις

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1(u) = \frac{2}{3(2-u)} \\ f_2(u, \psi_1, AR) = \frac{\psi_1}{AR} + \frac{2}{3(2-u)} \\ f_3(u, \psi_1, \psi_2) = \psi_1 + \frac{\psi_2}{3(2-u)} \end{array} \right\}. \quad (7.19)$$

Το μετρήσιμο κλασματικό εύρος ζώνης (*measurable fractional bandwidth*, MFBW) είναι

θετικό και φραγμένο από τον ορισμό του,  $u \leq 2$ . Παρ' όλα αυτά, δεδομένου ότι η (7.19) έχει ιδιαίζουσα τιμή την  $u_{\max} = 2$ , η μαθηματική περιγραφή ισχύει στην περιοχή τιμών

$$0 \leq u < 2. \quad (7.20)$$



**Σχήμα 7.5:** Τυπωμένη κεραία τοποθετημένη σε παραλληλεπίπεδη κοιλότητα σταθερής γεωμετρίας. Οι τυπωμένες/επίπεδες κεραίες συνήθως φέρουν τα επίπεδα γείωσης στην ίδια πλακέτα, και συνεπώς χρησιμοποιούν την κοιλότητα μόνο για στραγγαλισμό της ακτινοβολίας. Τα μεγέθη κεραίας και κοιλότητας καθορίζονται από το παραμετρικό διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, AR)$ . Η απόσταση Wheeler ισούται με  $d_W = \lambda_{\max}/6$ .

Μέσα από το προτεινόμενο από κοινού μοντέλο κεραίας–κοιλότητας (*joint antenna–cavity model*), οι κανονικοποιημένες διαστάσεις της κοιλότητας ενσωματώνονται στις μαθηματικές σχέσεις υπολογισμού των ιδιοσυχνοτήτων της κοιλότητας [87]. Επομένως, το μοντέλο συστήματος προβάλλει τις ιδιότητες της κεραίας (μέγεθος και εύρος ζώνης) πάνω στις ιδιότητες της κοιλότητας (μέγεθος και φάσμα ιδιοσυχνοτήτων). Η ιδιαίζουσα τιμή  $u_{\max} = 2$  δείχνει απλά ότι η μέγιστη θεωρητική τιμή του FMBW θα απαιτούσε μια απείρως μεγάλη κοιλότητα, αφού σε αυτήν την περίπτωση έχουμε  $\lambda_{\max} \rightarrow +\infty$ .

Οι εξισώσεις Maxwell προβλέπουν την ανάπτυξη ιδιορυθμών συντονισμού σε κενές κοιλότητες αυθαίρετης γεωμετρίας. Μάλιστα, αν ανατεθεί μια υψηλή αλλά πεπερασμένη τιμή αγωγιμότητας στα τοιχώματα της κοιλότητας, τότε για κάθε ιδιορυθμό μπορεί να υπολογιστεί και ο συντελεστής ποιότητας  $Q$  που του αναλογεί. Στη γενική περίπτωση, το H/M πρόβλημα λύνεται αριθμητικά με εφαρμογή κατάλληλου επιλύτη στο πεδίο της συχνότητας, όπως είναι ο Επιλύτης Ιδιορυθμών (*eigenmode solver, ES*) [434] που χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια της παρούσας μελέτης. Υπάρχουν, όμως, τρεις ειδικές περιπτώσεις κοιλοτήτων όπου η διανυσματική κυματική εξίσωση είναι διαχωρίσιμη και τα πεδία των συντονιζόμενων ρυθμών υπολογίζονται αναλυτικά με τη μέθοδο του Χωρισμού των Μεταβλητών: πρόκειται φυσικά για την παραλληλεπίπεδη, την (κυκλική) κυλινδρική και τη σφαιρική κοιλότητα. Πέρα από αναλυτικά εύχρηστες, οι κοιλότητες αυτές είναι και από κατασκευαστική άποψη εύκολα υλοποιήσιμες. Η διπλή χρησιμότητά τους αξιοποιείται στις ενότητες που ακολουθούν.



## 7.5 Παραλληλεπίπεδες Κοιλότητες

Η παραλληλεπίπεδη κοιλότητα είναι η πρώτη διαχωρίσιμη γεωμετρία που θα εξεταστεί. Έτσι, η παρούσα ενότητα περιγράφεται την αναλυτική και αριθμητική αντιμετώπιση της σχεδίασης παραλληλεπίπεδων κοιλοτήτων (*rectangular cavities*, RCs) με το επιθυμητό φάσμα ιδιοσυχνοτήτων. Εξίσου σημαντική, όμως, είναι και η επεξήγηση της χρησιμότητας του από κοινού μοντέλου συστήματος κεραίας-κοιλότητας.

### 7.5.1 Στοιχεία Θεωρίας Μικροκυματικών Κοιλοτήτων I

Για προσεκτικά σχεδιασμένες κοιλότητες, όπως είναι οι μικροκυματικοί συντονιστές για κυκλωματικές εφαρμογές, οι κοιλότητες για το χαρακτηρισμό των ιδιοτήτων των υλικών και οι κοιλότητες Wheeler, οι λεπτομέρειες της κοιλότητας (π.χ. σχήμα, μέγεθος, διαστάσεις, υλικά, κ.α.) είναι επακριβώς γνωστές. Επιπλέον, το σχήμα της κοιλότητας είναι συνήθως μια απλή, διαχωρίσιμη γεωμετρία. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η ντετερμινιστική θεωρία κοιλοτήτων, η οποία αναπτύσσεται μέσα από το Χωρισμό των Μεταβλητών και τις Μεθόδους Διαταραχών, είναι το κατάλληλο εργαλείο περιγραφής [87, 435].

Αποδεικνύεται ότι, εντός μίας απλά συνεκτικής κοιλότητας με ιδανικά αγωγίμα τοιχώματα και ομοιογενές εσωτερικό με επιτρεπτότητα  $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$  και διαπερατότητα  $\mu = \mu_r \mu_0$ , το ηλεκτρικό πεδίο  $\mathbf{E}$  ικανοποιεί την ομογενή διανυσματική κυματική εξίσωση:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} - k^2 \mathbf{E} = 0, \quad (7.21)$$

όπου  $k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$  είναι το μέτρο του κυματανύσματος (κυματαριθμός). Αν και μπορούμε να εργαστούμε απευθείας με την (7.21) για τον υπολογισμό των ιδιορυθμών της κοιλότητας, είναι απλούστερο και πιο σύννηθες να αντικαθιστούμε τον διπλό τελεστή περιστροφής με εφαρμογή της ακόλουθης διανυσματικής ταυτότητας:

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E}. \quad (7.22)$$

Η κοιλότητα δεν περιέχει πηγές και η επιτρεπτότητα έχει θεωρηθεί ανεξάρτητη της θέσης εντός της κοιλότητας. Το αποτέλεσμα είναι ότι η απόκλιση του ηλεκτρικού πεδίου είναι μηδενική,  $\nabla \cdot \mathbf{E} = 0$ , και η (7.21) μετασχηματίζεται μέσω της (7.22) στη διανυσματική εξίσωση του Helmholtz:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = (\nabla^2 + k^2) \mathbf{E} = 0. \quad (7.23)$$

Οι μη-μηδενικές λύσεις των σχέσεων (7.21) και (7.23) προκύπτουν όταν ο κυματαριθμός παίρνει τιμές από ένα απειροσύνολο διακριτών, πραγματικών ιδιοτιμών  $k_{mnp}$ .<sup>13</sup> Σε κάθε ιδιοτιμή  $k_{mnp}$  αντιστοιχεί μια χωρική ιδιο-κατανομή ηλεκτρικού πεδίου  $\mathbf{E}_{mnp}$ , το λεγόμενο 'ιδιοδιάνυσμα'. Όταν δύο ή περισσότερα ιδιοδιανύσματα προέρχονται από την ίδια ιδιοτιμή, τότε οι ιδιορυθμοί αυτοί λέγονται *εκφυλισμένοι*.

Επομένως, οι λύσεις των εξισώσεων του H/M πεδίου στο εσωτερικό ενός θωρακισμένου

<sup>13</sup>Ο Balanis [87] συμβολίζει τις ιδιοτιμές με  $\beta$  αντί για  $k$ .

χώρου (κοιλότητα) αποκαλύπτουν την πιθανότητα ύπαρξης χωρικών κατανομών (ρυθμών) στασίμων κυμάτων (*standing wave mode patterns*). Οι ρυθμοί μέσα σε κενή παραλληλεπίπεδη κοιλότητα μπορούν να εμφανιστούν σε δεδομένη συχνότητα εφόσον η μέγιστη διάσταση της κοιλότητας είναι μεγαλύτερη ή ίση του αντίστοιχου ημίσεος μήκους κύματος ελευθέρου χώρου. Κάτω από αυτή τη ‘συχνότητα αποκοπής’, δεν είναι δυνατή η ύπαρξη ιδιορυθμών.

Η απλούστερη μέθοδος για να σχηματίσουμε τους ρυθμούς συντονισμού μιας παραλληλεπίπεδης κοιλότητας είναι να εξάγουμε ρυθμούς οι οποίοι είναι εγκάρσιοι ηλεκτρικοί (*transverse electric, TE*) ή εγκάρσιοι μαγνητικοί (*transverse magnetic, TM*) ως προς έναν από τους τρεις άξονες του συστήματος συντεταγμένων. Διατηρώντας τον συμβολισμό των κυματοδηγών, επιλέγουμε τον άξονα  $zz'$ . Οι ρυθμοί TE αποκαλούνται επίσης και μαγνητικοί ρυθμοί γιατί η  $\mathbf{E}_z$  συνιστώσα είναι μηδενική. Ομοίως, οι ρυθμοί TM αποκαλούνται ηλεκτρικοί γιατί η  $\mathbf{H}_z$  συνιστώσα είναι μηδενική.

Έστω μία παραλληλεπίπεδη κοιλότητα διαστάσεων  $L_1 \times L_2 \times L_3$  σε απόλυτες τιμές. Από την (7.23) έχουμε ότι η  $z$ -συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου,  $\mathbf{E}_{z,mnp}^{\text{TM}}$ , ενός ρυθμού TM ικανοποιεί τη βαθμωτή εξίσωση Helmholtz:

$$(\nabla^2 + k^2) \mathbf{E}_{z,mnp}^{\text{TM}} = 0. \quad (7.24)$$

Οι ζητούμενες ιδιοτιμές προκύπτουν από τις οριακές συνθήκες τέλει αγωγού που επιβάλλει η κοιλότητα, και ισούνται με

$$k_{mnp}^2 = \left(\frac{m\pi}{L_1}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_2}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L_3}\right)^2. \quad (7.25)$$

Αποδεικνύεται ότι η (7.25) ισχύει και για τους ρυθμούς TE, με αποτέλεσμα το φάσμα αμφοτέρων των ιδιορυθμών TE και TM να δίδεται από τη σχέση [87, 435],

$$f_{mnp}^{\text{TE, TM}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_1}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_2}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L_3}\right)^2}, \quad (7.26)$$

όπου  $m, n, p$  είναι οι ακέραιοι που χαρακτηρίζουν τους ρυθμούς. Οι επιτρεπόμενες τιμές των χαρακτηριστικών ακεραίων των ρυθμών TE είναι  $m = 0, 1, 2, \dots$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$  και  $p = 1, 2, 3, \dots$ , με την εξαίρεση ότι η περίπτωση  $m = n = 0$  δεν επιτρέπεται. Αντίστοιχα, για τους ρυθμούς TM έχουμε ότι  $m = 1, 2, 3, \dots$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$  και  $p = 0, 1, 2, \dots$ .

Εχμεταλλευόμενοι το γεγονός ότι σε μια κενή κοιλότητα ισχύουν οι σχέσεις

$$\frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \varepsilon_0 \mu_r \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = c_0 = f_0 \lambda_0, \quad (7.27)$$

όπου  $c_0$  είναι η φασική ταχύτητα του φωτός στο κενό, η (7.26) γράφεται ως εξής:

$$f_{mnp}^{\text{TE, TM}} = \frac{f_0 \lambda_0}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_1}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_2}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L_3}\right)^2}. \quad (7.28)$$

Ορίζουμε τις κανονικοποιημένες ιδιοσυχνότητες μιας κοιλότητας ως το πηλίκο

$$F_{mnp}^{\text{TE,TM}} = \frac{f_{mnp}^{\text{TE,TM}}}{f_0}. \quad (7.29)$$

Από τις σχέσεις (7.18), (7.19) και (7.29) παίρνουμε τις κανονικοποιημένες ιδιοσυχνότητες της γενικευμένης παραλληλεπίπεδης κοιλότητας

$$F_{mnp}^{\text{TE,TM}} = \frac{1}{2} \sqrt{\left[\frac{m}{f_1(u)}\right]^2 + \left[\frac{n}{f_2(u)}\right]^2 + \left[\frac{p}{f_3(u)}\right]^2}. \quad (7.30)$$

Τα άκρα του μετρήσιμου εύρους ζώνης είναι επίσης συναρτήσεις των  $f_0$  και  $u$ , και συνεπώς μπορούν να γραφτούν σε κανονικοποιημένη μορφή ως εξής,

$$\left\{ \frac{f_{\min}}{f_0} = \frac{2-u}{2} \triangleq F_{\min}, \quad \frac{f_{\max}}{f_0} = \frac{2+u}{2} \triangleq F_{\max} \right\}. \quad (7.31)$$

### 7.5.2 Σχεδίαση κάτω από τη Συχνότητα Αποκοπής

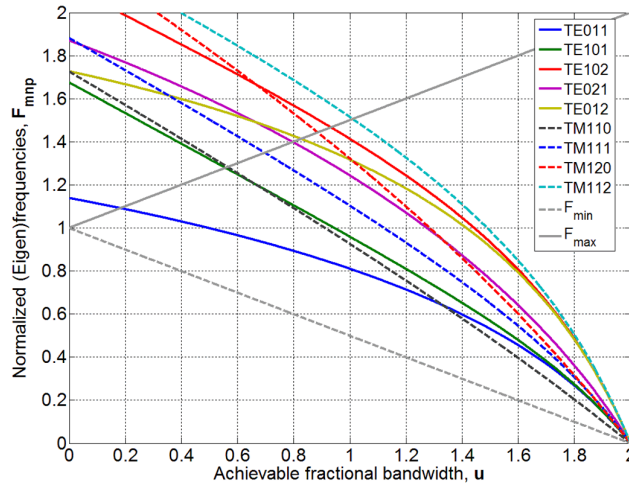
Υπάρχει ένα σύνολο από άνω όρια που μπορούν να υπολογιστούν για κάθε παραμετρικό διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, \text{AR})$ . Το παραμετρικό διάνυσμα καθορίζει από κοινού τα μεγέθη της κεραίας και της κοιλότητας. Σε συνδυασμό με τις σχέσεις (7.30) και (7.31), κατανέμει τις συχνότητες  $F_{\min}$ ,  $F_{\max}$  και όλες τις ιδιοσυχνότητες πάνω στον άξονα των κανονικοποιημένων συχνοτήτων για κάθε διαφορετική τιμή της μεταβλητής  $u$ . Η διάταξη συχνοτήτων που προκύπτει από αυτή τη διαδικασία καθορίζει το κατά πόσο ένα συνεκτικό μετρήσιμο εύρος ζώνης υφίσταται ή όχι. Η πρωταρχική επιλογή του σχεδιαστή είναι να εργαστεί σε συχνότητες χαμηλότερες από τη συχνότητα του θεμελιώδους ιδιορυθμού, ο οποίος σε αυτήν την περίπτωση είναι ο  $\text{TE}_{011}$ . Συμβολίζουμε αυτό το ‘σημείο λειτουργίας’ της κοιλότητας απλά ως  $F_{\max} < F_{011}^{\text{TE}}$ , αφού ολόκληρο το επιθυμητό εύρος ζώνης της μέτρησης πρέπει να βρίσκεται χαμηλότερα από τη συχνότητα αποκοπής (*below cut-off*). Αυτή η συνθήκη μας οδηγεί στην ανισότητα

$$\frac{2+u}{2} < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{f_2^2(u)} + \frac{1}{f_3^2(u)}}. \quad (7.32)$$

Θεωρούμε ότι εργαζόμαστε με τις τυπικές τιμές του παραμετρικού διανύσματος, ήτοι  $(\psi_1, \psi_2, \text{AR}) = (0.5, 1, 2)$ . Ονομάζουμε αυτό το από κοινού μέγεθος κεραίας–κοιλότητας ‘ονομαστική κοιλότητα’ (*nominal cavity*). Η λύση στην ανισότητα (7.32) υπολογίζεται εύκολα με τεχνικές αριθμητικής ανάλυσης ή με λογισμικά συμβολικής άλγεβρας.<sup>14</sup> Αντίθετα, στην παρούσα μελέτη έχει επιλεγεί η γραφική λύση του Σχήματος 7.6, η οποία έχει πολύ μεγαλύτερη αξία για την κατανόηση του προβλήματος. Το γράφημα αυτό ερμηνεύεται ως εξής: καταρχάς, επισημαίνεται ότι τα ευθύγραμμα τμήματα που περιγράφουν τη μεταβολή των  $F_{\min}$  και  $F_{\max}$  σχηματίζουν ένα ισοσκελές τρίγωνο, οι κορυφές του οποίου θα βρίσκονται πάντα στα σημεία  $(0, 1)$ ,  $(2, 0)$  και  $(2, 2)$ . Η περιοχή που ορίζεται από το τρίγωνο είναι κατά μία έννοια η ‘απαγορευμένη ζώνη’: ιδανικά, οι καμπύλες που περιγράφουν το φάσμα ιδιοσυχνο-

<sup>14</sup>Τέτοια είναι η Maple και η Mathematica.

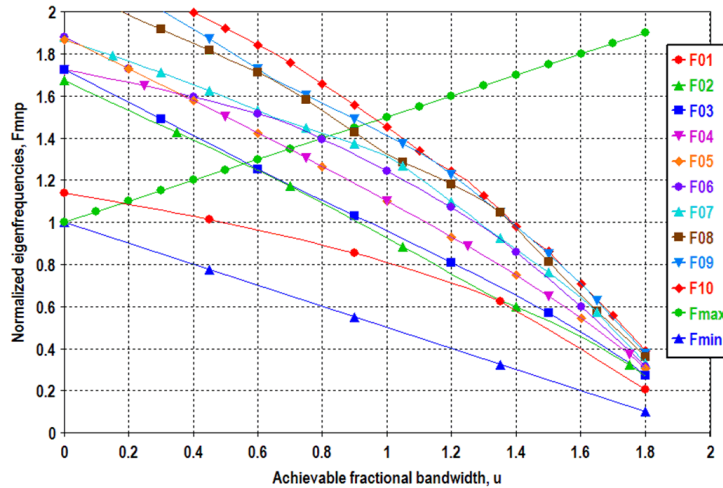
τήτων δεν θα έπρεπε να διασχίζουν αυτήν την περιοχή, αλλά κάτι τέτοιο είναι αναπόφευκτο. Καθώς  $u \rightarrow 2$ , οποιοδήποτε πεπερασμένο υποσύνολο ιδιορυθμών θα συγκλίνει σε μηδενική ιδιοσυχνότητα ( $F_{mnp}^{\text{TE},\text{TM}} \rightarrow 0$ ), αφού το μέγεθος της κοιλότητας αυξάνεται προς το άπειρο. Για δεδομένο επιθυμητό εύρος ζώνης μέτρησης  $u_0$ , όπου  $0 \leq u_0 < 2$ , η κατακόρυφη ευθεία  $u = u_0$  διασχίζει το τρίγωνο παράλληλα με τη βάση του και τέμνει τις καμπύλες των ιδιορυθμών σε συγκεκριμένα, μοναδικά σημεία. Προβάλλοντας αυτά τα σημεία πάνω στον άξονα  $y$ , παίρνουμε το κανονικοποιημένο φάσμα ιδιοσυχνοτήτων της κοιλότητας. Όταν και μόνο όταν όλα τα σημεία τομής βρίσκονται εκτός της απαγορευμένης ζώνης, τότε η τιμή  $u = u_0$  αποτελεί έγκυρο, συνεκτικό, μετρήσιμο κλασματικό εύρος ζώνης.



**Σχήμα 7.6:** Οι πρώτοι 9 ιδιορυθμοί της ονομαστικής παραλληλεπίπεδης κοιλότητας, υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης ρυθμός εισέρχεται στη μετρούμενη ζώνη συχνοτήτων όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης φτάσει στο όριο  $u_{\text{ub}} = 0.183$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες με  $\text{FBW} \leq 15\%$ .

Επιστρέφοντας στο Σχήμα 7.6, η τιμή  $u = 0.5$  δεν αποτελεί μετρήσιμο συνεκτικό FBW, αφού ο ρυθμός  $\text{TE}_{011}$  έχει ήδη εισέλθει στην απαγορευμένη ζώνη:  $F_{011}^{\text{TE}}(0.5) \approx 1$ . Η καμπύλη  $F_{011}^{\text{TE}}$  τέμνει την ευθεία  $F_{\text{max}}$  στο σημείο  $u = 0.183$ , συνεπώς το άνω όριο του μετρήσιμου κλασματικού εύρους ζώνης της ονομαστικής παραλληλεπίπεδης κοιλότητας κάτω από τη συχνότητα αποκοπής ισούται με  $u_{\text{ub}} = 0.183$ .

Τα αποτελέσματα επαληθεύτηκαν αριθμητικά στον Επιλύτη Ιδιοτιμών (*eigenmode solver*, ES) [434]. Οι υπολογισμοί του ES συνέκλιναν στις τιμές των ιδιοσυχνοτήτων με ακρίβεια  $10^{-4}$  σε gigahertz ( $\Delta f = 100$  kHz). Ο Επιλύτης δε βασίζεται σε σχέσεις κλειστής μορφής της ντετερμινιστικής θεωρίας κοιλοτήτων, αλλά αντίθετα επιλύει απευθείας το πρόβλημα οριακών συνθηκών εντός του όγκου της κοιλότητας. Συνεπώς, μπορεί να θεωρηθεί ένας ανεξάρτητος τρόπος επικύρωσης. Το Σχήμα 7.7 απεικονίζει το αποτέλεσμα της παραμετρικής H/M προσομοίωσης, η οποία κατέγραψε τη μεταβολή των ιδιοσυχνοτήτων των πρώτων 10 ρυθμών της ονομαστικής παραλληλεπίπεδης κοιλότητας. Εδώ η σάρωση είναι πιο αραιή απ' ό,τι στα αποτελέσματα του Σχήματος 7.6 ( $\Delta u = 0.1$ ). Ο ρυθμός  $\text{TE}_{011}$  (καμπύλη F01) τέμνει την ευθεία  $F_{\text{max}}$  στο σημείο  $u_{\text{ub}} \approx 0.185$ , και με αυτόν τον τρόπο επιβεβαιώνει την αναλυτική (θεωρητική) πρόβλεψη.



Σχήμα 7.7: Αριθμητική εκτίμηση των πρώτων 10 ρυθμών της ονομαστικής παραλληλεπίπεδης κοιλότητας. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{ub} \approx 0.185$ .

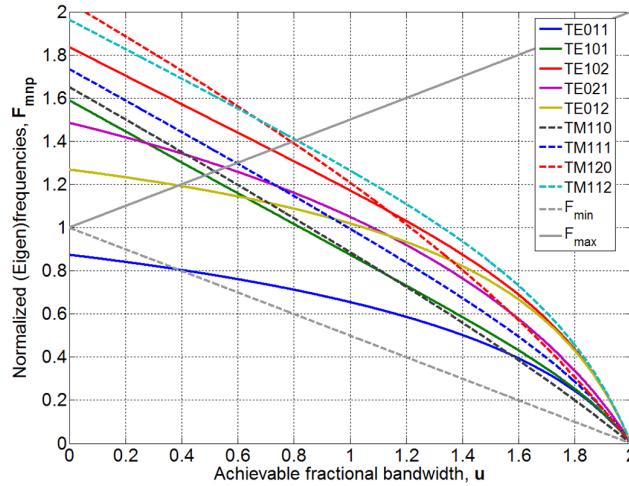
Η ενότητα ολοκληρώνεται με μια σύντομη συζήτηση σχετικά με τη χρήση του όρου ‘άνω όριο’. Η χρήση του όρου υπαινίσσεται ότι δεν είναι χρησιμοποιήσιμο όλο το υπολογιζόμενο κλασματικό εύρος του 18.3% και όντως έτσι είναι: υπάρχει συντονισμός κοιλότητας ακριβώς στη συχνότητα  $F_{011}^{TE}$  (0.183). Απαιτείται μια προστατευτική ζώνη (*guard band*) για να διατηρηθεί η ακρίβεια της μεθόδου Wheeler Cap. Το ζήτημα εδώ είναι πόσο μεγάλο εύρος πρέπει να έχει η ζώνη προστασίας. Η εκτίμηση του κλασματικού εύρους ζώνης των συντονισμών της κοιλότητας είναι ακόμη αντικείμενο έρευνας, αλλά για την ώρα θα εφαρμόσουμε την μοναδική διαθέσιμη εκτίμηση από τη βιβλιογραφία: οι Ishii *et al.* [368] πρότειναν ότι η παρουσία ενός συντονισμού θα επηρεάσει την ακρίβεια υπολογισμού της αποδοτικότητας ακτινοβολίας σε ακτίνα  $\pm 3\%$ , με άλλα λόγια  $(FBW)_{res} = 6\%$ . Όταν εργαζόμαστε κάτω από τη συχνότητα αποκοπής, ζώνη προστασίας απαιτείται μόνο στο άνω άκρο της μετρούμενης ζώνης συχνοτήτων. Επομένως, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι το μέγιστο μετρήσιμο FBW της ονομαστικής παραλληλεπίπεδης κοιλότητας κάτω από τη συχνότητα αποκοπής είναι ίσο με  $(FBW)_{nom}^{RC} = 0.15 = 15\%$ . Σημειώνεται ότι το ηλεκτρικό μέγεθος της επίπεδης κεραίας μπορεί να υπολογιστεί από τα μεγέθη του παραμετρικού διανύσματος, και είναι εύκολο να αποδειχθεί ότι ισούται με

$$ka = \pi\psi_1 \sqrt{1 + \frac{1}{(AR)^2}}. \quad (7.33)$$

Το ηλεκτρικό μέγεθος της ‘ονομαστικής’ κεραίας ισούται με  $ka = \frac{1}{2}\pi\sqrt{1 + \frac{1}{4}} = 1.76$  rad και αντιστοιχεί σε επίπεδη κεραία μεγέθους συντονισμού ( $1 < ka < 2$ ).

### 7.5.3 Σχεδίαση πάνω από τη Συχνότητα Αποκοπής

Οι παραλληλεπίπεδες κοιλότητες επέδειξαν αρκετά καλές δυνατότητες εκμετάλλευσης του διασυχνοτικού φάσματος, δηλαδή τοποθέτησης του σημείου λειτουργίας της κοιλότητας ανάμεσα σε διαδοχικούς ρυθμούς τάξης  $m$  και  $m + 1$ . Το συγκεκριμένο φασματικό τμήμα συμβολίζεται στην παρούσα μελέτη ως  $IMS_{m(m+1)}$ . Ο πρώτος κατά σειρά ρυθμός ανώτερης



**Σχήμα 7.8:** Οι πρώτοι 9 ιδιορυθμοί της παραλληλεπίπεδης κοιλότητας που αντιστοιχεί σε  $\psi_1 = 0.78$ , υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης και ο 1ος ανώτερης τάξης ρυθμός εισέρχονται στην απαγορευμένη ζώνη όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης αγγίζει το όριο  $u_{ub} = 0.389$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες μεγέθους  $0.78\lambda_0 \times 0.39\lambda_0$  ή μικρότερου με  $FBW \leq 33\%$ .

τάξης μιας παραλληλεπίπεδης κοιλότητας είναι είτε ο  $TE_{101}$ , είτε ο  $TE_{012}$ : αυτό εξαρτάται από το παραμετρικό διάλυσμα. Όπως δείχνουν τα Σχήματα 7.8 και 7.9, το διαθέσιμο FBW μεταξύ των δύο ρυθμών—το οποίο πλέον ταυτίζεται αυστηρά με το διασυχνοτικό άνω όριο  $u_{ub}$ —εξασφαλίζεται όταν και μόνο όταν ισχύει η παρακάτω διπλή συνθήκη:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{\min}(u_{ub}) = F_{011}^{TE}(u_{ub}) \\ F_{\max}(u_{ub}) = F_{012}^{TE}(u_{ub}) \end{array} \right\}. \quad (7.34)$$

Η σχετική ανάλυση έδειξε ότι αυτό το σενάριο δεν αντιστοιχεί πλέον στην ονομαστική κοιλότητα:

$$\psi_2 = 1, AR = 2 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \psi_1^{opt} = 0.78 > 0.5 \\ u_{ub} = 0.389 > 2 \times 0.183 \end{array} \right\}. \quad (7.35)$$

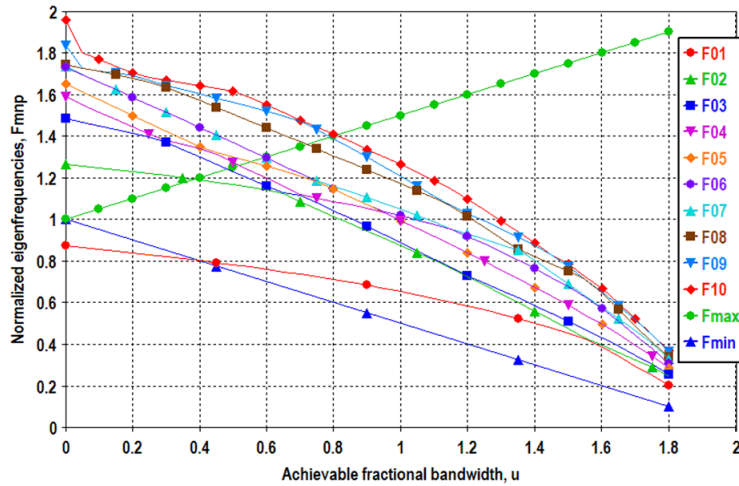
Κατά συνέπεια, μια τυπωμένη/επίπεδη κεραία μεγέθους  $0.78\lambda_0 \times 0.39\lambda_0$  και εύρους ζώνης  $(FBW)_{12}^{RC} = 0.33$  δύναται να μετρηθεί σε παραλληλεπίπεδη κοιλότητα που λειτουργεί στην περιοχή  $IMS_{12}$ . Η τιμή του FBW προκύπτει από το γεγονός ότι χρειάζονται δύο ζώνες προστασίας όταν εργαζόμαστε πάνω από τη συχνότητα αποκοπής.

Ένα άλλο σημείο άξιο σχολιασμού είναι το ηλεκτρικό μέγεθος της προκύπτουσας βέλτιστης κεραίας, το οποίο ισούται με

$$ka = \pi\psi_1 \sqrt{1 + \frac{1}{(AR)^2}} = 0.78\pi \sqrt{1 + \frac{1}{4}} = 2.74 \text{ rad}, \quad (7.36)$$

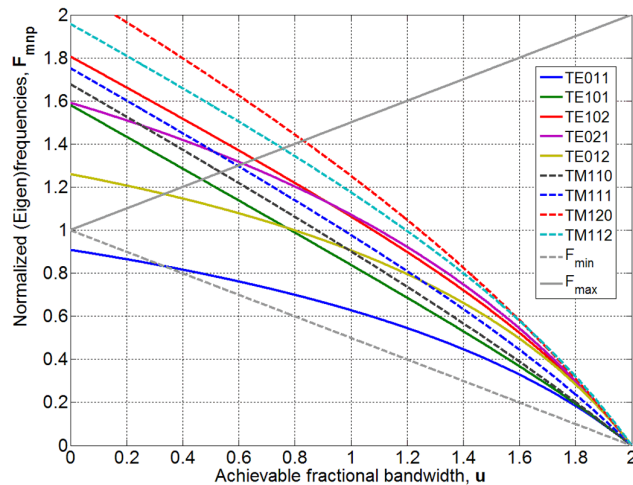
και αντιστοιχεί σε ηλεκτρικά μεγάλη επίπεδη κεραία ( $ka \gg 1$ ).

Η ενότητα ολοκληρώνεται με ένα παράδειγμα, το οποίο εξετάζει τη σπουδαιότητα της παραμέτρου  $\psi_2$ . Έστω, λοιπόν, ότι διατηρούμε την αναλογία πλευρών στην τιμή  $AR = 2$  και αυξάνουμε το διάκενο μεταξύ της κοιλότητας και των άκρων της μεγάλης πλευράς του



Σχήμα 7.9: Αριθμητική εκτίμηση των πρώτων 10 ρυθμών της παραλληλεπίπεδης κοιλότητας που προκύπτει για το παραμετρικό διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (0.78, 1, 2)$ . Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{ub} \approx 0.39$ , άρα το χρήσιμο FBW είναι 33%.

PCB θέτοντας  $\psi_2 = 2$ . Η ανάλυση έδειξε ότι το διασυχνοτικό άνω όριο επιτυγχάνεται όταν το μήκος του PCB μειωθεί στη νέα τιμή  $\psi_1^{opt} = 0.66$ . Το Σχήμα 7.10 δείχνει ότι  $u_{ub} = 0.335$ , επομένως  $(FBW)_{12}^{RC} = 0.275$ . Το ηλεκτρικό μέγεθος της νέας κεραίας είναι  $ka = 2.32$  rad. Όπως αναμενόταν και διαισθητικά, η αύξηση της παραμέτρου  $\psi_2$  οδηγεί σε κοιλότητα μεγαλύτερου όγκου, η οποία μπορεί να διαχειριστεί κεραίες μικρότερου μεγέθους για μετρήσεις σε στενότερο FBW σε σχέση με την κοιλότητα που αντιστοιχεί σε  $\psi_2 = 1$ .



Σχήμα 7.10: Οι πρώτοι 9 αναλυτικά υπολογισμένοι ιδιορυθμοί της παραλληλεπίπεδης κοιλότητας για  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (0.66, 2, 2)$ . Ο θεμελιώδης και ο 1ος ανώτερης τάξης ρυθμός εισέρχονται στο τρίγωνο όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης γίνει  $u_{ub} = 0.335$ .

#### 7.5.4 Οριακές Περιπτώσεις Μετρήσιμου BW και Μεγέθους AUT

Τα αποτελέσματα δύο διαφορετικών άνω ορίων παρουσιάζουν επίσης εξαιρετικό ενδιαφέρον. Τα όρια αυτά είναι συναρτήσεις της αναλογίας AR, και στη παρούσα μελέτη υπολογίστηκαν

για  $AR = 2$ . Το πρώτο όριο είναι το επιτεύξιμο FBW της εξαιρετικά συμπαγούς κεραίας (*electrically-ultra-small antenna*, EUSA) και υπολογίστηκε μόνο κάτω από τη συχνότητα αποκοπής της κοιλότητας. Αν υποθέσουμε ότι η κεραία υπό μέτρηση γίνεται απειροελάχιστη σε μέγεθος ( $\psi_1 \rightarrow 0^+$ ), τότε η κοιλότητα Wheeler συρρικνώνεται επίσης, και το φάσμα ιδιοσυχνοτήτων αραιώνει. Συνεπώς, καθίσταται ικανή η μέτρηση της  $n_{\text{rad}}$  σε ακόμη ευρύτερες ζώνες συχνοτήτων. Η ανάλυση έδειξε ότι το άνω όριο άκρως συμπαγούς κεραίας για τις παραλληλεπίπεδες κοιλότητες είναι

$$u_{\text{ub}}^{\text{EUSA}} = \lim_{\psi_1 \rightarrow 0^+} u = 0.7185 \approx 0.72, \quad (7.37)$$

ενώ παράλληλα αποδείχτηκε ότι το συγκεκριμένο άνω όριο ισχύει για κάθε τιμή της παραμέτρου  $AR$ . Όπως είναι φυσικό, αυτή είναι μια ευπρόσδεκτη αλλά μάλλον αχρείαστη ‘πολυτέλεια’, καθότι οι άκρως συμπαγείς κεραίες είναι μάλλον απίθανο να εμφανίσουν αξιόλογο εύρος ζώνης.

Το δεύτερο άνω όριο αφορά στο μετρήσιμο μέγεθος που μπορεί να επιτευχθεί για μια ηλεκτρικά μεγάλη κεραία (*electrically large antenna*, ELA). Αρκετές φορές εμφανίζεται η ανάγκη να μετρηθεί η αποδοτικότητα ακτινοβολίας μεγάλων κεραιών σε στενό εύρος ζώνης. Η ανάλυση έδειξε ότι στο όριο του απειροστού εύρους ζώνης (σενάριο χείριστης περίπτωσης) το όριο του μήκους της τυπωμένης κεραίας είναι

$$\psi_1^{\text{ELA}} = \lim_{u \rightarrow 0^+} \psi_1 = 0.624. \quad (7.38)$$

Το  $\psi_1^{\text{ELA}}$  είναι επίσης ένα άνω όριο, το οποίο σημαίνει ότι η παραλληλεπίπεδη κοιλότητα μπορεί να διαχειριστεί τη μονοσυχνοτική μέτρηση της  $n_{\text{rad}}$  μιας κεραίας μεγέθους το πολύ  $0.6\lambda_0 \times 0.3\lambda_0$ , με αντίστοιχο ηλεκτρικό μέγεθος  $ka = 2.11$  rad. Μεγαλύτερα μεγέθη κεραιών είναι διαχειρίσιμα με μετακίνηση του σημείου λειτουργίας της κοιλότητας πάνω από τη συχνότητα αποκοπής, δηλαδή με κατάλληλη εκμετάλλευση της περιοχής IMS. Αυτό προκύπτει άμεσα από τα αποτελέσματα της §7.5.3 και από τη σχέση (7.35).

Έτσι, στην περίπτωση της παραλληλεπίπεδης κοιλότητας, το  $\text{IMS}_{12}$  ορίζεται από τις  $F_{011}^{\text{TE}}$  και  $F_{012}^{\text{TE}}$ . Με χρήση του πυρήνα συμβολικής άλγεβρας της MAPLE στο MATLAB υπολογίστηκε ότι στο πρώτο μεσοδιάστημα η σφαιρική κοιλότητα μπορεί να πραγματοποιήσει μετρήσεις στενής ζώνης για  $0.64 \leq \psi_1 \leq 1.01$ .

## 7.6 Επέκταση του Μοντέλου σε Αυθαίρετες Τριδιάστατες Κεραίες

Θεωρήστε μία αυθαίρετου σχήματος, πεπερασμένων διαστάσεων, τριδιάστατη κεραία, η οποία πιθανώς να φέρει και επίπεδο γείωσης. Σημειώνεται ότι η νομενκλατούρα του Σχήματος 7.4 εξακολουθεί να ισχύει. Για κάθε τέτοια κεραία υπάρχει ένα ελαχίστου μεγέθους, νοητό, παραλληλεπίπεδο ‘κουτί’ που την πλαισιώνει. Έστω ότι το νοητό παραλληλεπίπεδο έχει μήκος  $L_{\text{box}} = \xi_1 \cdot \lambda_0$ , πλάτος  $W_{\text{box}} = \xi_2 \cdot \lambda_0$  και ύψος  $H_{\text{box}} = \xi_3 \cdot \lambda_0$ . Οι διαστάσεις του κουτιού



καθορίζουν τα ακρότατα σημεία του όγκου που καταλαμβάνει η αυθαίρετη κεραία. Υποθέτουμε ξανά ότι η κεραία τοποθετείται εντός γενικευμένης μεταλλικής κοιλότητας, οι μέγιστες διαστάσεις της οποίας εκφράζονται συναρτήσει του μεγέθους της κεραίας και του επιθυμητού μετρήσιμου FBW ως εξής,

$$L_i = \xi_i \lambda_0 + \chi_i \frac{\lambda_{\max}}{6}, \quad i \in \{1, 2, 3\}. \quad (7.39)$$

Οι παράμετροι  $\chi_i$ , όπου  $i \in \{1, 2, 3\}$ , υλοποιούν τα μεταβλητά διάκενα ανάμεσα στις έδρες του περιγεγραμμένου παραλληλεπίπεδου και στα τοιχώματα της κοιλότητας. Σε αυτήν την περίπτωση, δε μπορεί να γίνει καμία υπόθεση σχετικά με την χωρική κατανομή των ρευμάτων της κεραίας. Συνεπώς, η απόσταση Wheeler πρέπει να διατηρηθεί σε όλες τις πλευρές, ώστε να μην επηρεαστεί η ρευματική κατανομή:  $\chi_1 = \chi_2 = \chi_3 = 2$ . Φυσικά, θα υπάρχουν πάντοτε περιπτώσεις όπου άλλες τιμές των παραμέτρων  $\chi_i$  θα είναι καταλληλότερες. Για παράδειγμα, η ρευματική κατανομή ενδέχεται να καταλαμβάνει μικρότερο όγκο από τον φυσικό όγκο της κεραίας. Σε αυτήν την περίπτωση, μπορούν να επιλεγθούν τιμές  $\chi_i < 2$ , οι οποίες θα οδηγήσουν σε μικρότερη κοιλότητα, και κατά συνέπεια σε πιο ευρυζωνικές μετρήσεις αποδοτικότητας. Υπάρχει επίσης το ενδεχόμενο ότι, κατά τη διάρκεια των μετρήσεων, ο μηχανικός ανακαλύπτει ότι η ρευματική κατανομή αλλοιώνεται λόγω της παρουσίας της κοιλότητας, παρά την ύπαρξη περιθωρίων.<sup>15</sup> Το πρόβλημα λύνεται με τη χρήση μεγαλύτερης κοιλότητας ( $\chi_i > 2$ ), με κόστος τη μείωση του συνεκτικού εύρους ζώνης των μετρήσεων. Χωρίς βλάβη της γενικότητας, οι κανονικοποιημένες διαστάσεις της γενικευμένης κοιλότητας,  $f_i(u)$ , δίνονται από τη σχέση

$$f_i(u, \xi_i, \chi_i) = \xi_i + \frac{\chi_i}{3(2-u)}, \quad i \in \{1, 2, 3\}. \quad (7.40)$$

Οι σχέσεις που περιγράφει η (7.40) εισάγονται στις εξισώσεις των κανονικοποιημένων ιδιοσυχνοτήτων, όπως είναι η (7.30), οι οποίες παράγουν κατόπιν τις ανισότητες απ' όπου προκύπτουν τα άνω όρια. Μία τέτοια ανισότητα είναι, για παράδειγμα, η (7.32).

## 7.7 Σφαιρικές Κοιλότητες

Στην παρούσα Ενότητα περιγράφεται η αναλυτική και αριθμητική αντιμετώπιση της σχεδίασης σφαιρικών κοιλοτήτων (*spherical cavities*, SCs) με το επιθυμητό φάσμα ιδιοσυχνοτήτων. Η σφαιρική κοιλότητα είναι ο τύπος κοιλότητας που πρότεινε ο H. Wheeler στην πρωτοπόρο εργασία [29]. Συγκριτικά με τις παραλληλεπίπεδες και τις κυλινδρικές, οι σφαιρικές κοιλότητες έχουν χρησιμοποιηθεί πολύ λιγότερο για μετρήσεις π.χ. των ιδιοτήτων της ύλης, λόγω του εκφυλισμού των ιδιορυθμών και της μεγαλύτερης κατασκευαστικής δυσκολίας. Παρ' όλα αυτά, τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στις §§7.7.2–7.7.4 δείχνουν ότι οι δυνατότητες των σφαιρικών Wheeler caps είναι πολλά υποσχόμενες.

<sup>15</sup> Αυτό συνήθως προκύπτει από σύγκριση των μετρήσεων εντός της κοιλότητας με τα μετρητικά δεδομένα εκτός κοιλότητας και με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων της κεραίας.

### 7.7.1 Στοιχεία Θεωρίας Μικροκυματικών Κοιλοτήτων II

Στο σύστημα σφαιρικών συντεταγμένων  $(r, \theta, \phi)$  δε μπορούμε να εφαρμόσουμε τη μέθοδο της εξαγωγής ρυθμών που είναι εγκάρσιοι ηλεκτρικοί ή μαγνητικοί ως προς  $\hat{\mathbf{z}}$ , όπως συμβαίνει στα συστήματα Καρτεσιανών και κυλινδρικών συντεταγμένων. Εντούτοις, ακολουθώντας την ανάλυση των Harrington [13] και Balanis [87], μπορούμε να συνθέσουμε ρυθμούς TE/TM που είναι εγκάρσιοι ως προς  $\hat{\mathbf{r}}$ . Αποδεικνύεται ότι το πλήρες φάσμα ιδιοσυχνοτήτων μιας αγωγίμης κοίλης σφαίρας μπορεί να υπολογιστεί αναλυτικά. Δεδομένου ότι για μια κενή κοιλότητα ισχύει ότι  $1/\sqrt{\mu\epsilon} = f_0\lambda_0$ , το πλήρες φάσμα περιγράφεται από τη σχέση [13,87,435],

$$\left\{ f_{mnp}^{\text{TE}^r} = \frac{\zeta_{np}f_0\lambda_0}{2\pi a}, f_{mnp}^{\text{TM}^r} = \frac{\zeta'_{np}f_0\lambda_0}{2\pi a} \right\}. \quad (7.41)$$

Στις παραπάνω εκφράσεις,  $\zeta_{np}$  και  $\zeta'_{np}$  είναι οι  $p$ -οστές ρίζες της σφαιρικής συνάρτησης Bessel  $n$ -οστής τάξης και της παραγώγου της, αντίστοιχα, ενώ  $m, n, p$  είναι οι χαρακτηριστικοί ακέραιοι των ρυθμών, και  $a$  είναι η ακτίνα της σφαιρικής κοιλότητας. Οι επιτρεπόμενες τιμές των χαρακτηριστικών ακεραίων για αμφοτέρως τις περιπτώσεις TE και TM είναι  $m = 0, 1, 2, \dots \leq n$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$  και  $p = 1, 2, 3, \dots$ , με προσοχή στον περιορισμό  $m \leq n$ .

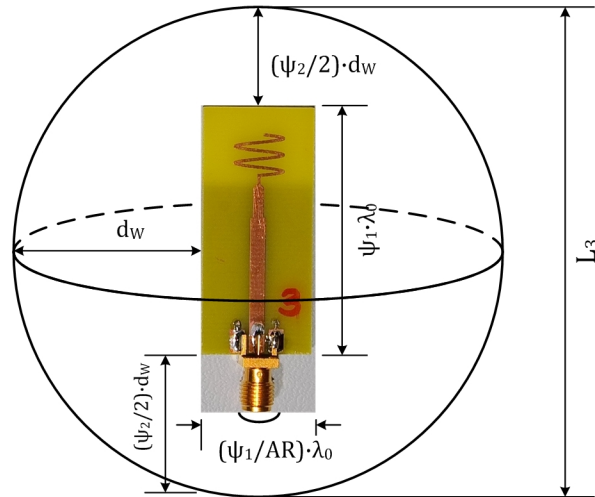
Από την (7.41) παρατηρούμε ότι οι ιδιοσυχνότητες είναι ανεξάρτητες του δείκτη ρυθμών  $m$ . Αυτό συνεπάγεται ότι υπάρχουν πολλαπλοί εκφυλισμένοι ρυθμοί σε μια σφαιρική κοιλότητα (ίδια ιδιοσυχνότητα, διαφορετικές χωρικές πεδιακές κατανομές). Ο Balanis [87] απαριθμεί τους εκφυλισμούς των  $5 + 5$  πρώτων TE+TM ιδιοσυχνοτήτων και δείχνει ότι σε αυτές τις 10 συχνότητες αντιστοιχούν συνολικά 54 ιδιορυθμοί (βλ. σχετικά τις σελ. 559–561 στο [87]). Σύμφωνα με τον Hill [435], οι πολλαπλοί εκφυλισμοί είναι μια βασική αιτία που οι σφαιρικές κοιλότητες αποφεύγονται για την κατασκευή θαλάμων αντήχησης, στους οποίους είναι επιθυμητό να έχουμε σαφώς διακεκριμένους ιδιορυθμούς.

