



**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ**  
**ΣΧΟΛΗ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΩΝ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΩΝ**  
**ΚΑΙ ΦΥΣΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ**

**ΠΑΘΗΤΙΚΟΙ ΑΣΥΡΜΑΤΟΙ**  
**ΔΙΣΘΗΤΗΡΕΣ ΡΑΔΙΟΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**ΜΠΡΟΥΤΑ Κ. ΠΑΝΑΓΙΩΤΗ**

Διπλωματούχου Σχολής Εφαρμοσμένων Μαθηματικών  
και Φυσικών Επιστημών Ε.Μ.Π

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ:**

Δ. ΤΣΟΥΚΑΛΑΣ

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Φεβρουάριος 2014





**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ**  
**ΣΧΟΛΗ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΩΝ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΩΝ**  
**ΚΑΙ ΦΥΣΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ**

**ΠΑΘΗΤΙΚΟΙ ΑΣΥΡΜΑΤΟΙ**  
**ΔΙΣΘΗΤΗΡΕΣ ΡΑΔΙΟΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ**

**ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ**

**ΜΠΡΟΥΤΑ Κ. ΠΑΝΑΓΙΩΤΗ**

**Διπλωματούχου Σχολής Εφαρμοσμένων Μαθηματικών**  
**και Φυσικών Επιστημών Ε.Μ.Π**

**ΤΡΙΜΕΛΗΣ ΣΥΜΒΟΥΛΕΥΤΙΚΗ**  
**ΕΠΙΤΡΟΠΗ:**

1. Δ. ΤΣΟΥΚΑΛΑΣ, Καθ. Ε.Μ.Π.  
(Επιβλέπων)
2. Ι. ΖΕΡΓΙΩΤΗ, Αν. Καθ. Ε.Μ.Π.
3. Σ. ΧΑΤΖΑΝΔΡΟΥΛΗΣ, Ερ. Β' ΕΚΕΦΕ «ΔΗΜΟΚΡΙΤΟΣ»

**ΕΠΤΑΜΕΛΗΣ ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ**  
**ΕΠΙΤΡΟΠΗ:**

1. Δ. ΤΣΟΥΚΑΛΑΣ Καθ. Ε.Μ.Π.  
(Επιβλέπων)
2. Ι. ΖΕΡΓΙΩΤΗ, Αν. Καθ. Ε.Μ.Π.
3. Σ. ΧΑΤΖΑΝΔΡΟΥΛΗΣ, Ερ. Β' ΕΚΕΦΕ  
«ΔΗΜΟΚΡΙΤΟΣ»
4. Χ. ΚΟΝΤΟΠΑΝΑΓΟΣ, Ερ. Α' ΕΚΕΦΕ  
«ΔΗΜΟΚΡΙΤΟΣ»
5. Θ. ΑΛΕΞΟΠΟΥΛΟΣ, Καθ. Ε.Μ.Π.
6. Α. ΑΡΑΠΟΓΙΑΝΝΗ, Καθ. Ε.Κ.Π.Α
7. Ε. ΚΥΡΙΑΚΗΣ ΜΠΙΤΖΑΡΟΣ, Αν. Καθ.  
ΤΕΙ ΠΕΙΡΑΙΑ

**Αθήνα, Φεβρουάριος 2014**

**Copyright © 2014 Μπούτας Κ. Παναγιώτης**

Επιτρέπεται η αντιγραφή, ελεύθερη αναδιανομή και τροποποίηση της παρούσας εργασίας εφόσον γίνεται αναφορά στο αρχικό έργο και τον συγγραφέα

## Ευχαριστίες

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εκπονήθηκε στον τομέα Μικροηλεκτρονικής του Ινστιτούτο Προηγμένων Υλικών, Φυσικοχημικών Διεργασιών, Νανοτεχνολογίας και Μικροσυστημάτων (Ι.Π.Υ.Φ.Δ.Ν.Μ.) του ΕΚΕΦΕ «ΔΗΜΟΚΡΙΤΟΣ», υπό την επίβλεψη του τομέα Φυσικής της Σχολής Εφαρμοσμένων Μαθηματικών και Φυσικών Επιστημών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου.

Θα ήθελα εδώ να ευχαριστήσω τον επιστημονικό μου υπεύθυνο Καθηγητή ΕΜΠ Δ. Τσουκαλά, για την επίβλεψη της εργασίας και την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντας μου το θέμα της διατριβής. Επίσης, ήταν πάντοτε διαθέσιμος να συζητήσει και να βοηθήσει στην επίλυση αποριών και προβλημάτων που προέκυψαν κατά τα διάφορα στάδια της εργασίας. Ακόμη θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στα υπόλοιπα μέλη της συμβουλευτικής επιτροπής. Στον Ερευνητή Β' του ΕΚΕΦΕ «ΔΗΜΟΚΡΙΤΟΣ» Σ. Χατζανδρούλη για την καθημερινή και συστηματική συνεργασία και καθοδήγηση, καθώς και στην Αν. Καθηγήτρια ΕΜΠ Ι. Ζεργιώτη για τη βοήθεια της.

Στην επιτυχημένη ολοκλήρωση της διατριβής συνέβαλε ο Ερευνητής Α' του ΕΚΕΦΕ «ΔΗΜΟΚΡΙΤΟΣ» Χ. Κοντοπανάγος μέσω της ανάπτυξης των κεραιών που χρησιμοποιήθηκαν, καθώς και της καθοδήγησης και συνεργασίας σε θέματα υψίσυχνης σχεδίασης. Θεωρώ αυτή την αλληλεπίδραση ωφέλιμη για εμένα και για το λόγο αυτό θέλω να του εκφράσω τις ευχαριστίες μου. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Α. Μποτσιαλά, για τη βοήθεια του σε θέματα κατασκευής και συναρμολόγησης τυπωμένων κυκλωμάτων και τα υπόλοιπα μέλη του τομέα Μικροηλεκτρονικής για τη συνεργασία τους σε διάφορα ζητήματα.

Τελειώνοντας, θα ήθελα να αφιερώσω το κείμενο στην οικογένειά μου και στους δικούς μου ανθρώπους, καθώς χωρίς την πολύτιμη και πολύπλευρη στήριξη και ανοχή τους καθόλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας θα ήταν αδύνατη η ολοκλήρωση της.



# Περιεχόμενα

Περιεχόμενα.....	1
Περίληψη .....	5
Abstract.....	7
Κεφάλαιο 1: Πηγές ενέργειας σε ασύρματα δίκτυα αισθητήρων.....	9
1.1 Εισαγωγή.....	9
1.2 Ηλιακή ενέργεια (φωτεινή ακτινοβολία) .....	11
1.3 Θερμική ενέργεια .....	12
1.4 Μηχανική ενέργεια.....	13
1.5 Συγκομιδή ραδιοκυμάτων .....	17
Βιβλιογραφικές Αναφορές 1 <sup>ο</sup> Υ Κεφαλαίου .....	20
Κεφάλαιο 2: Συγκομιδή ΗΜ ενέργειας στην περιοχή των ραδιοκυμάτων.....	23
2.1 Κοντινό και μακρινό πεδίο κεραίας .....	24
2.2 Αρχές συστημάτων συγκομιδής Η/Μ ενέργειας RF στο κοντινό πεδίο .....	27
2.2.1 Μετάδοση ισχύος με επαγωγική ζεύξη .....	27
2.2.2 Κυκλωματικά μοντέλα .....	29
2.2.3 Συστήματα επαγωγικής ζεύξης.....	34
2.3 Μετάδοση ισχύος στο μακρινό πεδίο κεραίας .....	41
2.3.1 Κυκλωματικό ισοδύναμο κεραίας .....	44
2.3.2 Συστήματα συγκομιδής ενέργειας στο μακρινό πεδίο κεραίας.....	48
Βιβλιογραφικές Αναφορές 2 <sup>ο</sup> Υ Κεφαλαίου .....	64
Κεφάλαιο 3: Αρχιτεκτονική αυτόνομου κόμβου.....	69
3.1 Παράμετροι σχεδίασης.....	69
3.2 Κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας .....	74
3.3 Πολλαπλασιαστής τάσης.....	74
3.3.1 Επίδραση της τιμής των πυκνωτών $C_S$ .....	77
3.3.2 Αριθμός σταδίων πολλαπλασιαστή .....	81
3.3.3 Σταθεροποιητές σταθερής τάσης τροφοδοσίας .....	85
3.4 Ψηφιακό κύκλωμα .....	86
3.4.1 Μικροελεγκτής.....	86
3.4.2 Μέτρηση αισθητήρων τύπου χωρητικότητας.....	86
3.4.2.2 Αλγόριθμος μέτρησης.....	93

3.4.3 Διακριτική ικανότητα (Resolution) μέτρησης.....	95
3.4.4 Δημιουργία πακέτου δεδομένων .....	98
3.5 Μετάδοση πληροφορίας στο σταθμό βάσης.....	100
3.5.1 Διαμόρφωση κατά πλάτος (ASK modulation) .....	101
3.5.2 Διαμόρφωση κατά φάση.....	103
3.5.3 Εμβέλεια κατά τη μετάδοση δεδομένων με διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος.....	105
3.6 Κεραία και προσαρμογή εμπέδησης .....	108
3.6.1 Προσαρμογή εμπέδησης.....	109
Βιβλιογραφικές Αναφορές 3 <sup>ΟΥ</sup> Κεφαλαίου .....	112
Κεφάλαιο 4: Χαρακτηρισμός αυτόνομου κόμβου κεντρικής συχνότητας λειτουργίας 430 MHz .....	115
4.1 Κύκλωμα συγκομιδής ισχύος.....	116
4.1.1 Υλοποίηση κυκλώματος διαχείρισης ενέργειας .....	116
4.2 PIFA κεραία για τον αυτόνομο κόμβο .....	118
4.2.1 Μοντελοποίηση και Χαρακτηρισμός της κεραίας στα 430 MHz .....	120
4.2.2 Λειτουργία κοντά σε γειωμένες επιφάνειες.....	123
4.3 Μετρήσεις με πρωτότυπα συστήματα.....	126
4.3.1 Σχεδίαση κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης.....	127
4.3.2 Μελέτη της εμπέδησης εισόδου για μεταβαλλόμενη ισχύ εισόδου .....	129
4.4 Μετρήσεις με γεννήτρια σήματος.....	130
4.4.1 RF Κατώφλι λειτουργίας του κυκλώματος (RF ευαισθησία στη συγκομιδή ενέργειας) .....	130
4.4.2 Μέτρηση τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή .....	132
4.4.3 Απόδοση του πολλαπλασιαστή στη μετατροπή ισχύος RF σε DC .....	133
4.4.4 Απόδοση του σταθεροποιητή τάσης (regulator) του κυκλώματος.....	134
4.4.5 Μέτρηση χρόνου φόρτισης.....	135
4.4.6 Συγκομιδή ενέργειας από εκπεμπόμενα ραδιοκύματα .....	136
4.5 Αξιολόγηση Ψηφιακού Τμήματος – Μέτρηση Αισθητήρων .....	138
4.5.1 Μέτρηση κατανάλωσης και χρόνου μέτρησης.....	139
4.5.2 Μετρήσεις υγρασίας.....	141
4.6 Αξιολόγηση του πλήρους συστήματος .....	145
4.6.1 Υλοποίηση του τμήματος μετάδοσης δεδομένων στα 430 MHz .....	146
4.6.2 Προσαρμογή εμπέδησης για το πλήρες σύστημα.....	148



4.6.3 Έλεγχος μετάδοσης δεδομένων.....	152
4.6.4 Ασύρματη μέτρηση υγρασίας.....	154
4.7 Συμπεράσματα 4 <sup>ΟΥ</sup> Κεφαλαίου.....	157
Βιβλιογραφικές Αναφορές 4 <sup>ΟΥ</sup> Κεφαλαίου.....	158
Κεφάλαιο 5: Σχεδίαση παθητικού κόμβου συγκομιδής ενέργειας συχνότητας λειτουργίας 2.5GHz.....	159
5.1 Εισαγωγή.....	159
5.2 Ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του συστήματος.....	160
5.2.1 Κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας.....	160
5.2.2 Κεραία.....	161
5.2.3 Κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης.....	166
5.2.4 Μετάδοση πληροφορίας.....	167
5.2.5 Πρωτότυπο με πολλαπλασιαστή τάσης τεσσάρων σταδίων.....	170
5.2.6 Πρωτότυπα με πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων.....	172
5.3 Συμπεράσματα 5 <sup>ΟΥ</sup> Κεφαλαίου.....	184
Βιβλιογραφικές Αναφορές 5 <sup>ΟΥ</sup> Κεφαλαίου.....	186
6. Συμπεράσματα.....	187
Βιβλιογραφικές Αναφορές Συμπερασμάτων.....	191
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	193
I. Κατάλογος Σχηματικών.....	193
II. Κατάλογος Δημοσιεύσεων.....	197
III. Κατάλογος Σχημάτων.....	199
IV. Κατάλογος Πινάκων.....	209



# Περίληψη

Στόχος της παρούσας διατριβής είναι η ανάπτυξη ενός παθητικού ασύρματου αισθητήρα. Το σύστημα συλλέγει ηλεκτρομαγνητική ενέργεια στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων (RF energy harvesting) στο μακρινό πεδίο κεραίας και εκτελεί μέτρηση αισθητήρων και αποστολή των μετρήσεων σε σταθμό βάσης. Σημαντική παράμετρος της σχεδίασης είναι η ενσωμάτωση μικροελεγκτή ως πυρήνα του παθητικού κόμβου. Επίσης, υπάρχει η δυνατότητα το σύστημα να λειτουργεί ικανοποιητικά κοντά σε μεταλλικές επιφάνειες και τη γείωση.

Η διατριβή απαρτίζεται από έξι κεφάλαια. Στο Κεφάλαιο 1 αναλύεται η αναγκαιότητα υιοθέτησης ασύρματων τεχνολογιών σε δίκτυα αισθητήρων και η δυνατότητα χρήσης μεθόδων συγκομιδής ενέργειας από το περιβάλλον ως εναλλακτική των μπαταριών.

Το Κεφάλαιο 2 περιλαμβάνει τη θεωρητική περιγραφή των μεθόδων συγκομιδής RF ενέργειας και αντίστοιχων συστημάτων που έχουν παρουσιαστεί στη βιβλιογραφία. Γίνεται διάκριση ανάλογα με τη μέθοδο που χρησιμοποιείται για τη συγκομιδή ενέργειας σε συστήματα που λειτουργούν στο εγγύς και στο μακρινό πεδίο κεραίας.

Η σχεδίαση της αρχιτεκτονικής του αυτόνομου ενεργειακά κόμβου, που προτάθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, καθώς και η στρατηγική λειτουργίας του σε κύκλους αναλύονται στο Κεφάλαιο 3. Το τρίτο κεφάλαιο περιλαμβάνει επίσης την παρουσίαση της μεθόδου μέτρησης χωρητικών αισθητήρων, του αλγορίθμου του μικροελεγκτή του κόμβου, καθώς και της τεχνικής μετάδοσης πληροφορίας προς το σταθμό βάσης.

Την σχεδίαση του συστήματος ακολούθησε η υλοποίηση και πειραματική αξιολόγηση πρωτοτύπων με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 430 MHz (Κεφάλαιο 4). Αξιολογήθηκε η ικανότητα του συστήματος να συλλέγει ενέργεια RF, να εκτελεί μέτρηση και να μεταδίδει δεδομένα σε σταθμό βάσης.

Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από την επανασχεδίαση του τμήματος συγκομιδής ενέργειας ώστε να λειτουργεί σε συχνότητα 2.5 GHz με αλλαγές που αφορούν κύρια την κεραία του, το αναλογικό τμήμα συγκομιδής

ενέργειας και το κύκλωμα μετάδοσης πληροφορίας στο σταθμό βάσης. Τέλος, στο έκτο κεφάλαιο (Συμπεράσματα) συνοψίζονται τα κυριότερα αποτελέσματα της παρούσας διατριβής καθώς και οι κατευθύνσεις μιας πιθανής συνέχειας της εργασίας πάνω στο θέμα, ενώ στο παράρτημα παραθέτονται τα σχηματικά διαγράμματα των πρωτοτύπων που υλοποιήθηκαν.

**Λέξεις Κλειδιά:** συγκομιδή ενέργειας RF, αυτόνομοι κόμβοι αισθητήρων, PIFA, πολλαπλασιαστής τάσης Dickson, μικροελεγκτής, μέθοδος μοιράσματος φορτίου, διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος, μέτρηση υγρασίας.

## Abstract

The scope of this thesis is the development of a passive wireless sensor tag. The device harvests RF energy in the far field of an antenna and performs sensor measurement and data transmission to a base station. The adoption of a microcontroller that supervises the tag has been a key selection during development. The tag has the capability to operate even when it is in close proximity to metal or ground surfaces.

This thesis is organized in six chapters. The need to develop wireless sensor networks as well as the potential of using energy harvesting techniques as an alternative to batteries are discussed in detail in Chapter 1.

Principles of RF energy harvesting techniques and the characteristics of RF energy harvesting systems presented in the literature are summarized in Chapter 2. RF harvesters architectures are categorized depending on whether they operate in the near or the far field of a base station antenna.

The development of the passive sensor tag architecture proposed in this thesis and the energy accumulation scheme adopted are explained in Chapter 3. In addition, sensor measurement and data transmission methods as well as the algorithm of the supervisor microcontroller are also discussed in Chapter 3.

Tag prototypes operating in the 430 MHz band were assembled in order to evaluate the architecture proposed herein (Chapter 4). Measurements were carried out to test system performance concerning energy accumulation, sensor measurement and data transmission to the base station.

The evaluation of the architecture of the 430 MHz band tag was followed by the redesign of the power harvester in order to achieve operation in the 2.5 GHz band. The antenna of the system as well as, the analog circuitry of the energy harvesting unit and data transmission scheme had to be modified in order to allow operation in the 2.5 GHz band. Results are presented in Chapter 5. Finally, results and perspectives of this work are summarized in Chapter 6 (Results). Schematics of the prototypes developed can be found in Appendix I.

**Key Words:** RF energy harvesting, autonomous sensor tags, PIFA, Dickson voltage multiplier, microcontroller, charge sharing method, backscattering modulation, humidity measurement.

# Κεφάλαιο 1: Πηγές ενέργειας σε ασύρματα δίκτυα αισθητήρων

## 1.1 Εισαγωγή

Σε πολλές εφαρμογές απαιτείται η μέτρηση κρίσιμων ποσοτήτων όπως η θερμοκρασία, η υγρασία και η παρουσία ρύπων, μέσω δικτύων αισθητήρων, σε πραγματικό χρόνο και σε εκτεταμένο χώρο. Τέτοιες εφαρμογές είναι για παράδειγμα:

- α) η παρακολούθηση διαδικασιών στη βιομηχανική παραγωγή.
- β) η μέτρηση της καταπόνησης (μηχανικής παραμόρφωσης) κατασκευών σε πραγματικό χρόνο.
- γ) η μείωση των χρονικών διαστημάτων που απαιτούνται για την επιθεώρηση κατασκευών και επομένως η ελαχιστοποίηση του αντίστοιχου κόστους.
- δ) βιοϊατρικές εφαρμογές [1].

Σε όλες τις παραπάνω εφαρμογές υπάρχει η δυνατότητα κατασκευής ενσύρματων ή ασύρματων δικτύων αισθητήρων. Τα ασύρματα δίκτυα παρουσιάζουν μια σειρά πλεονεκτημάτων σε σχέση με τα ενσύρματα. Καταρχήν, είναι ευκολότερη η ανάπτυξή τους, καθώς αποφεύγονται οι εκτεταμένες καλωδιώσεις, ενώ οι κόμβοι του δικτύου μπορούν να ενσωματωθούν μέσα στις ίδιες τις κατασκευές. Επιπλέον, η έλλειψη καλωδιώσεων μειώνει το κόστος και δίνει παράλληλα τη δυνατότητα κάλυψης εκτεταμένων περιοχών.

Ένα ακόμη πλεονέκτημα των ασύρματων δικτύων είναι η ύπαρξη κατάλληλων πρωτοκόλλων επικοινωνίας χαμηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, όπως για παράδειγμα το ZigBee [2]. Ακόμη, τα ασύρματα δίκτυα είναι καταλληλότερα για δίκτυα μικρής εμβέλειας σε βιοϊατρικές εφαρμογές (human body area network). Από την άλλη πλευρά όμως υπάρχουν περιβάλλοντα όπου είναι απαγορευτική ή αδύνατη

η εκπομπή ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Στις περιπτώσεις αυτές κατάλληλη λύση αποτελούν τα ενσύρματα δίκτυα αισθητήρων.

Η χρήση ασύρματων δικτύων αισθητήρων απαιτεί συχνά την ανάπτυξη μεγάλου αριθμού κόμβων που πρέπει να έχουν μεγάλο χρόνο ζωής και να είναι αξιόπιστοι [3]. Έτσι, πρέπει να έχουν μεγάλη αυτονομία όσον αφορά την τροφοδοσία τους ώστε να μειωθεί το κόστος αλλαγής μπαταριών και ο χρόνος συντήρησης του δικτύου. Επίσης, υπάρχουν περιπτώσεις όπου πρέπει να τοποθετηθούν οι κόμβοι του δικτύου σε σημεία τα οποία είναι δύσκολο να έχει κανείς πρόσβαση ή να είναι ολοκληρωμένα μέσα σε κατασκευές όπως στον έλεγχο της ακεραιότητας κατασκευών ή σε αεροναυπηγικές εφαρμογές.

Εκ πρώτης όψεως, οι μπαταρίες εμφανίζονται ως η βέλτιστη πηγή ενέργειας για φορητές και ασύρματες συσκευές, καθώς ήδη τα εμπορικά διαθέσιμα προϊόντα συνδυάζουν αυξημένη πυκνότητα ενέργειας σε συνδυασμό με μικρές διαστάσεις. Από την άλλη πλευρά όμως η πυκνότητα ενέργειας δεν είναι το κρίσιμο χαρακτηριστικό για την επιλογή της τεχνολογίας της μπαταρίας για ένα ασύρματο δίκτυο αισθητήρων που απαιτεί μακροχρόνια λειτουργία. Σε μια τέτοια περίπτωση χαρακτηριστικά όπως ο χρόνος ζωής, ο ρυθμός εκφόρτισης (λόγω ρεύματος διαρροής) και ο αριθμός επιτρεπτών κύκλων φόρτισης για επαναφορτιζόμενες μπαταρίες είναι πιθανόν πιο σημαντικά από την πυκνότητα ενέργειας. Για παράδειγμα, οι ρυθμοί αυτοεκφόρτισης για μπαταρίες Ni – MH (Nickel – Metal Hybride) 30 % ανά μήνα και για μπαταρίες ιόντων λιθίου είναι 2 - 3 % ανά μήνα. Έτσι, για ένα τυπικό δίκτυο ασύρματων αισθητήρων χαμηλής ισχύος και μικρών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων ο ρυθμός εκφόρτισης λόγω διαρροών θα είναι μεγαλύτερος από την κατανάλωση του δικτύου κατά τη μέτρηση και δρομολόγηση δεδομένων. Ένα ακόμη χαρακτηριστικό που πρέπει να μελετάται κατά την επιλογή του τύπου μπαταριών είναι η επίδραση περιβαλλοντικών παραγόντων που μειώνουν τον χρόνο ζωής τους όπως για παράδειγμα οι μεταβολές της θερμοκρασίας.

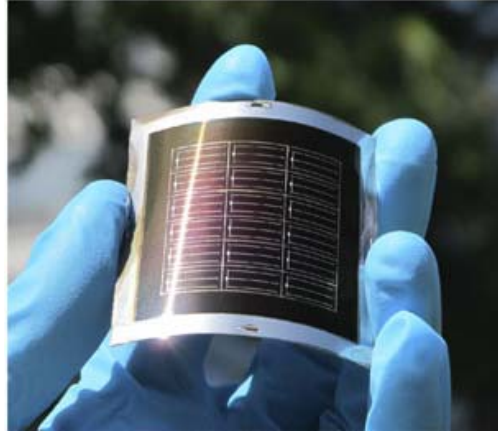
Με βάση τους παραπάνω περιορισμούς στην τεχνολογία των μπαταριών και την ασυμβατότητά τους πολλές φορές με τις απαιτήσεις των ασύρματων δικτύων αισθητήρων έχει δοθεί ενδιαφέρον στην τροφοδοσία των αισθητήρων μέσω συγκομιδής διαφόρων μορφών ενέργειας από το περιβάλλον.



Οι τεχνολογίες συγκομιδής ενέργειας από το περιβάλλον έχουν σκοπό να αποτελέσουν την μοναδική πηγή ενέργειας των παθητικών κόμβων αισθητήρων, ή και να λειτουργήσει συμπληρωματικά στην περίπτωση που έχουν εσωτερική πηγή τάσης (μπαταρία). Μπορούν να χρησιμοποιηθούν [4] διαφορετικές μορφές ενέργειας. Προκειμένου να συγκρίνει κανείς τις διαφορετικές προσεγγίσεις πρέπει να περιγράψει την αρχή λειτουργίας της κάθε μεθόδου, ενώ για να γίνει σύγκριση της απόδοσης των διαφορετικών προσεγγίσεων μπορεί να συγκριθεί η ποσότητα ενέργειας που μπορεί να συσσωρευθεί ανά ημέρα (εικοσιτετράωρο). Παρακάτω γίνεται σύντομη περιγραφή των διαφορετικών μεθόδων συγκομιδής ενέργειας που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές αυτόνομων αισθητήρων, καθώς και παράθεση των ποσοτήτων ενέργειας που μπορεί να συλλεχθεί ανά εικοσιτετράωρο με βάση την πρόσφατη βιβλιογραφία.

## 1.2 Ηλιακή ενέργεια (φωτεινή ακτινοβολία)

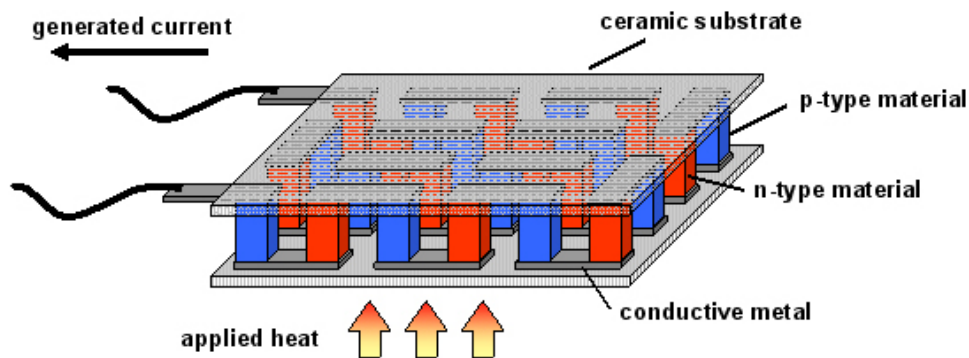
Η χρήση της ηλιακής ενέργειας είναι καθιερωμένη εδώ και δεκαετίες για την τροφοδοσία φορητών συσκευών και βασίζεται στο φωτοηλεκτρικό φαινόμενο. Η ισχύς που είναι διαθέσιμη από φωτοβολταϊκές κυψέλες παρουσιάζει έντονες διακυμάνσεις ανάλογα με το επίπεδο της φωτεινής έντασης (για παράδειγμα σε εσωτερικούς ή εξωτερικούς χώρους), την επιφάνεια που καλύπτουν, καθώς και την τεχνολογία τους η οποία έχει δώσει ακόμη και εύκαμπτες δομές (Σχήμα 1.1) κατάλληλες για πληθώρα εφαρμογών. Επίσης, η ηλιακή ενέργεια δεν είναι διαθέσιμη σε όλη τη διάρκεια της ημέρας. Οι αποδόσεις για διαφορετικές τεχνολογίες φωτοβολταϊκών κυψελών έχουν παρουσιαστεί στο [5]. Προκειμένου να συγκρίνει κανείς την χρήση της ηλιακής ενέργειας για εφαρμογές ασύρματων δικτύων μπορεί να θεωρήσει μια τυπική πυκνότητα ισχύος  $75\mu\text{W}/\text{mm}^2$  σε εξωτερικούς χώρους και  $1\mu\text{W}/\text{mm}^2$  σε εσωτερικούς χώρους.



Σχήμα 1.1. Εύκαμπτη διάταξη φωτοβολταϊκής κυψέλης [6]

### 1.3 Θερμική ενέργεια

Η συλλογή ενέργειας από πηγές θερμότητας όπως το ανθρώπινο σώμα για παράδειγμα, μπορεί να επιτευχθεί από τη μετατροπή βαθμίδων θερμότητας (διαφορών θερμοκρασίας) σε ηλεκτρική ενέργεια μέσω του φαινομένου Seebeck. Με βάση το φαινόμενο Seebeck η διαφορά θερμοκρασίας κατά μήκος της επαφής δύο διαφορετικών αγωγών ή ημι-αγωγών δίνει διαφορά δυναμικού στα άκρα τους.

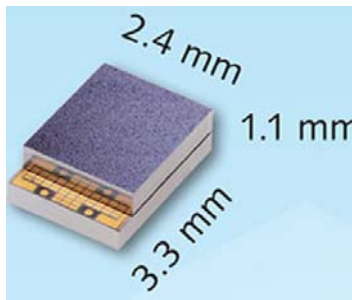


Σχήμα 1.2. Σχηματικό διάγραμμα διάταξης συγκομιδής θερμικής ενέργειας [7].

Προφανώς μεγαλύτερες διαφορές θερμοκρασίας έχουν ως συνέπεια την αύξηση της απόδοσης μετατροπής ενέργειας, ενώ η διαθέσιμη ισχύς επηρεάζεται επίσης από τη θερμική αντίσταση της πηγής και του στοιχείου μετατροπής ενέργειας. Όσον αφορά τις εφαρμογές αυτόνομων συστημάτων έχει δοθεί έμφαση στη συγκομιδή ενέργειας από τη θερμότητα του ανθρώπινου σώματος [8] όπου οι διαφορές θερμοκρασίας είναι μικρές περίπου 5 K. Μεγαλύτερες διαφορές θερμοκρασίας μπορούν να επιτευχθούν

σε άλλα περιβάλλοντα, για παράδειγμα, σε συστήματα θέρμανσης κτιρίων. Η πυκνότητα ισχύος μπορεί θεωρητικά να μεταβάλλεται με το τετράγωνο της διαφοράς θερμοκρασίας [9], [10].

Στο (Σχήμα 1.2) παρουσιάζεται σχηματικό διάγραμμα διάταξης συγκομιδής θερμικής ενέργειας βασισμένο στο φαινόμενο Seebeck. Παρατηρεί κανείς ότι κατά τη διασύνδεση των στοιχείων η ηλεκτρική σύνδεση των επαφών PN των δύο υλικών είναι εν σειρά ενώ η θερμική σύνδεση τους είναι παράλληλη. Τέτοιες διατάξεις έχουν ολοκληρωθεί σε εμπορικά προϊόντα (Σχήμα 1.3) [11].

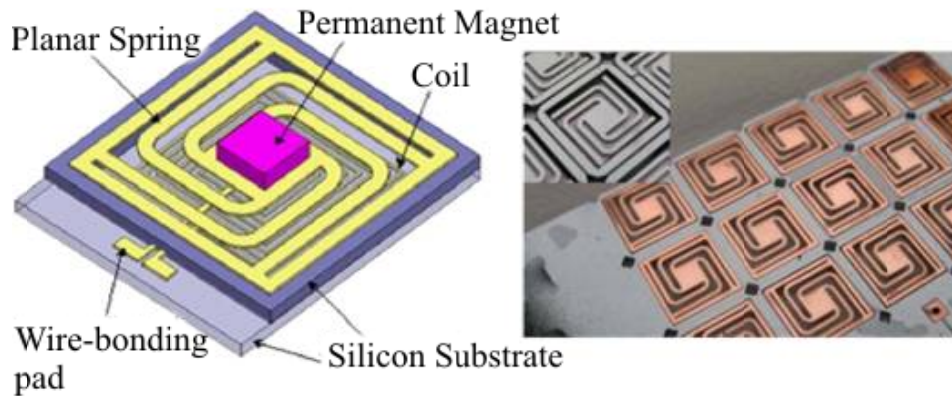


Σχήμα 1.3. Μικροσύστημα συγκομιδής θερμικής ενέργειας [11].

## 1.4 Μηχανική ενέργεια

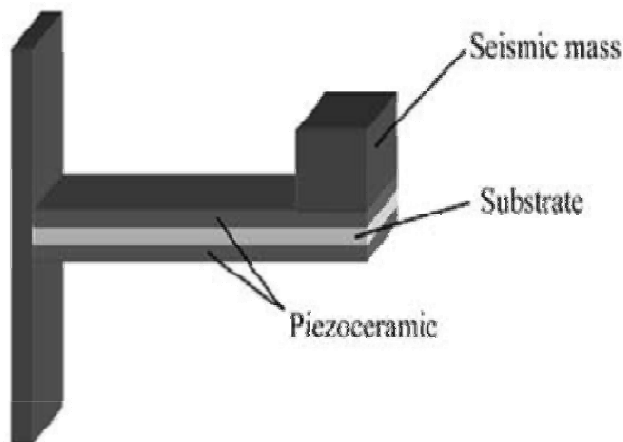
Οι πηγές μηχανικής ενέργειας μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε εκείνες που εκμεταλλεύονται κινήσεις που είναι σχετικά σταθερές για εκτεταμένα χρονικά διαστήματα, όπως η ροή αέρα, αυτές που είναι περιοδικές μα διακοπτόμενες (intermittent), όπως το ανθρώπινο βάδισμα και αυτές στις οποίες η κίνηση είναι κυκλική όπως σε πηγές ταλάντωσης.

Η πλειοψηφία των συστημάτων συγκομιδής μηχανικής ενέργειας που έχουν παρουσιαστεί χρησιμοποιούν συστήματα που κάνουν χρήση επαγωγικών φαινομένων, του πιεζοηλεκτρισμού καθώς και ηλεκτροστατικών διατάξεων. Στην περίπτωση επαγωγικών συστημάτων εφαρμόζεται ο νόμος του Faraday για την ηλεκτρομαγνητική επαγωγή (Σχήμα 1.4).



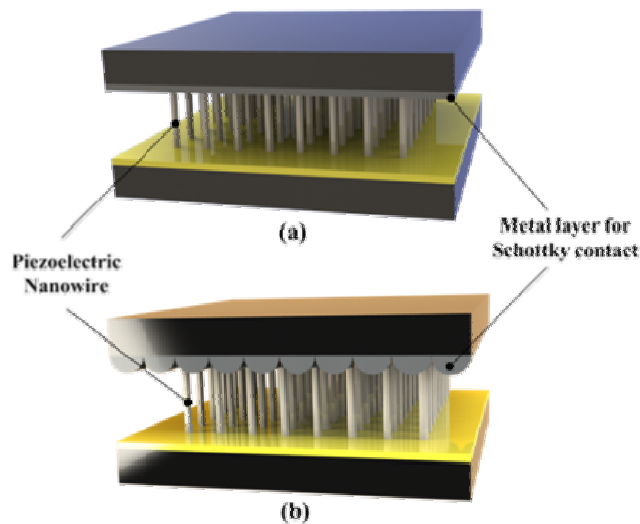
Σχήμα 1.4. Μικροσύστημα συγκομιδής μηχανικής ενέργειας βασισμένο στο φαινόμενο της επαγωγής [12].

Μια μαγνητική σεισμική μάζα κινείται σε σχέση με ένα πηνίο, επάγοντας έτσι μια τάση στα άκρα ενός ηλεκτρικού φορτίου ή ενός κυκλώματος αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας. Από την άλλη πλευρά, οι διατάξεις που βασίζονται στο πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο κάνουν χρήση της ιδιότητας κάποιων υλικών όπως για παράδειγμα του PZT τα οποία αναπτύσσουν εναλλασσόμενη τάση στα άκρα τους όταν παραμορφώνονται περιοδικά (Σχήμα 1.5).



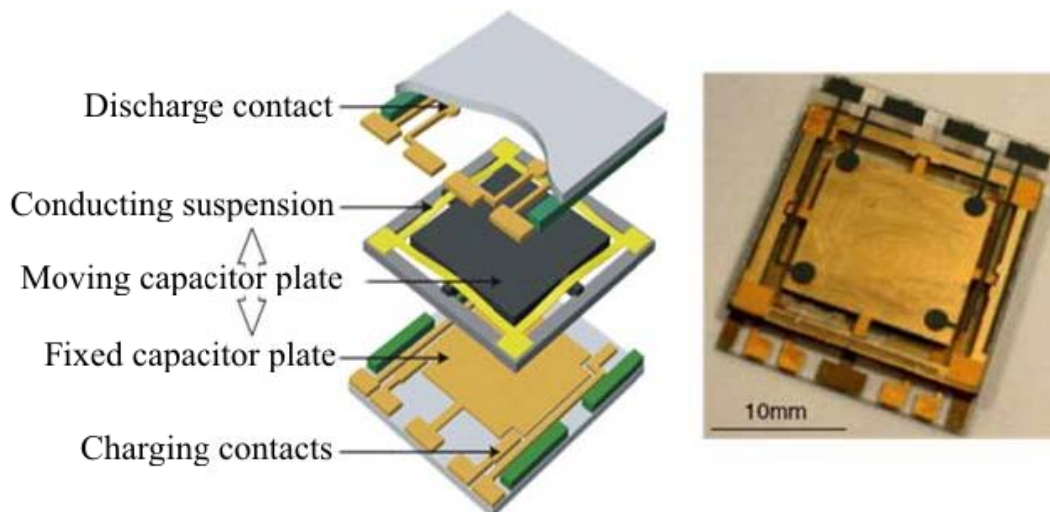
Σχήμα 1.5. Μοντέλο διάταξης συγκομιδής μηχανικής ενέργειας η οποία βασίζεται στο πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο [4].

Είναι ακόμη δυνατό να αναπτυχθούν πιεζοηλεκτρικές διατάξεις συγκομιδής μηχανικής ενέργειας βασισμένες σε σειρές πιεζοηλεκτρικών νανοημάτων (Σχήμα 1.6). Στην περίπτωση αυτή είναι αναγκαία η χρήση επαφών Schottky για την υλοποίηση ηλεκτρικής επαφής των νανοημάτων προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν ρεύματα διαρροής τα οποία μειώνουν αισθητά την απόδοση της διάταξης [13].



Σχήμα 1.6. Σχηματικό διάγραμμα μικροσυστήματος συγκομιδής μηχανικής ενέργειας το οποίο βασίζεται σε πιεζοηλεκτρικά νανονήματα [13].

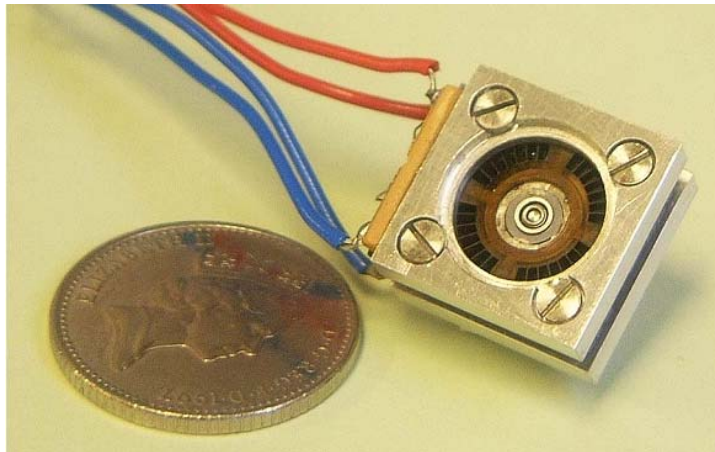
Τέλος, οι ηλεκτροστατικές γεννήτριες χρησιμοποιούν τη μηχανική κίνηση ώστε να μετακινούν τους οπλισμούς ενός φορτισμένου πυκνωτή αποθηκεύοντας έτσι ηλεκτρική ενέργεια (Σχήμα 1.7).



Σχήμα 1.7. Ηλεκτροστατική διάταξη συγκομιδής μηχανικής ενέργειας [14].

Οι πηγές μηχανικής ενέργειας που είναι σταθερές βασίζονται στη ροή ρευστών (ρευμάτων αέρα ή ροή υδάτινων ρευμάτων), ή σε μόνιμες κινήσεις αντικειμένων όπως ένας περιστρεφόμενος άξονας. Παρά το γεγονός ότι οι παραπάνω πηγές

μηχανικής ενέργειας χρησιμοποιούνται σε μεγάλη κλίμακα για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από μεγάλες μονάδες, έχει προταθεί η χρήση τους και για μικροσυστήματα όπως για παράδειγμα από τους Holmes et al [15] που κατασκεύασαν μια μικρογεννήτρια που βασίζεται σε μόνιμη ροή αερίων (Σχήμα 1.8). Επίσης, ο Starnes [16] έχει δείξει τη δυνατότητα συγκομιδής μηχανικής ενέργειας από την αγγειακή πίεση και την αναπνοή σε πιθανές βιοιατρικές εφαρμογές.



**Σχήμα 1.8.** Μικρογεννήτρια λειτουργίας σε σταθερές ροές αερίων βασισμένη στην τεχνολογία των MEMS [15].

Είναι δυνατή επίσης η συγκομιδή μηχανικής ενέργειας από κινήσεις οι οποίες είναι περιοδικές στη φύση τους αλλά στις οποίες η ενέργεια είναι διαθέσιμη για ένα μικρό τμήμα του κύκλου. Παραδείγμα τέτοιου τύπου κίνησης είναι το ανθρώπινο βάδισμα κατά το οποίο η επαφή του πέλματος με το έδαφος διαρκεί για χρόνο της τάξης των 100ms για περίοδο 1s ή η κίνηση αυτοκινήτων που διασχίζουν μια γέφυρα.

Τέλος, οι κραδασμοί είναι διαθέσιμοι ως πηγή ενέργειας στις περισσότερες κατασκευές. Η ενέργεια όμως που μπορεί να εξαχθεί από μια πηγή κραδασμών εξαρτάται από το πλάτος και τη συχνότητα της ταλάντωσης. Επίσης, εξαρτάται από το βαθμό στον οποίο η παρουσία της συσκευής επηρεάζει τοπικά τους κραδασμούς. Οι κραδασμοί που παρουσιάζονται στις κατασκευές δεν έχουν μόνο μια συχνότητα, αλλά μερικές θεμελιώδεις συχνότητες και τις αρμονικές τους [4]. Επίσης, είναι δυνατόν να αλλάζουν με το χρόνο ανάλογα με τη συμπεριφορά των μηχανισμών που τους προκαλούν.

## 1.5 Συγκομιδή ραδιοκυμάτων

Στα πιο πολλά περιβάλλοντα τα επίπεδα διάχυτης (ambient) ισχύος από ραδιοκύματα είναι χαμηλά και διασκορπισμένα σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Για το λόγο αυτό η συγκομιδή τους είναι ασύμφορη ενεργειακά, ενώ θα απαιτούσε συστοιχίες κεραιών (antenna arrays) [17], [18] με μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας. Πράγματι, αρκετά συστήματα που έχουν παρουσιαστεί στη βιβλιογραφία και αφορούν τη συγκομιδή διάχυτης ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας αφορούν μικρό εύρος ζώνης συχνοτήτων και συγκεκριμένο περιβάλλον λειτουργίας. Για παράδειγμα στο σύστημα που παρουσίασαν οι Ungan et al. [19] το σύστημα συγκομιδής ενέργειας έχει κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 300 MHz, ενώ η τάση εξόδου του χωρίς φορτίο είναι μικρότερη των 0.8 V σε αποστάσεις μεγαλύτερες των 2m από σταθμό βάσης εκπεμπόμενης ισχύος 100 mW με αποτέλεσμα τη μικρή απόδοση στη μετατροπή ισχύος RF σε DC. Επίσης, ο Harrist [20] προσπάθησε ανεπιτυχώς να φορτίσει μια μπαταρία από την εκπομπή ακτινοβολίας από κινητό τηλέφωνο στη ζώνη συχνοτήτων των 915 MHz.

Κατά συνέπεια, για τη συγκομιδή ραδιοκυμάτων σε δίκτυα αυτόνομων αισθητήρων απαιτείται η χρήση σταθερών και ελεγχόμενων πηγών RF ακτινοβολίας (σταθμοί βάσης) σε συγκεκριμένες μπάντες συχνοτήτων. Τα παραπάνω συστήματα βασίζονται στην τεχνολογία των RFID [21] που έχει βρει μεγάλη εφαρμογή στην ταυτοποίηση αντικειμένων [22] στην εφοδιαστική αλυσίδα.

Τα παθητικά συστήματα συγκομιδής ραδιοκυμάτων μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με την αρχή λειτουργίας τους σε συστήματα επαγωγικής ζεύξης (inductive link) που λειτουργούν ως χαλαρά συζευγμένοι μετασχηματιστές και συστήματα που λειτουργούν συλλέγοντας ισχύ από το μακρινό πεδίο (far field) [23] που δημιουργεί η κεραιά του σταθμού βάσης. Επίσης, μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργίας σε συστήματα που λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες (125 kHz, 13.56 MHz) και σε συστήματα που λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες (430 MHz, 868-915 MHz, 2.5 GHz).

Σε κάθε κατηγορία αυτόνομων κόμβων που συλλέγουν ραδιοκύματα τα ελεγχόμενα επίπεδα ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας δίνουν το πλεονέκτημα της σταθερής και αξιόπιστης λειτουργίας των ασύρματων δικτύων αισθητήρων. Επιπλέον, η χρήση

σταθμών βάσης δεν μπορεί να αποφευχθεί καθώς απαιτούνται για τη συλλογή των δεδομένων από τους αισθητήρες.

Στον πίνακα (Πίνακας 1.1) παρουσιάζονται οι τιμές ενέργειας που μπορούν να συλλεχθούν ανά εικοσιτετράωρο λειτουργίας για τις διαφορετικές μεθόδους που περιγράφηκαν στην παρούσα ενότητα χωρίς να συμπεριλαμβάνονται τιμές για την συγκομιδή διάχυτης RF ακτινοβολίας. Η ποσότητα ενέργειας που μπορεί να συλλεχθεί ανά ημέρα θέτει περιορισμούς τόσο στην κατανάλωση ισχύος από τον αυτόνομο κόμβο κατά τη μέτρηση, την επεξεργασία και τη μετάδοση δεδομένων στο σταθμό βάσης, όσο και στη συχνότητα δειγματοληψίας που μπορεί να επιτευχθεί. Επίσης, επιβάλλει την αποθήκευση της ενέργειας που συλλέγεται σε μπαταρίες ή σε σειρές πυκνωτών προκειμένου να καταστεί δυνατή η λειτουργία του συστήματος σε κύκλους.

**Πίνακας 1.1. Τυπικές τιμές συλλεγόμενης ενέργειας από συστήματα συγκομιδής.**

	Συνθήκες	Πυκνότητα ισχύος	Επιφάνεια ή όγκος	Ενέργεια/ημέρα
Ταλαντώσεις	$1\text{m/s}^2$	$100\ \mu\text{W}/\text{cm}^3$	$1\ \text{cm}^3$	8.64 J
Ηλιακή ενέργεια 1	Εξωτερικός χώρος	$7500\ \mu\text{W}/\text{cm}^2$	$1\ \text{cm}^2$	324 J Θεωρώντας ηλιοφάνεια το 50% του 24ώρου
Ηλιακή ενέργεια 2	Εσωτερικός χώρος	$100\ \mu\text{W}/\text{cm}^2$	$1\ \text{cm}^2$	4.32 J Θεωρώντας ηλιοφάνεια το 50% του 24ώρου
Θερμική ενέργεια	$\Delta T = 5\ ^\circ\text{C}$ διαφορά θερμοκρασίας	$60\ \mu\text{W}/\text{cm}^2$	$1\ \text{cm}^2$	2.59 J Θεωρώντας ότι η βαθμίδα θερμότητας επιτυγχάνεται το 50% του 24ώρου

Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας η μελέτη εστιάστηκε στα συστήματα συγκομιδής ραδιοκυμάτων με έμφαση σε αυτά που λειτουργούν στο μακρινό πεδίο κεραίας. Στόχος της μελέτης υπήρξε η ανάπτυξη αρχιτεκτονικής ασύρματου παθητικού κόμβου μέτρησης αισθητήρων που βασίζεται στη συγκομιδή ραδιοκυμάτων στο μακρινό πεδίο της κεραίας σταθμού βάσης προκειμένου να χρησιμοποιηθεί το πλεονέκτημα της σταθερής και ελεγχόμενης παροχής ισχύος από το σταθμό βάσης. Το παραπάνω χαρακτηριστικό καθιστά την ίδια αρχιτεκτονική κατάλληλη για εφαρμογή σε διαφορετικά περιβάλλοντα όπως στον έλεγχο της δομικής ευστάθειας κατασκευών, στην αεροναυπηγική καθώς και στη μέτρηση διαφορετικών παραμέτρων (πίεσης και θερμοκρασίας για παράδειγμα) στη βιομηχανία και αλλού.



Κριτήριο για την ανάπτυξη του κόμβου υπήρξε η ικανότητα λειτουργίας του κοντά σε επίπεδα γείωσης και εκτεταμένες μεταλλικές επιφάνειες. Επίσης, δόθηκε έμφαση στο να αποκτήσει το σύστημα εκτεταμένες υπολογιστικές δυνατότητες λειτουργώντας ως μια πλατφόρμα μέτρησης αισθητήρων.

## Βιβλιογραφικές Αναφορές 1<sup>ΟΥ</sup> Κεφαλαίου

- [1] W. Mokwa, “*Medical implants based on microsystems*”, Measurement Science and Technology, 18(2007) R47-R57.
- [2] Zigbee, <http://www.zigbee.org>.
- [3] C.Ó. Mathúna, T. O'Donnell, R.V. Martinez-Catala, J. Rohan, B. O'Flynn, “*Energy scavenging for long-term deployable wireless sensor networks*”, Talanta, 75(2008) 613-23.
- [4] James M. Gilbert, F. Balouchi, “*Comparison of energy harvesting systems for wireless sensor networks*”, International Journal of Automation and Computing, 5(2008) 334-47.
- [5] R. Julian, “*Designing Indoor Solar Products: Photovoltaic Technologies for AES*”, Wiley, 2005.
- [6] L. Kranz, C. Gretener, J. Perrenoud, R. Schmitt, F. Pianezzi, F. La Mattina, et al., “*Doping of polycrystalline CdTe for high-efficiency solar cells on flexible metal foil*”, Nat Commun, 4.
- [7] Sigma Aldrich, <http://www.sigmaaldrich.com/materials-science/metal-and-ceramic-science/thermoelectrics.html>.
- [8] Seiko Products, <http://www.sii.co.jp/en/>.
- [9] G.J. Snyder, J.R. Lim, C.-K. Huang, J.-P. Fleurial, “*Thermoelectric microdevice fabricated by a MEMS-like electrochemical process*”, Nature Material, 2(2003) 528-31.
- [10] H. Bottner, J. Nurnus, A. Gavrikov, G. Kuhner, M. Jagle, C. Kunzel, et al., “*New thermoelectric components using microsystem technologies*”, Microelectromechanical Systems, Journal of, 13(2004) 414-20.
- [11] MicroPelt Technology, [www.micropelt.com/](http://www.micropelt.com/).
- [12] C.-Y. Sue, N.-C. Tsai, “*Human powered MEMS-based energy harvest devices*”, Applied Energy, 93 390-403.
- [13] S. Xu, Y. Qin, C. Xu, Y. Wei, R. Yang, Z.L. Wang, “*Self-powered nanowire devices*”, Nature Nano, 5 366-73.
- [14] P. Miao, P.D. Mitcheson, A.S. Holmes, E.M. Yeatman, T.C. Green, B.H. Stark, “*Mems inertial power generators for biomedical applications*”, Microsystem Technologies, 12(2006) 1079-83.

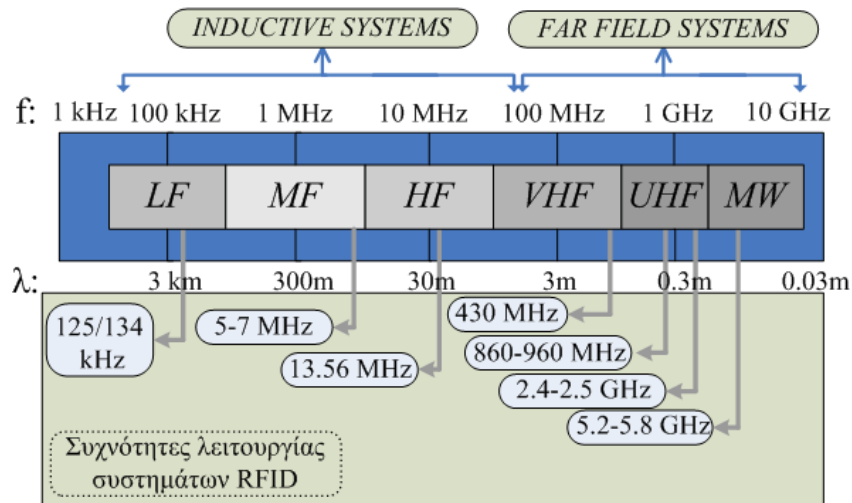
- [15] A.S. Holmes, G. Hong, K.R. Pullen, K.R. Buffard, “*Axial-flow microturbine with electromagnetic generator: design, CFD simulation, and prototype demonstration*”, Micro Electro Mechanical Systems, 2004 17th IEEE International Conference on (MEMS)2004, pp. 568-71.
- [16] T. Starner, “*Human-powered wearable computing*”, IBM systems Journal, 35(1996) 618-29.
- [17] S.A. Bhalerao, A.V. Chaudhary, R.B. Deshmukh, R.M. Patrikar, “*Powering Wireless Sensor Nodes using Ambient RF Energy*”, Systems, Man and Cybernetics, 2006 SMC '06 IEEE International Conference on 2006, pp. 2695-700.
- [18] M.H.S.S. Cohen, MD, US), “*Harvesting ambient radio frequency electromagnetic energy for powering wireless electronic devices, sensors and sensor networks and applications thereof*”, MHC MOS, LLC (Silver Spring, MD, US), United States, 2008.
- [19] T. Urgan, L.M. Reindl, “*Harvesting low ambient RF-sources for autonomous measurement systems*”, Victoria, BC, 2008, pp. 62-5.
- [20] D.W. Harrist, “*Wireless Battery Charging System Using Radio Frequency Energy Harvesting*”, [M.S Thesis]: University of Pittsburgh; 2004.
- [21] K. Finkenzeller, “*RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*”, John Wiley & Sons, Inc.; 2003.
- [22] D.M. Dobkin, “*RF in RFID - Passive UHF RFID in Practice*”, Elsevier; 2007.
- [23] C. Balanis, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”, 3rd ed., Wiley & Sons, New York, 2005.



## Κεφάλαιο 2: Συγκομιδή ΗΜ ενέργειας στην περιοχή των ραδιοκυμάτων

Στο δεύτερο κεφάλαιο περιγράφονται τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται κατά τη σχεδίαση συστημάτων συγκομιδής ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων. Οι ζώνες ραδιοσυχνοτήτων που χρησιμοποιούνται στην πλειοψηφία των RFID και των παθητικών κόμβων αισθητήρων παρουσιάζονται στο (Σχήμα 2.1) και καθορίζονται από κρατικούς φορείς όπως και οι μέγιστες επιτρεπόμενες τιμές ισχύος.

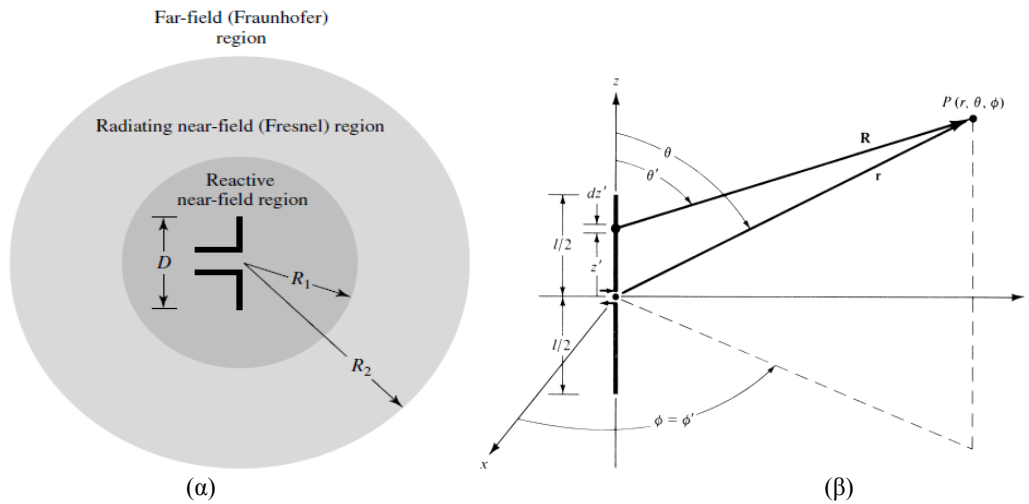
Στην επιλογή μιας συχνότητας λειτουργίας σημαντικό ρόλο παίζει το περιβάλλον εφαρμογής. Για παράδειγμα, η απορρόφηση της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας από το νερό αυξάνει όσο μεγαλώνει η συχνότητα με αποτέλεσμα στις βιοϊατρικές εφαρμογές (εμφυτεύματα) να είναι καταλληλότερα τα επαγωγικά συστήματα χαμηλών συχνοτήτων (125 kHz). Από την άλλη πλευρά, συχνότητες λειτουργίας VHF (430 MHz) είναι χρήσιμες σε εφαρμογές όπου απαιτείται αυξημένη εμβέλεια σε συνδυασμό με τη δυνατότητα παράκαμψης εμποδίων. Όταν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ του σταθμού βάσης και του παθητικού κόμβου είναι επιθυμητή η χρήση υψηλότερων συχνοτήτων για την ελαχιστοποίηση των διαστάσεων των κεραιών και την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων.



Σχήμα 2.1. Περιοχές του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος που χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές των RFID και των παθητικών κόμβων αισθητήρων.

## 2.1 Κοντινό και μακρινό πεδίο κεραίας

Όπως αναφέρθηκε στην εισαγωγή της παρούσας εργασίας τα συστήματα συγκομιδής ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας μπορούν επίσης να διακριθούν σε συστήματα κοντινού πεδίου (near field) ή επαγωγικής ζεύξης και σε συστήματα μακρινού πεδίου (far field). Τα όρια των παραπάνω περιοχών δεν είναι ορισμένα με μοναδικό τρόπο, ενώ έχουν διατυπωθεί διαφορετικά κριτήρια για την διάκρισή τους. Το κοντινό πεδίο μιας κεραίας μπορεί επίσης να χωριστεί σε δύο υποπεριοχές, την περιοχή επαγωγικού πεδίου και την περιοχή του πεδίου Frensel.



Σχήμα 2.2. (α) Διάκριση των περιοχών πεδίου γύρω από μια κεραία, (β) Στοιχειώδες δίπολο [1].

Τα χαρακτηριστικά των περιοχών των πεδίων γύρω από μια κεραία μπορούν να γίνουν εύκολα κατανοητά θεωρώντας την απλή περίπτωση ενός στοιχειώδους (απειροστών διαστάσεων) διπόλου, μήκους  $l$  ( $l \ll \lambda$ ) και πολύ μικρής ακτίνας ( $a \ll \lambda$ ), το οποίο διαρρέεται κατά μήκος από σταθερό ρεύμα πλάτους  $I_0$  (Σχήμα 2.2, β). Τότε, μπορούν να γραφτούν οι συνιστώσες του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου (σε ολόκληρο το χώρο εκτός από την επιφάνεια του διπόλου) σε σφαιρικές συντεταγμένες  $(r, \theta, \phi)$  ως εξής [1]

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.1)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr} \quad (2.2)$$

$$E_\phi = 0 \quad (2.3)$$

$$H_{\varphi} = j \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr} \quad (2.4)$$

$$H_r = H_{\theta} = 0 \quad (2.5)$$

όπου  $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$  και  $\eta = \sqrt{\mu / \epsilon}$  είναι η χαρακτηριστική εμπέδηση του μέσου.

Για την περιγραφή της ισχύος ανά μονάδα επιφάνειας που μεταφέρεται από το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί η μέση τιμή του διανύσματος Poynting

$$\mathbf{W} = \frac{1}{2} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) = \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{a}}_r E_{\theta} H_{\varphi}^* - \hat{\mathbf{a}}_{\theta} E_{\varphi} H_r^*) \quad (2.6)$$

Το πραγματικό μέρος της (2.6) εκφράζει ακτινοβολία ισχύος, ενώ το φανταστικό εκφράζει αποθήκευση ενέργειας στο πεδίο.

Ανάλογα με την απόσταση από το δίπολο διαφορετικοί όροι είναι σημαντικοί στις εκφράσεις (2.1) - (2.5) επιτρέποντας απλουστεύσεις. Στην περιοχή του κοντινού πεδίου όπου ισχύει  $kr \ll 1$  ( $r < \lambda/2\pi$ ) οι συνιστώσες των πεδίων μπορούν να γραφούν ως

$$E_r \approx -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{2\pi k r^3} \cos \theta \quad (2.7)$$

$$E_{\theta} \approx -j\eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi k r^3} \sin \theta \quad (2.8)$$

$$E_{\varphi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (2.9)$$

$$H_{\varphi} \approx \frac{I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r^2} \sin \theta \quad (2.10)$$

Στο κοντινό πεδίο δεν ακτινοβολείται ισχύς, καθώς η μέση τιμή της πυκνότητας ροής ισχύος είναι μηδενική

$$\mathbf{W}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] = \frac{1}{2} \text{Re}[\hat{\mathbf{a}}_r E_{\theta} H_{\varphi}^* - \hat{\mathbf{a}}_{\theta} E_{\varphi} H_r^*] = 0 \quad (2.11)$$

ενώ κυριαρχεί το επαγωγικό (reactive) πεδίο.

Στην ενδιάμεση περιοχή ακτινοβολίας του εγγύς πεδίου ή αλλιώς περιοχή πεδίου Fresnel όπου  $kr > 1$  οι εκφράσεις για το πεδίο παίρνουν τη μορφή

$$E_r \approx \eta \frac{I_0 l e^{-jkr}}{2\pi r^2} \cos \theta \quad (2.12)$$

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2.13)$$

$$E_{\varphi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (2.14)$$

$$H_{\phi} \approx j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2.15)$$

η μέση πυκνότητα ροής ισχύος θα είναι μη μηδενική, υποδηλώνοντας ακτινοβολία ισχύος παράλληλα με την αποθήκευση ενέργειας στο πεδίο. Επίσης, η γωνιακή κατανομή της ακτινοβολούμενης ισχύος μεταβάλλεται με την ακτινική απόσταση  $r$  στην περιοχή Fresnel.

Στην περιοχή μακρινού πεδίου όπου  $kr \gg 1$  ( $r \gg \lambda$ ) γίνονται οι απλουστεύσεις

$$E_{\theta} \approx j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2.16)$$

$$H_{\phi} \approx j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2.17)$$

$$E_r \approx E_{\phi} = H_r = H_{\theta} = 0 \quad (2.18)$$

ενώ η αντίστοιχη μέση πυκνότητα ροής ισχύος θα είναι

$$\mathbf{W}_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] = \hat{\mathbf{a}}_r \frac{\eta}{2} \left| \frac{kI_0 l}{4\pi} \right|^2 \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \quad (2.19)$$

Παρατηρεί κανείς ότι στο μακρινό πεδίο του διπόλου κυριαρχεί η ακτινοβολία ισχύος. Το ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο διαδίδονται σαν ενιαίο κύμα με τα αντίστοιχα διανύσματα έντασης  $\mathbf{B}$  και  $\mathbf{E}$  να είναι κάθετα μεταξύ τους καθώς και στη διεύθυνση διάδοσης ανεξάρτητα από την απόσταση από την κεραία.

Για την περίπτωση κεραιών που λειτουργούν στον κενό χώρο και έχουν μεγάλες ηλεκτρομαγνητικές διαστάσεις, δηλαδή η μέγιστη διάσταση τους είναι μεγαλύτερη από το μήκος κύματος λειτουργίας τους ( $D > \lambda$ ), ως εξωτερικό όριο της περιοχής αυτής θεωρείται ότι βρίσκεται σε απόσταση  $0.62\sqrt{D^3/\lambda}$  από την επιφάνεια της κεραίας, όπου  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος και  $D$  είναι η μεγαλύτερη διάσταση της κεραίας (Σχήμα 2.2, (α)). Με βάση τη βιβλιογραφία [1] για μικρά δίπολα ή ισοδύναμες κεραίες το όριο του επαγωγικού πεδίου ορίζεται σε απόσταση  $\lambda/2\pi$  από την επιφάνεια της κεραίας. Η περιοχή Fresnel καλύπτει το χώρο που ορίζεται από τη σχέση

$$0.62\sqrt{D^3/\lambda} \leq R < 2D^2/\lambda \quad (2.20)$$

και είναι δυνατό να μην εμφανιστεί, όταν μια κεραία έχει μέγιστη γεωμετρική διάσταση που δεν είναι μεγάλη σε σύγκριση με το μήκος κύματος λειτουργίας της  $\lambda$ . Εσωτερικό όριο της περιοχής μακρινού πεδίου θεωρείται η απόσταση  $R \geq 2D^2/\lambda$ . Όταν όμως η κεραία ακτινοβολεί μέσα σε ένα φυσικό μέσο και η μέγιστη της διάσταση είναι μεγάλη συγκρινόμενη με το λόγο  $\pi/|\gamma|$ , όπου  $\gamma$  είναι η σταθερά



διάδοσης στο συγκεκριμένο μέσο, τότε η περιοχή μακρινού πεδίου ορίζεται από το λόγο  $|γ|/D^2$ . Μια λεπτομερέστερη ανάλυση για τις περιοχές πεδίου γύρω από μια κεραία μπορεί να βρεθεί στο [1].

## 2.2 Αρχές συστημάτων συγκομιδής Η/Μ ενέργειας RF στο κοντινό πεδίο

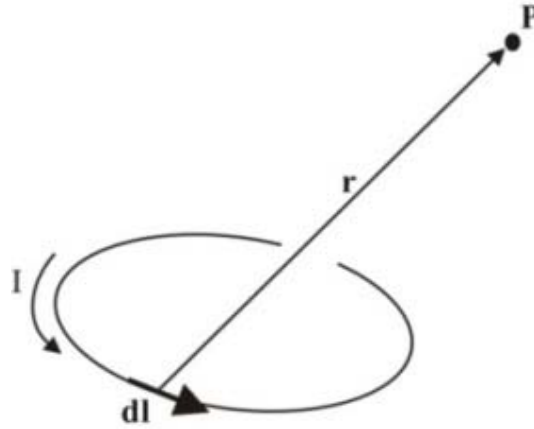
Η πλειοψηφία των συστημάτων συγκομιδής Η/Μ ενέργειας RF που λειτουργούν σε περιοχές συχνοτήτων 125 kHz (LF) [2] και 13.56 MHz (HF) υιοθετούν στρατηγικές συγκομιδής ενέργειας στο εγγύς πεδίο καθώς τα αντίστοιχα μήκη κύματος είναι μερικές δεκάδες μέτρα (για παράδειγμα στα 13.56MHz αντιστοιχούν μήκη κύματος 22.12m). Εξαιτίας των μεγάλων μηκών κύματος δεν είναι δυνατή η χρήση κατάλληλων κεραιών, καθώς για να εκπεμφθεί αποτελεσματικά ένα ραδιοκύμα πρέπει η γραμμική διάσταση της κεραίας να είναι συγκρίσιμη με το μήκος κύματος του. Ο παραπάνω περιορισμός επιβάλλει την επιλογή κυκλωμάτων με πηνία σε ρόλο κεραιών τόσο για την εκπομπή ισχύος από το σταθμό βάσης όσο και για τη συγκομιδή της από το αυτόνομο κύκλωμα. Η μελέτη των επαγωγικών συστημάτων βασίζεται στο νόμο Biot – Savart καθώς και στα μοντέλα μαγνητικά συζευγμένων κυκλωμάτων.

### 2.2.1 Μετάδοση ισχύος με επαγωγική ζεύξη

Με βάση το νόμο Biot - Savart ένας βρόχος που διαρρέεται από ρεύμα (Σχήμα 2.3) προκαλεί ένα κοντινό μαγνητικό πεδίο που εξασθενεί ανάλογα με τον κύβο της απόστασης από το κέντρο του ( $B \sim r^{-3}$ ).

$$\mathbf{B}(P) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int \frac{\mathbf{I} \times \mathbf{r}}{r^2} dl = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \int \frac{d\mathbf{l} \times \mathbf{r}}{r^2} \quad (2.21)$$

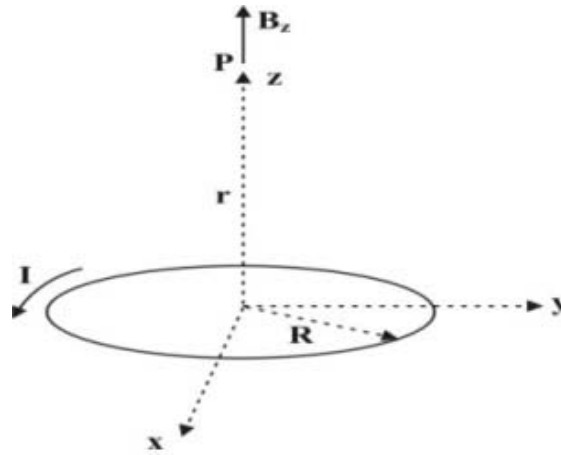
$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N/A}^2$  είναι η διαπερατότητα του ελεύθερου χώρου



Σχήμα 2.3. Νόμος Biot – Savart

ενώ για έναν κυκλικό μαγνητικό βρόχο με N σπείρες η τιμή του πεδίου πάνω στον άξονα του πεδίου (Σχήμα 2.4) προκύπτει (για αργά μεταβαλλόμενα ρεύματα):

$$B_z = \frac{\mu_0 N I}{2} \frac{R^2}{(R^2 + r^2)^{3/2}} \quad (2.22)$$



Σχήμα 2.4. Μαγνητικό πεδίο στον άξονα κυκλικού βρόχου

Από τις παραπάνω σχέσεις και θεωρώντας ένα ζεύγος κυκλικών πηνίων μαγνητικά συζευγμένων με μήκος ακτίνων a και b για το πρωτεύον και το δευτερεύον με αριθμούς σπειρών  $N_1$  και  $N_2$  αντίστοιχα μπορεί ναδειχθεί ότι η τάση που επάγεται στο δευτερεύον πηνίο όταν το πρωτεύον διαρρέεται από ένα αργά μεταβαλλόμενο ρεύμα i είναι:

$$V = -N_2 \frac{d\Phi_{21}}{dt} = -N_2 \frac{d}{dt} \left( \int \vec{B} \cdot d\vec{S} \right)$$

$$\text{ή} \quad V = - \left[ \frac{\mu_0 N_1 N_2 a^2 (\pi b^2)}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \right] \frac{di_1}{dt} = -M \frac{di_1}{dt} \quad (2.23)$$

όπου με  $M$  συμβολίζεται ο συντελεστής αμοιβαίας επαγωγής των πηνίων:

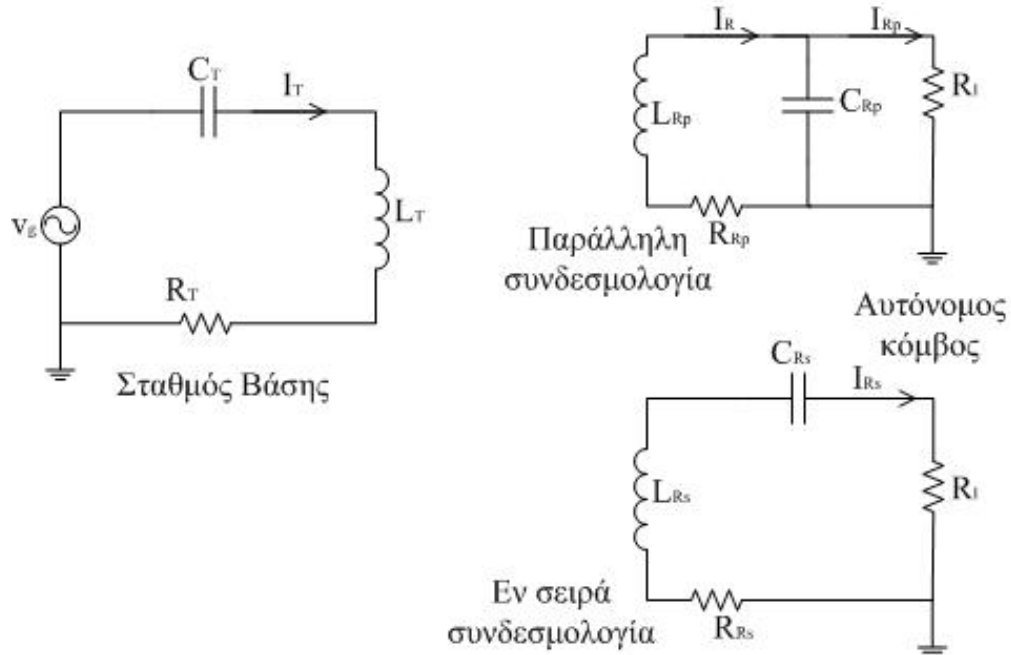
$$M = \frac{\mu_o N_1 N_2 \pi (ab)^2}{2(a^2 + r^2)^{3/2}} \quad (2.24)$$

ο οποίος εξαρτάται από τη γεωμετρία του συστήματος των πηνίων. Με βάση την παραπάνω ανάλυση μπορεί να εξαχθεί το συμπέρασμα ότι εξαιτίας της εξασθένησης του μαγνητικού πεδίου του σταθμού βάσης με τον κύβο της απόστασης εισέρχεται περιορισμός στην εμβέλεια των συστημάτων επαγωγικής ζεύξης. Από την άλλη πλευρά, υποδηλώνει ότι η αύξηση των γεωμετρικών διαστάσεων και του αριθμού των σπειρών μπορεί να αυξήσει την εμβέλεια. Παρόλα αυτά, η μεγάλη αύξηση των γεωμετρικών διαστάσεων ή του αριθμού αριθμό σπειρών για την επίτευξη μεγάλης εμβέλειας είναι μη πρακτική καθώς αφενός αυξάνεται αισθητά το μέγεθος του αυτόνομου κόμβου όπως και η παρασιτική χωρητικότητα και επαγωγή του ίδιου του πηνίου [3].

### 2.2.2 Κυκλωματικά μοντέλα

Παρατηρεί κανείς ότι η εμβέλεια ενός συστήματος επαγωγικής ζεύξης μπορεί να αυξηθεί καταρχήν, βελτιστοποιώντας τα χαρακτηριστικά των πηνίων. Μια ακόμη λύση που έχει υιοθετηθεί για την αποδοτικότερη μεταφορά ισχύος μεταξύ των δύο πηνίων περιλαμβάνει τη χρήση κυκλωμάτων συντονισμού των πηνίων [4], [5].

Στο (Σχήμα 2.5) παρουσιάζονται οι δύο βασικές τοπολογίες που μπορεί να έχει το κύκλωμα συγκομιδής ισχύος, ένα παράλληλο δικτύωμα LC και ένα σε σειρά. Όσον αφορά το σταθμό βάσης που ενεργοποιεί το παθητικό σύστημα μπορεί κανείς να τον αναπαραστήσει με μια πηγή τάσης με σταθερή συχνότητα  $\omega$ . Ένας πυκνωτής  $C_T$  σε σειρά χρησιμοποιείται για να επιτευχθεί συντονισμός (εν σειρά) στη συχνότητα λειτουργίας στο κύκλωμα του σταθμού βάσης, ενώ ο αντιστάτης  $R_T$  αποδίδει τις απώλειες του κυκλώματος.



Σχήμα 2.5. Απλοποιημένη σχηματική αναπαράσταση του σταθμού βάσης και των δυνατών συνδεσμολογιών για το δευτερεύον κύκλωμα.

Όσον αφορά την τοπολογία του σταθμού βάσης η βασική διαφορά είναι ο τρόπος που συνδέεται το φορτίο στο κύκλωμα συντονισμού. Η σχέση (2.25) περιγράφει τη συμπεριφορά του αυτόνομου συστήματος στο πεδίο της συχνότητας και για τις δύο περιπτώσεις:

$$\begin{bmatrix} V_g \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_T & -sM \\ -sM & Z_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_T \\ I_R \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

όπου τα  $I_T$  και  $I_R$  αναπαριστούν το ρεύμα στα πηνία του σταθμού βάσης και του πηνίου λήψης αντίστοιχα, ενώ η εμπέδηση του σταθμού βάσης και του παθητικού κόμβου συμβολίζονται με  $Z_T$  και  $Z_R$  αντίστοιχα. Επίσης, με  $M$  συμβολίζεται ο συντελεστής αμοιβαίας επαγωγής μεταξύ των δύο πηνίων.

Η εμπέδηση του σταθμού βάσης δίνεται από τη σχέση (2.26)

$$Z_T = L_T s + \frac{1}{C_T s} + R_T = R_T + j \left[ L_T \omega - \frac{1}{C_T \omega} \right] \quad (2.26)$$

με τη μεταφερόμενη ισχύ να μεγιστοποιείται στη συχνότητα συντονισμού που δίνεται από τη σχέση  $\omega_0^2 = \frac{1}{L_T C_T}$ .

Όσον αφορά το δευτερεύον κύκλωμα του αυτόνομου κόμβου, μπορούν να εξαχθούν οι εκφράσεις για τις δύο δυνατές τοπολογίες που δίνουν τη μέγιστη ισχύ και τη μέγιστη απόδοση του συστήματος.

### 2.2.2.1 Παράλληλη συνδεσμολογία

Με βάση το (Σχήμα 2.5) στην περίπτωση που το φορτίο συνδέεται παράλληλα με το LC κύκλωμα συντονισμού η ισοδύναμη εμπέδηση  $Z_{Rp}$  του παθητικού κυκλώματος δίνεται από τη σχέση (2.27).

$$Z_{Rp} = L_{Rp}s + \frac{R_l}{R_l C_{Rp}s + 1} + R_{Rp} \quad (2.27)$$

και αν γίνει η αντικατάσταση  $s = j\omega$  έχουμε

$$Z_{Rp} = \left[ R_{Rp} + \frac{R_l}{1 + (\omega C_{Rp} R_l)^2} \right] + j \left[ \omega L_{Rp} - \frac{\omega C_{Rp} R_l^2}{1 + (\omega C_{Rp} R_l)^2} \right] \quad (2.28)$$

Η μεταφερόμενη ισχύς μεγιστοποιείται στη συχνότητα συντονισμού  $\omega_{0Rp}$  η οποία εξαρτάται όχι μόνο από τις τιμές των  $L_{Rp}$  και  $C_{Rp}$  αλλά και από την τιμή της αντίστασης φορτίου ( $R_l$ ), με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται η συχνότητα συντονισμού του και να μην απορροφάται η μέγιστη δυνατή ισχύς στην περίπτωση που το φορτίο αλλάζει.

$$\omega_{0Rp}^2 = \frac{1}{L_{Rp} C_{Rp}} - \left( \frac{1}{C_{Rp} R_l} \right)^2 \quad (2.29)$$

Κατά συνέπεια, καθώς σε κάθε επαγωγική ζεύξη η συχνότητα λειτουργίας και η τιμή της επαγωγής είναι σταθερές για να επιτευχθεί συντονισμός πρέπει να επιλεγεί η τιμή της χωρητικότητας  $C_{Rp}$  με βάση τη σχέση

$$C_{Rp} = \frac{R_l \pm \sqrt{R_l^2 - 4L_{Rp}^2 \omega_0^2}}{2L_{Rp} R_l \omega_0^2} \quad (2.30)$$

με τη συνθήκη  $R_l > 2L_{Rp}\omega_0$ .

