



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας & Τεχνολογίας Υλικών

Μελέτη Μικροκυματικών Κεραιών Υψηλής Ισχύος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

Αλέξανδρου Κ. Γεωργόπουλου

Επιβλέπων: Χ. Καψάλης

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, 2016



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας & Τεχνολογίας Υλικών

Μελέτη Μικροκυματικών Κεραιών Υψηλής Ισχύος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

Αλέξανδρου Κ. Γεωργόπουλου

Επιβλέπων: Χ. Καψάλης

Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 27^η Μαΐου 2016.

Χ. Καψάλης
Καθηγητής ΕΜΠ

Π. Κωττής
Καθηγητής ΕΜΠ

Γ. Φικιώρης
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Αλέξανδρος Κ. Γεωργόπουλος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Αλέξανδρος Κ. Γεωργόπουλος, 2016

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Η Θεωρία των Μικροκυμάτων Υψηλής ισχύος (HPM Theory) έχει διατυπωθεί εδώ και δεκαετίες, εντούτοις, προσφάτως παρατηρήθηκε αξιοσημείωτη επιστροφή στη μελέτη της HPM θεωρίας και των εφαρμογών της. Το γεγονός αυτό οφείλεται κυρίως στη δυνατότητα της HPM ακτινοβολίας να καταστρέφει ή να δημιουργεί εσκεμμένες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (Intentional Electromagnetic Interferences- IEMI), στη συντριπτική πλειονότητα των σημερινών εμπορικών και μη, ηλεκτρονικών συστημάτων. Η ολοένα αυξανόμενη εξάρτηση της ζωής του σύγχρονου ανθρώπου από τα ηλεκτρονικά συστήματα, μπορεί να καταστήσει τις HPM εφαρμογές και συστήματα, ένα πραγματικό υπερόπλο, οι επιπτώσεις της χρήσης του οποίου εναπόκεινται στις προθέσεις των κατασκευαστών του.

Η παρούσα διπλωματική εργασία χωρίζεται σε δύο βασικά μέρη. Το πρώτο μέρος, αποτελεί την βιβλιογραφική αναζήτηση και περιλαμβάνει τα Κεφάλαια 1,2 και 3. Στο Κεφάλαιο 1 αναλύονται οι βασικές αρχές της HPM θεωρίας, στο Κεφάλαιο 2 αναλύεται ενδελεχώς η δομή του HPM συστήματος και στο Κεφάλαιο 3 μελετώνται οι βασικότερες HPM κεραίες. Το δεύτερο μέρος σχετίζεται με την προσομοίωση μιας HPM κεραίας στο λογισμικό προσομοίωσης High Frequency Structural Simulator (HFSS) και περιλαμβάνει τα Κεφάλαια 4 και 5. Στο Κεφάλαιο 4, ο αναγνώστης μυείται στις βασικές έννοιες και εργαλεία του HFSS, ενώ στο Κεφάλαιο 5, υλοποιείται η προσομοίωση μιας προτεινόμενης ευρυζωνικής (UWB) HPM κεραίας, της Valentine κεραίας (σχεδιασμένη στο πρόγραμμα HFSS). Στο Κεφάλαιο αυτό δίδονται οι ακριβείς διαστάσεις της μελετώμενης Valentine κεραίας, αναλύονται τα σχεδιαστικά βήματα που ακολουθήθηκαν για την εκτέλεση της προσομοίωσης στο HFSS και τέλος παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο επιλεγμένο εύρος συχνοτήτων.

Κύριος στόχος της συγκεκριμένης εργασίας είναι η ανασκόπηση και η επαλήθευση των χαρακτηριστικών της ευρυζωνικότητας (μέσω της μελέτης του συντελεστή ανάκλασης), της κατευθυντικότητας και του υψηλού κέρδους στο UWB συχνοτικό φάσμα των 1-10GHz, για την υπο μελέτη Valentine κεραία.

Λέξεις-Κλειδιά: Valentine κεραία, HPM σύστημα, HPM κεραίες, IEMI, HFSS.

Abstract

The High Power Microwave (HPM) theory has already been established during the last decades. However, it has not been further studied until recently due to the properties of HPM radiation which can destroy or evoke Intentional Electromagnetic Interferences (IEMI) in many current electronic systems. The constantly ongoing dependency of contemporary human life on electronic systems, can make HPM applications and systems, a real superweapon. However, the effects of its use are up to the intentions of its manufacturers.

This thesis is divided in two main parts. The first part consists of the bibliographic research which is included in Chapters 1, 2 and 3. In Chapter 1, the basic principles of HPM theory are analyzed, whereas, in Chapter 2, the structure of a standard HPM system is thoroughly examined and in Chapter 3, the fundamental HPM antennas are studied. The second part of the thesis, Chapters 4 and 5, is associated with the simulation of an HPM antenna, using the simulation software High Frequency Structural Simulator (HFSS). In Chapter 4, the basic concepts and tools of HFSS are introduced and finally in Chapter 5, the simulation of an Ultra-wideband (UWB) HPM antenna, the Valentine antenna, is implemented in the HFSS software. In this final Chapter the exact dimensions of the Valentine antenna are given. Moreover, a description of the design steps and simulation results under a specific frequency bandwidth is also reported in Chapter 5.

The main goal of this thesis is the review and the verification of some fundamental radiation characteristics, of the Valentine antenna under study, in the UWB frequency range of 1-10GHz. The aforementioned characteristics are the high gain, the directivity and of course, how much wideband-broadband the Valentine antenna is, as a result of the magnitude of the reflection coefficient.

Keywords: Valentine antenna, HPM system, HPM antennas, IEMI, HFSS.

Ευχαριστίες

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Χρήστο Καψάλη για την άριστη συνεργασία, την πολύτιμη αρωγή και τις γνώσεις που μου προσέφερε κατά τη διάρκεια της φοίτησής μου στη σχολή. Θα ήθελα επίσης να εκφράσω τις θερμότερες ευχαριστίες μου στο Διδάκτορα Χρήστο Νικολόπουλο και στον Υποψήφιο Διδάκτορα Ανάργυρο Μπακλέζο, για τις καίριες υποδείξεις και την ουσιαστική βοήθεια στην εκπόνηση της παρούσας εργασίας. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια και τους φίλους μου, οι οποίοι με το ενδιαφέρον και τη στήριξή τους, συνέδραμαν και αυτοί στην ολοκλήρωση της συγκεκριμένης εργασίας.

Περιεχόμενα

1	Θεωρία Μικροκυμάτων Υψηλής Ισχύος (HPM Theory).....	17
1.1	Εισαγωγή – Βασικές Έννοιες & Ορισμοί.....	17
1.2	Στρατιωτικές Εφαρμογές.....	18
1.3	ΙΕΜΙ Σήματα.....	21
1.3.1	ΗΡΕΜ παλμοί.....	21
1.3.1.1	HPM παλμοί.....	24
1.3.2	UWB παλμοί.....	25
1.3.3	DS παλμοί.....	27
1.3.4	Συμπεράσματα και σύγκριση των ΙΕΜΙ σημάτων.....	27
2	Δομή Συστήματος HPM.....	29
2.1	Σχεδιαστικές παράμετροι και tradeoffs των HPM συστημάτων.....	32
2.2	Υποσυστήματα πρωταρχικής & παλμικής ισχύος (Prime power & Pulsed power subsystems).....	38
2.2.1	Γεννήτριες Marx (Marx Generators).....	38
2.2.2	Συμπαγείς Γεννήτριες Marx (Compact Marx Generators).....	39
2.2.3	Γεννήτριες Marx επαναλαμβανόμενου HPM παλμού (Repetitive HPM Marx Generator).....	40
2.2.4	Επαγωγικές παλμογεννήτριες (Inductive Pulse Generators).....	40
2.3	Μικροκυματικές πηγές-ενισχυτές Υψηλής Ισχύος.....	41
2.3.1	Είδη μικροκυματικής ακτινοβολίας.....	42
2.3.2	Σύμφωνη ακτινοβολία (Coherent radiation).....	42
2.3.3	Κατηγοριοποίηση των πηγών σύμφωνης Cherenkov/Smith-Purcell ακτινοβολίας.....	42
2.3.3.1	Cross Field Devices: Magnetron.....	43
2.3.3.2	Cross Field Devices: Cross Field Amplifiers (CFAs).....	45
2.3.3.3	Cross Field Devices: Magnetically Insulated Line Oscillator (MILO) 46	
2.3.3.4	Linear Beam Devices: Travelling Wave Tubes (TWTs).....	47
2.3.3.5	Linear Beam Devices: Backward Wave Oscillators (BWOs).....	49

2.3.4	Transition Radiation Devices: Klystrons.....	49
2.3.5	Bremsstrahlung Radiation Devices	51
2.3.5.1	Bremsstrahlung Radiation Devices: Free-Electron Lasers-FELs.....	52
2.3.5.2	Bremsstrahlung Radiation Devices: Virtual Cathode Oscillators (Virvators)	52
2.3.5.3	Bremsstrahlung Radiation Devices: Gyrotron (gyromonotron)	53
2.3.6	Συμπεράσματα.....	54
2.3.7	Κατηγοριοποίηση HPM πηγών (γεννητριών) σύμφωνα με το εύρος του παραγόμενου παλμού	55
2.3.7.1	Narrowband HPM Pulse Sources (Generators)	55
2.3.7.2	Wideband HPM Pulse Sources (Generators).....	56
2.3.7.3	Continuous HPM Pulse Sources (Generators)	58
2.4	Κυματοδότηση Υψηλής Ισχύος (HPM wave guidance)	58
2.4.1	Εισαγωγή.....	58
2.4.2	SLED- II pulse compression systems	59
2.4.3	Σύστημα δυαδικής συμπίεσης παλμού (Binary Pulse Compression system-BPC).....	60
2.4.4	Σύστημα διανομής γραμμής καθυστέρησης (Delay Line Distribution systems-DLDS)	61
2.4.5	GDT τεχνική συμπίεσης μικροκυματικών παλμών (GDT microwave pulse compression technique)	62
2.4.6	Λοιπά συστήματα συμπίεσης παλμών και συμπεράσματα.....	63
3	Οι HPM κεραίες	65
3.1	Log-Periodic Κεραίες	69
3.2	Biconical Κεραίες.....	72
3.3	Cavity-Backed Archimedean Spiral Κεραίες.....	74
3.4	TEM Horn and Ridged TEM Horn Κεραίες.....	76
3.5	Dielectric Lens Κεραίες.....	79
3.6	Leaky Pipe or Slotted Waveguide Κεραίες.....	80
3.7	Κ Κεραίες	82
3.8	Vivaldi Κεραίες	85
3.9	Valentine Κεραίες.....	87

3.10	Shark Κεραίες	90
3.11	Reflector Κεραίες	92
3.12	Cobra Lens Κεραίες	94
4	Λογισμικό προσομοίωσης High Frequency Structural Simulator (HFSS).....	97
4.1	Εισαγωγή	97
4.2	Σχεδιασμός μοντέλου στο HFSS.....	99
5	Σχεδίαση και προσομοίωση Valentine κεραίας.....	113
5.1	Εισαγωγή.....	113
5.2	Δομή και σχεδιαστικά χαρακτηριστικά της μελετώμενης Valentine κεραίας στο HFSS	114
5.3	Αποτελέσματα προσομοίωσης	121
5.4	Συμπεράσματα-Παρατηρήσεις	126
	Βιβλιογραφία	129

Κατάλογος εικόνων

Εικόνα 1: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα	17
Εικόνα 2: Δημιουργία IEMI σε ηλεκτρονικά συστήματα μέσω κεραίας (αριστερά) και ακινητοποίηση οχήματος χρησιμοποιώντας HPM παλμούς (δεξιά)	19
Εικόνα 3: Το HPM σύστημα Orion, το ρωσικό UWB σύστημα υψηλής ισχύος και το σύστημα JOLT (από αριστερά προς τα δεξιά)	20
Εικόνα 4 : Ενεργό σύστημα άρνησης (ADS).....	20
Εικόνα 5: Σύντομη ταξινόμηση των HPEM [64].....	21
Εικόνα 6: Αναλυτικότερη ταξινόμηση των HPEM [64]	23
Εικόνα 7: Τεχνικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας παλμών PBG3 του Kentech και η ένταση πεδίου ενός τυπικού UWB παλμού στο πεδίο του χρόνου.....	26
Εικόνα 8: Τα τεχνικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας παλμών 110T του Diehl και η πεδιακή ένταση ενός τυπικού DS παλμού συναρτήσει του χρόνου, εντός ανηχοϊκού θαλάμου.....	27
Εικόνα 9: Τυπική δομή ενός HPM συστήματος σε μπλοκ διάγραμμα.....	29
Εικόνα 10: Πιθανές πρωταρχικές πηγές ενέργειας (prime power sources)	30
Εικόνα 11: Παραδείγματα Marx γεννητριών	31
Εικόνα 12: Απεικόνιση των τριών τύπων σημάτων (wideband, UWB, narrowband) στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας	34
Εικόνα 13: Απλοποιημένο κύκλωμα φόρτισης της γεννήτριας Marx τριών σταδίων (αριστερά) και απλοποιημένο κύκλωμα εκφόρτισης της γεννήτριας Marx τριών σταδίων (δεξιά).....	39
Εικόνα 14: Απλή επαγωγική παλμογεννήτρια (αριστερά) και επαγωγική γεννήτρια παλμών με χωρητική ενεργειακή αποθήκευση υψηλής τάσεως (Inductive pulse generator with high voltage capacitive energy storage) (δεξιά).....	40
Εικόνα 15: Αναβαθμισμένη επαγωγική παλμογεννήτρια με μετασχηματιστή και με (χωρητική) ενεργειακή αποθήκευση υψηλής τάσεως (αριστερά) και επαγωγική παλμογεννήτρια με μετασχηματιστή τύπου Tesla (δεξιά).....	41
Εικόνα 16: Το σκαρίφημα μιας περιοδικής διάταξης	43
Εικόνα 17: Τυπική γεωμετρία και δομή ενός συμβατικού magnetron.....	44
Εικόνα 18: Το σχηματικό διάγραμμα μιας διάταξης MILO	46
Εικόνα 19: Σωλήνας οδεύοντος κύματος (Traveling-wave tube).....	47

Εικόνα 20: (Από αριστερά προς δεξιά): Μια ελικοειδής κατασκευή βραδέων κυμάτων, παραδείγματα κατασκευών βραδέων κυμάτων συνδυασμένης κοιλότητας (Coupled-cavity slow-wave structure) και πρόχειρο σχέδιο μιας κατασκευής βραδέων κυμάτων κυματιστού τοίχου (Rippled-wall slow-wave structure).	48
Εικόνα 21: Ταλαντωτής οπίσθιου κύματος (Backward-wave oscillator)	49
Εικόνα 22: Περιπτώσεις εμφάνισης ακτινοβολίας μετάπτωσης	50
Εικόνα 23: Η δομή του klystron	50
Εικόνα 24: Η ταλαντευόμενη κίνηση του ηλεκτρονίου σε μια περοδική σειρά μαγνητών	51
Εικόνα 25: Η τυπική δομή ενός απλοποιημένου Vircator	53
Εικόνα 26: Τα δομικά στοιχεία του γυρότρου (gyrotron)	54
Εικόνα 27: HPM παλμός στενής ζώνης.....	56
Εικόνα 28: HPM παλμός ευρείας ζώνης.....	56
Εικόνα 29: Δομή του SLED	59
Εικόνα 30: Λειτουργία του BPC συστήματος και σύστημα BPC δύο σταδίων.....	61
Εικόνα 31: Dual-moded MDLDS με τέσσερις τροφοδοσίες επιταχυντών (accelerator feeds)	62
Εικόνα 32: Απλοποιημένος συμπίεστης μικροκυματικών παλμών	63
Εικόνα 33: Συντελεστή ανάκλασης S_{11} (dB) μιας κεραίας συναρτήσει της συχνότητας f (MHz)	67
Εικόνα 34: Log-periodic (LPDA) κεραία (250 – 2400 MHz) και LPTA κεραία.	70
Εικόνα 35: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση στο πεδίο του χρόνου για τη σύνδεση δύο LPTA κεραίων	71
Εικόνα 36: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο LPTA κεραίων	71
Εικόνα 37: Η τυπική δομή μιας Biconical κεραίας	72
Εικόνα 38: Μεταβολή του συντελεστή S_{21} συναρτήσει της συχνότητας (αριστερά) και κρουστική απόκριση (impulse response) S_{21} στο πεδίο του χρόνου (δεξιά).	73
Εικόνα 39: Συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει της συχνότητας f (Hz) (αριστερά) και απόκρισης φάσεως της σύνδεσης δύο αμφικωνικών κεραίων στο πεδίο της συχνότητας (δεξιά).	74
Εικόνα 40: Cavity-Backed Archimedean Spiral (CBAS) Antenna.....	74

Εικόνα 41: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση (S_{21}) της σύνδεσης δύο αρχιμήδειων σπειροειδών κεραιών	75
Εικόνα 42: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο αρχιμήδειων σπειροειδών κεραιών	76
Εικόνα 43: TEM horn κεραία με φακό πολυαιθυλενίου στο άνοιγμα της χοάνης και TEM horn κεραία πάνω από γειωμένο επίπεδο.	77
Εικόνα 44: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση (S_{21}) της σύνδεσης δύο TEM horn κεραιών	77
Εικόνα 45: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο TEM horn κεραιών	77
Εικόνα 46: Ridged TEM horn antenna	78
Εικόνα 47: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση (S_{21}) της σύνδεσης δύο ridged TEM horn κεραιών	78
Εικόνα 48: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο ridged TEM horn κεραιών	79
Εικόνα 49: Η δομή μιας απλής κεραίας διηλεκτρικού φακού	79
Εικόνα 50: Ένας κυματοδηγός με σχισμές (slotted waveguide) με αναγραφόμενα όλα τα βασικά στοιχεία του	81
Εικόνα 51: Σχηματικό μιας κεραίας ρυθμιζόμενου κυματοδηγού με σχισμές και ενός κυματοδηγού σχισμών με το στενό ολισθαίνον τοίχωμα	81
Εικόνα 52: Προσομοίωση της συστοιχία των κυματοδηγών με σχισμές (9,4 GHz) και κατανομή ηλεκτρικού πεδίου στον κυματοδηγό	82
Εικόνα 53: Η K κεραία	83
Εικόνα 54: Ο συντελεστής ανάκλασης πειραματικός (measure) και θεωρητικός (simulation) συναρτήσει της συχνότητας	83
Εικόνα 55: : Ε πεδίο κατά μήκος του κυρίου άξονα στο 1m και κέρδος της K κεραίας σύμφωνα με πειραματικά (measure) και θεωρητικά (simulation) στοιχεία	84
Εικόνα 56: Η βελτιστοποιημένη συστοιχία 16 K κεραιών σε επαφή	85
Εικόνα 57: Vivaldi κεραία	85
Εικόνα 58: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση (S_{21}) της σύνδεσης δύο Vivaldi κεραιών	86
Εικόνα 59: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο Vivaldi κεραιών	86

Εικόνα 60: Οι αρχές ακτινοβολήσης της Valentine κεραίας και η επιφανειακή κατανομή ρεύματος της για διάφορες συχνότητες	88
Εικόνα 61: Σχηματικό διάγραμμα της μετάβασης (Tulipe)	88
Εικόνα 62: Η βασική δομή της deployed Valentine κεραίας, οι φάσεις της σύμπτυξης και ανάπτυξης, η διακύμανση της αντίστασης κατά μήκος της Tulipe μετάβασης στο πεδίο του χρόνου και ο θεωρητικός και πειραματικός συντελεστής ανάκλασης S_{11} σε σχέση με τη συχνότητα.....	89
Εικόνα 63: Θεωρητικό και πειραματικό κέρδος συναρτήσει της συχνότητας για την deployed Valentine κεραία.....	90
Εικόνα 64: Οι διαστάσεις της Shark κεραίας, οι κατευθύνσεις του E και H πεδίου, η συμπεριφορά του ακτινοβολούμενου πεδίου συναρτήσει της κατεύθυνσής του (πάνω) και ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του εύρους ζώνης λειτουργίας (κάτω).....	91
Εικόνα 65: IRA ανακλαστήρας του UCLA με διάμετρο 57cm, πειραματικώς μετρούμενη πραγματική και φανταστική αντίσταση εισόδου στο επίκεντρο του IRA ανακλαστήρα του UCLA και συντελεστής ανάκλασης S_{11}	93
Εικόνα 66: Εισαγόμενος διαφοροποιημένος Gaussian παλμός, θεωρητικώς υπολογισμένη (calculated) και πειραματικώς μετρούμενη (measured) απόκριση συχνότητας του μακρινού πεδίου του IRA ανακλαστήρα. 1) θεωρητικό (calculated) και πειραματικό (measured) πλάτος συναρτήσει της συχνότητας. 2) θεωρητική (calculated) και πειραματική (measured) φάση συναρτήσει της συχνότητας.....	93
Εικόνα 67: Σύγκριση μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας για COBRA Lens κεραία N=2, με τους φακούς προσανατολισμένους οριζόντια και κατακόρυφα αντιστοίχως (πάνω) και COBRA Lens κεραία N=2 (κάτω).	94
Εικόνα 68: COBRA Lens κεραία N=3, Conical Horn κεραία με N=2 και N=3 αλουμινένια στοιχεία προσάρτησης, ένα N=2 στοιχείο Lens και ένα N=3 στοιχείο Lens, φτιαγμένα από HDPE (πάνω) και σύγκριση μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας για COBRA Lens κεραία N=3, για κατακόρυφη και οριζόντια πόλωση αντιστοίχως (κάτω).	95
Εικόνα 69: Εφαρμογές του HFSS	97
Εικόνα 70: Λογικό διάγραμμα ροής για την ορθή προσομοίωση στο HFSS.....	98
Εικόνα 71: Η κύρια οθόνη του HFSS.....	98
Εικόνα 72: Το παράθυρο “Project Manager”	99
Εικόνα 73: Επιλογή του τύπου επίλυσης (solution type).....	99
Εικόνα 74: Επιλογή των διαστάσεων.....	101

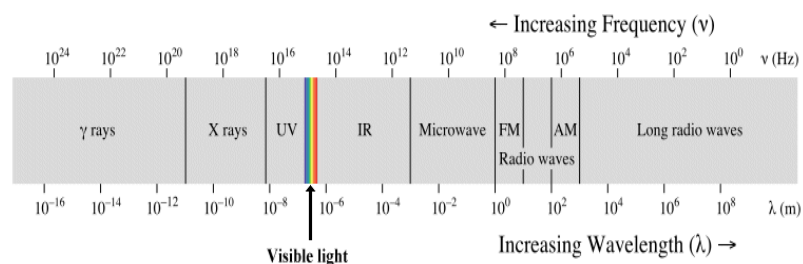
Εικόνα 75: Επιλογή του επιθυμητού σχήματος σχεδίασης.....	101
Εικόνα 76: Εισαγωγή συντεταγμένων (Coordinate entry) (1).....	101
Εικόνα 77: Εισαγωγή συντεταγμένων (Coordinate entry) (2).....	101
Εικόνα 78: Properties window.....	102
Εικόνα 79: Select Definition window.....	102
Εικόνα 80: Σκαρίφημα ενός αντικειμένου στο HFSS.....	102
Εικόνα 81: Καθορισμός της πεπερασμένης αγωγιμότητας.....	103
Εικόνα 82: Ανάθεση θύρας στην επιλεγμένη όψη.....	103
Εικόνα 83: Name text box.....	103
Εικόνα 84: Η διαδρομή HFSS menu → Analysis Setup→ Add Solution Setup.	105
Εικόνα 85: : Το παράθυρο διαλόγου “Solution Setup” με Delta S=0.002.....	106
Εικόνα 86: Διαδρομή για μετάβαση στον Sweep editor.....	107
Εικόνα 87: Sweep Editor.....	107
Εικόνα 88: Validation Check.....	107
Εικόνα 89: Analyze in HFSS menu.....	108
Εικόνα 90: HFSS→ Results → Solution Data.....	108
Εικόνα 91: Solution Data Window.....	108
Εικόνα 92: HFSS→ Results→ Create Report.....	109
Εικόνα 93: Traces.....	109
Εικόνα 94: Τρόπος παρουσίασης του διαγράμματος ακτινοβολίας του E πεδίου...110	
Εικόνα 95: Το E πεδίο για μια όψη ενός WR-90 κυματοδηγού. Τα χρώματα υποδεικνύουν την ένταση του πεδίου, που μειώνεται από την κορυφή προς τα κάτω.....	111
Εικόνα 96: Η κλασική δομή της Valentine κεραίας και οι αρχές ακτινοβολίας της.....	113
Εικόνα 97: Αριστερά, η Valentine κεραία κατασκευασμένη σε πραγματικές διαστάσεις και δεξιά, το αρχικό σχέδιο της με σημειωμένες ορισμένες διαστάσεις της [49].....	113
Εικόνα 98: Πλάγια όψη και διαστάσεις (μήκος(L)-ύψος(H)) της προτεινόμενης Valentine κεραίας.....	114
Εικόνα 99: Πλάτος (width) της κεραίας και ύψος της θύρας εισόδου (lumped port).....	115

Εικόνα 100: Το πλήρες τρισδιάστατο μοντέλο της προτεινόμενης Valentine κεραίας στο HFSS (1)	116
Εικόνα 101: Το πλήρες τρισδιάστατο μοντέλο της προτεινόμενης Valentine κεραίας στο HFSS (2)	116
Εικόνα 102: Το πλήρες τρισδιάστατο μοντέλο της προτεινόμενης Valentine κεραίας στο HFSS (3)	117
Εικόνα 103: Η αρχική παραλληλία των δύο κλάδων (1)	117
Εικόνα 104: Η αρχική παραλληλία των δύο κλάδων (2)	117
Εικόνα 105: Το ημικόκλιο που χρησιμοποιήθηκε για την μοντελοποίηση της προτεινόμενης Valentine κεραίας.....	118
Εικόνα 106: Το τμήμα που συνδέει ομαλά τον πρώτο εκθετικό κλάδο και το ημικόκλιο	119
Εικόνα 107: Το τμήμα που συνδέει ομαλά το δεύτερο εκθετικό κλάδο και το ημικόκλιο	119
Εικόνα 108: Η κατεύθυνση ρευματικής διέγερσης της θύρας εισόδου (lumped port)	120
Εικόνα 109: Επιλογή της τέλει αγωγιμότητας (Perfect E) ως οριακή συνθήκη (Boundary) για τους κλάδους της προτεινόμενης κεραίας.....	121
Εικόνα 110: Ο συντελεστής ανάκλασης $S(1,1)$ ως προς τη συχνότητα (GHz).....	122
Εικόνα 111: Διάγραμμα ακτινοβολίας κέρδους ως προς τη γωνία $\phi(\rho\text{hi})$ για τη συχνότητα του 1GHz ($\Theta\text{-theta}=90^\circ$)	123
Εικόνα 112: Διάγραμμα ακτινοβολίας κέρδους ως προς τη γωνία $\phi(\rho\text{hi})$ για τη συχνότητα των 4GHz ($\Theta\text{-theta}=90^\circ$)	123
Εικόνα 113: Διάγραμμα ακτινοβολίας κέρδους ως προς τη γωνία $\phi(\rho\text{hi})$ για τη συχνότητα των 7GHz ($\Theta\text{-theta}=90^\circ$)	124
Εικόνα 114: Διάγραμμα ακτινοβολίας κέρδους ως προς τη γωνία $\phi(\rho\text{hi})$ για τη συχνότητα των 10GHz ($\Theta\text{-theta}=90^\circ$)	124
Εικόνα 115: 3D polar plot κέρδους για τη συχνότητα του 1GHz	125
Εικόνα 116: 3D polar plot κέρδους για τη συχνότητα των 10GHz	125
Εικόνα 117: Μέγιστο κέρδος σε σχέση με τη συχνότητα (GHz).....	126

1 Θεωρία Μικροκυμάτων Υψηλής Ισχύος (HPM Theory)

1.1 Εισαγωγή – Βασικές Έννοιες & Ορισμοί

Τα μικροκύματα είναι η περιοχή των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, η οποία αντιστοιχεί σε συχνότητες μεταξύ 300MHz-300GHz. Ο τομέας των μικροκυμάτων ξεκίνησε με την ανάπτυξη των συστημάτων ραντάρ (radar) και γνώρισε ιδιαίτερη άνθηση κατά την διάρκεια του δευτέρου παγκοσμίου πολέμου. Έκτοτε, επήλθε η επανάσταση στις τηλεπικοινωνίες χάρη στην εφεύρεση των δορυφόρων και πολλά χιλιόμετρα τηλεφωνικών καλωδίων αντικαταστάθηκαν από μικροκυματικές ζεύξεις.



Εικόνα 1: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα

Το βασικό πρόβλημα των μικροκυματικών συχνοτήτων είναι το μέγεθος του μήκους κύματος του σήματος. Το μήκος κύματος σε ένα σήμα χαμηλής συχνότητας είναι πολύ μεγάλο συγκρινόμενο με τις φυσικές διαστάσεις μιας συσκευής. Αντιθέτως, στις μικροκυματικές συχνότητες, το μήκος κύματος ενός σήματος είναι συγκρίσιμο ή ακόμη και μικρότερο από τις φυσικές διαστάσεις της συσκευής. Για το λόγο αυτό, ο μηχανικός μικροκυμάτων δεν μπορεί να χρησιμοποιήσει τις εξισώσεις των χαμηλών συχνοτήτων (νόμους Ohm και Kirchhoff) για να αναλύσει ή να σχεδιάσει ένα μικροκυματικό κύκλωμα. Η μόνη αξιόπιστη πηγή είναι οι εξισώσεις του Maxwell. Στις χαμηλές συχνότητες, ο μεγάλος λόγος διαστάσεων μήκους κύματος προς συσκευή έχει σαν αποτέλεσμα πολύ μικρές διαφορές φάσεως σε διαφορετικά σημεία δοκιμής. Οι μικρές διαφορές φάσεως σημαίνουν ότι δεν μπορεί να σχηματιστεί ένα στάσιμο κύμα, το οποίο είναι το αποτέλεσμα της αλληλεπίδρασης μεταξύ ενός προς τα εμπρός κινούμενου σήματος και της ανακλάσεώς του. Στα μικροκύματα όμως, λόγω του μικρού μήκους κύματος (της τάξεως των cm ή και mm), δύο γειτονικά σημεία δοκιμής μπορεί να έχουν σημαντική διαφορά φάσεως. Παρόμοια, επειδή ένα προς τα εμπρός κινούμενο κύμα μπορεί να ανακλαστεί μερικώς εξαιτίας μιας κακής προσαρμογής στο κύκλωμα, ένα σημείο δοκιμής στο κύκλωμα είναι η υπέρθεση του προς τα εμπρός και του ανακλώμενου κύματος. Αυτά τα δύο κύματα διαφέρουν μεταξύ τους κατά μία σημαντική γωνία φάσεως και κατά τη διεύθυνση της διάδοσής

τους. Η πεπερασμένη διαφορά φάσεως μεταξύ του προς τα εμπρός κύματος και του ανακλώμενου κύματος έχει σαν αποτέλεσμα το σχηματισμό ενός στάσιμου κύματος.

Ο σχεδιασμός μικροκυματικών κυκλωμάτων είναι πιο δύσκολος από τον σχεδιασμό κυκλωμάτων χαμηλών συχνοτήτων. Αυτό συμβαίνει γιατί εκτός από την δημιουργία στάσιμων κυμάτων, στις μικροκυματικές συχνότητες, λαμβάνουν χώρα και άλλα φαινόμενα όπως οι απώλειες λόγω ακτινοβολίας, οι διηλεκτρικές απώλειες και οι παρασιτικές χωρητικότητες. Με βάση τα παραπάνω, δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν απλά καλώδια και χαμηλής συχνότητας στοιχεία, όπως αντιστάσεις, πυκνωτές και πηνία, επειδή αυτά τα στοιχεία έχουν διαφορετική συμπεριφορά στις υψηλές συχνότητες, γεγονός που οδηγεί σε πιθανή αστοχία τους. Η κατασκευή δικτύων υψηλών συχνοτήτων είναι πολύ ευαίσθητη στο σχήμα και στις ασυνέχειες των αγωγών.

Τα μικροκύματα χαρακτηρίζονται από την ιδιότητα της διάδοσης τους διαμέσου της ιονόσφαιρας με ελάχιστες απώλειες και μπορούν να εισχωρήσουν σε αυτή, υφιστάμενα περίθλαση. Αντιθέτως, τα κύματα με συχνότητα της τάξεως των δεκάδων MHz και κάτω δεν εισχωρούν στην ιονόσφαιρα και ανακλώνται. Έτσι εξηγείται η ευρεία χρήση των μικροκυμάτων στις διαστημικές και δορυφορικές επικοινωνίες. Ένα ακόμα πολύ σημαντικό στοιχείο των μικροκυμάτων και γενικότερα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων υψηλών συχνοτήτων είναι ότι ως φέροντα κύματα μπορούν να συγκεντρώσουν περισσότερη πληροφορία μέσα στο εύρος ζώνης τους.

Τα μικροκύματα υψηλής ισχύος (HPM) είναι εκπεμπόμενα σήματα στο μικροκυματικό φάσμα (300MHz – 300GHz) από πηγές - κεραίες που τροφοδοτούνται από υψηλές τιμές τάσεως και παράγουν υψηλές τιμές ισχύος. [70]

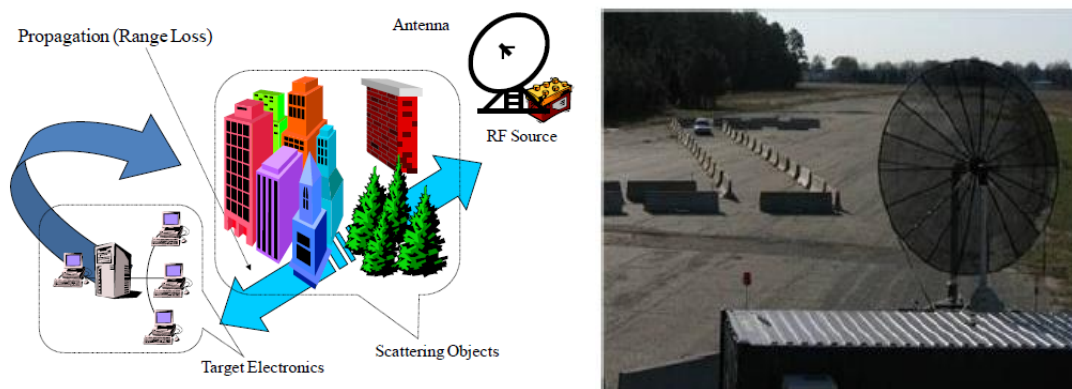
1.2 Στρατιωτικές Εφαρμογές

Οι εφαρμογές της θεωρίας μικροκυμάτων υψηλής ισχύος στρέφονται κυρίως προς όφελος των στρατιωτικών συμφερόντων. Βεβαίως, οι ίδιες εφαρμογές ενδέχεται να χρησιμοποιηθούν και για κακόβουλες ενέργειες (εγκληματικές δράσεις, τρομοκρατικές επιθέσεις, κ.λ.π.). Σε κάθε περίπτωση, τέτοιου είδους εφαρμογές στοχεύουν στη δημιουργία εσκεμμένων ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών (Intentional Electromagnetic Interferences- IEMI). Ως IEMI ορίζεται η εσκεμμένη κακόβουλη παραγωγή ηλεκτρομαγνητικής (H/M) ενέργειας, η οποία εισάγει θόρυβο ή σήματα σε ηλεκτρικά και ηλεκτρονικά συστήματα και με αυτόν τον τρόπο διαταράσσει και βλάπτει τα συστήματα αυτά. Οι παρεμβολές αυτές είναι ικανές ακόμα και να καταστρέψουν ανεπανόρθωτα πολλά από τα σύγχρονα ηλεκτρονικά κυκλώματα. Η ιδέα της χρησιμοποίησης ηλεκτρομαγνητικών παλμών για την καταστροφή ηλεκτρονικών διατάξεων, προήλθε από τα τα ηλεκτρικά black-outs που προκλήθηκαν από τις δοκιμές πυρηνικών όπλων. Κατά την πυρηνική έκρηξη

δημιουργείται ένας Η/Μ παλμός τεράστιας ισχύος. Στόχος των περισσότερων σύγχρονων όπλων υψηλής ισχύος είναι να δημιουργηθεί ένας παρόμοιος παλμός, δίχως όμως να προϋποτίθεται η πυρηνική έκρηξη.

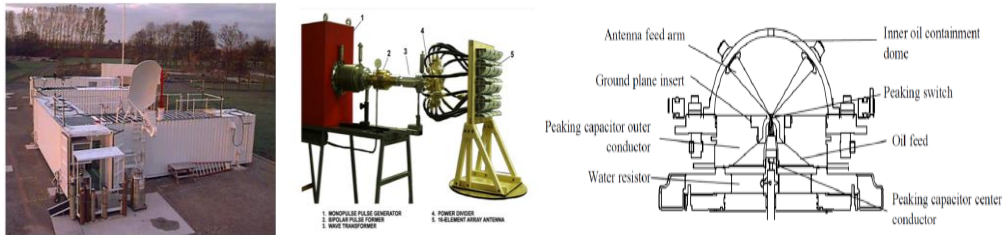
Τα HPEM (High Power Electromagnetics)-HPM (High Power Microwaves) όπλα παρουσιάζουν ορισμένα πλεονεκτήματα σε σχέση με τα όπλα κινητικής ενέργειας: Τα «πυρά» των HPEM/HPM όπλων, δηλαδή η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία, διαδίδεται με την ταχύτητα του φωτός και οι επιδράσεις των όπλων αυτών είναι κλιμακούμενες από την απλή παρεμβολή μέχρι την καταστροφή του συστήματος.

Οι εφαρμογές που σχετίζονται με τη διαταραχή και προσβολή εχθρικών ηλεκτρονικών συστημάτων μέσω IEMI, είναι αυτές που παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον στη βιβλιογραφία και έχουν καταστεί τελευταία αντικείμενο ενδεδειγμένης και πολυδάπανης έρευνας. Τα περισσότερα HPEM και HPM όπλα σχεδιάζονται για να χρησιμοποιηθούν εναντίον ηλεκτρονικών συστημάτων, όπως ψηφιακά συστήματα ελέγχου ή υπολογιστές. Τα συστήματα ελέγχου μπορεί να χρησιμοποιηθούν σε μια ποικιλία εφαρμογών όπως βιομηχανικά συστήματα, οχήματα ή σκάφη, συστήματα ισχύος, ασφαλείας ή επικοινωνιακά συστήματα. Η πλειοψηφία των δικτύων αυτών είναι δίκτυα υπολογιστών. Οι πυροκροτητές αυτοσχέδιων εκρηκτικών (Improvised Explosive Detonators- IEDs), αναλογικοί ή ψηφιακοί, αντιπροσωπεύουν μια σημαντική υποκατηγορία στόχων για τα HPEM/HPM όπλα. Όλες αυτές οι εφαρμογές που αποσκοπούν στην καταστροφή των ηλεκτρονικών συστημάτων, μπορούν να θεωρηθούν ως όπλα ηλεκτρονικού πολέμου και αποτελούν μια κατηγορία όπλων κατευθυνόμενης ενέργειας.



Εικόνα 2: Δημιουργία IEMI σε ηλεκτρονικά συστήματα μέσω κεραίας (αριστερά) και ακινητοποίηση οχήματος χρησιμοποιώντας HPM παλμούς (δεξιά)

Ακολουθεί η παρουσίαση των γνωστότερων συστημάτων παραγωγής IEMI με σκοπό την πρόκληση διαταραχών και βλαβών σε ηλεκτρονικά συστήματα και όχι μόνο. Αυτά είναι το ογκώδες μεταφερόμενο και αυτόνομο σύστημα Orion, το πρωτοφανές υπερευρυζωνικό-ultrawidand (UWB) HPM σύστημα JOLT και το ρωσικό HPM UWB σύστημα.



Εικόνα 3: Το HPM σύστημα Orion, το ρωσικό UWB σύστημα υψηλής ισχύος και το σύστημα JOLT (από αριστερά προς τα δεξιά)

Πλέον, οι τεχνικές HPEM Παλμών (HPEM pulse techniques) και η HPM τεχνολογία (HPM technology) έχουν εξελιχθεί σε τέτοιο βαθμό ώστε να καθιστούν τεχνικά εφικτές τις ηλεκτρομαγνητικές βόμβες (E/M bombs), με νέες εφαρμογές τόσο στον στρατηγικό όσο και στον τακτικό ηλεκτρονικό πόλεμο και πόλεμο πληροφοριών. Οι πιο γνωστές τεχνολογίες ηλεκτρομαγνητικών βομβών (E/M Bombs - H/M βόμβες) είναι: Οι Γεννήτριες Συμπίεσης Ροής αντλούμενης κατόπιν εκρήξεως, οι μαγνητοϋδροδυναμικές γεννήτριες, που λειτουργούν με εκρηκτικά ή άλλες προωθητικές ύλες και οι υψηλής ισχύος πηγές μικροκυμάτων, με κυριότερη την Vircator (Virtual Cathode Oscillator).



Εικόνα 4 : Ενεργό σύστημα άρνησης (ADS)

Ο ζητούμενος στόχος ενδέχεται να μην είναι ένα ηλεκτρονικό εχθρικό σύστημα, αλλά ο ίδιος ο φυσικός εχθρός. Για το λόγο αυτό αναπτύχθηκε το Ενεργό Σύστημα Άρνησης (ADS- Active Denial System), το οποίο είναι ένα μη φονικό όπλο κατευθυντικής ακτινοβολίας. Το όπλο αυτό λειτουργεί θερμαίνοντας την επιφάνεια του επιλεγόμενου στόχου, όπως για παράδειγμα το ανθρώπινο δέρμα. Εξαπολύει εναντίον του επιθυμητού στόχου μία ακτινοβόλωση δέσμη υψηλής ενέργειας και συχνότητας που ανέρχεται στα 95 GHz. Η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία εισδύει στο δέρμα μέχρι και 0,4mm, επιφέροντας την γρήγορη θέρμανση του. Εντός λίγων μόνο δευτερολέπτων, ο άνθρωπος διακατέχεται από ένα πολύ δυσάρεστο αίσθημα έντονης θέρμανσης. Παρόλα αυτά δεν παρατηρείται κάποιος εξωτερικός τραυματισμός ή έγκαυμα και αυτό γιατί η ενέργεια της δέσμης δεν είναι τόσο μεγάλη. [3] [12] [13] [55] [64]

1.3 IEMI Σήματα

Τα κυριότερα σήματα που προκαλούν εσκεμμένες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (IEMI signals), είναι οι **ηλεκτρομαγνητικοί παλμοί υψηλής ενέργειας (High Power Electromagnetic pulses- HPEM pulses)**, οι **παλμοί υπερ-ευρείας ζώνης (Ultra-Wideband pulses- UWB pulses)** και οι **παλμοί φθίνοντος ημιτόνου (Damped Sinusoid pulses- DS pulses)**. Η πρώτη κατηγορία, αυτή των HPEM παλμών είναι γενικότερη από τις άλλες δύο κατηγορίες αφού υπάρχουν HPM παλμοί (υποκατηγορία των HPEM παλμών) που ενδέχεται να είναι UWB, ενώ ακόμα υπάρχουν άλλοι HPM παλμοί με χαρακτηριστικά μεσαίας μπάντας (mesoband) όπως είναι οι DS παλμοί. Όλα αυτά θα γίνουν κατανοητά στη συνέχεια, όπου θα αναλυθούν ξεχωριστά καθένα από τα IEMI σήματα.

Γενικά, για την φθορά ενός ηλεκτρονικού εξαρτήματος μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε σύντομοι (short pulses) είτε μεγαλύτεροι σε διάρκεια παλμοί (longer pulses). Σύντομοι σε διάρκεια ονομάζονται οι παλμοί οι οποίοι διαρκούν λιγότερο από 100ns. Η θερμική διάχυση που προκαλούν μπορεί να αγνοηθεί και η ισχύς που απαιτείται για να καταστρέψουν ένα στοιχείο ημιαγωγού ποικίλλει μέχρι το όριο του $1/t$ (όπου $t \leq 100\text{ns}$). Οι μεγαλύτεροι παλμοί διαρκούν μεταξύ 100ns και 1μs, ενώ η ενέργειά τους μεταφέρεται λόγω της θερμικής διάχυσης και η ισχύς που απαιτείται ποικίλλει μέχρι το όριο του $1/\sqrt{t}$ (όπου $100\text{ns} \leq t \leq 1\mu\text{s}$). Οι σύντομοι παλμοί για να είναι δραστικοί πρέπει να έχουν μικρή ενέργεια αλλά μεγάλη ισχύ, ενώ οι μεγαλύτεροι παλμοί πρέπει να έχουν μεγάλη ενέργεια και μικρή ισχύ. [22] [64] [65]

1.3.1 HPEM παλμοί

Με τον όρο ηλεκτρομαγνητισμός υψηλής ισχύος-HPEM(High power electromagnetics) περιγράφεται ένα σύνολο από παροδικά (transient) Η/Μ περιβάλλοντα, όπου οι μέγιστες τιμές των ηλεκτρικών και μαγνητικών πεδίων είναι πολύ υψηλές. Η HPEM ακτινοβολία κατηγοριοποιείται ως εξής (σημειώνεται ότι ως αναλογία ζώνης (band-ratio-br) ορίζεται ο λόγος $\frac{f_h}{f_l}$, δηλαδή ο λόγος της μέγιστης προς την ελάχιστη συχνότητα):

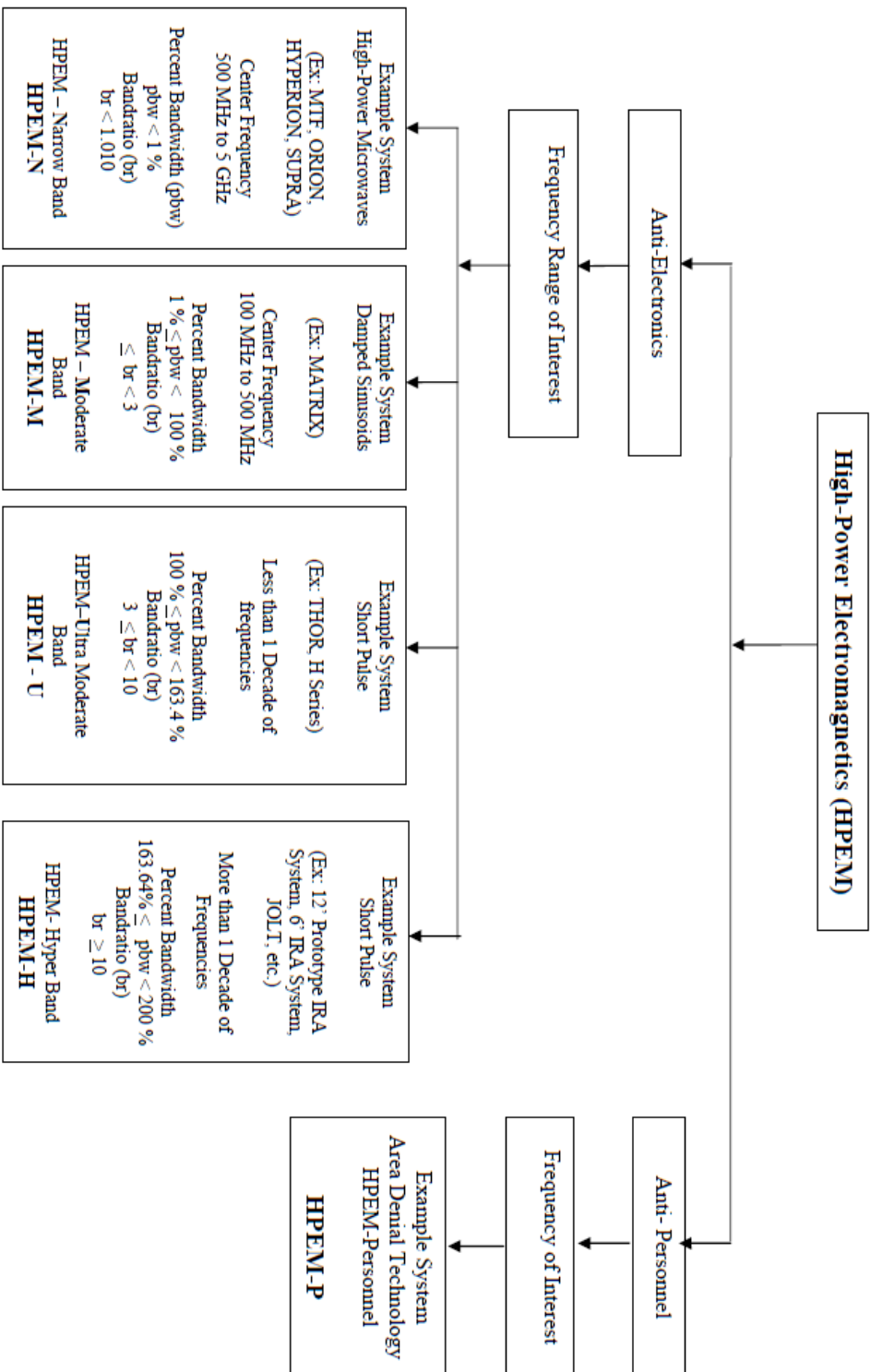
Band type	Percent bandwidth $p_{bw} = 200 \left(\frac{br-1}{br+1} \right) (\%)$	Bandratio br
Narrow (Hypo)	$< 1\%$	< 1.01
Moderate (Meso)	$1\% \leq p_{bw} < 100\%$	$1.01 < br < 3$
Ultra-Moderate (Ultra Meso or Subhyper)	$100\% \leq p_{bw} < 163.64\%$	$3 < br < 10$
Hyperband	$163.64\% \leq p_{bw} < 200\%$	$br \geq 10$

Εικόνα 5: Σύντομη ταξινόμηση των HPEM [64]

Τα τυπικά ΗΡΕΜ περιβάλλοντα είναι τα Η/Μ πεδία που δημιουργούνται από κεραυνούς, ηλεκτροστατικές εκφορτίσεις, συστήματα ραντάρ και σε υποσταθμούς λόγω μεταγωγικών καταστάσεων. Σε αυτά τα ακούσια δημιουργούμενα Η/Μ πεδία προστίθενται και εκούσια λόγω πυρηνικών εκρήξεων και IEMI.

Ο ηλεκτρομαγνητικός παλμός (ΗΜΠ) είναι στην πραγματικότητα ένα ηλεκτρομαγνητικό κρουστικό κύμα. Ο ενεργειακός αυτός παλμός παράγει ένα ισχυρό ηλεκτρομαγνητικό πεδίο, κυρίως μέσα στο κοντινό πεδίο άφησης του όπλου. Το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο μπορεί να είναι αρκετά ισχυρό ώστε να παράγει δυναμικές τάσεις μικρής διάρκειας, της τάξης των χιλιάδων volts (π.χ. KVolts) σε ηλεκτρικούς αγωγούς, όπως καλώδια, σύρματα, ή αγωγιμα υλικά πάνω σε πλακέτες τυπωμένου κυκλώματος (printed circuit board-PCB). Όπως γίνεται αντιληπτό, κάτι τέτοιο μπορεί προκαλέσει μόνιμη φθορά ή και καταστροφή σε ένα ευρύ φάσμα ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών συσκευών, ιδιαίτερα Η/Υ, ραντάρ και επικοινωνιακών δεκτών.

Ο εξοπλισμός πληροφορικής (Η/Υ) του εμπορίου (Commercial Off-The-Shelf-COTS) είναι ιδιαίτερα ευπαθής στους ΗΜΠ, καθώς πρόκειται σε μεγάλο βαθμό για διατάξεις ημιαγωγών πολύ ευαίσθητων όσον αφορά την έκθεσή τους σε μεταβατικά φαινόμενα υψηλής τάσης. Το αξιοσημείωτο σχετικά με τις διατάξεις αυτών των ημιαγωγών είναι το γεγονός ότι χρειάζεται πολύ λίγη ενέργεια για τη μόνιμη φθορά ή καταστροφή τους. Τυπικά, κάθε τάση πάνω από μερικές δεκάδες volts μπορεί να οδηγήσει σε ένα φαινόμενο που ορίζεται ως «διάσπαση πύλης», το οποίο ουσιαστικά καταστρέφει την ηλεκτρονική διάταξη. Υπάρχει ακόμα η περίπτωση, ο ΗΜΠ να μην είναι σε τέτοιο βαθμό ισχυρός ώστε να προκαλέσει θερμικές φθορές, ωστόσο, παροχή ισχύος στον ηλεκτρονικό εξοπλισμό παρέχει αρκετή ενέργεια για την ολοκλήρωση της καταστρεπτικής διεργασίας. Οι επεξεργαστές σήματος, τα ηλεκτρονικά συστήματα ελέγχου πτήσης και τα ψηφιακά συστήματα ελέγχου μηχανών είναι εν δυνάμει ευάλωτα στον ΗΜΠ. Επίσης, ο τηλεπικοινωνιακός εξοπλισμός είναι σε μεγάλο βαθμό ευπαθής, εξαιτίας των καλωδίων χαλκού μεγάλου μήκους που βρίσκονται ανάμεσα στις διατάξεις. Έτσι, τα ραντάρ, οι συσκευές Ηλεκτρονικού Πολέμου, οι δορυφόροι, οι μικροκυματικές συσκευές, οι συσκευές επικοινωνιών UHF, VHF, HF και LF και οι τηλεοράσεις είναι όλες δυνητικά ευάλωτες στον ΗΜΠ. Οι τιμές ασφαλούς διακοπής τάσης των διπολικών τρανζίστορ πυριτίου υψηλής συχνότητας (Silicon high frequency bipolar transistor), που χρησιμοποιούνται στους εξοπλισμούς των τηλεπικοινωνιών, ποικίλλουν μεταξύ 15 Volt και 65 Volt. Στα τρανζίστορ πεδίου αρσενιούχου γαλλίου (Gallium Arsenide Field Effect Transistor) ανέρχονται περίπου στα 10 V. Στις μνήμες (high density Dynamic Random Access Memory), ανέρχονται συνήθως στα 7 V.