Εδώ, η ακτίνα καθορίζεται από το άθροισμα της μεγαλύτερης πλευράς του PCB με την απόσταση Wheeler. Από τον ορισμό των κανονικοποιημένων μηκών στις (7.18) και (7.19) μπορεί να προκύψει το (επιφανειακό) συμπέρασμα ότι η συνάρτηση  $f_3(u)$  θα αντιστοιχεί πάντοτε στη μεγαλύτερη πλευρά. Παρ' όλα αυτά, ανάλογα με τις τιμές του  $u$  και του παραμετρικού διανύσματος  $(\psi_1, \psi_2, \text{AR})$ , το συμπέρασμα μπορεί κάλλιστα να καταρριφθεί. Για το λόγο αυτό, ορίζουμε την *τροποποιημένη μέγιστη κανονικοποιημένη πλευρά* της κοιλότητας ως εξής,

$$f_3^{\text{mod}}(u) = \max \{f_1(u), f_2(u), f_3(u)\}. \quad (7.42)$$

Όλα τα παραπάνω μας οδηγούν στην έκφραση υπολογισμού του πλήρους κανονικοποιημένου φάσματος ιδιοσυχνοτήτων της γενικευμένης σφαιρικής κοιλότητας,

$$\left\{ F_{mnp}^{\text{TE}^r} = \frac{\zeta_{np}}{\pi \cdot f_3^{\text{mod}}(u)}, F_{mnp}^{\text{TM}^r} = \frac{\zeta'_{np}}{\pi \cdot f_3^{\text{mod}}(u)} \right\}. \quad (7.43)$$



**Σχήμα 7.11:** Τυπωμένη κεραία τοποθετημένη σε σφαιρική κοιλότητα. Όταν το γεωμετρικό κέντρο του PCB συμπίπτει με το κέντρο της σφαίρας, τότε η τοποθέτηση της κεραίας μπορεί να θεωρηθεί 'ισοτροπική' ως προς την κοιλότητα.

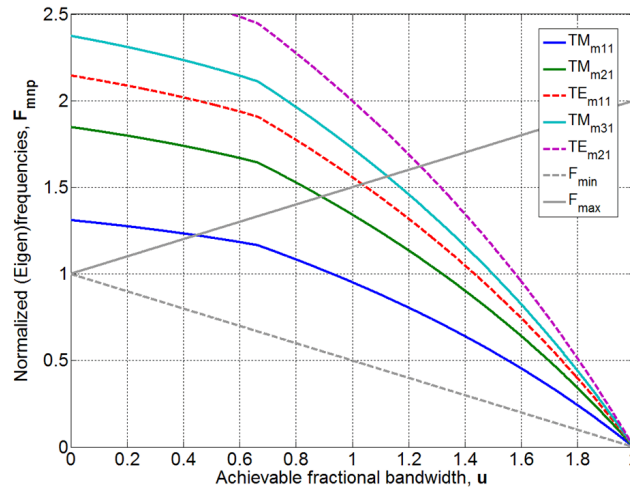
### 7.7.2 Σχεδίαση κάτω από τη Συχνότητα Αποκοπής

Το Σχήμα 7.11 απεικονίζει μια τυπωμένη ημιτονοειδή κεραία τοποθετημένη εντός σφαιρικής κοιλότητας, μαζί με τη σχετική ονοματολογία του μεγέθους της κεραίας και των αποστάσεων από τα τοιχώματα της κοιλότητας. Η σχεδίαση των σφαιρικών WCaps στηρίζεται στη σχέση (7.43), η οποία ενσωματώνει τις διαστάσεις της κοιλότητας στις σχέσεις των ιδιοσυχνοτήτων. Δουλεύοντας κάτω από τη συχνότητα του θεμελιώδους ρυθμού  $TM_{m11}$ , το σημείο λειτουργίας της κοιλότητας συμβολίζεται απλά ως  $F_{\max} < F_{m11}^{TM}$ . Με δεδομένο ότι  $\zeta'_{11} = 2.744$ , η προηγούμενη συνθήκη μας οδηγεί στην ανισότητα

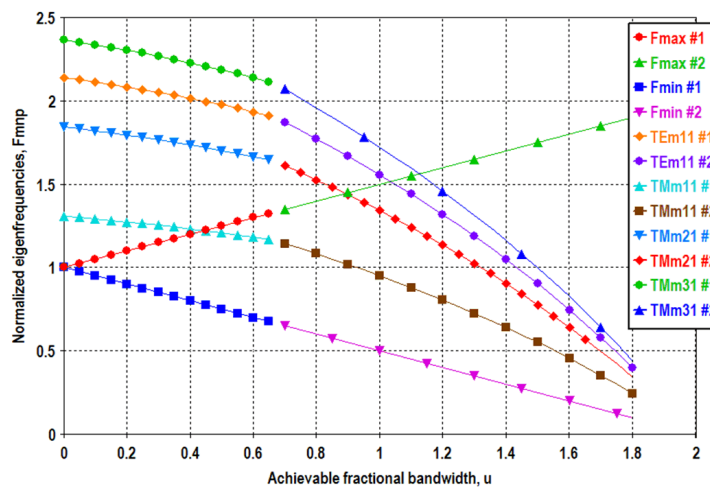
$$\frac{2 + u}{2} < \frac{2.744}{\pi \cdot f_3^{\text{mod}}(u)}. \quad (7.44)$$

Εξετάζοντας τον ονομαστικό συνδυασμό κεραίας-κοιλότητας  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (0.5, 1, 2)$ , το Σχήμα 7.12 αποδίδει τη γραφική λύση της (7.44): η καμπύλη που αντιστοιχεί στο θεμελιώδη ιδιορυθμό τέμνει την ευθεία  $F_{\max}$  στο σημείο  $u = 0.445$ , συνεπώς το άνω όριο του μετρήσιμου κλασματικού BW της ονομαστικής σφαιρικής κοιλότητας κάτω από τη συχνότητα αποκοπής είναι  $u_{\text{ub}} = 0.445$ . Επισημαίνεται η παρουσία του σημείου θλάσης  $u_{\text{break}} = 0.667$ , πέρα από το οποίο έχουμε  $f_3(u) < f_2(u)$ , άρα  $f_3^{\text{mod}}(u) = f_2(u)$  για  $u > 0.667$ .

Τα αποτελέσματα επιβεβαιώθηκαν αριθμητικά στον Επιλύτη Ιδιοτιμών [434]. Το Σχήμα 7.13 απεικονίζει τα αποτελέσματα δύο διαδοχικών παραμετρικών H/M προσομοιώσεων, στη διάρκεια των οποίων καταγράφηκαν οι ιδιοσυχνότητες των 4 πρώτων ρυθμών της ονομαστικής σφαιρικής κοιλότητας. Όλες οι καμπύλες υπολογίστηκαν σε δύο βήματα λόγω της ύπαρξης σημείου θλάσης στο  $u_{\text{break}} = 0.667$ . Η καμπύλη του ρυθμού  $TM_{m11}$  τέμνει την ευθεία  $F_{\max}$  στο σημείο  $u_{\text{ub}} \approx 0.45$ . Επομένως, τόσο η αναλυτική προσέγγιση της (7.44), όσο και οι H/M προσομοιώσεις επιβεβαιώνουν ότι το μέγιστο μετρήσιμο FBW της ονομαστικής σφαιρικής κοιλότητας κάτω από τη συχνότητα αποκοπής ισούται με  $(\text{FBW})_{\text{nom}}^{\text{SC}} = 0.415$ .



**Σχήμα 7.12:** Οι πέντε πρώτοι ιδιορρυθμοί της ονομαστικής σφαιρικής κοιλότητας, υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης ρυθμός εισέρχεται στη μετρούμενη περιοχή συχνοτήτων όταν το συνεκτικό FBW φτάνει στο όριο  $u_{ub} = 0.445$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραιές μεγέθους  $\lambda_0/2 \times \lambda_0/4$  σε μέγιστο εύρος ζώνης  $FBW \leq 41.5\%$ .



**Σχήμα 7.13:** Αριθμητική εκτίμηση των 4 πρώτων ρυθμών της ονομαστικής σφαιρικής κοιλότητας. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{ub} \approx 0.45$ .

### 7.7.3 Σχεδίαση πάνω από τη Συχνότητα Αποκοπής

Η μορφή των σχέσεων (7.41) και (7.43) μας βοηθά να εξετάσουμε θεωρητικά το ενδεχόμενο η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών ιδιοσυχνοτήτων να αποδίδει μεγαλύτερο κλασματικό εύρος ζώνης από αυτό που είναι διαθέσιμο κάτω από τη συχνότητα αποκοπής. Είναι προφανές ότι τα διαδοχικά διαθέσιμα FBW υπολογίζονται απευθείας από τις ρίζες της συνάρτησης Bessel και της παραγώγου της. Στον Πίνακα 7.1 έχουν ταξινομηθεί οι 5 + 5 πρώτες ρίζες οι οποίες δίνουν την σχετική διάταξη των 10 πρώτων TE+TM ιδιοσυχνοτήτων. Παρατηρούμε ότι η απόσταση μεταξύ των συχνοτήτων των ρυθμών  $TM_{m11}$  και  $TM_{m21}$  αφήνει ένα σημαντικό εύρος  $FBW = 34\%$ . Από εκεί και πέρα, οι αποστάσεις μειώνονται κάτω από το 15% καθώς το φάσμα ιδιοσυχνοτήτων πυκνώνει. Προκειμένου να θεμελιωθεί αυτό το συμπέρασμα ακόμη καλύτερα, εισήχθησαν στο MATLAB οι 81 τιμές ριζών που αναφέρονται στους Πίνακες 10-1

$\zeta_{np}$ ή $\zeta'_{np}$	Τύπος Ρυθμού	IMS FBW (%)
2.744	TM	—
3.870	TM	34.1
4.493	TE	14.9
4.973	TM	10.1
5.763	TE	14.7
6.062	TM	5.1
6.117	TM	0.9
6.988	TE	13.3
7.725	TE	10.0
8.183	TE	5.8

**Πίνακας 7.1:** Διαθέσιμο μετρητικό εύρος ζώνης ανάμεσα στις 10 πρώτες διατεταγμένες ιδιοσυχνότητες της σφαιρικής κοιλότητας.

και 10-2 του Balanis [87] (βλ. σελ. 559–561 στο [87]). Ύστερα από την ταξινόμηση των ριζών και τον υπολογισμό του εύρους των IMS, το συμπέρασμα παρέμεινε το ίδιο: μετά το  $IMS_{12}$  που δίνουν οι δύο πρώτες ομάδες εκφυλισμένων ρυθμών TM, τα επόμενα διαθέσιμα εύρη κυμαίνονται από 0.2% μέχρι 14.9%.

Κατά τη διάρκεια της σχετικής γραφικής ανάλυσης οι σφαιρικές κοιλότητες επαλήθευσαν τις καλές δυνατότητες εκμετάλλευσης του φάσματος  $IMS_{12}$  ανάμεσα στο θεμελιώδη ρυθμό και τον 1ο ρυθμό ανώτερης τάξης. Ο πρώτος ανώτερος ρυθμός είναι πάντοτε ο  $TM_{m21}$  και συνδέεται με τη ρίζα  $\zeta'_{21} = 3.870$ . Όπως δείχνουν τα Σχήματα Σχήμα 7.14 και Σχήμα 7.15, το μέγιστο διαθέσιμο FBW ανάμεσα στους δύο ρυθμούς, το οποίο και ταυτίζεται με το πρώτο κατά σειρά διασυχνотικό άνω όριο, επιτυγχάνεται όταν και μόνο όταν ισχύει η συνθήκη (7.45):

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{\min}(u_{ub}) = F_{m11}^{TM}(u_{ub}) \\ F_{\max}(u_{ub}) = F_{m21}^{TM}(u_{ub}) \end{array} \right\}. \quad (7.45)$$

Όπως συνέβη και στην αντίστοιχη περίπτωση της §7.5.3, η ανάλυση κατέδειξε ότι η ικανοποίηση της συνθήκης οδηγεί σε σενάριο πολύ διαφορετικό από την ονομαστική κοιλότητα:

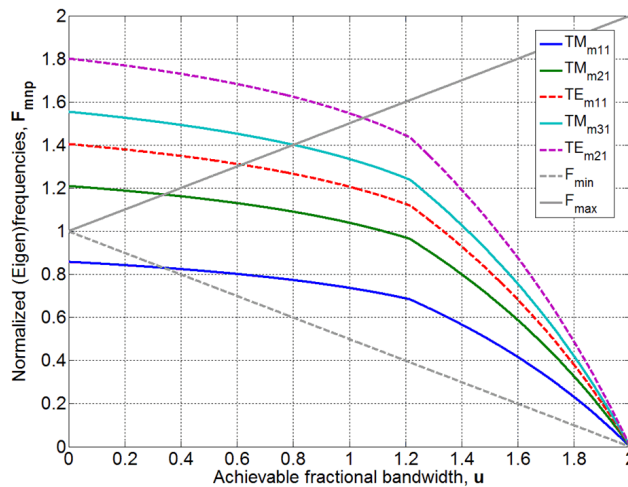
$$\psi_2 = 1, AR = 2 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \psi_1^{opt} = 0.852 > 0.5 \\ u_{ub} = 0.341 < 0.445 \end{array} \right\}. \quad (7.46)$$

Συνεπώς, μια κεραία με το βέλτιστο μέγεθος  $0.852\lambda_0 \times 0.426\lambda_0$  μπορεί να εξασφαλίσει συνεκτικό μετρήσιμο εύρος ζώνης  $(FBW)_{12}^{SC} = 0.28$  σε μια σφαιρική κοιλότητα που λειτουργεί στην περιοχή  $IMS_{12}$ . Μικρότερες ή μεγαλύτερες κεραίες θα έχουν περιορισμένες επιδόσεις σε ένα από τα δύο άκρα του μετρητέου φάσματος, οπότε το συνολικό εύρος ζώνης τους θα είναι υπο-βέλτιστο. Η ανάλυση έδειξε επίσης ότι οι ανώτερες διασυχνотικές περιοχές παρέχουν πολύ μικρότερα FBW, όπως για παράδειγμα,  $(FBW)_{23}^{SC} = 0.09$ . Τέλος, έχει ενδιαφέρον να παρατηρήσουμε ότι το ηλεκτρικό μέγεθος της βέλτιστης κεραίας είναι

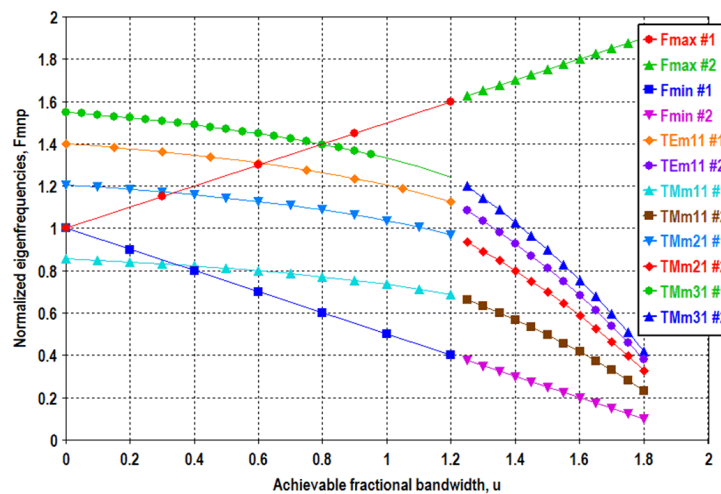
$$ka = \pi\psi_1 \sqrt{1 + \frac{1}{(AR)^2}} = 0.852\pi \sqrt{1 + \frac{1}{4}} = 2.99 \text{ rad}, \quad (7.47)$$

άρα αντιστοιχεί σε ηλεκτρικά μεγάλη επίπεδη κεραία ( $ka \gg 1$ ).

Τα Σχήματα 7.14 και 7.15 αποκαλύπτουν μια μοναδική ιδιότητα των σφαιρικών κοιλοτήτων που δε συναντούμε σε κανέναν άλλο τύπο κοιλότητας: η διάταξη των εκφυλισμένων ιδιορυθμών στον άξονα των συχνοτήτων είναι αμετάβλητη. Οι ομάδες ρυθμών δεν αλλάζουν θέσεις μεταξύ τους καθώς το μέγεθος της κοιλότητας μεταβάλλεται, ενώ ταυτόχρονα το διαθέσιμο  $u_{ub}$  μεταξύ των διαδοχικών ομάδων ρυθμών παραμένει σταθερό. Η διάταξη των ρυθμών του σφαιρικού WCap καθορίζεται αυστηρά από τη διάταξη των ριζών της σφαιρικής συνάρτησης Bessel και της παραγώγου της.



**Σχήμα 7.14:** Οι 5 πρώτοι ιδιορυθμοί της σφαιρικής κοιλότητας για  $\psi_1 = 0.852$ , υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης και ο 1ος ανώτερης τάξης ρυθμός εισέρχονται στην απαγορευμένη ζώνη όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης αγγίζει το όριο  $u_{ub} = 0.341$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες μεγέθους  $0.85\lambda_0 \times 0.43\lambda_0$  ή μικρότερου με  $FBW \leq 28\%$ .



**Σχήμα 7.15:** Αριθμητική εκτίμηση των 4 πρώτων ιδιορυθμών της σφαιρικής κοιλότητας για  $\psi_1 = 0.852$ . Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{ub} \approx 0.34$ .

#### 7.7.4 Οριακές Περιπτώσεις Μετρήσιμου BW και Μεγέθους AUT

Το όριο της σφαιρικής κοιλότητας για το επιτεύξιμο συνεχτικό FBW των εξαιρετικά συμπαγών κεραιών υπολογίστηκε για  $AR = 2$  και ισούται με

$$u_{ub}^{EUSA} = \lim_{\psi_1 \rightarrow 0^+} u = 0.8951 \approx 0.90. \quad (7.48)$$

Στο ίδιο πλαίσιο, το όριο του μετρήσιμου μεγέθους ηλεκτρικά μεγάλων κεραιών κάτω από τη συχνότητα αποκοπής της σφαιρικής κοιλότητας υπολογίστηκε ότι είναι

$$\psi_1^{ELA} = \lim_{u \rightarrow 0^+} \psi_1 = 0.7068 \approx 0.71. \quad (7.49)$$

Κατά συνέπεια, η σφαιρική κοιλότητα μπορεί να χειριστεί τη μέτρηση στενής ζώνης επίπεδων κεραιών μεγέθους περίπου ίσου με  $0.71\lambda_0 \times 0.36\lambda_0$  ( $ka = 2.49$  rad).

Το μεσοδιάστημα IMS μεταξύ διαδοχικών ιδιοσυχνοτήτων μπορεί να αξιοποιηθεί επίσης για μετρήσεις ηλεκτρικά μεγάλων κεραιών. Στην περίπτωση της σφαιρικής κοιλότητας, το  $IMS_{12}$  ορίζεται από τις  $F_{m11}^{TM}$  και  $F_{m21}^{TM}$ . Με χρήση του πυρήνα συμβολικής άλγεβρας της MAPLE στο MATLAB υπολογίστηκε ότι στο πρώτο μεσοδιάστημα η σφαιρική κοιλότητα μπορεί να πραγματοποιήσει μετρήσεις στενής ζώνης για  $0.73 \leq \psi_1 \leq 1.02$ . Υπάρχει, όμως, και αξιόλογο εύρος ζώνης και στις επόμενες δύο διασυχνοτικές ζώνες. Εδώ επιλύεται ενδεικτικά η  $IMS_{23}$ , η οποία οριοθετείται από τις  $F_{m21}^{TM}$  και  $F_{m11}^{TE}$ . Η ανάλυση έδειξε ότι στην  $IMS_{23}$  η σφαιρική κοιλότητα μπορεί να πραγματοποιήσει μετρήσεις στενής ζώνης για  $1.10 \leq \psi_1 \leq 1.22$ .

### 7.8 Κυλινδρικές Κοιλότητες

Στην παρούσα Ενότητα περιγράφεται η αναλυτική και αριθμητική αντιμετώπιση της σχεδίασης κυλινδρικών κοιλοτήτων (*cylindrical cavities*, CCs) με το επιθυμητό φάσμα ιδιοσυχνοτήτων. Οι κυλινδρικοί WCaps αποτελούν την πιο ευέλικτη κατηγορία κοιλοτήτων, καθότι υπάρχουν τρεις διαφορετικοί τρόποι τοποθέτησης της τυπωμένης/επίπεδης κεραίας, οι οποίοι αποφέρουν τελείως διαφορετική ηλεκτρική συμπεριφορά. Η αναγνώριση της διαφορετικής συμπεριφοράς των τριών διαφορετικών προσανατολισμών της κεραίας εντός κυλινδρικής κοιλότητας αποτελεί καινοτομία της παρούσας μελέτης. Αξίζει, επίσης, να τονιστεί ότι οι κυλινδρικές κοιλότητες πετυχαίνουν τις καλύτερες επιδόσεις τους όταν το σημείο λειτουργίας μετατοπίζεται πάνω από τη συχνότητα αποκοπής.

#### 7.8.1 Στοιχεία Θεωρίας Μικροκυματικών Κοιλοτήτων III

Αντίστοιχα με τις παραλληλεπίπεδες κοιλότητες, μια κυλινδρική κοιλότητα σχηματίζεται τερματίζοντας τα δύο άκρα ενός κυλινδρικού κυματοδηγού με αγωγίμες πλάκες, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 7.16. Μια μοναδική ιδιότητα των κυλινδρικών κοιλοτήτων είναι ότι οι χωρικές κατανομές των στασίμων κυμάτων που σχηματίζουν οι ιδιορυθμοί επηρεάζονται αποφασιστικά από την αναλογία διαστάσεων (διάταμα) του κυλίνδρου  $h/a$ , η οποία δεν πρέπει να συγχέεται

με την αναλογία πλευρών του PCB ( $\frac{h}{a} \neq \text{AR}$ ). Μια δεύτερη μοναδική ιδιότητα αποτελούν οι τρεις διαφορετικοί τρόποι τοποθέτησης της τυπωμένης/επίπεδης κεραίας, οι οποίοι αποδίδουν τελείως διαφορετική ηλεκτρική συμπεριφορά. Το Σχήμα 7.16α' απεικονίζει τον τρόπο τοποθέτησης που αποκαλούμε *Τύπο Α*. Ο *Τύπος Β* προκύπτει όταν η κεραία του Σχήματος 7.16α' περιστραφεί κατά  $90^\circ$  στο επίπεδο της σελίδας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.16β'. Ο *Τύπος C* είναι η τρίτη δυνατή ορθογωνική τοποθέτηση σε σχέση με τους *A* και *B*: το PCB τοποθετείται παράλληλα με τις βάσεις του κυλίνδρου.

Αποδεικνύεται ότι το φάσμα των ιδιοσυχνοτήτων μιας κενής κυλινδρικής κοιλότητας με ακτίνα βάσης  $a$  και ύψος  $h$  δίνεται από τις σχέσεις [87, 435]

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{mnp}^{\text{TE}^z} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\chi'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \\ f_{mnp}^{\text{TM}^z} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\chi_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \end{array} \right\}, \quad (7.50)$$

όπου  $m, n, p$  είναι οι χαρακτηριστικοί ακέραιοι των ρυθμών, ενώ  $\chi_{mn}$  και  $\chi'_{mn}$  είναι οι  $n$ -οστές ρίζες της συνάρτησης Bessel  $J_m$  πρώτου είδους, τάξης  $m$ , και της παραγώγου της, αντίστοιχα. Οι επιτρεπόμενες τιμές των χαρακτηριστικών ακεραίων των ρυθμών TE είναι  $m = 0, 1, 2, \dots$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$  και  $p = 1, 2, 3, \dots$ . Αντίστοιχα, για τους ρυθμούς TM έχουμε  $m = 0, 1, 2, \dots$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$  και  $p = 0, 1, 2, \dots$ .

Επομένως, το φάσμα των κανονικοποιημένων ιδιοσυχνοτήτων μιας κενής κυλινδρικής κοιλότητας με *ανηγμένη* ακτίνα βάσης  $a_\lambda = a/\lambda_0$  και *ανηγμένο* ύψος  $h_\lambda = h/\lambda_0$  δίνεται από τη σχέση

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{mnp}^{\text{TE}^z} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\chi'_{mn}}{a_\lambda}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h_\lambda}\right)^2} \\ F_{mnp}^{\text{TM}^z} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\chi_{mn}}{a_\lambda}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h_\lambda}\right)^2} \end{array} \right\}. \quad (7.51)$$

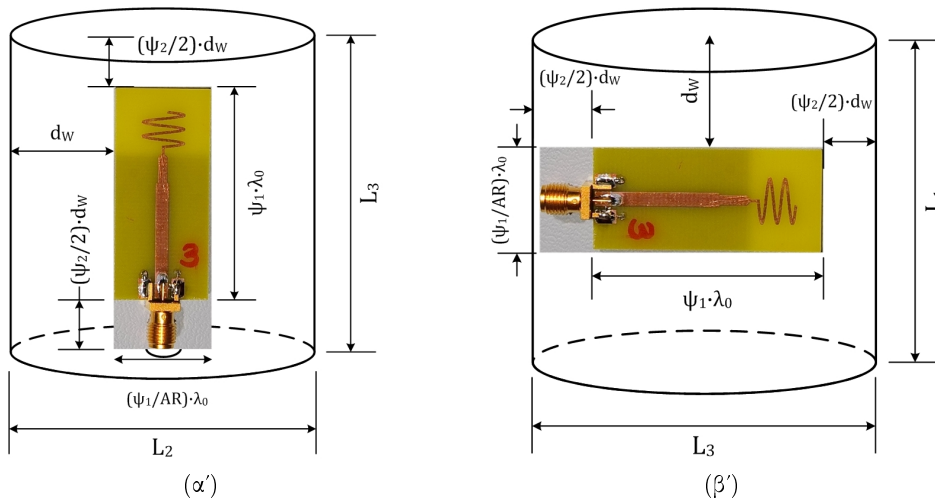
Οι διαστάσεις της κοιλότητας,  $L_i$ , αναλαμβάνουν τους ρόλους της διαμέτρου βάσης και του ύψους εκ περιτροπής, ανάλογα με τον τρόπο τοποθέτησης της κεραίας. Όταν  $\frac{h}{a} > 2.03$ , τότε θεμελιώδης ρυθμός είναι ο  $\text{TE}_{111}$ . Αντίθετα, όταν  $\frac{h}{a} < 2.03$ , ο  $\text{TM}_{010}$  είναι εκείνος που εμφανίζεται στη συχνότητα αποκοπής. Το σημείο διασταύρωσης  $\frac{h}{a} = 2.03$  αποτελεί εκφυλισμό.<sup>16</sup> Από την εμπειρία που αποκομίστηκε από την ανάλυση κυλινδρικών WCaps, μπορεί να υποστηριχθεί ότι ο *Τύπος A* συνδέεται με την περιοχή τιμών  $1 < \frac{h}{a} < +\infty$ , ενώ ο *Τύπος C* προτιμά το εύρος  $0.5 < \frac{h}{a} < 2$ . Ο *Τύπος B* αποδεικνύεται χρήσιμος στη μέτρηση επίπεδων στοιχειοκεραίων, όπου  $\text{AR} < 1$ .

### 7.8.2 Σχεδίαση κάτω από τη Συχνότητα Αποκοπής

Εργαζόμαστε κάτω από τη συχνότητα αποκοπής της ονομαστικής κυλινδρικής κοιλότητας *Τύπου A*, για την οποία ισχύει ότι  $F_{\text{max}} < F_{111}^{\text{TE}}$ . Δεδομένης της τιμής  $\chi'_{11} = 3.6824$ , η

<sup>16</sup> Εκφυλισμός κοιλότητας ή κυματοδηγού ονομάζεται η περίπτωση κατά την οποία ρυθμοί με διαφορετικά χωρικά πρότυπα (*mode patterns*) εμφανίζονται στην ίδια συχνότητα.





**Σχήμα 7.16:** (α') Τυπωμένη κεραία τοποθετημένη σε κυλινδρική κοιλότητα Τύπου A. Το γεωμετρικό κέντρο του PCB βρίσκεται πάνω στον κεντρικό διαμήκη άξονα του κυλίνδρου, με συνέπεια η τοποθέτηση της κεραίας να εμφανίζει περιστροφική συμμετρία. (β') Τυπωμένη κεραία τοποθετημένη σε κυλινδρική κοιλότητα Τύπου B.

σχέση (7.51) μας οδηγεί στην ανισότητα

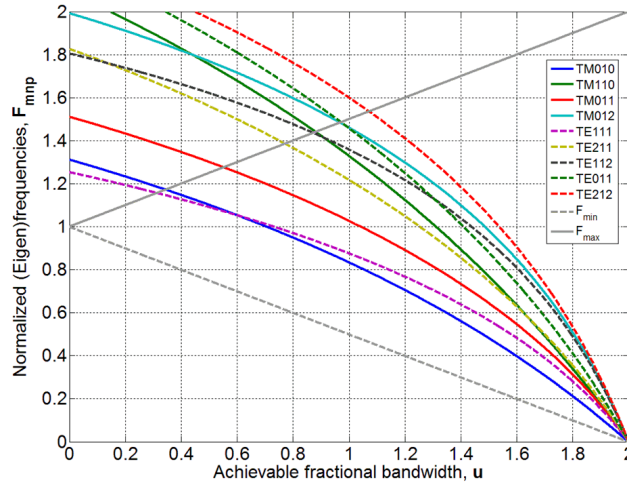
$$\frac{2+u}{2} < \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{3.6824}{f_2(u)}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{f_3(u)}\right)^2}. \quad (7.52)$$

Το Σχήμα 7.17 απεικονίζει τη γραφική λύση της (7.52): η καμπύλη  $F_{111}^{TF}$  τέμνει την ευθεία  $F_{\max}$  στο σημείο  $u = 0.314$ , με αποτέλεσμα το άνω όριο του κλασματικού μετρήσιμου εύρους ζώνης της ονομαστικής κυλινδρικής κοιλότητας Τύπου A κάτω από τη συχνότητα αποκοπής να είναι  $u_{\text{ub}} = 0.314$ .

Τα αποτελέσματα αυτά επιβεβαιώθηκαν ανεξάρτητα στον Επιλύτη Ιδιοτιμών [434]. Το Σχήμα 7.18 αναπαριστά το αποτέλεσμα παραμετρικής H/M προσομοίωσης, στη διάρκεια της οποίας καταγράφηκαν οι ιδιοσυχνότητες των 9 πρώτων ρυθμών της ονομαστικής κοιλότητας Τύπου A. Η καμπύλη του ρυθμού  $TE_{111}$  ( $F_1$ ) τέμνει την ευθεία  $F_{\max}$  στο σημείο  $u \approx 0.31$ . Αυτό σημαίνει ότι, τόσο η αναλυτική προσέγγιση της (7.52), όσο και οι H/M προσομοιώσεις συγκλίνουν στο συμπέρασμα ότι το μέγιστο συνεχτικό FBW της ονομαστικής κοιλότητας Τύπου A κάτω από τη συχνότητα αποκοπής ισούται με  $(\text{FBW})_{\text{nom}}^{\text{CC:A}} = 0.28$ .

### 7.8.3 Σχεδίαση πάνω από τη Συχνότητα Αποκοπής

Η μορφή των σχέσεων (7.50) και (7.51) μας βοηθά να εξετάσουμε θεωρητικά το ενδεχόμενο η απόσταση μεταξύ δύο διαδοχικών ιδιοσυχνοτήτων να αποδίδει μεγαλύτερο κλασματικό εύρος ζώνης από αυτό που είναι διαθέσιμο κάτω από τη συχνότητα αποκοπής. Ο υπολογισμός των ιδιοσυχνοτήτων είναι πιο δύσκολος στην περίπτωση των κυλινδρικών συχνοτήτων λόγω της εξάρτησης του αποτελέσματος από τον λόγο  $h/a$  και της παρουσίας των ριζών της συνάρτησης Bessel και της παραγώγου της. Με τη βοήθεια του χρηστικού Πίνακα 9-4 του Balanis [87] (βλ. σελ. 496 στο [87]) προέκυψε ο Πίνακας 7.2 ο οποίος δίνει το διαθέσιμο μετρητικό εύρος



**Σχήμα 7.17:** Οι πρώτοι 9 ιδιορρυθμοί της ονομαστικής CC Τύπου A, υπολογισμένοι αναλυτικά. Ο θεμελιώδης ρυθμός εισέρχεται στην απαγορευμένη ζώνη όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης ανέρχεται σε  $u_{ub} = 0.314$ . Σε αυτήν την κοιλότητα μπορούν να μετρηθούν κεραίες μεγέθους  $\lambda_0/2 \times \lambda_0/4$  σε μέγιστο εύρος ζώνης  $FBW \leq 28\%$ .

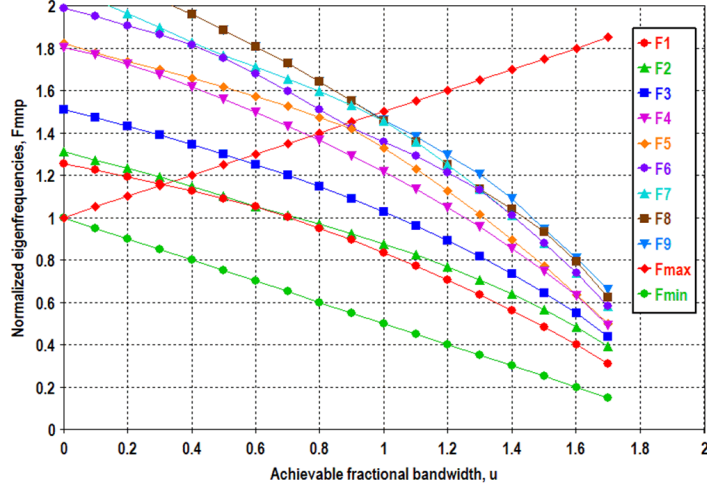
$h/a$	ΔΙΑΘΕΣΙΜΟ ΜΕΤΡΗΤΙΚΟ ΚΛΑΣΜΑΤΙΚΟ ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (%)								
	IMS <sub>12</sub>	IMS <sub>23</sub>	IMS <sub>34</sub>	IMS <sub>45</sub>	IMS <sub>56</sub>	IMS <sub>67</sub>	IMS <sub>78</sub>	IMS <sub>89</sub>	IMS <sub>9,10</sub>
0.5	45.7	29.1	7.2	14.5	2.6	2.7	3.8	0.4	4.8
1.0	40.9	5.1	3.2	10.2	12.2	0.0	3.6	2.1	5.1
2.0	0.0	17.3	18.0	5.0	6.2	2.3	5.3	0.0	5.1
3.0	12.7	8.6	6.2	13.4	1.2	12.0	1.7	3.4	3.2
4.0	18.3	0.6	4.4	12.7	4.0	5.3	6.6	2.1	5.8
5.0	13.6	7.6	3.3	5.8	3.0	11.9	2.0	0.1	5.8
10.0	4.1	6.0	7.6	7.6	0.6	0.2	2.4	3.8	2.0

**Πίνακας 7.2:** Διαθέσιμο μετρητικό εύρος ζώνης ανάμεσα στις 10 πρώτες διατεταγμένες ιδιοσυχνότητες της κυλινδρικής κοιλότητας για  $0.5 \leq h/a \leq 10$ .

ζώνης ανάμεσα στις 10 πρώτες διατεταγμένες ιδιοσυχνότητες της κυλινδρικής κοιλότητας για  $0.5 \leq h/a \leq 10$ . Παρατηρούμε ότι για  $h/a > 2$  δεν υπάρχει εύρος που να υπερβαίνει το  $FBW = 31.4\%$ . Αντίθετα, για  $h/a < 2$  η κατάσταση αλλάζει δραστικά: φαίνεται ότι υπάρχει δυνατότητα για  $0.41 < u_{ub} < 0.46$ , δηλαδή για επιδόσεις ανώτερες από εκείνες των σφαιρικών κοιλότητων.

Ακριβώς όπως οι αντίστοιχες παραλληλεπίπεδες, έτσι και οι κυλινδρικές κοιλότητες πετυχαίνουν καλύτερα αποτελέσματα όταν εκμεταλλεύονται το φάσμα IMS, ιδίως ο Τύπος C. Ο πρώτος ρυθμός ανώτερης τάξης είναι ο  $TM_{110}$ , ενώ υπάρχει σημείο διασταύρωσης με τον  $TE_{111}$  όταν  $h/a = 0.935$ . Το φάσμα ανάμεσα στον θεμελιώδη και τον πρώτο ανώτερης τάξης ρυθμό της κοιλότητας Τύπου C συμβολίζεται ως  $IMS_{12}^C$ , και αντιστοιχεί στην ακόλουθη διάταξη των κανονικοποιημένων ιδιοσυχνοτήτων:  $F_{010}^{TM} < F_{min} < F_{max} < F_{110}^{TM}$ . Το Σχήμα 7.19 καταδεικνύει ότι το διαθέσιμο FBW στην περιοχή  $IMS_{12}^C$ , το οποίο ταυτίζεται με το διασυχνωτικό άνω όριο  $u_{ub}$ , επιτυγχάνεται όταν και μόνο όταν

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{min}(u_{ub}) = F_{010}^{TM}(u_{ub}) \\ F_{max}(u_{ub}) = F_{110}^{TM}(u_{ub}) \end{array} \right\}. \quad (7.53)$$



Σχήμα 7.18: Αριθμητική εκτίμηση των 9 πρώτων ρυθμών της ονομαστικής CC Τύπου A. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν το άνω όριο  $u_{ub} \approx 0.31$ .

Διατηρώντας τα 2/3 του παραμετρικού διανύσματος σταθερά, βρίσκουμε ότι το βέλτιστο μήκος κεραίας και το αντίστοιχο άνω όριο είναι

$$\psi_2 = 1, AR = 2 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \psi_1^{opt} = 0.777 > 0.5 \\ u_{ub} = 0.458 > 0.314 \end{array} \right\}. \quad (7.54)$$

Συνεπώς, ένας κυλινδρικός WCap Τύπου C που λειτουργεί στην περιοχή  $IMS_{12}^C$  μπορεί να διαχειριστεί κεραίες μεγέθους  $0.78\lambda_0 \times 0.39\lambda_0$  και εύρους ζώνης  $(FBW)_{12}^{CC:C} = 0.40$ . Το ηλεκτρικό μέγεθος μια τέτοιας κεραίας υπολογίστηκε ήδη στην (7.36) και ισούται με  $ka = 2.74$  rad. Η ανάλυση των τριών ειδών κοιλοτήτων (RC, SC, CC) κατέδειξε ότι η τιμή  $u_{ub} = 0.458$  είναι το μέγιστο άνω όριο συνεκτικού FBW άνευ συντονισμών για  $\psi_1 \geq 0.5$ .

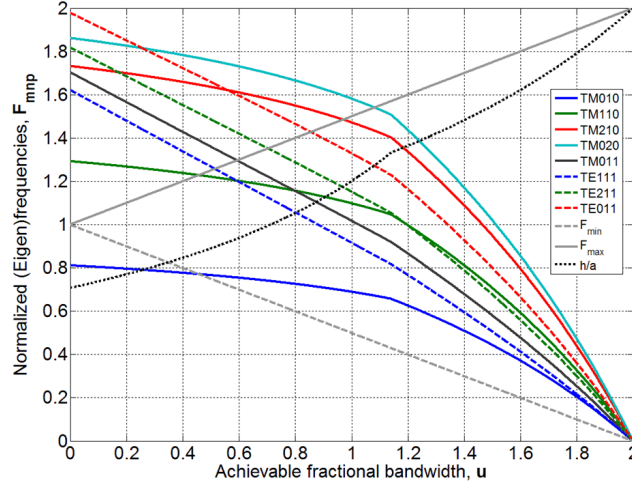
Η ανάλυση αποκάλυψε επίσης ότι, (α') οι Τύποι B και C λειτουργούν κάτω από τη συχνότητα αποκοπής με κοινό όριο  $u_{ub} = 0.226$ , (β') ο Τύπος C εκμεταλλεύεται ικανοποιητικά την περιοχή  $IMS_{23}^C$  για ακόμα μεγαλύτερα μεγέθη κεραίων, τα οποία συνδυάζονται με  $u_{ub} = 0.291$ , (γ') ο Τύπος B μπορεί να αξιοποιήσει το διασυχνотικό φάσμα  $IMS_{12}^B$  μέσω του αξιόλογου ορίου  $u_{ub} = 0.409$ , και (δ') δεν υπάρχει λόγος να εξερευνηθεί καμμία διασυχνотική περιοχή των κοιλοτήτων Τύπου A, λόγω των στενών επιτεύξιμων FBWs.

#### 7.8.4 Οριακές Περιπτώσεις Μετρήσιμου BW και Μεγέθους AUT

Το όριο της κυλινδρικής κοιλοτήτας για το επιτεύξιμο συνεκτικό FBW των εξαιρετικά συμπαγών κεραίων υπολογίστηκε για  $AR = 2$  και ισούται με

$$u_{ub}^{EUSA} = \lim_{\psi_1 \rightarrow 0^+} u = 0.7866 \approx 0.79, \quad (7.55)$$

και είναι κοινό ανάμεσα στους τρεις τύπους κυλινδρικών κοιλοτήτων. Στο ίδιο πλαίσιο, το όριο του μετρήσιμου μεγέθους ηλεκτρικά μεγάλων κεραίων κάτω από τη συχνότητα αποκοπής



**Σχήμα 7.19:** Οι πρώτοι 8, αναλυτικά υπολογισμένοι, ιδιορυθμοί της κοιλότητας Τύπου C με διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (0.777, 1, 2)$ . Ο θεμελιώδης και ο 1ος ανώτερης τάξης ρυθμός εισέρχονται στο τρίγωνο όταν το συνεκτικό εύρος ζώνης αγγίζει το όριο  $u_{ub} = 0.458$ . Η αντίστοιχη βέλτιστη αναλογία διαστάσεων είναι  $h/a = 0.871$ . Παρατηρείστε το σημείο θλάσης  $u = 1.22$ .

της σφαιρικής κοιλότητας υπολογίστηκε ότι είναι

$$\psi_1^{\text{ELA}} = \lim_{u \rightarrow 0^+} \psi_1 = 0.739 \approx 0.74, \text{ για τον Τύπο A, και,} \quad (7.56)$$

$$\psi_1^{\text{ELA}} = \lim_{u \rightarrow 0^+} \psi_1 = 0.599 \approx 0.60, \text{ για τους Τύπους B και C.} \quad (7.57)$$

Κατά συνέπεια, η κυλινδρική κοιλότητα Τύπου A μπορεί να χειριστεί τη μονοσυχνοτική μέτρηση επίπεδων κεραιών μεγέθους περίπου ίσου με  $0.74\lambda_0 \times 0.37\lambda_0$  ( $ka = 2.60$  rad), ενώ οι Τύποι B και C χειρίζονται μεγέθη μέχρι  $0.6\lambda_0 \times 0.3\lambda_0$  ( $ka = 2.11$  rad).

Στην περίπτωση της κυλινδρικής κοιλότητας Τύπου C υπάρχει σημαντικό διαθέσιμο εύρος ζώνης στις δύο πρώτες διασυχνοτικές περιοχές, συνεπώς οι  $IMS_{12}$  και  $IMS_{23}$  δύνανται να αξιοποιηθούν για μετρήσεις στενής ζώνης ηλεκτρικά μεγάλων κεραιών. Το  $IMS_{12}$  ορίζεται από τις  $F_{010}^{\text{TM}}$  και  $F_{110}^{\text{TM}}$ . Με χρήση του πυρήνα συμβολικής άλγεβρας της MAPLE στο MATLAB υπολογίστηκε ότι στο πρώτο μεσοδιάστημα η σφαιρική κοιλότητα μπορεί να πραγματοποιήσει μετρήσεις στενής ζώνης για  $0.62 \leq \psi_1 \leq 1.01$ . Η  $IMS_{23}$  οριοθετείται από τις  $F_{110}^{\text{TM}}$  και  $F_{210}^{\text{TM}}$ . Η ανάλυση έδειξε ότι στην  $IMS_{23}$  η κυλινδρική κοιλότητα Τύπου C μπορεί να πραγματοποιήσει μετρήσεις στενής ζώνης για  $1.09 \leq \psi_1 \leq 1.42$ . Η συγκεκριμένη επίδοση είναι ιδιαίτερα αξιόλογη, καθότι η κοιλότητα αγγίζει το όριο των κεραιών μεγέθους  $\frac{3}{2}\lambda \times \frac{3}{4}\lambda$ .

## 7.9 Όρια των Γραμμικών Κεραιών

Το τυπωμένο μονόπολο εκφυλίζεται σε γραμμική κεραία όταν  $AR \rightarrow +\infty$ , αφού τότε έχουμε ότι  $\psi_1/AR \rightarrow 0^+$ . Με χρήση γραφικής ανάλυσης ή συμβολικής άλγεβρας στο MATLAB υπολογίζεται εύκολα το άνω όριο του επιτεύξιμου FBW για το παραμετρικό διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (0.5, 1, 10^4)$ : η τιμή  $AR = 10^4$  αποδείχθηκε ικανή προσέγγιση της νηματοειδούς γραμμικής κεραιάς. Τα αποτελέσματα συνοψίζονται στον Πίνακα 7.3 και έχουν

Κοιλότητα	$u_{ub}$ @ (0.5, 1, 10 <sup>4</sup> )	Όριο ELA @ AR = 10 <sup>4</sup>
Παραλληλεπίπεδη	0.558	$\psi_1 = 4 \Rightarrow u_{ub} = 0.40$
Σφαιρική	0.445	0.707
Κυλινδρική A	0.678	$\psi_1 \leq 12 \Rightarrow u_{ub} = 0.55$
Κυλινδρική B	0.226	0.600
Κυλινδρική C	0.226	0.600

**Πίνακας 7.3:** Τα όρια μέτρησης της γραμμικής κεραίας στους 5 τύπους κοιλοτήτων Wheeler.

υπολογιστεί κάτω από τη συχνότητα αποκοπής. Οι παραλληλεπίπεδες και κυλινδρικές κοιλότητες Τύπου A ‘προσαρμόζονται’ καλύτερα στο σχήμα της γραμμικής κεραίας και εμφανίζουν σημαντική αύξηση του άνω ορίου. Στις κυλινδρικές Τύπου B και C το πρόβλημα εκφυλίζεται στην ίδια τοπολογία, οπότε ήταν αναμενόμενο τα άνω όρια να προκύψουν ίσα.

Εφόσον οι κοιλότητες των γραμμικών κεραίων είναι πιο ευρυζωνικές, και σε αντιστοιχία με τις προηγούμενες μελέτες, θα είχε νόημα να αναζητήσουμε το όριο της ηλεκτρικά μεγάλης γραμμικής κεραίας. Τα όρια  $\lim_{u \rightarrow 0^+} \psi_1 @ AR = 10^4$  δίδονται επίσης στον Πίνακα 7.3. Από τα αποτελέσματα προκύπτει καταρχάς το συμπέρασμα ότι η παραλληλεπίπεδη και η κυλινδρική κοιλότητα Τύπου A είναι ικανές να μετρήσουν τεράστιες γραμμικές κεραίες με αξιόλογο κλασματικό εύρος ζώνης. Φυσικά, απαραίτητη προϋπόθεση είναι η δυνατότητα κατασκευής μιας τέτοιας κοιλότητας. Αντίθετα, όπως και πριν, οι σφαιρικές και κυλινδρικές κοιλότητες Τύπου B και C δεν προσαρμόζονται εξίσου καλά στο σχήμα της γραμμικής κεραίας, οπότε οι επιδόσεις τους είναι υποδεέστερες.