Κατόπιν, η απαίτηση μέγιστης μεταφοράς ισχύος μπορεί να οδηγήσει σε μια σχέση ανάμεσα στα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του κυκλώματος και την εμβέλεια μέσα από τη μελέτη του συντελεστή ζεύξης των πηνίων  $k$  [4]. Η μεταδιδόμενη ισχύς αποκτά μέγιστο όταν η ανακλώμενη εμπέδηση στον σταθμό βάσης  $((Ms)^2 / Z_r)$  [6] έχει την ίδια τιμή με την εμπέδηση του σταθμού βάσης  $Z_T$  στη συχνότητα συντονισμού. Τότε

ο συντελεστής ζεύξης των δύο πηνίων  $k$ , ο οποίος συνδέεται με το συντελεστή αμοιβαίας επαγωγής  $M$  μέσω της έκφρασης  $M = k\sqrt{L_T L_R}$  έχει τη βέλτιστη τιμή του

$$k_{crit,p} = \sqrt{R_T C_T \left( \frac{1}{C_{Rp} R_l} + \frac{R_{Rp}}{L_{Rp}} \right)} \quad (2.31)$$

Από την παραπάνω έκφραση μπορεί να δει κανείς ότι η εμβέλεια της επαγωγικής ζεύξης μπορεί να αυξηθεί (αύξηση του  $k$ ) εάν τα πηνία έχουν υψηλό συντελεστή ποιότητας (οι  $R_T$  και  $R_{Rp}$  έχουν χαμηλή τιμή) ή εάν το φορτίο  $R_l$  έχει μεγάλη τιμή (οπότε υπάρχει μικρό φορτίο ρεύματος).

Εκτός από τη συνθήκη για τη μεγιστοποίηση της εμβέλειας σημαντικό ρόλο παίζει και η μεγιστοποίηση της απόδοσης της επαγωγικής ζεύξης, η οποία μπορεί να οριστεί εδώ ως ο λόγος της ισχύος που καταναλώνεται (αποδίδεται) στο ωμικό φορτίο του αυτόνομου κόμβου  $P_{Rl}$  προς την ισχύ που καταναλώνεται στον σταθμό βάσης  $P_{Tp}$

$\eta_p = \frac{P_{Rl}}{P_{Tp}}$ . Μπορεί κανείς να γράψει

$$\eta_p = \frac{|I_{Rl}|^2 R_l}{\text{Re}[I_T] V_g} \quad (2.32)$$

Για να μεγιστοποιηθεί η απόδοση μπορεί κανείς να επιλέξει την τιμή της χωρητικότητας στο δευτερεύον κύκλωμα μέσα από την έκφραση

$$\frac{\partial \eta_p}{\partial C_{Rp}} = 0 \quad (2.33)$$

οπότε από τις εκφράσεις (2.32) και (2.33) προκύπτει

$$C_{Rp} = \frac{L_{Rp} R_T}{R_{Rp}^2 R_T + k^2 L_{Rp} L_T R_{Rp} \omega^2 + L_{Rp}^2 R_T \omega^2} \quad (2.34)$$

Παρατηρεί κανείς ότι στην περίπτωση που ενδιαφέρει η μεγιστοποίηση της απόδοσης, ο πυκνωτής συντονισμού έχει μια βέλτιστη τιμή η οποία εξαρτάται και πάλι από το φορτίο.

#### 2.2.2.2 Εν σειρά συνδεσμολογία

Στην περίπτωση της εν σειρά συνδεσμολογίας μπορεί κανείς να γράψει τον πίνακα εμπέδησης ως εξής

$$Z_s = \begin{bmatrix} L_T s + \frac{1}{C_T s} + R_T & -Ms \\ -Ms & L_{R_s} s + \frac{1}{C_{R_s} s} + R_{R_s} + R_l \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Η εμπέδηση του σταθμού βάσης είναι η ίδια με την περίπτωση της παράλληλης συνδεσμολογίας (2.26), ενώ η εμπέδηση του αυτόνομου κόμβου δίνεται από την έκφραση (2.36).

$$Z_{R_s} = R_{R_s} + R_l + j \frac{L_{R_s} C_{R_s} \omega^2 - 1}{C_{R_s} \omega} \quad (2.36)$$

Από την έκφραση (2.36) προκύπτει ότι η συχνότητα συντονισμού του πηνίου του δέκτη είναι  $\omega_{0R_s}^2 = \frac{1}{L_{R_s} C_{R_s}}$  και είναι ανεξάρτητη από το φορτίο στα άκρα του. Η τιμή της χωρητικότητας  $C_{R_s}$  που αντιστοιχεί σε συνθήκη συντονισμού θα δίνεται από τη σχέση (2.37)

$$C_{R_s} = \frac{1}{\omega_0^2 L_{R_s}} \quad (2.37)$$

και αντιστοιχεί σε μέγιστη μεταφορά ισχύος και μέγιστη απόδοση μιας και οι δύο ποσότητες εξαρτώνται μόνο από το φορτίο και το συντελεστή ζεύξης. Στην περίπτωση αυτή η ισχύς που παρέχεται στο φορτίο  $P_{R_s}$  και η απόδοση  $\eta_s$  προκύπτουν από τις εκφράσεις (2.38) και (2.39) αντίστοιχα.

$$P_{R_s} = \frac{k^2 L_{R_s} L_T R_l \omega_0^2 V_g^2}{[(R_l + R_{R_s}) R_T + k^2 L_{R_s} L_T \omega_0^2]^2} \quad (2.38)$$

$$\eta_s = \frac{k^2 L_{R_s} L_T R_l \omega_0^2}{(R_l + R_{R_s}) [(R_l + R_{R_s}) R_T + k^2 L_{R_s} L_T \omega_0^2]} \quad (2.39)$$

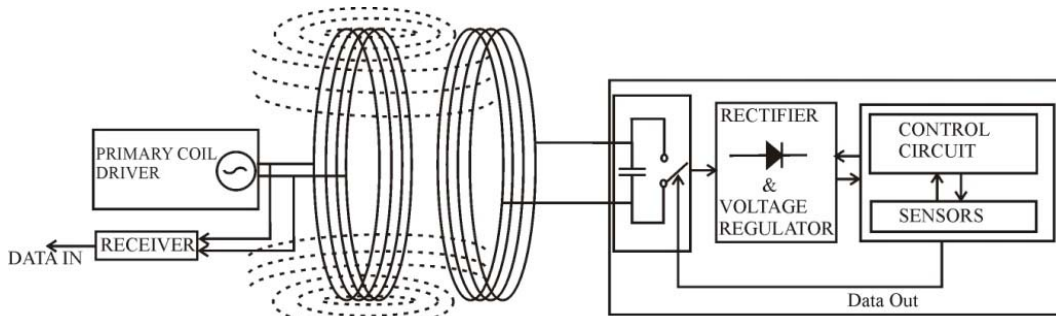
Όπως προκύπτει από τη σχέση (2.38) για την ισχύ στο φορτίο  $P_{R_s}$  η τιμή της επαγωγής που βελτιστοποιεί την απορροφούμενη ισχύ δίνεται από (2.40)

$$L_{R_s} = \frac{R_l + R_{R_s}}{k^2 L_T \omega_0^2} R_T \quad (2.40)$$

Όπως και στην περίπτωση της παράλληλης συνδεσμολογίας, ο συντελεστής ζεύξης που δίνει μέγιστη μεταφορά ισχύος είναι  $k_{crit,s}$  και εξαρτάται από το συντελεστή ποιότητας των πηνίων ( $Q = L_{R_s} \omega / R_{R_s}$ ) και το φορτίο  $R_l$  με βάση τη σχέση

$$k_{crit,s} = \sqrt{1 + \frac{R_l}{R_{Rs}}} \sqrt{\frac{Q_T Q_R}{Q_T Q_R}} \quad (2.41)$$

Συγκρίνοντας κανείς την εν σειρά και την παράλληλη σύνδεση των κυκλωμάτων συντονισμού παρατηρεί ότι η μεν πρώτη έχει ως αποτέλεσμα τη μεγιστοποίηση του πλάτους ρεύματος, ενώ η δεύτερη τη μεγιστοποίηση του πλάτους τάσης στα άκρα του πηνίου λήψης του παθητικού κόμβου. Για την τροφοδοσία πρακτικών κυκλωμάτων παθητικών κόμβων επιλέγονται κύρια κυκλώματα παράλληλου συντονισμού μιας και σημαντικότερος περιορισμός για τη λειτουργία τους είναι η υπέρβαση του κατώφλιου τάσης λειτουργίας, ενώ οι απαιτήσεις ρεύματος είναι μικρές (~1mA). Στο (Σχήμα 2.6) παρουσιάζεται η αρχιτεκτονική ενός τυπικού συστήματος μεταφοράς ισχύος με επαγωγική ζεύξη (inductive link).



Σχήμα 2.6. Σχηματικό διάγραμμα τυπικού συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος.

### 2.2.3 Συστήματα επαγωγικής ζεύξης

Μια από τις πρώτες προσπάθειες ανάπτυξης παθητικών κόμβων αισθητήρων έγινε από τους Milos et. al [2]. Ανέπτυξαν κόμβους αισθητήρων βασισμένων στην τεχνολογία RFID που όμως λειτουργούν στο κοντινό πεδίο της κεραίας του σταθμού βάσης. Η εφαρμογή έχει ως αντικείμενο τη μέτρηση της θερμοκρασίας του θερμικού περιβλήματος διαστημοπλοίων. Οι κόμβοι υλοποιούν μια τοπολογία ενός διακόπτη – ασφάλειας (fuse) δύο καταστάσεων μέσα σε ένα RFID κύκλωμα. Όταν η θερμοκρασία υπερβεί ένα προκαθορισμένο κατώφλι θερμοκρασίας η ασφάλεια καταστρέφεται προκαλώντας ένα ανοικτοκύκλωμα. Αυτό έχει σα συνέπεια μια μετατόπιση στη χαρακτηριστική συχνότητα συντονισμού του RFID κόμβου από 126 kHz σε 156 kHz προσεγγιστικά. Καθώς κάθε κόμβος έχει ένα μοναδικό αριθμό



ταυτοποίησης, οι καταστάσεις του αισθητήρα μπορούν να μετρηθούν από σταθμούς βάσης RFID που είναι σχεδιασμένοι για εφαρμογές κοντινού πεδίου με συχνότητα λειτουργίας τα 125 kHz.

Η ασύρματη μετάδοση ισχύος με επαγωγική ζεύξη χρησιμοποιείται ακόμη ευρέως για την τροφοδοσία εμφυτευμάτων σε βιοιατρικές εφαρμογές. Σημαντική παράμετρος στη σχεδίαση βιοϊατρικών εμφυτευμάτων είναι οι περιορισμοί στο ποσό ισχύος που πρόκειται να μεταδοθεί δια μέσω των βιολογικών ιστών, καθώς και στο μέγεθος των εμφυτευμάτων [7], [8].

Πρέπει να τονιστεί ότι σε εφαρμογές εμφυτευμάτων υπάρχουν περιορισμοί στις διαστάσεις του αυτόνομου κόμβου οι οποίες καθορίζονται κυρίως από το μέγεθος της κεραίας του. Κατά συνέπεια, η ελαχιστοποίηση των διαστάσεων μπορεί να επιτευχθεί αναπτύσσοντας μικρές κεραίες για τους παθητικούς κόμβους. Για παράδειγμα, οι Rainee N Simons et al. [9] έχουν αναπτύξει ένα ασύρματο σύστημα, που αποτελείται από ένα εμφυτεύσιμο bio- MEMS χωρητικό αισθητήρα πίεσης, μια τυπωμένη κεραία – πηνίο και μια εξωτερική μονάδα, που λειτουργεί από τα 200 έως τα 700 MHz. Το μέγεθος του πηνίου είναι 1x1 mm επιτρέποντας μικρές διαστάσεις για το εμφύτευμα. Η μέγιστη εμβέλεια που επιτεύχθηκε για το σύστημα είναι 15 cm πάνω από τον αισθητήρα.

Εκτός από τις μικρές διαστάσεις των εμφυτευμάτων υπάρχουν και περιορισμοί στη μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύ από το σταθμό βάσης με αποτέλεσμα η ενέργεια που συλλέγεται από τον παθητικό κόμβο να είναι περιορισμένη. Για το λόγο αυτό, είναι αναγκαία η σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με χαμηλές απαιτήσεις ισχύος. Πράγματι, αρκετά ολοκληρωμένα κυκλώματα με τις παραπάνω προδιαγραφές έχουν προταθεί στην πρόσφατη βιβλιογραφία. Για παράδειγμα, οι Quiting Huang και Michael Oberle [10] έχουν αναπτύξει ένα παθητικό σύστημα τηλεμετρίας χαμηλής ισχύος (0.5 mW) για βιοιατρικές εφαρμογές. Η μετάδοση ισχύος και δεδομένων μεταξύ του αυτόνομου κυκλώματος και της εξωτερικής μονάδας πραγματοποιούνται μέσω συζευγμένων κεραίων βρόχων σε συχνότητες 27 – 40 MHz. Η σχεδίαση ηλεκτρονικών χαμηλής ισχύος καθώς και η χρήση ραδιοκυμάτων διαμορφωμένων κατά πλάτος υιοθετήθηκαν προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η κατανάλωση ισχύος. Το σύστημα κάνει δυνατή τη μετάδοση δεδομένων σε απόσταση 9 cm μεταξύ των

δύο μονάδων του στην περίπτωση που έχουν χρησιμοποιηθεί κεραίες βρόχου (πηνία με μία στροφή στην περιέλιξή τους) διαμέτρου 5 cm .

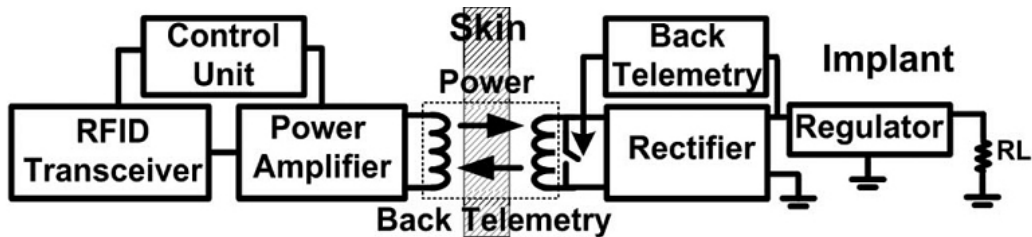
Σε κάποιες εφαρμογές υπάρχει επίσης η ανάγκη να μεταδοθεί ενέργεια ασύρματα μέσω επαγωγικής ζεύξης σε βιοιατρικές εφαρμογές όταν το εμφυτευμένο σύστημα δεν έχει σταθερή θέση όπως για παράδειγμα σε ενδοσκόπια. Στην περίπτωση αυτή εξαιτίας της ελευθερίας κίνησης του παθητικού κόμβου η μετάδοση ισχύος δεν είναι αποδοτική. Οι Lenaerts Bert και Puers Robert [11] έχουν σχεδιάσει και υλοποιήσει ένα σύστημα κατάλληλο για εφαρμογές όπου υπάρχει σχετική μετατόπιση των δύο κεραίων – πηνίων. Ως συχνότητα λειτουργίας επιλέχθηκε το 1 MHz προκειμένου να μειωθεί η απορρόφηση από τους βιολογικούς ιστούς. Για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα που προκαλεί η σχετική μετατόπιση των δύο πηνίων – κεραίων στο αυτόνομο κύκλωμα χρησιμοποιήθηκαν 3 σωληνοειδή πηνία τοποθετημένα σε ορθές γωνίες ανά δύο ώστε να προστίθεται η συνεισφορά όλων των πηνίων (Σχήμα 2.7). Ο σταθμός βάσης έχει ένα μόνο σωληνοειδές (solenoid) πηνίο. Επίσης, για το σταθμό βάσης έχει επιλεγεί μια τοπολογία αντιστροφέα κλάσης E (class E inverter) προκειμένου να επιτευχθεί απόδοση της τάξης του 90 % στον ενισχυτή που οδηγεί το πηνίο κεραία.



Σχήμα 2.7. (α) Τρία σωληνοειδή πηνία λήψης για παθητικό κόμβο που λειτουργεί με επαγωγική ζεύξη με τα ηλεκτρονικά λήψης. (β) Το σύστημα συναρμολογημένο [11].

Σε αρκετά βιοεμφυτεύσιμα συστήματα μετάδοσης ισχύος με επαγωγική ζεύξη υλοποιείται έλεγχος ανοικτού βρόχου (δηλαδή δεν υπάρχει ανάδραση). Έτσι, σε περιπτώσεις όπου υπάρχει αλλαγή στον προσανατολισμό των δύο πηνίων ή και μεταβολή της κατανάλωσης στο φορτίο υπάρχει το ενδεχόμενο το εμφύτευμα να υπολειτουργεί ή να αυξήσει τη θερμοκρασία του προκαλώντας βλάβη στους περιβάλλοντες ιστούς. Για το λόγο αυτό οι Kiani et al [12] ανέπτυξαν ένα

βιοεμφυτεύσιμο σύστημα μετάδοσης με συχνότητα λειτουργίας τα 13.56 MHz στο οποίο γίνεται έλεγχος της εκπεμπόμενης ισχύος. Μπορεί κανείς να διακρίνει δύο βασικά τμήματα, έναν εξωτερικό πομπό ισχύος και το εμφυτευμένο αυτόνομο κύκλωμα (Σχήμα 2.8).



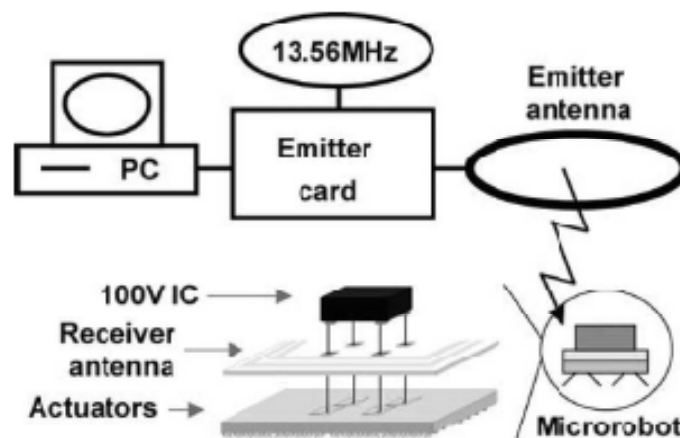
Σχήμα 2.8. Σχηματικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής ζεύξης που υλοποιεί έλεγχο με ανάδραση (closed loop control).

Το αυτόνομο κύκλωμα είναι κατασκευασμένο από διακριτά στοιχεία και βασίζεται σε έναν μικροελεγκτή χαμηλής απαίτησης ισχύος. Επίσης, περιλαμβάνει έναν ανορθωτή πλήρους κύματος, ένα σταθεροποιητή τάσης στα 3.6 V και ένα LSK κύκλωμα για τη μετάδοση πληροφορίας μέσω του πηνίου κεραίας. Η μονάδα ελέγχου αποτελείται από ένα εμπορικά διαθέσιμο ολοκληρωμένο κύκλωμα RFID σταθμού βάσης, έναν μικροελεγκτή, καθώς και ένα ψηφιακό ποτενσιόμετρο συνδεδεμένο με ένα dc-dc μετατροπέα. Ο σταθμός αυξομειώνει την ισχύ εξόδου μέχρι το οριακό σημείο όπου λαμβάνει δεδομένα από το αυτόνομο κύκλωμα. Τυχόν διαταραχές στο πλάτος του σήματος που λαμβάνει ή η απώλεια δεδομένων οδηγούν σε εκ νέου αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος για να σταθεροποιηθεί η λειτουργία του αυτόνομου κυκλώματος στα 3.6 V. Μέσω του παραπάνω σχήματος ελέγχου έγινε δυνατή η τροφοδοσία ενός κυκλώματος που καταναλώνει 10 mW σε απόσταση 2 cm με εκπεμπόμενη ισχύ 200 mW.

Μια ακόμη εφαρμογή ασύρματης μετάδοσης ισχύος στο κοντινό πεδίο είναι η μέτρηση παραμορφώσεων (strain monitoring) σε περιστρεφόμενα μηχανικά μέρη όπως για παράδειγμα σε άξονες κινητήρων. Έτσι, οι Chaimanonart N και Darrin J Young [13] ανέπτυξαν ένα σύστημα ασύρματης μετάδοσης ισχύος, το οποίο είναι αναισθητό στη μηχανική περιστροφή. Το πρωτεύον πηνίο του σταθμού βάσης είναι ομοαξονικό με τον περιστρεφόμενο άξονα, ενώ το δευτερεύον πηνίο του αυτόνομου κυκλώματος περιστρέφεται μέσα στο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο που δημιουργεί το πρώτο. Με τον τρόπο αυτό η μαγνητική ροή που διέρχεται από το δευτερεύον πηνίο είναι σταθερή ανεξάρτητα από την ταχύτητα περιστροφής. Όσον αφορά την

αρχιτεκτονική του συστήματος επιλέχθηκε ένας CMOS μετατροπέας ισχύος που στην έξοδό του δίνει μια σταθερή τάση 2.8 V με δυνατότητα τροφοδοσίας φορτίου 2 mA κατά τη μέτρηση χωρητικών αισθητήρων παραμορφώσεων από ένα εναλλασσόμενο πεδίο συχνότητας 50 MHz. Η συνολική απόδοση του συστήματος είναι 11%. Όσον αφορά τη μετάδοση δεδομένων υιοθετήθηκαν δύο τεχνικές διαμόρφωσης φάσης PSK και διαμόρφωσης φορτίου LSK [13].

Μια διακριτή περιοχή εφαρμογών της μετάδοσης ισχύος μέσω επαγωγικής ζεύξης είναι η ενεργοποίηση μικροσυστημάτων (micro-actuation) μέσω ζεύξεων που χαρακτηρίζονται από μεγάλη εκπεμπόμενη ισχύ. Για παράδειγμα οι Basset et al [14] έχουν σχεδιάσει ένα σύστημα τροφοδοσίας ενός αυτόνομου μικρο-ρομπότ σε συχνότητα λειτουργίας 13.56 MHz (Σχήμα 2.9). Επίσης μέσω των ραδιο-κυμάτων μεταδίδονται ψηφιακά δεδομένα διαμορφώνοντας το πλάτος των RF κυμάτων κατά 25% ώστε να παρέχεται πάντοτε ισχύς στο αυτόνομο ρομπότ, στο οποίο, η επικοινωνία με το σταθμό βάσης, καθώς και η διαχείριση της ισχύος γίνονται μέσω ενός ολοκληρωμένου ελεγκτή. Η μέγιστη ισχύς που έχει συλλεχθεί από το αυτόνομο σύστημα για την περίπτωση μεγάλου ωμικού φορτίου (>100 kΩ) είναι 23 mW ενώ έχει δοκιμαστεί σε αποστάσεις της τάξεως των μερικών εκατοστών με σταθμό βάσης 9 W.

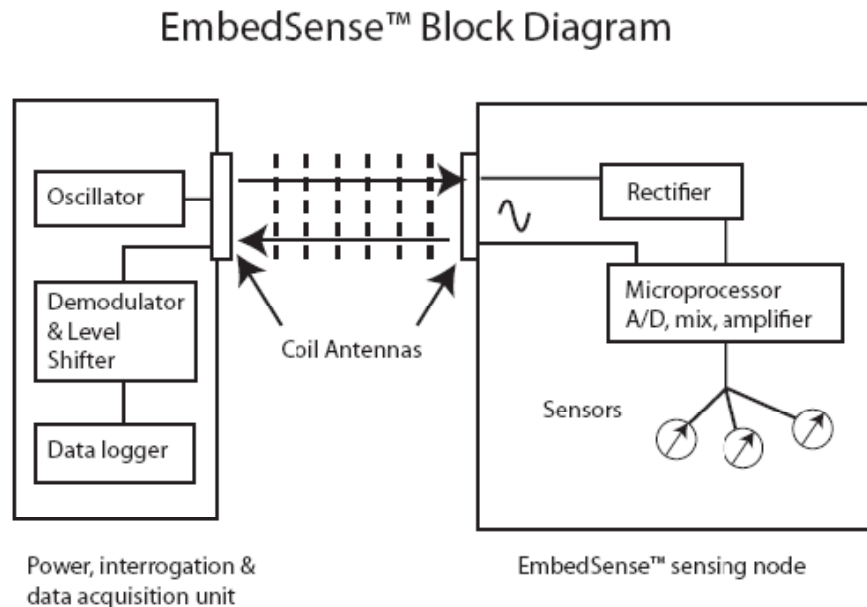


Σχήμα 2.9. Μια εκδοχή αυτόνομου μικρο-ρομπότ. Ένα παράδειγμα μεταφοράς μεγάλης ισχύος [14].

Ένα ακόμη σύστημα στο οποίο μπορούν να χρησιμοποιηθούν υψηλά ποσά ισχύος με μικρή όμως εμβέλεια ανέπτυξαν και οι Vandervoode et al [15]. Το επαγωγικό

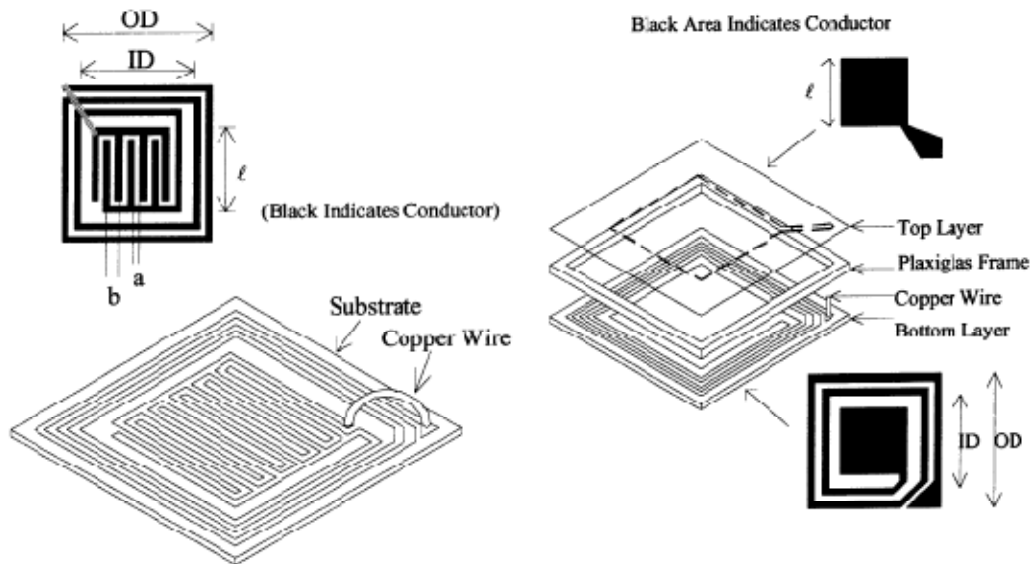
σύστημα το οποίο έχουν υλοποιήσει είναι ικανό να μεταφέρει 20 W σε απόσταση 1 cm με συνολική απόδοση 80 %. Τα πηνία του σταθμού βάσης, καθώς και του αυτόνομου κόμβου που επιλέχθηκαν έχουν διάμετρο 6cm και πλάτος 2mm. Για να οδηγηθεί το πηνίο του σταθμού βάσης υλοποιήθηκε μια τοπολογία ενισχυτή κλάσης C-E προκειμένου να ανταπαξέλθει σε μεγάλες διακυμάνσεις τάσης στο αυτόνομο κύκλωμα, ενώ ένας σταθεροποιητής τάσης ρυθμίζει την τάση στο αυτόνομο σύστημα.

Το μεγάλο εύρος εφαρμογών των συστημάτων μετάδοσης ισχύος στο κοντινό πεδίο σε δίκτυα αισθητήρων ώθησε και τη βιομηχανία να παράγει αντίστοιχα συστήματα. Έτσι η Microstrain Inc. [16] έχει παράξει τους αυτόνομους κόμβους EmbedSense (Σχήμα 2.10). Οι κόμβοι αυτοί υιοθετούν μια τεχνική επαγωγικής ζεύξης με ένα εξωτερικό πηνίο σταθμού βάσης που οδηγείται από ένα σήμα στα 125 kHz προκειμένου να επιστρέψουν ψηφιακά δεδομένα από τη μέτρηση διαφορετικών ποσοτήτων ανάλογα με την εφαρμογή όπως παραμορφώσεων και θερμοκρασίας μαζί με ένα μοναδικό κωδικό ταυτότητας (ID). Ο κόμβος επιτυγχάνει την επικοινωνία με το σταθμό βάσης αλλάζοντας την εμπέδηση στα άκρα της κεραίας του από κατάσταση που απορροφά ισχύ (συντονισμό) στην κατάσταση που ανακλά ισχύ διαμορφώνοντας έτσι το ανακλώμενο σήμα προς το σταθμό βάσης κατά πλάτος. Μια τυπική απόσταση μεταξύ των δύο πηνίων είναι 50 mm ενώ η απαίτηση ισχύος των κόμβων είναι 200  $\mu$ A στα 3V.



Σχήμα 2.10. Σχηματικό διάγραμμα των αυτόνομων κόμβων EmbedSense™ [16].

Μια διαφορετική προσέγγιση χωρίς την υλοποίηση ηλεκτρονικού κυκλώματος, η οποία βασίζεται στη μέτρηση της αλλαγής στη συχνότητα συντονισμού του πηνίου του αυτόνομου κόμβου, μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για ασύρματη μέτρηση αισθητήρων [17]. Για παράδειγμα, οι Ong et al. [18] έχουν προτείνει μια ασύρματη πλατφόρμα αισθητήρων η λειτουργία της οποίας βασίζεται στην αλλαγή της συχνότητας συντονισμού ενός επίπεδου κυκλώματος LC (Σχήμα 2.11). Ο αισθητήρας είναι κατασκευασμένος έτσι ώστε η συχνότητα συντονισμού του να μεταβάλλεται σε συνάρτηση της μετρούμενης ποσότητας.



Σχήμα 2.11. Παθητικός κόμβος αισθητήρα που βασίζεται σε ένα LC κύκλωμα συντονισμού [18].

Η συχνότητα συντονισμού καθορίζεται μετρώντας την εμπέδηση στα άκρα κεραιών δεκτών. Πρέπει να τονιστεί ότι η εμβέλεια του συστήματος μεταβάλλεται γραμμικά με την εκπεμπόμενη ισχύ και το μέγεθος των κεραιών. Στην περίπτωση κεραιών ακτίνας 4 cm η εμβέλεια του συστήματος είναι 32 cm. Το κυριότερο πλεονέκτημα του παραπάνω συστήματος είναι ότι δεν απαιτείται η σχεδίαση ηλεκτρονικού κυκλώματος για τον αυτόνομο κόμβο.

Ένας από τους λόγους που τα συστήματα που λειτουργούν με επαγωγική ζεύξη είναι αποδοτικότερα σε βιοιατρικές εφαρμογές σε σχέση με αυτά που λειτουργούν στο μακρινό πεδίο κεραιάς, είναι η υιοθέτηση χαμηλών συχνοτήτων όπου η απορρόφηση των ιστών είναι μικρότερη, άρα και η εκπεμπόμενη ισχύς από το σταθμό βάσης είναι επίσης μικρότερη. Για παράδειγμα, στο [19] όπου το σύστημα λειτουργεί στα 3.7

GHz προκειμένου να επιτευχθεί μια εμβέλεια 10 cm από το εμφύτευμα απαιτήθηκε η χρήση ενός σταθμού βάσης ισχύος 3.2 W στην αντίστοιχη συχνότητα λειτουργίας.

Με βάση τα παραπάνω παρατηρεί κανείς ότι αρχικά η ασύρματη μετάδοση ισχύος και μέτρηση αισθητήρων έγινε με επιτυχία για συστήματα που λειτουργούν με επαγωγική ζεύξη σε εφαρμογές όπου η απόσταση του σταθμού βάσης από το εμφύτευμα είναι μικρή, της τάξης των μερικών εκατοστών. Υπάρχουν όμως εφαρμογές όπου είναι επιθυμητή μια εμβέλεια της τάξης των μερικών μέτρων μεταξύ του σταθμού βάσης και του αισθητήρα όπως για παράδειγμα στην καταγραφή των συνθηκών του περιβάλλοντος (στην εφοδιαστική αλυσίδα και σε βιομηχανικές εφαρμογές), καθώς και στη μέτρηση παραμορφώσεων μεγάλων κατασκευών στην αεροναυπηγική και σε υποδομές όπως γέφυρες και λοιπά. Στις περιπτώσεις αυτές είναι καταλληλότερη η χρήση συστημάτων που λειτουργούν στο μακρινό πεδίο της κεραίας του σταθμού βάσης.

### **2.3 Μετάδοση ισχύος στο μακρινό πεδίο κεραίας**

Συχνά στη βιβλιογραφία για τη μελέτη της μετάδοσης ισχύος και άρα της εμβέλειας ενός συστήματος που λειτουργεί στο μακρινό πεδίο χρησιμοποιείται η εξίσωση του Friis. Η εξίσωση Friis συσχετίζει την ισχύ  $P_r$  που προσπίπτει σε μια κεραία - δέκτη με την ισχύ  $P_t$  που εκπέμπεται από κεραία - πομπό ως συνάρτηση της μεταξύ τους απόστασης  $R$ , όπου  $R > 2D^2/\lambda$ ,  $D$  η μεγαλύτερη γεωμετρική διάσταση της κεραίας και  $\lambda$  το μήκος κύματος. Πρέπει να τονιστεί ότι είναι μια προσέγγιση που θεωρεί τη μετάδοση ακτινοβολίας RF στον ελεύθερο (3D) χώρο, δηλαδή δε λαμβάνει υπόψη τις ανακλάσεις που υπάρχουν από το έδαφος και το περιβάλλον. Οι ανακλάσεις (multipathing) είναι δυνατό να αλλάξουν αισθητά (να αυξήσουν ή να μειώσουν) το επίπεδο της προσπίπτουσας ακτινοβολίας πάνω σε μια κεραία δέκτη σε σχέση με την πρόβλεψη της εξίσωσης Friis.

Η εξίσωση Friis λαμβάνει υπόψη όχι μόνο τη διάδοση της RF ακτινοβολίας αλλά και τα χαρακτηριστικά των δύο κεραιών. Μπορεί να γραφτεί στην περίπτωση κεραιών με εμπέδηση προσαρμοσμένη στα αντίστοιχα φορτία (δεν υπάρχουν ανακλάσεις ισχύος) και η πόλωση της κεραίας δέκτη είναι ίδια με την πόλωση του προσπίπτοντος

κύματος (οι συντελεστές απωλειών λόγω διαφορετικής πόλωσης και polarization efficiency είναι μοναδιαίοι) ως εξής

$$\frac{P_r}{P_t} = e_r e_t \frac{\lambda^2 D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r)}{(4\pi R)^2} \quad (2.42)$$

όπου με  $D_t$  και  $D_r$  συμβολίζεται η κατευθυντικότητα της κεραίας του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, και με  $e_r$  και  $e_t$  οι αποδόσεις των δύο κεραιών. Η κατευθυντικότητα της κεραίας μπορεί για απλότητα να οριστεί ως ο λόγος της έντασης ακτινοβολίας σε δεδομένη κατεύθυνση προς την ένταση ακτινοβολίας ισοτροπικής πηγής, ενώ η απόδοση της κεραίας εισάγεται για να ληφθούν υπόψιν οι απώλειες ισχύος τόσο λόγω της δομής της κεραίας όσο και των ακροδεκτών της. Στη γενικότερη περίπτωση μπορεί κανείς να γράψει την έκφραση (2.43)

$$\frac{P_r}{P_t} = e_t e_r (1 - |\Gamma_t|^2) (1 - |\Gamma_r|^2) \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 D_t(\theta_t, \varphi_t) D_r(\theta_r, \varphi_r) |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (2.43)$$

όπου με  $\Gamma$  συμβολίζεται ο συντελεστής ανάκλασης τάσης (voltage reflection coefficient) στα άκρα της κεραίας και  $\hat{\rho}_t, \hat{\rho}_r$  είναι τα διανύσματα πόλωσης. Γενικά, ο συντελεστής ανάκλασης ορίζεται ως το πηλίκο

$$\Gamma = \frac{(Z_A - Z_L)}{(Z_A + Z_L)} \quad (2.44)$$

όπου  $Z_A$  είναι η εμπέδηση της κεραίας και  $Z_L$  είναι η εμπέδηση του φορτίου ή η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς με την οποία συνδέεται.

Τέλος, στην περίπτωση κεραιών οι οποίες έχουν ίδια πόλωση και είναι ευθυγραμμισμένες για μέγιστη κατευθυντική εκπομπή και λήψη, η παραπάνω έκφραση μετατρέπεται στην (2.45).

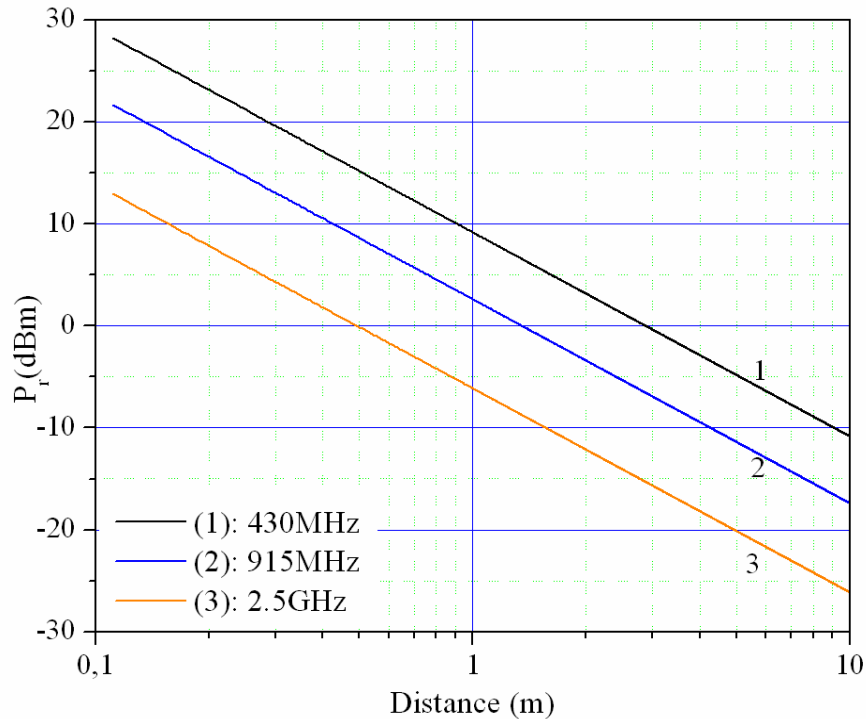
$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (2.45)$$

όπου εμφανίζεται πλέον το κέρδος (gain) των κεραιών  $G_r, G_t$  που αντιστοιχεί τόσο την κατευθυντικότητα όσο και την απόδοση των κεραιών ( $G = eD(\theta, \varphi)$ ). Ο όρος  $(\lambda/(4\pi R))^2$  καλείται παράγοντας απωλειών ελεύθερου χώρου (free space loss factor) και αντιστοιχεί στις απώλειες ισχύος λόγω της σφαιρικής διάδοσης (spherical spreading) της ενέργειας από την κεραία.

Παρατηρεί κανείς από τις παραπάνω εκφράσεις ότι η διαδιδόμενη ισχύς εξασθενεί με το τετράγωνο της απόστασης από την κεραία του σταθμού βάσης, ενώ επηρεάζεται από τα χαρακτηριστικά και τη σχετική θέση των δύο κεραιών. Εξαιτίας των

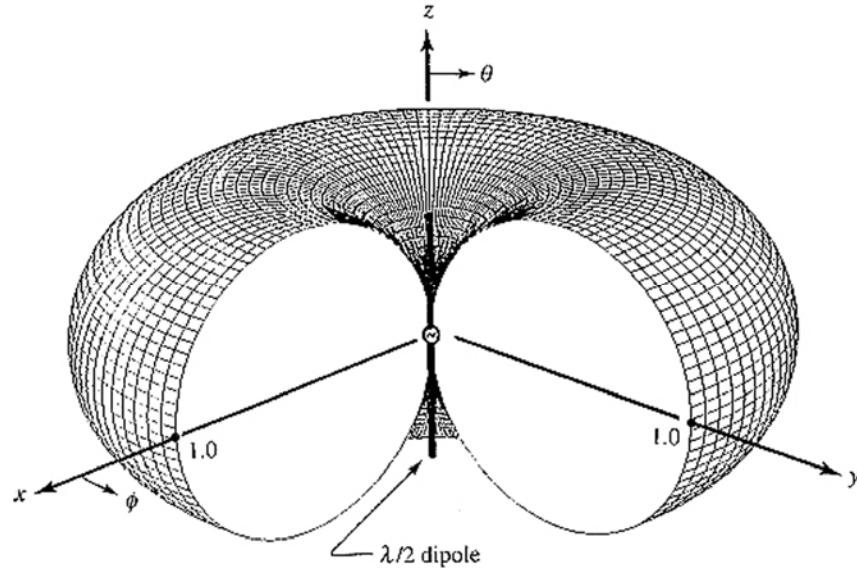


περιορισμών στην ισχύ που μπορεί να εκπεμφθεί από τον σταθμό βάσης η μέγιστη απόσταση μεταξύ του παθητικού συστήματος και του σταθμού βάσης προκειμένου να υπάρχει τροφοδοσία του παθητικού συστήματος είναι της τάξης των μερικών μέτρων. Όπως παρουσιάζεται στο (Σχήμα 2.12) θεωρώντας σταθμό βάσης με κεραία δίπολο που εκπέμπει 1 W ισχύ σε UHF και μικροκυματικές συχνότητες και παθητικό σύστημα με κεραία επίσης δίπολο, η διαθέσιμη ισχύς σε αποστάσεις μεγαλύτερες των 2 m είναι μικρότερες του 1mW (0 dBm).



Σχήμα 2.12. Εκπεμπόμενη ισχύς ως συνάρτηση της απόστασης για σταθμό βάσης που εκπέμπει 1W. Για το σταθμό βάσης όσο και για το παθητικό σύστημα έχουν θεωρηθεί κεραίες τύπου διπόλου  $\lambda/2$ .

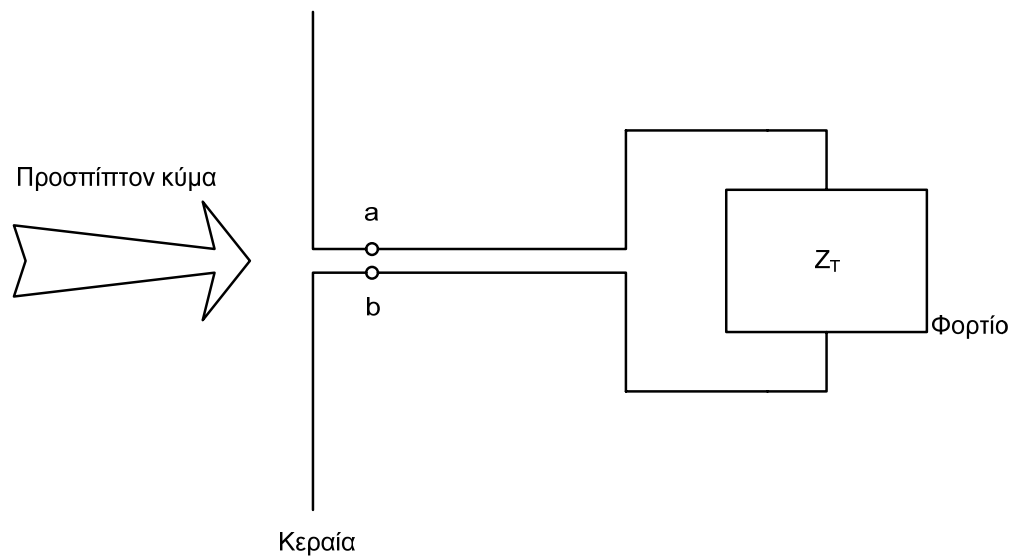
Για τους υπολογισμούς στο παραπάνω γράφημα επιλέχθηκαν διπολικές κεραίες καθώς στις εφαρμογές επιλέγονται συχνά κεραίες που ακτινοβολούν σα δίπολα προκειμένου να αποφευχθούν προβλήματα που σχετίζονται με τη σχετική θέση των δύο κεραιών στις εφαρμογές συγκομιδής RF ενέργειας. Οι κεραίες του παραπάνω τύπου έχουν δηλαδή μεγάλη απόδοση ακτινοβολίας (radiation efficiency) και το προφίλ της ακτινοβολίας τους είναι ομοκατευθυντικό (omni-directional radiation pattern) γύρω από τον άξονα της κεραίας όταν ακτινοβολούν στον ελεύθερο χώρο (Σχήμα 2.13).



Σχήμα 2.13. Τρισδιάστατο προφίλ ακτινοβολίας (radiation pattern) κεραίας τύπου διπόλου  $\lambda/2$  [1].

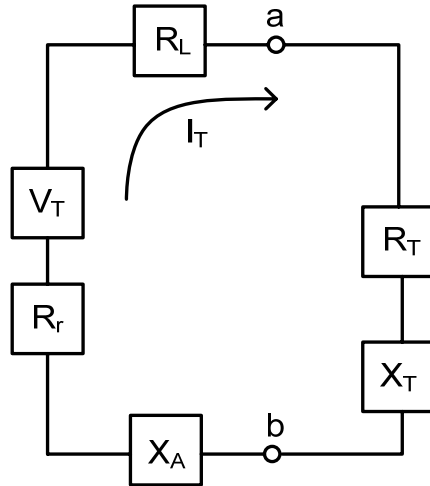
### 2.3.1 Κυκλωματικό ισοδύναμο κεραίας

Στο (Σχήμα 2.14) παρουσιάζεται μια κεραία λήψης (receiving mode antenna) στα άκρα της οποίας έχουμε ένα φορτίο σύνθετης αντίστασης  $Z_T$ .



Σχήμα 2.14. Κεραία σε λειτουργία λήψης.

Το ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας κατά Thevenin φαίνεται στο (Σχήμα 2.15) [1].



Σχήμα 2.15. Κατά Thevenin κυκλωματικό ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας με το φορτίο στα άκρα της.

Μπορεί με βάση το ισοδύναμο κύκλωμα της κεραίας να υπολογιστεί το πλάτος τάσης  $V_{RF}$  που προκαλείται από την προσπίπτουσα ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία στα άκρα της κεραίας, η οποία σε συνθήκες συντονισμού έχει χαρακτηριστική αντίσταση  $R_A$ .

Αν με  $Z_A$  συμβολίσουμε την εμπέδηση της κεραίας τότε μπορούμε να γράψουμε

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.46)$$

όπου το πραγματικό μέρος της αντίστασης της είναι το άθροισμα της αντίστασης ακτινοβολίας  $R_r$  και της αντίστασης  $R_L$  που εκφράζει τις απώλειες της, ενώ  $X_A$  είναι το φανταστικό της μέρος.  $R_A = R_r + R_L$

Η εμπέδηση του φορτίου είναι

$$Z_T = R_T + jX_T \quad (2.47)$$

ενώ με  $V_T$  και  $I_T$  συμβολίζουμε το κατά Thevenin ισοδύναμο πλάτος τάσης και ρεύματος αντίστοιχα. Για να υπολογιστεί η ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο πρέπει αρχικά να υπολογιστεί το ρεύμα  $I_T$ . Είναι

$$I_T = \frac{V_T}{Z_{total}} = \frac{V_T}{Z_A + Z_T} = \frac{V_T}{(R_A + R_r + R_T) + j(X_A + X_T)} \quad (2.48)$$

το μέτρο του είναι

$$I_T = \frac{|V_T|}{[(R_A + R_r + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2]^{1/2}} \quad (2.49)$$

Επομένως η μέση ισχύς (που καταναλώνεται/αποδίδεται) στο φορτίο είναι

$$P_T = \frac{1}{2} |I_T|^2 R_T \quad \text{ή}$$

$$P_T = \frac{1}{2} \frac{|V_T|^2 R_T}{(R_r + R_L + R_T)^2 + (X_A + X_T)^2} \quad (2.50)$$

Με βάση το θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος, η απόδοση του συστήματος συγκομιδής ενέργειας είναι μέγιστη όταν η εμπέδηση του φορτίου στα άκρα της κεραίας ισούται με το μιγαδικό συζυγή της (conjugate matching), οπότε και δεν υπάρχουν απώλειες ισχύος λόγω ανάκλασης. Σε συνθήκες προσαρμογής εμπέδησης, ισχύει

$$Z_T^* = Z_A \Rightarrow \begin{cases} R_T = R_r + R_L \\ X_A = -X_T \end{cases} \quad (2.51)$$

επομένως θεωρώντας ότι οι απώλειες της κεραίας είναι μηδενικές ( $R_L = 0$ ), η ισχύς με βάση την (2.50) προκύπτει (2.52)

$$P_T = \frac{|V_T|^2}{8R_r} \quad (2.52)$$

Πρέπει εδώ να σημειωθεί ότι η ισχύς που προσπίπτει στην κεραία είναι

$$P_C = \frac{1}{2} V_T I_T^* \quad \text{ή} \quad P_C = \frac{|V_T|^2}{4R_r}$$

Δηλαδή, ακόμη και σε συνθήκες τέλεια προσαρμοσμένης εμπέδησης η μισή μόνο από την προσπίπτουσα ισχύ εισέρχεται στην κεραία. Το άλλο μισό ανακλάται ή και γίνεται θερμότητα.

Επομένως, η κεραία σε συνθήκες προσαρμογής φορτίου μπορεί να παρασταθεί κυκλωματικά ως μια ημιτονοειδής πηγή τάσης με μια αντίσταση  $R_r$  σε σειρά. Τότε με βάση την (2.52) το πλάτος τάσης της πηγής θα προκύπτει από τη σχέση (2.53).

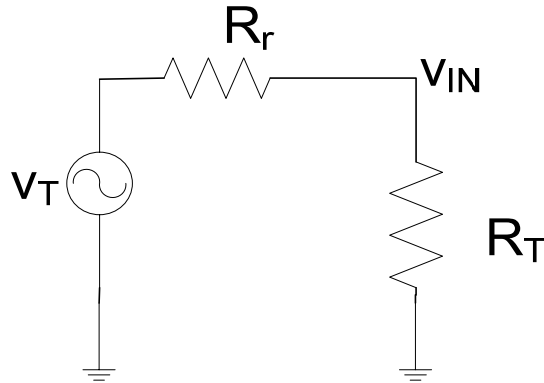
$$|V_T| = \sqrt{8P_T R_r} \quad (2.53)$$

Το πλάτος τάσης στην είσοδο του κυκλώματος τότε θα προκύπτει από το διαιρέτη τάσης που σχηματίζει το φορτίο με την αντίσταση της κεραίας, δηλαδή,

$$v_{IN} = \frac{|V_T|}{2} \quad (2.54)$$

Προφανώς, στην περίπτωση που η αντίσταση της κεραίας και του φορτίου δεν είναι ίσες τότε το πλάτος τάσης εισόδου προκύπτει

$$v_{IN} = \sqrt{2P_T R_T} = \sqrt{2P_T R_r} \quad (2.55)$$



Σχήμα 2.16. Ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας με ωμική εμπέδηση (σε συντονισμό) με το φορτίο στα άκρα της.

Με βάση την (2.53) και για την περίπτωση κεραίας η οποία έχει  $50 \Omega$  εμπέδηση σε συντονισμό και για φορτίο προσαρμοσμένο στα  $50 \Omega$  έχουμε το πλάτος τάσης στα άκρα του φορτίου για διαφορετικές τιμές ισχύος στην είσοδο του κυκλώματος στον πίνακα (Πίνακας 2.1).

Πίνακας 2.1. Τάση στα άκρα της κεραίας ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για φορτίο  $50 \Omega$

$P_{RF}(\text{dBm})$	$v_{IN}(\text{V})$
-21	0.028
-18	0.040
-15	0.056
-12	0.079
-9	0.112
-6	0.158
-3	0.224
0	0.316

Πρέπει να τονιστεί ότι η τάση στο φορτίο δεν ισούται με αυτή στα άκρα της κεραίας καθώς μετασχηματίζεται από την εισαγωγή του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης. Θεωρώντας ιδανικά δικτυώματα προσαρμογής εμπέδησης μπορεί να δείξει κανείς ότι το κέρδος τάσης, δηλαδή ο λόγος των πλατών τάσης στα άκρα του φορτίου προς το πλάτος τάσης της πηγής είναι ανάλογο της τετραγωνικής ρίζας της αντίστασης του φορτίου [20].

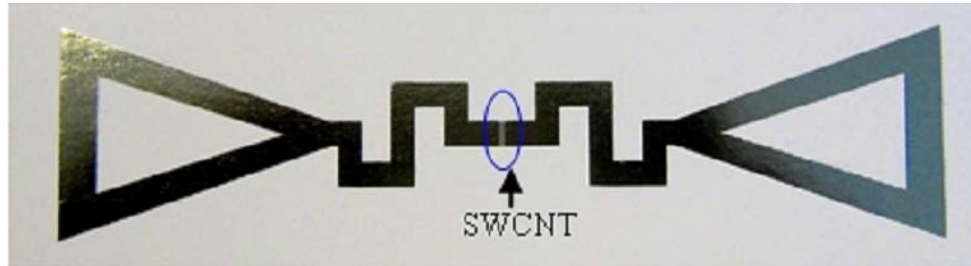
Επίσης, μπορεί κανείς να παρατηρήσει εδώ ότι το πλάτος τάσης στα άκρα της κεραίας μπορεί να αυξηθεί αν επιλεγούν κεραίες με μεγαλύτερη χαρακτηριστική εμπέδηση, με συνέπεια όμως τη μείωση του πλάτους ρεύματος  $I_T$ , ή με εμπέδηση εισόδου ίση με το μιγαδικό συζυγή της εμπέδησης του φορτίου. Η σχεδίαση τέτοιων κεραιών είναι αποδοτική στην περίπτωση της σχεδίασης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, όπου η εμπέδηση εισόδου του ηλεκτρονικού κυκλώματος μπορεί να προβλεφθεί κατά το στάδιο της προσομοίωσης του κυκλώματος με αρκετά καλή ακρίβεια. Διαφορετικά, σε περιπτώσεις διακριτής σχεδίασης είναι επιθυμητή η προτυποποίηση της εμπέδησης εισόδου της κεραίας του συστήματος συγκομιδής ισχύος και του ηλεκτρονικού κυκλώματος σε χαρακτηριστική αντίσταση  $50 \Omega$ . Η εμπέδηση των  $50 \Omega$  είναι η καθιερωμένη εμπέδηση εισόδου για τους αναλυτές δικτυωμάτων (Vector Network Analyzer - VNA) και τις γεννήτριες σήματος, με αποτέλεσμα να καθίσταται ευκολότερη η ανάπτυξη συστημάτων συγκομιδής RF ενέργειας.

### **2.3.2 Συστήματα συγκομιδής ενέργειας στο μακρινό πεδίο κεραίας**

Τα συστήματα συγκομιδής ενέργειας στο μακρινό πεδίο κεραίας που έχουν παρουσιαστεί στην πρόσφατη βιβλιογραφία μπορούν να διακριθούν, εκτός από τη συχνότητα λειτουργίας τους, με κριτήριο την ύπαρξη ή όχι ολοκληρωμένου κυκλώματος στον αυτόνομο κόμβο. Τα chip-less συστήματα έχουν το πλεονέκτημα της αυξημένης εμβέλειας καθώς δεν απαιτούν ένα αυστηρό κατώφλι ισχύος στην είσοδό τους προκειμένου να λειτουργήσουν. Σε γενικές γραμμές η μέτρηση στα chip-less συστήματα γίνεται με βάση την αλλαγή των χαρακτηριστικών της ανακλώμενης ακτινοβολίας σε σχέση με αυτή που εκπέμπει ο σταθμός βάσης με τη βασική διαφορά ότι ο ίδιος ο αισθητήρας (παθητικό στοιχείο) μεταβάλλει την εμπέδηση στα άκρα της κεραίας του κόμβου και όχι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα.

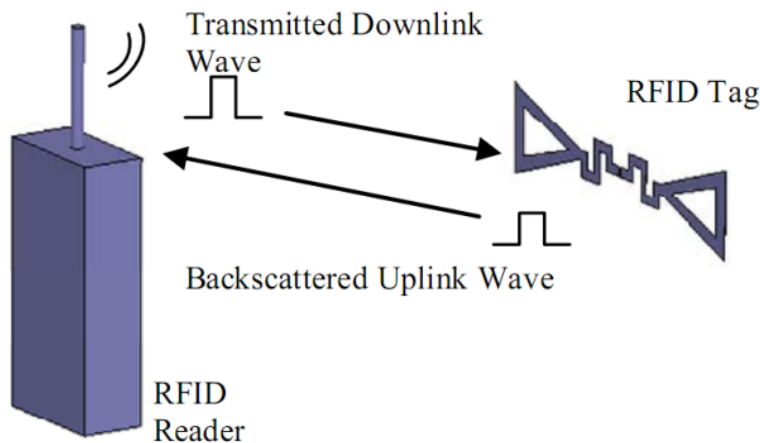
Χαρακτηριστικό παράδειγμα RFID αισθητήρα με εφαρμογή στην ανίχνευση αερίων και ο οποίος δεν περιέχει ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι αυτός που ανέπτυξαν οι Tentzeris και Nikolaou [21] ο οποίος είναι συμβατός με την Ευρωπαϊκή ζώνη UHF RFID συχνοτήτων με κέντρο τα  $868 \text{ MHz}$ . Αισθητήριο στοιχείο του συστήματος αποτελούν νανοσωλήνες άνθρακα που έχουν εναποτεθεί σε χάρτινο υπόστρωμα (Σχήμα 2.17). Μέσω μιας μεθόδου εκτύπωσης με ψεκασμό (inject printing).

εναποτέθηκαν 25 διαδοχικά στρώματα πάνω σε χάρτινο υπόστρωμα πάχους 100  $\mu\text{m}$  με ηλεκτρόδια αργύρου. Ως κεραία του συστήματος χρησιμοποιήθηκε μια κεραία δίπολο συνδεδεμένη παράλληλα με τη διάταξη των ηλεκτροδίων αργύρου.



Σχήμα 2.17. Αυτόνομος κόμβος αισθητήρων (RFID) χωρίς ολοκληρωμένο κύκλωμα (chip-less). Στα άκρα της κεραίας έχει εναποτεθεί φιλμ από νανοσωλήνες άνθρακα [21].

Ο αισθητήρας λειτουργεί ως ένα φορτίο μεταβλητής εμπέδησης στα άκρα της κεραίας. Η εμπέδησή του μεταβάλλεται όταν οι νανοσωλήνες εκτίθενται σε αμιούς τοξικών αερίων, όπως για παράδειγμα αμμωνία. Έτσι η μέτρηση καταγράφεται ως διακύμανση της ισχύος του ανακλώμενου σήματος από το σταθμό βάσης υλοποιώντας μια ASK μετάδοση δεδομένων (Σχήμα 2.18).

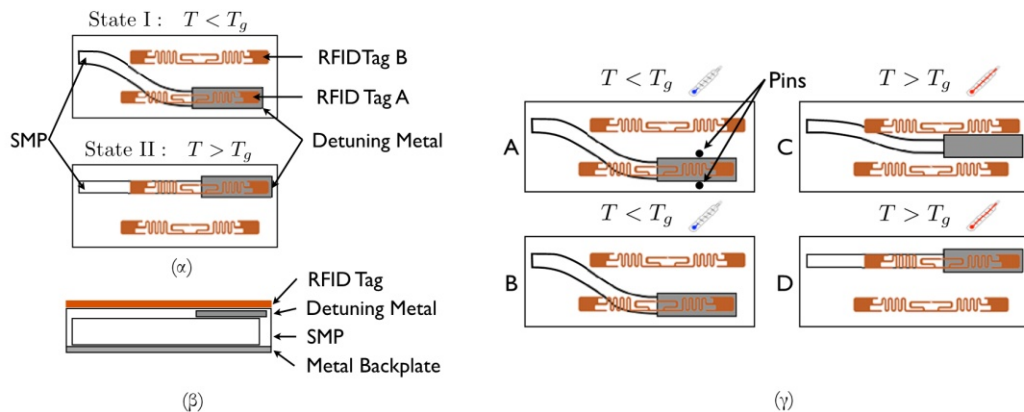


Σχήμα 2.18. Σχηματικό διάγραμμα της μεθόδου μέτρησης με αυτόνομο κόμβο αισθητήρα χωρίς ηλεκτρονικό κύκλωμα [21].

Πρέπει εδώ να τονιστεί ότι η χρήση εύκαμπτων τυπωμένων υποστρωμάτων επιτρέπει την τοποθέτηση του αισθητήρα σε μη επίπεδες επιφάνειες. Για παράδειγμα μετρήσεις έγιναν δυνατές έχοντας τον αισθητήρα κολλημένο πάνω σε ένα κύλινδρο από αφρό. Το βασικό πλεονέκτημα των αυτόνομων αισθητήρων είναι ότι δεν υπάρχει κατώφλι ισχύος λειτουργίας τους. Η εμβέλεια της μέτρησης εξαρτάται μόνο από την ικανότητα

του σταθμού βάσης να ανιχνεύει αποτελεσματικά τη διακύμανση της ανακλώμενης ισχύος.

Ένα ακόμη παράδειγμα αυτόνομου κόμβου αισθητήρα χωρίς ηλεκτρονικό κύκλωμα αφορά την ανίχνευση μεταβολών θερμοκρασίας σε μια εφοδιαστική αλυσίδα όπου απαιτούνται χαμηλές θερμοκρασίες. Οι Bhattacharyya et al [22] ανέπτυξαν ένα σύστημα χαμηλού κόστους που στηρίζεται σε μόνιμες αλλαγές που συμβαίνουν στην κεραία του RFID όταν παραβιάζεται ένα κατώφλι θερμοκρασίας. Πιο συγκεκριμμένα εκμεταλεύθηκαν το γεγονός ότι η απόδοση της κεραίας ενός εμπορικού RFID χειροτερεύει όταν βρίσκεται κοντά σε μεταλλικές επιφάνειες. Ο αισθητήρας θερμοκρασίας αποτελείται από δύο RFID tags που είναι τοποθετημένα παράλληλα σε μικρή απόσταση και σε κοινό υπόστρωμα. Ένα στρώμα από πολυμερικό υλικό που μεταβάλλει το σχήμα του λόγω θερμοκρασιακών μεταβολών (Shape Memory Polymer SMP) είναι κατάλληλα τοποθετημένο κάτω από το υπόστρωμα των RFID όπως παρουσιάζεται στο (Σχήμα 2.19).



Σχήμα 2.19. (α) Άνω όψη του προτεινόμενου αισθητήρα θερμοκρασίας, (β) Τομή του από το πλάι, (γ) αρχή λειτουργίας του αισθητήρα [22].

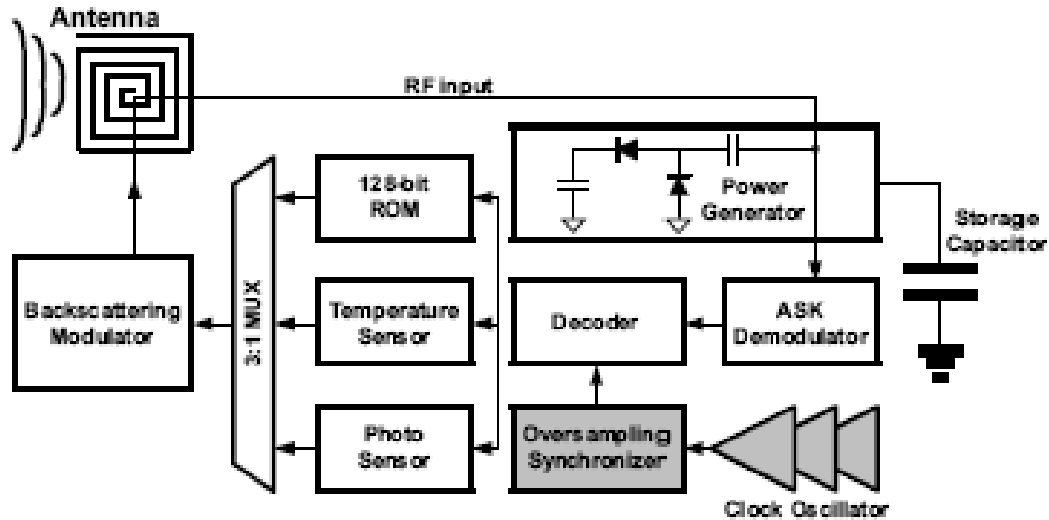
Το πολυμερές χρησιμοποιείται για να μετακινήσει ένα κομμάτι μετάλλου που βρίσκεται κάτω από το ένα RFID προκαλώντας έτσι αλλαγή (αποσυντονισμό στις δύο κεραίες), όταν η θερμοκρασία του περιβάλλοντος περάσει ένα κρίσιμο κατώφλι που καθορίζεται ανάλογα με τη χημική σύσταση του πολυμερούς. Επίσης, η σύσταση του πολυμερούς έχει επιλεγεί, ώστε η αλλαγή στο σχήμα του (ενεργοποίηση) να ξεκινήσει όταν έχει παρέλθει ένα χρονικό διάστημα ανοχής μερικών λεπτών. Με βάση τον παραπάνω μηχανισμό ο σταθμός βάσης ανιχνεύει τη μεταβολή θερμοκρασίας ως μεταβολή της διαφοράς της έντασης του ανακλώμενου σήματος από το ζεύγος των RFID tag. Χρησιμοποιώντας έναν εμπορικό σταθμό βάσης για



UHF συχνότητες και δύο εμπορικά διαθέσιμους RFID κόμβους διαπιστώθηκε εμβέλεια 3 m στη μέτρηση της αλλαγής θερμοκρασίας. Πρέπει εδώ να τονιστεί ότι η μεταβολή στο σχήμα του πολυμερικού στρώματος είναι μη αναστρέψιμη με αποτέλεσμα να λειτουργεί ο παραπάνω αισθητήρας ως διακόπτης.

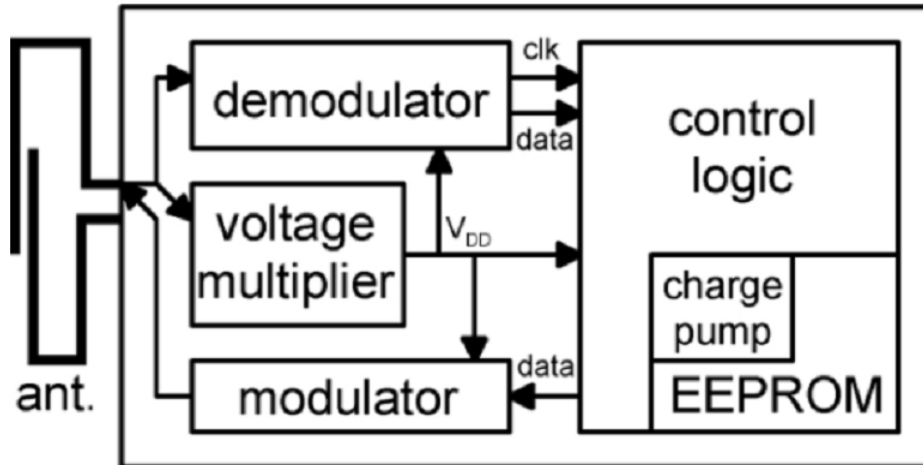
Είδαμε παραπάνω ότι υπάρχει η δυνατότητα εκτέλεσης μετρήσεων με παθητικούς κόμβους αισθητήρων χωρίς ηλεκτρονικό κύκλωμα μέσα από τη σύνδεση ενός αισθητήρα παράλληλα στα άκρα της κεραίας. Είναι όμως δυνατό να γίνει μέτρηση φυσικών ποσοτήτων και μέσω της αλλαγής των χαρακτηριστικών της ίδιας της κεραίας του RFID κόμβου. Για παράδειγμα, οι Occhiuzzi et al. [23] έδειξαν ότι μπορεί να γίνει μέτρηση μηχανικών παραμορφώσεων μιας επιφάνειας με παθητικό κόμβο RFID που βασίζεται σε κεραία μορφής μαιάνδρου (meander - line). Όταν η κεραία παραμορφώνεται εξαιτίας της παραμόρφωσης της επιφάνειας πάνω στην οποία είναι προσκολλημένη, μεταβάλλεται η ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά της. Πιο αναλυτικά, μεταβάλλεται η εμπέδηση της κεραίας, εξαιτίας της παραμόρφωσης αλλάζοντας έτσι με συνεχή τρόπο την τιμή της ανακλώμενης ισχύος από τον παθητικό κόμβο προς το σταθμό βάσης. Η συμπεριφορά της κεραίας ως αισθητήρα μπορεί να καθοριστεί επιλέγοντας τις γεωμετρικές διαστάσεις της. Μειονέκτημα της υλοποίησης αποτελεί το γεγονός ότι η διαδικασία σχεδίασης πρέπει να λάβει υπόψη τα χαρακτηριστικά του χώρου που περιβάλλει την κεραία. Δηλαδή, για τον προσδιορισμό του κέρδους ακτινοβολίας της κεραίας πρέπει να ληφθούν υπόψη τα ηλεκτρικά και μηχανικά χαρακτηριστικά των υλικών πάνω στα οποία θα προσκολληθεί η κεραία του συστήματος. Για τον χαρακτηρισμό του συστήματος η κεραία υποβλήθηκε σε ελεγχόμενη παραμόρφωση ενώ βρισκόταν σε απόσταση 0.6 m από έναν εμπορικά διαθέσιμο σταθμό βάσης με ισχύ εξόδου 20 dBm (100 mW) και με κεραία κέρδους 3.3 dB με ίδια πόλωση με αυτή της κεραίας – αισθητήρα.

Ενώ τα chip-less συστήματα παρουσιάζουν χαμηλό κόστος και αυξημένη εμβέλεια, δεν έχουν τη δυνατότητα εκτέλεσης υπολογισμών πάνω στον αυτόνομο κόμβο. Επίσης, δεν υπάρχει η δυνατότητα αποστολής εντολών από το σταθμό βάσης προς τον παθητικό κόμβο, καθώς και υλοποίησης σύνθετων αλγορίθμων λειτουργίας. Για τους παραπάνω λόγους έχουν υιοθετηθεί από πολλές ομάδες συστήματα που βασίζονται σε ολοκληρωμένα ηλεκτρονικά κυκλώματα (IC based).



Σχήμα 2.20. Αρχιτεκτονική ενός RFID ολοκληρωμένου κυκλώματος με αισθητήρες [24].

Ένας από τους πρώτους αυτόνομους κόμβους που αναπτύχθηκαν για το μακρινό πεδίο κεραίας, με χαρακτηριστικό τη μεγάλη εμβέλεια, αφορούσε εφαρμογές όπως η ασύρματη εγγραφή δεδομένων σε μνήμες EEPROM. Οι Karthaus και Fischer [25] υλοποίησαν ένα αυτόνομο σύστημα που έχει αμφίδρομη επικοινωνία με το σταθμό βάσης προκειμένου να εγγράφει ή να διαβάζει δεδομένα από την ολοκληρωμένη EEPROM μνήμη που έχει σχεδιαστεί. Το σύστημα τροφοδοτείται από τάσεις τροφοδοσίας 1.5 – 2.5 V από έναν πολλαπλασιαστή τάσης τύπου Dickson υψηλού συντελεστή ποιότητας και απόδοσης 18%, ο οποίος αποτελείται από Schottky διόδους. Επίσης, στο σύστημα υπάρχει μια αντλία φορτίου (charge pump) που μετατρέπει τη συνεχή τάση από τον πολλαπλασιαστή σε τάση περίπου 14 V που χρησιμοποιείται για τον προγραμματισμό της EEPROM του συστήματος. Ακόμη, παράλληλα με την είσοδο του κυκλώματος είναι συνδεδεμένος ένας αποδιαμορφωτής (demodulator) ο οποίος μετατρέπει το κατά πλάτος διαμορφωμένο σήμα εισόδου (pulse width modulated) σε ψηφιακά δεδομένα και δίνει ένα σύγχρονο ρολόι για το σύστημα (synchronous system clock) (Σχήμα 2.21). Τα δεδομένα που λαμβάνει το σύστημα μπορούν να είναι εντολές για το διάβασμα ή και την εγγραφή δεδομένων στη μνήμη του.



Σχήμα 2.21. Σχηματικό διάγραμμα ενός από τους πρώτους αυτόνομους κόμβους μεγάλης εμβέλειας [25].

Όσον αφορά την αποστολή δεδομένων προς το σταθμό βάσης αυτή γίνεται μέσω διαμόρφωσης του ανακλώμενου κύματος. Όταν ενεργοποιείται η αποστολή δεδομένων προς το σταθμό βάσης, ο τελευταίος εκπέμπει ένα συνεχές (μη διαμορφωμένο) κύμα. Ο αυτόνομος κόμβος στέλνει πληροφορία στο σταθμό βάσης αλλάζοντας την εμπέδηση εισόδου του αυτόνομου κόμβου. Αυτό υλοποιείται αλλάζοντας το φανταστικό μέρος της εμπέδησης εισόδου του συστήματος μέσα από ένα MOS Varactor οδηγώντας σε διαμόρφωση φάσης (PSK – Phase Shift Keying). Η εμβέλεια του συστήματος μετρήθηκε πειραματικά με μετρήσεις σε ανηχοϊκό θάλαμο. Ως συχνότητα λειτουργίας επιλέχθηκαν τα 869 MHz με ένα σταθμό βάσης ισχύος 500 mW. Κατώφλι RF ισχύος για τη λειτουργία του συστήματος είναι τα 30  $\mu$ W γεγονός που αντιστοιχεί σε απόσταση 9.25 m για ένα σταθμό βάσης 4 W EIRP.

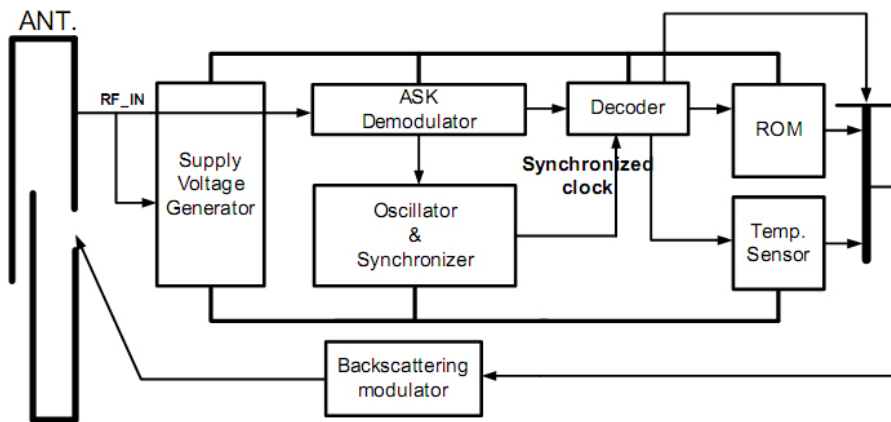
Ένα ακόμη αυτόνομο σύστημα με τη δυνατότητα εγγραφής και ανάγνωσης δεδομένων σε μνήμη, το οποίο λειτουργεί στα 2.45 GHz παρουσιάστηκε από τους Wooi-Gan et al [26]. Το κύκλωμα αποτελείται από ένα υψίσυχνο αναλογικό τμήμα που περιλαμβάνει ένα κύκλωμα συγκομιδής RF ενέργειας, έναν αποδιαμορφωτή πληροφορίας από το σταθμό βάσης και ένα κωδικοποιητή πληροφορίας προς το σταθμό βάσης μέσω διαμόρφωσης του ανακλώμενου κύματος. Το κύκλωμα συγκομιδής ενέργειας απαρτίζεται από έναν κλασικό διπλασιαστή τάσης από MOS τρανζίστορ σε συνδεσμολογία διόδου σε ρόλο RF σε DC μετατροπέα ο οποίος φορτίζει μια χωρητικότητα 1 nF σε επίπεδο τάσης 1 V προκειμένου να εξασφαλιστεί χαμηλή κατανάλωση ισχύος από τον κόμβο (20  $\mu$ W κατά τη διάρκεια ανάγνωσης και

120  $\mu\text{W}$  κατά τη διάρκεια εγγραφής δεδομένων). Ως αποδιαμορφωτής χρησιμοποιείται μια δίοδος συνδεδεμένη στην είσοδο του κόμβου (παράλληλα με το τμήμα συγκομιδής ισχύος), ενώ η μετάδοση πληροφορίας από το σταθμό βάσης γίνεται μέσω της ΟΟΚ μεθόδου. Για την αποστολή δεδομένων προς το σταθμό βάσης χρησιμοποιείται μια τεχνική PSK που υλοποιείται από ένα διακόπτη και έναν πυκνωτή που συνδέεται ή αποσυνδέεται στην είσοδο. Τέλος, το αναλογικό τμήμα συνδέεται με εξωτερική κεραία σχεδιασμένη ώστε η εμπέδησή της να είναι προσαρμοσμένη στην εμπέδηση εισόδου του κόμβου προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες ισχύος λόγω ανάκλασης. Το ψηφιακό τμήμα του κυκλώματος ελέγχει τη συνολική κατανάλωση ισχύος από το σύστημα μέσα από τον χρονισμό των διαφορετικών λειτουργιών και υλοποιεί τη λογική ελέγχου της μνήμης. Πρέπει εδώ να επισημάνει κανείς ότι η εγγραφή και ανάγνωση της μνήμης του κόμβου απαιτεί υψηλότερη τάση από αυτή της τάσης λειτουργίας, που εξασφαλίζεται από ένα DC-DC μετατροπέα (charge pump). Μειονέκτημα του παραπάνω συστήματος αποτελεί η μικρή εμβέλεια καθώς με ένα σταθμό βάσης ισχύος 250 mW και κεραία κέρδους 6 dBi επιτεύχθηκε εμβέλεια 15 cm για την ανάγνωση και εγγραφή δεδομένων.

Σε πολλές εφαρμογές στην ταυτοποίηση προϊόντων μέσα στην εφοδιαστική αλυσίδα ή και στη βιομηχανική παραγωγή, είναι συχνά επιθυμητή η μέτρηση της θερμοκρασίας. Έτσι, αρκετά ολοκληρωμένα συστήματα αυτόνομων κόμβων αισθητήρων έχουν αναπτυχθεί με εφαρμογή στη μέτρηση της θερμοκρασίας, κυρίως μέσω ολοκληρωμένων αισθητήρων. Ένας ακόμη λόγος που έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη ολοκληρωμένων αισθητήρων θερμοκρασίας είναι το γεγονός ότι οι μεταβολές της θερμοκρασίας έχουν επίδραση στη λειτουργία κάποιων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων με αποτέλεσμα να είναι σχετικά εύκολη η μέτρηση της σε σχέση με άλλες φυσικές ποσότητες μέσω ολοκληρωμένων αισθητήρων.

Για παράδειγμα, οι Namjun et al. [27] κατασκεύασαν έναν αυτόνομο αισθητήρα μέτρησης θερμοκρασίας χαμηλής κατανάλωσης ισχύος για τη ISM μπάντα των 860 - 960 MHz με αρχιτεκτονική που παρουσιάζεται στο (Σχήμα 2.22). Σημαντική επιλογή στη σχεδίαση είναι η χρήση ενός ολοκληρωμένου ταλαντωτή ανεξάρτητου από το εξωτερικό RF σήμα προκειμένου να μειωθεί η κατανάλωση ισχύος. Όπως και στην περίπτωση των RFID το σύστημα τροφοδοτείται από ένα πολλαπλασιαστή τάσης

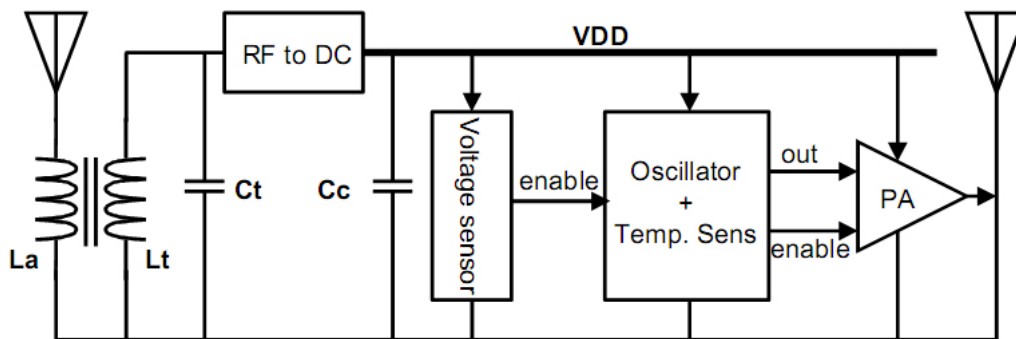
πολλών σταδίων αποτελούμενου από Schottky διόδους, ο οποίος μπορεί να δώσει στην έξοδό του μια συνεχή τάση πάνω από 2 V όταν στην είσοδο έχει ένα RF σήμα πλάτους 400 mV. Το αναλογικό υψίσυχο τμήμα του κυκλώματος περιλαμβάνει επίσης έναν αποδιαμορφωτή ASK πληροφορίας για την ανάκτηση δεδομένων από το σταθμό βάσης που βασίζεται σε ένα ζεύγος NMOS συνδεσμολογίας διόδου προκειμένου να ανακτάται το μέσο σήμα. Επίσης, υπάρχει και ένας διαμορφωτής ανακλώμενου κύματος ASK. Το κύκλωμα επίσης περιλαμβάνει μια ROM μνήμη και έναν ολοκληρωμένο αισθητήρα μέτρησης θερμοκρασίας τοπολογίας πηγής ρεύματος με έξοδο ανάλογη της απόλυτης θερμοκρασίας (PTAT – Proportional To Absolute Temperature), ο οποίος καταναλώνει 0.8  $\mu$ A με τάση τροφοδοσίας 2V. Ακόμη, το σύστημα περιλαμβάνει μια μνήμη ROM 128-bit για την αποθήκευση ενός κωδικού ταυτότητας ID.