Εικόνα 6: Αναλυτικότερη ταξινόμηση των ΗΡΕΜ [64]

Οι διατάξεις που χρησιμοποιούνται για την προστασία των ηλεκτρονικών συστημάτων είναι οι μετασχηματιστές απομόνωσης της τάξεως των εκατοντάδων Volts έως 2 με 3KV. Επομένως, εφόσον παραβιαστεί η άμυνα που παρέχεται από τον μετασχηματιστή, χαμηλές τάσεις ακόμη και της τάξης των 50V μπορούν να προκαλέσουν σημαντικές βλάβες σε Η/Υ και εξοπλισμούς επικοινωνιών. Μια λύση για την προστασία από αυτές τις παρεμβολές είναι η τοποθέτηση της διάταξης εντός ενός κλωβού Φάραντεϊ , ο οποίος θα μπορούσε να εμποδίσει την είσοδο ενός ΗΡΜ παλμού. Ακόμα όμως και έτσι, ο κλωβός Φάραντεϊ δεν μπορεί να αποκόψει το προστατευόμενο κύκλωμα από το εξωτερικό περιβάλλον του κυκλώματος (όπως για παράδειγμα γεννήτριες ή τροφοδοτικά), με το οποίο επικοινωνεί μέσω καλωδίων ή άλλων ηλεκτρικών διατάξεων. Συμπεραίνεται λοιπόν ότι η θωράκιση μέσω πλαισίου εξοπλισμού των ηλεκτρονικών συστημάτων, παρέχει περιορισμένη προστασία μόνο, καθώς όλα τα καλώδια εντός κι εκτός εξοπλισμού λειτουργούν ως κεραίες που οδηγούν τα μεταβατικά φαινόμενα υψηλής τάσης μέσα στον εξοπλισμό. [22] [55] [64]

1.3.1.1 ΗΡΜ παλμοί

Ειδικότερα, μια υποκατηγορία των ΗΡΕΜ παλμών, αλλά ιδιαιτέρως σημαντική, είναι αυτή των μικροκυματικών παλμών υψηλής ενέργειας (High Power Microwave pulses- ΗΡΜ pulses). Οι ΗΡΜ παλμοί συναντώνται συνήθως στη βιβλιογραφία με λίγο διαφορετικές ονομασίες σε σχέση με τους ΗΡΕΜ παλμούς, υπάρχουν ωστόσο αντιστοιχίες οι οποίες θα αναφερθούν στη συνέχεια. Οι ΗΡΜ παλμοί ταξινομούνται συνήθως σε παλμούς στενής ζώνης (ή narrowband-narrowband για ΗΡΕΜ παλμούς), παλμούς μεσαίας ζώνης (ή moderate-mesoband για ΗΡΕΜ παλμούς), παλμούς ευρείας ζώνης (ή wideband-ultra moderate-ultra mesoband ή subhyperband για ΗΡΕΜ παλμούς) και υπερευρείας ζώνης (ή ultrawideband-UWB hyperband για ΗΡΕΜ παλμούς). Οι narrowband και wideband ΗΡΜ παλμοί, εκτός των άλλων αναφορών, θα μελετηθούν ξεχωριστά στις ενότητες 2.3.7.1 και 2.3.7.2 που αναφέρονται στις αντίστοιχες γεννήτριες (narrowband και wideband ΗΡΜ pulse sources/generators. Η γενική φιλοσοφία των UWB παλμών θα μελετηθεί αρχικά στο κεφάλαιο 1.3.2, ενώ τους UWB ΗΡΜ παλμούς ο αναγνώστης θα τους συναντήσει στην πορεία της εργασίας, ως επέκταση των wideband ΗΡΜ παλμών. Οι mesoband ΗΡΜ παλμοί δεν θα μελετηθούν αυτοί καθ' αυτοί, αλλά στην ενότητα 1.3.3, θα γίνει αναφορά σε αυτούς μέσω της ανάλυσης των DS παλμών, που αφενός ανήκουν στη μεσαία (moderate) μπάντα συχνοτήτων και αφετέρου παρουσιάζουν πολύ υψηλά επίπεδα ισχύος.

Γενικά ένας ΗΡΜ παλμός συζευγνύεται με ένα αντικείμενο είτε άμεσα (μπροστινή σύζευξη) είτε έμμεσα (οπίσθια σύζευξη). Η άμεση σύζευξη υλοποιείται

μέσω των Η/Μ υποδοχέων της συσκευής, όπως είναι οι κεραίες ή οι αισθητήρες. Αντιθέτως, οι υποδοχείς με τους οποίους γίνεται η έμμεση σύζευξη, είναι κάποιοι άλλοι ακούσιοι υποδοχείς, οι οποίοι δεν είναι σχεδιασμένοι για τη λήψη σημάτων όπως είναι εξ' ορισμού οι αισθητήρες ή οι κεραίες. Τέτοιοι ακούσιοι υποδοχείς είναι τα καλώδια εισόδου μιας διάταξης, διάφορα ανοίγματα στον πίνακα πρόσβασης, κακές συγκολλήσεις ή οποιεσδήποτε άλλες ατέλειες. Σε γενικές γραμμές, η ισχύς που συζευγνύεται σε ένα αντικείμενο εξαρτάται από την περιοχή ευαισθησίας στην ακτινοβολία, δηλαδή την διατομή σύνδεσης. Για την άμεση σύζευξη η διατομή σύνδεσης είναι η επιφάνεια του ανοίγματος της κεραίας. Εάν η συχνότητα του εφαρμοζόμενου παλμού είναι εντός του εύρους συχνοτήτων της κεραίας τότε μεταφέρονται μεγάλα ποσά ισχύος, σε αντίθετη περίπτωση η εφαρμογή του παλμού επιφέρει ελάχιστη δραστηριότητα. Η κατάσταση είναι πιο πολύπλοκη στην έμμεση σύζευξη διότι στην περίπτωση αυτή η διατομή σύνδεσης εξαρτάται και από τη συχνότητα και από τη θέση. Μάλιστα, η βέλτιστη συχνότητα σύζευξης για την έμμεση σύζευξη είναι αρχικά άγνωστη στις περισσότερες των περιπτώσεων.

Για την ενίσχυση της επίδρασης των ΗΡΜ παλμών μπορούν να χρησιμοποιηθούν επαναλαμβανόμενοι παλμοί, δηλαδή ριπές ΗΡΜ παλμών, επιτυγχάνοντας με αυτό τον τρόπο θερμική κορύφωση (thermal stacking- θερμικό στοίβαγμα). Αυτό το φαινόμενο οφείλεται στην αδυναμία της ενέργειας να διαδοθεί μεταξύ των συνεχόμενων παλμών που εφαρμόζονται και υλοποιείται μόνο όταν ο ρυθμός επανάληψης του παλμού (pulse repetition rate-PRR) είναι μεγαλύτερος από 1ΚHz.

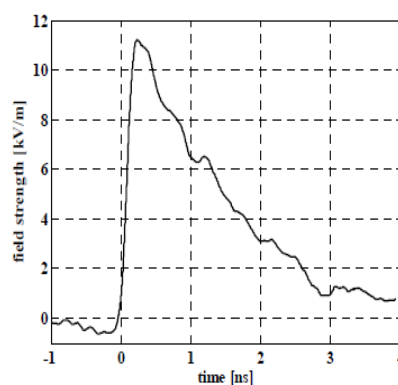
Οι ΗΡΜ παλμοί προτιμούνται από άλλους ΗΡΕΜ παλμούς χαμηλότερων συχνοτήτων διότι μπορούν να προκαλέσουν ευκολότερη και αμεσότερη δυσλειτουργία ή καταστροφή των ηλεκτρονικών συστημάτων. Αυτό οφείλεται στην καλύτερη σύζευξή τους καθώς και στην πιο εύκολη παράκαμψη των μηχανισμών ασφαλείας, οι οποίοι έχουν κατά κύριο λόγο σχεδιασθεί για προστασία διατάξεων που λειτουργούν σε χαμηλότερες των μικροκυματικών συχνοτήτων. Το ίδιο ακριβώς ισχύει και για τα όπλα μικροκυμάτων υψηλής ισχύος (ΗΡΜ) που συζευγνύονται αμεσότερα από τα όπλα χαμηλής συχνότητας και σε πολλές περιπτώσεις μπορούν να παρακάμψουν τους μηχανισμούς ασφαλείας που είναι σχεδιασμένοι να σταματούν τη σύζευξη χαμηλής συχνότητας. Η μεγιστοποίηση της αποτελεσματικότητας των ΗΡΜ όπλων, επιτυγχάνεται με τη μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου και την αποδοτική μεταφορά της ενέργειας από το όπλο στο στοχευόμενο σύνολο. [22] [65]

1.3.2 UWB παλμοί

Η Ultrawideband (UWB) τεχνολογία, που είναι χρήσιμη τόσο για επικοινωνιακές εφαρμογές όσο και εφαρμογές ανίχνευσης, χρησιμοποιεί το συχνοτικό φάσμα

διαφορετικά από την πλειοψηφία των ραδιοεπικοινωνιακών τεχνολογιών. Τα UWB συστήματα χρησιμοποιούν στενούς σε χρονική διάρκεια παλμούς και υλοποιούν επεξεργασία σήματος στο πεδίο του χρόνου. Χαρακτηρίζονται από πολύ μικρό χρόνο ανόδου (μικρότερος των 200 ps) καθώς και από τη σύντομη διάρκεια παλμού (μικρότερη των 5 ns), ενώ το συχνοτικό φάσμα ενδέχεται να ξεπεράσει ακόμα και τα 10 GHz, συγκεντρώνοντας την εκπεμπόμενη ενέργεια και ισχύ τους σε ένα μεγάλο εύρος ζώνης. Λόγω της μεγάλης έντασης πεδίου αλλά και του μεγάλου εύρους ζώνης, οι παλμοί αυτοί επιδρούν σε πληθώρα ηλεκτρονικών συστημάτων. Εξαιτίας της περιορισμένης ποσότητας ενέργειας που μπορεί να μεταδοθεί μέσω άμεσης σύζευξης, δεδομένου ότι η ενέργεια του παλμού κατανέμεται σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων και το σύστημα που εφαρμόζεται ο παλμός έχει συγκεκριμένη συχνότητα συντονισμού, αναμένεται η δράση του UWB παλμού να επιφέρει στο σύστημα διαταραχή και όχι κατάρρευσή. Η πιο κρίσιμη παράμετρος για την επίτευξη της κατάρρευσης ενός συστήματος είναι ο μεγάλος ρυθμός επανάληψης παλμού (pulse repetition rate- PRR).

Parameter	Technical Data
amplitude	approx. 12.5KV
rise time	approx. 120ps
pulse duration	approx. 3ns
max pulse repetition rate	approx. 800Hz



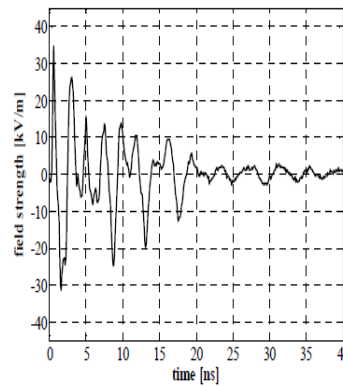
Εικόνα 7: Τεχνικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας παλμών PBG3 του Kentech και η ένταση πεδίου ενός τυπικού UWB παλμού στο πεδίο του χρόνου.

Οι εφαρμογές των UWB παλμών αλλά και της τεχνολογίας UWB, σχετίζονται κυρίως με τα ραντάρ. Η τεχνολογία αυτή μπορεί να οδηγήσει σε διάφορες βελτιώσεις των σύγχρονων ραντάρ. Αρχικά, το εκπεμπόμενο σήμα διαπερνά τις κοντινές επιφάνειες, ενώ αντανακλά αυτές που βρίσκονται σε πεγάλη απόσταση από το ραντάρ, επιτρέποντας με αυτό τον τρόπο την ανίχνευση αντικειμένων πίσω από τοίχους ή καλύμματα. Αν το εκπεμπόμενο κύμα αποτελείται από εκατομμύρια UWB παλμούς ανά δευτερόλεπτο, τότε αυτό μπορεί να εισδύσει σε ένα εύρος υλικών όπως δομικά υλικά, πλαστικό, τσιμέντο αλλά και ξύλο. Επίσης, επιτυγχάνονται μετρήσεις σε μακρινότερες αποστάσεις και αναβαθμισμένη ανάλυση των αντικειμένων σε όλο και πιο απομακρισμένες περιοχές. Παρέχεται ακόμα σχεδόν μηδενική παρεμβολή από γειτονικά ραντάρ καθώς και η δυνατότητα ανίχνευσης πολύ αργά κινούμενων ή ακόμα και ακίνητων στόχων. [24] [55] [65]

1.3.3 DS παλμοί

Οι DS παλμοί είναι και αυτοί σχετικά σύντομοι σε διάρκεια παλμοί (short pulses), που κατατάσσονται στην Mesoband κατηγορία και αποτελούνται από σύντομες αποσβεννύμενες ταλαντώσεις, οι οποίες τείνουν να μηδενιστούν ύστερα από μερικές χρονικές περιόδους. Παρόλο που οι παλμοί αυτοί έχουν μια κεντρική συχνότητα συντονισμού στα 350 MHz, εντούτοις, το εύρος ζώνης καλύπτει μία ευρύτερη περιοχή από τα 100 MHz μέχρι τα 500 MHz. Η τεράστια πεδιακή ένταση και το σχετικά ικανοποιητικό εύρος ζώνης των DS παλμών, που ενδεχόμενα επικαλύπτει τη συχνότητα συντονισμού των ηλεκτρονικών συστημάτων, συνεπάγεται την πολυπιθανή καταστροφή των ηλεκτρικών κυκλωμάτων των συστημάτων αυτών. Για να κατανοηθούν καλύτερα τα βασικά χαρακτηριστικά των τυπικών DS παλμών, παρατίθεται η παρακάτω εικόνα. [55] [65]

Parameter	Technical Data
max field strength	approx. 300 kV/m (with reflector at 1m distance)
max radiated	approx. 200 MW
center	350MHz
3-db	approx. 50 MHz
pulse duration	6 ns
max pulse repetition rate	4 Hz



Εικόνα 8: Τα τεχνικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας παλμών 110T του Diehl και η πεδιακή ένταση ενός τυπικού DS παλμού συναρτήσεως του χρόνου, εντός ανηχοϊκού θαλάμου.

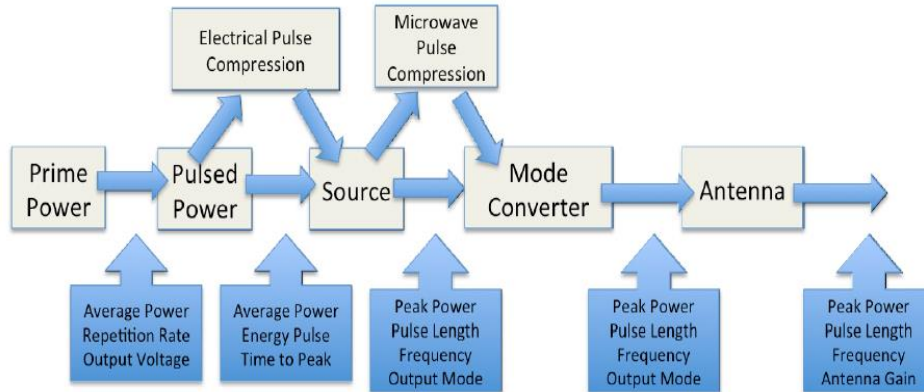
1.3.4 Συμπεράσματα και σύγκριση των IEMI σημάτων

Σύμφωνα με τωρινά τεχνολογικά δεδομένα και τα πειράματα που έχουν πραγματοποιηθεί, προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα για τη δραστηριότητα των IEMI σημάτων. Δηλώνεται ρητά στο σημείο αυτό ότι η σύγκριση γίνεται μεταξύ των τριών ειδών παλμών, αυτών καθε αυτών και δεν περιλαμβάνονται οι Η/Μ βόμβες, παρόλο που η τεχνολογία κατασκευής τους είναι βασισμένη στους ΗPEM παλμούς. Οι UWB παλμοί υψηλών συχνοτήτων μπορούν να προκαλέσουν καταιγισμό λαθών κατά τη μεταφορά των δεδομένων και έτσι να οδηγήσουν σε κατάρρευση του ηλεκτρονικού συστήματος. Οι DS παλμοί από την πλευρά τους, οδηγούν σε σημαντικές διαταραχές

του σήματος και ιδιαίτερα στις γραμμές μεταφοράς, γεγονός που επιφέρει την σχεδόν άμεση κατάρρευση του συστήματος. Τέλος, οι ΗΡΜ παλμοί με τη σειρά τους, δεν έχουν το ίδιο μεγάλη επιρροή στις γραμμές μεταφοράς και στα μεταφερόμενα δεδομένα, αλλά μπορούν εύκολα να συζευχθούν με μέρη του συστήματος μέσω ανοιγμάτων. Τα σύγχρονα συστήματα προστασίας δεν έχουν καταφέρει να περιορίσουν τη δραστηριότητα των προαναφερθέντων παλμών και να αντεπεξέλθουν στις δυσμενείς συνθήκες λειτουργίας που προκαλούν τα ΙΕΜΙ περιβάλλοντα. [65]

2 Δομή Συστήματος HPM

Η τυπική δομή ενός HPM συστήματος παρατίθεται στην ακόλουθη εικόνα:

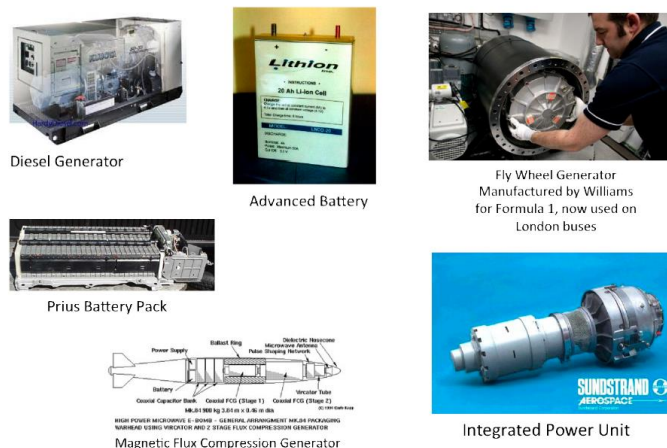


Εικόνα 9: Τυπική δομή ενός HPM συστήματος σε μπλοκ διάγραμμα

Σκοπός είναι ο σχεδιασμός του HPM συστήματος, μέσω του οποίου η HPM κεραία θα ακτινοβολεί τον επιθυμητό στόχο με μια κυματομορφή, η οποία θα συντάσσεται με τους περιορισμούς που επιτάσσει η επιλεγμένη HPM πλατφόρμα. Η απαιτούμενη ισχύς και κυματομορφή που οδηγούν την πηγή (source) καθορίζουν τις απαιτήσεις της πηγής. Ένας mode-converter απαιτείται συνήθως για την αποδοτική σύνδεση της πηγής και της κεραίας. Ορισμένες πηγές είναι πιο αποδοτικές από άλλες, συνεπώς, η πρωταρχική πηγή ενέργειας (prime power source) πρέπει να προσδιορίζεται για λογαριασμό της απαιτούμενης αποδοτικότητας και διάρκειας της ακτινοβολίας του στόχου. Αυτή η διαδικασία είναι πολύπλοκη και υπάρχει πλήθος επιλογών για κάθε στάδιο του εικονιζόμενου HPM συστήματος.

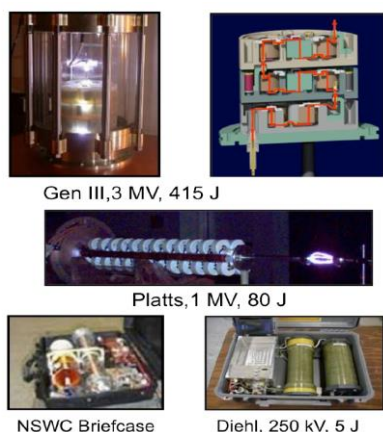
Κατά την παραγωγή HPM κατευθυντικών ακτίνων υψηλής ισχύος, ανακύπτουν διάφορα προβλήματα, τα οποία είναι ήσσονος σημασίας σε χαμηλότερα επίπεδα ισχύος. Για το σχεδιασμό ενός HPM συστήματος πρέπει να ληφθούν σοβαρά υπόψη τα ακόλουθα βήματα: Αρχικά, ο ερευνητής- μηχανικός οφείλει να αναγνωρίσει όλα τα κρίσιμα θέματα που σχετίζονται με τη λειτουργία της κεραίας λόγω των υψηλών επιπέδων ισχύος. Στη συνέχεια, πρέπει να ερευνήσει τη χρησιμότητα του κάθε συστήματος ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή και να επιλέξει το καταλληλότερο. Έπεται η ανάπτυξη μαθηματικών μοντέλων και των απαιτούμενων υπολογιστικών εργαλείων για τη σύνθεση του συστήματος καθώς και η εκτέλεση της ανάλυσης της κεραίας για την πρόβλεψη της επίδοσης. Το προηγούμενο συνοδεύεται από το σχεδιασμό δοκιμαστικών τεστ χαμηλού επιπέδου και τέλος υλοποιείται η συνολική δοκιμή ολόκληρου του HPM συστήματος. Κατά την εκτέλεση αυτών των βημάτων, πρέπει να ληφθούν υπόψη τα εξής: η παλμική λειτουργία με κορυφή ισχύος στο επιθυμητό εύρος, η διάρκεια του παλμού, η συχνότητα λειτουργίας, το κέρδος και η δυνατότητα σάρωσης δέσμης.

Όπως διαφαίνεται και από την εικόνα 10, το πρώτο στοιχείο του HPM συστήματος είναι το **υποσύστημα πρωταρχικής/κύριας πηγής ισχύος (prime power subsystem)**. Αυτό παράγει στο υπόλοιπο σύστημα ηλεκτρική είσοδο σχετικά χαμηλής ισχύος με τη μορφή ενός μεγάλου σε διάρκεια παλμού ή με συνεχές ηλεκτρικό σήμα. Σε περίπτωση που το εξεταζόμενο HPM σύστημα απαιτεί ευκινησία, η χρήση μπαταριών κρίνεται αναπόφευκτη, αφού οι περιορισμοί σε όγκο και βάρος είναι πιο αυστηροί. Η απαιτούμενη ενεργειακή κατανάλωση καθώς και η συνολική αποδοτικότητα του συστήματος καθορίζουν τον αριθμό και το είδος των μπαταριών που θα χρησιμοποιηθούν. Η τάση εξόδου και οι προδιαγραφές του ρεύματος της πρωταρχικής πηγής ισχύος καθορίζουν με τη σειρά τους την τοπολογία διασύνδεσης της μπαταρίας, γεγονός που επηρεάζει άμεσα τις ηλεκτρικές απαιτήσεις τροφοδοσίας στο υποσύστημα της μικροκυματικής πηγής (microwave source subsystem). Σε συστήματα που είναι τοποθετημένα σε φορητά ή ρυμουλκούμενα, οι περιορισμοί του χώρου δεν είναι το ίδιο αυστηροί και γι' αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως υποσύστημα πρωταρχικής πηγής ισχύος κάποια diesel γεννήτρια.



Εικόνα 10: Πιθανές πρωταρχικές πηγές ενέργειας (prime power sources)

Το **υποσύστημα παλμικής ισχύος (Pulsed power subsystem)** λαμβάνει από την πρωταρχική πηγή ισχύος την χαμηλής ισχύος ηλεκτρική έξοδο, υπό τη μορφή συνεχόμενων παλμών ή παλμών μακράς διάρκειας, την αποθηκεύει και μετά την μετατρέπει σε παλμούς υψηλής ισχύος και πολύ μικρότερης διάρκειας. Κύριες παράμετροι του σήματος εξόδου είναι το πλάτος της τάσης και του ρεύματος, η διάρκεια του παλμού καθώς επίσης και ο ρυθμός επανάληψης (repetition rate). Οι βασικότερες όμως παράμετροι αυτού το υποσυστήματος, τίθενται κυρίως από την μικροκυματική πηγή (microwave source) και τα χαρακτηριστικά του IEMI σήματος. Υπάρχει πλήθος σχεδίων πηγών παλμικής ισχύος (pulsed power sources), ωστόσο οι περισσότερες βασίζονται σε παραλλαγές της Marx γεννήτριας. Η Marx γεννήτρια λειτουργεί με τη φόρτιση N πυκνωτών σε παραλληλία υπό τάση V . Έπειτα, διακόπτες χρησιμοποιούνται για την εκφόρτιση των πυκνωτών σε σειρά, αποδίδοντας ονομαστική τιμή τάσης στο φορτίο ίση με NxV .



Εικόνα 11: Παραδείγματα Marx γεννητριών

Επόμενο επιμέρους στοιχείο του ΗΡΜ συστήματος είναι η **μικροκυματική πηγή (microwave source)**. Το υποσύστημα που περιλαμβάνει την μικροκυματική πηγή τροφοδοτείται με τους παλμούς μικρής διάρκειας και υψηλής ισχύος από το προηγούμενο στάδιο και αποδίδει ένα μικροκυματικό σήμα σε σχήμα παλμού. Η συχνότητα της μικροκυματικής ταλάντωσης μαζί με το πλάτος και τη διάρκεια του παλμού καθορίζουν την RF ισχύ και ενέργεια ανά παλμό καθώς και το εύρος του σήματος. Με λίγα λόγια καθορίζουν τις φασματικές ιδιότητες του σήματος. Το πλάτος και η διάρκεια του μικροκυματικού παλμού εξαρτώνται από τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά της εισόδου. Κομβικό επίσης ρόλο στην εξάρτηση αυτή διαδραματίζει και το είδος της μικροκυματικής πηγής. Ο γενικός κανόνας υπαγορεύει ότι ένας σύντομος ηλεκτρικός παλμός επιφέρει επίσης σύντομο RF παλμό, αντίστοιχα και για έναν ηλεκτρικό παλμό μακράς διάρκειας. Γενικά με τον **όρο RF** υποδηλώνεται ένας ρυθμός ταλάντωσης στο εύρος μεταξύ 3ΚHz και 300GHz που χρησιμοποιείται στις τηλεπικοινωνίες, στα ραντάρ και σε άλλες εφαρμογές. Ο όρος όμως αυτός αποτελεί ακόμα συνώνυμο της ασύρματης επικοινωνίας για να διαχωρίζεται πλήρως από την έννοια της επικοινωνίας μέσω ηλεκτρικών καλωδίων.

Αναλόγως με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής, η μικροκυματική πηγή μπορεί να περιλαμβάνει μια μονή μικροκυματική πηγή υψηλής ισχύος ή μια μικροκυματική πηγή χαμηλής ισχύος ακολουθούμενη από ενισχυτικές βαθμίδες. Σε περίπτωση που οι απαιτήσεις σε εύρος ζώνης δεν μπορούν να εκπληρωθούν από την μικροκυματική πηγή, τότε πρέπει να τοποθετηθεί ένα επιπρόσθετο μικροκυματικό σύστημα διαμόρφωσης παλμών, ώστε να παρέχεται μια επιπλέον μικροκυματική συμπίεση παλμού (RF pulse compression).

Το σήμα εξόδου της μικροκυματικής πηγής μεταφέρεται στη συνέχεια ως είσοδος στην επόμενη βαθμίδα που είναι ο **μετατροπέας λειτουργίας (mode converter)**. Ουσιαστικά, το υποσύστημα αυτό αποτελεί τη βαθμίδα κυματοδότησης και διασφαλίζει τη μεταφορά του σήματος εξόδου της μικροκυματικής πηγής με το βέλτιστο δυνατό τρόπο προς την κεραία. Για το λόγο αυτό ο κυματοδηγός πρέπει να είναι συμβατός με την κεραία του επόμενου σταδίου. Ο μετατροπέας λειτουργίας

κρίνεται κατάλληλος για αυτό το σκοπό, αφού διαθέτει δυνατότητες προσαρμογής της χωρικής κατανομής της Η/Μ ενέργειας, βέλτιστης μεταφοράς και σύζευξης με την κεραία. Επίσης, πρέπει να τονιστεί ότι στις υψηλές συχνότητες, οι κυματοδηγοί παρουσιάζουν λιγότερες απώλειες από τις γραμμές μεταφοράς, ενώ χρησιμοποιούνται αντί για τα ομοαξονικά καλώδια. Αυτό συμβαίνει διότι στα κυκλώματα υψηλής ισχύος που μελετώνται στην παρούσα εργασία, δημιουργούνται ρεύματα πολύ μεγάλης έντασης, τα οποία με τη σειρά τους οδηγούν σε έκλυση μεγάλων ποσών θερμότητας. Αυτά τα ποσά θερμότητας επιφέρουν το λιώσιμο των ομοαξονικών καλωδίων και για το λόγο αυτό προτιμώνται, συνήθως, οι πιο αποτελεσματικοί ορθογώνιοι κυματοδηγοί.

Σημειώνεται επίσης ότι η ισχύς που εξάγεται από την μικροκυματική πηγή και μεταφέρεται μέσω των κυματοδηγών, μεταβαίνει σε ένα δίκτυο σχηματισμού δεσμών (beam forming network), πρώτου εισέλθει στο σύστημα της κεραίας για ακτινοβολήση. Το δίκτυο σχηματισμού δεσμών υποστηρίζει δυνατότητες όπως μετατόπιση φάσεως (phase shifting) και διαχωρισμό ή συνδυασμό διάφορων κυματοδηγών. Στη συνέχεια το δίκτυο αυτό οδηγεί στο τελικό στάδιο, τη μικροκυματική κεραία υψηλής ισχύος.

Το τελευταίο στάδιο του ΗΡΜ συστήματος δεν είναι άλλο από την **ΗΡΜ κεραία (ΗΡΜ antenna)**. Το υποσύστημα αυτό είναι υπεύθυνο για την ακτινοβολία του ΗΡΜ σήματος εξόδου, το οποίο έχει υποστεί συμπίεση σε μια στενότερη και υψηλότερης έντασης ακτίνα. Η μετάδοση του ΗΡΜ σήματος πρέπει να υλοποιηθεί με το βέλτιστο δυνατό τρόπο προς τον επιθυμητό στόχο ή περιβάλλον και την αποφυγή κατάρρευσης υψηλής τάσεως (high voltage breakdown), χάρη στην τοποθέτηση των κατάλληλων διεπαφών. Ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά της εξόδου της κεραίας είναι η ισχύς, το κέρδος, το γωνιακό εύρος δέσμης (angular beam width) και το εύρος ζώνης της. [3] [9] [15] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.1 Σχεδιαστικές παράμετροι και tradeoffs των ΗΡΜ συστημάτων

Οι ιδιότητες που διέπουν τα σήματα εξόδου μιας ΗΡΜ κεραίας, που πρακτικά συμπίπτουν με τα ΙΕΜΙ σημάτα για μια μελέτη σαν την προκείμενη, συνοψίζονται παρακάτω :

- Η μέγιστη ισχύς και ενέργεια ανά RF παλμό που μεταδίδεται στο στόχο σε συγκεκριμένη απόσταση.
- Η διάρκεια του RF παλμού.
- Ο ρυθμός επανάληψης του RF παλμού εντός μιας ριπής παλμών (burst of pulses).

- Το μήκος και ο ρυθμός επανάληψης των ριπών παλμών.
- Η RF συχνότητα λειτουργίας.

Επίσης, το HPM σύστημα ως σύνολο εξαρτάται σε σημαντικό βαθμό από:

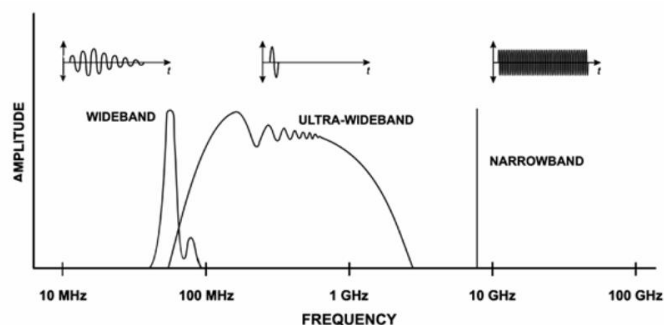
- Τον όγκο και τη γενικότερη δυνατότητα ευκινησίας του συστήματος.
- Τις ειδικότερες απαιτήσεις του χρήστη και το περιβάλλον χρήσης.

Όλες οι προαναφερθείσες ιδιότητες αποτελούν στην ουσία τις κύριες σχεδιαστικές παραμέτρους του HPM συστήματος και για το λόγο αυτό η ανάλυση τους κρίνεται απαραίτητη.

Αρχικά, η **ενέργεια ανά παλμό** περιγράφεται από την **μέγιστη ισχύ του παλμού και τη διάρκειά του**. Η RF συχνότητα ταλάντωσης σε συνδυασμό με τη διάρκεια του παλμού καθορίζουν τη φασματική πυκνότητα της παλμικής ισχύος. Με τον όρο φασματική πυκνότητα ισχύος εννοείται η μέση ισχύς του σήματος ανά μονάδα εύρους ζώνης και έτσι παρέχεται χρήσιμη πληροφορία σχετικά με την κατανομή της ισχύος στο συχνοτικό φάσμα. Ένα δεδομένο επίπεδο ενέργειας ανά παλμό, μπορεί να διαδοθεί με δύο τρόπους. Ο ένας επιτυγχάνεται με χαμηλή μέγιστη ισχύ αλλά μεγάλους σε διάρκεια παλμούς και ο δεύτερος με μεγαλύτερη μέγιστη τιμή ισχύος αλλά μικρότερους σε διάρκεια παλμούς. Η διαφορά μεταξύ των δύο μεθόδων σχετίζεται με διαφορετικές ιδιότητες της φασματικής πυκνότητας ισχύος του σήματος εξόδου.

Όπως είναι αναμενόμενο, για δοσμένη ενέργεια ανά παλμό, ο μικρότερος σε διάρκεια παλμός εκτείνει την ισχύ του σε ευρύτερο συχνοτικό φάσμα και υπο αυτή την έννοια επιτυγχάνεται μικρότερη φασματική πυκνότητα ισχύος. Η επέκταση της ισχύος του σήματος εξόδου σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης παρουσιάζει περισσότερες πιθανότητες συντονισμού με το στόχο, δεδομένου ότι είναι πιο πιθανό η συχνότητα λειτουργίας του στόχου να βρίσκεται εντός ενός μεγάλου σε σχέση με ένα μικρότερο εύρος ζώνης. Ωστόσο, υπάρχει τίμημα στην επιλογή της επέκτασης του συχνοτικού φάσματος και σχετίζεται άρρηκτα με όσα τονίστηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Η εξάπλωση λοιπόν του εύρους ζώνης συνεπάγεται μείωση της μέγιστης τιμής της ισχύος, το οποίο με τη σειρά του ενδέχεται να ισοδυναμεί με ισχνή «παρενόχληση» του στόχου παρά τον πιθανό συντονισμό. Από την άλλη πλευρά, η επιλογή ενός σήματος εξόδου το οποίο θα εμφανίζει υψηλά επίπεδα μέγιστης ισχύος αλλά μικρό εύρος ζώνης είναι ριψοκίνδυνη, με την έννοια ότι η συχνότητα λειτουργίας του στόχου ενδέχεται να αποκλίνει σημαντικά από το εύρος ζώνης, με συνέπεια να μην επέλθει συντονισμός ούτε τα επιθυμητά αποτελέσματα από την ακτινοβολία του στόχου. Άλλωστε ακόμα και διαφορετικές συνιστώσες του ίδιου στόχου παρουσιάζουν διαφορετικές συχνότητες στις οποίες είναι ευάλωτες. Καθίσταται πλέον ευκρινές ότι υφίστανται tradeoffs στις επιδόσεις μεταξύ των διαφόρων χαρακτηριστικών του μεταδιδόμενου σήματος και συνεπώς η επωφελής μεταβολή ενός χαρακτηριστικού πιθανότατα θα επηρεάσει δυσμενώς κάποιο άλλο. Μια

συμβιβαστική και αποδοτική λύση είναι ο συνδυασμός της εξάπλωσης του εύρους ζώνης σε συνδυασμό με την αύξηση του μέγιστου επιπέδου ισχύος, ώστε να διασφαλιστεί ότι επαρκής ενέργεια θα μεταφερθεί στο στόχο σε όλες τις πιθανές συχνότητες λειτουργίας του. Ως γενικό συμπέρασμα προκύπτει ότι όσο μικρότερη είναι η διάρκεια του σήματος, τόσο μεγαλύτερο είναι το φασματικό του εύρος ζώνης, κάτι που αποδεικνύεται και από την ακόλουθη εικόνα:



Εικόνα 12: Απεικόνιση των τριών τύπων σημάτων (wideband, UWB, narrowband) στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας

Η ικανότητα παραγωγής σύντομων σε διάρκεια μικροκυματικών παλμών καθορίζεται από το υποσύστημα της μικροκυματικής πηγής, γι' αυτό πρέπει να γίνει ο διαχωρισμός των ειδών των μικροκυματικών πηγών. Διακρίνονται οι **μη συμβατικές- σχετικιστικές (non-conventional (relativistic))** και οι **συμβατικές-μη σχετικιστικές (conventional- non relativistic) μικροκυματικές πηγές υψηλής ισχύος**. Στην πρώτη κατηγορία παράγονται RF παλμοί, η διάρκεια των οποίων λαμβάνει τυπικές τιμές μεταξύ 10 έως 100ns. Σε πλήρη αντιστοιχία με την πρώτη, στη δεύτερη κατηγορία οι τιμές αυτές είναι της τάξεως του 1μs. Όπως είναι φυσικό κάθε είδος μικροκυματικής πηγής διαθέτει διαφορετική πολυπλοκότητα και επηρεάζει με διαφορετικό τρόπο τα προηγούμενα και επόμενα στάδια του HPM συστήματος. Η παραγωγή λοιπόν σύντομων σε διάρκεια μικροκυματικών παλμών θέτει αυστηρούς περιορισμούς στην ηλεκτρική τροφοδοσία της μικροκυματικής πηγής. Πιο συγκεκριμένα, η μετάδοση ενός μικρού σε διάρκεια ηλεκτρικού παλμού από την έξοδο του υποσυστήματος παλμικής ισχύος προς την είσοδο της μικροκυματικής πηγής, απαιτεί την ύπαρξη ενός υποσυστήματος γρήγορων εναλλαγών-διακοπών (fast switching) με πρόσθετη τη δυνατότητα χειρισμού υψηλών τιμών τάσεως. Αυτού του είδους η σχεδιαστική απαίτηση αποτελεί πρόκληση για τα μη συμβατικά συστήματα υψηλής ισχύος, αλλά για τα συμβατικά αποτελεί μια τετριμμένη διαδικασία.

Οι συμβατικές μικροκυματικές πηγές επιδεικνύουν ιδιότητες στενότερης ζώνης σε σχέση με τις μη συμβατικές και έτσι ενδέχεται να αποτελούν ανεπαρκή επιλογή για την παραγωγή ευρυζωνικών σημάτων. Ένας συμβιβασμός θα μπορούσε να αφορά την προσθήκη μιας συσκευής διαμόρφωσης και συμπίεσης RF παλμών μεταξύ της μικροκυματικής πηγής και του μετατροπέα λειτουργίας. Μια άλλη εναλλακτική

είναι η χρήση μιας μικροκυματικής γεννήτριας σάρωσης στενής ζώνης (narrowband sweeping microwave generator), η οποία ουσιαστικά παρέχει μια ευρυζωνική κυματομορφή στο πεδίο του χρόνου. Στις δύο προηγούμενες περιπτώσεις γίνεται εξοικονόμηση τεχνικού κόστους λόγω της χρησιμοποίησης συμβατικών πηγών, αλλά αυξάνεται η πολυπλοκότητα του HPM συστήματος, εξαιτίας της προσθήκη σταδίων σε αυτό.

Οι μη συμβατικές μικροκυματικές πηγές αποδίδουν υψηλότερα επίπεδα ισχύος σε σύγκριση με τις συμβατικές, όπως άλλωστε αναμενόταν. Ακόμα, επιβάλλουν αυστηρούς περιορισμούς στην πρωταρχική πηγή ισχύος και στην πηγή παλμικής ισχύος, αφού απαιτούν υψηλή ηλεκτρική χωρητικότητα αποθήκευσης και ταχύτερους διακόπτες με γρήγορο χρόνο μεταγωγής (fast switching time). Επιπλέον, η υψηλή ισχύς εξόδου των μη συμβατικών μικροκυματικών πηγών θέτει περιορισμούς ακόμα και στον κυματοδηγό ή την κεραία λόγω της πεδιακής τιμής κατάρευσης/διάτρησης στον αέρα (breakdown field value of air). Από την άλλη μεριά, οι συμβατικές μικροκυματικές δεν παρουσιάζουν προβλήματα με τις τροφοδοτικές απαιτήσεις, αλλά χρειάζονται επιπλέον ενέργειες και διαδικασίες ώστε να επιτευχθεί η απαιτούμενη ευρυζωνικότητα στις επιθυμητές μεταδιδόμενες κυματομορφές.

Ο **ρυθμός επανάληψης του RF παλμού (RF pulse repetition rate-PRR)** είναι μια ακόμη καίρια σχεδιαστική παράμετρος του HPM συστήματος. Αν ο σκοπός της εκπομπής του μεταδιδόμενου σήματος είναι απλώς η πρόκληση βλάβης, τότε η επαγωγή υψηλών τιμών ρευμάτων που προκαλούν θερμικές επιπτώσεις στο στόχο μπορούν κάλλιστα να επιτευχθούν με έναν μόνο παλμό επαρκούς πλάτους και διάρκειας. Προφανώς σε τέτοιες περιπτώσεις, ο PRR δεν έχει σημασία. Αν όμως σκοπός είναι η πρόκληση διαταραχής τότε ο PRR είναι ζωτικής σημασίας. Αξίζει να σημειωθεί ότι συμβατικές μικροκυματικές πηγές που αποδίδουν παλμικά σήματα με PRR της τάξεως των μερικών KHz υπάρχουν στην αγορά. Επίσης, όπως είναι φυσικό, ο υψηλός PRR επιβαρύνει τα υποσυστήματα του παλμικού σχηματισμού και της μικροκυματικής πηγής. Από την πλευρά της βαθμίδας που σχετίζεται με τη διαμόρφωση των παλμών, δηλαδή το υποσύστημα παλμικής ισχύος, ο υψηλός PRR και κατά συνέπεια η μικρή διάρκεια παλμού, απαιτούν επαρκή διακοπτική συχνότητα παλμών (pulse switching frequency). Από την μεριά της μικροκυματικής πηγής, υπάρχει προφανής περιορισμός λόγω του ελαχίστου χρόνου που απαιτείται για την παραγωγή μιας RF ταλάντωσης. Το σχεδιαστικό αντίκτυπο της επιλογής μιας τυπικής τιμής του PRR (π.χ μερικά KHz) δεν θα επηρεάσει την ορθή λειτουργία του συστήματος και των επιμέρους σταδίων. Ως γενική οδηγία θα μπορούσε να οριστεί η ανάθεση τέτοιας τιμής στο PRR ώστε να αποσυμφορηθούν κατά το δυνατόν άλλες παράμετροι όπως η μέγιστη ισχύς.

Αν κρίνεται απαραίτητο το HPM σύστημα μπορεί να τεθεί σε **λειτουργία ριπής παλμών (RF burst mode)**. Το **μηκος της ριπής (RF burst length)** εξαρτάται από τον αριθμό των παλμών, τη διάρκεια, αλλά και το ρυθμό επανάληψης. Σε περίπτωση που

απαιτείται παραπάνω από μια ριπές παλμών, τότε πρέπει να οριστεί η περίοδος των ριπών (interburst period) ή αντίστοιχα ο **ρυθμός επανάληψης των ριπών (burst repetition rate-BRR)**. Οι ριπές παλμών χρησιμοποιούνται για να επηρεάσουν αργές αναλογικές λειτουργίες ή την έμφυτη ανάκτηση του ελέγχου των κινητήρων ή των κυκλωμάτων. Οι ριπές παλμών χαρακτηρίζονται από τέσσερις λειτουργικές καταστάσεις: πυροδότηση (firing state), υπό φόρτιση (charging state), φορτισμένη (charged) και σε αναμονή (waiting or off). Κατά τη διάρκεια της φόρτισης η πρωταρχική πηγή αποθηκεύει ενέργεια στο υποσύστημα της παλμικής ισχύος, το οποίο κατά τη διάρκεια της κατάστασης πυροδότησης μεταδίδει ένα πλήθος παλμών στο υποσύστημα της μικροκυματικής πηγής. Προφανώς, οι ριπές παλμών και ιδιαιτέρως οι πολλαπλές ριπές αποτρέπουν την πρωταρχική πηγή ισχύος από «συνεχή» λειτουργία και συνεπώς επηρεάζουν άμεσα το μέσο επίπεδο ισχύος της, μειώνοντας το. Ακόμα, σε υψηλά επίπεδα ισχύος είναι πολύ πιθανόν ότι η διαχείριση της εκλυόμενης θερμότητας θα αποτελέσει ακανθώδες ζήτημα για την ορθή λειτουργία των επιμέρους πηγών αλλά και του συστήματος συνολικά.

Το μήκος της ριπής RF παλμών και συνεπώς το πλήθος των παλμών εντός μιας ριπής καθορίζουν τα χαρακτηριστικά της πρωταρχικής πηγής ισχύος καθώς και την αποθήκευση ενέργειας στο στάδιο της πηγής παλμικής ισχύος. Μεγαλύτερες σε μήκος ριπές παλμών απαιτούν υψηλότερα επίπεδα ενέργειας και από τα δύο προαναφερθέντα υποσυστήματα. Τέλος, ο ρυθμός επανάληψης των ριπών καθορίζει το χρόνο φόρτισης της πρωταρχικής πηγής και μια αύξηση στον ρυθμό αυτό, θα επιφέρει μείωση στη διάρκεια της κατάστασης στην οποία παρατηρείται η φόρτιση (charging state). Άμεση συνέπεια του προηγούμενου είναι η επιβάρυνση των πηγών πρωταρχικής και παλμικής ισχύος. Καταλήγοντας, η πιο σοφή επιλογή δείχνει να συγκλίνει προς τον συμβιβασμό, δηλαδή προς την ισορροπία μεταξύ των απαιτήσεων απόδοσης και του κόστους που επιφέρει η επιλογή των απαιτήσεων αυτών, στα δύο προπορευόμενα υποσυστήματα.

Η πιο σημαντική ίσως σχεδιαστική παράμετρος είναι αυτή της **RF συχνότητας λειτουργίας (RF operation frequency)**, η οποία επηρεάζει το ΗΡΜ σύστημα συνολικά. Η επιλογή της συχνότητας λειτουργίας προσδιορίζει τα επίπεδα ευαισθησίας των στόχων, τους τύπους και το μέγεθος των μικροκυματικών συνιστωσών (πηγές, ενισχυτές, κυματοδηγοί και κεραίες).

Τυπικά στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας το σήμα «εκμεταλεύεται» κάποια μονοπάτια έμμεσης σύζευξης, όπως μικρά ανοίγματα. Βέβαια, αυτό το πλεονέκτημα μετριάζεται από την απόσβεση λόγω διάδοσης και τις επαγωγικές απώλειες στις υψηλές συχνότητες. Η καταλληλότερη συχνότητα λειτουργίας είναι αυτή που επιδεικνύει τη λιγότερη ευαισθησία και παράλληλα αποδεσμεύει το σύστημα από ιδιαίτερα υψηλές απαιτήσεις ισχύος. Επιπλέον, η RF συχνότητα λειτουργίας μπορεί ακόμα να καθορίσει το είδος των μικροκυματικών συνιστωσών, αφού οι

μικροκυματικές συσκευές μπορεί να λειτουργούν υπο διαφορετικές μπάντες συχνοτήτων ή να επιδεικνύουν αποδοτική λειτουργία σε συγκεκριμένες συχνότητες.

Ένα άλλο σημαντικό ζήτημα που ανακύπτει είναι η επιρροή της συχνότητας λειτουργίας στο μέγεθος και τη μάζα του HPM συστήματος. Γνωρίζοντας ότι στις μικροκυματικές συχνότητες οι γεωμετρικές διαστάσεις των μελετούμενων συσκευών είναι συγκρίσιμες με το μήκος κύματος, η επιλογή υψηλότερων μικροκυματικών συχνοτήτων θα έχει ως αποτέλεσμα την περαιτέρω μείωση των διαστάσεων των συσκευών, γεγονός που μεταφράζεται σε μείωση του όγκου και της μάζας τους. Ωστόσο, οι κατασκευαστικές και σχεδιαστικές προκλήσεις που επιτάσσουν οι υψηλές μικροκυματικές κυματικές συχνότητες, θα διαφανούν στη ροή της παρούσας εργασίας. Όπως και στις υπόλοιπες σχεδιαστικές παραμέτρους έτσι και εδώ θα αναζητηθεί η λύση με τα αποδοτικότερα tradeoffs, δηλαδή έναν δίκαιο συμβιβασμό μεταξύ των επιπέδων ευαισθησίας, απόδοσης, οικονομικού κόστους και διαστάσεων (για ικανότητα ευκινησίας και φορητότητας του HPM συστήματος).

Τελευταία σχεδιαστική παράμετρος που απομένει να μελετηθεί είναι οι **απαιτήσεις του χρήστη και το περιβάλλον χρήσης**. Ο συνδυασμός τους μπορεί να οδηγήσει σε ορισμένες προδιαγραφές-απαιτήσεις όπως οι αναγραφόμενες: ελαφριές και μικρές σε όγκο κατασκευές για διασφάλιση ευκινησίας, παρατεταμένη διάρκεια λειτουργίας (π.χ κατά τη διάρκεια μιας βάρδιας), αποδοτικότητα για ευρύ φάσμα στόχων και κοντινή ή μακρινή απόσταση από το στόχο. Για παράδειγμα, ένα ελαφρύ και ευκίνητο σύστημα ευνοεί τη λειτουργία σε υψηλές συχνότητες, αλλά ταυτόχρονα πρέπει να ληφθεί υπόψη η πιθανότητα αύξησης των επιπέδων ευαισθησίας (susceptibility levels), το οποίο με τη σειρά του θα έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του όγκου της πρωταρχικής πηγής ισχύος. Επίσης, η παρατεταμένη διάρκεια λειτουργίας εξαρτάται άμεσα από τη χωρητικότητα της πρωταρχικής πηγής ισχύος, γεγονός που συνεπάγεται αύξηση του μεγέθους και αποτελεί τροχοπέδη στην ανάπτυξη άλλων παραμέτρων όπως για παράδειγμα της ευκινησίας. Έπειτα, η δυνατότητα χειρισμού ενός ευρέος φάσματος στόχων τυπικά εξαρτάται από τις ευρυζωνικές ιδιότητες του σήματος εξόδου και σχετίζεται έτσι άρρηκτα με το υποσύστημα του RF παλμικού σχηματισμού και του ρυθμού επανάληψης. Όσον αφορά την απόσταση του στόχου, προφανώς και οι απαιτήσεις που σχετίζονται με αυτή, γίνονται αυστηρότερες όσο ο στόχος απομακρύνεται από την κεραία. Τέλος, άμεση συνέπεια της αύξησης της απόστασης είναι η ανάγκη αύξησης των επιπέδων ισχύος για την επίτευξη του ίδιου αποτελέσματος που επιτυγχάνεται σε μικρότερη απόσταση με σαφώς λιγότερη ισχύ.

Η ακτινοβολούμενη ισχύς εξαρτάται από το φυσικό μέγεθος του HPM συστήματος. Ως γενική ιδέα υπογραμμίζεται ότι όσο περισσότερη ισχύ επιδιώκεται να μεταδωθεί, τόσο πιο ογκώδες γίνεται και το HPM σύστημα. Τα πιο ισχυρά συστήματα που εκπέμπουν ισχύ άνω του 1GW είναι πιο κατάλληλα, λόγω του μεγάλου μεγέθους τους, για σταθερές εγκαταστάσεις. Τέτοιες εγκαταστάσεις

τοποθετούνται σε πλοία ή στο έδαφος σε στρατηγικής σημασίας σημεία. Τα ΗΡΜ συστήματα τα οποία εκπέμπουν ισχύ μικρότερη του 1GW, είναι λιγότερο ογκώδη και για το λόγο αυτό τοποθετούνται σε οχήματα ή σε κεφαλές ΗΡΜ πυραύλων.

Στη συνέχεια, ακολουθεί η λεπτομερέστερη ανάλυση των δομικών στοιχείων του ΗΡΜ συστήματος. [3] [9]

2.2 Υποσυστήματα πρωταρχικής & παλμικής ισχύος (Prime power & Pulsed power subsystems)

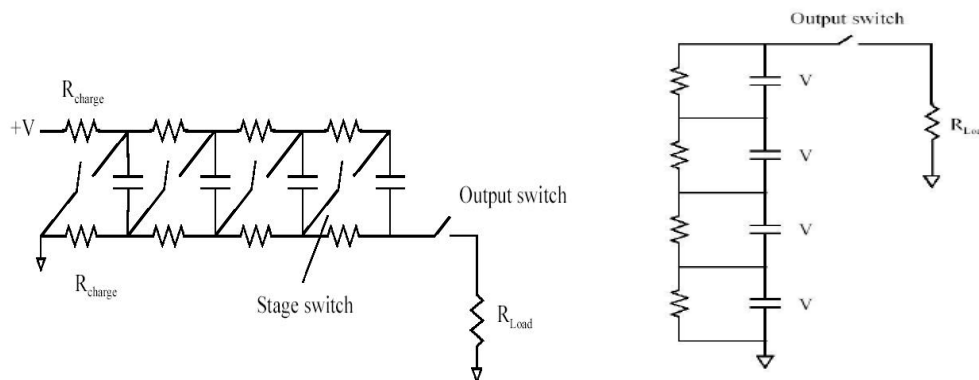
Προηγουμένως, έγινε αναφορά τόσο στο υποσύστημα πρωταρχικής πηγής ισχύος (prime power subsystem) όσο και στο υποσύστημα παλμικής ισχύος (Pulsed power subsystem). Οι βασικές αρχές λειτουργίας κάθε μίας από τις προαναφερθείσες βαθμίδες έχουν ήδη καταστεί γνωστές. Στο παρόν κεφάλαιο ωστόσο, θα δοθεί έμφαση ειδικά στις Marx γεννήτριες (Marx generators) και ορισμένες παραλλαγές τους, οι οποίες αποτελούν την πλειονότητα των πηγών παλμικής ισχύος και συνεπώς, χρήζουν ανάλυσης.

2.2.1 Γεννήτριες Marx (Marx Generators)

Οι γεννήτριες Marx ανήκουν στην κατηγορία των πηγών παλμικής ισχύος που βρίσκονται μεταξύ των σταδίων της πρωταρχικής πηγής ενέργειας και της μικροκυματικής πηγής. Λειτουργούν ως συσκευές αποθήκευσης ενέργειας όταν φορτίζονται με χαμηλές τιμές DC τάσεως για μεγάλο χρονικό διάστημα. Όταν τίθενται σε κατάσταση λειτουργίας (switched), η γεννήτρια Marx απελευθερώνει την αποθηκευμένη ενέργεια με τη μορφή ενός παλμού υψηλής ενέργειας μέσα σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα. Με άλλα λόγια, η γεννήτρια Marx επιφέρει πολλαπλασιασμό της τάσεως. Οι παλμοί αυτοί μπορεί να είτε παλμοί ευρείας ζώνης είτε παλμοί στενής ζώνης, ανάλογα με το ποσό της συγκέντρωσης της εκπεμπόμενης ακτινοβολίας σε στενό ή σε ευρύ φάσμα συχνοτήτων αντίστοιχα. Τα χαρακτηριστικά αυτά του εκπεμπόμενου παλμού μπορούν να ρυθμιστούν εκ των προτέρων.

Η γεννήτρια Marx είναι ένας έξυπνος τρόπος για να φορτιστεί παράλληλα ένα πλήθος πυκνωτών και να εκφορτιστεί σε σειρά. Η εκλυόμενη ενέργεια που εκπέμπεται από τους παλμούς της γεννήτριας είναι εξαιρετικά μεγαλύτερη από οποιαδήποτε διαθέσιμη τάση τροφοδοσίας για φόρτιση. Ωστόσο, συνήθως, η εκφόρτιση των πυκνωτών διατηρείται κάτω από τα 200KV, προκειμένου να αποφεύγονται τυχόντα τεχνικά προβλήματα τα οποία θα προκύψουν λόγω των πολύ υψηλών DC τάσεων. Σε αντίθετη περίπτωση, θα ήταν αναγκαία η χρήση πολύ ακριβών και μεγάλων σε όγκο πυκνωτών. Στις ακόλουθες εικόνες παρουσιάζονται οι

απλοποιημένες κυκλωματικές διατάξεις της γεννήτριας Marx για τις φάσεις φόρτισης και εκφόρτισης.