## 7.10 Αποτελέσματα Προκαταρκτικών Μετρήσεων

Οι δραστηριότητες που καλύπτει η παρούσα ενότητα αποτελούν αντικείμενο μεταδιδακτορικής έρευνας του συγγραφέα, αλλά περιγράφονται αποσπασματικά για λόγους πληρότητας του Κεφαλαίου.

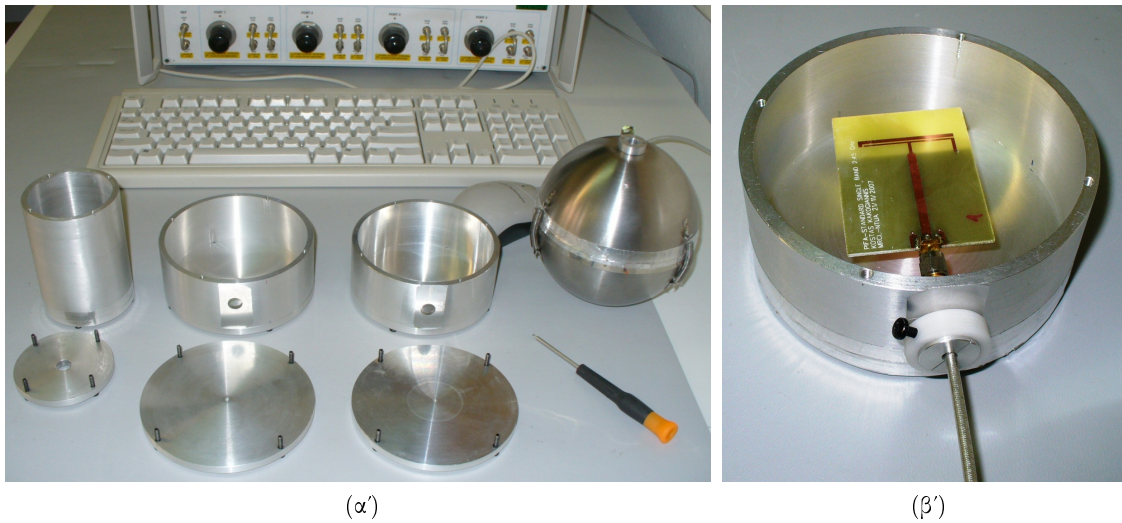
Το Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών ΕΜΠ διαθέτει ένα σύνολο οκτώ κοιλοτήτων Wheeler οι οποίες είναι κατάλληλες για μετρήσεις στην περιοχή συχνοτήτων 1.8–3.5 GHz, καλύπτουν δηλαδή περίπου μία οκτάβα. Οι τέσσερις πρώτες κοιλότητες απεικονίζονται στο Σχήμα 7.20α’ και είναι ιδιοκατασκευές. Οι τρεις κύλινδροι συναρμολογήθηκαν από μέρη αποτελούμενα από υψηλής καθαρότητας κράμα αλουμινίου. Η σφαιρική κοιλότητα υλοποιήθηκε με δύο μπωλ του εμπορίου.<sup>17</sup> Διακρίνονται οι ίριδες (οπές) εισόδου του ομοαξονικού καλωδίου. Οι αποσπώμενες βάσεις των κύλινδρων συσφίγγονται στη θέση τους με τέσσερις βίδες M2, και κατά την εκτέλεση των μετρήσεων η περιφέρεια του αρμού επαφής σφραγίζεται με αλουμινοταινία<sup>18</sup> ή χαλκοταινία<sup>19</sup> με αγώγιμη ακρυλική κόλλα. Τα δύο ημισφαίρια της σφαιρικής κοιλότητας συσφίγγονται με τρία ελατήρια, και ο αρμός στο ισημερινό επίπεδο σφραγίζεται επίσης με μεταλλική ταινία. Ο τρόπος τοποθέτησης μιας επίπεδης κεραίας υπό μέτρηση απεικονίζεται στο Σχήμα 7.20β’.

<sup>17</sup>IKEA Article Nr. 300.814.67.

<sup>18</sup>3M Aluminum foil shielding tape no. 1170 w. conductive acrylic adhesive.

<sup>19</sup>3M Copper foil shielding tape no. 1181 w. conductive acrylic adhesive.





**Σχήμα 7.20:** (α') Το πρώτο σετ κοιλιοτήτων Wheeler του EKP/EMΠ. Από αριστερά προς τα δεξιά διακρίνεται μια κυλινδρική Τύπου A, δύο κυλινδρικές Τύπου C και μια σφαιρική κοιλότητα. (β') Τοποθέτηση της μονοζωνικής PIFA L-σχισμής που μελετήθηκε στο Κεφάλαιο 6 στην κυλινδρική κοιλότητα Τύπου C.

Οι επόμενες τέσσερις κοιλότητες απεικονίζονται στο Σχήμα 7.21 και είναι γαλβανισμένα δοχεία τροφίμων από το εμπόριο. Όπως σχεδόν κάθε τσίγκινο δοχείο που κυκλοφορεί στην αγορά, είναι φτιαγμένες από μαλακό σίδηρο ο οποίος φέρει επίστρωση από κασσίτερο (*tin-plated iron*). Με άλλα λόγια, οι κοιλότητες αυτές αποτελούνται από δύο παραμαγνητικά υλικά. Πρόσφατα, οι κονσέρβες άρχισαν να κατασκευάζονται από μαλακό αλουμίνιο, αλλά αυτή η μορφή κατέχει ελάχιστο 'μερίδιο αγοράς' και είναι δυσεύρετη. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι η ειδική αντίσταση του κασσίτερου είναι  $\rho_{Sn} = 115 \times 10^{-9} \Omega \cdot m$  και αντιστοιχεί σε ειδική αγωγιμότητα  $\sigma_{Sn} = 8.7 \times 10^6 \text{ S/m} = 15\% \text{ IACS}$ . Η επικασιτέρωση γίνεται συνήθως σε πολύ λεπτά στρώματα, με αποτέλεσμα μέρος της ρευματικής κατανομής των τοιχωμάτων της κοιλότητας να διατρέχει και τον σίδηρο. Η καλή συμφωνία που παρατηρήθηκε μεταξύ των αποτελεσμάτων των μετρήσεων στα δύο σετ κοιλιοτήτων μαρτυρά την εξαιρετική ανοχή της μεθόδου Wheeler στο υλικό της κοιλότητας.

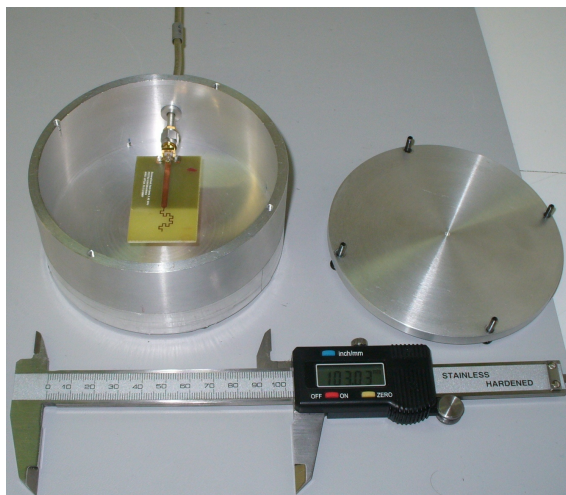
Σαν παράδειγμα προκαταρκτικής ευρυζωνικής μέτρησης χρησιμοποιείται εδώ η διάταξη του Σχήματος 7.22α': η κεραία υπό μέτρηση είναι ένα τυπωμένο προ-φράκταλ 'μονόπολο' γεωμετρίας γενικευμένης Koch καμπύλης 2ης επανάληψης. Οι συνολικές διαστάσεις του ακτινοβολητή (κεραιοστοιχείο και επίπεδο γείωσης) είναι  $46 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ . Στις μετρήσεις ελευθέρου χώρου η κεραία εμφάνισε κεντρική συχνότητα  $f_0 = 2.62 \text{ GHz}$  και  $\text{FMBW} = 19\%$ , δηλαδή η μετρητέα ζώνη ορίζεται από τις συχνότητες  $f_{\min} = 2.37 \text{ GHz}$  και  $f_{\max} = 2.87 \text{ GHz}$ . Για τη μέτρηση χρησιμοποιήθηκε κυλινδρική κοιλότητα Τύπου C με εσωτερικές διαστάσεις  $a = 51.5 \text{ mm}$  και  $h = 42 \text{ mm}$  ( $h/a = 0.816$ ). Όπως δείχνει το Σχήμα 7.23α', η αναλυτική μέθοδος που προτείνεται στο παρόν Κεφάλαιο προβλέπει τα εξής: (α') ο συνδυασμός AUT-κοιλότητας είναι υποβέλτιστος, αφού το MBW της κεραίας είναι αφενός μικρό για τις δυνατότητες της κοιλότητας, αφετέρου είναι ασύμμετρα τοποθετημένο σε σχέση τις ιδιοσυχνότητες, (β') οι τρεις πρώτες ιδιοσυχνότητες είναι οι  $F_{010}^{\text{TM}} = 2.230 \text{ GHz}$ ,  $F_{110}^{\text{TM}} = 3.553 \text{ GHz}$



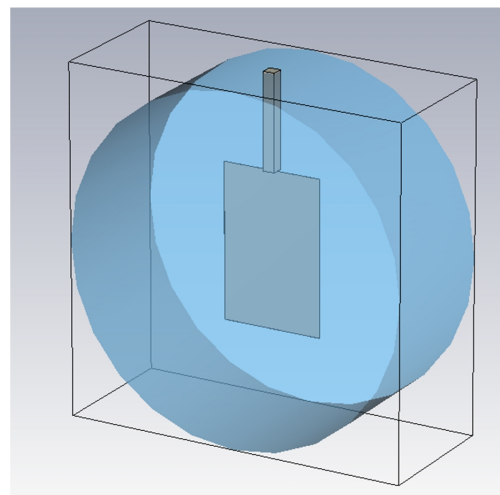
**Σχήμα 7.21:** Το δεύτερο σετ κοιλοτήτων Wheeler του ΕΚΡ/ΕΜΠ. Από αριστερά προς τα δεξιά διακρίνονται δύο παραλληλεπίπεδες, μία κυλινδρική Τύπου Α και ένας ελλειπτικός κύλινδρος.

και  $F_{111}^{TE} = 3.959$  GHz, και (γ') η κοιλότητα παρέχει συμμετρικό μετρήσιμο εύρος ζώνης γύρω από την κεντρική συχνότητα της κεραίας ίσο με 30%.

Η αριθμητική ανάλυση στον Επιλύτη Ιδιοτιμών [434] έγινε εισάγοντας μέσα στην κυλινδρική κοιλότητα ένα πρόχειρο μοντέλο της διάταξης, το οποίο στην ουσία ήταν ένα 'ακτινοβολούν επίπεδο γείωση' που συνδεόταν γαλβανικά με τα τοιχώματα της κοιλότητας με ένα ευθύγραμμο αγωγίμο στέλεχος, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 7.22β'. Οι προσομοιώσεις πρόβλεψαν μεν την ύπαρξη της ιδιοσυχνότητας  $F_{010}^{TM} = 2.229$  GHz, ο δε ρυθμός  $TM_{110}$  εμφανίστηκε σε δύο παρακείμενες συχνότητες (3.545 & 3.550 GHz) λόγω της νέας οριακής συνθήκης που επέβαλλε η τοποθέτηση της 'κεραίας' στο μοντέλο. Ο ρυθμός  $TE_{111}$  δεν εμφανίζεται στις



(α')

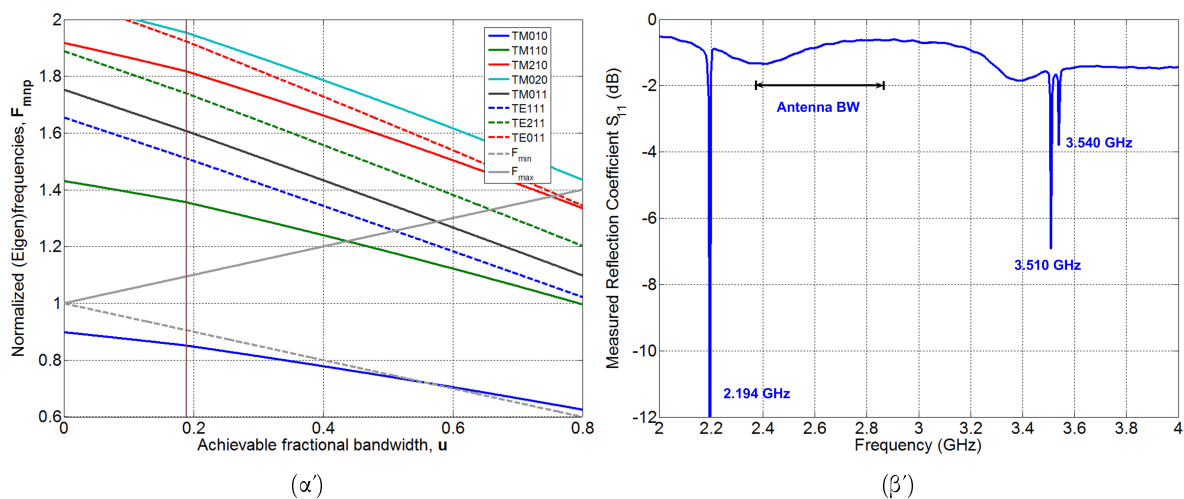


(β')

**Σχήμα 7.22:** (α') Προ-φράκταλ μονόπολο γενικευμένης Koch καμπύλης 2ης επανάληψης τοποθετημένο σε κυλινδρική κοιλότητα Τύπου C. (β') Αντίστοιχο Η/Μ μοντέλο. Το υλικό γαλάζιου χρώματος είναι το κενό εντός της κοιλότητας. Το υλικό έξω από την κοιλότητα είναι PEC και ο επιλύσιμος χώρος τερματίζεται σε οριακές συνθήκες PEC ( $\hat{n} \times \mathbf{E} \equiv 0$ ). Τα αντικείμενα εντός της κοιλότητας είναι επίσης PEC.

προσομοιώσεις. Τα αποτελέσματα της μέτρησης στον αναλυτή δικτύων PNA-L N5230A [220] του ΕΚΡ/ΕΜΠ απεικονίζονται στο Σχήμα 7.23β' και επιβεβαιώνουν τόσο την πρακτική χρησιμότητα της προτεινόμενης μεθοδολογίας σχεδίασης κοιλοτήτων, όσο και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Πιο συγκεκριμένα:

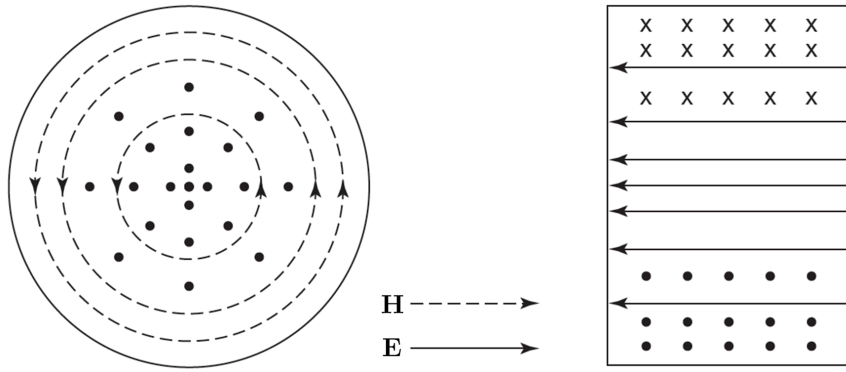
1. Το μετρητέο εύρος ζώνης είναι ελεύθερο από συντονισμούς, οπότε η αποδοτικότητα ακτινοβολίας είναι άμεσα μετρήσιμη με τη διαφορική μέθοδο Wheeler Cap.
2. Εμφανίζονται στη μέτρηση οι ρυθμοί  $TM_{010}$  και  $TM_{110}$  και μάλιστα σε συχνότητες που έχουν απόκλιση της τάξης του  $-1.5\%$  σε σχέση με τα θεωρητικώς αναμενόμενα.
3. Η κοιλότητα εμφανίζει συνεκτικό μετρήσιμο εύρος ζώνης στη ζώνη 2.194–3.510 GHz. Το αντίστοιχο κλασματικό εύρος ζώνης γύρω από την κεντρική συχνότητα  $f_c = 2.852$  GHz ισούται με  $FMBW = 46.1\%$ , γεγονός που επαληθεύει τα θεωρητικώς αναμενόμενα από την ανάλυση της διασυχνοτικής περιοχής  $IMS_{12}$  της κυλινδρικής κοιλότητας Τύπου C.
4. Ο ρυθμός  $TE_{111}$  δεν εμφανίζεται κατά τη μέτρηση.



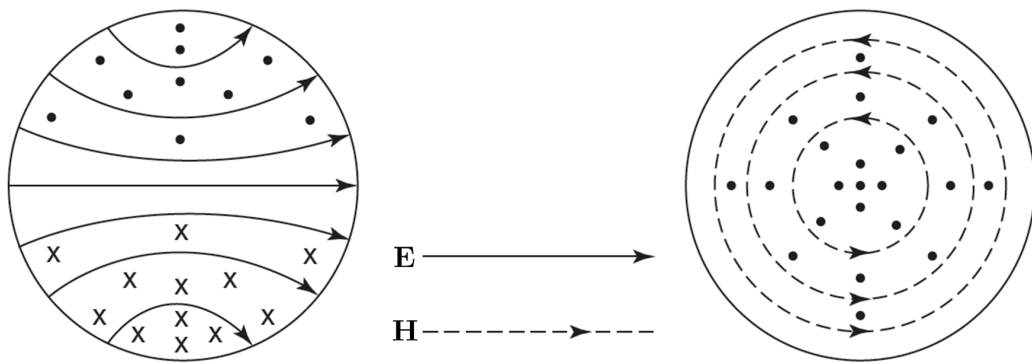
**Σχήμα 7.23:** (α') Διάγραμμα ιδιοσυχνοτήτων του ζεύγους κεραίας-κοιλότητας του Σχήματος 7.22α'. Η κατακόρυφη γραμμή επισημαίνει το σημείο λειτουργίας της κοιλότητας,  $u = 0.19$ . (β') Ευρυζωνικός συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της προ-φράκταλ κεραίας εντός της κοιλότητας Wheeler. Επισημαίνονται οι συχνότητες των συντονισμών της κοιλότητας και το λειτουργικό εύρος ζώνης της κεραίας.

Η απουσία του ρυθμού  $TE_{111}$  οφείλεται στο βαθύτερο αίτιο της σύζευξης που υπάρχει μεταξύ κεραίας και κοιλότητας, και αξίζει να σχολιαστεί περαιτέρω. Μάλιστα, το φαινόμενο είναι πολύ σημαντικότερο από την ολίσθηση των ιδιοσυχνοτήτων λόγω φόρτισης της κοιλότητας από το διηλεκτρικό της κεραίας, ένα θέμα με το οποίο ασχολήθηκαν κατά καιρούς οι μελετητές της μεθόδου Wheeler Cap. Η ολίσθηση αντιμετωπίζεται αναλυτικά με τη Θεωρία των Διαταραχών [435] και, σε κάθε περίπτωση, έχει δευτερεύουσα επίδραση στη μέτρηση επίπεδων κεραίων.





Σχήμα 7.24: Τομές της χωρικής πεδιακής κατανομής του ρυθμού  $TM_{010}$  της κυλινδρικής κοιλότητας.



Σχήμα 7.25: Τομές της χωρικής πεδιακής κατανομής των εκφυλισμένων ρυθμών  $TM_{m11}$  της σφαιρικής κοιλότητας.

Στο Σχήμα 7.24 απεικονίζονται τομές της χωρικής πεδιακής κατανομής του ρυθμού  $TM_{010}$  της κυλινδρικής κοιλότητας. Το ίδιο γίνεται στο Σχήμα 7.25 για τους εκφυλισμένους ρυθμούς  $TM_{m11}$  της σφαιρικής κοιλότητας. Στην περίπτωση του  $TM_{010}$ , η κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου είναι ισχυρή στο κέντρο της κοιλότητας, με αποτέλεσμα να υπάρχουν πεδιακές γραμμές παράλληλες με το PCB της κεραίας ακριβώς στο σημείο που εισάγεται η κεραία για μέτρηση με κοιλότητα Τύπου A και B. Η αγωγιμότητα των μετάλλων κατασκευής κεραίων είναι πεπερασμένη, αλλά είναι αρκετά υψηλή ώστε να βραχυκυκλώσει τον ρυθμό  $TM_{010}$ . Αν η κεραία τοποθετούνταν κοντά στα τοιχώματα της κοιλότητας, ένας quasi-TM ρυθμός θα αναπτυσσόταν και πάλι, αλλά η μέθοδος Wheeler απαιτεί συμμετρική απομάκρυνση. Συνεπώς, η τοποθέτηση της κεραίας εισάγει στο H/M πρόβλημα μια νέα οριακή συνθήκη η οποία καταπιέζει τους ρυθμούς που τείνουν να αναπτύξουν ισχυρή ένταση ηλεκτρικού πεδίου κοντά και παράλληλα με την κεραία. Για παράδειγμα, σε κυλινδρική κοιλότητα Τύπου A και B αναμένεται καταπίεση των ρυθμών  $TM_{0np}$ ,  $TM_{1np}$  και  $TM_{m1p}$ , ενώ αντίθετα οι ρυθμοί  $TM_{2np}$  και  $TM_{m2p}$  επιβιώνουν. Οι τελευταίοι, όμως, είναι ρυθμοί ανώτερης τάξης και δεν επηρεάζουν την μεθοδολογία μέτρησης στον Wheeler Cap. Το σοβαρό ζήτημα είναι η ενδεχόμενη καταπίεση των ρυθμών χαμηλής τάξης.

Μέχρι στιγμής, έχει επιβεβαιωθεί αριθμητικά και πειραματικά η καταπίεση των χαμηλής τάξης ρυθμών TM σε κυλινδρικές κοιλότητες Τύπου A και σε ελλειπτικούς κυλίνδρους, κα-

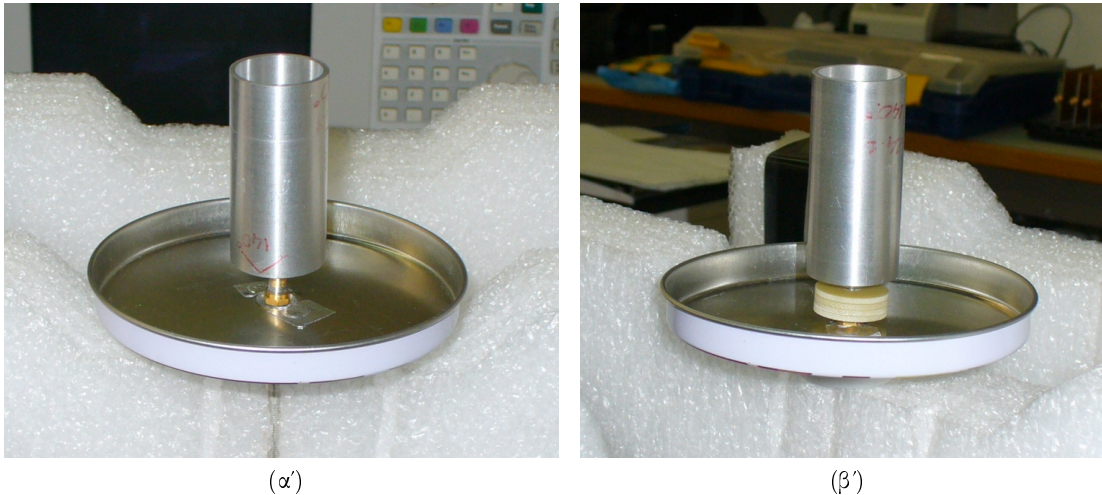
θώς και η καταπίεση των χαμηλής τάξης ρυθμών TE σε κυλινδρικές κοιλότητες Τύπου C. Αξιοσημείωτο είναι ότι η απόδειξη έγινε με τοποθέτηση εντός της κοιλότητας όχι μόνον επίπεδης κεραίας, αλλά και γραμμικής νηματοειδούς. Στην περίπτωση της κυλινδρικής Τύπου C, η διάταξη των ιδιορυθμών είναι τέτοια ώστε να μη μεταβάλλεται η μετρητική απόδοση της κοιλότητας με την καταπίεση των ρυθμών. Στην κυλινδρική Τύπου A, με την καταπίεση των  $TM_{010}$  και  $TM_{011}$ , η περιοχή  $IMS_{12}$  ορίζεται πλέον από τους ρυθμούς  $TE_{111}$  και  $TE_{112}$ . Η μεταβολή έχει ως αποτέλεσμα το βέλτιστο παραμετρικό διάνυσμα να είναι  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (0.88, 1, 2)$  και το αντίστοιχο άνω όριο γίνεται  $u_{opt} = 0.32$ . Επιπλέον, αυξάνεται το όριο της ηλεκτρικά μικρής κεραίας (EUSA) από 0.79 σε 1.06.

Στο Σχήμα 7.25 παρατηρούμε ότι οι ηλεκτρικές πεδιακές γραμμές διατάσσονται ακτινικά (δηλαδή στη διεύθυνση  $\hat{r}$ ) όχι μόνο στο ισημερινό επίπεδο της σφαίρας, αλλά πρακτικά σε όλον τον όγκο της κοιλότητας. Οι σφαιρικές κοιλότητες εμφανίζουν τρεις άκρως σημαντικές ιδιότητες: (α') οι ομάδες των εκφυλισμένων ρυθμών έχουν αμετάβλητα διατεταγμένες ιδιοσυχνότητες, (β') οι δύο πρώτες ομάδες ρυθμών σε κάθε σφαιρική κοιλότητα είναι οι  $TM_{m11}$  και  $TM_{m21}$ , και (γ') η κεραία τοποθετείται στην κοιλότητα κατά τη διεύθυνση  $\hat{r}$ . Η πειραματική απόδειξη (ή μη) της καταπίεσης των TM ρυθμών χαμηλής τάξης των σφαιρικών κοιλοτήτων βρίσκεται σε εξέλιξη. Αναμένεται ότι η ομάδα των  $TM_{m11}$  θα καταπιέζεται, αλλά οι ρυθμοί  $TM_{m21}$  χρήζουν ιδιαίτερης διερεύνησης: λόγω της πολύπλοκης πεδιακής κατανομής τους, ενδέχεται κάποιο μέλος της ομάδας να επιβιώνει της τοποθέτησης της κεραίας. Ενδεχόμενη καταπίεση των ρυθμών TM θα επέφερε σημαντικές μεταβολές στη μετρητική ικανότητα:

**Καταπίεση μόνο των ρυθμών  $TM_{m11}$ :** Η κοιλότητα που αντιστοιχεί στο ονομαστικό παραμετρικό διάνυσμα  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (0.5, 1, 2)$  παράγει άνω όριο εύρους ζώνης  $u_{ub} = 0.892 \simeq 89\%$ . Επίσης, το όριο της άκρως συμπαγούς κεραίας γίνεται  $u_{ub}^{EUSA} = 1.135$  και το όριο της ηλεκτρικά μεγάλης κεραίας γίνεται  $\psi_1^{ELA} = 1.05$ .

**Καταπίεση και των ρυθμών  $TM_{m21}$ :** Η ονομαστική κοιλότητα παράγει άνω όριο εύρους ζώνης  $u_{ub} = 1.037 \simeq 104\%$ . Επίσης, το όριο της άκρως συμπαγούς κεραίας γίνεται  $u_{ub}^{EUSA} = 1.233$  και το όριο της ηλεκτρικά μεγάλης κεραίας γίνεται  $\psi_1^{ELA} = 1.25$ . Σε αυτήν την περίπτωση, η περιοχή  $IMS_{12}$  ορίζεται πλέον από τους ρυθμούς  $TE_{m11}$  και  $TE_{m21}$ , με συνέπεια το βέλτιστο παραμετρικό διάνυσμα να είναι  $(\psi_1, \psi_2, AR) = (1.44, 1, 2)$  και το αντίστοιχο άνω όριο γίνεται  $u_{opt} = 0.248$ .

Για την πειραματική εξακρίβωση όλων των ανωτέρω, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε μια ευρυζωνική κεραία διέγερσης των κοιλοτήτων Wheeler (*probe antenna*). Η κεραία αποτελεί τροποποίηση της μονοκωνικής κεραίας των Papas & King [436–439] και απεικονίζεται σε δύο εκδοχές στο Σχήμα 7.26. Στη θεμελιώδη μορφή της, η μονοκωνική κεραία είναι μονοπολική, δηλαδή απαιτείται η παρουσία ενός ηλεκτρικά μεγάλου επιπέδου γείωσης. Στην περίπτωση των κοιλοτήτων Wheeler, η κεραία πρέπει να αποκρίνεται ικανοποιητικά κατοπτριζόμενη σε GNDP πεπερασμένου μεγέθους: στο Σχήμα 7.26 χρησιμοποιείται ως επίπεδο γείωσης η αποσπώμενη βάση της κυλινδρικής κοιλότητας Τύπου A του Σχήματος 7.21. Η απαίτηση για σωστή λειτουργία με πεπερασμένο GNDP πηγάζει από το γεγονός ότι η σχεδίαση θα πρέπει



**Σχήμα 7.26:** Τροποποιημένη μονοκωνική κεραία για την πειραματική διέγερση των κοιλοτήτων Wheeler: (α) βασική τοπολογία, (β) διάταξη με χωρητική φόρτιση από διηλεκτρικό FR-4 στο σημείο τροφοδοσίας.

να είναι αρκούντως στιβαρή προκειμένου να εξασφαλιστεί ότι η κεραία θα ‘αισθανθεί’ όλους τους συντονισμούς της κοιλότητας.

Η τροποποιημένη μονοκωνική κεραία (*modified mono-cone antenna*, MMCA) διαφοροποιείται από τη βασική μονοκωνική [436–438] και σε έναν άλλο θεμελιώδη τομέα: η κωνική επιφάνεια διατηρείται μόνο για ένα μικρό μήκος κοντά στο σημείο τροφοδοσίας. Προκειμένου να προκύψει συμπαγές κεραιοστοιχείο το μεγαλύτερο μήκος της κεραίας είναι κυλινδρικό, αντί για κωνικό. Το αρχικό κωνικό τμήμα εξασφαλίζει εξαιρετικά χαρακτηριστικά συντονισμού και προσαρμογής. Το λειτουργικό εύρος ζώνης της κεραίας καλύπτει την περιοχή 1–4 GHz (δύο οκτάβες), άρα το κλασματικό εύρος ζώνης είναι  $FBW_V = 120\%$ : η MMCA είναι μια υπερευρυζωνική κεραία. Η επίδοση αυτή οφείλεται εν μέρει και στο πεπερασμένο GNDP, διαμέτρου  $D_{gnd} = 90 \text{ mm} = 0.3\lambda @ 1 \text{ GHz}$ , το οποίο ελήφθη υπόψη σε όλα τα στάδια της σχεδίασης. Το συνολικό ύψος της MMCA ισούται με  $h_{MMCA} = 60 \text{ mm} = \lambda/5 @ 1 \text{ GHz}$ .

Η διάμετρος του κυλίνδρου στο Σχήμα 7.26α είναι  $D_1 = 25 \text{ mm} = \lambda/12 @ 1 \text{ GHz}$ , πρόκειται δηλαδή για αρκετά παχύ μονόπολο. Φορτίζοντας χωρητικά την περιοχή του σημείου τροφοδοσίας με τέσσερα στοιβαγμένα δισκία από διηλεκτρικό FR-4, όπως δείχνει το Σχήμα 7.26β, μπορούμε να πετύχουμε μείωση της διαμέτρου στο  $D_2 = 24 \text{ mm}$  χωρίς αλλοίωση της απόκρισης συχνότητας. Η γωνία διεύρυνσης (*flare angle*) του κωνικού τμήματος ισούται με  $\theta_0 = 70^\circ$  και αντιστοιχεί σε γωνία κορυφής κώνου  $140^\circ$ . Δεδομένου ότι η ρευματική κατανομή του κεραιοστοιχείου ρέει μόνο στην εξωτερική επιφάνεια κυλίνδρου και κώνου, το βάρος της MMCA μειώθηκε αφαιρώντας το μεγαλύτερο μέρος του υλικού του κυλίνδρου. Μια άλλη μέθοδος μείωσης του βάρους είναι η υλοποίηση της κεραίας με συρμάτινο πλέγμα αντί για συμπαγές μέταλλο [439].

## 7.11 Συμπεράσματα Κεφαλαίου

Το παρόν Κεφάλαιο περιέγραψε μια ολιστική σχεδιαστική προσέγγιση για παραλληλεπίπεδες, σφαιρικές και κυλινδρικές κοιλότητες Wheeler σταθερής γεωμετρίας. Στόχος ήταν η πραγματοποίηση ευρυζωνικών μετρήσεων της αποδοτικότητας ακτινοβολίας τυπωμένων/επίπεδων κεραίων, οι οποίες να είναι κατά το δυνατόν απαλλαγμένες από το πρόβλημα των συντονισμών. Αναπτύχθηκε ένα αναλυτικό από κοινού μοντέλο συστήματος κεραίας-κοιλότητας, το οποίο βοήθησε στη θεωρητική πρόβλεψη των ηλεκτρικών επιδόσεων των κοιλοτήτων σε ό,τι αφορά στο φάσμα ιδιοσυχνοτήτων τους. Το μοντέλο συστήματος επιβεβαιώθηκε αριθμητικά μέσα από ανεξάρτητες H/M προσομοιώσεις σε Επιλύτη Ιδιοτιμών [434]. Η θεωρητική ανάλυση τελέστηκε για κενές κοιλότητες, συνεπώς δεν ελήφθη υπόψη στα αρχικά στάδια της μελέτης η διαταραχή που επιφέρει στο φάσμα ιδιοσυχνοτήτων η τοποθέτηση της κεραίας.

Το μοντέλο συστήματος αρχικά υπολόγισε ότι, κάτω από τη συχνότητα αποκοπής, οι παραλληλεπίπεδες κοιλότητες είναι κατάλληλες για μετρήσεις αποδοτικότητας σε μάλλον στενά εύρη ζώνης, μιας και επέδειξαν συνεκτικά μετρήσιμα FBW κάτω του 20% για κεραίες μεγέθους συντονισμού. Όταν, όμως, η μελέτη επεκτάθηκε στην περιοχή IMS μεταξύ των ρυθμών, οι παραλληλεπίπεδες κοιλότητες έγιναν ευρυζωνικές: το επιτεύξιμο συνεκτικό FBW ανήλθε στο 33%, ενώ το αντίστοιχο βέλτιστο μέγεθος κεραίας ανήλθε στο  $0.78\lambda_0 \times 0.39\lambda_0$ . Επίσης, εξαιρετικά συμπαγείς κεραίες μπορούν να χαρακτηριστούν σε εύρη ζώνης μέχρι και 69%. Όσον αφορά στο μετρήσιμο μέγεθος της κεραίας, η ανάλυση έδειξε ότι, όταν εργαζόμαστε κάτω από τη συχνότητα αποκοπής, μετρήσεις στενής ζώνης γίνονται σε κεραίες μεγέθους μέχρι και  $0.62\lambda_0 \times 0.31\lambda_0$ . Μεγαλύτερα μεγέθη απαιτούν την εκμετάλλευση της περιοχής IMS.

Στη συνέχεια, το μοντέλο υπέδειξε ότι, ακόμα και κάτω από τη συχνότητα αποκοπής, οι σφαιρικές κοιλότητες εξασφαλίζουν ευρυζωνικές μετρήσεις αποδοτικότητας, πετυχαίνοντας συνεκτικό μετρήσιμο FBW ίσο με 41% κατά τη μέτρηση κεραίων ημίσεος μήκους κύματος ( $\lambda_0/2 \times \lambda_0/4$ ). Μεταθέτοντας το σημείο λειτουργίας τους στην περιοχή IMS, οι σφαιρικές κοιλότητες παραμένουν ευρυζωνικές: το επιτεύξιμο συνεκτικό FBW μειώνεται στο 28%, αλλά το βέλτιστο μέγεθος κεραίας αυξάνεται στο  $0.85\lambda_0 \times 0.43\lambda_0$ . Λειτουργώντας τις σφαιρικές κοιλότητες κάτω από τη συχνότητα αποκοπής, εξαιρετικά συμπαγείς κεραίες μπορούν να μετρηθούν σε εύρη ζώνης μέχρι και 84%. Όσον αφορά στο μετρήσιμο μέγεθος της κεραίας, η ανάλυση έδειξε ότι, επίσης κάτω από τη συχνότητα αποκοπής, μετρήσεις στενής ζώνης γίνονται σε κεραίες μεγέθους μέχρι και  $0.71\lambda_0 \times 0.36\lambda_0$ .

Η σχεδίαση κυλινδρικών κοιλοτήτων κάτω από τη συχνότητα αποκοπής αποκάλυψε τη δυνατότητα ευρυζωνικών μετρήσεων, με συνεκτικά εύρη ζώνης που έφτασαν το 28% κατά τη μέτρηση κεραίων μεγέθους  $\lambda_0/2 \times \lambda_0/4$ . Μετατοπίζοντας το σημείο λειτουργίας στην πρώτη περιοχή IMS, οι κυλινδρικές κοιλότητες αυξάνουν το διαθέσιμο FBW στο 40%, ενώ το βέλτιστο μέγεθος κεραίας αυξάνεται σε  $0.78\lambda_0 \times 0.39\lambda_0$ . Λειτουργώντας τις κυλινδρικές κοιλότητες κάτω από τη συχνότητα αποκοπής, εξαιρετικά συμπαγείς κεραίες μπορούν να μετρηθούν σε εύρη ζώνης μέχρι και 76%. Όσον αφορά στο μετρήσιμο μέγεθος της κεραίας, η ανάλυση έδειξε ότι, επίσης κάτω από τη συχνότητα αποκοπής, μετρήσεις στενής ζώνης

γίνονται σε κεραίες μεγέθους από  $0.6\lambda_0 \times 0.3\lambda_0$  μέχρι και  $0.71\lambda_0 \times 0.36\lambda_0$ .

Στην περίπτωση μέτρησης γραμμικών κεραιών, η μετρητική ικανότητα των κοιλοτήτων αυξάνεται σημαντικά. Αυτό ισχύει ιδιαίτερα για την παραλληλεπίπεδη και κυλινδρική κοιλοότητα, οι οποίες προσαρμόζονται καλύτερα στο γραμμικό σχήμα. Τέλος, τα αποτελέσματα των προκαταρκτικών μετρήσεων απέδειξαν την πρακτική χρησιμότητα της μεθοδολογίας σχεδίασης κοιλοτήτων και ανέδειξαν το ζήτημα της καταπίεσης συγκεκριμένων ιδιορυθμών, το οποίο στην περίπτωση των κυλινδρικών και σφαιρικών κοιλοτήτων αναμένεται να αποδειχθεί άκρως ωφέλιμο.

Η παρούσα μελέτη παρείχε το θεωρητικό υπόβαθρο και κατευθυντήριες γραμμές για ευρυζωνικές μετρήσεις αποδοτικότητας ακτινοβολίας άνευ συντονισμών κοιλοότητας. Υιοθέτησε μια συγκεντρωτική προσέγγιση για τη σχεδίαση παραλληλεπίπεδων, σφαιρικών και κυλινδρικών κοιλοτήτων Wheeler σταθερής γεωμετρίας. Η μελέτη αυτή είναι η πρώτη στη βιβλιογραφία της μεθόδου Wheeler Cap που παρέχει μια ενοποιημένη, ντετερμινιστική μεθοδολογία σχεδίασης και για τους τρεις βασικούς τύπους κοιλοτήτων, ανεξαρτήτως μεγέθους κεραίας και συχνότητας λειτουργίας. Η μεθοδολογία, η οποία είναι άμεσα επεκτάσιμη σε γραμμικές και τριδιάστατες κεραίες, βοηθά στην πρόγνωση του κατάλληλου τύπου και μεγέθους κοιλοότητας δεδομένης της AUT, καθώς και στην εκτίμηση του μετρήσιμου μεγέθους και εύρους ζώνης της κεραίας δεδομένης κάποιας διαθέσιμης κοιλοότητας.

## Σχετικές Δημοσιεύσεις

Στα πλαίσια της συγκεκριμένης ερευνητικής δραστηριότητας έχουν δημοσιευθεί μέχρι στιγμής οι επιστημονικές εργασίες [Σ21], [Σ22] και [Σ23] (βλ. σχετικά σελ. 381).



## Κεφάλαιο 8

# Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα

Οι εφαρμογές των ασύρματων δικτύων μικρο-αισθητήρων ποικίλουν έντονα, αλλά όλα τα WSNs ωφελούνται από μεγαλύτερη διάρκεια ζωής, μικρότερο μέγεθος και χαμηλότερο κόστος των κόμβων. Έχει σημειωθεί σημαντική πρόοδος στην κατεύθυνση υλοποίησης κόμβων μεγέθους μερικών χιλιοστών, αντί για μερικά εκατοστά που είναι η τρέχουσα νόρμα, αλλά ένα πλήθος σχεδιαστικών προκλήσεων παραμένει ανοικτό προς διερεύνηση. Πρωταρχική πρόκληση αποτελεί η ασύρματη ραδιοεπικοινωνία: για την υλοποίηση μικροσκοπικών αισθητήρων με μεγάλη διάρκεια ζωής, η αρχιτεκτονική συστήματος και όλα τα κυκλωματικά στοιχεία πρέπει να ανασχεδιαστούν εκ βάθρων με στόχους την υπερ-χαμηλή κατανάλωση ισχύος και την υψηλή συστημική ενεργειακή αποδοτικότητα. Η πρόσφατη πρόοδος σε κυκλώματα και συστήματα, σε συνδυασμό με τεχνικές υπό ανάπτυξη, ανοίγει το δρόμο για συσκευές τόσο μικρές, ώστε να καταστούν ικανές εφαρμογές WSN που ήταν ως τώρα αδύνατες, όπως π.χ. η καταγραφή σε πραγματικό χρόνο της ενδοφθάλμιας πίεσης ασθενών που πάσχουν από γλαύκωμα [52]. Η εφαρμογή αυτή αποτελεί χαρακτηριστικό παράδειγμα ενός συνόλου εφαρμογών, το οποίο επιβάλλει εξαιρετικά μικρά μεγέθη κόμβων, ακραίους προϋπολογισμούς ισχύος, ασύμμετρες προδιαγραφές επικοινωνίας, και εξαιρετικά χαμηλούς κύκλους καθήκοντος. Ο συνδυασμός αυτών των παραγόντων επιφέρει τρομακτικές προκλήσεις, αλλά δεν πρέπει να λησμονούμε ότι στις δυσκολίες κρύβονται ερευνητικές ευκαιρίες για τους σχεδιαστές κυκλωμάτων και συστημάτων. Κοιτάζοντας προς το μέλλον, οι τεχνολογικές εξελίξεις στη συγκομιδή ενέργειας, στα κυκλώματα διαχείρισης ενέργειας και στη ραδιοεπικοινωνία αποτελούν συναρπαστικές ερευνητικές περιοχές στο πεδίο των WSNs. Υπάρχει μια πλειάδα εφαρμογών σε *αναμονή*: οι εφαρμογές αυτές μαρτυρούν την ανάγκη υλοποίησης κόμβων μεγέθους μερικών χιλιοστών, οι οποίοι θα αντικαταστήσουν τους τωρινούς ογκώδεις, ακριβούς και ενεργοβόρους κόμβους. Οι νέοι μικροσκοπικοί κόμβοι θα παρέχουν στους τελικούς χρήστες τη δυνατότητα συλλογής πληθώρας δεδομένων από το περιβάλλον, και θα χαράξουν το δρόμο για την υλοποίηση της έννοιας της 'πανταχού παρούσας' ασύρματης τηλεπισκόπησης.

Στόχος της παρούσας Διατριβής ήταν η μελέτη, η σχεδίαση, η ανάπτυξη και ο πειραματικός χαρακτηρισμός κεραιών και στοιχειοκεραιών που προορίζονται για εφαρμογή στους

μικροσκοπικούς κόμβους των Ασύρματων Δικτύων Αισθητήρων. Η Διατριβή προήγαγε την τεχνολογία των συστημάτων κεραιών υψηλών συχνοτήτων, και απευθύνεται σε σύγχρονα και μελλοντικά δίκτυα ασύρματων και κινητών επικοινωνιών. Ισοδύναμα, τα δίκτυα αισθητήρων αντιμετωπίστηκαν υπό το πρίσμα της ηλεκτρομαγνητικής, μικροκυματικής, κυκλωματικής και συστημικής θεώρησης. Η συμβολή της Διατριβής αφορά στα ακόλουθα πεδία:

1. Σχεδίαση ηλεκτρικά μικρών κεραιών για μικρο-αισθητήρες και για πιο ασυνήθιστα ‘φορητά τεμαχικά’, όπως είναι οι μικροσκοπικοί δορυφόροι,
2. Τεχνικές σμίκρυνσης κεραιών, με έμφαση στην επαγωγική φόρτιση είτε από την τοπολογία της ίδιας της κεραίας, είτε με χρήση εγκοπών και σχισμών,
3. Οι κεραιές Ευκλείδειας, Φράκταλ και Αναλυτικής γεωμετρίας,
4. Οι κεραιές πολλαπλών στοιχείων ενσωματωμένες σε συμπαγή κινητά τεμαχικά, και πιο συγκεκριμένα σε κόμβους WSN,
5. Οι δομές ηλεκτρομαγνητικού και φωτονικού διακένου (EBG & PBG), με έμφαση στις δομές ατελούς επιπέδου γείωσης (*defected ground structure*, DGS),
6. Η καταπίεση της αμοιβαίας σύζευξης μεταξύ των στοιχείων σε πυκνά δομημένες στοιχειοκεραίες, και
7. Ο ευρυζωνικός χαρακτηρισμός της αποδοτικότητας ακτινοβολίας ηλεκτρικά μικρών και μεγάλων κεραιών με χρήση θωρακισμένων κοιλοτήτων Wheeler.

## 8.1 Συμπεράσματα και Καινοτομίες της Διατριβής

Στη συνέχεια συνοψίζονται τα κυριότερα συμπεράσματα και οι καινοτομίες που εισήγαγε η Διατριβή στην τεχνολογία κεραιών υψηλών συχνοτήτων.