Σχήμα 2.22. Αυτόνομος κόμβος που αναπτύχθηκε από τους Namjun et al. [27].

Η λειτουργία του συστήματος περιλαμβάνει τρία στάδια, ready, interrogate και active που ελέγχονται από το σταθμό βάσης με αντίστοιχες εντολές. Σε λειτουργία ready μπαίνει το σύστημα όταν βρεθεί σε περιβάλλον όπου συλλέγει RF ενέργεια, οπότε και λειτουργεί μόνο ο εσωτερικός ταλαντωτής. Όταν το σύστημα εισέρχεται σε κατάσταση interrogating ενεργοποιούνται τα τμήματα διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης πληροφορίας, καθώς και ο έλεγχος μνήμης ROM και η μέτρηση θερμοκρασίας. Στην πλήρως ενεργή κατάσταση το σύστημα εκτελεί μετρήσεις θερμοκρασίας και στέλνει δεδομένα στο σταθμό βάσης και εν συνεχεία μπαίνει αυτόματα σε κατάσταση ready. Η πλήρης κατανάλωση ισχύος του κόμβου είναι 8  $\mu$ W σε πλήρως ενεργή κατάσταση όταν η τάση τροφοδοσίας του είναι 2 V.

Οι Kocer και Flynn [28], [29] παρουσίασαν μια εναλλακτική αρχιτεκτονική για τη μέτρηση θερμοκρασίας μέσω αυτόνομων κόμβων. Ανέπτυξαν ένα σύστημα που αντιλαμβάνεται τις μεταβολές της θερμοκρασίας μέσα από την αλλαγή στη συχνότητα ταλάντωσης ενός ελεγχόμενου από τάση ταλαντωτή (LC VCO – voltage controlled oscillator) χαμηλής ισχύος (Σχήμα 2.23). Αυτό επιτυγχάνεται μέσα από μια τοπολογία που δίνει μια γραμμική τάση αναφοράς ανάλογη της απόλυτης θερμοκρασίας (Complementary To Absolute Temperature CTAT bias generator). Έτσι επιτρέπει τη μεταβολή της τάσης ελέγχου των varactors του ταλαντωτή από τη θερμοκρασία. Ο ταλαντωτής λειτουργεί σε συχνότητα 2.3 GHz και συνδέεται με έναν ολοκληρωμένο ενισχυτή κλάσης AB ώστε να εκπέμψει τα δεδομένα της μέτρησης στο σταθμό βάσης σαν ένα σήμα διαμορφωμένο ως προς τη συχνότητα με ισχύ -30 dBm.



Σχήμα 2.23. Σχηματικό διάγραμμα αυτόνομου κόμβου μέτρησης θερμοκρασίας που λειτουργεί σε δύο περιοχές συχνοτήτων [28].

Η συχνότητα των 2.3 GHz επιλέχθηκε καθώς επιτρέπει τη χρήση μικρών κεραιών με υψηλό κέρδος μειώνοντας το συνολικό μέγεθος του συστήματος. Πρέπει εδώ να τονιστεί ότι η συχνότητα του ταλαντωτή παρουσιάζει εξάρτηση από μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας του, η οποία είναι όμως μικρή, της τάξης των 70 kHz για μια μεταβολή της τάξης του 1 V. Κατά τη μέτρηση και εκπομπή δεδομένων το σύστημα απαιτεί συνολικά 1.1 mA. Η τροφοδοσία του κυκλώματος γίνεται δυνατή μέσω ενός πολλαπλασιαστή τάσης τύπου Cockroft – Walton με 16 cascaded στάδια και ο οποίος λειτουργεί σε συχνότητα 450 MHz. Κάθε στάδιο αποτελείται από PMOS τρανζίστορ χαμηλού κατωφλίου σε συνδεσμολογία διόδων. Η συνολική απόδοση του πολλαπλασιαστή για ισχύ εισόδου 56  $\mu$ W είναι 78.12% όταν στα άκρα του υπάρχει χωρητικό φορτίο. Πρέπει να τονιστεί ότι το σύστημα έχει δύο διακριτές περιόδους λειτουργίας, μια περίοδο φόρτισης και μια όπου είναι πλήρως ενεργοποιημένο. Τη

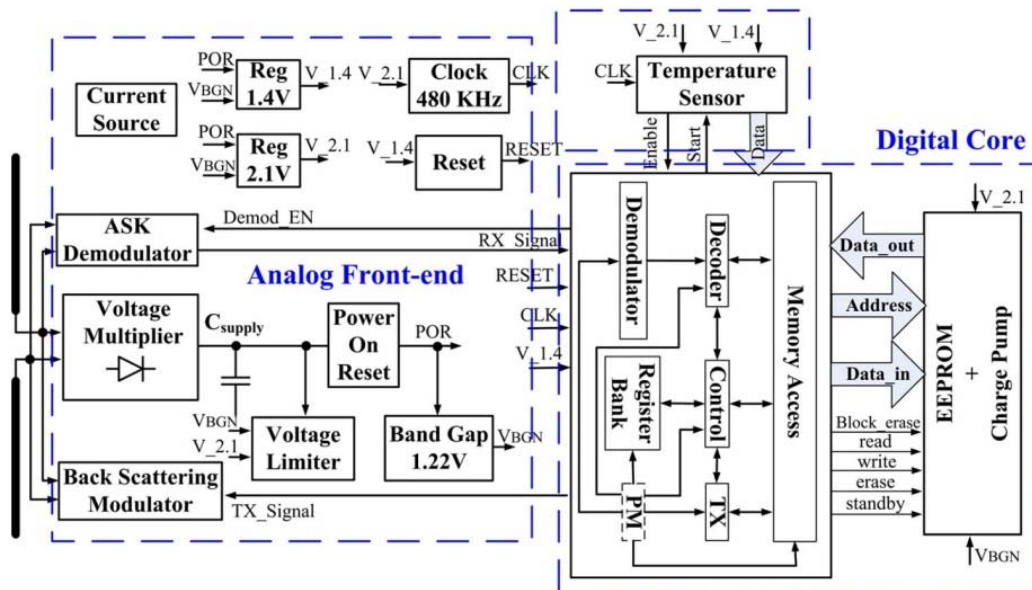
συμπεριφορά αυτή εξασφαλίζει ένα κύκλωμα επιλογής κατάστασης που υλοποιεί ένα συγκριτή με υστέρηση, ο οποίος ενεργοποιεί το κύκλωμα όταν η τάση στα άκρα του πυκνωτή συσσώρευσης είναι ίση ή μεγαλύτερη από 2.5 V και το στέλνει σε κατάσταση αναμονής όταν είναι κάτω 1.5 V. Στην κατάσταση αναμονής το σύστημα έχει μικρή κατανάλωση 5  $\mu$ A. Με βάση μετρήσεις σε ανηχοϊκό θάλαμο το κατώφλι ισχύος για τη λειτουργία του κυκλώματος είναι τα -12.3 dBm που αντιστοιχούν σε εμβέλεια 18.3 m με ένα πομπό που εκπέμπει ισχύ 7 W.

Η ίδια ομάδα (Kocer και Flynn) [30] έχει επίσης αναπτύξει ένα ολοκληρωμένο αυτόνομο σύστημα το οποίο μπορεί να κάνει ασύρματες μετρήσεις μέσω ενός μετατροπέα ADC single slope. Τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος συγκομιδής τάσης είναι παρόμοια με το σύστημα που περιγράφεται στα [28], [29] καθώς υλοποιεί έναν πολλαπλασιαστή τάσης (RF to DC) Cockcroft – Walton με 16 cascaded στάδια ο οποίος λειτουργεί στα 450 MHz. Κάθε στάδιο αποτελείται από PMOS τρανζίστορες συνδεδεμένα ως δίοδοι προκειμένου να εξασφαλίσουν μικρή απώλεια ισχύος. Η μετρημένη απόδοση του πολλαπλασιαστή όταν η εμπέδηση εισόδου του είναι προσαρμοσμένη στα 50  $\Omega$  και στα άκρα του έχει 1M $\Omega$  φορτίο είναι 10.94 %. Για να δώσει συνεχή τάση 3 V στην έξοδό του ο πολλαπλασιαστής τάσης απαιτεί -17.5 dBm στην είσοδό του μέγεθος που αντιστοιχεί σε εμβέλεια 18.3 m για τάση εξόδου 3V με ένα σταθμό βάσης ισχύος 7 W.

Προκειμένου να γίνει η αποστολή δεδομένων στο σταθμό βάσης υλοποιείται στο σύστημα ένας ταλαντωτής 900 MHz που οδηγείται από το σήμα εισόδου (αρμονική των 450 MHz). Ο ίδιος ταλαντωτής δίνει ένα ρολόι 7 MHz που οδηγεί τον ADC μετατροπέα καθώς και το κύκλωμα που δίνει τον κωδικό του κόμβου (3 bit). Για τη διαμόρφωση της πληροφορίας προς το σταθμό βάσης υιοθετήθηκε ένας BPSK αλγόριθμος με βάση τον οποίο η μετάδοση ενός bit 0 ή 1 αντιστοιχεί σε αλλαγή φάσης του σήματος εξόδου κατά 180°. Το σήμα εξόδου (από τον modulator) ενισχύεται από έναν χαμηλής ισχύος ενισχυτή κλάσης B, ο οποίος αποδίδει ισχύ εξόδου -24 dBm σε μια κεραία 50  $\Omega$ . Η χρήση του ενισχυτή καθώς και του ταλαντωτή των 900 MHz οδηγεί σε κατανάλωση 2 mA όταν ο κόμβος είναι πλήρως ενεργός. Έτσι, για τη συσσώρευση αρκετής ενέργειας προκειμένου να καταστεί πλήρως ενεργή η λειτουργία του κόμβου έχει υλοποιηθεί ένας επιλογέας κατάστασης που ενεργοποιεί το κύκλωμα όταν η τάση στα άκρα των πυκνωτών συσσώρευσης

φθάσει τα 3 V και το θέτει σε κατάσταση αναμονής όταν πέσει κάτω από τα 1.5 V. Πρέπει να τονιστεί ότι στο παραπάνω κύκλωμα δεν υπάρχει σταθεροποιητής τάσης (voltage regulator), καθώς κάτι τέτοιο απαιτεί ακριβείς τάσεις αναφοράς και οδηγεί σε μειωμένη απόδοση μετατροπής ισχύος. Αντίθετα ακολουθήθηκε και στο παρόν σύστημα μια σχεδίαση η οποία είναι ανεκτική στις μεταβολές της τάσης τροφοδοσίας των τμημάτων του συστήματος.

Οι Vaz et al. [31-33] έχουν επίσης αναπτύξει επίσης έναν παθητικό κόμβο αισθητήρα θερμοκρασίας με εφαρμογή στη μέτρηση της θερμοκρασίας του ανθρώπινου σώματος (Σχήμα 2.24). Το ολοκληρωμένο κύκλωμα σχεδιάστηκε χρησιμοποιώντας CMOS τεχνολογία 0.35 μm. Για την τροφοδοσία του κυκλώματος έχει υιοθετηθεί ένας RF σε DC πολλαπλασιαστής τάσης τεσσάρων σταδίων και διαφορικού τύπου Greinacher, ο οποίος έχει απόδοση 35% για ισχύ εισόδου μεγαλύτερη από -3 dBm. Ο πολλαπλασιαστής τύπου Greinacher επιλέχθηκε καθώς δίνει μεγαλύτερη τάση στην έξοδο του συγκρινόμενος με την Dickson τοπολογία για την ίδια τάση εισόδου.



Σχήμα 2.24. Απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του αυτόνομου κόμβου που ανέπτυξαν οι Vaz et al. [32].

Μέσω του πολλαπλασιαστή φορτίζεται ένας πυκνωτής συσσώρευσης χωρητικότητας 1.4 nF ενώ παράλληλα με αυτόν συνδέεται ένας περιοριστής τάσης (voltage limiter) προκειμένου να αποφευχθούν υπερτάσεις οι οποίες μπορούν να βλάψουν το ηλεκτρονικό κύκλωμα. Για την τροφοδοσία των τμημάτων του συστήματος έχουν



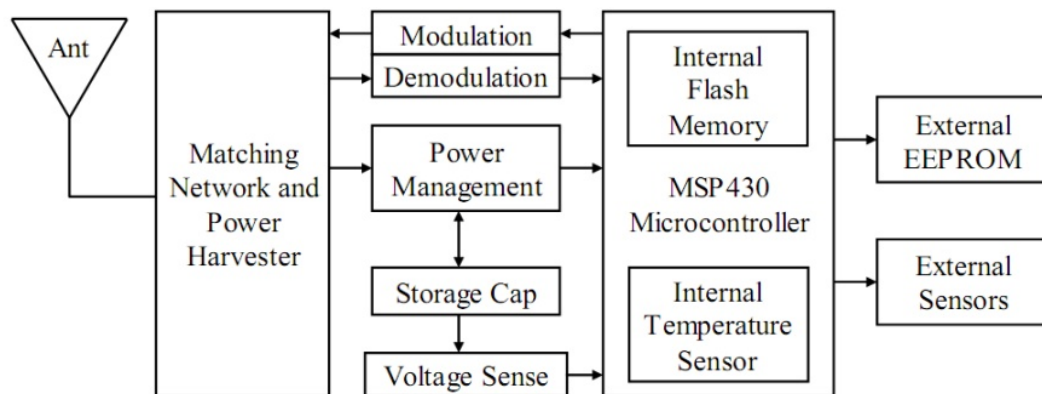
σχεδιαστεί δύο σταθεροποιητές τάσης ένας στα 1.4 V και ένας στα 2.1 V. Το αναλογικό τμήμα του συστήματος περιλαμβάνει επίσης έναν ASK αποκωδικοποιητή πληροφορίας βασισμένο σε έναν πολλαπλασιαστή τάσης (envelope detector), καθώς και ένα διαμορφωτή φορτίου (load modulator) που αποτελείται από ένα διακόπτη και έναν πυκνωτή. Ο διαμορφωτής αλλάζει το φανταστικό μέρος της εμπέδησης εισόδου του συστήματος υλοποιώντας μια PSK τοπολογία. Το ψηφιακό τμήμα του συστήματος περιλαμβάνει έναν αισθητήρα μέτρησης θερμοκρασίας καθώς και μια μνήμη EEPROM διαθέσιμη για εγγραφή και ανάγνωση δεδομένων. Ο αισθητήρας θερμοκρασίας αποτελείται από ένα ταλαντωτή δακτυλίου το ρεύμα τροφοδοσίας του οποίου μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία. Κατά συνέπεια, η συχνότητα ταλάντωσής του μεταβάλλεται ανάλογα με τη θερμοκρασία. Προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η κατανάλωση ισχύος τα τμήματα του συστήματος που δε χρησιμοποιούνται απενεργοποιούνται κατά τη λειτουργία του. Μαζί με τα δεδομένα της μέτρησης ο αυτόνομος κόμβος στέλνει στο σταθμό βάσης ένα χαρακτηριστικό κωδικό ταυτότητας ID. Η εμβέλεια του συστήματος σε περιβάλλον εργαστηρίου είναι 2 m με ένα σταθμό βάσης ισχύος 2 W ERP ο οποίος έχει ως συχνότητα λειτουργίας 868 MHz. Η μέση κατανάλωση ισχύος του κόμβου είναι 22μW.

Ένας ακόμη αυτόνομος κόμβος με ολοκληρωμένο αισθητήρα θερμοκρασίας καθώς και τη δυνατότητα μέτρησης εξωτερικών αισθητήρων έχει παρουσιαστεί από τους Gay και Fischer [34]. Το χαρακτηριστικό που διαφοροποιεί το συγκεκριμένο σύστημα από την υπόλοιπη βιβλιογραφία είναι η ύπαρξη ενός ολοκληρωμένου 8-bit μικροελεγκτή ώστε να είναι δυνατή η επεξεργασία δεδομένων από τους αισθητήρες και η ανάκτηση δεδομένων από την EEPROM μνήμη. Το RF αναλογικό τμήμα αποτελείται από έναν ανορθωτή RF σε DC που αποθηκεύει ενέργεια σε έναν ολοκληρωμένο πυκνωτή, από έναν αποκωδικοποιητή σήματος σε ψηφιακή λέξη, καθώς και από ένα διαμορφωτή ανακλώμενου κύματος. Ο RF ανορθωτής αποτελείται από τρία στάδια cascaded προκειμένου να μπορεί να δώσει μέχρι 3 V τάση στην έξοδό του. Η απόδοση του πολλαπλασιαστή είναι 60% κατά προσέγγιση. Επίσης, ένας ανορθωτής ενός σταδίου σε συνδυασμό με μια πηγή ρεύματος χρησιμοποιείται και στο κύκλωμα αποκωδικοποίησης της πληροφορίας από το σταθμό βάσης. Τέλος όσον αφορά τη διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος αυτή επιτυγχάνεται μεταβάλλοντας την εμπέδηση εισόδου του κόμβου υλοποιώντας μια ASK ή PSK

μετάδοση δεδομένων προς το σταθμό βάσης. Στην έξοδο του αναλογικού τμήματος είναι συνδεδεμένος ένας σταθεροποιητής τάσης στα 1.8 V χαμηλής ισχύος, καθώς και ένα κύκλωμα ελέγχου τάσεως. Το τμήμα ελέγχου τάσης χρησιμοποιείται για να ενεργοποιήσει τον μικροελεγκτή όταν το επίπεδο τάσης τροφοδοσίας στα άκρα του πυκνωτή συσσώρευσης πέσει κάτω από μια τιμή. Στην περίπτωση αυτή ο μικροελεγκτής αποθηκεύει δεδομένα από τη μέτρηση των αισθητήρων και μετά θέτει ολόκληρο το κύκλωμα σε κατάσταση αναμονής προκειμένου να επιτρέψει επαναφόρτιση του πυκνωτή συσσώρευσης. Τέλος, το ψηφιακό τμήμα του κυκλώματος περιέχει ένα κύκλωμα ADC για τη μέτρηση με αναλογικούς αισθητήρες. Η συνολική μέση κατανάλωση ισχύος του κυκλώματος είναι ίση με 7  $\mu\text{W}$  κατά προσέγγιση που αντιστοιχεί σε εμβέλεια 3 m με ένα πομπό 3 W στα 868 MHz. Το σύστημα μπορεί να λειτουργήσει και σε συχνότητα 2.45 GHz με κατάλληλη κεραία.

Από την άλλη πλευρά, οι Smith et al. [35, 36] ανέπτυξαν έναν κόμβο από διακριτά στοιχεία ως εναλλακτική της καθιερωμένης ολοκληρωμένης σχεδίασης για μια σειρά από λόγους. Το μεγαλύτερο ίσως πλεονέκτημα της χρήσης διακριτής σχεδίασης κατά την ανάπτυξη ενός αυτόνομου κόμβου είναι το χαμηλό κόστος καθώς και οι μικροί χρόνοι που απαιτούνται για τη βελτιστοποίηση κατά τη διαδοχική κατασκευή διαφορετικών πρωτοτύπων. Μειονέκτημα εδώ σε σύγκριση με την ολοκληρωμένη σχεδίαση αποτελεί η αυξημένη κατανάλωση ισχύος και το μεγαλύτερο μέγεθος του αυτόνομου κόμβου. Βέβαια και στις δύο περιπτώσεις το μεγαλύτερο χώρο καταλαμβάνει η εξωτερικά προσαρμοζόμενη κεραία του συστήματος. Επίσης, η επιλογή της σχεδίασης με διακριτά στοιχεία δίνει τη δυνατότητα πρόσθεσης αυξημένων υπολογιστικών δυνατοτήτων στον αυτόνομο κόμβο μιας και υιοθετείται σε αυτόν η χρήση ενός 16-bit μικροελεγκτή χαμηλής κατανάλωσης ισχύος. Ο παθητικός κόμβος (WISP) που κατασκευάστηκε λειτουργεί στη UHF συχνότητα των 915 MHz στο μακρινό πεδίο και έχει ως κεραία δίπολο με την ίδια κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Το ψηφιακό τμήμα του WISP έχει ως βάση έναν μικροελεγκτή χαμηλής κατανάλωσης ισχύος ο οποίος μπορεί να πραγματοποιήσει μέτρηση αισθητήρων, για παράδειγμα θερμοκρασίας και φωτεινής ακτινοβολίας, με τα περιφερειακά του συστήματα. Πρέπει εδώ να τονιστεί ότι απαίτηση για τη μέτρηση αισθητήρων με αυξημένη εμβέλεια είναι η χαμηλή κατανάλωση ισχύος (μικρότερη από 50 $\mu\text{A}$ ) του αισθητήρα ώστε να μην αυξηθεί πολύ το φορτίο στην έξοδο του πολλαπλασιαστή τάσης. Επίσης, ο μικροελεγκτής μπορεί να πραγματοποιεί

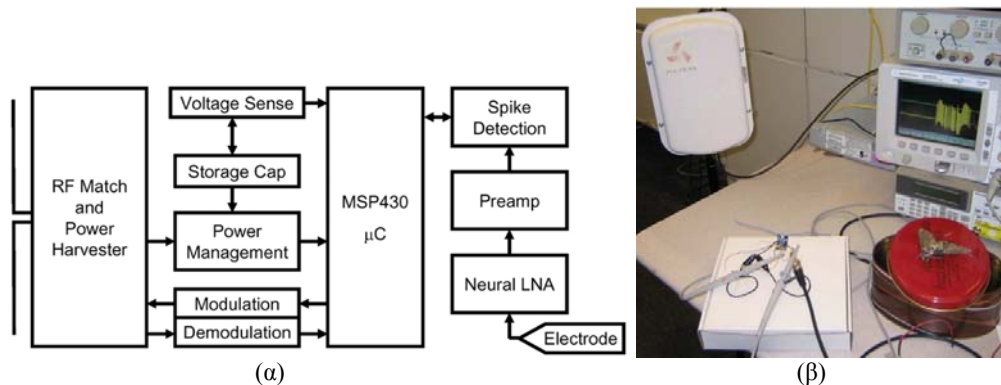
αποκωδικοποίηση καθώς και κωδικοποίηση δεδομένων από και προς το σταθμό βάσης αντίστοιχα βάσει του πρωτοκόλλου επικοινωνίας EPC.



Σχήμα 2.25. Σχηματικό διάγραμμα του αυτόνομου κόμβου WISP [35].

Το αναλογικό τμήμα του συστήματος όπως φαίνεται και στο (Σχήμα 2.25) περιλαμβάνει το τμήμα συγκομιδής ενέργειας και ρύθμισης της τάσης τροφοδοσίας, καθώς και δύο κυκλώματα για την λήψη και αποστολή πακέτων δεδομένων από και προς το σταθμό βάσης. Το κύκλωμα συγκομιδής ισχύος αποτελείται από έναν RF πολλαπλασιαστή τάσης τύπου Dickson με 5 στάδια από Schottky διόδους χαμηλού κατωφλίου τάσης. Στην έξοδο του είναι συνδεδεμένος ένας πυκνωτής συσσώρευσης, καθώς και ένας ρυθμιστής τάσης στα 1.8 V. Για την αποφυγή απότομων μεταβολών στην τάση τροφοδοσίας του μικροελεγκτή έχει υιοθετηθεί ένα κύκλωμα ελέγχου τάσης στα 1.9V που ενεργοποιεί τον μικροελεγκτή όταν το επίπεδο τάσης στα άκρα του πυκνωτή συσσώρευσης περάσει τα 1.9 V, ενώ διαφορετικά τον θέτει σε sleep mode. Παράλληλα με το κύκλωμα συγκομιδής ισχύος είναι συνδεδεμένο ένα κύκλωμα μετατροπής RF σε DC το οποίο μπορεί να εξάγει ψηφιακά πακέτα δεδομένων που έχουν υπερτεθεί στην προσπίπτουσα RF ακτινοβολία. Επίσης, παράλληλα στα άκρα της κεραίας είναι συνδεδεμένο ένα RF τρανζίστορ που λειτουργεί ως διαμορφωτής του ανακλώμενου κύματος δίνοντας δύο λογικές στάθμες. Όταν το τρανζίστορ δεν άγει τα άκρα της κεραίας εμφανίζονται ανοικτοκυκλωμένα οπότε έχουμε μικρή ανάκλαση προς το σταθμό βάσης, ενώ όταν άγει τα άκρα της κεραίας βραχυκυκλώνουν με αποτέλεσμα μεγαλύτερη ένταση ανακλώμενου κύματος στο σταθμό βάσης. Ακόμη προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η απόδοση του συστήματος έχει σχεδιαστεί κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης στην είσοδο του κόμβου. Η εμβέλεια του συστήματος είναι 4.5 μέτρα αν χρησιμοποιηθεί σταθμός βάσης 1 W EIRP με κατευθυντική κεραία με 6 dBi απολαβή.

Είναι επίσης δυνατός ο συνδυασμός της διακριτής και της ολοκληρωμένης σχεδίασης στην ανάπτυξη αυτόνομων κόμβων αισθητήρων. Για παράδειγμα, στο σύστημα που περιγράφηκε παραπάνω [36] ο μικροελεγκτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποδοτικά για τη μέτρηση μεγεθών που μεταβάλλονται αργά όπως για παράδειγμα η θερμοκρασία, η μηχανική παραμόρφωση και λοιπά. Η μέτρηση όμως γρήγορα μεταβαλλόμενων ποσοτήτων όπως η καταγραφή σημάτων από νευρικές ώσεις (neural spikes) απαιτεί ένα ρυθμό δειγματοληψίας (sampling rate) 8 kHz. Τέτοιοι ρυθμοί δε μπορούν να υιοθετηθούν μέσω μικροελεγκτών λόγω της υψηλής κατανάλωσης και των περιορισμών στην διαθέσιμη ισχύ. Για το λόγο αυτό οι Yeager et al [37] συνδύασαν το WISP με ένα αναλογικό ανιχνευτή παλμών (spike detector) ολοκληρωμένης σχεδίασης (Σχήμα 2.26). Ο ανιχνευτής αποτελείται από έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου και από ένα συγκριτή. Ενεργοποιεί τον μικροελεγκτή όταν καταγράφει νευρικές ώσεις. Έτσι, κατά το μεγαλύτερο μέρος της μέτρησης ο μικροελεγκτής παραμένει σε sleep mode και είναι ενεργός μόνο κατά το χρονικό διάστημα που καταγράφει παλμούς ή αποστέλει τα δεδομένα στο σταθμό βάσης μετά από ένα χρονικό παράθυρο. Σε γενικές γραμμές μπορεί κανείς να περιγράψει τη λειτουργία του αυτόνομου συστήματος (NeuralWISP) ως εξής.



Σχήμα 2.26. Σχηματικό διάγραμμα (α) και φωτογραφία της διάταξης μετρήσεων (β) του κόμβου Neural WISP [37].

Αρχικά, μέσα από το κύκλωμα συγκομιδής τάσης φορτίζεται ένας πυκνωτής συσσώρευσης 100  $\mu\text{F}$  μέχρι το επίπεδο των 5.5 V όπου περιορίζεται από μια δίοδο Zener. Καθώς αυξάνεται η τάση στον πυκνωτή συσσώρευσης ο μικροελεγκτής ενεργοποιείται και στέλνει ένα κενό πακέτο δεδομένων στο σταθμό βάσης. Στη συνέχεια ο μικροελεγκτής περιμένει για 3s προκειμένου να επιτρέψει στα αναλογικά κυκλώματα να ανακάμψουν από τις RF παρεμβολές. Μετά από 3s ο κόμβος ξεκινά να μετρά παλμούς για ένα χρονικό παράθυρο 5s. Κατόπιν, ο σταθμός βάσης τροφοδοτεί

πάλι τον αυτόνομο κόμβο και διαβάζει τα δεδομένα μέτρησης. Ο παραπάνω κύκλος επαναλαμβάνεται συνεχώς. Το σύστημα έχει εμβέλεια 1 m σε συχνότητα λειτουργίας 900 MHz όταν χρησιμοποιείται σταθμός βάσης με ισχύ 1W. Μετρήσεις νευρικών ώσεων έχουν γίνει και σε ζωντανούς οργανισμούς (in vivo)

Από τη συγκριτική μελέτη των συστημάτων που προηγήθηκε είναι προφανές ότι οι αρχιτεκτονικές επαγωγικής ζεύξης είναι καταλληλότερες για βιοϊατρικές εφαρμογές καθώς λόγω των μικρών τους διαστάσεων μπορούν εύκολα να εμφυτευθούν σε σχέση με τα συστήματα μακρινού πεδίου. Από την άλλη πλευρά όμως οι παθητικοί αισθητήρες που λειτουργούν στο μακρινό πεδίο έχουν αυξημένη εμβέλεια της τάξης των μερικών μέτρων. Επίσης, προκύπτει ότι κρίσιμη παράμετρος για την αποδοτική λειτουργία και στις δύο περιπτώσεις είναι η ελαχιστοποίηση των απαιτήσεων ισχύος με αποτέλεσμα οι περισσότερες προσπάθειες να εστιάζουν εκεί. Όσον αφορά τη μέτρηση αισθητήρων τα περισσότερα συστήματα επιδεικνύουν μετρήσεις θερμοκρασίας χωρίς να δίνουν τη δυνατότητα μέτρησης από αισθητήρες διαφορετικού τύπου με το ίδιο κύκλωμα.

## Βιβλιογραφικές Αναφορές 2<sup>ΟΥ</sup> Κεφαλαίου

- [1] C. Balanis, “*Antenna Theory: Analysis and Design*”, 3rd ed., Wiley & Sons, New York, 2005.
- [2] F.S. Milos, D.G. Watters, J.B. Pallix, A.J. Bahr, D.L. Huestis, “*Wireless subsurface microsensors for health monitoring of thermal protection systems on hypersonic vehicles*”, in: T. Kundu (Ed.) *Advanced Non-destructive Evaluation for Structural and Biological Health Monitoring*, 1 ed., SPIE, Newport Beach, CA, USA, 2001, pp. 74-82.
- [3] O.H. Stielau, G.A. Covic, “*Design of loosely coupled inductive power transfer systems*”, Power System Technology, 2000 Proceedings PowerCon 2000 International Conference on 2000, pp. 85-90 vol.1.
- [4] K. Finkenzeller, “*RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*”, John Wiley & Sons, Inc.; 2003.
- [5] J. Sacristan-Riquelme, F. Segura, M. Teresa Oses, “*Simple and efficient inductive telemetry system with data and power transmission*”, *Microelectronics Journal*, 39(2008) 103-11.
- [6] E.J.A. Mahmood Nahvi, “*Theory and problems of electrical circuits*”, McGraw Hill, New York, 2003.
- [7] W. Ko, S. Liang, C.F. Fung, “*Design of radio-frequency powered coils for implant instruments, Medical and Biological Engineering and Computing*”, 15(1977) 634-40.
- [8] R.N. Simons, D.G. Hall, F.A. Miranda, “*Printed multi-turn loop antenna for RF biotelemetry*”, *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004 IEEE2004*, pp. 1339-42 Vol.2.
- [9] R.N. Simons, F.A. Miranda, J.D. Wilson, R.E. Simons, “*Wearable wireless telemetry system for implantable bio-MEMS sensors*”, New York, NY, 2006, pp. 6245-8.
- [10] Q. Huang, M. Oberle, “*A 0.5-mW passive telemetry IC for biomedical applications*”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 33(1998) 937-45.
- [11] B. Lenaerts, R. Puers, “*An Inductive Power Link for a Capsule Endoscope, Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*”, Springer Netherlands, 2009, pp. 151-73.

- [12] M. Kiani, M. Ghovanloo, “*An RFID-Based Closed-Loop Wireless Power Transmission System for Biomedical Applications*”, Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, 57(2010) 260-4.
- [13] N. Chaimanonart, M.A. Suster, W.H. Ko, D.J. Young, “*Two-channel data telemetry with remote RF powering for high-performance wireless MEMS strain sensing applications*”, Irvine, CA, 2005, pp. 285-8.
- [14] P. Basset, A. Kaiser, B. Legrand, D. Collard, L. Buchailot, “*Complete System for Wireless Powering and Remote Control of Electrostatic Actuators by Inductive Coupling*”, Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, 12(2007) 23-31.
- [15] G. Vandevoorde, R. Puers, “*Wireless energy transfer for stand-alone systems: A comparison between low and high power applicability*”, Sensors and Actuators, A: Physical, 92(2001) 305-11.
- [16] Microstrain Inc, <http://microstrain.com>.
- [17] T.J. Harpster, B. Stark, K. Najafi, “*A passive wireless integrated humidity sensor*”, Micro Electro Mechanical Systems, 2001 MEMS 2001 The 14th IEEE International Conference on 2001, pp. 553-7.
- [18] K.G. Ong, C.A. Grimes, C.L. Robbins, R.S. Singh, “*Design and application of a wireless, passive, resonant-circuit environmental monitoring sensor*”, Sensors and Actuators A: Physical, 93(2001) 33-43.
- [19] E.Y. Chow, A.L. Chlebowski, S. Chakraborty, W.J. Chappell, P.P. Irazoqui, “*Fully wireless implantable cardiovascular pressure monitor integrated with a medical stent*”, IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 57(2010) 1487-96.
- [20] F. Yuan, “*CMOS Circuits for Passive Wireless Microsystems*”, Springer; 2011.
- [21] M.M. Tentzeris, S. Nikolaou, “*RFID-enabled ultrasensitive wireless sensors utilizing inkjet-printed antennas and carbon nanotubes for gas detection applications*”, Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems, 2009 COMCAS 2009 IEEE International Conference on 2009, pp. 1-5.
- [22] R. Bhattacharyya, C. Di Leo, C. Floerkemeier, S. Sarma, L. Anand, “*RFID tag antenna based temperature sensing using shape memory polymer actuation*”, Sensors, 2010 IEEE, pp. 2363-8.
- [23] C. Occhiuzzi, C. Paggi, G. Marrocco, “*Passive RFID Strain-Sensor Based on Meander-Line Antennas*”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 59 4836-40.

- [24] C. Namjun, S. Seong-Jun, K. Sunyoung, K. Shiho, Y. Hoi-Jun, “*A 5.1-uW UHF RFID tag chip integrated with sensors for wireless environmental monitoring*”, Solid-State Circuits Conference, 2005 ESSCIRC 2005 Proceedings of the 31st European2005, pp. 279-82.
- [25] U. Karthaus, M. Fischer, “*Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7 uW minimum RF input power*”, Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 38(2003) 1602-8.
- [26] Y. Wooi-Gan, C. Yeung Bun, T. Kok Yin, D. Sheng Xi, L. Yi Song, “*A CMOS 2.45-GHz radio frequency identification tag IC with read/write memory*”, Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005 Digest of Papers 2005 IEEE2005, pp. 365-8.
- [27] C. Namjun, S. Seong-Jun, L. Jae-Youl, K. Sunyoung, K. Shiho, Y. Hoi-Jun, “*A 8 uW, 0.3-mm<sup>2</sup> RF-powered transponder with temperature sensor for wireless environmental monitoring*”, Circuits and Systems, 2005 ISCAS 2005 IEEE International Symposium on2005, pp. 4763-6 Vol. 5.
- [28] F. Kocer, P.M. Walsh, M.P. Flynn, “*An RF powered, wireless temperature sensor in quarter micron CMOS*”, Circuits and Systems, 2004 ISCAS '04 Proceedings of the 2004 International Symposium on2004, pp. IV-876-9 Vol.4.
- [29] F. Kocer, M.P. Flynn, “*An RF-powered, wireless CMOS temperature sensor*”, Sensors Journal, IEEE, 6(2006) 557-64.
- [30] F. Kocer, M.P. Flynn, “*A new transponder architecture with on-chip ADC for long-range telemetry applications*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 41(2006) 1142-8.
- [31] A. Vaz, H. Solar, I. Rebollo, I. Gutierrez, R. Berenguer, “*Long range, low power UHF RFID analog front-end suitable for batteryless wireless sensors*”, Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International2010, pp. 836-9.
- [32] A. Vaz, A. Ubarretxena, I. Zalbide, D. Pardo, H. Solar, A. Garcia-Alonso, et al., “*Full Passive UHF Tag With a Temperature Sensor Suitable for Human Body Temperature Monitoring*”, Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, 57(2010) 95-9.
- [33] D. Pardo, A. Vaz, S. Gil, J. Gomez, A. Ubarretxena, D. Puente, et al., “*Design Criteria for Full Passive Long Range UHF RFID Sensor for Human Body*



*Temperature Monitoring*”, RFID, 2007 IEEE International Conference on 2007, pp. 141-8.

[34] N. Gay, W.J. Fischer, “*Ultra-low-power RFID-based sensor mote*”, Waikoloa, HI, 2010, pp. 1293-8.

[35] J.R. Smith, A.P. Sample, P.S. Powledge, S. Roy, A. Mamishev, “*A wirelessly-powered platform for sensing and computation*”, Orange County, CA, 2006, pp. 495-506.

[36] D.J. Yeager, P.S. Powledge, R. Prasad, D. Wetherall, J.R. Smith, “*Wirelessly-Charged UHF Tags for Sensor Data Collection*”, RFID, 2008 IEEE International Conference on 2008, pp. 320-7.

[37] D.J. Yeager, J. Holleman, R. Prasad, J.R. Smith, B.P. Otis, “*NeuralWISP: A Wirelessly Powered Neural Interface With 1-m Range*”, Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on, 3(2009) 379-87.



## Κεφάλαιο 3: Αρχιτεκτονική αυτόνομου κόμβου

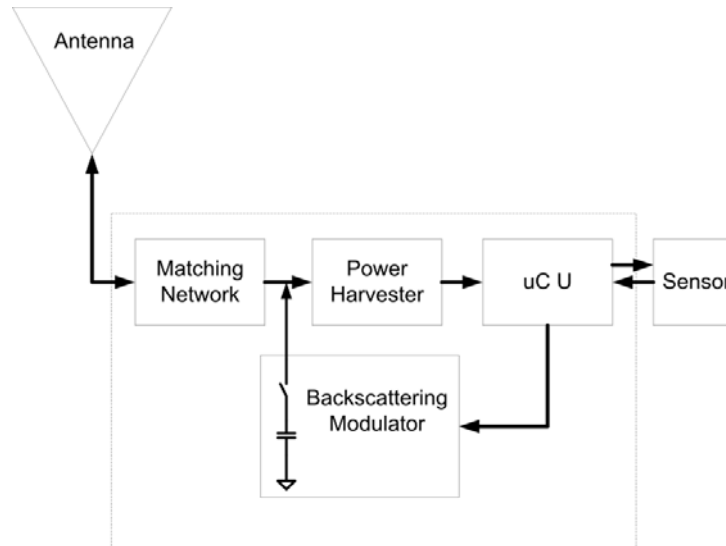
Από τη μελέτη της πρόσφατης βιβλιογραφίας και τις αρχές συγκομιδής RF ισχύος γίνεται σαφές ότι, η ανάπτυξη παθητικών κόμβων που λειτουργούν στο μακρινό πεδίο κεραίας είναι ιδιαίτερα χρήσιμη για μια σειρά εφαρμογών μέτρησης αισθητήρων σε πραγματικό χρόνο. Παρόλα αυτά, στην πλειοψηφία των συστημάτων που έχουν παρουσιαστεί έμφαση δίνεται στην ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης και όχι στη μέτρηση με χρήση αισθητήρων. Μπορεί να παρατηρηθεί ότι, τα συστήματα χαρακτηρίζονται από μειωμένες υπολογιστικές δυνατότητες, ενώ δεν έχουν και ευελιξία όσον αφορά τις μεθόδους μέτρησης διαφορετικών αισθητήρων, καθώς υλοποιούν τη μέτρηση κυρίως ολοκληρωμένων αισθητήρων μέσα από τη σχεδίαση του υλικού (hardware). Αυτό ισχύει ακόμη περισσότερο σε περιβάλλοντα όπου οι περισσότεροι αυτόνομοι κόμβοι δυσλειτουργούν, όπως για παράδειγμα κοντά σε μεταλλικές επιφάνειες ή στη γείωση.

Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφεται η αρχιτεκτονική του αυτόνομου κόμβου που προτείνεται στα πλαίσια της παρούσας διατριβής, η οποία έχει ως κύριο στόχο την κάλυψη των κενών που υπάρχουν στη βιβλιογραφία και τα οποία αναλύθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Σκοπός είναι η ανάπτυξη ενός παθητικού συστήματος μέτρησης αισθητήρων που συλλέγει ενέργεια στο μακρινό πεδίο του σταθμού βάσης και μπορεί να αποτελέσει μια πλατφόρμα μέτρησης αισθητήρων ικανή να λειτουργήσει κοντά ή σε επαφή με μεγάλες μεταλλικές επιφάνειες ή κοντά στη γείωση. Κύρια πλεονεκτήματα του συστήματος είναι η ύπαρξη υπολογιστικών δυνατοτήτων και η ευελιξία στη μέτρηση αισθητήρων.

Στις επόμενες παραγράφους, αρχικά, αναλύονται οι παράμετροι της σχεδίασης και στη συνέχεια τα επιμέρους τμήματα του συστήματος, καθώς και ο αλγόριθμος λειτουργίας του και η μέθοδος μέτρησης αισθητήρων που υλοποιήθηκε.

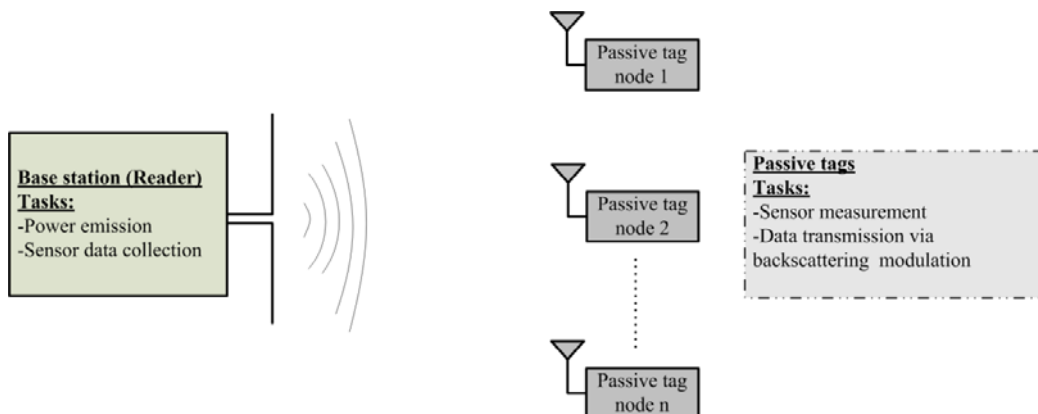
### 3.1 Παράμετροι σχεδίασης

Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας αναπτύχθηκε η αρχιτεκτονική ενός αυτόνομου κόμβου συγκομιδής ενέργειας από ραδιοκύματα, κατάλληλου για να λειτουργήσει στο μακρινό πεδίο της κεραίας σταθμού βάσης (Σχήμα 3.1).



Σχήμα 3.1. Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος που αναπτύχθηκε.

Η χρήση σταθμού εκπομπής ραδιοκυμάτων είναι αναγκαία προκειμένου να εξασφαλιστεί η συνεχής και ελεγχόμενη λειτουργία του παθητικού κόμβου, καθώς η διάχυτη RF ακτινοβολία είναι σε αρκετά χαμηλά επίπεδα ώστε στα περισσότερα περιβάλλοντα να μην είναι δυνατή η τροφοδοσία ηλεκτρονικού κυκλώματος. Η απαίτηση για λειτουργία στο μακρινό πεδίο κεραίας (far field energy harvesting) μπορεί να εξασφαλίσει αυξημένη εμβέλεια και να εξυπηρετήσει την ανάπτυξη εκτεταμένων δικτύων παθητικών αισθητήρων σε εφαρμογές καταγραφής δεδομένων σε μεγάλες κατασκευές στη βιομηχανία και αλλού. Ένα ακόμη πλεονέκτημα του συστήματος συγκομιδής ενέργειας στο μακρινό πεδίο είναι η ταυτόχρονη τροφοδοσία και συλλογή δεδομένων από περισσότερους του ενός κόμβων από έναν σταθμό βάσης δίνοντας τη δυνατότητα να αναπτυχθούν εκτεταμένα δίκτυα για τη συλλογή δεδομένων από διαφορετικά είδη αισθητήρων (Σχήμα 3.2).



Σχήμα 3.2. Σχηματικό διάγραμμα της δομής του δικτύου αυτόνομων αισθητήρων

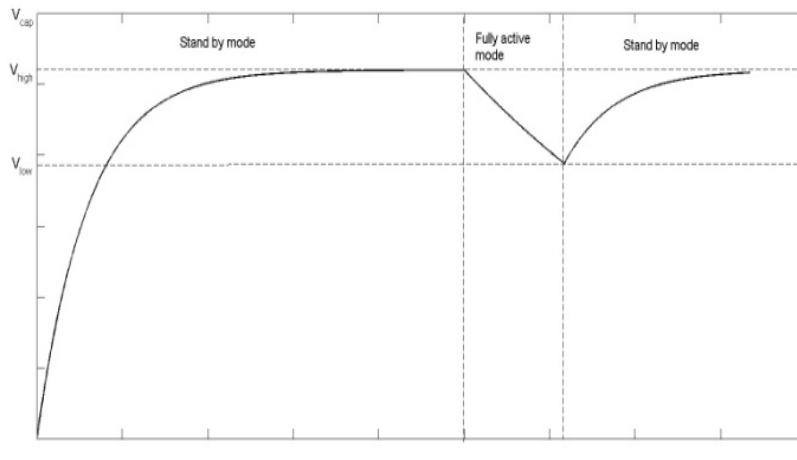
Μια ακόμη παράμετρος που διαδραμάτισε σημαντικό ρόλο στη σχεδίαση είναι η ικανότητα λειτουργίας κοντά ή σε επαφή με γειωμένες επιφάνειες και μεταλλικά επίπεδα σε εφαρμογές απεικόνισης της δομικής ευστάθειας μεταλλικών κατασκευών [1], διατηρώντας παράλληλα μικρές διαστάσεις σε σχέση με το μήκος κύματος λειτουργίας του συστήματος, χαρακτηριστικό που εξαρτάται κύρια από την επιλογή της κεραίας.

Προκειμένου να γίνει δυνατή η μέτρηση διαφορετικών αισθητήρων υιοθετήθηκε η ενσωμάτωση ενός μικροελεγκτή αρχιτεκτονικής 8-bit σε ρόλο πυρήνα του αυτόνομου κόμβου και η ανάπτυξη του κόμβου μέσω διακριτής σχεδίασης. Με τον τρόπο αυτό καθίσταται δυνατή η υλοποίηση διαφορετικών μεθόδων μέτρησης αισθητήρων μέσω των περιφερειακών του μικροελεγκτή ακόμη και αισθητήρων με ψηφιακή έξοδο με πρωτόκολλα επικοινωνίας, όπως για παράδειγμα το I<sup>2</sup>C. Ο μικροελεγκτής δίνει μεγάλη ευελιξία στο σύστημα καθώς υλοποιεί τη μέθοδο μέτρησης με λογισμικό (software) και λίγα εξωτερικά εξαρτήματα.

Από την άλλη πλευρά, ο μικροελεγκτής έχει μεγαλύτερες απαιτήσεις ισχύος σε σχέση με τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, καθώς το επίπεδο τάσης τροφοδοσίας του δεν μπορεί να είναι μικρότερο από 1.8 V, ενώ ανάλογα με τη συχνότητα του ρολογιού που χρησιμοποιεί το ρεύμα φορτίου μπορεί να μεταβάλλεται από μερικά  $\mu\text{A}$  μέχρι mA. Λαμβάνοντας υπόψιν, τη θεωρητική ανάλυση που προηγήθηκε στο κεφάλαιο 2 για την περίπτωση συγκομιδής ενέργειας στο απομακρυσμένο πεδίο κεραίας προκύπτει ότι το πλάτος τάσης στην είσοδο του κυκλώματος ακόμη και μετά το μετασχηματισμό του από το δίκτυωμα προσαρμογής εμπέδησης, είναι πολύ μικρό (της τάξης του 0.1V) για να μπορέσει να ανορθωθεί και να τροφοδοτήσει ένα πρακτικό ηλεκτρονικό κύκλωμα. Για το λόγο αυτό απαιτείται η υιοθέτηση ενός κυκλώματος πολλαπλασιασμού τάσης προκειμένου η τάση εισόδου να ανορθωθεί και να πολλαπλασιαστεί σε επίπεδα ικανά να τροφοδοτήσουν ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα. Η εισαγωγή όμως του πολλαπλασιαστή οδηγεί σε απώλεια ισχύος κατά τη μετατροπή από RF σε DC, καθώς ο συντελεστής απόδοσής του είναι μικρότερος από τη μονάδα. Περιορισμός στη διαθέσιμη ισχύ λειτουργίας του αυτόνομου κόμβου επιβάλλεται και από περιορισμούς στη μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύ από το σταθμό βάσης.

Για τους παραπάνω λόγους απαιτήθηκε η συσσώρευση ενέργειας σε σειρά πυκνωτών, καθώς και η σχεδίαση ενός συστήματος ελέγχου της διαδικασίας συγκομιδής

ενέργειας, ώστε το σύστημα να λειτουργεί σε δύο κύκλους όπως παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.3).



Σχήμα 3.3. Κύκλοι λειτουργίας του συστήματος ως συνάρτηση της τάσης στα άκρα των πυκνωτών συσσώρευσης.

Κατά τον κύκλο συγκομιδής ενέργειας (standby mode) είναι ενεργό μόνο το κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας το οποίο χαρακτηρίζεται από μικρή κατανάλωση ισχύος. Κατά τον κύκλο πλήρους λειτουργίας (fully active mode) του ενεργοποιείται το τμήμα εκείνο που εκτελεί μέτρηση και μετάδοση δεδομένων στο σταθμό βάσης.

Οι πυκνωτές συσσώρευσης χρησιμοποιούνται για την αποθήκευση ενέργειας. Η τιμή της συνολικής χωρητικότητας  $C_{BUFFER}$  καθορίζεται από τις απαιτήσεις ενέργειας του αυτόνομου κόμβου κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος κατά το οποίο είναι σε πλήρη λειτουργία. Η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στον πυκνωτή συσσώρευσης πρέπει να καλύπτει τη συνολική κατανάλωση του κόμβου για το χρονικό διάστημα  $\Delta t_{ON}$  κατά το οποίο είναι σε πλήρη λειτουργία. Αν ως  $P_{TOTAL}$  οριστεί η συνολική καταναλισκόμενη ισχύς από το ψηφιακό τμήμα του κόμβου και από το κύκλωμα ελέγχου τάσης τότε πρέπει να ισχύει:

$$\Delta E_{BUFFER} = P_{TOTAL} \Delta t_{ON} \quad (3.1)$$

ή

$$\frac{1}{2} C_{BUFFER} (V_H^2 - V_L^2) = P_{TOTAL} \Delta t_{ON} \quad (3.2)$$

επομένως, η ελάχιστη τιμή του πυκνωτή συσσώρευσης μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση (3.3)

$$C_{\text{BUFFER}} = \frac{2P_{\text{TOTAL}}\Delta t_{\text{ON}}}{(V_H^2 - V_L^2)} \quad (3.3)$$

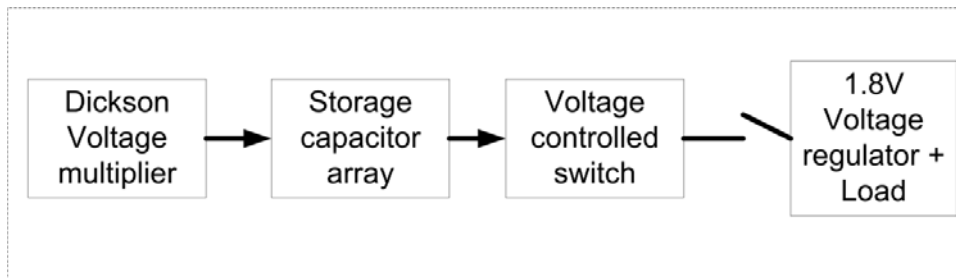
Η τιμή του  $C_{\text{BUFFER}}$  είναι μεγαλύτερη από 1μF. Κατά συνέπεια, στην AC ανάλυση μπορεί να θεωρηθεί βραχυκύκλωμα για το υψίσυχνο σήμα με αποτέλεσμα η μεταβολή του μεγέθους του να μην επηρεάζει την εμπέδηση εισόδου του πολλαπλασιαστή τάσης. Επίσης, μπορεί να θεωρηθεί με ασφάλεια ότι οι απώλειες των πυκνωτών  $C_{\text{BUFFER}}$  λόγω ρευμάτων διαρροής είναι πολύ μικρότερες από το ρεύμα που απαιτεί το φορτίο οπότε και να αγνοηθούν κατά τις προσομοιώσεις. Από την άλλη πλευρά όμως, η συνολική χωρητικότητα  $C_{\text{BUFFER}}$  έχει επίπτωση στο χρονικό διάστημα που απαιτείται για τη φόρτιση των πυκνωτών συσσώρευσης ενέργειας. Η τάση στα άκρα του  $C_{\text{BUFFER}}$  αυξάνει εκθετικά με το χρόνο όπως και στην περίπτωση φόρτισης ενός πυκνωτή μέσω αντίστασης, με τη σταθερά χρόνου να εξαρτάται από την ισχύ στην είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης, αλλά και τα χαρακτηριστικά του πολλαπλασιαστή τάσης.

Επίσης, δευτερεύοντας ρόλος της χωρητικότητας  $C_{\text{BUFFER}}$  είναι η εξομάλυνση (φιλτράρισμα) της τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή λόγω της υψίσυχνης κυμάτωσης (ripple) η οποία εμφανίζεται στην έξοδό του. Για το λόγο αυτό, συχνά απαιτείται για την υλοποίηση του  $C_{\text{BUFFER}}$  η χρήση μικρών πυκνωτών οι οποίοι θα λειτουργούν ως φίλτρα (δρόμοι χαμηλής εμπέδησης) για την υψίσυχνη κυμάτωση τάσης και συνδέονται παράλληλα με το  $C_{\text{BUFFER}}$ . Τέλος, πρέπει εδώ να τονιστεί ότι στην περίπτωση όπου το κύκλωμα προορίζεται να λειτουργήσει με συνεχή τρόπο ο πυκνωτής συσσώρευσης χρησιμοποιείται μόνο για τη σταθεροποίηση της τάσης οπότε δεν απαιτείται να έχει μεγάλη τιμή.

Στις επόμενες παραγράφους, παρουσιάζεται με λεπτομέρεια η αρχιτεκτονική του συστήματος (Σχήμα 3.1), καθώς και οι παράμετροι που λήφθηκαν υπόψιν κατά την ανάπτυξή του.

### 3.2 Κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας

Το κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας χρησιμοποιείται για τον έλεγχο του επιπέδου πρωτίστως της ενέργειας και της τάσης στα άκρα των πυκνωτών αποθήκευσης ενέργειας (Σχήμα 3.4). Σκοπός του είναι να ενεργοποιεί πλήρως το σύστημα όταν η τάση  $V_{IN}$  στα άκρα των πυκνωτών συσσώρευσης υπερβεί ένα προκαθορισμένο υψηλό κατώφλι τάσης ( $V_{HIGH}$ ) και να τον θέτει σε κατάσταση αναμονής όταν η  $V_{IN}$  γίνει μικρότερη από ένα επίσης καθορισμένο χαμηλό επίπεδο τάσης ( $V_{LOW}$ ).



Σχήμα 3.4. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος διαχείρισης ενέργειας.

Δηλαδή, σε γενικές γραμμές το κύκλωμα διαχείρισης συμπεριφέρεται ως ένας αναλογικός συγκριτής με υστέρηση. Με τον τρόπο αυτό ο κόμβος μπορεί να αποθηκεύσει ενέργεια σε μια τιμή ισχύος εισόδου χαμηλότερη από την ισχύ που απαιτείται όταν το κύκλωμα του κόμβου είναι πλήρως ενεργοποιημένο (fully active). Παρόμοια κυκλώματα που βασίζονται σε Schmitt trigger αρχιτεκτονικές έχουν προταθεί και παλιότερα στη βιβλιογραφία όπως για παράδειγμα στο [2]. Μια διαφορετική όμως προσέγγιση ακολουθήθηκε στο σύστημα που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής.

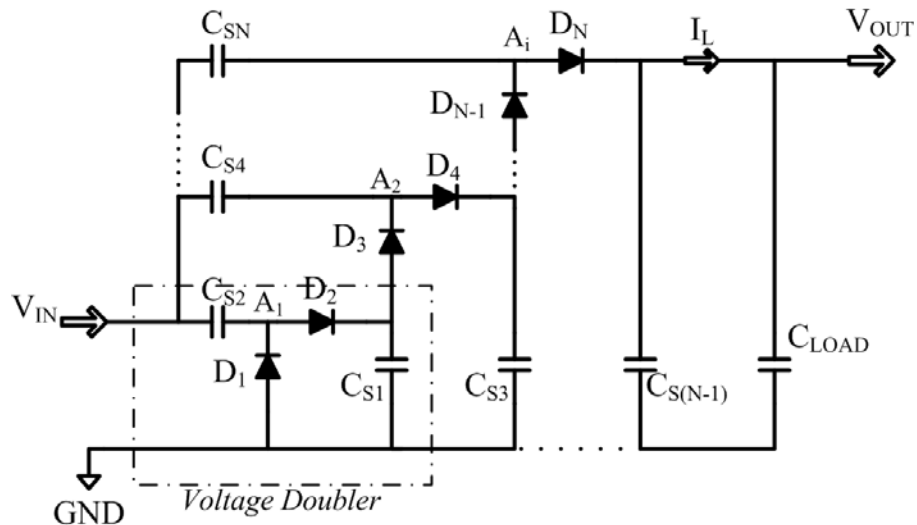
### 3.3 Πολλαπλασιαστής τάσης

Είδαμε με βάση τη θεωρητική ανάλυση που προηγήθηκε στο κεφάλαιο 2 ότι το πλάτος της τάσης στα άκρα της κεραίας του συστήματος είναι μικρό της τάξης του 0.1 V. Έτσι μια απλή ανόρθωση της μέσω γέφυρας διόδων δεν δίνει μια τιμή συνεχούς τάσης ικανή να τροφοδοτήσει ένα πρακτικό κύκλωμα. Μια λύση που έχει προταθεί στη βιβλιογραφία είναι η υιοθέτηση κυκλωμάτων πολλαπλασιασμού τάσης.



Διαφορετικές τοπολογίες έχουν παρουσιαστεί στην πρόσφατη βιβλιογραφία που βασίζονται όμως στο διπλασιαστή τάσης [3].

Για το σύστημα του αυτόνομου κόμβου επιλέχθηκε ο ιδιαίτερα διαδεδομένος τροποποιημένος πολλαπλασιαστής τάσης Dickson προκειμένου να είναι δυνατή η λειτουργία του όταν ως είσοδο έχει RF σήμα, όπως φαίνεται στο (Σχήμα 3.5)



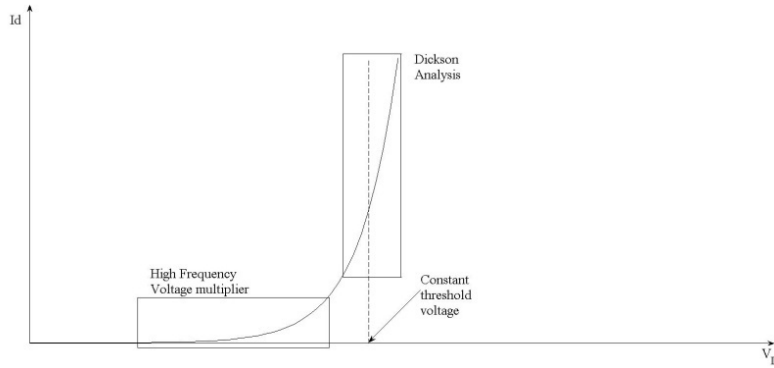
Σχήμα 3.5. Ο τροποποιημένος πολλαπλασιαστής τάσης τύπου Dickson με εφαρμογές στη συγκομιδή RF ενέργειας.

Η τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή θα είναι [4]

$$V_{out} = N \cdot \left( V_{in} \cdot \left( \frac{C_S}{C_S + C_{par}} \right) - V_D \right) - \frac{N \cdot I_L}{(C_S + C_{par}) \cdot f} \quad (3.4)$$

Όπου  $V_D$  είναι η τάση αγωγής των διόδων,  $N$  είναι ο αριθμός των διόδων του πολλαπλασιαστή,  $C_{par}$  είναι η παρασιτική χωρητικότητα προς τη γη ανά κόμβο  $A_i$  (κατά προσέγγιση σταθερή),  $I_L$  είναι το ρεύμα φορτίου και  $f$  είναι η συχνότητα λειτουργίας του πολλαπλασιαστή τάσης.

Η εξίσωση του Dickson (3.4) είναι ακριβής για την περιγραφή DC-DC μετατροπέων, όπου ως σήμα εισόδου χρησιμοποιείται μια πηγή μικρής εμπέδησης (αντίστασης) και η συχνότητα λειτουργίας είναι σχετικά μικρή (της τάξης των μερικών MHz). Στην περίπτωση όμως πολλαπλασιαστών τάσης που λειτουργούν στην UHF περιοχή συχνοτήτων ή σε υψηλότερες περιοχές συχνοτήτων (2.5 GHz) παρουσιάζονται ορισμένοι περιορισμοί.



**Σχήμα 3.6.** Περιοχές λειτουργίας των διόδων για την αρχική ανάλυση του Dickson πολλαπλασιαστή για εφαρμογές συγκομιδής RF ισχύος.

Πιο συγκεκριμένα, στην εξίσωση (3.4) δε λαμβάνεται υπόψη η μεταβολή της τάσης κατωφλίου των διόδων λόγω του ρεύματος φορτίου, αλλά θεωρείται σταθερή (Σχήμα 3.6). Αυτό είναι σωστό όταν μεγάλα ρεύματα διαρρέουν τις διόδους, στην περίπτωση όμως των κυκλωμάτων συγκομιδής RF ενέργειας μικρά ρεύματα της τάξης των  $\mu\text{A}$  διαρρέουν τις διόδους με αποτέλεσμα να μη λειτουργούν στη γραμμική περιοχή τους. Επίσης, δε λαμβάνεται υπόψη ότι το ρεύμα φορτίου όπως και η ισχύς εισόδου μεταβάλλουν την εμπέδηση εισόδου. Τέλος για την αποδοτική λειτουργία του πολλαπλασιαστή τάσης απαιτείται η προσαρμογή της εμπέδησης του στην εμπέδηση της πηγής (κεραίας).

Κατά την ανάπτυξη του συστήματος που παρουσιάζεται στα πλαίσια της παρούσας εργασίας έγιναν προσομοιώσεις της εξάρτησης της συμπεριφοράς του κυκλώματος από βασικές παραμέτρους που πρέπει να καθοριστούν, μέσω του λογισμικού Advanced Design System (ADS) της Agilent Technologies [5]. Οι προσομοιώσεις για τον προσδιορισμό της εμπέδησης εισόδου συναρτήσεως της συχνότητας ή της ισχύος εισόδου έγιναν μέσω της μεθόδου προσομοίωσης LSSP (Large Signal S Parameter Simulation), ενώ οι τάσεις στους κόμβους του κυκλώματος στη μόνιμη κατάσταση προσδιορίστηκαν μέσω της μεθόδου Harmonic Balance με βάση την οποία η επίλυση των εξισώσεων που χαρακτηρίζουν το κύκλωμα γίνεται στο πεδίο της συχνότητας. Οι προσομοιώσεις για τον προσδιορισμό του αριθμού σταδίων του πολλαπλασιαστή έγιναν σε επίπεδο σχηματικού (χωρίς να λαμβάνονται υπόψιν οι γραμμές χαλκού του τυπωμένου κυκλώματος και οι γεωμετρικές του διαστάσεις (layout)).

Κατά τις προσομοιώσεις και την υλοποίηση του πολλαπλασιαστή τάσης επιλέχθηκαν διάφοροι Schottky  $p$  τύπου HSMS-2850 [6] με χαρακτηριστικά που συνοψίζονται στον

πίνακα (Πίνακας 3.1). Γενικά, οι διόδοι p τύπου χαρακτηρίζονται από χαμηλούς φραγμούς δυναμικού (υψηλό ρεύμα κορεσμού  $I_S$ ) και υψηλή εν σειρά αντίσταση  $R_S$  και αναπτύχθηκαν αρχικά για εφαρμογές ανιχνευτών τάσης, όπου η αντίσταση φορτίου είναι υψηλή, ενώ δεν είναι διαθέσιμη εξωτερική τάση πόλωσης [7, 8]. Πρέπει να σημειωθεί ότι δεν επιλέχθηκαν n τύπου διόδοι καθώς χαρακτηρίζονται από σχετικά υψηλά φράγματα δυναμικού και μικρές τιμές εν σειρά αντίστασης. Οι τελευταίες είναι ιδανικές για εφαρμογές RF μικτών και ανιχνευτών τάσης όπου υπάρχει εξωτερική τροφοδοσία και μπορεί να εφαρμοστεί τάση πόλωσης στο κύκλωμα.

**Πίνακας 3.1. Τιμές παραμέτρων των διόδων HSMS-2850 που θεωρήθηκαν στις προσομοιώσεις**

SPICE PARAMETERS – HSMS 2850		
$B_V$	V	3.8
$C_{JO}$	pF	0.18
$E_G$	eV	0.69
$I_{BV}$	A	3e-4
$I_S$	A	3e-6
N		1.06
$R_S$	$\Omega$	25
$P_B(V_i)$	V	0.35
$P_T(XTI)$		2
M		0.5

### 3.3.1 Επίδραση της τιμής των πυκνωτών $C_S$

Αρχικά, μελετήθηκε η επίδραση των πυκνωτών ζεύξης  $C_S$  των διαφόρων σταδίων (coupling capacitors) στη συμπεριφορά του διπλασιαστή τάσης. Σκοπός είναι η επιλογή της τιμής του  $C_S$ . Με βάση και την κλασική ανάλυση του πολλαπλασιαστή Dickson συχνότητας  $f_0$ , η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας  $C_S$  πρέπει να έχει σταθερά χρόνου μεγαλύτερη από την περίοδο του σήματος εισόδου, δηλαδή πρέπει να ικανοποιεί το κριτήριο

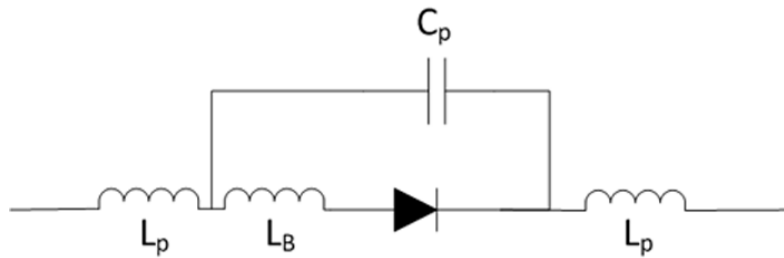
$$\frac{I_L}{2\pi C_S V_{out}} \ll f_0$$

όπου  $I_L$  και  $V_{out}$  είναι το συνεχές ρεύμα και η τάση εξόδου αντίστοιχα. Έτσι είναι σε θέση να οδηγούν το φορτίο εξασφαλίζοντας μικρό κυματισμό στην τάση εξόδου (output voltage ripple) του πολλαπλασιαστή. Στην περίπτωση πολλαπλασιαστών που

λειτουργούν σε UHF και μικροκυματικές συχνότητες το παραπάνω κριτήριο ικανοποιείται για κάθε τιμή χωρητικότητας μεγαλύτερης από μερικές δεκάδες fF. Επίσης, προκειμένου να υπάρχει μικρή διαίρεση τάσης εξαιτίας των παρασιτικών χωρητικότητων παράλληλα με τη γη του κυκλώματος πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη

$$C_s \gg C_{par} \quad (3.5)$$

όπου η  $C_{par}$  χωρητικότητα είναι η συνολική παρασιτική χωρητικότητα προς τη γη. Σε αυτή συνεισφέρουν κύρια η χωρητικότητα διεπαφής και οι παρασιτικές χωρητικότητες του packaging της διόδου με βάση το μοντέλο του σχήματος (Σχήμα 3.7) και τις τιμές που συνοψίζονται στον πίνακα (Πίνακας 3.2) [5].

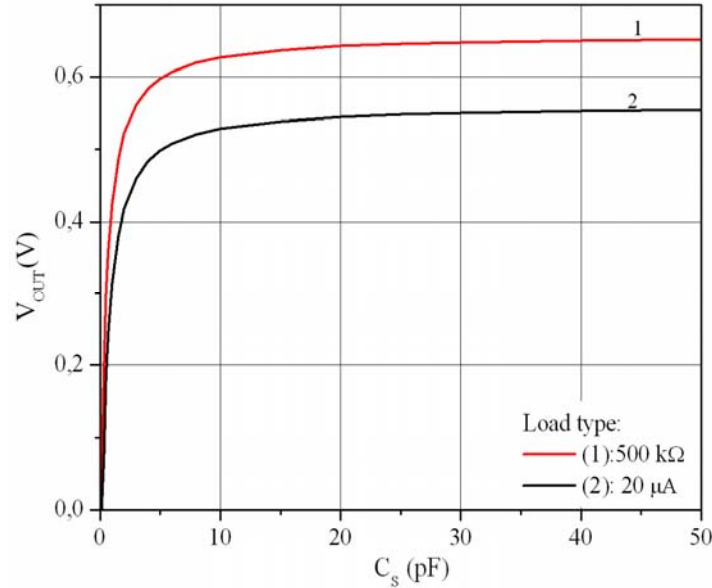


Σχήμα 3.7. Μοντέλο της διόδου με τα παρασιτικά στοιχεία που προκαλούνται από το packaging.

Πίνακας 3.2. Μοντελοποίηση παρασιτικών στοιχείων της διόδου HSMS-2850 με το packaging (SOT-143) μέχρι τη συχνότητα των 3 GHz

Leadframe Inductance	$L_p$ (nH)	0.5
Package Capacitance	$C_p$ (pF)	0.08
Bondwire Inductance	$L_B$ (nH)	1.0

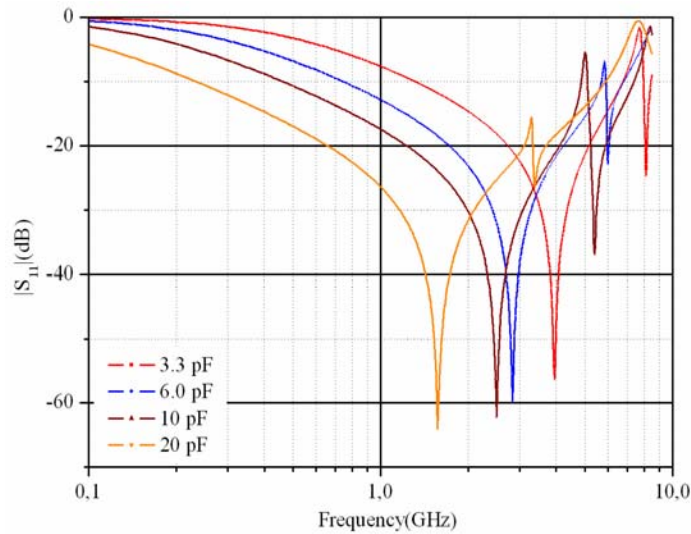
Πράγματι, κατά την προσομοίωση της τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή τάσης και θεωρώντας ένα σήμα τάσης συχνότητας 430 MHz στην είσοδο του διπλασιαστή και για διαφορετικά φορτία παρατηρήθηκε ότι καθώς η  $C_s$  αυξάνει σε σχέση με τη  $C_{par}$  αυξάνει και η τάση εξόδου έως ότου ικανοποιηθεί η (3.5), οπότε και σταθεροποιείται (Σχήμα 3.8).



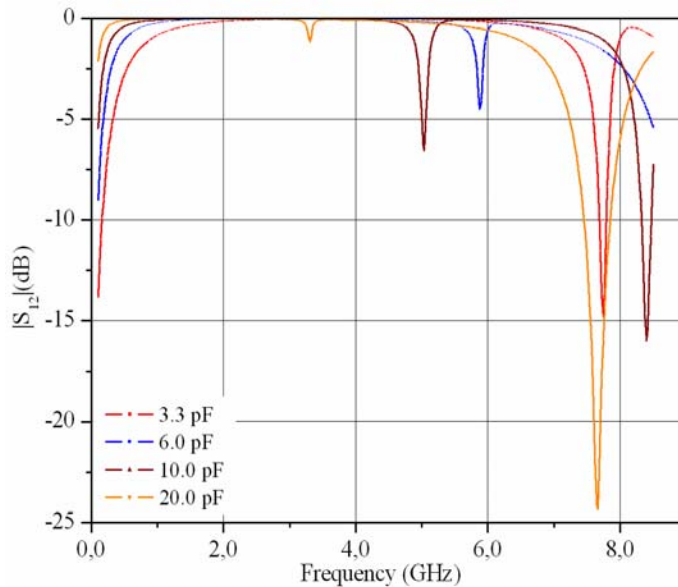
Σχήμα 3.8. Τάση εξόδου διπλασιαστή τάσης ως συνάρτηση της τιμής των πυκνωτών  $C_s$  για AC τάση εισόδου πλάτους 0.4 V @ 430 MHz.

Με βάση τα παραπάνω κριτήρια προέκυψε ένας περιορισμός για το κάτω όριο της χωρητικότητας  $C_s$ . Πράγματι, αν θεωρήσει κανείς ιδανικούς πυκνωτές τότε αντιμετωπίζονται ως βραχυκυκλώματα κατά την AC ανάλυση (δηλαδή, η τάση στα άκρα τους είναι σταθερή και οι δίοδοι εμφανίζονται συνδεδεμένες παράλληλα), ενώ η  $C_s$  μπορεί να αυξάνει απεριόριστα χωρίς να επηρεάζεται έντονα η εμπέδηση εισόδου για τιμές χωρητικότητας μεγαλύτερες από μερικά pF. Είναι όμως προφανές ότι η χωρητικότητα αυτή δε μπορεί να αυξάνει απεριόριστα. Σε RF συχνότητες λειτουργίας ένας πυκνωτής παρουσιάζει φαινόμενα συντονισμού, με αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών ισχύος που προέρχονται κύρια από το διηλεκτρικό του.

Αν και με βάση τα δεδομένα των κατασκευαστών [9] από το χαρακτηρισμό πυκνωτών προκύπτει ότι πυκνωτές με τιμές κάτω των 20 pF παρουσιάζουν συντονισμό σε συχνότητες της τάξης των μερικών GHz (Σχήμα 3.9, Σχήμα 3.10), στην πραγματικότητα η συμπεριφορά τους αλλάζει όταν είναι συνδεδεμένοι με γραμμές χαλκού.

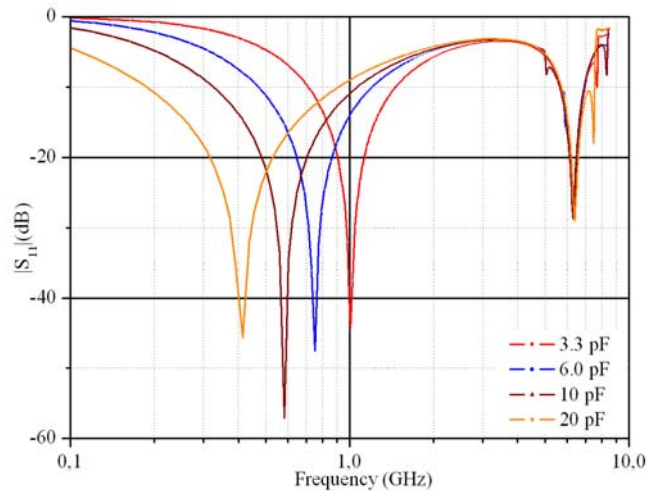


Σχήμα 3.9. Δεδομένα από το χαρακτηρισμό πυκνωτών διάστασης 0805 από τον κατασκευαστή. Συντελεστής ανάκλασης  $|S_{11}|$  συναρτήσει της συχνότητας [9].

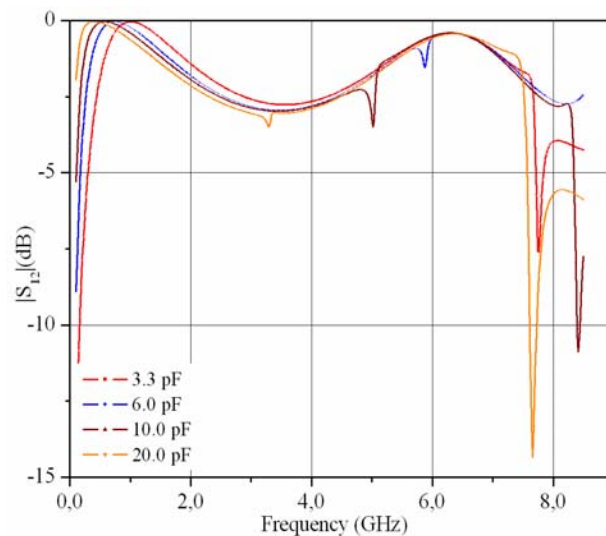


Σχήμα 3.10. Δεδομένα από το χαρακτηρισμό πυκνωτών διάστασης 0805 από τον κατασκευαστή. Συντελεστής διέλευσης  $|S_{12}|$  συναρτήσει της συχνότητας [9].

Οι γραμμές χαλκού που συνδέουν κάθε πυκνωτή με τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος μειώνουν τη συχνότητα συντονισμού του, καθώς εισάγουν παρασιτικές επαγωγές εν σειρά με τη χωρητικότητα. Για παράδειγμα η σύνδεση ενός πυκνωτή με γραμμές χαλκού μήκους 5mm εκατέρωθεν του (χωρίς να θεωρούνται απώλειες λόγω των γραμμών) μειώνει αισθητά τη συχνότητα συντονισμού του (Σχήμα 3.11, Σχήμα 3.12) και κατανέμει διαφορετικά τις απώλειες ισχύος συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 3.11. Δεδομένα από την προσομοίωση πυκνωτών διάστασης 0805 με γραμμές χαλκού εκατέρωθεν του. Συντελεστής ανάκλασης  $|S_{11}|$  συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 3.12. Δεδομένα από την προσομοίωση πυκνωτών διάστασης 0805 με γραμμές χαλκού εκατέρωθεν του. Συντελεστής διέλευσης  $|S_{12}|$  συναρτήσει της συχνότητας.

Με βάση τα παραπάνω, για την περίπτωση του πολλαπλασιαστή τάσης συχνότητας λειτουργίας 430 MHz υιοθετήθηκαν πυκνωτές 3.3 pF καθώς ικανοποιούν το κριτήριο της (3.5), ενώ με βάση τα δεδομένα του κατασκευαστή η συχνότητα συντονισμού τους είναι 3.5 GHz κατά προσέγγιση. Για την ελαχιστοποίηση των απωλειών του διηλεκτρικού επιλέχθηκαν πυκνωτές με NPO (COG) διηλεκτρικό [10].