Εικόνα 13: Απλοποιημένο κύκλωμα φόρτισης της γεννήτριας Marx τριών σταδίων (αριστερά) και απλοποιημένο κύκλωμα εκφόρτισης της γεννήτριας Marx τριών σταδίων (δεξιά).

Αυτή η απότομη αλλαγή από την παράλληλη (φάση φόρτισης) στην εν σειρά (φάση εκφόρτισης) σύνδεση των πυκνωτών επιτρέπει στη γεννήτρια Marx να παράγει έναν παλμό, ο οποίος θεωρητικά αντιστοιχεί σε N-στάδια φορές επί της αρχικής τάσης φόρτισης.

Το ρεύμα φόρτισης κυμαίνεται μεταξύ των 50-100mA. Η επιλογή των αντιστάσεων φόρτισης γίνεται με τέτοιο τρόπο ώστε να παρέχεται μια τυπική χρονική σταθερά φόρτισης ορισμένων δευτερολέπτων. Η εκφόρτιση μέσω των αντιστάσεων εκφόρτισης απαιτεί ένα άνω όριο στο χρόνο καθόδου (impulse fall time), αν και συνήθως, αυτός καθορίζεται από τις εξωτερικές αντιστάσεις που βρίσκονται σε παραλληλία με το φορτίο ή ακόμα και το ίδιο το φορτίο αν αυτές λείπουν. Η απόκλιση της πραγματικής συχνότητας του σήματος από αυτήν του υποτιθέμενου περιοδικού σήματος ονομάζεται jitter. Αν το jitter στο διάκενο μειωθεί, τότε η συνολική επίδοση της γεννήτριας θα βελτιωθεί. [16] [17] [18] [19]

2.2.2 Συμπαγείς Γεννήτριες Marx (Compact Marx Generators)

Ορισμένα παραδείγματα συμπαγών γεννητριών Marx παρατίθενται παρακάτω. Οι πρώτες κατασκευές ήταν ομοαξονικές γεννήτριες Marx δέκα σταδίων με παλμούς εξόδου που έφταναν την τάση των 1 MV και ενέργεια των 1 kJ. Πιο σύγχρονες γενιές γεννητριών Marx διακρίνονται για την χαμηλή τους ενέργεια και την μεγάλη ισχύ τους. Οι εφαρμογές τους σχετίζονται κυρίως με την οδήγηση Wideband κεραιών και HPM πηγών. Άλλη εφαρμογή των συμπαγών γεννητριών Marx είναι οι φλας ακτίνες x (flash xray applications). Υπάρχει ακόμα και μια τροποποίηση της κλασικής γεννήτριας Marx, η φορητή γεννήτρια Marx των 400 kV και 40 J. Η δυνατότητα μετακίνησης της συσκευής αυτής οφείλεται στο σύστημα φόρτισης μέσω μπαταρίας

(battery powered charging system). Τέλος, υπάρχει και η άκρως-συμπαγής γεννήτρια Marx υψηλής τάσεως (ultra-compact Marx-type high voltage generator) η οποία χρησιμοποιεί παρόμοιο αρθρωτό σχηματισμό. [17] [18]

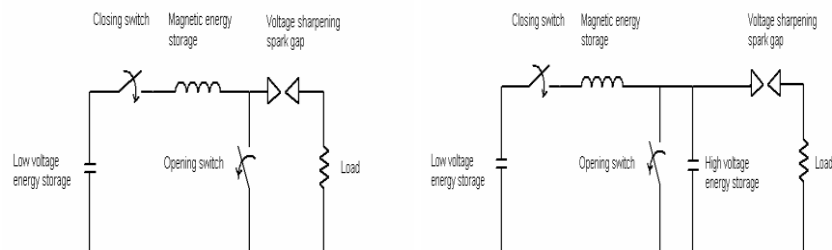
2.2.3 Γεννήτριες Marx επαναλαμβανόμενου HPM παλμού (Repetitive HPM Marx Generator)

Οι γεννήτριες αυτές ανήκουν σε μια νέα γενιά γεννητριών Marx, οι οποίες αναπτύχθηκαν για τη δημιουργία μιας έντονης δέσμης ηλεκτρονίων μέσω της επαναλαμβανόμενης υψηλής μικροκυματικής ισχύος. Γεννήτριες αυτού του είδους απελευθερώνουν επαναλαμβανόμενους παλμούς υψηλής ισχύος σε μικρό μέγεθος. Βασικό μέλημα για τις γεννήτριες αυτές είναι ο χρόνος αποκατάστασης των διακοπών, ο οποίος βελτιώνεται αισθητά με την αντικατάσταση των αντιστάσεων φόρτισης από πηνία, εξασφαλίζοντας έτσι γρήγορη και αποδοτική φόρτιση. Η απώλεια ισχύος που θα προέκυπτε από τη χρήση των αντιστάσεων φόρτισης, εξαλείφεται από τη χρήση των πηνίων.

Διάφορα αέρια όπως το υδρογόνο, τα οποία έχουν ταχεία αποκατάσταση, επιτρέπουν την παραγωγή επαναλαμβανόμενων παλμών υψηλής ισχύος από ένα κύκλωμα Marx. Ένα άλλο σημαντικό ζήτημα που ανακύπτει με τη χρήση συστημάτων επαναλαμβανόμενων παλμών, είναι το πρόβλημα της παραγωγής θερμότητας. Συνήθως το πρόβλημα αυτό επιλύεται με την κυκλοφορία των προαναφερθέντων αερίων στα κενά όπου δημιουργούνται σπινθήρες. [18]

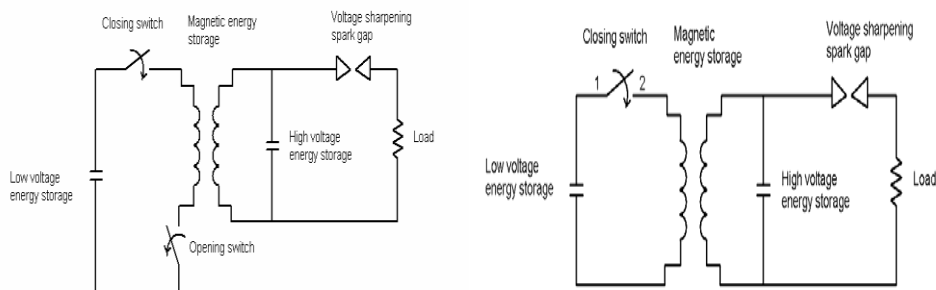
2.2.4 Επαγωγικές παλμογεννήτριες (Inductive Pulse Generators)

Σε μια βασική επαγωγική παλμογεννήτρια, η ηλεκτρική ενέργεια μπορεί να εφαρμοστεί από γεννήτρια μαγνητικής ροής, σφόνδουλος (flywheels), πυκνωτές ή άλλες ηλεκτρικές πηγές.



Εικόνα 14: Απλή επαγωγική παλμογεννήτρια (αριστερά) και επαγωγική γεννήτρια παλμών με χωρητική ενεργειακή αποθήκευση υψηλής τάσεως (Inductive pulse generator with high voltage capacitive energy storage) (δεξιά)

Το αριστερό σκέλος της παραπάνω εικόνας αποδίδει σε απλοποιημένη μορφή το κύκλωμα μιας επαγωγικής γεννήτριας παλμών με πυκνωτή χαμηλής τάσεως (low voltage capacitor bank) ως πρωταρχική αποθηκευτική δεξαμενή ηλεκτρικής ενέργειας. Επόμενο βήμα στην αρχιτεκτονική σχεδίασης επαγωγικών παλμογεννητριών είναι η χρήση ενός πυκνωτή στην πλευρά υψηλής τάσεως του πηνίου, όπως διαφαίνεται στο δεξί σκέλος της παραπάνω εικόνας. Τέλος, η αναβαθμισμένη επαγωγική παλμογεννήτρια υλοποιείται με τη χρήση μετασχηματιστών, όπως διαφαίνεται παρακάτω:



Εικόνα 15: Αναβαθμισμένη επαγωγική παλμογεννήτρια με μετασχηματιστή και με (χωρητική) ενεργειακή αποθήκευση υψηλής τάσεως (αριστερά) και επαγωγική παλμογεννήτρια με μετασχηματιστή τύπου Tesla (δεξιά).

Ο μετασχηματιστής χρησιμοποιείται όταν επιδιώκεται η ελεγχόμενη μεταβολή του ρεύματος ή της τάσεως ενός κυκλώματος. Ο διακόπτης ανοίγματος τοποθετείται στο πρωτεύον του μετασχηματιστή καθιστώντας ικανή τη μείωση της τάσεως στο διακόπτη, η οποία μάλιστα είναι ανάλογη με το λόγο περιέλιξης. [20]

2.3 Μικροκυματικές πηγές-ενισχυτές Υψηλής Ισχύος

Η ιστορία των HPM πηγών ξεκινά από τα τέλη της δεκαετίας του 1960 με την ανάπτυξη των πρώτων επιταχυντών υψηλού ρεύματος ($V > 1 \text{ MeV}$, $I > 1 \text{ kA}$). Η φυσική των HPM πηγών είναι παρόμοια με τη φυσική των παραδοσιακών μικροκυματικών συσκευών κενού φορτίου (microwave vacuum electron devices). Ωστόσο, έχουν πλέον εφευρεθεί νέοι τρόποι για την παραγωγή μικροκυματικής ακτινοβολίας. Πρέπει επίσης να υπογραμμιστεί ότι προκύπτουν ορισμένες ιδιαιτερότητες όσον αφορά την αλληλεπίδραση του διαδιδόμενου κύματος και της ακτίνας, στις υψηλές συχνότητες, όπου η ταχύτητα των ηλεκτρονίων προσεγγίζει την ταχύτητα του φωτός.

Πρακτικά, όλες οι HPM πηγές ακτινοβολούν όταν υπάρχουν ελεύθερα ηλεκτρόνια, δηλαδή όταν ηλεκτρόνια διαδίδονται στο κενό. Αν όμως το ηλεκτρόνιο κινείται με σταθερή ταχύτητα στο κενό, τότε δεν ακτινοβολεί. Συνεπώς, για να εξαναγκαστούν τα ηλεκτρόνια να εκπέμψουν ηλεκτρομαγνητικά κύματα, θα πρέπει είτε να κινούνται με μεταβλητή ταχύτητα στο κενό είτε με σταθερή ταχύτητα αλλά όχι στο κενό. [9] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.1 Είδη μικροκυματικής ακτινοβολίας

Η ιδιαίτερη φύση της αλληλεπίδρασης μεταξύ ηλεκτρονίων και κυμάτων διαχωρίζει τις διάφορες τάξεις των πηγών-ενισχυτών. Υπαρχουν τρία βασικά συστήματα αλληλεπίδρασης μεταξύ ηλεκτρονίων και RF κατασκευών, τα οποία παράγουν μικροκυματική ακτινοβολία. Τα τρία αυτά είδη μικροκυματικής ακτινοβολίας είναι: η **ακτινοβολία Cherenkov**, η **ακτινοβολία μετάπτωσης (Transition radiation - TR)** και η **ακτινοβολία επιβράδυνσης (Bremsstrahlung radiation)**. [9]

2.3.2 Σύμφωνη ακτινοβολία (Coherent radiation)

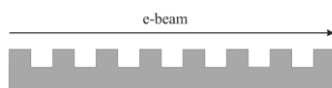
Ως αυθόρμητη ακτινοβολία (spontaneous radiation) ορίζεται η ακτινοβολία ενός μόνο σωματιδίου. Όμως, στις HPM πηγές ένας τεράστιος αριθμός ηλεκτρονίων, έστω N , αλληλεπιδρά με το εκάστοτε περιβάλλον διάδοσης. Για παράδειγμα, σε μια δέσμη ηλεκτρονίων (1KA, 1MW) περίπου $6 \cdot 10^{12}$ σωματίδια ανά nsec διασχίζουν τον χώρο αλληλεπίδρασης. Όταν λαμβάνει χώρα η αυθόρμητη ακτινοβολία τότε η ακτινοβολούσα ισχύς είναι ανάλογη του αριθμού των ηλεκτρονίων N . Αν όμως τα σωματίδια ακτινοβολούν H/M κύματα σε φάση (σύμφωνα – coherently) τότε η ακτινοβολούσα ισχύς γίνεται ανάλογη του N^2 . Αυτή η ακτινοβολία ονομάζεται σύμφωνη ακτινοβολία (Coherent radiation). Επιδιώκεται δηλαδή ο εξαναγκασμός αυτού του μεγάλου αριθμού σωματιδίων ώστε να ακτινοβολεί σύμφωνα. Για να επιτευχθεί αυτό θα πρέπει να συγκεντρώνονται τα ηλεκτρόνια σε συμπαγείς σωρούς (compact bunches). Μόνον τότε τα ηλεκτρόνια μπορούν να ακτινοβολούν συμφασικά. Οι σωροί αυτοί μπορούν να δημιουργούνται απευθείας από φωτό-εκπομπούς (photo-emitters) ή να διαμορφώνονται στην πορεία λόγω της αλληλεπίδρασης μεταξύ των σωματιδίων και των εξωτερικά επιβαλλόμενων H/M πεδίων. [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.3 Κατηγοριοποίηση των πηγών σύμφωνης Cherenkov/Smith-Purcell ακτινοβολίας

Η ακτινοβολία Cherenkov εμφανίζεται όταν ηλεκτρόνια κινούνται σε μέσο με δείκτη διάθλασης $n > 1$ και η ταχύτητά τους υπερβαίνει την ταχύτητα φάσης (phase velocity- u_{ph}) των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Η ταχύτητα φάσης δίνεται από τον τύπο $u_{ph} = \frac{c}{n}$, όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός και n είναι ο δείκτης διάθλασης του μέσου. Επειδή $n > 1$, τα κύματα διαδίδονται πιο αργά εντός του μέσου και συνεπώς τα ηλεκτρόνια κινούνται γρηγορότερα από τα κύματα. Ισχύει λοιπόν η σχέση $u_{ph} < u_{el}$

<c. Σε αυτή την περίπτωση, τα ηλεκτρόνια επιβραδύνονται από τα κύματα, γεγονός που ισοδυναμεί με μεταφορά μέρους της ενέργειας του ηλεκτρονίου στο κύμα. Με άλλα λόγια, μέρος της ενέργειας των ηλεκτρονίων μετατρέπεται στην ενέργεια της μικροκυματικής ακτινοβολίας.

Στην ακτινοβολία Cherenkov μπορεί να ενταχθεί και η Smith-Purcell ακτινοβολία. Όταν η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων περιορίζεται από μια περιοδική διάταξη, όπως η παρακάτω, τότε το πεδίο αυτών των κυμάτων μπορεί να θεωρηθεί ως υπέρθεση των χωρικών αρμονικών τους (Θεώρημα Floquet).



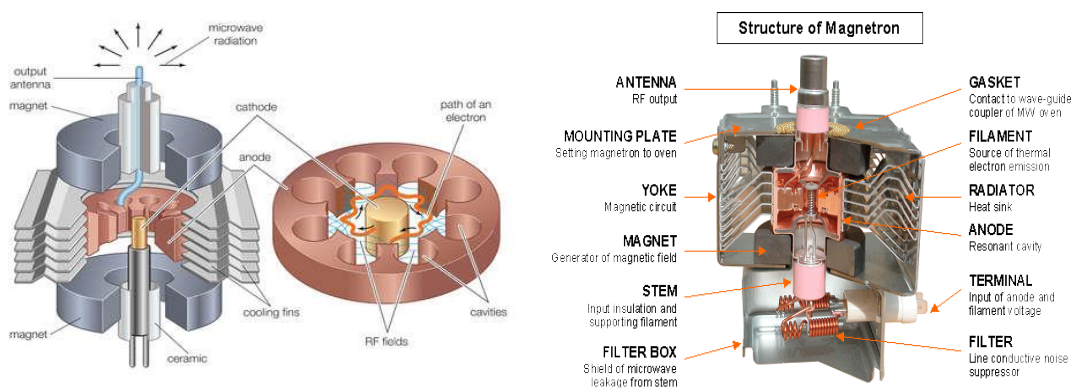
Εικόνα 16: Το σκαρίφημα μιας περιοδικής διάταξης

Οι μικροκυματικές πηγές που παράγουν Cherenkov/Smith-Purcell ακτινοβολία διαχωρίζονται σε δύο μεγάλες επιμέρους κατηγορίες, τις **συσσκευές γραμμικής δέσμης (Linear Beam Devices)** και τις **συσσκευές διασταυρωμένου πεδίου (Cross Field Devices)**. Οι πιο γνωστές μικροκυματικές πηγές Cherenkov/Smith-Purcell ακτινοβολίας, όπως είναι οι **σωλήνες οδεύοντος κύματος (Travelling Wave Tubes – TWT's)** και οι **ταλαντωτές οπίσθιου κύματος (Backward Wave Oscillators- BWO's)**, ανήκουν στη κατηγορία των Linear Beam συσκευών. Οι Linear Beam συσκευές, για την παραγωγή μικροκυματικής ακτινοβολίας, προϋποθέτουν την ύπαρξη αρκετά μεγάλου δείκτη διάθλασης ή μιας **συσσκευής βραδέος κύματος (Slow Wave Structure)** στην περιοχή αλληλεπίδρασης, όπως μια περιοδική αυλάκωση (periodic corrugation) ή ένα ελικοειδές μονοπάτι διάδοσης (helical propagation path). Στην άλλη κατηγορία, ανήκουν οι Cross Field συσκευές, οι οποίες μετατρέπουν την κινητική ενέργεια των ηλεκτρονίων σε μικροκύματα, όταν το ηλεκτρόνιο παρασύρεται (drifts) σε κάθετα ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία, με ταχύτητα που προσεγγίζει τη ταχύτητα φάσης ενός αργού H/M κύματος. Οι πιο διαδεδομένες Cross Field συσκευές είναι οι γεννήτριες μαγνήτρον (**Magnetrons**), οι ενισχυτές διασταυρωμένων πεδίων (**Cross Field Amplifiers- CFA's**) και ο ταλαντωτής μαγνητικά μονωμένης γραμμής (**Magnetically Insulated Line Oscillator-MILO**). [9] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.3.1 Cross Field Devices: Magnetron

Ο Magnetron είναι ένας σωλήνας κενού υψηλής ενέργειας, ο οποίος παράγει μικροκύματα χρησιμοποιώντας την αλληλεπίδραση μεταξύ της ροής των ηλεκτρονίων και του μαγνητικού πεδίου. Η βαθμιαία εξέλιξη και κατανόηση των ιδιοτήτων και των λειτουργικών χαρακτηριστικών τους, οδήγησε σε συμβατικούς-μη σχετικιστικούς Magnetrons που αποδίδουν εξωτερική ισχύ της τάξεως των MWs,

αποδοτικότητα περίπου ίση με 50%, διάρκεια παλμού της τάξεως των μs και ρυθμό επανάληψης παλμών της κλίμακας των KHz. Οι σχετικιστικοί Magnetrons αποτελούν ουσιαστικά μια υψίσυχη επέκταση των συμβατικών-μη σχετικιστικών Magnetrons, όπου σχετικιστικές τάσεις απαιτούνται για την παραγωγή των ρευμάτων. Οι τελευταίοι είναι ικανοί να αποδώσουν ισχύ εξόδου της κλίμακας των GWs με διάρκεια παλμού ίση περίπου με 100ns και αποδοτικότητα μεταξύ 20%-30%, εν αντιθέσει με τους συμβατικούς που αποδίδουν ισχύ της τάξης των MW . Όπως είναι φυσικό η εισαγωγή των μη συμβατικών Magnetrons στο HPM σύστημα, με τα ιδιαίτερος απαιτητικά λειτουργικά χαρακτηριστικά που διαθέτουν, επηρεάζει τις υπόλοιπες βαθμίδες του συστήματος και ιδιαίτερα την πρωταρχική και το στάδιο διαμόρφωσης παλμού. Η βασική διαφορά μεταξύ ενός κοινού Magnetron και ενός HPM Magnetron είναι ότι ο δεύτερος έχει υψηλότερα επίπεδα τάσεως και ρεύματος γεγονός που συνεπάγεται την χρήση διαφορετικών και πιο ανθεκτικών υλικών ηλεκτροδίων. Η συχνότητα λειτουργίας του είναι συνάρτηση της πυκνότητας των ηλεκτρονίων και εξαρτάται από το ρεύμα της ανόδου.



Εικόνα 17: Τυπική γεωμετρία και δομή ενός συμβατικού magnetron.

Στη βιβλιογραφία εντοπίστηκαν διάφορες παραλλαγές τους. Καθεμία από αυτές διαθέτει διαφορετική σχεδιαστική γεωμετρία και στοχεύει στη βελτίωση συγκεκριμένων λειτουργιών και χαρακτηριστικών επίδοσης. Οι βασικές παραλλαγές των Magnetrons είναι οι strapped, οι rising sun, οι ομοαξονικοί, οι ανεστραμμένοι Magnetrons (inverted Magnetrons) και οι σχετικιστικοί-μη συμβατικοί Magnetrons.

Συνοψίζοντας, οι magnetrons αποτελούν μια εύρωστη και αξιόπιστη μικροκυματική πηγή. Σε σχέση με άλλες μικροκυματικές πηγές, είναι σαφώς πιο συμπαγείς. Ωστόσο, πρέπει να ληφθεί υπόψη ότι το μικρό μέγεθος του κεντρικού σωλήνα θα αυξηθεί λόγω του μαγνήτη και των συστημάτων κλιματισμού. Αυτές οι προσθήκες θα έχουν άμεση συνέπεια τη διόγκωση του μεγέθους τους, ειδικότερα στις HPM εφαρμογές. Αναφορικά με την ισχύ τροφοδοσίας, η θέρμανση της καθόδου και η πιθανή χρήση ηλεκτρομαγνήτη, επιτάσσει επιπλέον ισχύ, ξέχωρα από αυτή που απαιτείται για τη δημιουργία των RF ταλαντώσεων. Αναλόγως με την εφαρμογή που θα χρησιμοποιηθούν και λαμβάνοντας υπόψη τις ισχείς εξόδου των διάφορων

Magnetrons, ενδέχεται να απαιτείται ή όχι η προσθήκη ενισχυτικού σταδίου στο HPM σύστημα. Επίσης, αναλόγως με την επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας του HPM συστήματος, θα κρίνεται η καταλληλότητα ή όχι του Magnetron ως μικροκυματική πηγή του συστήματος. Άλλωστε για συχνότητες που ξεπερνούν τα 10 GHz ($f > 10\text{GHz}$), η ισχύς εξόδου και η αποδοτικότητα του επιδεινώνεται. Επίσης, η χρησιμοποίηση συμβατικών Magnetrons συνεπάγεται την παραγωγή παλμών διάρκειας της τάξεως του 1 μs . Συνεπώς, σε IEMI εφαρμογές, όπου η διάρκεια των παλμών είναι της κλίμακας των δεκάδων ns, καθίσταται επιτακτική η προσθήκη ενός ακόμα υποσυστήματος σύμπτυξης παλμών. Τέλος, πρέπει ακόμα να ληφθούν υπόψη οι περιβαλλοντικές συνθήκες στις οποίες θα χρησιμοποιηθεί ο Magnetron, όπως θερμοκρασία, πίεση και δονήσεις, καθώς επίσης και το αν το HPM σύστημα στο οποίο θα εισαχθεί είναι φορητό ή σταθερό. [9] [22] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.3.2 Cross Field Devices: Cross Field Amplifiers (CFAs)

Οι CFAs μπορούν να χαρακτηριστούν ως επέκταση των συμβατικών Magnetrons. Υπάρχουν δύο κύρια είδη CFAs, τα CFAs εγχέομενης ακτίνας (Injected beam CFAs) που θεωρούνται πλέον απαρχαιωμένα και τα CFAs διανεμημένων εκπομπών (Distributed Emission). Οι Distributed Emission CFAs αποτελούν συμπαγείς και αποδοτικούς ενισχυτές υψηλής ισχύος που απαιτούν σχετικά χαμηλή τάση λειτουργίας. Λόγω του μικρού τους όγκου, βρίθουν σε φορητές εφαρμογές που απαιτούν ευκινησία.

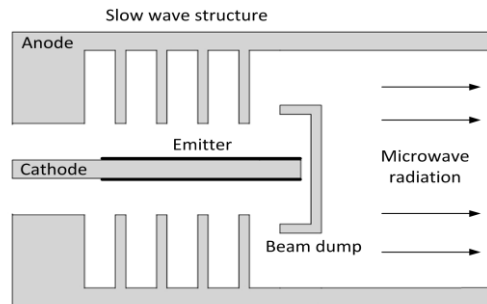
Ο σχεδιασμός ενός CFA παρουσιάζει διάφορες ομοιότητες με τον Magnetron. Η βασική διαφορά τους έγκειται στο γεγονός ότι το (slow wave) κύκλωμα της ανόδου δεν εκτελεί πλήρη κύκλο, όπως αυτό του Magnetron, αλλά διακόπτεται σε κάποιο σημείο. Η διακοπή αυτή δημιουργεί ουσιαστικά τα άκρα εισόδου και εξόδου του CFA, τα οποία συνδέονται σε διαφορετικές γραμμές μεταφοράς.

Οι βασικές σχεδιαστικές παραλλαγές των CFAs είναι οι CFAs υψηλών συχνοτήτων (High frequency CFAs), οι CFAs υψηλού κέρδους και χαμηλού θορύβου (High Gain-Low Noise CFAs) και το Amplitron που χρησιμοποιείται σε radars υψηλής ισχύος.

Συμπερασματικά, οι CFAs είναι συμπαγείς κατασκευές μικρών διαστάσεων που αποδίδουν ισχύ έως και την κλίμακα των MWs. Επιδεικνύουν επίσης αποδοτικότητα στο εύρος 40-70%, επιτυγχάνοντας εύρος ζώνης έως 25%, ενώ οδηγούνται από σχετικά χαμηλή τάση. Επιπλέον, επιδεικνύουν σταθερότητα φάσης και επιτρέπουν σε RF σήματα να διέρχονται δίχως απόσβεση, όταν ο σωλήνας δεν δέχεται την επίδραση κάποιου παλμού. [9] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.3.3 Cross Field Devices: Magnetically Insulated Line Oscillator (MILO)

Τα κύρια χαρακτηριστικά των MILOs είναι η μικρή αντίσταση και η απουσία ενός εξωτερικά εφαρμοζόμενου μαγνητικού πεδίου. Η μικρή αντίσταση επιτρέπει την έκλυση υψηλών επιπέδων ισχύος με χαμηλά επίπεδα τάσεως τροφοδοσίας.



Εικόνα 18: Το σχηματικό διάγραμμα μιας διάταξης MILO

Ο MILO προσομοιάζεται με έναν γραμμικό magnetron, του οποίου η αρχή λειτουργίας βασίζεται στην ιδιότητα των γραμμών μεταφοράς υψηλής ισχύος για τη δημιουργία ισχυρών μαγνητικών πεδίων γύρω τους. Η μεγάλη διαφορά μεταξύ των τυπικών κυλινδρικών Magnetrons και των MILOs είναι ότι οι τελευταίοι, για τη λειτουργία τους, δεν απαιτούν την εφαρμογή ενός εξωτερικού μαγνητικού πεδίου. Η γεωμετρία των MILOs είναι ομοαξονική ή επίπεδη και οι μονωτικές τους ιδιότητες γίνονται ευκρινείς θεωρώντας τα ισοδύναμα κυκλώματα μιας ομοαξονικής ή επίπεδης γραμμής μεταφοράς αντίστοιχα. Επίσης, η αλληλεπίδραση των ηλεκτρονίων με το παραγόμενο μικροκυματικό σήμα ενεργοποιείται με την προσθήκη μιας κατασκευής αργών κυμάτων (slow wave structure) στην πλευρά ανόδου της γραμμής.

Στη βιβλιογραφία απαντώνται δύο βασικές παραλλαγές των MILOs, οι MILOs σκληρού σωλήνα (Hard-Tube MILOs (HTMILOs)) και οι κωνικοί MILOs (Tapered MILOs). Έχον αναπτυχθεί HTMILOs που παρέχουν ισχύ περίπου ίση με 2GW και διάρκεια παλμών περί τα 175ns.

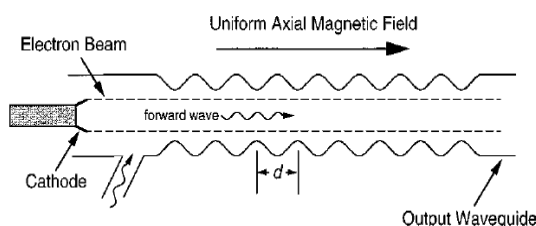
Τα σημαντικότερα μειονεκτήματα των MILOs, που αποτελούν σχετικά νέες συσκευές στο χώρο των HPM εφαρμογών, είναι η πολύ χαμηλή αποδοτικότητα τους (4% -5%), λόγω της ισχύος που καταναλώνουν για τη δημιουργία του ρεύματος μόνωσης, καθώς και η διάβρωση τους από την επαναλαμβανόμενη λειτουργία.

Στο σημείο αυτό θα ήταν χρήσιμο να οριστεί η ταχύτητα ομάδος (group velocity) ενός κύματος. Η ταχύτητα ομάδος ενός κύματος είναι η ταχύτητα διάδοσης της H/M ενέργειας κατά μήκος του άξονα του κυματοδηγού και δίνεται από τον τύπο: $U_{gr} = \frac{\partial \omega}{\partial k_z}$. Στις κατασκευές βραδίων κυμάτων κυματιστού τοίχου η ταχύτητα

ομάδος μπορεί να είναι είτε θετική (TWT) είτε αρνητική (BWO). [9] [22] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.3.4 Linear Beam Devices: Travelling Wave Tubes (TWTs)

Ένα απλοποιημένο σχέδιο ενός σωλήνα οδεύοντος κύματος (TWT) είναι το παρακάτω:



Εικόνα 19: Σωλήνας οδεύοντος κύματος (Traveling-wave tube)

Τα ηλεκτρόνια που κινούνται γραμμικά με αξονική ταχύτητα u_{z0} αλληλεπιδρούν με τα βραδέα κύματα που διαδίδονται κατά μήκος του άξονα της συσκευής με φασική ταχύτητα περίπου ίση με u_{z0} . Βραδέα είναι τα κύματα που εμφανίζονται κοντά στην επιφάνεια κατασκευών βραδέων κυμάτων και διαδίδονται κατά μήκος του άξονα της κατασκευής με φασική ταχύτητα μικρότερη από την ταχύτητα του φωτός. Όταν η ταχύτητα των ηλεκτρονίων υπερβαίνει οριακά την φασική ταχύτητα των κυμάτων, τότε το κύμα απορροφά μέρος της ενέργειας της δέσμης ηλεκτρονίων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ενίσχυση του κύματος.

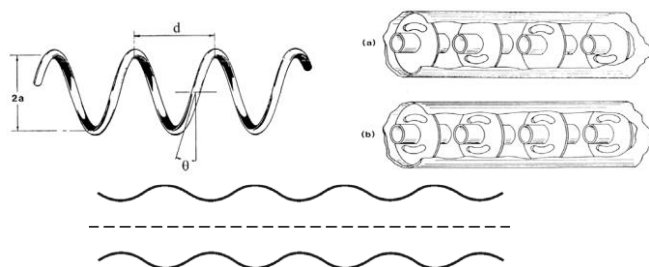
Η αρχή λειτουργίας των TWTs μοιάζει με αυτή των Klystrons αφού χρησιμοποιείται όπλο ηλεκτρονίων για την εκτόξευση μιας αξονικής δέσμης ηλεκτρονίων σε μια **περιοδική δομή βραδέων κυμάτων (periodic slow wave structure- periodic SWS)**.

Οι δομές-κατασκευές βραδέων κυμάτων χρησιμοποιούνται για την παροχή του αναγκαίου συγχρονισμού μεταξύ ηλεκτρονίων και Η/Μ κυμάτων και χωρίζονται στα εξής είδη: Στις **ελικοειδείς κατασκευές βραδέων κυμάτων (Helix slow-wave structure)**, στις **κατασκευές βραδέων κυμάτων συνδυασμένης κοιλότητας (Coupled-cavity slow-wave structure)** και στις **κατασκευές βραδέων κυμάτων κυματιστού τοίχου (Rippled-wall slow-wave structure)**.

Στις **ελικοειδείς κατασκευές βραδέων κυμάτων**, υποτίθεται ότι το κύμα διαδίδεται με την ταχύτητα του φωτός. Η φασική ταχύτητα δεν εξαρτάται από τη συχνότητα και στην προκειμένη περίπτωση δεν παρατηρείται διασπορά. Συνεπώς, τα ηλεκτρόνια μπορούν να είναι συγχρονισμένα με κάποιο κύμα αυθαίρετης συχνότητας και έτσι με αυτόν τον τρόπο είναι εφικτή η κατάληψη πολύ μεγάλου εύρους ζώνης.

Οι κατασκευές βραδένων κυμάτων συνδυασμένης κοιλότητας, σε αντίθεση με τις ελικοειδείς, παρουσιάζουν διασπορά. Μπορούν ωστόσο να χειριστούν υψηλότερα επίπεδα μικροκυματικής ισχύος και έτσι χρησιμοποιούνται σε συσκευές που παράγουν ή απορροφούν υψηλή ισχύ για εφαρμογές μετρίου εύρους ζώνης.

Ένα πρόχειρο σχέδιο μιας κατασκευής βραδένων κυμάτων κυματιστού τοίχου φαίνεται στο τρίτο σκέλος της ακόλουθης εικόνας:



Εικόνα 20: (Από αριστερά προς δεξιά): Μια ελικοειδής κατασκευή βραδένων κυμάτων, παραδείγματα κατασκευών βραδένων κυμάτων συνδυασμένης κοιλότητας (Coupled-cavity slow-wave structure) και πρόχειρο σχέδιο μιας κατασκευής βραδένων κυμάτων κυματιστού τοίχου (Rippled-wall slow-wave structure).

Ανεξαρτήτως της γεωμετρίας της δομής βραδένων κυμάτων που θα επιλεγεί, το αποτέλεσμα θα είναι πρακτικά το ίδιο. Συγκριτικά με τα Klystrons, οι TWTs λειτουργούν σε χαμηλότερα επίπεδα ισχύος, αλλά παρέχουν μεγαλύτερη ευρυζωνικότητα. Σε μια ιεραρχική κατάταξη με βάση την ευρυζωνικότητα επιλέγονται πρώτα οι Helix TWTs (χαμηλότερη ισχύς εξόδου), μετά οι CCTWTs (ενδιάμεση κατάσταση τόσο αναφορικά με την ισχύ όσο και με το εύρος ζώνης) και τέλος οι Klystrons (υψηλότερη ισχύς εξόδου).

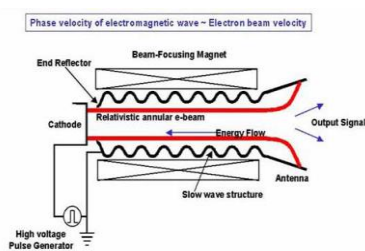
Τα δύο βασικά είδη των TWTs είναι οι ελικοειδείς TWTs (Helix TWTs) και οι συνδυασμένης κοιλότητας TWTs (Coupled Cavity TWTs-CCTWTs), ενώ λιγότερο διαδεδομένοι είναι οι σχετικιστικοί TWTs (relativistic TWTs). Οι ελικοειδείς TWTs (Helix TWTs) εμφανίζουν διασπορά παρόλο που οι ομώνυμες δομές βραδένων κυμάτων όχι. Οι CCTWTs αποδίδουν ισχύ εξόδου των εκατοντάδων KWs, διότι συγκριτικά με τους Helix TWTs, αποτελούν πιο εύρωστες δομές τόσο μηχανικά όσο και θερμικά. Το ενδιαφέρον στοιχείο με την εξέλιξη των TWTs γενικά, είναι ότι πλέον μπορούν να λειτουργήσουν σε ένα τεράστιο εύρος συχνοτήτων, από συχνότητες υπό το 1 GHz έως και τα 100 GHz, παρέχοντας ευρυζωνικές ενισχυτικές δυνατότητες που ξεκινούν από την κλίμακα των Watts και φτάνουν έως αυτή των MWs.

Καταλήγοντας, στις HPM εφαρμογές προτιμάται η επιλογή των CCTWTs έναντι των Helix TWTs. Αυτό συμβαίνει διότι με την επιλογή των τελευταίων συνήθως απαιτείται η προσθήκη ενός ακόμα σταδίου ενίσχυσης, λόγω της χαμηλής ισχύος εξόδου. Όμως, η επιλογή των CCTWTs εγγυάται ισχύ εκατοντάδων KWs σε μεγάλο εύρος ζώνης, δίχως την προσθήκη επιπλέον βαθμίδας τροφοδοσίας και επαληθεύει την αποδοτική λειτουργία σε υψηλές συχνότητες, όπου άλλες πηγές όπως οι

Magnetrons και οι CFAs επιδεικνύουν χαμηλή αποδοτικότητα. Τέλος, οι CCTWTs κρίνονται κατάλληλες για κινητές εφαρμογές λόγω του μικρού όγκου, της ευκινησίας και της συμπαγούς δομής τους. [9] [23] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.3.5 Linear Beam Devices: Backward Wave Oscillators (BWOs)

Ένας ταλαντωτής οπίσθιου κύματος (Backward-wave oscillator-BWO) απεικονίζεται στην εικόνα :



Εικόνα 21: Ταλαντωτής οπίσθιου κύματος (Backward-wave oscillator)

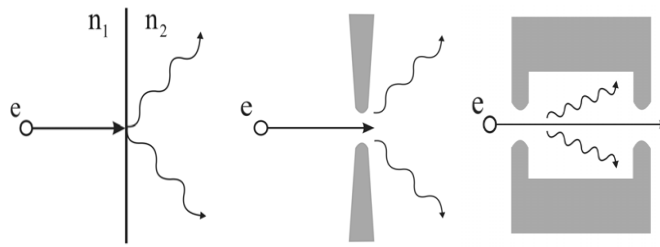
Οι BWOs περιλαμβάνουν τη δέσμη ηλεκτρονίων που είναι η ενεργειακή πηγή που συμβάλει στην παραγωγή μικροκυμάτων και μια δομή βραδένων κυμάτων που ενεργοποιεί την αλληλεπίδραση της παραγωγής αυτής. Το σημαντικό στοιχείο των δομών αυτών είναι ότι με την αλλαγή της τάσης λειτουργίας (ισοδύναμα την ταχύτητα των ηλεκτρονίων) και την περιοδική δομή τους, επιτυγχάνεται η μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας.

Υπάρχουν BWOs γραμμικής δέσμης (linear beam BWOs) και BWOs διασταυρωμένου πεδίου (Crossed Field BWOs). Οι πιο διαδεδομένοι της πρώτης κατηγορίας είναι οι ελικοειδείς BWOs (Helix BWOs), οι οποίοι έχουν επιτύχει επίπεδα ισχύος των 10 MWs στα 30 GHz και περίπου 2 mW στην κλίμακα των THz. Αναφορικά με τη δεύτερη κατηγορία, οι Crossed Field BWOs γνωστοί και ως Carcinotrons, αποτελούν ουσιαστικά μια παρέκταση (extrapolation) των τυπικών Magnetrons ή των CFAs. Λειτουργούν σε ευρύ συχνοτικό φάσμα (25%-40%), με αποδοτικότητα 50% και ισχύ εξόδου της κλίμακας των εκατοντάδων Watts για συμβατικές συσκευές και των εκατοντάδων MWs για HPM BWOs. Αναλόγως με την επιθυμητή ισχύ εξόδου, οι BWOs μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε HPM εφαρμογές είτε μόνοι τους, είτε συνοδευόμενοι από βαθμίδες ενίσχυσης με TWTs ή CFAs. [9] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.4 Transition Radiation Devices: Klystrons

Η ακτινοβολία μετάπτωσης (TR) εμφανίζεται όταν ένα φορτισμένο σωματίδιο περνά το σύνορο μεταξύ δύο μέσων με διαφορετικούς δείκτες διάθλασης. Το ίδιο

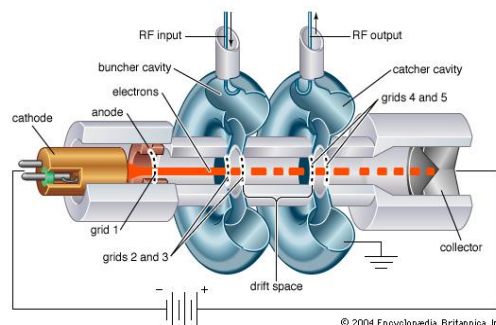
συμβαίνει όταν ένα ηλεκτρόνιο προσπαθεί να διασχίσει οπές, κοιλότητες ή ανοίγματα εμποδίων. Αυτές οι περιπτώσεις εμφάνισης ακτινοβολίας μετάπτωσης διαφαίνονται στην επόμενη εικόνα:



Εικόνα 22: Περιπτώσεις εμφάνισης ακτινοβολίας μετάπτωσης

Οι μικροκυματικές πηγές όπως οι γεννήτριες κλύστρον (klystron), είναι κατά βάση κοιλότητες μέσα στις οποίες εδρεύουν τα μικροκυματικά πεδία. Οι τυπικές πηγές βασισμένες σε ακτινοβολία μετάπτωσης περιλαμβάνουν διάφορες παραλλαγές των klystrons.

Οι γεννήτριες Klystrons είναι σωλήνες κενού γραμμικής πορείας που λειτουργούν στις μικροκυματικές συχνότητες, από την UHF (300 MHz – 3 GHz) μέχρι την EHF ζώνη συχνοτήτων (30 GHz – 300 GHz). Χρησιμοποιούνται τόσο ως ενισχυτές όσο και ως ταλαντωτές. Παράγουν μικροκυματικά και RF σήματα για διάφορες εφαρμογές χαμηλής έως και υψηλής ισχύος. Για εφαρμογές χαμηλής ισχύος οι klystrons χρησιμοποιούνται σε υπερετεροδυνους δέκτες, για εφαρμογές μέσης ισχύος σε εξαρτήματα ραντάρ και για εφαρμογές υψηλής ισχύος σε σύγχρονα εξαρτήματα επιταχυντών σωματιδίων. Στο πεδίο των HPM εφαρμογών, οι σχετικιστικοί klystron σωλήνες χρησιμοποιούν τάσεις ηλεκτρικών δεσμών της τάξης των 500 KV και άνω, με ισχύ που ανέρχεται στα 30 MW στη συχνότητα των 10 GHz, ενώ η μέση ισχύς στο συνολικό συχνοτικό φάσμα περιορίζεται στο 1 MW. Τα διάφορα ελκυστικά χαρακτηριστικά των klystrons που συμβαδίζουν σε μεγάλο βαθμό με τις HPM απαιτήσεις, όπως είναι η υψηλή ισχύς, η αποδοτικότητα, το σχετικά μεγάλο εύρος ζώνης και η σταθερότητα φάσης και πλάτους, προέρχονται από την ύπαρξη πολλαπλών κοιλοτήτων-ταλαντωτών, μη συζευγμένων ηλεκτρομαγνητικά, κατά μήκος του σωλήνα.



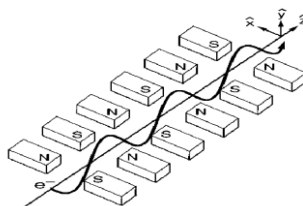
Εικόνα 23: Η δομή του klystron

Η σημαντικότερη διαφορά μεταξύ των klystrons και των TWTs έγκειται στην ύπαρξη ηλεκτρομαγνητικής ζεύξης μεταξύ των κοιλοτήτων των TWTs, κάτι που δεν συμβαίνει στις klystrons. Οι βασικές κατηγορίες Klystrons είναι: οι σχετικιστικοί, οι υψηλής αντίστασης και οι χαμηλής ισχύος. Στην περίπτωση που συμβατικοί Klystrons διαταχθούν σε σειρά, μπορούν να σχηματίσουν μια (cascade) διάταξη με διαδοχικές βαθμίδες για αύξηση του κέρδους και της ισχύος εξόδου.

Κλείνοντας, οι Klystrons εμφανίζουν χαρακτηριστικά που συνάδουν με κάποιες επιθυμητές απαιτήσεις των πρωταρχικών πηγών ισχύος (prime power sources). Ωστόσο, στην ίδια κατεύθυνση κινούνται και οι Magnetrons που έχουν αναλυθεί παραπάνω και μάλιστα οι τελευταίοι επιδεικνύουν ακόμα πιο ελκυστικά χαρακτηριστικά, για χρησιμοποίησή τους σε βαθμίδες πρωταρχικών πηγών ισχύος. [3] [9] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.5 Bremsstrahlung Radiation Devices

Η ακτινοβολία επιβράδυνσης (Bremsstrahlung radiation) προκύπτει όταν το ηλεκτρόνιο ταλαντώνεται λόγω της επιβολής εξωτερικού ηλεκτρικού ή μαγνητικού πεδίου. Τα πεδία αυτά ενδέχεται να είναι είτε σταθερά είτε περιοδικά.



Εικόνα 24: Η ταλαντευόμενη κίνηση του ηλεκτρονίου σε μια περιοδική σειρά μαγνητών

Για αυτό το είδος ακτινοβολίας ισχύει η σχέση: $\omega - k_z u_z = s\Omega$, όπου Ω είναι η συχνότητα ταλαντώσεως, κ ο κυματάριθος και z είναι ο δείκτης που υποδεικνύει τη διεύθυνση διάδοσης. Σημειώνεται επίσης ότι η Doppler-μετατοπισμένη συχνότητα (Doppler-shifted frequency) είναι ίση με την Ω .

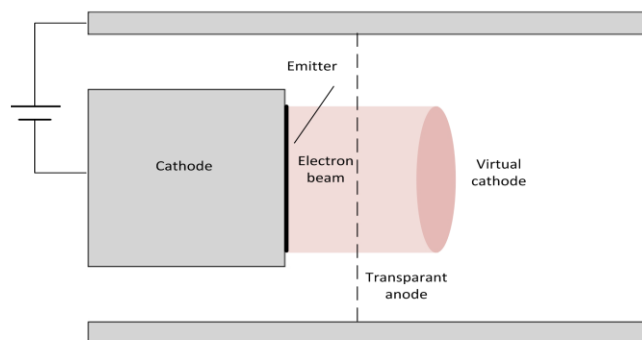
Οι πιο γνωστές συσκευές στις οποίες τα ηλεκτρόνια ταλαντώνονται σε σταθερό μαγνητικό πεδίο είναι τα **Clystron Resonance Masers-CRM's**. Η **γεννήτρια γύροτρον (Gyrotron)** βασίζεται μια ειδική διαμόρφωση των CRM και διαθέτει τη δυνατότητα της απόδοσης υψηλών μέσων επιπέδων μικροκυματικής ισχύος εξόδου. Οι **ταλαντωτές εικονικής καθόδου (Vircators-Virtual cathode Oscillators)** αποτελούν μια ξεχωριστή περίπτωση Bremsstrahlung κατασκευών, στις οποίες τα ηλεκτρόνια ταλαντώνονται σε ηλεκτροστατικά πεδία. Οι πιο διαδεδομένες συσκευές που βασίζονται σε ακτινοβολία παραγόμενη από ταλαντούμενα ηλεκτρόνια σε περιοδικά εξωτερικά πεδία είναι **λέιζερς ελεύθερων ηλεκτρονίων (Free-electron Lasers- FEL's)**. [9] [23] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.5.1 Bremsstrahlung Radiation Devices: Free-Electron Lasers-FELs

Στα FELs η κινητική ενέργεια μιας σχετικιστικής δέσμης ελεύθερων ηλεκτρονίων μετατρέπεται σε μια έντονη ακτίνα Η/Μ ακτινοβολίας. Η μετατροπή αυτή βασίζεται στο μηχανισμό της εγκάρσιας σπασμωδικής κίνησης (wiggling) των ηλεκτρονίων σε περιοδικό μαγνητικό πεδίο γνωστό και ως Wiggler ή Undulator (εικόνα 24). Το βασικότερο πλεονέκτημα των FELs είναι ότι ξεπερνούν το όριο των συμβατικών μικροκυματικών σωλήνων, οι οποίοι απαιτούν μέρος του φυσικού μήκους του σωλήνα να κλιμακώνεται αναλογικά με το μήκος κύματος εξόδου. Στο μικροκυματικό φάσμα άλλωστε, ένας κυματοδηγός προστίθεται αναγκαστικά στον εξοπλισμό ώστε να περιοριστεί η δέσμη ακτινοβολίας στην περιοχή αλληλεπίδρασης. Οι FELs προσφέρουν τεράστιο εύρος ζώνης και αποτελούν ουσιαστικά τη γεννήτρια υψηλότερων συχνοτήτων με ισχύ εξόδου της τάξης των GWs. Η αποδοτική λειτουργία τους, που ανέρχεται στο 50%, απαιτεί την ύπαρξη μιας ακτίνας χαμηλής εκπομπής και υψηλής τάσης, οι τιμές της οποίας κυμαίνονται από εκατοντάδες KVs μέχρι τα 2MVs για εύρος ζώνης της κλίμακας των GHz. Αυτό σημαίνει ότι πρέπει να χρησιμοποιηθεί μια σταθερή και εκλεπτυσμένη πηγή ισχύος, γεγονός που με τη σειρά του ισοδυναμεί με πρόσθετο κόστος ως προς το μέγεθος και την πολυπλοκότητα. Η ισχύς εξόδου εξαρτάται από την περιοχή αλληλεπίδρασης, δηλαδή από το μέγεθος του Wiggler. Επιπλέον, η απαίτηση για δέσμες ηλεκτρονίων υψηλής ποιότητας καθιστά τα FELs απαγορευτικά για φορητές εφαρμογές, λόγω της ύπαρξης μιας κατασκευής επιτάχυνσης για την επιτάχυνση της δέσμης ηλεκτρονίων χαμηλού ρεύματος και υψηλής τάσης σε σχετικιστικές ενέργειες. [9] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.5.2 Bremsstrahlung Radiation Devices: Virtual Cathode Oscillators (Virvators)

Το όνομα Virvator (ταλαντωτής εικονικής καθόδου) προέρχεται από την εμφάνιση μιας μη υπαρκτής καθόδου, λόγω της δημιουργίας ενός νέφους ηλεκτρονίων. Παράγεται μικροκυματική ακτινοβολία όταν το νέφος των ηλεκτρονίων ταλαντώνεται και όταν τα ηλεκτρόνια αντανακλώνονται μεταξύ καθόδου και εικονικής καθόδου.



Εικόνα 25: Η τυπική δομή ενός απλοποιημένου Vircator

Στην πραγματικότητα αποτελούν μια ευρεία συλλογή Bremsstrahlung HPM συσκευών που περιλαμβάνουν τους αξονικούς-κλασικούς (axial), τους ομοαξονικούς (coaxial) vircators, τους reditrons, τους vircators ανακλαστικής τριόδου (reflex triode) και τους vircators ανατροφοδότησης (feedback vircators). Ο Vircator διαφέρει από τις άλλες HPM πηγές, από την άποψη ότι η μικροκυματική ακτινοβολία δεν παράγεται από αλληλεπίδραση μεταξύ μιας δέσμης ηλεκτρονίων και μιας κοιλότητας. Τα ηλεκτρόνια στη διάταξη αυτή εκπέμπονται στη κάθοδο και επιταχύνονται κατά μήκος της ανόδου.

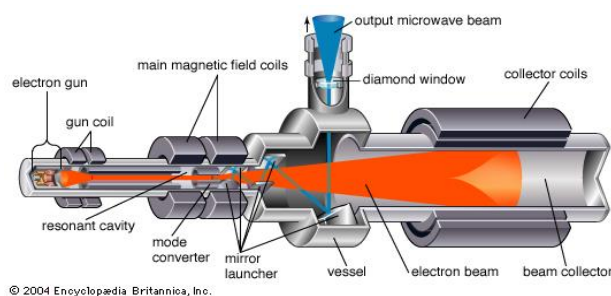
Συνοψίζοντας, οι vircators αποτελούν μια αξιοπρόσεκτη περίπτωση των HPM πηγών διότι παρουσιάζουν ορισμένα μειονέκτηματα, αλλά και αρκετά πλεονεκτήματα. Το βασικό μειονέκτημα δεν είναι άλλο από την χαμηλή αποδοτικότητα. Ένα ακόμα ελάττωμα είναι το πρόβλημα σύγκλισης διακένου (gap closure problem), το οποίο αναγκάζει το ρεύμα δίοδου να αυξάνει με το χρόνο, επιφέροντας μια ανοδική παρεμβολή (chirp) της παραγόμενης συχνότητας. Αναφορικά με τα πλεονεκτήματα, διαθέτουν συμπαγές μέγεθος, απλή κατασκευή, λειτουργούν σε ένα αρκετά ευρύ φάσμα των 1-20 GHz και επίσης παρουσιάζουν αρκετά χαμηλές αντιστάσεις, γεγονός που επιτρέπει την παραγωγή ισχύος με χαμηλές τιμές τάσεων και την εύκολη σύζευξη με πηγές ισχύος χαμηλών αντιστάσεων. [9] [22] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.5.3 Bremsstrahlung Radiation Devices: Gyrotron (gyromonotron)

Η περιεκτική αναφορά στο κύκλοτρο (cyclotron) ή πιο αναλυτικά ECRM ή CRM (Electron Cyclotron Resonance Maser), προηγείται της μελέτης του γυρότρον (gyrotron-gyromonotron). Αυτό συμβαίνει επειδή η λειτουργία των γυρότρον βασίζεται στα cyclotrons. Στο CRM-κύκλοτρο ένα σύνολο από σχετικιστικά ηλεκτρόνια περιστρεφόμενα σε ένα ισχυρό μαγνητικό πεδίο, ακτινοβολεί σύμφωνα (coherently), λόγω της συσσώρευσης που προκαλείται από τη σχετικιστική εξάρτηση

της μάζας (relativistic mass dependence) και της συχνότητας περιστροφής. Με απλούστερα λόγια, το κύκλοτρο είναι ένας σπειροειδής επιταχυντής σωματιδίων, στον οποίο τα επιταχυνόμενα σωματίδια κινούνται μακριά από το κέντρο. Τα σωματίδια αυτά κρατούνται σε σπειροειδή τροχιά από ένα στατικό μαγνητικό πεδίο και επιταχύνονται από ένας ταχέως μεταβαλλόμενο ηλεκτρικό πεδίο.

Το gyrotron είναι ένας σωλήνας κενού υψηλής ισχύος, ο οποίος παράγει Η/Μ κύματα συχνοτήτων μεταξύ 30 έως 300 GHz. Οι συχνότητες των κυμάτων εξόδου κυμαίνονται από 20 μέχρι και 250 GHz ενώ οι ισχείς τους ξεκινούν από τα δεκάδες KW και ανέρχονται ως και τα 2 MW. Τα βασικά μέρη του απεικονίζονται παρακάτω:



Εικόνα 26: Τα δομικά στοιχεία του γυρότρου (gyrotron)

Διαφορετικές κατηγορίες gyrotrons είναι οι βηματικά ρυθμιζόμενοι gyromonotrons (step-tunable gyromonotrons), οι gyrotron σωλήνες οδεύοντος κύματος (gyro-TWT) και τα γυροκλυστρόνια (gyroklystrons), που λειτουργούν ως ενισχυτές του σήματος εισόδου.