**Κεραιές Αναλυτικής Γεωμετρίας:** Η αρχική μελέτη τυπωμένων μονοπολικών κεραιών Ευκλείδειας και Φράκταλ γεωμετρίας έδειξε ότι τα επιτεύξιμα όρια της σμίκρυνσής τους περιορίζονται από το φαινόμενο της φασικής επιτάχυνσης, το οποίο προκαλεί αυτο-βραχυκύκλωση του σώματος του κεραιοστοιχείου. Προκειμένου να δημιουργηθεί μια κλάση κεραιών που να διατηρεί τα πλεονεκτήματα αλλά όχι τα μειονεκτήματα των παραπάνω δύο οικογενειών, προτάθηκε στο Κεφάλαιο 3 η ανάπτυξη των κεραιών αναλυτικής γεωμετρίας. Αναπτύχθηκε αρχικά η ημιτονοειδής τυπωμένη κεραία. Η σχεδίαση οδηγήθηκε στο ημιτονοειδές σχήμα από δύο διαφορετικές οδούς: λείανση των γωνιών του τυπωμένου μαιάνδρου και προβολή της ελικοειδούς κεραίας σε επίπεδο που είναι παράλληλο με τον άξονά της. Το ημιτονοειδές μονόπολο είναι ενδογενώς ένας συμπαγής, ευρυζωνικός και ενεργειακά αποδοτικός ακτινοβολητής. Δόθηκε ιδιαίτερη βαρύτητα στην επίδραση του επιπέδου γείωσης, το οποίο, αντίθετα με αυτό που είναι ευρύτερα αντιληπτό, αποτελεί βασικό τμήμα του ακτινοβολητή. Η μελέτη των ιδιοτήτων του επιπέδου γείωσης οδήγησε στην εξαγωγή κανόνων σμίκρυνσης από κοινού για τα κεραιοστοιχεία και το επίπεδο γείωσης. Προτάθηκε επίσης ένας ευέλικτος συντελεστής

ποιότητας ο οποίος ανέλαβε να συγκεράσει και τις τρεις θεμελιώδεις ιδιότητες μιας κεραίας σε μία και μόνη βαθμωτή ποσότητα. Στη συνέχεια, παρουσιάστηκε η σχεδίαση και οι επιδόσεις της μονοπολικής κεραίας Chebyshev, η οποία συνδυάζει την επαγωγική με τη χωρητική φόρτιση. Οι κεραίες Chebyshev έδειξαν ότι η επιλογή διαφορετικής αναλυτικής έκφρασης για το κεραιοστοιχείο μπορεί να αποφέρει κέρδη για την απόκριση της κεραίας. Η οικογένεια των κεραιών αναλυτικής γεωμετρίας ολοκληρώθηκε με την εξίσου καινοτόμο, πολυζωνική κεραία Chirp. Οι γενικευμένες ημιτονοειδείς κεραίες Chirp ανάγουν σε τεχνική πολυζωνικότητας την ανομοιόμορφη επιφανειακή σάρωση των κεραιών Chebyshev και με αυτόν τον τρόπο εισάγουν την έννοια της *Αναλυτικής Αυθομοιότητας (analytical self-similarity)* στο πεδίο των κεραιών.

**Στοιχειοκεραίες και Αμοιβαία Σύζευξη:** Σε πυκνά δομημένες στοιχειοκεραίες, το πρόβλημα της αμοιβαίας σύζευξης είναι οξύτατο: πέρα από αύξηση του συντελεστή συσχέτισης μεταξύ των στοιχείων, προκαλεί απώλεια λειτουργικού εύρους ζώνης και μείωση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας κάθε στοιχείου. Με κίνητρο τα παραπάνω, το Κεφάλαιο 4 παρουσίασε μια καινοτομία στις τεχνικές καταπίεσης της αμοιβαίας σύζευξης. Η τεχνική είναι κυκλωματική, ενσωματώνεται εύκολα στο αναλογικό RF τμήμα του πομποδέκτη, και στοχεύει στην ενεργειακά αποδοτική επικοινωνία ανάμεσα στους κόμβους των ασύρματων δικτύων αισθητήρων. Συγκεκριμένα, σχεδιάστηκε μια δομή ατελούς επιπέδου γείωσης (DGS) η οποία καταλαμβάνει ελάχιστο χώρο πάνω στο τυπωμένο κύκλωμα και ενσωματώνεται ανάμεσα στα κεραιοστοιχεία. Η δομή αυτή προκαλεί διαταραχή της επιφανειακής ρευματικής κατανομής του επιπέδου γείωσης, τέτοια ώστε να εξαλείφει τα ρεύματα διαρροής στο επίπεδο γείωσης. Επί της ουσίας, το ζωνοδιάκενο της ατέλειας DGS μετασχηματίζεται σε ζωνοδιάκενο της αμοιβαίας σύζευξης και της συσχέτισης σημάτων. Η προταθείσα τεχνική ανακτά ταυτόχρονα και το λειτουργικό εύρος ζώνης που χάνεται λόγω αποσυντονισμού των στοιχείων. Αποδείχθηκε ότι η προτεινόμενη τεχνική συγκεντρώνει βασικά πλεονεκτήματα έναντι των υπάρχουσών τεχνικών, ενώ έχει μόνο ένα (ανεκτό) μειονέκτημα. Σημαντική συμβολή αποτελεί το γεγονός ότι ο αποσυζεύκτης DGS είναι ο ηλεκτρικά μικρότερος αποσυζεύκτης επιπέδου κεραίας που έχει εμφανιστεί μέχρι σήμερα στη βιβλιογραφία.

**Συμπαγείς Κεραίες Μικροσκοπικών Δορυφόρων:** Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάστηκε αναλυτικά η σχεδίαση μιας κυκλικά πολωμένης, ηλεκτρικά μικρής κεραίας μικροταινιακού καλύμματος για ένα διαφορετικό τύπο κινητού τερματικού: έναν pico-δορυφόρο τύπου CubeSat. Περιγράφηκε βήμα-βήμα η διαδικασία σχεδίασης για αυτήν την τόσο απαιτητική εφαρμογή, η οποία μας εξαναγκάζει σε σύμπτυξη της κεραίας στο 1/14 της ονομαστικής επιφάνειάς της. Το Κεφάλαιο 5 χρησιμεύει ως ένας συνοπτικός οδηγός σχεδίασης για μια συγκεκριμένη κατηγορία μικροταινιακών κεραιών: τις *επαγωγικά φορτισμένες μικροταινιακές κεραίες με περιφερειακές εγχοπές*.<sup>1</sup> Επεκτάθηκε η τεχνική φόρτισης με περιφερειακές εγχοπές διαφοροποιώντας τα μήκη των εγχοπών.

<sup>1</sup> Παρ' όλα αυτά, αρκετά θέματα σχεδίασης, ιδίως οι στρατηγικές ηλεκτρομαγνητικής μοντελοποίησης, είναι εφαρμόσιμα σε οποιοδήποτε τύπο μικροταινιακής κεραίας.



Με αυτόν τον τρόπο επιβάλλεται χωρική διαμόρφωση στην κατανομή των εγχοπών. Αποδείχθηκε ότι η ρύθμιση της χωρικής κατανομής των εγχοπών αποφέρει ακόμα μεγαλύτερη μείωση μεγέθους, ενώ ταυτόχρονα αποτελεί μέσο χειρισμού της εμπέδησης εισόδου. Η ανάλυση, η σχεδίαση και τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν κατέδειξαν τη δυσκολία υλοποίησης αλλά και τις ερευνητικές προκλήσεις μιας επίπεδης κεραίας για δορυφόρο “1U” CubeSat στο κάτω άκρο της ζώνης UHF. Οι περιορισμοί είναι πολλοί, και ο σχεδιαστής δύσκολα βελτιώνει μια ιδιότητα της κεραίας χωρίς να υποβαθμίσει σημαντικά κάποια άλλη. Οι προδιαγραφές του συστήματος μοιραία οδηγούν στη σχεδίαση μιας ηλεκτρικά μικρής κεραίας. Η κεραία προκύπτει τόσο μικρή, ώστε η συνολική ηλεκτρική επίδοσή της πάσχει σε όλους τους τομείς. Εντούτοις, η κεραία που σχεδιάστηκε για τον CubeSat είναι η ηλεκτρικά μικρότερη που έχει αναφερθεί ως τώρα στη βιβλιογραφία—τουλάχιστον σε επίπεδο εικονικού πρωτοτύπου, καθότι δεν κατέστη δυνατή η κατασκευή της μέχρι σήμερα λόγω αδυναμίας χειρισμού των υποστρωμάτων από τα εργαστήρια εκτύπωσης PCB της εγχώριας αγοράς.

**Ευρυζωνικές, Διζωνικές και Ηλεκτρικά Μικρές PIFAs:** Το Κεφάλαιο 6 ανέπτυξε την τέχνη της επαγωγικής φόρτισης των κεραίων ανεστραμμένης-F γεωμετρίας μέσα από την ενσωμάτωση Ευκλείδειων και Φράκταλ σχισμών και του εκφυλισμού των ρυθμών ανώτερης συχνότητας που εκείνη συνεπάγεται. Η τεχνική αυτή, χωρίς να αυξήσει σημαντικά το μέγεθος του κεραιοστοιχείου, κατάφερε σχεδόν να τετραπλασιάσει το λειτουργικό εύρος ζώνης στην περίπτωση των μονοζωνικών κεραίων, ενώ διατηρεί την ικανότητα πρόκλησης διζωνικότητας με ρυθμιζόμενη άνω ζώνη. Επειδή το εύρος ζώνης είναι ένα χαρακτηριστικό που μπορεί να θυσιαστεί προς όφελος της σμίχρυνσης, αυτή η σημαντική αύξησή του ισοδυναμεί με μία ακόμη τεχνική σμίχρυνσης για τυπωμένες κεραίες. Η τεχνική παρουσιάστηκε μέσα από έναν πλήρη οδηγό σχεδίασης. Οι διζωνικές PIFAs που σχεδιάστηκαν μπορούν επίσης να θεωρηθούν συμπαγείς, αν και δεν είναι ηλεκτρικά μικρές *per se*, αφού μέσω της διζωνικότητας επιτελούν το έργο δύο ή και τριών ξεχωριστών κεραίων. Ένα ακόμη σημαντικό στοιχείο που ανέδειξε η μελέτη των διζωνικών κεραίων είναι ότι το ανθροιστικό κλασματικό εύρος ζώνης μιας PIFA κινείται εντός στενών ορίων, και με τον εκφυλισμό των συντονισμών ο σχεδιαστής απλά κατανέμει ό,τι είναι διαθέσιμο από την ίδια την κεραία στις επιθυμητές περιοχές συχνοτήτων. Το Κεφάλαιο ολοκληρώθηκε με τη σχεδίαση της καινοτόμου, ηλεκτρικά μικρής, σύμμορφης, κυκλικής κεραίας ανεστραμμένης-F γεωμετρίας (CIFA). Η CIFA αφενός αποδεικνύει ότι μια κεραία μπορεί να σχεδιαστεί αποδοτικά με μόλις τρεις παραμέτρους, αφετέρου είναι μια τυπωμένη κεραία που καταφέρνει να πλησιάσει αρκετά κοντά στα θεμελιώδη όρια των συμπαγών κεραίων. Η CIFA αξιοποιεί στο έπακρο τη βασική αρχή σχεδίασης που αφορά στη δημιουργία ισχυρής ρευματικής κατανομής στα περιφερειακά τμήματα της διάταξης, και έτσι εκμεταλλεύεται στο μέγιστο βαθμό την επιφάνεια του PCB. Τέλος, το μοντέλο συστήματος της CIFA, όντας βασισμένο σε ρεαλιστικές υποθέσεις, οδήγησε σε ένα μοντέλο πρόβλεψης της απαιτούμενης συχνότητας μετάδοσης συναρτήσει του μεγέθους του κόμβου: όταν η τεχνολογία των κυκλωμάτων

VLSI ωριμάσει τόσο ώστε η επιφάνεια του κόμβου να είναι  $1 \text{ mm}^2$ , τότε η συχνότητα εκπομπής και λήψης των κόμβων θα πρέπει να εισέλθει στη χιλιοστομετρική περιοχή.

**Χαρακτηρισμός Ενεργειακής Αποδοτικότητας:** Η μέθοδος του θαλάμου Wheeler είναι η βέλτιστη λύση σε ένα δύσκολο πρόβλημα: τη μέτρηση της αποδοτικότητας ακτινοβολίας των συμπαγών κεραιών. Η μέθοδος Wheeler Cap βελτιώθηκε μέσα από μια ολιστική σχεδιαστική προσέγγιση για κοιλοότητες Wheeler σταθερής γεωμετρίας. Στόχος ήταν η πραγματοποίηση ευρυζωνικών μετρήσεων της αποδοτικότητας ακτινοβολίας τυπωμένων/επίπεδων κεραιών, οι οποίες να είναι κατά το δυνατόν απαλλαγμένες από το πρόβλημα των συντονισμών. Αναπτύχθηκε ένα αναλυτικό από κοινού μοντέλο συστήματος κεραιάς-κοιλοτήτας, το οποίο βοήθησε στη θεωρητική πρόβλεψη των ηλεκτρικών επιδόσεων των κοιλοτήτων σε ό,τι αφορά το φάσμα ιδιοσυχνοτήτων τους. Έτσι, υιοθετήθηκε μια συγκεντρωτική προσέγγιση για τη σχεδίαση παραλληλεπίπεδων, σφαιρικών και κυλινδρικών κοιλοτήτων. Η θεωρητική ανάλυση τελέστηκε για κενές κοιλοότητες, δηλαδή δεν έλαβε αρχικά υπόψη τη διαταραχή που επιφέρει στο φάσμα ιδιοσυχνοτήτων η τοποθέτηση της κεραιάς, και έδειξε ότι και οι τρεις τύποι κοιλοτήτων είναι ικανές για ευρυζωνικές μετρήσεις ηλεκτρικά μεγάλων κεραιών. Στην περίπτωση μέτρησης γραμμικών κεραιών, η μετρητική ικανότητα των κοιλοτήτων αυξάνεται σημαντικά. Αυτό ισχύει ιδιαίτερα για την παραλληλεπίπεδη και κυλινδρική κοιλοότητα, οι οποίες προσαρμόζονται καλύτερα στο γραμμικό σχήμα. Τέλος, τα αποτελέσματα των προκαταρκτικών μετρήσεων απέδειξαν την πρακτική χρησιμότητα της μεθοδολογίας σχεδίασης κοιλοτήτων και ανέδειξαν το ζήτημα της καταπίεσης συγκεκριμένων ιδιορυθμών, το οποίο στην περίπτωση των κυλινδρικών και σφαιρικών κοιλοτήτων αναμένεται να αποδειχθεί άκρως ωφέλιμο. Η μελέτη αυτή είναι η πρώτη στη βιβλιογραφία της μεθόδου Wheeler Cap που παρέχει μια ενοποιημένη, ντετερμινιστική μεθοδολογία σχεδίασης και για τους τρεις διαχωρίσιμους τύπους κοιλοτήτων, ανεξαρτήτως μεγέθους κεραιάς και συχνότητας λειτουργίας. Η μεθοδολογία, η οποία είναι άμεσα επεκτάσιμη σε γραμμικές και τριδιάστατες κεραιές, βοηθά στην πρόγνωση του κατάλληλου τύπου και μεγέθους κοιλοτήτας δεδομένης της AUT, καθώς και στην εκτίμηση του μετρήσιμου μεγέθους και εύρους ζώνης της κεραιάς δεδομένης κάποιας διαθέσιμης κοιλοτήτας. Επισημαίνεται ότι η συγκεκριμένη δραστηριότητα αποτελεί σημαντική καινοτομία για τα ελληνικά ερευνητικά δρώμενα: με βάση την τρέχουσα κατάσταση της βιβλιογραφίας, δεν υπάρχει δημοσιευμένη μελέτη από ελληνικό ερευνητικό φορέα που να περιγράφει την κατασκευή, βαθμονόμηση και χρήση τέτοιου είδους μετρητικής διάταξης.

## 8.2 Προτεινόμενα Θέματα Μελλοντικής Έρευνας

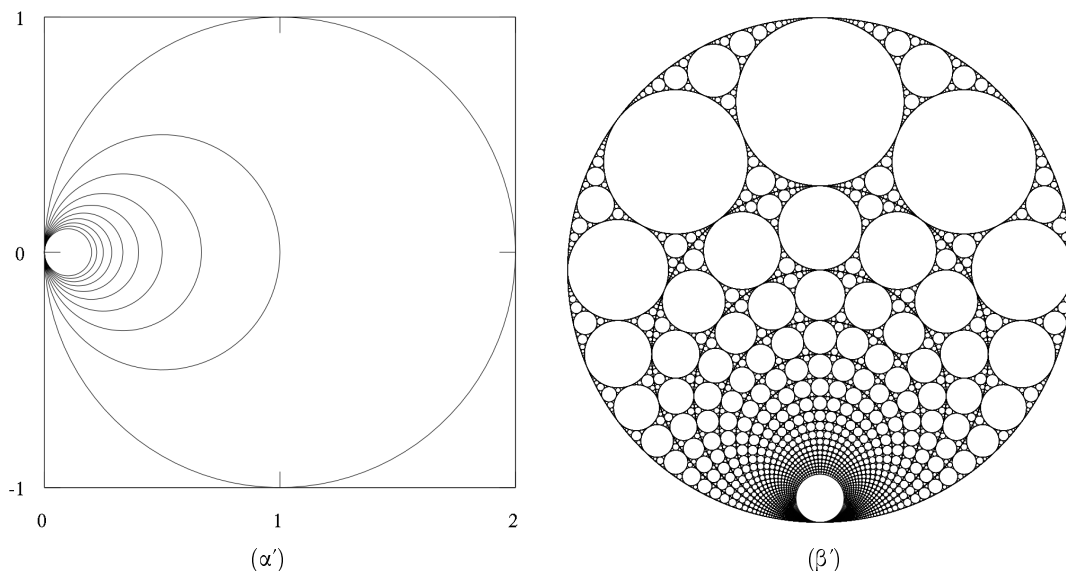
Η τεχνολογία των κεραιών παρέχει πλήθος από ενδιαφέροντα ερευνητικά θέματα τα οποία, είτε αποτελούν συνέχεια των δραστηριοτήτων της Διατριβής, είτε υφίστανται ως αυτόνομες ερευνητικές οντότητες του πεδίου των συμπαγών και ενεργειακά αποδοτικών κεραιών.

## Κεραίες Αναλυτικής Γεωμετρίας

Σε ό,τι αφορά στο πεδίο των κεραιών αναλυτικής γεωμετρίας, τρέχοντα και μελλοντικά θέματα διερεύνησης για τον συγγραφέα αποτελούν καταρχάς η πειραματική απόδειξη της λειτουργίας των κεραιών Chebyshev και Chirp. Στις κεραίες Chirp υπάρχει ακόμη το ζήτημα της H/M μοντελοποίησης και η ντετερμινιστική συσχέτιση των συχνοτήτων συντονισμού με τις χαρακτηριστικές διαστάσεις του κεραιοστοιχείου.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει, επίσης, η ταξινόμηση των ηλεκτρικών ιδιοτήτων των κυρτών μονοπόλων επί τη βάση του σχήματος του περιγράμματος του κεραιοστοιχείου (χωρική περιβάλλουσα). Ο συγγραφέας έχει ήδη ξεκινήσει την ταξινόμηση των μαιανδρικών μονοπόλων (*MLA taxonomy*) μελετώντας κυκλικές, τριγωνικές και ρομβοειδείς περιβάλλουσες. Επίσης, η οικογένεια των κυρτών μονοπόλων μπορεί να εμπλουτιστεί με κεραίες εμπνευσμένες από τα πολυώνυμα Legendre.

Το πεδίο των κεραιών αναλυτικής αυθομοιότητας μπορεί να εμπλουτιστεί με άκρως ενδιαφέρουσες δομές κεραιών. Για παράδειγμα, παρατηρώντας τον χάρτη Smith και απομονώνοντας νοητά τους κύκλους σταθερής αντίστασης, διαπιστώνουμε ότι εμφανίζει οιονεί αναλυτική αυθομοιότητα. Παρόμοια γεωμετρία που έχει αποτελέσει αντικείμενο έρευνας του κλάδου της Μαθηματικής Τοπολογίας είναι το λεγόμενο *Hawaiian Earring* (Χαβανέζικο Σκουλαρίκι), το οποίο απεικονίζεται στο Σχήμα 8.1α' και εμφανίζει ακριβή αναλυτική αυθομοιότητα. Το *Hawaiian Earring* μπορεί να χρησιμεύσει στη σχεδίαση βροχοκεραιών και σχισμοκεραιών που αποτελούνται από εναλλάξ μηνίσκους. Μια ακόμη ενδιαφέρουσα δομή είναι το Ένθετο Πλέγμα του Απολλώνιου<sup>2</sup> (*Nested Apollonian Gasket*) που φαίνεται στο Σχήμα 8.1β'. Το Απολλώνιο Πλέγμα είναι ένα εξαιρετικό υβρίδιο Φράκταλ και Αναλυτικής Αυθομοιότητας, αν και η H/M μοντελοποίησή του έχει προφανείς δυσκολίες.



Σχήμα 8.1: (α') *Hawaiian Earring*, (β') Ένθετο Πλέγμα του Απολλώνιου.

<sup>2</sup> Απολλώνιος ο Περργαίεύς, Έλληνας μαθηματικός, γεωμέτρης και αστρονόμος από την Πέργη της Παμφυλίας, έζησε κατά προσέγγιση στην περίοδο 262–190 π.Χ.

### Αποσύζευξη Συμπαγών Στοιχειοκεραίων

Η διασπορά ενός πλήθους καλώς αποκρινόμενων μονηρών κεραιοστοιχείων στη μεγαλύτερη δυνατή απόσταση πάνω στο κοινό επίπεδο γείωσης (κοινώς, στις τέσσερις γωνίες) [440] δεν αρκεί πλέον σαν τεχνική υλοποίησης συμπαγών συστημάτων πολλαπλών κεραιών. Μια περισσότερο ολιστική προσέγγιση απαιτείται προκειμένου να επιτευχθούν ικανοποιητικά χαρακτηριστικά απόκρισης της στοιχειοκεραίας. Πλήθος τεχνικών προκλήσεων εμφανίζονται καθώς ο συνδυασμός των κεραιοστοιχείων με το επίπεδο γείωσης γίνεται ηλεκτρικώς ολοένα μικρότερος [218]. Έτσι και στην περίπτωση της προτεινόμενης τεχνικής, περαιτέρω βελτίωση της ατέλειας απαιτείται: πρέπει να σχεδιαστεί ακόμα μικρότερη ώστε να καταστήσει εφικτή την ακόμα πυκνότερη δόμηση της στοιχειοκεραίας. Οι σχεδιαστές των πρωταρχικών δομών DGS [234, 235, 238, 239] πρότειναν στον συγγραφέα τη χρήση υποστρώματος υψηλότερης επιτρεπτότητας ως την αμεσότερη μέθοδο σμίκρυνσης της ατέλειας. Αν και σε κυκλώματα φίλτρων και ενισχυτών η μέθοδος όντως ενδείκνυται, εντούτοις η χρήση εκτεταμένης διηλεκτρικής φόρτισης σε κυκλώματα κεραιών πρέπει να αποφεύγεται, καθώς οδηγεί σε κεραίες με μεγαλύτερη συσσώρευση ενέργειας στο κοντινό πεδίο και χαμηλότερη αποδοτικότητα ακτινοβολίας. Θα ήταν επίσης χρήσιμο να ανακαλυφθούν τρόποι που θα κάνουν το ζωνοδιάκενο ακόμα ευρυζωνικότερο. Η λύση και στα δύο αυτά προβλήματα θα δοθεί τοπολογικά: καινοτόμες προ-φράκταλ και Ευκλείδειες τοπολογίες πρέπει να αναπτυχθούν. Επίσης, η αντιστάθμιση του μερικού αποσυντονισμού των στοιχείων της στοιχειοκεραίας δεν έχει ακόμη παρουσιαστεί: εδώ παραλήφθηκε χάριν συντομίας. Τέλος, η επέκταση του αποσυζεύκτη DGS σε στοιχειοκεραίες τριών και τεσσάρων στοιχείων βρίσκεται υπό εξέλιξη, και στοχεύει σε πιο σύνθετα συστήματα όπως οι δρομολογητές ασύρματων τοπικών δικτύων. Οι στοιχειοκεραίες τεσσάρων στοιχείων είναι περισσότερο επιθυμητές σε εφαρμογές συστημάτων MIMO, επειδή μπορούν να αξιοποιήσουν καλύτερα τους βαθμούς ελευθερίας ενός πραγματικού περιβάλλοντος διάδοσης που χαρακτηρίζεται από πολλαπλούς σχεδαστές [441]. Μια ακόμη πιο φιλόδοξη δραστηριότητα, η οποία στοχεύει ξανά τους μικρο-αισθητήρες, είναι η υλοποίηση ηλεκτρικά μικρών αποσυζευγμένων στοιχειοκεραίων τριών και τεσσάρων στοιχείων. Για το σκοπό αυτό, απαιτείται να διαταχθούν π.χ. 4 στοιχεία και 3 αποσυζεύκτες σε επιφάνεια με διαστάσεις μικρότερες από 27 mm × 27 mm.

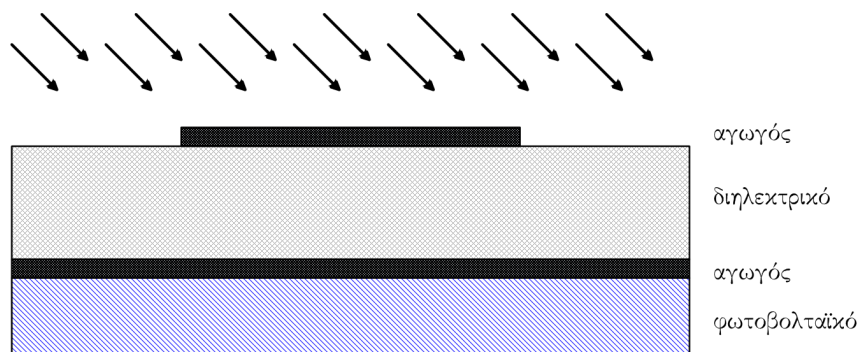
### Αναισθησία στις Διαστάσεις του Επιπέδου Γείωσης

Στα Κεφάλαια 3 και 4 δόθηκε ιδιαίτερη προσοχή στη μελέτη της επίδρασης του μεγέθους του επιπέδου γείωσης, μιας και η γείωση είναι κρίσιμο τμήμα του συνολικού ακτινοβολητή. Η ευαισθησία της ηλεκτρικής απόκρισης στο μέγεθος του GNDP επιφέρει δυσκολίες στην επαναχρησιμοποίηση ήδη σχεδιασμένων κεραιοστοιχείων σε διαφορετικούς μικρο-αισθητήρες. Ο αποσυζεύκτης DGS έχει τη δυνατότητα να αποδειχθεί χρήσιμος στην αποσύζευξη της ηλεκτρικής συμπεριφοράς της κεραίας από το μέγεθος του επιπέδου γείωσης: δύο ατέλειες DGS χαράσσονται εκατέρωθεν της μικροταινίας που τροφοδοτεί την κεραία με τον μακρύτερο άξονά τους κάθετο στη διεύθυνση της μικροταινίας. Οι ατέλειες μπλοκάρουν τη ροή του ρεύματος κατά μήκος του GNDP κι έτσι οδηγούν σε κεραιόσύστημα που δεν 'αισθάνεται'

πλέον τις μεταβολές των διαστάσεων της γείωσης, και ιδίως του μήκους.

### Διαφανείς Κεραίες Μικροσκοπικών Δορυφόρων

Τα τελευταία χρόνια οι πιο εντυπωσιακές εξελίξεις στον τομέα των δορυφορικών επικοινωνιών αφορούν στους μικροσκοπικούς δορυφόρους και στα συνεργατικά δίκτυα που εκείνοι μπορούν να σχηματίσουν όντας σε τροχιά. Οι μικροσκοπικοί δορυφόροι έχουν και μικροσκοπικό chassis, συνεπώς η εξωτερική επιφάνειά τους είναι πολύ περιορισμένη. Το τελικό αποτέλεσμα είναι ότι υπάρχει μεγάλος ‘ανταγωνισμός’ ανάμεσα στις κεραίες που φέρει πάνω του ο δορυφόρος και στους ηλιακούς συλλέκτες. Ένας τρόπος να λυθεί το πρόβλημα χώρου είναι να δημιουργηθεί μια δομή στοίβας, δηλαδή να εκμεταλλευτούμε την 3η διάσταση. Η δομή με τους συλλέκτες τοποθετημένους πάνω από τις κεραίες έχει προταθεί ήδη από το 1994 από ομάδα Ιαπώνων μηχανικών. Είναι άγνωστο αυτή τη στιγμή αν η μέθοδός τους εφαρμόστηκε ποτέ σε δορυφορική αποστολή, καθώς βιβλιογραφική συνέχεια δεν υπήρξε. Σε κάθε περίπτωση, τα τελευταία 10 χρόνια έχει αρχίσει να συγκεντρώνει μεγάλο ενδιαφέρον η αντίστροφη δομή στοίβας, η οποία απεικονίζεται στο Σχήμα 8.2.



**Σχήμα 8.2:** Δομή στοίβας με κεραία μικροταινιακού καλύμματος τοποθετημένη πάνω σε ηλιακό συλλέκτη. Το ηλιακό φως πρέπει να διατρέξει τρία στρώματα υλικού για να φτάσει στο συλλέκτη, διατηρώντας συνολικό συντελεστή διαπερατότητας ίσο με 80%.

Το Σχήμα 8.2 δείχνει μια μικροταινιακή κεραία τοποθετημένη πάνω από ένα τμήμα φωτοβολταϊκού στοιχείου. Σε αυτήν τη διάταξη η εκπομπή και λήψη ραδιοκυμάτων από την κεραία δεν επηρεάζεται καθόλου από την παρουσία του φωτοβολταϊκού. Από την άλλη, για να φτάσει το ηλιακό φως στο φωτοβολταϊκό στοιχείο θα πρέπει να διαπεράσει 3 στρώματα—δύο αγωγίμα και ένα διηλεκτρικό. Ο συντελεστής διαπερατότητας της εν σειρά τοποθέτησης των τριών αυτών στρωμάτων θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 80% ώστε να μην επηρεαστεί η αποδοτικότητα μετατροπής του ηλιακού συλλέκτη. Για το διηλεκτρικό υπόστρωμα της κεραίας μια προφανής αρχική επιλογή είναι το απλό γυαλί: έχει διηλεκτρική σταθερά  $\epsilon_r^{\text{glass}} = 3.5 \div 10$  ανάλογα με τη σύστασή του, αλλά ταυτόχρονα έχει και υψηλή εφαιπτομένη απωλειών, οπότε είναι κατάλληλο μόνο σαν *proof-of-concept*. Η κατάσταση είναι πιο περίπλοκη στα δύο αγωγίμα στρώματα. Οι παράμετροι που πρέπει να ληφθούν υπόψη για την υλοποίηση διάφανων κεραίων είναι:

1. Η διαπερατότητα του αγωγίμου υλικού στα μήκη κύματος της ηλιακής ακτινοβολίας τα οποία εκμεταλλεύονται οι ηλιακοί συλλέκτες,

## Κεφάλαιο 8. Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα

2. Η ειδική αγωγιμότητα του αγώγιμου υλικού, και
3. Το πάχος εναπόθεσης του αγώγιμου υλικού πάνω στο υπόστρωμα (*deposition thickness*).

Η βιβλιογραφική μελέτη έδειξε ότι τα αγώγιμα υλικά που αφορούν στις συγκεκριμένες εφαρμογές ανήκουν στην οικογένεια των οπτικά διαφανών αγωγών (*transparent conductors*, TCs). Οι διαφανείς αγωγοί βρίσκουν ευρεία εφαρμογή σε επίπεδες τηλεοράσεις, οθόνες αφής, φωτοβολταϊκά κελιά και στην Η/Μ θωράκιση. Το υλικό που επιλέγεται στις περισσότερες περιπτώσεις είναι οξειδίο του ινδίου νοθευμένο με κασσίτερο (tin-doped Indium oxide,  $\text{In}_2\text{O}_3/\text{Sn}$ , συντομογρ. 'ITO'), το οποίο είναι ακριβό λόγω της μικρής διαθεσιμότητας σε ίνδιο. Το ITO υπάγεται στην ευρύτερη κατηγορία των *transparent conducting oxides* (TCOs). Σημαντικά μέλη της κατηγορίας είναι τα υλικά

1. Οξειδίο του ψευδαργύρου νοθευμένο με αλουμίνιο:  $\text{ZnO}/\text{Al}$ , "AZO",
2. Οξειδίο του καδμίου νοθευμένο με ίνδιο, και
3. Οξειδίο του κασσίτερου νοθευμένο με φθόριο: "FTO".

Χωρίς τη νόθευση, τα παραπάνω οξείδια είναι ημιαγώγιμα. Άλλες επιλογές για TCs είναι τα λεπτά φύλλα αργύρου, χρυσού και νιτριδίου του τιτανίου.

Μεγάλο ενδιαφέρον για τη σχεδίαση οπτικά διαπερατών δορυφορικών κεραιών εμφανίζουν τα διαφανή αγώγιμα πολυμερή (*transparent conducting polymers*, TCPs), τα οποία μπορούν να διαθέτουν και μαγνητικές ιδιότητες. Η βιβλιογραφική αναζήτηση απέδωσε μόλις εννέα κεραιοδιατάξεις βασισμένες σε αγώγιμα πολυμερή. Από αυτές, η πρώτη εμφανίστηκε το 2002, και οι υπόλοιπες καλύπτουν την περίοδο 2006–10. Προκειμένου να δύναται να ξεκινήσει μια σχεδίαση κεραίας σε κάποια δεδομένη συχνότητα λειτουργίας, το βασικό ζητούμενο είναι η εξασφάλιση ικανής αγωγιμότητας. Από αυτήν προκύπτει το επιδερμικό βάθος, και κατά συνέπεια το πάχος εναπόθεσης, το οποίο επηρεάζει την οπτική διαπερατότητα. Από μια πρόχειρη βιβλιογραφική έρευνα διαπιστώθηκε ότι έχουν αναφερθεί αγώγιμα πολυμερή τα οποία εμφανίζουν αγωγιμότητα στην περιοχή  $\sigma_{\text{TCP}} = (0.4 \div 1.0) \times 10^3 \text{ S/cm}$ , το οποίο είναι σίγουρα θετική ένδειξη. Μάλιστα, αναφέρεται ότι η μέγιστη αγωγιμότητα μέχρι σήμερα έχει επιτευχθεί από το νοθευμένο πολυακετυλένιο και ισούται με  $\sigma_{\text{PAC}} = 80 \times 10^3 \text{ S/cm}$ . Η τιμή αυτή είναι ισοδυναμεί με 13.7% IACS (!), αλλά δεν είναι γνωστό αν το συγκεκριμένο πολυμερές είναι διαφανές.

### Πειραματικός Χαρακτηρισμός Αποδοτικότητας Ακτινοβολίας

Η μέτρηση της  $n_{\text{rad}}$  μέσω  $\text{WCap}$  είναι διαφορετική μέτρηση, δηλαδή συγκρίνει δύο διαφορετικές καταστάσεις της ίδιας κεραίας. Κατά συνέπεια, έχει μεγάλη σημασία να γίνει σωστά και η μέτρηση της αντίστασης εισόδου σε συνθήκες ελευθέρου χώρου. Για να είναι η μέτρηση ακριβής και επαναλήψιμη, δε θα πρέπει να προκαλούνται παρεμβολές από την παρουσία ανθρώπων και αντικειμένων (ιδίως αγώγιμων) σε μικρή απόσταση. Σε εργαστηριακό περιβάλλον αυτό δεν

είναι εύκολο να συμβεί. Για το λόγο αυτό, θα αναπτυχθεί ένας επιτραπέζιος, θωρακισμένος θάλαμος (*table-top anechoic chamber*, TTAC), ο οποίος στα εσωτερικά τοιχώματά του θα φέρει επένδυση από πυραμιδοειδείς απορροφητές. Δεδομένου ότι απορροφητές με ικανοποιητική ανακλαστικότητα στο 1 GHz έχουν ύψος 10 cm, είναι εφικτή η κατασκευή μιας τέτοιας κυβικής διάταξης με πλευρά 35–65 cm. Η συγκεκριμένη ανηχωική διάταξη δε θα μπορούσε ποτέ να αντικαταστήσει έναν FAC για μετρήσεις διαγράμματος ακτινοβολίας και κέρδους. Θα χρησιμεύει για την ακριβή μέτρηση της εμπέδησης εισόδου των κεραιών που κατασκευάζονται στο ΕΚΡ/ΕΜΠ.

Η θεωρητική ανάλυση της μεθόδου Wheeler Cap τελέστηκε για κενές κοιλότητες, συνεπώς δεν ελήφθη υπόψη στα αρχικά στάδια της μελέτης η διαταραχή που επιφέρει στο φάσμα ιδιοσυχνοτήτων η τοποθέτηση της κεραίας: αυτό αποτελεί αντικείμενο τρέχουσας ερευνητικής δραστηριότητας. Τρία ακόμη θέματα συνεχιζόμενης έρευνας είναι: (α') η πειραματική επικύρωση των αναλυτικών και αριθμητικών ευρημάτων ιδίως στην περίπτωση των σφαιρικών κοιλιοτήτων, όπου η πιθανή καταπίεση των TM ρυθμών υπόσχεται σημαντικά βελτιωμένη μετρητική ικανότητα, (β') ο πειραματικός υπολογισμός του εύρους ζώνης στο οποίο οι συντονισμοί επηρεάζουν την ακρίβεια της μεθόδου Wheeler Cap, (γ') ο χαρακτηρισμός των απωλειών της κοιλότητας, ώστε να καταστεί δυνατή η ευρυζωνική βαθμονόμησή της και η βελτίωση της ακρίβειας της μεθόδου, και (δ') μελέτη της μετρητικής ικανότητας του ελλειπτικού κυλίνδρου. Η ελλειπτική κυλινδρική κοιλότητα είναι εύκολα υλοποιήσιμη και το σχήμα της είναι στην ουσία ένα υβρίδιο της παραλληλεπίπεδης και της κυκλικής κυλινδρικής.

Επίσης, θα ερευνηθεί η εξής ενδιαφέρουσα εφαρμογή του WCap: ανίχνευση του πόσο καλοί ακτινοβολητές είναι μικροκυματικά συστήματα τα οποία δε θα έπρεπε κανονικά να ακτινοβολούν, όπως π.χ. επίπεδα μικροταινιακά φίλτρα. Για το σκοπό αυτό θα μπορούσε να αναπτυχθεί ξεχωριστός WCap με δύο αναμονές (συνδετήρες) ομοαξονικού καλωδίου, ώστε να μπορούν να τροφοδοτηθούν δίθυρα δίκτυα μικρού μεγέθους. Το δίθυρο δίκτυο μπορεί κάλλιστα να μελετηθεί ως μονόθυρο τερματίζοντας τη 2η θύρα στα 50 Ω. Κατάλληλες κοιλότητες για την εφαρμογή είναι οι παραλληλεπίπεδες, οι κυλινδρικές Τύπου Β και οι ελλειπτικοί κύλινδροι. Θα χρειαστεί εδώ και θεωρητική μελέτη, για να διευκρινιστεί αν η υπάρχουσα ανάλυση επαρκεί για μη-ακτινοβολούντα συστήματα.

Τέλος, ένα πολύ ενδιαφέρον θέμα έρευνας είναι η ανάπτυξη μεθοδολογίας μέτρησης της αποδοτικότητας ακτινοβολίας στον θάλαμο Gigahertz Transverse Electro-Magnetic (GTEM) που διαθέτει το ΕΚΡ/ΕΜΠ. Ο πυραμιδοειδής θάλαμος GTEM είναι μια παραλλαγή του βασικού θαλάμου TEM με μεγαλύτερες δυνατότητες μέτρησης και χαρακτηρισμού ηλεκτρονικών συσκευών σε υψηλές συχνότητες. Χαρακτηρίζεται, ως προς την αρχή λειτουργίας του, από ένα βαθμιαίο ομοαξονικό κυματοδηγό τροφοδοτούμενο από ομοαξονική γραμμή μεταφοράς που συνδέεται στην κορυφή της πυραμίδας. Οι θάλαμοι GTEM χρησιμοποιούνται εκτεταμένα για τη διεξαγωγή μετρήσεων χαρακτηρισμού ηλεκτρονικού εξοπλισμού είτε ως προς την ατρωσία (*immunity testing*) σε Η/Μ παρεμβολές, είτε ως προς την εκπομπή ανεπιθύμητων σημάτων και την πρόκληση παρεμβολής σε παρακείμενες διατάξεις (*emission testing*).

Ο θάλαμος του ΕΚΡ/ΕΜΠ είναι ένας GTEM 750 της εταιρείας TESEQ, Berlin, Germany. Οι εσωτερικές διαστάσεις του είναι  $3.95 \times 2.02 \times 1.95 \text{ m}^3$ . Οι μέγιστες προδιαγραφόμε-

μενες διαστάσεις της AUT είναι  $62 \times 62 \times 49 \text{ cm}^3$ , αλλά για καλύτερη ακρίβεια μετρήσεων πρέπει να περιοριστούν σε  $45 \times 45 \times 22 \text{ cm}^3$ . Ο μετρήσιμος όγκος παρέχει άφθονο χώρο για την τοποθέτηση κεραιών οι οποίες λειτουργούν σε συχνότητες  $f \geq 0.9 \text{ GHz}$ . Το κάτω άκρο συχνοτήτων για ηλεκτρικά μικρές κεραιές ενδέχεται να φτάσει μέχρι τα  $0.25 \text{ GHz}$ . Η μεθοδολογία που θα αναπτυχθεί στα πλαίσια της παρούσας δραστηριότητας σχετίζεται με τη μέθοδο υπολογισμού της TRP, αλλά δε θα έχει τις ίδιες απαιτήσεις σε εξοπλισμό. Η δυνατότητα γρήγορου και ακριβούς υπολογισμού της TRP μιας κεραιάς έχει αγνοηθεί ως τώρα από την ερευνητική κοινότητα, παρά το γεγονός ότι η TRP είναι δύσκολο να υπολογιστεί με άλλες μεθόδους και μετρητικές διατάξεις. Επί τη βάση της θεωρητικής ανάλυσης που θα γίνει, θα θεμελιωθεί αρχικά ότι η τάση που μετράται στην κορυφή του θαλάμου GTEM (για μικρό αριθμό γωνιών περιστροφής της AUT) είναι αρκετή για να υπολογιστεί η συνολικά ακτινοβολούμενη ισχύς της κεραιάς (TRP). Η μέθοδος θα στηριχτεί στην αναπαράσταση μιας ηλεκτρικά μικρής πηγής ακτινοβολίας μέσω ενός συνδυασμού των τριδιάστατων μιγαδικών διανυσμάτων της ηλεκτρικής και μαγνητικής ροπής. Θα γίνει προσπάθεια να καταδειχτεί η εξής βασική προϋπόθεση: η καταγραφόμενη τάση στην κορυφή, άρα και η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς, μπορούν να προκύψουν σαν αποτέλεσμα της σύζευξης των δύο ισοδύναμων ροπών της μικρής κεραιάς με το βασικό *quasi-TEM* ρυθμό που διαδίδεται μέσα στο θάλαμο.

## Κεραίες Σύνθετου Πεδίου

Οι κεραιές σύνθετου πεδίου (*compound-field antennas*, CFAs) είναι γνωστές και ως πηγές ακτινοβολίας Huygens. Η ονομασία τους προέρχεται από το γεγονός ότι διεγείρουν ταυτόχρονα δύο ρυθμούς ακτινοβολίας στην ίδια συχνότητα, έναν ρυθμό TM και έναν TE. Στην απλούστερη μορφή της, μια CFA υλοποιείται από ένα γραμμικό δίπολο παράλληλο με τον άξονα  $z$  και μία βροχοκεραία στο επίπεδο  $yz$ . Τα κέντρα φάσης πρέπει να συμπίπτουν. Επίσης, τα δύο κεραιοστοιχεία πρέπει να ακτινοβολούν σαν ένα, και όχι σαν δύο ξεχωριστές κεραιές. Για να επιτευχθεί αυτό, θα πρέπει τα ρεύματα τροφοδοσίας να βρίσκονται σε ορθογωνική φάση ( $\Delta\phi = 90^\circ$ ). Η διαφορά φάσης δεν έχει να κάνει σε τίποτα με κυκλική πόλωση: η κεραία που μόλις περιγράφηκε είναι γραμμικά πολωμένη.

Το πεδίο των κεραιών CFA είναι εντελώς ανοιχτό σε διδακτορική και μεταδιδακτορική έρευνα: ο σχετικός βιβλιογραφικός όγκος είναι πρακτικά μηδενικός. Έχει γίνει σημαντική βιομηχανική έρευνα, η οποία όμως θα παραμείνει αδημοσίευτη λόγω απορρήτου. Οι κεραιές CFA λύνουν σε μεγάλο βαθμό το πρόβλημα των συμπαγών κεραιών συνολικά. Οι συμπαγείς κεραιές είναι κακοί ακτινοβολητές γιατί χαρακτηρίζονται από μεγάλο συντελεστή ποιότητας,  $Q$ . Ο μεγάλος  $Q$  προκαλείται από την αποθήκευση ενέργειας στο κοντινό πεδίο της κεραιάς: οι κεραιές που διεγείρουν μόνο έναν ρυθμό TM ή έναν ρυθμό TE παγιδεύουν το σύνολο της ενέργειας μαγνητικού ή ηλεκτρικού πεδίου στο κοντινό πεδίο τους και ακτινοβολούν μέρος της άλλης. Οι κεραιές CFA ακτινοβολούν μέρος και από τις δύο ενέργειες, συνεπώς δύνανται να πετύχουν πολύ χαμηλότερους συντελεστές ποιότητας και να συντρίψουν τα υπάρχοντα θεμελιώδη κάτω και άνω όρια των ηλεκτρικά μικρών κεραιών.

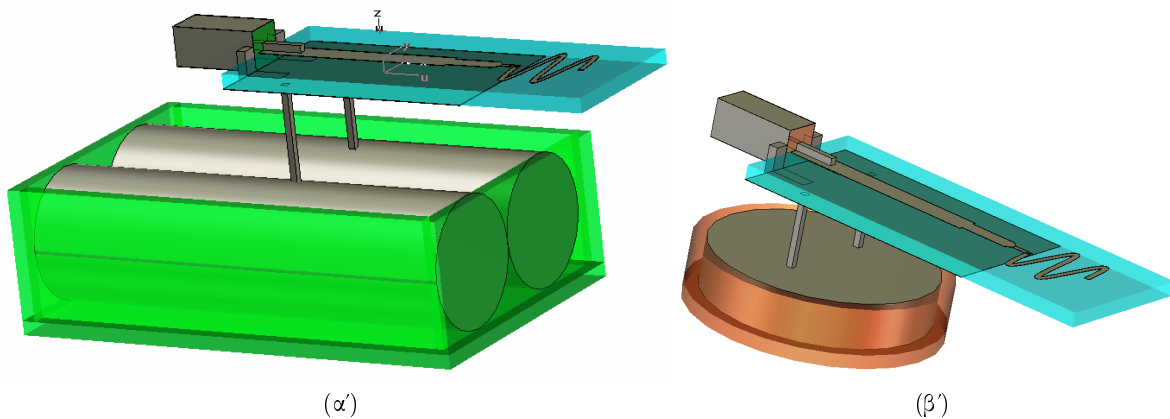
Το σημαντικότερο ερευνητικό πρόβλημα δεν είναι η σχεδίαση των κεραιοστοιχείων, αλλά



του δικτύου τροφοδοσίας τους. Το δίκτυο θα είναι ένα είδος υβριδικού συζεύκτη ο οποίος θα διατηρεί σταθερή τη διαφορά φάσης  $\Delta\phi = 90^\circ$  μεταξύ του ηλεκτρικού και του μαγνητικού διπόλου κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες. Ο συζεύκτης θα πρέπει να το πετυχαίνει αυτό όντας συμπαγής, υλοποιημένος σε οικονομική τεχνολογία, και κυρίως ευρυζωνικός. Το εύρος ζώνης διατήρησης της διαφοράς φάσης θα είναι το τελικό εύρος ζώνης όλου του ακτινοβολητή. Στη σχεδίαση του κυκλώματος τροφοδοσίας θα χρειαστεί να εφαρμοστούν και τεχνικές Αυτομάτου Ελέγχου, καθότι φαίνεται να είναι από χρήσιμη έως απαραίτητη η παρακολούθηση και διόρθωση της ολίσθησης της διαφοράς φάσης.