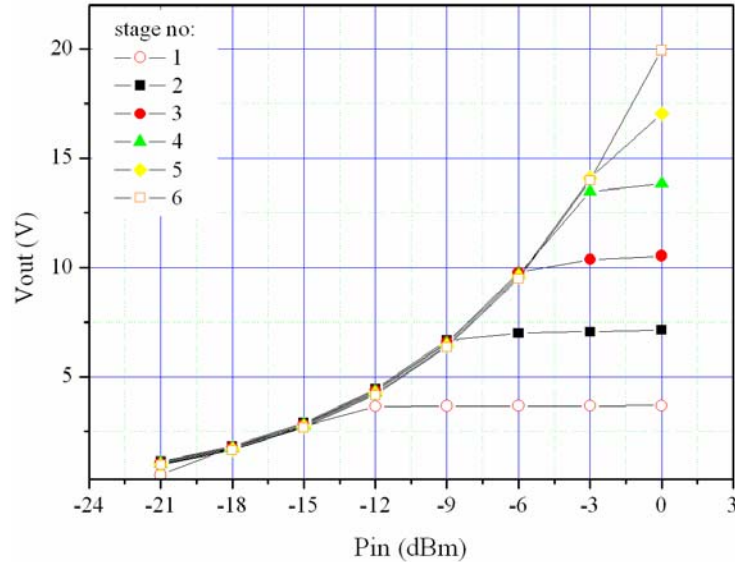
### 3.3.2 Αριθμός σταδίων πολλαπλασιαστή

Για την επιλογή του αριθμού σταδίων του πολλαπλασιαστή έγιναν προσομοιώσεις σε επίπεδο σχηματικού για τη μελέτη της τάσης εξόδου και της απόδοσής του πολλαπλασιαστή στη μόνιμη κατάσταση για πολλαπλασιαστές με 1 έως 6 στάδια. Δεν

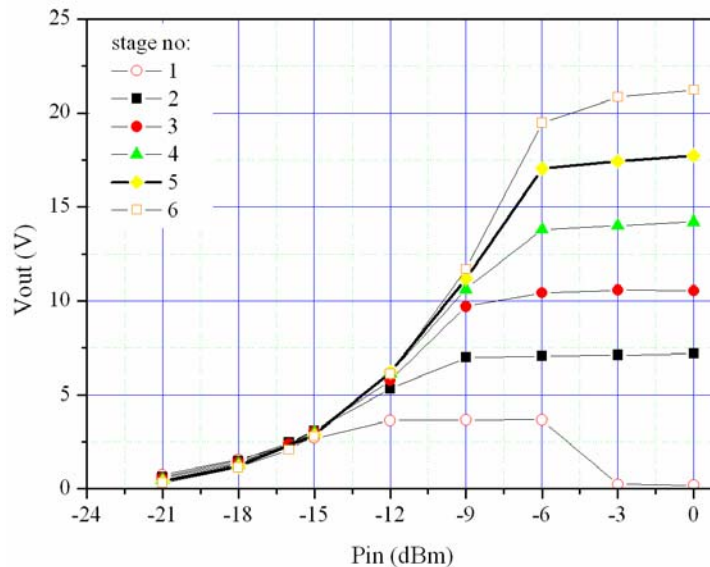
επιλέχθηκαν περισσότερα στάδια, προκειμένου να περιοριστεί το μήκος των γραμμών που μεταφέρουν το υψίσυχο σήμα και άρα η αύξηση των απωλειών ισχύος, καθώς και οι διαστάσεις του κυκλώματος. Η διαδικασία προσομοίωσης της ποιοτικής συμπεριφοράς κάθε πολλαπλασιαστή μπορεί να διακριθεί σε δύο στάδια. Αρχικά, θεωρώντας στην είσοδο κάθε κυκλώματος μια πηγή ισχύος στα 430 MHz και εμπέδησης  $50\Omega$  έγινε προσομοίωση S παραμέτρων μεγάλου σήματος (LSSP) και σχεδιάστηκαν κυκλώματα προσαρμογής εμπέδησης αποτελούμενα από διακριτά ιδανικά στοιχεία (L, C), χωρίς απώλειες, για κάθε τιμή ισχύος εισόδου. Κατόπιν, για τα κυκλώματα με προσαρμοσμένη εμπέδηση έγινε προσομοίωση μέσω της μεθόδου Harmonic Balance με σκοπό την καταγραφή του πλάτους τάσης στην είσοδο του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης, στην είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης και στην έξοδο του πολλαπλασιαστή στη μόνιμη κατάσταση για κάθε τιμή ισχύος. Οι προσομοιώσεις έγιναν θεωρώντας ως φορτίο στα άκρα του πολλαπλασιαστή ιδανικό πυκνωτή συσσώρευσης  $1\mu\text{F}$  και για τις περιπτώσεις φορτίων πηγής ρεύματος  $5\mu\text{A}$  καθώς και ωμικής αντίστασης  $500\text{ k}\Omega$ , καθώς ανταποκρίνονται στην κατανάλωση του κυκλώματος διαχείρισης ενέργειας κατά τη διάρκεια του κύκλου φόρτισης του συστήματος.

Τα αποτελέσματα για την τάση εξόδου ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου και για τις δύο περιπτώσεις φορτίου παρουσιάζονται στα γραφήματα στο (Σχήμα 3.13) και (Σχήμα 3.14). Παρατηρεί κανείς από τα δύο γραφήματα ότι, για τιμές ισχύος μέχρι το επίπεδο των  $-3\text{ dBm}$  για ωμικό φορτίο και  $-9\text{ dBm}$  για φορτίο πηγή ρεύματος, οι τιμές για την τάση εξόδου δεν έχουν μεγάλη απόκλιση για πολλαπλασιαστές τάσης με 4 έως 6 στάδια. Επίσης, προκύπτει ότι καθώς αυξάνει ο αριθμός σταδίων μειώνεται η απόδοση μετατροπής ισχύος, δηλαδή, απαιτούνται μεγαλύτερες τιμές ισχύος προκειμένου η τάση εξόδου του πολλαπλασιαστή τάσης να φθάσει σε κορεσμό.





Σχήμα 3.13. Τάση εξόδου ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για πολλαπλασιαστές με αριθμό σταδίων από 1 έως 6. Ωμικό φορτίο 500 kΩ. Παράλληλα με το φορτίο υπάρχει πυκνωτής 1μF.



Σχήμα 3.14. Τάση εξόδου ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για πολλαπλασιαστές με αριθμό σταδίων από 1 έως 6. Φορτίο πηγή ρεύματος 5μΑ. Παράλληλα με το φορτίο υπάρχει πυκνωτής 1μF.

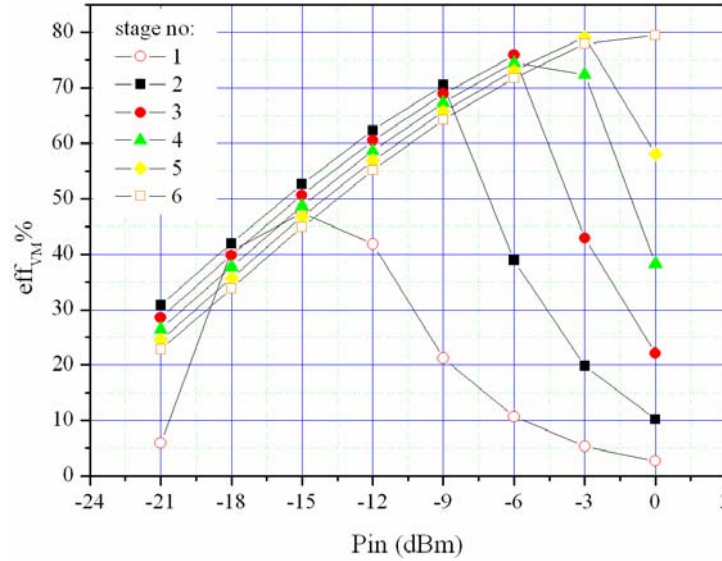
Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων υπολογίστηκε επίσης, ο συντελεστής απόδοσης μετατροπής ισχύος RF σε DC  $eff\%$ , που ορίζεται με βάση τη σχέση (3.6)

$$eff\% = 100 \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \% \quad (3.6)$$

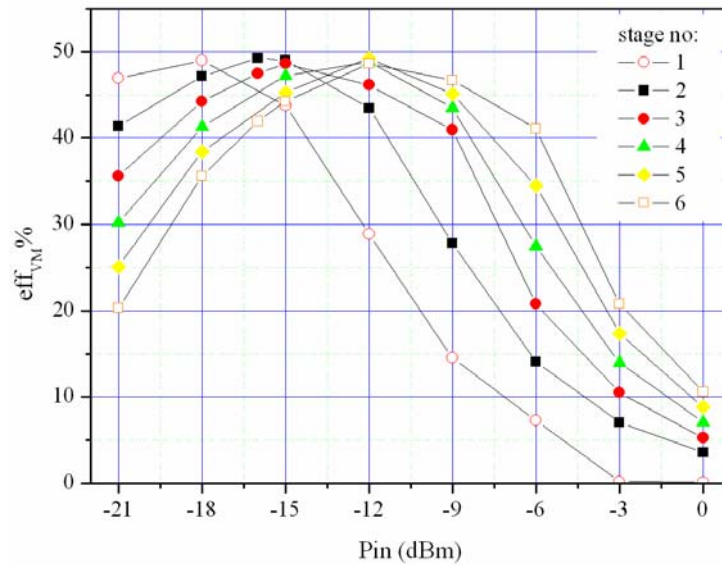
όπου  $P_{IN}$  είναι η ισχύς εισόδου και  $P_{OUT}$  η ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο στην έξοδο του πολλαπλασιαστή. Οι απώλειες λόγω ανάκλασης ισχύος λήφθηκαν υπόψιν στον υπολογισμό της απόδοσης του τροποποιώντας την (3.6) όπως φαίνεται παρακάτω στην έκφραση (3.7)

$$eff_{VM} \% = 100 \cdot \frac{P_{OUT}}{P_{IN}(1 - |S_{11}|^2)} \% \quad (3.7)$$

όπου, το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης  $S_{11}$  είναι σε γραμμική κλίμακα. Τα αποτελέσματα για την απόδοση παρουσιάζονται στα (Σχήμα 3.15 και Σχήμα 3.16).



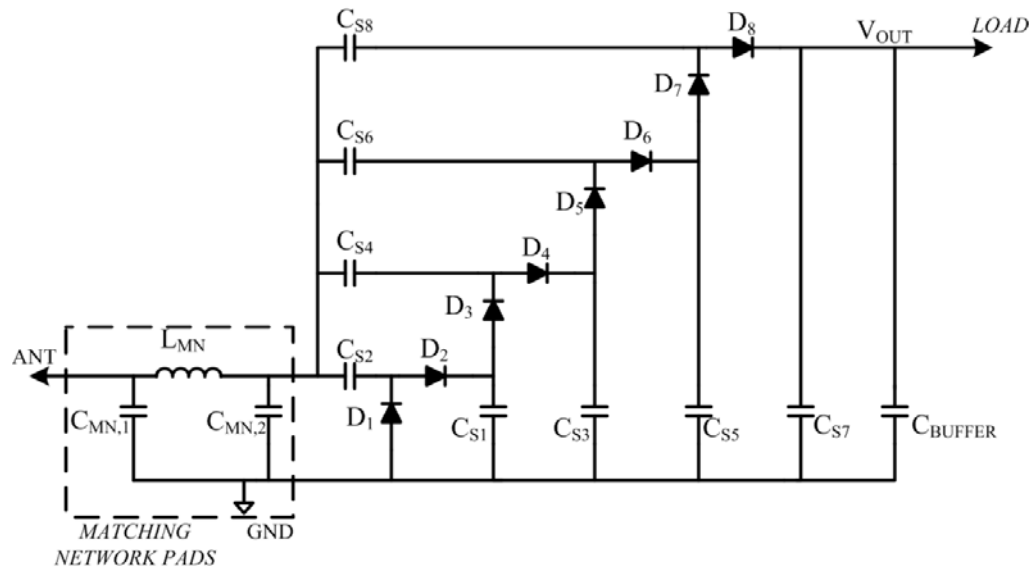
Σχήμα 3.15. Απόδοση μετατροπής ισχύς RF σε DC ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για πολλαπλασιαστές με αριθμό σταδίων από 1 έως 6. Ωμικό φορτίο 500 kΩ. Παράλληλα με το φορτίο υπάρχει πυκνωτής 1μF.



Σχήμα 3.16. Απόδοση μετατροπής ισχύς RF σε DC ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για πολλαπλασιαστές με αριθμό σταδίων από 1 έως 6. Φορτίο πηγής ρεύματος 5mA. Παράλληλα με το φορτίο υπάρχει πυκνωτής 1μF.

Προκύπτει ότι, ενώ για πολλαπλασιαστές τάσης με στάδια περισσότερα από 4 η τάση εξόδου δεν αυξάνει σημαντικά για τις παραπάνω τιμές ισχύος, η απόδοση μετατροπής

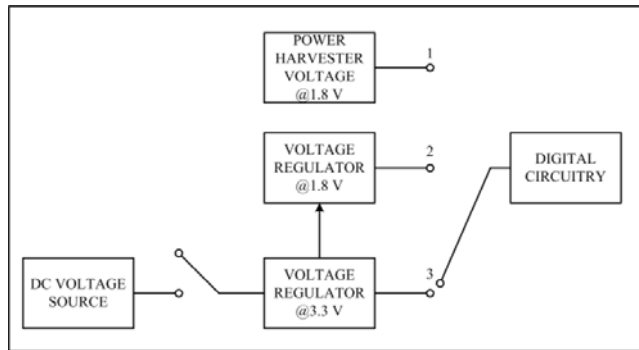
ισχύος RF σε DC μειώνεται συνεχώς. Επίσης, στην πράξη οι απώλειες ισχύος είναι ακόμη μεγαλύτερες καθώς στις παραπάνω προσομοιώσεις δε λαμβάνονται υπόψιν οι απώλειες ισχύος λόγω των πυκνωτών, των γραμμών χαλκού του κυκλώματος και του δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης, οι οποίες είναι ανάλογες του αριθμού των σταδίων του κυκλώματος. Κατά συνέπεια, προκειμένου να επιτευχθεί όσο το δυνατόν μεγαλύτερη απόδοση ισχύος επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθούν τέσσερα στάδια στο πρωτότυπο που υλοποιήθηκε. Το σχηματικό διάγραμμα του αναλογικού τμήματος συγκομιδής ενέργειας του κόμβου παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.17)



Σχήμα 3.17. Σχηματικό διάγραμμα του αναλογικού τμήματος συγκομιδής ενέργειας που υλοποιήθηκε στο σύστημα των 430 MHz.

### 3.3.3 Σταθεροποιητές σταθερής τάσης τροφοδοσίας

Ένα πρόσθετο τμήμα του αυτόνομου κόμβου περιλαμβάνει δύο επιπλέον σταθεροποιητές τάσης (τροφοδοτικά) που μπορούν να συνδέονται με εξωτερική τάση τροφοδοσίας και τάσεις εξόδου 1.8V και 3.3V όπως παρουσιάζεται και στα (Σχήμα 3.18) και (Σχήμα 1.2). Η ενσωμάτωσή τους κρίθηκε απαραίτητη για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του αλγορίθμου του μικροελεγκτή.



Σχήμα 3.18. Διάγραμμα επιλογής σταθεροποιητών τάσης με εξόδους 1.8V και 3.3V για την εναλλακτική τροφοδοσία του ψηφιακού τμήματος του αυτόνομου κόμβου.

### 3.4 Ψηφιακό κύκλωμα

#### 3.4.1 Μικροελεγκτής

Το ψηφιακό κομμάτι του κυκλώματος έχει ως βάση ένα μικροελεγκτή χαμηλής κατανάλωσης ισχύος. Καθήκοντα του μικροελεγκτή είναι η μέτρηση αισθητήρων που μπορούν να επιλέγονται με βάση την εφαρμογή κάθε φορά, καθώς και η κωδικοποίηση και μετάδοση της πληροφορίας προς το σταθμό βάσης. Η επιλογή ενός μικροελεγκτή παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα:

α) σειρά από περιφερειακά συστήματα τα οποία μπορούν να τίθενται σε λειτουργία κατ' επιλογή ανάλογα με την εφαρμογή και με σκοπό την εξοικονόμηση ενέργειας, όπως μετατροπείς αναλογικού σε ψηφιακού σήματος (ADC), συγκριτές τάσης, μετρητές (timers) και δυνατότητα επικοινωνίας μέσω του πρωτοκόλλου I<sup>2</sup>C δίνοντας τη δυνατότητα μέτρησης διαφορετικών τύπων αισθητήρων.

β) μπορεί να υλοποιηθεί μαθηματική επεξεργασία των μετρήσεων πάνω στον αυτόνομο κόμβο αφαιρώντας έτσι υπολογιστικό φορτίο από το σταθμό βάσης.

γ) είναι πλήρως προγραμματιζόμενος δίνει μια ευέλικτη πλατφόρμα που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μέτρηση αισθητήρων σε ετερογενή δίκτυα αισθητήρων.

δ) υπάρχει η δυνατότητα ενεργοποίησης διακοπών και άλλων συσκευών ελέγχου.

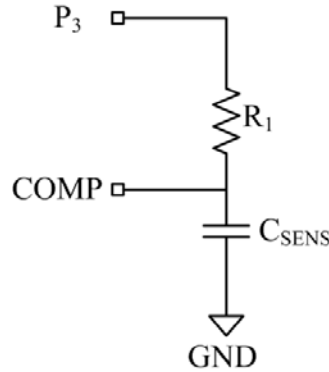
#### 3.4.2 Μέτρηση αισθητήρων τύπου χωρητικότητας

Κατά την ανάπτυξη των αυτόνομων κόμβων επιλέχθηκε η μέτρηση αισθητήρων τύπου χωρητικότητας, καθώς παρουσιάζουν το πλεονέκτημα της χαμηλής

κατανάλωσης ισχύος (το ίδιο το αισθητήριο στοιχείο δεν καταναλώνει κατ' ουσίαν ισχύ). Επίσης, έχουν αναπτυχθεί χωρητικοί αισθητήρες για τη μέτρηση μιας πληθώρας παραμέτρων όπως υγρασίας, πίεσης, παραμόρφωσης και λοιπά. Προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν τα εξαρτήματα που απαιτούνται για κάθε κόμβο αλλά και η απαιτούμενη ενέργεια επιλέχθηκε η υιοθέτηση μεθόδων μέτρησης που βασίζονται στον μικροελεγκτή του συστήματος. Προϋπόθεση για την επιλογή των μεθόδων αποτέλεσε επίσης ο μικρός χρόνος μέτρησης, δηλαδή η ολοκλήρωση της μέτρησης σε έναν ή λίγους κύκλους εξαιτίας του περιορισμένου χρόνου κατά τον οποίο το κύκλωμα είναι πλήρως ενεργό.

Οι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται συχνότερα κατά τη μέτρηση χωρητικών αισθητήρων με μικροελεγκτές μπορούν να διακριθούν σε αυτές όπου η μέτρηση γίνεται έμμεσα από τον μικροελεγκτή, δηλαδή παρεμβάλλονται εξαρτήματα που μετατρέπουν τις αλλαγές χωρητικότητας σε μεταβολές στην τάση ή τη συχνότητα, και σε αυτές όπου η μέτρηση της άγνωστης χωρητικότητας γίνεται απευθείας από τον μικροελεγκτή με χρήση λίγων παθητικών στοιχείων. Η πρώτη κατηγορία περιλαμβάνει κυκλώματα ταλαντωτών/χρονιστών και κυκλώματα ολοκληρωτών με τελεστικούς ενισχυτές, ενώ η δεύτερη περιλαμβάνει κυκλώματα που βασίζονται στη μέθοδο μεταφοράς φορτίου και μέτρησης χρόνου φόρτισης [11]. Απευθείας μέτρηση χωρητικότητας μπορεί να γίνει μέσω προσδιορισμού της σταθεράς χρόνου RC κυκλώματος, καθώς και μέσω της μεθόδου μεταφοράς φορτίου.

Η μέθοδος μέτρησης της σταθεράς χρόνου RC κυκλώματος βασίζεται στη μέτρηση του χρονικού διαστήματος που απαιτείται για την φόρτιση ή την εκφόρτιση της άγνωστης χωρητικότητας μέσω γνωστής αντίστασης (Σχήμα 3.19). Πιο αναλυτικά εφαρμόζεται τάση στο ένα άκρο της αντίστασης φόρτισης (ακροδέκτης  $P_3$ ) και μέσω ενός συγκριτή τάσης συνδεδεμένου στο μη γειωμένο άκρο του πυκνωτή (ακροδέκτης COMP) ελέγχεται χρονομετρητής (timer) του ψηφιακού συστήματος. Ο μικροελεγκτής καταγράφει το χρονικό διάστημα που μεσολαβεί για να φτάσει η τάση στα άκρα του πυκνωτή σε προεπιλεγμένη τιμή. Το αποτέλεσμα της μέτρησης προσδιορίζεται από τη σχέση για την καμπύλη φόρτισης ή εκφόρτισης πυκνωτή μέσω αντίστασης.



Σχήμα 3.19. Κύκλωμα για τη μέτρηση χωρητικότητας μέσω RC δικτύματος.

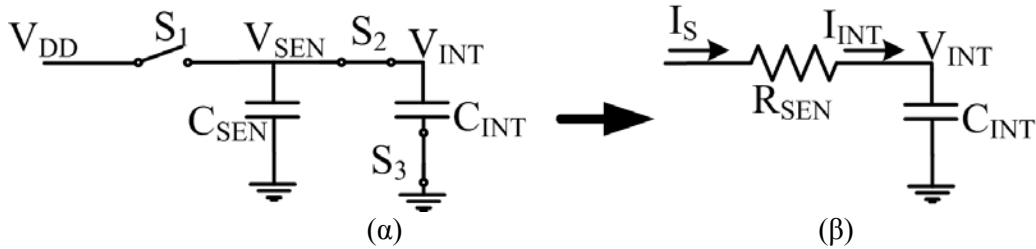
Είναι προφανές ότι η ακρίβεια στη μέτρηση της άγνωστης χωρητικότητας αυξάνει όσο μειώνεται το χρονικό βήμα του μικροελεγκτή. Για τον παραπάνω λόγο, είναι αναγκαία η επιλογή υψηλής συχνότητας λειτουργίας του μικροελεγκτή με αποτέλεσμα μεγάλη κατανάλωση ισχύος, γεγονός που δυσχεραίνει τη λειτουργία του αυτόνομου συστήματος. Για παράδειγμα, οι Reverter και Casas [11] υλοποιώντας την παραπάνω μέθοδο χρησιμοποίησαν συχνότητα λειτουργίας 20 MHz για τον μικροελεγκτή του κυκλώματος τους, με συνέπεια το απαιτούμενο ρεύμα να είναι μεγαλύτερο από 2 mA σε όλη τη διάρκεια της μέτρησης.

Από την άλλη πλευρά η μέθοδος μοιράσματος φορτίου (charge sharing) απαιτεί λίγα εξωτερικά στοιχεία και βασίζεται στη φόρτιση μιας μεγάλης γνωστής χωρητικότητας μέσα από διαδοχικές φορτίσεις και εκφορτίσεις της άγνωστης μα μικρής μετρούμενης χωρητικότητας [12 - 13]. Οι παράμετροι των εξαρτημάτων μπορούν να επιλεγούν ώστε να εξασφαλιστεί μικρός ή μεγάλος χρόνος μέτρησης ανάλογα με την επιθυμητή ακρίβεια. Επίσης, η τάση λειτουργίας μπορεί να είναι χαμηλή (π.χ 1.8 V ή και χαμηλότερη), καθώς ο μόνος περιορισμός αφορά την τάση λειτουργίας του μικροελεγκτή. Τέλος, η μέθοδος μπορεί να λειτουργήσει αξιόπιστα και με χαμηλή ταχύτητα λειτουργίας του μικροεπεξεργαστή, για παράδειγμα στα 2 MHz. Στην επόμενη ενότητα παρουσιάζεται η μέθοδος μέτρησης με λεπτομέρεια.

#### 3.4.2.1 Μέθοδος μοιράσματος φορτίου

Στο (Σχήμα 3.20, (α)) περιγράφεται η γενική αρχή λειτουργίας της μεθόδου. Η γειωμένη στο ένα άκρο της άγνωστη χωρητικότητα ( $C_{SEN}$ ) μεταφέρει/μοιράζεται ενέργεια (φορτίο) από μια πηγή τάσης ( $V_{DD}$ ) σε έναν πυκνωτή ολοκλήρωσης ( $C_{INT}$ ) μέσω των διακοπών  $S_1$  και  $S_2$  που λειτουργούν εναλλάξ με συχνότητα  $f_{SW}$  και

αντίστοιχη περίοδο  $T_{SW}$  που καθορίζεται από το πρόγραμμα (firmware) και τη συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή. Κάθε φορά που ένας από τους διακόπτες κλείνει, μεταφέρεται φορτίο από ή προς τον πυκνωτή  $C_{SEN}$  μέχρι οι τάσεις στο κοινό άκρο των δύο πυκνωτών να γίνουν ίσες. Ο διακόπτης  $S_3$  αλλάζει θέση ταυτόχρονα με τον  $S_2$  προκειμένου να αποτρέπεται η εκφόρτισή του πυκνωτή  $C_{INT}$  κατά το βήμα φόρτισης της χωρητικότητας  $C_{SEN}$ . Ο μικροελεγκτής μετράει τον αριθμό των βημάτων περιόδων (φόρτισης/εκφόρτισης) που απαιτούνται μέχρι η τάση  $V_{INT}$  να γίνει ίση με μια προεπιλεγμένη τιμή  $V_{REF,high}$ .



Σχήμα 3.20. (α) Γενική αρχή της μεθόδου μέτρησης χωρητικότητας μέσω μοιράσματος φορτίου, και (β) κυκλωματικό ισοδύναμο.

Μπορεί να δείξει κανείς ότι, ο πυκνωτής  $C_{SEN}$  μαζί με τους διακόπτες  $S_1$  και  $S_2$  συμπεριφέρονται ως μια ισοδύναμη αντίσταση που θα φορτίζει την χωρητικότητα  $C_{INT}$  με εκθετικό τρόπο ως συνάρτηση του χρόνου (Σχήμα 3.20, (β)). Το φορτίο που αποθηκεύεται στο  $C_{SEN}$  όταν ο  $S_1$  είναι κλειστός και ο  $S_2$  ανοικτός είναι

$$q_{IN} = V_{DD} C_{SEN} \quad (3.8)$$

ενώ όταν ο  $S_1$  είναι ανοικτός και ο  $S_2$  είναι κλειστός είναι

$$q_{OUT} = V_{OUT} C_{SEN} \quad (3.9)$$

Το φορτίο που μεταφέρεται έτσι κατά τη διάρκεια ενός κύκλου φόρτισης και εκφόρτισης είναι

$$\Delta q = C_{SEN} (V_{DD} - V_{OUT}) = C_{SEN} V \quad (3.10)$$

Έτσι, μπορεί κανείς να θεωρήσει μια μέση τιμή ρεύματος ίση με

$$I = \frac{\Delta q}{\Delta t} = C_{SEN} V f = \frac{C_{SEN} V}{T_{SW}} = \frac{V}{R} \quad (3.11)$$

όπου η ισοδύναμη αντίσταση είναι  $R_{SEN} \approx \frac{T_{SW}}{C_{SEN}}$ . Έτσι με την παραδοχή ότι

$C_{INT} \gg C_{SEN}$ , προκειμένου οι μεταβολές της τάσης με το χρόνο να είναι μικρές, η τάση στα άκρα του  $C_{INT}$  θα είναι

$$V_{INT} = \begin{cases} 0V, & t < 0 \\ V_{DD}(1 - e^{-t/\tau}), & t \geq 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

όπου  $\tau = R_{SEN}C_{INT}$  και  $R_{SEN} = T_{SW}/C_{SEN}$ . Ο αριθμός βημάτων  $k$  που απαιτούνται μέχρι η τάση να φτάσει το προκαθορισμένο κατώφλι τάσης  $V_{REF,high}$  προκύπτει ως

$$k \approx \frac{\ln(V_{DD} / (V_{DD} - V_{REF,high}))}{C_{SEN} / C_{INT}} \quad (3.13)$$

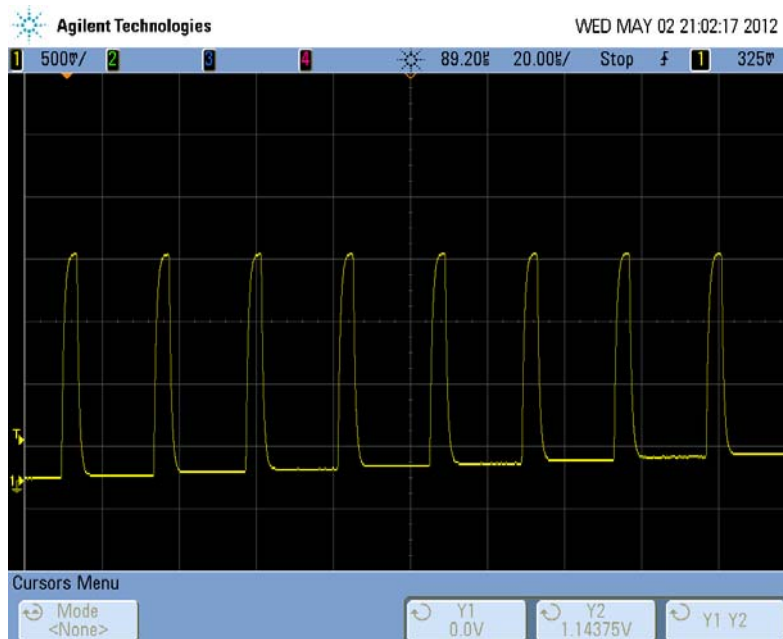
Η συνθήκη  $C_{INT} \gg C_{SEN}$  είναι απαραίτητη προκειμένου η μέθοδος να έχει καλή ακρίβεια, διότι το φορτίο του χωρητικού αισθητήρα δε μεταφέρεται ολόκληρο στον πυκνωτή  $C_{INT}$  αλλά μοιράζεται μεταξύ των δύο χωρητικότητας στο τέλος κάθε κύκλου φόρτισης. Η εκθετική φόρτιση της χωρητικότητας  $C_{INT}$  μέσω της  $C_{SEN}$  κατά τη μέτρηση παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.21), όπου απεικονίζεται η πειραματική μέτρηση μέσω παλμογράφου της τάσης στο κοινό άκρο των δύο πυκνωτών ως συνάρτηση του χρόνου για σταθερές τιμές χωρητικότητας. Καθώς αυξάνει η  $C_{INT}$  ( $C_{INT} \gg C_{SEN}$ ) η προσέγγιση της καμπύλης φόρτισης μέσω αντίστασης γίνεται καλύτερη καθώς οι μεταβολές της τάσης  $V_{INT}$  κατά τους διαδοχικούς κύκλους μεταφοράς φορτίου είναι μικρές. Στο (Σχήμα 3.22) παρατηρεί κανείς τη φόρτιση της  $C_{SEN}$ . Είναι φανερό ότι και η  $C_{SEN}$  φορτίζει εκθετικά με το χρόνο σε κάθε κύκλο της μέτρησης εξαιτίας κυρίως της εσωτερικής αντίστασης που έχουν οι ακροδέκτες του μικροελεγκτή. Το γεγονός αυτό, πρέπει να ληφθεί υπόψιν κατά την επιλογή της συχνότητας λειτουργίας των διακοπών  $T_{SW}$ . Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα στην παρούσα ενότητα, η περίοδος  $T_{SW}$  καθορίζεται κατά τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή, καθώς αντιστοιχεί στο χρονικό διάστημα κατά το οποίο εκτελούνται τα βήματα φόρτισης και μοιράσματος φορτίου. Είναι αναγκαία η υιοθέτηση μιας περιόδου μεγαλύτερης από το χρόνο φόρτισης της  $C_{SEN}$  σε τάση  $V_{DD}$ .

Για τον υπολογισμό της  $T_{SW}$  πρέπει να λάβει κανείς υπόψιν ότι το χρόνο εκτέλεσης ενός κύκλου εντολής σε έναν μικροελεγκτή. Για παράδειγμα σε έναν μικροελεγκτή PIC διαρκεί χρόνο ίσο με  $4/f_{OSC}$  (4 κύκλους μηχανής) όπου  $f_{OSC}$  είναι η συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή. Επομένως μπορεί κανείς να γράψει  $T_{SW} = n \times 4/f_{OSC}$  όπου  $n$  είναι ο αντίστοιχος αριθμός κύκλων εντολών του μικροελεγκτή.





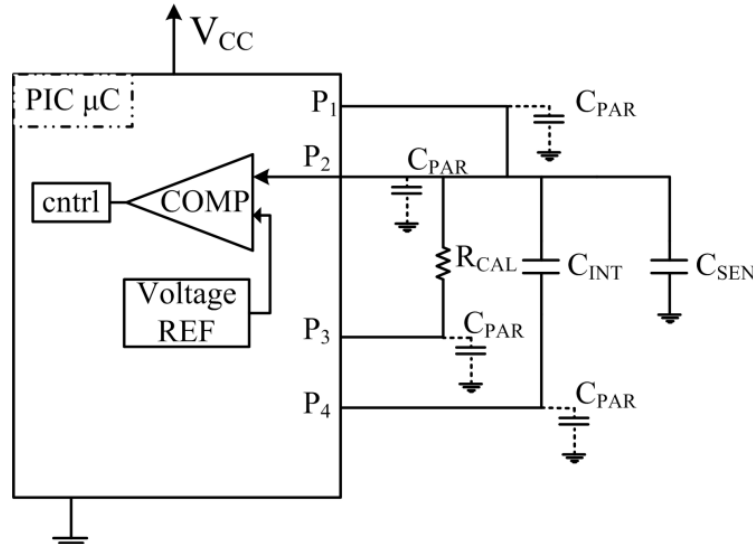
Σχήμα 3.21. Τάση στο κοινό άκρο των δύο πυκνωτών κατά τη μέτρηση άγνωστης σταθερής χωρητικότητας με τη μέθοδο διακοπόμενων πυκνωτών (Συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή  $f_{\text{CLOCK}} = 2 \text{ MHz}$ ,  $C_{\text{SEN}} = 100 \text{ pF}$ ,  $C_{\text{INT}} = 10 \text{ nF}$ ). Μεταφορά φορτίου στη χωρητικότητα  $C_{\text{INT}}$  (εκθετική φόρτιση).



Σχήμα 3.22. Τάση στο κοινό άκρο των δύο πυκνωτών κατά τη μέτρηση άγνωστης σταθερής χωρητικότητας με τη μέθοδο διακοπόμενων πυκνωτών (Συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή  $f_{\text{CLOCK}} = 2 \text{ MHz}$ ,  $C_{\text{SEN}} = 100 \text{ pF}$ ,  $C_{\text{INT}} = 10 \text{ nF}$ ). Διαδοχικοί κλικλοι φόρτισης και εκφόρτισης της χωρητικότητας  $C_{\text{SEN}}$ .

Το απλοποιημένο μοντέλο κυκλώματος που υλοποιεί την μέτρηση περιγράφεται στο (Σχήμα 3.23). Η αντίσταση  $R_{\text{CAL}}$  έχει προβλεφθεί προκειμένου να είναι δυνατή και η υλοποίηση της μεθόδου μέτρησης της RC σταθεράς φόρτισης. Προκειμένου να μην

επηρεάσει τη μέτρηση η  $R_{CAL}$  ο ακροδέκτης  $P_3$  στο άκρο της είναι μόνιμα σε κατάσταση υψηλής εμπέδησης. Όπως παρουσιάζεται και στο σχήμα, παράλληλα συνδεδεμένες με τη χωρητικότητα  $C_{SEN}$  υπάρχουν οι παρασιτικές χωρητικότητες από τους ακροδέκτες του μικροελεγκτή  $P_1$ - $P_3$ .



Σχήμα 3.23. Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος μέτρησης χωρητικότητας μέσω μοιράσματος φορτίου. Με διακεκομμένες γραμμές σημειώνονται οι παρασιτικές χωρητικότητες στους ακροδέκτες του μικροελεγκτή.

Επίσης, υπάρχει παρασιτική χωρητικότητα ως προς τη γη και στον  $P_4$  ακροδέκτη. Παρατηρεί κανείς ότι κατά το βήμα φόρτισης της  $C_{SEN}$  οι μεταβολές τάσης στο μη γειωμένο άκρο του  $P_4$  είναι ίδιες με αυτές της  $C_{SEN}$  και κατά συνέπεια μπορεί να θεωρηθεί παράλληλα συνδεδεμένη με αυτή. Οι παρασιτικές χωρητικότητες είναι κατά προσέγγιση ίσες μεταξύ τους με τιμή  $C_{PAR}$ . Λαμβάνοντας υπόψιν τη συνεισφορά τους στη μέτρηση η σχέση (3.13) μπορεί να τροποποιηθεί στην (3.14).

$$k_1 \approx \frac{\ln(V_{DD} / (V_{DD} - V_{REF,high}))}{(C_{SEN} + 4C_{PAR}) / C_{INT}} \quad (3.14)$$

Παρατηρεί κανείς ότι η παρουσία της παρασιτικής χωρητικότητας δίνει ένα σφάλμα στον προσδιορισμό της μετρούμενης χωρητικότητας (offset). Με βάση την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι όταν η άγνωστη χωρητικότητα είναι της τάξης της παρασιτικής χωρητικότητας ( $C_{SEN} \sim 4C_{PAR}$ ) ή μικρότερη, η ακρίβεια της μεθόδου μειώνεται θέτοντας ένα κάτω όριο στην περιοχή τιμών χωρητικοτήτων που μπορούν να μετρηθούν με καλή ακρίβεια.

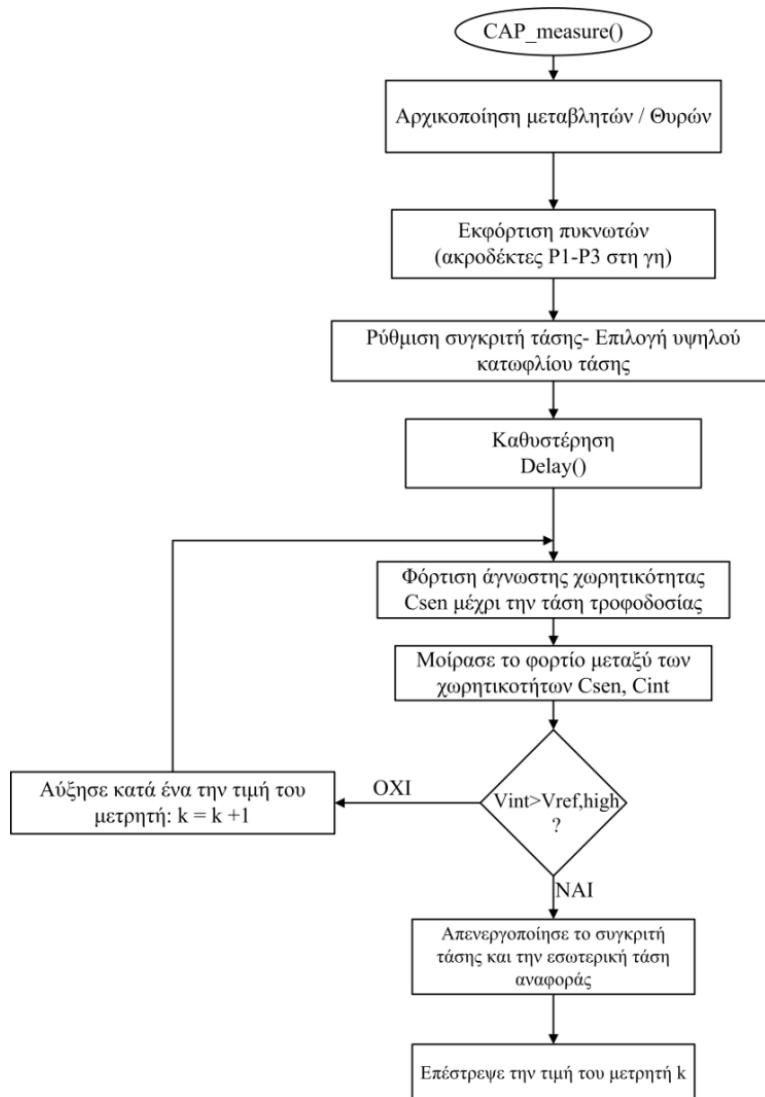
### 3.4.2.2 Αλγόριθμος μέτρησης

Όπως περιγράφηκε στην αρχή της ενότητας πρέπει αρχικά όλες οι χωρητικότητες να είναι αφορτιστες. Κάθε κύκλος της μέτρησης περιλαμβάνει δύο βήματα, το πρώτο της φόρτισης της  $C_{SEN}$  και το δεύτερο του μοιράσματος φορτίου μεταξύ των  $C_{SEN}$  και  $C_{INT}$ . Ο μικροελεγκτής καταγράφει τον αριθμό διαδοχικών κύκλων μέχρι ο συγκριτής τάσης του μικροελεγκτή να ανιχνεύσει τότε η τάση  $V_{INT}$  γίνεται ίση με ένα προεπιλεγμένο κατώφλι τάσης αναφοράς  $V_{REF,high}$  οπότε και ολοκληρώνεται η μέτρηση. Στον πίνακα (Πίνακας 3.3) παρουσιάζεται η κατάσταση στην οποία πρέπει να είναι οι ακροδέκτες του μικροελεγκτή κατά τη διάρκεια της μέτρησης με βάση το (Σχήμα 3.23).

**Πίνακας 3.3. Κατάσταση ακροδεκτών του μικροελεγκτή κατά τα στάδια μέτρησης χωρητικότητας.**

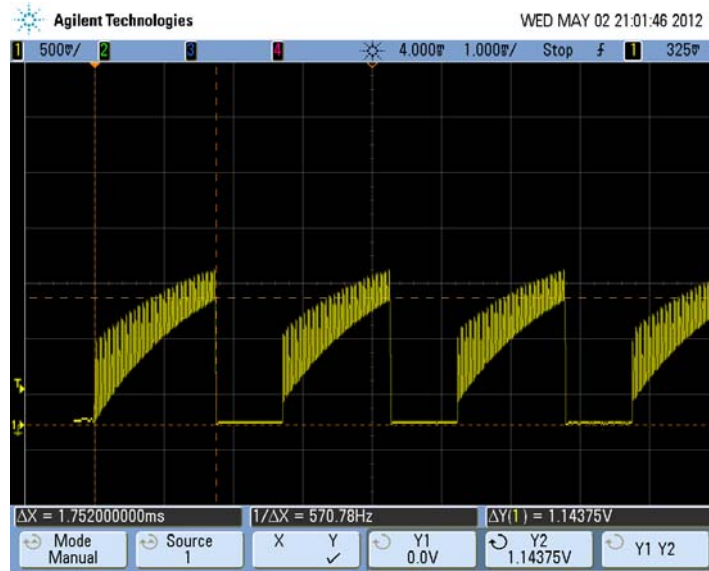
Κύκλοι	Κατάσταση ακροδεκτών			
	P <sub>1</sub>	P <sub>2</sub>	P <sub>3</sub>	P <sub>4</sub>
Φόρτιση $C_{sen}$	1	Είσοδος συγκριτή τάσης	Υψηλή εμπέδηση	Υψηλή εμπέδηση
Μεταφορά φορτίου στο $C_{INT}$	Υψηλή εμπέδηση	Είσοδος συγκριτή τάσης	Υψηλή εμπέδηση	0

Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου μέτρησης παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.24).



Σχήμα 3.24. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου μέτρησης χωρητικότητας

Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι μεταξύ διαδοχικών κύκλων μέτρησης πρέπει να μεσολαβεί ένα χρονικό διάστημα κατά το οποίο να εκφορτίζονται όλες οι χωρητικότητες που υπάρχουν στο κύκλωμα μέτρησης, όπως παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.25). Ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για τη μέτρηση αναπτύχθηκε σε γλώσσα μηχανής για μικροελεγκτές PIC (PIC assembly).



Σχήμα 3.25. Διαδοχικοί κύκλοι μέτρησης χωρητικότητας μέσω της μεθόδου μοιράσματος φορτίου (συχνότητα λειτουργίας ρολογιού μικροελεγκτή 2 MHz, σταθερή χωρητικότητα  $C_{SEN} = 100 \text{ pF}$  και  $C_{INT} = 10 \text{ nF}$ ).

### 3.4.3 Διακριτική ικανότητα (Resolution) μέτρησης

Μπορεί κανείς με βάση την έκφραση που δίνει τον αριθμό των παλμών φόρτισης ως συνάρτηση των χωρητικοτήτων που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα να υπολογίσει τη διακριτική ικανότητα της μεθόδου. Αν για τη μέτρηση των χωρητικοτήτων  $C_{SEN}$  και  $C'_{SEN}$  απαιτούνται  $k_1$  και  $k_2$  παλμοί αντίστοιχα, τότε ισχύει

$$k_1 = C_{INT} \frac{\ln(V_{DD} / (V_{DD} - V_{REF,high}))}{C_{SEN} + 4C_{PAR}} \quad \text{και} \quad k_2 = C_{INT} \frac{\ln(V_{DD} / (V_{DD} - V_{REF,high}))}{C'_{SEN} + 4C_{PAR}}$$

και για τη διαφορά παλμών μέτρησης  $\Delta k = k_2 - k_1$  είναι

$$\Delta k = C_{INT} \ln(V_{DD} / (V_{DD} - V_{REF,high})) \left( \frac{1}{C'_{SEN} + 4C_{PAR}} - \frac{1}{C_{SEN} + 4C_{PAR}} \right) \quad \text{ή}$$

$$\frac{\Delta k}{k_1} = \frac{\Delta C_{SEN}}{C'_{SEN} + 4C_{PAR}} \quad (3.15)$$

Θεωρώντας ότι η μεταβολή της χωρητικότητας  $\Delta C_{SEN}$   $\Delta C_{SEN} = C_{SEN} - C'_{SEN}$  είναι μικρή  $C'_{SEN} \approx C_{SEN}$  ( $C_{SEN} \gg \Delta C_{SEN}$ ) προκύπτει

$$\frac{\Delta k}{k_1} \approx \frac{\Delta C_{SEN}}{C_{SEN} + 4C_{PAR}} \quad (3.16)$$

Με βάση την τελευταία έκφραση η ποσοστιαία μεταβολή της χωρητικότητας σε συνάρτηση του αριθμού παλμών  $k_1$  είναι

$$\frac{\Delta C_{SEN}}{C_{SEN}} \approx \frac{\Delta k}{k_1} \frac{C_{SEN} + 4C_{PAR}}{C_{SEN}} \quad (3.17)$$

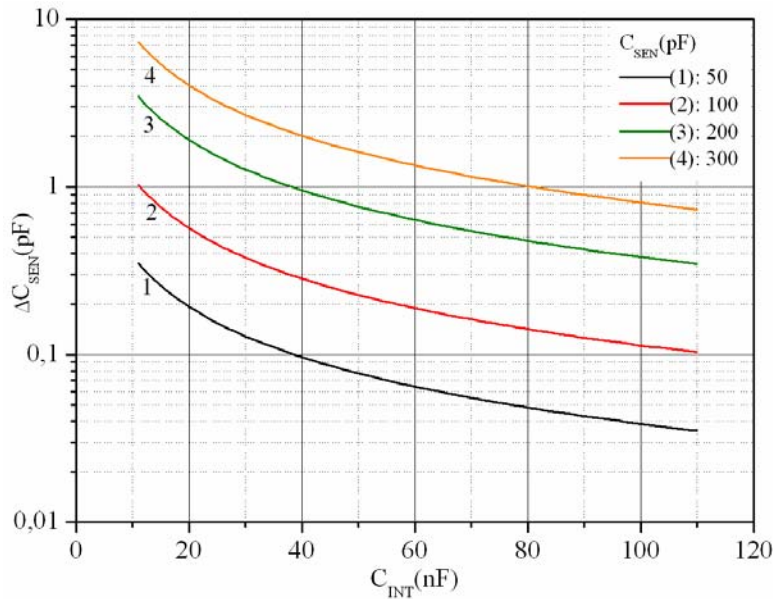
Από την έκφραση (3.17) επίσης προκύπτει με βάση την παραπάνω προσέγγιση ότι η ελάχιστη ανιχνεύσιμη μεταβολή που μπορεί να μετρηθεί για δεδομένο  $\Delta k$  είναι

$$\Delta C_{SEN} = \frac{(C_{SEN} + 4C_{PAR})^2}{C_{INT} \ln(V_{DD} / (V_{DD} - V_{REF,high}))} \Delta k \quad (3.18)$$

Θεωρώντας ότι η ελάχιστη μεταβολή χωρητικότητας που μπορεί να μετρηθεί αντιστοιχεί σε ένα παλμό  $\Delta k = 1$ , προκύπτει η έκφραση (3.19).

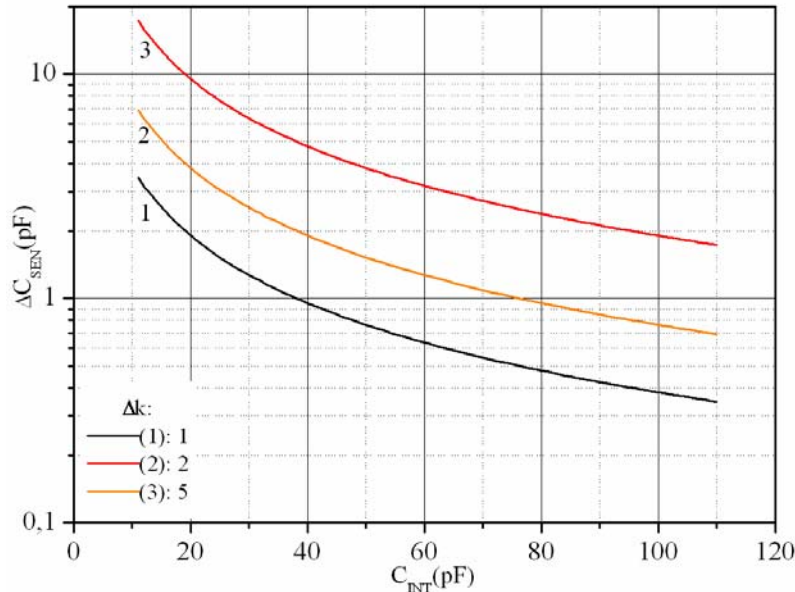
$$\Delta C_{SEN} = \frac{(C_{SEN} + 4C_{PAR})^2}{C_{INT} \ln(V_{DD} / (V_{DD} - V_{REF,high}))} \quad (3.19)$$

Έχουμε το γράφημα στο (Σχήμα 3.26) όπου παρουσιάζεται η ελάχιστη μεταβολή της χωρητικότητας που μπορεί να μετρηθεί διαφορετικές τιμές του  $C_{SEN}$  σε συνάρτηση του πυκνωτή ολοκλήρωσης και για δεδομένο  $C_{PAR}$  (όπου  $C_{SEN} \gg C_{PAR}$ ) για μεταβολή του αριθμού παλμών κατά 1.



Σχήμα 3.26. Θεωρητικός υπολογισμός της ελάχιστης μεταβολής χωρητικότητας που μπορεί να μετρηθεί συναρτήσει της τιμής του πυκνωτή ολοκλήρωσης για διαφορετικές τιμές χωρητικότητας  $C_{SEN}$  ( $C_{PAR} = 5$  pF).

Παρατηρεί κανείς ότι η αύξηση του πυκνωτή ολοκλήρωσης αυξάνει τη διακριτική ικανότητα στη μέτρηση της χωρητικότητας σε επίπεδα κάτω του 0.1pF. Είναι επίσης δυνατή η περαιτέρω αύξηση του  $C_{INT}$  μέχρι την τιμή του 1  $\mu$ F για παράδειγμα προκειμένου να μετρηθούν μεταβολές της τάξης του 1fF [12] με συνέπεια όμως την αύξηση του χρόνου που απαιτείται για την ολοκλήρωση της μέτρησης. Μια ακόμη παράμετρος που πρέπει να ληφθεί υπόψιν όμως για την επιλογή του  $C_{INT}$  είναι η μεταβολή της  $C_{SEN}$  κατά τη διάρκεια της μέτρησης στην περίπτωση χωρητικών αισθητήρων. Η μέθοδος είναι κατάλληλη για τη μέτρηση αισθητήρων με χρόνο απόκρισης μεγαλύτερο από το χρόνο που απαιτείται για μια πλήρη μέτρηση. Τέλος, καθώς αυξάνει η τιμή της τάσης φόρτισης  $V_{REF,high}$  βελτιώνεται η ακρίβεια της μέτρησης.



Σχήμα 3.27. Θεωρητικός υπολογισμός της ελάχιστης μεταβολής χωρητικότητας που μπορεί να μετρηθεί ως συνάρτηση της τιμής του πυκνωτή ολοκλήρωσης για διαφορετικές τιμές  $\Delta k$  ( $C_{SEN} = 100$  pF,  $C_{PAR} = 5$  pF).

Κύριο μειονέκτημα αυτής της μεθόδου μέτρησης αποτελεί το γεγονός ότι πιθανός ψηφιακός θόρυβος λόγω των ακροδεκτών του μικροελεγκτή, οι οποίοι λειτουργούν ως διακόπτες, μπορεί να προκαλέσει σφάλματα κατά τη σύγκριση της τάσης  $V_{INT}$  με την τάση  $V_{REF,high}$ . Κατά συνέπεια μπορεί να προκληθεί σφάλμα στον προσδιορισμό του απαιτούμενου αριθμού κύκλων φόρτισης  $k$ , επηρεάζοντας την ακρίβεια του αποτελέσματος της μέτρησης (διότι  $C_{SEN} \sim k$ ). Για παράδειγμα διπλασιασμός της τιμής του  $\Delta k$  λόγω θορύβου διπλασιάζει και την ελάχιστη τιμή  $\Delta C_{SEN}$  που μπορεί να μετρηθεί (Σχήμα 3.27). Η εξάρτηση του αποτελέσματος από την παραπάνω πηγή

θορύβου μπορεί να μειωθεί αυξάνοντας τον πυκνωτή ολοκλήρωσης. Με τον τρόπο αυτό, ο λόγος  $\Delta k_{\text{noise}}/k$  μικραίνει, διότι το  $k$  αυξάνει, ενώ το σφάλμα λόγω του θορύβου  $\Delta k_{\text{noise}}$  παραμένει σταθερό κατά προσέγγιση.

Μια ακόμη παράμετρος που πρέπει να ληφθεί υπόψιν κατά την υλοποίηση της μεθόδου είναι τα σφάλματα λόγω απορρόφησης του διηλεκτρικού κατά τη φόρτιση και εκφόρτιση τόσο του πυκνωτή ολοκλήρωσης  $C_{\text{INT}}$  όσο και της χωρητικότητας του αισθητήρα [10]. Για την ελαχιστοποίηση των σφαλμάτων στη μέτρηση λόγω απορρόφησης του διηλεκτρικού επιλέχθηκαν κεραμικοί πυκνωτές με διηλεκτρικό τύπου NPO το οποίο παρουσιάζει μικρές απώλειες στην περιοχή συχνοτήτων κάτω από 1 MHz. Τέλος, όσον αφορά στην υλοποίηση της μεθόδου στον παθητικό κόμβο είναι επιθυμητή η μέτρηση ποσοτήτων που μεταβάλλονται αργά με το χρόνο καθώς το σύστημα δεν λειτουργεί συνεχόμενα.

#### 3.4.4 Δημιουργία πακέτου δεδομένων

Μετά από την μέτρηση του αισθητήρα και τη σχετική επεξεργασία των μετρήσεων ο παθητικός κόμβος αποστέλλει τη μέτρηση στο σταθμό βάσης. Στην παράγραφο αυτή συζητείται η μορφή των δεδομένων αυτών.

Για την έγκυρη μετάδοση δεδομένων, ο μικροελεγκτής αποστέλλει μια ακολουθία δυαδικών ψηφίων προς το σταθμό βάσης τα οποία περιέχουν κατά σειρά:

α) τον κωδικό ταυτότητας αποτελούμενο από 4 δυαδικά ψηφία (bit). Με τον τρόπο αυτό ένας σταθμός βάσης είναι δυνατόν να τροφοδοτεί και να καταγράφει μετρήσεις από 16 διαφορετικούς αυτόνομους κόμβους

β) το αποτέλεσμα της μέτρησης αποτελούμενο από 2 byte (16 bit)

γ) μια ψηφιακή λέξη αποτελούμενη από 5 bit για τον έλεγχο της εγκυρότητας της μέτρησης (checksum) (Σχήμα 3.28). Το checksum ισούται με τον πλήθος των bit της μέτρησης που είναι '1', επομένως στην ακραία περίπτωση που όλα τα bit της μέτρησης είναι 1, θα έχει τιμή 16 ή '0b10000' στο δυαδικό σύστημα

Επομένως, κάθε πακέτο δεδομένων θα αποτελείται από 25 bit. Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων καθορίζεται μέσω των κύκλων εντολής που αντιστοιχούν σε ένα δυαδικό

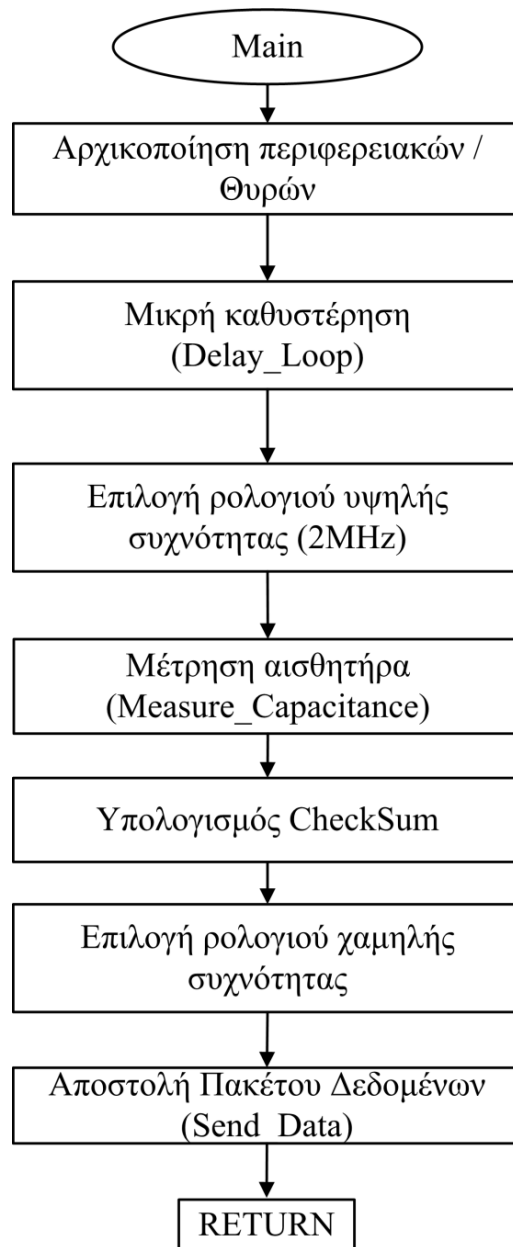


ψηφίο και καθορίζεται από τη συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή μέσω βρόχων καθυστέρησης.

TAG ID				DATA					CHECKSUM						
1	0	1	1	1	0	1	.	.	.	1	0	1	0	1	1

Σχήμα 3.28. Μορφή πακέτου δεδομένων προς το σταθμό βάσης

Πρέπει να σημειωθεί ότι για την ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης ισχύος κατά τη μετάδοση δεδομένων χρησιμοποιείται ρολόι χαμηλής συχνότητας για τον μικροελεγκτή, ενώ όλα τα περιφερειακά του κυκλώματα απενεργοποιούνται. Το διάγραμμα ροής του πλήρους προγράμματος του μικροελεγκτή παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.29).



Σχήμα 3.29. Διάγραμμα ροής πλήρους προγράμματος του μικροελεγκτή.

### 3.5 Μετάδοση πληροφορίας στο σταθμό βάσης

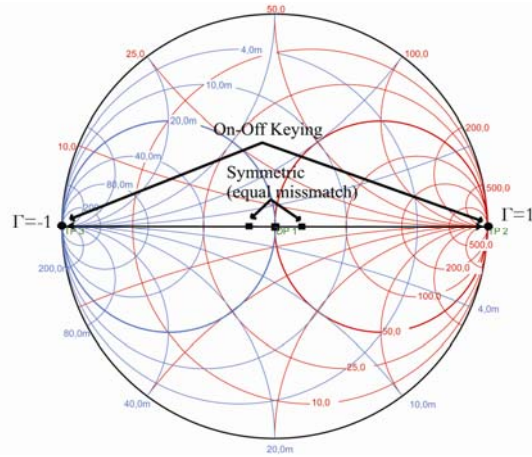
Προκειμένου να επιτευχθεί χαμηλή κατανάλωση ισχύος στους αυτόνομους κόμβους αισθητήρων δεν είναι επιθυμητή η χρήση ενεργού πομπού πάνω στο κύκλωμα του αισθητήρα για τη μετάδοση πληροφορίας προς το σταθμό βάσης, καθώς σε συστήματα αυτόνομων RFID κόμβων όπου έχει χρησιμοποιηθεί πομπός απαιτούνται ρεύματα φορτίου της τάξης των mA [2]. Έτσι προκειμένου να γίνει δυνατή η

ασύρματη μεταφορά δεδομένων χρησιμοποιείται ευρύτατα η μέθοδος της διαμόρφωσης του ανακλώμενου κύματος (backscattering modulation). Η τεχνική της διαμόρφωσης του ανακλώμενου κύματος στηρίζεται στη μεταβολή του συντελεστή ανάκλασης  $\Gamma$  (της κεραίας) του αυτόνομου συστήματος μεταξύ δύο διακριτών καταστάσεων, άρα και της radar διατομής σκέδασης του. Με τον τρόπο αυτό ο σταθμός βάσης ανιχνεύει δύο διαφορετικές στάθμες ανακλώμενης ισχύος, μια που αντιστοιχεί σε λογικό “1” και μια που αντιστοιχεί σε λογικό “0”. Μέσω της παραπάνω μεθόδου επιτυγχάνεται μετάδοση ψηφιακών δεδομένων προς το σταθμό βάσης.

Όσον αφορά την υλοποίηση της μεθόδου μπορεί να γίνει διάκριση δύο διαφορετικών αρχιτεκτονικών. Είναι δυνατή η μεταβολή του συντελεστή ανάκλασης  $\Gamma$  μεταβάλλοντας την εμπέδηση στα άκρα της κεραίας του αυτόνομου κόμβου είτε κατά πλάτος ASK (amplitude shift keying) είτε κατά φάση PSK (phase shift keying). Στην βιβλιογραφία έχουν επίσης καθιερωθεί οι όροι Binary ASK (BASK) και Binary PSK (BPSK) προκειμένου να δηλώσουν τη μετάδοση ψηφιακών δεδομένων.

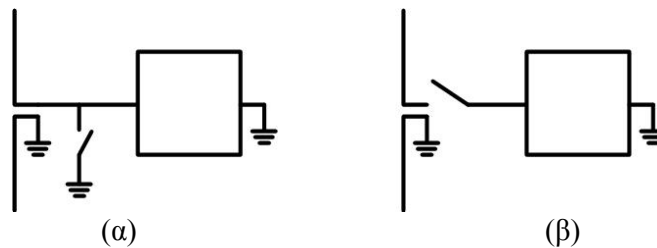
### **3.5.1 Διαμόρφωση κατά πλάτος (ASK modulation)**

Η διαμόρφωση της ραδιοκυμάτων κατά πλάτος βασίζεται στην αλλαγή του πραγματικού μέρους της εμπέδησης εισόδου του κυκλώματος μέσα από μια τοπολογία διακόπτη στα άκρα της κεραίας κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός bit ή για τμήμα αυτής (duty cycle modulation) [14]. Στην ακραία περίπτωση ενός ASK διαμορφωτή η ανακλώμενη ισχύς μπορεί να αλλάζει μεταξύ της κατάστασης όπου η κεραία του συστήματος είναι τέλεια προσαρμοσμένη στο φορτίο και σε αυτή του βραχυκυκλώματος ή του ανοικτοκυκλώματος επιτυγχάνοντας μια On-Off Keying (OOK) διαμόρφωση που αποτελεί υποπερίπτωση του ASK. Η μεταβολή της εμπέδησης εισόδου, όπως παριστάνεται στο χάρτη Smith για προσαρμοσμένη εμπέδηση  $50 \Omega$ , παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.30). Στις ενδιάμεσες περιπτώσεις το βάθος της διαμόρφωσης είναι μικρότερο από 100%. Μια επίσης εναλλακτική για την ομαλή λειτουργία του κυκλώματος συγκομιδής ενέργειας είναι αυτή της συμμετρικής αλλαγής της εμπέδησης εισόδου του κυκλώματος γύρω από την τέλεια προσαρμοσμένη κατάσταση (symmetric equal mismatch) (Σχήμα 3.30).



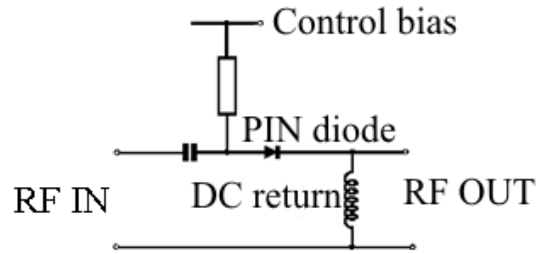
Σχήμα 3.30. Διάγραμμα Smith. Αλλαγή της εμπέδησης εισόδου μεταβάλλοντας το πραγματικό μέρος της για τις μεθόδους On-Off Keying και συμμετρικής αλλαγής γύρω από την τέλεια προσαρμογή.

Γενικά, μπορεί να υλοποιηθεί διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος μέσω διακοπών που συνδέονται εν σειρά ή παράλληλα με την κεραία του συστήματος όπως παρουσιάζεται στα (Σχήμα 3.31, (α) και (β)).



Σχήμα 3.31. Σχηματικό διάγραμμα της μεθόδου διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος υλοποιώντας α) εν σειρά σύνδεση διακόπτη και β) παράλληλη σύνδεση με τα άκρα της κεραίας του συστήματος.

Κατά κύριο λόγο στα συστήματα ραδιοεπικοινωνιών διαμόρφωση κατά πλάτος γίνεται μέσα από τη χρήση PIN διόδων [15]. Όπως παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.32), η PIN διάδος συνδέεται παράλληλα στα άκρα της κεραίας για να επιτευχθεί βραχυκύκλωμα ή διαφορετικά εν σειρά με την είσοδο της προκειμένου να επιτευχθεί ανοικτοκύκλωμα. Γενικά, στις υψηλές συχνότητες μια PIN διάδος συμπεριφέρεται ως διακόπτης/μεταβλητή αντίσταση ελεγχόμενος από ρεύμα. Η RF αντίσταση της διόδου ελέγχεται μεταβάλλοντας το ρεύμα πόλωσης της μεταξύ δύο διαφορετικών καταστάσεων, on: όπου έχουμε χαμηλή αντίσταση και off: υψηλή αντίσταση της τάξης των μερικών kΩ. Παρά το γεγονός ότι η χρήση PIN διόδων είναι καθιερωμένη ως RF διακόπτης, δεν είναι αποδοτική η εφαρμογή σε αυτόνομους κόμβους καθώς απαιτούν υψηλά ρεύματα της τάξης των mA για να οδηγηθούν [15].

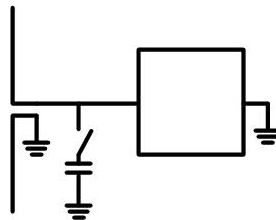


Σχήμα 3.32. Χρήση PIN διόδου ως διακόπτη σε RF εφαρμογές [15]

Για το λόγο αυτό στα ολοκληρωμένα κυκλώματα συχνά χρησιμοποιούνται ευρέως CMOS διακόπτες τρανζίστορ που συνδέονται στην είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης, αλλάζοντας την αντίσταση εισόδου. Τέτοιες τοπολογίες είναι εύκολα υλοποιήσιμες στην ολοκληρωμένη σχεδίαση, καθώς είναι εύκολο να επιλεγούν τρανζίστορ με μικρή χωρητικότητα εισόδου, λίγες απώλειες ισχύος και χαμηλή τάση κατωφλίου (gate source voltage). Στην πλειοψηφία των κυκλωμάτων οι διακόπτες συνδέονται παράλληλα και όχι εν σειρά με τα άκρα της κεραίας χωρίς να τη βραχυκυκλώνουν πλήρως. Με τον τρόπο αυτό δεν σταματά εντελώς η συγκομιδή ισχύος κατά τη μετάδοση δεδομένων, καθώς λόγω των μικρών πυκνωτών συσσώρευσης της τάξης του 1 nF που χρησιμοποιούνται μπορεί να συσσωρευθεί μικρή ποσότητα ενέργειας.

### 3.5.2 Διαμόρφωση κατά φάση

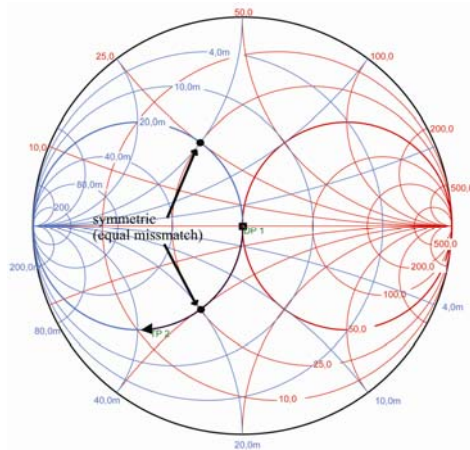
Προκειμένου να υλοποιηθεί η μέθοδος διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος κατά φάση (PSK), ο διαμορφωτής μεταβάλλει την τιμή του φανταστικού μέρους της εμπέδησης εισόδου του κυκλώματος στα άκρα της κεραίας (Σχήμα 3.33).



Σχήμα 3.33. Σχηματικό διάγραμμα για την υλοποίηση της PSK μεθόδου διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος.

Αν και θεωρητικά είναι δυνατό να αλλάξει το φανταστικό μέρος της εμπέδησης εισόδου του κυκλώματος μέσα από τη σύνδεση κατάλληλης τιμής επαγωγής ή χωρητικότητας, στην πράξη υλοποιούνται μόνο διακόπτες με χωρητικότητες, καθώς

είναι ευκολότερη η υιοθέτησή τους στην ολοκληρωμένη σχεδίαση [14]. Για την περίπτωση PSK διαμόρφωσης μέσω σύνδεσης μιας ιδανικής χωρητικότητας στα άκρα της κεραίας η αλλαγή της εμπέδησης στο διάγραμμα Smith παρουσιάζεται στο (Σχήμα 3.34). Σε αντιστοιχία με την ASK διαμόρφωση είναι δυνατή και εδώ η μεταβολή του φανταστικού μέρους της εμπέδησης με συμμετρικό τρόπο γύρω από την τιμή της τέλεια προσαρμοσμένης εμπέδησης. Με τον τρόπο αυτο επιτυγχάνεται μεταβολή μόνο της φάσης του κύματος και όχι μεταβολή του πλάτους του.



Σχήμα 3.34. Διάγραμμα Smith. Αλλαγή της εμπέδησης κατά τη σύνδεση ιδανικής χωρητικότητας παράλληλα με την είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης. (Μεταβολή του φανταστικού μέρους)

Με βάση τη βιβλιογραφία μπορεί να παρατηρήσει κανείς ότι στην πλειοψηφία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που έχουν παρουσιαστεί υλοποιείται PSK διαμόρφωση εξαιτίας των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζει σε σχέση με την ASK διαμόρφωση. Κατά την PSK διαμόρφωση η ισχύς που παρέχεται στο αυτόνομο κύκλωμα έχει μεγαλύτερη τιμή σε σχέση με την ASK διαμόρφωση [16] και είναι σταθερότερη κατά την μετάδοση δεδομένων για συγκεκριμένο βάθος διαμόρφωσης. Από την άλλη πλευρά όμως πρέπει να σημειωθεί ότι η ASK διαμόρφωση δίνει μικρότερη πιθανότητα σφάλματος κατά την αποκωδικοποίηση του ανακλώμενου κύματος από το σταθμό βάσης. Καθώς όμως μεγαλύτερη τιμή ισχύος στο αυτόνομο κύκλωμα οδηγεί σε αύξηση της εμβέλειας του συστήματος μπορεί να εξαχθεί το συμπέρασμα ότι είναι αποδοτικότερη η χρήση της PSK αρχιτεκτονικής.

### 3.5.3 Εμβέλεια κατά τη μετάδοση δεδομένων με διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος

Είδαμε νωρίτερα στην παράγραφο (2.3) τους περιορισμούς που εισάγονται στην εμβέλεια ενός συστήματος αυτόνομου κόμβου εξαιτίας της εξασθένισης της ισχύος που προσπίπτει στην κεραία του με την απόσταση. Πρέπει ακόμη να μελετηθεί όσον αφορά την επίδραση στην εμβέλεια του συστήματος το επίπεδο ισχύος που ανιχνεύεται από το σταθμό βάσης κατά τη μετάδοση δεδομένων μέσω διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος. Για το λόγο αυτό θα εξεταστεί η απλή περίπτωση του ελεύθερου χώρου, όπου δεν υπάρχουν δευτερεύουσες ανακλάσεις από τον περιβάλλοντα χώρο των δύο κεραιών, είτε κατά τη μετάδοση ισχύος προς τον αυτόνομο κόμβο, είτε κατά την ανάκλαση ισχύος προς το σταθμό βάσης, καθώς προσεγγίσεις που θεωρούν και ανακλάσεις απαιτούν χρήση υπολογιστικών μοντέλων.

Αν θεωρηθεί ότι η κεραία του σταθμού βάσης είναι τέλεια προσαρμοσμένη και δεν έχει απώλειες, τότε, με βάση τη θεωρία κεραιών η ανακλώμενη ισχύς από ένα αντικείμενο – στόχο η οποία ανιχνεύεται από μια κεραία-δέκτη  $P_{received}$  μπορεί να δοθεί από την εξίσωση του ραντάρ (radar equation) (3.20) [6]. Όταν η κεραία που εκπέμπει ισχύ  $P_{transmit}$  προς τον στόχο λειτουργεί και ως κεραία δέκτης η παραπάνω εξίσωση μπορεί να γραφτεί σα συνάρτηση της απόστασης  $R$  ως εξής

$$\frac{P_{received}}{P_{transmit}} = \sigma G_{reader}^2 \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^4} \quad (3.20)$$

όπου  $\sigma$  είναι η διατομή σκέδασης ραντάρ (radar cross section) του στόχου και  $G_{reader}$  είναι το κέρδος της κεραίας του σταθμού βάσης. Η διατομή σκέδασης  $\sigma$  είναι ένα μέτρο της ανακλαστικότητα/σκέδασης του αντικειμένου – στόχου και έχει μονάδες επιφάνειας. Εξαρτάται από τις διαστάσεις και τις φυσικές του ιδιότητες, αλλά και από το φορτίο που συνδέεται στα άκρα του στην περίπτωση κεραίας στόχου. Για κεραία στόχο τύπου λεπτού διπόλου μπορεί να γραφτεί κατά προσέγγιση ως

$$\sigma \approx \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{tag}^2 |1 - \Gamma^*|^2 = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{tag}^2 \left| 1 - \frac{Z_L - Z_A^*}{Z_L + Z_A^*} \right|^2 \quad \text{ή}$$

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{tag}^2 \left| \frac{2R_A}{Z_L + Z_A^*} \right|^2 \quad (3.21)$$

όπου με  $\Gamma^*$  ορίζεται η ποσότητα:  $\Gamma^* = \frac{(Z_L - Z_A^*)}{(Z_L + Z_A^*)}$

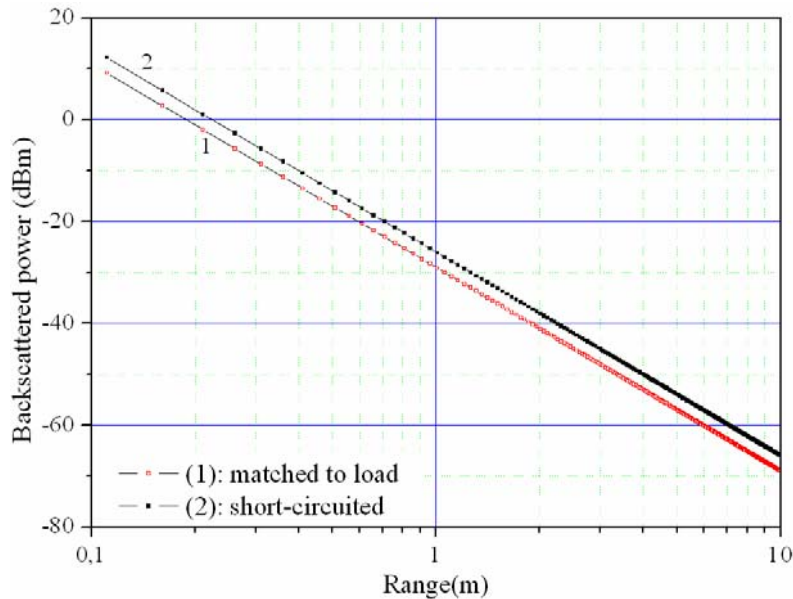
Κατά συνέπεια, η εξίσωση που δίνει το επίπεδο ισχύος που ανιχνεύεται από το σταθμό βάσης κατά τη διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος είναι με βάση τις παραπάνω παραδοχές

$$\frac{P_{received}}{P_{transmit}} = \frac{G_{tag}^2 G_{reader}^2}{4\pi} \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^4 \left| \frac{2R_A}{Z_L + Z_A^*} \right|^2 \quad (3.22)$$

Παρατηρεί κανείς ότι στην περίπτωση όπου η κεραία του σταθμού βάσης είναι τέλεια προσαρμοσμένη ( $\Gamma=0$ ), έχουμε μέγιστη απορρόφηση ισχύος από τον αυτόνομο κόμβο. Αντίθετα στην ακραία περίπτωση όπου είναι βραχυκυκλωμένη ( $\Gamma = -1$  ή ισοδύναμα  $Z_L = 0$ ) η ανακλώμενη ισχύς παρουσιάζει μέγιστο. Όσον αφορά την περίπτωση του ανοικτοκυκλώματος στα άκρα της κεραίας ( $\Gamma = 1$ ) μπορεί να παρατηρήσει κανείς με βάση την έκφραση (3.22), και για το απλουστευμένο παράδειγμα που έχει ακολουθηθεί, ότι η ανακλώμενη τιμή της ισχύος θα είναι μηδενική. Στην πράξη η ανακλώμενη ισχύς θα είναι μη μηδενική εξαιτίας μικρών ρευμάτων που κυκλοφορούν μέσα στα διάφορα τμήματα της κεραίας [17], παρουσιάζει όμως ελάχιστο. Έτσι σε κάθε περίπτωση υπάρχουν δύο διαφορετικές στάθμες ανακλώμενης ισχύος, μιας που αντιστοιχεί στην κατάσταση συγκομιδής ισχύος, ή μετάδοσης λογικού “0” και μιας κατά τη μετάδοση λογικού “1”.

Με βάση την εξίσωση (3.22) και για εκπεμπόμενη ισχύ 200mW (23 dBm) έχουμε το γράφημα στο (Σχήμα 3.35) για την ισχύ που ανιχνεύει ο σταθμός βάσης σε συνάρτηση της απόστασης για συχνότητα λειτουργίας 430 MHz. Και στις δύο περιπτώσεις έχουν θεωρηθεί κεραίες λεπτά δίπολα για το σταθμό βάσης και τον αυτόνομο κόμβο, ενώ οι υπολογισμοί αφορούν τις περιπτώσεις όπου η κεραία του αυτόνομου συστήματος είναι ιδανικά προσαρμοσμένη στο φορτίο της ( $\Gamma=0$ ) και την περίπτωση όπου είναι βραχυκυκλωμένη ( $\Gamma=-1$ ).





Σχήμα 3.35. Ισχύς ανακλώμενη στο σταθμό βάσης από τον αυτόνομο κόμβο για συχνότητα λειτουργίας 430 MHz και ισχύ σταθμού βάσης 200 mW.(1): Προσαρμοσμένο φορτίο, (2): Βραχυκύκλωμα. Κεραίες δίοπλα  $\lambda/2$  έχουν θεωρηθεί για τον αυτόνομο κόμβο και το σταθμό βάσης.

Παρατηρεί κανείς ότι υπάρχουν δύο διακριτές στάθμες ισχύος που μπορεί σε κάθε περίπτωση να ανιχνεύσει ένας σταθμός βάσης ή ένας αναλυτής φάσματος (spectrum analyzer).