Συνοψίζοντας, οι Gyrotrons είναι διατάξεις πολλά υποσχόμενες στο χώρο των HPM πηγών. Η λειτουργία τους στηρίζεται σε παλμούς μεγάλης διάρκειας, αλλά μπορεί να είναι και συνεχής (continuous wave operation) με συχνότητες που προσεγγίζουν τα 170 GHz με ισχύ 1 MW. Αξίζει να αναφερθεί ότι οι gyrotrons είναι ιδιαίτερα ακριβοί και ογκώδεις με το μήκος τους να φτάνει τα 3m και το βάρος τους τα 1000 kg. [9] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.6 Συμπεράσματα

Στις προηγούμενες ενότητες πραγματοποιήθηκε εκτενής αναφορά στις πιθανές HPM πηγές-ενισχυτές που απαρτίζουν το υποσύστημα της μικροκυματικής πηγής ισχύος του HPM συστήματος, όπως οι Magnetrons, οι CFAs, οι MILOs, οι TWTs, οι BWOs, οι Klystrons, οι FELs, οι Gyrotrons και οι Vircators. Καθεμία από αυτές τις πηγές διαθέτει τις δικές της ιδιαιτερότητες και χαρακτηριστικά γνωρίσματα, τα οποία αναλύθηκαν στην αντίστοιχη ενότητα. Το γεγονός όμως που θα διαδραματίσει τον σημαντικότερο ρόλο στην επιλογή μιας από τις προαναφερθείσες πηγές-ενισχυτές είναι ο καθορισμός των στόχων της εφαρμογής που καλείται να χρησιμοποιηθεί το

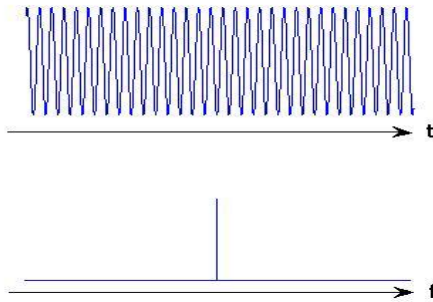
σύστημα. Η παραγόμενη ισχύς εξόδου, το επιθυμητό εύρος ζώνης, η κεντρική συχνότητα λειτουργίας, η διάρκεια του παλμού, ο ρυθμός επανάληψης των παλμών, η αποδοτικότητα, η πολυπλοκότητα, το βάρος του συστήματος, η ευκινησία του και το κόστος τόσο της πηγής όσο και του συστήματος συνολικά, είναι καθοριστικοί παράγοντες για την επιλογή της κατάλληλης μικροκυματικής HPM πηγής. Αν για παράδειγμα ο μηχανικός του συστήματος έχει επιλέξει ισχύ εξόδου των 100 KWs με εύρος ζώνης 1-10 GHz, τότε θα πρέπει να στραφεί προς τις συμβατικές πηγές ισχύος, όπως είναι οι Magnetrons, οι Klystrons, οι CFAs, οι CCTWTs και μια παραλλαγή των BWOs, ενώ θα πρέπει να αποκλειστούν οι FELs, οι Vircators, οι Gyrotrons, οι MIOs και όλες οι σχετικιστικές παρεκτάσεις των συμβατικών μικροκυματικών πηγών. Αν τίθεται ως κριτήριο η πολύ μικρή διάρκεια παλμών της τάξης των λίγων ns, ουσιαστικά δηλαδή το σήμα είναι wideband ή UWB και εμπίπτει στα IEMI σήματα, τότε η επιλογή των Magnetrons ή των Klystrons (~1μs διάρκεια παλμού) θα πρέπει να συνοδεύεται από μια επιπλέον βαθμίδα συμπίεσης παλμού. Αν ακόμη παραστεί η ανάγκη χρησιμοποίησης ηλεκτρομαγνήτη, θα πρέπει να ληφθεί υπόψη η επιπλέον ενέργεια που απαιτείται για την παραγωγή RF ταλαντώσεων και και το επιπλέον κόστος και βάρος που θα προστεθεί στο σύστημα. Τα προηγούμενα παραδείγματα αναφέρθηκαν για να γίνει πιο απτή η άρρηκτη σχέση που συνδέει την επιλογή της HPM πηγής με τους στόχους και τις απαιτήσεις που τίθενται από την εκάστοτε HPM εφαρμογή. [9] [56] [57] [58] [59] [60] [61] [62] [63]

2.3.7 Κατηγοριοποίηση HPM πηγών (γεννητριών) σύμφωνα με το εύρος του παραγόμενου παλμού

Στις ενότητες που ακολουθούν θα δοθεί μια διαφορετική κατηγοριοποίηση των HPM πηγών. Οι μικροκυματικές πηγές (γεννήτριες) υψηλής ισχύος χωρίζονται, με βάση το εύρος ζώνης του παραγόμενου παλμού τους, σε δύο μεγάλες κατηγορίες, τις πηγές-γεννήτριες μικροκυματικών παλμών υψηλής ισχύος στενής ζώνης (Narrowband HPM Pulse Generators) και τις πηγές-γεννήτριες μικροκυματικών παλμών υψηλής ισχύος ευρείας ζώνης (Wideband HPM Pulse Generators).

2.3.7.1 Narrowband HPM Pulse Sources (Generators)

Οι παλμοί στενής ζώνης υψηλής ισχύος (Narrowband HPM Pulses), συγκεντρώνουν την εκπεμπόμενη ενέργειά τους σε ένα μικρό εύρος ζώνης. Η εικόνα που ακολουθεί απεικονίζει έναν HPM παλμό στενής ζώνης στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας.

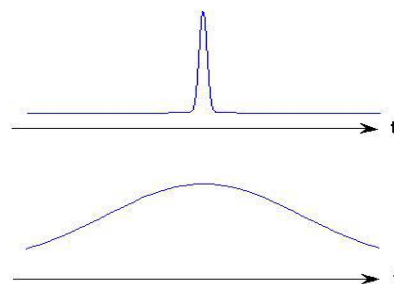


Εικόνα 27: HPM παλμός στενής ζώνης

Παρατηρώντας το φασματικό διάγραμμα ενός παλμού στενής ζώνης, συμπεραίνεται εύκολα ότι αν η διάταξη που θα υποστεί παρεμβολή λειτουργεί στην κεντρική συχνότητα του παλμού, όπου είναι συγκεντρωμένη όλη η ενέργεια του, τότε οι επιδράσεις της εφαρμογής του παλμού αυτού θα είναι καταστρεπτικές αφού θα μεταδοθεί όλη η ενέργεια του και με τον βέλτιστο τρόπο χωρίς απώλειες. Σε αντίθετη περίπτωση, ο παλμός θα επηρεάσει ελάχιστα ως καθόλου το κύκλωμα, λόγω της αποτυχημένης σύζευξης παλμού και κυκλώματος. Στο σημείο αυτό λοιπόν ανακύπτει το πρόβλημα της εφαρμογής παλμών στενής ζώνης για τη δημιουργία Η/Μ παρεμβολών, αφού σπάνια είναι γνωστή εκ των προτέρων η συχνότητα λειτουργίας του ενδιαφερόμενου στόχου. Ωστόσο, μια HPM πηγή παλμών στενής ζώνης μεταβλητής-ρυθμιζόμενης συχνότητας, μπορεί να καλύψει μια ευρύτερη περιοχή συχνοτήτων, παράγοντας διάφορους HPM παλμούς στενής ζώνης σε διάφορες συχνότητες. Μερικές γνωστές HPM πηγές στενής ζώνης είναι οι magnetrons, οι klystrons, οι MLOs, οι reltrons και οι vircators. [22]

2.3.7.2 Wideband HPM Pulse Sources (Generators)

Οι παλμοί ευρείας και υπερευρείας ζώνης υψηλής ισχύος (Wideband and UWB HPM Pulses), συγκεντρώνουν την εκπεμπόμενη ενέργειά τους σε ένα μεγάλο εύρος ζώνης. Η επόμενη εικόνα δείχνει έναν HPM παλμό ευρείας ζώνης στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας.



Εικόνα 28: HPM παλμός ευρείας ζώνης

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο για τους UWB παλμούς, έτσι και για τους wideband παλμούς, η επίδρασή τους σε ένα ηλεκτρονικό σύστημα δεν είναι τόσο καταστροφική γιατί όπως διαφαίνεται και από το παραπάνω σχήμα η εκπεμπόμενη ενέργεια του παλμού εκτείνεται σε ένα σχετικά μεγάλο εύρος ζώνης. Η δραστηριότητα της σύζευξης εξαρτάται από το που ακριβώς βρίσκεται η συχνότητα συντονισμού του συστήματος που εφαρμόζεται ο παλμός, σε σχέση με το εύρος ζώνης του ίδιου του παλμού. Δηλαδή, αν απέχει η συχνότητα συντονισμού πολύ ή λίγο από την κεντρική συχνότητα του παλμού ευρεία ζώνης. Με τη χρήση παλμών ευρείας και υπερευρείας ζώνης είναι δυνατή η δημιουργία H/M παρεμβολών σε μια μεγάλη γκάμα ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, αλλά η δραστηριότητα των παρεμβολών αυτών εξαρτάται από τη συχνότητα συντονισμού του ίδιου του κυκλώματος.

Σύμφωνα με τα πραγματικά επίπεδα ασφαλείας, ο ειδικός ρυθμός απορρόφησης (Specific Absorption Rate – SAR) είναι βασικός περιοριστικός παράγοντας για την προστασία ενάντια στις θερμικές επιδράσεις που οφείλονται στην έκθεση σε ραδιοσυχνотικά πεδία. Ο SAR ακολουθεί την εξίσωση: $SAR = \frac{\sigma |E_{int}|^2}{\rho}$, όπου σ είναι η αγωγιμότητα του ιστού και μετράται σε S/m, ρ είναι η πυκνότητα μάζας που μετράται σε kg/m^3 και E_{int} είναι το επαγόμενο ηλεκτρικό πεδίο στο μέσο και οι μονάδες μέτρησης του είναι τα V/m. Το SAR εκφράζεται σε Watt ανά Kg μάζας ιστού. Ο SAR είναι αποτελεσματικός για συνεχή κύματα (continuous wave - CW) λόγω της θερμικής επίδρασης. Στην περίπτωση όμως της HPM-UWB παλμικής ακτινοβολίας, η τιμή του SAR μπορεί να καθοριστεί μόνο για το χρονικό διάστημα ενός ή μιας ακολουθίας παλμών, ενώ μεταξύ των παλμών, το πεδίο δεν επιδρά στις βιολογικές δομές. Συνεπώς, οι επιπτώσεις που επιφέρουν τα HPM-UWB σήματα στους κυτταρικούς ιστούς ενδέχεται να διαφέρουν από αυτές που προκαλούν τα συνεχή κύματα.

Οι βασικότερες και πιο ευρέως γνωστές wideband και UWB HPM πηγές είναι οι CFAs, οι TWTs, οι BWOs και οι FELs.

Ένα παράδειγμα UWB γεννήτριας είναι η EPFCG (Explosively Pumped Flux Compression Generator), η οποία παράγει έναν παλμό υψηλής ενέργειας με μικρό χρόνο ανόδου. Η γεννήτρια αυτή χρησιμοποιεί υψηλή τάση που δημιουργείται από ξαφνική μεταβολή της εφαρμοζόμενης μαγνητικής ροής μέσα σε ένα πηνίο που μεταφέρει ρεύμα. Η μεταβολή αυτή στη μαγνητική ροή επιτυγχάνεται με την συμπίεση του πηνίου μέσω έκρηξης. Η κατασκευή αυτή είναι μιας χρήσης, ωστόσο, έχει τόσο μικρό μέγεθος ώστε να είναι φορητή. Μια ακόμα περίπτωση UWB γεννήτριας είναι η GIMLI (Générateur Impulsions modulée en Largeur et intensité). Η πηγή αυτή συνδέει γεννήτριες Marx επαναλαμβανόμενου σήματος (repetitive Marx generators) σε έναν ειδικό τομέα διαμόρφωσης παλμών, ο οποίος σχηματίζει έναν μονόκυκλο παλμό (monocycle pulse) από ένα μονοπαλμικό σήμα εξόδου της γεννήτριας Marx. [14] [22]

2.3.7.3 Continuous HPM Pulse Sources (Generators)

Το 1986 η CSF Thomson company εισήγαγε μια νέα προσπάθεια στο χώρο των μικροκυμάτων υψηλής ισχύος, η οποία αφορούσε την κατασκευή ενός συμπαγούς klystron πολλαπλών δεσμών συνεχούς κύματος. Η διάταξη αυτή προσέγγιζε την τιμή εξόδου του 1 MW και χρησιμοποιήθηκε για την οδήγηση ενισχυτών δεσμών ουδέτερων σωματιδίων, σε διαστημικές εφαρμογές, στα 425, 850 και 1700 MHz .

2.4 Κυματοδότηση Υψηλής Ισχύος (HPM wave guidance)

2.4.1 Εισαγωγή

Η HPM κυματοδότηση ισοδυναμεί πρακτικά με την RF συμπίεση παλμών (RF pulse compression). Συνήθως, με τον όρο συμπίεση παλμών υποδηλώνεται μια τεχνική επεξεργασίας σήματος που χρησιμοποιείται κυρίως σε ραντάρ, σόναρ και στην υπερηχογραφία, με σκοπό την αύξηση εύρους της ανάλυσης (range resolution) και του σηματοθορυβικού λόγου (signal to noise ratio- SNR). Οι αυξήσεις αυτές επιτυγχάνονται με τη μείωση της διάρκειας του παλμού, εξ' ου και η ονομασία συμπίεση παλμών. Πέρα όμως από τη μείωση της χρονικής διάρκειας του παλμού, βασικός επιθυμητός στόχος της διαδικασίας της συμπίεσης παλμών είναι η αύξηση του πλάτους του συμπιεσμένου παλμού, συγκριτικά με τον αρχικό παλμό. Η HPM συμπίεση παλμών είναι μια βασική μέθοδος για την εκπομπή μικροκυμάτων υψηλής ισχύος με τη χρήση συμβατικών-μη σχετικιστικών συσκευών.

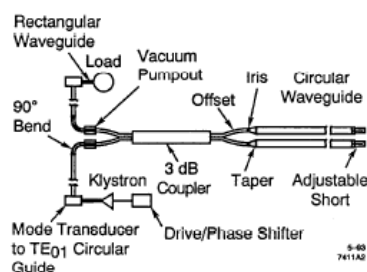
Η συμπίεση παλμών είναι μια διαδικασία που αναφέρεται στο πεδίο του χρόνου και όχι στη συχνότητα. Άλλωστε η μείωση της χρονικής διάρκειας του παλμού συνεπάγεται τη διεύρυνση του συχνοτικού φάσματος λειτουργίας. Με λίγα λόγια όσο περισσότερο συμπιέζεται στο πεδίο του χρόνου ο παλμός τόσο πιο ευρυζωνικός γίνεται στο πεδίο της συχνότητας.

Για ένα HPM σύστημα που εκπέμπει IEMI σήματα (διάρκειας της τάξης των ns), το στάδιο της HPM κυματοδότησης-συμπίεσης παλμών είναι πολύ σημαντικό. Ιδιαίτερα όταν στο υποσύστημα της μικροκυματικής πηγής έχει χρησιμοποιηθεί μια HPM πηγή παλμών στενής ζώνης (narrowband HPM pulse source), η συμπίεση παλμών είναι επιτακτική ανάγκη. Οι πηγές αυτές, ως γνωστόν, παράγουν παλμούς μεγάλης, για τα δεδομένα των IEMI σημάτων, χρονικής διάρκειας και μικρού εύρους ζώνης. Αλλά και στην περίπτωση των HPM πηγή παλμών ευρείας ζώνης που παράγουν παλμούς μικρής διάρκειας και μεγάλου εύρους ζώνης, το στάδιο συμπίεσης παλμών κρίνεται και σε αυτή την περίπτωση χρήσιμο, αφού ενδέχεται να απαιτείται περαιτέρω συμπίεση ενός παλμού σε ένα επιθυμητό όριο.

Τα συστήματα συμπίεσης RF παλμών μπορεί να είναι παθητικές ή ενεργές ηλεκτρονικές διατάξεις. Τα συστήματα αυτά μπορούν να μειώσουν τη διάρκεια ενός παλμού ως και τρεις τάξεις μεγέθους και σκοπός τους είναι η παραγωγή ενός προκαθορισμένου παλμού με μικρότερη διάρκεια και μεγαλύτερη μέγιστη ισχύ. Αναλόγως με την τεχνική συμπίεσης που υιοθετείται από το εκάστοτε σύστημα, τα χαρακτηριστικά του παλμού εξόδου καθορίζονται αντιστοίχως. Βέβαια, όπως έχει αναφερθεί πολλές φορές στην παρούσα εργασία, ο βασικός καθορισμός των χαρακτηριστικών όλων των βαθμίδων του συστήματος πρέπει να γίνεται με γνώμονα το πεδίο και το είδος της εφαρμογής που θα χρησιμοποιηθεί το σύστημα. Στις επόμενες παραγράφους θα μελετηθούν ορισμένα συστήματα και τεχνικές της συμπίεσης RF παλμών. [9]

2.4.2 SLED- II pulse compression systems

Σε γενικές γραμμές το σύστημα SLED II χρησιμοποιεί ειδικές κοιλότητες συντονισμού (high-Q resonant cavities) για την αποθήκευση ενέργειας κατά το μεγαλύτερο μέρος της διάρκειας του εισερχόμενου παλμού. Αποτελείται ακόμα από μια HPM πηγή στενής ζώνης (συνήθως klystron) που οδηγεί ουσιαστικά έναν 3dB συζεύκτη (coupler). Οι δύο προς τα εμπρός θύρες του συζεύκτη συνδέονται με δύο κυματοδηγικές γραμμές καθυστέρησης. Επίσης, χρησιμοποιείται σύνδεση τύπου iris για τη σύζευξη του coupler με την κυματοδική γραμμή καθυστέρησης. Η συχνότητα λειτουργίας του παραπάνω κυκλώματος είναι 11.424 GHz. Ο μηχανισμός συμπίεσης του παλμού του συγκεκριμένου συστήματος βασίζεται στο χρόνο διάδοσης μετ' επιστροφής του κύματος, εντός της γραμμής καθυστέρησης. Συνεπώς, η διάρκεια του παλμού υπολογίζεται από το επιλεγμένο μήκος του κυματοδηγού. Ως καθοριστική παράμετρος της τεχνικής του συστήματος SLED εμφανίζεται η iris σύζευξη, ο συντελεστής ανάκλασης της οποίας καθορίζει το κέρδος G και την αποδοτικότητα της συμπίεσης η_{pc} . Η δομή του SLED II φαίνεται στην ακόλουθη εικόνα:



Εικόνα 29: Δομή του SLED

Το εξεταζόμενο σύστημα πάσχει από δύο ειδών απώλειες οι οποίες μειώνουν την εγγενή αποτελεσματικότητά του. Κατά τη διάρκεια της φάσης φόρτισης, μέρος της ενέργειας ανακλάται στην είσοδο της γραμμής καθυστέρησης και δεν εισέρχεται

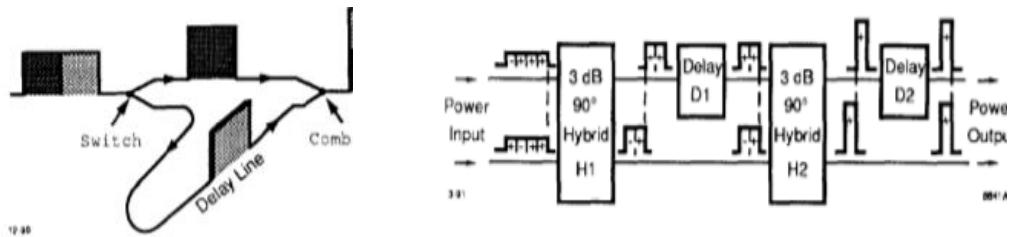
ποτέ στις γραμμές. Επίσης, μετά την αναστροφή της φάσης, η ενέργεια εντός των γραμμών δεν εκφορτίζεται πλήρως σε μια συμπιεσμένη παλμική χρονική περίοδο.

Η ισχύς εξόδου πριν και μετά τη συμπίεση του παλμού φανερώνει μειωμένη αποδοτικότητα. Επίσης, η χαμηλή ανακλαστικότητα της ίριδας δεν αποδίδει την αναμενόμενη κορυφή ισχύος για τον συμπιεσμένο παλμό. Για την αντιμετώπιση αυτών των ζητημάτων έχει προταθεί μια νέα τεχνική, η ενεργή SLED II τεχνική (active SLED II technique). Εκεί, ένας RF διακόπτης υψηλής ισχύος, που θα ενεργοποιείται για πολύ μικρό χρονικό διάστημα, θα μεταβάλει τον συντελεστή ανάκλασης της ίριδος, είτε κατά τη διάρκεια της φόρτισης της γραμμής είτε ακριβώς πριν την εκφόρτισή της. Μια πρόσφατη πρόταση σε αυτή την κατεύθυνση είναι η κατασκευή μια junction switchable iris module, όπου τοποθετείται ένα ενεργό παράθυρο σιλικόνης (active silicon window), παρέχοντας τελικά χρόνο ενεργοποίησης (switching time) της τάξης των 300ns. Για την παραγωγή ακόμα μικρότερων παλμών με μεγαλύτερη μέγιστη ισχύ εξόδου προτείνεται η χρησιμοποίηση πλάσμα διακοπών (plasma switches), οι οποίοι θα αντικαταστήσουν τις ίριδες. Τέλος, σωλήνες εκφόρτισης αερίου (gas-discharge tubes) ενδέχεται να αποδώσουν πολύ γρήγορους χρόνους ενεργοποίησης, της κλίμακας των λίγων ns. Ωστόσο, ο απαιτούμενος ηλεκτρικός έλεγχος χρονισμού αυξάνει την πολυπλοκότητα της λειτουργίας αυτών των διατάξεων.

Ένα ακόμα μειονέκτημα του SLED είναι ότι παράγει εκθετικά φθίνοντες παλμούς. Για την παραγωγή επίπεδων και αποδοτικότερων παλμών, εφευρέθηκε το σύστημα δυαδικής συμπίεσης παλμού (Binary Pulse Compression-BPC). [9] [33] [35] [37] [40] [41] [42]

2.4.3 Σύστημα δυαδικής συμπίεσης παλμού (Binary Pulse Compression system-BPC)

Το BPC σύστημα διαθέτει το πλεονέκτημα της 100% εγγενούς αποδοτικότητας και εκπομπής επίπεδου παλμού εξόδου. Επίσης, με δεδομένη και αναμενόμενη κάποια υποβάθμιση της αποδοτικότητας, το σύστημα αυτό μπορεί να οδηγηθεί από μια μόνο πηγή ενέργειας. Ωστόσο, η εφαρμογή του BPC απαιτεί αρκετούς σε αριθμό υπέρ-ρυθμικούς (overmoded) κυματοδηγούς. Άμεση συνέπεια αυτού είναι η επιβάρυνση του συστήματος τόσο αναφορικά με το κόστος όσο και το μέγεθος. Στον αντίποδα βρίσκονται τα συστήματα SLED. Το SLED II παρουσιάζει σαφώς καλύτερη αποδοτικότητα από το SLED, αλλά χαμηλότερη από αυτή του BPC, ενώ τα συστήματα SLED είναι πολύ πιο συμπαγή και λιγότερο ογκώδη από τα συστήματα BPC.



Εικόνα 30: Λειτουργία του BPC συστήματος και σύστημα BPC δύο σταδίων

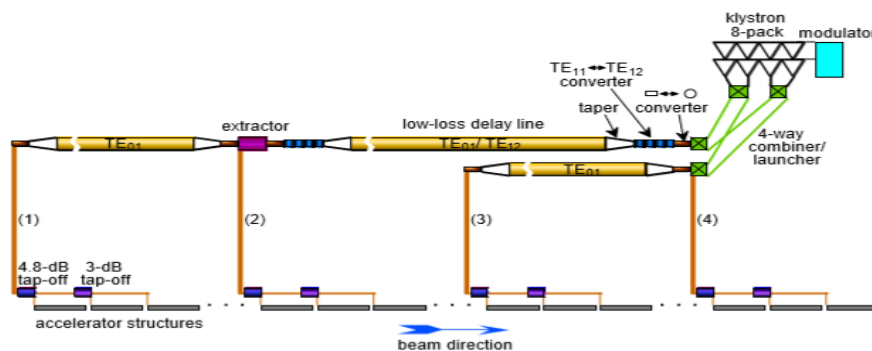
Η λειτουργία του συστήματος BPC δύο σταδίων έχει ως εξής : Αρχικά, εισέρχονται στο σύστημα δύο είσοδοι φασικά κωδικοποιημένες (phase-coded) σε τέσσερις χρονικές σχισμές (time-bins) με φάσεις 0 ή π , που συμβολίζονται με «+» ή «-» αντίστοιχα. Στη συνέχεια, ο 3dB συζεύκτης (coupler), ο οποίος στο σχήμα συμβολίζεται με H_i ($i=1,2$) από τη λέξη “hybrid”, αντιστοιχεί στον διακόπτη (switch) του προηγούμενου σχήματος. Αποστολή του συζεύκτη είναι ο συνδυασμός των δύο εισόδων και η κατεύθυνση της συνδυασμένης ισχύος στην εκάστοτε θύρα εξόδου, σύμφωνα με τη σχετική φάση των δύο εισόδων. Με αυτόν τον τρόπο, παράγονται παλμοί εξόδου με τη μισή χρονική διάρκεια και διπλάσια μέγιστη ισχύ, σε σχέση με τους παλμούς εισόδου, ενώ είναι κατάλληλα φασικά κωδικοποιημένοι για το επόμενο στάδιο. Οι συμπιεσμένοι παλμοί είναι αρχικά διαδοχικοί και δεν συμπίπτουν. Συμπίπτουν στο συζεύκτη H_2 λόγω της καθυστέρησης D_1 . Στο δεύτερο στάδιο, η διαδικασία του προηγούμενου σταδίου επαναλαμβάνεται με τον H_2 να διπλασιάζει την μέγιστη ισχύ και να υποδιπλασιάζει τη διάρκεια του παλμού. Έπειτα, κατά τα γνωστά, οι δύο συμπιεσμένοι παλμοί συμπίπτουν λόγω της καθυστέρησης D_2 . Ένα σύστημα 3 σταδίων απαιτεί έναν ακόμη συζεύκτη (hybrid), γραμμή καθυστέρησης και πιο πολύπλοκη κωδικοποίηση φάσης (phase-coding).

Στην πραγματικότητα, το κέρδος μέγιστης ισχύος του συστήματος BPC είναι λιγότερο από 2 λόγω των απωλειών των γραμμών καθυστέρησης, των συζευκτών και των λοιπών συνιστωσών του συστήματος. Για πρακτικές εφαρμογές, οι απώλειες πρέπει να είναι επαρκώς περιορισμένες ώστε να αποδίδονται αρκετά υψηλές αποδοτικότητες. [37] [39]

2.4.4 Σύστημα διανομής γραμμής καθυστέρησης (Delay Line Distribution systems-DLDS)

Το σύστημα DLDS είναι ένας εναλλακτικός τρόπος επίτευξης συμβατικής συμπίεσης παλμού, ο οποίος ενισχύει την μέγιστη ισχύ των πηγών, ενώ προσαρμόζει τους μεγάλους σε διάρκεια παλμούς των πηγών αυτών στη μικρότερη χρονική διάρκεια πλήρωσης των επιταχυντών. Το σύστημα αυτό είναι παρόμοιο με το BPC, με τη διαφορά ότι στέλνοντας την αντιρευματική RF (RF upstream) προς το «όπλο», χρησιμοποιεί τη καθυστέρηση επιστροφής της δέσμης ηλεκτρονίων για να μειώσει

το μήκος του υπέρ-ρυθμικού (overmoded) κυματοδηγού. Ωστόσο, ακόμα και έτσι το σύστημα αυτό χρησιμοποιεί μεγαλύτερη ποσότητα overmoded κυματοδηγού σε σχέση με το SLED-II. Για την περαιτέρω βελτίωση του συστήματος DLDS, αναπτύχθηκε το Multi-moded DLDS (MDLDS), το οποίο μειώνει περαιτέρω το μήκος του κυματοδηγικού συστήματος, επιτυγχάνοντας τη πολύπλεξη διάφορων RF ρυθμών χαμηλών απωλειών στον ίδιο κυματοδηγό. Με το MDLDS εξαλείφεται η ανάγκη για ύπαρξη ξεχωριστής γραμμής καθυστέρησης, που θα μεταφέρει το σήμα σε κάθε τροφοδοσία. Το σύστημα εμφανίζει εγγενή αποδοτικότητα της τάξης του 100% και το συνολικό μήκος του overmoded κυματοδηγού έχει μειωθεί αισθητά. Η εικόνα που ακολουθεί, απεικονίζει ένα MDLDS σύστημα [33] [37] [41] :



Εικόνα 31: Dual-moded MDLDS με τέσσερις τροφοδοσίες επιταχυντών (accelerator feeds)

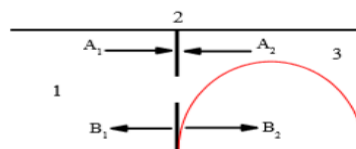
2.4.5 GDT τεχνική συμπίεσης μικροκυματικών παλμών (GDT microwave pulse compression technique)

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάζεται μια απλοποιημένη θεωρία της συμπίεσης μικροκυματικών παλμών, η οποία δίνει τη δυνατότητα υπολογισμού του μικροκυματικού κέρδους ισχύος G . Το κέρδος αυτό εμφανίζεται εντός μιας κοιλότητας συντονισμού ενός μονορυθμικού μικροκυματικού συμπιεστή παλμών που χρησιμοποιεί μόνο κυματοδηγό Tee (single-arm waveguide Tee).

Σκοπός της τεχνικής αυτής είναι η αύξηση της μικροκυματικής ισχύος με τη συμπίεση ενός αρχικά μεγάλου σε χρονική διάρκεια παλμού, χαμηλής ισχύος ή συνεχούς μικροκυματικού σήματος σε ένα παλμό μικρότερης διάρκειας και μεγαλύτερης ισχύος, ενώ παράλληλα η συνολική εκπεμπόμενη μικροκυματική ενέργεια παραμένει σταθερή. Υπάρχουν δύο βασικά σχέδια που αξιοποιούν την τεχνική αυτή, οι κυματοδηγοί Tee μονού βραχίονα και οι κυματοδηγοί Tee διπλού βραχίονα. Καθεμία από τις δύο κατασκευές-κοιλότητες συντονισμού διαθέτει κυματοδηγούς συνδεδεμένους με τον εισαγωγικό και τερματικό βραχίονα ενός Tee,

αντίστοιχα, καθώς και ένα βραχυκυκλωμένο κυματοδηγό συνδεδεμένο στον πλευρικό βραχίονα του Tee.

Στο σχήμα που ακολουθεί θεωρείται ένας απλοποιημένος συμπιεστής μικροκυματικών παλμών που αποτελείται από έναν κυματοδηγό εισόδου, έναν κόμβο σύνδεσης (ίριδα-iris) και μια κοιλότητα συντονισμού.



Εικόνα 32: Απλοποιημένος συμπιεστής μικροκυματικών παλμών

Στο παραπάνω σχηματικό, A_1 και B_1 είναι τα προσπίπτοντα και τα ανακλώμενα κύματα στην ίριδα, ενώ A_2 και B_2 είναι αντιστοίχως τα ανακλώμενα και τα προσπίπτοντα κύματα εντός της κοιλότητας. Θεωρώντας ως μήκος της κοιλότητας το L και a τη σταθερά εξασθένησης, το βέλτιστο κέρδος ισχύος στο συντονισμό δίνεται από τη σχέση:

$$G_{opt} = \frac{\text{power in the cavity}}{\text{power in the source}} = \frac{1}{4aL}$$

Η εξίσωση αυτή μας δείχνει ότι το κέρδος είναι αντιστρόφως ανάλογο του μήκους της κοιλότητας και της σταθεράς εξασθένησης.

Προσφάτως, προτάθηκε ένας νέος σχεδιασμός, όπου το βραχυκύκλωμα της κοιλότητας αντικαθίσταται από έναν T κόμβο H-επιπέδου (H-plane T-junction). Ο τελευταίος έχει τοποθετηθεί σε απόσταση μισού μήκους κύματος από την ίριδα και αποτελείται από βραχυκυκλωμένο κυματοδηγό στο ένα άκρο.

Η βασική διαφορά μεταξύ του συστήματος SLED II και του παρόντος συστήματος είναι ότι στο δεύτερο, η ενέργεια εξόδου οδηγείται στο φορτίο ύστερα από ένα «ταξίδι» μετ' επιστροφής εντός του κυκλωματικά βραχέος κυματοδηγού, μέσω της λειτουργίας του ενεργού διακόπτη. [9] [38]

2.4.6 Λοιπά συστήματα συμπίεσης παλμών και συμπεράσματα

Ένα ακόμα σύστημα συμπίεσης παλμών αποτελούν οι ελικοειδώς αυλακωτοί κυματοδηγοί (Hellically corrugated Waveguides). Οι κυματοδηγοί αυτοί διαθέτουν τις ελικοειδείς αυλακώσεις στην εσωτερική τους επιφάνεια, γεγονός που τους παρέχει μια ισχυρώς εξαρτώμενη από τη συχνότητα ταχύτητα ομάδος που ξεπερνά κατά πολύ την ταχύτητα αποκοπής (cutoff). Η προηγούμενη ιδιότητα σε συνδυασμό με την υψηλή RF breakdown αντοχή (strength) και τις χαμηλές ωμικές απώλειες, κατατάσσουν τους κυματοδηγούς αυτούς ως μια ελκυστική επιλογή για τις HPM

εφαρμογές. Πειράματα έδειξαν ότι με τους κυματοδηγούς αυτούς, παλμοί διάρκειας 80 ns μπορούν να συμπιεστούν σε παλμούς διάρκειας 1,5 ns, αποδίδοντας μέγιστη ισχύ 25 φορές μεγαλύτερη από την αρχικά μέγιστη.

Ένα ακόμη κύκλωμα που παρουσιάζει ενδιαφέρον στο εγχείρημα της συμπίεσης παλμών, είναι το κύκλωμα αρνητικής καθυστέρησης ομάδας (negative group delay-NGD). Τέτοια NGD συστήματα βασίζονται σε κυκλώματα συντονισμού και μπορεί να είναι είτε παθητικά είτε ενεργητικά. Προς το παρόν, τέτοια κυκλώματα χρησιμοποιούνται και σε εφαρμογές χαμηλότερης ισχύος, αλλά οι σύγχρονες έρευνες εστιάζουν στην επέκταση της λειτουργίας τους προς υψηλότερα συχνοτικά φάσματα.

Καταλήγοντας, τα συστήματα συμπίεσης παλμών μπορούν να χαρακτηριστούν ως μια βολική και αποδοτική επιλογή για την παραγωγή παλμών υψηλής ισχύος και πολύ μικρής διάρκειας. Το κυριότερο πλεονέκτημα, που αφορά τα περισσότερα από τα συστήματα που αναλύθηκαν παραπάνω, είναι ότι αποτελούν παθητικά μικροκυματικά κυκλώματα, τα οποία λειτουργούν ανεξάρτητα από την μικροκυματική πηγή. Ο ρόλος των μικροκυματικών πηγών περιορίζεται στην επιλογή της συχνότητας εξόδου, της ισχύος εξόδου και της διάρκειας του αρχικού παλμού. Ο παλμός εξόδου από την μικροκυματική πηγή με τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά παραδίδεται ως είσοδος προς το επόμενο στάδιο, αυτό της κυματοδηγησης, που μελετήθηκε στο παρόν κεφάλαιο. Όπως έχει υπογραμμιστεί ξανά, το πεδίο, το είδος και οι ιδιαιτερότητες της εφαρμογής είναι αυτά που θα ωθήσουν τον μηχανικό προς την επιλογή του καταλληλότερου, για τη δοθείσα εφαρμογή, συστήματος συμπίεσης. [9] [31] [32] [34]

3 Οι ΗΡΜ κεραίες

Όλες οι κεραίες ανεξαιρέτως αποτελούν μεταλλικές κατασκευές, η λειτουργία των οποίων εστιάζεται στη μετατροπή των υψίσυχνων ρευμάτων σε ηλεκτρομαγνητικά κύματα και αντίστροφα. Ανεξαρτήτως των διαφορετικών λειτουργιών τους, οι κεραίες λήψης και εκπομπής εμφανίζουν παρόμοια χαρακτηριστικά γεγονός που συνεπάγεται την ομοιότητα της συμπεριφορά τους. Οι διαστάσεις, το μέγεθος και το σχήμα των κεραιών σχετίζονται άμεσα και εξαρτώνται από το μήκος κύματος του εκπεμπόμενου σήματος. Για παράδειγμα, το μηχανικό μήκος (mechanical length) μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα της συχνότητας του κύματος.

Στη σύγχρονη εποχή υπάρχει μεγάλη ποικιλία κεραιών. Προκύπτει λοιπόν μια πληθώρα ειδών και καθένα από αυτά τα είδη ικανοποιεί με το βέλτιστο δυνατό τρόπο κάποιες συγκεκριμένες εφαρμογές. Λογικό επακόλουθο της προηγούμενης πρότασης είναι ότι τέλεια κεραία δεν υφίσταται, ούτε κεραία ικανοποιητική για όλες τις περιπτώσεις προβλημάτων, υπάρχει όμως η κατάλληλη κεραία για την εκάστοτε εφαρμογή και τις απαιτήσεις ή περιορισμούς που τίθενται. Το καίριο όμως ερώτημα που γεννάται άμεσα είναι ποιες κεραίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν στις ΗΡΜ εφαρμογές. Η απάντηση σε αυτό το ερώτημα μπορεί να δοθεί με την αναζήτηση, τον ορισμό και την οριοθέτηση των ακριβών χαρακτηριστικών και ιδιοτήτων μιας ΗΡΜ κεραίας.

Ο ίδιος ο τίτλος της εργασίας παρέχει ζωτικής σημασίας πληροφορίες σχετικά με τις απαιτήσεις και τις ιδιότητες της κεραίας. Φανερώνει λοιπόν ότι η κεραία λειτουργεί αφενός με υψηλή ισχύ και αφετέρου δρα στις μικροκυματικές συχνότητες. Όπως γίνεται αντιληπτό δεν γίνεται αναφορά μόνο στις κεραίες αυτές κάθε αυτές, αλλά στο πλήρες σύστημα της κεραίας που περιλαμβάνει την πηγή, τον κυματοδηγό και τέλος την κεραία. Κάθε κεραία για να λειτουργήσει χρειάζεται απαραίτητα αυτά τα τρία βασικά στάδια, αν και μπορεί να υπάρχουν και άλλα όπως για παράδειγμα βαθμίδες διαμόρφωσης παλμών. Όπως είναι φυσικό, οι ΗΡΜ κεραίες, όντας το τελευταίο στάδιο του ΗΡΜ συστήματος, θα πρέπει να ικανοποιούν τις απαιτήσεις που επιβάλλονται από αυτό και δεν μπορούν σε καμία περίπτωση να θεωρηθούν ως κομμάτι ανεξάρτητο. Συνεπώς, οι κεραίες που λειτουργούν εκτός των μικροκυματικών συχνοτήτων και αδυνατούν να οδηγήσουν στην είσοδό τους παλμούς υψηλής ισχύος, δεν μπορούν να υποστηριχθούν από ένα ΗΡΜ σύστημα. Για παράδειγμα οι κεραίες που κυματοδηγούνται από ομοαξονικά καλώδια δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν στις ΗΡΜ εφαρμογές. Ο λόγος είναι προφανής, αφού τα ομοαξονικά καλώδια δεν είναι κατασκευασμένα να αντέχουν σε υψηλές ισχείς και ρεύματα, γεγονός που θα επιφέρει τη τήξη τους, λόγω θερμότητας και εν συνεχεία την καταστροφή της ίδιας της κεραίας. Κάποια παραδείγματα κεραιών που η

κυματοδήγησή τους βασίζεται σε ομοαξονικά καλώδια είναι οι βροχοκεραίες, πολλά είδη στοιχειοκεραιών όπως οι Yagi-Uda καθώς και οι patch (rectangular micro strip) κεραίες. Ακόμα, όλες οι γνωστές γραμμικές κεραίες, οι κεραίες τύπου V και οι ρομβικές δεν δύναται να χρησιμοποιηθούν στο HPM πεδίο, λόγω της λειτουργίας τους εκτός των μικροκυματικών συχνοτήτων.

Απώτερος σκοπός είναι η ακτινοβολήση, μέσω του κεραιοσυστήματος, HPM παλμών με όσο το δυνατόν πιο απότομη κλίση, σε σύντομο χρονικό διάστημα, δίχως παρεμβολές και πλήρως συμβατούς με τους παλμούς εξόδου της βαθμίδας κυματοδήγησης, που λειτουργούν ως παλμοί εισόδου στην HPM κεραία. Για να συμβεί αυτό θα πρέπει ο παλμός αυτός να καταλαμβάνει ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων, δηλαδή να είναι ένας wideband-UWB παλμός με τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά. Μόνο αν το εύρος ζώνης των HPM κεραιών είναι αρκετά ευρύ θα μπορεί να μεταδοθεί ολόκληρος και χωρίς ψαλιδισμό, ο wideband παλμός που προαναφέρθηκε. Με άλλα λόγια, το εύρος ζώνης της κεραίας οφείλει να είναι συμβατό με το συχνοτικό φάσμα του παλμού μετάδοσης. Συνυπολογίζοντας τα παραπάνω, εξαγάγεται το συμπέρασμα ότι η HPM κεραία πρέπει να είναι wideband ή UWB. Τα δύο αυτά είδη κεραίας πρέπει να διαθέτουν σύμφωνη αντίσταση (impedance matched) με τα προηγούμενα στάδια του HPM συστήματος για μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Για την περιγραφή της προηγούμενης ιδιότητας των WB και UWB κεραιών, χρησιμοποιείται ο συντελεστής S_{11} που υποδηλώνει το συντελεστή ανάκλασης (reflection coefficient).

Στο σημείο αυτό, κρίνεται σκόπιμη η παρασκευή των όρων απώλεια επιστροφής (Return Loss-RL) και συντελεστής ανάκλασης (S_{11}). Πολύ συχνά, ακόμα και στη σύγχρονη βιβλιογραφία, παρατηρείται το λάθος, οι δύο αυτοί όροι να συγχέονται. Αρχικά ο όρος απώλεια επιστροφής δίνεται από τον τύπο $RL(dB) = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_i}{P_r}$ (dB), όπου P_i είναι η προσπίπτουσα ισχύς (incident power) και P_r είναι η ανακλώμενη ισχύς (reflected power). Η απώλεια επιστροφής είναι ένα μέτρο που δείχνει σε ποιο βαθμό, συσκευές και γραμμές μεταφοράς συζευγνύονται (matched). Προφανώς, όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή του RL, τόσο καλύτερη είναι η σύζευξη και ταυτόχρονα παρατηρείται μείωση της απώλειας παρεμβολής (insertion loss) και του SWR. Με λίγα λόγια, η αύξηση της τιμής του RL είναι επιθυμητή και επιδιώκεται κατά κόρον στις ασύρματες και ενσύρματες ζεύξεις. Κανονικά, δεδομένης της αναφοράς σε απώλειες, θα έπρεπε να προκύπτουν θετικά μεγέθη (άλλωστε η λέξη «απώλεια» εξ' ορισμού εμπεριέχει κάτι το αρνητικό). Έχει όμως επικρατήσει για κάποιο λόγο να τίθενται αρνητικά πρόσημα και για το λόγο αυτό ορίστηκε το $RL'(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_r}{P_i}$ (dB) = $-RL < 0$.

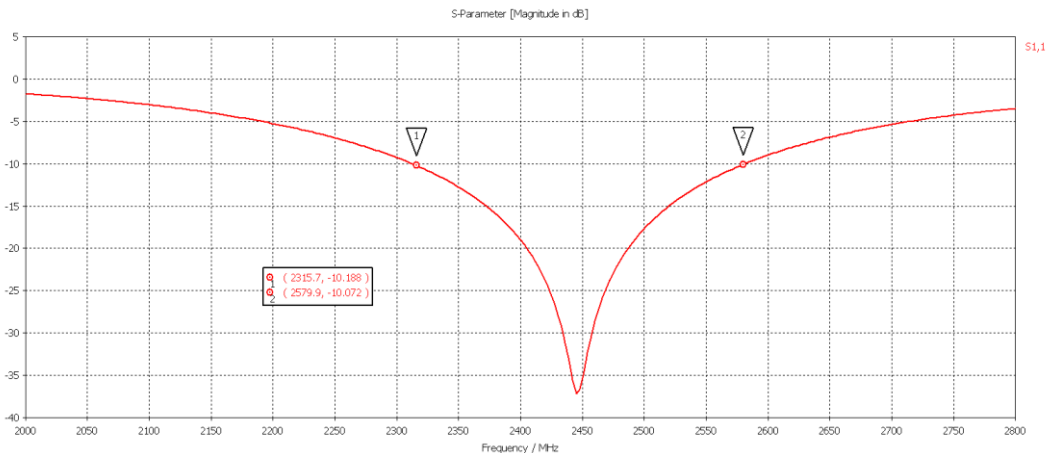
Πρακτικά λοιπόν προκύπτει:

$$RL (dB) = - \text{συντελεστής ανάκλασης (dB)} = - S_{11} > 0$$

$$RL' \text{ (dB)} = (+) \text{ συντελεστής ανάκλασης (dB)} = S_{11} = -RL < 0$$

Το πρόβλημα δημιουργείται όταν η παράμετρος S_{11} (που είναι στην πραγματικότητα ο συντελεστής ανάκλασης) καλείται απώλεια επιστροφής. Με βάση όμως την προηγούμενη ανάλυση, το πρόβλημα αυτό μπορεί να επιλυθεί, αφού σε περίπτωση εύρεσης απώλειας επιστροφής με αρνητικό πρόσημο, προκύπτει απευθείας το συμπέρασμα ότι πρόκειται για τον συντελεστή ανάκλασης και ότι η πραγματική απώλεια επιστροφής έχει αντίθετο πρόσημο, δηλαδή θετικό.

Μια ακόμα έννοια που πρέπει να οριστεί εδώ είναι το εύρος ζώνης αντίστασης (impedance bandwidth ή bandwidth) που αναφέρεται σε ένα εύρος συχνοτήτων, στο οποίο μπορεί να διατηρηθεί ένα δοσμένο επίπεδο απώλειας επιστροφής (RL). Η συμφωνία αντίστασης (impedance matched) ορίζεται από τη σχέση $S_{11} < -10 \text{ dB} \Leftrightarrow RL > 10 \text{ dB}$. Οι τιμές που ικανοποιούν την ανισότητα αυτή θα δίνουν το επιτρεπτό εύρος ζώνης για κάθε κεραία. Για παράδειγμα, παρακάτω απεικονίζεται ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει της συχνότητας $f(\text{MHz})$.



Εικόνα 33: Συντελεστή ανάκλασης $S_{11}(\text{dB})$ μιας κεραίας συναρτήσει της συχνότητας $f(\text{MHz})$

Οριοθετώντας την περιοχή συχνοτήτων για την οποία ισχύει $S_{11} < -10 \text{ dB}$, προκύπτει ότι η συγκεκριμένη κεραία έχει εύρος ζώνης απώλειας επιστροφής 10dB ή πιο απλά εύρος ζώνης ίσο με 260MHz (μπορεί να δοθεί και σε μορφή διαστήματος 2310MHz-2570MHz). Στην περίπτωση των wideband και UWB κεραιών, για τον προσδιορισμό του εύρους ζώνης, χρησιμοποιείται η ίδια ακριβώς σχέση, $S_{11} < -10 \text{ dB} \Leftrightarrow RL > 10 \text{ dB}$. Ωστόσο, για τον χαρακτηρισμό μιας κεραίας, ακολουθείται η κατηγοριοποίηση της ενότητας 1.3.1 ([64]). Σύμφωνα με την ταξινόμηση αυτή οι UWB κεραιές θεωρούνται οι πιο δύσκολα διαχειρίσιμες κεραιές (worst case scenario), αφού ισχύει $b_r = \frac{fh}{fl} \geq 10$.

Επιστρέφοντας στα χαρακτηριστικά που θα πρέπει να διέπουν μια HPM κεραία, ιδιαίτερη μνεία θα πρέπει να γίνει στην ικανότητα χειρισμού ενός παλμού υψηλής ισχύος από την κεραία και το HPM σύστημα εν γένει, σε σχέση με τα υλικά που

χρησιμοποιούνται για την κατασκευή τους. Προφανώς, η ανικανότητα ορισμένων υλικών να οδηγήσουν παλμούς υψηλής ισχύος θέτει σημαντικούς περιορισμούς στον καθορισμό των επιτρεπτών υλικών για HPM εφαρμογές. Τρανό παράδειγμα είναι τα δυσάρεστα αποτελέσματα που θα παρατηρηθούν αν γίνει προσπάθεια κυματοδότησης παλμών υψηλής ισχύος με ομοαξονικά καλώδια, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως. Ακόμα, τα διηλεκτρικά υποστρώματα (dielectric substrates) θα πρέπει να αντέχουν σε τόσο υψηλά επίπεδα ισχύος, δίχως να υποβαθμίζουν τις ιδιότητες τους.

Σύνηθες φαινόμενο το οποίο πρέπει να αποφεύγεται στις κεραίες όλων των ειδών είναι η διασπορά. Οι HPM κεραίες δεν αποτελούν εξαίρεση στο ζήτημα αυτό και για το λόγο αυτό ο κατασκευαστής-μηχανικός πρέπει να σχεδιάσει την κεραία με τέτοιο τρόπο ώστε να μην εμφανίζεται, κατά το δυνατόν, διασπορά. Η εξασφάλιση της απουσίας του φαινομένου της διασποράς εγγυάται την εκπομπή διακριτών κυμάτων. Αυτό σημαίνει ότι το κέντρο της φάσεως (phase center) οφείλει να παραμένει σταθερό σε όλο το εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας. Αυτό θα αποτρέψει την επικάλυψη των παλμών σε περίπτωση που απαιτείται ριπή παλμών (pulse burst).

Ένα άλλο χαρακτηριστικό που θα πρέπει να διαθέτουν οι HPM κεραίες είναι η κατευθυντικότητα. Η ιδιότητα αυτή επιτρέπει την εστίαση της ακτινοβολούμενης ενέργειας σε συγκεκριμένο μέρος του χώρου όπου βρίσκεται ο επιθυμητός στόχος. Με τον τρόπο αυτό θα αποφευχθούν, στο μέτρο του δυνατού, οι παρεμβολές άλλων συστημάτων.

Ένας από τους βασικότερους στόχους κάθε κατασκευαστή κεραιών είναι η επίτευξη του μεγαλύτερου δυνατού κέρδους. Το ίδιο ισχύει προφανώς και για τις HPM κεραίες. Οι κατευθυντικές ιδιότητες της κεραίας απεικονίζονται στο διάγραμμα ακτινοβολίας και έτσι σχετίζονται άμεσα με το κέρδος της. Το κέρδος σε συνδυασμό με την ισχύ εισόδου αποδίδει την ισχύ εξόδου, η οποία καθορίζει την απόσταση κάλυψης της κεραίας. Στην ουσία το κέρδος ορίζεται ως ο τρόπος με τον οποίο η κεραία μετατρέπει και ακτινοβολεί την εισερχόμενη ισχύ σε μια συγκεκριμένη κατεύθυνση του χώρου. Αναφορικά με τις HPM κεραίες, αναμένεται να επιδεικνύουν από μέτριο έως υψηλό κέρδος.

Επιπλέον, ένα ακόμα καίριο χαρακτηριστικό των HPM κεραιών είναι οι διαστάσεις τους. Γενικά, επιδιώκονται περιορισμένες διαστάσεις (compactness) ώστε να μετριάζεται ο όγκος των HPM κεραιών. Ωστόσο, ο βαθμός περιορισμού των διαστάσεων, αποτελεί ίσως το πιο σχετικό γνώρισμα των HPM κεραιών. Αυτό οφείλεται στις διαφορετικές απαιτήσεις σχετικά με τον όγκο, την ευκινησία και τις διαστάσεις, τις οποίες επιβάλλει η εκάστοτε εφαρμογή, όπου χρησιμοποιείται η κεραία. Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, διαφορετικά μεγέθη κεραιών απαιτούνται για μια στατική, για μια φορητή, που αναπτύσσεται και αναδιπλώνεται και για μια

ΗΡΜ κεραία που προσαρτάται πάνω σε ένα όχημα. Η ακριβής γνώση λοιπόν του πεδίου εφαρμογής, της λειτουργίας της ΗΡΜ κεραίας και των διαστάσεων της, μπορεί να αποδειχθεί σύμμαχος στην εύρεση της καταλληλότητας της ή μη στην εκάστοτε δοσμένη εφαρμογή.

Οι πιο σημαντικές WB και UWB ΗΡΜ κεραίες που εντοπίστηκαν στη βιβλιογραφική αναζήτηση και παρατίθενται στην παρούσα εργασία είναι οι επόμενες:

- **Λογάριθμο-περιοδικές Κεραίες (Log-Periodic Antennas)**
- **Αμφικωνικές Κεραίες (Biconical Antennas)**
- **Σπειροειδείς Κεραίες Υποστηριζόμενης Κοιλότητας (Cavity-Backed Archimedean Spiral Antennas-CBAS Antennas)**
- **TEM και Ραβδωτές TEM Χοανοκεραίες (TEM Horn and Ridged TEM Horn Antennas)**
- **Κεραίες Διηλεκτρικού Φακού (Dielectric Lens Antennas)**
- **Κυματοδηγοί με Σχισμές (Leaky Pipe or Slotted Waveguide Antennas)**
- **Κ Κεραίες (K Antennas)**
- **Βιβάλντι Κεραίες (Vivaldi Antennas)**
- **Κεραίες Βαλεντίνου (Valentine Antennas)**
- **Κεραίες Καρχαρίες (Shark Antennas)**
- **Κεραίες Ανακλαστήρες (Reflector Antennas)**
- **Ομοαξονικές Κεραίες Φακού Περιστρεφόμενης Ακτίνας (COBRA (Coaxial Beam Rotating Antennas) Lens Antennas)**

Προφανώς, η συντριπτική πλειοψηφία από αυτές τις WB και UWB κεραίες ανήκουν στην κατηγορία των ΗΡΜ κεραίων παροδικού παλμού (transient pulse ΗΡΜ antennas), αφού είχε εξ' αρχής τεθεί η απαίτηση ότι οι εκπεμπόμενοι παλμοί της κεραίας θα έχουν διάρκεια της τάξεως των ns. Οι κλασικές ευρυζωνικές (broadband) κεραίες χρησιμοποιούνται στην αρμονική λειτουργία (harmonic mode) και δεν προσφέρουν τα αναμενόμενα χαρακτηριστικά σε λειτουργία που σχετίζεται με παροδικές καταστάσεις, όπως αυτές που μελετώνται, δηλαδή της τάξεως των ns.