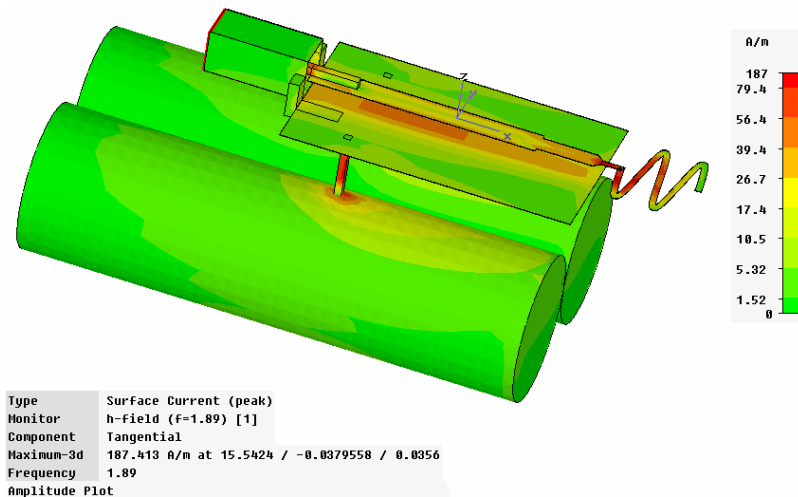
### Επίδραση Σκεδαστών στο Κοντινό Πεδίο

Η παρουσία αγωγίμων σκεδαστών στο κοντινό πεδίο της κεραίας είναι ιδιαίτερα προβληματική, αφού επηρεάζει την ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά και αλλοιώνει την αντίσταση εισόδου και το διάγραμμα ακτινοβολίας. Στην περίπτωση των μικρο-αισθητήρων, η τροφοδοσία των ηλεκτρονικών συστημάτων με DC τάση και ρεύμα από συσσωρευτές (μπαταρίες) εισάγει στο κοντινό πεδίο έναν ιδιαίτερα ογκώδη μεταλλικό σκεδαστή, ο οποίος συνδέεται γαλβανικά με το PCB. Στο Σχήμα 8.3 απεικονίζονται τα H/M μοντέλα του PCB της ημιτονοειδούς κεραίας 4ης επανάλυψης με τοποθετημένους κάτω από το GNDP δύο υποδοχείς για μπαταρίες μεγέθους AA και CR2450. Οι μπαταρίες AA έχουν μοντελοποιηθεί ως κύλινδροι ύψους 34 mm και διαμέτρου 7 mm, ενώ η κομβιοειδής μπαταρία CR2450 μοντελοποιήθηκε ως κύλινδρος ύψους 5 mm και διαμέτρου 24.5 mm.



**Σχήμα 8.3:** Το H/M μοντέλο ενός μικρο-αισθητήρα σε συνδυασμό με μπαταρία μεγέθους (α') 2×AA, και (β') CR2450.

Από τη ρευματική κατανομή του Σχήματος 8.4 φαίνεται αμέσως πώς ο ογκώδης σκεδαστής αλλοιώνει τη συμπεριφορά της κεραίας και γίνεται και ο ίδιος μέρος του μηχανισμού ακτινοβολίας, προεκτείνοντας τεχνητά το επίπεδο γείωσης της κεραίας. Το συμπέρασμα είναι ότι η φύση του σχεδιαστικού προβλήματος ενίοτε επιβάλλει να ληφθούν υπόψη κατά τη μοντελοποίηση και προσομοίωση οι σημαντικοί σκεδαστές στο κοντινό πεδίο της κεραίας. Η μελέτη της επίδρασής τους θα πρέπει να συνοδεύεται και από τεχνικές αντιμετώπισης, όπως π.χ. η σχεδίαση κεραιών που είναι αναισθητες στο μέγεθος του επιπέδου γείωσης.



Σχήμα 8.4: Επιφανειακή ρευματική κατανομή της ημιτονοειδούς κεραίας 4ης επανάληψης @ 1.89 GHz. Παρατηρείστε πώς εξαπλώνεται το ρεύμα και επάνω στις μπαταρίες.

### Κεραίες Υγρής Κατάστασης

Το 2005 υπήρξαν αναφορές από την κοινότητα των ραδιοερασιτεχνών για την υλοποίηση κεραίας από πίδακα θαλασσινού νερού. Ραδιοερασιτέχνες από το San Diego, CA, USA, κατασκεύασαν πλωτή αντλία νερού η οποία σχηματίζει κατακόρυφο πίδακα μεταβλητού ύψους μέσω ρύθμισης της πίεσης εξόδου. Το σήμα από την κεραία προς τον πομποδέκτη συζεύχθηκε επαγωγικά με πηνίο που περιέβαλλε τον πίδακα. Προκειμένου να αναπτύξει η κεραία ικανή αντίσταση ακτινοβολίας, τοποθετήθηκε κοντά στο σημείο τροφοδοσίας ένας τοροειδής, ισχυρός, μόνιμος μαγνήτης, δηλαδή έγινε σμίκρυνση της κεραίας με κεντρική επαγωγική φόρτιση. Το σύστημα που περιγράφηκε μόλις είναι μια λειτουργική κεραία υγρής κατάστασης στις ζώνες HF και VHF. Η διάταξη λειτουργεί αξιόπιστα σε βαθμό που 'ανάγκασε' το US Navy να εξαγοράσει την πατέντα των ραδιοερασιτεχνών. Οι κεραίες υγρής κατάστασης ανοίγουν το πεδίο σε ένα πλήθος εφαρμογών: πλέον, από τα *ad hoc* δίκτυα περνάμε στην εποχή των *ad hoc* κεραίων. Το σχήμα, οι ηλεκτρικές ιδιότητες και η ίδια η ύπαρξη της κεραίας γίνονται πλέον 'εύπλαστα υλικά' στα χέρια του σχεδιαστή. Η επιτυχία των υγρών ακτινοβολητών είναι άμεση συνάρτηση της αγωγιμότητας και των απωλειών του διαλύματος που σχηματίζει την κεραία. Συναφές αντικείμενο είναι οι κεραίες μεταλλικών αφρών (*metallized foams*), οι οποίες αρχικά είναι σε αφρώδη κατάσταση, αλλά η τελική μορφή τους είναι στερεή.



*Κεφάλαιο 8. Συμπεράσματα και Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα*

## Παράρτημα Α΄

# Λογισμικό Ηλεκτρομαγνητικής Μοντελοποίησης και Προσομοίωσης

Στην εποχή μας, οι μηχανικοί κεραιών βασίζονται σε άκρως εξειδικευμένους επιλύτες ηλεκτρομαγνητικού πεδίου πλήρους κύματος για να αναπτύξουν και να βελτιστοποιήσουν τις σχεδιάσεις τους. Η ανάλυση και βελτιστοποίηση με τη βοήθεια υπολογιστή (*computer-aided design*, CAD) έχουν αντικαταστήσει τη διαδικασία των επαναληπτικών πειραματικών τροποποιήσεων της αρχικής δομής [442]: διανύουμε, πλέον, την εποχή των εικονικών πρωτοτύπων (*virtual prototyping*). Η λειτουργία των Η/Μ επιλυτών βασίζεται στην αριθμητική επίλυση των εξισώσεων Maxwell σε ολοκληρωτική ή διαφορική μορφή. Η υποκείμενη υπολογιστική μηχανή επηρεάζει σημαντικά την αποδοτικότητα και την ακρίβεια με την οποία αναλύεται κάθε επιλυτέα δομή. Παρ' όλα αυτά, η αγορά των εμπορικά διαθέσιμων Η/Μ επιλυτών έχει στρέψει την προσοχή της από τα θεμελιώδη θεωρητικά ζητήματα σε θέματα όπως η ευκολία χρήσης και η κάθετη ολοκλήρωση κυκλωματικών, Η/Μ και συστημικών επιλυτών. Επομένως, οι χρήστες τέτοιων υπολογιστικών εφαρμογών ενδέχεται να έχουν τη λανθασμένη εντύπωση ότι κάθε δεδομένος επιλύτης είναι αυτομάτως κατάλληλος για να επιλύσει οποιονδήποτε τύπο προβλήματος με αυθαίρετη ακρίβεια. Κάτι τέτοιο, φυσικά, δεν ισχύει.

Ύστερα από πολύμηνη και ενδελεχή έρευνα της αγοράς, συλλογή πληροφοριών από την ερευνητική κοινότητα και συγκερασμό πολλών παραγόντων που επηρέασαν την τελική επιλογή, ο συγγραφέας κατέληξε στην υπολογιστική πλατφόρμα CST Microwave Studio της εταιρείας Computer Simulation Technology AG [152, 443–456]. Τα κριτήρια επιλογής ήταν:

1. Οι ιδιότητες της υπολογιστικής μηχανής σε αυστηρή συνάρτηση με το είδος των μικροκυματικών δομών που επρόκειτο να αναπτυχθούν και τα υλικά που τις αποτελούν (καταλληλότητα επιλύτη),
2. Η διαθεσιμότητα περισσότερων του ενός επιλυτών στην ίδια υπολογιστική πλατφόρμα,
3. Οι απαιτήσεις του αριθμητικού αλγορίθμου σε υπολογιστική ισχύ και μνήμη,

4. Η φήμη του επιλύτη στην ερευνητική κοινότητα και το ιστορικό επιτυχών και ανεπιτυχών σχεδιάσεων (*track record*),
5. Το γραφικό περιβάλλον CAD σχεδίασης (*graphical user interface*, GUI) και η δυνατότητα ταχείας ανάπτυξης πολύπλοκων δομών,
6. Η καμπύλη του προβλεπόμενου χρόνου εκμάθησης και η φιλικότητα προς το χρήστη,
7. Η πολιτική χρέωσης προς ακαδημαϊκούς πελάτες και η σχέση απόδοσης–τιμής.

Η υπολογιστική μηχανή που επιλέχθηκε εφαρμόζει την τεχνική πεπερασμένης ολοκλήρωσης (*finite integration technique*, FIT) στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας. Ο αλγόριθμος FIT αποτελεί γενίκευση (υπερσύνολο) της τεχνικής Πεπερασμένων Διαφορών στο Πεδίο του Χρόνου (*finite-difference time-domain*, FDTD).

## Α΄.1 Τεχνικές Διαφορικών Εξισώσεων

Οι μέθοδοι διαφορικών εξισώσεων εξάγονται απευθείας από τις εξισώσεις περιστροφής του Maxwell [9–14] και την εξίσωση κύματος του Helmholtz με σχετικά λίγη αναλυτική ‘προ-επεξεργασία’.<sup>1</sup> Οι δύο πιο δημοφιλείς μέθοδοι είναι η Μέθοδος Πεπερασμένων Διαφορών (*finite element method*, FEM) και η FDTD. Στην ειδική περίπτωση της διακριτοποίησης του χώρου με Καρτεσιανό πλέγμα, ο αλγόριθμος FIT του Microwave Studio εκφυλίζεται στην τεχνική FDTD.

Στις μεθόδους αυτές, το πλήθος των αγνώστων είναι ανάλογο του (ηλεκτρικού) όγκου του επιλύσιμου χώρου και της χωρικής διακριτικότητας (*spatial resolution*). Έτσι, οι μέθοδοι διαφορικών εξισώσεων είναι ιδιαίτερα κατάλληλες για τη μοντελοποίηση συμπαγών, τριδιάστατων δομών σύνθετης γεωμετρίας, για παράδειγμα διατάξεις κλειστού χώρου με ανομοιογενή υλικά. Ενδογενώς, οι μέθοδοι διαφορικών εξισώσεων είναι λιγότερο κατάλληλες για ‘ανοιχτά’ προβλήματα, δηλαδή για συνθήκες ακτινοβολίας. Η αιτία είναι ότι η αρχή λειτουργίας τους στηρίζεται σε διακριτοποίηση ολόκληρου του χώρου υπό μελέτη. Ο χώρος είναι περιορισμένος όταν το πρόβλημα είναι ‘κλειστού’ τύπου, π.χ. ένας ομοαξονικός συνδετήρας, αλλά στην περίπτωση των προβλημάτων ακτινοβολίας ο χώρος γίνεται ανεξέλεγκτα μεγάλος. Στην πράξη, το ζήτημα επιλύεται με την εισαγωγή τεχνικών όπως είναι οι απορροφητικές οριακές συνθήκες (*absorbing boundary conditions*, ABCs) και το *perfectly matched layer* (PML) του Bérenger [150, 151]. Η ποιότητα των τεχνικών περικοπής του επιλύσιμου χώρου είναι τόσο υψηλή ώστε, επί της ουσίας, αυτό το θεμελιώδες πρόβλημα έχει ξεπεραστεί με ιδιοφυή αριθμητικά τεχνάσματα.

Πολλές από τις τεχνικές σχεδίασης συμπαγών κεραιών εμπεριέχουν σύνθετη τριδιάστατη τοπολογική μορφοποίηση, χρήση ανομοιογενών διηλεκτρικών υλικών, κ.α. Το αποτέλεσμα

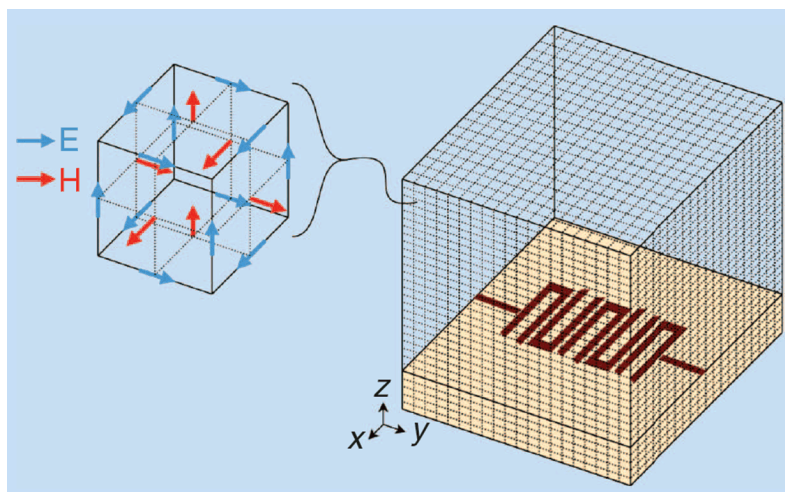
<sup>1</sup>Ο όρος ‘προ-επεξεργασία’ αναφέρεται στον όγκο της θεωρητικής ανάλυσης που έχει προηγηθεί της μεταφοράς του υπολογιστικού αλγορίθμου σε προγραμματιστικό κώδικα. Εκτεταμένη θεωρητική ανάλυση συνήθως αποφέρει ταχύτερους χρόνους εκτέλεσης των προσομοιώσεων.

είναι ότι οι μέθοδοι διαφορικών εξισώσεων έχουν ένα ενδογενές προβάδισμα καταλληλότητας έναντι των τεχνικών ολοκληρωτικών εξισώσεων (*integral equations*, IE) όπως είναι η Μέθοδος των Ροπών (*method of moments*, MoM).

### Α΄.1.1 Πεπερασμένες Διαφορές στο Πεδίο του Χρόνου (FDTD)

Η λογική των διαφορικών εξισώσεων Maxwell είναι ότι η χρονική παράγωγος του μαγνητικού πεδίου  $\mathbf{H}$  εξαρτάται από την περιστροφή του ηλεκτρικού πεδίου  $\mathbf{E}$ , και η χρονική παράγωγος του  $\mathbf{E}$ -πεδίου εξαρτάται από την περιστροφή του  $\mathbf{H}$ -πεδίου. Αυτές οι θεμελιώδεις ιδιότητες οδηγούν στη μαθηματική περιγραφή του χρονο-βηματικού πυρήνα του αλγορίθμου FDTD: σε κάθε σημείο του χώρου, η χρονικά ενημερωμένη τιμή του πεδίου  $\mathbf{E}/\mathbf{H}$  εξαρτάται από την προηγούμενη (αποθηκευμένη) τιμή του πεδίου  $\mathbf{E}/\mathbf{H}$  και την αριθμητικά υπολογιζόμενη περιστροφή της τοπικής χωρικής κατανομής του πεδίου  $\mathbf{H}/\mathbf{E}$ . Η μετατροπή των παραπάνω φαινομένων σε αριθμητικό αλγόριθμο διαδοχικών, διακριτών χρονικών βημάτων έγινε για πρώτη φορά από τον Yee το 1966 [94, 98, 99]. Πράγματι, η εναλλαγή μεταξύ ενημερώσεων των τιμών των πεδίων  $\mathbf{E}$  και  $\mathbf{H}$  επιτρέπει τον ορισμό μιας χρονικής διαδικασίας η οποία ‘βηματίζει’ μονότονα στο χρόνο, και στην οποία χρησιμοποιούνται διακριτά δείγματα των συνεχών H/M κυμάτων. Τα ‘διακριτά’ κύματα διαδίδονται στο πλέγμα που όρισε ο Yee, ένα αριθμητικό, τριδιάστατο, χωρικό πλέγμα αποτελούμενο από πολλαπλά εξαεδρικά κελιά. Στο σχήμα διαδοχικά εναλλασσόμενης ενημέρωσης του Yee, η ανανέωση των τιμών του πεδίου  $\mathbf{E}$  είναι χρονικά μετατοπισμένη κατά το ήμισυ του χρονικού βήματος σε σχέση με την ανανέωση των τιμών του πεδίου  $\mathbf{H}$ . Στα θετικά του χρονο-βηματικού αλγορίθμου καταγράφεται το γεγονός ότι δεν απαιτείται επίλυση συστημάτων εξισώσεων. Στα αρνητικά καταγράφεται το γεγονός ότι το χρονικό βήμα εξέλιξης της προσομοίωσης φράσσεται προς τα πάνω από το ίδιο το χωρικό πλέγμα που προσπαθεί να επιλύσει, ώστε να εξασφαλιστεί η αριθμητική ευστάθεια σύμφωνα με το κριτήριο Courant–Friedrichs–Lewy (CFL) [455, 456]. Αυτό σημαίνει ότι οι προσομοιώσεις χρειάζονται αρκετές χιλιάδες χρονικά βήματα προτού φτάσουν στο κριτήριο τερματισμού. Εντούτοις, το χωρικό πλέγμα του Yee, το οποίο απεικονίζεται ποιοτικά στο Σχήμα Α΄.1, έχει αποδείξει επανειλημμένα ότι είναι ένας εξαιρετικά στιβαρός τρόπος αριθμητικής διακριτοποίησης του χωροχρόνου.

Ο αλγόριθμος FDTD είναι εξαιρετικά ευπροσάρμοστος, μιας και χειρίζεται ιδιοφυώς την αλληλεπίδραση μεταξύ H/M κύματος και ύλης: γίνεται μια ‘χαρτογράφηση’ του χωρικού πλέγματος, κατά την οποία ανατίθενται κατάλληλες τιμές επιτρεπτότητας σε κάθε συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου και διαπερατότητας σε κάθε συνιστώσα του μαγνητικού πεδίου. Η ανάθεση γίνεται χωρίς αξιόλογο επίφορτο που θα καθυστερούσε την εξέλιξη της προσομοίωσης. Το γεγονός ότι ο χρόνος είναι άμεσα παρατηρήσιμος και η εν γένει ευελιξία της μεθόδου, καθιστούν τον αλγόριθμο FDTD την πλέον αποδοτική τεχνική για σύνθετες, τριδιάστατες, χρονο-μεταβατικές δομές.



**Σχήμα Α'.1:** Συνιστώσες ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου σε Καρτεσιανό πλέγμα FDTD. Σαν παράδειγμα χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο ενός μικροταινιακού φίλτρου τύπου *hairpin*. Κάθε συνιστώσα του πεδίου **H** περιβάλλεται από 4 συνιστώσες του πεδίου **E**, και κάθε συνιστώσα του πεδίου **E** περιβάλλεται από 4 συνιστώσες του πεδίου **H** (© C. Y. Ong et al., *IEEE Microw. Mag.*, Apr. 2010).

### Α'.1.2 Τεχνική Πεπερασμένης Ολοκλήρωσης (FIT)

Ο υπολογιστικός αλγόριθμος FIT προτάθηκε από τον T. Weiland το 1977 στα πλαίσια της διδακτορικής διατριβής του [443]. Η λέξη 'ολοκλήρωση' δεν υπονοεί καμμία σχέση με την τεχνική ΙΕ-ΜοΜ. Η τεχνική πεπερασμένης ολοκλήρωσης αναδιατυπώνει τις ολοκληρωτικές εξισώσεις Maxwell στις λεγόμενες Εξισώσεις Πλέγματος (*Maxwell Grid Equations*). Τα συστήματα εξισώσεων για τις H/M ολοκληρωτικές ποσότητες που εξάγονται από τον FIT κατέχουν ενδογενώς σημαντικές ιδιότητες των εξισώσεων Maxwell όπως είναι η διατήρηση φορτίου και ενέργειας. Αυτό καθιστά την τεχνική ελκυστική από θεωρητικής άποψης. Ο μαθηματικός φορμαλισμός του FIT επιτρέπει τη χρήση διάφορων ειδών πλέγματος, όπως για παράδειγμα το Καρτεσιανό και τα γενικευμένα μη-ορθογωνικά πλέγματα, γεγονός που αποτελεί πλεονέκτημα με όρους αριθμητικής ανάλυσης. Στο πεδίο του χρόνου, που είναι και αυτό που μας αφορά στην παρούσα Διατριβή, οι προκύπτουσες εξισώσεις πλέγματος είναι ταυτόσημες με τις εξισώσεις διακριτού χώρου και χρόνου της τεχνικής FDTD (για Καρτεσιανά πλέγματα). Σε αντίθεση με τον FIT, ο οποίος εφαρμόζεται επί της ολοκληρωτικής μορφής των πεδιακών εξισώσεων, ο FDTD (αν ιδωθεί ως υποσύνολο του FIT) εφαρμόζεται επί της διαφορικής μορφής των εξισώσεων περιστροφής. Συνεπώς, υφίσταται θεωρητική σύνδεση ανάμεσα στον αλγόριθμο FDTD και στην προσέγγιση FIT που εφαρμόζει το Microwave Studio [94, 98, 99]. Υπό μία έννοια, ο αλγόριθμος FIT θα μπορούσε να θεωρηθεί ως μια υπολογιστικά στιβαρή γενίκευση του FDTD. Ο ενδιαφερόμενος αναγνώστης μπορεί να βρει μια ωραία περιγραφή του αλγορίθμου FIT στα ελληνικά στη διατριβή του Θ. Βασιλειάδη [457] (βλ. Κεφ. 2).

## Α΄.2 CST Microwave Studio

Το Microwave Studio βασίζεται στην τεχνική πεπερασμένης ολοκλήρωσης (FIT) και παρέχει τη δυνατότητα προσομοίωσης είτε στο πεδίο του χρόνου, είτε σε αυτό της συχνότητας. Από τους τρεις βασικούς διαθέσιμους επιλύτες (χρονο-μεταβατικός, συχνότητας και ιδιορυθμών) στα Κεφάλαια 3–6 χρησιμοποιήθηκε ο χρονο-μεταβατικός επιλύτης (*FIT transient solver*, FIT-TS), ενώ στο Κεφάλαιο 7 εφαρμόστηκε ο επιλύτης ιδιορυθμών (*eigenmode solver*). Ο επιλύτης FIT-TS υπολογίζει την ευρυζωνική απόκριση των ηλεκτρομαγνητικών διατάξεων σε μία και μόνη προσομοίωση, με αυθαίρετα μικρή διακριτικότητα στο πεδίο της συχνότητας, με αποτέλεσμα να μη χάνει κανένα τοπικό μέγιστο ή ελάχιστο της απόκρισης συχνότητας [96–99]. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μη χάνεται κανένας συντονισμός κεραίας ανεξάρτητα από την τιμή του συντελεστή ποιότητας στη συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων. Με τη μοντελοποίηση των κυρτών επιφανειών με την τεχνική Perfect Boundary Approximation™ (PBA) [152] και των λεπτών, ιδανικά αγωγίμων φύλλων με την Thin Sheet Technique™ (TST), ο επιλύτης ανταπεξέρχεται στις τυπικές υπολογιστικές δυσκολίες που υπάρχουν ενδογενώς στις τεχνικές που σχετίζονται με την FDTD.

Στην περιγραφή που ακολουθεί έχουν χρησιμοποιηθεί ως παραδείγματα τα υπολογιστικά μοντέλα των κεραιών CSPP-1 & 2 και του δικτύου τροφοδοσίας τους (βλ. σχετικά το Κεφάλαιο 5).

### Α΄.2.1 Χωροχρονική Διακριτοποίηση

Η μηχανή FIT-TS εκτελεί την χρονο-μεταβατική ανάλυση πάνω σε εξαεδρικό (Καρτεσιανό) χωρικό πλέγμα Yee. Πρόκειται για χωρικά ανομοιόμορφο, προσαρμοστικό πλέγμα εξαεδρικών (παράλληλεπίπεδων) κελιών (*hexahedral mesh*) το οποίο διακριτοποιεί τα αντικείμενα του μοντέλου και τον επιλύσιμο χώρο γύρω από και ανάμεσα σε αυτά. Το χωρικό πλέγμα γίνεται πυκνότερο κοντά στις αιχμές αγωγίμων αντικειμένων (*perfect electric conductor*, PEC), αλλά και εντός των υποστρωμάτων, προκειμένου να υπάρχει ακριβής υπολογισμός της μεγάλης χωρικής βαθμίδας του ηλεκτρικού πεδίου. Υπάρχει και η δυνατότητα χρήσης τετραεδρικού πλέγματος μέσα από την εφαρμογή των λεγόμενων ρυθμών Floquet, αλλά μόνον όταν ο αλγόριθμος FIT εφαρμόζεται στο πεδίο της συχνότητας (FIT-FS), οπότε και εκφυλίζεται στη μέθοδο FEM. Παρ' όλα αυτά, η υπολογιστική μηχανή FIT-TS χρησιμοποιεί τη σύμμορφη τεχνική PBA που προσεγγίζει σχεδόν ιδανικά τη διαχωριστική επιφάνεια μεταξύ διαφορετικών υλικών [152, 455, 456]. Η τεχνική PBA αποτρέπει το εξαεδρικό πλέγμα από το να δώσει οδοντωτή μορφή στα αντικείμενα που διακριτοποιεί (*staircasing effect*), συνεπώς η μοντελοποίηση όχι μόνο δεν υστερεί σε σχέση με το τετραεδρικό πλέγμα, αλλά και με κατάλληλη ρύθμιση από τον μοντελιστή αποδεικνύεται ανώτερη (βλ. σχετικά το Σχήμα Α΄.2).

Ο αυτόματος γεννήτορας του πλέγματος εντοπίζει τα σημαντικά σημεία της επιλυτέας δομής (*fixpoints*) και τοποθετεί σε αυτά κόμβους του πλέγματος. Ο μοντελιστής μπορεί να προσθέσει ή να αφαιρέσει *fixpoints*, καθώς και να ελέγξει πλήρως το πλήθος των γραμμών πλέγματος σε κάθε διάσταση με αναφορά σε δεδομένο μήκος κύματος. Στην αρχή κάθε κύκλου σχεδίασης, ο σχεδιαστής έχει τη δυνατότητα να εκτελέσει προσαρμοστική βελτίωση του





**Σχήμα Α΄.2:** Χωρική διακριτοποίηση του H/M μοντέλου ενός τυπωμένου σπειροειδούς πηνίου με χρήση των τριών διαφορετικών υπολογιστικών τεχνικών (© I. Munteanu, CST AG, 2005).

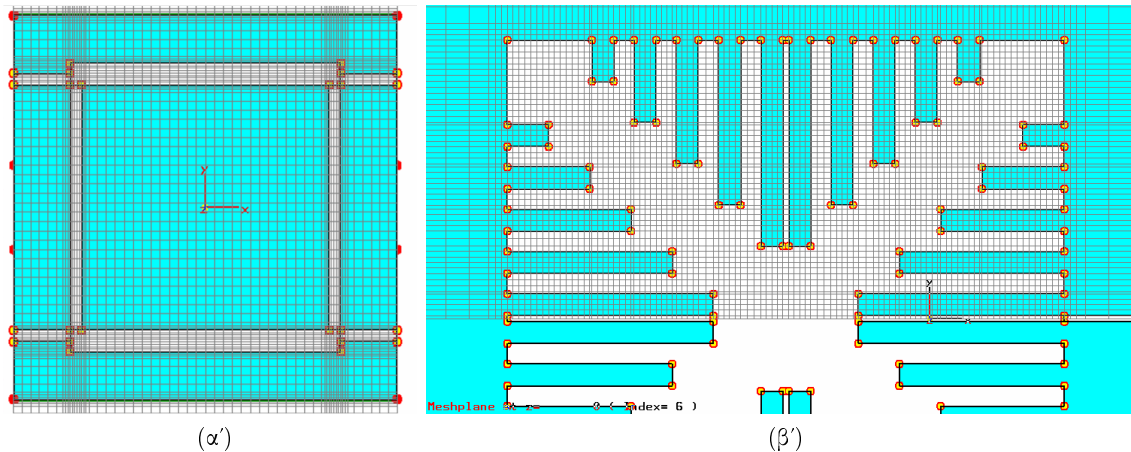
πλέγματος εντός προκαθορισμένου αριθμού προσομοιώσεων με συνηθέστερο κριτήριο τερματισμού της διαδικασίας την ακρίβεια στην οποία συγκλίνουν οι παράμετροι σκέδασης μεταξύ διαδοχικών εκτελέσεων. Με αυτόν τον τρόπο, η χωρική διακριτοποίηση γίνεται λεπτομερέστερη στα σημεία που χρειάζεται, με τμήμα μικρότερο χρονικό βήμα και μεγαλύτερους χρόνους εκτέλεσης. Η συνολική υπολογιστική πολυπλοκότητα εξαρτάται από το (ηλεκτρικό) μέγεθος της επιλυτής δομής και το επίπεδο λεπτομέρειας που επιδεικνύει το μοντέλο. Για παράδειγμα, οι στενοί χάλκινοι διάδρομοι και οι μικρές αποστάσεις μεταξύ διαφορετικών αντικειμένων πάνω σε ένα PCB συνεισφέρουν σημαντικά στην αύξηση της πολυπλοκότητας.

Στα Σχήματα Α΄.3α΄ και Α΄.3β΄ φαίνεται η διακριτοποίηση του μοντέλου του τετράθυρου συζεύκτη και της κεραίας CSPP-1 στο πεδίο του χώρου.<sup>2</sup> Το μέγιστο επιτρεπτό χωρικό βήμα καθορίζεται από τον μοντελιστή ως ένα κλάσμα του ελάχιστου μήκους κύματος  $\lambda_{\min}$  που αντιστοιχεί στη μέγιστη συχνότητα του παλμού διέγερσης, έστω  $f_{\max}$ . Η εμπειρία του συγγραφέα από τη χρήση του επιλύτη FIT-TS οδηγεί στο γενικό κανόνα ότι η διακριτοποίηση  $\lambda_{\min}/10$  όχι μόνο είναι ανακριβής αλλά και επιρρεπής σε αστάθεια, ενώ και η  $\lambda_{\min}/15$  σπάνια είναι αρκετή, καθότι και τότε περιοριζόμαστε από την *αριθμητική διασπορά*: η χωρική διακριτοποίηση έχει σαν αποτέλεσμα κάθε συχνοτική συνιστώσα να διαδίδεται με ελαφρώς διαφορετική ταχύτητα εντός του πλέγματος. Τελικά, ο μοντελιστής πρέπει να αυξήσει την πολυπλοκότητα τουλάχιστον σε επίπεδα  $\lambda_{\min}/20$  και παράλληλα να κάνει τοπικές βελτιώσεις στο πλέγμα, προκειμένου το εικονικό πρωτότυπο να αποκρίνεται αντίστοιχα με το πραγματικό.

Κατά την εκκίνηση της προσομοίωσης, ο επιλύτης FIT-TS ρυθμίζει αυτόματα τη χρονική διακριτοποίηση συναρτήσει της αντίστοιχης χωρικής που καθόρισε ο μοντελιστής. Μεγάλο χρονικό βήμα θα ήταν το επιθυμητό, αφού θα οδηγούσε σε ταχύτερη εξέλιξη των γεγονότων: διάδοση της διέγερσης και κατανάλωση της αποθηκευμένης ενέργειας εντός του επιλύσιμου χώρου. Εντούτοις, το χρονικό βήμα δε μπορεί να τεθεί αυθαίρετα, γιατί θα πρέπει να πληροί το κριτήριο ευστάθειας CFL:

$$\Delta t_{\max} \leq \frac{1}{v_{\max} \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}}, \quad (\text{Α΄.1})$$

<sup>2</sup>Στη διεθνή βιβλιογραφία χρησιμοποιούνται συνήθως οι όροι *spatial discretization* ή *grid formation*, ή πιο απλά *meshing*.



**Σχήμα Α'.3:** (α') Το πλέγμα του τετράθυρου συζεύκτη είχε μεταβλητό βήμα στην περιοχή 0.6–2.4 mm. Το μέγιστο βήμα αντιστοιχεί σε  $\lambda_{\min}/156$  στη μέγιστη συχνότητα προσομοίωσης  $f_{\max} = 0.8$  GHz. (β') Το πλέγμα της κεραίας CSPP-1 είχε μεταβλητό βήμα στην περιοχή 0.3–4.2 mm. Το μέγιστο βήμα αντιστοιχεί σε  $\lambda_{\min}/90$  @  $f_{\max} = 0.8$  GHz.

όπου  $v_{\max}$  είναι η μέγιστη φασική ταχύτητα διάδοσης του κύματος εντός του H/M μοντέλου (καθοριζόμενη από τις ιδιότητες των υλικών) και με  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$  συμβολίζονται οι διαστάσεις των εξαεδρικών κελιών. Κάνοντας την απλοποιητική παραδοχή ότι το κελί ελαχίστου μεγέθους εντός του ανομοιομορφου πλέγματος είναι κυβικό με πλευρά  $\Delta \ell = \Delta x = \Delta y = \Delta z$ , τότε η (Α'.1) αποκαλύπτει ότι όσο λεπτομερέστερο είναι το χωρικό πλέγμα, τόσο μικρότερο πρέπει να είναι το χρονικό βήμα:

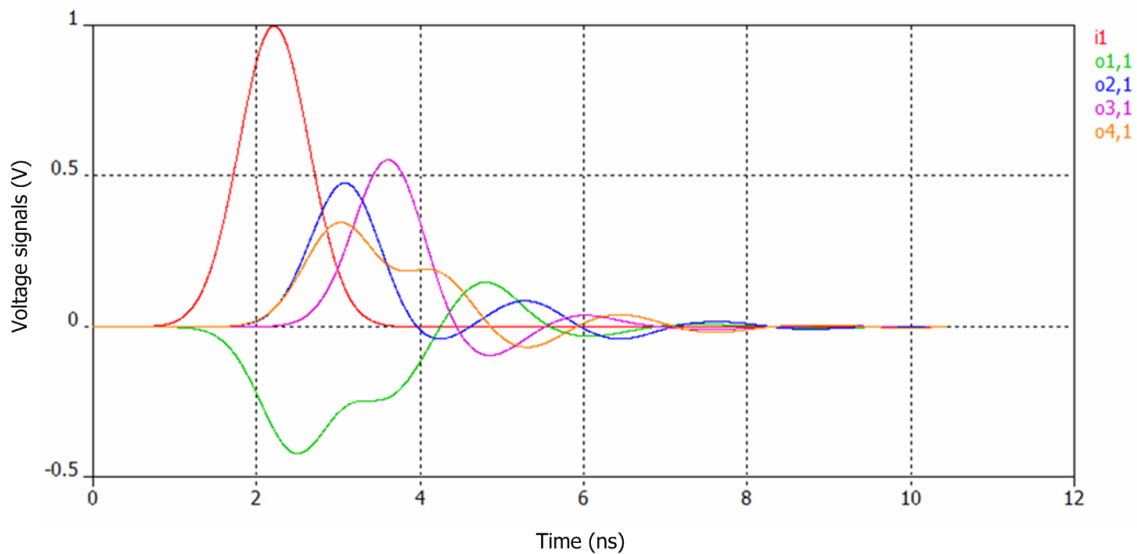
$$\Delta t_{\max} \leq \frac{\Delta \ell}{v_{\max} \sqrt{3}}. \quad (\text{Α'.2})$$

Στην πράξη, το μέγιστο επιτρεπτό βήμα που επιβάλλει το κριτήριο CFL εξασφαλίζει ότι, σε κάθε διακριτό χρονικό διάστημα, τα κύματα δεν διαδίδονται αριθμητικά σε απόσταση μεγαλύτερη από την πλευρά του ελάχιστου εξαεδρικού κελιού. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι το χρονικό βήμα στις προσομοιώσεις που εκτελέστηκαν στα πλαίσια της Διατριβής κυμάνθηκε στο εύρος  $10^{-5} < \Delta t_{\max} < 10^{-3}$  ns, ενώ συνήθως απαιτείτο ο υπολογισμός  $20 \div 40 \times 10^3$  βημάτων προτού συγκλίνει η προσομοίωση.

### Α'.2.2 Σήμα Διέγερσης και Συνθήκη Τερματισμού

Τα H/M μοντέλα διεγείρονται από ευρυζωνικό παλμό στο πεδίο του χρόνου. Συνήθως ο παλμός είναι Gaussian, αν και ο μοντελιστής έχει τη δυνατότητα να ορίσει εξ ολοκλήρου δικό του σήμα διέγερσης. Στα πλαίσια της Διατριβής χρησιμοποιήθηκαν αποκλειστικά παλμοί Gauss. Ο μοντελιστής ορίζει το φασματικό περιεχόμενο του παλμού θέτοντας τις δύο ακραίες συχνότητες που ορίζουν τη ζώνη στην οποία θα υπολογιστούν τα μεγέθη στο πεδίο της συχνότητας, π.χ. οι παράμετροι σκέδασης. Υπάρχει ένα σημείο που χρήζει προσοχής, και για την επεξήγησή του θα θεωρήσουμε ότι ο παλμός είναι ζωνοπερατό σήμα ( $f_{\min} > 0$ ): οι ακραίες συχνότητες του παλμού αντιστοιχούν στο εύρος ζώνης των  $-20$  dB, οπότε στα άκρα

της ζώνης η φασματική πυκνότητα ισχύος έχει καταπιεστεί σημαντικά. Για να βελτιωθεί η ακρίβεια των αποτελεσμάτων, είναι καλή πρακτική να εισέρχεται ένα περιθώριο 20% σε κάθε πλευρά της ζώνης ενδιαφέροντος. Για παράδειγμα, αν ενδιαφέρει η απόκριση μιας κεραίας εντός της ζώνης 4–5 GHz, τότε το εύρος του παλμού διέγερσης Gauss θα πρέπει να είναι 3–6 GHz. Η ενέργεια αυτή είναι αντίστοιχη της επέκτασης του μετρητικού span σε μετρήσεις με αναλυτές φάσματος και αναλυτές δικτύων. Το μοντέλο του συζεύκτη στο Κεφάλαιο 5 δέχτηκε σαν είσοδο έναν παλμό Gauss εύρους ζώνης DC–0.8 GHz. Το σήμα διέγερσης μαζί με τα σήματα που εξήλθαν από τις τέσσερις θύρες απεικονίζονται στο Σχήμα Α'.4.



**Σχήμα Α'.4:** Σήματα τάσης στο πεδίο του χρόνου, τα οποία αντιστοιχούν σε εισόδους ('*i1*') και εξόδους ('*ox,1*', όπου  $x \in \{1, 2, 3, 4\}$ ) των θυρών του υβριδικού συζεύκτη. Η αρχικά αποθηκευμένη ενέργεια του συστήματος αποσβέστηκε στο σημείο τερματισμού της εκτέλεσης ύστερα από χρόνο προσομοίωσης  $\Delta t_{\text{sim}} = 10.5 \text{ ns}$ .

Ο παλμός διέγερσης Gauss είναι σήμα ενέργειας (*energy signal*): έχει αυστηρά πεπερασμένη συνολική ενέργεια και μηδενική μέση ισχύ. Οι προσομοιώσεις τερματίζονται όταν ικανοποιηθεί κατάλληλο κριτήριο σύγκλισης: ο επιλύτης προγραμματίζεται να διακόπτει την εκτέλεση της προσομοίωσης όταν η συνολική ενέργεια που αποδίδει ο παλμός διέγερσης εξασθενήσει κατά μία επιλεγόμενη τιμή στο εύρος 20–80 dB. Η συνθήκη τερματισμού εμπεριέχει την αντιστάθμιση μεταξύ συνολικού χρόνου εκτέλεσης και σφάλματος αποκοπής στη μηχανή FFT που μετατρέπει τα αποτελέσματα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας. Η τιμή σύγκλισης πρέπει να επιλέγεται και συναρτηθεί του είδους της επιλυτέας δομής:

- Για δομές που δεν ακτινοβολούν, όπως είναι π.χ. οι κυματοδηγοί, οι ομοαξονικοί συνδετήρες και τα φίλτρα, η προσομοίωση μπορεί να τερματίζεται ήδη από τα 30 dB. Σε κάθε περίπτωση, εξαιρετική σύγκλιση αποτελεσμάτων επιτυγχάνεται για μείωση της αρχικής ενέργειας κατά 40 dB. Αν σε αυτήν τη στάθμη οι υπολογιζόμενες παράμετροι σκέδασης εμφανίζουν κυμάτωση, τότε ο συντελεστής ποιότητας της διάταξης είναι τόσο υψηλός που καθιστά τον επιλύτη FIT-TS ακατάλληλο. Σε αυτήν την περίπτωση είτε ενεργοποιείται το ψηφιακό φίλτρο πρόβλεψης (*auto-regressive filter*) για να υπολογιστούν οι

παράμετροι σκέδασης μόνιμης κατάστασης, είτε χρησιμοποιείται ο επιλύτης FIT-FS.

- Στην περίπτωση επίλυσης κεραιών για τις οποίες είναι επιθυμητό να υπολογιστούν μόνο κυκλωματικές παράμετροι (S-, Z-, Y-) και όχι χαρακτηριστικά ακτινοβολίας, τότε η συνθήκη τερματισμού μπορεί να τεθεί στα 40 dB.
- Τέλος, στην περίπτωση επίλυσης κεραιών για τις οποίες είναι επιθυμητό να υπολογιστούν και χαρακτηριστικά ακτινοβολίας (κατευθυντικότητα, κέρδος, αποδοτικότητα ακτινοβολίας), τότε η συνθήκη τερματισμού πρέπει να τεθεί στα 50–60 dB. Το κατώφλι των 50 dB είναι καλή αντιστάθμιση ταχύτητας/ακρίβειας σε ό,τι αφορά τον μετασχηματισμό μεταξύ κοντινού και μακρινού πεδίου (*near-field/far-field transformation*) που υπολογίζει το 3-D διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας. Ο μετασχηματισμός αξιοποιεί την αρχή των δευτερευουσών πηγών ακτινοβολίας κατά Huygens και υπολογίζει το διάγραμμα από τα ηλεκτρικά και ισοδύναμα μαγνητικά ρεύματα που επάγουν τα πεδία στις επιφάνειες αποκοπής του επιλύσιμου χώρου.

### Α΄.2.3 Οριακές Συνθήκες και Συμμετρίες

Για H/M προβλήματα στα οποία ο επιλύσιμος χώρος στην πραγματικότητα δεν έχει όρια, όπου υπάγονται και τα προβλήματα κεραιών, μια απορροφητική οριακή συνθήκη (ABC) πρέπει να επιβληθεί στις ακρότατες περιοχές του υπολογιστικού μοντέλου ώστε αφενός να ψαλιδιστεί ο επιλύσιμος χώρος σε πεπερασμένο μέγεθος, αφετέρου να καταπιεστούν οι ανεπιθύμητες ανακλάσεις από την αποκοπή του πλέγματος. Ο σωστός ορισμός των Οριακών Συνθηκών (*boundary conditions*, BCs) αποτελεί πάντοτε μείζον θέμα κατά την προσομοίωση κεραιών, σε αντιδιαστολή με μη ακτινοβολούσες διατάξεις: οι κεραίες προσομοιώνονται σωστά μόνο όταν τερματίζονται σε οριακές συνθήκες ‘ανοικτού χώρου’ ή αλλιώς ‘συνθήκες ακτινοβολίας’, όπως ονομάζονται οι συνθήκες ABC.

Από όλες τις οριακές συνθήκες ABC που έχουν προταθεί κατά καιρούς, το πλέον αποτελεσματικό αριθμητικό τέχνασμα είναι το τέλεια προσαρμοσμένο στρώμα του Bérenger (*perfectly matched layer*, PML) [150, 151]. Πέρα από την αριθμητική αποδοτικότητα, ένα βασικό πλεονέκτημα του PML σε σχέση με τις υπόλοιπες ABCs είναι ότι οι απορροφητικές ιδιότητες άνευ ανακλάσεων ισχύουν ανεξαρτήτως της συχνότητας του προσπίπτοντος κύματος. Οι περισσότερες από τις υπόλοιπες υλοποιήσεις ABC δεν είναι κατάλληλες για διασκορπιστικά μέσα διάδοσης (υλικά) γιατί χρειάζονται την πληροφορία της ταχύτητας του κύματος κοντά στο όριο αποκοπής του πλέγματος. Η ποσότητα αυτή αποδεικνύεται ότι είναι κακώς ορισμένη παράμετρος των διασκορπιστικών υλικών στο πεδίο του χρόνου.

Μέχρι 32 στρώματα μπορούν να τερματίσουν τον επιλύσιμο χώρο στο Microwave Studio, ενώ συνήθως επιλέγεται άρτιο πλήθος. Ο ικανός αριθμός στρωμάτων βρίσκεται στο εύρος 4–8. Παρατηρήθηκε ότι πέρα από τα 8 στρώματα η πολυπλοκότητα του μοντέλου αυξάνεται χωρίς να μεταβάλλονται τα αποτελέσματα. Στις προσομοιώσεις της Διατριβής, ο υπολογιστικός χώρος γύρω από τα PCB τερματιζόταν σε Bérenger PML 4 ή 6 επιπέδων. Από την εμπειρία με τη χρήση του FIT-TS, προκύπτει ότι το PML 6 επιπέδων παρέχει εξαιρετική αντιστάθμιση μεταξύ ακρίβειας και ταχύτητας εκτέλεσης, υπό την έννοια ότι τα χαρακτηριστικά

ακτινοβολίας της κεραίας συγκλίνουν ενώ ταυτόχρονα ο υπολογιστικός χρόνος δεν αυξάνεται αισθητά. Η χρήση 4 στρωμάτων ευνοεί τη μείωση της πολυπλοκότητας και την αύξηση της ταχύτητας εκτέλεσης σε βάρος της ακρίβειας. Η μετωπική ανακλαστικότητα του PML τέθηκε ίση με  $-80$  dB, κάτι που ισοδυναμεί με μέτρο ανακλώμενου ηλεκτρικού πεδίου ίσο με το 0.01% του μέτρου του προσπίπτοντος κύματος.