Αντίστοιχοι υπολογισμοί μπορούν να γίνουν και για την περίπτωση της PSK διαμόρφωσης, μέσα από τον υπολογισμό του συντελεστή ανάκλασης κατά την σύνδεση μιας επιπλέον χωρητικότητας στα άκρα της κεραίας. Με βάση την παραπάνω ανάλυση μπορεί να συμπεράνει κανείς ότι η μέθοδος μετάδοσης πληροφορίας μέσω διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος δεν εισάγει πρόσθετο περιορισμό στην εμβέλεια του συστήματος, καθώς οι εμπορικά διαθέσιμοι σταθμοί βάσης μπορούν να ανιχνεύσουν σήματα πολύ χαμηλής ισχύος (μικρότερης από -80 dBm). Κατά συνέπεια, η εμβέλεια του συστήματος συγκομιδής ενέργειας στο μακρινό πεδίο κεραίας εξαρτάται κύρια από το κατώφλι ισχύος λειτουργίας του συστήματος. Παρόλα αυτά η εισαγωγή του κυκλώματος διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος μπορεί να επηρεάσει την ίδια την απόδοση του αυτόνομου κόμβου μειώνοντας την εμβέλειά του όπως θα παρουσιαστεί στα επόμενα κεφάλαια.

Για την μετάδοση πληροφορίας από τον παθητικό κόμβο που σχεδιάστηκε προς τον σταθμό βάσης επιλέχθηκε η χρήση ενός διακόπτη που συνδέει παράλληλα στα άκρα μιας κεραίας μια χωρητικότητα, υλοποιώντας έτσι μια αρχιτεκτονική PSK διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος.

### 3.6 Κεραία και προσαρμογή εμπέδησης

Τα περισσότερα συστήματα αυτόνομων αισθητήρων συλλογής ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας, καθώς και RFID που έχουν παρουσιαστεί στη βιβλιογραφία βασίζονται σε τροποποιημένες κεραίες τύπου διπόλου [18-20]. Σημαντική παράμετρος της σχεδίασης τους είναι η σμίκρυνση των διαστάσεων της κεραίας αλλά και η επίτευξη μιας σύνθετης αντίστασης εισόδου κατάλληλης για την προσαρμογή εμπέδησης του ηλεκτρονικού κυκλώματος του αυτόνομου κόμβου. Οι κεραίες δίπολα όμως έχουν το μειονέκτημα ότι δε μπορούν να λειτουργήσουν κοντά σε μεταλλικά επίπεδα (υψηλής αγωγιμότητας εν γένει) και σε γειωμένα επίπεδα, καθώς βραχυκυκλώνονται εξαιτίας επαγόμενων ρευμάτων. Αυτά δημιουργούν κεραίες – είδωλα με αντίθετα ρεύματα, που βρίσκονται πολύ κοντά στις αρχικές κεραίες και οδηγούν στην ανωτέρω βραχυκύκλωση. Ακόμη, κεραίες του παραπάνω τύπου δε μπορούν εύκολα να ολοκληρωθούν πάνω στο σύστημα καθώς επηρεάζονται από το επίπεδο γείωσης του τυπωμένου κυκλώματος του συστήματος.

Για την περίπτωση RFID συστημάτων που λειτουργούν πάνω σε μεταλλικά αντικείμενα έχουν παρουσιαστεί κεραίες τύπου patch ή PIFA (Planar Inverted-F Antenna) [18] οι οποίες χρησιμοποιούν την ίδια τη μεταλλική επιφάνεια που προσκολλούνται ως ένα προαπαιτούμενο επίπεδο γείωσης με το οποίο συνδέονται μέσω vias. Πρέπει να παρατηρήσουμε εδώ όμως ότι μια square patch κεραία που τοποθετείται πάνω από το PCB του συστήματος θα έπρεπε για να λειτουργεί αποτελεσματικά να έχει μήκος ίσο με το μισό του αντίστοιχου μήκους κύματος. Αυτό θα είχε αποτέλεσμα κεραίες μεγάλων διαστάσεων [19], για παράδειγμα, μια κεραία του παραπάνω τύπου σχεδιασμένη στα 430 MHz θα ήταν περίπου 35cm σε κάθε διάσταση. Επίσης, μια square patch κεραία απαιτεί ένα σημαντικά μεγαλύτερο επίπεδο γείωσης για να λειτουργήσει αποτελεσματικά, ενώ η σχεδίαση τέτοιων κεραίων είναι αρκετά πολύπλοκη [20, 21]. Επίσης, οι patch κεραίες που έχουν προταθεί και χαρακτηρίζονται από μικρές διαστάσεις και χαμηλό κόστος έχουν ένα εύρος ζώνης λειτουργίας της τάξης των 10 MHz και συντελεστή ανάκλασης (return loss) που είναι μεγαλύτερος από -20 dB [22].

Η επιλογή της κεραίας του συστήματος έγινε ώστε να ικανοποιούνται μια σειρά από κριτήρια. Καταρχήν, επειδή οι διαστάσεις του αυτόνομου κόμβου καθορίζονται κύρια από την κεραία του απαιτήθηκε η τελευταία να έχει μικρές διαστάσεις σε σχέση με το

μήκος κύματος της κεντρικής συχνότητας λειτουργίας. Επίσης, προϋπόθεση αποτέλεσε η απόδοση της κεραίας επειδή οι απώλειες ισχύος λόγω ανάκλασης και διέλευσης πρέπει να είναι ελάχιστες προκειμένου η συγκομιδή ενέργειας να είναι αποτελεσματική. Ένα ακόμη χαρακτηριστικό που είναι κρίσιμο σε εφαρμογές μέτρησης μηχανικών παραμορφώσεων είναι η ικανότητα αποτελεσματικής λειτουργίας της όταν βρίσκεται κοντά ή και πάνω σε μεταλικές επιφάνειες. Διότι, στις UHF και τις μικροκυματικές συχνότητες μεταλλικά αντικείμενα που βρίσκονται κοντά στην κεραία άρα στο κοντινό πεδίο ακτινοβολίας της, επηρεάζουν μια σειρά από παραμέτρους όπως την εμπέδηση εισόδου, την κεντρική συχνότητα συντονισμού και το σχήμα των λοβών ακτινοβολίας [23]. Επίσης, είναι επιθυμητή η ολοκλήρωση του συστήματος πάνω στην κεραία προκειμένου να έχουμε ένα συμπαγές σύστημα.

### 3.6.1 Προσαρμογή εμπέδησης

Με βάση τη θεωρητική ανάλυση που προηγήθηκε στο κεφάλαιο 2 η χρήση κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης είναι αναγκαία προκειμένου να εξασφαλιστούν ελάχιστες απώλειες προσπίπτουσας ισχύος λόγω ανάκλασης και η μεγιστοποίηση του πλάτους τάσης στην είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης. Επειδή, η εμπέδηση εισόδου έχει και ένα φανταστικό (χωρητικό) τμήμα που οφείλεται στις χωρητικότητες των διόδων και των πυκνωτών του πολλαπλασιαστή τάσης, χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές δίκτυα προσαρμογής της στα  $50 \Omega$ .

Μια σειρά από διαφορετικές προσεγγίσεις για την προσαρμογή εμπέδησης έχουν παρουσιαστεί στη βιβλιογραφία. Για παράδειγμα στο [24] ένα πηνίο συνδεδεμένο παράλληλα με την κεραία του συστήματος έχει χρησιμοποιηθεί για να αναιρέσει το χωρητικό τμήμα της εμπέδησης εισόδου του πολλαπλασιαστή. Με τον τρόπο αυτό όμως δεν γίνεται προσπάθεια να προσαρμοστεί το πραγματικό μέρος της εμπέδησης στα  $50 \Omega$ , αφήνοντας την παράμετρο να ρυθμιστεί μόνο κατά τη σχεδίαση του πολλαπλασιαστή. Από την άλλη πλευρά οι De Vita et al. [16] χρησιμοποίησαν ένα δικτύωμα που αποτελείται από ένα floating (μη γειωμένο) πηνίο, ένα πυκνωτή συνδεδεμένο παράλληλα με τον πολλαπλασιαστή τάσης, καθώς και ένα γειωμένο πηνίο παράλληλα με τον πυκνωτή. Το γειωμένο πηνίο χρησιμοποιείται προκειμένου να αναιρέσει τη συνεισφορά της χωρητικότητας εισόδου, ενώ το LC δίκτυο εξασφαλίζει την προσαρμογή ισχύος και τη μεγιστοποίηση του κέρδους τάσης.

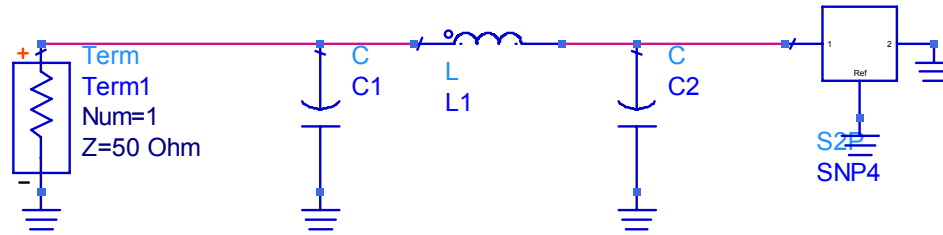
Επίσης, οι Shameli et al. [25] χρησιμοποίησαν ένα LC δικτύωμα που αποτελείται από ένα γειωμένο παράλληλο πηνίο και ένα floating (μη γειωμένο) πυκνωτή.

Ένα ακόμη παράδειγμα όπου χρησιμοποιήθηκε ένα LC δικτύωμα για την προσαρμογή εμπέδησης είναι το διακριτής σχεδίασης σύστημα των Smith et al. [26] όπου για την προσαρμογή εμπέδησης χρησιμοποιήθηκε ένα δικτύωμα από ένα εν σειρά πηνίο και ένα διακριτό ρυθμιζόμενο πυκνωτή. Μειονέκτημα όμως της παραπάνω προσέγγισης είναι ότι ένας ρυθμιζόμενος πυκνωτής (trim capacitor) εισάγει πολλά παρασιτικά στοιχεία και παρουσιάζει μεγαλύτερη απώλεια ισχύος από ένα σταθερής τιμής πυκνωτή.

Είναι ακόμη δυνατό να χρησιμοποιηθούν και τοπολογίες μετασχηματιστών προκειμένου να μεταδοθεί ισχύς στο δευτερεύον πηνίο που συνδέεται παράλληλα με τον πολλαπλασιαστή τάσης ώστε να μεγιστοποιηθεί η τάση στην είσοδό του τελευταίου. Πρέπει να σημειωθεί ότι και οι μετασχηματιστές (πηνία) εμπέδησης παρουσιάζουν απώλειες ισχύος. Στο πρωτεύον πηνίο οι απώλειες ισχύος είναι κυρίως ωμικές εξαιτίας των μεγάλων ρευμάτων που το διαρρέουν ενώ στο δευτερέον πηνίο στην απώλεια ισχύος συνεισφέρει κύρια η απώλεια του πηνίου προς τη γη [27].

Στην περίπτωση των RFID κόμβων, όπου απαιτείται χαμηλό κόστος λόγω της μαζικής παραγωγής, το πρόβλημα προσαρμογής εμπέδησης αντιμετωπίζεται κατά το σχεδιασμό της κεραίας ώστε να ολοκληρώνεται σε αυτή το κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης. Για παράδειγμα, οι Choo et al [28] και οι Ghiotto et al [29] έχουν προτείνει τοπολογίες κατανεμημένων δικτύων προσαρμογής εμπέδησης που λειτουργούν ως μετασχηματιστές που αυξάνουν παράλληλα το πλάτος τάσης (step up transformers).

Στα πλαίσια της παρούσας διατριβής κρίθηκε επίσης αναγκαία η εισαγωγή δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης στα 50 Ω. Η επιλογή των στοιχείων του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης έγινε πειραματικά μέσω της μέτρησης με VNA. Προκειμένου να είναι δυνατή η επιλογή διαφορετικών τοπολογιών στο τυπωμένο κύκλωμα (layout) προβλέφθηκε η υλοποίηση Π τοπολογίας όπως φαίνεται στο σχήμα (Σχήμα 3.36).



Σχήμα 3.36. Η τοπολογία κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης.

Στο παραπάνω σχήμα τα πηνία μπορούν να αντικατασταθούν από πυκνωτές και αντίστροφα καθώς έχουν προβλεφθεί ίδιες διαστάσεις.

Πρέπει να σημειωθεί τελειώνοντας την περιγραφή της αρχιτεκτονικής του συστήματος ότι η ίδια δομή μπορεί να χρησιμοποιηθεί χωρίς μεγάλες αλλαγές και για τη σχεδίαση παθητικών κόμβων αισθητήρων που λειτουργούν σε διαφορετικές περιοχές συχνοτήτων για παράδειγμα στα 868-915 MHz και στα 2.5 GHz. Επίσης, ανάλογα με το επίπεδο της ισχύος εισόδου είναι δυνατή η λειτουργία του συστήματος συνεχόμενα ή σε κύκλους που περιλαμβάνουν το στάδιο συγκομιδής ισχύος και το στάδιο όπου το σύστημα είναι πλήρως ενεργοποιημένο.

## Βιβλιογραφικές Αναφορές 3<sup>ο</sup>Υ Κεφαλαίου

- [1] J.P. Lynch, K.J. Loh, “*A summary review of wireless sensors and sensor networks for structural health monitoring*”, Shock and Vibration Digest, 38(2006) 91-128.
- [2] F. Kocer, M.P. Flynn, “*An RF-powered, wireless CMOS temperature sensor*”, Sensors Journal, IEEE, 6(2006) 557-64.
- [3] A.S. Sedra, K.C. Smith, «*Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα*», Παπασωτηρίου, 1994.
- [4] J.F. Dickson, “*On-chip high-voltage generation in NMOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique*”, IEEE J Solid-State Circuits, (2006).
- [5] A. ADS, <http://www.home.agilent.com/en/pc-1297113/advanced-design-system-ads?&cc=GR&lc=eng>.
- [6] Avago, <http://www.avagotech.com/>
- [7] Avago, app note 1156.
- [8] Anago, app. note 1088.
- [9] Murata Manufacturing, <http://www.murata.com>.
- [10] “*The RF Capacitor Handbook*”, ATC, 1st ed.1994.
- [11] F. Reverter, Γ.s. Casas, “*Direct interface circuit for capacitive humidity sensors*”, Sensors and Actuators A: Physical, 143(2008) 315-22.
- [12] Microchip, app.note, an1014.
- [13] J.E. Gaitan-Pitre, M. Gasulla, R. Pallas-Areny, “*Direct interface for capacitive sensors based on the charge transfer method*”, Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2007 IMTC 2007 IEEE2007, pp. 1-5.
- [14] M.D. Jari-Pascal Curty, Catherine Dehollain and Norbert Joehl, “*Backscattering architecture and choice of modulation type*”, Design and Optimization of Passive UHF RFID Systems, Springer US, 2007.
- [15] “*The PIN diode circuit designers' Handbook*”, Microsemi, 1998.
- [16] G. De Vita, G. Iannaccone, “*Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 53(2005) 2978-90.
- [17] D.M. Dobkin, “*RF in RFID - Passive UHF RFID in Practice*”, Elsevier; 2007.
- [18] H. Kwon, B. Lee, “*Compact slotted planar inverted-F RFID tag mountable on metallic objects*”, Electronics Letters, 41(2005) 1308-10.

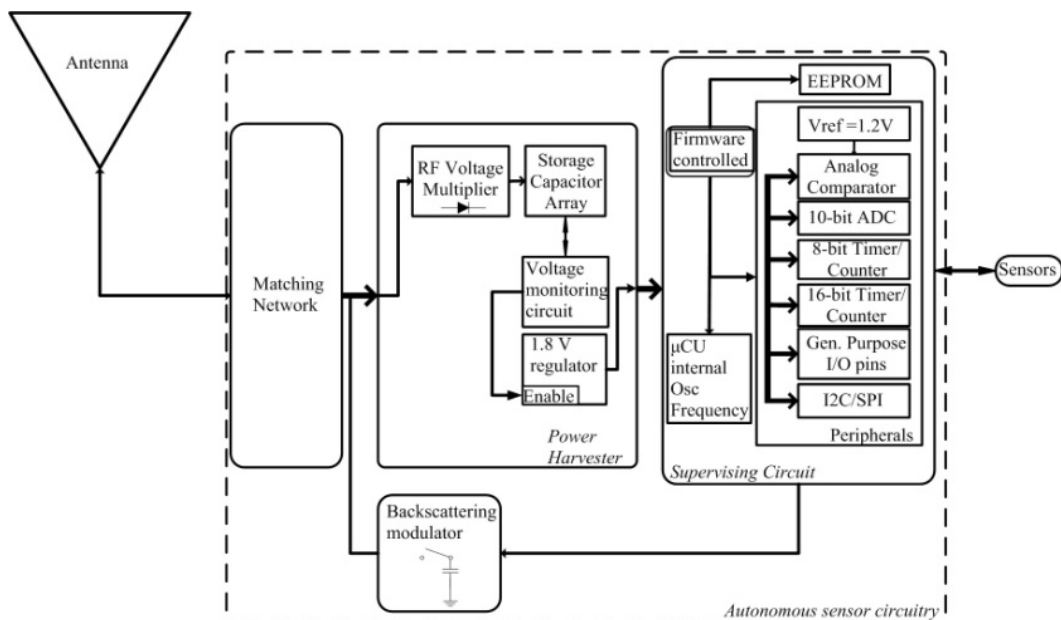
- [19] C. Balanis, *“Antenna Theory: Analysis and Design”*, 3rd ed., Wiley & Sons, New York 2005.
- [20] M. Eumni, M. Sivakumar, D.D. Deavours, *“A Novel Planar Microstrip Antenna Design for UHF RFID”*, 3rd Int Conf on Cybernetics and Information Technologies, Systems and Applications / 4th Int Conf on Computing, Communications and Control Technologies, Orlando Fl, 2006, pp. 57-9.
- [21] K.V.S. Rao, S.F. Lam, P.V. Nikitin, *“Wideband metal mount UHF RFID tag”*, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008 AP-S 2008 IEEE 2008, pp. 1-4.
- [22] M. Lingfei, Q. Chunfang, *“Planar UHF RFID Tag Antenna With Open Stub Feed for Metallic Objects”*, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 58(2010) 3037-43.
- [23] L. Mo, C. Qin, *“Planar UHF RFID tag antenna with open stub feed for metallic objects”*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 58(2010) 3037-43.
- [24] R.E. Barnett, J. Liu, S. Lazar, *“A RF to DC voltage conversion model for multi-stage rectifiers in UHF RFID transponders”*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 44(2009) 354-70.
- [25] A. Shameli, A. Safarian, A. Rofougaran, M. Rofougaran, F. De Flaviis, *“Power Harvester Design for Passive UHF RFID Tag Using a Voltage Boosting Technique”*, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 55(2007) 1089-97.
- [26] J.R. Smith, A.P. Sample, P.S. Powledge, S. Roy, A. Mamishev, *“A wirelessly-powered platform for sensing and computation”*, Orange County, CA, 2006, pp. 495-506.
- [27] N. Soltani, Y. Fei, *“An autotransformer impedance transformation technique for efficient power harvesting of passive transponders and wireless microsensors”*, Circuits and Systems, 2008 MWSCAS 2008 51st Midwest Symposium on 2008, pp. 755-8.
- [28] J. Choo, J. Ryoo, J. Hong, H. Jeon, C. Choi, M.M. Tentzeris, *“T-matching networks for the efficient matching of practical RFID tags”*, Microwave Conference, 2009 EuMC 2009 European 2009, pp. 5-8.
- [29] A. Ghiotto, T.P. Vuong, K. Wu, *“Novel design strategy for passive UHF RFID tags”*, Ottawa, ON, 2010.





## Κεφάλαιο 4: Χαρακτηρισμός αυτόνομου κόμβου κεντρικής συχνότητας λειτουργίας 430 MHz

Προκειμένου να χαρακτηριστούν πλήρως οι λειτουργίες του αυτόνομου κόμβου που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3 κατασκευάστηκε αρχικά ένα τυπωμένο κύκλωμα που περιελάμβανε το ψηφιακό τμήμα του κυκλώματος, δηλαδή τον μικροελεγκτή και το κύκλωμα μέτρησης αισθητήρων προκειμένου να αναπτυχθεί εύκολα το λογισμικό του. Κατόπιν, σχεδιάστηκε ένα πρωτότυπο του αυτόνομου κόμβου το οποίο περιέχει το ψηφιακό σύστημα, το κύκλωμα συγκομιδής ισχύος και την κεραία προκειμένου να μελετηθεί η ικανότητά πλήρους ενεργοποίησης του κόμβου. Στη συνέχεια, κατασκευάστηκε ένα πλήρες πρωτότυπο για τον έλεγχο της πλήρους αρχιτεκτονικής, με το οποίο εκτελέστηκαν μετρήσεις αισθητήρα και ασύρματη μετάδοση πληροφορίας στο σταθμό βάσης. Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται το σύνολο των μετρήσεων από την αξιολόγηση της προτεινόμενης αρχιτεκτονικής (Σχήμα 4.1) τόσο για το ψηφιακό κύκλωμα όσο και από το αναλογικό τμήμα συγκομιδής ισχύος RF. Τέλος, για να επιδειχθεί η λειτουργία του πλήρους συστήματος δίνεται ως παράδειγμα η μέτρηση υγρασίας μέσω εμπορικού χωρητικού αισθητήρα.

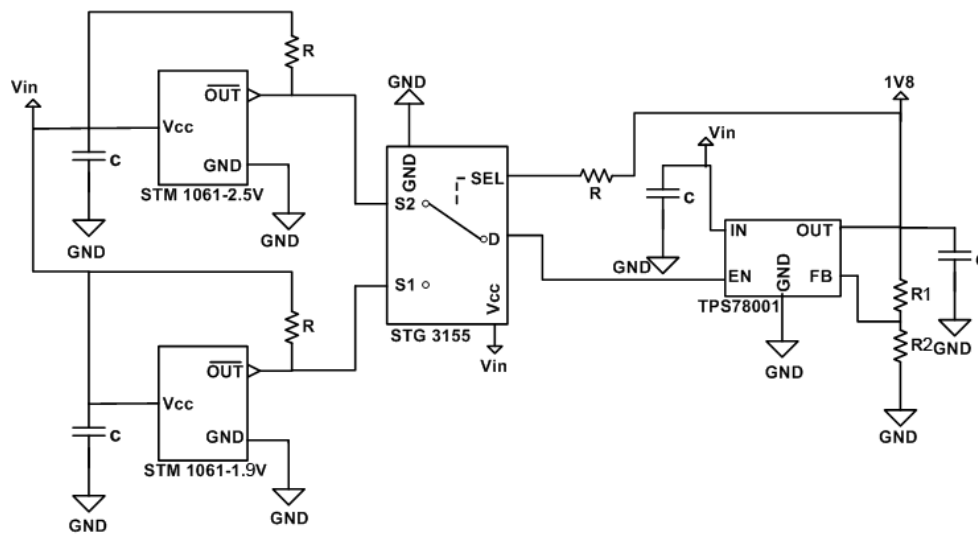


Σχήμα 4.1. Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος όπως υλοποιήθηκε στα 430 MHz.

## 4.1 Κύκλωμα συγκομιδής ισχύος

### 4.1.1 Υλοποίηση κυκλώματος διαχείρισης ενέργειας

Το κύκλωμα που επιλέχθηκε για την υλοποίηση της διαχείρισης ενέργειας αποτελείται (Σχήμα 4.2) από έναν αναλογικό διακόπτη/πολυπλέκτη STG3155 [1] και δύο ανιχνευτές τάσης STM1061 [1], με προκαθορισμένα κατώφλια τάσης,  $V_{LOW}$  και  $V_{HIGH}$ . Για να γίνει κατανοητή η συμπεριφορά του κυκλώματος πρέπει να αναφερθεί ότι, κάθε ανιχνευτής δίνει λογικό “1” στην έξοδο του όταν η τάση εισόδου του είναι μεγαλύτερη από μια εσωτερικά καθορισμένη τιμή, ενώ διαφορετικά δίνει λογικό “0”. Επίσης, ο αναλογικός πολυπλέκτης συνδέει την S2 ή την S1 είσοδο στην έξοδό του όταν στον ακροδέκτη επιλογής SEL υπάρχει “0” ή “1” αντίστοιχα. Ακόμη, ο χαμηλής κατανάλωσης ισχύος σταθεροποιητής τάσης TPS78001 [1] είναι ρυθμισμένος σε τάση εξόδου 1.8V και ενεργοποιείται όταν ο ακροδέκτης ελέγχου του (EN) γίνει “1”.

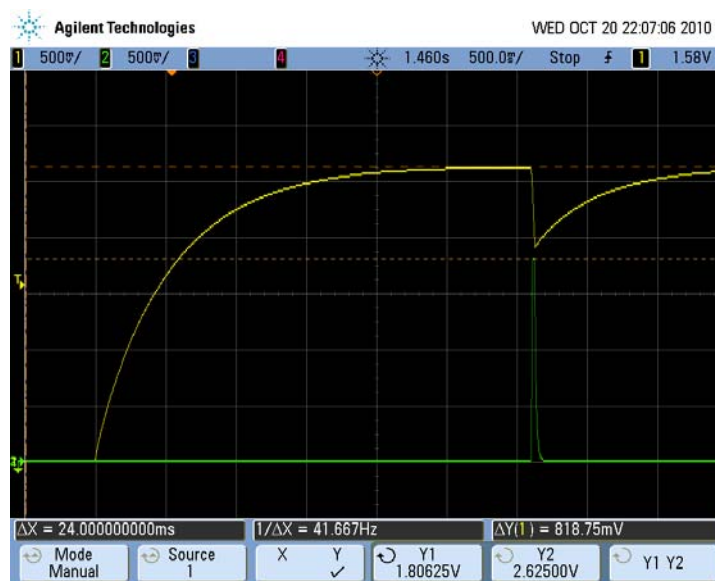


Σχήμα 4.2. Σχηματικό διάγραμμα του διακόπτη ελέγχου τάσης.  $R = 1 \text{ M}\Omega$   $R1 = 0.5 \text{ M}\Omega$ ,  $R2 = 1 \text{ M}\Omega$

Οι εισοδοί των δύο ανιχνευτών τάσης συνδέονται με τους πυκνωτές συσσώρευσης. Αρχικά, στην έξοδο του πολυπλέκτη είναι συνδεδεμένος ο ανιχνευτής  $V_{HIGH}$  τάσης, καθώς στον SEL ακροδέκτη η τάση είναι μηδενική, και ο σταθεροποιητής είναι ανενεργός. Όταν η τάση  $V_{IN}$  στα άκρα των πυκνωτών συσσώρευσης υπερβεί το υψηλό κατώφλι  $V_{HIGH}$  ενεργοποιείται ο σταθεροποιητής τάσης. Ταυτόχρονα, ο ακροδέκτης (SEL) που επιλέγει την είσοδο του πολυπλέκτη γίνεται “1”, καθώς

συνδέεται με την έξοδο του τροφοδοτικού μέσω μιας μεγάλης αντίστασης 1MΩ συνδέοντας τον ανιχνευτή χαμηλής τάσης  $V_{LOW}$  με τον ακροδέκτη ελέγχου EN.

Με τον τρόπο αυτό ο σταθεροποιητής παραμένει ενεργός μέχρι η τάση  $V_{IN}$  να γίνει μικρότερη από το χαμηλό κατώφλι τάσης  $V_{LOW}$ , οπότε και ο ανιχνευτής χαμηλής τάσης θα δώσει λογικό “0” στην έξοδό του. Τότε ο ανιχνευτής απενεργοποιείται επιτρέποντας τη φόρτιση των πυκνωτών συσσώρευσης. Στην περίπτωση που η ισχύς εισόδου στον πολλαπλασιαστή τάσης είναι μεγάλη η τάση  $V_{IN}$  δεν πέφτει κάτω από  $V_{LOW}$  με αποτέλεσμα ο ρυθμιστής τάσης να παραμένει μόνιμα ενεργός. Όπως προκύπτει και από το (Σχήμα 4.3) όπου παρουσιάζεται η μέτρηση της τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή τάσης και η τάση εξόδου του σταθεροποιητή τάσης το κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας συμπεριφέρεται σύμφωνα με τις απαιτήσεις της παραγράφου (3.2). Το ψηφιακό τμήμα του συστήματος είναι ανενεργό κατά τη διάρκεια φόρτισης των πυκνωτών συσσώρευσης και ενεργοποιείται όταν η τάση στα άκρα τους φτάσει στην τιμή  $V_{HIGH}$ . Όταν φτάσει στην κατώτερο κατώφλι τάσης  $V_{LOW}$  απενεργοποιείται προκειμένου να επιτρέψει εκ νέου τη φόρτιση των πυκνωτών συσσώρευσης.



Σχήμα 4.3. Κίτρινο: Μέτρηση με παλμογράφο της τάσης στα άκρα των πυκνωτών συσσώρευσης. Πράσινο: Η τάση στην έξοδο του σταθεροποιητή τάσης (πλήρως ενεργό σύστημα).

Ιδιαίτερο πλεονέκτημα της παραπάνω υλοποίησης σε σχέση με εμπορικά διαθέσιμους ολοκληρωμένους αναλογικούς συγκριτές με υστέρηση αποτελεί το γεγονός ότι οι τάσεις των κατωφλίων των δύο ανιχνευτών είναι σταθερές και ανεξάρτητες από την

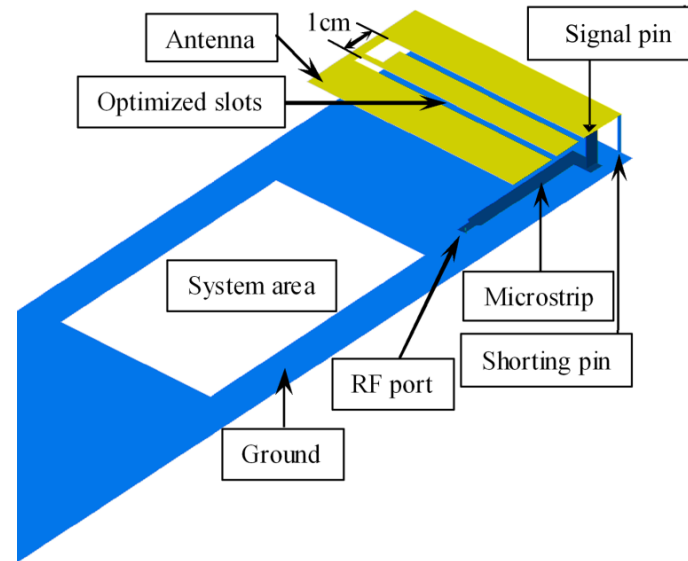
τάση τροφοδοσίας τους  $V_{IN}$ . Επίσης, μπορεί εύκολα να αλλαχθεί κάποιο κατώφλι αλλάζοντας έναν από τους δύο ανιχνευτές τάσης αυξάνοντας έτσι την ευελιξία της σχεδίασης. Επίσης έχει μικρές απαιτήσεις ισχύος καθώς το συνολικό ρεύμα φορτίου είναι της τάξης των μερικών  $\mu A$  σε τάση τροφοδοσίας 1.8 V.

## 4.2 PIFA κεραία για τον αυτόνομο κόμβο

Οι κεραίες των συστημάτων που παρουσιάζονται στην παρούσα εργασία αναπτύχθηκαν από τον Δρ. Χαράλαμπο Κοντοπανάγο Ερευνητή Α' του ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος». Η προσέγγιση που ακολουθήθηκε στα πλαίσια της παρούσας διατριβής για το σύστημα που λειτουργεί στα 430 MHz έδωσε μια κεραία τύπου PIFA που μπορεί να ολοκληρωθεί πάνω στο ίδιο PCB με το υπόλοιπο σύστημα [2]. Οι PIFA κεραίες [3, 4] είναι κατ' ουσίαν διπλωμένα μονόπολα, που βρίσκονται πάνω από ένα επίπεδο γείωσης, το οποίο μέσω της μεθόδου των ειδώλων εξασφαλίζει το άλλο μισό της κεραίας, έτσι ώστε η τελική δομή να συμπεριφέρεται σαν δίπολο.

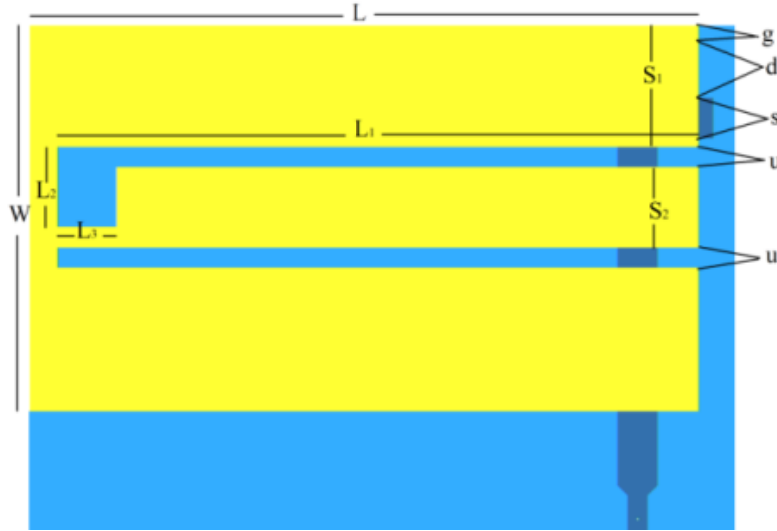
Η κεραία έχει βελτιστοποιηθεί προκειμένου να έχει μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων, ελαχιστοποιώντας έτσι τον κίνδυνο να αποσυντονιστεί, όταν το σύστημα είναι κοντά σε μεταλλικές επιφάνειες. Έτσι, ο κόμβος μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά κοντά σε μεταλλικές επιφάνειες σε εφαρμογές ελέγχου κατασκευών για παράδειγμα.

Η μορφή της κεραίας μαζί με το επίπεδο γείωσης του PCB και τη γραμμή μεταφοράς από τους ακροδέκτες της κεραίας προς την είσοδο του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.4). Ο ακροδέκτης που τροφοδοτεί την κεραία (signal pin) είναι τοποθετημένος κοντά στον ακροδέκτη της γείωσης, ο οποίος συνδέεται με το ground plane (επίπεδο γείωσης) του τυπωμένου κυκλώματος μέσω νία (επιμεταλλωμένη οπή). Οι δύο ακροδέκτες της κεραίας τη στηρίζουν στον αέρα πολύ κοντά στο ground plane, σε απόσταση 1cm πάνω από αυτό στην περίπτωση των 430 MHz. Το σήμα από τα άκρα της κεραίας μεταφέρεται μέσω της γραμμής μεταφοράς στην άνω πλευρά του PCB και έχει χαρακτηριστική εμπέδηση  $50\Omega$ , ενώ μια μεγάλη περιοχή σχήματος ορθογωνίου στην άνω πλευρά της πλακέτας έχει προβλεφθεί για να συμπεριλάβει το ηλεκτρονικό κύκλωμα (ή το υπόλοιπο του συστήματος). Το μήκος της επιπέδου γείωσης επηρεάζει το βαθμό προσαρμογής εμπέδησης της κεραίας, καθώς και το εύρος ζώνης συχνοτήτων της τα οποία βαθμιαία εκφυλίζονται αν μειωθεί περαιτέρω [5].



Σχήμα 4.4. Η PIFA κεραία για το σύστημα που λειτουργεί στα 430 MHz και το επίπεδο γείωσής της.

Πρέπει να τονιστεί ότι η κεραία συμπεριφέρεται σα βραχυκύκλωμα στη DC ανάλυση, μα εμφανίζει συντονισμό στο κέντρο της ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας της επειδή εκεί εμφανίζει μεγάλη εμπέδηση μεταξύ signal pin και shorting pin. Παρά τις μικρές ηλεκτρομαγνητικές διαστάσεις της, η κεραία έχει βελτιστοποιηθεί ώστε να συνδυάζει μεγάλη απόδοση και ευρεία ζώνη συχνοτήτων γύρω από τη συχνότητα λειτουργίας. Η συμπεριφορά της αυτή οφείλεται στο ζεύγος σχισμών, οι διαστάσεις και η θέση των οποίων στην επιφάνεια της κεραίας επηρεάζουν το εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth) της (Σχήμα 4.5). Η χρήση του ζεύγους των σχισμών έχει υιοθετηθεί στο παρελθόν [3] για να εξασφαλίσει τη λειτουργία της κεραίας σε δύο μπάντες λειτουργίας (dual-band antennas). Κατά την ανάπτυξη όμως του παθητικού κόμβου χρησιμοποιήθηκαν προκειμένου να διατηρήσουν το εύρος ζώνης της κεραίας, διατηρώντας παράλληλα ηλεκτρικά μικρές τις διαστάσεις της κεραίας (μικρές σε σχέση με το μήκος κύματος). Οι διαστάσεις της κεραίας για το σύστημα που λειτουργεί στα 430 MHz παρουσιάζονται στον πίνακα (Πίνακας 4.1).



Σχήμα 4.5. Άνω όψη της κεραίας και οι κυριότερες διαστάσεις της.

Πίνακας 4.1. Γεωμετρικές διαστάσεις της PIFA κεραίας με συχνότητα λειτουργίας τα 430 MHz.

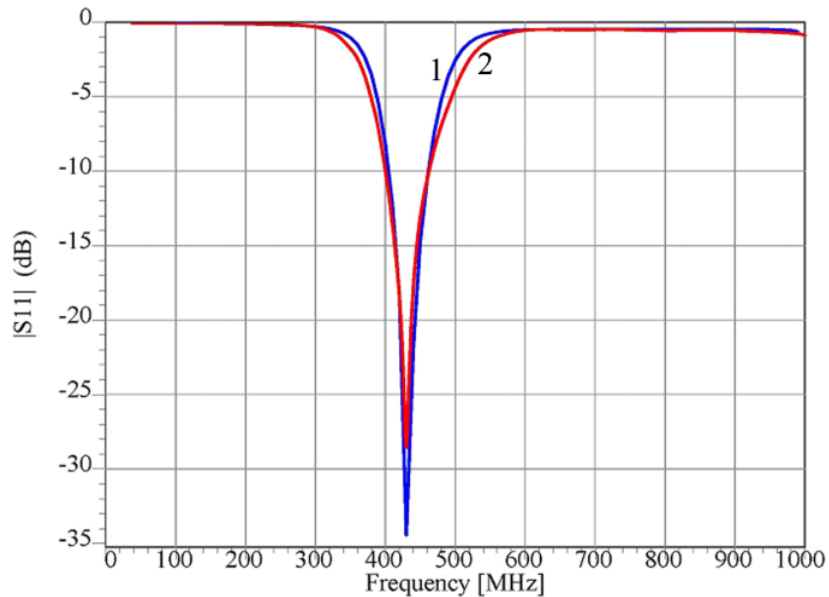
W (mm)	L (mm)	g (mm)	d (mm)	s (mm)	u (mm)	S <sub>1</sub> (mm)	S <sub>2</sub> (mm)	L <sub>1</sub> (mm)	L <sub>2</sub> (mm)	L <sub>3</sub> (mm)
40.00	66.50	1.00	7.90	4.00	2.00	13.75	8.00	63.75	8.25	6.00

Πρέπει να τονιστεί ότι το εμβαδό του ανοίγματος της κεραίας (antenna aperture) είναι πολύ μικρότερο από το μήκος κύματος. Ο όγκος της κεραίας είναι για τα 430 MHz  $4 \times 6.65 \times 1 \text{cm}^3$  ή  $0.057 \times 0.095 \times 0.014 \times \lambda^3$  όπου  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος λειτουργίας στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας στα 430 MHz. Οι διαστάσεις του PCB είναι επίσης πολύ μικρότερες από  $\lambda$  με τη μεγαλύτερη διάσταση να είναι το μήκος του PCB που είναι περίπου  $(1/3)\lambda$  ή περίπου 25cm για την περίπτωση των 430 MHz. Ακόμη και στην περίπτωση σχεδίασης για τα 430 MHz οι γεωμετρικές διαστάσεις του PCB παρότι είναι μεγάλες δεν επηρεάζουν την υιοθέτηση του συστήματος σε εφαρμογές.

#### 4.2.1 Μοντελοποίηση και Χαρακτηρισμός της κεραίας στα 430 MHz

Η απόδοση της κεραίας προσομοιώθηκε με το εμπορικά διαθέσιμο λογισμικό Method-of-Moments (MoM) Ansoft Designer. Ο συντελεστής απωλειών λόγω ανάκλασης (return loss) που προέκυψε από τις προσομοιώσεις, καθώς και η πειραματική μέτρηση πρωτότυπης κεραίας μέσω VNA της Anritsu [6] με εμπέδηση εισόδου 50Ω παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.6). Παρατηρεί κανείς ότι υπάρχει πολύ καλή συμφωνία μεταξύ των μετρήσεων και των προσομοιώσεων για την περιοχή

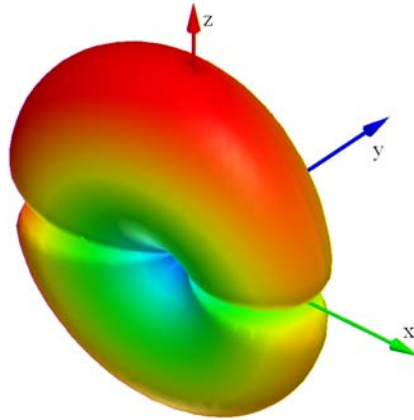
συχνοτήτων από 0.04-1.0 GHz. Επίσης, το εύρος ζώνης συχνοτήτων της κεραίας μετρημένο στο επίπεδο των -10 dB είναι 60 MHz ή 14%. Το παραπάνω εύρος ζώνης συχνοτήτων είναι διπλάσιο από αυτό που μπορεί να επιτευχθεί από μια resonant patch κεραία, ενώ η επιφάνειά της PIFA είναι  $0.057 \times 0.095 \times \lambda^2$  συγκρινόμενη με  $0.5 \times 0.5 \times \lambda^2$  της patch κεραίας (πρέπει η patch κεραία να έχει διαστάσεις  $\frac{1}{2} \lambda$ ).



Σχήμα 4.6. Ο συντελεστής απωλειών λόγω ανάκλασης (Return Loss) σα συνάρτηση της συχνότητας της PIFA που σχεδιάστηκε για τα 430 MHz. (1): Αποτελέσματα προσομοίωσης, (2): αποτελέσματα μέτρησης.

Η απολαβή ακτινοβολίας (radiated gain) σε συχνότητα 430 MHz που προκύπτει από τις προσομοιώσεις όταν η κεραία είναι προσανατολισμένη με το διαμήκη άξονά της ταυτισμένο με τον y-άξονα παρουσιάζεται στο (Σχήμα 4.7). Είναι το απόλυτο κέρδος (absolute/realized gain) της κεραίας, που περιλαμβάνει τις απώλειες της κεραίας λόγω ανάκλασης (return loss) και όλες τις απώλειες ισχύος λόγω των απωλειών του υλικού της κεραίας. Η μέγιστη τιμή (παρουσιάζεται με κόκκινο στο σχήμα) είναι 1.7 (ή 2.3 dBi), περίπου όσο και ενός διπόλου. Γενικά, η κεραία ακτινοβολεί σαν ένα δίπολο, με τον άξονα του PCB να είναι ο άξονας μηδενικής έντασης ακτινοβολίας της κεραίας (null axis) και με το κέρδος ακτινοβολίας στην πλευρά της στήριξης της κεραίας να είναι λίγο μικρότερο από αυτό στην άλλη πλευρά. Το προφίλ της ακτινοβολίας είναι συνεχές κατά μήκος του επιπέδου γείωσης, ενώ το κόψιμο στο επίπεδο της κεραίας

οφείλεται στην φύση του προσομοιωτή επειδή η λύση του μοντέλου γίνεται σε δυόμιση διαστάσεις (2.5 D solver).



Σχήμα 4.7. Κέρδος ακτινοβολίας της κεραίας (simulated normalized radiated gain pattern) στα 430 MHz.

Η απόδοση (efficiency) της κεραίας σαν συνάρτηση της συχνότητας, όπως προκύπτει από τις προσομοιώσεις, παρουσιάζεται στο (Σχήμα 4.8). Συνήθως γίνεται διάκριση ανάμεσα σε δύο είδη απόδοσης, της συνολικής απόδοσης και της απόδοσης ακτινοβολίας (radiation efficiency) η οποία ορίζεται με βάση την (4.1)

$$e = \frac{P_{rad}}{P_{acc}} \quad (4.1)$$

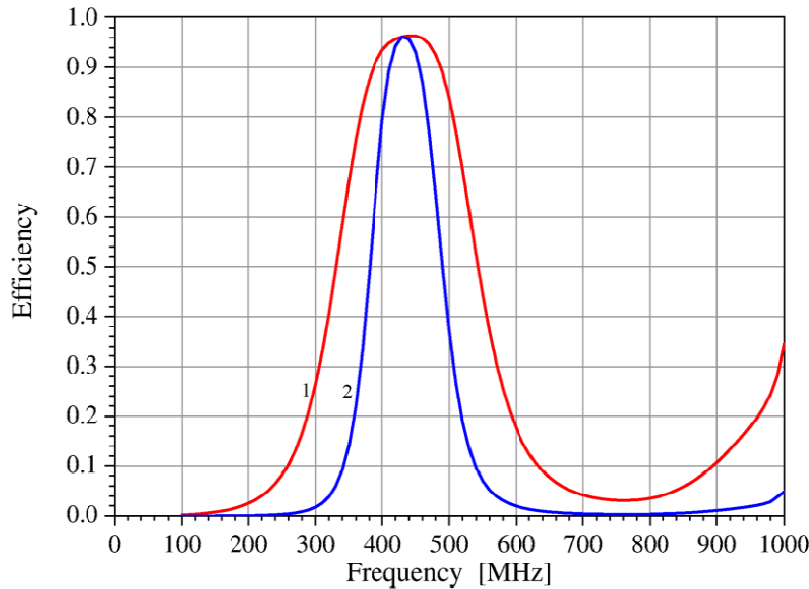
όπου  $P_{rad}$  είναι η συνολική ακτινοβολούμενη ισχύς και  $P_{acc}$  είναι η ισχύς στην είσοδο της κεραίας χωρίς να λαμβάνεται υπόψιν το ποσοστό απωλειών λόγω μη προσαρμογής εμπέδησης. Η απόδοση προκύπτει λαμβάνοντας υπόψιν όλες τις απώλειες λόγω του διηλεκτρικού υλικού και του μετάλλου, συμπεριλαμβανομένων των απωλειών λόγω των επιφανειακών κυμάτων, ως ποσοστό της ισχύος που περνά από την είσοδο προς την κεραία. Από την άλλη πλευρά, στον ορισμό της συνολικής απόδοσης λαμβάνεται υπόψιν και η απώλεια λόγω μη προσαρμογής της εμπέδησης στην συγκεκριμένη υλοποίηση της κεραίας. Με άλλα λόγια, παίρνει κανείς υπόψιν τον συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο της κεραίας και προκύπτει ως

$$e_{Tot} = e(1 - |S_{11}|^2) \quad (4.2)$$

Όπως προκύπτει από το (Σχήμα 4.8) η κεραία έχει απόδοση ακτινοβολίας που χαρακτηρίζεται από μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων, έχοντας την ικανότητα να ακτινοβολήσει το 80% ή και περισσότερο μέσα σε εύρος ζώνης 150 MHz (32%)



γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας. Η μέγιστη απόδοση είναι σταθερή περίπου στο 95-96% για μια περιοχή 60 MHz γύρω από τη συχνότητα λειτουργίας.

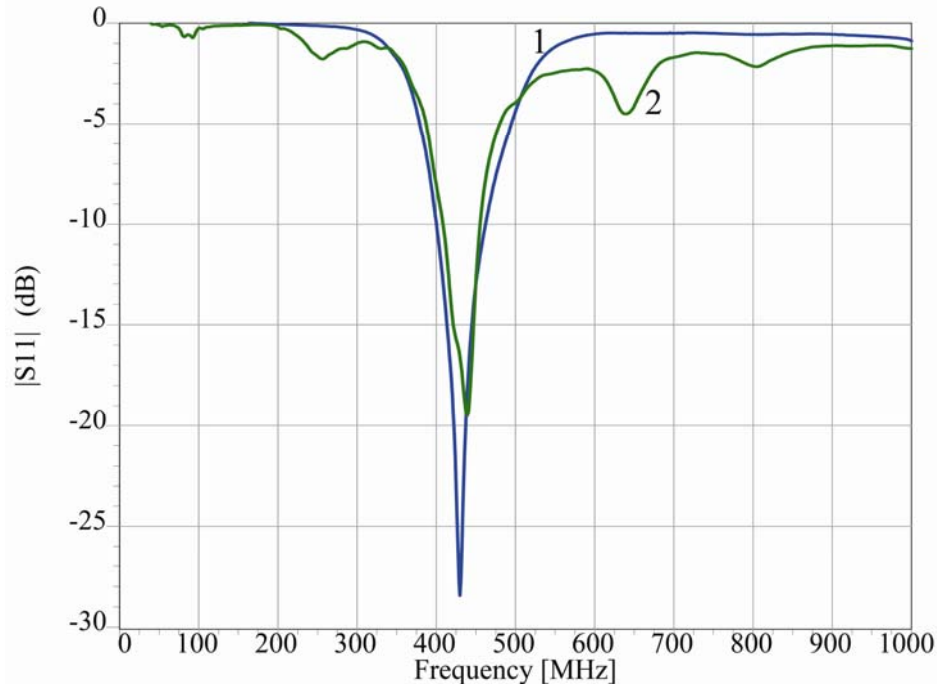


**Σχήμα 4.8.** Αποτελέσματα προσομοίωσης της απόδοσης της PIFA (1): Κέρδος, (2):Απόλυτο κέρδος.

#### 4.2.2 Λειτουργία κοντά σε γειωμένες επιφάνειες

Για την αξιολόγηση της λειτουργίας της κεραίας PIFA που υιοθετήθηκε, μπορούν να χρησιμοποιηθούν κεραίες τύπου διπόλου ίδιας κεντρικής συχνότητας λειτουργίας, καθώς παρουσιάζονται συχνά σε συστήματα αυτόνομων κόμβων. Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιήθηκαν δίπολα που στέκονται ελεύθερα στον αέρα, δηλαδή δεν είναι τυπωμένα σε διηλεκτρικό υπόστρωμα, λόγω των χαμηλότερων απωλειών που παρουσιάζουν και την ευκολία κατασκευής τους. Μελετήθηκε η συμπεριφορά των δύο τύπων κεραιών όταν βρίσκονται στον ελεύθερο χώρο και σε κοντινή απόσταση από μεταλλικές ή γειωμένες επιφάνειες.

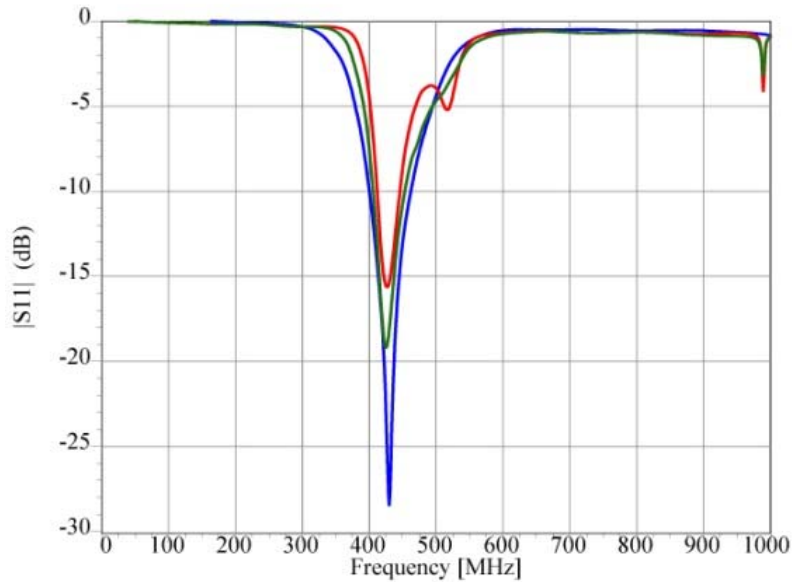
Αρχικά, συγκρίθηκε ο συντελεστής απωλειών λόγω ανάκλασης  $S_{11}$  της βελτιστοποιημένης PIFA και μιας κεραίας διπόλου  $\lambda/2$  που έχει συχνότητα συντονισμού τα 430 MHz (Σχήμα 4.9) όταν βρίσκονται σε ελεύθερο χώρο.



Σχήμα 4.9. Συντελεστής απωλειών λόγω ανάκλασης (1): της ΡΙFA και (2) της κεραίας διπόλου  $\lambda/2$  στον ελεύθερο χώρο.

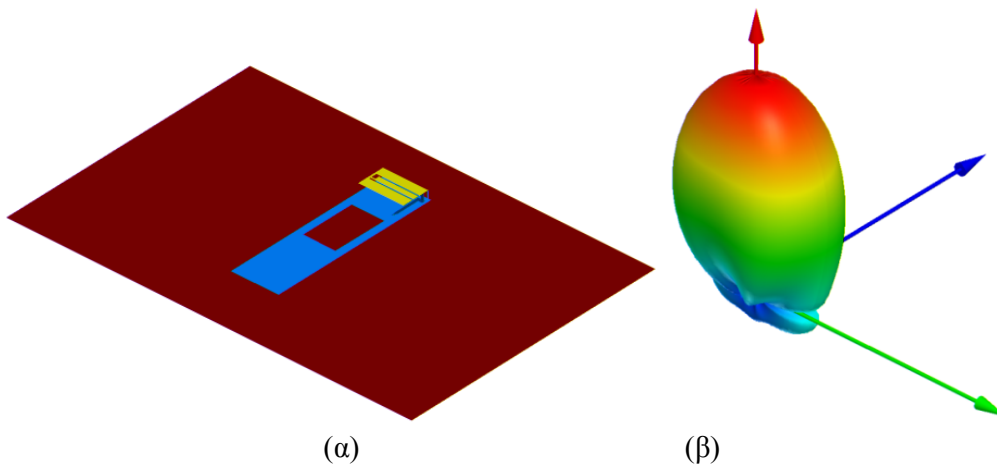
Παρατηρεί κανείς από το (Σχήμα 4.9) ότι η ΡΙFA έχει ένα εύρος ζώνης που είναι παρόμοιο με αυτό του κλασικού διπόλου, ενώ οι απώλειες ισχύος της λόγω ανάκλασης είναι λιγότερες από 2%. Παρόλα αυτά και οι δύο κεραίες λειτουργούν ικανοποιητικά όταν βρίσκονται στον ελεύθερο χώρο, δηλαδή δε βρίσκονται κοντά σε μεταλλικά αντικείμενα ή επίπεδα γείωσης.

Στη συνέχεια, για τη σύγκριση της συμπεριφοράς των δύο τύπων κοντά σε μεταλλικές επιφάνειες οι ίδιες μετρήσεις επαναλήφθηκαν με τις δύο κεραίες τοποθετημένες πάνω από το κέντρο μεταλλικού πλαισίου διαστάσεων  $40 \times 60 \text{ cm}^2$  ώστε να είναι της τάξης μεγέθους του μήκους κύματος. Τα αποτελέσματα για διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ της ΡΙFA και του πλαισίου παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.10). Για το δίπολο οι αντίστοιχες μετρήσεις παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.12) Είναι προφανές από το γράφημα ότι η ΡΙFA δεν επηρεάζεται έντονα από την παρουσία του μεταλλικού επιπέδου, ακόμη και όταν βρίσκεται σε απόσταση 1 cm από αυτό, σε αντίθεση με την κεραία δίπολο.



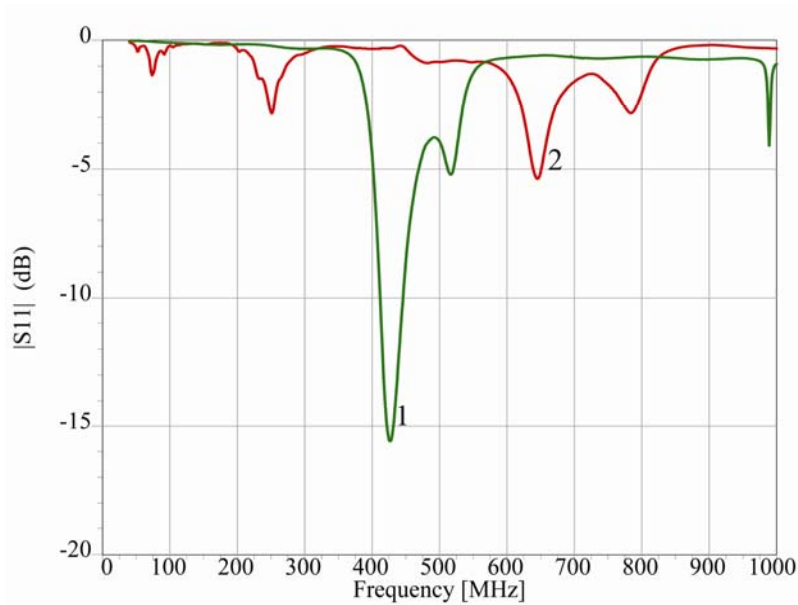
Σχήμα 4.10. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης (RL) της PIFA κεραίας: (1) στον ελεύθερο χώρο, (2) σε απόσταση 8cm πάνω από μεταλλικό επίπεδο, (3) σε απόσταση 1 cm από αυτό.

Το αποτέλεσμα είναι σε συμφωνία με την προσομοίωση της κεραίας του συστήματος κοντά σε μεταλλικό επίπεδο (Σχήμα 4.11). Παρατηρεί κανείς ότι, έχει αλλάξει το (radiation pattern) προφίλ ακτινοβολίας της κεραίας εξαιτίας της παρουσίας του μεταλλικού επιπέδου το οποίο λειτουργεί ως επίπεδο ανάκλασης.



Σχήμα 4.11. (α) Μοντέλο της κεραίας που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις της απόδοσης κοντά σε μεταλλικά επίπεδα. (β) Κανονικοποιημένο κέρδος της κεραίας.

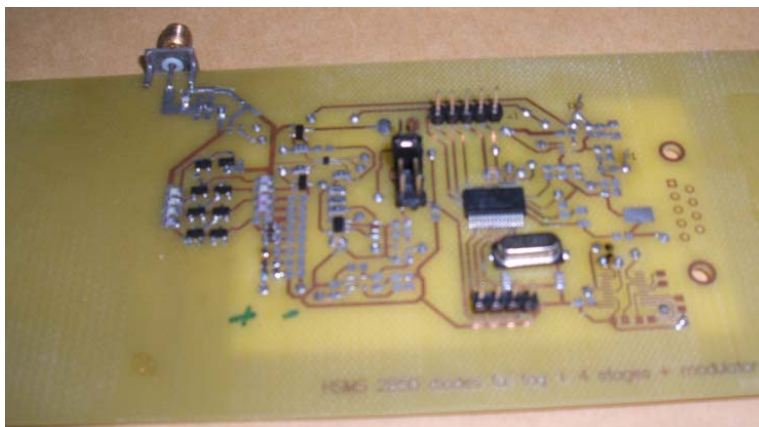
Αντιθέτως, το δίπολο ουσιαστικά βραχυκυκλώνεται από τα ρεύματα – είδωλα (image currents) που επάγονται στο μέταλλο, με αποτέλεσμα να υπάρχουν μεγάλες απώλειες ισχύος λόγω ανάκλασης. Στην περίπτωση αυτή, ένα κύκλωμα συγκομιδής RF ενέργειας με δίπολο θα είχε σταματήσει να λειτουργεί (απενεργοποιηθεί).



Σχήμα 4.12. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης (RL) της κεραίας διπόλου: (1) στον ελεύθερο χώρο και (2) σε απόσταση 1cm πάνω από το μεταλλικό επίπεδο.

### 4.3 Μετρήσεις με πρωτότυπα συστήματα

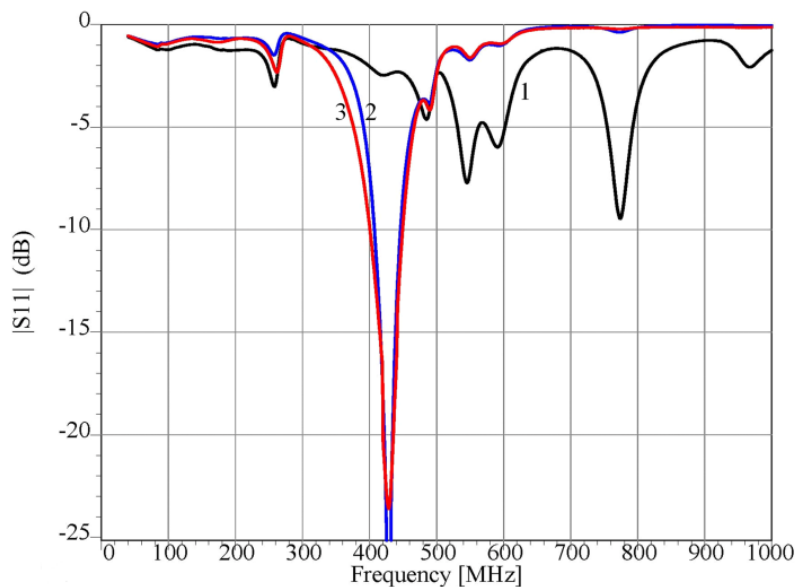
Για να γίνει αξιολόγηση του κυκλώματος συγκομιδής RF ισχύος κατασκευάστηκαν δύο πανοποιώτυπα PCB. Στην είσοδο του ενός προσαρμόστηκε ένας SMA ακροδέκτης, ενώ στο δεύτερο προσαρμόστηκε η PIFA κεραία με μια γραμμή μεταφοράς με χαρακτηριστική αντίσταση 50 Ω. Το πρώτο (Σχήμα 4.13) χρησιμοποιήθηκε για μετρήσεις με RF γεννήτρια σήματος και το δεύτερο για μετρήσεις σε κλειστό χώρο.



Σχήμα 4.13. Φωτογραφία του τυπωμένου κυκλώματος του κόμβου με είσοδο SMA ακροδέκτη που χρησιμοποιήθηκε για μετρήσεις με τη γεννήτρια σήματος. Διαστάσεις 25.0 cm × 7.08 cm.

### 4.3.1 Σχεδίαση κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης

Σημαντικό στάδιο κατά την ανάπτυξη του αυτόνομου κόμβου αποτελεί η διαδικασία προσαρμογής της εμπέδησης της κεραίας και του κυκλώματος. Από τις μετρήσεις που παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.14) παρατηρεί κανείς ότι η προσαρμογή της κεραίας στα 50 Ω είναι πολύ καλή. Από την άλλη πλευρά όμως, με βάση την εμπέδηση εισόδου του κυκλώματος συγκομιδής ενέργειας όπως παρουσιάζεται στην καμπύλη (1) του σχήματος (Σχήμα 4.14), το κύκλωμα θα ανακλούσε περίπου το 60% της ισχύος εισόδου μέσα στο εύρος ζώνης της κεραίας.



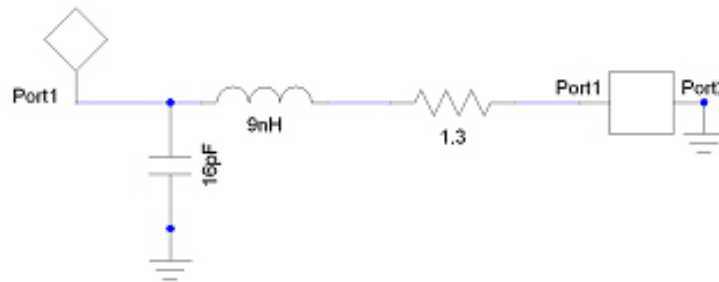
Σχήμα 4.14. Συντελεστής ανάκλασης ως συνάρτηση της συχνότητας (1): μέτρηση εισόδου ηλεκτρονικού κυκλώματος χωρίς προσαρμοσμένη εμπέδηση, (2): προσομοίωση ιδανικού κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης μαζί με τα δεδομένα από (1), (3): μέτρηση στην είσοδο του κυκλώματος μετά την προσαρμογή εμπέδησης.

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε κατά την υλοποίηση του δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης (Matching Network - MN) είναι η εξής. Αρχικά, καταγράφηκε η εμπέδηση εισόδου του συστήματος ως συνάρτηση της συχνότητας μέσω του VNA και επιλέχθηκαν θεωρητικά (μέσω προσομοιώσεων) τα απαιτούμενα στοιχεία του MN ώστε να επιτευχθεί προσαρμογή εμπέδησης. Κατόπιν, συναρμολογήθηκε το MN στο τυπωμένο κύκλωμα και μετρήθηκε η εμπέδηση εισόδου. Μέσα από διαδοχικές συγκρίσεις της πειραματικής μέτρησης και των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης έγιναν διορθώσεις στο MN ώστε να επιτευχθεί ένα επίπεδο συντελεστή ανάκλασης  $|S_{11}|$  μικρότερο από τα -10 dB σε όλη τη ζώνη

συχνοτήτων λειτουργίας του συστήματος. Οι μετρήσεις έγιναν με ένα επίπεδο ισχύος  $P_{IN} = -7\text{dBm}$  και σχεδιάστηκε ένα δικτύωμα με τοπολογία L, ώστε να έχει τον ελάχιστο δυνατό αριθμό στοιχείων και τις ελάχιστες δυνατές απώλειες λόγω των παθητικών στοιχείων.

Το σχηματικό ισοδύναμο του MN που περιλαμβάνει την παρασιτική συνεισφορά των γραμμών χαλκού του τυπωμένου κυκλώματος παρουσιάζεται στο (Σχήμα 4.15). Ένας αντιστάτης  $1.3\Omega$  έχει εισαχθεί στο κύκλωμα για να αποδώσει όλες τις απώλειες ισχύος (λόγω των γραμμών χαλκού και των στοιχείων του MN) στο μη ιδανικό πηνίο. Οι απώλειες μόνο λόγω του πηνίου είναι μικρές επειδή έχει μεγάλο συντελεστή ποιότητας. Με βάση τα στοιχεία του κατασκευαστή η συχνότητα αυτοσυντονισμού του πηνίου είναι  $3.7\text{GHz}$  [7]. Λαμβάνοντας υπόψη ότι ο συντελεστής ποιότητας του πηνίου ως συνάρτηση της συχνότητας είναι γραμμικός για τα πιο πολλά πηνία τουλάχιστον μέχρι το μισό της συχνότητας συντονισμού του και με βάση την απλή σχέση (4.3).

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (4.3)$$



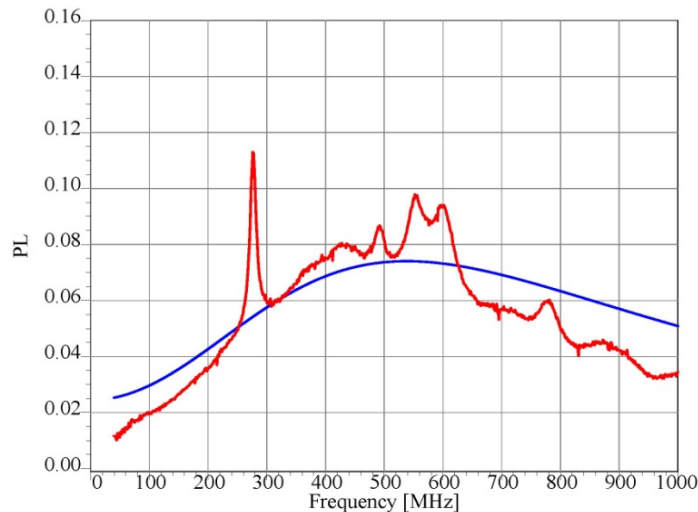
Σχήμα 4.15. Σχηματικό του δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης που σχεδιάστηκε για το κύκλωμα συγκομιδής ισχύος με συχνότητα λειτουργίας τα  $430\text{MHz}$ .

προκύπτει ότι το πηνίο που επιλέχθηκε έχει  $Q$  περίπου 80 στη συχνότητα των  $1.85\text{GHz}$  και αρκετά υψηλότερο κοντά στη συχνότητα συντονισμού του.

Στο γράφημα παρουσιάζεται η σύγκριση μεταξύ της απόκρισης του μοντέλου (καμπύλη (2)) και των μετρήσεων από την υλοποίηση του MN (καμπύλη (3)) πάνω στο PCB του συστήματος. Για τον προσδιορισμό των συνολικών απωλειών του δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης, η σύνδεση του MN με τον πολλαπλασιαστή τάσης διεκόπη και έγινε μέτρηση των S-παραμέτρων του ως δίθυρο δίκτυο (2 port system). Έτσι, η απώλεια ισχύος υπολογίστηκε με βάση την έκφραση (4.4).

$$PL = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (4.4)$$

Καθώς το κύκλωμα δεν είναι συμμετρικό ως προς τις εισόδους του η παραπάνω ποσότητα υπολογίστηκε ως προς κάθε είσοδο ξεχωριστά αντικαθιστώντας τις αντίστοιχες S-παραμέτρους στην παραπάνω έκφραση. Κατόπιν, επιλέχθηκε η είσοδος εκείνη που δίνει τις μεγαλύτερες απώλειες ισχύος. Με βάση το γράφημα στο (Σχήμα 4.16) παρατηρεί κανείς ότι υπάρχει καλή συμφωνία μεταξύ του μοντέλου του κυκλώματος και των μετρήσεων γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας του συστήματος, δίνοντας εκεί μια μέγιστη απώλεια ισχύος περίπου 8%. Όπως προκύπτει από το (Σχήμα 4.16) το κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης έχει εύρος ζώνης συχνοτήτων ικανό να περιλάβει το εύρος ζώνης της κεραίας. Διαφορετικά, το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος θα περιοριζόταν όχι από τα χαρακτηριστικά της κεραίας αλλά από το ίδιο το MN.

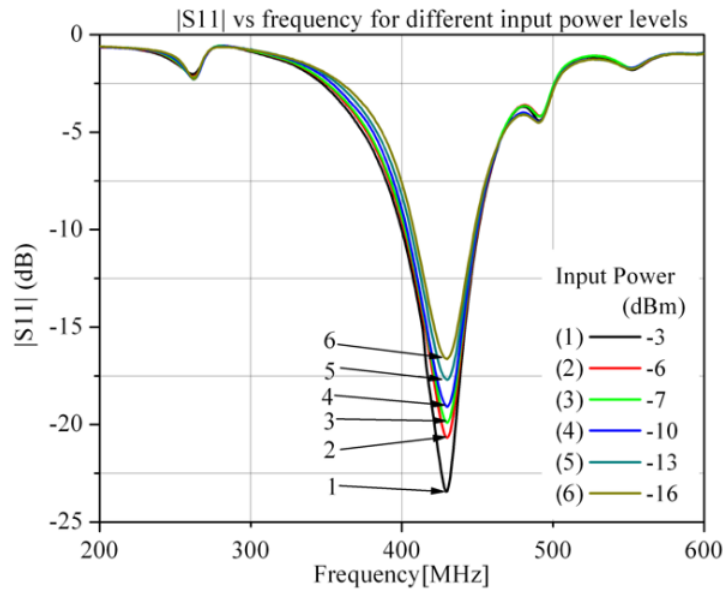


Σχήμα 4.16. Συνολική απώλεια ισχύος από το κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης σε συνάρτηση της συχνότητας, (1): Ιδανικό μοντέλο, (2): Μέτρηση.

### 4.3.2 Μελέτη της εμπέδησης εισόδου για μεταβαλλόμενη ισχύ εισόδου

Με βάση τη βιβλιογραφία [8] η εμπέδηση εισόδου ενός RF πολλαπλασιαστή τάσης βασισμένου σε διόδους ανόρθωσης ή MOS τρανζιστορ και πιο συγκεκριμένα το πραγματικό της μέρος μεταβάλλεται όταν μεταβάλλεται η τιμή της ισχύος στην είσοδό του. Για να μελετηθεί η επίδραση της ισχύος εισόδου στην εμπέδηση εισόδου του συστήματος που κατασκευάστηκε μετρήθηκε μέσω του VNA βαθμονομημένου στα 50 Ω η  $S_{11}$  παράμετρος του συστήματος μετά την προσαρμογή της εμπέδησής του ως συνάρτηση της συχνότητας για διαφορετικά επίπεδα ισχύος. Οι μετρήσεις

παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.17). Παρατηρεί κανείς ότι η  $S_{11}$  είναι μικρότερη από -15 dB, δηλαδή, λιγότερο από 3% της ισχύος ανακλάται για μια περιοχή τιμών ισχύος εισόδου από -16 dBm ως -3 dBm. Το πραγματικό τμήμα της εμπέδησης εισόδου για συχνότητα 430 MHz μεταβάλλεται από 60.4  $\Omega$  μέχρι τα 54.8  $\Omega$  για την παραπάνω περιοχή τιμών αντίστοιχα. Έτσι, αλλαγές στην ισχύ εισόδου δε μειώνουν σημαντικά την απόδοση του συστήματος λόγω αποσυντονισμού.



Σχήμα 4.17. Συντελεστής ανάκλασης  $S_{11}$  συνάρτησι της συχνότητας για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου.

## 4.4 Μετρήσεις με γεννήτρια σήματος

### 4.4.1 RF Κατώφλι λειτουργίας του κυκλώματος (RF ευαισθησία στη συγκομιδή ενέργειας)

Για την εύρεση της RF ευαισθησίας του κυκλώματος, δηλαδή για τον προσδιορισμό της ελάχιστης απαιτούμενης τιμής ισχύος στην είσοδο του προκειμένου να λειτουργήσει χρησιμοποιήθηκε το *pcb* με προσαρμοσμένο τον SMA ακροδέκτη. Αρχικά, προγραμματίστηκε ο μικροελεγκτής του συστήματος ώστε να δίνει σε μια από τις εξόδους του σειρά τετραγωνικών παλμών με συχνότητα 0.5 Hz, ενώ επιλέχθηκε ένα ρολόι λειτουργίας του στα 32 kHz προκειμένου να εξασφαλιστεί χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Έλεγχος της παραπάνω εξόδου έγινε μέσω παλμογράφου. Γεννήτρια RF σήματος N39310A της Agilent [8] χρησιμοποιήθηκε ώστε στην είσοδο του συστήματος να έχουμε ημιτονοειδή σήματα συχνότητας 430



MHz διαφορετικής κάθε φορά ισχύος (amplitude sweep). Με την παραπάνω μέθοδο προσδιορίστηκε ότι η ελάχιστη τιμή ισχύος στην είσοδο του συστήματος ώστε να ενεργοποιηθεί ο μικροελεγκτής όταν οι πυκνωτές συσσώρευσης είναι εντελώς εκφορτισμένοι είναι 0.26 mW ή αντίστοιχα -5.8 dBm στα 430 MHz. Επίσης, πρέπει να παρατηρήσουμε ότι για την παραπάνω τιμή ισχύος ο μικροελεγκτής λειτούργησε συνεχόμενα λόγω της χαμηλής κατανάλωσης ισχύος. Στη συνέχεια, χρησιμοποιήθηκαν ρολόγια υψηλότερης ταχύτητας προκειμένου να ελεγχθεί η λειτουργία του διακόπτη ελέγχου τάσης. Στα (Σχήμα 4.18) και (Σχήμα 4.19) παρουσιάζεται η φόρτιση και οι κύκλοι λειτουργίας του μικροελεγκτή για ρολόι λειτουργίας στα 2 MHz και ισχύ εισόδου 0.29 mW (-5.4dBm) και 0.56 mW (-2.5 dBm).



Σχήμα 4.18. Πράσινο: Τάση στα άκρα του ρυθμιστή τάσης. Κίτρινο: Παλμοσειρά σε ακροδέκτη του μικροελεγκτή για ρολόι λειτουργίας 2MHz και ισχύ εισόδου -5.4 dBm στα 430 MHz.

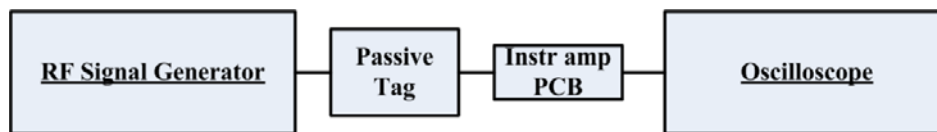


Σχήμα 4.19. Πράσινο: Τάση στα άκρα του ρυθμιστή τάσης. Κίτρινο: Παλμοσειρά σε ακροδέκτη του μικροελεγκτή για ρολόι λειτουργίας 2MHz και ισχύ εισόδου -2.5 dBm στα 430 MHz.

Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι καθώς αυξάνει η ισχύς εισόδου μειώνεται ο χρόνος που απαιτείται για τη φόρτιση των πυκνωτών συσσώρευσης και ταυτόχρονα επιμηκύνεται το χρονικό διάστημα λειτουργίας του μικροελεγκτή, καθώς η φόρτιση γίνεται με υψηλότερο ρυθμό καθόλη τη διάρκεια λειτουργίας του μικροελεγκτή.

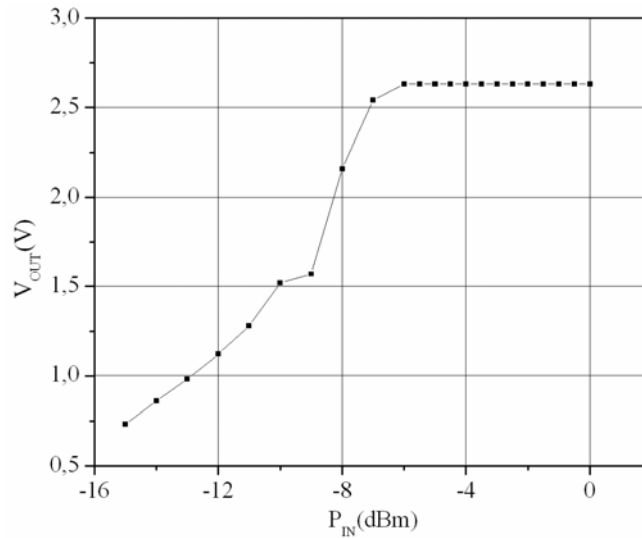
#### 4.4.2 Μέτρηση τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή

Για τη μελέτη της συμπεριφοράς του πολλαπλασιαστή τάσης μετρήθηκε επίσης η τιμή της τάσης εξόδου του ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για την περιοχή τιμών από -15 dBm ως -5 dBm. Έτσι, για να μην επηρεαστεί η συμπεριφορά του κυκλώματος από ρεύματα που διαρρέουν τον ακροδέκτη (1MΩ) του παλμογράφου, παρεμβλήθηκε ένα κύκλωμα (instrumentation amplifier) ενισχυτή μεταξύ της εξόδου του πολλαπλασιαστή και του παλμογράφου (Σχήμα 4.20).



Σχήμα 4.20. Σχηματική απεικόνιση της διάταξης μέτρησης της τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή Dickson.

Τα αποτελέσματα της μέτρησης παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.21). Όταν η ισχύς εισόδου είναι μεγαλύτερη από το κατώφλι λειτουργίας, η τάση εξόδου δε μπορεί να ξεπεράσει τα 2.63 V. Διότι, το ρεύμα που απαιτεί το φορτίο αυξάνεται όταν το κύκλωμα είναι πλήρως ενεργοποιημένο με αποτέλεσμα την εκφόρτιση των πυκνωτών συσσώρευσης.



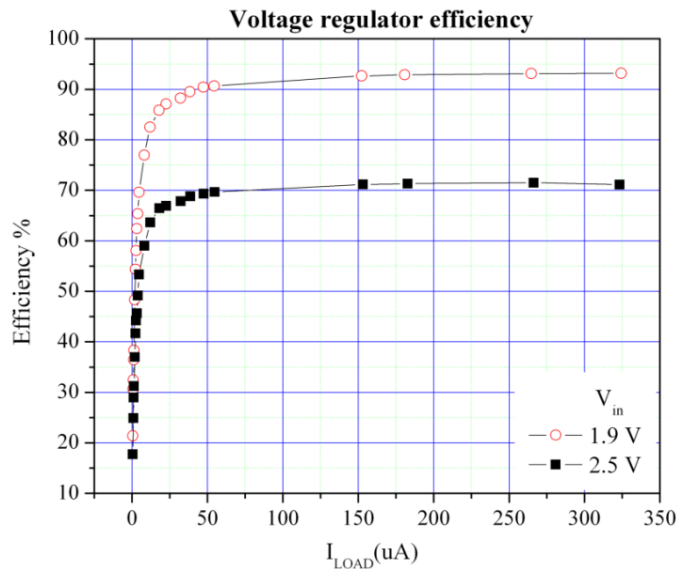
Σχήμα 4.21. Τάση εξόδου του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου στα 430 MHz.