Στις επόμενες ενότητες θα μελετηθούν οι αναγραφόμενες κεραίες, παρουσιάζοντας τα κυριότερα χαρακτηριστικά και ιδιότητες για καθεμία από αυτές, βάσει της βιβλιογραφικής αναζήτησης. [9] [54] [67] [68]

3.1 Log-Periodic Κεραίες

Η παρουσίαση και μελέτη των κεραίων θα ξεκινήσει από τη Log-Periodic κεραία, η οποία ανήκει στην κατηγορία των στοιχειοκεραίων και είναι γνωστή και ως εναέρια (aerial). Η δομική γεωμετρία της, επιτρέπει στα χαρακτηριστικά της

αντίστασης και της ακτινοβολίας της να επαναλαμβάνονται περιοδικά ως ο λογάριθμος της συχνότητας, καθιστώντας την σχεδόν ανεξάρτητη της συχνότητας (Frequency independent antenna). Αποτελείται από μια ευρυζωνική ρύθμιση από πολλαπλά στοιχεία, καθένα από τα οποία διαθέτει στενής ζώνης χαρακτηριστικά. Το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας είναι κατευθυντικό, εκπέμποντας έτσι ακτινοβολία στενής δέσμης και λειτουργεί σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Η δομή της χαρακτηρίζεται και από το άνοιγμα των γωνιών (opening angles).

Ένα συγκεκριμένο είδος τέτοιων στοιχειοκεραιών, είναι το λογάριθμο-περιοδικό δίπολο (LPDA), το οποίο αποτελείται από διάφορα στοιχειώδη δίπολα τοποθετημένα σε παραλληλία πάνω σε έναν σπλισμό δύο σκελών (two strand armature), έτσι ώστε δύο διαδοχικά δίπολα να έχουν αντίθετες φάσεις (phase opposition), όταν η κεραία τροφοδοτείται. Κάθε δίπολο ακτινοβολεί ανεξάρτητα με μέγιστη αποτελεσματικότητα όταν το μήκος του αντιστοιχεί στο μισό μήκος κύματος της συχνότητας ισχύος. Η χαμηλή συχνότητα λοιπόν καθορίζεται από το μέγεθος του μεγαλύτερου διπόλου και η υψηλή συχνότητα από το μέγεθος του μικρότερου διπόλου. Το μέγεθος των στοιχείων και οι αποστάσεις μεταξύ τους αυξάνουν λογαριθμικά από το «στενό/μικρό» άκρο προς το «ευρύ/μεγάλο» άκρο της κεραίας. Έτσι, επιτυγχάνεται η κάλυψη όλου του επιθυμητού εύρους συχνοτήτων από τη χαμηλότερη έως την υψηλότερη συχνότητα. Εξαιτίας όμως του γεγονότος ότι υπάρχει μόνο ένας ορισμένος αριθμός από στοιχεία, τα οποία συντονίζονται με μία μόνο συχνότητα, αυτό το είδος της κεραίας δεν επιδεικνύει ένα σταθερό κέντρο φάσεως (constant phase center). Όπως είναι φυσικό, οι αποτελεσματικές δομές στις χαμηλές συχνότητες είναι δυσκίνητες, δεδομένου ότι η χαμηλή συχνότητα των 200 MHz αντιστοιχεί σε δίπολο μήκους 75 cm (το μεγαλύτερο).

Ένα ακόμα είδος λογαριθμο-περιοδικής κεραίας είναι η λογάριθμο-περιοδική τραπεζοειδής οδοντωτή κεραία (log-periodic toothed trapezoid antenna- LPTA).

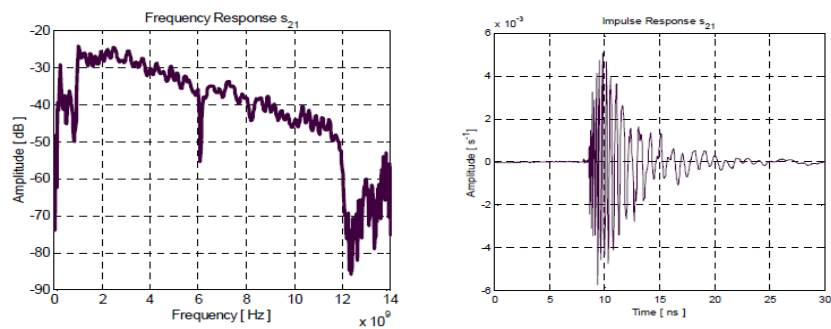


Εικόνα 34: Log-periodic (LPDA) κεραία (250 – 2400 MHz) και LPTA κεραία.

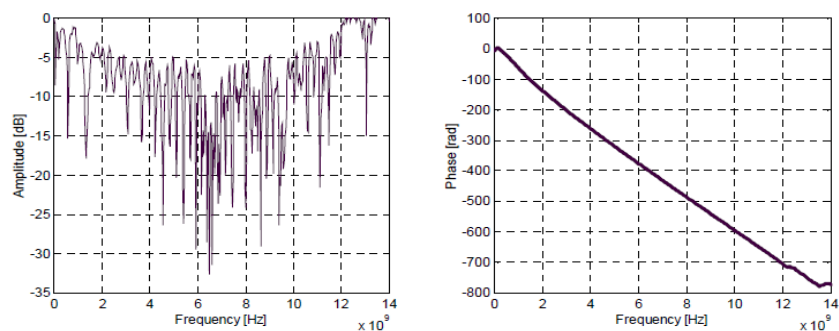
Πριν όμως ακολουθήσει η ανάλυση ορισμένων βασικών χαρακτηριστικών της LPTA κεραίας, θα πρέπει πρώτα να οριστεί τι είναι ο συντελεστής απόκρισης συχνότητας S_{21} , διότι θα φανεί χρήσιμος στη συνέχεια. Κατ' αρχάς, πρόκειται για ένα σύστημα 2×2 , δηλαδή δύο θυρών εισόδου και εξόδου. Ως θύρα εισόδου μπορεί αυθαίρετα να οριστεί κάθε μέρος στο οποίο αποδίδεται κάποια τάση και ρεύμα. Σε προηγούμενη ενότητα είχε αναλυθεί ο συντελεστής S_{11} , ο οποίος ονομάζεται και

συντελεστής ανάκλασης. Ουσιαστικά, ο συντελεστής S_{21} αντιπροσωπεύει την ισχύ που λαμβάνεται από την κεραία 2, σε σχέση με την ισχύ εισόδου της κεραίας 1. Για παράδειγμα, η σχέση $S_{21} = 0$, υποδηλώνει ότι όλη η ισχύς που παραδόθηκε στην κεραία 1 καταλήγει στα τερματικά της κεραίας 2. Αν τώρα, $S_{21} = -10\text{dB}$, τότε υποθέτοντας ότι η είσοδος της κεραίας 1 τροφοδοτείται με 1W (ή 0 dB), από την κεραία 2 θα λαμβάνονται -10dB (0.1 W).

Η LPTA, όντας και αυτή log-periodic κεραία, ακολουθεί και αυτή τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας που αναλύθηκαν προηγουμένως. Καθώς ο παλμός ταξιδεύει κατά μήκος των επιφανειών της κεραίας, ακτινοβολία κατευθύνεται προς το άκρο της τροφοδοσίας, προκαλώντας διασπορά στη συχνότητα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση κωδωνισμού (ringing) στο πεδίο του χρόνου, επιμηκύνοντας έτσι τη διάρκεια του παλμού, η οποία ανέρχεται στα 11 ns με μέγιστο πλάτος τα 5 mV.



Εικόνα 35: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση στο πεδίο του χρόνου για τη σύνδεση δύο LPTA κεραίων



Εικόνα 36: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο LPTA κεραίων

Ο συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) είναι κατά μέσο όρο περίπου ίσος με -8 dB στο διάστημα 1-4 GHz, -15 dB μεταξύ 4-10 GHz και -10 dB στο διάστημα 10-12 GHz. Επίσης, η απόκριση φάσης είναι μη γραμμική. Συνολικά, οι LPTA κεραίες εκθέτουν αυτή τη μορφή ringing στη χρονική τους απόκριση (γεγονός που υποδηλώνει την ύπαρξη διασποράς) και αποδίδουν περίπου $1/\omega^2$ μείωση στην ισχύ τους, σε συχνότητες μεγαλύτερες από τη θεμελιώδη συχνότητα συντονισμού (1GHz).

Οι κλασικές δομές Log- periodic κεραιών αντέχουν επίπεδα ισχύος εισόδου μέχρι λίγα KW και αποδίδουν κέρδος περίπου 6 dB για εύρος ζώνης περίπου ίσο με μία decade ($\frac{f_H}{f_L} = 10$). Συνεπώς, προβλέπονται σημαντικές τροποποιήσεις στις παρούσες δομές ώστε να χρησιμοποιηθούν αποτελεσματικά σε HPM εφαρμογές, ειδικότερα σε αυτές που απαιτούν υψηλά επίπεδα ισχύος της τάξεως των MW. Σε περιπτώσεις πολύ υψηλών επιπέδων ισχύος, όπως στις προαναφερθείσες των MW, αναδύεται το πρόβλημα της οδήγησης της θύρας εισόδου με ένα παλμό υψηλής ισχύος. Πρόκειται ουσιαστικά για ένα πρόβλημα το οποίο αναγάζεται στη μεταφορά υψηλής ισχύος σε ένα ζεύγος τερματικών. Σοβαρό ακόμα ζήτημα είναι η εμφάνιση του φαινομένου της διασποράς στη λογάριθμο-περιοδική κεραία. Η εν λόγω κεραία έχει ορισμένες ελκυστικές ιδιότητες οι οποίες ταιριάζουν πολύ σε συγκεκριμένες εφαρμογές λιγότερο υψηλής ισχύος. Ωστόσο, αναφορικά με τις HPM εφαρμογές είναι λιγότερο αποδοτικές σε σχέση με άλλες κεραιές, οι οποίες μελετώνται σε επόμενες ενότητες. [1] [5] [6] [9] [67]

3.2 Biconical Κεραίες

Η δεύτερη κεραία που θα εξεταστεί είναι η αμφικωνική κεραία (Biconical Antenna). Πρόκειται για μια παραλλαγή της διπολικής κεραίας, η οποία εμφανίζει μεγάλο εύρος ζώνης, της τάξεως των τριών οκτάβων ($\text{octave} = \frac{f_h}{f_l} = 2$) και άνω. Αποτελείται από δύο κωνικές κατασκευές αγωγίμου υλικού (στερεού ή όχι), τροφοδοτούμενες στα σημεία τους με τροφοδοσία που ισορροπεί. Η κεραία αυτή εκπέμπει ένα ομοιοκατευθυντικό-παγκκατευθυντικό (omnidirectional) διάγραμμα ακτινοβολίας, γεγονός που οφείλεται στη δομή της που επιδεικνύει περιστροφική γεωμετρία κατά μήκος του κάθετου άξονά της. Παρατηρώντας τα διαγράμματα ακτινοβολίας της, επαληθεύεται η ομοιότητα τους με αυτά του τυπικού διπόλου. Για την εξαγωγή αναλυτικών λύσεων όσον αφορά τα ακτινοβολούμενα πεδία και την αντίσταση εισόδου της κεραίας, θεωρήθηκε μια αμφικωνική κεραία απέραντων διαστάσεων. Μία αντίστοιχη κεραία πεπερασμένων διαστάσεων απεικονίζεται παρακάτω:

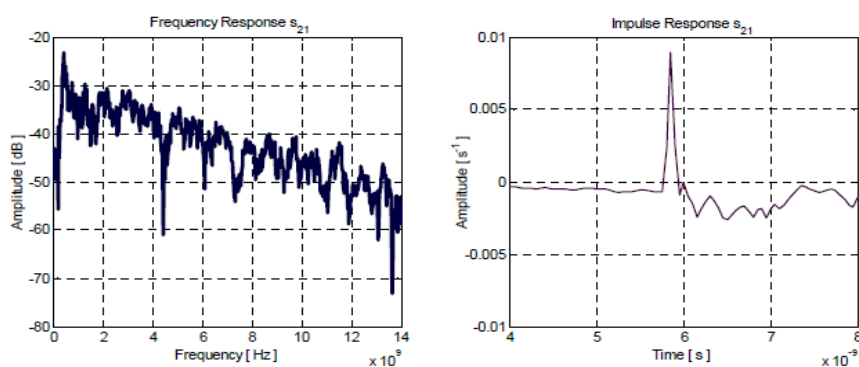


Εικόνα 37: Η τυπική δομή μιας Biconical κεραιάς

Κεραίες αυτού του είδους παρουσιάζουν μια αξιοσημείωτη συμπεριφορά, η οποία σχετίζεται με τη διατήρηση του επαγωγικού μέρους (reactive part) της αντίστασης της κεραίας κάτω από ένα συγκεκριμένο επίπεδο σε ένα ολόένα και πιο

ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Η διεύρυνση του εύρους ζώνης αυξάνεται προοδευτικά με την αύξηση της γωνίας (flare angle).

Για την μελέτη της απόκρισης συχνότητας S_{21} χρησιμοποιήθηκαν δύο πανομοιότυπες αμφικωνικές κεραιές, οι οποίες έχουν εξής διαστάσεις: το ύψος ισούται με 14,4 cm, η διάμετρος των δύο δίσκων είναι ίση με 31,2 cm και η γωνία που σχηματίζουν είναι περίπου $49,6^\circ$. Μιας και δεν χρησιμοποιήθηκε ανηχοϊκός θάλαμος, ο συντελεστής S_{21} ανέδειξε σε μεγάλο βαθμό την παρουσία και την επίδραση της πολυδιαδρομικής διάδοσης (multi-path). Εν συντομία, με τον όρο πολυδιαδρομική διάδοση εννοείται η εμφάνιση πολλαπλών αντιγράφων του ίδιου σήματος που φτάνουν στην κεραιά του δέκτη μέσω δύο ή περισσότερων διαδρομών.

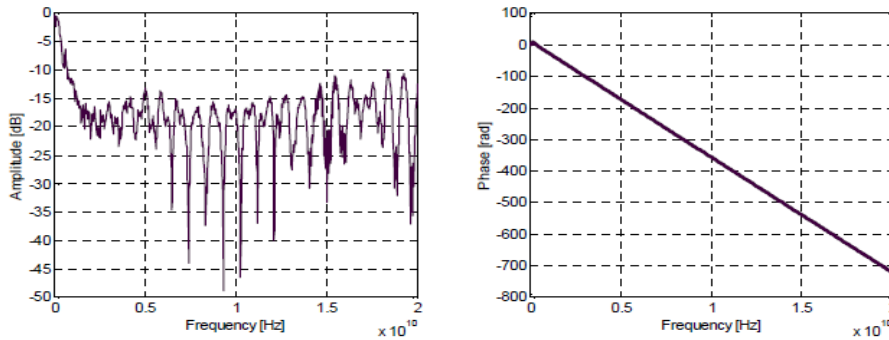


Εικόνα 38: Μεταβολή του συντελεστή S_{21} συναρτήσει της συχνότητας (αριστερά) και κρουστική απόκριση (impulse response) S_{21} στο πεδίο του χρόνου (δεξιά).

Οι ευρυζωνικές ιδιότητες της αμφικωνικής κεραιάς αποδίδονται σε πολυάριθμες συχνότητες συντονισμού συνδυασμένες, όπως φανερώνεται από την απώλεια επιστροφής (return loss) και τον συντελεστή ανάκλασης αντίστοιχα. Η κρουστική απόκριση ανέρχεται περίπου στα $9 \times 10^{-3} \text{ s}^{-1}$ (ή 9mV). Αρχικά, φαίνεται ότι η αμφικωνική κεραιά δεν έχει καμία επίδραση, τόσο αναφορικά με την εκπομπή όσο και με τη λήψη, στον παλμό που χρησιμοποιήθηκε για να διεγείρει την κεραιά, ωστόσο, η φύση του παλμού προκύπτει από πολλαπλές λειτουργίες ακύρωσης (multi-mode cancellations).

Ο συντελεστής ανάκλασης είναι μικρότερος από -10dB στο φάσμα μεταξύ 800MHz και 20GHz. Παρατηρείται ότι η γραφική παράσταση του συντελεστή ανάκλασης επαλήθευσε τον προηγούμενο ισχυρισμό που ανέφερε ότι πολλές συχνότητες συντονισμού συνυπάρχουν σε κοντινές φασματικές αποστάσεις. Η απόκριση φάσης, όπως φαίνεται και από την παραπάνω εικόνα είναι γραμμική.

Συμπερασματικά, η αμφικωνική κεραιά καθίσταται ένας πολύ καλός UWB παγκατευθυντικός ακτινοβολητής. Η αποδοτικότητά της είναι ικανοποιητική, γεγονός που έχει ως αποτέλεσμα το πολύ μεγάλο πλάτος της παροδικής (transient) κυματομορφής, εν αντιθέσει με μια συντονισμένη μονοπολική κεραιά.



Εικόνα 39: Συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει της συχνότητας $f(\text{Hz})$ (αριστερά) και απόκρισης φάσεως της σύνδεσης δύο αμφικωνικών κεραιών στο πεδίο της συχνότητας (δεξιά).

Η χρονική απόκριση είναι σε σχήμα τριγώνου αρχικά με μια παρατεταμένη αρνητική ουρά στη συνέχεια. Η απόκριση συχνότητας επιδεικνύει συμπεριφορά της μορφής $1/\omega^2$. [5] [9]

3.3 Cavity-Backed Archimedean Spiral Κεραίες

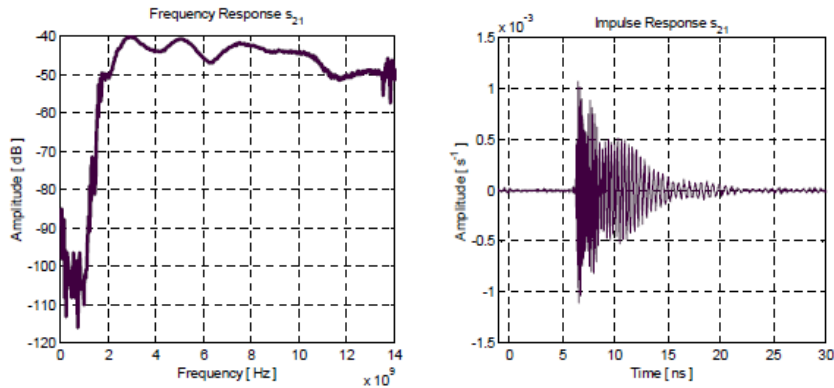
Οι αρχιμήδειες σπειροειδείς κεραιές (archimedean spiral antennas) είναι ένα κλασικό παράδειγμα κεραιών ανεξάρτητων της συχνότητας. Ο λόγος για τον οποίο παρουσιάζουν ολοένα και περισσότερο ενδιαφέρον οφείλεται στο μεγάλο εύρος ζώνης τους, την υψηλή αποδοτικότητα τους και την κυκλική πόλωση που διαθέτουν (circular polarization). Τέτοιες κεραιές ακτινοβολούν ένα κανονικό, κυκλικά πολωμένο κύμα σε δύο κατευθύνσεις, στο επίπεδο της κεραίας. Για την επίτευξη μιας δέσμης μονής κατεύθυνσης, η αρχιμήδεια σπειροειδής κεραία υποστηρίζεται από μία κοιλότητα. Έτσι, η αρχιμήδεια σπειροειδής κεραία λαμβάνει πλέον το όνομα αρχιμήδεια σπειροειδής κεραία υποστηριζόμενης κοιλότητας (CBAS). Η κοιλότητα είναι γεμάτη από απορροφητικό υλικό. Δίχως την εισαγωγή αυτού του υλικού, η κενή κοιλότητα θα επέφερε στην κεραία ανεπιθύμητο συντονισμό, αλλοιώνοντας με αυτόν τον τρόπο τη φύση, της ανεξάρτητης από τη συχνότητα, κεραίας. Οι σχεδιαστικές παράμετροι όπως είναι το βάθος της κοιλότητας, η διάμετρος και ο ρυθμός διόγκωσης της σπείρας, το εύρος και οι αποστάσεις (spacing) του αγωγού, καθώς και η τροφοδότηση της κεραίας, έχουν μελετηθεί, με σκοπό την επίτευξη συγκεκριμένων χαρακτηριστικών ακτινοβολίας.



Εικόνα 40: Cavity-Backed Archimedean Spiral (CBAS) Antenna

Σημαντικό μέρος κάθε σπειροειδούς σχεδιασμού είναι ένας ευρυζωνικός συμμετρο-ασυμμετρικός μετασχηματιστής (balun).

Στην επόμενη εικόνα παρατίθεται τόσο η απόκριση συχνότητας όσο και η κρουστική απόκριση στο πεδίο του χρόνου.

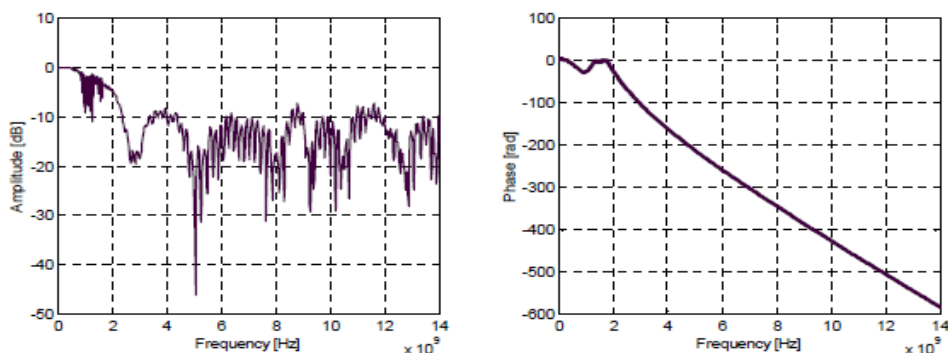


Εικόνα 41: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση (S_{21}) της σύνδεσης δύο αρχιμήδειων σπειροειδών κεραιών

Παρατηρώντας το διάγραμμα της κρουστικής απόκρισης των CBAS κεραιών, συμπεραίνεται ότι υπάρχει διασπορά. Το φαινόμενο αυτό μπορεί ίσως να εξηγηθεί με τον εντοπισμό της διαδρομής του εκπεμπόμενου παλμού κατά μήκος της σπείρας. Καθώς ο παλμός οδεύει από το κέντρο προς την άκρη, εκπέμπεται ακτινοβολία. Οι υψηλότερης συχνότητας συνιστώσες (higher frequency components) ακτινοβολούν πρώτες και στη συνέχεια έπονται οι χαμηλότερης συχνότητας συνιστώσες, γεγονός που προκαλεί τη συχνотική διασπορά. Το ringing οφείλεται στη καθυστέρηση φάσεως μεταξύ των διαφόρων συχνотικών συνιστωσών του ακτινοβολουμένου πεδίου. Η διάρκεια του ringing ανέρχεται στα 13,5 ns και το πλάτος της κρουστικής απόκρισης στα 1,1 mV. Αναφορικά με την απόκριση συχνότητας, η CBAS κεραία παρουσιάζει σημαντικά διαφορετική συμπεριφορά στο μέγεθος της συχνότητας. Όλες οι άλλες κατασκευές που μελετήθηκαν απέδωσαν περίπου $1/\omega^2$ μείωση στην ισχύ, για συχνότητες μεγαλύτερες από τη συχνότητα συντονισμού.

Ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} του διαγράμματος της παραπάνω CBAS κεραίας ικανοποιεί την ανισότητα $S_{11} < -10 \text{ dB}$ στο διάστημα 2,5 – 14 GHz. Η απόκριση φάσης από τη μεριά της επιδεικνύει μη γραμμική συμπεριφορά, γεγονός αναμενόμενο αφού η κεραία παρουσιάζει διασπορά.

Καταλήγοντας, η CBAS κεραία παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και της συχνότητας. Στο πεδίο του χρόνου παρουσιάζει διασπορά ενώ στο πεδίο της συχνότητας δεν είναι ανάλογη του $1/\omega^2$. Ακόμα, η απόκριση φάσης δεν είναι γραμμική.



Εικόνα 42: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο αρχιμήδειων σπειροειδών κεραιών

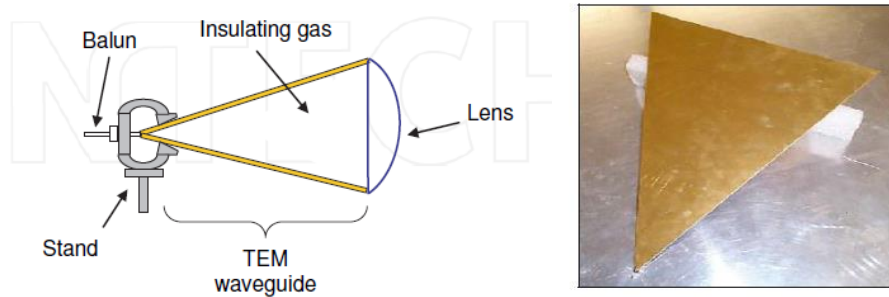
Μια ακόμα κεραία που δεν εξαρτάται από τη συχνότητα, η log-periodic κεραία και πιο συγκεκριμένα η LPTA, εμφάνιζε διασπορά στο πεδίο του χρόνου. Αυτό ίσως αποτελεί μια ένδειξη ότι, γενικά, οι frequency independent κεραιές θα παρουσιάζουν διασπορά με τη μορφή ringing. Ωστόσο, στο πεδίο της συχνότητας, η CBAS κεραία έχει σταθερή απόκριση συχνότητας σε ένα πλήθος συχνοτήτων, ενώ η LPTA είναι ανάλογη του $1/\omega^2$. [5] [9]

3.4 TEM Horn and Ridged TEM Horn Κεραίες

Οι TEM Horn είναι κεραιές οδεύοντος κύματος που έχουν σχήμα πυραμίδας (pyramidal flared) ή κωνική μορφή και αποτελούνται από δύο αγωγίμες πλάκες (flaring conducting plates). Συνήθως χρησιμοποιούνται για την ακτινοβολήση εξαιρετικά μικρών σε διάρκεια παλμών καθώς και στη μετάδοση και λήψη UWB παλμών χαμηλής διασποράς. Οι κεραιές αυτής της κατηγορίας δεν είναι κεραιές συντονισμού, συνεπώς λειτουργούν σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Στις υψηλές συχνότητες του φάσματος χρήσης, τροφοδοτούνται τις περισσότερες φορές από κυματοδηγό. Στις χαμηλότερες συχνότητες, το σύστημα τροφοδότησης αποτελείται από ομοαξονικό καλώδιο που καταλήγει σε νήμα μήκους ίσο με ένα τέταρτο του μήκους κύματος. Κάτι τέτοιο αποτελεί τροχοπέδη στη μετάδοση επαναλαμβανόμενων σημάτων υψηλής ισχύος. Αυτός ο τύπος κεραίας ευρείας ζώνης δεν είναι κατάλληλος για εφαρμογές που σχετίζονται με μεταβατικές καταστάσεις. Ακόμα, η επίδοση στις συχνότητες υπό το 1GHz μπορεί να εξασφαλιστεί μόνο με τη χρήση ογκωδών κατασκευών. Έχουν διεξαχθεί πολλές έρευνες με στόχο την περαιτέρω διεύρυνση του φάσματος (impedance bandwidth) της TEM horn κεραίας και ένας από τους κυριότερους τρόπους για την επίτευξη του εγχειρήματος αυτού είναι η προσθήκη φορτίου-αντίστασης. Πολύ συχνά οι TEM horn κεραιές, είναι εξοπλισμένες με φακούς πολυαιθυλενίου στο άνοιγμα της χοάνης (όπως φαίνεται και στην εικόνα που ακολουθεί), παρέχοντας ένα επίπεδο κύμα στην έξοδο. Αυτή η στρατηγική ακολουθείται για μείωση κατά το δυνατόν της χωρικής σκέδασης.

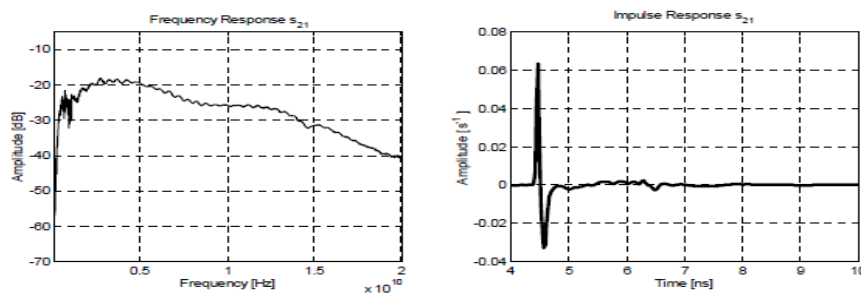
Αναλόγως με το επίπεδο της απόδοσης που επιδιώκεται, ο φακός μπορεί να καταστεί δυσκίνητος και ογκώδης, επιβαρύνοντας έτσι ολόκληρο το σύστημα της κεραίας.

Αν χρησιμοποιηθεί balun για την τροφοδότηση της TEM horn κεραίας, θα περιοριστεί το εύρος ζώνης λειτουργίας της. Για την αποφυγή της χρήσης του balun με ομοαξονικό καλώδιο τροφοδοσίας, μπορεί να χρησιμοποιηθεί το επίπεδο γείωσης ως συμμετρικό επίπεδο. Συνεπώς, μια μονοκωνική φλάντζα (horn flange) θα τοποθετηθεί πάνω από το γειωμένο επίπεδο:

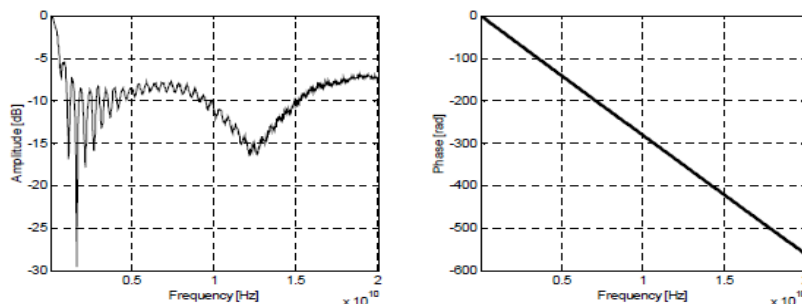


Εικόνα 43: TEM horn κεραία με φακό πολυαιθυλενίου στο άνοιγμα της χοάνης και TEM horn κεραία πάνω από γειωμένο επίπεδο.

Με την τοποθέτηση δύο πανομοιότυπων TEM horn κεραίων σε γειωμένο επίπεδο διαστάσεων 120x120 cm και σε απόσταση 130,2 cm μεταξύ των σημείων τροφοδοσίας τους, ελήφθησαν τα παρακάτω:



Εικόνα 44: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση (S_{21}) της σύνδεσης δύο TEM horn κεραίων



Εικόνα 45: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο TEM horn κεραίων

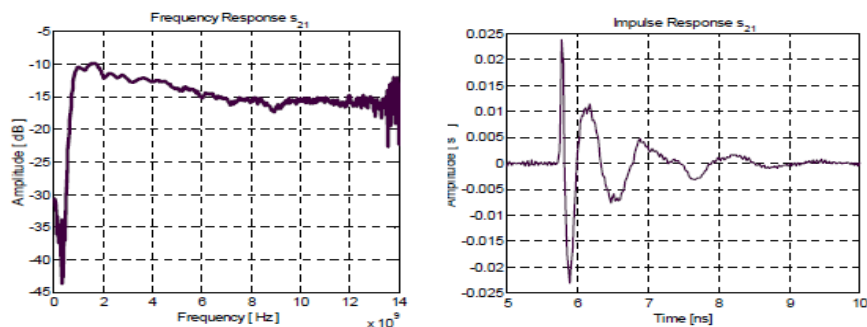
Η κρουστική απόκριση ανέρχεται στα 63mV και έχει διάρκεια 4nsec. Στο διάστημα από τα 5,5-7nsec παρατηρείται η επίδραση της πολυδιαδρομικής διάδοσης, η οποία όμως δεν είναι ισχυρή. Όπως διαπιστώνεται, ο συντελεστής ανάκλασης για τις TEM horn κεραίες είναι υπό τα -10 dB στο διάστημα 1-15 GHz. Προφανώς, η απόκριση φάσης της σύνδεσης είναι γραμμική.

Μια παραλλαγή της TEM horn κεραίας είναι η ραβδωτή TEM χοανοκεραία (ridged TEM horn antenna) με έναν κεντρικό αγωγό και ραβδώσεις στις δύο πλευρές.



Εικόνα 46: Ridged TEM horn antenna

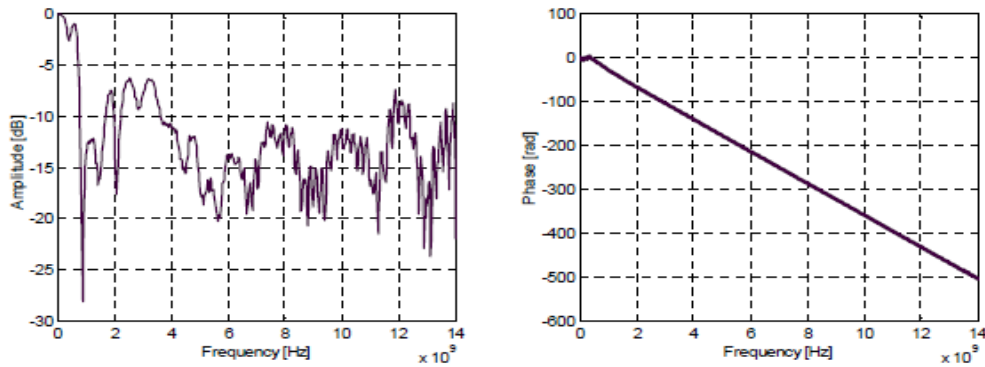
Αυτή η τροποποίηση επιτρέπει την διεύρυνση του φάσματος λειτουργίας στο διάστημα 1-18 GHz, σε συνδυασμό με τη διατήρηση των μικρών διαστάσεων της κεραίας. Παρά ταύτα, τα προβλήματα που αναδύονται από την εφαρμογή υψηλών τάσεων και ισχύος παραμένουν, ειδικότερα αν χρησιμοποιείται balun, για την προσαρμογή της αντίστασης εισόδου του στοιχείου ακτινοβολίας. Ακόμα, παρατηρείται παραμόρφωση στο διάγραμμα ακτινοβολίας της ridged TEM horn κεραίας, για τις πολύ υψηλές συχνότητες λειτουργίας. Τα χαρακτηριστικά της σύνδεσης δύο ridged TEM horn κεραιών λαμβάνονται με τη βοήθεια των παρακάτω σχηματικών:



Εικόνα 47: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση (S_{21}) της σύνδεσης δύο ridged TEM horn κεραιών

Η κρουστική απόκριση επιδεικνύει πλάτος ίσο με 24 mV και διάρκεια 2,75 nsec, ενώ η απόκριση συχνότητας έχει μέγιστη τιμή περί τα 2 GHz και μειώνεται απότομα για τιμές μεγαλύτερες από τα 2 GHz.

Ο συντελεστής ανάκλασης παρουσιάζει τιμές κάτω από τα -10 dB στο εύρος συχνοτήτων από 3,5 έως 12 GHz. Η απόκριση φάσης της σύνδεσης είναι και σε αυτή την περίπτωση γραμμική, με εξαίρεση τις πολύ χαμηλές συχνότητες.

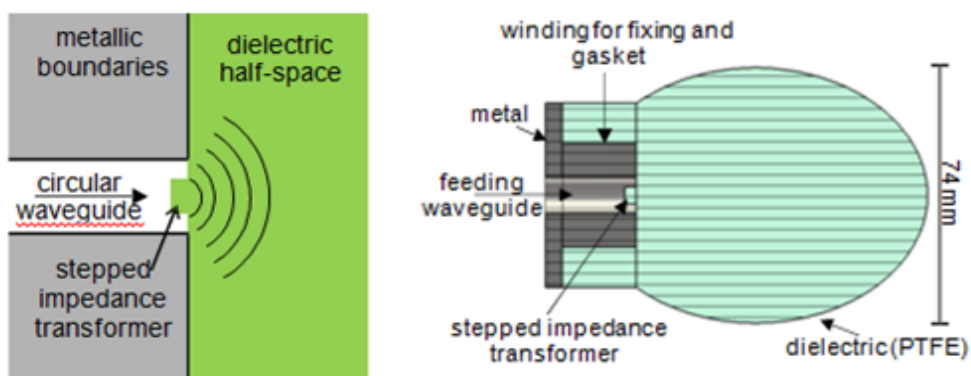


Εικόνα 48: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο ridged TEM horn κεραίων

Η απλή TEM horn κεραία παρουσιάζει μικρότερη διασπορά στην κρουστική απόκριση και επίσης το πλάτος της στο πεδίο του χρόνου είναι κατά 2,6 φορές περίπου μεγαλύτερο, σε σχέση με την ridged TEM horn κεραία. [5] [6] [9] [66] [73]

3.5 Dielectric Lens Κεραίες

Ένας διηλεκτρικός φακός μεγάλου μεγέθους ακτινοβολεί στενή δέσμη στο μακρινό πεδίο, γεγονός που αποτελεί ένα από τα ζητούμενα των HPM κεραίων. Μια κεραία διηλεκτρικού φακού, είναι απλά μια συστοιχία από μικρούς διηλεκτρικούς φακούς, όπου κάθε φακός τροφοδοτείται από το ίδιο του το στοιχείο (horn) για να παράγει τη στενή δέσμη στο μακρινό πεδίο.



Εικόνα 49: Η δομή μιας απλής κεραίας διηλεκτρικού φακού

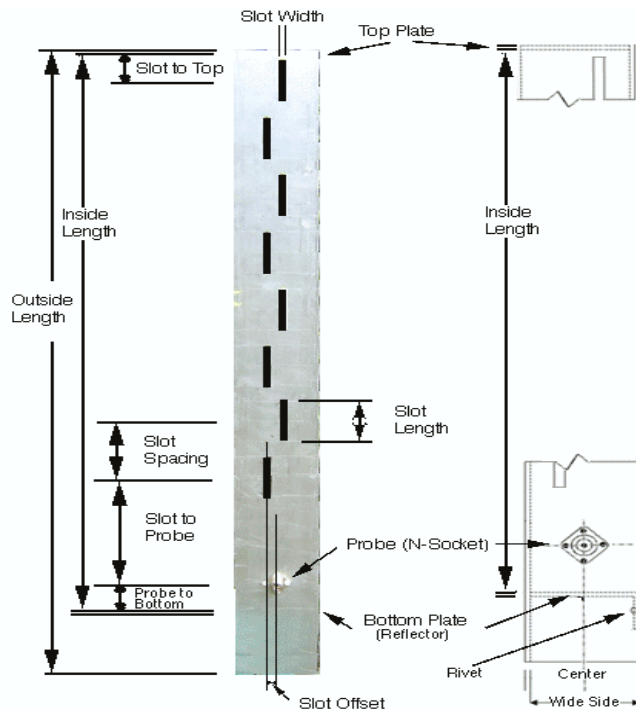
Και τα δύο αυτά συστήματα κρίνονται ως μη πρακτικά για τη δημιουργία μεγάλου ανοίγματος της κεραίας. Για την επίτευξη των απαιτούμενων διαστάσεων αυτών των ανοιγμάτων, χρειάζονται αρκετές δεκάδες μηκών κύματος, κάτι το οποίο εκπληρώνεται εύκολα με τη χρήση έτερων κεραίων. Συνεπώς, οι κεραίες διηλεκτρικού φακού δεν πληρούν τελικά τις προϋποθέσεις για την εισαγωγή τους στο χώρο των μικροκυμάτων υψηλής ισχύος (HPM). [1]

3.6 Leaky Pipe or Slotted Waveguide Κεραίες

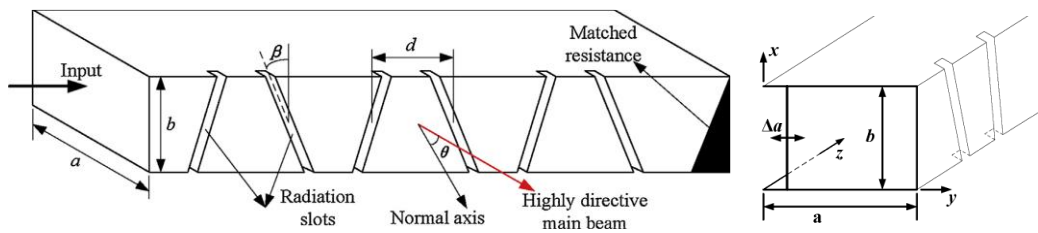
Μια άλλη κατηγορία κεραιών είναι οι slotted waveguide ή leaky pipe κεραίες. Όπως υποδηλώνει και το όνομά τους, πρόκειται για κυματοδηγούς που χρησιμοποιούνται ως κεραίες σε μικροκυματικές εφαρμογές που αφορούν κυρίως ραντάρ. Ένας κυματοδηγός με σχισμές (slotted waveguide) δεν έχει ανακλαστήρα, αλλά εκπέμπει απευθείας από τις σχισμές. Οι αποστάσεις μεταξύ των σχισμών είναι θέμα μείζονος σημασίας και λαμβάνουν τιμές ίσες με πολλαπλάσια ή κλάσματα του μήκους κύματος που χρησιμοποιείται για τη μετάδοση και τη λήψη. Το αποτέλεσμα αυτής της γεωμετρίας είναι ο σχηματισμός μιας κεραίας με υψηλό κέρδος και μεγάλη κατευθυντικότητα στο επίπεδο της κεραίας.

Γενικά είναι εφικτή η παραγωγή του κύριου λοβού προς μια συγκεκριμένη κατεύθυνση με τη χρήση σχισμών σε κυματοδηγούς, οι οποίες ακτινοβολούν μη συντονισμένα. Όμως, η ισχύς που ακτινοβολείται από κάθε σχισμή είναι της τάξεως του 1 MW, γεγονός που συνεπάγεται την ανάγκη για ύπαρξη εκατοντάδων ή και περισσότερων σχισμών για τη μετατροπή μιας τέτοιας κεραίας σε HPM κεραία με εκατοντάδες MW ή μερικά GW εκπεμπόμενης ακτινοβολίας. Για το λόγο αυτό τέτοιες κεραίες αποκλείονται σε HPM εφαρμογές που απαιτούν τόσο υψηλά επίπεδα ισχύος, ενώ ευδοκίμουν σε χαμηλής ισχύος εντοιχιζόμενες αεροδυναμικές εφαρμογές. Αν όμως επιθυμείται ο πειραματισμός σε HPM εφαρμογές με κεραίες των οποίων η ισχύς ακτινοβολίας είναι της τάξεως των εκατοντάδων KW και ανέρχεται το πολύ ως το 1 MW, τότε οι slotted waveguide κεραίες είναι μια συνετή επιλογή στο HPM περιβάλλον. Συνεπώς, ο καθορισμός της καταλληλότητας ή μη μιας slotted waveguide κεραίας σε μικροκυματικές εφαρμογές υψηλής ισχύος, εξαρτάται από την ίδια τη φύση της εφαρμογής, δηλαδή από το επίπεδο ισχύος της ακτινοβολίας που αυτή απαιτεί.

Στη παρούσα παράγραφο θα αναλυθεί μια συγκεκριμένη κεραία, η οποία αποτελεί στην ουσία μια συστοιχία από κυματοδηγούς με σχισμές (array of slotted waveguides). Πρόκειται για μια βελτιωμένη έκδοση των κεραιών υψηλής ισχύος με σχισμές, η οποία επιτυγχάνει μηχανική οδήγηση δέσμης (mechanical beam steering). Οι αποστάσεις μεταξύ των σχισμών καθορίζουν την κατεύθυνση του κυρίου λοβού της κεραίας, όπως άλλωστε συμβαίνει παραδοσιακά σε κάθε κεραία αυτού του είδους. Αυτό όμως που ξεχωρίζει την προαναφερθείσα κεραία από άλλες απλούστερες είναι ότι η οδήγηση δέσμης υλοποιείται μεταβάλλοντας τη συχνότητα. Η μεταβολή αυτή πραγματοποιείται με τη ρύθμιση των διαστάσεων του ευρέος τοιχώματος (broad wall) του ορθογώνιου κυματοδηγού (με σχισμές), οδηγώντας τελικά στην επιθυμητή καθοδήγηση της δέσμης.



Εικόνα 50: Ένας κυματοδηγός με σχισμές (slotted waveguide) με αναγραφόμενα όλα τα βασικά στοιχεία του

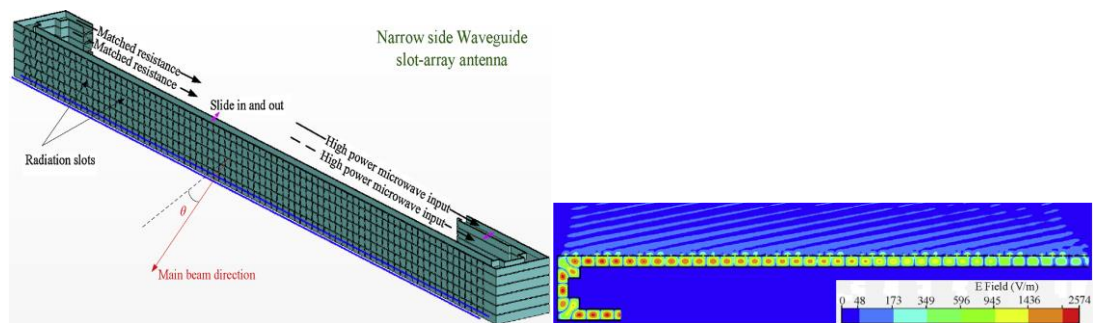


Εικόνα 51: Σχηματικό μιας κεραίας ρυθμιζόμενου κυματοδηγού με σχισμές και ενός κυματοδηγού σχισμών με το στενό ολισθαίνον τοίχωμα

Σημαντικό ρόλο στη μελέτη των κυματοδηγών με σχισμές διαδραματίζει η δυνατότητα τους να ακτινοβολούν ομοιόμορφα. Η δυνατότητα τους αυτή μπορεί να αυξήσει την ικανότητα χειρισμού της ισχύος, ιδιότητα πολύ κρίσιμη, ειδικότερα στις ΗΡΜ εφαρμογές. Το ερώτημα που απομένει να απαντηθεί είναι το πώς σχεδιάζεται ένας κυματοδηγός σχισμών που ακτινοβολεί ομοιόμορφα. Θα σχεδιαστεί μια συστοιχία-κεραία μεγάλης κλίμακας που συντίθεται από τις προαναφερθείσες κεραίες-κυματοδηγούς σχισμών, οι οποίες ακτινοβολούν ομοιόμορφα- ως επιμέρους στοιχεία της συστοιχίας.

Σύμφωνα με την αρχή της μηχανικής καθοδήγησης δέσμης και τη διαδικασία σχεδιασμού μιας συστοιχίας κυματοδηγών σχισμών που ακτινοβολούν ομοιόμορφα, προέκυψε το παρακάτω σχήμα. Τα μικροκύματα υψηλής ισχύος διαδίδονται μέσω του μετατοπιστή φάσεως σε κάθε σχισμή και εκπέμπονται στον ελεύθερο χώρο. Η δέσμη μπορεί να σαρωθεί σε επίπεδο κάθετο προς τον άξονα του κυματοδηγού. Αυτό επιτυγχάνεται ρυθμίζοντας τη φάση των μικροκυμάτων εισόδου κάθε κυματοδηγού

με σχισμές. Βέβαια, η ακτίνα μπορεί να σαρωθεί και σε επίπεδο παράλληλο προς τον ευρύ τοίχο του κυματοδηγού, ρυθμίζοντας τη διάστασή του τοίχου αυτού.



Εικόνα 52: Προσομοίωση της συστοιχία των κυματοδηγών με σχισμές (9,4 GHz) και κατανομή ηλεκτρικού πεδίου στον κυματοδηγό

Η παραπάνω δεξιά εικόνα δείχνει την κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου στον κυματοδηγό. Γίνεται φανερό ότι το κύμα διαδίδεται σε οδεύουσα κατάσταση (traveling state) και η περισσότερη ισχύς ακτινοβολείται στο χώρο. Παρά την ύπαρξη των σχισμών, δεν εμφανίζεται πεδιακή ενίσχυση, συνεπώς, η ισχύς (power capacity) του κυματοδηγού δεν μειώνεται.

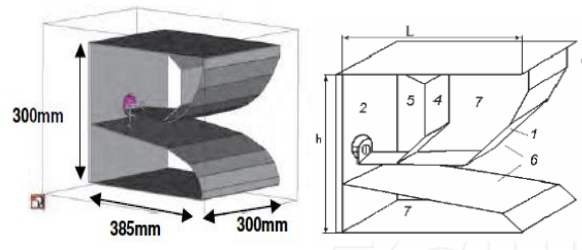
Συνοψίζοντας, πετυχαίνοντας ομοιόμορφη ακτινοβολία για κάθε σχισμή, δίνεται η δυνατότητα επέκτασης της συστοιχίας και συνεπώς κατασκευή κεραιών μεγαλύτερης κλίμακας. Επιπλέον, είναι δυνατόν να υλοποιηθεί σάρωση δέσμης στην αζιμούθια κατεύθυνση, ρυθμίζοντας τις διαστάσεις του ευρέος τοίχου του κυματοδηγού. Η κεραία που μελετήθηκε έχει ικανότητα χειρισμού υψηλής ισχύος ενώ λειτουργεί σε οδεύουσα κατάσταση (traveling wave state) χωρίς την ενίσχυση του ηλεκτρικού πεδίου και λειτουργεί σε περιβάλλον κενού. Η μηχανική της καταργασία είναι ακόμα σε εξέλιξη, ωστόσο τα πιστοποιημένα θεωρητικά και πειραματικά αποτελέσματα επαρκούν για την ανάδειξη της εγκυρότητας όλων των χαρακτηριστικών και ιδιοτήτων που αναφέρθηκαν παραπάνω. [1] [51] [71] [72] [75]

3.7 Κ Κεραίες

Η Κ κεραία, συνδυάζει διάφορα στοιχεία ακτινοβολίας, αποτελούμενη από ένα ηλεκτρικό μονόπολο (θέση 1 του δεξιού σχήματος), δύο μαγνητικά δίπολα (θέσεις 5,7) και μια TEM χοάνη (TEM horn στη θέση 6). Το μέγεθος του βρόχου (5) ρυθμίζεται από την πλάκα στη θέση 4. Αυτή η κεραία μπορεί να εξομοιωθεί με μια κεραία οδεύοντος κύματος, στην οποία έχει προστεθεί ένας μαγνητικός βρόχος, καθιστώντας έτσι εφικτή την αύξηση του πλάτους του φάσματος στις χαμηλές συχνότητες.

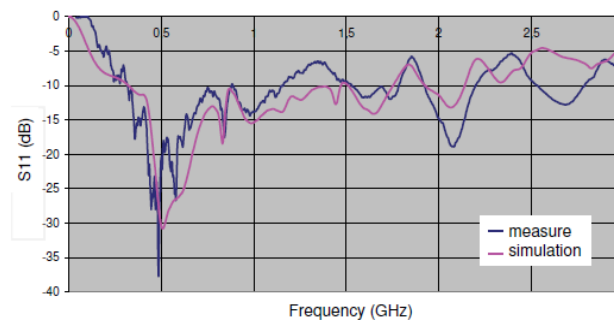
Διατηρείται σε ατμόσφαιρα SF₆, όπου το αέριο είναι ικανό να αντέχει διπολική τάση της τάξης των 460 kV (από κορυφή σε κορυφή) για μερικά nsec (τ). Το μήκος

της κεραίας L ορίζεται από το μέγιστο εύρος παλμούς (pulse width) που θα ακτινοβοληθεί: $L = \tau \cdot c/2$ (c η ταχύτητα του φωτός). Το αξονικό κέρδος είναι σταθερό μεταξύ 6 και 8dB για ένα πεδίο που εκπέμπεται σε κάθετη ευθύγραμμη πόλωση (vertical rectilinear polarization) .



Εικόνα 53: Η Κ κεραία

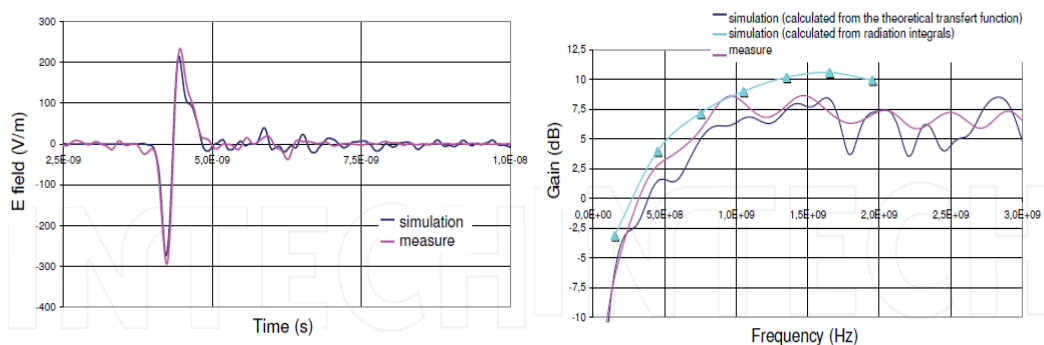
Η συστοιχία κεραιών που έχει ως επιμέρους στοιχεία τις Κ κεραιές, κατασκευάστηκε αρχικά με σκοπό να ενσωματωθεί σε ένα σύστημα εκπομπής υψηλής ηλεκτρομαγνητικής ισχύος. Η περαιτέρω επεξεργασία και βελτιστοποίηση που έλαβε χώρα, σε επίπεδο προσομοίωσης, αφορούσε στον περιορισμό των διαστάσεων, στη διεύρυνση της συχνοτικής μπάνας και στη τοποθέτηση της μπάνας λειτουργίας στο επίκεντρο του απαιτούμενου εύρους ζώνης. Παρατίθεται συντελεστής ανάκλασης:



Εικόνα 54: Ο συντελεστής ανάκλασης πειραματικός (measure) και θεωρητικός (simulation) συναρτήσει της συχνότητας

Μια μέτρηση συγκρίνεται με τον αναλυτή δικτύου (network analyzer) και την προσομοίωση. Το εύρος ζώνης για το οποίο παρατηρείται καλή προσαρμογή της κεραίας ($S_{11} < -10$ dB) είναι το διάστημα 320 MHz-1,16 GHz, σε πειραματικό επίπεδο (measure). Αντιθέτως, σε θεωρητικό επίπεδο (simulation) η προσαρμογή είναι σαφώς καλύτερη αφού το αντίστοιχο διάστημα είναι 320 MHz – 1,75 GHz. Η διαφορά αυτή έγκειται στη μοντελοποίηση η οποία αποτυγχάνει να λάβει υπόψη το κωνικό μέρος. Επιπλέον, τα χαρακτηριστικά των ομοαξονικών συνδέσεων είναι διαφορετικά στην προσομοίωση. Συνεπώς, η χαμηλότερη συχνότητα της κεραίας μειώθηκε από τα 450MHz (της αυθεντικής κεραίας) στα 320 MHz και η υψηλή συχνότητα ενισχύθηκε πέρα από το 1 GHz. Για την ανάλυση των transient επιπέδων απόδοσης, η κεραία

χρησιμοποιήθηκε ως κεραία εκπομπής και τροφοδοτήθηκε από την παλμογεννήτρια Kentech APG1. Στην εικόνα που έπεται, συγκρίνεται η μέτρηση του E πεδίου κατά μήκος του βασικού άξονα σε σχέση με την προσομοίωση όπου η κεραία τροφοδοτούνταν με την ίδια τάση. Το αξονικό κέρδος προέκυψε από τις transient μετρήσεις για το εύρος ζώνης από 300 kHz μέχρι 3 GHz.