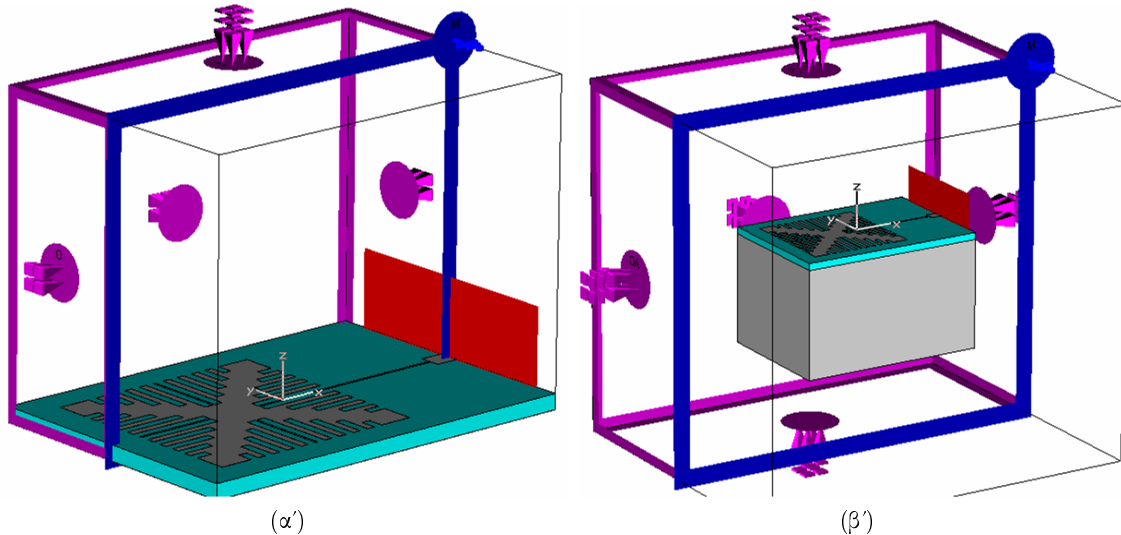
Η απόσταση των ακρότατων σημείων του μοντέλου από τις έδρες του παραλληλεπίπεδου επιλύσιμου χώρου πρέπει να τεθεί τουλάχιστον ίση με πέντε (5) εξαεδρικά κελιά. Η ελάχιστη απαιτούμενη απόσταση δε δίνει κατ' ανάγκη ικανοποιητικά αποτελέσματα. Η ελάχιστη απόσταση των αντικειμένων από τα όρια του επιλύσιμου χώρου τέθηκε πάντα ίση με κλάσμα του μήκους κύματος  $\lambda_x$  που αντιστοιχεί σε συχνότητα ίση ή μικρότερη από την κεντρική συχνότητα του εύρους ζώνης του παλμού Gauss. Η στρατηγική που εφαρμόστηκε στην πλειοψηφία των περιπτώσεων ήταν η εξής: στα αρχικά στάδια σχεδίασης ενός δεδομένου κεραιοσυστήματος η απόσταση επιλεγόταν στο  $\lambda_x/8$ , ενώ για την εξαγωγή τελικών αποτελεσμάτων αυξανόταν στο  $\lambda_x/4$ . Επιπλέον αύξηση στο  $\lambda_x/2$  δεν απέδωσε μεταβολή των χαρακτηριστικών ακτινοβολίας.

Όταν το μοντέλο εμφανίζει συνολική τοπολογική συμμετρία και ικανοποιεί τις απαραίτητες οριακές συνθήκες για τις ηλεκτρικές/μαγνητικές εφαπτομενικές συνιστώσες και τη μαγνητική/ηλεκτρική ροή, τότε ένας 'ηλεκτρικός/μαγνητικός τοίχος' τοποθετείται στο επίπεδο συμμετρίας. Αυτός ο 'τοίχος' είναι μια πρόσθετη οριακή συνθήκη η οποία δεν αλλοιώνει το H/M πρόβλημα, αλλά μειώνει το υπολογιστικό φορτίο στο ήμισυ χωρίς απώλεια ακρίβειας, αφού πλέον μόνον το ήμισυ του επιλύσιμου χώρου χρήζει επίλυσης. Από ένας μέχρι τρεις 'τοιχοί', ορθογωνικοί μεταξύ τους, μπορούν να εισαχθούν σε ένα μοντέλο: τα αντίστοιχα κλάσματα του προκύπτοντος επιλύσιμου χώρου είναι  $\frac{1}{2}$ ,  $\frac{1}{4}$  και  $\frac{1}{8}$ .

Ας εξετάσουμε σαν πρώτο παράδειγμα την κεραία CSPP-1. Κατά τη διάρκεια της σχεδίασής της, ήταν προτιμότερη η ταχύτητα προσομοίωσης από την ακρίβεια των αποτελεσμάτων. Για το σκοπό αυτό, ο επιλύσιμος χώρος μειώθηκε στο  $1/2$  τερματίζοντας το χώρο κάτω από το υπόστρωμα σε οριακή συνθήκη τέλει αγωγού (*electrical boundary*,  $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} \equiv 0$ ), όπως δείχνει το Σχήμα Α'.5α'. Η εφαρμογή αυτής της συνθήκης κάνει το επίπεδο γείωσης να εκτείνεται υπολογιστικά στο άπειρο. Με άλλα λόγια, το επίπεδο γείωσης που αντιλαμβάνονταν ο επιλύτης FIT-TS είχε πολύ μεγαλύτερη επιφάνεια από το μικροταινιακό κάλυμμα. Αυτό ήταν απλά μια πρακτική προσέγγιση, αφού στην πραγματικότητα το κάλυμμα εκτείνεται σχεδόν όσο και το GNDP.

Αξιόλογο παράδειγμα αποτελεί και η κεραία CSPP-2. Ένα ακόμη σημαντικό θέμα σχετικό με τις οριακές συνθήκες προκύπτει από τη γεωμετρία της συγκεκριμένης κεραίας, ήτοι από τα δύο κάθετα επίπεδα (τοπολογικής) συμμετρίας: θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί οριακή συνθήκη ηλεκτρικής ή μαγνητικής συμμετρίας ώστε να περιοριστεί ο επιλύσιμος χώρος σε ένα κλάσμα του αρχικού; Πράγματι, μελετώντας τις χωρικές πεδριακές κατανομές που έδωσαν οι αρχικές προσομοιώσεις, παρατηρήθηκε ότι στο επίπεδο  $xz$  το μαγνητικό πεδίο  $\mathbf{H}(x, y, z, t)$  είναι κάθετο με την υποθετική επιφάνεια ( $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H} \equiv 0$ ), ενώ το ηλεκτρικό πεδίο  $\mathbf{E}(x, y, z, t)$  είναι εφαπτομενικό. Αυτό σημαίνει ότι μέσα από το επίπεδο  $xz$  υπάρχει μόνο μαγνητική ροή, και καθόλου ηλεκτρική. Συνεπώς, είναι υπολογιστικά σωστό να τεθεί σε εκείνο το επίπεδο

μαγνητική οριακή συνθήκη (“magnetic wall”). Το Σχήμα Α΄.5β΄ απεικονίζει τον ορισμό αυτής της οριακής συνθήκης, η οποία μειώνει την πολυπλοκότητα του μοντέλου στο ήμισυ χωρίς απώλεια της ακρίβειας.



**Σχήμα Α΄.5:** Με εφαρμογή μαγνητικής συμμετρίας  $\hat{n} \times \mathbf{H} \equiv 0$  επί του επιπέδου  $xz$  (γαλάζιο πλαίσιο), καθίσταται εφικτή η προσομοίωση μόνο του αριστερού μισού του μοντέλου με εξίσου σωστά αποτελέσματα. (α΄) Στην περίπτωση της CSPP-1, ο συνδυασμός της μαγνητικής συμμετρίας με την ηλεκτρική οριακή συνθήκη που εφαρμόζεται κάτω από το υπόστρωμα μειώνει το υπολογιστικό φορτίο στο 1/4. (β΄) Στο μοντέλο της CSPP-2 δεν υπάρχει ηλεκτρική οριακή συνθήκη κάτω από το υπόστρωμα.

#### Α΄.2.4 Χειρισμός Υλικών

Ο επιλύτης FIT-TS μπορεί να χειριστεί εξίσου καλά τα υλικά με συμπεριφορά εξαρτώμενη από τη συχνότητα (υλικά διασποράς), αλλά και τα φερριμαγνητικά υλικά. Επιπλέον, ο αλγόριθμος FIT έχει την ικανότητα να μοντελοποιήσει για κάθε δεδομένη συχνότητα διηλεκτρικά υλικά με ιδιότητες που μεταβάλλονται χωρικά κατά μήκος του όγκου τους. Ωστόσο, η δυνατότητα αυτή δεν έχει ενεργοποιηθεί ακόμα στο Microwave Studio. Η ικανότητα ενσωμάτωσης ‘εξωτικών’ υλικών σε ένα μοντέλο είναι ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα των TSs έναντι των επιλυτών που βασίζονται στη μέθοδο FEM και στη Μέθοδο των Ροπών (IE-MoM). Εντούτοις, οι δύο αυτές μέθοδοι έχουν βελτιώσει την ικανότητά τους στο χειρισμό υλικών τα τελευταία χρόνια [97].

#### Α΄.2.5 Άλλα Θέματα Μοντελοποίησης

Οι επιλύτες στο πεδίο του χρόνου είναι ιδιαίτερα κατάλληλοι για τη σχεδίαση ευρυζωνικών κεραιών και παθητικών μικροκυματικών συστημάτων όπως κυματοδηγοί, φίλτρα, συζεύκτες και συνδετήρες. Για τη σχεδίαση ενεργών συστημάτων απαιτείται συνεργατική προσομοίωση μεταξύ του Η/Μ επιλύτη και ενός μη-γραμμικού προσομοιωτή κυκλωμάτων, όπως είναι το Agilent Advanced Design System™ και ο APLAC™.



Οι μικροκυματικές δομές της Διατριβής σχεδιάστηκαν με πλήρως παραμετροποιημένη μοντελοποίηση. Η βασική ιδέα είναι ότι, ορίζοντας τις ιδιότητες των αντικειμένων με παραμέτρους αντί για αριθμούς, ο μοντελιστής αποκτά την ικανότητα να μελετήσει το Η/Μ μοντέλο μέσω παραμετρικής σάρωσης ή/και βελτιστοποίησης. Κατά μία έννοια, η πλήρης παραμετροποίηση δημιουργεί διασταλάτα μοντέλα—όπως ένα ακορντεόν—αντί για ‘παγωμένα’ μοντέλα. Οι παραμετρικές σαρώσεις και οι βελτιστοποιήσεις μπορούν να κατανεμηθούν σε πολλούς υπολογιστές ταυτόχρονα μέσω του τοπικού δικτύου και να εκτελεστούν παράλληλα [458]. Αυτό αποτελεί μια πρόωμη μορφή εκμετάλλευσης της κατανεμημένης υπολογιστικής ισχύος ενός εργαστηρίου ή μιας εταιρείας, και μπορεί να επιφέρει σημαντικά κέρδη σε χρόνο ολοκλήρωσης μιας σχεδίασης. Μια ακόμη άκρως αποδοτική λύση για την επιτάχυνση της προσομοίωσης υπερβολικά πολύπλοκων μοντέλων είναι η χρήση υπολογιστικών συστημάτων που χτίζονται γύρω από μονάδες επεξεργασίας γραφικών (*graphics processing units*, GPUs) [458]. Οι GPUs είναι ιδιαίτερα ικανές στην αριθμητική μιγαδικών αριθμών, γεγονός που τις καθιστά πανίσχυρες πλατφόρμες για την εκτέλεση αλγορίθμων Η/Μ αριθμητικής ανάλυσης: η υπολογιστική ισχύς τους αυξάνεται εκθετικά τα τελευταία χρόνια σε αντιδιαστολή με τη γραμμική αύξηση των CPUs. Οι αλγόριθμοι FDTD/FIT είναι ιδιαίτερα δεκτικοί στην επιτάχυνση τόσο από συστήματα παράλληλης επεξεργασίας, όσο και από μονάδες GPU [458].

Τέλος, επισημαίνεται και εδώ ότι ο μοντελιστής πρέπει να δείχνει προσοχή στην επιλογή του μοντέλου τροφοδοσίας (*feed model*) και του χωρικού πλέγματος: η κατάλληλη διάταξη του πλέγματος και μοντελοποίηση της τροφοδοσίας είναι δύο σημαντικά ζητήματα τα οποία—χωρίς ίχνος υπερβολής—προκαθορίζουν την επιτυχή προσομοίωση ανεξάρτητα από το υπολογιστικό περιβάλλον που χρησιμοποιείται [94, 96–99].

### Α΄.3 Συζήτηση

Για το κλείσιμο της παρούσας ενότητας θα ήταν χρήσιμο να γίνουν μερικά σχόλια πάνω στην αμφίδρομη σχέση που υφίσταται ανάμεσα στον μοντελιστή/σχεδιαστή και στον Η/Μ επιλύτη. Η αλληλεξάρτηση των δύο αυτών συντελεστών σε κάθε σχεδίαση ίσως είναι βαθύτερη και πολυπλοκότερη απ’ ό,τι φαίνεται στην επιφάνεια.

Οι εταιρείες που αναπτύσσουν λογισμικό μικροκυματικής σχεδίασης εκμεταλλεύονται στο έπακρο τη διαθέσιμη υπολογιστική ισχύ. Οι σημερινοί επεξεργαστές πολλαπλών πυρήνων διαθέτουν πολλαπλάσια ισχύ από τους σταθμούς εργασίας της περασμένης δεκαετίας: πλέον, είναι εφικτή η Η/Μ ανάλυση ακόμη και σε φορητούς υπολογιστές. Η διαθέσιμη επεξεργαστική ισχύς επιτρέπει στους Η/Μ επιλύτες να διαιρούν πολύπλοκα αναλυτικά προβλήματα σε μικρά μέρη που επιλύονται ξεχωριστά, και κατόπιν να συνθέτουν όλες τις επιμέρους λύσεις για να καταλήξουν σε μια συνολική. Έτσι, οι Η/Μ προσομοιωτές δεν αποτελούν πλέον προσθήκες σε άλλες πλατφόρμες λογισμικού. Εξελιχθήκαν σε αυτόνομα, απαραίτητα εργαλεία για RF/μικροκυματική σχεδίαση, ικανά να υπολογίσουν όχι μόνο την ηλεκτρική συμπεριφορά των ενεργών και παθητικών στοιχείων, αλλά και την επίδραση του περιβάλλοντος (π.χ. συσκευασίες, σχεδιαστές στο κοντινό πεδίο μιας κεραίας, κ.α.).

Όμως, παρ’ όλη την αναλυτική ισχύ που εμπεριέχεται στα σύγχρονα λογισμικά σχεδίασης

με τη βοήθεια υπολογιστή (*computer-aided engineering, CAE*), ελοχεύει πάντα ο κίνδυνος να στηρίζεται ο σχεδιαστής υπερβολικά στα υπολογιστικά εργαλεία και πολύ λιγότερο στις γνώσεις και τις δεξιότητές του. Ο ορθογράφος του υπολογιστή μπορεί να εντοπίσει τα λάθη ενός συγγραφέα, αλλά δε μπορεί να τον διδάξει ορθογραφία. Οι υπολογιστές δε διαθέτουν την απαιτούμενη νοημοσύνη να μεταδώσουν γνώση—τουλάχιστον προς το παρόν.

Οι μηχανικοί θα πρέπει να έχουν κατά νου το σχετικό ερώτημα: μήπως το λογισμικό CAE ‘εκτελεί’ τη σχεδίαση αντί για τον σχεδιαστή; Στην πράξη, το λογισμικό είναι ένα εργαλείο. Χρειάζεται κάποιον με ικανότητες και γνώσεις για να παράγει αποδεκτά αποτελέσματα. Δεν υπάρχει λογισμικό RF/μικροκυματικής σχεδίασης που να μπορεί να ολοκληρώσει τη σχεδίαση ενός κυκλώματος ή συστήματος χωρίς τον χειριστή. Όντας ταχύτερο από την επαναληπτική πειραματική βελτίωση επί πρωτότυπων διατάξεων, το λογισμικό παρέχει τη δυνατότητα εξονυχιστικού ελέγχου της εικονικής πρωτότυπης διάταξης, χωρίς να χρειάζεται αρχικά να κατασκευαστεί η πραγματική. Έτσι, αρκετά συχνά γίνεται πράξη το όραμα της επιτυχούς κατασκευής με την πρώτη δοκιμή, το λεγόμενο *first-pass design success*. Οι παλιές μέθοδοι αναγκαστικά παρείχαν περισσότερες ευκαιρίες επιμόρφωσης, αλλά οι νέες μέθοδοι είναι ταχύτερες και πιο αποδοτικές—αρκεί να βρούμε τον κατάλληλο τρόπο ‘συνύπαρξης’.

Ομοίως, η εξάρτηση από τους αλγόριθμους βελτιστοποίησης του Η/Μ προσομοιωτή για την εκτέλεση της σχεδίασης δε συνεπάγεται κατ’ ανάγκην και εκμάθηση τεχνικών σχεδίασης. Ο σχεδιαστής μπορεί να διδαχτεί πολλά σημειώνοντας τις μεταβολές που συμβαίνουν στην απόκριση του μοντέλου καθώς ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης βελτιώνει τη δομή μεταξύ διαδοχικών επαναλήψεων. Όμως, στην πράξη, η σχεδίαση πρέπει ήδη να έχει φτάσει κοντά στην τελική μορφή της προτού αναλάβει δράση ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης: και σε αυτήν την περίπτωση, ο υπολογιστής δε μπορεί να κάνει όλη τη δουλειά από την αρχή ως το τέλος. Αυτοί ήταν και οι λόγοι για τους οποίους η παρούσα Διατριβή κράτησε σαφείς αποστάσεις από τους—κατά τ’ άλλα ικανότατους—αλγόριθμους βελτιστοποίησης του Microwave Studio.

Η χρήση ενός Η/Μ επιλύτη παρέχει σημαντική επίγνωση των πεδιακών μεγεθών γύρω από μια δομή υψηλών συχνοτήτων. Όταν χρησιμοποιούνται με τον κατάλληλο τρόπο, οι ηλεκτρομαγνητικοί, κυκλωματικοί και συστημικοί προσομοιωτές βοηθούν τους μηχανικούς να βελτιώσουν δραματικά την απόκριση των συστημάτων. Αλλά για να κατανοήσει πραγματικά γιατί η σχεδίαση βελτιώθηκε, ο μηχανικός πρέπει να επιστρέψει στις εξισώσεις του Maxwell και να εκτιμήσει την τρομακτική κομψότητα με την οποία ο Maxwell κατάφερε να περιγράψει τη Φυσική των Η/Μ φαινομένων, την ακτινοβολία και διάδοση των Η/Μ κυμάτων, με τη συμβολική γλώσσα των Μαθηματικών. Η βαθιά κατανόηση των σχεδιαστικών εξισώσεων που αποτελούν τον πυρήνα των Η/Μ επιλύτων, και όχι απλά η χρήση των λογισμικών, αποτελεί βασικό βήμα στην προσπάθειά μας να γίνουμε καλύτεροι μηχανικοί υψηλών συχνοτήτων.





## Παράρτημα Β'

# Δεκαδικά Ψηφία και Λογαριθμικά Μεγέθη

Η χρήση υπερβολικά πολλών δεκαδικών ψηφίων στις πράξεις και στα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στις τεχνικές αναφορές φαίνεται ότι είναι μια 'παιδική ασθένεια' που βιώνουν οι νέοι (συνηθέστερα) μηχανικοί στα πρώτα στάδια της επαγγελματικής σταδιοδρομίας τους. Το φαινόμενο αναπτύσσεται στο προπτυχιακό επίπεδο, όπου και συντάσσονται οι πρώτες τεχνικές αναφορές, και στις οποίες αποτελεί συνήθη πρακτική η διατήρηση 3–6 δεκαδικών ψηφίων. Το πρόβλημα οφείλεται εν μέρει στο γεγονός ότι επιλέγουμε να αγνοήσουμε τα κελεύσματα της Θεωρίας Σφαλμάτων, και κατά ένα άλλο μέρος στον ψυχολογικό παράγοντα: μια αναφορά που παρουσιάζει αράδες δεκαδικών ψηφίων δημιουργεί μια επίπλαστη εντύπωση 'ακρίβειας', 'επισημότητας' και 'κύρους'. Ας υποθέσουμε, λοιπόν, ότι πραγματοποιούνται μετρήσεις ισχύος και το βαττόμετρο επιστρέφει την ένδειξη 0.000000 dBm. Είναι, άραγε, εύλογο αυτό το πλήθος δεκαδικών ψηφίων; Κι αν δεν είναι, πόσα δεκαδικά ψηφία είναι δικαιολογημένα; Το παρόν Παράρτημα επιχειρεί να απαντήσει τα παραπάνω ερωτήματα χρησιμοποιώντας απλά παραδείγματα.

Αν και η λανθασμένη πρακτική εφαρμόζεται ανεξαρτήτως μετρήσιμου μεγέθους, το πρόβλημα είναι ακόμα πιο οξυμένο στην περίπτωση των μεγεθών που εκφράζονται στις ισοδύναμες λογαριθμικές μονάδες. Η περιγραφή των ιδιοτήτων των μονάδων μέτρησης σε decibel βρίσκεται εκτός αντικειμένου του Παραρτήματος. Ο ενδιαφερόμενος αναγνώστης παραπέμπεται στις ωραίες συζητήσεις των συγγραμμάτων [93] (βλ. Κεφ. 1) και [26] (βλ. Παράρτημα Β').

Η λογαριθμική συνάρτηση διαθέτει χρήσιμες μαθηματικές ιδιότητες: είναι 1-προς-1 και επί. Το αποτέλεσμα είναι ότι δημιουργεί μια μοναδική και αντιστρέψιμη απεικόνιση μεταξύ γραμμικών και λογαριθμικών μεγεθών. Συμβολίζοντας με κεφαλαία γράμματα τις μεταβλητές σε decibel, έχουμε ότι

$$X = 10 \cdot \log(x) \Leftrightarrow x = 10^{X/10}. \quad (\text{B'.1})$$

Η σχέση (B'.1) έχει λάβει υπόψη της σιωπηλά ότι η ποσότητα  $x$  εντός του λογαρίθμου είναι αδιάστατη: πρόκειται για το πλήθος του μετρούμενου μεγέθους, έστω  $p$  [unit], και της

μονάδας μέτρησής του:

$$x \triangleq \frac{p \text{ [unit]}}{1 \text{ [unit]}}. \quad (\text{B'.2})$$

Το δόκιμο πλήθος δεκαδικών ψηφίων σχετίζεται με τη μέγιστη επιτεύξιμη διακριτικότητα, δηλαδή με την ελάχιστη διαφορά που μπορούμε να διακρίνουμε μεταξύ μετρήσεων του ίδιου μεγέθους. Όταν η διαφορά δύο λογαριθμικών μεγεθών  $X_1$  και  $X_2$  ισούται με  $\delta$  dB, τότε έχουμε ότι

$$X_1 - X_2 = \delta \Leftrightarrow \frac{x_1}{x_2} = 10^{\delta/10} \Leftrightarrow \frac{x_1 - x_2}{x_2} = 10^{\delta/10} - 1. \quad (\text{B'.3})$$

Επομένως, διαφορά λογαριθμικών ποσοτήτων ίση με  $\delta$  dB ισοδυναμεί με σχετική απόκλιση των αντίστοιχων γραμμικών μετρήσεων ίση με  $\varepsilon_\delta = (10^{\delta/10} - 1) \times 100\%$ . Οι λογαριθμικές μονάδες μοιράζονται με το πεδίο της συχνότητας μια ενδιαφέρουσα κοινή ιδιότητα: *κανένα από τα δύο δεν υπάρχει στην πραγματικότητα*. Αμφότερα αποτελούν βολικά μαθηματικά κατασκευάσματα. Έτσι, ακριβώς όπως μόνο το πεδίο του χρόνου είναι υπαρκτό, μόνο τα γραμμικά μεγέθη είναι υπαρκτά, και είναι αυτά που μετρώνται προτού αλλάξει πεδίο περιγραφής το εκάστοτε 'βαττόμετρο'. Εύλογα, η ελάχιστη επιτρεπτή σχετική μεταβολή των γραμμικών μεγεθών είναι εκείνη που καθορίζει το δόκιμο πλήθος δεκαδικών ψηφίων σε decibel.

Επιστρέφοντας στο παράδειγμα της μέτρησης της Η/Μ ισχύος, ας υποθέσουμε ότι η αρχική μέτρηση είναι ακριβώς ίση με  $P_0 = 0$  dBm. Έστω, επίσης, ότι στην επόμενη μέτρηση η ισχύς έχει μεταβληθεί ακριβώς κατά +1 dB στη νέα τιμή  $P_1 = +1$  dBm. Προκύπτει τότε σχετική μεταβολή γραμμικών μεγεθών ίση με  $\varepsilon_1 = (10^{1/10} - 1) \times 100\% \simeq 25.9\%$ . Οποιοδήποτε εμπορικά διαθέσιμο όργανο (βαττόμετρο, αναλυτής φάσματος, αναλυτής δικτύων) θα είχε καλές πιθανότητες να μετρήσει αυτή την ποσότητα μεταβολής της ισχύος με καλή ακρίβεια. Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι μια διακριτικότητα της τάξης του 1 dB έχει πιθανότατα νόημα να διατηρηθεί σε ό,τι αφορά στα σφάλματα μετρήσεων.

Ας υποθέσουμε ότι στην επόμενη μέτρηση η ισχύς μεταβάλλεται ακριβώς κατά +0.1 dB στη νέα τιμή  $P_2 = +1.1$  dBm. Προκύπτει τότε σχετική μεταβολή γραμμικών μεγεθών ίση με  $\varepsilon_{0.1} = (10^{0.1/10} - 1) \times 100\% \simeq 2.3\%$ . Μια τέτοια μεταβολή είναι μετρήσιμη σε εργαστηριακό περιβάλλον (είτε ακαδημαϊκό, είτε βιομηχανικό) με αυστηρό πρωτόκολλο μετρήσεων και χρήση βαθμονομημένων μετρητικών οργάνων υψηλής ποιότητας. Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι μια διακριτικότητα της τάξης του 0.1 dB έχει πιθανότατα νόημα να διατηρηθεί σε ένα αυστηρά ελεγχόμενο μετρητικό περιβάλλον. Εργαζόμενοι ομοίως, διαπιστώνουμε ότι η ικανότητα διάκρισης των ισχύων  $P_3 = +1.11$  dBm και  $P_4 = +1.111$  dBm προϋποθέτει την ικανότητα μέτρησης των σχετικών μεταβολών  $\varepsilon_{0.01} \simeq 0.23\%$  και  $\varepsilon_{0.001} \simeq 0.02\%$ , αντίστοιχα. Υπό κανονικές εργαστηριακές συνθήκες, τέτοια επίπεδα ακρίβειας είναι τουλάχιστον ασυνήθιστα. Απαιτείται εργαστηριακή μονάδα επιπέδου EIM<sup>1</sup> και NPL<sup>2</sup> για να επιτευχθεί έστω η ακρίβεια  $\varepsilon_{0.01}$ . Με αυτόν τον τρόπο, οδηγούμαστε στο τελικό συμπέρασμα:

*Κατά τον χειρισμό λογαριθμικών μεγεθών τα οποία έχουν προκύψει είτε απευθείας από μετρήσεις, είτε από πράξεις μεταξύ άλλων μεγεθών, είναι εύλογη η*

<sup>1</sup>Εθνικό Ινστιτούτο Μετρολογίας, Βιομηχανική Περιοχή Σίνδου, Θεσσαλονίκη, [www.eim.gr](http://www.eim.gr).

<sup>2</sup>National Physical Laboratory, Teddington, United Kingdom, [www.npl.co.uk](http://www.npl.co.uk).

## Παράρτημα Β'. Δεκαδικά Ψηφία και Λογαριθμικά Μεγέθη

διατήρηση το πολύ ενός (1) δεκαδικού ψηφίου. Επιπλέον, είναι τεχνικά ορθότερο να εργαζόμαστε με ακέραιες ποσότητες από το να διατηρούμε δύο ή περισσότερα δεκαδικά ψηφία.

Στην προσπάθειά μας να αντιμετωπίσουμε το πρόβλημα των δεκαδικών ψηφίων, θα ήταν χρήσιμο να αναλογιστούμε τα ακόλουθα τεχνικά ζητήματα:

- Είμαστε όντως σε θέση να μετρήσουμε την ποσότητα που εκφράζουμε στην τεχνική αναφορά μας με ακρίβεια αντίστοιχη των δεκαδικών ψηφίων που αναφέρουμε; Πρόκειται για σύνθετο πρόβλημα που περιλαμβάνει την ακρίβεια του μετρητικού εξοπλισμού που χρησιμοποιείται κατά τη μέτρηση, το πείραμα αυτό καθ' εαυτό και τους υπολογισμούς που πρόκειται να γίνουν κατά τη μετεπεξεργασία των δεδομένων.
- Χρειάζεται όντως να γνωρίζουμε τα λιγότερο σημαντικά ψηφία; Για παράδειγμα, στη σχεδίαση της RF/IF αλυσίδας ενός πομποδέκτη συχνά χρειαζόμαστε 'αρκετό κέρδος ώστε να ξεπεράσουμε το θόρυβο του συστήματος' ή 'αρκετά χαμηλό συντελεστή θορύβου προκειμένου να αποδιαμορφώσουμε ένα σήμα ισχύος  $-110$  dBm'. Με άλλα λόγια, συχνά το απόλυτο μέγεθος δεν έχει και τόση σημασία. Επιπλέον, όσο κρισιμότερη είναι η σωστή λειτουργία μιας ασύρματης ζεύξης κι όσο χειρότερες οι συνθήκες διάδοσης, τόσο μεγαλύτερα είναι και τα περιθώρια ασφαλείας που προβλέπονται (π.χ. 3–30 dB).
- Με δεδομένες τις προδιαγραφές των κυκλωματικών στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν για τη σχεδίαση του συστήματος, είμαστε σε θέση να δικαιολογήσουμε το πλήθος των δεκαδικών ψηφίων που αναφέρουμε; Για παράδειγμα, οι προδιαγραφές κέρδους και εικόνας θορύβου ενός τυπικού ενισχυτή θα μπορούσαν να είναι  $G_p = 11.5$  dB ( $\pm 0.5$  dB) και  $F = 2.5$  dB ( $\pm 0.5$  dB), αντίστοιχα.
- Με δεδομένες τέτοιου είδους προδιαγραφές και αναλόγως της τοπολογίας του συστήματος, πιθανότατα θα δυσκολευτούμε πολύ να δικαιολογήσουμε πώς γίνεται το συνολικό κέρδος της αλυσίδας του δέκτη να ισούται π.χ. με 23.456 dB, όταν η διακύμανση κέρδους ενός και μόνο ενισχυτή είναι  $\pm 0.5$  dB.

Συχνά, οι νέοι—και λιγότερο έμπειροι—μηχανικοί διατηρούν αρκετά δεκαδικά ψηφία στις αναφορές τους, επιχειρώντας έτσι να προσδώσουν σε αυτές επιπλέον κύρος. Η παρούσα συζήτηση έδειξε ότι η αλόγιστη χρήση δεκαδικών ψηφίων απειλεί να μας εκθέσει. Όσα περισσότερα διατηρούμε, τόσο περισσότερο υπόλογοι γινόμαστε. Μάλιστα, σε μια αλυσίδα κυκλωμάτων αρκεί η διακύμανση ενός και μόνο στοιχείου προκειμένου να γίνει η διατήρηση ακόμα και τους ενός δεκαδικού ψηφίου τελείως αδικαιολόγητη.

Τονίζεται ότι η συζήτηση αφορά αποκλειστικά στη στρογγυλοποίηση των αριθμητικών δεδομένων στο ενδεδειγμένο δεκαδικό ψηφίο, και όχι στο πλήθος των σημαντικών ψηφίων. Τα σημαντικά ψηφία των λογαριθμικών μεγεθών κυμαίνονται από ένα έως τέσσερα, δεδομένου ότι οι αριθμητικά μεγαλύτερες ποσότητες που συναντούμε σε decibel είναι της τάξης του  $10^2$ . Για παράδειγμα, η απώλεια διαδρομής της ζεύξης στη C-band ενός σταθμού εδάφους με δορυφόρο σε γεωστατική τροχιά ισούται περίπου με 200 dB.



# Βιβλιογραφία

- [1] J. L. Volakis, Ed., *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed. New York: McGraw-Hill Professional, June 2007.
- [2] C. A. Balanis, Ed., *Modern Antenna Handbook*. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, Sept. 2008.
- [3] J. D. Kraus, “Antennas since Hertz and Marconi,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 33, no. 2, pp. 131–137, Feb. 1985.
- [4] C. A. Balanis, “Antenna theory: a review,” *Proc. IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 7–23, Jan. 1992.
- [5] D. L. Sengupta and T. K. Sarkar, “Maxwell, Hertz, the Maxwellians, and the early history of electromagnetic waves,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 45, no. 2, pp. 13–19, Apr. 2003.
- [6] J. C. Rautio, “Maxwell’s legacy,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 6, no. 2, pp. 46–53, June 2005.
- [7] T. K. Sarkar, M. Salazar-Palma, and D. L. Sengupta, “Who was James Clerk Maxwell and what was and is his electromagnetic theory?” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 4, pp. 97–116, Aug. 2009.
- [8] A. K. Skrivervik, “Antenna families,” Lecture notes, European School of Antennas, course *Antenna Project Management*, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Switzerland, Mar. 2011.
- [9] D. Fleisch, *A Student’s Guide to Maxwell’s Equations*. New York: Cambridge University Press, 2008.
- [10] P. G. Huray, *Maxwell’s Equations*. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2010.
- [11] E. M. Purcell, *Ηλεκτρισμός και Μαγνητισμός*, ser. Φυσική Berkeley, Τόμος 2, δεύτερη αγγλική έκδοση. Αθήνα: Πανεπιστημιακές Εκδόσεις ΕΜΠ, 2004, μετάφραση: Α. Κώνστα, Α. Φίλιππας, Ε. Δρης, Θ. Αλεξόπουλος, Ε. Φωκίτης.
- [12] H. A. Haus and J. R. Melcher, *Electromagnetic Fields and Energy*. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall, Sept. 1989.
- [13] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. New York: Wiley-IEEE Press, 2001.
- [14] J. Van Bladel, *Electromagnetic Fields*, 2nd ed. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2007.

- [15] S. Silver, Ed., *Microwave Antenna Theory and Design*, ser. MIT Radiation Laboratory Series, vol. 12. New York: McGraw-Hill, 1949.
- [16] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [17] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 1998.
- [18] P. S. Kildal, *Foundations of Antennas: A Unified Approach*. Lund, Sweden: Studentlitteratur AB, Jan. 2000.
- [19] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas*, 3rd ed. Maidenhead, Berkshire, UK: McGraw-Hill Education EMEA, Dec. 2001.
- [20] R. W. P. King, G. J. Fikioris, and R. B. Mack, *Cylindrical Antennas and Arrays*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, Nov. 2002, revised and enlarged 2nd edition of “*Arrays of Cylindrical Dipoles*”.
- [21] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2003, revised edition.
- [22] T. A. Milligan, *Modern Antenna Design*, 2nd ed. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2005.
- [23] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. D. Griffiths, J. Encinas, and B. L. Smith, *Modern Antennas*, 2nd ed. Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2005.
- [24] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, *Ασύρματες Επικοινωνίες*. Πειραιάς: εκδ. Α. Κανάτας, 2010, ISBN 978-960-93-1889-1.
- [25] R. Vaughan and J. Bach Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. London: Institution of Engineering & Technology, Feb. 2003.
- [26] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*. Αθήνα: Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008, ISBN 978-960-7182-06-7.
- [27] H. A. Wheeler, “Fundamental limitations of small antennas,” *Proceedings of the IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [28] L. J. Chu, “Physical limitations of omni-directional antennas,” *Journal of Applied Physics*, vol. 19, pp. 1163–1175, Dec. 1948.
- [29] H. A. Wheeler, “The radiansphere around a small antenna,” *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325–1331, Aug. 1959.
- [30] —, “Small antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 23, no. 4, pp. 462–469, July 1975.
- [31] R. Waterhouse, Ed., *Printed Antennas for Wireless Communications*. Chichester, West Sussex, UK: J. Wiley & Sons, 2007.
- [32] Z. N. Chen, Ed., *Antennas for Portable Devices*. Chichester, West Sussex, UK: J. Wiley & Sons, 2007.

- [33] K. Fujimoto, Ed., *Mobile Antenna Systems Handbook*, 3rd ed. Norwood, MA: Artech House, 2008.
- [34] D. A. Sánchez-Hernández, Ed., *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*. Norwood, MA: Artech House, 2008.
- [35] J. L. Volakis, C.-C. Chen, and K. Fujimoto, *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*. New York: McGraw-Hill Professional, June 2010.
- [36] R. Waterhouse and D. Novak, “Wireless systems and printed antennas,” in *Printed Antennas for Wireless Communications*, R. Waterhouse, Ed. Chichester, West Sussex, UK: J. Wiley & Sons, 2007, ch. 1, pp. 1–36.
- [37] K. Fujimoto, “Importance of antennas in mobile systems and recent trends,” in *Mobile Antenna Systems Handbook*, 3rd ed., K. Fujimoto, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 1, pp. 1–24.
- [38] B. S. Collins, “Handset antennas,” in *Antennas for Portable Devices*, Z. N. Chen, Ed. Chichester, West Sussex, UK: J. Wiley & Sons, 2007, ch. 01, pp. 9–58.
- [39] Y. C. Vardaxoglou and J. R. James, “Mobile handset antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., J. L. Volakis, Ed. New York: McGraw-Hill, June 2007, ch. 36.
- [40] K. Fujimoto, “Antennas for mobile communications,” in *Modern Antenna Handbook*, C. A. Balanis, Ed. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, Sept. 2008, ch. 23, pp. 1143–1228.
- [41] S. R. Saunders and A. Aragón-Zavala, “Antennas for mobile systems,” in *Modern Antenna Handbook*, C. A. Balanis, Ed. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, Sept. 2008, ch. 24, pp. 1229–1254.
- [42] Z. Ying, M. Ohtsuka, Y. Nishioka, and K. Fujimoto, “Antennas for mobile terminals,” in *Mobile Antenna Systems Handbook*, 3rd ed., K. Fujimoto, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 5, pp. 213–320.
- [43] K. Boyle, “Multiband multisystem antennas in handsets,” in *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, D. A. Sánchez-Hernández, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 2, pp. 33–52.
- [44] M. Martínez-Vázquez, E. Antonino-Daviú, and M. Fabeo-Cabrés, “Miniaturized integrated multiband antennas,” in *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, D. A. Sánchez-Hernández, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 5, pp. 151–186.
- [45] J. F. Valenzuela-Valdés, A. M. Martínez-González, and D. A. Sánchez-Hernández, “Multiband handset antennas for MIMO systems,” in *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, D. A. Sánchez-Hernández, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 6, pp. 187–234.
- [46] Y. Rahmat-Samii, J. Guterman, A. A. Moreira, and C. Peixeiro, “Integrated antennas for wireless personal communications,” in *Modern Antenna Handbook*, C. A. Balanis, Ed. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, Sept. 2008, ch. 22, pp. 1079–1142.



- [47] X. Qing and Z. N. Chen, “RFID tag antennas,” in *Antennas for Portable Devices*, Z. N. Chen, Ed. Chichester, West Sussex, UK: J. Wiley & Sons, 2007, ch. 3, pp. 59–112.
- [48] Y. J. Yoon, “Antennas for RFID,” in *Mobile Antenna Systems Handbook*, 3rd ed., K. Fujimoto, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 13, pp. 589–618.
- [49] G. J. Pottie and W. J. Kaiser, *Principles of Embedded Networked Systems Design*. New York: Cambridge University Press, 2005.
- [50] M. Kuorilehto, M. Kohvakka, J. Suhonen, P. Hämäläinen, M. Hännikäinen, and T. D. Hämäläinen, *Ultra-Low Energy Wireless Sensor Networks in Practice: Theory, Realization and Deployment*. Chichester, West Sussex, UK: J. Wiley & Sons, 2007.
- [51] A. P. Chandrakasan, Ed., *Proceedings of the IEEE, Special issue on Low-Power RF Systems*, vol. 88, no. 10, Oct. 2000.
- [52] G. Chen, S. Hanson, D. Blaauw, and D. Sylvester, “Circuit design advances for wireless sensing applications,” *Proc. IEEE*, vol. 98, no. 11, pp. 1808–1827, Nov. 2010.
- [53] A. A. Abidi, G. J. Pottie, and W. J. Kaiser, “Power-conscious design of wireless circuits and systems,” *Proc. IEEE*, vol. 88, no. 10, pp. 1528–1545, Oct. 2000.
- [54] P. G. M. Baltus and R. Dekker, “Optimizing RF front ends for low power,” *Proc. IEEE*, vol. 88, no. 10, pp. 1546–1559, Oct. 2000.
- [55] A. Y. Wang, “Low power RF transceiver modeling and design for wireless microsensor networks,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical Engineering & Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA, June 2005.
- [56] A. Georgiadis and M. Bozzi, Eds., *IET Microwaves, Antennas & Propagation, Special issue on RF/Microwave Communication Subsystems for Emerging Wireless Technologies*, vol. 5, no. 8, June 2011.
- [57] C.-Y. Chong and S. P. Kumar, “Sensor networks: Evolution, opportunities, and challenges,” *Proc. IEEE*, vol. 91, no. 8, pp. 1247–1256, Aug. 2003.
- [58] H. Gharavi and S. P. Kumar, Eds., *Proceedings of the IEEE, Special issue on Sensor Networks and Applications*, vol. 91, no. 8, Aug. 2003.
- [59] M. Liu, N. Patwari, and A. Terzis, Eds., *Proceedings of the IEEE, Special issue on Sensor Network Applications*, vol. 98, no. 11, Nov. 2010.
- [60] P. Corke, T. Wark, R. Jurdak, W. Hu, P. Valencia, and D. Moore, “Environmental wireless sensor networks,” *Proc. IEEE*, vol. 98, no. 11, pp. 1903–1917, Nov. 2010.
- [61] Y. K. Ramadass, “Energy processing circuits for low-power applications,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical Engineering & Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA, June 2009.
- [62] Γ. Ν. Μπράβος, “Μελέτη προσαρμοστικών τεχνικών μετάδοσης πληροφορίας σε ασύρματα δίκτυα αισθητήρων,” Διδακτορική διατριβή, Τμήμα Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων, Πανεπιστήμιο Πειραιώς, Σεπτ. 2008.

- [63] S. Cho, “Energy efficient RF communication system for wireless sensors,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical Engineering & Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA, June 2002.
- [64] R. K. Min, “Energy and quality scalable wireless communication,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical Engineering & Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA, May 2003.
- [65] G. J. Pottie and W. J. Kaiser, “Wireless integrated network sensors,” *Communications of the ACM*, vol. 43, pp. 51–58, May 2000.
- [66] B. Warneke, M. Last, B. Liebowitz, and K. S. J. Pister, “Smart Dust: Communicating with a cubic-millimeter computer,” *IEEE Computer*, vol. 34, pp. 44–51, Jan. 2001.
- [67] B. W. Cook, S. Lanzisera, and K. S. J. Pister, “SoC issues for RF Smart Dust,” *Proc. IEEE*, vol. 94, pp. 1177–1196, June 2006.
- [68] B. P. Otis, “Ultra-low power wireless technologies for sensor networks,” Ph.D. dissertation, Graduate Division, Dept. Electrical Engineering & Computer Sciences, University of California, Berkeley, Berkeley, CA, USA, Feb. 2005.
- [69] Y. H. Chee, “Ultra low power transmitters for wireless sensor networks,” Ph.D. dissertation, Graduate Division, Dept. Electrical Engineering & Computer Sciences, University of California, Berkeley, Berkeley, CA, USA, May 2006.
- [70] R. Schneider and J. Ross, “Antennas for the new airwaves,” *IEEE Spectrum*, vol. 46, no. 2, pp. 44–49, Feb. 2009.
- [71] Ν. Δ. Σκέντος, “Πολυδιάστατος χαρακτηρισμός ραδιοδιαύλου για ευρυζωνικά ασύρματα συστήματα επικοινωνιών,” Διδακτορική διατριβή, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Νοεμ. 2007.
- [72] Π.-Θ. Ν. Θεοφιλάκος, “Τεχνικές και αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος για τη μείωση της πολυπλοκότητας του υλικού σε ασύρματα συστήματα επικοινωνιών πολλαπλών εισόδων–πολλαπλών εξόδων,” Διδακτορική διατριβή, Τμήμα Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων, Πανεπιστήμιο Πειραιώς, Ιούνιος 2009.
- [73] Α. Δ. Μαρούσης, “Αρχιτεκτονικές και αλγόριθμοι εκτίμησης ραδιοδιαύλου για σύγχρονα ευρυζωνικά ασύρματα συστήματα επικοινωνιών,” Διδακτορική διατριβή, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Μάρτιος 2010.
- [74] K. Yu, F. Boccardi, A. Kuzminskiy, and A. Alexiou, “IA/MIMO-enabled techniques for reconfigurable transmission and routing,” IST-4-027310 MEMBRANE, Alcatel-Lucent, Deliverable D4.1.2, July 2007.
- [75] A. Maltsev *et al.*, “System level performance analysis,” IST-4-027310 MEMBRANE, Intel, Deliverable D5.1.3, Nov. 2008.
- [76] A. Valkanas *et al.*, “MEMBRANE prototype evaluation,” IST-4-027310 MEMBRANE, Intracom, Deliverable D5.2.3, Sept. 2008.

- [77] A. Giorgetti *et al.*, “Multiple antennas and beamforming algorithms,” Coexisting Short Range Radio by Advanced Ultra-Wideband Radio Technology (FP7-ICT-215669 EUWB), University of Bologna, Deliverable D2.4.4, Mar. 2011.
- [78] B. S. Geletu, “Modeling the behavior of an electronically switchable directional antenna for wireless sensor networks,” MScEE thesis, Blekinge Institute of Technology, Swedish Institute of Computer Science (SICS), Kista, Sweden, Feb. 2011.
- [79] L. Guerra, “IEEE 802.11b wireless LAN sensor system and antenna design,” MScEE thesis, Dept. Electrical Engineering, College of Engineering, University of South Florida, Tampa, FL, USA, July 2006.
- [80] K. M. Z. Shams, “Novel embedded antennas and engineered materials in wireless communications and sensing,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical Engineering, College of Engineering and Computing, University of South Carolina, Columbia, SC, USA, 2007.
- [81] G. W. M. Whyte, “Antennas for wireless sensor network applications,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical & Electronic Engineering, Faculty of Engineering, University of Glasgow, Glasgow, Scotland, UK, July 2008.
- [82] M. D. Balachandran, “Tin dioxide nanoparticles based sensor integrated with microstrip antenna for passive wireless ethylene sensing,” Ph.D. dissertation, College of Engineering and Science, Louisiana Tech University, Ruston, LA, USA, Aug. 2008.
- [83] B. Yang, “Ultra small antenna and low power receiver for Smart Dust wireless sensor networks,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical and Computer Engineering, Faculty of Graduate School, University of Maryland, College Park, MD, USA, Oct. 2009.
- [84] S. Cheng, “Integrated antenna solutions for wireless sensor and millimeter-wave systems,” Ph.D. dissertation, Dept. Engineering Sciences, Microwave & Terahertz Technology, Faculty of Science & Technology, Uppsala University, Sweden, Jan. 2010.
- [85] H. Schantz, *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*. Norwood, MA: Artech House, 2005.
- [86] S. Ramo, J. Whinnery, and T. Van Duzer, *Fields and Waves in Communication Electronics*, 3rd ed. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, Feb. 1994.
- [87] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. New York: John Wiley & Sons, 1989.
- [88] A. Petosa, *Dielectric Resonator Antenna Handbook*. Norwood, MA: Artech House, 2007.
- [89] R. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2001.
- [90] R. J. Weber, *Introduction to Microwave Circuits: Radio Frequency and Design Applications*. Piscataway, New Jersey: IEEE Press, 2001.
- [91] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd ed. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, 2004.
- [92] C. Bowick, *RF Circuit Design*. Oxford, UK: Newnes (Elsevier Science), Feb. 1997.