#### 4.4.3 Απόδοση του πολλαπλασιαστή στη μετατροπή ισχύος RF σε DC

Χρήσιμη για την αξιολόγηση της ικανότητας μετατροπής RF σε DC σήματος είναι και η μέτρηση του συντελεστή απόδοσης του πολλαπλασιαστή τάσης, ώστε να προσδιοριστεί η συνολική απόδοση του κυκλώματος συγκομιδής ενέργειας. Η απόδοση του πολλαπλασιαστή μπορεί να μετρηθεί κατά τη φάση όπου το σύστημα είναι σε αναμονή (stand-by mode) φορτίζοντας τους πυκνωτές συσσώρευσης. Κατά τη διάρκεια της παραπάνω φάσης θεωρώντας ένα σταθερό ρεύμα φορτίου μπορεί να υπολογίσει κανείς το συντελεστή απόδοσης του κυκλώματος συγκομιδής ισχύος  $\eta_{\text{eff}}$  ως τον λόγο της ενέργειας που απαιτείται για να τροφοδοτήσει τον διακόπτη ελέγχου τάσης και για να φορτίσει τους πυκνωτές συσσώρευσης προς την ενέργεια που παρέχεται από την RF πηγή στο ίδιο χρονικό διάστημα (χρονικό διάστημα φόρτισης). Η απώλειες ισχύος εξαιτίας του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης έχουν επίσης ληφθεί υπόψη για τον ακριβή προσδιορισμό της ενέργειας στην είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης. Πρέπει εδώ να επισημανθεί ότι, το τροφοδοτικό του κυκλώματος κατά τη διάρκεια του διαστήματος φόρτισης των πυκνωτών είναι απενεργοποιημένο με αποτέλεσμα να μην επηρεάζει την RF σε DC απόδοση του συστήματος. Με βάση τα παραπάνω ο συντελεστής απόδοσης του συστήματος προέκυψε 22% για ισχύ εισόδου ίση με -5.8 dBm.

#### 4.4.4 Απόδοση του σταθεροποιητή τάσης (regulator) του κυκλώματος

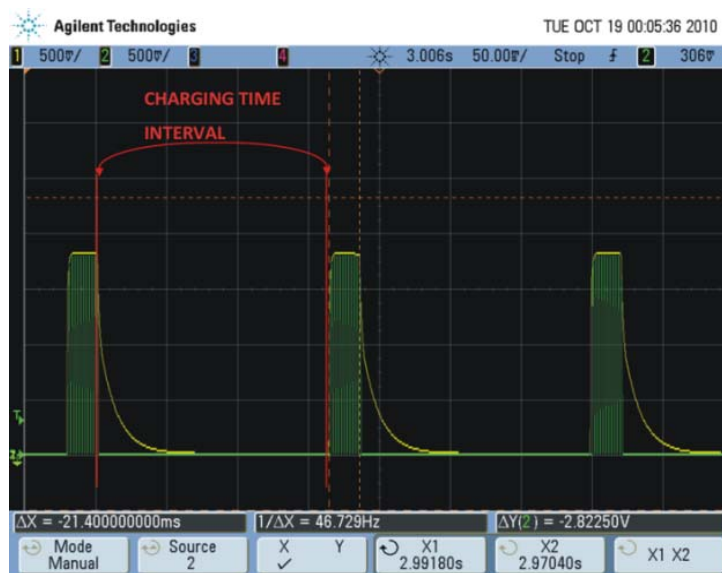
Η πλήρης απόδοση του συστήματος στη μετατροπή RF σε DC κατά τη διάρκεια λειτουργίας του συστήματος πρέπει να λάβει υπόψιν και τον συντελεστή απόδοσης του σταθεροποιητή τάσης του συστήματος. Η απόδοση του σταθεροποιητή τάσης του συστήματος λαμβάνοντας υπόψη και την κατανάλωση του δικτύματος των αντιστάτων που ρυθμίζουν την τάση εξόδου μετρήθηκε σε συνάρτηση του ρεύματος φορτίου σε δύο διαφορετικές τάσεις εισόδου, 2.5 V και 1.9 V προκειμένου να υπολογιστεί η συνολική απόδοση του συστήματος, δηλαδή την απόδοση του πολλαπλασιαστή και του τροφοδοτικού μαζί. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.22). Οι μετρήσεις έγιναν με ωμικό φορτίο στην έξοδο του ρυθμιστή τάσης, ενώ κατά τη διάρκεια τους το ψηφιακό τμήμα του συστήματος ήταν απενεργοποιημένο. Για ρεύμα φορτίου 0.3 mA που αντιστοιχεί σε λειτουργία του μικροελεγκτή με υψηλό ρολόι (2 MHz) η συνολική απόδοση είναι 20.5% όταν οι πυκνωτές είναι πλήρως φορτισμένοι (2.5 V) και 15.7% κοντά στο κατώτερο κατώφλι λειτουργίας (1.9 V) πριν ο μικροελεγκτής απενεργοποιηθεί και η φόρτιση των πυκνωτών αρχίσει πάλι. Εκεί έχουμε λειτουργία του μικροελεγκτή με χαμηλό ρολόι άρα κατά τη μετάδοση δεδομένων και μικρότερο ρεύμα φορτίου.



Σχήμα 4.22. Μέτρηση της απόδοσης του τροφοδοτικού μαζί με το εξωτερικό δίκτυμα αντιστάσεων για δύο διαφορετικές τάσεις εισόδου ως συνάρτηση του ρεύματος φορτίου.

#### 4.4.5 Μέτρηση χρόνου φόρτισης

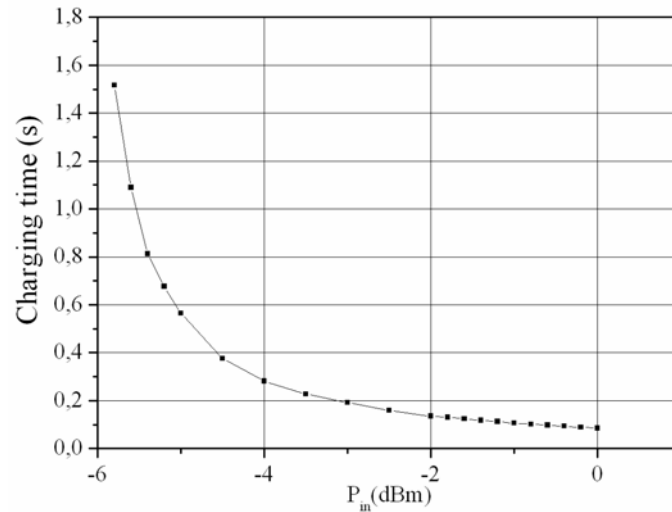
Καθοριστική για τον προσδιορισμό της συχνότητας επανάληψης μέτρησης του συστήματος είναι η μέτρηση του χρόνου φόρτισης των πυκνωτών του συστήματος ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου, καθώς μόνον όταν οι πυκνωτές συσώρευσης είναι πλήρως φορτισμένοι μπορεί να ενεργοποιηθεί ο μικροελεγκτής, να πραγματοποιήσει μέτρηση ή και να αποστείλει ασύρματα δεδομένα. Για τη μέτρηση του χρόνου φόρτισης των πυκνωτών συσώρευσης για διαφορετικές τιμές εισόδου του συστήματος χρησιμοποιήθηκε η κεντρική συχνότητα λειτουργίας του συστήματος (430 MHz). Ο χρόνος φόρτισης αντιστοιχεί στο χρονικό διάστημα μεταξύ δύο διαδοχικών κύκλων πλήρους λειτουργίας του αυτόνομου κυκλώματος (Σχήμα 4.23).



Σχήμα 4.23. Μέτρηση χρόνου φόρτισης.

Τα αποτελέσματα για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου παρουσιάζονται στο γράφημα (Σχήμα 4.24). Παρατηρεί κανείς ότι, όπως ήταν αναμενόμενο, μεγαλύτερες τιμές ισχύος εισόδου δίνουν μικρότερα διαστήματα φόρτισης που μειώνονται με εκθετικό τρόπο. Από τις παραπάνω μετρήσεις μπορεί επίσης να εξαχθεί και ο χρόνος λειτουργίας του κυκλώματος μεταξύ δύο περιόδων φόρτισης, ο οποίος είναι της τάξης των 20 ms για χωρητικότητα αποθήκευσης ενέργειας 20  $\mu\text{F}$  στην περίπτωση όπου ο μικροελεγκτής λειτουργεί με ρολόι συχνότητας 2MHz. Πρέπει να σημειωθεί ότι, όταν η ισχύς εισόδου είναι μεγαλύτερη από την κατανάλωση του συστήματος, λόγω του πλεονάσματος ισχύος οι πυκνωτές συσώρευσης παραμένουν συνεχώς φορτισμένοι

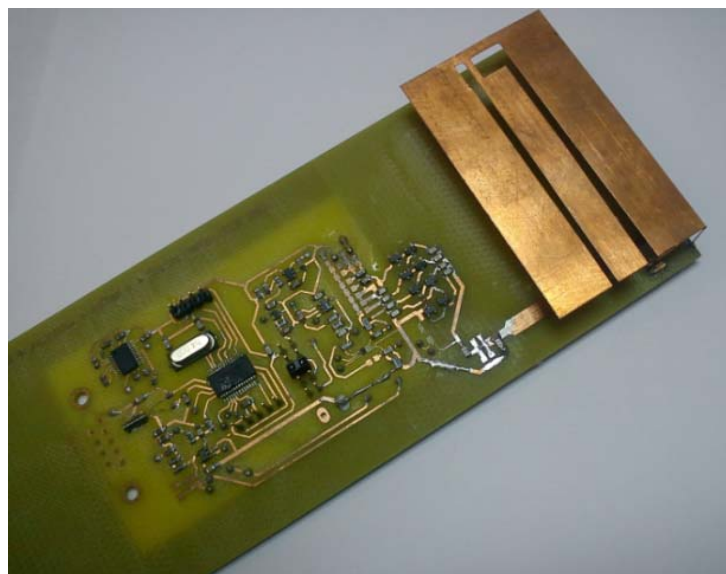
με επίπεδο τάσης μεγαλύτερο από το κάτω κατώφλι του κυκλώματος διαχείρισης ενέργειας και το σύστημα παραμένει συνεχώς πλήρως ενεργοποιημένο.



Σχήμα 4.24. Χρόνος φόρτισης ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου στα 430 MHz.

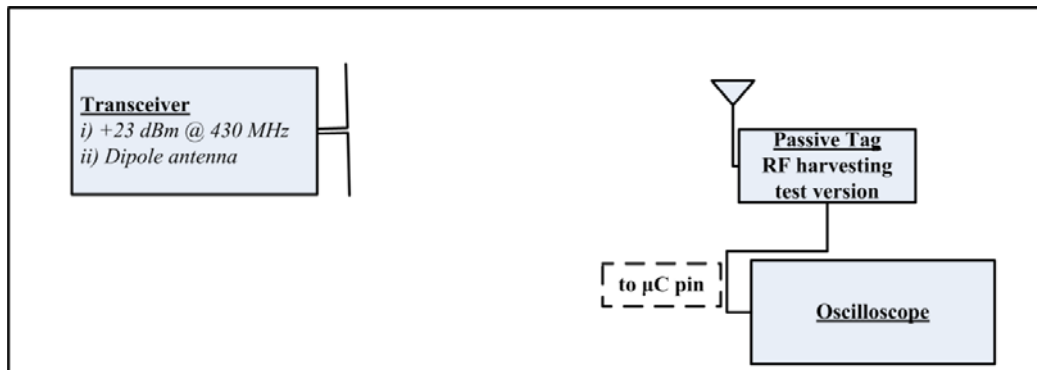
#### 4.4.6 Συγκομιδή ενέργειας από εκπεμπόμενα ραδιοκύματα

Προκειμένου να αξιολογηθεί η λειτουργία του συστήματος σε συνδυασμό με την κεραία υλοποιήθηκε ένα τυπωμένο κύκλωμα που περιλαμβάνει και την RIFA κεραία, φωτογραφία του οποίου παρατίθεται στο (Σχήμα 4.25).



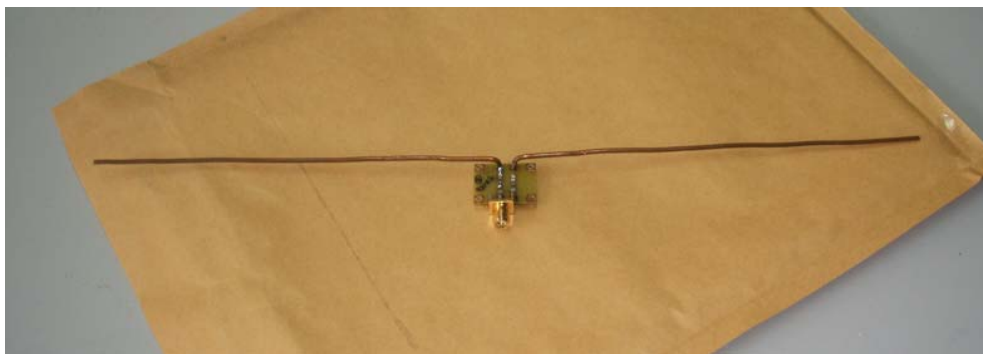
Σχήμα 4.25. Φωτογραφία του συστήματος συγκομιδής ενέργειας με την RIFA κεραία προσαρμοσμένη.

Για τις μετρήσεις (Σχήμα 4.26) επιλέχθηκε ως χώρος δοκιμών μια άδεια αίθουσα διαστάσεων 10m μήκος, 3m ύψος και 8.6 m πλάτος. Για την εκπομπή RF ακτινοβολίας επιλέχθηκε ένας εμπορικός πομποδέκτης FC-201/SA [10] της Shenzhen Friendcom Technology Development Co με σταθερή ισχύ εξόδου 200 mW (23 dBm) σε συχνότητα λειτουργίας 433 MHz. Η έξοδος του πομποδέκτη συνδέθηκε με κεραία τύπου διπόλου  $\lambda/2$  με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 430 MHz (Σχήμα 4.27). Η υιοθέτηση της κεραίας τύπου διπόλου προσφέρει το πλεονέκτημα της ομοκατευθυντικής εκπομπής.



Σχήμα 4.26. Σχηματική απεικόνιση της διαδικασίας μέτρησης της εμβέλειας του συστήματος και του χρόνου φόρτισης των πυκνωτών συσσώρευσης ενέργειας.

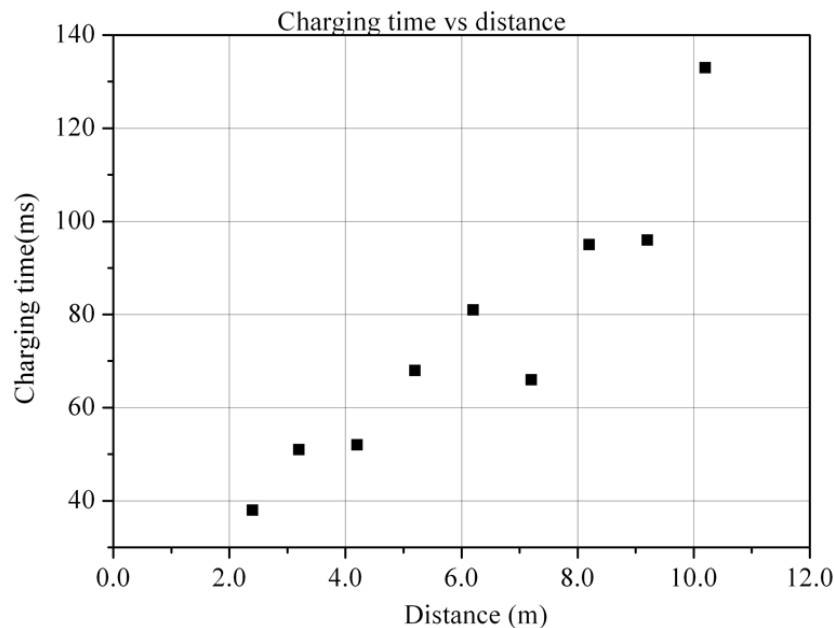
Κατά συνέπεια, στις εφαρμογές ένας σταθμός βάσης είναι δυνατόν να τροφοδοτεί και να συλλέγει δεδομένα μετρήσεων από περισσότερους από έναν κόμβους αισθητήρων σε αντίθεση με σταθμούς βάσης που φέρουν κεραίες μεγαλύτερης κατευθυντικότητας.



Σχήμα 4.27. Κεραία δίπολο  $\lambda/2$  με συχνότητα λειτουργίας τα 430 MHz.

Για τις μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε το PCB με την RIFA κεραία, ο μικροελεγκτής του οποίου προγραμματίστηκε να δίνει μια σειρά παλμών στην έξοδό του χρησιμοποιώντας ρολόι 32 kHz όπως και στις μετρήσεις με τη γεννήτρια σήματος. Ο

πομπός και το κύκλωμα με την κεραία τοποθετήθηκαν στο κέντρο της αίθουσας προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν οι ανακλάσεις από τους τοίχους. Μέσω παλμογράφου καταγράφηκαν οι παλμοί στην έξοδο του μικροελεγκτή για διαφορετικές αποστάσεις μεταξύ των δύο πλακετών. Σε αποστάσεις από 2 m ως 4 m το κύκλωμα λειτουργεί για χρονικά διαστήματα της τάξης των 20 ms μεταξύ των κύκλων φόρτισης και για αποστάσεις μικρότερες από 2 m ο μικροελεγκτής λειτουργεί συνεχόμενα λόγω της μεγάλης τιμής της προσπίπτουσας RF ισχύος. Ο χρόνος φόρτισης ως συνάρτηση της απόστασης παρουσιάζεται στο (Σχήμα 4.28). Παρατηρεί κανείς ότι, ο χρόνος φόρτισης μεταξύ δύο διαδοχικών μετρήσεων είναι της τάξης του 0.1 sec εξασφαλίζοντας γρήγορη δειγματοληψία.



Σχήμα 4.28. Χρόνος φόρτισης ως συνάρτηση της απόστασης στα 430 MHz.

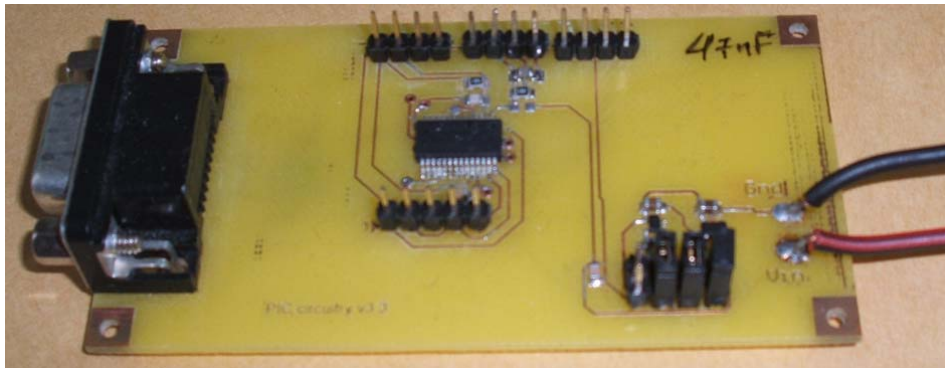
#### 4.5 Αξιολόγηση Ψηφιακού Τμήματος – Μέτρηση Αισθητήρων

Κατά την υλοποίηση του κυκλώματος του αυτόνομου κόμβου επιλέχθηκε ο μικροελεγκτής PIC18F24K20 [11] της Microhip που είναι αρχιτεκτονικής 8-bit και μπορεί να λειτουργήσει με τάση τροφοδοσίας 1.8V. Συνδυάζει χαμηλή κατανάλωση ισχύος με μια σειρά από περιφερειακά συστήματα. Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του παραπάνω μικροελεγκτή που τον καθιστά κατάλληλο για την παρούσα εφαρμογή είναι η δυνατότητα που παρέχει να αλλάζει η συχνότητα του κυκλώματος χρονισμού του κατά τη διάρκεια εκτέλεσης του αλγορίθμου του (Clock switching on the fly). Το



χαρακτηριστικό αυτό επιτρέπει εξοικονόμηση ενέργειας για το κύκλωμα μιας και το ρολόι του μικροελεγκτή λειτουργεί συνεχώς, και παρουσιάζει μεγαλύτερες απαιτήσεις ισχύος σε σχέση με τα περιφερειακά του. Ρολόγια υψηλής συχνότητας μπορούν να χρησιμοποιηθούν κατά τη μέτρηση του αισθητήρα, όπου απαιτείται μεγαλύτερη ακρίβεια, ενώ η αρχικοποίηση των περιφερειακών του και η μετάδοση δεδομένων μικρού bit-rate προς το σταθμό βάσης μπορεί να γίνει με χαμηλότερης συχνότητας ρολόι. Το σχηματικό διάγραμμα του ψηφιακού τμήματος του αυτόνομου κόμβου δίνεται στο (Σχήμα 1.4) (Παράρτημα).

Η φωτογραφία του κυκλώματος με το οποίο έγινε μέτρηση αισθητήρων παρουσιάζεται στο (Σχήμα 4.29). Περιλαμβάνει τον μικροελεγκτή PIC18F24K20, το κύκλωμα μέτρησης αισθητήρων, ρυθμιστές τάσης 1.8V, 3.3V, καθώς και δυνατότητα σύνδεσης εξωτερικής τάσης απευθείας στον μικροελεγκτή. Επίσης, υπάρχει δυνατότητα επικοινωνίας με υπολογιστή μέσω σειριακής θύρας (Σχήμα 1.5) που βασίζεται στο ολοκληρωμένο max3222 της MAXIM [12] το οποίο απαιτεί τάση τροφοδοσίας 3.3 V.



Σχήμα 4.29. Φωτογραφία του κυκλώματος ανάπτυξης του αλγορίθμου του μικροελεγκτή.

#### 4.5.1 Μέτρηση κατανάλωσης και χρόνου μέτρησης

Αρχικά μετρήθηκε το ρεύμα που απαιτεί ο μικροελεγκτής κατά τη λειτουργία του, καθώς, η κατανάλωση του κατά τη διάρκεια των διαφορετικών φάσεων λειτουργίας του συστήματος είναι μια από τις σημαντικότερες παραμέτρους που πρέπει να ληφθούν υπόψιν κατά την ανάπτυξη του αλγορίθμου λειτουργίας του αλλά και για την επιλογή της χωρητικότητας του πυκνωτή συσσώρευσης ενέργειας στο πλήρες σύστημα. Οι απαιτήσεις ρεύματος του μικροελεγκτή καθορίζονται κύρια από τη

συχνότητα του ρολογιού λειτουργίας του και σε μικρότερο βαθμό από τα περιφερειακά τμήματα που είναι ενεργά ιδιαίτερα για μεγάλες συχνότητες λειτουργίας της τάξης των MHz. Στο ρεύμα που απαιτεί η χρήση του μικροελεγκτή πρέπει επίσης να συμπεριληφθεί και η κατανάλωση του αναλογικού διακόπτη διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος του συστήματος, διότι, για την τροφοδοσία και τον έλεγχο του χρησιμοποιούνται ακροδέκτες του μικροελεγκτή.

Αρχικά, καταγράφηκε το ρεύμα φορτίου  $I_{\text{clock}}$  στον ακροδέκτη τροφοδοσίας του μικροελεγκτή για διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας του εσωτερικού ρολογιού του μικροελεγκτή και για τάση τροφοδοσίας 1.8 V. Πρέπει να σημειωθεί ότι κατά τη διάρκεια των μετρήσεων ρεύματος τα περιφερειακά συστήματα του μικροελεγκτή δεν ήταν ενεργά ενώ οι θύρες εισόδου/εξόδου ήταν σε κατάσταση υψηλής εμπέδησης εισόδου προκειμένου να περιοριστούν τυχόν ρεύματα διαρροής. Στη συνέχεια, προγραμματίστηκε ο μικροελεγκτής να μετρήσει μια σταθερή χωρητικότητα 100 pF με χωρητικότητα ολοκλήρωσης  $C_{\text{INT}} = 47$  nF μέσω της μεθόδου μοιράσματος φορτίου και μετρήθηκε η μέγιστη τιμή για το ρεύμα φορτίου  $I_{\text{measure}}$  για διαφορετικές συχνότητες λειτουργίας  $f_{\mu\text{C}}$  άνω του 1MHz, επίσης για τάση τροφοδοσίας 1.8 V μέσω ψηφιακού βολτόμετρου. Πρέπει εδώ να σημειωθεί ότι σε κάθε περίπτωση καταγράφηκε το μέγιστο ρεύμα μέσω του ψηφιακού βολτομέτρου για κάθε περίπτωση επειδή το ρεύμα φορτίου μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια εκτέλεσης του αλγορίθμου του μικροελεγκτή. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται με ακρίβεια  $\mu\text{A}$  στον πίνακα (Πίνακας 4.2)

**Πίνακας 4.2. Απαιτήσεις ρεύματος μικροελεγκτή ως συνάρτηση της συχνότητας του ρολογιού του. Δεν παρουσιάζονται αποτελέσματα για συχνότητες που δεν χρησιμοποιούνται κατά τη μέτρηση.**

$f_{\mu\text{C}}$ (Hz)	$I_{\text{clock}}$ (A)	$I_{\text{measure}}$ (A)
32k	8 $\mu$	-
250k	244 $\mu$	-
500k	316 $\mu$	-
1M	379 $\mu$	453 $\mu$
2M	503 $\mu$	580 $\mu$
4M	726 $\mu$	807 $\mu$
8M	1.251m	1.329m
16M	2.153m	2.225m

Παρά την χαμηλή κατανάλωση, η χρήση ρολογιών χαμηλής συχνότητας (<1MHz) δεν μπορεί να υιοθετηθεί στην περίπτωση μέτρησης χωρητικότητας με τη μέθοδο

μοιράσματος φορτίου, καθώς εισέρχονται περιορισμοί στην ταχύτητα/συχνότητα με την οποία γίνεται η φόρτιση και εκφόρτιση των πυκνωτών. Για το λόγο αυτό δεν παρουσιάζονται οι αντίστοιχες τιμές στον παραπάνω πίνακα.

Ένας ακόμη παράγοντας που επηρεάζει την επιλογή του πυκνωτή συσσώρευσης του συστήματος είναι ο χρόνος που απαιτείται για να ολοκληρωθεί ένας κύκλος μέτρησης του αισθητήρα. Με βάση την παράγραφο (3.4.2.1) ο χρόνος μέτρησης καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από την τιμή του πυκνωτή συσσώρευσης  $C_{INT}$  για δεδομένο ρολόι του μικροελεγκτή. Για το λόγο αυτό μετρήθηκε ο χρόνος μέτρησης μιας σταθερής χωρητικότητας  $C_{SEN} = 100 \text{ pF}$  ως συνάρτηση της ταχύτητας του ρολογιού του μικροελεγκτή για διαφορετικές τιμές του πυκνωτή  $C_{INT}$ . Οι μετρήσεις έγιναν με τάσεις τροφοδοσίας 3.3 V και 1.8 V με τον ίδιο αλγόριθμο προκειμένου να διαπιστωθεί αν οι χρόνοι μέτρησης εξαρτώνται έντονα από την τάση τροφοδοσίας. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στους πίνακες (Πίνακας 4.2) και (Πίνακας 4.3) αντίστοιχα.

**Πίνακας 4.3. Χρόνος μέτρησης μέσω της μεθόδου μοιράσματος φορτίου σε συνάρτηση του ρολογιού λειτουργίας του μικροελεγκτή για τάση τροφοδοσίας 3.3V**

$C_{INT}(\text{nF})$		10	22	33	47	100
$f_{CLK}(\text{MHz})$						
2	t(ms)	2.0	4.36	6.36	9.01	19.26
4		0.988	2.16	3.15	4.33	9.52
8		0.488	1.07	1.73	2.10	4.74

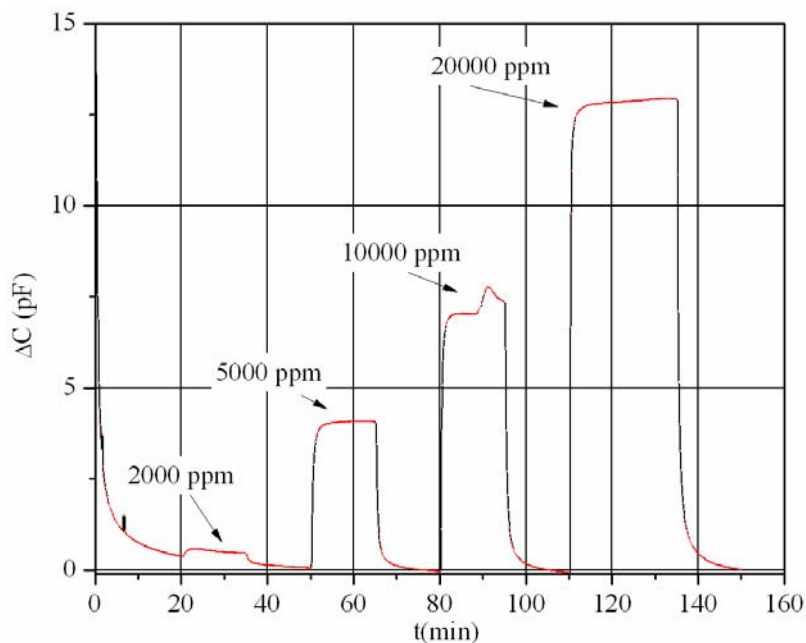
**Πίνακας 4.4. Χρόνος μέτρησης μέσω της μεθόδου μοιράσματος φορτίου σε συνάρτηση του ρολογιού λειτουργίας του μικροελεγκτή για τάση τροφοδοσίας 1.8V**

$C_{INT}(\text{nF})$		10	22	33	47	100
$f_{CLK}(\text{MHz})$						
2	t(ms)	1.98	4.57	6.20	9.13	19.30
4		0.976	2.57	3.05	4.73	9.60
8		0.482	1.22	1.50	2.22	4.68

#### 4.5.2 Μετρήσεις υγρασίας

Ως εφαρμογή για τον έλεγχο της αρχιτεκτονικής του συστήματος επιλέχθηκε η μέτρηση τιμών σχετικής υγρασίας μέσω του εμπορικά διαθέσιμου αισθητήρα HS1101 της Sensirion [13] ο οποίος είναι χωρητικού τύπου με τιμές τάξης μεγέθους των 100 pF, έχει μεγάλη απόκριση και μπορεί να μετρηθεί μέσω της μεθόδου μοιράσματος

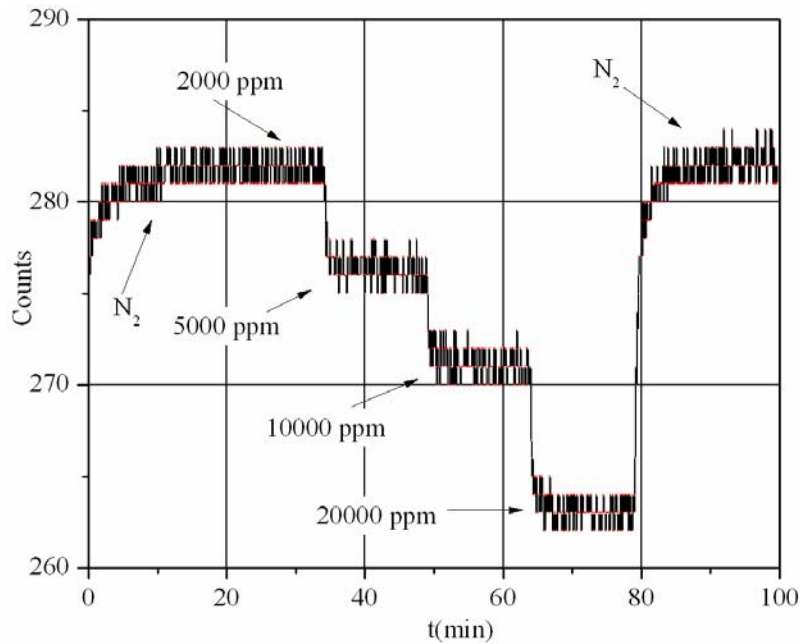
φορτίου με πυκνωτές συσσώρευσης 100 nF. Το τελευταίο χαρακτηριστικό είναι αναγκαίο προκειμένου να υπάρχουν μικροί χρόνοι φόρτισης. Προκειμένου να μετρηθεί με ακρίβεια η απόκριση του αισθητήρα χρησιμοποιήθηκε θάλαμος μέτρησης αισθητήρων αερίων που έχει κατασκευαστεί στο ΙΜΗΛ [14] στον οποίο μπορεί να γίνει με ακρίβεια ο έλεγχος του ποσοστού υγρασίας (ppm) μέσα σε ροή αζώτου, καθώς και έλεγχος της θερμοκρασίας. Αρχικά, μετρήθηκε η απόκριση του αισθητήρα για διαφορετικές συγκεντρώσεις υγρασίας (ppm) σε σταθερή θερμοκρασία με τη χρήση γέφυρας μέτρησης χωρητικότητας HP-4278 της Agilent [8]. Στην αρχή της μέτρησης, καθώς και μεταξύ των διαφορετικών τιμών υγρασίας που επιλέχθηκαν, μεσολάβησαν διαστήματα όπου υπήρχε μόνο ροή αερίου αζώτου μέσα στον θάλαμο του αισθητήρα. Τα αποτελέσματα της μέτρησης για κύκλους από 15 min ροής ατμών υγρασίας και 15 min ροής καθαρού αζώτου παρουσιάζονται στο γράφημα στο (Σχήμα 4.30).



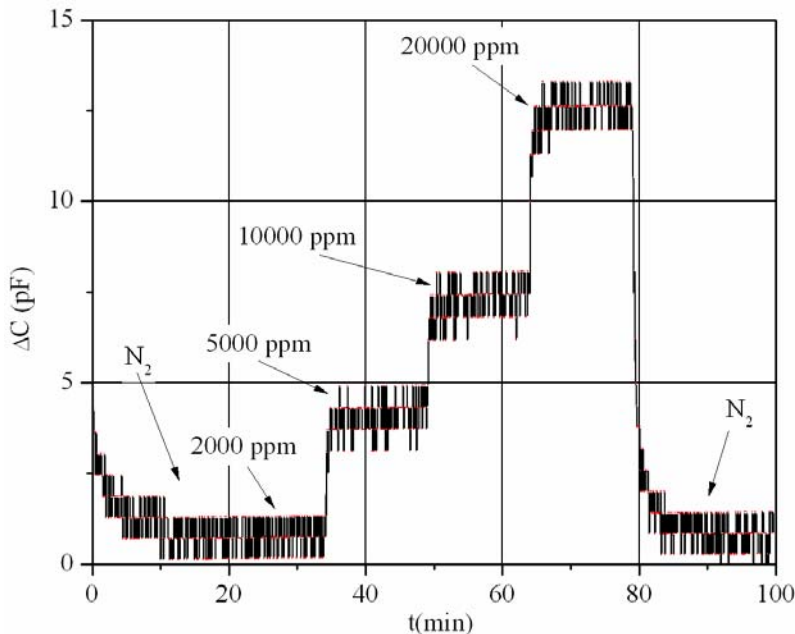
Σχήμα 4.30. Μεταβολή της απόκρισης του αισθητήρα υγρασίας HS-1101 για διαφορετικές συγκεντρώσεις υγρασίας. Μέτρηση με τη γέφυρα HP-4278 σε συχνότητα 1 MHz.

Στη συνέχεια, για τον έλεγχο της μεθόδου μέτρησης χωρητικότητας με διακοπτόμενους πυκνωτές χρησιμοποιήθηκε το κύκλωμα μέτρησης μέσω μικροελεγκτή με τροφοδοσία στα 3.3 V προκειμένου να είναι δυνατή η σειριακή επικοινωνία με τον υπολογιστή. Οι μετρήσεις μέσω του μικροελεγκτή καταγράφηκαν από υπολογιστή μέσω ασύγχρονης σειριακής επικοινωνίας σε περιβάλλον γραφικού προγραμματισμού Labview της National Instruments [15]. Οι μετρήσεις

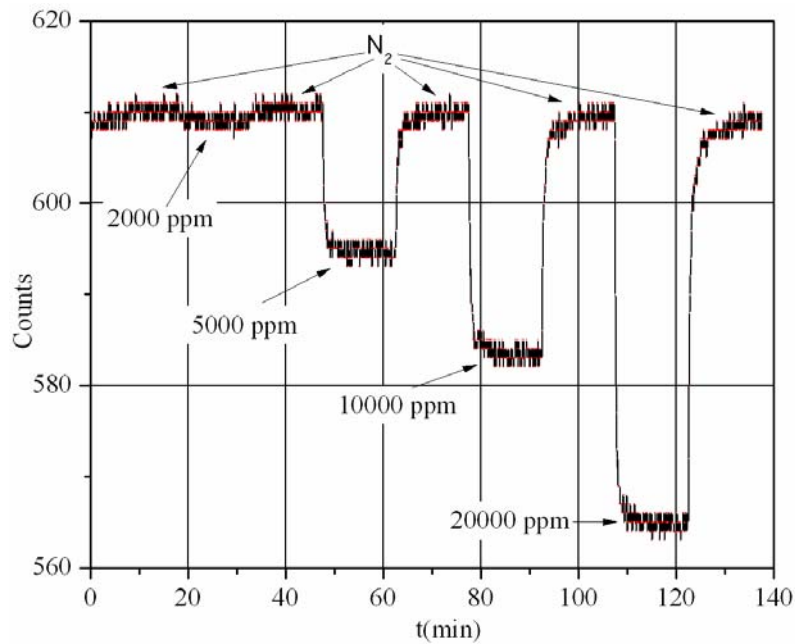
επαναλήφθηκαν για δύο διαφορετικές τιμές του πυκνωτή συσσώρευσης  $C_{INT}$  στα 47 nF και στα 100 nF προκειμένου να ελεγχθεί η διακριτική ικανότητα της μέτρησης και η επίδραση του θορύβου. Η μεταβολή των παλμών φόρτισης στο χρόνο καθώς και η αντίστοιχη υπολογιζόμενη χωρητικότητα για διαφορετικές τιμές σχετικής υγρασίας παρουσιάζονται στα σχήματα (Σχήμα 4.31) έως (Σχήμα 4.34). Οι υπολογισμοί τιμών χωρητικότητας έγιναν κάνοντας την προσέγγιση ότι  $C_{PAR} = 5$  pF.



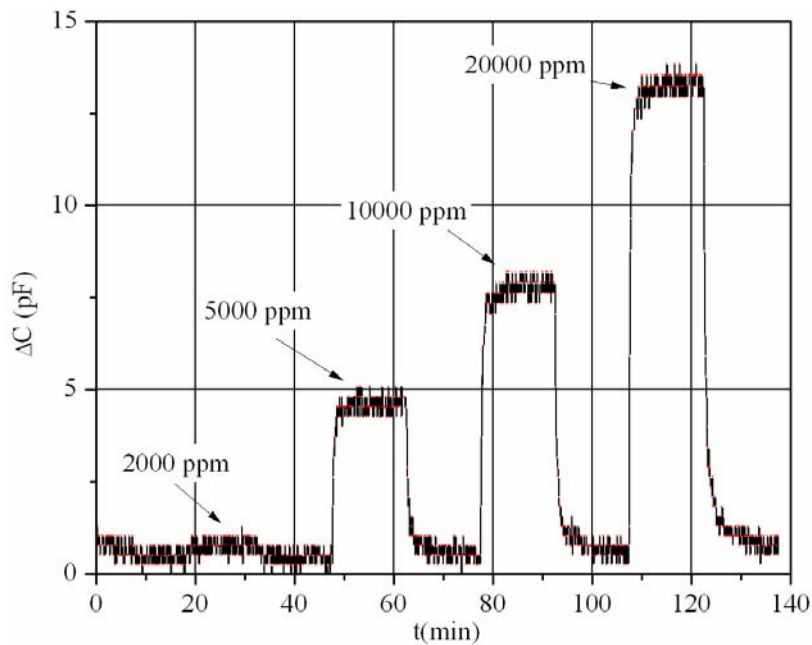
Σχήμα 4.31. Αριθμός παλμών κατά τη μέτρηση υγρασίας για  $C_{INT} = 47$  nF.



Σχήμα 4.32. Μεταβολή χωρητικότητας κατά τη μέτρηση υγρασίας για  $C_{INT} = 47$  nF.



Σχήμα 4.33. Αριθμός παλμών κατά τη μέτρηση υγρασίας για  $C_{INT} = 100$  nF.



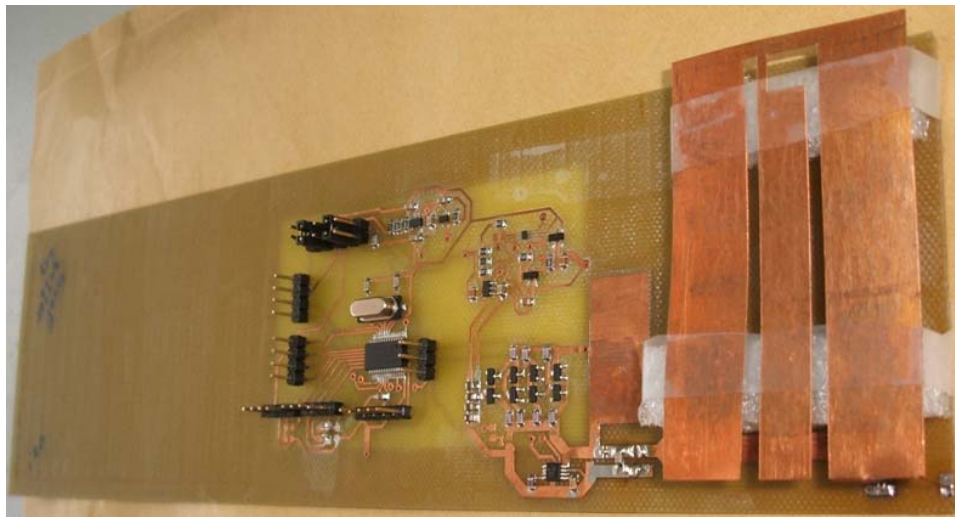
Σχήμα 4.34. Μεταβολή χωρητικότητας κατά τη μέτρηση υγρασίας για  $C_{INT} = 100$  nF.

Για να εξασφαλιστεί μεγαλύτερη ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων μέσω της σειριακής θύρας (9600 baud rate) έγιναν αρχικά μετρήσεις με υψηλή ταχύτητα λειτουργίας 8 MHz για το ρολόι του μικροελεγκτή. Παρατηρεί κανείς ότι αυξάνοντας τον πυκνωτή συσσώρευσης μειώνεται ο θόρυβος, ενώ αυξάνει η διακριτική ικανότητα της

μέτρησης. Πράγματι, με τη χρήση πυκνωτή 100 nF ως πυκνωτή ολοκλήρωσης έγινε δυνατή η μέτρηση χαμηλών συγκεντρώσεων υγρασίας (2000ppm) σε αντίθεση με την περίπτωση των 47 nF. Σε σύγκριση με τα αποτελέσματα μέτρησης μέσω της γέφυρας παρατηρεί κανείς ότι υπάρχει καλή συμφωνία με τη διαφορά ότι η μέτρηση με τη γέφυρα παρουσιάζει μικρότερο θόρυβο.

#### 4.6 Αξιολόγηση του πλήρους συστήματος

Για τον έλεγχο της αρχιτεκτονικής του συστήματος κατασκευάστηκε ένα πλήρες πρωτότυπο που περιλαμβάνει και το κύκλωμα διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος που στηρίζεται στον αναλογικό διακόπτη ADG918. Στο πλήρες σύστημα αυξήθηκε η τιμή της συνολικής χωρητικότητας αποθήκευσης ενέργειας  $C_{\text{BUFFER}}$  στα 40  $\mu\text{F}$  προκειμένου να εξασφαλιστούν μεγαλύτεροι χρόνοι πλήρους λειτουργίας του κόμβου. Επίσης, σχεδιάστηκε ένα νέο δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης, διότι η εισαγωγή του τμήματος μετάδοσης πληροφορίας άλλαξε τα χαρακτηριστικά της εμπέδησης εισόδου του κόμβου. Η φωτογραφία του πλήρους συστήματος παρουσιάζεται στο (Σχήμα 4.35).

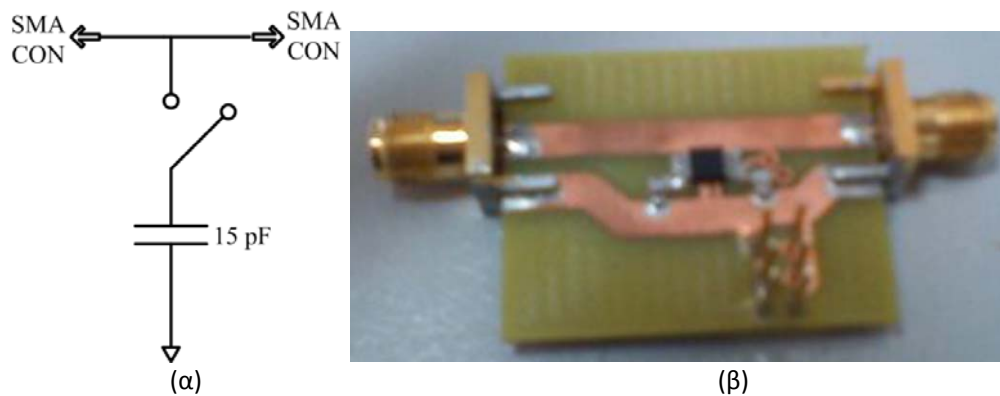


**Σχήμα 4.35.** Φωτογραφία του πλήρους κόμβου με συχνότητα λειτουργίας 430 MHz. Διαστάσεις 25.0 cm × 7.08 cm.

#### 4.6.1 Υλοποίηση του τμήματος μετάδοσης δεδομένων στα 430 MHz

Στην περίπτωση του συστήματος που παρουσιάζεται στην παρούσα εργασία, υπήρξε η απαίτηση για χαμηλή κατανάλωση ισχύος κατά τη λειτουργία του τρανζίστορ ως διακόπτη σε τάση τροφοδοσίας 1.8 V. Ακόμη σημαντική παράμετρος για την επιλογή του διακόπτη ήταν η μικρή χωρητικότητα εισόδου του προκειμένου να μην λειτουργεί ως βραχυκύκλωμα (δρόμος χαμηλής εμπέδησης προς τη γείωση του κυκλώματος) σε υψίσυχνη λειτουργία.

Έτσι, επιλέχθηκε ο ολοκληρωμένος αναλογικός RF διακόπτης/πολυπλέκτης ADG918 της Analog Devices [16]. Πλεονέκτημα μιας τέτοιας επιλογής αποτελεί η χαμηλή τάση ελέγχου και λειτουργίας (ακόμη και σε επίπεδα του 1.8 V), καθώς και η χαμηλή κατανάλωση ισχύος, της τάξης των μερικών  $\mu\text{A}$ . Από την άλλη πλευρά μειονέκτημα της συγκεκριμένης επιλογής αποτελεί το γεγονός ότι δεν έχει εγγυημένη κατάσταση όταν δεν τροφοδοτείται (floating control pin) με αποτέλεσμα την απώλεια ισχύος. Ο διακόπτης συνδέει μια χωρητικότητα 15 pF παράλληλα στα άκρα της κεραίας του συστήματος. Με τον τρόπο αυτό η εμπέδηση εισόδου του κυκλώματος μεταβάλλεται μεταξύ των καταστάσεων προσαρμοσμένης εμπέδησης και μη προσαρμοσμένης εμπέδησης.

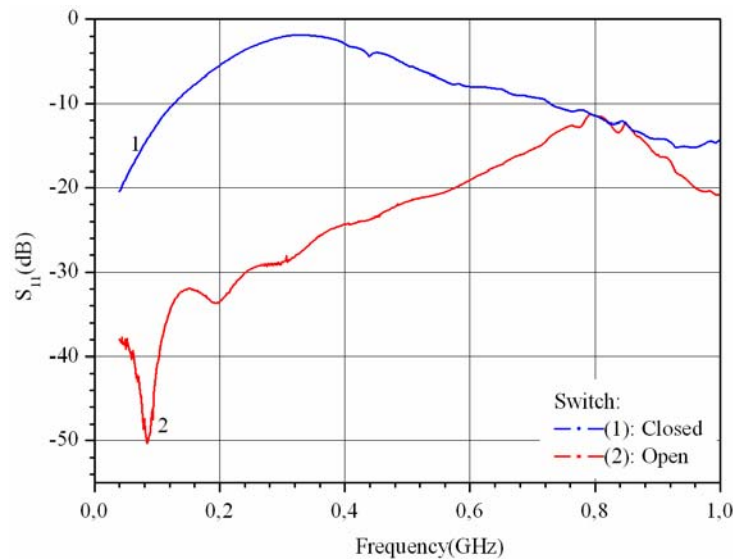


Σχήμα 4.36. Δίθυρο κύκλωμα για τη μελέτη του κυκλώματος μετάδοσης πληροφορίας, (α) Σχηματικό Διάγραμμα, (β) Φωτογραφία του αντίστοιχου τυπωμένου κυκλώματος.

Αρχικά, για να ελεγχθεί η ικανότητα του κυκλώματος να μεταβάλλει την εμπέδηση εισόδου της κεραίας κατασκευάστηκε ένα κύκλωμα δύο θυρών (2-port) (Σχήμα 4.36) το οποίο περιλαμβάνει το κύκλωμα μετάδοσης πληροφορίας και παρουσιάζει χαμηλές απώλειες λόγω διέλευσης και ανάκλασης, όπως παρουσιάζεται στα (Σχήμα

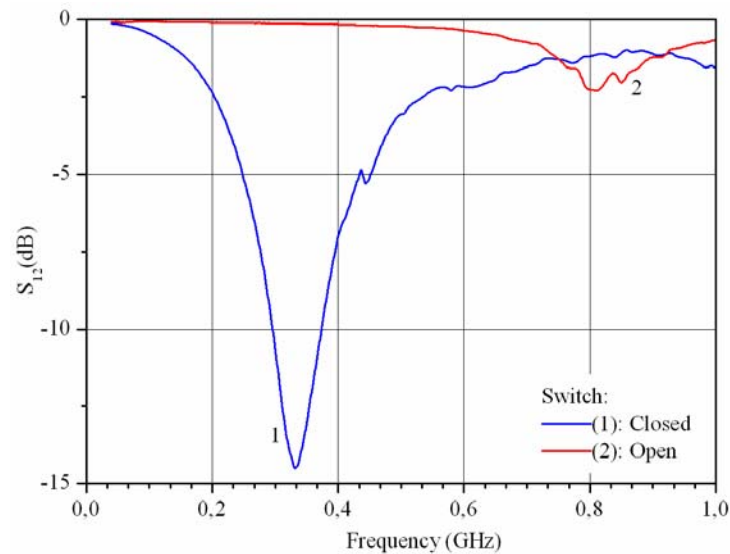


4.37) και (Σχήμα 4.38). Ο ακροδέκτης ελέγχου και η τροφοδοσία του κυκλώματος ελέγχθηκαν από εξωτερική πηγή κατά τη διάρκεια των μετρήσεων.



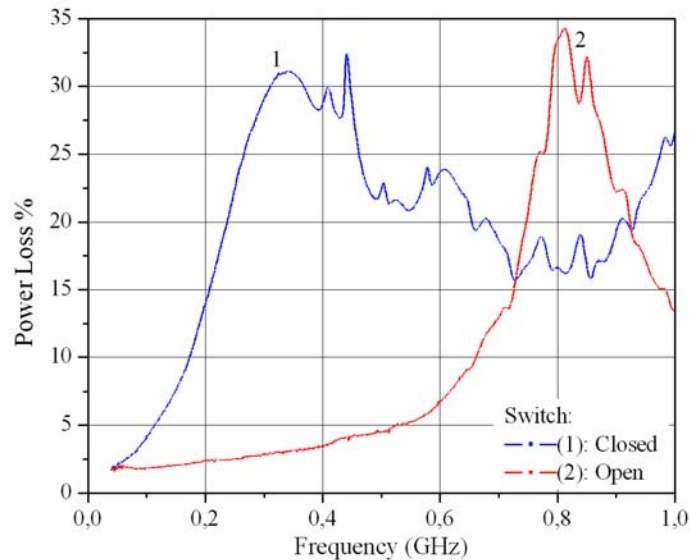
Σχήμα 4.37. Συντελεστής ανάκλασης του κυκλώματος του σχήματος (Σχήμα 4.36) ως συνάρτηση της συχνότητας. Καμπύλη (1): Κλειστός διακόπτης, (2): Ανοικτός διακόπτης.

Με βάση τις μετρήσεις που έγιναν μέσω του VNA γίνεται σαφές ότι όταν ο διακόπτης κλείσει (άγει) προκαλεί υψηλή ανάκλαση ισχύος στη συχνότητα των 430 MHz.



Σχήμα 4.38. Συντελεστής διέλευσης του κυκλώματος του σχήματος (Σχήμα 4.36) ως συνάρτηση της συχνότητας. Καμπύλη (1): Κλειστός διακόπτης, (2): Ανοικτός διακόπτης.

Εκτός από τη συμπεριφορά των S παραμέτρων έχει επίσης ενδιαφέρον η απώλεια ισχύος λόγω της λειτουργίας του τμήματος που φέρει τον αναλογικό διακόπτη ιδιαίτερα κατά το χρονικό διάστημα που το σύστημα συλλέγει ενέργεια. Η απώλεια ισχύος ως συνάρτηση της συχνότητας παρουσιάζεται στο (Σχήμα 4.39). Παρατηρεί κανείς ότι όταν ο διακόπτης δεν άγει (open) η απώλεια ισχύος είναι κάτω του 5% στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας του συστήματος των 430 MHz.

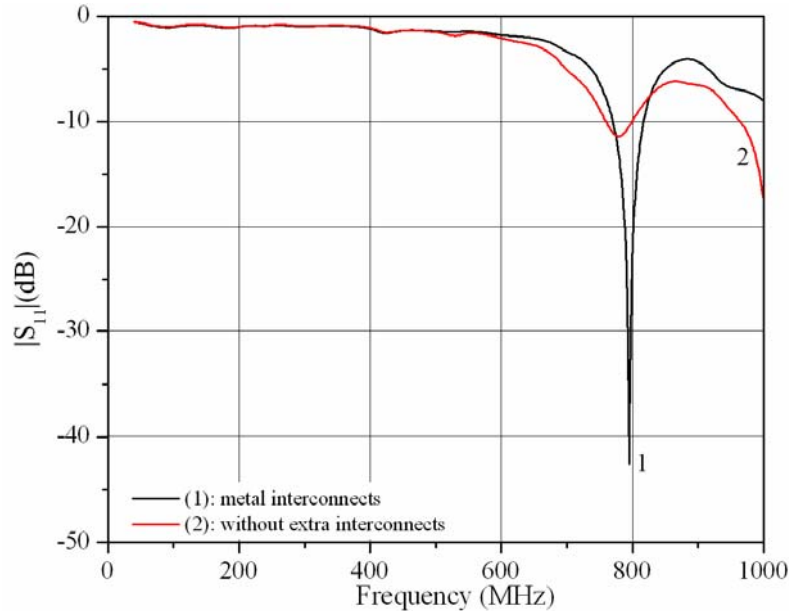


Σχήμα 4.39. Συνολική απώλεια ισχύος σα συνάρτηση της συχνότητας για το τμήμα. Καμπύλη (1): Κλειστός διακόπτης, (2): Ανοικτός διακόπτης.

#### 4.6.2 Προσαρμογή εμπέδησης για το πλήρες σύστημα

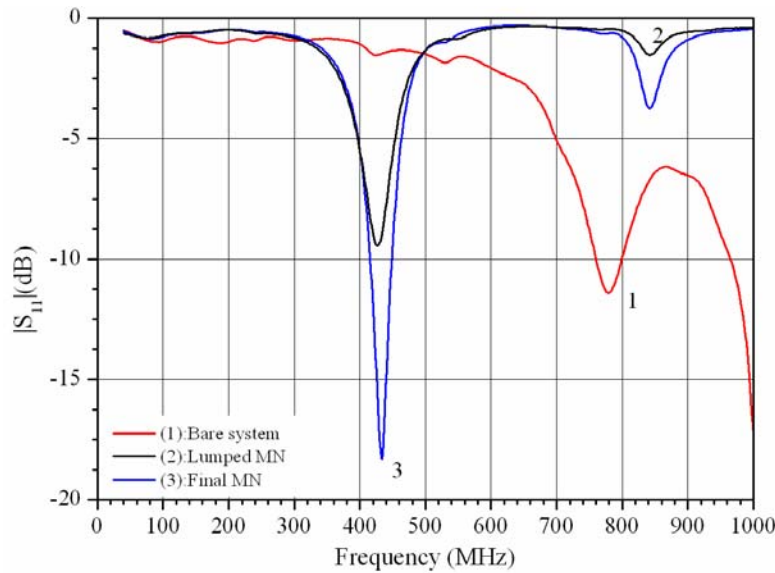
Είναι προφανές ότι μετά την εισαγωγή του τμήματος μετάδοσης πληροφορίας ο συντελεστής ανάκλασης και άρα η εμπέδηση εισόδου μεταβάλλονται με διαφορετικό τρόπο σε σύγκριση με την υλοποίηση του συστήματος συγκομιδής ενέργειας. Από τη μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης  $|S_{11}|$  ως συνάρτηση της συχνότητας όπως παρουσιάζεται στην καμπύλη 2 του σχήματος (Σχήμα 4.40) μπορεί να παρατηρήσει κανείς ότι στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας των 430 MHz ισχύει ότι ο συντελεστής ανάκλασης έχει τιμή  $|S_{11}| = -1.5$  dB, επομένως το κύκλωμα θα ανακλούσε ένα 70 % της ισχύος εισόδου, ενώ υπάρχουν δύο ζώνες συχνοτήτων μια στην περιοχή των 750-850 MHz και μια για συχνότητες μεγαλύτερες από 950 MHz περίπου όπου ο συντελεστής ανάκλασης είναι μικρότερος από -10 dB. Πρέπει να σημειωθεί επιπλέον ότι, εάν επαναληφθεί η μέτρηση στη θέση όπου συνδέεται η κεραία με το υπόλοιπο κύκλωμα, δηλαδή αν οι ανοικτοί ακροδέκτες κατά μήκος της

γραμμής του σήματος γεφυρωθούν μέσω αντιστάσεων  $0 \Omega$ , η ανάκλαση στην πρώτη ζώνη (750-850 MHz) συχνοτήτων παρουσιάζει ελάχιστο όπως παρουσιάζεται στην καμπύλη (1) του σχήματος (Σχήμα 4.40).



Σχήμα 4.40. Συντελεστής ανάκλασης του πλήρους συστήματος ως συνάρτηση της συχνότητας (1): Στη θέση σύνδεσης της κεραίας, (2): στην είσοδο του κυκλώματος.

Οι προσπάθειες που έγιναν για την προσαρμογή της εμπέδησης εισόδου του συστήματος σε ένα ικανοποιητικό επίπεδο ( $|S_{11}| < -15$  dB) στην κεντρική συχνότητα των 430 MHz μέσω μιας L και αργότερα Π τοπολογίας αποτελούμενης μόνο από διαθέσιμες τιμές των διακριτών στοιχείων δεν απέδωσαν όπως παρουσιάζεται και στην καμπύλη (2) του σχήματος (Σχήμα 4.41) που αποτελεί την μέτρηση με τις βέλτιστες τιμές μιας L τοπολογίας κυκλώματος αποτελούμενου από διακριτά στοιχεία.



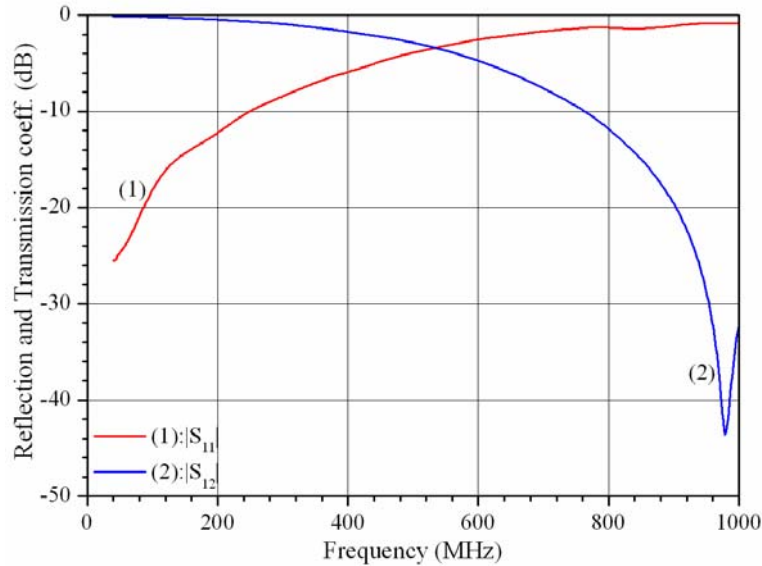
Σχήμα 4.41. Εμπέδηση πλήρους συστήματος με συχνότητα λειτουργίας στα 430 MHz (1): Χωρίς προσαρμογή εμπέδησης, (2): με L δικτύωμα προσαρμογής με διακριτά στοιχεία, (3): με το τελικό Π τύπου δικτύωμα.

Για το λόγο αυτό, κρατώντας σταθερό το L δικτύωμα που έδωσε την καλύτερη συμπεριφορά, έγινε προσαρμογή της εμπέδησης με την προσθήκη παρασιτικού μετάλλου διαστάσεων 25mm × 11.8mm στη γραμμή του σήματος προκειμένου να λειτουργήσει ως κατανεμημένος πυκνωτής δίνοντας τελικά ένα δικτύωμα τύπου Π (Σχήμα 4.42).



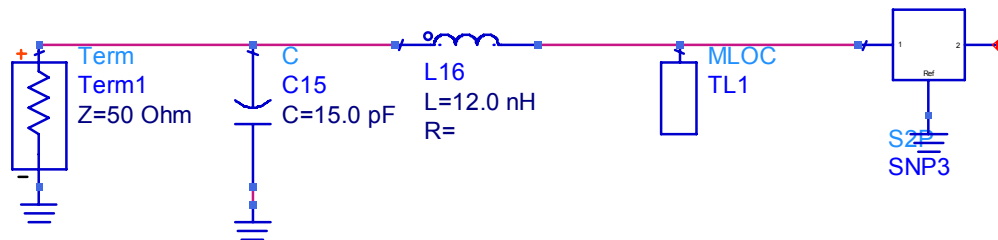
Σχήμα 4.42. Τυπωμένο κύκλωμα που περιλαμβάνει το δικτύωμα εμπέδησης με τον παρασιτικό πυκνωτή.

Πράγματι, με την προσθήκη του μετάλλου οι ανακλάσεις ισχύος ελαχιστοποιήθηκαν όπως φαίνεται και από τη μέτρηση στην καμπύλη (3) στο (Σχήμα 4.41). Κατά συνέπεια, υιοθετήθηκε τελικά μια Π τοπολογία που περιλαμβάνει ένα τυπωμένο πυκνωτή στο pcb του συστήματος (Σχήμα 4.42), με συντελεστές ανάκλασης και διέλευσης που παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.43).



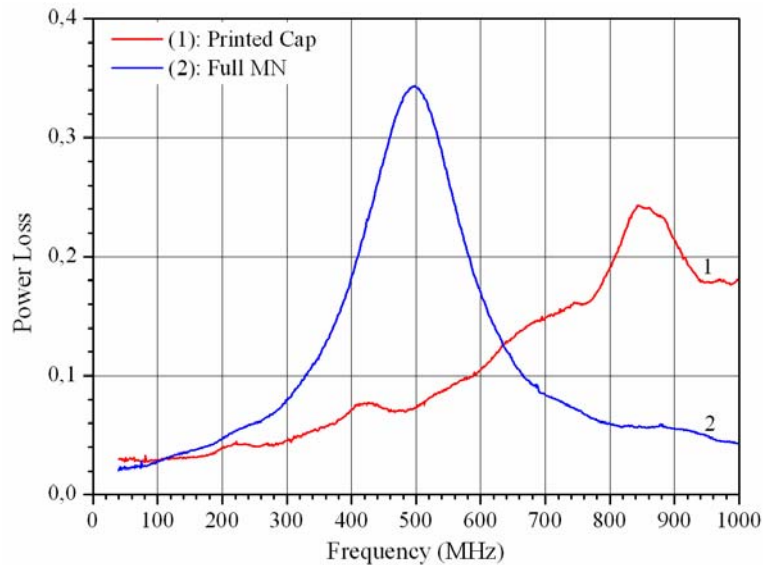
Σχήμα 4.43. (1): Συντελεστής ανάκλασης  $|S_{11}|$  και (2): Συντελεστής διέλευσης για τον κατανομημένο πυκνωτή του δικτύματος προσαρμογής εμπέδησης (Σχήμα 4.42).

Το σχηματικό διάγραμμα του τελικού δικτύματος προσαρμογής εμπέδησης παρουσιάζεται στο σχήμα (Σχήμα 4.44).



Σχήμα 4.44. Κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης για το πλήρες σύστημα των 430 MHz.

Από τις μετρήσεις που παρουσιάζονται στο (Σχήμα 4.45) για τη συνολική απώλεια ισχύος του τυπωμένου πυκνωτή (καμπύλη (1)), καθώς και του δικτύματος προσαρμογής εμπέδησης (καμπύλη (2)) αντίστοιχα προκύπτει ότι, η απώλεια ισχύος του δικτύματος είναι περίπου 25% στο κέντρο της ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας του συστήματος. Αυτό οφείλεται στις απώλειες τόσο του τυπωμένου πυκνωτή όσο και στις απώλειες των διακριτών στοιχείων του δικτύματος.



Σχήμα 4.45. Συνολική απώλεια ισχύος ως συνάρτηση της συχνότητας (1): τυπωμένος πυκνωτής, (2): δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης.

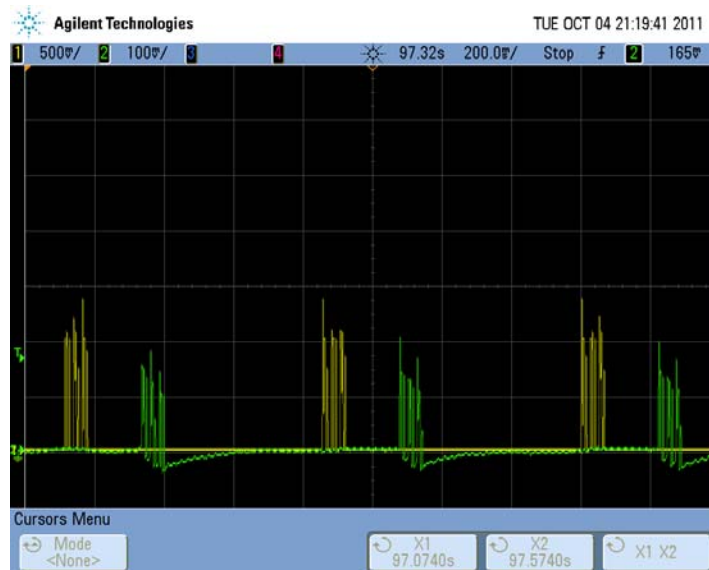
Μετά την προσαρμογή εμπέδησης μετρήθηκε μέσω γεννήτριας η ελάχιστη απαιτούμενη ισχύς προκειμένου να ενεργοποιηθεί πλήρως ο αυτόνομος κόμβος μέσω δοκιμών με τη γεννήτρια σήματος και προέκυψε ότι απαιτούνται τουλάχιστον -2.4 dBm στα 430 MHz. Το γεγονός οφείλεται τόσο στις απώλειες του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης όσο και στην εισαγωγή του τμήματος μετάδοσης πληροφορίας.

### 4.6.3 Έλεγχος μετάδοσης δεδομένων

Πριν επιχειρηθεί η ασύρματη μέτρηση αισθητήρων με το πλήρες σύστημα επιλέχθηκε να γίνει αποστολή σταθερών εκ των προτέρων γνωστών ψηφιακών λέξεων από τον ασύρματο κόμβο προς το σταθμό βάσης. Για το λόγο αυτό ο μικροελεγκτής προγραμματίστηκε ώστε να οδηγεί τον αναλογικό διακόπτη στέλνοντας την σειρά παλμών που αντιστοιχεί στο byte 155 το οποίο σε δυαδική μορφή γράφεται ως 0b10011011. Τα bit μεταδίδονται ξεκινώντας από το λιγότερο σημαντικό ψηφίο (Least Significant Bit - LSB first), ενώ, η χρονική διάρκεια κάθε bit καθορίζεται εισάγοντας χρονικές καθυστερήσεις κατά την εκτέλεση του κώδικα του μικροελεγκτή (Σχήμα 4.46 - Σχήμα 4.47). Για την εκπομπή ασύρματης ισχύος στα 430 MHz χρησιμοποιήθηκε ο πομποδέκτης με ισχύ εξόδου 200 mW συνδεδεμένος με κεραία δίπολο. Επίσης, για την λήψη των δεδομένων από τον παθητικό κόμβο, χρησιμοποιήθηκε ο αναλυτής φάσματος Fieldfox της Agilent [8] με κεραία δίπολο

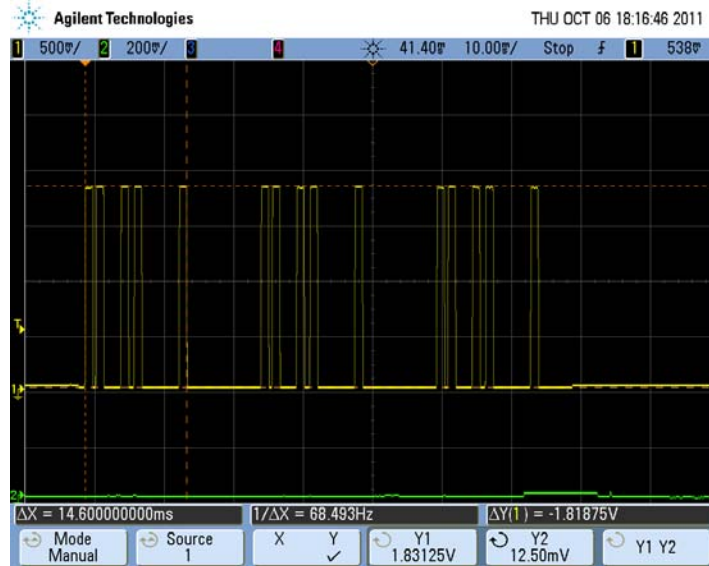
$\lambda/2$  και κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 430 MHz. Ο συγκεκριμένος αναλυτής φάσματος έχει τη δυνατότητα να αποκωδικοποιεί σήματα διαμορφωμένα κατά πλάτος (AM) (αφαιρεί το φέρον σήμα) σε συχνότητα που επιλέγει ο χρήστης και να εξάγει τα δεδομένα ως κυματομορφή τύπου audio.

Οι δύο κεραίες τοποθετήθηκαν εκατέρωθεν του παθητικού κόμβου σχηματίζοντας μεταξύ τους γωνία και σε απόσταση 2 μέτρων από αυτόν προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η σύζευξη τους. Στο (Σχήμα 4.46) παρουσιάζεται με κίτρινο χρώμα η παλμοσειρά όπως καταγράφηκε με παλμογράφο από τον ακροδέκτη του μικροελεγκτή που ελέγχει τον αναλογικό διακόπτη, καθώς και η audio παλμοσειρά από την αντίστοιχη έξοδο του αναλυτή φάσματος (πράσινο). Η χρονική καθυστέρηση μεταξύ των δύο παλμοσειρών οφείλεται στην καθυστέρηση που εισάγεται από την επεξεργασία των δεδομένων από τον Fieldfox. Προκειμένου να γίνει εξαγωγή των αποτελεσμάτων πρέπει πρώτα η συσκευή να καταγράψει δεδομένα για ένα χρονικό παράθυρο (διάστημα) για να αφαιρέσει το θόρυβο και το φέρον κύμα. Παρατηρεί κανείς ότι ο μικροελεγκτής εκπέμπει 3 διαδοχικά byte μέχρι να αποφορτιστούν οι πυκνωτές συσσώρευσης και να εισέλθει ο κόμβος σε κατάσταση αναμονής.

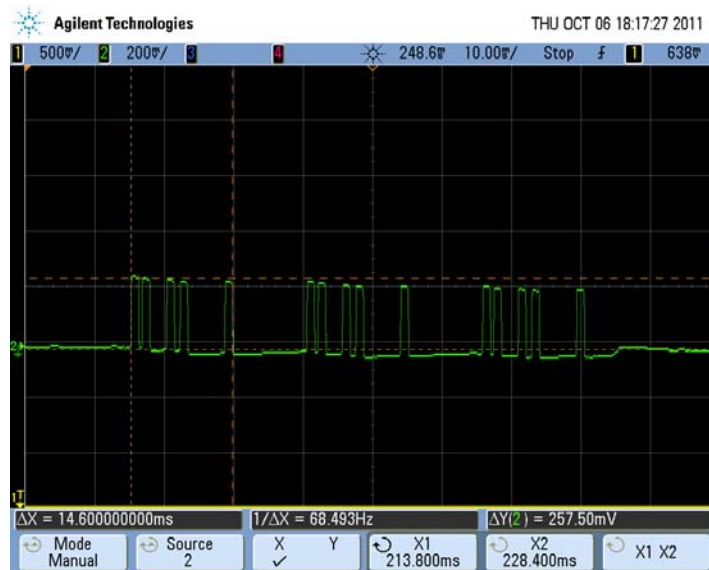


Σχήμα 4.46. Μετάδοση δεδομένων (byte 155) σε διαδοχικούς κύκλους από τον μικροελεγκτή. Με κίτρινο είναι η κυματομορφή εξόδου από τον μικροελεγκτή και με πράσινο εμφανίζονται τα δεδομένα από τον αναλυτή φάσματος.

Επίσης, ότι η audio παλμοσειρά έχει μικρό πλάτος, γεγονός που οφείλεται στην εσωτερική ενίσχυση της τάσης από τον αναλυτή φάσματος, παρόλα αυτά η τιμή αυτή μπορεί να ενισχυθεί περαιτέρω. Στα (Σχήμα 4.47 και Σχήμα 4.48) παρουσιάζονται οι δύο κυματομορφές με μεγαλύτερη ευκρίνεια.



Σχήμα 4.47. Παλμοσειρά στην έξοδο του μικροελεγκτή που αντιστοιχεί στη μετάδοση διαδοχικών byte 155.



Σχήμα 4.48. Δεδομένα από τον Fieldfox αναλυτή φάσματος κατά τη λήψη διαδοχικών byte 155 από τον ασύρματο κόμβο.

#### 4.6.4 Ασύρματη μέτρηση υγρασίας

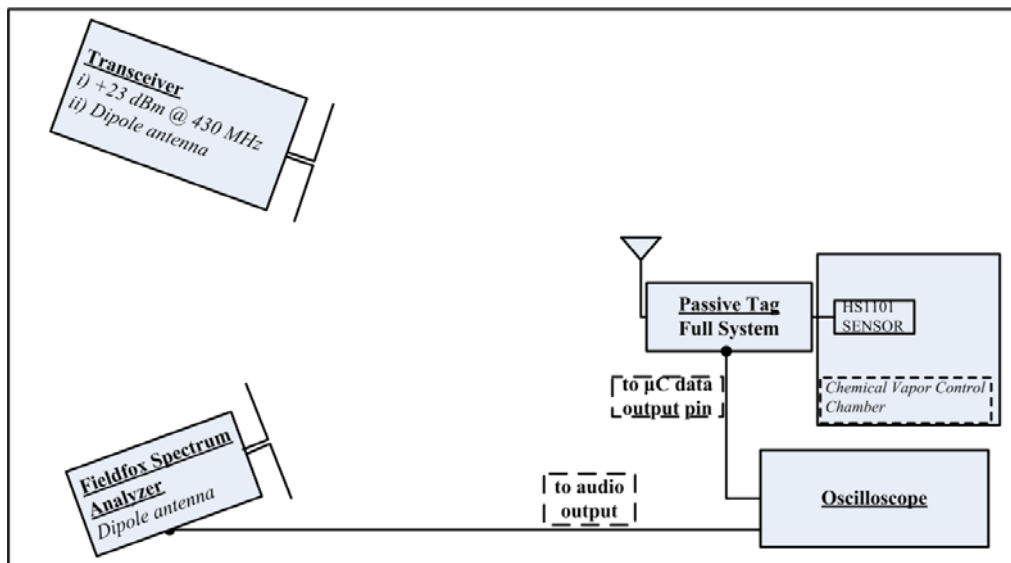
Μετά τη διαπίστωση ότι μπορεί να γίνει ασύρματη μετάδοση δεδομένων έγινε μέτρηση τιμών υγρασίας μέσω του αισθητήρα HS1101 με τον αυτόνομο κόμβο να τροφοδοτείται ασύρματα μέσω πομποδέκτη συνδεδεμένου με κεραία διπόλου ο οποίος εκπέμπει ισχύ 200 mW (Σχήμα 4.49).





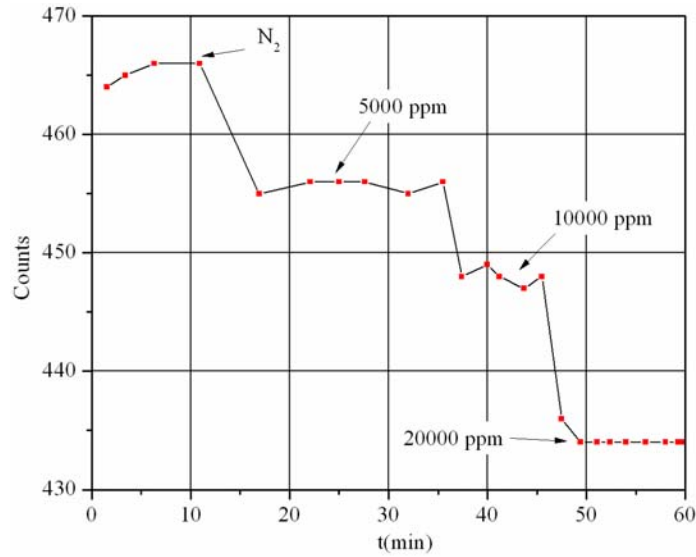
Σχήμα 4.49. Φωτογραφική απεικόνιση (α) του χώρου όπου έγιναν οι ασύρματες μετρήσεις υγρασίας, (β) απεικόνιση μέσω παλμογράφου της παλμοσειράς ελέγχου του αναλογικού διακόπτη.

Η λήψη των δεδομένων έγινε όπως και στην προηγούμενη παράγραφο (Σχήμα 4.50), ενώ για τον έλεγχο των τιμών υγρασίας χρησιμοποιήθηκε η διάταξη που περιγράφηκε στην παράγραφο (4.5.2).

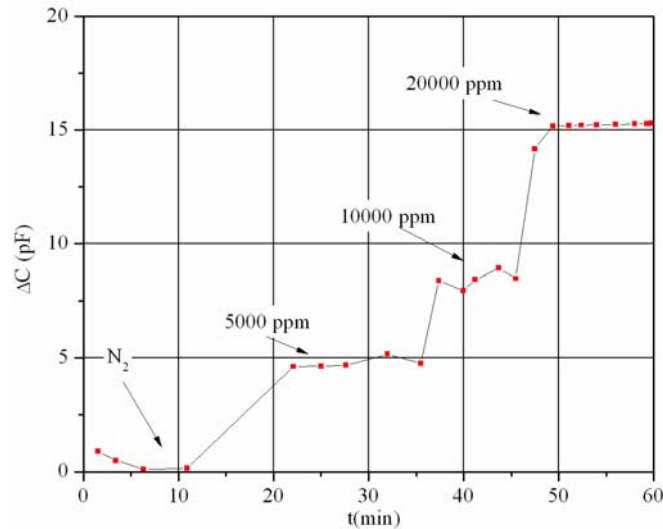


Σχήμα 4.50. Σχηματική απεικόνιση του χώρου ασύρματων μετρήσεων υγρασίας.

Στις μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε πυκνωτής ολοκλήρωσης  $C_{INT}$  ονομαστικής τιμής 100 nF. Οι παλμοί που καταγράφηκαν και οι αντίστοιχες χωρητικότητες που υπολογίστηκαν παρουσιάζονται στα σχήματα (Σχήμα 4.51) και (Σχήμα 4.52) αντίστοιχα. Οι μετρήσεις που έγιναν μέσω του αυτόνομου κόμβου έχουν μικρή συχνότητα, καθώς δεν ήταν διαθέσιμο σύστημα αυτόματης καταγραφής και εξαγωγής των δεδομένων σε πραγματικό χρόνο. Αντίθετα, η αποκωδικοποίηση της πληροφορίας έγινε απεικονίζοντας τα δεδομένα από τον αναλυτή φάσματος σε παλμογράφο.