Εικόνα 55: : E πεδίο κατά μήκος του κυρίου άξονα στο 1m και κέρδος της K κεραίας σύμφωνα με πειραματικά (measure) και θεωρητικά (simulation) στοιχεία.

Όπως συμβαίνει σε όλες σχεδόν τις κεραίες οδεύοντος κύματος, ο κύριος λοβός του διαγράμματος ακτινοβολίας είναι στενότερος για το H πεδίο σε σχέση με το E πεδίο. Σε καθένα από τα δύο αυτά πεδία, ο λοβός γίνεται στενότερος καθώς αυξάνει η συχνότητα. Το επίπεδο της οπίσθιας ακτινοβολίας είναι μικρότερο των -10 dB στο διάστημα 320 MHz-750 MHz και μικρότερο των -15 dB από 750 MHz και για μεγαλύτερες συχνότητες.

Στη παράγραφο αυτή θα καταγραφούν ορισμένα βασικά στοιχεία της συστοιχίας των K κεραίων. Γενικά, μια συστοιχία καθιστά δυνατή την εστίαση της ακτινοβολίας. Ο F/B (front to back) λόγος παραμένει σταθερός ανεξάρτητα από τις αποστάσεις μεταξύ των επιμέρους στοιχείων-K κεραίων. Η transient ακτινοβολία δεν εμφανίζει υποβάθμιση παρόλο που η σύζευξη μεταξύ των κεραιών αυξάνει με τη μείωση της απόστασης των K κεραιών. Ακόμα, με δεδομένες τις συχνότητες λειτουργίας και με την τοποθέτηση των κεραιών σε κατάλληλες αποστάσεις, επιτυγχάνεται η μεγέθυνση των λοβών της συστοιχίας. Από την σκοπιά της ακτινοβολίας, οι κεραίες μπορούν λοιπόν να τοποθετηθούν πολύ κοντά η μια στην άλλη. Από την άλλη μεριά, παρατηρείται αύξηση της οπίσθιας ακτινοβολίας με την αύξηση της απόστασης μεταξύ των κεραιών. Για την μέγιστη μείωση της απόστασης οι K κεραίες τοποθετήθηκαν κάθετα, όπως θα φανεί και στο σχήμα που επισυνάπτεται παρακάτω. Για τη μείωση του επιπέδου της οπίσθιας ακτινοβολίας τοποθετούνται στη συστοιχία μεταλλικές αυλακώσεις ($\lambda/4$) με μήκος ίσο με το ένα τέταρτο του μήκος κύματος. Οι μεταλλικές αυτές αυλακώσεις δεν έχουν επίδραση στο ηλεκτρικό πεδίο στον κύριο άξονα. Άλλες λύσεις όπως είναι η χρήση ενός μεταλλικού επιπέδου γείωσης, ή ενός σιδηρομαγνητικού απορροφητικού επιπέδου ή οι επιφάνειες υψηλής αντίστασης, μπορούν επίσης να εφαρμοσθούν για τη μείωση της οπίσθιας ακτινοβολίας. Η επιλογή της λύσης υπαγορεύεται ουσιαστικά από το

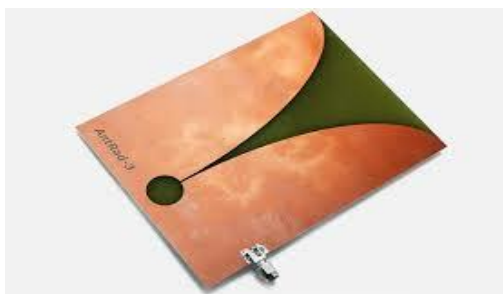
μέγεθος, το βάρος και την ευκολία χρήσης κάθε μίας από αυτές τις διαφορετικές τεχνικές. Σε κάθε περίπτωση, τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν είναι ουσιαστικά παρόμοια. Μια συστοιχία 16 K κεραιών προσφέρει το καλύτερο trade-off μεταξύ μεγέθους και απόδοσης. [6] [43]



Εικόνα 56: Η βελτιστοποιημένη συστοιχία 16 K κεραιών σε επαφή

3.8 Vivaldi Κεραίες

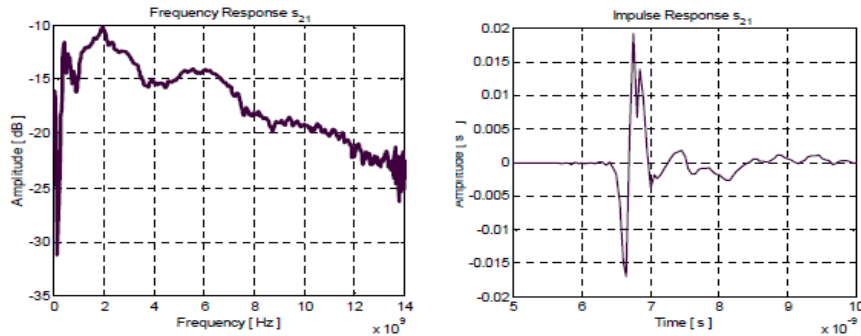
Πρόκειται για μια κεραία οδεύοντος κύματος (slow wave, leaky, end-fire) με κωνικό (tapered) σχήμα, η οποία εκθέτει πολύ ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά για τις UWB HPM εφαρμογές. Το σχήμα και οι διαστάσεις της είναι αυτά που καθορίζουν το εύρος της δέσμης, τους πλευρικούς και τους οπίσθιους λοβούς. Η Vivaldi κεραία παρουσιάζει τέτοιο ενδιαφέρον λόγω των ευρυζωνικών χαρακτηριστικών, της υψηλής απόδοσης, του χαμηλού προφίλ, της απλής δομής και του μικρού της βάρους.



Εικόνα 57: Vivaldi κεραία

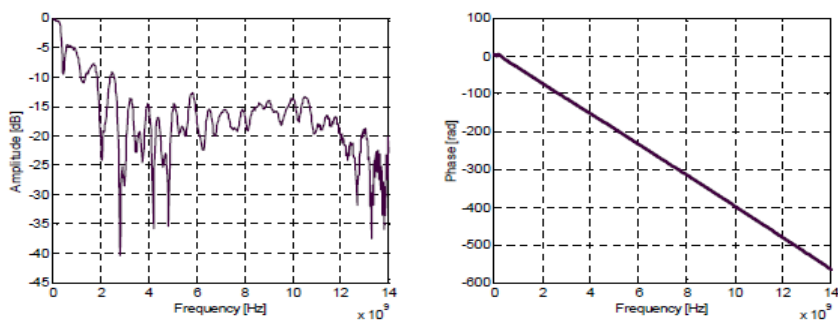
Οι μονάδες των διαστάσεων που χαρακτηρίζουν τη Vivaldi κεραία είναι τα mm. Θεωρητικά, διαθέτει απεριόριστο εύρος ζώνης λειτουργίας με σταθερό εύρος δέσμης σε ολόκληρο το συχνοτικό φάσμα. Πρακτικά όμως, το εύρος ζώνης λειτουργίας περιορίζεται λόγω του συστήματος τροφοδοσίας. Η γραμμή τροφοδοσίας πρέπει να είναι σύμφωνη με τη γραμμή υποδοχής (slot line) της κεραίας. Η κεραία αυτή αποτελείται από τρία μέρη, τη μικρή λωρίδα τροφοδοσίας (microstrip feed) που συντονίζεται στα 50Ω, το μεσαίο τμήμα συζευγμένης λωρίδας (paired strip middle section) που λειτουργεί ως περιοχή μετάβασης και το ακτινοβόλο

τμήμα (radiating section). Έχει αποδειχθεί ότι η περιοχή μετάβασης πρέπει να έχει μήκος από τρία έως πέντε μήκη κύματος, ώστε να αποφευχθεί οξεία ασυνέχεια μεταξύ της περιοχής τροφοδοσίας και της περιοχής ακτινοβολίας- ακτινοβόλου τμήματος. Η Vivaldi κεραία γενικά χαράσσεται σε υπόστρωμα, όπως το RO4003C PCB με $\epsilon_r=3,38$. Η μικρότερη συχνότητα λειτουργίας καθορίζεται από το μήκος ανοίγματος της κεραίας και αντιστοιχεί στο μισό μήκος κύματος.



Εικόνα 58: Απόκριση συχνότητας (S_{21}) και κρουστική απόκριση (S_{21}) της σύνδεσης δύο Vivaldi κεραιών

Όπως παρατηρείται και παραπάνω, η Vivaldi κεραία εκθέτει συμπεριφορά ανάλογη του $1/\omega^2$. Η λειτουργία της κεραίας αυτής είναι ουσιαστικά ένα υβρίδιο μεταξύ της TEM horn κεραίας και της μονοπολική κεραίας. Η διάρκεια του παλμού όπως διαφαίνεται από την κρουστική απόκριση είναι 0,5 nsec με μέγιστο πλάτος τα 19 mV.



Εικόνα 59: Συντελεστής ανάκλασης (S_{11}) και απόκριση φάσεως της σύνδεσης δύο Vivaldi κεραιών

Ο συντελεστής ανάκλασης που είναι μικρότερος των -10dB στο διάστημα 1,6-14GHz, το οποίο ισοδυναμεί με το εύρος ζώνης, αποδεικνύει ότι η Vivaldi κεραία είναι όντως ένας πολύ αποδοτικός ακτινοβολητής. Η απόκριση φάσεως είναι γραμμική.

Καταλήγοντας, η σύνδεση δύο Vivaldi κεραιών παρουσιάζει ένα ζεύγος (doublet) αποκρίσεων στο πεδίο του χρόνου, ενώ στο πεδίο της συχνότητας παρουσιάζει εν γένει συμπεριφορά ανάλογη του $1/\omega^2$. Η συνολική της απόδοση είναι επιθυμητή για HPM εφαρμογές, συνυπολογίζοντας το γεγονός ότι ανήκει στην κατηγορία των UWB κεραιών. [5] [74]

3.9 Valentine Κεραίες

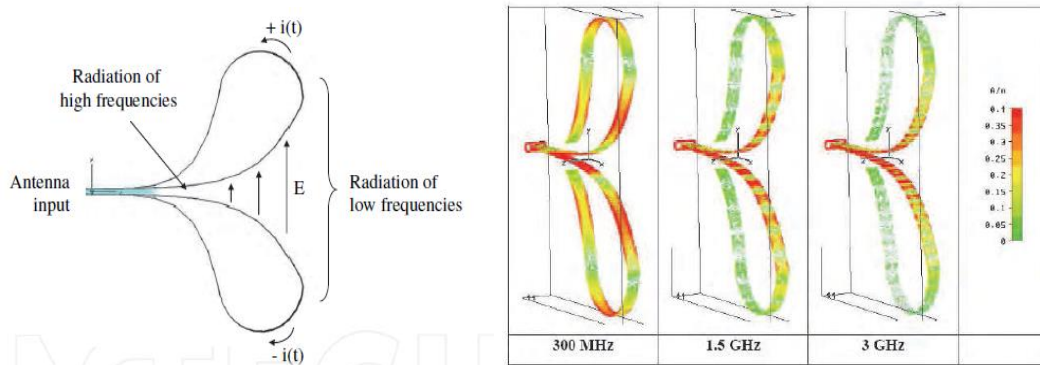
Η Valentine κεραία είναι μια κεραία οδεύοντος κύματος που αποτελείται από δύο αγώγιμες πλάκες. Σε αντίθεση με τις κεραίες στάσιμου κύματος και τις κεραίες συντονισμού, των οποίων τα διαγράμματα ακτινοβολίας στασίμων κυμάτων για ρεύματα και τάσεις διαμορφώνονται από ανακλάσεις στο ανοιχτό μέρος της κατασκευής, οι κεραίες οδεύοντος κύματος είναι σχεδιασμένες να σχηματίζουν ομοιόμορφα διαγράμματα ρευμάτων και τάσεως. Αυτά προκύπτουν από τον κατάλληλο τερματισμό του τελικού άκρου της κατασκευής, ώστε οι ανακλάσεις να ελαχιστοποιηθούν ή να εξαλειφθούν.

Στην πράξη, η Valentine κεραία σχεδιάστηκε για να οδηγεί το ηλεκτρικό πεδίο από την είσοδο της προς την έξοδο. Η ακτινοβολία δημιουργείται κατά την διάδοση του transient ρεύματος στην κεραία από την αντίσταση εισόδου των 50Ω της συμμετρικής γραμμής μεταφοράς στην αντίσταση επιπέδου κύματος στον αέρα ($120\pi \Omega$). Η κεραία αυτή αποτελείται από δύο λωρίδες ορείχαλκου που καμπυλώνονται με συγκεκριμένο τρόπο. Μεταξύ των δύο ταινιών-λωρίδων τοποθετείται διηλεκτρικό υλικό το οποίο εξασφαλίζει διηλεκτρική αντοχή για σύντομο εύρος παλμού (της τάξεως των nsec). Στη συνέχεια, οι αρχικά παράλληλες ταινίες εξαπλώνονται συμμετρικά ακολουθώντας ένα εκθετικό μοτίβο και επιστρέφουν στην είσοδο δημιουργώντας ένα κυκλικό τμήμα. Η διάμετρος του καμπυλωμένου μέρους έχει αυξηθεί ώστε να ελαχιστοποιηθούν κατά το δυνατόν οι ανακλάσεις ρεύματος από το τερματικό άκρο της κεραίας αλλά και για να βελτιωθεί η ακτινοβολία των χαμηλών συχνοτήτων. Η ενίσχυση της κατασκευής με διηλεκτρικό υλικό, που έχει διηλεκτρική διαπερατότητα περίπου ίση με τη μονάδα, ελαχιστοποιεί τις διαταραχές από την υψίσυχη ακτινοβολία.

Η ακτινοβολία ξεκινά όταν οι παλμοί προσεγγίζουν την περιοχή όπου η διπλή λωρίδα αρχίζει να παίρνει το εκθετικό της σχήμα. Οι υψηλές συχνότητες ακτινοβολούν πρώτες και οι χαμηλότερες έπονται. Όσο πιο κοντά στα τερματικά άκρα της κεραίας, τόσο πιο χαμηλής συχνότητας ακτινοβολία εκπέμπεται. Μέρος των χαμηλών συχνοτήτων δεν ακτινοβολείται και επιστρέφει στη γεννήτρια. Η επόμενη εικόνα φανερώνει τις βασικές αρχές ακτινοβολήσης και την κατανομή του ρεύματος στη Valentine κεραία για τρεις διαφορετικές συχνότητες ($f=300\text{MHz}$, $1,5\text{GHz}$ και 3GHz). Το μακρινό πεδίο εξαρτάται από τη συχνότητα για τις κεραίες οδεύοντος κύματος. Εδώ, το μακρινό πεδίο, του οποίου το κύμα μπορεί να θεωρηθεί ως σφαιρικό κύμα με κέντρο το κέντρο φάσεως της κεραίας, υπολογίζεται για την υψηλότερη συχνότητα και ισοδυναμεί με 9 m .

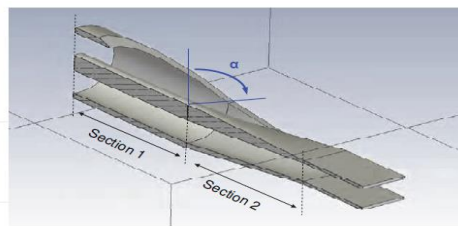
Η κατασκευή της Valentine κεραίας απαιτεί ένα τμήμα τροφοδοσίας διπλής ταινίας των 50Ω . Για τη συσχέτιση της κεραίας με την ομοαξονική έξοδο των 50Ω του

προηγούμενου σταδίου, σχεδιάστηκε μια δομή μετάβασης, η αποκαλούμενη «Tulipe».



Εικόνα 60: Οι αρχές ακτινοβολίας της Valentine κεραίας και η επιφανειακή κατανομή ρεύματος της για διάφορες συχνότητες

Η μετάβαση αυτή παρέχει αφενός γεωμετρικό μετασχηματισμό μεταξύ των δύο τύπων γραμμών και αφετέρου διασφαλίζει καλή προσαρμογή της αντίστασης γύρω από την χαρακτηριστική αντίσταση των 50Ω.

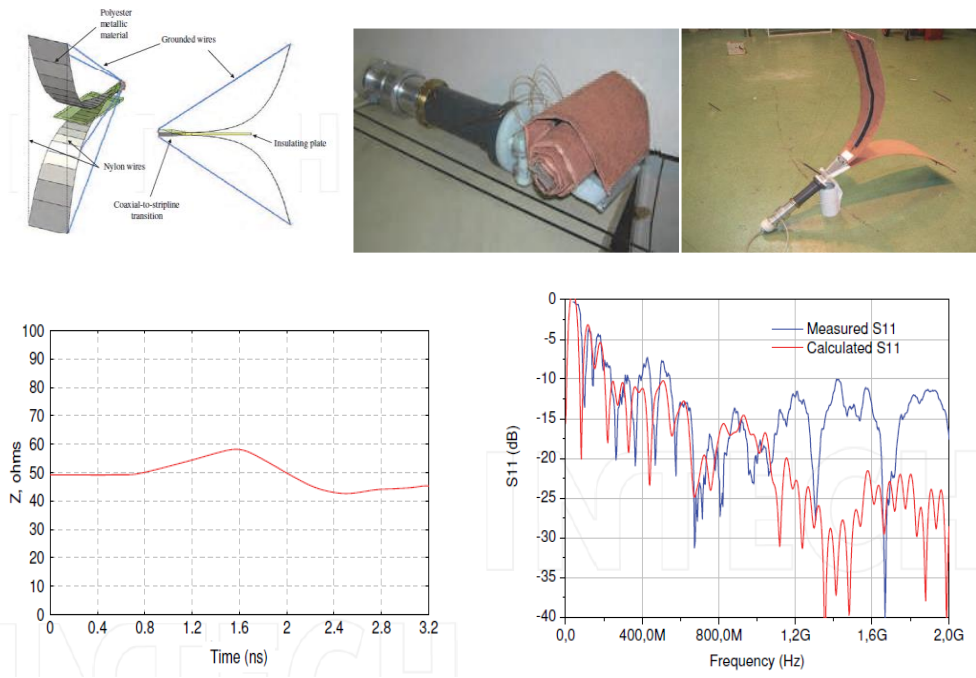


Εικόνα 61: Σχηματικό διάγραμμα της μετάβασης (Tulipe)

Η αναπτυσσόμενη (deployed) Valentine κεραία είναι μια συμπαγής UWB HPM κεραία, ικανή να ακτινοβολεί transient μονοπολικούς και διπολικούς παλμούς υψηλού κέρδους και τάσεως, σε υψηλούς ρυθμούς επανάληψης, για επίτευξη ριπής παλμών. Η βασική αρχή που διέπει την αποτελεσματικότητα της συμπίκνωσης των διαστάσεων της κεραίας είναι η ανάπτυξή της (deployment), όταν πρόκειται να χρησιμοποιηθεί και η σύμπτυξη όταν είναι εκτός λειτουργίας. Η μορφή της είναι παρόμοια με αυτή της στοιχειώδους Valentine κεραίας που μελετήθηκε σε προηγούμενες, με τη διαφορά ότι έχει προστεθεί μια μονωτική πλάκα, ίδιας διηλεκτρικής επιτρεπτότητας, ανάμεσα στα δύο φύλλα, όπως μπορεί να παρατηρηθεί παρακάτω. Η μετάβαση εισόδου μετασχηματίζει την ομοαξονική γεωμετρία των 50Ω της εξόδου της γεννήτριας σε μια 50Ω stripline γεωμετρία. Η μετάβαση είναι γεμάτη από έλαιο ($\epsilon_r=2,3$) προκειμένου να προσδώσει στην κεραία διηλεκτρική αντοχή. Όπως και στη στοιχειώδη Valentine κεραία, η πόλωση του ακτινοβολούμενου E-πεδίου της deployed Valentine κεραίας είναι ευθύγραμμη και κατακόρυφη, για κάθετη τοποθέτηση της κεραίας ως προς το έδαφος.

Η προσομοίωση έλαβε χώρα στο φάσμα των 300 kHz – 2 GHz. Στην πραγματικότητα όμως, το εύρος ζώνης λειτουργίας της Valentine κεραίας, ταυτίζεται

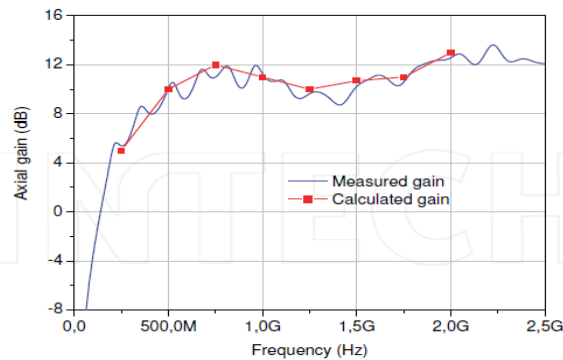
με το διάστημα 250 MHz – 3 GHz, όπου ισχύει $S_{11} < -10$ dB. Για τον πειραματικό (measured) και θεωρητικό (calculated) συντελεστή ανάκλασης S_{11} της προσομοίωσης αυτής (300kHz – 2GHz), ισχύει $S_{11} < -10$ dB (με μόνη εξαίρεση το διάστημα 400 MHz- 550 MHz, όπου ο πειραματικός συντελεστής ανάκλασης ολισθαίνει στα -7.5dB), στο διάστημα 250MHz – 2GHz. Για συχνότητες χαμηλότερες του 1 GHz, τα αποτελέσματα είναι παρόμοια και για τους δύο συντελεστές ανάκλασης, όπως διαπιστώνεται.



Εικόνα 62: Η βασική δομή της deployed Valentine κεραίας, οι φάσεις της σύμπτυξης και ανάπτυξης, η διακύμανση της αντίστασης κατά μήκος της Tulipe μετάβασης στο πεδίο του χρόνου και ο Θεωρητικός και πειραματικός συντελεστής ανάκλασης S_{11} σε σχέση με τη συχνότητα.

Για την ανάλυση της επίδοσης των μεταβατικών καταστάσεων, η deployed Valentine κεραία χρησιμοποιήθηκε ως πομπός και τροφοδοτήθηκε από την παλμογεννήτρια Kentech APG1. Μπροστά από την deployed Valentine κεραία τοποθετήθηκε μια γνωστή UWB κεραία που λειτουργεί ως κεραία λήψης, η οποία συνδέθηκε με ένα 8GHz παλμοσκόπιο (oscilloscope) πραγματικού χρόνου (Tecktronix TDS 6804 B). Οι κεραίες ήταν τοποθετημένες σε LOS (line of sight) και απείχαν 7,85 m σε ύψος 2,75m.

Το αξονικό μετρούμενο κέρδος (measured gain), όπως φαίνεται παραπάνω, συνάγεται πειραματικά για το φάσμα των 300 KHz– 2.5 GHz και συγκρίνεται με το ήδη υπολογισμένο-θεωρητικό κέρδος (calculated gain) μιας κλασικής Valentine κεραίας, ιδίων διαστάσεων. Το κέρδος γενικά είναι μεγαλύτερο των 8dB στο διάστημα των 330 MHz– 2.5 GHz και μεγιστοποιείται περίπου στα 13 dB για $f=2$ GHz στο θεωρητικό και για $f=2,5$ GHz στο πειραματικό κέρδος.



Εικόνα 63: Θεωρητικό και πειραματικό κέρδος συναρτήσει της συχνότητας για την deployed Valentine κεραία

Ο κύριος λοβός είναι στενότερος στο Η πεδίο από ότι στο Ε πεδίο καθώς αυξάνεται η συχνότητα. Επίσης, με την αύξηση της συχνότητας, το Η πεδίο γίνεται ολοένα και πιο στενό. Για τις υψηλότερες συχνότητες η οπίσθια ακτινοβολία (Back radiation) ισούται με -20 dB. Το σχήμα του διαγράμματος ακτινοβολίας στο Ε πεδίο εξαρτάται από το προφίλ που ακολουθούν οι μεταλλικές λωρίδες. Συνεπώς, ένα μη συμμετρικό διάγραμμα ακτινοβολίας για το Ε πεδίο, ενδέχεται να οφείλεται σε λανθασμένο σχεδιασμό (π.χ προβλήματα συμμετρίας και γεωμετρίας) της κεραίας ή των εξαρτημάτων της.

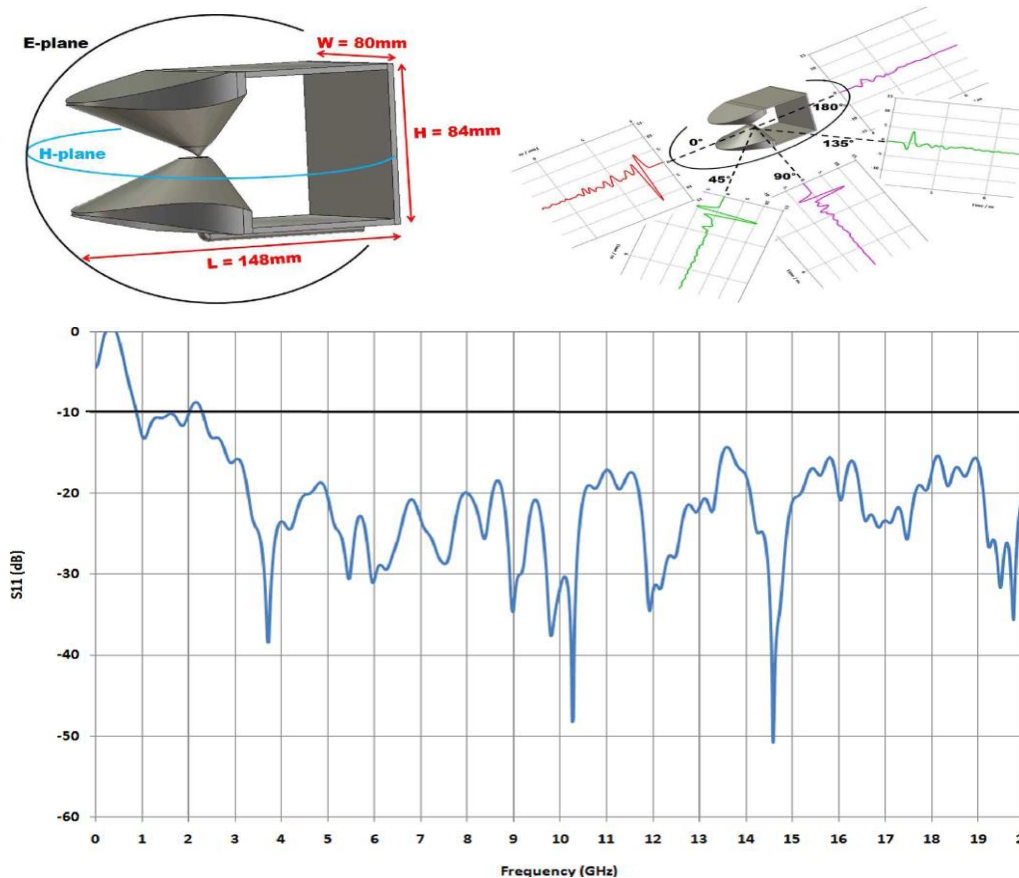
Συνοψίζοντας, η μελέτη σχετικά με την Valentine κεραία επικυρώνει την έννοια της ανάπτυξης και σύμπτυξης μιας κεραίας. Η valentine κεραία αποτελεί μια UWB HPM κεραία με ικανοποιητικό κέρδος, η οποία μπορεί να κατασκευαστεί σε συμπαγείς διαστάσεις, δίχως να είναι δυσκίνητη ή ογκώδης. Η ακόμα πιο σχολαστική βιομηχανοποίηση θα καταστήσει δυνατή την περαιτέρω αύξηση των δυνατοτήτων της Valentine κεραίας, όπως το ακόμα μικρότερο βάρος, η μεγαλύτερη ταχύτητα ανάπτυξης και αναδίπλωσης-σύμπτυξης, η καλύτερη παρατήρηση του εκθετικού προφίλ των ταινιών που σχηματίζουν την κεραία και η δυνατότητα επιπλέον μείωσης των διαστάσεων-όγκου της, δίχως να επηρεάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά της. [6] [9] [44] [45] [46] [47] [49] [50]

3.10 Shark Κεραίες

Η Shark είναι μια ακόμα κεραία που μπορεί να ενταχθεί στην κατηγορία των κεραίων που χρησιμοποιούνται για transient HPM εφαρμογές.

Συνιστά μια παραλλαγή της biconical κεραίας (ομοιοκατευθυντική στο Η-πεδίο), όπου οι κώνοι είναι κεκλιμένοι σε μια επιλεγμένη κατεύθυνση, ώστε να αυξηθεί η ακτινοβολία προς την κατεύθυνση αυτή. Επιπλέον, έχει εισαχθεί ένα ανακλαστικό επίπεδο στο πίσω μέρος της διάταξης (αντίθετα από εκεί που δείχνουν

οι κεκλιμένοι κώνοι), με σκοπό να διασφαλιστεί ότι η ακτινοβολία του μπροστινού μέρους είναι υψηλότερης έντασης, συγκριτικά με του οπίσθιου.



Εικόνα 64: Οι διαστάσεις της Shark κεραίας, οι κατευθύνσεις του E και H πεδίου, η συμπεριφορά του ακτινοβολούμενου πεδίου συναρτήσει της κατεύθυνσής του (πάνω) και ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} συναρτήσει του εύρους ζώνης λειτουργίας (κάτω).

Διαθέτει φάσμα λειτουργίας 0.8-20GHz και προσαρμόζεται σε ικανοποιητικό βαθμό με UWB πηγές υψηλής ισχύος, λόγω του ιδιαίτερου σχήματος της. Πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό της κεραίας αυτής είναι η χαμηλή διασπορά που παρουσιάζει στο σύνολο του εύρους ζώνης λειτουργίας και η κατευθυντικότητα της. Το τελευταίο αποδεικνύεται από το μέγεθος της έντασης ακτινοβολίας στο μπροστινό άκρο (κατεύθυνση που ορίζουν οι κεκλιμένοι κώνοι) σε σχέση με τις χαμηλότερες εντάσεις άλλων κατευθύνσεων και της ισχνής έντασης που παρατηρείται στο πίσω μέρος της κεραίας.

Οι Shark κεραίες έχουν γενικά μικρό μέγεθος (compact size) όπως φάνηκε και από την παραπάνω συνημμένη εικόνα, με διαστάσεις μικρότερες του ενός τετάρτου του μήκος κύματος ($<\lambda/4$), το οποίο αντιστοιχεί στη μικρότερη συχνότητα του εύρους ζώνης. Συνεπώς, μια τέτοια κεραία είναι μικροσκοπική όσον αφορά το πλάτος και το ύψος. Συνήθως, η κεραία αυτή προορίζεται για χρησιμοποίηση σε συστοιχίες κεραιών και για το λόγο αυτό δεν έχει νόημα η σμίκρυνση του μήκους της κεραίας, διότι το συνολικό ύψος και πλάτος θα είναι εκ των πραγμάτων μεγαλύτερα. Οι Shark

κεραίες εμφανίζουν ακόμα προσαρμογή για ευρύ συχνοτικό φάσμα (wideband impedance matching). [4] [9]

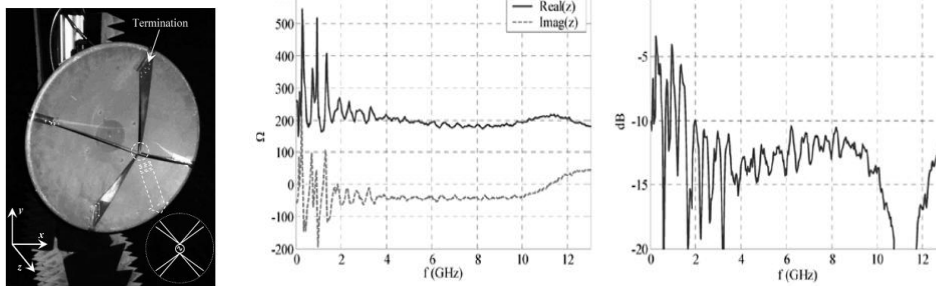
3.11 Reflector Κεραίες

Πρόκειται για άλλη μια τυπική κατηγορία κεραιών που χρησιμοποιείται σε HPM εφαρμογές. Ένα σημαντικό ζήτημα στο σχεδιασμό HPM κεραιών ανακλαστήρων είναι η αποφυγή του φαινομένου της διάτρησης του αέρα (air breakdown) σε υψηλά επίπεδα ισχύος. Αυτό συνεπάγεται τη δημιουργία μεγάλου ανοίγματος της κεραίας και μεγάλους διαχωρισμούς των στοιχείων (element separations) στη συστοιχία της τροφοδοσίας, το οποίο με τη σειρά του επιφέρει χαμηλή αποδοτικότητα και αποδοτικότητα ανοίγματος. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, αναπτύχθηκε η συνθέση περίθλασης (diffraction synthesis) με τεχνικές βελτιστοποίησης, για τον σχεδιασμό HPM ανακλαστήρων τροφοδοτούμενων από μονή τροφοδοσία ή συστοιχία τροφοδοσιών. Με τον συνδυασμό ενός παραβολικού ανακλαστήρα και μιας UWB πηγής ακτινοβολίας, καθίσταται εφικτή μεγαλύτερη κατευθυντικότητα σε σχέση με άλλες προαναφερθείσες κεραίες. Το σφαιρικό κύμα που διαδίδεται μέσω της (TEM) τροφοδοσίας, μετατρέπεται σε επίπεδο κύμα από τον παραβολικό ανακλαστήρα. Τα περισσότερα παραβολικά κάτοπτρα είναι υπερβολικά ογκώδη και δυσκίνητα για τη χρησιμοποίησή τους σε φορητές εφαρμογές, εξαιτίας των χαμηλών συχνοτήτων λειτουργίας και των λόγων που ειπώθηκαν στην αρχή της ενότητας. Εντούτοις, υπάρχουν κάποιες αξιοπρόσεκτες περιπτώσεις που χρήζουν προσοχής. Μια τέτοια κατηγορία είναι οι Reflector IRAs (Impulse Radiating Antennas) που χρησιμοποιούνται κατά κόρον στις HPM εφαρμογές, διότι έχουν τη δυνατότητα να ακτινοβολούν ενέργεια σε μια πολύ ισχυρή χρονική περίοδο.

Αποδεικνύεται ότι η ένταση του μακρινού πεδίου (far zone field strength) και το αντίστροφο του πλάτους της δέσμης (beam-width) είναι ανάλογα της συχνότητας για μια ιδανική IRA. Συνεπώς, το σήμα στο πεδίο του χρόνου πρέπει να είναι σαν χρονική παράγωγος (time derivative relationship) της κυματομορφής διέγερσης. Οι μετρήσεις που παρατίθενται κάτωθι, πραγματοποιήθηκαν σε σφαιρικό θάλαμο για το κοντινό πεδίο και σε ανηχοϊκό θάλαμο για το μακρινό πεδίο.

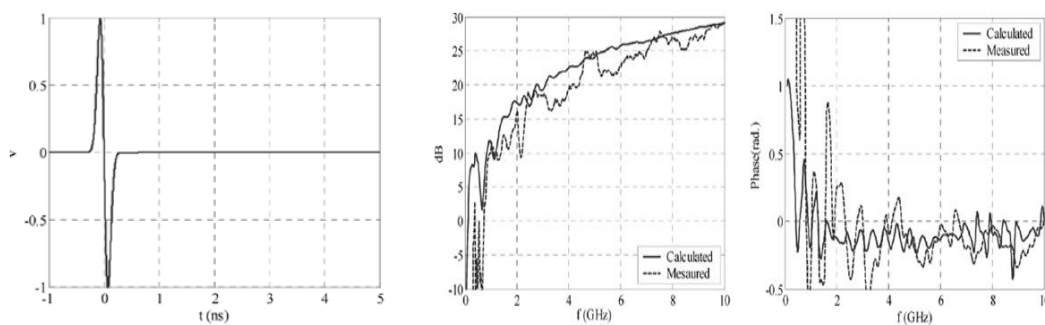
Για την αποφυγή εμφάνισης στάσιμων κυμάτων στους κλάδους τροφοδοσίας, είτε θα πρέπει να αλλάξει το τερματικό μέρος των κλάδων τροφοδοσίας για μείωση της επαγωγικής ηλεκτρικής αντίστασης (reactance) στον κόμβο μεταξύ κλάδου τροφοδοσίας και ανακλαστήρα, είτε θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας συνδυασμός ωμικού και επαγωγικού τερματικού φορτίου (resistive and reactive termination loads). Το Η πεδίο διαθέτει στενότερο εύρος δέσμης συγκριτικά με το Ε πεδίο. Για την απόκτηση ενός συμμετρικού διαγράμματος ακτινοβολίας (ίσα πλάτη δέσμης και για

τα δύο πεδία) στο μακρινό πεδίο, πρέπει να αλλάξει η κατασκευή τροφοδοσίας ώστε να τροφοδοτείται ο παραβολικός ανακλαστήρας ομοιόμορφα.



Εικόνα 65: IRA ανακλαστήρας του UCLA με διάμετρο 57cm, πειραματικώς μετρούμενη πραγματική και φανταστική αντίσταση εισόδου στο επίκεντρο του IRA ανακλαστήρα του UCLA και συντελεστής ανάκλασης S_{11}

Τα πειραματικώς μετρούμενα και θεωρητικώς υπολογιζόμενα αποτελέσματα για τις αποκρίσεις συχνότητας στο μακρινό πεδίο της κεραίας σε σκόπευση (boresight) χρησιμοποιήθηκαν για τον υπολογισμό των ακτινοβολούμενων πεδίων που συνδέονται με έναν διαφοροποιημένο Gaussian παλμό.



Εικόνα 66: Εισαγόμενος διαφοροποιημένος Gaussian παλμός, θεωρητικώς υπολογισμένη (calculated) και πειραματικώς μετρούμενη (measured) απόκριση συχνότητας του μακρινού πεδίου του IRA ανακλαστήρα. 1) Θεωρητικό (calculated) και πειραματικό (measured) πλάτος συναρτήσεως της συχνότητας. 2) Θεωρητική (calculated) και πειραματική (measured) φάση συναρτήσεως της συχνότητας

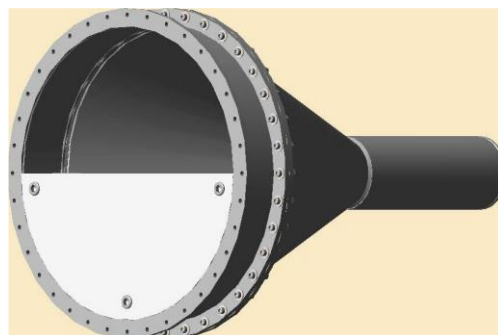
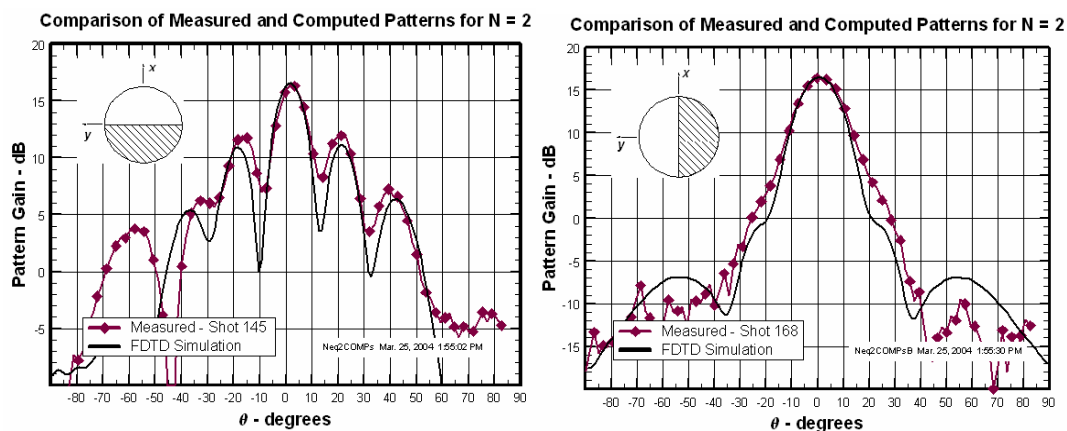
Ορισμένα βασικά μοντέλα κεραιών ανακλαστήρων είναι τα U-CIRA1 και FRI-IRA 3 ή IRA-3Q. Το πρώτο λειτουργεί στο φάσμα 250 MHz-12 GHz και παρουσιάζει κέρδος περίπου 20 dB στα 2 GHz, ενώ το δεύτερο λειτουργεί στη μπάντα 250 MHz-18 GHz.

Οι κεραίες ανακλαστήρες γενικώς και ένα offset Cassegrain (Offset Dual Reflector) σύστημα πιο συγκεκριμένα, κρίνονται ως κατάλληλα για την παραγωγή κατευθυντικών HPM δεσμών. Έχει ήδη παρατηρηθεί ότι τα χαρακτηριστικά που σχετίζονται με την επίδοση των ανακλαστήρων δεν μπορούν να αξιολογηθούν δίχως την κατάλληλη περιγραφή των στοιχείων τροφοδοσίας. Αυτό ενισχύεται στο πεδίο των HPM, δεδομένου ότι απαιτείται η χοάνη τροφοδοσίας (feed horn) να έχει

συγκεκριμένες ελάχιστες διαστάσεις. Με βάση τα προαναφερθέντα, η σχεδίαση των στοιχείων τροφοδοσίας και του ανακλαστήρα πρέπει να είναι ολοκληρωμένη (integrated), ώστε να αξιολογηθεί η συνολική απόδοση. [1] [6] [7] [8] [9] [55]

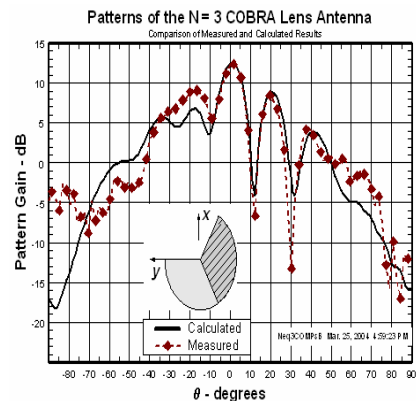
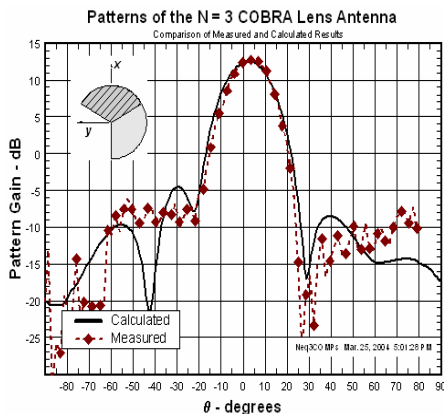
3.12 Cobra Lens Κεραίες

Η COBRA (Coaxial Beam-Rotating Antenna) Lens κεραία N στοιχείων είναι μια ακόμη HPM κεραία που θα εξεταστεί. Τέτοιου είδους κεραίες μετατρέπουν την κατανομή πεδίου ενός αξιμούθιου συμμετρικού ανοίγματος, σε ένα διάγραμμα ακτινοβολίας που παρουσιάζει μέγιστο στο κέντρο του, με γραμμική ή κυκλική πόλωση. Το μεγάλο άνοιγμα επιτρέπει στην κεραία να «αντέχει» και να μεταδίδει υψηλή ισχύ, ενώ, παρά το μέγεθος του ανοίγματος, οι συνολικές διαστάσεις της κεραίας δεν είναι απαγορευτικά μεγάλες. Ο σχεδιασμός της COBRA Lens κεραίας επιβάλλει την ανάγκη για προπόρευση ή καθυστέρηση φάσεως του πεδίου ανοίγματος σύμφωνα με μία προκαθορισμένη τιμή. Για το λόγο αυτό, η γεωμετρία των φακών ορίζεται απλώς από την απαίτηση ότι το μήκος του οπτικού μονοπατιού πρέπει να μεταβληθεί, με την προσθήκη διηλεκτρικού υλικού κατά συγκεκριμένο τρόπο. Η γεωμετρία μιας COBRA Lens κεραία $N=2$ στοιχείων είναι το μισό ενός δεξιού κυκλικού κυλίνδρου διχοτομημένο κατά μήκος του διαμήκου άξονά του.



Εικόνα 67: Σύγκριση μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας για COBRA Lens κεραία $N=2$, με τους φακούς προσανατολισμένους οριζόντια και κατακόρυφα αντιστοίχως (πάνω) και COBRA Lens κεραία $N=2$ (κάτω).

Η γεωμετρία μιας COBRA Lens κεραία $N=3$ στοιχείων είναι πιο πολύπλοκη και παράγει κυκλική πόλωση για σκόπευση (boresight), αν και είναι δύσκολο να κατηγοριοποιηθεί.



Εικόνα 68: COBRA Lens κεραία $N=3$, Conical Horn κεραία με $N=2$ και $N=3$ αλουμινένια στοιχεία προσάρτησης, ένα $N=2$ στοιχείο Lens και ένα $N=3$ στοιχείο Lens, φτιαγμένα από HDPE (πάνω) και σύγκριση μεταξύ θεωρητικών και πειραματικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας για COBRA Lens κεραία $N=3$, για κατακόρυφη και οριζόντια πόλωση αντιστοίχως (κάτω).

Οι COBRA Lens κεραίες με $N=2$ παράγουν γραμμική πόλωση για σκόπευση, ενώ οι COBRA Lens κεραίες με $N=3$ κυκλική πόλωση για σκόπευση. Η επίδοση της COBRA Lens κεραίας την καθιστά αξιοπρόσπεκτη στο χώρο των HPM εφαρμογών. Είναι συμβατή με την έξοδο (output mode) πολλών HPM πηγών, δεν απαιτεί μετατροπέα λειτουργίας (mode converter), παράγει γραμμική ή κυκλική πόλωση για σκόπευση και αποδίδει μια κύρια ευρεία δέσμη, που είναι ιδανική για την μεγιστοποίηση του HPM πεδίου κάλυψης και συνάμα ελαχιστοποιεί την απόσταση που χωρίζει την κεραία και την περιοχή πειραματισμού. Η κυκλική πόλωση προτιμάται ως μέθοδος (για δοκιμές ευαισθησίας), αφού διεγείρει και μεγιστοποιεί τη σύζευξη μέσω αυθαίρετα προσανατολισμένων ανοιγμάτων. Γενικά, ο πειραματισμός με κυκλική πόλωση μπορεί να μειώσει τον αριθμό των απαιτούμενων δοκιμών του πειράματος, μιας και οι δύο πόλωσης είναι ταυτόχρονα παρούσες όταν εφαρμόζεται κυκλική πόλωση. Τέλος, η κυκλική πόλωση μπορεί να ενισχύσει τις HPM επιδράσεις, αν πολλαπλά μονοπάτια σύζευξης, καθένα με αυθαίρετο προσανατολισμό, συνεισφέρουν στο συνολικό H/M πεδίο μέσα σε ένα περίβλημα.

Στο σημείο αυτό ολοκληρώθηκε η ανάλυση των βασικών HPM κεραιών της βιβλιογραφικής μελέτης. Η συντριπτική πλειοψηφία τους διαθέτει τα περισσότερα

από τα κύρια γνωρίσματα που χαρακτηρίζουν κάθε HPM κεραία, όπως αυτά αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Τα γνωρίσματα αυτά, άλλες κεραίες τα έχουν σε μεγαλύτερο και άλλες σε μικρότερο βαθμό, ενώ, αναλόγως του πεδίου εφαρμογής, καθεμία HPM κεραία παρουσιάζει διαφορετικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Στο κεφάλαιο 5 θα πραγματοποιηθεί η σχεδίαση, μελέτη και προσομοίωση της προτεινόμενης HPM κεραίας και συγκεκριμένα της Valentine κεραίας, στο λογισμικό προσομοίωσης HFSS (High Frequency Structural Simulator). Προέχει όμως το κεφάλαιο 4, όπου υλοποιείται η εισαγωγή και εκμάθηση των βασικών εργαλείων και ιδιοτήτων του λογισμικού αυτού. [2]

4 Λογισμικό προσομοίωσης High Frequency Structural Simulator (HFSS)

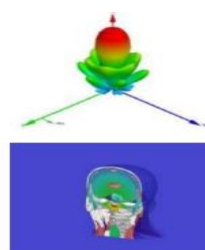
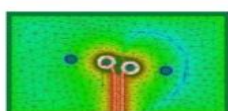
4.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα πραγματοποιηθεί η εισαγωγή στο λογισμικό προσομοίωσης High Frequency Structural Simulator (HFSS) και θα παρουσιαστούν τα βασικά χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος αυτού, στο οποίο σχεδιάζονται και προσομοιώνονται οι προς εξέταση κεραίες.

Το HFSS είναι ένα εμπορικό πρόγραμμα που χρησιμοποιεί μεθόδους πεπερασμένων στοιχείων για την προσομοίωση ηλεκτρομαγνητικών κατασκευών. Τα αρχικά του HFSS σημαίνουν High Frequency Structural Simulator, δηλαδή κατασκευαστικός προσομοιωτής υψηλών συχνοτήτων. Αποτελεί ένα ευρέως γνωστό εργαλείο για τη σχεδίαση κεραιών και τη σχεδίαση στοιχείων RF κυκλωμάτων όπως φίλτρα, γραμμές μεταφοράς και συνδυασμό αυτών (packaging). Οι εφαρμογές του HFSS συνοψίζονται στο ακόλουθο σχήμα:

Applications:

- On-chip embedded passives and PCB
- interconnects
- Antennas and RF/microwave components
- High-frequency IC packages
- EMC/EMI
- Biomedical devices



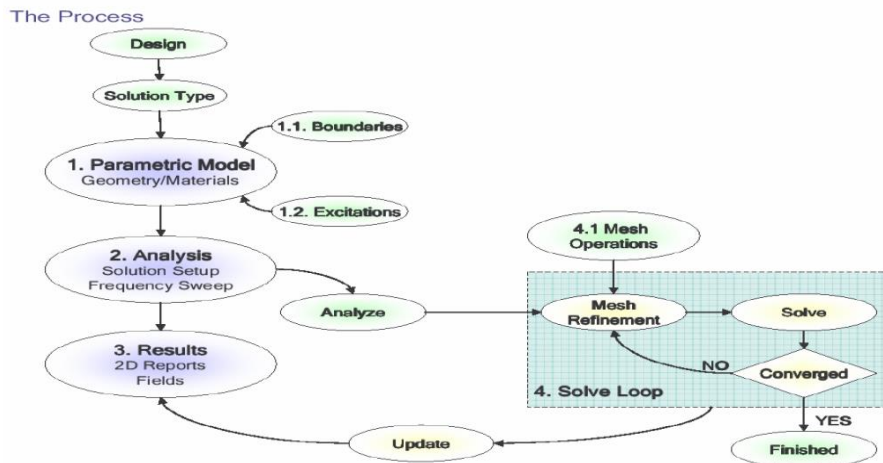
Εικόνα 69: Εφαρμογές του HFSS

Η σχεδίαση και προσομοίωση των κατασκευαστικών στοιχείων και των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων υλοποιείται στις τρεις διαστάσεις. Το HFSS προσφέρει πολλές state-of the-art τεχνολογικές λύσεις βασισμένες σε πεπερασμένα στοιχεία, ολοκληρωτικές εξισώσεις ή αναπτυγμένες υβριδικές μεθόδους, για την επίλυση μιας ευρείας γκάμας μικροκυματικών, RF και ψηφιακών εφαρμογών υψηλής ταχύτητας. Το λογισμικό αυτό περιέχει ακόμα έναν γραμμικό κυκλωματικό προσομοιωτή με ολοκληρωμένα μοντέλα βελτιστοποίησης (Optimetrics) για τη σχεδίαση δικτύων εισόδου και σύζευξης (matching).

Κάθε HFSS λύτης (solver) ενσωματώνει μια ισχυρή και αυτοματοποιημένη διαδικασία επίλυσης. Συνεπώς, το μόνο που απομένει στο χρήστη, είναι ο καθορισμός της γεωμετρίας της σχεδίασης, των ιδιοτήτων των υλικών και της επιθυμητής εξόδου. Ακολούθως, το HFSS παράγει αυτομάτως ένα κατάλληλο,

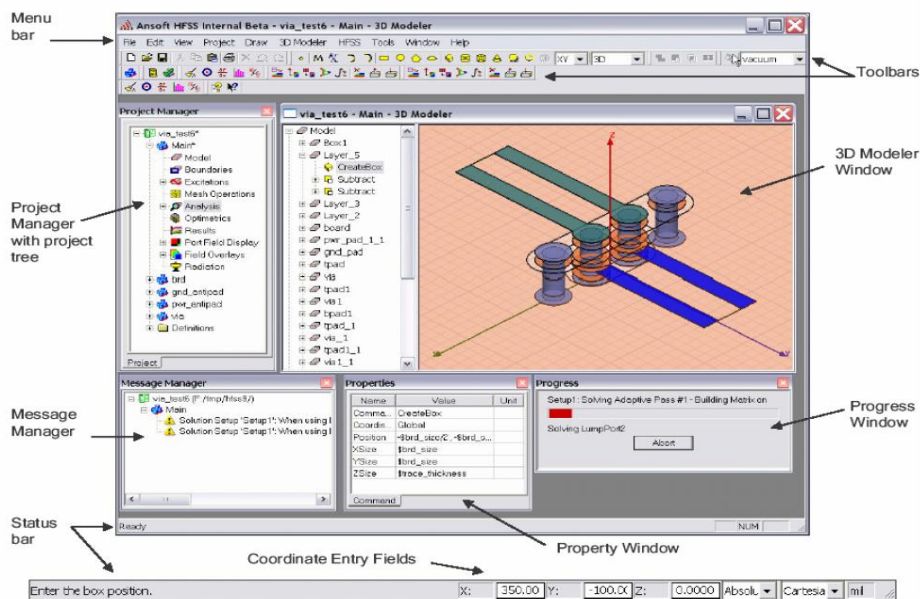
αποδοτικό και εύστοχο πλέγμα-βρόχο (mesh) για την αντιμετώπιση του προβλήματος, αξιοποιώντας την επιλεγμένη τεχνολογία επίλυσης. Θα μπορούσε μάλιστα να ειπωθεί εύστοχα ότι με το HFSS, η φυσική καθορίζει το πλέγμα και όχι το αντίθετο. Η Ansoft εξαγοράστηκε από την ANSYS και πλέον, το πλήρες όνομα του λογισμικού HFSS, είναι ANSYS HFSS.