- [93] K. McClaning and T. Vito, *Radio Receiver Design*. Atlanta, GA: Noble Publishing, 2000.
- [94] F. Gustrau and D. Manteuffel, *EM Modeling of Antennas and RF Components for Wireless Communications Systems*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2006.
- [95] J. C. Rautio, “Planar electromagnetic analysis,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 4, no. 1, pp. 35–41, Mar. 2003.
- [96] A. Vasylychenko, Y. Schols, W. De Raedt, and G. A. E. Vandenbosch, “Challenges in full wave electromagnetic simulation of very compact planar antennas,” in *Proc. Second European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, Nov. 2007.
- [97] —, “A benchmarking of six software packages for full-wave analysis of microstrip antennas,” in *Proc. Second European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, Nov. 2007.
- [98] —, “Quality assessment of computational techniques and software tools for planar-antenna analysis,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 1, pp. 23–38, Feb. 2009.
- [99] G. A. E. Vandenbosch and A. Vasylychenko, “A practical guide to 3D electromagnetic software tools,” in *Microstrip Antennas*, N. Nasimuddin, Ed. Rijeka, Croatia: InTech, Apr. 2011, ch. 12, pp. 507–540. [Online]. Available: [www.intechopen.com/book/microstrip-antennas](http://www.intechopen.com/book/microstrip-antennas)
- [100] H. J. Visser, *Approximate Antenna Analysis for CAD*. Chichester, West Sussex, UK: J. Wiley & Sons, Apr. 2009.
- [101] J. Bach Andersen and R. G. Vaughan, “Transmitting, receiving, and scattering properties of antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 45, no. 4, pp. 93–98, Aug. 2003.
- [102] R. W. P. King, “A review of analytically determined electric fields and currents induced in the human body when exposed to 50–60-Hz electromagnetic fields,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1186–1192, May 2004.
- [103] S. R. Best and D. L. Hanna, “A performance comparison of fundamental small-antenna designs,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 52, no. 1, pp. 47–70, Feb. 2010.
- [104] H. Arai, *Measurement of Mobile Antenna Systems*. Norwood, MA: Artech House, 2001, ch. 2 & 3, pp. 31–83.
- [105] C. A. Balanis and C. R. Birtcher, “Antenna measurements,” in *Modern Antenna Handbook*, C. A. Balanis, Ed. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, Sept. 2008, ch. 20, pp. 977–1034.
- [106] S. R. Best, “Advances in the design of electrically small antennas,” Lecture notes, Short course presented at EuCAP 2010, 4th European Conf. Antennas Propag., Barcelona, Spain, Apr. 2010.
- [107] —, “Small antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., J. L. Volakis, Ed. New York: McGraw-Hill, June 2007, ch. 6.

- [108] —, “Small and fractal antennas,” in *Modern Antenna Handbook*, C. A. Balanis, Ed. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, Sept. 2008, ch. 10, pp. 475–528.
- [109] A. R. Lopez, “Fundamental limitations of small antennas: Validation of Wheeler’s formulas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 48, no. 4, pp. 28–36, Aug. 2006.
- [110] S. R. Best, “A discussion on small antennas operating with small finite ground planes,” in *Proc. IEEE Int’l Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (iWAT 2006)*, White Plains, NY, USA, Mar. 2006, pp. 152–155.
- [111] —, “Electrically small multiband antennas,” in *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, D. A. Sánchez-Hernández, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 1, pp. 1–32.
- [112] —, “The significance of ground-plane size and antenna location in establishing the performance of ground-plane-dependent antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 6, pp. 29–43, Dec. 2009.
- [113] A. D. Yaghjian and S. R. Best, “Impedance, bandwidth, and Q of antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, Apr. 2005.
- [114] J. S. McLean, “A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no. 5, pp. 672–676, May 1996.
- [115] H. L. Thal, “New radiation Q limits for spherical wire antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 10, pp. 2757–2763, Oct. 2006.
- [116] H. F. Pues and A. R. Van de Capelle, “An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 11, pp. 1345–1354, Nov. 1989.
- [117] A. K. Skrivervik, “Fundamental limits and practical geometries,” Lecture notes, European School of Antennas, course *Compact Antennas*, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spain, June 2007.
- [118] C. Luxey, “Small antennas for handsets,” Lecture notes, European School of Antennas, course *Industrial Antenna Design*, IMST GmbH, Kamp-Lintfort, Germany, Apr. 2007.
- [119] H. T. Friis, “Introduction to radio and radio antennas,” *IEEE Spectrum*, vol. 8, no. 4, Apr. 1971.
- [120] S. D. Rogers, J. T. Aberle, and D. T. Auckland, “Two-port model of an antenna for use in characterizing wireless communications systems obtained using efficiency measurements,” in *2002 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2002)*, vol. 3, San Antonio, TX, USA, June 2002, pp. 730–733.
- [121] —, “Two-port model of an antenna for use in characterizing wireless communications systems, obtained using efficiency measurements,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 45, no. 3, pp. 115–118, June 2003.
- [122] E. Holzman, *Essentials of RF and Microwave Grounding*. Norwood, MA: Artech House, 2006.

- [123] A. Alexandridis, A. Alexiou, C. Kakoyiannis, and A. Kanatas *et al.*, “Multiple antennas aspects and system level evaluation in wireless sensor networks,” FP6-IST-026957 Antenna Centre of Excellence, Alcatel-Lucent, ACE2 activity A2.5 Deliverable, Jan. 2008.
- [124] C. Puente, J. Romeu, and A. Cardama, “Fractal-shaped antennas,” in *Frontiers in Electromagnetics*, D. Werner and R. Mittra, Eds. New York: IEEE Press, 2000, ch. 2, pp. 48–93.
- [125] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, “Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique, and applications,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 44, no. 1, pp. 20–36, Feb. 2002.
- [126] D. H. Werner and S. Ganguly, “An overview of fractal antenna engineering research,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 45, no. 1, pp. 38–57, Feb. 2003.
- [127] Γ. Τσαχτσίρης, “Μελέτη τυπωμένων κεραιών γεωμετρίας φράκταλ,” Διδακτορική διατριβή, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών, Πολυτεχνική Σχολή, Πανεπιστήμιο Πατρών, Ρίο, Φεβ. 2005.
- [128] D. H. Werner, J. S. Petko, and T. G. Spence, “Fractal antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., J. L. Volakis, Ed. New York: McGraw-Hill, June 2007, ch. 33.
- [129] W. J. Krzystofik, “Printed multiband fractal antennas,” in *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, D. A. Sánchez-Hernández, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 4, pp. 95–150.
- [130] J. Rashed and C.-T. Tai, “A new class of resonant antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 9, pp. 1428–1430, Sept. 1991.
- [131] T. J. Warnagiris and T. J. Minardo, “Performance of a meandered line as an electrically small transmitting antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 12, pp. 1797–1801, Dec. 1998.
- [132] T. Endo, Y. Sunahara, S. Satoh, and T. Katagi, “Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas,” *Electronics Commun. Japan, Part II*, vol. 83, no. 1, pp. 52–58, 2000.
- [133] S. R. Best and J. D. Morrow, “Limitations of inductive circuit model representations of meander line antennas,” in *2003 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, vol. 1, Columbus, OH, USA, June 2003, pp. 852–855.
- [134] M. J. Sailor and J. R. Link, “Smart dust: nanostructured devices in a grain of sand,” *Chemical Commun.*, pp. 1375–1383, Feb. 2005.
- [135] I. F. Akyildiz, T. Melodia, and K. R. Chowdury, “Wireless multimedia sensor networks: A survey,” *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 14, pp. 32–39, Dec. 2007.
- [136] A. Fallahi and E. Hossain, “QoS provisioning in wireless video sensor networks: A dynamic power management framework,” *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 14, pp. 40–49, Dec. 2007.

- [137] A. K. Skrivervik, J.-F. Zürcher, O. Staub, and J. R. Mosig, “PCS antenna design: The challenge of miniaturization,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 43, no. 4, pp. 12–27, Aug. 2001.
- [138] A. K. Skrivervik and J.-F. Zürcher, “Recent advances in PCS antenna design and measurement,” *Automatika*, vol. 43, no. 1–2, pp. 55–61, 2002.
- [139] M. Ali and S. S. Stuchly, “Short sinusoidal antennas for wireless communications,” in *Proc. IEEE Pacific Rim Conf. Commun. Computers Signal Processing*, Victoria, BC, Canada, May 1995, pp. 542–545.
- [140] M. Ali, S. S. Stuchly, and K. Caputa, “An experimental study of small self-resonant antennas for wireless applications,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 35, no. 2, pp. 143–145, 2002.
- [141] M. Tentzeris, B. Pan, and R. Li, “Multiband planar wire antennas,” in *Multiband Integrated Antennas for 4G Terminals*, D. A. Sánchez-Hernández, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 3, pp. 53–94.
- [142] S. R. Best and J. D. Morrow, “The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 1, pp. 112–115, 2002.
- [143] —, “On the significance of current vector alignment in establishing the resonant frequency of small space-filling wire antennas,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, pp. 201–204, 2003.
- [144] S. G. García, L. Baggen, D. Manteuffel, and D. Heberling, “Study of coplanar waveguide-fed antennas using the FDTD method,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 19, no. 3, pp. 173–176, Oct. 1998.
- [145] A. O. Salman, H. Cetinkaya, and A. A. Vertiy, “Actively and passively excited sinusoidal microstrip and pcb strip antennas operating at K and millimeter-wave bands,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, no. 5, pp. 1302–1308, 2008.
- [146] A. O. Salman, D. Dibekci, S. Gavrilov, and A. A. Vertiy, “The millimeter wave radiation of a travelling wave sinusoidal wire antenna,” *Int. J. Infrared Milli. Waves*, vol. 29, pp. 465–485, 2008.
- [147] A. O. Salman, D. Dibekci, S. P. Gavrilov, and A. Vertiy, “The radiation properties of a novel wire antenna for the security fence radar,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2852–2864, Sept. 2008.
- [148] D. H. Park, “Design of novel on-chip antennas with multi-band for wireless sensor networks,” in *Proc. 2008 Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC 2008)*, Loughborough, UK, Mar. 2008, pp. 101–104.
- [149] G. Bacles-Min and F. Ndagijimana, “Package-antenna for wireless sensor network nodes,” in *Proc. 2008 Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC’08)*, Loughborough, UK, Mar. 2008, pp. 381–384.
- [150] J. P. Bérenger, “A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves,” *J. Computational Physics*, vol. 114, no. 2, pp. 185–200, Feb. 1994.

- [151] J.-P. Bérenger, *Perfectly Matched Layer (PML) for Computational Electromagnetics*, ser. Synthesis Lectures on Computational Electromagnetics #8. Morgan & Claypool Publishers, 2007.
- [152] B. Krietenstein, R. Schuhmann, P. Thoma, and T. Weiland, “The perfect boundary approximation technique facing the big challenge of high precision field computation,” in *Proc. XIX Int’l Linear Accelerator Conference (LINAC 98)*, Chicago, IL, USA, 1998, pp. 860–862.
- [153] S. Sokolnikoff and R. M. Redheffer, *Μαθηματικά για Φυσικούς και Μηχανικούς*, 2nd ed. Αθήνα: Πανεπιστημιακές Εκδόσεις ΕΜΠ, 2001, μετάφραση: Θ. Γραμμένος, Α. Σπανού, επιμέλεια: Κ. Χριστοδουλίδης.
- [154] M.-C. Huynh and W. Stutzman, “Ground plane effects on planar inverted-F antenna (PIFA) performance,” *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 150, no. 4, pp. 209–213, Aug. 2003.
- [155] M. Martínez-Vázquez, R. Serrano, J. Carlsson, and A. K. Skrivervik, “Activities on terminal antennas in ACE2,” in *Proc. Int’l Conf. Applied Electromagn. & Commun. (ICECom’07)*, vol. 1, Dubrovnik, Croatia, Sept. 2007, pp. 81–84.
- [156] *DURAVER-E-Cu quality 104i, quality 104i ML: Base materials for high thermal requirements*, Isola USA S.a.r.l., Chandler, AZ, USA, Sept. 2008.
- [157] G. Tsachtsiris, M. Karaboikis, C. Soras, and V. Makios, “Single and multi element printed Minkowski monopole antennas for portable terminal devices,” *Automatika*, vol. 45, no. 1–2, pp. 33–39, Jan. 2004.
- [158] H. Nakano, H. Tagami, A. Yoshizawa, and J. Yamauchi, “Shortening ratios of modified dipole antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 4, pp. 385–386, Apr. 1984.
- [159] D. M. Pozar, “A relation between the active input impedance and the active element pattern of a phased array,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 9, pp. 2486–2489, Sept. 2003.
- [160] T. H. Koornwinder, R. Wong, R. Koekoek, and R. F. Swarttouw, “Orthogonal polynomials,” in *NIST Handbook of Mathematical Functions*, F. W. J. Olver, D. W. Lozier, R. F. Boisvert, and C. W. Clark, Eds. New York: Cambridge University Press, 2010, ch. 18, pp. 435–484.
- [161] S. Curto, M. John, and M. J. Ammann, “Groundplane dependent performance of printed antenna for MB-OFDM-UWB,” in *Proc. IEEE 65th Vehicular Techn. Conf. (VTC2007-Spring)*, Dublin, Ireland, Apr. 2007, pp. 352–356.
- [162] M. John, J. A. Evans, M. J. Ammann, J. C. Modro, and Z. N. Chen, “Reduction of ground-plane-dependent effects on microstrip-fed printed rectangular monopoles,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 2, no. 1, pp. 42–47, Feb. 2008.
- [163] *Advanced PCB Materials Product Selection Guide*, Taconic, Petersburg, NY, USA, Apr. 2010.
- [164] Η. Α. Βαρούτσος *et al.*, *Λεξικό Τεχνολογίας και Επιστημών: Αγγλοελληνικό - ελληνοαγγλικό*, 2η εκδ. Αθήνα: Εκδόσεις Σταφυλίδη, 2005.



- [165] A. C. Ludwig, “Mutual coupling, gain and directivity of an array of two identical antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 24, no. 6, pp. 837–841, Nov. 1976.
- [166] I. J. Gupta and A. A. Ksienski, “Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, no. 5, pp. 785–791, Sept. 1983.
- [167] J. A. G. Malherbe, “Analysis of a linear antenna array including the effects of mutual coupling,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 32, no. 1, pp. 29–34, Feb. 1989.
- [168] P. Basset, F. Alfaro, D. Novosel, A. de la Plaza, D. Stancil, and G. K. Fedder, “Chip-size antennas for implantable sensors and Smart Dust,” in *Proc. 13th Int’l Conf. Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS’05)*, Seoul, Korea, June 2005, pp. 457–460.
- [169] M. Haenggi and D. Puccinelli, “Routing in ad hoc networks: a case for long hops,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, no. 10, pp. 93–101, Oct. 2005.
- [170] N. Heo and P. K. Varshney, “Energy-efficient deployment of intelligent mobile sensor networks,” *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. A*, vol. 35, no. 1, pp. 78–92, Jan. 2005.
- [171] S. Jain, R. C. Shah, W. Brunette, G. Borriello, and S. Roy, “Exploiting mobility for energy efficient data collection in wireless sensor networks,” *Mobile Networks and Applications*, vol. 11, no. 3, pp. 327–339, June 2006.
- [172] M. G. Douglas, M. Okoniewski, and M. A. Stuchly, “A planar diversity antenna for handheld PCS devices,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 47, no. 3, pp. 747–754, Aug. 1998.
- [173] C. B. Dietrich, K. Dietze, J. R. Neally, and W. L. Stutzman, “Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 9, pp. 1271–1281, Sept. 2001.
- [174] L. Leijten, “Design of antenna-diversity transceivers for wireless consumer products,” Ph.D. dissertation, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, Sept. 2001.
- [175] T. W. C. Brown, “Antenna diversity for mobile terminals,” Ph.D. dissertation, Centre for Communication Systems Research, School of Electronics & Physical Sciences, University of Surrey, Guilford, Surrey, UK, Sept. 2002.
- [176] V. Plicanic, “Antenna diversity studies and evaluation,” Master’s thesis, Department of Electrosience, Lund University, Lund, Sweden, May 2004.
- [177] S. B. Yeap, X. Chen, J. A. Dupuy, C. C. Chiau, and C. G. Parini, “Mutual coupling suppression in closely spaced antennas,” *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 152, no. 6, pp. 495–504, Dec. 2005.
- [178] Q. Tang, L. Yang, G. B. Giannakis, and T. Qin, “Battery power efficiency of PPM and FSK in wireless sensor networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 1308–1319, Apr. 2007.
- [179] E. Culurciello and A. G. Andreou, “CMOS image sensors for sensor networks,” *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 49, no. 1, pp. 39–51, Oct. 2006.

- [180] G. Manes, R. Fantacci, and F. Chiti *et al.*, “Efficient MAC protocols for wireless sensor networks endowed with directive antennas: A cross-layer solution,” *EURASIP J. Wireless Commun. Networking*, vol. 2007, 2007, 9 pages, Article ID 37910.
- [181] J. Dunlop and J. Cortes, “Co-design of efficient contention MAC with directional antennas in wireless sensor networks,” in *Proc. 13th Int’l Wireless Commun. Mobile Computing Conf. (IWCMC’08)*, Crete, Greece, Aug. 2008, pp. 383–388.
- [182] D. Li, Z. Li, and L. Liu, “Energy efficient broadcast routing in *ad hoc* sensor networks with directional antennas,” in *Proc. Water and Sewage Authority (WASA’08)*, ser. Lecture Notes in Computer Science. Berlin/Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2008, vol. 5258, pp. 29–39.
- [183] Z. Li and D. Li, “Minimum energy broadcast routing in *ad hoc* and sensor networks with directional antennas,” in *Proc. Computations in Commutative Algebra (COCOA’09)*, ser. Lecture Notes in Computer Science. Berlin/Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2009, vol. 5573, pp. 507–518.
- [184] S. Shankar and D. Kundur, “Towards improved connectivity with hybrid uni/omni-directional antennas in wireless sensor networks,” in *Proc. IEEE INFOCOM Workshops*, Phoenix, AZ, USA, Apr. 2008.
- [185] A. Lecointre, D. Dragomirescu, P. Berthou, and R. Plana, “A reconfigurable IR-UWB radio interface, with directional antennas and localization capability, for wireless sensor networks,” in *Proc. 14th IEEE Int’l Conf. Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2007)*, Marrakech, Morocco, Dec. 2007, pp. 1055–1058.
- [186] G. Giorgetti, A. Cidronali, S. K. S. Gupta, and G. Manes, “Exploiting low-cost directional antennas in 2.4 GHz IEEE 802.15.4 wireless sensor networks,” in *Proc. 2007 European Conf. Wireless Technologies (EuWiT’07)*, Munich, Germany, Oct. 2007, pp. 217–220.
- [187] M. Cabedo, M. Gallo, E. Antonino, M. Ferrando, and M. Bozzetti, “Modal analysis of a MIMO antenna for sensor networks,” in *2008 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symposium Digest (AP-S’08)*, San Diego, CA, USA, July 2008.
- [188] A. M. Abbosh and D. V. Thiel, “Effect of mutual coupling on the energy requirement of MIMO-based wireless sensor networks,” in *Proc. 2007 IEEE Int’l Conf. Signal Process. Commun. (ICSPC 2007)*, Dubai, UAE, Nov. 2007, pp. 436–439.
- [189] A. Marousis and P. Constantinou, “Performance of a low complexity channel estimator for MC-CDMA systems over realistic MIMO channels,” in *Proc. 6th Conf. Telecommunications*, Peniche, Portugal, May 2007.
- [190] M. Haenggi, “Twelve reasons not to route over many short hops,” in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC’04 Fall)*, Los Angeles, CA, USA, Sept. 2004.
- [191] —, “On routing in random Rayleigh fading networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, no. 4, pp. 1553–1562, July 2005.
- [192] D. Puccinelli, E. Sifakis, and M. Haenggi, “A cross-layer approach to energy balancing in wireless sensor networks,” in *Networked Embedded Sensing and Control*, ser. Lecture Notes in Control and Information Sciences, P. Antsaklis and P. Tabuada, Eds. Berlin/Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2006, vol. 331, pp. 309–324.

- [193] D. Puccinelli, “Arbutus: Reliable and energy-efficient data collection in large-scale low-power wireless sensor networks,” Ph.D. dissertation, Graduate School, University of Notre Dame, Indiana, USA, July 2008.
- [194] D. Puccinelli and M. Haenggi, “Reliable data delivery in large-scale low-power sensor networks,” *ACM Trans. Sensor Networks (TOSN)*, vol. 6, no. 4, pp. 1–41, July 2010.
- [195] M. Sikora, J. N. Laneman, M. Haenggi, D. J. Costello Jr, and T. Fuja, “On the optimum number of hops in linear wireless networks,” in *Proc. 2004 IEEE Information Theory Workshop*, San Antonio, TX, USA, Oct. 2004, pp. 165–169.
- [196] Q. Wang, M. Hempstead, and W. Yang, “A realistic power consumption model for wireless sensor network devices,” in *Proc. 2006 3rd Annual IEEE Commun. Soc. on Sensor & Ad Hoc Communications & Networks (SECON’06)*, vol. 1, Reston, VA, USA, Sept. 2006, pp. 286–295.
- [197] S. Fedor and M. Collier, “On the problem of energy efficiency of multi-hop vs one-hop routing in wireless sensor networks,” in *Proc. 21st Int’l Conf. Advanced Information Netw. Applications Workshops (AINAW’07)*, vol. 2, Niagara Falls, Ontario, Canada, May 2007, pp. 380–385.
- [198] J.-M. Gorce, R. Zhang, and H. Parvery, “Impact of radio link unreliability on the connectivity of wireless sensor networks,” *EURASIP J. Wireless Commun. Networking*, 2007, 16 pages, Article ID 19196.
- [199] R. Zhang and J.-M. Gorce, “Optimal transmission range for minimum energy consumption in wireless sensor networks,” in *Proc. 2008 IEEE Wireless Commun. Networking Conf. (WCNC 2008)*, Las Vegas, NV, USA, March-April 2008, pp. 757–762.
- [200] C. K. Lo, S. Vishwanath, and R. W. Heath Jr., “An energy-based comparison of long-hop and short-hop routing in MIMO networks,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 1, pp. 394–405, Jan. 2010.
- [201] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936–2946, Oct. 2010.
- [202] S. Dossche, S. Blanch, and J. Romeu, “Optimum antenna matching to minimise signal correlation on a two-port antenna diversity system,” *Electronics Lett.*, vol. 40, no. 19, pp. 1164–1165, Sept. 2004.
- [203] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, “Study and reduction of the mutual coupling between two mobile phone PIFAs operating in the DCS1800 and UMTS bands,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3063–3074, Nov. 2006.
- [204] A. Diallo, P. Le Thuc, C. Luxey, R. Staraj, G. Kossiavas, M. Franzén, and P.-S. Kildal, “Diversity characterization of optimized two-antenna systems for UMTS handsets,” *EURASIP J. Wireless Commun. Networking*, vol. 2007, article ID 37574, 9 pages.
- [205] A. Chebihi, C. Luxey, and R. Staraj, “A novel isolation technique for closely spaced PIFAs for UMTS mobile phones,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 665–668, 2008.

- [206] C.-Y. Chiu, C.-H. Cheng, R. D. Murch, and C. R. Rowell, “Reduction of mutual coupling between closely-packed antenna elements,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 6, pp. 1732–1738, June 2007.
- [207] T. Kokkinos, E. Liakou, and A. P. Feresidis, “Decoupling antenna elements of PIFA arrays on handheld devices,” *Electronics Lett.*, vol. 44, no. 25, pp. 1442–1444, Dec. 2008.
- [208] T. Ohishi, N. Oodachi, S. Sekine, and H. Shoki, “A method to improve the correlation coefficient and the mutual coupling for diversity antenna,” in *2005 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symposium Digest (AP-S’05)*, vol. 1, Washington, DC, USA, July 2005, pp. 507–510.
- [209] M. Schühler, R. Wansch, and M. A. Hein, “Reduced mutual coupling in a compact antenna array using periodic structures,” in *Proc. 2008 Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC’08)*, Loughborough, UK, Mar. 2008, pp. 93–96.
- [210] E. Michailidis, C. Tsimenidis, and G. Chester, “Mutual coupling reduction in a linear two element patch array and its effect on theoretical MIMO capacity,” in *Proc. 2008 Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC’08)*, Loughborough, UK, Mar. 2008, pp. 457–460.
- [211] E. Rajo-Iglesias, Ó. Quevedo-Teruel, and L. Inclán-Sánchez, “Mutual coupling reduction in patch antenna arrays by using a planar EBG structure and a multilayer dielectric substrate,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 6, pp. 1648–1655, June 2008.
- [212] ———, “Planar soft surfaces and their application to mutual coupling reduction,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 12, pp. 3852–3859, Dec. 2009.
- [213] Ó. Quevedo-Teruel, L. Inclán-Sánchez, and E. Rajo-Iglesias, “Soft surfaces for reducing mutual coupling between loaded pifa antennas,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 91–94, 2010.
- [214] M. Wang, W. Wu, and Z. Shen, “Bandwidth enhancement of antenna arrays utilizing mutual coupling between antenna elements,” *Int’l J. Antennas and Propagation*, vol. 2010, special issue “Mutual Coupling in Antenna Arrays”, Article ID 690713, 9 pages.
- [215] S. Mohanna, A. Farahbakhsh, S. Tavakoli, and N. Ghassemi, “Reduction of mutual coupling and return loss in microstrip array antennas using concave rectangular patches,” *Int’l J. Microw. Science Techn.*, vol. 2010, article ID 297519, 5 pages.
- [216] G. Dadashzadeh, A. Dadgarpour, F. Jolani, and B. S. Virdee, “Mutual coupling suppression in closely spaced antennas,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 1, pp. 113–125, Jan. 2011.
- [217] J. C. Coetzee, “Dual-frequency decoupling for compact antenna arrays,” *Int’l J. Microw. Science Techn.*, vol. 2011, article ID 249647, 3 pages.
- [218] B. K. Lau, “Multiple antenna terminals,” in *MIMO: From Theory to Implementation*, A. Sibille, C. Oestges, and A. Zanella, Eds. New York, NY, USA: Elsevier, 2010, ch. 10, pp. 267–298.

- [219] *IS400, IS420, PCL370HR: Temperature resistant mid and high  $T_g$ -base materials with low z-axis expansion*, Isola USA S.a.r.l., Chandler, AZ, USA, July 2008.
- [220] *Agilent Technologies PNA Series Network Analyzers N5230A/C Options 140, 145, 146, 240, 245, 246 (4-Port PNA-L) Technical Specifications*, Agilent Technologies Inc., Santa Rosa, CA, USA, Nov. 2008.
- [221] *Agilent Technologies Electronic Calibration Modules Reference Guide*, Agilent Technologies Inc., Santa Rosa, CA, USA, Dec. 2008.
- [222] *CBL-3FT-SFSM+ Performance Series Test Cables, 50 $\Omega$ , 3FT, DC to 18 GHz*, Mini Circuits, Brooklyn, NY, USA, Feb. 2010.
- [223] R. C. Hansen, “Fano limits on matching bandwidth,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 47, no. 3, pp. 89–90, June 2005.
- [224] A. R. Lopez, “Wheeler and Fano impedance matching,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, no. 4, pp. 116–119, Aug. 2007.
- [225] R. C. Hansen and R. E. Collin, “A new Chu formula for Q,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 5, pp. 38–41, Oct. 2009.
- [226] S. C. K. Ko and R. D. Murch, “Compact integrated diversity antenna for wireless communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 6, pp. 954–960, June 2001.
- [227] J. Thaysen and K. B. Jakobsen, “Envelope correlation in (N,N) MIMO antenna array from scattering parameters,” *Microw. Optical Techn. Lett.*, vol. 48, no. 5, pp. 832–834, 2006.
- [228] ———, “Design considerations for low antenna correlation and mutual coupling reduction in multi antenna terminals,” *Euro. Trans. Telecommun.*, vol. 18, pp. 319–326, 2007.
- [229] S. Blanch, J. Romeu, and I. Corbella, “Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description,” *Electronics Lett.*, vol. 39, no. 9, pp. 705–707, May 2003.
- [230] Z. Ying, V. Plicanic, T. Bolin, G. Kristensson, and A. Derneryd, “Characterization of multi-channel antenna performance for mobile terminals by using near field and far field parameters,” COST 273 TD (04)(095), Göteborg, Sweden, June 2004.
- [231] C. C. Chiau, X. Chen, and C. G. Parini, “A compact four-element diversity-antenna array for PDA terminals in a MIMO system,” *Microw. Optical Techn. Lett.*, vol. 44, no. 5, pp. 408–412, 2005.
- [232] P. Hallbjörner, “The significance of radiation efficiencies when using S-parameters to calculate the received signal correlation from two antennas,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 97–99, 2005.
- [233] L. H. Weng, Y. C. Guo, X. W. Shi, and X. Q. Chen, “An overview on defected ground structure,” *Progress in Electromagnetics Research B*, vol. 7, pp. 173–189, 2008.

- [234] C.-S. Kim, J.-S. Park, D. Ahn, and J.-B. Lim, “A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits,” *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 10, no. 4, pp. 131–133, 2000.
- [235] D. Ahn, J.-S. Park, C.-S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, “A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 86–93, Jan. 2001.
- [236] J. I. Park, C. S. Kim, J. Kim, J. S. Park, Y. Qian, D. Ahn, and T. Itoh, “Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design,” in *Proc. 1999 Asia Pacific Microwave Conf. (APMC’99)*, vol. 2, Singapore, Nov. 1999, pp. 331–334.
- [237] Y. Chung, S.-S. Jeon, S. Kim, D. Ahn, J.-I. Choi, and T. Itoh, “Multifunctional microstrip transmission lines integrated with defected ground structure for RF front-end application,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 5, pp. 1425–1432, May 2004.
- [238] J.-S. Park, “An equivalent circuit and modeling method for defected ground structure and its application to the design of microwave circuits,” *Microwave J.*, vol. 46, no. 11, pp. 22–44, Nov. 2003.
- [239] M.-S. Joung, J.-S. Park, and H.-S. Kim, “A novel modeling method for defected ground structure using adaptive frequency sampling and its application to microwave oscillator design,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1656–1659, May 2005.
- [240] N. C. Karmakar, S. M. Roy, and I. Balbin, “Quasi-static modeling of defected ground structure,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 5, pp. 2160–2168, May 2006.
- [241] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*. Hoboken, New Jersey: Wiley-Interscience, 2003.
- [242] D. M. Pozar, “The active element pattern,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 8, pp. 1176–1178, Aug. 1994.
- [243] “Cubesat programme and community official website,” [Online]. Available: [www.cubesat.org](http://www.cubesat.org), accessed June 11, 2010.
- [244] W. contributors, “Cubesat,” Wikipedia, The Free Encyclopedia, <http://en.wikipedia.org/wiki/Cubesat> (accessed June 11, 2010).
- [245] S. Gao, K. Clark, M. Unwin, J. Zackrisson, W. A. Shiroma, J. M. Akagi, K. Maynard, P. Garner, L. Boccia, G. Amendola, G. Massa, C. Underwood, M. Brenchley, M. Pointer, and M. N. Sweeting, “Antennas for modern small satellites,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 4, pp. 40–56, Aug. 2009.
- [246] W. contributors, “Miniaturized satellite,” Wikipedia, The Free Encyclopedia, [http://en.wikipedia.org/wiki/Miniaturized\\_satellite](http://en.wikipedia.org/wiki/Miniaturized_satellite) (accessed June 11, 2010).
- [247] S. Gao, M. Brenchley, M. Unwin, C. I. Underwood, K. Clark, K. Maynard, L. Boland, and M. N. Sweeting, “Antennas for small satellites,” in *Proc. 2008 Loughborough Antennas Propag. Conf.*, Loughborough, UK, Mar. 2008, pp. 66–69.

- [248] W. contributors, “List of CubeSats,” Wikipedia, The Free Encyclopedia, [http://en.wikipedia.org/wiki/List\\_of\\_CubeSats](http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_CubeSats) (accessed June 11, 2010).
- [249] H. Heidt, J. Puig-Suari, A. S. Moore, S. Nakasuka, and R. J. Twiggs, “CubeSat: A new generation of picosatellite for education and industry low-cost space experimentation,” in *Proc. 12th AIAA/USU Annual Small Satellites Conf.*, vol. 3, Utah State University, Logan, USA, Aug. 2000, paper SSC00-V-5.
- [250] I. Galysh, K. Doherty, J. McGuire, H. Heidt, D. Niemi, and G. Dutchover, “CubeSat: Developing a standard bus for picosatellites,” The StenSat Group, 9512 Rockport Rd, Vienna, VA 22180, Tech. Rep., 2004, [Online]. Available: [http://cubesat.net/images/Papers/stensat\\_hist.pdf](http://cubesat.net/images/Papers/stensat_hist.pdf) (accessed September 30, 2010).
- [251] J. Puig-Suari, C. Turner, and W. Ahlgren, “Development of the standard CubeSat deployer and a CubeSat class picosatellite,” in *Proc. 2001 IEEE Aerospace Conf.*, vol. 1, Big Sky, Montana, USA, Mar. 2001, pp. 347–353.
- [252] G. Hunyadi, D. M. Klumpar, S. Jepsen, B. Larsen, and M. Obland, “A commercial off the shelf (COTS) packet communications subsystem for the Montana EaRth-Orbiting Pico-Explorer (MEROPE) CubeSat,” in *Proc. 2002 IEEE Aerospace Conf.*, vol. 1, Big Sky, Montana, USA, Mar. 2002, pp. 473–478.
- [253] J. A. Schaffner and J. Puig-Suari, “The electronic system design, analysis, integration, and construction of the Cal Poly State University CP1 CubeSat,” in *Proc. 16th AIAA/USU Annual Small Satellites Conf.*, Utah State University, Logan, USA, Aug. 2002, [Online]. Available: [polysat.calpoly.edu/PublishedPapers/JakeSchaffner\\_srproj.pdf](http://polysat.calpoly.edu/PublishedPapers/JakeSchaffner_srproj.pdf) (accessed September 30, 2010).
- [254] T. J. Mizuno, J. D. Roque, B. T. Murakami, L. K. Yoneshige, G. S. Shiroma, R. Y. Miyamoto, and W. A. Shiroma, “Antennas for distributed nanosatellite networks,” in *Proc. IEEE/ACES Int’l Conf. Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics*, Honolulu, Hawaii, USA, Apr. 2005, pp. 606–609.
- [255] M. J. Dabrowski, “The design of a software system for a small space satellite,” Master’s thesis, Graduate College, Univ. of Illinois at Urbana-Champaign, Urbana, IL, 2005.
- [256] J. LaBerteaux, J. Moesta, and B. Bernard, “Cajun advanced picosatellite experiment,” in *Proc. IEEE/AIAA 26th Digital Avionics Systems Conf. (DASC’07)*, vol. 2B, Dallas, TX, USA, Oct. 2007, pp. 5.E.2–1–5.E.2–7.
- [257] E. Moghaddam, N. Aboutorabian, S. Amiri, S. Nikmehr, and P. Rezaei, “Design and analysis of a dualband antenna for small LEO satellite applications,” in *Proc. 3rd Int’l Conf. Computational Electromagnetics and Its Applications (ICCEA 2004)*, Beijing, China, Nov. 2004, pp. 228–231.
- [258] P. Rezaei, “Design of quadrifilar helical antenna for use on small satellites,” in *2004 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, vol. 3, Monterey, CA, USA, June 2004, pp. 2895–2898.
- [259] H. J. Yousuf, M. M. Haider, M. K. Siddique, and M. Amin, “Analysis of G-shape antennas mounted on a CUBESAT,” in *Proc. 2nd Int’l Conf. Advances in Space Technologies*, vol. 2, Islamabad, Pakistan, Nov. 2008, pp. 28–32.

- [260] C. H. Niow, K. Mouthaan, J. C. Coetzee, and H. T. Hui, “Design of a small size dielectric loaded helical antenna for satellite communications,” in *Proc. Asia Pacific Microwave Conf. (APMC 2009)*, Singapore, Dec. 2009, pp. 48–51.
- [261] J. Galván and D. Colantonio, “Low back radiation compact antenna for data down-link in LEO satellites,” in *Proc. 2009 SBMO/IEEE MTT-S Int’l Microwave and Optoelectronics Conf. (IMOC’09)*, Belem, Brazil, Nov. 2009, pp. 816–820.
- [262] M. Nohmi, K. Oi, S. Takuma, and M. Ogawa, “Solar paddle antenna mounted on pico-satellite “KUKAI” for amateur radio communication,” in *Proc. Second Int’l Conf. Advances in Satellite and Space Communications (SPACOMM’10)*, Athens, Greece, June 2010, pp. 31–36.
- [263] M. Tanaka, R. Suzuki, Y. Suzuki, and K. Araki, “Microstrip antenna with solar cells for microsattellites,” in *1994 Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, vol. 2, Seattle, WA, USA, Aug. 2002, pp. 786–789.
- [264] Y. He and K. Arichandran, “The design of X band dual feed aperture coupled patch antenna for microsattellites,” in *Proc. IEEE 2001 Int’l Geoscience and Remote Sensing Symp. (IGARSS ’01)*, vol. 6, Sydney, Australia, 2001, pp. 2784–2786.
- [265] R. Mathur, R. Haupt, and C. Swenson, “Student antenna design for a nanosatellite,” in *Proc. 2001 IEEE Aerospace Conf.*, vol. 7, Big Sky, Montana, USA, Mar. 2001, pp. 3683–3688.
- [266] T. S. Fujishige, A. T. Ohta, M. A. Tamamoto, D. S. Goshi, B. T. Murakami, J. M. Akagi, and W. A. Shiroma, “Active antennas for cubesat applications,” in *Proc. 16th AIAA/USU Annual Small Satellites Conf.*, Utah State University, Logan, USA, Aug. 2002, paper SSC02-V-2.
- [267] M. A. Tamamoto and W. A. Shiroma, “Active antennas and UHF antennas for CubeSat applications,” [Online]. Available: [www.spacegrant.hawaii.edu/reports/12\\_FA02-SP03/tamamoto.pdf](http://www.spacegrant.hawaii.edu/reports/12_FA02-SP03/tamamoto.pdf), accessed September 30, 2010.
- [268] K. Wincza, M. Osys, L. Dudzinski, and P. Kabacik, “Lightweight low gain microstrip antennas for use in minisatellites,” in *Proc. 15th Int’l Conf. Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON-2004)*, vol. 1, Warzaw, Poland, May 2004, pp. 314–317.
- [269] B. Idzkowski, T. Kalka, J. Linowski, M. Preisner, G. Plywacz, and P. Kabacik, “The optimization of communication link performance in scientific minisatellites,” in *Proc. 15th Int’l Conf. Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON-2004)*, vol. 3, Warzaw, Poland, May 2004, pp. 997–1000.
- [270] K. Muchalski, M. Jagoda, M. Tomasiak, P. Gorski, A. Akonom, M. Kulig, W. Barecki, and P. Kabacik, “Optimizing TT&C antenna placement on minisatellites,” in *Proc. 15th Int’l Conf. Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON-2004)*, vol. 2, Warzaw, Poland, May 2004, pp. 489–492.
- [271] E. Arnieri, L. Boccia, G. Amendola, and G. Di Massa, “A high gain antenna for small satellite missions,” in *2004 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, vol. 2, June 2004, pp. 1587–1590.



- [272] —, “A compact high gain antenna for small satellite applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 2, pp. 277–282, Feb. 2007.
- [273] L. Hadj Abderrahmane, M. Benyettou, and M. N. Sweeting, “An S band antenna system used for communication on earth observation microsatellite,” in *Proc. 2006 IEEE Aerospace Conf.*, Big Sky, Montana, USA, Mar. 2006.
- [274] T. Maleszka, P. Gorski, and P. Kabacik, “On omnidirectional coverage with minimum number of circularly polarized patch antennas placed on minisatellites,” in *2007 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2007)*, Honolulu, Hawaii, USA, June 2007, pp. 3037–3040.
- [275] C. S. Lee, A. Duffy, and C. Lee, “Antenna efficiency measurements in a reverberation chamber without the need for a reference antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 448–450, 2008.
- [276] C. Hamrouni, B. Neji, A. M. Alimi, and K. Schilling, “Design and prototype of a flight microstrip antennas for the pico satellite ERPSat-1,” in *Proc. 4th Int’l Conf. Recent Advances in Space Technologies*, Constantinople, Turkey, June 2009, pp. 750–755.
- [277] G. Marrocco, L. Mattioni, A. Potenza, F. Milani, A. Giacomini, and M. Sabbadini, “Distributed multi-function antenna system for micro- and nano-satellites,” in *Proc. 4th European Conf. Antennas Propag. (EuCAP’10)*, Barcelona, Spain, Apr. 2010.
- [278] M. Maqsood, B. Bhandari, S. Gao, R. De Vos Van Steenwijk, and M. Unwin, “Dual-band circularly polarized antennas for GNSS remote sensing onboard small satellites,” in *Proc. 7th Int’l Symp. Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP’10)*, Newcastle upon Tyne, UK, July 2010, pp. 86–90.
- [279] J. Zackrisson, “Wide coverage antennas,” in *Proc. 21st AIAA/USU Annual Conf. Small Satellites*, Utah State University, Logan, USA, Aug. 2007, paper no. SSC07-XIII-7.
- [280] J. Wettergren, P. Ingvarson, and J. Zackrisson, “Data-link antennas for moon-crashing probes,” in *Proc. Third European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2009)*, Berlin, Germany, Mar. 2009, pp. 1891–1895.
- [281] R. F. Harrington, “Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency,” *J. Res. Nat. Bur. Stand.*, vol. 64, no. 1, pp. 1–12, Jan. 1960.
- [282] D. T. Notis, P. C. Liakou, and D. P. Chrissoulidis, “Polarized microstrip patch antenna, reduced in size by use of peripheral slits,” in *Proc. 34th European Microwave Conf.*, vol. 1, Amsterdam, Netherlands, Oct. 2004, pp. 125–128.
- [283] X.-X. Zhang and F. Yang, “Study of a slit cut on a microstrip antenna and its applications,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 18, no. 4, pp. 297–300, July 1998.
- [284] J.-S. Row, S.-H. Yeh, and K.-L. Wong, “Compact dual-polarized microstrip antennas,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 27, no. 4, pp. 284–287, Nov. 2000.

- [285] K. L. Wong and W.-H. Hsu, “A broad-band rectangular patch antenna with a pair of wide slits,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 9, pp. 1345–1347, Sept. 2001.
- [286] S. Weigand, G. H. Huff, K. H. Pan, , and J. T. Bernhard, “Analysis and design of broad-band single-layer rectangular U-slot microstrip patch antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 3, pp. 457–468, Mar. 2003.
- [287] S. Xiao, B.-Z. Wang, Z. Shao, M.-T. Zhou, and M. Fujise, “Bandwidth-enhancing ultralow-profile compact patch antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3443–3447, Nov. 2005.
- [288] S. Xiao, Z. Shao, B.-Z. Wang, M.-T. Zhou, and M. Fujise, “Design of low-profile microstrip antenna with enhanced bandwidth and reduced size,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 5, pp. 1594–1599, May 2006.
- [289] *TMM Thermoset Microwave Materials*, Rogers Corp., Advanced Circuit Materials Division, Chandler, AZ, USA, May 2008.
- [290] *RT/duroid 6006/6010LM High Frequency Laminates*, Rogers Corp., Advanced Circuit Materials Division, Chandler, AZ, USA, Mar. 2005.
- [291] *RO3000 Series High Frequency Circuit Materials*, Rogers Corp., Advanced Circuit Materials Division, Chandler, AZ, USA, Mar. 2005.
- [292] D. R. Jackson, “Microstrip antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., J. L. Volakis, Ed. New York: McGraw-Hill, June 2007, ch. 7.
- [293] J. Huang, “Microstrip antennas: Analysis, design and applications,” in *Modern Antenna Handbook*, C. A. Balanis, Ed. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, Sept. 2008, ch. 04, pp. 157–200.
- [294] R. C. Hansen, “Fundamental limitations in antennas,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 2, pp. 170–182, Feb. 1981.
- [295] J. C.-E. Sten, A. Hujanen, and P. K. Koivisto, “Quality factor of an electrically small antenna radiating close to a conducting plane,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 5, pp. 829–837, May 2001.
- [296] R. Bancroft, “Fundamental dimension limits of antennas: Ensuring proper antenna dimensions in mobile device designs,” White Paper, Centurion Wireless Technologies, 2004, [Online]. Available: [http://www.xertex.com/home/pdf/wp\\_dimension\\_limits.pdf](http://www.xertex.com/home/pdf/wp_dimension_limits.pdf) (accessed September 30, 2010).
- [297] L. Shafai, “Wideband microstrip antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., J. L. Volakis, Ed. New York: McGraw-Hill, June 2007, ch. 16.
- [298] P. S. Hall, E. Lee, and C. T. P. Song, “Planar inverted-F antennas,” in *Printed Antennas for Wireless Communications*, R. Waterhouse, Ed. Chichester, West Sussex, UK: J. Wiley & Sons, 2007, ch. 7, pp. 197–228.
- [299] M. Ali and G. J. Hayes, “Small printed integrated inverted-F antenna for Bluetooth application,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 33, no. 5, pp. 347–349, June 2002.

- [300] E. S. Angelopoulos, A. I. Kostaridis, and D. I. Kaklamani, “A novel dual-band F-inverted antenna printed on a PCMCIA card,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 42, no. 2, pp. 153–156, July 2004.
- [301] Ε. Σ. Αγγελόπουλος, “Σχεδίαση και ανάπτυξη επίπεδων διζωνικών, ευρυζωνικών και υπερευρυζωνικών κεραιών για ασύρματα δίκτυα,” Διδακτορική διατριβή, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, Οκτ. 2006.
- [302] M. Z. Azad and M. Ali, “A new class of miniature embedded inverted-F antennas (IFAs) for 2.4 GHz WLAN application,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 9, pp. 2585–2592, Sept. 2006.
- [303] Y.-S. Wang, M.-C. Lee, and S.-J. Chung, “Two PIFA-related miniaturized dual-band antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, pp. 805–811, Mar. 2007.
- [304] H. Wang, “Input impedance-tuning slots of PIFA antennas,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 6, pp. 1464–1467, June 2007.
- [305] Q. Tan and D. Erricolo, “Comparison between printed folded monopole and inverted F antennas for wireless portable devices,” in *2007 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, Honolulu, HI, USA, June 2007, pp. 4701–4704.
- [306] P. W. Chan, H. Wong, and E. K. N. Yung, “Dual-band printed inverted-F antenna for DCS, 2.4GHz WLAN applications,” in *Proc. 2008 Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC 2008)*, Loughborough, UK, Mar. 2008, pp. 185–188.
- [307] E. Michailidis, C. C. Tsimenidis, and E. G. Chester, “Parametric study of dual and wide band PIFA,” in *Proc. 2008 IET Seminar on Wideband Multiband Antennas and Arrays for Defence or Civil Applications*, London, UK, Mar. 2008, pp. 145–159.
- [308] A. Djaiz, M. Nedil, M. A. Habib, and T. A. Denidni, “Input impedance-tuning slots of PIFA antennas,” *J. Electromagn. Waves & Appl.*, vol. 22, pp. 1242–1249, 2008.
- [309] Z. D. Liu, P. S. Hall, and D. Wake, “Dual-frequency planar inverted-F antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 10, pp. 1451–1458, Oct. 1997.
- [310] M. Z. Azad and M. Ali, “A miniaturized Hilbert PIFA for dual-band mobile wireless applications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 59–62, 2005.
- [311] K. Boyle, “Antennas for multi-band RF front-end modules,” Ph.D. Dissertation, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, Nov. 2004.
- [312] K. R. Boyle and L. P. Ligthart, “Radiating and balanced mode analysis of PIFA antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 1, pp. 231–237, Jan. 2006.
- [313] L. M. Feldner, C. T. Rodenbeck, C. G. Christodoulou, and N. Kinzie, “Electrically small frequency-agile PIFA-as-a-package for portable wireless devices,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 11, pp. 3310–3319, Nov. 2007.
- [314] I.-T. Tang, D.-B. Lin, W.-L. Chen, and J.-H. Horng, “Miniaturized hexaband meandered PIFA antenna using three meandered-shaped slits,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, pp. 1022–1025, Apr. 2008.