Σχήμα 4.51. Ασύρματη μέτρηση υγρασίας από τον αυτόνομο κόμβο για  $C_{INT} = 100$  nF, παλμοί μέτρησης.



Σχήμα 4.52. Ασύρματη μέτρηση υγρασίας από τον αυτόνομο κόμβο για  $C_{INT} = 100$  nF, μεταβολή στη χωρητικότητα.

Μπορεί να παρατηρηθεί ότι, οι παλμοί των μετρήσεων διαφέρουν σε σύγκριση με τις μετρήσεις που έγιναν με το κύκλωμα που περιλαμβάνει το ψηφιακό κύκλωμα μόνο, καθώς οι παρασιτικές χωρητικότητες των δύο τυπωμένων κυκλωμάτων διαφέρουν αρκετά. Αυτό οφείλεται τόσο στις διαφορετικές γεωμετρικές διαστάσεις των δύο πλακετών, όσο και στο μεγάλο μεταλλικό επίπεδο γείωσης που υπάρχει στο κύκλωμα του αυτόνομου κόμβου, σε αντίθεση με το κύκλωμα του σχήματος (Σχήμα 4.29) όπου δεν υπήρχαν επίπεδα γείωσης στις δύο πλευρές τις πλακέτας.

## **4.7 Συμπεράσματα 4<sup>ου</sup> Κεφαλαίου**

Τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 4 από το χαρακτηρισμό των πρωτοτύπων συγκομιδής RF ενέργειας δείχνουν ότι η υλοποίηση της αρχιτεκτονικής που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 3 έδωσε συστήματα συγκομιδής ισχύος ικανά να λειτουργήσουν σε δίκτυα αισθητήρων χαμηλής ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, από την αξιολόγηση του πρωτοτύπου συγκομιδής ενέργειας προκύπτει ότι είναι δυνατή η συνεχής τροφοδοσία του μικροελεγκτή του συστήματος σε αποστάσεις μέχρι τα 2m, ενώ σε αποστάσεις από 2m μέχρι 4m μπορεί να επιτευχθεί λειτουργία του μικροελεγκτή ανά κύκλους. Με βάση τις μετρήσεις μέσω γεννήτριας σήματος το σύστημα συγκομιδής ενέργειας απαιτεί -5.8 dBm ισχύος εισόδου στα 430 MHz προκειμένου να ενεργοποιηθεί πλήρως. Επιπλέον, τα πρωτότυπα είναι ικανά να λειτουργήσουν κοντά σε μεταλλικές επιφάνειες όπως δείχθηκε από το χαρακτηρισμό της κεραίας του συστήματος.

Επίσης, στο κεφάλαιο 4 επιτεύχθηκε η κατασκευή ενός πλήρως λειτουργικού πρωτοτύπου ασύρματου κόμβου αισθητήρα ικανού να εκτελέσει μετρήσεις χωρητικού τύπου αισθητήρων μέσω της μεθόδου μοιράσματος φορτίου και να μεταδώσει τα αποτελέσματα της μέτρησης σε σταθμό βάσης μέσω της μεθόδου διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος. Το πλήρες σύστημα απαιτεί μεγαλύτερη ισχύ εισόδου (-2.4 dBm) σε σχέση με το πρωτότυπο συγκομιδής ενέργειας, κυρίως λόγω των απωλειών ισχύος του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης, οι οποίες οφείλονται στο διηλεκτρικό (FR4) του τυπωμένου κυκλώματος. Οι απώλειες αυτές μπορούν να μειωθούν επιλέγοντας κατάλληλα τα διηλεκτρικά υποστρώματα των τυπωμένων κυκλωμάτων ή τροποποιώντας το MN προκειμένου να αποτελείται αποκλειστικά από διακριτά στοιχεία.

Με βάση το πλήρες σύστημα του παθητικού κόμβου εκτελέστηκαν με επιτυχία ασύρματες μετρήσεις υγρασίας χρησιμοποιώντας έναν εμπορικά διαθέσιμο εξωτερικό αισθητήρα χωρητικού τύπου εκπέμποντας χαμηλή ισχύ (200mW @ 430 MHz). Αξίζει να σημειωθεί ότι στο περιβάλλον της μέτρησης υπήρχαν μεταλλικά αντικείμενα ικανά να μειώσουν την απόδοση κεραιών τύπου διπόλου σε αντίθεση με την PIFA που υιοθετήθηκε.

## Βιβλιογραφικές Αναφορές 4<sup>ΟΥ</sup> Κεφαλαίου

- [1] STMicroelectronics, <http://www.st.com>.
- [2] H.F. Contopanagos, P. Broutas, S. Chatzandroulis, “*Embedded multislotted PIFAs for remotely powered passive UHF RFID tags*”, Microwave and Optical Technology Letters, 54 2379-83.
- [3] L. Zi Dong, P.S. Hall, D. Wake, “*Dual-frequency planar inverted-F antenna*”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, 45(1997) 1451-8.
- [4] G. Marrocco, “*The art of UHF RFID antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques*”, Antennas and Propagation Magazine, IEEE, 50(2008) 66-79.
- [5] H. Contopanagos, S. Rowson, L. Desclos, “*Wheeler's law and related issues in integrated antennas*”, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004 IEEE2004, pp. 2059-62 Vol.2.
- [6] Anritsu, <http://www.anritsu.com>.
- [7] L.C. Murata Manufacturing, <http://www.murata.com>.
- [8] G. De Vita, G. Iannaccone, “*Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, 53(2005) 2978-90.
- [9] Agilent, <http://www.home.agilent.com/>.
- [10] Shenzhen-friendcom, <http://shenzhen-friendcom.en.ywsp.com/>
- [11] Microchip, <http://www.microchip.com>.
- [12] Maxim Integrated, <http://www.maximintegrated.com/>.
- [13] Sensirion AG, <http://www.sensirion.com>.
- [14] M. Kitsara, K. Beltsios, D. Goustouridis, S. Chatzandroulis, I. Raptis, “*Sequential polymer lithography for chemical sensor arrays*”, European Polymer Journal, 43(2007) 4602-12.
- [15] National Instruments, <http://www.ni.com/>.
- [16] Texas-Instruments, <http://www.ti.com>.

## **Κεφάλαιο 5: Σχεδίαση παθητικού κόμβου συγκομιδής ενέργειας συχνότητας λειτουργίας 2.5GHz**

### **5.1 Εισαγωγή**

Στο 5<sup>ο</sup> Κεφάλαιο παρουσιάζεται η επανασχεδίαση του συστήματος συγκομιδής ενέργειας σε συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Η λειτουργία του αυτόνομου κόμβου σε αυτή τη συχνότητα έχει ως κύρια πλεονέκτηματα:

α) την πιο κατευθυντική διάδοση της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας (ελαχιστοποίηση ανακλάσεων σε αντικείμενα), όταν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ σταθμού βάσης και αυτόνομου κόμβου.

β) την υλοποίηση κεραιών με μικρές διαστάσεις, και κατά συνέπεια τη σμίκρυνση του τυπωμένου κυκλώματος του συστήματος, το μέγεθος του οποίου καθορίζεται κύρια από την κεραία του.

γ) τη δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων σε σχέση με χαμηλότερες ζώνες συχνοτήτων.

δ) επιπλέον, οι διαστάσεις του ηλεκτρονικού κυκλώματος μπορούν να μικρύνουν περαιτέρω μέσα από την επιλογή παθητικών στοιχείων μικρότερης διάστασης (0402) και διόδων διαφορετικού packaging.

Οι αλλαγές που απαιτήθηκαν αφορούσαν κυρίως το RF τμήμα του κόμβου, ενώ το ψηφιακό τμήμα του συστήματος παρέμεινε σταθερό, έχοντας ως πυρήνα τον ίδιο μικροελεγκτή (PIC18F24K20) και την ίδια μέθοδο μέτρησης αισθητήρων με το αρχικό σύστημα των 430 MHz. Συγκεκριμένα επανασχεδιάστηκαν i) η κεραία του συστήματος, ii) ο αναλογικός διακόπτης διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος, και iii) ο πολλαπλασιαστής τάσης του κυκλώματος συγκομιδής ενέργειας. Επίσης, σε αντίθεση με τα συστήματα που λειτουργούν σε συχνότητα 430 MHz το κύκλωμα δεν περιλαμβάνει σταθεροποιητές τάσης που να μπορούν να τροφοδοτηθούν από σταθερή παροχή τάσης.

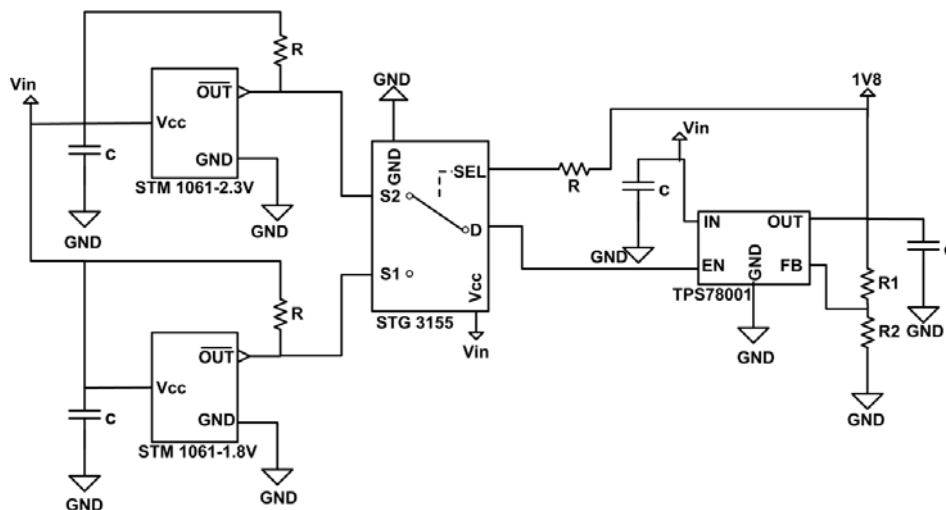
Επίσης, έγιναν αλλαγές στο layout του κυκλώματος. Προκειμένου να γίνει δυνατή η αύξηση της ευαισθησίας του κυκλώματος υλοποιήθηκαν και χαρακτηρίστηκαν μια σειρά από πρωτότυπα συστήματα.

Στο παρόν κεφάλαιο δεν περιγράφεται από την αρχή η αρχιτεκτονική του αυτόνομου κόμβου, καθώς, παρέμεινε η ίδια σε γενικές γραμμές σε σχέση με το σύστημα που λειτουργεί στα 430 MHz. Αρχικά, αναλύονται οι κυριότερες αλλαγές στα επιμέρους τμήματα του συστήματος και κατόπιν, παρουσιάζονται οι διαδοχικές αλλαγές που πραγματοποιήθηκαν με σκοπό τη βελτίωση του συστήματος, καθώς και οι μετρήσεις από το χαρακτηρισμό τους.

## 5.2 Ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του συστήματος

### 5.2.1 Κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας

Κατά τη σχεδίαση του κόμβου στα 2.5 GHz η αρχιτεκτονική του κυκλώματος διαχείρισης ενέργειας παρέμεινε η ίδια με αυτή του συστήματος που λειτουργεί στα 430 με μόνη διαφορά την τροποποίηση του ανώτερου καταωφλίου ανίχνευσης τάσης. Επιλέχθηκε ένας ανιχνευτής τάσης 2.3 V (Σχήμα 5.1) αντικαθιστώντας τον ανιχνευτή των 2.5 V προκειμένου αφενός να αυξηθεί η απόδοση του σταθεροποιητή τάσης (voltage regulator) και να μειωθεί η απαιτούμενη ισχύς εισόδου στο σύστημα. Παράλληλα, η συνολική τιμή της χωρητικότητας των πυκνωτών συσσώρευσης αυξήθηκε στα 30  $\mu\text{F}$ .

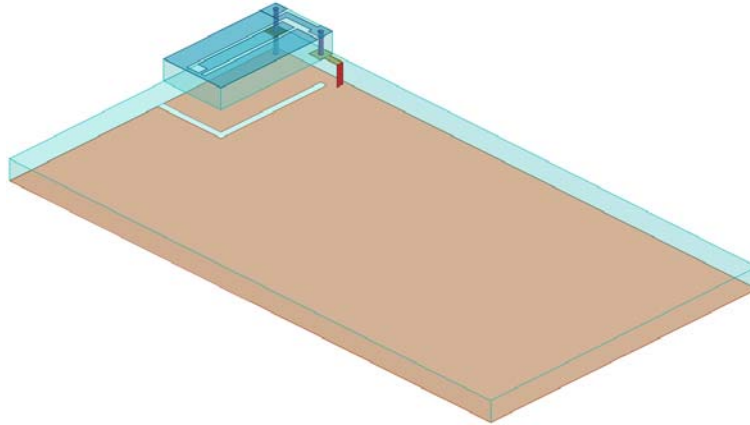


Σχήμα 5.1. Σχηματικό διάγραμμα για το κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας για το σύστημα με συχνότητα λειτουργίας στα 2.5 GHz.

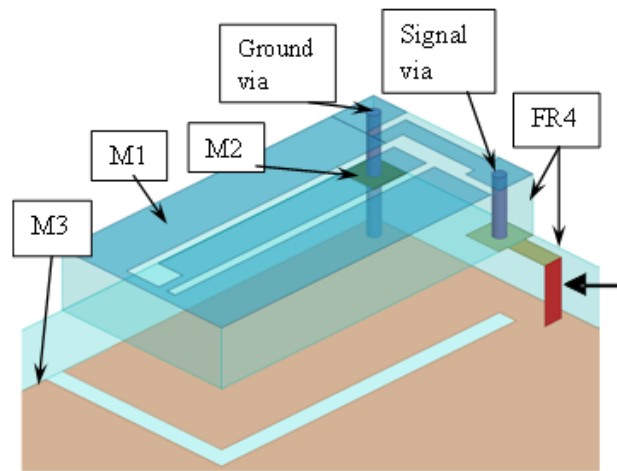
### **5.2.2 Κεραία**

Όπως αναλύθηκε και στο τρίτο κεφάλαιο οι κεραίες τύπου PIFA παρουσιάζουν μια σειρά από πλεονεκτήματα σε σχέση με άλλες κεραίες που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία, τα οποία επιβεβαιώθηκαν και από το χαρακτηρισμό της κεραίας στην παράγραφο (4.2). Έτσι, μια PIFA σχεδιάστηκε και για το σύστημα που λειτουργεί σε μικροκυματικές συχνότητες (2.5 GHz). Σε σύγκριση με την υλοποίηση του συστήματος των 430 MHz υπάρχει η διαφορά ότι η κεραία δεν στέκεται στον αέρα αλλά είναι τυπωμένη πάνω σε διηλεκτρικό FR4. Η επιλογή αυτή έγινε καθώς εξαιτίας των μικρών γεωμετρικών διαστάσεων της υπήρχαν προβλήματα τόσο στη μηχανική κοπή των φύλλων χαλκού για την κατασκευή της κεραίας, όσο και στη στιβαρότητα όλης της κατασκευής, καθώς μια κεραία που στέκεται στον αέρα μπορεί εύκολα να καταστραφεί (παραμορφωθεί). Επίσης, η εκτύπωση της κεραίας πάνω σε διηλεκτρικό δίνει τη δυνατότητα περαιτέρω σμίκρυνσης των διαστάσεων της κεραίας αντιστρόφως ανάλογα με το δείκτη διάθλασης (effective refractive index) του διηλεκτρικού σε σχέση με την υλοποίηση της στον αέρα.

Μειονέκτημα της υλοποίησης της PIFA κεραίας πάνω στο ίδιο επίπεδο (2M) με το ηλεκτρονικό κύκλωμα αποτελεί η απώλεια ισχύος λόγω των επιφανειακών κυμάτων που προκαλούνται στην επιφάνεια του διηλεκτρικού FR4. Για να αποφευχθούν οι παραπάνω απώλειες επιλέχθηκε μια υλοποίηση κεραίας η οποία περιλαμβάνει τρία επίπεδα μετάλλων (3M). Το μέταλλο της κεραίας βρίσκεται υπερυψωμένο πάνω από το επίπεδο του υπόλοιπου συστήματος και συνδέεται με τη γραμμή σήματος που τροφοδοτεί το κύκλωμα μέσω επιμεταλλωμένης οπής (vias) (Σχήμα 5.3). Κατ'αναλογία με την περίπτωση των 430 MHz η κεραία απαιτεί ένα επίπεδο γείωσης για να λειτουργήσει αποτελεσματικά. Για το λόγο αυτό, το μεταλλικό στρώμα της κεραίας συνδέεται με ένα στρώμα μετάλλου στο κάτω μέρος του τυπωμένου κυκλώματος μέσω επίσης μιας επιμεταλλωμένης οπής (Σχήμα 5.2).



Σχήμα 5.2. Αναπαράσταση της PIFA που σχεδιάστηκε για το σύστημα που λειτουργεί σε συχνότητα 2.5 GHz.



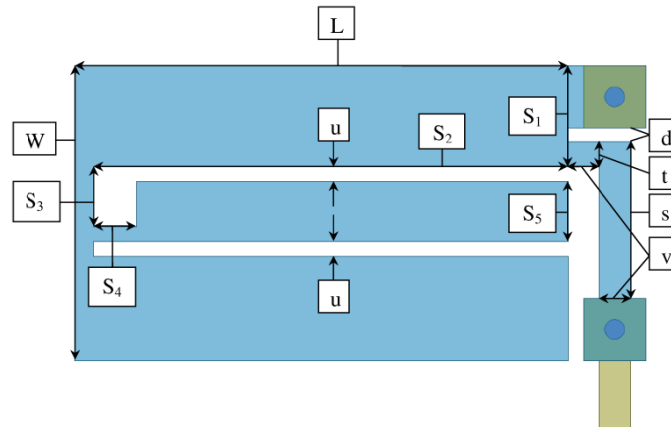
Σχήμα 5.3. Τα επίπεδα μετάλλου της PIFA που σχεδιάστηκε σε συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. M1: επίπεδο κεραίας, M2: επίπεδο συστήματος, M3: επίπεδο γείωσης.

Οι κυριότερες γεωμετρικές διαστάσεις της κεραίας με βάση το (Σχήμα 5.4) συνοψίζονται στον πίνακα (Πίνακας 5.1).

Πίνακας 5.1. Κύριες γεωμετρικές διαστάσεις της κεραίας για το σύστημα με συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz σε διηλεκτρικό υπόστρωμα FR4 [1].

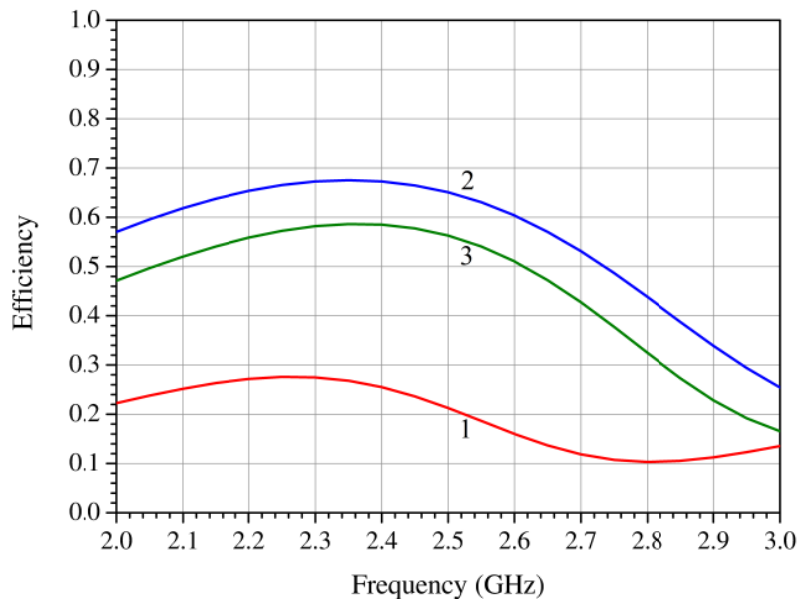
	L (mm)	W (mm)	S <sub>1</sub> (mm)	S <sub>2</sub> (mm)	S <sub>3</sub> (mm)	S <sub>4</sub> (mm)	S <sub>5</sub> (mm)	u (mm)	v (mm)	s (mm)	d (mm)	t (mm)
2M	7.8	4.78	1.86	7.25	0.97	0.72	1.08	0.25	0.5	3.9	0.22	0.4
3M	8	4.75	1.62	7.7	0.97	0.7	0.97	0.22	0.5	2.53	0.22	0.4





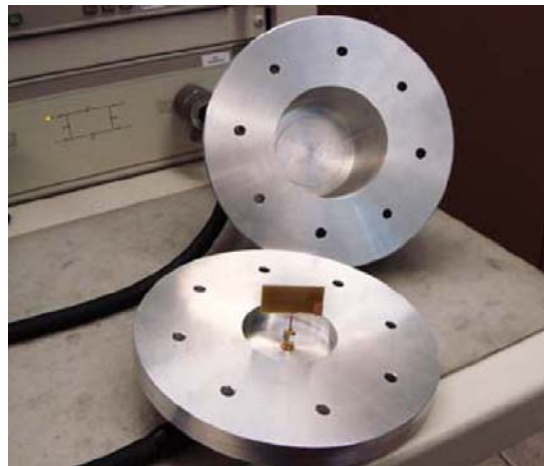
Σχήμα 5.4. Άνω όψη της PIFA που σχεδιάστηκε για τη ζώνη συχνοτήτων των 2.5 GHz. Στο σχήμα εμφανίζονται οι κυριότερες διαστάσεις της κεραίας.

Όπως παρουσιάζεται και στο (Σχήμα 5.3) έχει αφαιρεθεί ένα τμήμα από το επίπεδο M3 περιμετρικά της κεραίας προκειμένου να εξαλειφθεί η απώλεια ισχύος λόγω των επιφανειακών κυμάτων. Η αφαίρεση του χαλκού από το παραπάνω τμήμα είναι αναγκαία για την αύξηση της απόδοσης της κεραίας. Στο (Σχήμα 5.5) παρουσιάζεται ο θεωρητικός υπολογισμός της απόδοσης ακτινοβολίας της κεραίας για τις διαφορετικές υλοποιήσεις της κεραίας. Όλα τα θεωρητικά αποτελέσματα της κεραίας αυτής έγιναν με τον εμπορικό κώδικα πεπερασμένων στοιχείων HFSS (High Frequency Structure Simulator), που είναι τρισδιάστατος ηλεκτρομαγνητικός προσομοιωτής αυθαίρετων γεωμετριών.



Σχήμα 5.5. Αποτελέσματα προσομοίωσης για την απόδοση ακτινοβολίας της PIFA κεραίας για διαφορετικές υλοποιήσεις, (1) κεραία στο επίπεδο του συστήματος (2) επίπεδα μετάλλου, (2) με τρία επίπεδα μετάλλου και απογυμνωμένη περιοχή, (3) με τρία επίπεδα μετάλλου χωρίς απογυμνωμένη περιοχή.

Η καμπύλη (1) αφορά την υλοποίηση της κεραίας όταν η κεραία βρίσκεται στο ίδιο επίπεδο με το σύστημα και οι καμπύλες (3) και (2) αντιστοιχούν στην υλοποίηση όπου υπάρχουν τρία επίπεδα μετάλλου χωρίς και με την απογυμνωμένη από χαλκό περιοχή. Παρατηρεί κανείς ότι η απόδοση ακτινοβολίας αυξάνεται σημαντικά στην περίπτωση της υπερυψωμένης κεραίας, ενώ μεγιστοποιείται όταν υπάρχει η απογυμνωμένη από χαλκό περιοχή περιμετρικά της κεραίας. Επίσης, στο (Σχήμα 5.7) συγκρίνεται η θεωρητική πρόβλεψη της απόδοσης ακτινοβολίας της κεραίας με την πειραματική μέτρηση που προέκυψε από τη μέθοδο της κοιλότητας Wheeler [2]. Η πειραματική διάταξη παρουσιάζεται στο (Σχήμα 5.6). Με βάση τη μέθοδο, η κεραία τοποθετείται πάνω σε γειωμένη επιφάνεια, η οποία μπορεί να περικλείεται από αγωγίμη ημισφαιρική επιφάνεια ακτίνας ίσης με  $\lambda/6$ , όπου  $\lambda$  είναι το κεντρικό μήκος κύματος λειτουργίας της κεραίας.



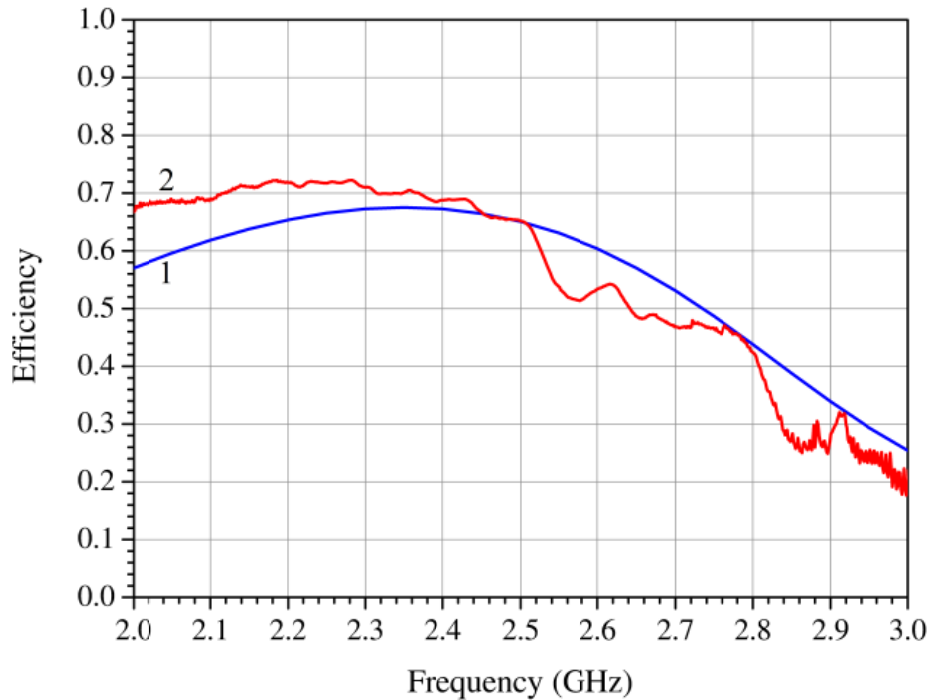
**Σχήμα 5.6.** Φωτογραφία της κοιλότητας Wheeler για τον προσδιορισμό της απόδοσης ακτινοβολίας της κεραίας [2].

Για τον προσδιορισμό της απόδοσης ακτινοβολίας γίνεται μέτρηση της εμπέδησης εισόδου της κεραίας στη συχνότητα συντονισμού της με και χωρίς την παρουσία του ημισφαιρικού περιβλήματος. Κατόπιν, η απόδοση ακτινοβολίας προκύπτει ως

$$\eta = \frac{2}{(\Delta_{s,\max})^{-1} + (\Delta_{s,\min})^{-1}} \frac{1}{1 - |S_{11,f_s}|^2}$$

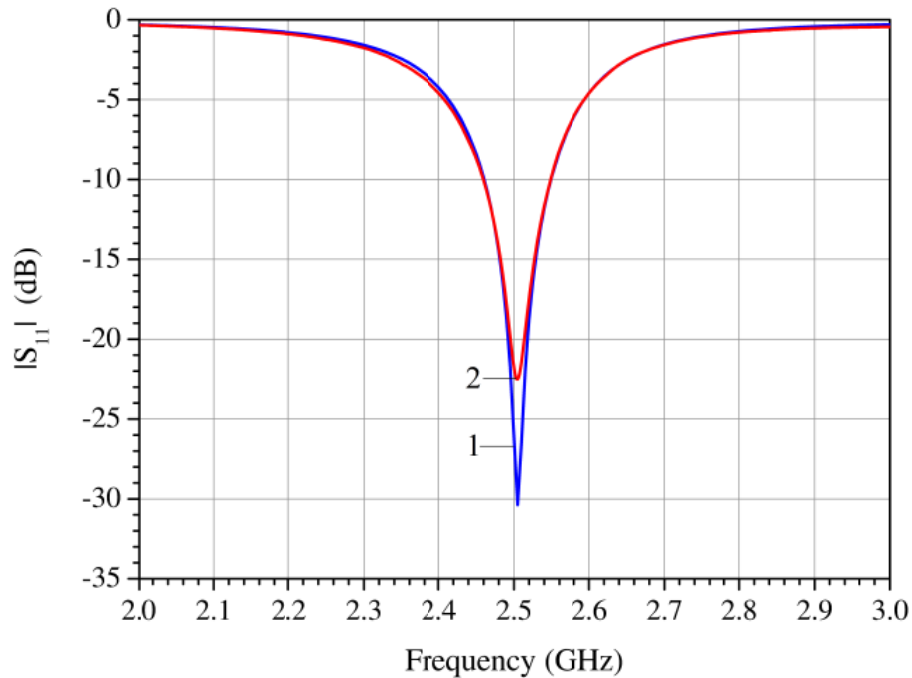
με  $\Delta_{s,\max} = \max\{|S_{11,ws} - S_{11,f_s}|\}$  και  $\Delta_{s,\min} = \min\{|S_{11,ws} - S_{11,f_s}|\}$

όπου  $S_{11,ws}$  και  $S_{11,f_s}$  είναι οι συντελεστές ανάκλασης της κεραίας όταν βρίσκεται εντός του ημισφαιρικού περιβλήματος και όταν αυτό απουσιάζει αντίστοιχα.



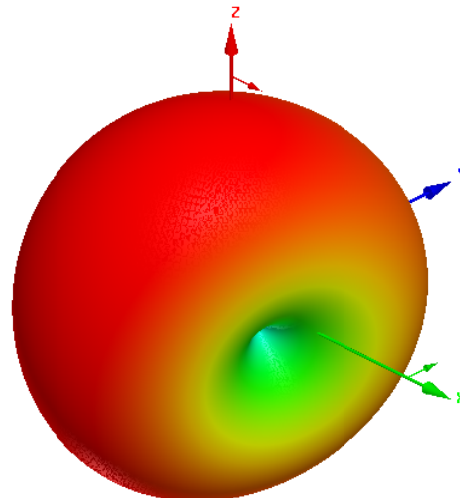
Σχήμα 5.7. Συντελεστής απόδοσης της κεραίας με συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz, (1) Προσομοίωση, (2) Πειραματική μέτρηση.

Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι η κεραία παρουσιάζει απόδοση ακτινοβολίας πάνω από 60% σε ένα εύρος ζώνης συχνοτήτων 100 MHz γύρω από το κέντρο της συχνότητας λειτουργίας των 2.5 GHz. Επίσης, στο (Σχήμα 5.8) παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης (καμπύλη 1) και τα αποτελέσματα της πειραματικής μέτρησης (καμπύλη 2) για το συντελεστή ανάκλασης της κεραίας. Παρατηρεί κανείς ότι οι απώλειες ισχύος λόγω ανάκλασης είναι κάτω από 1% (-20 dB) στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας και κάτω από -10 dB σε ένα εύρος ζώνης συχνοτήτων 95 MHz γύρω από αυτή. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης και οι πειραματικές μετρήσεις, τόσο της απόδοσης ακτινοβολίας όσο και του συντελεστή ανάκλασης, βρίσκονται σε άριστη συμφωνία μεταξύ τους.



Σχήμα 5.8. Συντελεστής ανάκλασης (Return Loss) της PIFA για το σύστημα των 2.5 GHz (1) θεωρητική πρόβλεψη, (2) πειραματική μέτρηση.

Τέλος, και η κεραία με συχνότητας λειτουργίας 2.5 GHz ακτινοβολεί ομοκατευθυντικά σαν κεραία δίπολο κατά μήκος του x-άξονα (Σχήμα 5.9).



Σχήμα 5.9. Απόλυτο κέρδος της PIFA για το σύστημα των 2.5 GHz (προσομοίωση)

### 5.2.3 Κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης

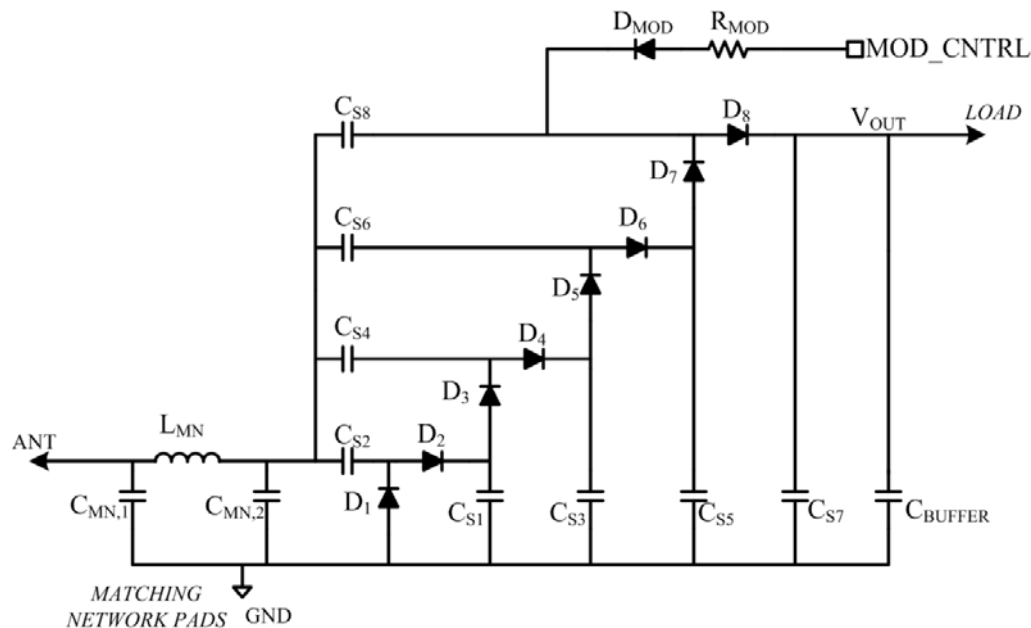
Κατά τη σχεδίαση όλων των κυκλωμάτων όπως και στην περίπτωση του συστήματος που λειτουργεί στα 430 MHz, έγινε πρόβλεψη ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν

δικτυώματα τοπολογίας Π για την προσαρμογή εμπέδησης του συστήματος. Η επιλογή των κατάλληλων στοιχείων έγινε μέσω μετρήσεων με τον VNA.

### 5.2.4 Μετάδοση πληροφορίας

Για τη μετάδοση πληροφορίας μέσω διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος δεν χρησιμοποιήθηκε ο αναλογικός διακόπτης ADG919 που επιλέχθηκε στο σύστημα των 430 MHz, καθώς ο παραπάνω αναλογικός διακόπτης λειτουργεί ικανοποιητικά μέχρι το 1 GHz. Επίσης, οι διαστάσεις του εξαρτήματος έκαναν δύσκολη την περαιτέρω σμίκρυνση του pcb του συστήματος.

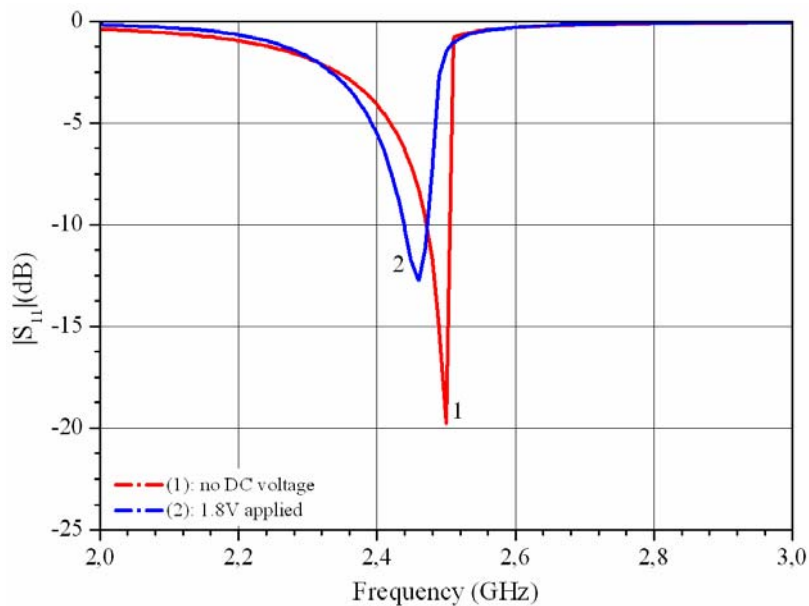
Για τους παραπάνω λόγους δοκιμάστηκαν δύο εναλλακτικές λύσεις για τη διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος. Αρχικά, έγινε προσπάθεια να εφαρμοστεί από τον μικροελεγκτή, μέσω μιας διόδου  $D_{MOD}$  (Σχήμα 5.10), μια DC τάση από ακροδέκτη του μικροελεγκτή (MOD\_CNTRL) αλλάζοντας την πόλωση των διόδων του πολλαπλασιαστή τάσης προκειμένου να επιτύχει κανείς τη μεταβολή της εμπέδησης εισόδου του συστήματος άρα και της ανακλώμενης ισχύος στο σταθμό βάσης μεταξύ δύο καταστάσεων.



Σχήμα 5.10. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος μετάδοσης πληροφορίας μέσω διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος με χρήση τάσης πόλωσης που ελέγχεται από τον μικροελεγκτή (MOD\_CNTRL).

Η ιδέα αυτή ελέγχθηκε αρχικά με προσομοιώσεις μέσω του ADS σε επίπεδο σχηματικού όπως παρουσιάζεται και στο (Σχήμα 5.11). Εκεί καταγράφηκε η εμπέδηση

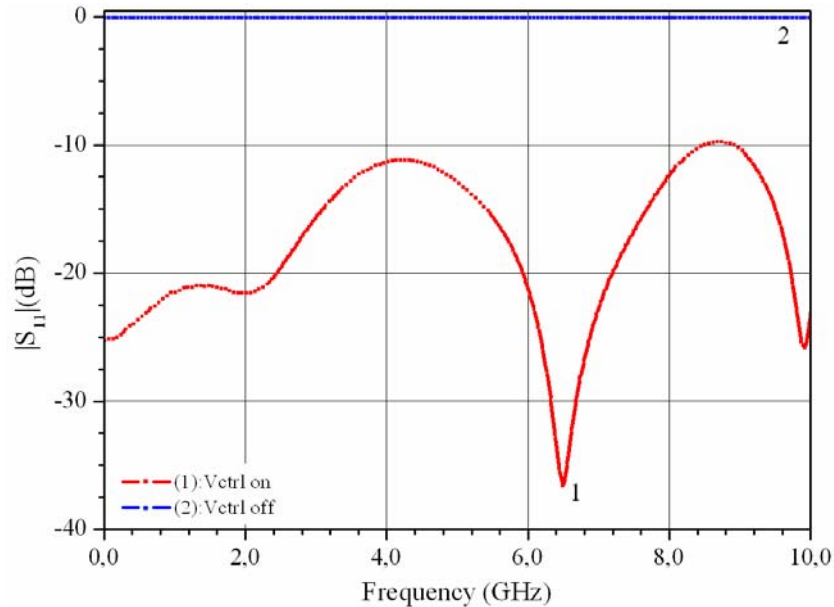
εισόδου του πολλαπλασιαστή τάσης μετά την προσαρμογή εμπέδησης στην είσοδό του ως συνάρτηση της συχνότητας στις περιπτώσεις όπου εφαρμοζόταν ή όχι η συνεχής τάση. Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει η εμπέδηση εισόδου του συστήματος μεταβάλλεται από την εφαρμογή της συνεχούς τάσης οδηγώντας το σύστημα να ανακλά έντονα την ισχύ στην είσοδό του στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας του. Στην πράξη, δεν ελέγχθηκε η παραπάνω μέθοδος μέσω μετρήσεων με τον VNA παρά το γεγονός ότι υλοποιήθηκαν κυκλώματα με την παραπάνω αρχή, διότι ο μικροελεγκτής παρέμεινε ανενεργός κατά τα χρονικά διαστήματα όπου γινόταν σάρρωση συχνοτήτων στην είσοδο του κυκλώματος. Κύριο μειονέκτημα της παραπάνω μεθόδου στην λειτουργία του συστήματος αποτελεί το γεγονός ότι οι ακροδέκτες του μικροελεγκτή δεν είναι σε προκαθορισμένη θέση (είναι floating) όταν είναι ανενεργός με συνέπεια την απώλεια ισχύος μέσω των ακροδεκτών του.



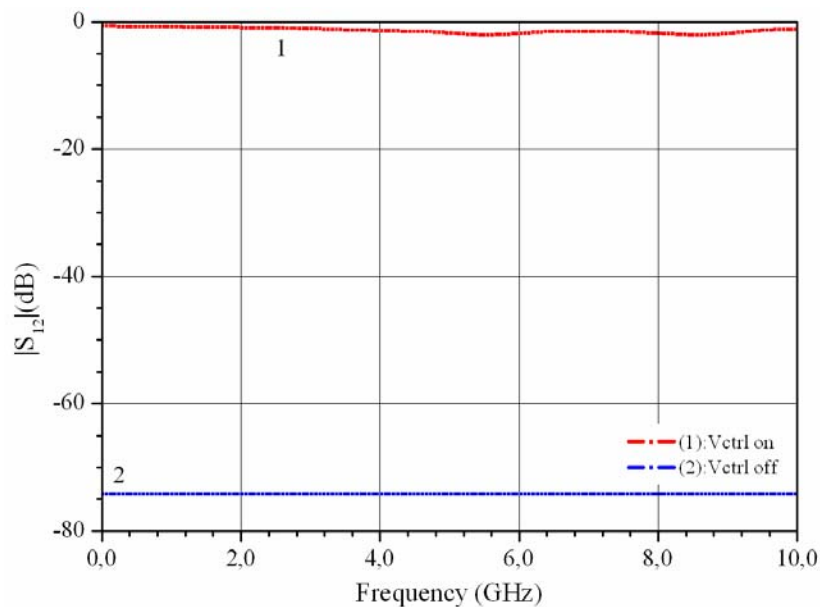
Σχήμα 5.11. Προσομοίωση του συντελεστή ανάκλασης  $|S_{11}|$  ως συνάρτηση της συχνότητας για πολλαπλασιαστή τάσης τεσσάρων σταδίων ( $P_{IN} = -7$  dBm), (1): χωρίς την εφαρμογή εξωτερικής τάσης, (2): με 1.8V εξωτερική τάση πόλωσης.

Η δεύτερη εναλλακτική που χρησιμοποιήθηκε για τη διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος περιελάμβανε τη χρήση ενός αναλογικού διακόπτη για μικροκυματικές συχνότητες. Επιλέχθηκε ο HMC550 της Hittite Microwave [3] καθώς παρουσιάζει μια σειρά από πλεονεκτήματα κατάλληλα για την εφαρμογή. Έχει εγγυημένη κατάσταση (άγει) όταν δεν τροφοδοτείται σε συνδυασμό με μικρές γεωμετρικές διαστάσεις. Για το λόγο αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως εν σειρά διακόπτης

συνδεδεμένος στα άκρα του πολλαπλασιαστή τάσης. Στα γραφήματα στα (Σχήμα 5.12) και (Σχήμα 5.13) παρουσιάζονται οι συντελεστές ανάκλασης και διέλευσης για τον παραπάνω αναλογικό διακόπτη όταν έχει τάση τροφοδοσίας στους ακροδέκτες του και όταν αυτή είναι μηδενική με βάση δεδομένα που παρέχει ο κατασκευαστής [3].



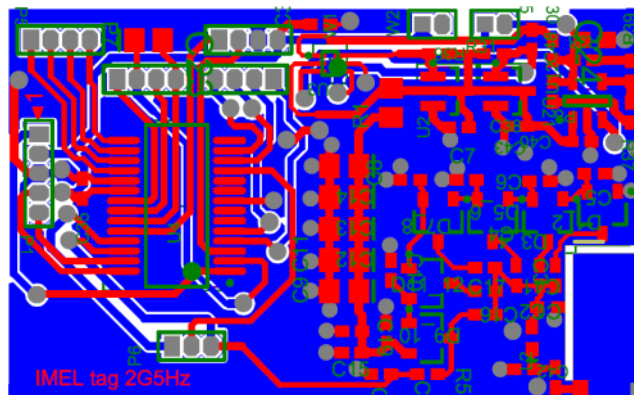
Σχήμα 5.12. Συντελεστής ανάκλασης ( $|S_{11}|$ ) ως συνάρτηση της συχνότητας για τις περιπτώσεις όπου ο αναλογικός διακόπτης (1) έχει τροφοδοσία, (2) δεν έχει τροφοδοσία. Δεδομένα από τον κατασκευαστή [3]



Σχήμα 5.13. Συντελεστής διέλευσης ( $|S_{12}|$ ) ως συνάρτηση της συχνότητας για τις περιπτώσεις όπου ο αναλογικός διακόπτης (1) έχει τροφοδοσία, (2) δεν έχει τροφοδοσία. Δεδομένα από τον κατασκευαστή [3]

### 5.2.5 Πρωτότυπο με πολλαπλασιαστή τάσης τεσσάρων σταδίων

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγή του Κεφαλαίου 5 οι κυριότερες αλλαγές σε σχέση με το σύστημα που λειτουργεί στα 430 MHz αφορούν τον πολλαπλασιαστή τάσης. Πιο αναλυτικά, αρχικά σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε ένας αυτόνομος κόμβος με πολλαπλασιαστή τάσης τύπου Dickson με τέσσερα στάδια και πυκνωτές σύζευξης  $C_S = 1.2 \text{ pF}$  προκειμένου να έχουν συχνότητα αυτοσυντονισμού σε συχνότητα αρκετά υψηλότερη από τη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος. Επιπλέον, στο πρωτότυπο υιοθετήθηκε η μέθοδος διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος μέσω διόδου. Το σχηματικό του αναλογικού τμήματος συγκομιδής ενέργειας καθώς και το layout του τελικού κυκλώματος παρουσιάζονται στα σχήματα (Σχήμα 5.10) και (Σχήμα 5.14) αντίστοιχα.

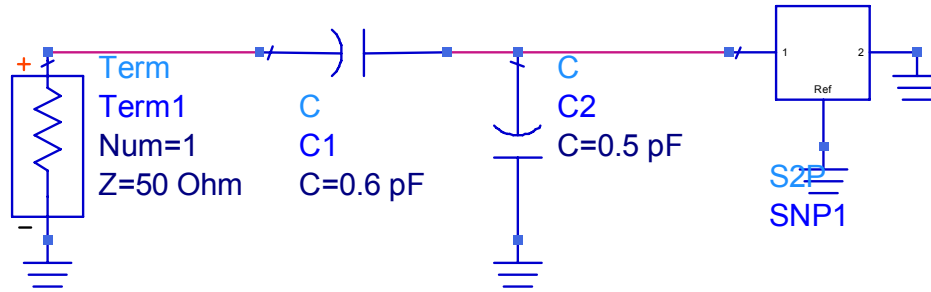


Σχήμα 5.14. Layout του τυπωμένου κυκλώματος για τον κόμβο τεσσάρων σταδίων. Με κόκκινο παρουσιάζεται το άνω και με μπλε το κάτω επίπεδο του τυπωμένου κυκλώματος αντίστοιχα. Διαστάσεις 4.13 cm × 2.51 cm.

Το πλαίσιο που εμφανίζεται στην κάτω δεξιά πλευρά στο (Σχήμα 5.14) αντιστοιχεί στην περιοχή τοποθέτησης της κεραίας του συστήματος με βάση και τις παρατηρήσεις που έγιναν στην παράγραφο (5.2.2).

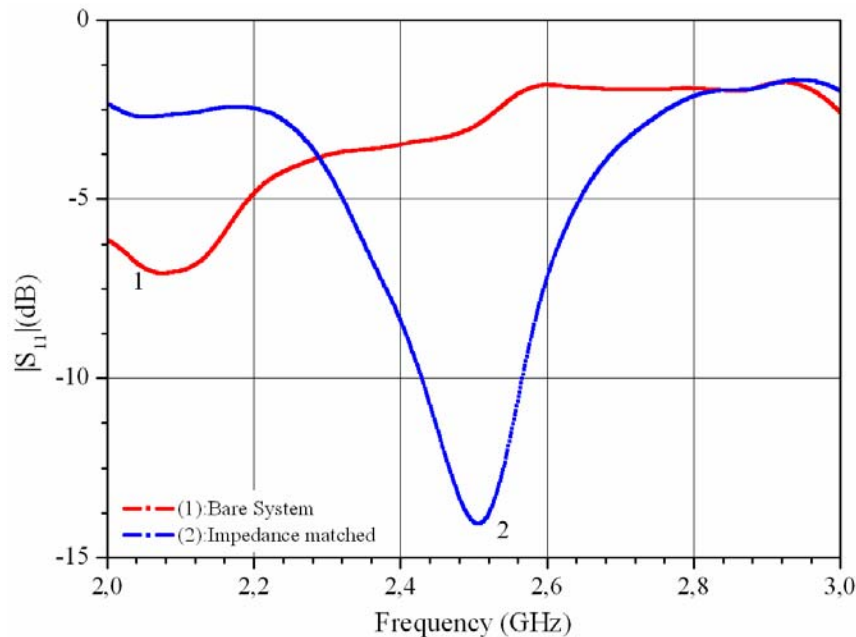
Για την προσαρμογή εμπέδησης στη ζώνη συχνοτήτων των 2.5 GHz σχεδιάστηκε το δικτύωμα τοπολογίας L που παρουσιάζεται στο σχήμα (Σχήμα 5.15).





Σχήμα 5.15. Δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης για το σύστημα των 2.5 GHz με πολλαπλασιαστική τάσης τεσσάρων σταδίων.

Ο χαρακτηρισμός του συστήματος στον VNA παρουσιάζεται στο (Σχήμα 5.16) Παρατηρεί κανείς ότι χωρίς την ύπαρξη κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης το σύστημα θα ανακλούσε πάνω από το 50% της ισχύος εισόδου όπως προκύπτει και από τη μέτρηση μέσω VNA του συντελεστή ανάκλασης ( $|S_{11}|$ ) στην καμπύλη (1). Το δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης εξασφάλισε ένα μεγάλο εύρος ζώνης περίπου 136 MHz μετρημένο σε επίπεδο κάτω των -10 dB γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας του συστήματος.



Σχήμα 5.16. Συντελεστής ανάκλασης για το σύστημα με πολλαπλασιαστική τεσσάρων σταδίων και συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz, (1): αρχική μέτρηση, (2): μέτρηση με το δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης.

Η απόδοση του συστήματος υπήρξε μειωμένη, καθώς, κατά τις μετρήσεις με γεννήτρια σήματος παρατηρήθηκε ότι η ελάχιστη απαιτούμενη ισχύς για τη λειτουργία του συστήματος είναι +3.4 dBm στα 2.5 GHz. Το κύκλωμα έχει την ίδια

συμπεριφορά και γύρω από τη συχνότητα λειτουργίας όπως παρουσιάζεται και στις μετρήσεις στον πίνακα (Πίνακας 5.2).

**Πίνακας 5.2. Κατώφλι ισχύος λειτουργίας ως συνάρτηση της συχνότητας για το σύστημα με πολλαπλασιαστή τεσσάρων σταδίων.**

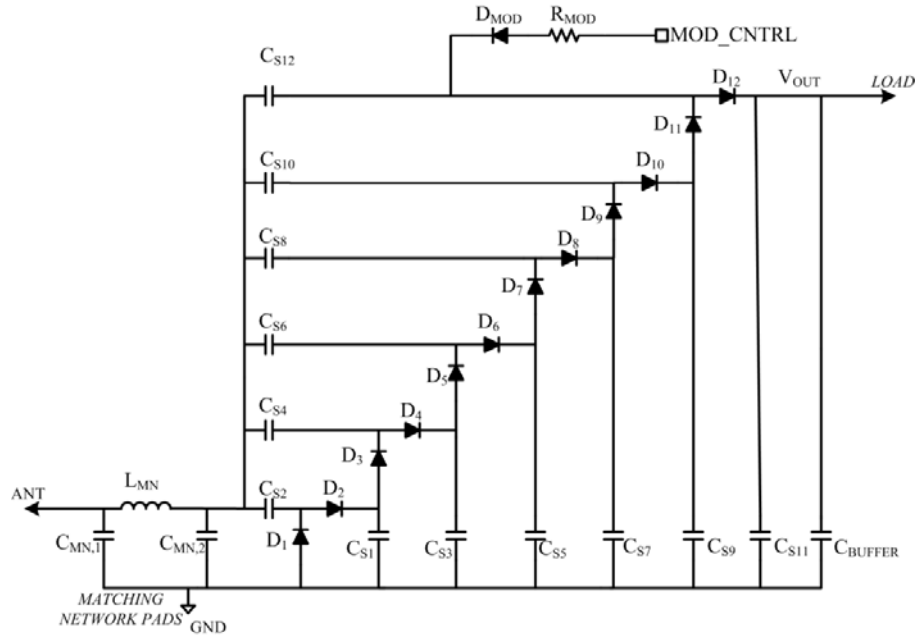
Συχνότητα (GHz)	Ελάχιστη απαιτούμενη ισχύς (dBm)
2.50	3.5
2.51	3.4
2.52	3.1
2.53	3.1
2.54	2.8

Οι παραπάνω τιμές δε διαφοροποιούνται σημαντικά ακόμη και όταν αφαιρεθεί το τμήμα που χρησιμοποιείται για την διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος.

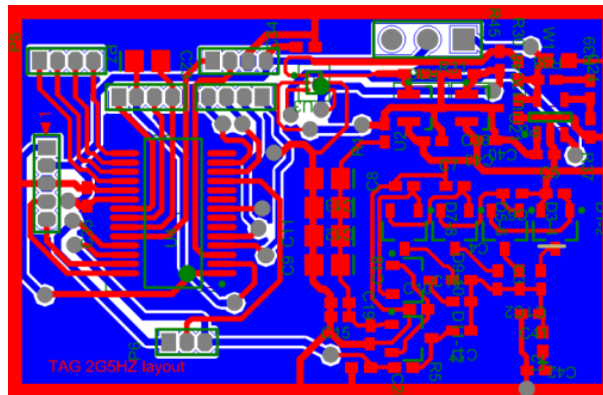
## **5.2.6 Πρωτότυπα με πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων**

### **5.2.6.1 Σύστημα όπου η διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος πραγματοποιείται μέσω διόδου**

Με βάση τις παρατηρήσεις της παραγράφου (5.2.5) και προκειμένου να αυξηθεί η ευαισθησία του κυκλώματος υιοθετήθηκαν πολλαπλασιαστές τάσης έξι σταδίων στα επόμενα πρωτότυπα, ενώ οι πυκνωτές  $C_S$  αντικαταστάθηκαν με νέους χαμηλών απωλειών. Το πρώτο πρωτότυπο με πολλαπλασιαστή έξι σταδίων έχει σχηματικό διάγραμμα για τον πολλαπλασιαστή τάσης και πλήρες layout που παρουσιάζονται στα σχήματα (Σχήμα 5.17) και (Σχήμα 5.18) αντίστοιχα.

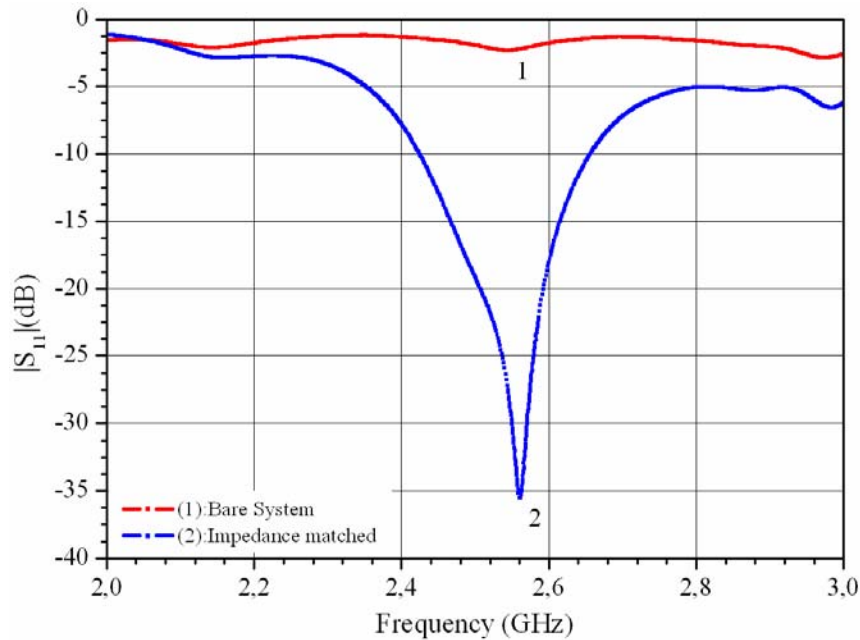


Σχήμα 5.17. Σχηματικό διάγραμμα του πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων με  $C_S = 1.2 \text{ pF}$ .



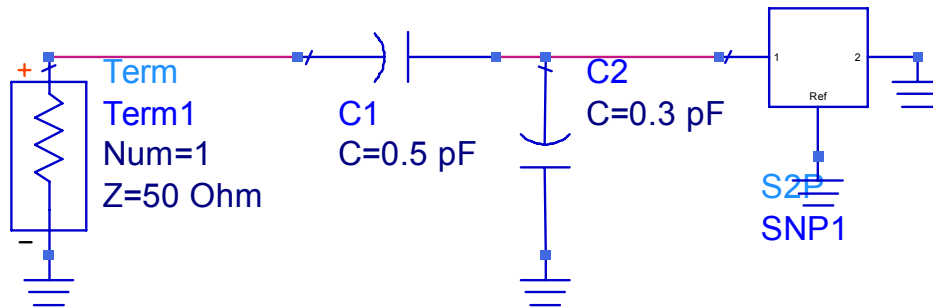
Σχήμα 5.18. Layout του τυπωμένου κυκλώματος για τον κόμβο έξι σταδίων. Με κόκκινο παρουσιάζεται το άνω και με μπλε το κάτω επίπεδο του τυπωμένου κυκλώματος αντίστοιχα. Το pcb περιβάλλει μια γραμμή γείωσης στο άνω επίπεδο. Διαστάσεις 4.50 cm x 2.77 cm.

Στο συγκεκριμένο σύστημα έγινε και μια τροποποίηση του layout εισάγοντας μια γραμμή γείωσης περιμετρικά του pcb του κυκλώματος στο άνω επίπεδο της πλακέτας, καθώς από αρχικές δοκιμές που έγιναν με συστήματα πολλαπλασιαστών έξι σταδίων προέκυψε ότι από αυτή την τροποποίηση βελτιώνεται το επίπεδο προσαρμογής εμπέδησης του συστήματος. Η μέτρηση της  $S_{11}$  παραμέτρου ως συνάρτηση της συχνότητας παρουσιάζεται στην καμπύλη (1) στο σχήμα (Σχήμα 5.19). Οι δοκιμές που έγιναν για την προσαρμογή εμπέδησης του κυκλώματος οδήγησαν στο δικτύωμα L τοπολογίας που παρουσιάζεται στο (Σχήμα 5.20) με συντελεστή ανάκλασης που δίνεται στην καμπύλη (2) του παρακάτω γραφήματος.



Σχήμα 5.19. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης  $|S_{11}|$  σε συνάρτηση της συχνότητας για το σύστημα, (1): αρχικό σύστημα, (2): μετά την προσαρμογή εμπέδησης.

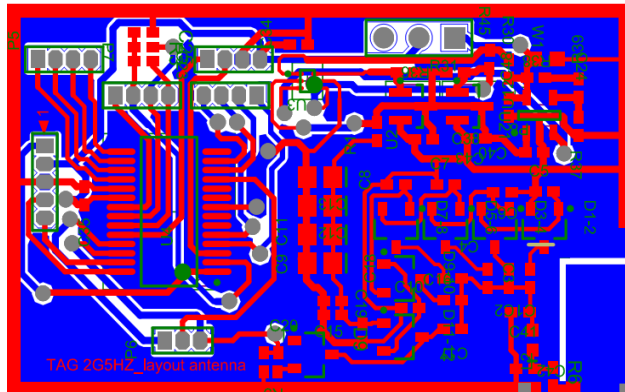
Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι η προσαρμογή εμπέδησης στην ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας του συστήματος είναι άριστη δίνοντας  $|S_{11}| = -19.2$  dB στα 2.5 GHz με βέλτιστη τιμή  $|S_{11}| = -35.5$  dB σε συχνότητα 2.561 GHz.



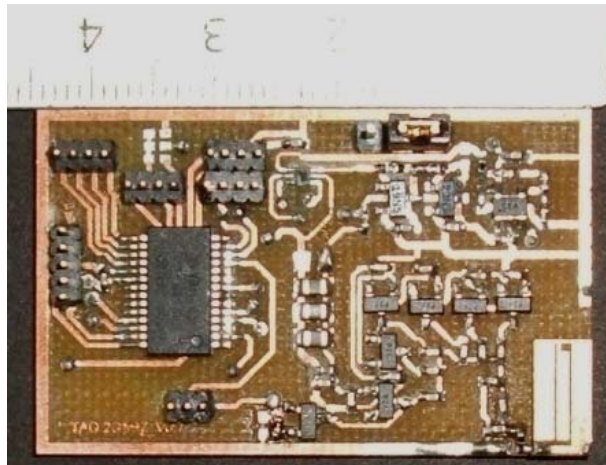
Σχήμα 5.20. Σχηματικό διάγραμμα του δικτύματος προσαρμογής εμπέδησης για το σύστημα πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων.

Αν και το πρωτότυπο αυτό δεν περιελάμβανε κεραία παρατηρήθηκε ότι, τόσο η αλλαγή στο layout όσο και η αύξηση του αριθμού των σταδίων του πολλαπλασιαστή βελτίωσαν αισθητά τη συμπεριφορά του συστήματος. Το ελάχιστο επίπεδο ισχύος που απαιτείται προκειμένου να ενεργοποιηθεί πλήρως το σύστημα όταν φέρει το τμήμα διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος και όταν αυτό έχει αφαιρεθεί είναι -2.5 dBm και -3.5 dBm αντίστοιχα στη συχνότητα των 2.56 GHz όπου και η ανακλώμενη ισχύς είναι ελάχιστη.

Με κριτήριο τις μετρήσεις από το σύστημα με πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων σχεδιάστηκε μια έκδοση του αυτόνομου κόμβου ικανή να φέρει την κεραία του συστήματος. Το νέο layout του συστήματος και η φωτογραφία του τελικού πρωτοτύπου παραθέτονται στο σχήμα (Σχήμα 5.21) (α) και (β) αντίστοιχα. Η περιμετρική μεταλλική γραμμή της γείωσης διακόπτεται και τερματίζεται με δύο νίαις που συνδέουν την περιμετρική γραμμή με το επίπεδο γείωσης στην κάτω πλευρά του τυπωμένου κυκλώματος, ενώ το κάτω επίπεδο του pcb έχει τροποποιηθεί σύμφωνα με τις απαιτήσεις της κεραίας.



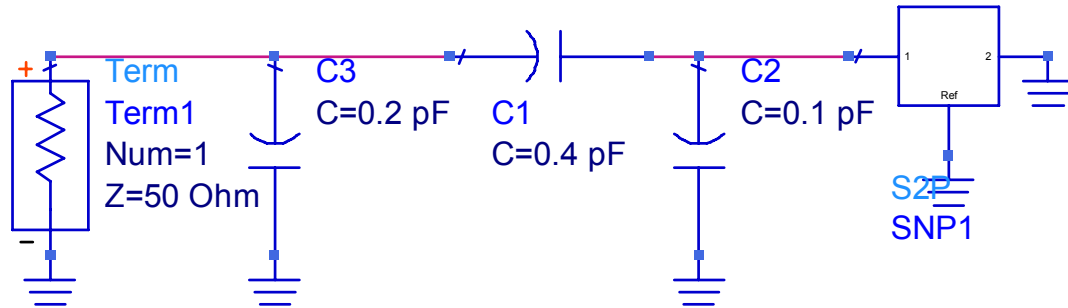
(α)



(β)

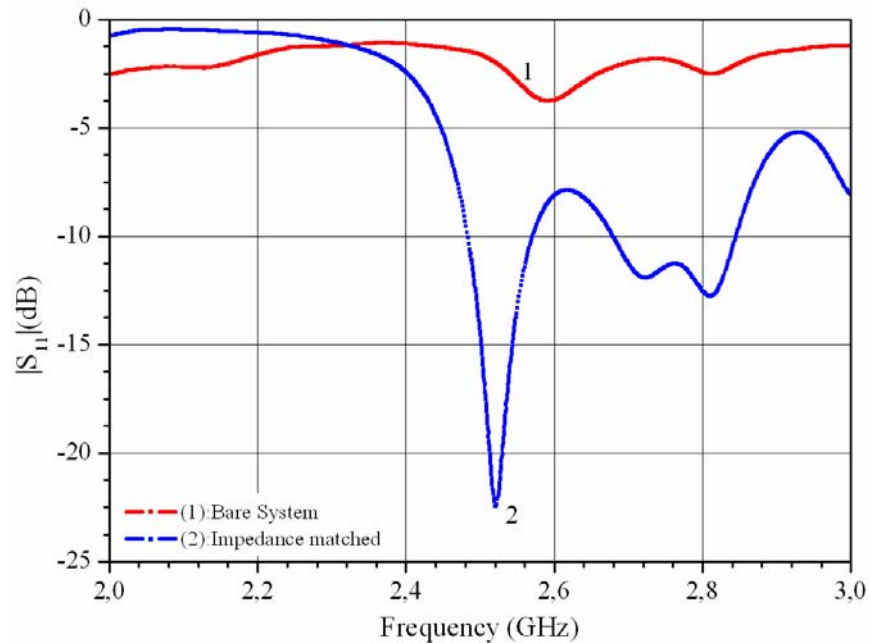
**Σχήμα 5.21.(α)** Layout του τυπωμένου κυκλώματος για τον κόμβο έξι σταδίων. Με κόκκινο παρουσιάζεται το άνω και με μπλε το κάτω επίπεδο του τυπωμένου κυκλώματος αντίστοιχα.(β) Φωτογραφία του συναρμολογημένου συστήματος. Διαστάσεις 4.50 cm × 2.84 cm.

Από τις μετρήσεις της  $S_{11}$  παραμέτρου του κυκλώματος σχεδιάστηκε το δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης  $\Pi$  τοπολογίας που παρουσιάζεται στο (Σχήμα 5.22).



Σχήμα 5.22. Δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης για το σύστημα του σχήματος (Σχήμα 5.21).

Ο συντελεστής ανάκλασης του συστήματος ως συνάρτηση της συχνότητας πριν και μετά την εισαγωγή του δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης παρουσιάζονται στις καμπύλες (1) και (2) αντίστοιχα στο (Σχήμα 5.23).



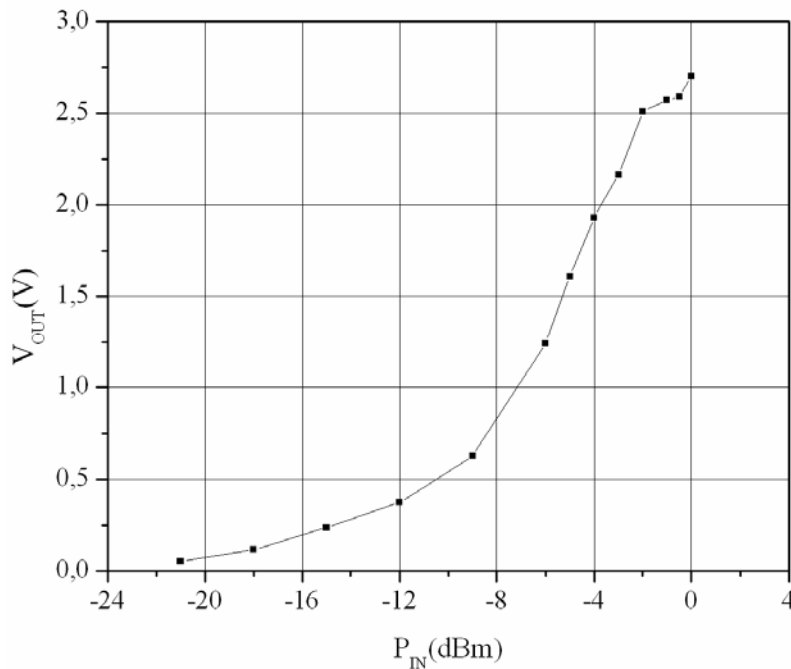
Σχήμα 5.23. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης  $|S_{11}|$  ως συνάρτηση της συχνότητας για το σύστημα: (1): αρχικό σύστημα, (2): μετά την προσαρμογή εμπέδησης.

Η εισαγωγή του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης έδωσε συντελεστή ανάκλασης  $|S_{11}| = -15$  dB στα 2.5 GHz με ελάχιστη τιμή  $|S_{11}| = -22.5$  dB στα 2.52 GHz. Η ευαισθησία του κυκλώματος με το τμήμα διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος συναρμολογημένο ή μη για τις παραπάνω συχνότητες λειτουργίας παρουσιάζονται στον πίνακα (Πίνακας 5.3).

Πίνακας 5.3. Κατώφλι ισχύος λειτουργίας σε συνάρτηση της συχνότητας.

Συχνότητα (GHz)	Με το τμήμα μετάδοσης δεδομένων $P_{in,min}$ (dBm)	Χωρίς το τμήμα μετάδοσης δεδομένων $P_{in,min}$ (dBm)
2.5	-2.3	-2.4
2.52	-2.8	-3.1

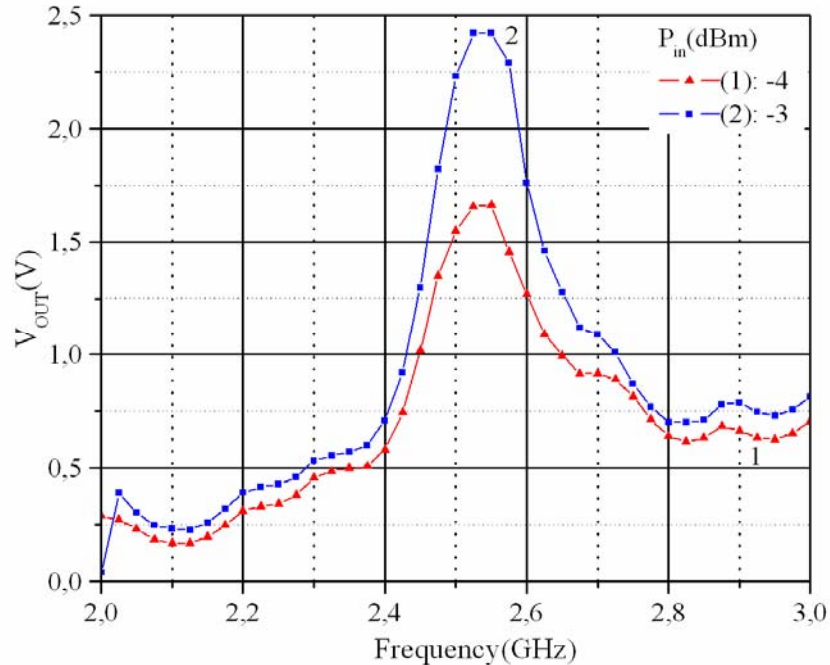
Επίσης, η μέτρηση της τάσης εξόδου ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για το πλήρες κύκλωμα απεικονίζεται στο (Σχήμα 5.24).



Σχήμα 5.24. Τάση εξόδου του πολλαπλασιαστή τάσης ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου σε συχνότητα 2.5 GHz.

Όπως προκύπτει από το γράφημα, για τιμές ισχύος μεγαλύτερες από το κατώφλι λειτουργίας το κύκλωμα έχει ενεργοποιηθεί πλήρως με αποτέλεσμα την αύξηση του φορτίου στα άκρα του πολλαπλασιαστή τάσης και άρα τη μικρότερη αύξηση της  $V_{OUT}$ .

Μετά τον καθορισμό της ελάχιστης απαιτούμενης ισχύος εισόδου έγινε μέτρηση της τάσης εξόδου ως συνάρτηση της συχνότητας για δύο διαφορετικές τιμές ισχύος έχοντας αφαιρέσει το τμήμα μετάδοσης πληροφορίας. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο (Σχήμα 5.25). Είναι προφανές ότι το κύκλωμα έχει ενεργοποιηθεί πλήρως όταν η ισχύς εισόδου είναι -3 dBm για συχνότητες κοντά στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας των 2.5GHz.

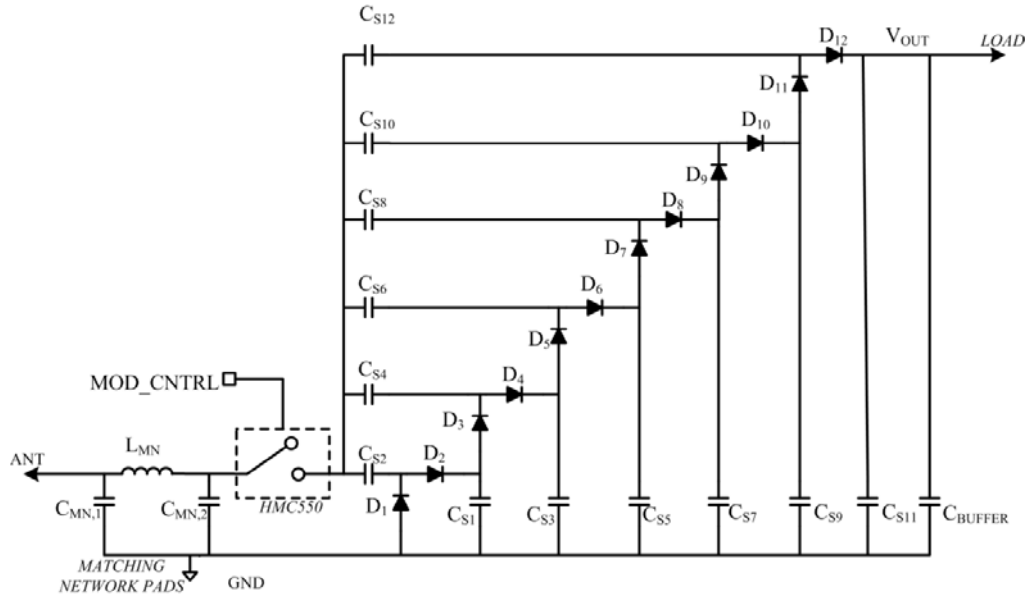


Σχήμα 5.25. Τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της συχνότητας, (1):  $P_{IN} = -4$  dBm, (2):  $P_{IN} = -3$  dBm.

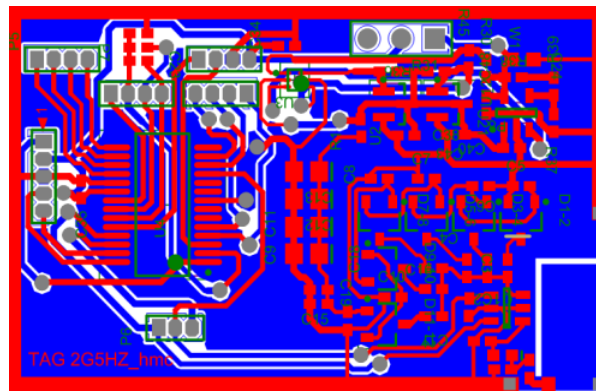
#### 5.2.6.2 Σύστημα όπου η διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος πραγματοποιείται μέσω αναλογικού διακόπτη

Έχοντας καθορίσει πλέον τα χαρακτηριστικά του πολλαπλασιαστή τάσης καθώς και του layout του συστήματος προκειμένου να επιτευχθεί ένα καλό επίπεδο προσαρμογής εμπέδησης έγινε η προσπάθεια να χρησιμοποιηθεί για τη διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος ο αναλογικός διακόπτης HMC550 τοποθετημένος σε σειρά με την είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης με σκοπό την ελαχιστοποίηση απωλειών ισχύος που εισάγει η χρήση του κλάδου που εφαρμόζει μια σταθερή τάση πόλωσης στις Schottky διόδους. Έτσι, υλοποιήθηκε ο αυτόνομος κόμβος με σχηματικό διάγραμμα για το αναλογικό τμήμα του που παρουσιάζεται στο (Σχήμα 5.26) και layout που παρουσιάζεται στο (Σχήμα 5.27, (α)).

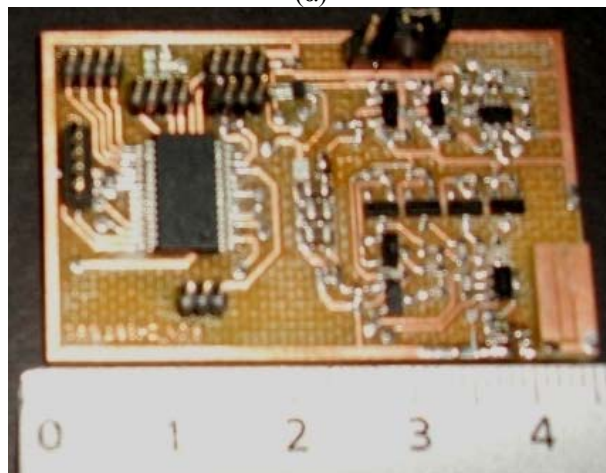




Σχήμα 5.26. Σχηματικό διάγραμμα του πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων και του αναλογικού διακόπτη HMC550 με  $C_S = 1.2 \text{ pF}$ .



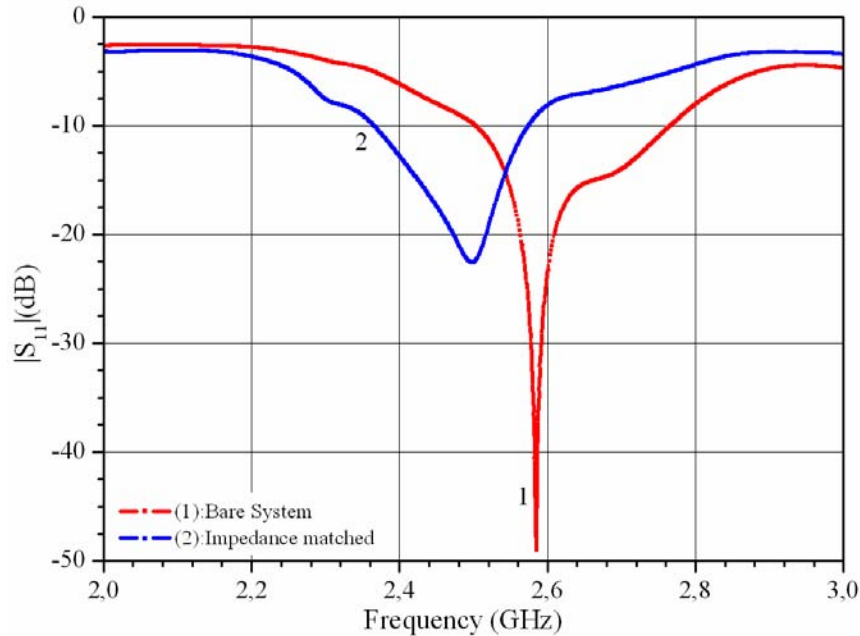
(α)



(β)

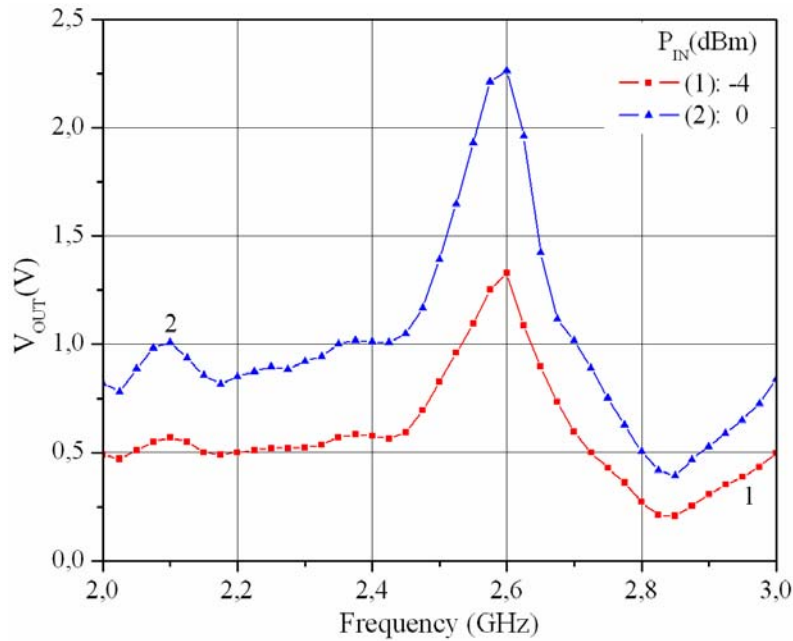
Σχήμα 5.27. (α) Layout του τυπωμένου κυκλώματος για τον κόμβο έξι σταδίων με τον αναλογικό διακόπτη hmc550. Με κόκκινο παρουσιάζεται το άνω και με μπλε το κάτω επίπεδο του τυπωμένου κυκλώματος αντίστοιχα, (β) Φωτογραφία του τελικού συναρμολογημένου συστήματος. Διαστάσεις 4.50 cm × 2.83 cm.