Ο αλγόριθμος της σχεδίασης, επίλυσης και προσομοίωσης που είθισται να χρησιμοποιείται στο περιβάλλον του HFSS, αποτυπώνεται στο παρακάτω λογικό διάγραμμα ροής:

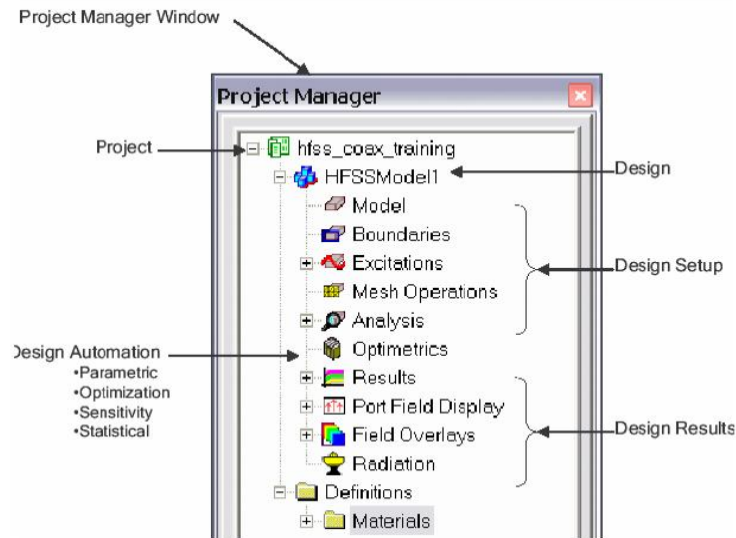


Εικόνα 70: Λογικό διάγραμμα ροής για την ορθή προσομοίωση στο HFSS

Η κύρια «οθόνη εργασίας» του HFSS και αρχικά αναδυόμενη με το άνοιγμα του προγράμματος, απεικονίζεται στην κάτωθι εικόνα:



Εικόνα 71: Η κύρια οθόνη του HFSS



Εικόνα 72: Το παράθυρο “Project Manager”

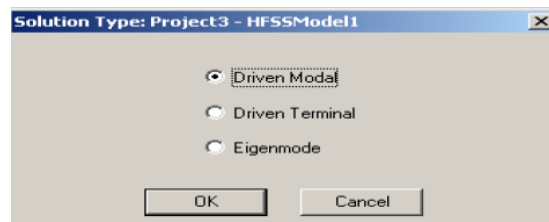
Αξίζει να παρατηρηθεί ότι μετά την εισαγωγή της σχεδίασης (design) δεν είναι απαραίτητη η εκτέλεση των αναδυόμενων βημάτων (αυτών δηλαδή που υπάγονται στο design setup) διαδοχικά, αρκεί να έχουν όλα ολοκληρωθεί πριν την παραγωγή της λύσης. [27] [29] [77] [78]

4.2 Σχεδιασμός μοντέλου στο HFSS

Στο σημείο αυτό θα αναλυθούν τα στοιχειώδη βήματα που ακολουθούνται για το σχεδιασμό ενός μοντέλου στο HFSS.

1) Αρχικά επιλέγεται το “**Insert HFSS Design**”.

2) Πολύ σημαντικό βήμα πριν τη σχεδίαση του επιθυμητού μοντέλου είναι η επιλογή του τύπου επίλυσης (solution type). Για το λόγο αυτό, στο “**HFSS menu**”, επιλέγεται το “**Solution Type**” και εμφανίζεται το παρακάτω **Solution Type** παράθυρο διαλόγου:



Εικόνα 73: Επιλογή του τύπου επίλυσης (solution type)

Στο σημείο αυτό κρίνονται ως απαραίτητες η ανάλυση και επεξήγηση της λειτουργίας των παραπάνω μεθόδων επίλυσης.

Ξεχωρίζουν δύο κατηγορίες, η **Driven Solution** και η **Eigenmode Solution**. Στην πρώτη κατηγορία υπάγονται οι **Driven Modal** και **Driven Terminal** λύσεις. Η επιλογή

της **Driven Solution** πραγματοποιείται σε κατασκευές που οδηγούνται από πηγές. Για την παραγωγή λύσης, χρησιμοποιείται λύτης πεπερασμένων στοιχείων (finite element-based solver), με τον οποίο υπολογίζονται βασικές ηλεκτρομαγνητικές πεδιακές ποσότητες για κοντινά και μακρινά πεδία ακτινοβολίας, προβλήματα ανοιχτών ορίων (open boundary problems), χαρακτηριστικές αντιστάσεις θυρών, σταθερές διάδοσης καθώς και γενικευμένες και ειδικές S παράμετροι ως προς συγκεκριμένες αντιστάσεις θυρών.

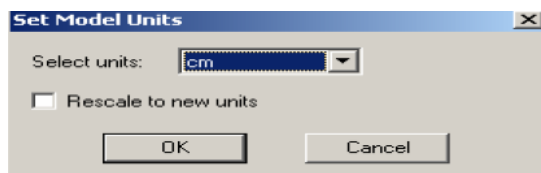
Η επιλογή **Driven Modal** πραγματοποιείται όταν επιδιώκεται ο υπολογισμός mode-based S-παραμέτρων για παθητικές, υψίσυχνες κατασκευές που οδηγούνται από πηγή, όπως είναι για παράδειγμα μικροταινίες (microstrips), κυματοηγοί και γραμμές μεταφορές. Οι S μήτρες εκφράζονται σε όρους προσπίπτουσας και ανακλώμενης ισχύος των κυματοηγητικών ρυθμών (modes). Σε αυτή την κατηγορία, οι γραμμές ολοκλήρωσης διαμορφώνουν φάση μεταξύ των θυρών και του μονοπατιού ολοκλήρωσης modal τάσης (modal voltage integration path $-Z_{pv}$ και Z_{vi}).

Στην επιλογή **Driven Terminal** οι S μήτρες των θυρών γραμμών μεταφοράς πολλαπλών αγωγών με διάφορους quasi-TEM ρυθμούς, εκφράζονται σε όρους τερματικών τάσεων και ρευμάτων. Η έκφραση αυτή αποτελεί γραμμικό συνδυασμό των τάσεων και ρευμάτων των κόμβων για τη θύρα (wave port). Επίσης, στην Driven Terminal πραγματοποιείται αντίστοιχη “modes-to-nodes” μετατροπή από την modal επίλυση.

Η **Eigenmode Solution** επιλέγεται για τον υπολογισμό των eigenmodes (ιδιορυθμών) ή των συντονισμών μιας κατασκευής. Ο eigenmode λύτης εντοπίζει τις συχνότητες συντονισμού της κατασκευής και τα πεδία στις συχνότητες αυτές. Ο Ansoft HFSS eigenmode λύτης μπορεί να εντοπίσει eigenmodes με απώλειες, δομές χωρίς απώλειες και να υπολογίσει το εκφορτισμένο Q (unloaded Q) μιας κοιλότητας. Με τον όρο Q ορίζεται ο συντελεστής ποιότητας, ο οποίος αποτελεί μέτρο που υποδεικνύει το ποσό της ενέργειας που χάνεται στο σύστημα. Εκφορτισμένο Q (unloaded Q) είναι η ενέργεια που χάνεται εξαιτίας των απωλειών των υλικών (lossy materials). Λόγω του περιορισμού των θυρών και άλλων πηγών για eigenmode προβλήματα, ο υπολογιζόμενος όρος Q δεν περιλαμβάνει απώλειες λόγω αυτών των πηγών.

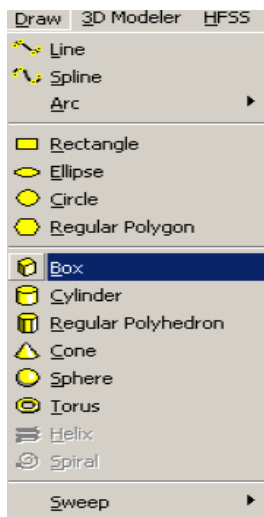
Στο παρόν κεφάλαιο θα θεωρηθεί ότι έχει επιλεγθεί ως μέθοδος επίλυσης η Driven Modal.

3) Για τη ρύθμιση των διαστάσεων των εκάστοτε στοιχείων του μοντέλου, ο χρήστης μεταβαίνει στο “**3D Modeler menu**”, επιλέγει “**Units**” και προκύπτει το “**Set Model Units**” dialog box:



Εικόνα 74: Επιλογή των διαστάσεων

4) Επόμενο βήμα είναι η σχεδίαση του τρισδιάστατου μοντέλου. Στο “HFSS menu” ο χρήστης πατάει “Draw” με τον κέρσορα του ποντικιού και τότε αναδύεται το Draw dialog box, όπως φαίνεται παρακάτω :



Εικόνα 75: Επιλογή του επιθυμητού σχήματος σχεδίασης

Έστω ότι επιλέγεται “Box”. Οι διαστάσεις του κουτιού και οποιουδήποτε άλλου σχήματος, μπορούν να διευκρινιστούν κατά τη διάρκεια της σχεδίασης του. Στο κάτω δεξιά μέρος της οθόνης υπάρχει το “Coordinate entry”:



Εικόνα 76: Εισαγωγή συντεταγμένων (Coordinate entry) (1)

Στη συνέχεια εισάγονται οι αρχικές XYZ συντεταγμένες καθώς και το μήκος σε XY & Z κατεύθυνση στα dX, dY & dZ, όπως φαίνεται παρακάτω :



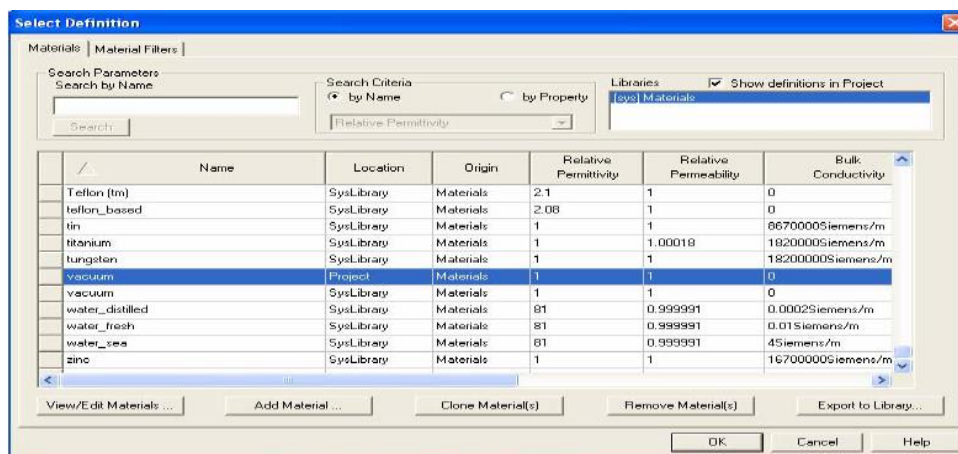
Εικόνα 77: Εισαγωγή συντεταγμένων (Coordinate entry) (2)

Με τη σχεδίαση του αντίστοιχου σχήματος, εμφανίζεται το παράθυρο των ιδιοτήτων- “Properties window”, με τη βοήθεια του οποίου καθορίζονται οι συντεταγμένες και το μέγεθος του εκάστοτε σχήματος.

Name	Value	Unit
Command	CreateBox	
Coordinate System	Global	
Position	0 , 0 , 0	
XSize		cm
YSize	2.286	cm
ZSize	1.016	cm

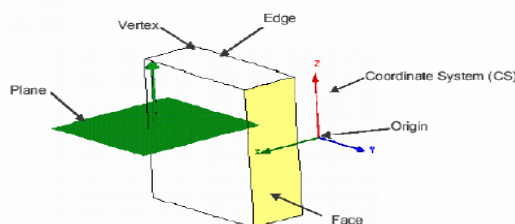
Εικόνα 78: Properties window

5) Επόμενο βήμα είναι ο προσδιορισμός των υλικών- **material assignment**. Ο χρήστης καλείται να πατήσει δεξί κλικ στο **“3D Modeler Window”** και τότε αναδύεται το **“3D Modeler menu”**, στο οποίο επιλέγει **“Assign Material”**. Τότε εμφανίζεται το **“Select Definition window”**, το οποίο περιλαμβάνει όλα τα υλικά που περιέχονται στις βιβλιοθήκες της Ansoft, από τα οποία επιλέγει το επιθυμητό.



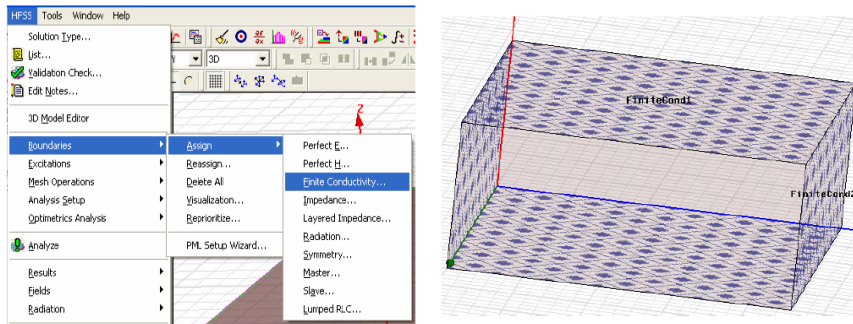
Εικόνα 79: Select Definition window

6) Ακολουθεί ο προσδιορισμός των ορίων- **boundaries assignment**. Οι οριακές συνθήκες προσδιορίζουν τη συμπεριφορά του πεδίου στις άκρες του προβλήματος και στις διεπαφές των αντικειμένων.



Εικόνα 80: Σκαρίφημα ενός αντικειμένου στο HFSS

Πατώντας δεξί κλικ στο **“3D Modeler Window”** ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να επιλέξει όψεις. Επιλέγοντας μια όψη μπορεί να τη μετατρέψει σε τέλει αγωγό (perfect conductor). Ακόμα, μεταβαίνοντας στο **“HFSS menu”**, μπορεί να επιλέξει **«Boundaries»**, στη συνέχεια **“Assign”** και τέλος **“Finite conductivity”**, για τον καθορισμό της πεπερασμένης (όχι τέλει) αγωγιμότητας:

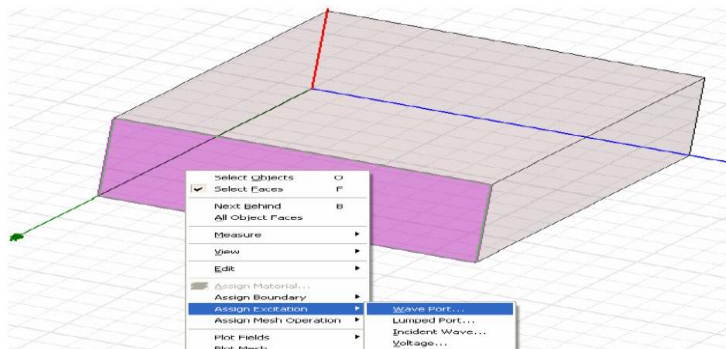


Εικόνα 81: Καθορισμός της πεπερασμένης αγωγιμότητας

7) Στο έβδομο βήμα συναντάται ο “προσδιορισμός των διεγέρσεων- **Excitations Assignment**”. Οι διεγέρσεις στο HFSS χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων, φορτίων, ρευμάτων και τάσεων σε αντικείμενα ή επιφάνειες της σχεδίασης. Ο προσδιορισμός των διεγέρσεων γίνεται σε δύο βήματα: α) Στον προσδιορισμό των θυρών και β) στον προσδιορισμό των γραμμών ολοκλήρωσης ή τερματικών γραμμών ξεχωριστά για κάθε mode.

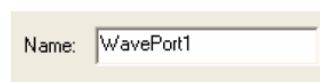
α) “Προσδιορισμός των θυρών- **Ports Assignment**”

Διαλέγοντας την όψη στην οποία θέλει να αναθέσει τη θύρα, ο χρήστης επιλέγει διαδοχικά “**HFSS**→ **Excitations**→ **Assign**→**Wave Port**”.



Εικόνα 82: Ανάθεση θύρας στην επιλεγμένη όψη

Στη συνέχεια, εμφανίζεται ο «οδηγός» της θύρας (Wave Port wizard), όπου ο χρήστης γράφει το όνομα της θύρας στο “**Name text box**” ή αν το επιθυμεί, αποδέχεται το προεπιλεγμένο όνομα και πατάει “**Next**”.



Εικόνα 83: Name text box

Οι (κυματικές) θύρες (wave ports) αντιπροσωπεύουν την επιφάνεια μέσω της οποίας ένα σήμα εισέρχεται ή εξέρχεται της γεωμετρίας. Συνεπώς, δύο θύρες πρέπει να οριστούν. Το HFSS θεωρεί ότι κάθε θύρα που ορίζεται είναι συνδεδεμένη με έναν κυματοδηγού ημιάπειρου μήκους που έχει την ίδια εγκάρσια τομή (cross-section) και

ιδιότητες υλικού, όπως η θύρα. Το HFSS παράγει μια λύση διεγείροντας κάθε θύρα ξεχωριστά.

Για τον προσδιορισμό περισσότερων του ενός mode για την ανάλυση μιας θύρας, ο χρήστης πρέπει να καταγράψει μια νέα τιμή στο **“Number of Modes”** box και να πατήσει στη συνέχεια την επιλογή **“Update”**. Το spreadsheet mode έχει ενημερωθεί ώστε να περιλαμβάνει το συνολικό αριθμό των modes.

β) “Ορισμός των γραμμών ολοκλήρωσης (**Integration Lines**)”

Μια γραμμή ολοκλήρωσης πρέπει να προσδιοριστεί για να ορίσει ένα port mode. Για παράδειγμα, σε έναν WR-90 κυματοδηγό για τα πρώτα 4 modes πρέπει να προσδιοριστούν 4 γραμμές ολοκλήρωσης.

Επιλέγεται **“New Line”** από τη mode’s **“Integration Line”**. Το παράθυρο διαλόγου εξαφανίζεται καθώς σχεδιάζεται το διάνυσμα. Έπειτα, επιλέγεται το σημείο εκκίνησης (start point) του διανύσματος με έναν από τους ακόλουθους τρόπους. Είτε επιλέγεται το ίδιο το σημείο είτε σημειώνονται οι συντεταγμένες στα **X, Y** και **Z** κουτιά, στο κάτω μέρος της οθόνης. Επιλέγεται το καταληκτικό σημείο του διανύσματος χρησιμοποιώντας είτε το ποντίκι είτε το πληκτρολόγιο. Το σημείο αυτό ορίζει την κατεύθυνση και το μήκος της γραμμής ολοκλήρωσης. Τότε επανεμφανίζεται το παράθυρο διαλόγου: **“Wave Port”** ή **“Lumped Port”**.

8) “Σχεδιασμός του radiation box”

Ο χρήστης επιλέγει κατά τα γνωστά τη σχεδίαση ενός box. Έπειτα, ανάλογα με τις διαστάσεις που του αποδίδει προκύπτει ένας κύβος ή ένα ορθογώνιο παραλληλεπίπεδο. Οι διαστάσεις που θα δοθούν στο box αυτό, το οποίο εφεξής θα ονομάζεται **“radiation box”**, δεν είναι τυχαίες. Το radiation box πρέπει να περιβάλλει την εκάστοτε κεραία με τρόπο τέτοιο ώστε η προσομοίωση να πραγματοποιείται χωρίς λάθη. Η ορθότητα της προσομοίωσης σε αντιστοιχία με τις διαστάσεις του radiation box εξαρτάται από τη συχνότητα επίλυσης για την οποία λαμβάνει χώρα η προσομοίωση.

Πιο συγκεκριμένα, αν επιδιώκεται ένα sweep σε ένα εύρος συχνοτήτων f_1 - f_2 , θα πρέπει οι διαστάσεις του radiation box να είναι τέτοιες, ώστε σε κάθε διάσταση x, y, z , τόσο η μέγιστη όσο και η ελάχιστη τιμή, των μεγίστων διανυσμάτων σε κάθε έναν από τους άξονες x, y, z που συνθέτουν την κεραία, να απέχουν από το κάθε τοίχωμα του radiation box απόσταση τουλάχιστον ίση με $\lambda/2$. Το λ αντιστοιχεί στο μήκος κύματος της μικρότερης συχνότητας για την οποία λαμβάνει χώρα το sweep, ήτοι η συχνότητα f_1 . Δεδομένου ότι εντός του radiation box γίνονται όλοι οι μαθηματικοί υπολογισμοί του HFSS, είναι προφανώς επιθυμητό να επιλέγεται το μικρότερο δυνατό radiation box για το οποίο εξασφαλίζεται η ορθή προσομοίωση. Ως εκ τούτου θα επιλέγεται πάντα η προαναφερθείσα απόσταση να είναι ίση με $\lambda/2$ και όχι μεγαλύτερη.

Για να καταστεί πιο εύληπτος ο προηγούμενος συλλογισμός, ας θεωρηθεί το εξής παράδειγμα. Έστω ότι έχει σχεδιαστεί **μια κεραία**, ανεξαρτήτου σχήματος, η οποία έχει **μέγιστο μήκος** 10mm στον άξονα x, με συντεταγμένες $x_{αρχ}=0mm$ και $x_{τελ}=10mm$, **μέγιστο ύψος** στον άξονα των z ίσο με 40mm, με συντεταγμένες $z_{αρχ}=-20mm$ και $z_{τελ}=20mm$ και **μέγιστο πλάτος** στον άξονα y ίσο με 5mm, με συντεταγμένες $y_{αρχ}=-2.5mm$ και $y_{τελ}=2.5mm$. Το μικρότερο και συνάμα ορθό **radiation box** έχει τα εξής χαρακτηριστικά: το μήκος του στον άξονα x, είναι ίσο με $\lambda+10mm$, με συντεταγμένες $x_{αρχ}=-\lambda/2mm$ και $x_{τελ}=10mm+\lambda/2$, το ύψος του στον άξονα z είναι ίσο με $40mm+\lambda$, με συντεταγμένες $z_{αρχ}=-\lambda/2-20mm$ και $z_{τελ}=\lambda/2+20mm$ και τέλος το πλάτος του στον άξονα y είναι ίσο με $5mm+\lambda$, με συντεταγμένες $y_{αρχ}=-\lambda/2-2.5mm$ και $y_{τελ}=\lambda/2+2.5mm$.

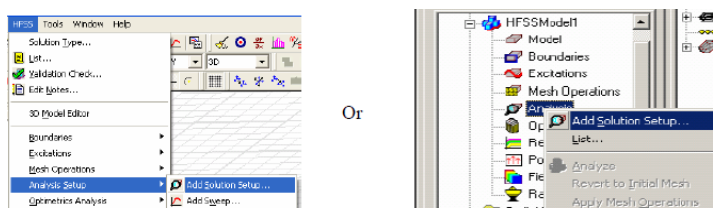
Επιπλέον, το μέγιστο εύρος ενός sweep στη κλίμακα των GHz ανέρχεται στα 4 GHz. Αν για παράδειγμα ο χρήστης καλείται να εκτελέσει μια προσομοίωση στο εύρος 1-10GHz, οφείλει, να τη διαχωρίσει σε τρεις διαφορετικές προσομοιώσεις, συνήθως ως εξής: 1-4 GHz, 4-7 GHz, 7-10 GHz. Δεδομένου ότι όσο μεγαλώνει η συχνότητα το mesh γίνεται πιο πολύπλοκο (ο χώρος διαχωρίζεται σε όλο και μικρότερα τριγωνάκια), η εκτέλεση μιας προσομοίωσης που υλοποιείται στα 10GHz για radiation box που αντιστοιχεί στο μήκος κύματος του 1GHz, δεν συμφέρει καθόλου. Εν προκειμένω, το radiation box έχει υπερβολικά μεγάλες διαστάσεις, αρκεί να αναλογιστεί κανείς τη διαφορά που παρουσιάζουν τα μήκη κύματος για τις συγκεκριμένες συχνότητες, $\lambda(1GHz)=300mm$, ενώ $\lambda(10GHz)=30mm$. Για το λόγο αυτό εφαρμόζεται προαναφερθείσα διαίρεση του sweep. Με αυτό τον τρόπο, εξοικονομείται χρόνος, αφού η προσομοίωση εκτελείται γρηγορότερα και οι πιθανότητες να εξαντληθούν οι υπολογιστικοί πόροι μας (συνήθως μνήμη RAM) είναι μειωμένες.

Έχοντας πλέον σχεδιάσει σωστά το radiation box, ο χρήστης το επιλέγει και ως συνήθως πατάει δεξί κλικ πάνω του, στη συνέχεια επιλέγει στο αναδυόμενο παράθυρο **“assign boundary→radiation”** και πλέον όλα είναι έτοιμα για τη ρύθμιση της λύσης (solution setup).

9) “Ρύθμιση της λύσης-Solution Setup”

α) “Προσαρμοστική Ρύθμιση της λύσης - Adaptive solution setup”

Ακολουθείται η εξής διαδρομή: **“HFSS menu → Analysis Setup→ Add Solution Setup”**.



Εικόνα 84: Η διαδρομή HFSS menu → Analysis Setup→ Add Solution Setup.

Αναδύεται λοιπόν το παράθυρο διαλόγου με τίτλο “**Solution Setup**”. Διαιρείται στις ακόλουθες καρτέλες:

“**General**” – περιέχει γενικές ρυθμίσεις επίλυσης

“**Advanced**” – περιέχει προηγμένες ρυθμίσεις για αρχική δημιουργία πλέγματος και προσαρμοστική ανάλυση.

“**Ports**” – Σε περίπτωση που έχει οριστεί, περιλαμβάνει επιλογές παραγωγής πλέγματος για μοντέλα θυρών.

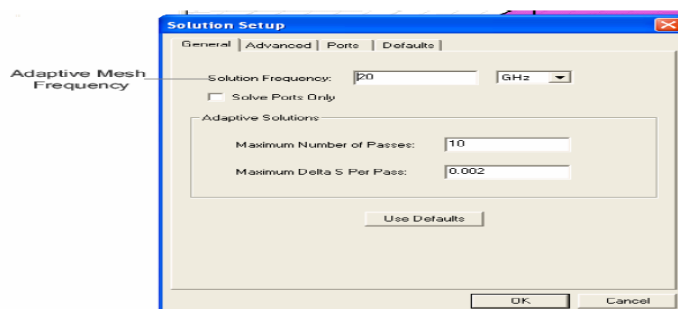
“**Defaults**” – Δίνει τη δυνατότητα για αποθήκευση των τρεχουσών ρυθμίσεων ως προεπιλογές για μελλοντικές ρυθμίσεις λύσεων ή για επαναφορά των τωρινών ρυθμίσεων στις βασικές αρχικές ρυθμίσεις του HFSS.

Πατώντας στην καρτέλα με το όνομα “ **General**” και δεδομένου ότι έχει εκ των προτέρων επιλεγεί ως μέθοδος επίλυσης η “**Driven solution**”, πράττονται εν συνεχεία τα ακόλουθα:

Αρχικά ο χρήστης εισάγει τη συχνότητα επίλυσης (**Solution Frequency**) στις μονάδες συχνότητας (frequency units). Η ελάχιστη τιμή για προσαρμοστική πλεγματική συχνότητα (adaptive Mesh Frequency) ισούται με τα 2/3 της τελικής συχνότητας που απαιτείται, παρόλο που συνιστάται απλώς η προσαρμογή στην τελική συχνότητα.

Έπειτα, εισάγει τον μέγιστο αριθμό περασμάτων (**Maximum Number of Passes**), ο οποίος υποδηλώνει το μέγιστο αριθμό των mesh refinement cycles που θα επιτελέσει το HFSS. Η τιμή αυτή αποτελεί κριτήριο τερματισμού για την προσαρμοστική λύση (adaptive solution), αφού μόλις ο μέγιστος αριθμός περασμάτων ολοκληρωθεί, η προσαρμοστική ανάλυση σταματά. Αν ο μέγιστος αριθμός περασμάτων δεν έχει ολοκληρωθεί, η προσαρμοστική ανάλυση θα συνεχιστεί, εκτός αν τα κριτήρια σύγκλισης (convergence criteria) πληρούνται.

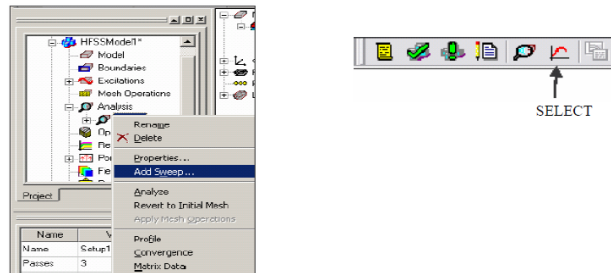
Επόμενο βήμα είναι ο καθορισμός της τιμής του **Delta S**. Η παράμετρος αυτή είναι η αλλαγή στο μέγεθος της S-παραμέτρου μεταξύ δύο διαδοχικών περασμάτων. Έστω ότι επιλέγεται η τιμή 0,002, το παράθυρο διαλόγου Solution Setup έχει πλέον τη μορφή:



Εικόνα 85: : Το παράθυρο διαλόγου “Solution Setup” με Delta S=0.002

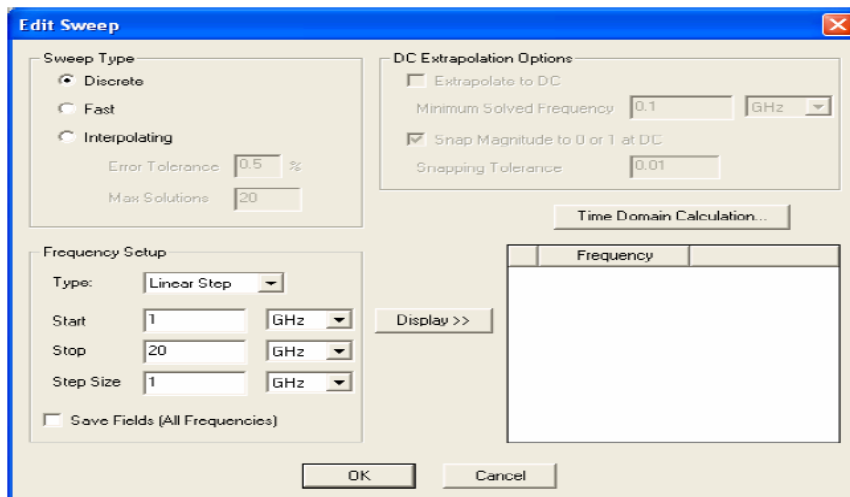
β) “Ρύθμιση σάρωσης συχνότητας - Frequency sweep setup”

Ακολουθείται αρχικά το μονοπάτι: “HFSS menu→ Analysis Setup→ Add (frequency) sweep”.



Εικόνα 86: Διαδρομή για μετάβαση στον Sweep editor

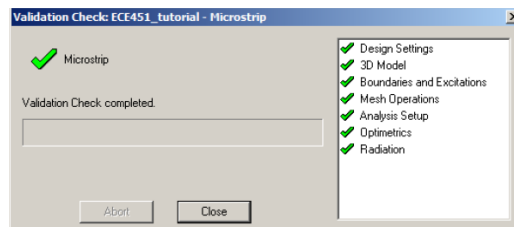
Ο Sweep editor είναι το παράθυρο διαλόγου που εμφανίζεται με τίτλο “Edit Sweep”. Επιλέγεται “Discrete” και στη συνέχεια καταγράφονται οι επιθυμητές συχνότητες εκκίνησης (Start frequency) και τερματισμού (stop frequency).



Εικόνα 87: Sweep Editor

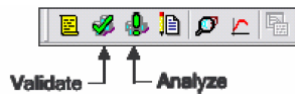
10) “Εκτέλεση προσομοίωσης- Running a Simulation”

Για την επικύρωση του μοντέλου ο χρήστης καλείται να κάνει κλικ με τον κέρσορα στην επιλογή “Validate Check” από το “HFSS menu” και να πατήσει “OK”.



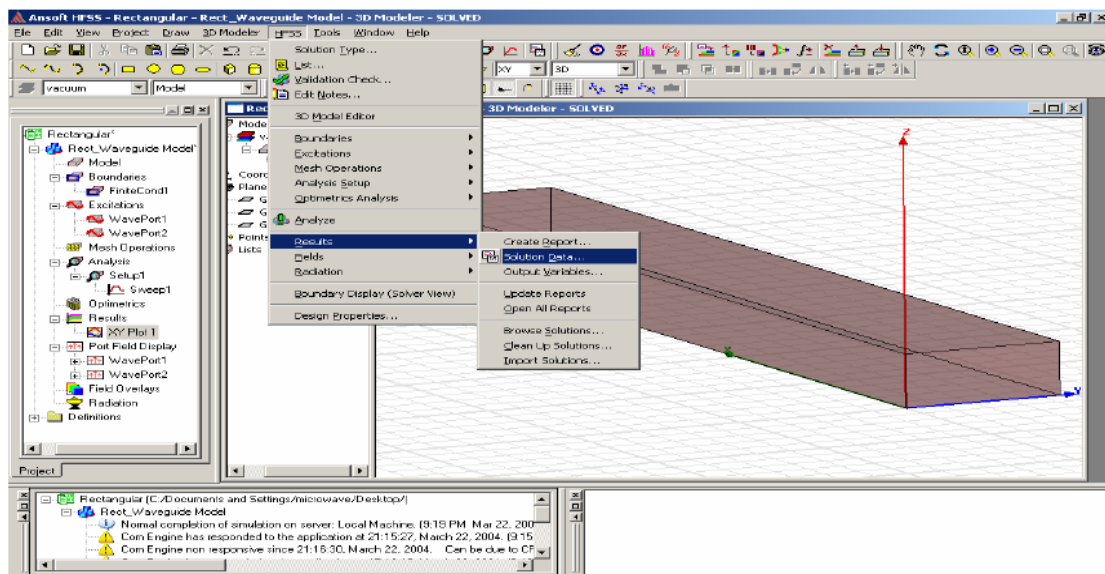
Εικόνα 88: Validation Check

Για την ανάλυση, επιλέγεται “Analyze” στο “HFSS menu”.



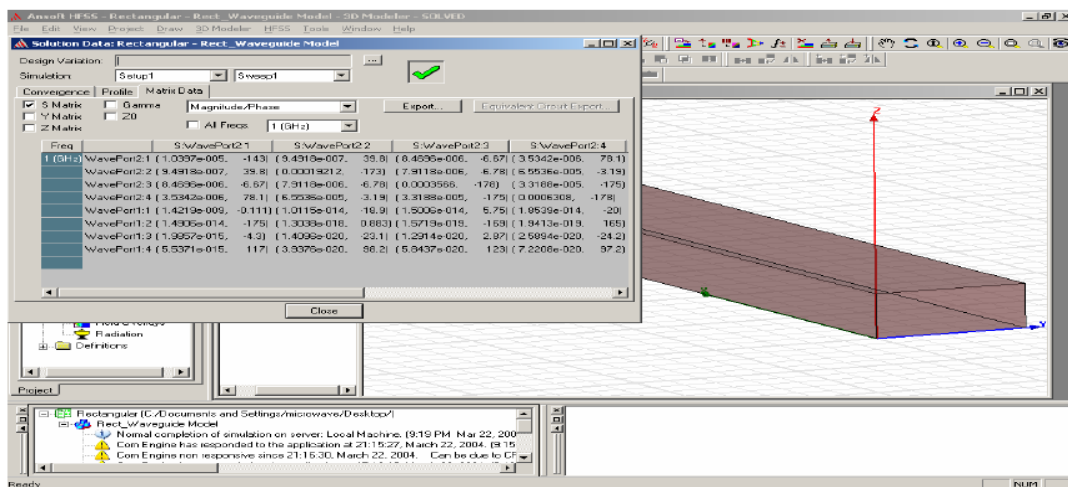
Εικόνα 89: Analyze in HFSS menu

Στη συνέχεια ακολουθείται η εξής διαδρομή στο HFSS : **“HFSS→Analysis Setup→Convergence”**, για την εισαγωγή ή τροποποίηση των δεδομένων σύγκλισης. Αναφορικά με τους πίνακες που υπολογίζουν S παραμέτρους, αντιστάσεις και σταθερές διάδοσης, αυτοί μπορούν να αναζητηθούν και επιλεγούν πατώντας διαδοχικά **“HFSS→Analysis Setup→Profile”**. Όταν η προσομοίωση έχει ολοκληρωθεί, το πρόγραμμα ενημερώνει το χρήστη στο παράθυρο των μηνυμάτων (**message window**). Για τη διεξαγωγή των αποτελεσμάτων, ο χρήστης καλείται να μεταβεί στην καρτέλα **“Solution Data”** μέσω της καρτέλας **“Results”**.



Εικόνα 90: HFSS→Results→Solution Data

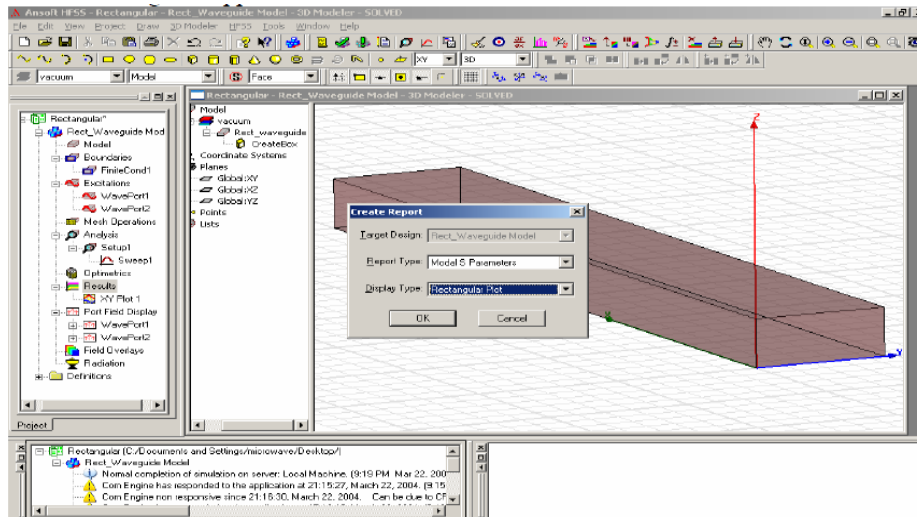
Το παράθυρο με τίτλο **“solution data”** εμφανίζεται στη συνέχεια και έχει την κάτωθι μορφή :



Εικόνα 91: Solution Data Window

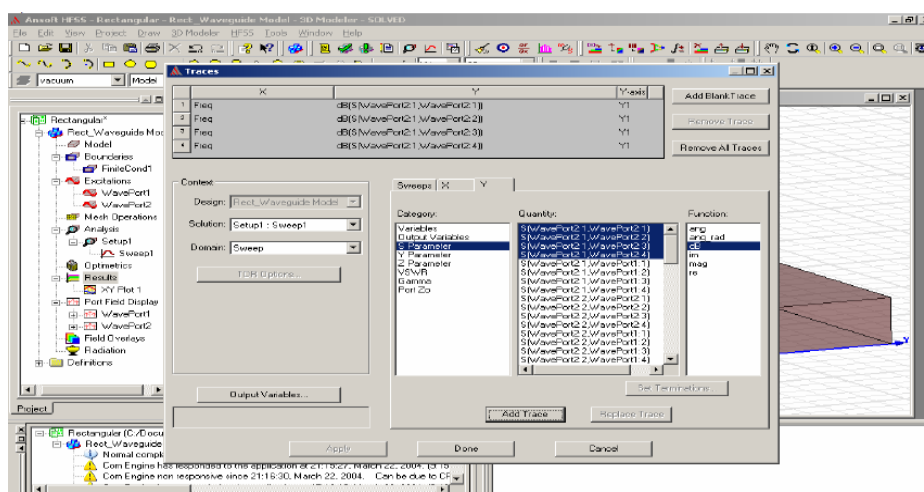
Το HFSS μπορεί να υπολογίσει τις μήτρες δεδομένων των S, Y, Z παραμέτρων, του VSWR και των διεγέρσεων Gamma και Z₀.

Επόμενο σημαντικό βήμα είναι η τοποθέτηση των αποτελεσμάτων σε γραφικές παραστάσεις και διαγράμματα (Plotting the results). Με διαδοχικά κλικ στις καρτέλες “HFSS→ Results→ Create Report”, λαμβάνεται η εικόνα :



Εικόνα 92: HFSS→ Results→ Create Report

Από το άνω μέρος του αναδυόμενου παραθύρου διαλόγου, ο χρήστης επιλέγει τον τύπο αναφοράς (report type) από την αναπτυσσόμενη λίστα. Έπειτα, επιλέγει το είδος της γραφικής παράστασης που θέλει να δημιουργήσει, από την επίσης αναπτυσσόμενη λίστα με τίτλο “ display type” και πατάει OK. Τότε κάνει την εμφάνιση του το παράθυρο διαλόγου “Traces”. Στη “Solution list” επιλέγει ο χρήστης τη λύση που περιέχει τα δεδομένα που θέλει να παρασταθούν γραφικά. Στη “domain list” ο χρήστης διαλέγει έναν τομέα. Για modal και terminal S παραμέτρους, ο τομέας μπορεί να είναι ο χρόνος ή η συχνότητα και έτσι επιλέγει αντίστοιχα time ή frequency domain. Τέλος επιλέγει “Add Trace” και “Done”.



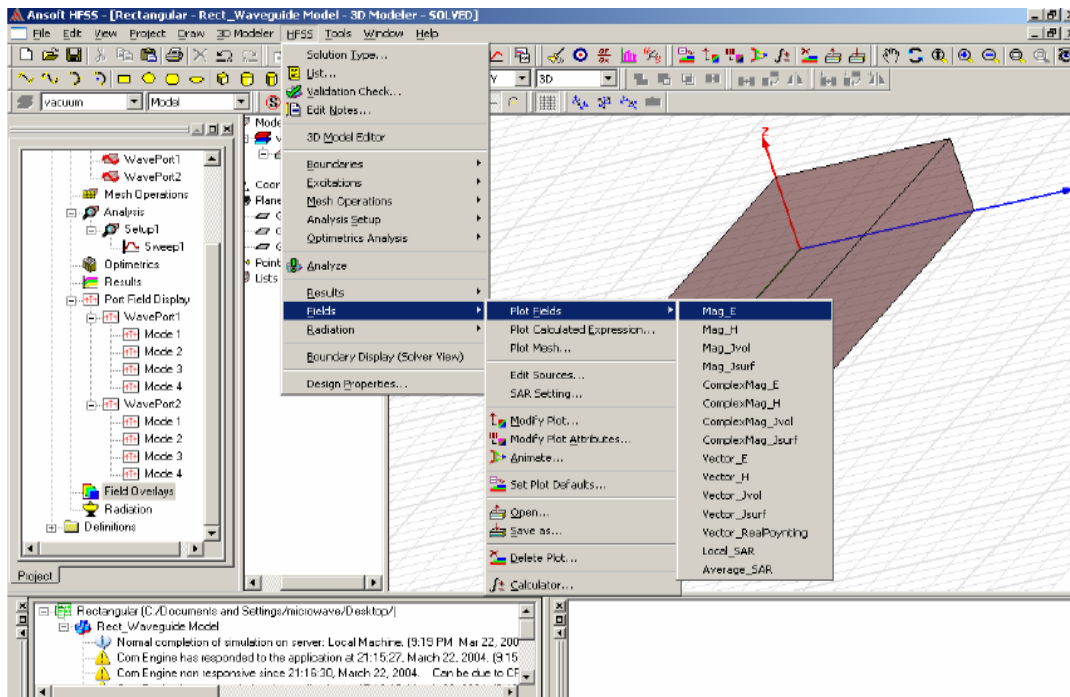
Εικόνα 93: Traces

11) “Ανάλυση και αποτελέσματα- Analysis and Results”

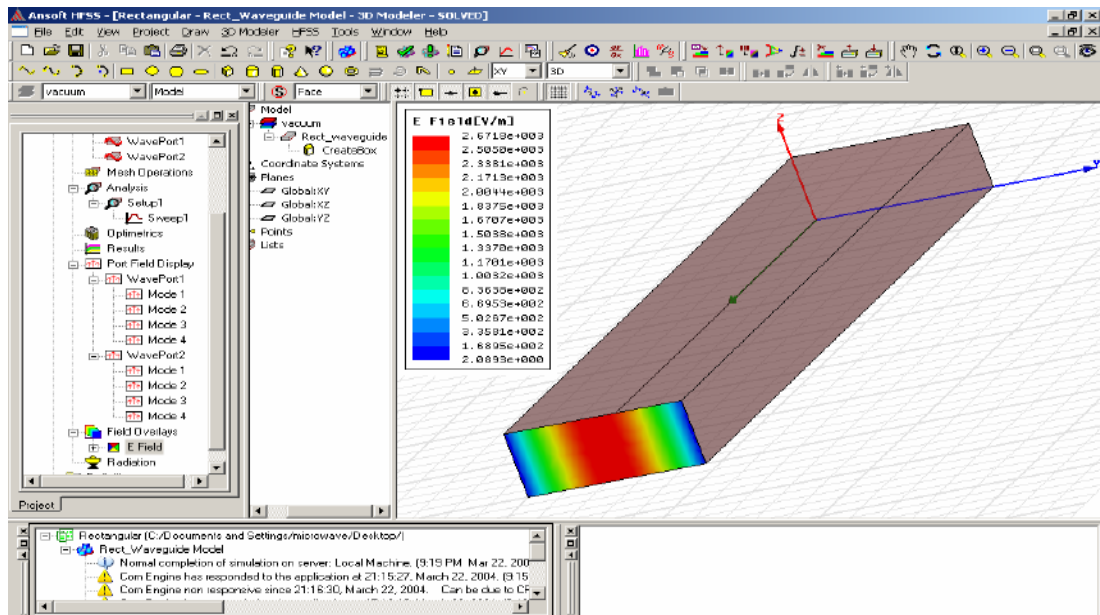
Γενικά μπορούν να χαραχθούν διάφορες γραφικές παραστάσεις και διαγράμματα στο HFSS, όπως η σταθερά διάδοσης, το μήκος κύματος, οι αντιστάσεις, τα E,H πεδία και οι διάφορες S παράμετροι συναρτήσει της συχνότητας. Για κάποια από τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά σημαντικά είναι και τα διαγράμματα τους στο πεδίο του χρόνου.

Επιστρέφοντας στο σημείο όπου έχει εμφανιστεί το παράθυρο διαλόγου “**Solution Data**”, επιλέγεται η καρτέλα “**Matrix Data**”. Στην αναπτυσσόμενη λίστα με όνομα “**Simulation**”, επιλέγεται η ρύθμιση της λύσης (solution setup και solved pass), όπως προσαρμοστική, απλή συχνοτική λύση ή σάρωση συχνότητας, για την οποία εξάγονται οι αντίστοιχες μήτρες. Στη συνέχεια, γίνεται η επιλογή του είδους του πίνακα (S, Y, Z, Z₀). Τα δεδομένα του μήκους κύματος εμφανίζονται στο παράθυρο “**gamma**” και εξαρτώνται από το είδος της λύσης. Για το είδος της απεικόνισης των πληροφοριών του πίνακα επιλέγουμε “**Magnitude/ Phase, Real/ Imaginary, dB/ Phase, Magnitude, Phase, Real, Imaginary, ή dB**”. Οι διαθέσιμες μορφές εξαρτώνται από το είδος του μελετώμενου πίνακα.

Για την σχηματική απεικόνιση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των E και H πεδίων, ο χρήστης καλείται να ακολουθήσει διαδοχικά τα βήματα : “**HFSS menu**→ **Fields**→ **plot fields**→ **mag E** και **HFSS menu**→ **Fields**→ **plot fields**→ **mag H**” για τα διαγράμματα του E και H πεδίου αντίστοιχα.



Εικόνα 94: Τρόπος παρουσίασης του διαγράμματος ακτινοβολίας του E πεδίου



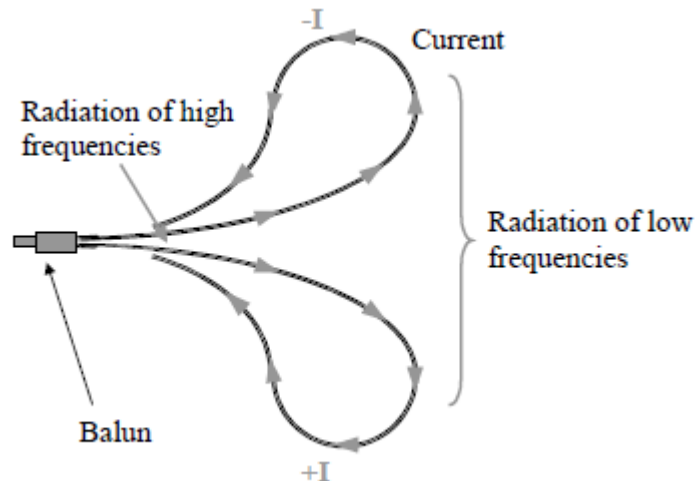
Εικόνα 95: Το E πεδίο για μια όψη ενός WR-90 κυματοδηγού. Τα χρώματα υποδεικνύουν την ένταση του πεδίου, που μειώνεται από την κορυφή προς τα κάτω

Στο κεφάλαιο αυτό πραγματοποιήθηκε η πρώτη επαφή με το λογισμικό HFSS και παρουσιάστηκαν ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά του και βήματα για μια ασφαλή, χωρίς λάθη, προσομοίωση και απεικόνιση των αποτελεσμάτων της. Στο επόμενο κεφάλαιο, θα υλοποιηθεί ενδελεχώς η μελέτη και προσομοίωση της Valentine κεραιάς, γεγονός που θα προσφέρει στο χρήστη τη δυνατότητα να αποκτήσει οικειότητα με το πρόγραμμα και να μυηθεί βαθύτερα σε ορισμένα μυστικά του HFSS. [26] [27] [28] [29] [30] [77] [78]

5 Σχεδίαση και προσομοίωση Valentine κεραίας

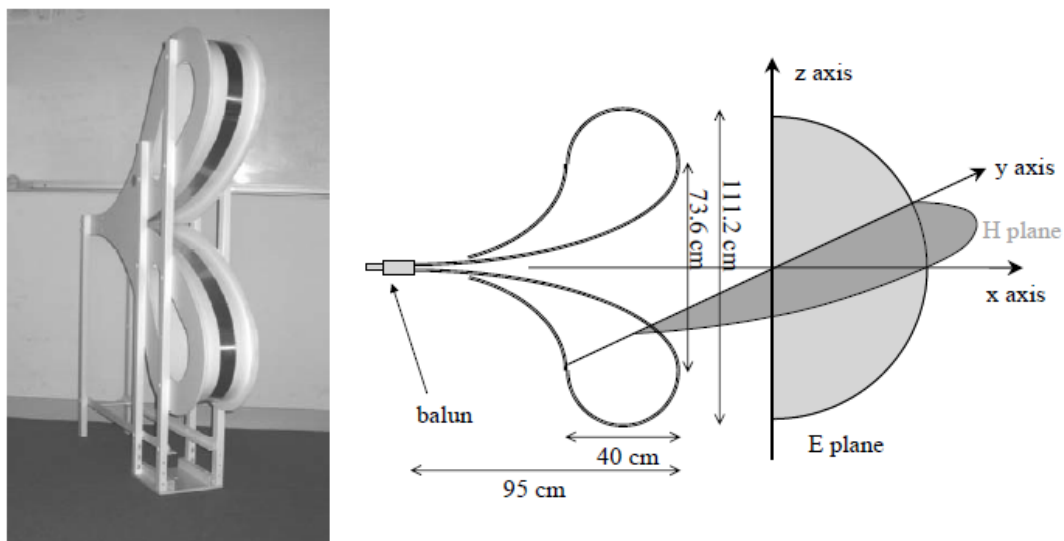
5.1 Εισαγωγή

Ήδη από το κεφάλαιο 3.9, ο αναγνώστης έχει εξοικειωθεί με τη γεωμετρική δομή και ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά που διέπουν τη Valentine κεραία.



Εικόνα 96: Η κλασική δομή της Valentine κεραίας και οι αρχές ακτινοβολήσης της

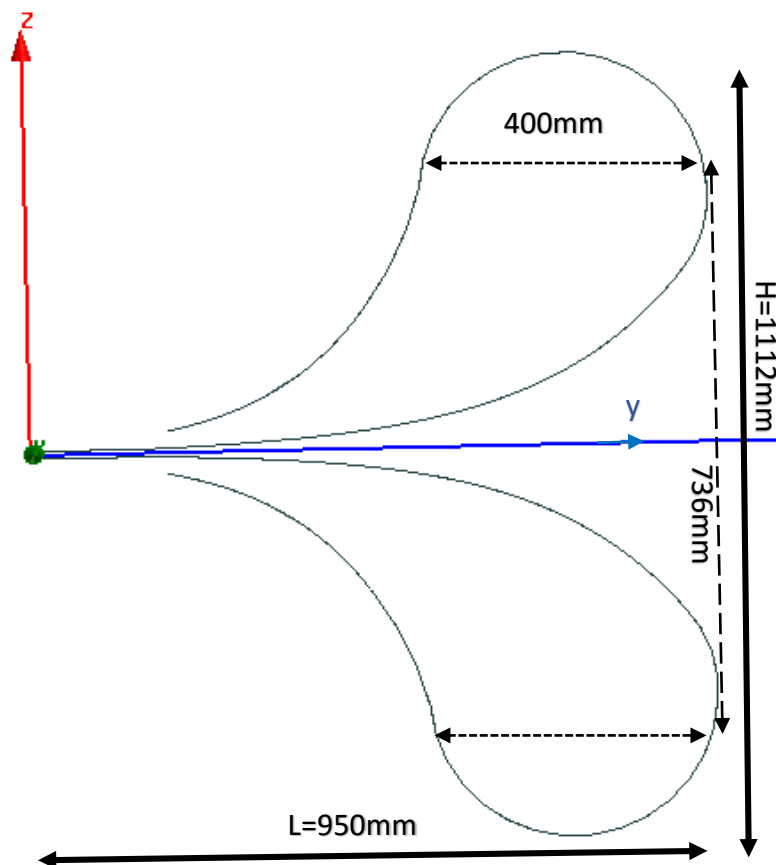
Στο παρόν κεφάλαιο θα υλοποιηθεί στο λογισμικό προσομοίωσης HFSS, η σχεδίαση και μελέτη μιας συγκεκριμένης δομής της Valentine κεραίας, η οποία ομοιάζει σε σημαντικό βαθμό με την κάτωθι εικονιζόμενη. [6] [9] [44] [45] [46] [47] [49] [50]



Εικόνα 97: Αριστερά, η Valentine κεραία κατασκευασμένη σε πραγματικές διαστάσεις και δεξιά, το αρχικό σχέδιο της με σημειωμένες ορισμένες διαστάσεις της [49]

5.2 Δομή και σχεδιαστικά χαρακτηριστικά της μελετώμενης Valentine κεραίας στο HFSS

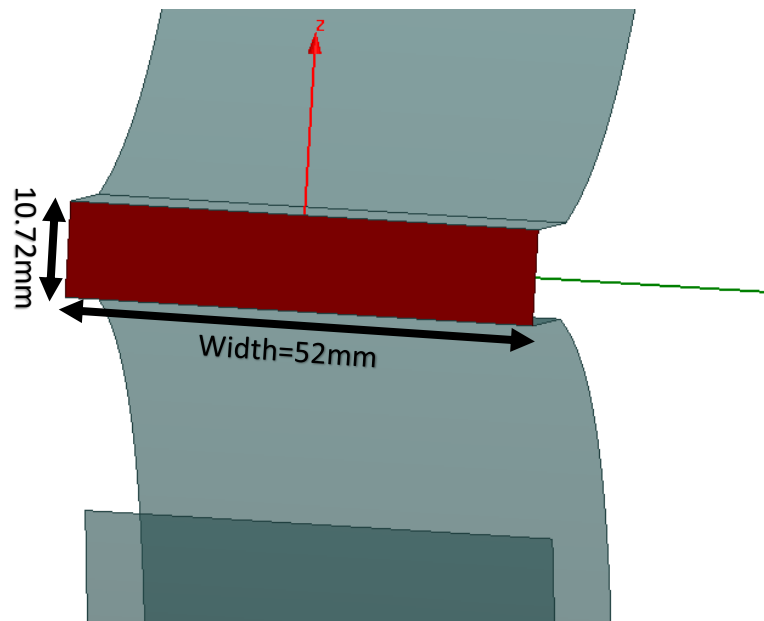
Η εξεταζόμενη Valentine κεραία είναι σε σημαντικό βαθμό παρεμφερής με την ανωτέρω. Οι προδιαγραφές της αναφορικά με τις διαστάσεις είναι ταυτόσημες, δηλαδή, το μήκος (L-length) ισούται με 950mm, το ύψος (H-height) ανέρχεται στα 1112mm και το πλάτος (width) είναι ίσο με 52mm.