- [315] B. Yang, F. Vanin, C. C. Shen, X. Shao, Q. Balzano, N. Goldsman, and C. Davis, “A low profile 916 MHz F-inverted compact antenna (FICA) for wireless sensor networks,” in *2007 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, Honolulu, HI, USA, June 2007, pp. 5419–5422.
- [316] B. Yang, X. Shao, Q. Balzano, N. Goldsman, and G. Metzger, “916 MHz F-inverted compact antenna (FICA) for highly integrated transceivers,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 181–184, 2009.
- [317] M.-C. Huynh, “Wideband compact antennas for wireless communication applications,” Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, USA, Nov. 2004.
- [318] R. Urban and C. Peixeiro, “Ground plane size effects on a microstrip patch antenna for small handsets,” in *Proc. 15th Int’l Conf. Microwaves, Radar & Wireless Comm. (MIKON-2004)*, Warsaw, Poland, May 2004, pp. 521–524.
- [319] J. Fujio, “Effect of ground size on plate inverted-F antenna,” in *Proc. IEEE Int’l Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (iWAT 2006)*, White Plains, NY, USA, Mar. 2006, pp. 269–272.
- [320] Z. N. Chen, T. S. P. See, and X. Qing, “Small printed ultrawideband antenna with reduced ground plane effect,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 2, pp. 383–388, Feb. 2007.
- [321] A. Andersen, “2.4 GHz inverted F antenna,” Texas Instruments,” Design Note DN0007, Apr. 2008. [Online]. Available: <http://focus.ti.com/lit/an/swru120b/swru120b.pdf>
- [322] S. R. Best, “A comparison of the performance properties of the Hilbert curve fractal and meander line monopole antennas,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 35, no. 4, pp. 258–262, 2002.
- [323] O. Staub, J.-F. Zürcher, and A. K. Skrivervik, “Some considerations on the correct measurement of the gain and bandwidth of electrically small antennas,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 3, pp. 156–160, Feb. 1998.
- [324] O. Staub, “Electrically small antennas,” Dr.Sci.Tech. dissertation, Département d’Électricité, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, Switzerland, 2001.
- [325] A. K. Skrivervik, “Design strategies,” Lecture notes, European School of Antennas, course *Compact Antennas*, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spain, June 2007.
- [326] P. J. Massey and K. R. Boyle, “Controlling the effects of feed cable in small antenna measurements,” in *Proc. 12th Int’l Conf. Antennas Propag. (ICAP 2003)*, vol. 2, University of Exeter, UK, Apr. 2003, pp. 561–564.
- [327] *Original Bungard Presensitized Base Material FR4 with UV Blocker*, Bungard Elektronik, Windeck, Germany, Sept. 2007.
- [328] H. Park, K. Chung, and J. Choi, “Design of a planar inverted-F antenna with very wide impedance bandwidth,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 16, no. 3, pp. 113–115, Mar. 2006.

- [329] H. Park, H. Jung, S. Hong, and J. Choi, “An enhanced bandwidth planar inverted-F antenna with a modified shorting strip,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 3, pp. 513–515, Mar. 2007.
- [330] C.-W. Chiu and Y.-J. Chi, “Planar hexaband inverted-F antenna for portable device applications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 1099–1102, 2009.
- [331] Y. Yu and J. Choi, “Compact internal inverted-F antenna for USB dongle applications,” *Electronics Lett.*, vol. 45, no. 2, Jan. 2009.
- [332] J. H. Kim, W. W. Cho, and W. S. Park, “A small dual-band inverted-F antenna with a twisted line,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 307–310, 2009.
- [333] V.-A. Nguyen, R.-A. Bhatti, and S.-O. Park, “A simple PIFA-based tunable internal antenna for personal communication handsets,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 130–133, 2008.
- [334] C.-H. Lee, S.-Y. Chen, and P. Hsu, “Integrated dual planar inverted-F antenna with enhanced isolation,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 963–965, 2009.
- [335] H. T. Chattha, Y. Huang, X. Zhu, and Y. Lu, “An empirical equation for predicting the resonant frequency of planar inverted-F antennas,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 856–860, 2009.
- [336] M. Ouwerkerk, F. Pasveer, and N. Engin, “SAND: a modular application development platform for miniature wireless sensors,” in *Proc. Int’l Workshop on Wearable Implantable Body Sensor Networks (BSN 2006)*, Cambridge, MA, USA, Apr. 2006, pp. 166–170.
- [337] M. Ouwerkerk, F. Pasveer, and G. Langereis, “Unobtrusive sensing of psychophysiological parameters,” in *Probing Experience*, ser. Philips Research Book Series, J. H. D. M. Westerink *et al.*, Ed., 2008, vol. 8, no. 2, pp. 163–193.
- [338] J.-F. Zürcher, O. Staub, and A. K. Skrivervik, “SMILA: A compact and efficient antenna for mobile communications,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 27, no. 3, pp. 155–157, Nov. 2000.
- [339] J.-F. Zürcher, I. Giangrandi, O. Staub, and A. K. Skrivervik, “A dual-frequency printed conformable antenna for mobile communications,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 27, no. 6, pp. 386–390, Dec. 2000.
- [340] E. H. Newman, P. Bohley, and C. H. Walter, “Two methods for the measurement of antenna efficiency,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-23, no. 4, pp. 457–461, July 1975.
- [341] G. S. Smith, “An analysis of the Wheeler method for measuring the radiating efficiency of antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 25, no. 4, pp. 552–556, July 1977.
- [342] D. M. Pozar and B. Kaufman, “Comparison of three methods for the measurement of printed antenna efficiency,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 36, no. 1, pp. 136–139, Jan. 1988.

- [343] B. A. Austin, “Resonant mode limitations with the Wheeler method of radiation efficiency measurement,” in *Proc. IEE Colloq. Advances Direct Meas. Antenna Radiation Charact. Indoor Envir.*, 1989, pp. 7/1–7/4.
- [344] R. K. Mongia, A. Ittipiboon, and M. Cuhaci, “Measurement of radiation efficiency of dielectric resonator antennas,” *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 4, no. 3, pp. 80–82, Mar. 1994.
- [345] M. Muramoto, N. Ishii, and K. Itoh, “Radiation efficiency measurement of a small antenna using the Wheeler method,” *Electronics Commun. Japan, Pt. I-Commun.*, vol. 79, no. 6, pp. 93–100, June 1996, originally published in Japanese (June 1995).
- [346] J. M. Gonzalez and J. Romeu, “Measurement of radiation efficiency and quality factor of fractal antennas: The Wheeler cap method,” IST FRACTALCOMS, Universitat Politècnica de Catalunya, D11 T4.3 Final Task Report, Dec. 2002.
- [347] W. L. Schroeder and D. Gapski, “Direct measurement of small antenna radiation efficiency by calorimetric method,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 9, pp. 2646–2656, Sept. 2006.
- [348] Y. Huang, T. Loh, L. Foged, Y. Lu, S. Boyes, and H. Chattha, “Broadband antenna measurement comparisons,” in *Proc. 4th European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2010)*, Barcelona, Spain, Apr. 2010.
- [349] H. G. Krauthäuser and M. Herbrig, “Yet another antenna efficiency measurement method in reverberation chambers,” in *Proc. 2010 IEEE Int’l Symp. Electromagnetic Compatibility (EMC’10)*, Fort Lauderdale, FL, July 2010, pp. 536–540.
- [350] Y. Huang, Y. Lu, S. Boyes, and T. Loh, “Source-stirred chamber/cap method for antenna radiation efficiency measurements,” in *Proc. 5th European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2011)*, Rome, Italy, Apr. 2011, pp. 164–168.
- [351] Q. García-García, “Patch antenna efficiency based on Wheeler cap and measured Q factor,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 40, no. 2, pp. 132–142, Jan. 2004.
- [352] N. Henze, “Untersuchungen zur verwendung von solarzellen in planaren antennenstrukturen,” Dr.-Ing. dissertation, Universität Kassel, Kassel, Germany, Jan. 2005.
- [353] A. A. H. Azremi, H. G. Shiraz, and P. S. Hall, “Small antenna efficiency by the reverberation chamber and the Wheeler cap methods,” in *Proc. 2005 13th IEEE Int’l Conf. Networks, jointly held with the 2005 IEEE 7th Malaysia Int’l Conf. Communication*, vol. 1, Kuala Lumpur, Malaysia, Nov. 2005, pp. 12–16.
- [354] D. P. Aristizabal, “Electromagnetic characterization of miniature antennas for portable devices,” MScEE thesis, Dept. Electrical Engineering, College of Engineering, University of South Florida, Tampa, FL, USA, Oct. 2006.
- [355] E. Higashi, Y. Iida, and Y. Omura, “A study of antenna efficiency measurements by Wheeler cap method applied to planer inverted-F antenna (PIFA),” in *Proc. Int’l Symp. Signals, Systems and Electronics, 2007 (ISSSE’07)*, Montreal, Quebec, Canada, Aug. 2007, pp. 599–601.
- [356] W. E. McKinzie III, “A modified Wheeler cap method for measuring antenna efficiency,” in *1997 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 1997)*, Montreal, Que., Canada, July 1997, pp. 542–545.

- [357] H. Choo, R. Rogers, and H. Ling, “On the Wheeler cap measurement of the efficiency of microstrip antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 7, pp. 2328–2332, July 2005.
- [358] T. M. Vu, A. Diallo, C. Luxey, and G. Kossiavas, “Optimization of the size and the shape of a Wheeler cap for mobile phone-antenna efficiency measurements,” in *Proc. 2nd European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, Nov. 2007.
- [359] J. M. Martin, G. W. Swenson, and J. T. Bernhard, “Methodology for efficiency measurements of electrically small monopoles for animal tracking,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 51, no. 2, pp. 39–47, Apr. 2009.
- [360] P. Miškovský, J. M. González-Arbesú, and J. Romeu, “Antenna radiation efficiency measurement in an ultrawide frequency range,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 72–75, 2009.
- [361] M. A. Antoniadou, “Microwave devices and antennas based on negative-refractive-index transmission-line metamaterials,” Ph.D. dissertation, Graduate Dept. Electrical & Computer Engineering, Univ. Toronto, Canada, June 2009.
- [362] T. Murayama, N. Ishii, Y. Katagiri, and M. Miyakawa, “Numerical simulation of antenna efficiency based on Wheeler and reflection methods using method of moments with wire-grid model,” in *Proc. 2007 IEEE Region 10 Conf. (TENCON 2007)*, Taipei, Oct. 2007.
- [363] N. Ishii, Y. Katagiri, and M. Miyakawa, “Systematic uncertainty of efficiency by reflection method,” in *2008 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2008)*, San Diego, CA, USA, July 2008.
- [364] Y. Tsuboike, N. Ishii, and M. Miyakawa, “Uncertainty evaluation of Wheeler and reflection methods for radiation efficiency using Monte Carlo simulation,” in *Proc. 2009 Int’l Symp. Antennas Propag. (ISAP 2009)*, Bangkok, Thailand, Oct. 2009, pp. 265–268.
- [365] R. H. Johnston, L. P. Ager, and J. G. McRory, “A new small antenna efficiency measurement method,” in *1996 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 1996)*, vol. 1, Baltimore, MD, USA, July 1996, pp. 176–179.
- [366] D. Agahi and W. Domino, “Efficiency measurements of portable-handset antennas using the Wheeler cap,” *Applied Microwave and Wireless*, vol. 12, no. 6, pp. 34–43, 2000.
- [367] R. H. Johnston and J. G. McRory, “An improved small antenna radiation efficiency measurement method,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 40, no. 5, pp. 40–48, Oct. 1998.
- [368] N. Ishii, T. Kaneko, and M. Miyakawa, “Some techniques for avoiding dips of antenna radiation efficiency on improved Wheeler method,” *Electron. Commun. Jpn. Pt. I-Commun.*, vol. 90, no. 1, pp. 35–43, 2007.
- [369] R. H. Johnston and J. G. McRory, “Small antenna efficiency by the reflection and the Q measurement methods,” in *1999 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 1999)*, vol. 3, Orlando, FL, USA, Aug. 1999, pp. 1810–1813.

- [370] R. H. Johnston and J. Chu, “Small antenna efficiency measurements using overmoded cavities,” in *2003 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, vol. 4, Columbus, OH, USA, June 2003, pp. 723–726.
- [371] S. V. Hum, J. Z. Chu, R. H. Johnston, and M. Okoniewski, “Efficiency of a resistively loaded microstrip patch antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 2, pp. 22–25, 2003.
- [372] R. H. Johnston, “Analysis of cavity losses in antenna efficiency measurements,” in *Proc. 36th European Microwave Conf.*, Manchester, UK, Sept. 2006, pp. 695–698.
- [373] T. Salim and P. S. Hall, “Efficiency measurement of antennas for on-body communications,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 48, no. 11, pp. 2256–2259, Nov. 2006.
- [374] Y. Katagiri, N. Ishii, and M. Miyakawa, “Analysis on the reflection method for the radiation efficiency measurement using the transmission line model,” in *Proc. 2006 Int’l Symp. Antennas Propag. (ISAP 2006)*, Singapore, Nov. 2006, pp. 1–6.
- [375] N. Ishii and M. Miyakawa, “Analysis on the dips of the radiation efficiency in the reflection method using the transmission line model,” in *Proc. 2006 IEEE Int’l Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, White Plains, NY, USA, Mar. 2006, pp. 313–316.
- [376] Y. Katagiri, N. Ishii, and M. Miyakawa, “Reduction of small dips in efficiency estimated by reflection method,” in *Proc. 2007 Int’l Symp. Antennas Propag. (ISAP 2007)*, Toki Messe, Niigata, Japan, Aug. 2007, pp. 65–68.
- [377] C. Mendes and C. Peixeiro, “Theoretical and experimental validation of a generalized Wheeler cap method,” in *Proc. 2nd European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, Nov. 2007.
- [378] —, “Radiation efficiency of several handset antennas obtained with a modified Wheeler cap method,” in *Proc. 2nd European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, Nov. 2007.
- [379] Q. Lai, C. Fumeaux, G. Almpanis, H. Benedickter, and R. Vahldieck, “Simulation and experimental investigation of the radiation efficiency of a dielectric resonator antenna,” in *2008 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2008)*, San Diego, CA, USA, July 2008.
- [380] R. H. Johnston, “Evaluation of Wheeler cap antenna efficiency measurement methods using numerical EM simulation data,” in *2008 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2008)*, San Diego, CA, July 2008.
- [381] —, “Efficiency simulations on a Vivaldi antenna in a Wheeler cap,” in *2009 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (APSURSI’09)*, Charleston, SC, USA, June 2009.
- [382] A. Sutinjo, R. Johnston, and M. Okoniewski, “Improved efficiency measurement and analysis methods using an overmoded Wheeler cap,” in *2010 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (APSURSI’10)*, Toronto, Ontario, Canada, July 2010.



- [383] J. Zhang, S. Pivnenko, and O. Breinbjerg, “A modified Wheeler cap method for radiation efficiency measurement of balanced electrically small antennas,” in *Proc. 4th European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2010)*, Barcelona, Spain, Apr. 2010.
- [384] S. Pivnenko, J. Zhang, A. Khatun, T. Laitinen, and J. Carlsson, “Characterization of small antennas for hearing aids by several measurement techniques,” in *Proc. 4th European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2010)*, Barcelona, Spain, Apr. 2010.
- [385] M. Geissler, O. Litschke, D. Heberling, P. Waldow, and I. Wolff, “An improved method for measuring the radiation efficiency of mobile devices,” in *2003 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2003)*, vol. 4, Columbus, OH, USA, June 2003, pp. 743–746.
- [386] D. Heberling, M. Geissler, O. Litschke, and M. Martínez-Vázquez, “Improved radiation efficiency measurement of mobile systems and application to a novel multiband antenna,” in *Proc. 2003 SBMO/IEEE MTT-S Int’l Microw. Optoelectr. Conf.*, vol. 1, Foz do Iguaçu, Brazil, Sept. 2003, pp. 381–386.
- [387] I. Ida, T. Fujisawa, K. Ito, and J. Takada, “Precise measurement of input impedance and radiation efficiency of small loop antennas,” in *1993 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 1993)*, vol. 3, Ann Arbor, MI, USA, June 1993, pp. 1866–1869.
- [388] I. Ida, K. Ito, and Y. Okano, “Accurate measurements of small input resistances using a conventional network analyzer,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 2, pp. 389–391, Feb. 1999.
- [389] Y. Huang, R. M. Narayanan, and G. R. Kadambi, “On Wheeler’s method for efficiency measurement of small antennas,” in *2001 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2001)*, vol. 3, Boston, MA, USA, July 2001, pp. 346–349.
- [390] Y. Huang, R. M. Narayanan, and G. Kadambi, “Antenna-cavity coupling effects on measurement of antenna efficiency,” in *2002 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2002)*, vol. 3, San Antonio, TX, USA, June 2002, pp. 714–717.
- [391] Y. Huang, R. M. Narayanan, and G. R. Kadambi, “Electromagnetic coupling effects on the cavity measurement of antenna efficiency,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 11, pp. 3064–3071, Nov. 2003.
- [392] Y. Huang, “Efficiency characterization of small antennas,” Ph.D. dissertation, Graduate College, University of Nebraska, Lincoln, Nebraska, June 2003.
- [393] N. Ishii, Y. Kobayashi, Y. Katagiri, and M. Miyakawa, “Systematic uncertainty of radiation efficiency based on some formulas for Wheeler method,” in *Proc. Int’l Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2008 (iWAT 2008)*, Chiba, Japan, Mar. 2008, pp. 290–293.
- [394] Y. Huang, R. M. Narayanan, and G. R. Kadambi, “Equivalent circuit for antenna-cavity coupling effects in Wheeler’s cap technique,” *Electromagnetics*, vol. 25, pp. 115–131, 2005.
- [395] C. Cho, H. Choo, I. Park, and J. Kang, “Efficiency measurement for multi-band and broadband antennas using the modified Wheeler cap method,” in *2006 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, Albuquerque, NM, July 2006, pp. 453–456.

- [396] F. Gronwald, S. Glüge, and J. Nitsch, “On network representations of antennas inside resonating environments,” *Advances in Radio Science*, vol. 5, pp. 157–162, 2007.
- [397] C. Cho, I. Park, and H. Choo, “A modified Wheeler cap method for efficiency measurements of probe-fed patch antennas with multiple resonances,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 9, pp. 3074–3078, Sept. 2010.
- [398] I. Ida, J. Takada, and K. Ito, “Surface-patch modelling of a Wheeler cap for radiation efficiency simulation of a small loop antenna with NEC2,” *Electronics Letters*, vol. 30, no. 4, pp. 278–280, Feb. 1994.
- [399] K. S. Kona and Y. Rahmat-Samii, “On the implementation of Wheeler cap method in FDTD,” in *2006 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2006)*, Albuquerque, NM, USA, July 2006, pp. 1445–1448.
- [400] D. C. Nascimento and J. C. da S. Lacava, “Circularly-polarized microstrip antenna radiation efficiency simulation based on the Wheeler cap method,” in *2009 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (APSURSI’09)*, Charleston, SC, USA, June 2009.
- [401] J. Powell, “Antenna design for ultra wideband radio,” MScEE thesis, Dept. Electrical Engineering & Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA, May 2004.
- [402] C.-C. Chen, “Ultrawide bandwidth antenna design,” in *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., J. L. Volakis, Ed. New York: McGraw-Hill, June 2007, ch. 19.
- [403] F. S. Lee, “Energy efficient ultra-wideband radio transceiver architectures and receiver circuits,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical Engineering & Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA, May 2007.
- [404] T. Maeda, “UWB antennas,” in *Mobile Antenna Systems Handbook*, 3rd ed., K. Fujimoto, Ed. Norwood, MA: Artech House, 2008, ch. 12, pp. 543–588.
- [405] J. Becker, D. Filipovic, H. Schantz, and S.-Y. Suh, Eds., *Int’l J. Antennas Propag., Special issue on Ultra-wideband antennas*, 2008.
- [406] D. C. Daly, “Digital ADCs and ultra-wideband RF circuits for energy constrained wireless applications,” Ph.D. dissertation, Dept. Electrical Engineering & Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, USA, June 2009.
- [407] *Proceedings of the IEEE, Special issue on Ultra-wide bandwidth (UWB) technology & emerging applications*, vol. 97, no. 2, Feb. 2009.
- [408] H. G. Schantz, “Measurement of UWB antenna efficiency,” in *Proc. IEEE VTS 53rd Vehicular Technology Conf. (VTC 2001 Spring)*, vol. 2, Rhodes, Greece, May 2001, pp. 1189–1191.
- [409] —, “Radiation efficiency of UWB antennas,” in *2002 IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologies Digest of Papers*, Baltimore, USA, May 2002, pp. 351–355.
- [410] H. Schantz, *The Art and Science of Ultrawideband Antennas*. Norwood, MA: Artech House, 2005, ch. 7, pp. 286–297.

- [411] G. Le Fur, C. Lemoine, P. Besnier, and A. Sharaiha, “Comparison of efficiency measurements for narrow band antennas using UWB Wheeler cap and reverberation chamber,” in *Proc. 3rd European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2009)*, Berlin, Germany, Mar. 2009, pp. 2682–2686.
- [412] ———, “Performances of UWB Wheeler cap and reverberation chamber to carry out efficiency measurements of narrowband antennas,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 332–335, 2009.
- [413] J.-F. Pintos, S. Guivarch, A. Louzir, C. Lemoine, G. Le Fur, P. Besnier, and A. Sharaiha, “Efficiency measurement of UWB and UHF antennas in small cavities of arbitrary shape,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 51, no. 9, pp. 2193–2196, Sept. 2009.
- [414] Y. Lu, Y. Huang, and H. T. Chattha, “Effects of Wheeler cap loss on wideband antenna efficiency measurement results,” in *Proc. IEEE Int’l Workshop Antenna Techn. 2009*, Santa Monica, CA, USA, Mar. 2009.
- [415] Y. Huang, Y. Lu, S. Boyes, H. T. Chattha, and N. Khiabani, “Wideband antenna efficiency measurements,” in *Proc. IEEE Int’l Workshop Antenna Techn. 2010*, Lisbon, Portugal, Mar. 2010.
- [416] N. Pires, M. Letizia, S. Boyes, Y. Lu, Y. Huang, A. K. Skrivervik, and A. A. Moreira, “Improved design of an ultra wideband universal serial bus device mounted antenna based on comparative radiation efficiency measurements,” in *Proc. 5th European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2011)*, Rome, Italy, Apr. 2011, pp. 1430–1434.
- [417] Q. Chen, H. Yoshioka, K. Igari, and K. Sawaya, “Comparison of experimental methods for measuring radiation efficiency of antennas for portable telephones,” in *1998 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 1998)*, vol. 1, Atlanta, GA, USA, June 1998, pp. 149–152.
- [418] W. L. Stutzman, “Estimating directivity and gain of antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 40, no. 4, pp. 7–11, 1998.
- [419] C. Leray, S. Pannetrat, and B. Derat, “Fast and accurate 2-D multi-cut estimation of total radiated power for mobile phones performances evaluation,” in *Proc. 1st European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2006)*, Nice, France, Nov. 2006.
- [420] N. Ishii, “Comparison of sampling methods for total radiated power estimation from radio equipment integrated with antennas,” *IEICE Trans. Communications*, vol. E94-B, no. 5, pp. 1174–1183, May 2011.
- [421] K. Rosengren and P.-S. Kildal, “Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna array for a MIMO system: theory, simulation and measurement in reverberation chamber,” *IEE Proc.-Microw. Antennas Propag.*, vol. 152, no. 1, pp. 7–16, Feb. 2005.
- [422] A. A. H. Azremi, H. G. Shiraz, and P. S. Hall, “A comparative study of small antenna efficiency measurements,” in *Proc. 2005 Asia-Pacific Conf. Applied Electromagnetics (APACE 2005)*, Johor Bahru, Johor, Malaysia, Dec. 2005, pp. 74–78.
- [423] A. A. H. Azremi, S. P. Jack, and M. S. Anuar, “A study and investigation of small antenna efficiency measurement using reverberation chamber,” *J. Engineering Research and Education*, vol. 3, pp. 129–138, 2006.

- [424] P.-S. Kildal and C. Orilenius, “Multipath techniques for handset/terminal antennas,” in *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., J. L. Volakis, Ed. New York: McGraw-Hill, June 2007, ch. 58.
- [425] S. J. Boyes, Y. Huang, and N. Khiabani, “Assessment of uwb antenna efficiency repeatability using reverberation chambers,” in *Proc. 2010 IEEE Int’l Conf. Ultra-Wideband (ICUWB’10)*, vol. 1, Nanjing, China, Sept. 2010.
- [426] J. Ashkenazy, E. Levine, and D. Treves, “Radiometric measurement of antenna efficiency,” *Electronics Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 111–112, Jan. 1985.
- [427] N. J. McEwan, R. A. Abd-Alhameed, and M. N. Z. Abidin, “A modified radiometric method for measuring antenna radiation efficiency,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 2099–2105, Aug. 2003.
- [428] R. Chair, K. M. Luk, and K. F. Lee, “Radiation efficiency analysis on small antenna by Wheeler cap method,” *Microw. Optical Techn. Lett.*, vol. 33, pp. 112–113, Apr. 2002.
- [429] P. Dixon, “Dampening cavity resonance using absorber material,” *RF Design*, pp. 16–19, May 2004.
- [430] —, “Cavity-resonance dampening,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 6, no. 2, pp. 74–84, June 2005.
- [431] K. Cantrell and H. Song, “Resonance shifting and plane impedance calculations for a rectangular cavity in printed circuit board using closed form solutions,” *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 51, no. 2, pp. 452–455, Feb. 2009.
- [432] A. P. Raiva and J. Fabrega-Sanchez, “A rectangular cavity for cell phone antenna efficiency measurement,” in *2005 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest (AP-S 2005)*, vol. 2B, Washington, DC, USA, July 2005, pp. 740–743.
- [433] W. Wang and Z. Jiang, “Design and construction of a Wheeler cap test set-up,” Master’s thesis in Electronics/Telecommunications, Radio Center Gävle, University of Gävle, Gävle, Sweden, Sept. 2010.
- [434] CST MICROWAVE STUDIO, *Eigenmode solver, User Manual Version 2010*, CST AG, Darmstadt, Germany, Jan. 2010, www.cst.com.
- [435] D. A. Hill, *Electromagnetic Fields in Cavities: Deterministic and Statistical Theories*. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2009.
- [436] C. H. Papas and R. King, “Input impedance of wide-angle conical antennas fed by a coaxial line,” *Proceedings of the IRE*, vol. 37, pp. 1269–1271, Nov. 1949.
- [437] —, “Radiation from wide-angle conical antennas fed by a coaxial line,” *Proceedings of the IRE*, vol. 39, pp. 49–51, Jan. 1951.
- [438] S. S. Sandler and R. W. P. King, “Compact conical antennas for wide-band coverage,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 3, pp. 436–439, Mar. 1994.
- [439] S. D. Keller, “Wire-frame monocone antenna for direction-finding applications on unmanned aerial vehicle platform,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 53, no. 1, pp. 56–65, Feb. 2011.

- [440] D. Browne, M. Manteghi, M. P. Fitts, and Y. Rahmat-Samii, “Experiments with compact antenna arrays for MIMO radio communications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, part 1, pp. 3239–3250, Nov. 2007.
- [441] C. Mehlführer, S. Caban, and M. Rupp, “MIMO HSDPA throughput measurement results in an urban scenario,” in *Proc. 70th IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC2009-Fall)*, Anchorage, AK, USA, Sept. 2009.
- [442] K. G. Gupta, T. Itoh, and A. A. Oliner, “Microwave and RF education – Past, present, and future,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 1006–1014, Mar. 2002.
- [443] T. Weiland, “Time domain electromagnetic field computation with finite difference methods,” *Int’l J. Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 9, pp. 295–319, 1996.
- [444] M. Clemens and T. Weiland, “Discrete electromagnetism with the finite integration technique,” *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 32, pp. 65–87, 2001.
- [445] T. Weiland, “RF & microwave simulators – From component to system design,” in *Proc. 33rd European Microwave Conf.*, Munich, Germany, Oct. 2003, pp. 591–596.
- [446] I. Munteanu, “Robust analog design through 3D EM simulation,” in *Proc. Analog 2005 Conf.*, Hannover, Germany, Mar. 2005, pp. 37–44.
- [447] I. Munteanu and F. Hirtenfelder, “Convergence of the finite integration technique on various mesh types,” in *Proc. 2005 German Microwave Conf. (GeMiC 2005)*, vol. 5, Ulm, Germany, Apr. 2005, pp. 209–212.
- [448] M. Walter and I. Munteanu, “FIT for EMC,” in *Proc. 17th Int’l Zurich Symp. Electromagnetic Compatibility*, Switzerland, Feb.–March 2006, pp. 15–17.
- [449] E. Gjonaj, M. Perotoni, and T. Weiland, “Large scale simulation of an integrated circuit package,” in *Proc. 2006 IEEE Electrical Performance of Electronic Packaging*, Scottsdale, AZ, USA, Oct. 2006, pp. 291–294.
- [450] F. Hirtenfelder, “Effective antenna simulations using CST MICROWAVE STUDIO,” in *Proc. 2nd Int’l ITG Conf. Antennas (INICA’07)*, Munich, Germany, Mar. 2007, p. 239.
- [451] U. Becker, “Recent developments in 3D electromagnetic and charged particle simulation,” in *Proc. 8th IEEE Int’l Vacuum Electronics Conf. (IVEC’07)*, Kitakyushu, Japan, May 2007.
- [452] M. L. Strydom and J. P. Eberhard, “Reliability and efficiency in computational electromagnetics: How CEM software meets the future needs of engineers,” in *2007 IEEE Antennas Propag. Soc. Int’l Symp. Digest*, Honolulu, HI, USA, June 2007, pp. 5451–5454.
- [453] H. De Gersem, I. Munteanu, and T. Weiland, “Newton and approximate Newton methods in combination with the orthogonal Finite Integration Technique,” in *Scientific Computing in Electrical Engineering (SCEE 2006)*, G. Ciuprina and D. Ioan, Eds., 2007, pp. 275–280.

## Βιβλιογραφία

- [454] I. Munteanu and T. Weiland, “RF & microwave simulation with the Finite Integration Technique – From component to system design,” in *Scientific Computing in Electrical Engineering (SCEE 2006)*, G. Ciuprina and D. Ioan, Eds., 2007, pp. 247–260.
- [455] T. Weiland, M. Timm, and I. Munteanu, “A practical guide to 3-D simulation,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 9, no. 6, pp. 62–75, Dec. 2008.
- [456] I. Munteanu, M. Timm, and T. Weiland, “It’s about time,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 2, pp. 60–69, Apr. 2010.
- [457] Θ. Γ. Βασιλειάδης, “Σχεδίαση κεραιών ευρείας ζώνης και μελέτη ανακατασκευής του τρισδιάστατου διαγράμματος ακτινοβολίας τους για χρήση σε μικροκυβελικά ασύρματα δίκτυα,” Διδακτορική διατριβή, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχ. Η/Υ, Πολυτεχνική Σχολή, Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο Θεσσαλονίκης, Μάιος 2006.
- [458] C. Y. Ong, M. Weldon, S. Quiring, L. Maxwell, M. C. Hughes, C. Whelan, and M. Okoniewski, “Speed it up,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, no. 2, pp. 70–78, Apr. 2010.





# Κατάλογος Δημοσιεύσεων του Συγγραφέα

Στα πλαίσια της Διατριβής δημοσιεύτηκαν τρεις εργασίες σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά με διαδικασία κρίσης, ένα κεφάλαιο σε βιβλίο με αντικείμενο τις κεραίες μικροταινιακού καλύμματος, δύο άρθρα σε επαγγελματικά περιοδικά, και είκοσι τρεις εργασίες σε διεθνή επιστημονικά συνέδρια με διαδικασία κρίσης. Σε όλες αυτές τις εργασίες κύριος ερευνητής είναι ο συγγραφέας. Στον κατάλογο που ακολουθεί, κάθε κατηγορία έχει ταξινομηθεί κατά χρονολογική σειρά.

## Δημοσιεύσεις σε Επιστημονικά Περιοδικά με Διαδικασία Κρίσης

- [Π01] C. G. Kakoyiannis, A. Kyrlikitsi, and P. Constantinou, “Bandwidth enhancement, radiation properties and ground-dependent response of slotted antennas integrated into wireless sensors,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, no. 5, pp. 609–628, May 2010.
- [Π02] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Radiation properties and ground-dependent response of compact printed sinusoidal antennas and arrays,” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, no. 5, pp. 629–642, May 2010.
- [Π03] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Compact printed arrays with embedded coupling mitigation for energy-efficient wireless sensor networking,” *Int’l Journal of Antennas and Propagation, special issue “Mutual Coupling in Antenna Arrays”*, vol. 2010, Article ID 596291, 18 pages, 2010.

## Συνεισφορά Κεφαλαίων σε Συγγράμματα

- [B01] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Electrically small microstrip antennas targeting miniaturized satellites: the CubeSat paradigm,” in *Microstrip Antennas*, N. Nasimuddin, Ed. Vienna, Austria: InTech, April 2011, ch. 12, pp. 273–316. [Online.] Available: <http://www.intechopen.com/book/microstrip-antennas>



## Δημοσιεύσεις σε Επαγγελματικά Περιοδικά

- [M01] C. G. Kakoyiannis, P. Constantinou, and P. Gika, “Mutual coupling reduction in compact arrays for wireless sensors via a pre-fractal defected ground structure,” *Microwave Engineering Europe*, April 2009, pp. 21–26.
- [M02] C. G. Kakoyiannis, P. Gika, and P. Constantinou, “Compact antennas with reduced mutual coupling for wireless sensor networks,” *High Frequency Electronics*, vol. 8, no. 5, pp. 50–61, May 2009.

## Δημοσιεύσεις σε Επιστημονικά Συνέδρια με Διαδικασία Κρίσης και στην Ερευνητική Δράση COST 2100

- [Σ01] C. G. Kakoyiannis, S. Troubouki, and P. Constantinou, “Comparison of efficient small antennas for wireless microsensors through simulation and experiment,” in *Proc. 3rd Int’l Symp. Wireless Pervasive Computing (ISWPC’08)*, Santorini, Greece, May 2008, pp. 213–217.
- [Σ02] C. G. Kakoyiannis, S. Troubouki, and P. Constantinou, “Design and implementation of printed multi-element antennas on wireless sensor nodes,” in *Proc. 3rd Int’l Symp. Wireless Pervasive Comput. (ISWPC’08)*, Santorini, Greece, May 2008, pp. 224–228.
- [Σ03] C. Kakoyiannis, S. Troubouki, and P. Constantinou, “Enhanced-bandwidth printed inverted-F antennas for mobile terminals operating in the 2.4-GHz ISM band,” in *Proc. 13th Biennial IEEE Conf. Electromagnetic Field Computation (CEFC’08)*, Athens, Greece, May 2008, p. 9.
- [Σ04] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Design of a compact dual-band printed inverted-F antenna for wireless sensor network devices operating at 2.4 and 5.2 GHz,” in *Proc. 13th Biennial IEEE Conf. Electromagnetic Field Computation (CEFC’08)*, Athens, Greece, May 2008, p. 10.
- [Σ05] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Ground plane considerations for printed monopole antennas integrated into wireless sensor devices,” in *Proc. Int’l Wireless Commun. Mobile Computing Conf. (IWCMC’08)*, Crete, Greece, Aug. 2008, pp. 738–743.
- [Σ06] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Co-design of antenna element and ground plane for printed monopoles embedded in wireless sensors,” in *Proc. 2nd Int’l Conf. Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM’08)*, Cap Esterel, France, Aug. 2008, pp. 413–418.
- [Σ07] C. G. Kakoyiannis, G. Stamatiou, A. Karagiannis, and P. Constantinou, “Meanderline monopoles and ground plane effect: Efficient small antennas for wireless multimedia sensor networks,” in *Proc. IASTED Int’l Conf. Sensor Networks (SN 2008)*, Crete, Greece, Sept. 29–Oct. 1 2008, pp. 89–94.

- [Σ08] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “A compact microstrip antenna with tapered peripheral slits for CubeSat RF payloads at 436 MHz: Miniaturization techniques, design, and numerical results,” in *Proc. IEEE Int’l Workshop on Satellite and Space Communications (IWSSC’08)*, Toulouse, France, Oct. 2008, pp. 255–259.
- [Σ09] C. G. Kakoyiannis, A. Kyrligkitsi, and P. Constantinou, “Enhanced-bandwidth printed inverted-F antennas for multimedia sensor networks operating in the 2–3 GHz range,” in *Proc. IEEE Int’l Workshop on Antenna Technology: Small antennas and novel metamaterials (iWAT 2009)*, Santa Monica, CA, USA, March 2009.
- [Σ10] C. G. Kakoyiannis, P. Gika, and P. Constantinou, “Small printed sinusoidal antennas: A simple design guide for smooth meander-line structures with augmented bandwidth,” in *Proc. IEEE Int’l Workshop on Antenna Technology: Small antennas and novel metamaterials (iWAT 2009)*, Santa Monica, CA, USA, March 2009.
- [Σ11] C. G. Kakoyiannis, A. Kyrligkitsi, and P. Constantinou, “Wideband slotted dual-mode PIFA antennas integrated into multimedia wireless sensor devices,” in *Proc. 2009 Mosharaka Int’l Conf. Commun., Propag. Electronics (MIC-CPE 2009)*, Ammann, Jordan, March 2009.
- [Σ12] C. G. Kakoyiannis, P. Gika, and P. Constantinou, “Integration of printed sinusoidal antennas into wireless sensor devices: Benefits, design strategy, and ground plane effect,” in *Proc. 2009 Mosharaka Int’l Conf. Commun., Propag. Electronics (MIC-CPE 2009)*, Ammann, Jordan, March 2009.
- [Σ13] C. G. Kakoyiannis, G. Stamatiou, and P. Constantinou, “Small square meander-line antennas with reduced ground plane size for multimedia WSN nodes,” in *Proc. 3rd European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP’09)*, Berlin, Germany, March 2009, pp. 2411–2415.
- [Σ14] C. G. Kakoyiannis, P. Gika, and P. Constantinou, “Compact multi-element antennas of sinusoidal printed monopoles for sensors and portable devices,” in *Proc. 3rd European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP’09)*, Berlin, Germany, March 2009, Convened session S10J7: *Smart Antennas and MIMO*, pp. 3423–3427.
- [Σ15] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Coupling and correlation reduction in compact arrays for WSN nodes via pre-fractal defected ground plane,” in *Proc. 3rd Int’l Conf. Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM’09)*, Athens, Greece, June 2009, pp. 175–180. [Selected for *Best Paper Award*: <http://www.iaria.org/conferences2009/AwardsSENSORCOMM09.html>]
- [Σ16] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Reducing coupling in compact arrays for WSN nodes via pre-fractal defected ground structures,” in *Proc. 39th European Microwave Conf. (EuMC 2009)*, Rome, Italy, Sept. 29–Oct. 1 2009, pp. 846–849.
- [Σ17] C. G. Kakoyiannis, E. S. Angelopoulos, and P. Constantinou, “Radiation properties of wireless-sensor-targeted compact arrays loaded by ground defects,” in *Proc. 2009 Loughborough Antennas Propag. Conf. (LAPC 2009)*, Loughborough, UK, Nov. 2009, pp. 417–420.
- [Σ18] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Wireless-sensor-targeted printed arrays with embedded mutual coupling mitigation,” *COST 2100 10th MCM*, Feb. 2010, Athens, Greece, TD(10)10093. [Selected as *Scientific Topic* of the 8th COST 2100 Official Newsletter, March 2010]

- [Σ19] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Coupling and correlation reduction in compact arrays with embedded ground defects: Experimental verification,” in *Proc. European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP'10)*, Barcelona, Spain, April 2010, Convened session C11: *Portable and Body-Worn Antennas*, paper C11-6.
- [Σ20] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Design of an electrically small printed circular inverted-F antenna controlled by a minimal set of parameters,” in *Proc. European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP'10)*, Barcelona, Spain, April 2010, paper Thur-49.
- [Σ21] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Upper bounds on Wheeler cap antenna efficiency measurements via fixed-geometry cavity design,” in *Proc. Joint NEW-COM++/COST 2100 Workshop (JNCW 2011)*, Paris, France, March 2011.
- [Σ22] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Upper bounds on fixed-geometry Wheeler cap efficiency measurements – Part I: System model and rectangular cavities,” in *Proc. 5th European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP'11)*, Rome, Italy, April 2011, pp. 79–83.
- [Σ23] C. G. Kakoyiannis and P. Constantinou, “Upper bounds on fixed-geometry Wheeler cap efficiency measurements – Part II: Spherical and cylindrical cavities,” in *Proc. 5th European Conf. Antennas and Propagation (EuCAP'11)*, Rome, Italy, April 2011, pp. 84–88.



# Βιογραφικό Σημείωμα

Ο Κωνσταντίνος Γ. Κακόγιαννης γεννήθηκε στην Αθήνα τον Ιούνιο του 1977. Είναι Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών, απόφοιτος της Σχολής ΗΜΜΥ του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Αποφοίτησε τον Οκτώβριο του 2000 με διάκριση ‘Λίαν Καλώς’ και βαθμό διπλώματος 7,78/10 (κατεύθυνση: Τηλεπικοινωνίες). Περάτωσε τις προπτυχιακές σπουδές του εκπονώντας διπλωματική εργασία στο Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών ΕΜΠ (ΕΚΡ/ΕΜΠ) υπό την επίβλεψη του Καθηγητή και Διευθυντή του Εργαστηρίου, Δρ. Φ. Κωνσταντίνου και του Δρ. Αθ. Κανάτα (πλέον Αναπλ. Καθ. Παν. Πειραιώς). Το Δεκέμβριο του 2000 έγινε δεκτός στο Διδακτορικό Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών της ΣΗΜΜΥ του ΕΜΠ, υπό την επίβλεψη του Καθηγητή Δρ. Φ. Κωνσταντίνου. Το ερευνητικό πεδίο της μελέτης του είναι οι ενεργειακά αποδοτικές κεραίες και στοιχειοκεραίες, και η κατάλληλη εφαρμογή τους για τη βελτίωση της διάρκειας ζωής των Ασύρματων Δικτύων Αισθητήρων (ΑΔΑ) και γενικότερα των κινητών τερματικών. Το Μάιο του 2004 υπέβαλλε πρόταση υποτροφίας στη ΓΓΕΤ (ΠΕΝΕΔ 2003, ‘Ανταγωνιστικότητα’, Μέτρο 8.3, Δράση 8.3.1) για την χρηματοδότηση της διδακτορικής διατριβής του, η οποία και εγκρίθηκε τον Ιούνιο του 2005. Από τον Ιούλιο του 2006 μέχρι τον Ιούνιο του 2009 η ερευνητική δραστηριότητα του Υ.Δ. χρηματοδοτήθηκε από τον εθνικό φορέα έρευνας.<sup>3</sup>

Από τον Ιανουάριο 2004 ως το Δεκέμβριο 2007 συμμετείχε ενεργά στα ευρωπαϊκά δίκτυα αριστείας Antenna Centre of Excellence (ACE-1 & ACE-2) που ασχολήθηκαν με θέματα κεραιών και προχωρημένα συστήματα εκπομπής και λήψης σε απαιτητικά περιβάλλοντα διάδοσης. Ειδικότερα, στο ACE-2 εργάστηκε ως κύριος ερευνητής του ΕΚΡ/ΕΜΠ στο Πακέτο Εργασίας WP2.5-1, και ως ερευνητής στο WP2.5-3. Επιπλέον, ήταν ο κύριος ερευνητής του ΕΜΠ στο υπο-Έργο με τίτλο “*Multiple antennas aspects and system level evaluation in Wireless Sensor Networks*”, το οποίο εκτελέστηκε στα πλαίσια της Ενότητας Εργασίας 2.5 του ACE-2. Σημαντικό μέρος της ερευνητικής εργασίας του έχει παρουσιαστεί σε Παραδοτέα του προγράμματος ACE. Από τις αρχές του 2007 ως τα τέλη του 2010 συμμετείχε ενεργά στη συναφή διεθνή ερευνητική δράση με τίτλο: “*COST 2100: Pervasive Mobile & Ambient Wireless Communications*”, η οποία ήταν ένα από τα πλέον αξιολογικά διεθνή fora συζήτησης και πρότασης μελλοντικών τεχνολογιών συστημάτων ασύρματων κινητών επικοινωνιών. Ειδικότερα, συμμετείχε στην Ομάδα Εργασίας WG2.2, η οποία ασχολήθηκε με τη σχεδίαση και τον χαρακτηρισμό συμπαγών στοιχειοκεραιών συστημάτων MIMO.

<sup>3</sup> Η χρηματοδότηση έγινε στα πλαίσια του Έργου 03ΕΔ799 με τίτλο ‘Μελέτη και Σχεδίαση Ενεργειακά Αποδοτικών Τεχνικών Μετάδοσης Πληροφορίας σε Ασύρματα Δίκτυα Αισθητήρων’. Ανάδοχος φορέας ήταν το Πανεπιστήμιο Πειραιώς και Επιστημονικός Υπεύθυνος ο Αναπλ. Καθηγητής Δρ. Α. Γ. Κανάτας.

Τα ερευνητικά ενδιαφέροντά του εστιάζουν στο χώρο των ασύρματων δικτύων επικοινωνιών, τα οποία εκείνος αντιμετωπίζει υπό το πρίσμα της ηλεκτρομαγνητικής, μικροκυματικής, κυκλωματικής και συστημικής θεώρησης. Πιο συγκεκριμένα, τα ενδιαφέροντά του περιλαμβάνουν: (α') θεωρία και σχεδίαση ηλεκτρικά μικρών κεραιών, (β') τεχνικές σμίκρυνσης κεραιών, (γ') ενεργές και παρασιτικές στοιχειοκεραίες, (δ') κεραιοσυστήματα πολλαπλών στοιχείων ενσωματωμένα σε συμπαγή φορητά τερματικά, (ε') μελέτη και αντιστάθμιση της αμοιβαίας σύζευξης σε πυκνά δομημένες στοιχειοκεραίες, (στ') διατάξεις ηλεκτρομαγνητικού και φωτονικού διακένου, (ζ') ευρυζωνικό πειραματικό χαρακτηρισμό κεραιών, (η) ηλεκτρομαγνητική μοντελοποίηση στα πεδία χρόνου και συχνότητας, (θ') μικροκυματικά τρανζίστορ χαμηλού θορύβου τεχνολογίας ετεροεπαφής πυριτίου–γερμανίου (SiGe) και αρσενικούχου γαλλίου (GaAs), και (ι') σχεδίαση ενισχυτών και μικτών χαμηλού θορύβου με διπολικά τρανζίστορ ετεροεπαφής.

Έχει δημοσιεύσει τρεις εργασίες σε έγκριτα επιστημονικά περιοδικά με διαδικασία κρίσης και ένα κεφάλαιο σε βιβλίο με αντικείμενο τις μικροταινιακές κεραίες. Επιπλέον, έχει παρουσιάσει είκοσι τρεις ερευνητικές εργασίες σε διεθνή επιστημονικά συνέδρια με διαδικασία κρίσης και στην ερευνητική δράση COST 2100. Από το δημοσιευμένο ερευνητικό έργο έχουν προκύψει 30 ετεροαναφορές (πηγή: Google Scholar, Νοέμ. 2011). Η εργασία που παρουσίασε στο συνέδριο SENSORCOMM 2009 βραβεύτηκε ως ένα από τα καλύτερα άρθρα του συνεδρίου. Είναι ενεργός κριτής στα διεθνή επιστημονικά περιοδικά *EURASIP J. Wireless Communications and Networking*, *IEEE Communications Letters*, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, *Progress in Electromagnetics Research*, *Journal of Electromagnetic Waves & Applications*, *IEEE Trans. Parallel and Distributed Systems* και *Int'l J. Antennas and Propagation*. Είναι μέλος του Τεχνικού Επιμελητηρίου Ελλάδος (ΤΕΕ) και των διεθνών επαγγελματικών ενώσεων Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), European Microwave Association (EuMA), Information Technology Society (ITG/VDE) και European Association on Antennas and Propagation (EurAAP).