Κατά τη μέτρηση της  $S_{11}$  παραμέτρου συναρτήσει της συχνότητας μέσω VNA διαπιστώθηκε όπως προκύπτει από την καμπύλη (1) στο (Σχήμα 5.28) ότι γύρω από τη συχνότητα των 2.6 GHz το κύκλωμα έχει ικανοποιητική προσαρμογή εμπέδησης.



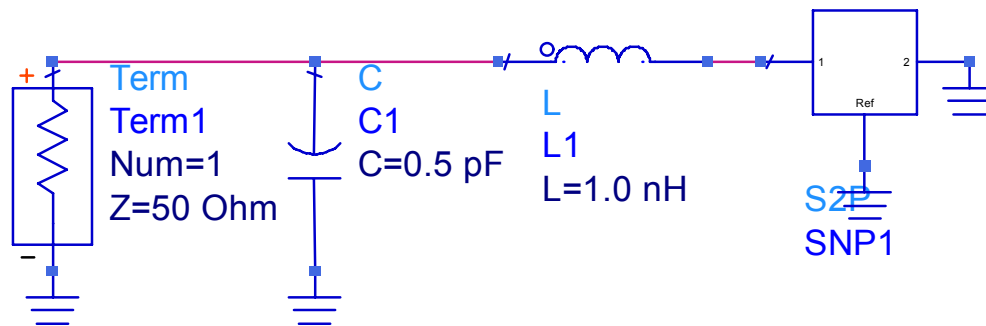
Σχήμα 5.28. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης  $|S_{11}|$  ως συνάρτηση της συχνότητας, (1): αρχικό σύστημα, (2): μετά την προσαρμογή εμπέδησης.

Εξαιτίας της παραπάνω παρατήρησης έγινε μέτρηση της τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή συναρτήσει της συχνότητας για τιμές ισχύος εισόδου -4 dBm και 0 dBm προκειμένου να μην επηρεάσουν τη συμπεριφορά του συστήματος τυχόν απώλειες ισχύος από τα στοιχεία του δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης. Παρόλα αυτά, διαπιστώθηκε ότι το κύκλωμα δεν ενεργοποιείται πλήρως για τιμές ισχύος μικρότερες ή ίσες από 0 dBm, ενώ η καλύτερη τιμή για το κατώφλι ισχύος λειτουργίας στην περιοχή συχνοτήτων 2GHz - 3GHz είναι +0.1 dBm στα 2.60 GHz. Όπως προκύπτει και από το (Σχήμα 5.29) το κύκλωμα δεν ενεργοποιείται παρά το γεγονός ότι στην είσοδό του έχει ισχύ 0dBm.



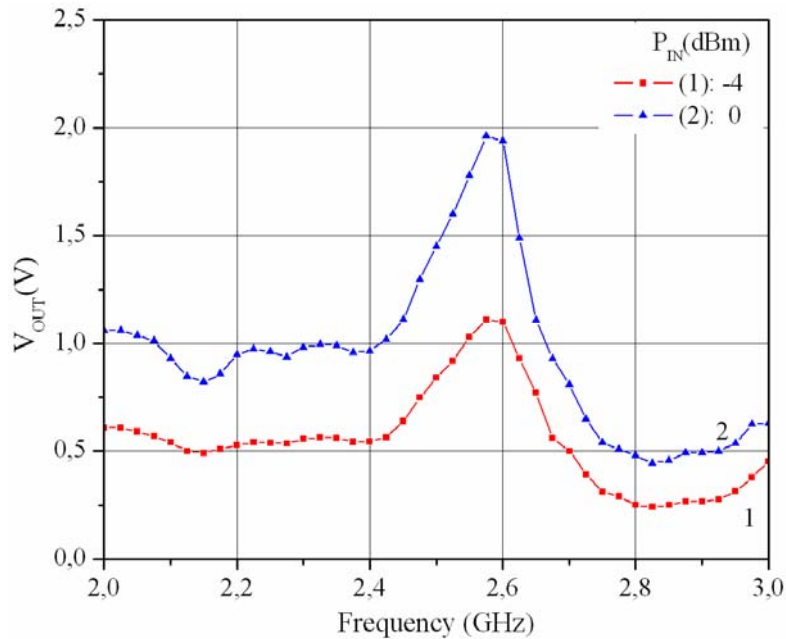
Σχήμα 5.29. Τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της συχνότητας για το σύστημα χωρίς προσαρμογή εμπέδησης. Καμπύλη (1):  $P_{IN} = -4$  dBm, (2):  $P_{IN} = 0$  dBm.

Στη συνέχεια, σχεδιάστηκε το δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης που παρουσιάζεται στο (Σχήμα 5.30). Η εισαγωγή του παραπάνω δικτυώματος έδωσε μεγάλο εύρος ζώνης και βέλτιστη τιμή  $|S_{11}| = -22.6$  dB στα 2.5 GHz, όπως παρουσιάζεται και στην καμπύλη (2) στο (Σχήμα 5.28).



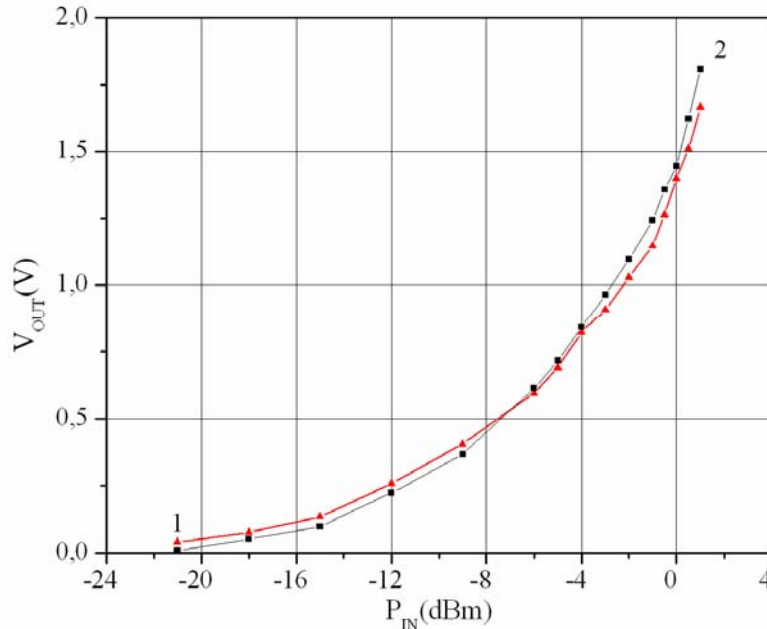
Σχήμα 5.30. Δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης.

Με το τελικό δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης επαναλήφθηκαν οι μετρήσεις της τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της συχνότητας για δύο διαφορετικά επίπεδα ισχύος εισόδου. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο σχήμα (Σχήμα 5.31).



Σχήμα 5.31. Τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή συναρτήσει της συχνότητας για το σύστημα με προσαρμοσμένη εμπέδηση εισόδου. Καμπύλη (1):  $P_{IN} = -4$  dBm, (2):  $P_{IN} = 0$  dBm.

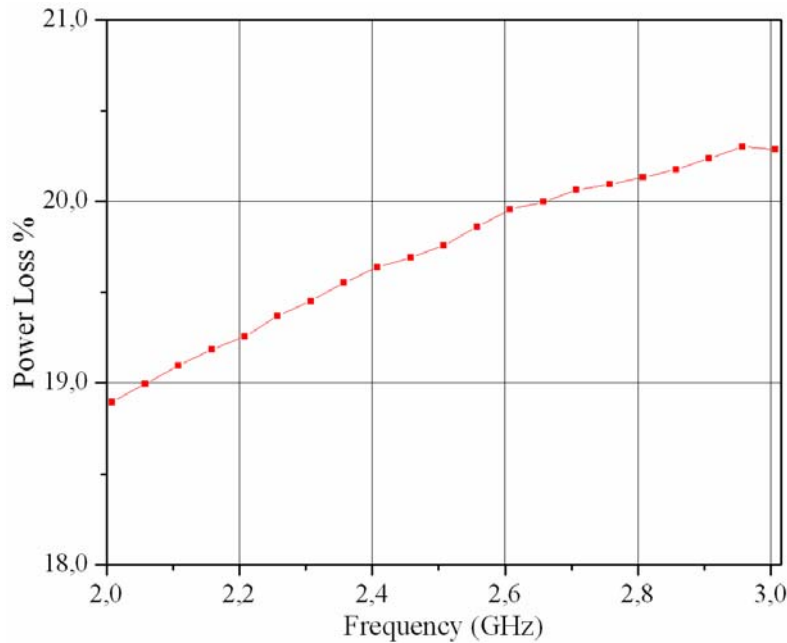
Μπορεί κανείς να παρατηρήσει από τα παραπάνω γραφήματα ότι παρά το γεγονός του καλού επιπέδου προσαρμογής εμπέδησης απαιτείται ισχύς εισόδου μεγαλύτερη των 0 dBm προκειμένου να ενεργοποιηθεί πλήρως ο αυτόνομος κόμβος. Η ελάχιστη τιμή ισχύος εισόδου προκειμένου να ενεργοποιηθεί πλήρως ο κόμβος είναι +0.8 dBm στην τιμή των 2.58 GHz, ενώ στην κεντρική τιμή της συχνότητας λειτουργίας το κύκλωμα δεν ενεργοποιήθηκε πλήρως μέχρι το +1 dBm (Σχήμα 5.32). Μεγαλύτερες τιμές ισχύος εισόδου δεν επιλέχθηκαν κατά τις μετρήσεις προκειμένου να μην καταστραφούν οι δίοδοι του πολλαπλασιαστή τάσης του τελικού πρωτοτύπου.



Σχήμα 5.32. Τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου σε συχνότητα 2.5 GHz, (1): χωρίς προσαρμογή εμπέδησης, (2): με προσαρμοσμένη εμπέδηση.

Η συμπεριφορά αυτή οφείλεται στο γεγονός ότι η ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος δε συνεπάγεται κατ' ανάγκη την αύξηση του πλάτους τάσης στην είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης. Είναι πιθανό, το μεγάλο εύρος ζώνης μετά την προσαρμογή εμπέδησης να οφείλεται και σε απώλειες ισχύος του αναλογικού τμήματος (resistive matching).

Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι παρά το γεγονός ότι με την εισαγωγή του αναλογικού διακόπτη τάσης δεν επεμβαίνει κανείς στο αναλογικό τμήμα του πολλαπλασιαστή τάσης η ευαισθησία του κυκλώματος στην ισχύ εισόδου χειροτερεύει. Αυτό οφείλεται στην απώλεια ισχύος λόγω του ίδιου του αναλογικού διακόπτη που παρουσιάζεται στο (Σχήμα 5.33) και είναι λίγο υψηλότερη από 19.5% για συχνότητα 2.5GHz.



Σχήμα 5.33. Απώλεια ισχύος επί τοις εκατό ως συνάρτηση της συχνότητας για τον αναλογικό διακόπτη HMC550 όταν άγει. Δεδομένα από τον κατασκευαστή [3].

### 5.3 Συμπεράσματα 5<sup>ου</sup> Κεφαλαίου

Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα από την ανάλυση των προσπαθειών ανάπτυξης πρωτοτύπων συγκομιδής ενέργειας με μικροκυματικές συχνότητες λειτουργίας (2.5 GHz). Η εργασία στην παραπάνω ζώνη συχνοτήτων είναι σε μεγάλο βαθμό πρωτότυπη καθώς με βάση τη βιβλιογραφία η πλειοψηφία των συστημάτων συγκομιδής ενέργειας RF αφορά τη ζώνη συχνοτήτων από 860 – 960 MHz. Η επιλογή υψηλότερης συχνότητας λειτουργίας μπορεί να εξασφαλίσει μια σειρά από πλεονεκτήματα. Οι διαστάσεις τυπωμένου κυκλώματος (4.5 cm × 2.8 cm) είναι κατά πολύ μικρότερες των αντίστοιχων συστημάτων στα 430MHz, ενώ είναι δυνατό να επιτευχθεί πιο κατευθυντική ζεύξη με το σταθμό βάσης.

Από τη μέλέτη των πρωτοτύπων συγκομιδής ενέργειας στα 2.5 GHz παρατηρείται ότι απαιτείται ελάχιστη ισχύς εισόδου -3.1 dBm στα 2.52 GHz για την ενεργοποίηση του μικροελεγκτή του κυκλώματος. Σε σύγκριση με τα συστήματα που λειτουργούν στη UHF ζώνη συχνοτήτων οι απώλειες ισχύος είναι μεγαλύτερες με αποτέλεσμα τη λιγότερο αποδοτική συγκομιδή ενέργειας. Κυριάρχο ρόλο στις υψηλότερες συχνότητες διαδραματίζουν οι απώλειες των διόδων, ενώ δευτερεύοντα ρόλο στη

συμπεριφορά του συστήματος έχουν οι απώλειες των πυκνωτών και του διηλεκτρικού του τυπωμένου κυκλώματος. Τα αποτελέσματα από την αξιολόγηση των συστημάτων μπορούν να αποτελέσουν οδηγό για την υλοποίηση της πλήρους αρχιτεκτονικής στα 2.5 GHz.

## **Βιβλιογραφικές Αναφορές 5<sup>ου</sup> Κεφαλαίου**

- [1] Isola group, <http://www.isola-group.com/>.
- [2] H.F. Contopanagos, P. Broutas, A. Papi Toda, F. De Flaviis, S. Chatzandroulis, "A PCB-integrated multi-slotted PIFA for 2.5GHz autonomous RFID or Bluetooth applications," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 27,p. 736-49.
- [3] Hittite Microwave, <http://www.hittite.com>.



## 6. Συμπεράσματα

Κατά τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας διατριβής αναπτύχθηκε αρχιτεκτονική που μπορεί να υιοθετηθεί για την υλοποίηση παθητικών ασύρματων αισθητήρων. Σκοπός είναι η συγκομιδή ενέργειας από ραδιοκύματα από το μακρινό πεδίο σταθμού βάσης (far field energy harvesting) με σκοπό την αποφυγή των προβλημάτων που δημιουργεί η χρήση μπαταριών. Για να αποκτηθούν αυξημένες υπολογιστικές δυνατότητες για το σύστημα υιοθετήθηκε μια στρατηγική λειτουργίας του σε δύο κύκλους, έναν κύκλο συλλογής ενέργειας όπου η κατανάλωση ισχύος είναι μικρή και ένα πλήρως ενεργό κύκλο όπου εκτελείται μέτρηση και μετάδοση δεδομένων. Η αρχιτεκτονική έδωσε μια σειρά από πλεονεκτήματα σε σύγκριση με συστήματα που παρουσιάζονται στη βιβλιογραφία:

- Δυνατότητα χρήσης μικροελεγκτή πλήρως προγραμματιζόμενου και με μια σειρά από περιφερειακά συστήματα. Με τον τρόπο αυτό δίνεται η δυνατότητα επεξεργασίας των μετρήσεων τοπικά πριν την αποστολή τους στο σταθμό βάσης.
- Μέτρηση διαφορετικών ειδών εξωτερικών αισθητήρων με έμφαση στη μέτρηση χωρητικών αισθητήρων. Σε αντίθεση με την πλειοψηφία των συστημάτων στη βιβλιογραφία που εκτελούν μέτρηση ολοκληρωμένων αισθητήρων ή πραγματοποιούν μόνο αποστολή κωδικού ταυτότητας (RFID) ο προτεινόμενος κόμβος μπορεί να λειτουργήσει ως πλατφόρμα ασύρματων μετρήσεων.
- Λειτουργία του κόμβου κοντά ή πάνω σε μεταλλικές κατασκευές και τη γείωση όπως απαιτείται σε πληθώρα εφαρμογών. Το χαρακτηριστικό αυτό οφείλεται στην κεραία (PIFA) που επιλέχθηκε για το σύστημα.

Από την άλλη πλευρά κύριο μειονέκτημα της αρχιτεκτονικής αποτελούν οι μεγαλύτερες απαιτήσεις ισχύος εισόδου σε σχέση με συστήματα που στηρίζονται στην ολοκληρωμένη σχεδίαση.

Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας σχεδιάστηκαν πρωτότυπα, για την UHF ζώνη συχνοτήτων των 430 MHz και για τη ζώνη συχνοτήτων των 2.5 GHz.

- Στη ζώνη συχνοτήτων 430 MHz έγινε δυνατή η κατασκευή συστήματος συγκομιδής ενέργειας που είναι ικανό να ενεργοποιηθεί πλήρως όταν η ελάχιστη τιμή ισχύος εισόδου μεγαλύτερη ή ίση με -5.8 dBm στα άκρα του κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας των 430 MHz.
- Με βάση τις μετρήσεις από κατά την ασύρματη συγκομιδή ισχύος προκύπτει ότι μπορεί να εξασφαλιστεί συνεχής λειτουργία του μικροελεγκτή του πρωτοτύπου συγκομιδής ενέργειας σε αποστάσεις μέχρι δύο μέτρων και η λειτουργία του σε κύκλους σε αποστάσεις από 2 m έως 4 m, όταν ως σταθμός βάσης χρησιμοποιείται πομπός χαμηλής ισχύος (200 mW) συχνότητας 430 MHz με κεραία δίπολο. Δίνεται έτσι η δυνατότητα ταυτόχρονης ανάγνωσης περισσότερων του ενός κόμβων σε δίκτυα χαμηλής ισχύος.

Στον πίνακα (Πίνακας 0.1) παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του συστήματος συγκομιδής ισχύος σε σύγκριση με τη βιβλιογραφία. Μπορεί να παρατηρηθεί ότι στην πλειοψηφία των συστημάτων παρά το γεγονός ότι απαιτείται μικρότερη τιμή ισχύος για λειτουργία γίνεται χρήση πομπών υψηλής ισχύος κατά τη μέτρηση. Επίσης, η πλειοψηφία των συστημάτων δεν περιλαμβάνει ψηφιακό τμήμα ικανό να χρησιμοποιηθεί στη μέτρηση αισθητήρων.

**Πίνακας 0.1. Σύγκριση συστημάτων συγκομιδής ραδιοκυμάτων που έχουν παρουσιαστεί στη βιβλιογραφία**

Ομάδα σχεδίασης	Συχνότητα συγκομιδής ενέργειας	RF ευαισθησία (ελάχιστη απαιτούμενη ισχύς)	Εμβέλεια (RF link) (μέτρηση)	Ύπαρξη ψηφιακού τμήματος
Le Triet [1]	906 MHz	-22.6 dBm	15m @ 4W	Όχι
Karthus [2]	868 MHz	-17.8 dBm	4.5m @ 1W	Ναι (EEPROM)
Kocer [3]	450 MHz	-12.3 dBm	1.7m @ 60 mW	Όχι
Vaz [4]	868 MHz	Μη διαθέσιμη	2m @ 2W	Ναι (EEPROM)
Smith [5,6]	915 MHz	Μη διαθέσιμη	4.5m @ 1W	Ναι (μικροελεγκτής)
Παρόν σύστημα	430 MHz	-5.8 dBm	4m @ 200 mW	Ναι (μικροελεγκτής)

- Κατά την υλοποίηση και το χαρακτηρισμό του πλήρους συστήματος δείχθηκε ότι είναι πλήρως λειτουργικό εκτελώντας ασύρματη μέτρηση υγρασίας και μετάδοση δεδομένων σε σταθμό βάσης μέσω χωρητικού αισθητήρα. Το ίδιο πρωτότυπο μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί για τη μέτρηση διαφορετικών αισθητήρων χωρητικού τύπου.

Τέλος, στα πλαίσια της παρούσας εργασίας έγινε επανασχεδίαση του τμήματος συγκομιδής ενέργειας σε συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz και με σκοπό τη διερεύνηση των χαρακτηριστικών των συστημάτων σε καινοτόμες περιοχές υψίσυχνης λειτουργίας. Οι τροποποιήσεις στη σχεδίαση αφορούν κύρια τον πολλαπλασιαστή τάσης, την κεραία και το τμήμα μετάδοσης πληροφορίας. Από τα αποτελέσματα του κεφαλαίου 5 μπορεί να παρατηρήσει κανείς τα εξής:

- Οι διαστάσεις του αυτόνομου κόμβου μειώθηκαν σημαντικά δίνοντας τυπωμένα κυκλώματα τυπικών διαστάσεων 2.5 cm × 4.5 cm.
- Η ελάχιστη τιμή ισχύος, που απαιτείται προκειμένου να λειτουργήσει το πρωτότυπο συγκομιδής ενέργειας είναι -3.1 dBm στα 2.52 GHz.
- Η συγκομιδή ενέργειας είναι λιγότερο αποδοτική σε σχέση με το σύστημα που λειτουργεί στα 430 MHz, κυρίως, λόγω της αύξησης των απωλειών των διόδων και των πυκνωτών που χρησιμοποιήθηκαν, στις μικροκυματικές συχνότητες.

Κύριες κατευθύνσεις μελλοντικής εργασίας στο αντικείμενο της διατριβής μπορούν να αποτελέσουν:

- Η ενσωμάτωση επιπλέον αισθητήρων στον αυτόνομο κόμβο με έμφαση σε αισθητήρες παραμόρφωσης τύπου χωρητικότητας και η ανάπτυξη μέσω υλικολογισμικού των υπολογιστικών δυνατοτήτων του κόμβου στην τοπική επεξεργασία δεδομένων, καθώς και στην υιοθέτηση πρωτοκόλλων επικοινωνίας.
- Η υλοποίηση του πλήρους αυτόνομου κόμβου σε συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Για τη βελτιστοποίηση του τυπωμένου κυκλώματος (layout) του κόμβου είναι σημαντική η μελέτη της επίδρασης των παρασιτικών στον πολλαπλασιαστή τάσης με προσομοιώσεις (EM Circuit Co-simulation).

- Η μεταφορά του αναλογικού τμήματος συγκομιδής ενέργειας on – chip μέσω ολοκληρωμένης σχεδίασης προκειμένου να γίνει δυνατή η ελαχιστοποίηση των απωλειών των διόδων, των γραμμών και των παθητικών στοιχείων του κυκλώματος, χωρίς παράλληλα να χάνονται τα συγκριτικά πλεονεκτήματα που προσφέρει η υιοθέτηση του μικροελεγκτή.
- Η τροποποίηση της αρχιτεκτονικής προκειμένου να είναι δυνατή η αμφίδρομη επικοινωνία μεταξύ του αυτόνομου κόμβου και του σταθμού βάσης.

## Βιβλιογραφικές Αναφορές Συμπερασμάτων

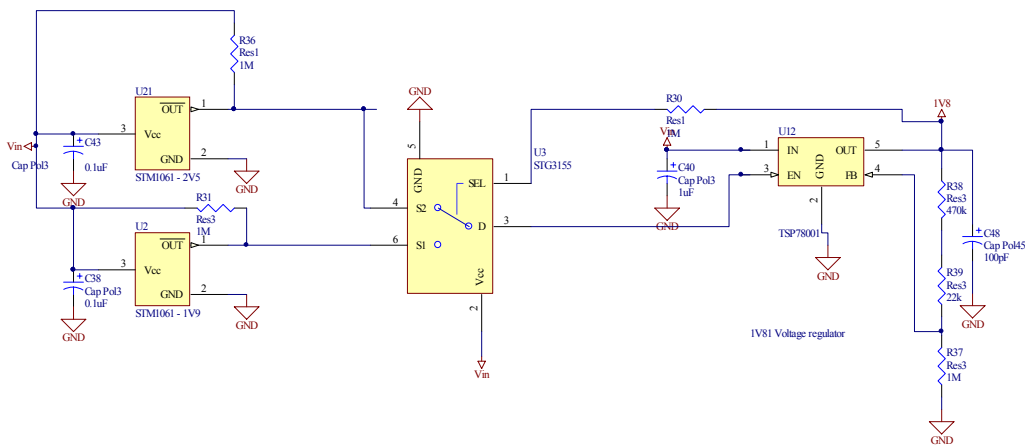
- [1] Triet Le, K. Mayaram, T. Fiez, Efficient Far-Field Radio Frequency Energy Harvesting for Passively Powered Sensor Networks, *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 43 (2008) 1287-1302.
- [2] U. Karthaus, M. Fischer, Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7uW minimum RF input power, *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 38 (2003) 1602-1608
- [3] F. Kocer, M.P. Flynn, An RF-powered, wireless CMOS temperature sensor, *Sensors Journal, IEEE*, 6 (2006) 557-564.
- [4] A. Vaz, H. Solar, I. Rebollo, I. Gutierrez, R. Berenguer, Long range, low power UHF RFID analog front-end suitable for batteryless wireless sensors, in: *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, 2010, pp. 836-839.
- [5] D.J. Yeager, P.S. Powledge, R. Prasad, D. Wetherall, J.R. Smith, Wirelessly-Charged UHF Tags for Sensor Data Collection, in: *RFID, 2008 IEEE International Conference on*, 2008, pp. 320-327.
- [6] J.R. Smith, A.P. Sample, P.S. Powledge, S. Roy, A. Mamishev, A wirelessly-powered platform for sensing and computation, in, *Orange County, CA*, 2006, pp. 495-506.



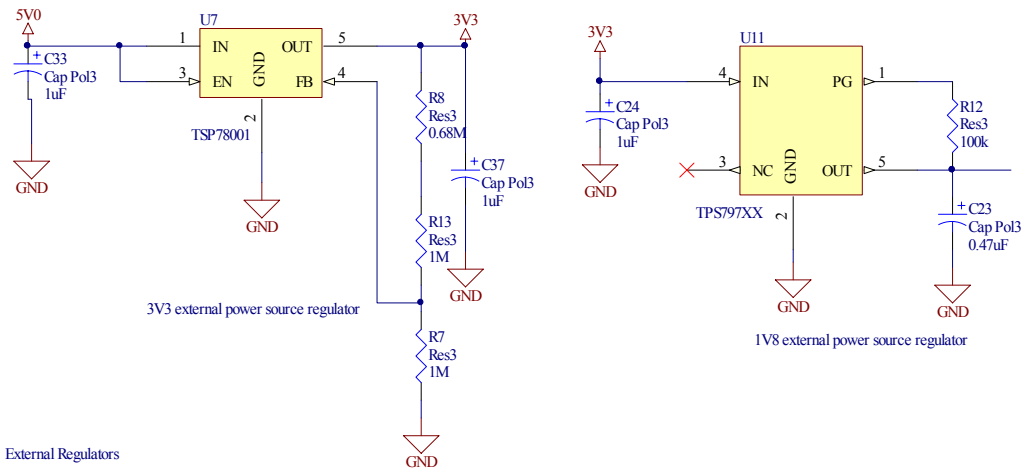
# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

## I. Κατάλογος Σχηματικών

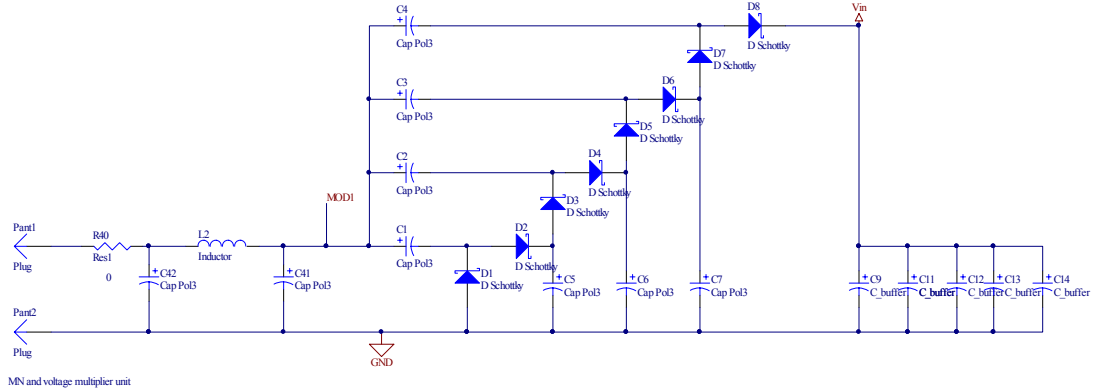
Παρακάτω παρουσιάζονται τα σχηματικά τμημάτων των κόμβων που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της παρούσας εργασίας με χρήση του λογισμικού Altium Designer της εταιρείας Altium Limited.



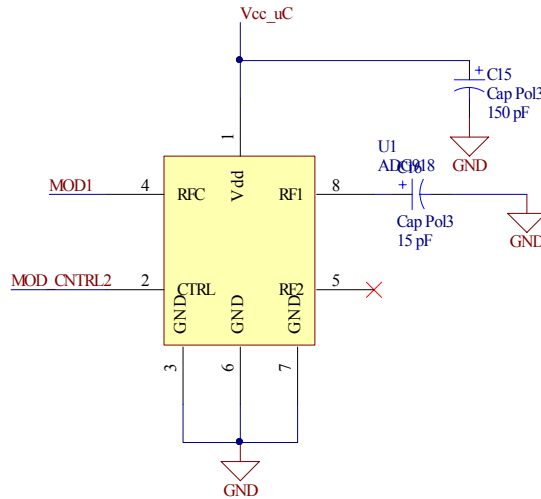
Σχήμα I.1. Κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας στο σύστημα με συχνότητα λειτουργίας 430 MHz



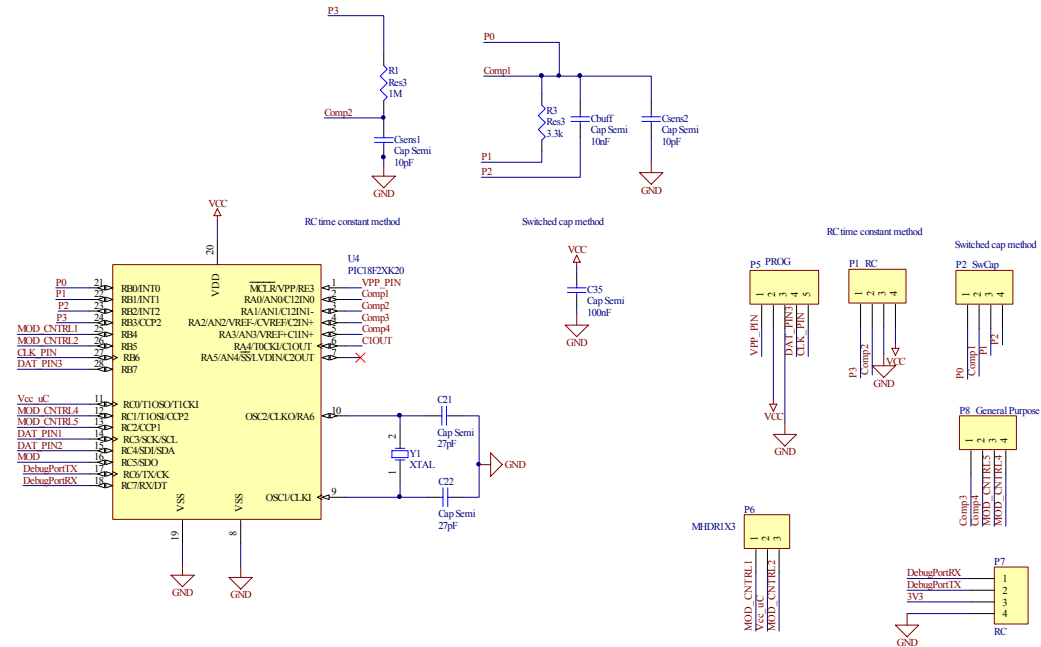
Σχήμα I.2. Σταθεροποιητές τάσης εξωτερικής τάσης τροφοδοσίας (Voltage Regulators)



MN and voltage multiplier unit

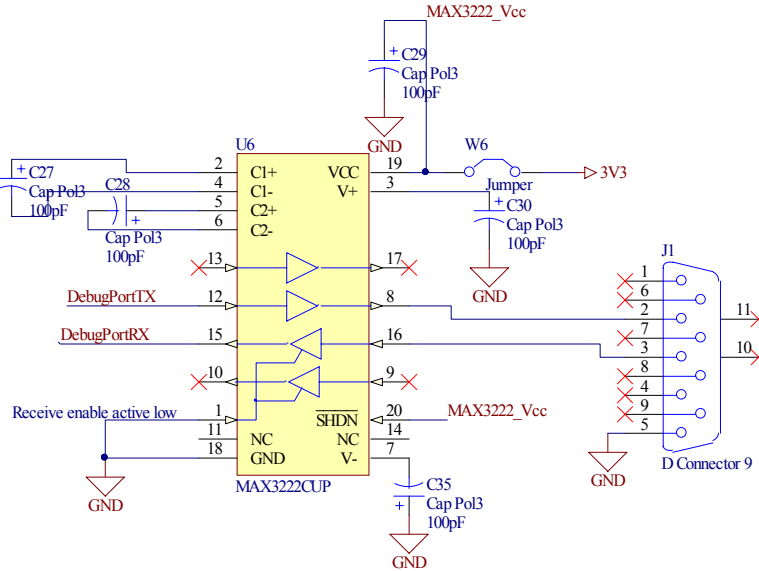


Σχήμα I.3. Υφίσυχο αναλογικό τμήμα του αυτόνομου κόμβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 430 MHz.

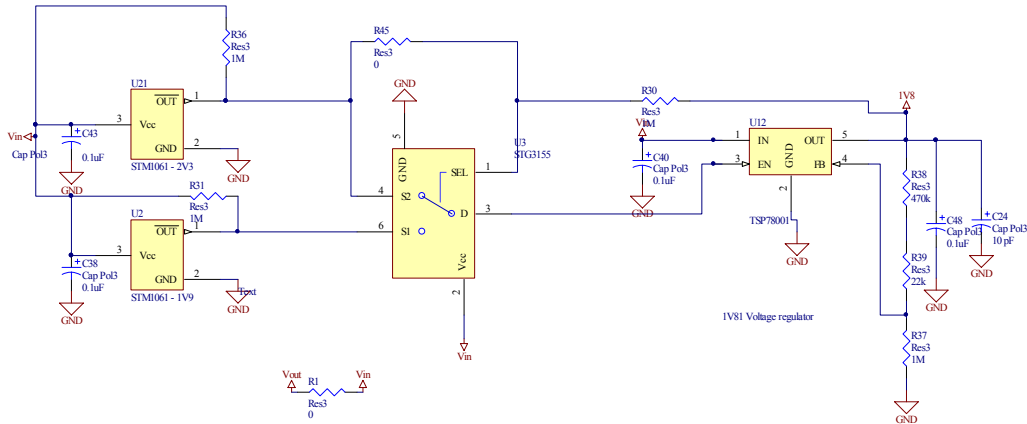


Σχήμα I.4. Ψηφιακό τμήμα του παθητικού κόμβου

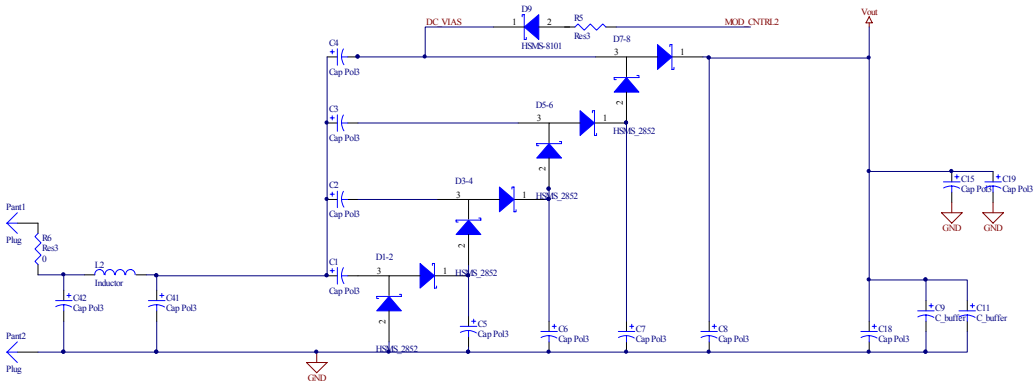




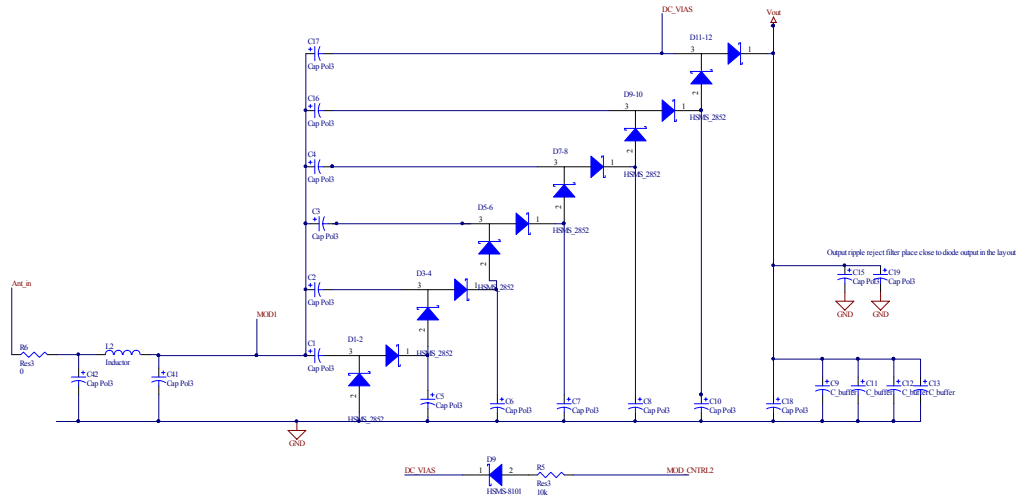
Σχήμα I.5. Υλοποίηση ασύγχρονης σειριακής επικοινωνίας του μικροελεγκτή με H/Y.



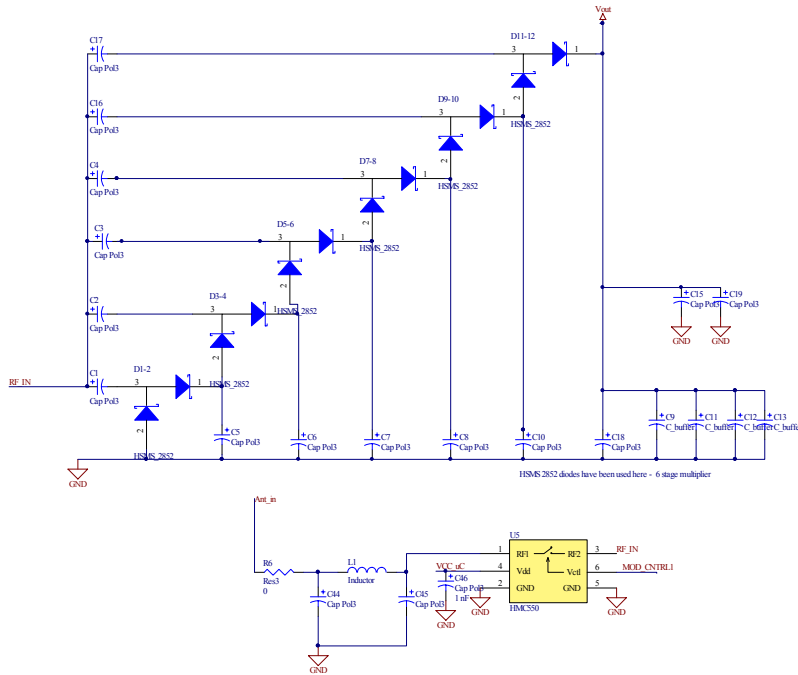
Σχήμα I.6. Κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας στο σύστημα με συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz



Σχήμα I.7. Υψίσυχο αναλογικό τμήμα του αυτόνομου κόμβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Έχει επιλεγθεί πολλαπλασιαστής τάσης 4 σταδίων ενώ η διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος πραγματοποιείται μέσω διόδου.



Σχήμα 1.8. Υψίσυχο αναλογικό τμήμα του αυτόνομου κόμβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Έχει επιλεγθεί πολλαπλασιαστής τάσης 6 σταδίων ενώ η διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος πραγματοποιείται μέσω διόδου.



Σχήμα 1.9. Υψίσυχο αναλογικό τμήμα του αυτόνομου κόμβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Έχει επιλεγθεί πολλαπλασιαστής τάσης 6 σταδίων ενώ η διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος πραγματοποιείται μέσω εν σειρά αναλογικού διακόπτη.

## II. Κατάλογος Δημοσιεύσεων

Παρακάτω παρουσιάζονται άρθρα που έχουν δημοσιευθεί σε επιστημονικά περιοδικά και συνέδρια μετά από κρίση.

### Επιστημονικά περιοδικά

1. H.F. Contopanagos, **P. Broutas**, A. Papió Toda, F. De Flaviis & S. Chatzandroulis, “A PCB-Integrated Multi-Slotted PIFA for 2.5 GHz Autonomous RFID or Bluetooth Applications”, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Volume 27, Issue 6, 2013
2. Harry F. Contopanagos, **Panagiotis Broutas**, Stavros Chatzandroulis, “Embedded multislotted PIFAs for remotely powered passive UHF RFID tags”, Microwave and Optical Technology Letters, Volume 54, Issue 10, pages 2379–2383, October 2012.
3. **Panagiotis Broutas**, Harry Contopanagos, Dimitrios Tsoukalas, Stavros Chatzandroulis, "A RF power harvester with integrated antenna capable of operating near ground planes”, Sensors and Actuators, A: Physical 186 , pp. 284-288, October 2012.
4. **Panagiotis Broutas**, Harry Contopanagos, Dimitrios Tsoukalas, Stavros Chatzandroulis, “A low power RF harvester for a smart passive sensor tag with integrated antenna”, Sensors and Actuators, A: Physical 176 , pp. 34-45, April 2012.
5. **P. Broutas**, S. Bitzaros, D. Goustouridis, S. Katsafouros, D. Tsoukalas, S. Chatzandroulis, “*Conceptual Design of a Wireless Strain Monitoring System for Space Applications*”, Mobile Lightweight Wireless Systems, Springer, Berlin, Heidelberg, 2009, pp. 405-10.

**Διεθνή συνέδρια**

- 1. P. Broutas**, S. Kyriakis Bitzaros, I. Mourtsiadis, D. Goustouridis, S. Katsafouros, D. Tsoukalas, S. Chatzandroulis, “*Power Harvesting Scheme for Remotely Powered Sensor Tags*”, ESSCIRC, 2009. ESSCIRC '09. Proceedings of, 14-18 September 2009, Athens, Greece.
- 2. P. Broutas**, D. Goustouridis, S. Chatzandroulis, P. Normand, D. Tsoukalas, “*Capacitive Strain Sensors Using Polymer Embedded Thin Si Membranes*”, EUROSENSORS XXII, Dresden, Germany 7-10 September 2008.

### III. Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1. Εύκαμπτη διάταξη φωτοβολταϊκής κυψέλης [6].....	12
Σχήμα 1.2. Σχηματικό διάγραμμα διάταξης συγκομιδής θερμικής ενέργειας [7]. .....	12
Σχήμα 1.3. Μικροσύστημα συγκομιδής θερμικής ενέργειας [11]. .....	13
Σχήμα 1.4. Μικροσύστημα συγκομιδής μηχανικής ενέργειας βασισμένο στο φαινόμενο της επαγωγής [12]. .....	14
Σχήμα 1.5. Μοντέλο διάταξης συγκομιδής μηχανικής ενέργειας η οποία βασίζεται στο πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο [4]. .....	14
Σχήμα 1.6. Σχηματικό διάγραμμα μικροσυστήματος συγκομιδής μηχανικής ενέργειας το οποίο βασίζεται σε πιεζοηλεκτρικά νανονήματα [13]. .....	15
Σχήμα 1.7. Ηλεκτροστατική διάταξη συγκομιδής μηχανικής ενέργειας [14]. .....	15
Σχήμα 1.8. Μικρογεννήτρια λειτουργίας σε σταθερές ροές αερίων βασισμένη στην τεχνολογία των MEMS [15]. .....	16
Σχήμα 2.1. Περιοχές του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος που χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές των RFID και των παθητικών κόμβων αισθητήρων. ....	23
Σχήμα 2.2. (α) Διάκριση των περιοχών πεδίου γύρω από μια κεραία, (β) Στοιχειώδες δίπολο [1]. .....	24
Σχήμα 2.3. Νόμος Biot – Savart .....	28
Σχήμα 2.4. Μαγνητικό πεδίο στον άξονα κυκλικού βρόχου .....	28
Σχήμα 2.5. Απλοποιημένη σχηματική αναπαράσταση του σταθμού βάσης και των δυνατών συνδεσμολογιών για το δευτερεύον κύκλωμα. ....	30
Σχήμα 2.6. Σχηματικό διάγραμμα τυπικού συστήματος επαγωγικής μεταφοράς ισχύος. ....	34
Σχήμα 2.7. (α) Τρία σωληνοειδή πηνία λήψης για παθητικό κόμβο που λειτουργεί με επαγωγική ζεύξη με τα ηλεκτρονικά λήψης. (β) Το σύστημα συναρμολογημένο [11]. .....	36
Σχήμα 2.8. Σχηματικό διάγραμμα συστήματος επαγωγικής ζεύξης που υλοποιεί έλεγχο με ανάδραση (closed loop control). .....	37
Σχήμα 2.9. Μια εκδοχή αυτόνομου μικρο-ρομπότ. Ένα παράδειγμα μεταφοράς μεγάλης ισχύος [14]. .....	38
Σχήμα 2.10. Σχηματικό διάγραμμα των αυτόνομων κόμβων EmbedSenseTM [16]... ..	39
Σχήμα 2.11. Παθητικός κόμβος αισθητήρα που βασίζεται σε ένα LC κύκλωμα συντονισμού [18]. .....	40
Σχήμα 2.12. Εκπεμπόμενη ισχύς ως συνάρτηση της απόστασης για σταθμό βάσης που εκπέμπει 1W. Για το σταθμό βάσης όσο και για το παθητικό σύστημα έχουν θεωρηθεί κεραίες τύπου διπόλου $\lambda/2$ . .....	43
Σχήμα 2.13. Τρισδιάστατο προφίλ ακτινοβολίας (radiation pattern) κεραίας τύπου διπόλου $\lambda/2$ [1]. .....	44

Σχήμα 2.14. Κεραία σε λειτουργία λήψης.....	44
Σχήμα 2.15. Κατά Thevenin κυκλωματικό ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας με το φορτίο στα άκρα της.....	45
Σχήμα 2.16. Ισοδύναμο κύκλωμα κεραίας με ωμική εμπέδηση (σε συντονισμό) με το φορτίο στα άκρα της.....	47
Σχήμα 2.17. Αυτόνομος κόμβος αισθητήρων (RFID) χωρίς ολοκληρωμένο κύκλωμα (chip-less). Στα άκρα της κεραίας έχει εναποτεθεί φιλμ από νανοσωλήνες άνθρακα [21].....	49
Σχήμα 2.18. Σχηματικό διάγραμμα της μεθόδου μέτρησης με αυτόνομο κόμβο αισθητήρα χωρίς ηλεκτρονικό κύκλωμα [21].....	49
Σχήμα 2.19. (α) Άνω όψη του προτεινόμενου αισθητήρα θερμοκρασίας, (β) Τομή του από το πλάι, (γ) αρχή λειτουργίας του αισθητήρα [22]. .....	50
Σχήμα 2.20. Αρχιτεκτονική ενός RFID ολοκληρωμένου κυκλώματος με αισθητήρες [24].....	52
Σχήμα 2.21. Σχηματικό διάγραμμα ενός από τους πρώτους αυτόνομους κόμβους μεγάλης εμβέλειας [25].....	53
Σχήμα 2.22. Αυτόνομος κόμβος που αναπτύχθηκε από τους Namjun et al. [27].....	55
Σχήμα 2.23. Σχηματικό διάγραμμα αυτόνομου κόμβου μέτρησης θερμοκρασίας που λειτουργεί σε δύο περιοχές συχνοτήτων [28]. .....	56
Σχήμα 2.24. Απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του αυτόνομου κόμβου που ανέπτυξαν οι Vaz et al. [32].....	58
Σχήμα 2.25. Σχηματικό διάγραμμα του αυτόνομου κόμβου WISP [35]. .....	61
Σχήμα 2.26. Σχηματικό διάγραμμα (α) και φωτογραφία της διάταξης μετρήσεων (β) του κόμβου Neural WISP [37]. .....	62
Σχήμα 3.1. Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος που αναπτύχθηκε.....	70
Σχήμα 3.2. Σχηματικό διάγραμμα της δομής του δικτύου αυτόνομων αισθητήρων ...	70
Σχήμα 3.3. Κύκλοι λειτουργίας του συστήματος ως συνάρτηση της τάσης στα άκρα των πυκνωτών συσσώρευσης. ....	72
Σχήμα 3.4. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος διαχείρισης ενέργειας.....	74
Σχήμα 3.5. Ο τροποποιημένος πολλαπλασιαστής τάσης τύπου Dickson με εφαρμογές στη συγκομιδή RF ενέργειας. ....	75
Σχήμα 3.6. Περιοχές λειτουργίας των διόδων για την αρχική ανάλυση του Dickson πολλαπλασιαστή για εφαρμογές συγκομιδής RF ισχύος. ....	76
Σχήμα 3.7. Μοντέλο της διόδου με τα παρασιτικά στοιχεία που προκαλούνται από το packaging. ....	78
Σχήμα 3.8. Τάση εξόδου διπλασιαστή τάσης ως συνάρτηση της τιμής των πυκνωτών $C_S$ για AC τάση εισόδου πλάτους 0.4 V @ 430 MHz. ....	79
Σχήμα 3.9. Δεδομένα από το χαρακτηρισμό πυκνωτών διάστασης 0805 από τον κατασκευαστή. Συντελεστής ανάκλασης $ S_{11} $ συναρτήσει της συχνότητας [9]. .....	80

Σχήμα 3.10. Δεδομένα από το χαρακτηρισμό πυκνωτών διάστασης 0805 από τον κατασκευαστή. Συντελεστής διέλευσης $ S_{12} $ συναρτήσει της συχνότητας [9].....	80
Σχήμα 3.11. Δεδομένα από την προσομοίωση πυκνωτών διάστασης 0805 με γραμμές χαλκού εκατέρωθεν του. Συντελεστής ανάκλασης $ S_{11} $ συναρτήσει της συχνότητας.	81
Σχήμα 3.12. Δεδομένα από την προσομοίωση πυκνωτών διάστασης 0805 με γραμμές χαλκού εκατέρωθεν του. Συντελεστής διέλευσης $ S_{12} $ συναρτήσει της συχνότητας. .	81
Σχήμα 3.13. Τάση εξόδου ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για πολλαπλασιαστές με αριθμό σταδίων από 1 έως 6. Ωμικό φορτίο 500 kΩ. Παράλληλα με το φορτίο υπάρχει πυκνωτής 1μF.....	83
Σχήμα 3.14. Τάση εξόδου ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για πολλαπλασιαστές με αριθμό σταδίων από 1 έως 6. Φορτίο πηγή ρεύματος 5μΑ. Παράλληλα με το φορτίο υπάρχει πυκνωτής 1μF.....	83
Σχήμα 3.15. Απόδοση μετατροπής ισχύς RF σε DC ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για πολλαπλασιαστές με αριθμό σταδίων από 1 έως 6. Ωμικό φορτίο 500 kΩ. Παράλληλα με το φορτίο υπάρχει πυκνωτής 1μF. ....	84
Σχήμα 3.16. Απόδοση μετατροπής ισχύς RF σε DC ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για πολλαπλασιαστές με αριθμό σταδίων από 1 έως 6. Φορτίο πηγή ρεύματος 5μΑ. Παράλληλα με το φορτίο υπάρχει πυκνωτής 1μF. ....	84
Σχήμα 3.17. Σχηματικό διάγραμμα του αναλογικού τμήματος συγκομιδής ενέργειας που υλοποιήθηκε στο σύστημα των 430 MHz. ....	85
Σχήμα 3.18. Διάγραμμα επιλογής σταθεροποιητών τάσης με εξόδους 1.8V και 3.3V για την εναλλακτική τροφοδοσία του ψηφιακού τμήματος του αυτόνομου κόμβου. .	86
Σχήμα 3.19. Κύκλωμα για τη μέτρηση χωρητικότητας μέσω RC δικτύματος. ....	88
Σχήμα 3.20. (α) Γενική αρχή της μεθόδου μέτρησης χωρητικότητας μέσω μοιράσματος φορτίου, και (β) κυκλωματικό ισοδύναμο. ....	89
Σχήμα 3.21. Τάση στο κοινό άκρο των δύο πυκνωτών κατά τη μέτρηση άγνωστης σταθερής χωρητικότητας με τη μέθοδο διακοπόμενων πυκνωτών (Συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή $f_{\text{CLOCK}} = 2$ MHz, $C_{\text{SEN}} = 100$ pF, $C_{\text{INT}} = 10$ nF). Μεταφορά φορτίου στη χωρητικότητα $C_{\text{INT}}$ (εκθετική φόρτιση).....	91
Σχήμα 3.22. Τάση στο κοινό άκρο των δύο πυκνωτών κατά τη μέτρηση άγνωστης σταθερής χωρητικότητας με τη μέθοδο διακοπόμενων πυκνωτών (Συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή $f_{\text{CLOCK}} = 2$ MHz, $C_{\text{SEN}} = 100$ pF, $C_{\text{INT}} = 10$ nF). Διαδοχικοί κλυκλοι φόρτισης και εκφόρτισης της χωρητικότητας $C_{\text{SEN}}$ . ....	91
Σχήμα 3.23. Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος μέτρησης χωρητικότητας μέσω μοιράσματος φορτίου. Με διακεκομμένες γραμμές σημειώνονται οι παρασιτικές χωρητικότητες στους ακροδέκτες του μικροελεγκτή. ....	92
Σχήμα 3.24. Διάγραμμα ροής αλγορίθμου μέτρησης χωρητικότητας.....	94
Σχήμα 3.25. Διαδοχικοί κύκλοι μέτρησης χωρητικότητας μέσω της μεθόδου μοιράσματος φορτίου (συχνότητα λειτουργίας ρολογιού μικροελεγκτή 2 MHz, σταθερή χωρητικότητα $C_{\text{SEN}} = 100$ pF και $C_{\text{INT}} = 10$ nF). ....	95

Σχήμα 3.26. Θεωρητικός υπολογισμός της ελάχιστης μεταβολής χωρητικότητας που μπορεί να μετρηθεί συναρτήσει της τιμής του πυκνωτή ολοκλήρωσης για διαφορετικές τιμές χωρητικότητας $C_{SEN}$ ( $C_{PAR} = 5 \text{ pF}$ ).....	96
Σχήμα 3.27. Θεωρητικός υπολογισμός της ελάχιστης μεταβολής χωρητικότητας που μπορεί να μετρηθεί ως συνάρτηση της τιμής του πυκνωτή ολοκλήρωσης για διαφορετικές τιμές $\Delta k$ ( $C_{SEN} = 100 \text{ pF}$ , $C_{PAR} = 5 \text{ pF}$ ).....	97
Σχήμα 3.28. Μορφή πακέτου δεδομένων προς το σταθμό βάσης .....	99
Σχήμα 3.29. Διάγραμμα ροής πλήρους προγράμματος του μικροελεγκτή.....	100
Σχήμα 3.30. Διάγραμμα Smith. Αλλαγή της εμπέδησης εισόδου μεταβάλλοντας το πραγματικό μέρος της για τις μεθόδους On-Off Keying και συμμετρικής αλλαγής γύρω από την τέλεια προσαρμογή. ....	102
Σχήμα 3.31. Σχηματικό διάγραμμα της μεθόδου διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος υλοποιώντας α) εν σειρά σύνδεση διακόπτη και β) παράλληλη σύνδεση με τα άκρα της κεραίας του συστήματος.....	102
Σχήμα 3.32. Χρήση PIN διόδου ως διακόπτη σε RF εφαρμογές [15].....	103
Σχήμα 3.33. Σχηματικό διάγραμμα για την υλοποίηση της PSK μεθόδου διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος.....	103
Σχήμα 3.34. Διάγραμμα Smith. Αλλαγή της εμπέδησης κατά τη σύνδεση ιδανικής χωρητικότητας παράλληλα με την είσοδο του πολλαπλασιαστή τάσης. (Μεταβολή του φανταστικού μέρους) .....	104
Σχήμα 3.35. Ισχύς ανακλώμενη στο σταθμό βάσης από τον αυτόνομο κόμβο για συχνότητα λειτουργίας 430 MHz και ισχύ σταθμού βάσης 200 mW.(1): Προσαρμοσμένο φορτίο, (2): Βραχυκύκλωμα. Κεραίες δίπολα $\lambda/2$ έχουν θεωρηθεί για τον αυτόνομο κόμβο και το σταθμό βάσης.....	107
Σχήμα 3.36. Η τοπολογία κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης. ....	111
Σχήμα 4.1. Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος όπως υλοποιήθηκε στα 430 MHz. ....	115
Σχήμα 4.2. Σχηματικό διάγραμμα του διακόπτη ελέγχου τάσης. $R = 1 \text{ M}\Omega$ $R_1 = 0.5 \text{ M}\Omega$ , $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$ .....	116
Σχήμα 4.3. Κίτρινο: Μέτρηση με παλμογράφο της τάσης στα άκρα των πυκνωτών συσσώρευσης, Πράσινο: Η τάση στην έξοδο του σταθεροποιητή τάσης (πλήρως ενεργό σύστημα).....	117
Σχήμα 4.4. Η PIFA κεραία για το σύστημα που λειτουργεί στα 430 MHz και το επίπεδο γείωσής της.....	119
Σχήμα 4.5. Άνω όψη της κεραίας και οι κυριότερες διαστάσεις της.....	120
Σχήμα 4.6. Ο συντελεστής απωλειών λόγω ανάκλασης (Return Loss) σε συνάρτηση της συχνότητας της PIFA που σχεδιάστηκε για τα 430 MHz. (1): Αποτελέσματα προσομοίωσης, (2): αποτελέσματα μέτρησης. ....	121
Σχήμα 4.7. Κέρδος ακτινοβολίας της κεραίας (simulated normalized radiated gain pattern) στα 430 MHz. ....	122



Σχήμα 4.8. Αποτελέσματα προσομοίωσης της απόδοσης της PIFA (1): Κέρδος, (2): Απόλυτο κέρδος. ....	123
Σχήμα 4.9. Συντελεστής απωλειών λόγω ανάκλασης (1): της PIFA και (2) της κεραίας διπόλου $\lambda/2$ στον ελεύθερο χώρο.....	124
Σχήμα 4.10. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης (RL) της PIFA κεραίας: (1) στον ελεύθερο χώρο, (2) σε απόσταση 8cm πάνω από μεταλλικό επίπεδο, (3) σε απόσταση 1 cm από αυτό.....	125
Σχήμα 4.11. (α) Μοντέλο της κεραίας που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις της απόδοσης κοντά σε μεταλλικά επίπεδα. (β) Κανονικοποιημένο κέρδος της κεραίας. ....	125
Σχήμα 4.12. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης (RL) της κεραίας διπόλου: (1) στον ελεύθερο χώρο και (2) σε απόσταση 1cm πάνω από το μεταλλικό επίπεδο....	126
Σχήμα 4.13. Φωτογραφία του τυπωμένου κυκλώματος του κόμβου με είσοδο SMA ακροδέκτη που χρησιμοποιήθηκε για μετρήσεις με τη γεννήτρια σήματος. Διαστάσεις 25.0 cm $\times$ 7.08 cm. ....	126
Σχήμα 4.14. Συντελεστής ανάκλασης ως συνάρτηση της συχνότητας (1): μέτρηση εισόδου ηλεκτρονικού κυκλώματος χωρίς προσαρμοσμένη εμπέδηση, (2): προσομοίωση ιδανικού κυκλώματος προσαρμογής εμπέδησης μαζί με τα δεδομένα από (1), (3): μέτρηση στην είσοδο του κυκλώματος μετά την προσαρμογή εμπέδησης. ....	127
Σχήμα 4.15. Σχηματικό του δικτύματος προσαρμογής εμπέδησης που σχεδιάστηκε για το κύκλωμα συγκομιδής ισχύος με συχνότητα λειτουργίας τα 430 MHz. ....	128
Σχήμα 4.16. Συνολική απώλεια ισχύος από το κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης σε συνάρτηση της συχνότητας, (1): Ιδανικό μοντέλο, (2): Μέτρηση. ....	129
Σχήμα 4.17. Συντελεστής ανάκλασης $S_{11}$ συναρτήσει της συχνότητας για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου. ....	130
Σχήμα 4.18. Πράσινο: Τάση στα άκρα του ρυθμιστή τάσης. Κίτρινο: Παλμοσειρά σε ακροδέκτη του μικροελεγκτή για ρολόι λειτουργίας 2MHz και ισχύ εισόδου -5.4 dBm στα 430 MHz. ....	131
Σχήμα 4.19. Πράσινο: Τάση στα άκρα του ρυθμιστή τάσης. Κίτρινο: Παλμοσειρά σε ακροδέκτη του μικροελεγκτή για ρολόι λειτουργίας 2MHz και ισχύ εισόδου -2.5 dBm στα 430 MHz.....	131
Σχήμα 4.20. Σχηματική απεικόνιση της διάταξης μέτρησης της τάσης εξόδου του πολλαπλασιαστή Dickson. ....	132
Σχήμα 4.21. Τάση εξόδου του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου στα 430 MHz. ....	133
Σχήμα 4.22. Μέτρηση της απόδοσης του τροφοδοτικού μαζί με το εξωτερικό δικτύωμα αντιστάσεων για δύο διαφορετικές τάσεις εισόδου ως συνάρτηση του ρεύματος φορτίου. ....	134
Σχήμα 4.23. Μέτρηση χρόνου φόρτισης. ....	135

Σχήμα 4.24. Χρόνος φόρτισης ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου στα 430 MHz. ...	136
Σχήμα 4.25. Φωτογραφία του συστήματος συγκομιδής ενέργειας με την PIFA κεραία προσαρμοσμένη. ....	136
Σχήμα 4.26. Σχηματική απεικόνιση της διαδικασίας μέτρησης της εμβέλειας του συστήματος και του χρόνου φόρτισης των πυκνωτών συσσώρευσης ενέργειας. ....	137
Σχήμα 4.27. Κεραία δίπολο $\lambda/2$ με συχνότητα λειτουργίας τα 430 MHz.....	137
Σχήμα 4.28. Χρόνος φόρτισης ως συνάρτηση της απόστασης στα 430 MHz.....	138
Σχήμα 4.29. Φωτογραφία του κυκλώματος ανάπτυξης του αλγορίθμου του μικροελεγκτή. ....	139
Σχήμα 4.30. Μεταβολή της απόκρισης του αισθητήρα υγρασίας HS-1101 για διαφορετικές συγκεντρώσεις υγρασίας. Μέτρηση με τη γέφυρα HP-4278 σε συχνότητα 1 MHz. ....	142
Σχήμα 4.31. Αριθμός παλμών κατά τη μέτρηση υγρασίας για $C_{INT} = 47$ nF. ....	143
Σχήμα 4.32. Μεταβολή χωρητικότητας κατά τη μέτρηση υγρασίας για $C_{INT} = 47$ nF. ....	143
Σχήμα 4.33. Αριθμός παλμών κατά τη μέτρηση υγρασίας για $C_{INT} = 100$ nF. ....	144
Σχήμα 4.34. Μεταβολή χωρητικότητας κατά τη μέτρηση υγρασίας για $C_{INT} = 100$ nF. ....	144
Σχήμα 4.35. Φωτογραφία του πλήρους κόμβου με συχνότητα λειτουργίας 430 MHz. Διαστάσεις 25.0 cm × 7.08 cm. ....	145
Σχήμα 4.36. Δίθυρο κύκλωμα για τη μελέτη του κυκλώματος μετάδοσης πληροφορίας, (α) Σχηματικό Διάγραμμα, (β) Φωτογραφία του αντίστοιχου τυπωμένου κυκλώματος.....	146
Σχήμα 4.37. Συντελεστής ανάκλασης του κυκλώματος του σχήματος (Σχήμα 4.36) ως συνάρτηση της συχνότητας. Καμπύλη (1): Κλειστός διακόπτης, (2): Ανοικτός διακόπτης. ....	147
Σχήμα 4.38. Συντελεστής διέλευσης του κυκλώματος του σχήματος (Σχήμα 4.36) ως συνάρτηση της συχνότητας. Καμπύλη (1): Κλειστός διακόπτης, (2): Ανοικτός διακόπτης. ....	147
Σχήμα 4.39. Συνολική απώλεια ισχύος σε συνάρτηση της συχνότητας για το τμήμα. Καμπύλη (1): Κλειστός διακόπτης, (2): Ανοικτός διακόπτης. ....	148
Σχήμα 4.40. Συντελεστής ανάκλασης του πλήρους συστήματος ως συνάρτηση της συχνότητας (1): Στη θέση σύνδεσης της κεραίας, (2): στην είσοδο του κυκλώματος. ....	149
Σχήμα 4.41. Εμπέδηση πλήρους συστήματος με συχνότητα λειτουργίας στα 430 MHz (1): Χωρίς προσαρμογή εμπέδησης, (2): με L δικτύωμα προσαρμογής με διακριτά στοιχεία, (3): με το τελικό Π τύπου δικτύωμα.....	150
Σχήμα 4.42. Τυπωμένο κύκλωμα που περιλαμβάνει το δικτύωμα εμπέδησης με τον παρασιτικό πυκνωτή. ....	150

Σχήμα 4.43. (1): Συντελεστής ανάκλασης $ S_{11} $ και (2): Συντελεστής διέλευσης για τον κατανεμημένο πυκνωτή του δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης (Σχήμα 4.42)..	151
Σχήμα 4.44. Κύκλωμα προσαρμογής εμπέδησης για το πλήρες σύστημα των 430 MHz. ....	151
Σχήμα 4.45. Συνολική απώλεια ισχύος ως συνάρτηση της συχνότητας (1): τυπωμένος πυκνωτής, (2): δίκτυωμα προσαρμογής εμπέδησης. ....	152
Σχήμα 4.46. Μετάδοση δεδομένων (byte 155) σε διαδοχικούς κύκλους από τον μικροελεγκτή. Με κίτρινο είναι η κυματομορφή εξόδου από τον μικροελεγκτή και με πράσινο εμφανίζονται τα δεδομένα από τον αναλυτή φάσματος. ....	153
Σχήμα 4.47. Παλμοσειρά στην έξοδο του μικροελεγκτή που αντιστοιχεί στη μετάδοση διαδοχικών byte 155. ....	154
Σχήμα 4.48. Δεδομένα από τον Fieldfox αναλυτή φάσματος κατά τη λήψη διαδοχικών byte 155 από τον ασύρματο κόμβο. ....	154
Σχήμα 4.49. Φωτογραφική απεικόνιση (α) του χώρου όπου έγιναν οι ασύρματες μετρήσεις υγρασίας, (β) απεικόνιση μέσω παλμογράφου της παλμοσειράς ελέγχου του αναλογικού διακόπτη. ....	155
Σχήμα 4.50. Σχηματική απεικόνιση του χώρου ασύρματων μετρήσεων υγρασίας... 155	155
Σχήμα 4.51. Ασύρματη μέτρηση υγρασίας από τον αυτόνομο κόμβο για $C_{INT} = 100$ nF, παλμοί μέτρησης. ....	156
Σχήμα 4.52. Ασύρματη μέτρηση υγρασίας από τον αυτόνομο κόμβο για $C_{INT} = 100$ nF, μεταβολή στη χωρητικότητα. ....	156
Σχήμα 5.1. Σχηματικό διάγραμμα για το κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας για το σύστημα με συχνότητα λειτουργίας στα 2.5 GHz. ....	160
Σχήμα 5.2. Αναπαράσταση της PIFA που σχεδιάστηκε για το σύστημα που λειτουργεί σε συχνότητα 2.5 GHz. ....	162
Σχήμα 5.3. Τα επίπεδα μετάλλου της PIFA που σχεδιάστηκε σε συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. M1: επίπεδο κεραίας, M2: επίπεδο συστήματος, M3: επίπεδο γείωσης. ....	162
Σχήμα 5.4. Άνω όψη της PIFA που σχεδιάστηκε για τη ζώνη συχνοτήτων των 2.5 GHz. Στο σχήμα εμφανίζονται οι κυριότερες διαστάσεις της κεραίας. ....	163
Σχήμα 5.5. Αποτελέσματα προσομοίωσης για την απόδοση ακτινοβολίας της PIFA κεραίας για διαφορετικές υλοποιήσεις, (1) κεραία στο επίπεδο του συστήματος (2) επίπεδα μετάλλου), (2) με τρία επίπεδα μετάλλου και απογυμνωμένη περιοχή, (3) με τρία επίπεδα μετάλλου χωρίς απογυμνωμένη περιοχή. ....	163
Σχήμα 5.6. Φωτογραφία της κοιλότητας Wheeler για τον προσδιορισμό της απόδοσης ακτινοβολίας της κεραίας [2]. ....	164
Σχήμα 5.7. Συντελεστής απόδοσης της κεραίας με συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz, (1) Προσομοίωση, (2) Πειραματική μέτρηση. ....	165
Σχήμα 5.8. Συντελεστής ανάκλασης (Return Loss) της PIFA για το σύστημα των 2.5 GHz (1) θεωρητική πρόβλεψη, (2) πειραματική μέτρηση. ....	166

Σχήμα 5.9. Απόλυτο κέρδος της PIFA για το σύστημα των 2.5 GHz (προσομοίωση)	166
Σχήμα 5.10. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος μετάδοσης πληροφορίας μέσω διαμόρφωσης ανακλώμενου κύματος με χρήση τάσης πόλωσης που ελέγχεται από τον μικροελεγκτή (MOD_CNTRL).	167
Σχήμα 5.11. Προσομοίωση του συντελεστή ανάκλασης $ S_{11} $ ως συνάρτηση της συχνότητας για πολλαπλασιαστή τάσης τεσσάρων σταδίων ( $P_{IN} = -7$ dBm), (1): χωρίς την εφαρμογή εξωτερικής τάσης, (2): με 1.8V εξωτερική τάση πόλωσης.	168
Σχήμα 5.12. Συντελεστής ανάκλασης ( $ S_{11} $ ) ως συνάρτηση της συχνότητας για τις περιπτώσεις όπου ο αναλογικός διακόπτης (1) έχει τροφοδοσία, (2) δεν έχει τροφοδοσία. Δεδομένα από τον κατασκευαστή [3].	169
Σχήμα 5.13. Συντελεστής διέλευσης ( $ S_{12} $ ) ως συνάρτηση της συχνότητας για τις περιπτώσεις όπου ο αναλογικός διακόπτης (1) έχει τροφοδοσία, (2) δεν έχει τροφοδοσία. Δεδομένα από τον κατασκευαστή [3].	169
Σχήμα 5.14. Layout του τυπωμένου κυκλώματος για τον κόμβο τεσσάρων σταδίων. Με κόκκινο παρουσιάζεται το άνω και με μπλε το κάτω επίπεδο του τυπωμένου κυκλώματος αντίστοιχα. Διαστάσεις 4.13 cm × 2.51 cm.	170
Σχήμα 5.15. Δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης για το σύστημα των 2.5 GHz με πολλαπλασιαστή τάσης τεσσάρων σταδίων.	171
Σχήμα 5.16. Συντελεστής ανάκλασης για το σύστημα με πολλαπλασιαστή τεσσάρων σταδίων και συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz, (1): αρχική μέτρηση, (2): μέτρηση με το δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης.	171
Σχήμα 5.17. Σχηματικό διάγραμμα του πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων με $C_S = 1.2$ pF.	173
Σχήμα 5.18. Layout του τυπωμένου κυκλώματος για τον κόμβο έξι σταδίων. Με κόκκινο παρουσιάζεται το άνω και με μπλε το κάτω επίπεδο του τυπωμένου κυκλώματος αντίστοιχα. Το pcb περιβάλλει μια γραμμή γείωσης στο άνω επίπεδο. Διαστάσεις 4.50 cm × 2.77 cm.	173
Σχήμα 5.19. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης $ S_{11} $ σε συνάρτηση της συχνότητας για το σύστημα, (1): αρχικό σύστημα, (2): μετά την προσαρμογή εμπέδησης.	174
Σχήμα 5.20. Σχηματικό διάγραμμα του δικτύωματος προσαρμογής εμπέδησης για το σύστημα πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων.	174
Σχήμα 5.21.(α) Layout του τυπωμένου κυκλώματος για τον κόμβο έξι σταδίων. Με κόκκινο παρουσιάζεται το άνω και με μπλε το κάτω επίπεδο του τυπωμένου κυκλώματος αντίστοιχα. (β) Φωτογραφία του συναρμολογημένου συστήματος. Διαστάσεις 4.50 cm × 2.84 cm.	175
Σχήμα 5.22. Δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης για το σύστημα του σχήματος (Σχήμα 5.21).	176

Σχήμα 5.23. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης $ S_{11} $ ως συνάρτηση της συχνότητας για το σύστημα: (1): αρχικό σύστημα, (2): μετά την προσαρμογή εμπέδησης. ....	176
Σχήμα 5.24. Τάση εξόδου του πολλαπλασιαστή τάσης ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου σε συχνότητα 2.5 GHz. ....	177
Σχήμα 5.25. Τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της συχνότητας, (1): $P_{IN} = -4$ dBm, (2): $P_{IN} = -3$ dBm. ....	178
Σχήμα 5.26. Σχηματικό διάγραμμα του πολλαπλασιαστή τάσης έξι σταδίων και του αναλογικού διακόπτη HMC550 με $C_S = 1.2$ pF. ....	179
Σχήμα 5.27. (α) Layout του τυπωμένου κυκλώματος για τον κόμβο έξι σταδίων με τον αναλογικό διακόπτη hmc550. Με κόκκινο παρουσιάζεται το άνω και με μπλε το κάτω επίπεδο του τυπωμένου κυκλώματος αντίστοιχα, (β) Φωτογραφία του τελικού συναρμολογημένου συστήματος. Διαστάσεις 4.50 cm $\times$ 2.83 cm. ....	179
Σχήμα 5.28. Μέτρηση του συντελεστή ανάκλασης $ S_{11} $ ως συνάρτηση της συχνότητας, (1): αρχικό σύστημα, (2): μετά την προσαρμογή εμπέδησης. ....	180
Σχήμα 5.29. Τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της συχνότητας για το σύστημα χωρίς προσαρμογή εμπέδησης. Καμπύλη (1): $P_{IN} = -4$ dBm, (2): $P_{IN} = 0$ dBm. ....	181
Σχήμα 5.30. Δικτύωμα προσαρμογής εμπέδησης. ....	181
Σχήμα 5.31. Τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή συναρτήσει της συχνότητας για το σύστημα με προσαρμοσμένη εμπέδηση εισόδου. Καμπύλη (1): $P_{IN} = -4$ dBm, (2): $P_{IN} = 0$ dBm. ....	182
Σχήμα 5.32. Τάση στην έξοδο του πολλαπλασιαστή ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου σε συχνότητα 2.5 GHz, (1): χωρίς προσαρμογή εμπέδησης, (2): με προσαρμοσμένη εμπέδηση. ....	183
Σχήμα 5.33. Απώλεια ισχύος επί τοις εκατό ως συνάρτηση της συχνότητας για τον αναλογικό διακόπτη HMC550 όταν άγει. Δεδομένα από τον κατασκευαστή [3]. ....	184
Σχήμα I.1. Κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας στο σύστημα με συχνότητα λειτουργίας 430 MHz. ....	193
Σχήμα I.2. Σταθεροποιητές τάσης εξωτερικής τάσης τροφοδοσίας (Voltage Regulators). ....	193
Σχήμα I.3. Υψίσυγχο αναλογικό τμήμα του αυτόνομου κόμβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 430 MHz. ....	194
Σχήμα I.4. Ψηφιακό τμήμα του παθητικού κόμβου. ....	194
Σχήμα I.5. Υλοποίηση ασύγχρονης σειριακής επικοινωνίας του μικροελεγκτή με H/Y. ....	195
Σχήμα I.6. Κύκλωμα διαχείρισης ενέργειας στο σύστημα με συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. ....	195

Σχήμα I.7. Υψίσυχο αναλογικό τμήμα του αυτόνομου κόμβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Έχει επιλεγθεί πολλαπλασιαστής τάσης 4 σταδίων ενώ η διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος πραγματοποιείται μέσω διόδου. ....	195
Σχήμα I.8. Υψίσυχο αναλογικό τμήμα του αυτόνομου κόμβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Έχει επιλεγθεί πολλαπλασιαστής τάσης 6 σταδίων ενώ η διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος πραγματοποιείται μέσω διόδου. ....	196
Σχήμα I.9. Υψίσυχο αναλογικό τμήμα του αυτόνομου κόμβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Έχει επιλεγθεί πολλαπλασιαστής τάσης 6 σταδίων ενώ η διαμόρφωση ανακλώμενου κύματος πραγματοποιείται μέσω εν σειρά αναλογικού διακόπτη. ....	196

## IV. Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1. Τυπικές τιμές συλλεγόμενης ενέργειας από συστήματα συγκομιδής ...	18
Πίνακας 2.1. Τάση στα άκρα της κεραίας ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου για φορτίο 50 Ω.....	47
Πίνακας 3.1. Τιμές παραμέτρων των διόδων HSMS-2850 που θεωρήθηκαν στις προσομοιώσεις.....	77
Πίνακας 3.2. Μοντελοποίηση παρασιτικών στοιχείων της διόδου HSMS-2850 με το packaging (SOT-143) μέχρι τη συχνότητα των 3 GHz .....	78
Πίνακας 3.3. Κατάσταση ακροδεκτών του μικροελεγκτή κατά τα στάδια μέτρησης χωρητικότητας. ....	93
Πίνακας 4.1. Γεωμετρικές διαστάσεις της PIFA κεραίας με συχνότητα λειτουργίας τα 430 MHz. ....	120
Πίνακας 4.2. Απαιτήσεις ρεύματος μικροελεγκτή ως συνάρτηση της συχνότητας του ρολογιού του. Δεν παρουσιάζονται αποτελέσματα για συχνότητες που δεν χρησιμοποιούνται κατά τη μέτρηση. ....	140
Πίνακας 4.3. Χρόνος μέτρησης μέσω της μεθόδου μοιράσματος φορτίου σε συνάρτηση του ρολογιού λειτουργίας του μικροελεγκτή για τάση τροφοδοσίας 3.3V .....	141
Πίνακας 4.4. Χρόνος μέτρησης μέσω της μεθόδου μοιράσματος φορτίου σε συνάρτηση του ρολογιού λειτουργίας του μικροελεγκτή για τάση τροφοδοσίας 1.8V .....	141
Πίνακας 5.1. Κύριες γεωμετρικές διαστάσεις της κεραίας για το σύστημα με συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz σε διηλεκτρικό υπόστρωμα FR4 [1].....	162
Πίνακας 5.2. Κατώφλι ισχύος λειτουργίας ως συνάρτηση της συχνότητας για το σύστημα με πολλαπλασιαστή τεσσάρων σταδίων.....	172
Πίνακας 5.3. Κατώφλι ισχύος λειτουργίας σε συνάρτηση της συχνότητας.....	177
Πίνακας 0.1. Σύγκριση συστημάτων συγκομιδής ραδιοκυμάτων που έχουν παρουσιαστεί στη βιβλιογραφία .....	188