Εικόνα 98: Πλάγια όψη και διαστάσεις (μήκος(L)-ύψος(H)) της προτεινόμενης Valentine κεραίας

Όπως διαφαίνεται και από την παρακάτω εικόνα, η θύρα εισόδου (lumped port) έχει το ίδιο πλάτος με αυτό της κεραίας (width=52 mm) και το ύψος της επιλέχθηκε ίσο με 10.72 mm. Οι συντεταγμένες του ύψους της θύρας εισόδου στον άξονα z έχουν αρχή το σημείο -5.36 mm και πέρασ το σημείο 5.36 mm.

Πρέπει να τονιστεί ότι για την εξαγωγή του τρισδιάστατου μοντέλου, αμελήθηκε αρχικά ο άξονας x και η σχεδίαση πραγματοποιήθηκε σε δύο μόνο άξονες τους y, z. Σχεδιάστηκε ακριβώς πάνω στο επίπεδο yz μια λωρίδα μηδενικού πάχους με το σχήμα της Valentine κεραίας (εικόνα 98-μόνο το άνω τμήμα της κεραίας).

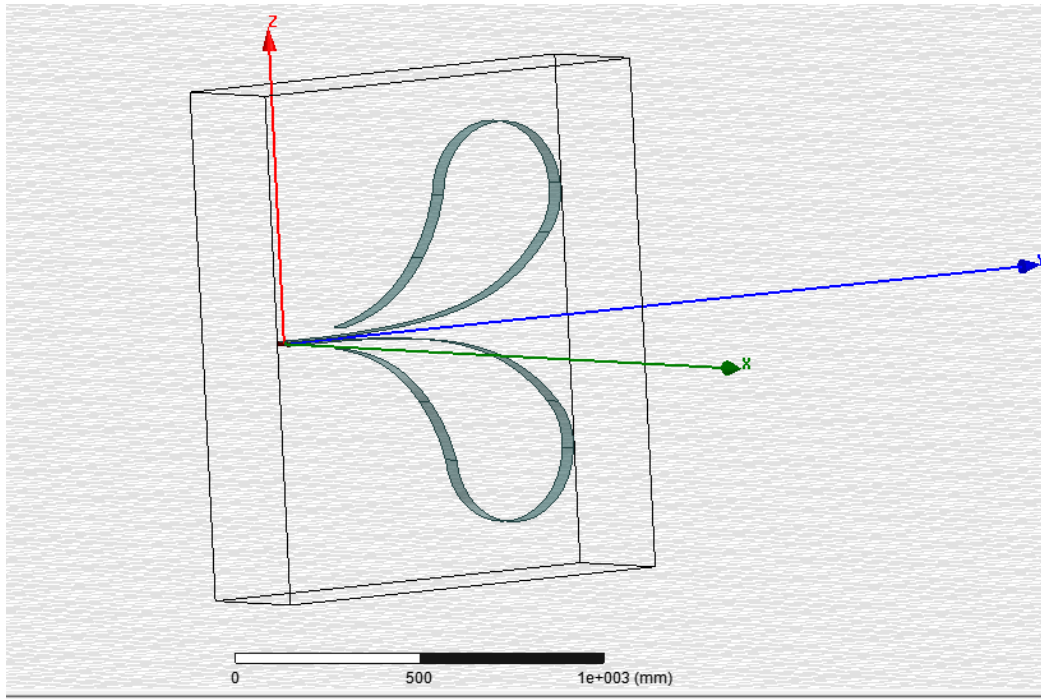


Εικόνα 99: Πλάτος (*width*) της κεραίας και ύψος της θύρας εισόδου (*lumped port*)

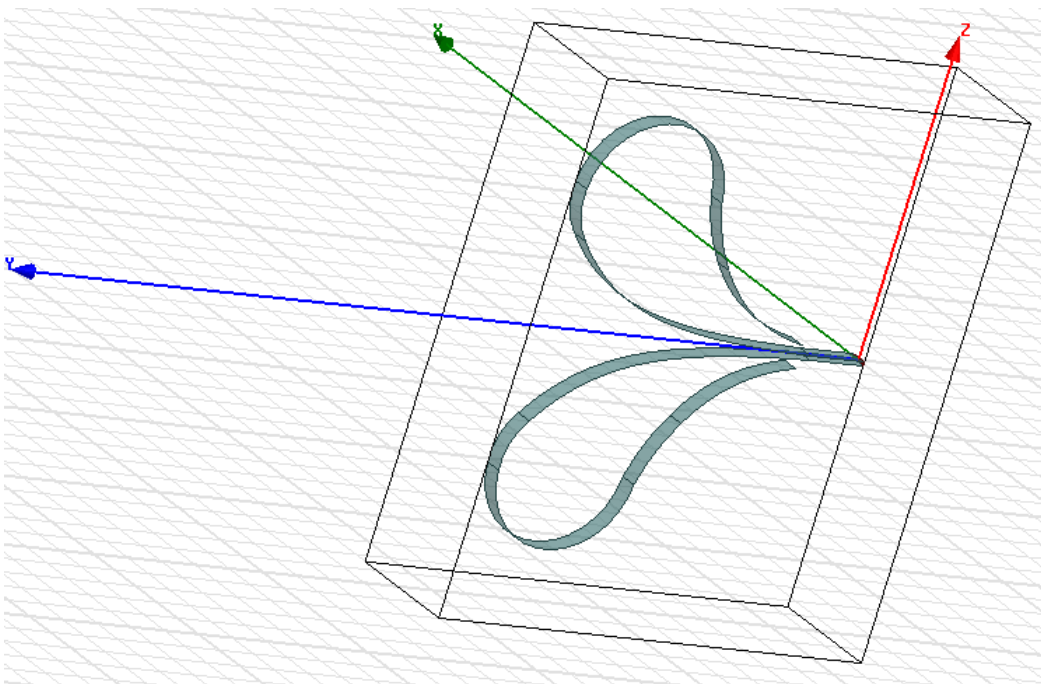
Έπειτα, αντιγράφηκε και τοποθετήθηκε η νέα λωρίδα σε τέτοια απόσταση, ώστε οι δύο λωρίδες να απέχουν πλέον 52mm (προφανώς η μία στο $x=-26$ mm και η άλλη στο $x=26$ mm), που είναι και το πλάτος της μελετώμενης Valentine κεραίας. Τέλος, αφού επιλέχθηκαν και οι δύο λωρίδες «πατήθηκαν» κατά σειρά στο μενού οι επιλογές: `modeler`→`surface`→`connect` και προέκυψε το επιθυμητό τρισδιάστατο σχήμα του άνω κλάδου.

Μέχρι στιγμής διατυπώθηκε ο τρόπος σχεδιασμού του άνω κλάδου της προτεινόμενης Valentine κεραίας. Απομένει όμως η σχεδίαση και του κάτω τμήματος. Οι δύο κλάδοι όμως, είναι πανομοιότυποι και συμμετρικοί ως προς τον άξονα y . Το HFSS παρέχει τη δυνατότητα της εύκολης σχεδίασης συμμετρικών τμημάτων με την απλή επιλογή ορισμένων μόνο βημάτων από το βασικό μενού του HFSS. Συγκεκριμένα, επιλέγοντας τον αρχικό άνω κλάδο και ακολουθώντας κατά σειρά `edit`→`duplicate`→`around axis`, προκύπτει και ο συμμετρικός κάτω κλάδος. Στο αναδυόμενο παράθυρο που εμφανίστηκε, επιλέχθηκαν οι κατάλληλες ρυθμίσεις, ώστε να οριστεί ως συμμετρικός άξονας ο επιθυμητός, δηλαδή ο άξονα y .

Πλέον το κυρίως σώμα της κεραίας είναι έτοιμο και για το λόγο αυτό επισυνάπτονται παρακάτω μια σειρά από εικόνες που αναπαριστούν το πλήρες τρισδιάστατο μοντέλο της υποφαινόμενης κεραίας, υπό διαφορετικές οπτικές γωνίες και αποστάσεις, στο λογισμικό προσομοίωσης HFSS. Να διευκρινιστεί ότι το ορθογώνιο παραλληλεπίπεδο που περιβάλλει την κεραία, είναι το αποκαλούμενο *radiation box*, το οποίο έχει αναλυθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο.

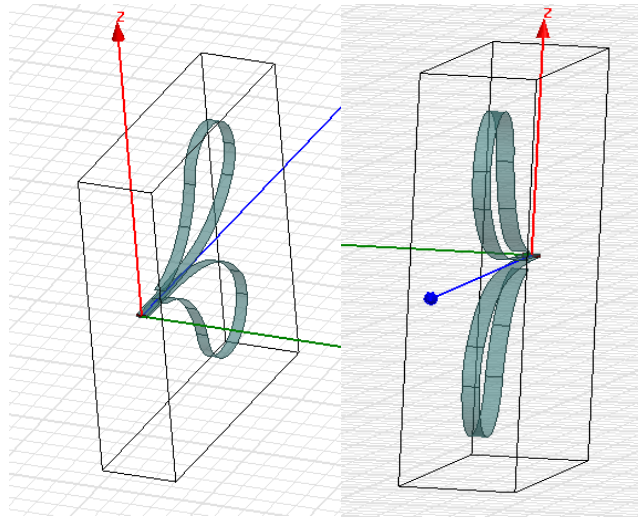


Εικόνα 100: Το πλήρες τρισδιάστατο μοντέλο της προτεινόμενης Valentine κεραίας στο HFSS (1)

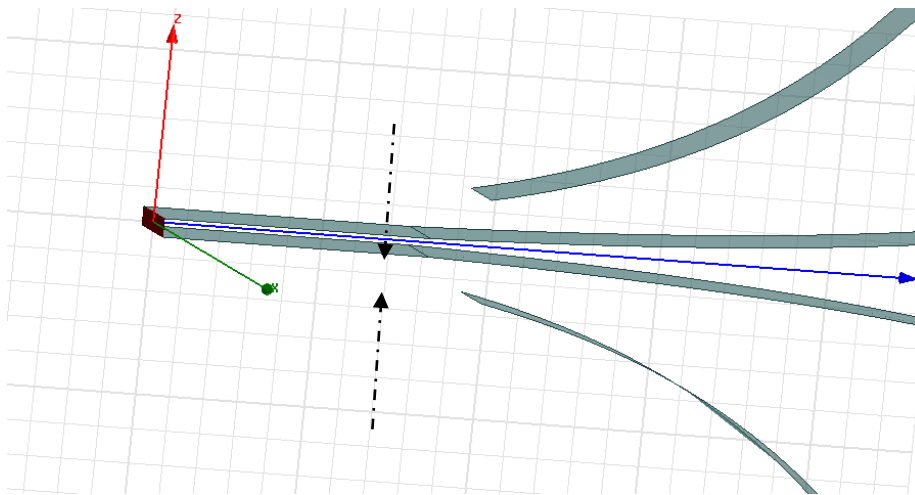


Εικόνα 101: Το πλήρες τρισδιάστατο μοντέλο της προτεινόμενης Valentine κεραίας στο HFSS (2)

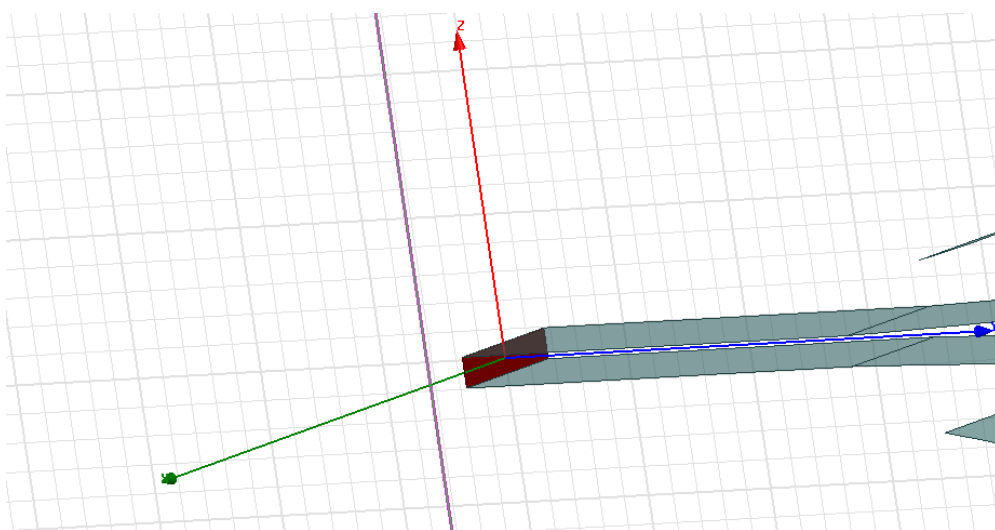
Ο σχεδιασμός του μοντέλου αυτού στηρίζεται σε ορισμένες βασικές κατευθυντήριες γραμμές. Όπως, διαφαίνεται και στις εικόνες που ακολουθούν, οι δύο κλάδοι ξεκινούν αντιστοίχως από το μέγιστο και ελάχιστο ύψος της θύρας εισόδου και εκτείνονται στον άξονα y , παραμένοντας παράλληλοι μεταξύ τους, μέχρι να διανύσουν απόσταση ίση με 157,775mm.



Εικόνα 102: Το πλήρες τρισδιάστατο μοντέλο της προτεινόμενης Valentine κεραίας στο HFSS (3)



Εικόνα 103: Η αρχική παραλληλία των δύο κλάδων (1)

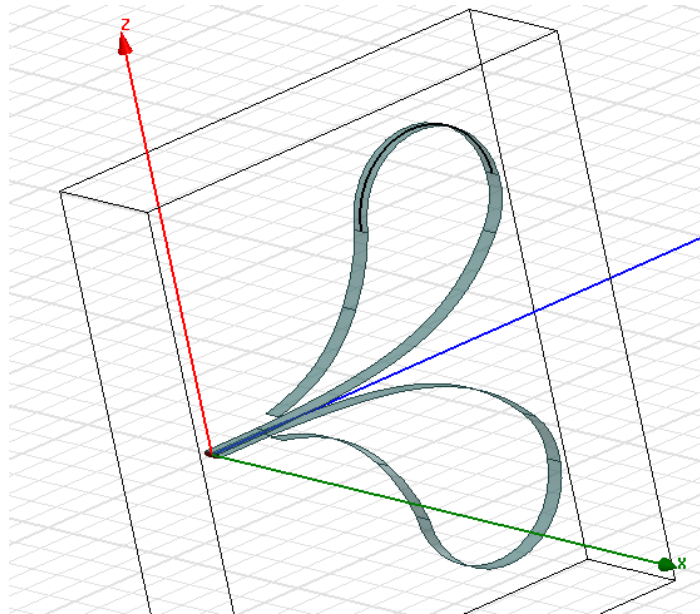


Εικόνα 104: Η αρχική παραλληλία των δύο κλάδων (2)

Έπειτα ακριβώς από το σημείο αυτό, οι δύο κλάδοι ακολουθούν εκθετική συμπεριφορά. Δεδομένου ότι οι κλάδοι είναι συμμετρικοί, εφεξής θα παρουσιαστούν τα σχεδιαστικά βήματα μόνο του ενός και συγκεκριμένα του άνω. Το εκθετικό τμήμα που συνδέει την αρχική παραλληλία των κλάδων έχει μήκος 748,638mm επί του άξονα y ($y_{αρχ.}=157,775\text{mm}$ και $y_{τελ.}=906,413\text{mm}$) και ύψος 229,640mm επί του άξονα z ($z_{αρχ.}=5,36\text{mm}$ και $z_{τελ.}=235\text{mm}$). Πιο συγκεκριμένα, το εκθετικό αυτό τμήμα δίνεται από τη σχέση:

$$z = 5,75 e^{0,00505y-0,867}, 157,775 < y < 906,413 \text{ mm} \quad (1)$$

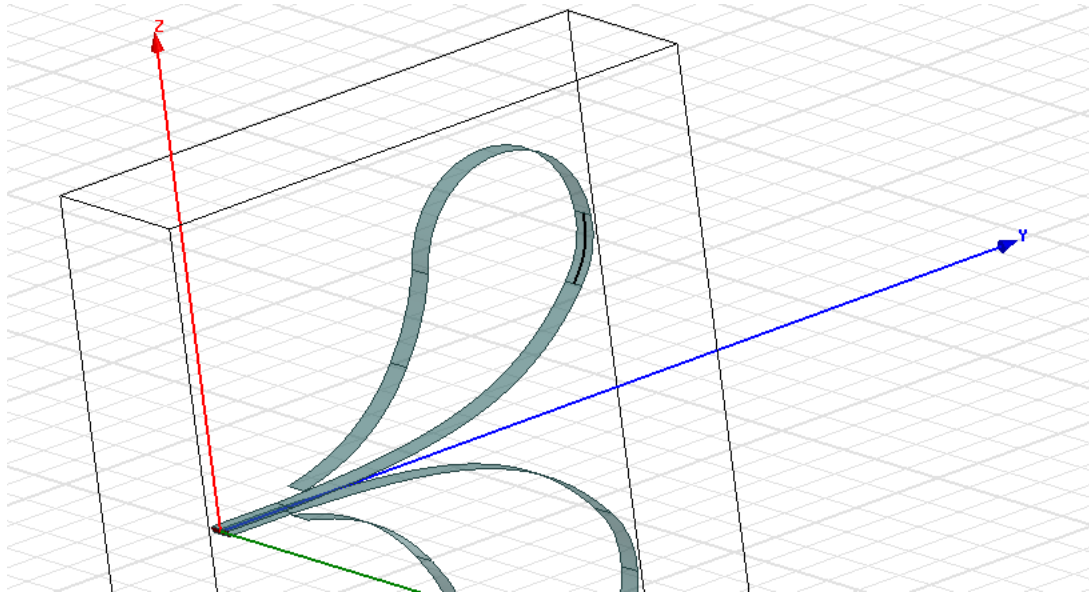
Σημαντικό επίσης σχεδιαστικό βήμα για το μελετώμενο μοντέλο είναι η προσθήκη του ημικυκλίου, το οποίο απεικονίζεται παρακάτω:



Εικόνα 105: Το ημικύκλιο που χρησιμοποιήθηκε για την μοντελοποίηση της προτεινόμενης Valentine κεραίας

Το ημικύκλιο αυτό ξεκινά από το σημείο με συντεταγμένες $y=950\text{mm}$ (μήκος) και $z=368\text{mm}$ (ύψος) και έχει διάμετρο ίση με 400mm.

Κάποιος όμως θα μπορούσε να παρατηρήσει εύστοχα ότι απουσιάζει ένα κομμάτι στη σχεδίαση του μοντέλου μεταξύ του τέλους του εκθετικού τμήματος και του ημικυκλίου. Η αδυναμία των εκθετικών συναρτήσεων να προσεγγίσουν ομαλά το ημικύκλιο δίχως να δημιουργούν γωνία στο σημείο τομής τους με το ημικύκλιο, οδήγησε αναπόφευκτα στη διακοπή του εκθετικού τμήματος στο σημείο ($y=906,413\text{mm}$, $z=235\text{mm}$), όπως άλλωστε περιγράφει η σχέση (1) και στην προσθήκη του τμήματος της επόμενης εικόνας, το οποίο συνδέει ομαλά τον εκθετικό κλάδο με το ημικύκλιο.



Εικόνα 106: Το τμήμα που συνδέει ομαλά τον πρώτο εκθετικό κλάδο και το ημικύκλιο

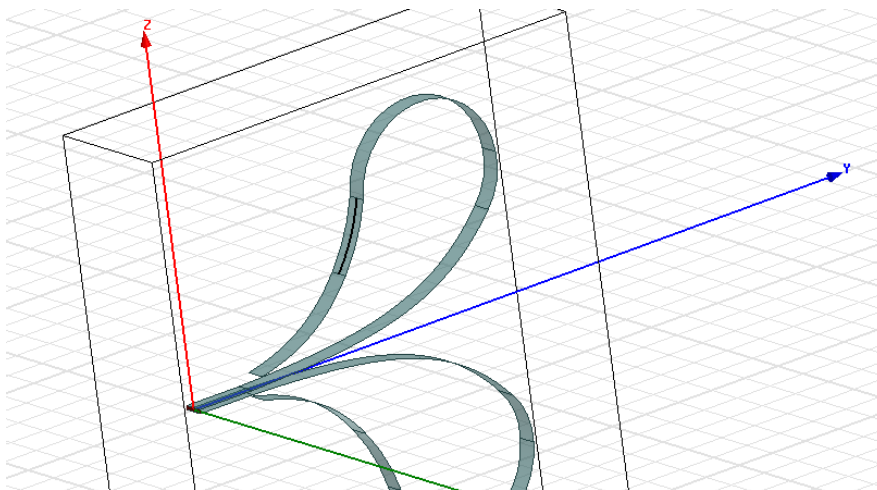
Ο σχεδιασμός του κυρίως σώματος της κεραίας, συνεχίζεται με την προσθήκη μιας ακόμα εκθετικής συνάρτησης, η οποία χρησιμοποιείται για την επιστροφή των συμμετρικών κλάδων προς τη θύρα εισόδου.

Η συνάρτηση αυτή περιγράφεται από τη σχέση:

$$z' = 8,15 e^{0,00681y}, 191,363 < y < 469,941mm \quad (2)$$

Λύνοντας την σχέση (2) προκύπτει ότι το μήκος επί του άξονα y ($y_{αρχ.}=191,363mm$ και $y_{τελ.}=469,941mm$) ισούται με $278,578mm$ και το ύψος επί του άξονα z ($z_{αρχ.}=30mm$ και $z_{τελ.}=200mm$) ισούται με $170mm$.

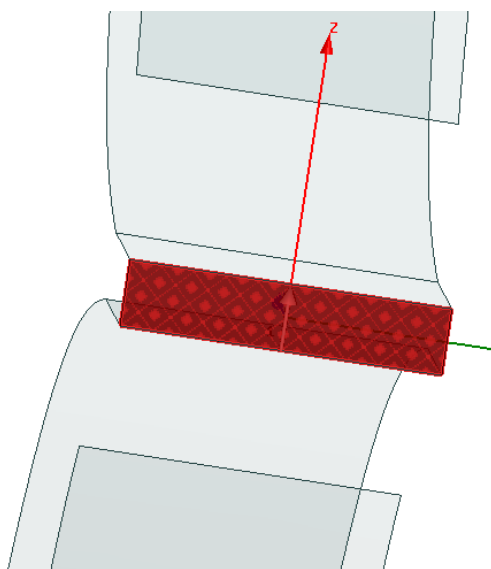
Για τον ίδιο ακριβώς λόγο που αναλύθηκε και προηγουμένως, θα πρέπει να προστεθεί ένα ακόμη τμήμα σύνδεσης μεταξύ του εκθετικού τμήματος της εξίσωσης (2) και του ημικυκλίου, όπως φαίνεται στην εικόνα που ακολουθεί:



Εικόνα 107: Το τμήμα που συνδέει ομαλά το δεύτερο εκθετικό κλάδο και το ημικύκλιο

Σχεδιάζοντας λοιπόν κατά σειρά μια ευθεία γραμμή, την εκθετική (1), το πρώτο συνδετικό τμήμα, ένα ημικύκλιο, το δεύτερο συνδετικό τμήμα, την εκθετική (2) και αξιοποιώντας τις σχεδιαστικές δυνατότητες που προσφέρει το πρόγραμμα HFSS, για εύκολη μοντελοποίηση από τις δύο στις τρεις διαστάσεις, προέκυψε το κυρίως σώμα της κεραίας, το οποίο παρατηρείται στις περισσότερες από τις επισυναπτόμενες εικόνες του παρόντος κεφαλαίου.

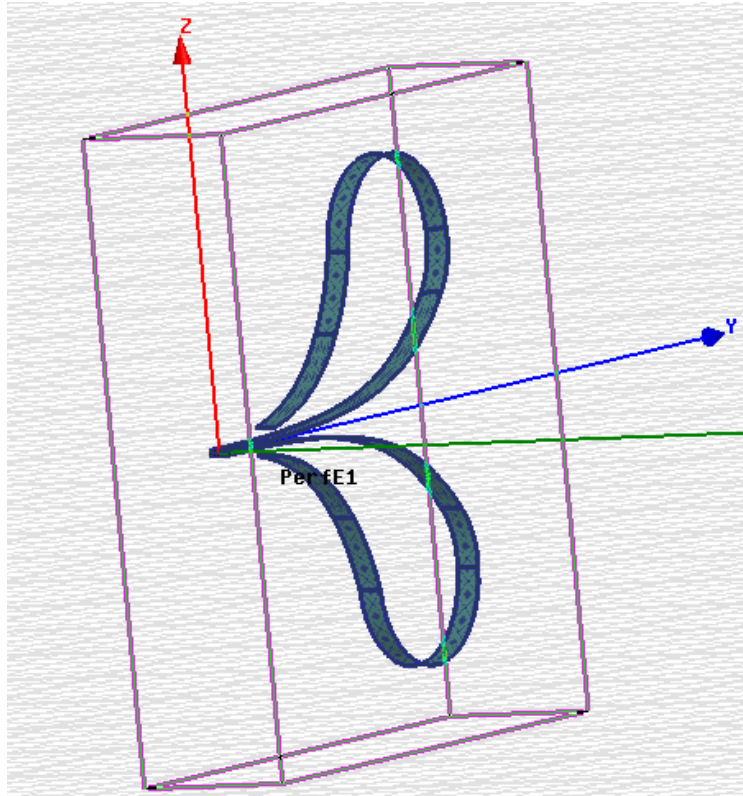
Η διέγερση της κεραίας γίνεται μέσω της θύρας εισόδου, όπως φαίνεται και στην εικόνα 99. Η θύρα εισόδου που χρησιμοποιήθηκε ήταν lumped port, λόγω της επιλογής του Driven Modal ως τύπου επίλυσης (solution type). Η αντίσταση της θύρας εισόδου έχει επιλεγεί ίση με 50 Ω, στις αντίστοιχες ρυθμίσεις του HFSS, ενώ ο τρόπος σύμφωνα με τον οποίο η θύρα εισόδου διεγείρεται, αποτυπώνεται στην εικόνα που ακολουθεί:



Εικόνα 108: Η κατεύθυνση ρευματικής διέγερσης της θύρας εισόδου (lumped port)

Συνεχίζοντας, για τις ανάγκες της προσομοίωσης, επιλέχθηκε ως οριακή συνθήκη- Boundary- η τέλεια αγωγιμότητα (Perfect E), για τους δύο κλάδους της μελετώμενης Valentine κεραίας.

Για λόγους πληρότητας αναφέρονται και οι διαστάσεις του radiation box. Αυτό έχει μήκος στον άξονα y ίσο με $L+\lambda$, όπου $L=950$ mm και λ ισούται με το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στην ελάχιστη συχνότητα του εκάστοτε sweep που λαμβάνει χώρα. Οι συντεταγμένες του στον άξονα y είναι από το $-\lambda/2$ έως $L+\lambda/2$. Στον άξονα x το πλάτος είναι ίσο με $width+\lambda$, όπου $width=52$ mm. Οι συντεταγμένες του στον άξονα x είναι από το $-\lambda/2-width/2$ έως το $\lambda/2+width/2$. Τέλος, στον άξονα z το ύψος είναι ίσο με $H+\lambda$, όπου $H=1112$ mm. Οι συντεταγμένες του στον άξονα z εκτείνονται από $-\lambda/2-H/2$ μέχρι $\lambda/2+H/2$.



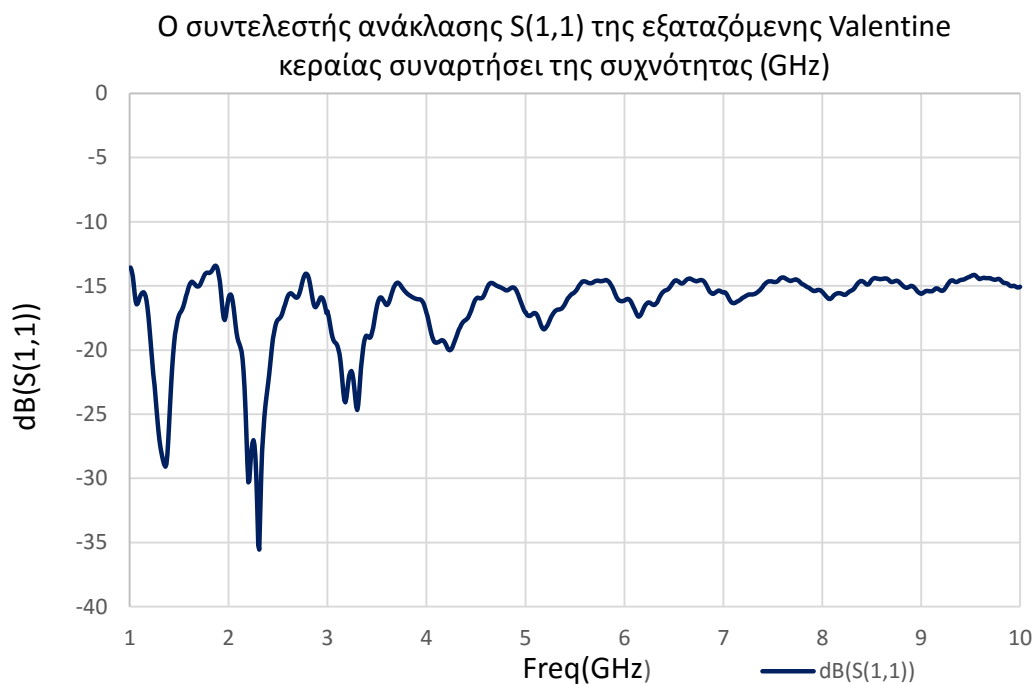
Εικόνα 109: Επιλογή της τέλει αγωγιμότητας (Perfect E) ως οριακή συνθήκη (Boundary) για τους κλάδους της προτεινόμενης κεραίας

5.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Οι προσομοιώσεις στο λογισμικό HFSS διεξήχθησαν στο εύρος 1-10 GHz και σύμφωνα με όσα ειπώθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, οι προσομοιώσεις αυτές δεν θα μπορούσαν να συμπιχθούν σε μία ενιαία με εύρος ίσο με 10 GHz. Επιλέχθηκαν και εκτελέστηκαν λοιπόν κατά σειρά οι προσομοιώσεις με εύρη: 1-3 GHz, 3-7 GHz και 7-10 GHz και βήμα (step) ίσο με 0.01GHz (=10 MHz) για κάθε μία. Επίσης ο τύπος του sweep (sweep type) ορίστηκε ως διακριτός (discrete), ενώ ο μέγιστος αριθμός περασμάτων (Maximum number of passes) επιλέχθηκε ίσος με 16. Ακόμα, επιλέγοντας την καρτέλα Options, στο αναδυόμενο παράθυρο που προκύπτει πατώντας διπλό δεξί κλικ στο εικονίδιο του Setup, υλοποιήθηκαν οι εξής ρυθμίσεις: ο ελάχιστος αριθμός περασμάτων (minimum number of passes) ορίστηκε ίσος με 3, ενώ ο ελάχιστος αριθμός περασμάτων που συγκλίνουν (minimum converged passes) επιλέχθηκε ίσος με 2. Έπειτα, στο Order of Basis functions επιλέχθηκε ο second order και τέλος συνίσταται η ενεργοποίηση του Iterative Solver, με το τσεκάρισμα του κενού κουτιού, δίπλα από τη φράση Enable Iterative Solver.

Στον παρόν κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο HFSS, για τη μελετώμενη κεραιοδιάταξη. Ένα από τα βασικότερα χαρακτηριστικά κάθε κεραίας είναι το εύρος ζώνης λειτουργίας της (impedance bandwidth), το οποίο

καθορίζεται απο τις τιμές που λαμβάνει ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} ή $S(1,1)$ (reflection coefficient) στο συχνοτικό φάσμα. Το συχνοτικό εύρος για το οποίο ισχύει η σχέση $S_{11} < -10$ dB αποδίδει το εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας. Πιο συγκεκριμένα, σε μια UWB κεραία, όπως η εξεταζόμενη, το εύρος ζώνης της πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο. Επειδή όμως η έννοια του «μεγάλου» είναι σχετική, απαιτείται μια πιο απτή οριοθέτηση του UWB και των συναφών ευρών ζώνης. Την οριοθέτηση αυτή καθορίζει η ταξινόμηση της εικόνας 5 ([64]). Όπως θα διαφανεί παρακάτω, η προτεινόμενη Valentine κεραία λειτουργεί ικανοποιητικά στο εύρος [1,10GHz], αφού η συνθήκη $S_{11} < -10$ dB τηρείται σε ολόκληρο το φάσμα.



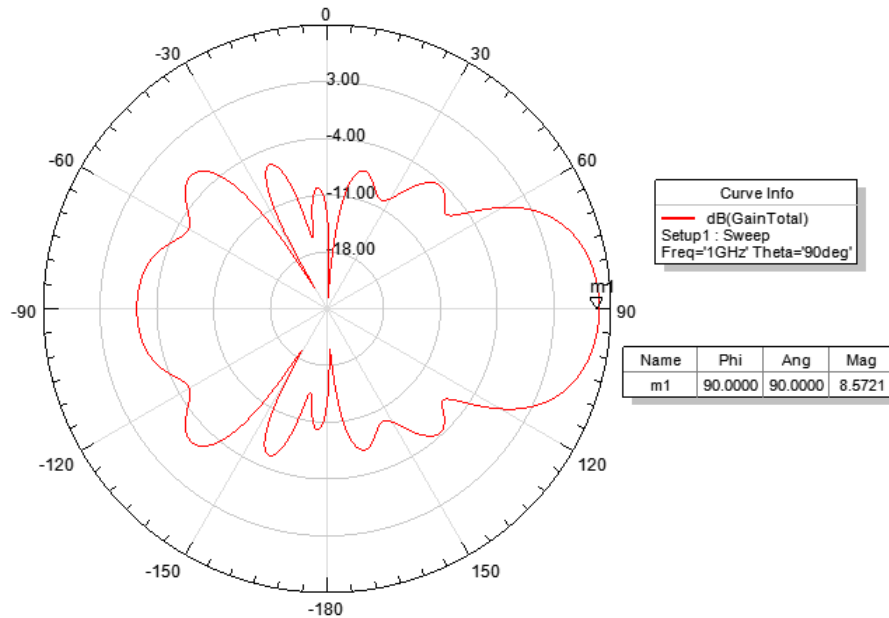
Εικόνα 110: Ο συντελεστής ανάκλασης $S(1,1)$ ως προς τη συχνότητα (GHz).

Το εύρος ζώνης λειτουργίας της μελετώμενης κεραιοδιάταξης επεκτείνεται πέραν των ορίων του συγκεκριμένου φάσματος, τόσο σε συχνότητες χαμηλότερες του 1GHz, όσο και σε συχνότητες υψηλότερες των 10GHz. Σε κάθε περίπτωση, ένας από τους στόχους αυτής της εργασίας είναι η επαλήθευση ότι η Valentine κεραία λειτουργεί ως ένας UWB κατευθυντικός HPM ακτινοβολητής και η επιλογή του φασματικού εύρους [1,10GHz] παρέχει τη δυνατότητα της επαλήθευσης αυτής, τουλάχιστον αναφορικά με το σκέλος της ευρυζωνικότητας (UWB). Άλλωστε, με $f_L=1$ GHz και $f_H=10$ GHz, δηλαδή $br = \frac{f_H}{f_L} = 10$, ικανοποιείται και η συνθήκη $br \geq 10$ της ταξινόμησης της εικόνας 5 ([64]), για τα UWB (hyperband) HPEM κεραιοσυστήματα.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα διαγράμματα ακτινοβολίας (radiation patterns). Παρακάτω, παρατίθενται τα διαγράμματα ακτινοβολίας του κέρδους της μελετώμενης κεραιοδιάταξης στο μακρινό πεδίο (far field) για τις συχνότητες των

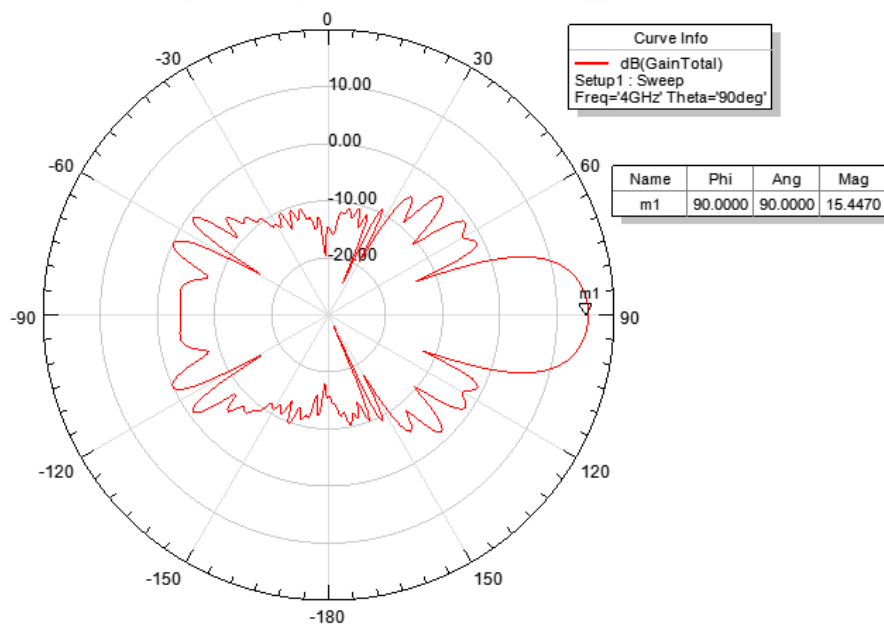
1,4,7 και 10GHz αντίστοιχα. Να διευκρινιστεί ότι για την εξαγωγή των διαγραμμάτων αυτών, η γωνία Θ (theta) διατηρήθηκε σταθερή και ίση με 90° , ενώ η γωνία ϕ (phi) σαρώθηκε σε ολόκληρο το εύρος $[0,360^\circ]$. Επίσης, στα γράφηματα έχουν σημειωθεί οι γωνίες ϕ (phi) στις οποίες παρουσιάζονται τα μέγιστα κέρδη, καθώς και το μέγεθος των κερδών αυτών.

radiation pattern (F=1GHz,theta=90deg)



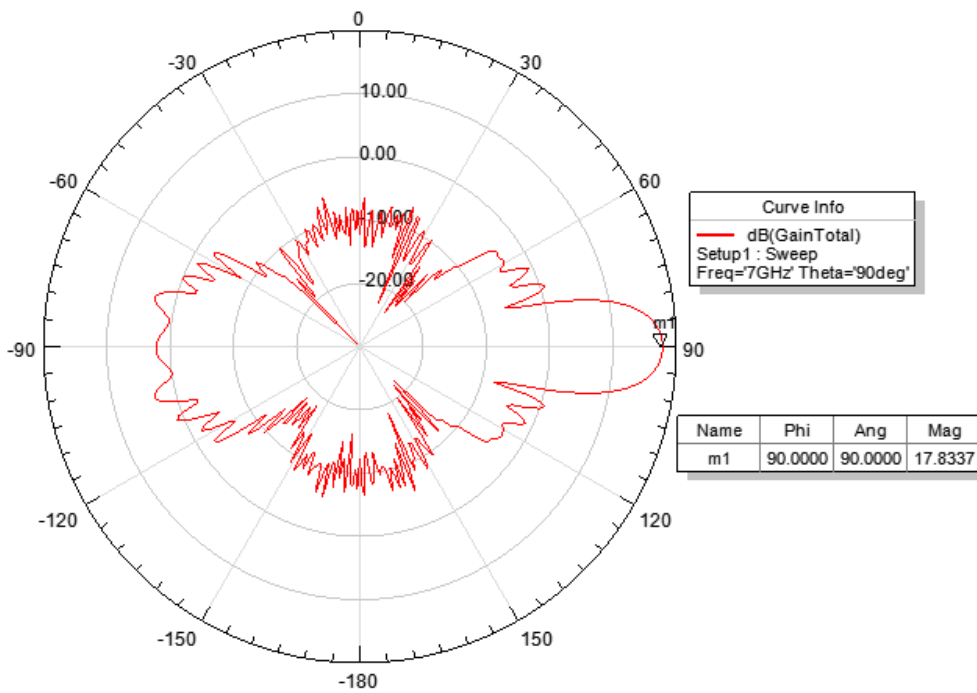
Εικόνα 111: Διάγραμμα ακτινοβολίας κέρδους ως προς τη γωνία ϕ (phi) για τη συχνότητα του 1GHz (Θ -theta= 90°)

radiation pattern (F=4GHz, theta=90deg)



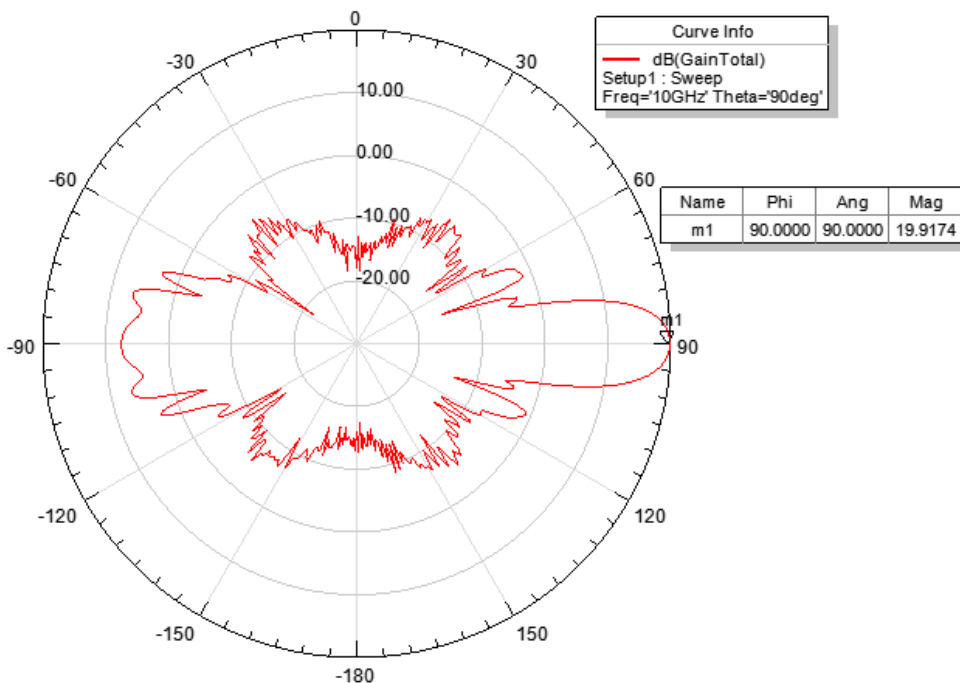
Εικόνα 112: Διάγραμμα ακτινοβολίας κέρδους ως προς τη γωνία ϕ (phi) για τη συχνότητα των 4GHz (Θ -theta= 90°)

radiation pattern (F=7GHz, theta=90deg)



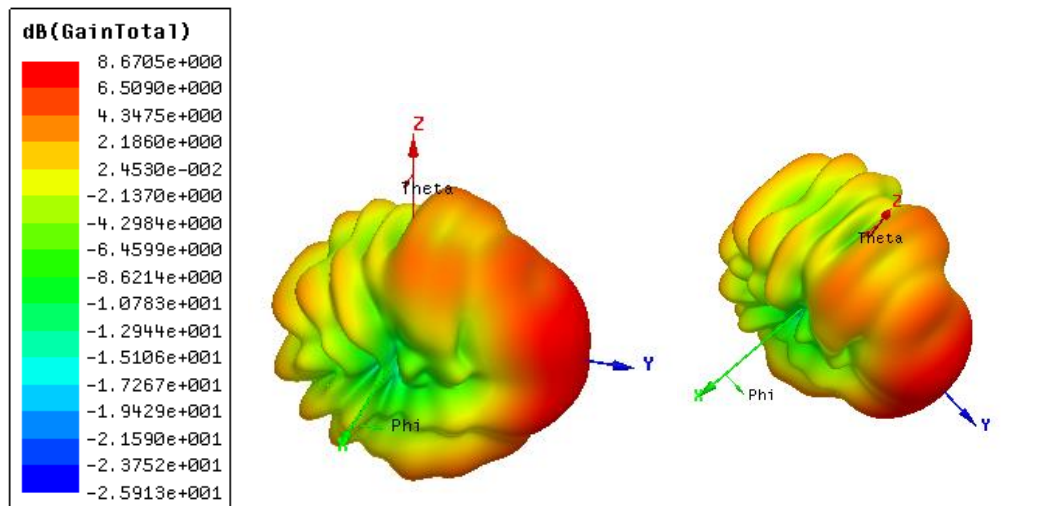
Εικόνα 113: Διάγραμμα ακτινοβολίας κέρδους ως προς τη γωνία ϕ (phi) για τη συχνότητα των 7GHz (Θ -theta=90°)

radiation pattern (F=10GHz, theta=90deg)

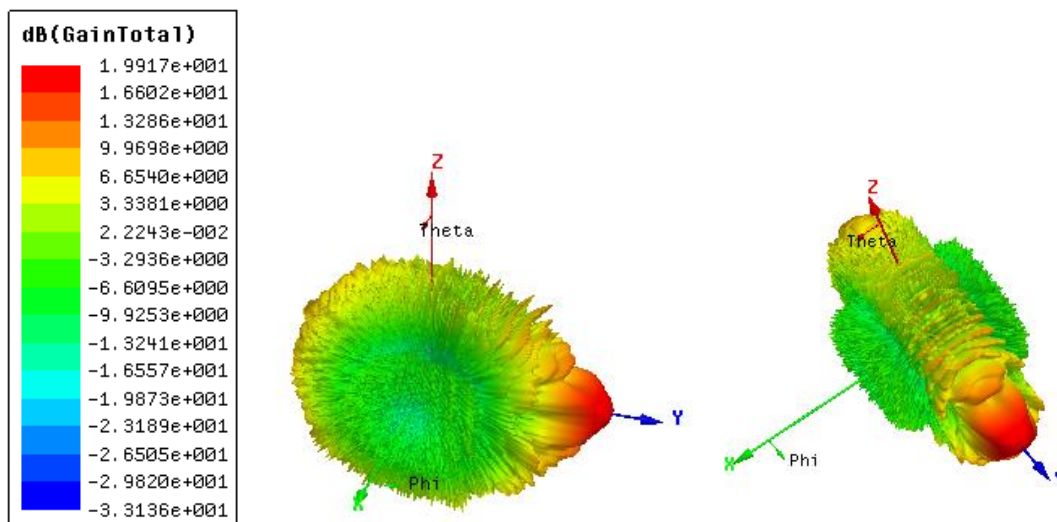


Εικόνα 114: Διάγραμμα ακτινοβολίας κέρδους ως προς τη γωνία ϕ (phi) για τη συχνότητα των 10GHz (Θ -theta=90°)

Το λογισμικό HFSS έχει ακόμα τη δυνατότητα παρουσίασης πολικών διαγραμμάτων τριών διαστάσεων (3D polar plots) και συνεπώς δεν επιβάλλεται να διατηρείται σταθερή μια από τις δύο γωνίες (ϕ ή θ), προκειμένου ο χρήστης να παρατηρήσει τη συμπεριφορά ενός χαρακτηριστικού (κέρδος, κατευθυντικότητα κτλ.) ως προς τις γωνίες αυτές. Ως εκ τούτου, ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να εκθέσει το χαρακτηριστικό που τον ενδιαφέρει, σαρώνοντας τόσο τη γωνία ϕ , όσο και τη θ , σε όλο το πεδίο τιμών τους.



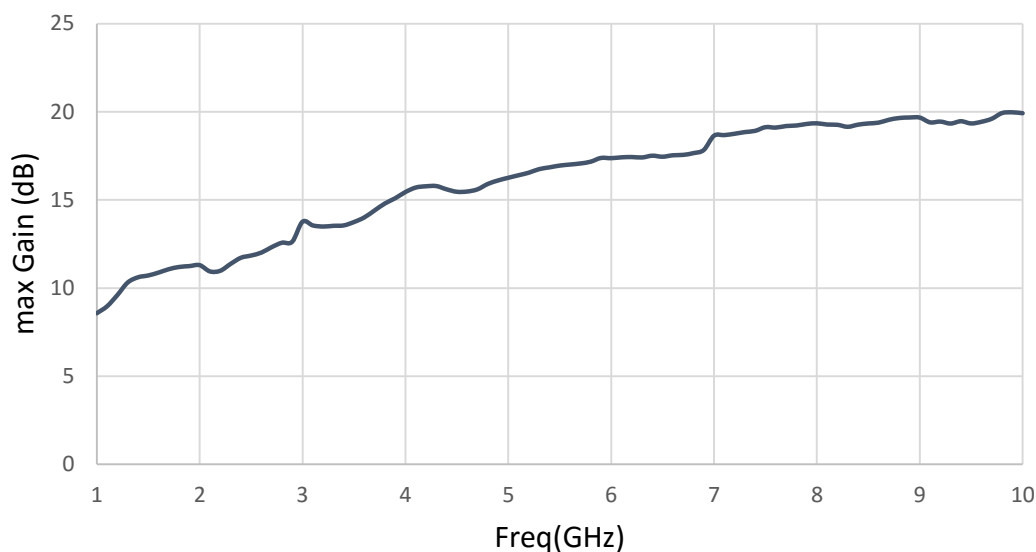
Εικόνα 115: 3D polar plot κέρδους για τη συχνότητα του 1GHz



Εικόνα 116: 3D polar plot κέρδους για τη συχνότητα των 10GHz

Στο γράφημα που ακολουθεί επισυνάπτεται το μέγιστο κέρδος της προτεινόμενης Valentine κεραίας σε σχέση με τη συχνότητα.

Μέγιστο κέρδος (max Gain (dB)) συναρτήσει της συχνότητας (freq(GHz))



Εικόνα 117: Μέγιστο κέρδος σε σχέση με τη συχνότητα (GHz)

Όπως αναμενόμενα κατέδειξαν τα ανωτέρω αποτελέσματα, το μέγιστο κέρδος για κάθε συχνότητα λαμβάνεται ακριβώς πάνω στον άξονα y . Για την απομόνωση του άξονα y και τη μελέτη της συμπεριφοράς του μέγιστου κέρδους ως προς το αντίστοιχο εύρος συχνοτήτων, αρκεί να τεθεί $\varphi = \theta = 90^\circ$.

5.4 Συμπεράσματα-Παρατηρήσεις

Αρχικά, αποδείχθηκε ότι το εύρος ζώνης λειτουργίας της κεραίας είναι τουλάχιστον 9 GHz ($S_{11} < -10$ dB στο συχνοτικό φάσμα [1,10 GHz]) και μάλιστα πρόκειται για UWB εύρος ζώνης λειτουργίας. Στη συνέχεια, παρατέθηκαν τα διαγράμματα ακτινοβολίας κέρδους δύο διαστάσεων στο μακρινό πεδίο, με τη γωνία θ να ισούται σταθερά με 90° και τη γωνία φ να σαρώνεται στο εύρος τιμών $[0, 360^\circ]$, ως μεταβλητή, για ορισμένες συχνότητες του μελετώμενου φάσματος. Παρουσιάστηκαν επίσης και τα πολικά διαγράμματα κέρδους τριών διαστάσεων στο μακρινό πεδίο για κάποιες συχνότητες, ως προς τις γωνίες φ και θ . Τα διαγράμματα αυτά ανέδειξαν έναν κύριο κατευθυντικό λοβό με μέγιστο κέρδος ακριβώς πάνω στον άξονα y , ο οποίος ουσιαστικά προκύπτει για $\varphi = \theta = 90^\circ$. Φανέρωσαν όμως και την ύπαρξη πλευρικών και οπίσθιων λοβών. Οι οπίσθιοι λοβοί είναι πιο εμφανείς από τους πλευρικούς, ενώ η μέγιστη τιμή του κυρίως οπίσθιου λοβού λαμβάνεται συνήθως στην αντίθετη κατεύθυνση από αυτήν που ορίζει ο κατευθυντικός κύριος λοβός, δηλαδή για $\theta = 90^\circ$ και $\varphi = -90^\circ$ (ή πιο απλά στα αρνητικά του άξονα y). Είναι βέβαια πιθανόν το μέγιστο του οπίσθιου λοβού να βρίσκεται σε ένα εύρος τιμών της

γωνίας φ . Ενδεικτικά η γωνία φ μπορεί να λαμβάνει τιμές στο πεδίο $[-115^\circ, -65^\circ]$, ενώ η γωνία θ παραμένει σταθερή και ίση με 90° . Πρέπει όμως να τονιστεί ότι η ύπαρξη αυτού του ενισχυμένου οπίσθιου λοβού είναι στην πραγματικότητα πλασματική. Η δήλωση αυτή οφείλεται στην απουσία κυματοδήγησης επί της θύρας εισόδου, η οποία δεν υφίσταται στην παρούσα προσομοίωση, αφού η κεραία σχεδιάστηκε και μελετήθηκε μόνη της, δίχως τις υπόλοιπες βαθμίδες του HPM συστήματος. Με αυτόν τον τρόπο η θύρα εισόδου θεωρήθηκε ως ένα πρακτικά «γυμνό» τμήμα της Valentine κεραίας, το οποίο προσομοιώθηκε και μετρήθηκε κανονικά εντός του radiation box, κάτι το οποίο δεν θα συνέβαινε αν η θύρα εισόδου ήταν κατάλληλα κυματοδηγούμενη προς την κεραία. Με την ύπαρξη κυματοδήγησης οι οπίσθιοι λοβοί θα είχαν ισχυρό κέρδος και στην ουσία τα διαγράμματα που θα λαμβάνονταν για $\theta=90^\circ$, θα εμφάνιζαν παρατηρήσιμο κέρδος κυρίως στο διάστημα $[0,180^\circ]$ της γωνίας φ .

Μείζονος σημασίας είναι το θέμα της άρτιας γνώσης τόσο του πεδίου εφαρμογής του εκάστοτε HPM συστήματος και κατ' επέκταση της HPM κεραίας, όσο και των χαρακτηριστικών του εν λόγω HPM συστήματος, για την απόφαση σχετικά με την καταλληλότητα του, στην εκάστοτε εφαρμογή. Στη συγκεκριμένη εργασία ωστόσο, δεν δόθηκε βάση στο είδος του πεδίου εφαρμογής και στην καταλληλότητα ή μη της προτεινόμενης Valentine κεραίας σε αυτό, αλλά δόθηκε έμφαση στην προσπάθεια επαλήθευσης ορισμένων χαρακτηριστικών της (συντελεστής ανάκλασης, κέρδος και κατευθυντικότητα) και στην επέκταση της μελέτης της συμπεριφοράς των χαρακτηριστικών αυτών στο UWB συχνοτικό φάσμα $[1,10\text{GHz}]$.

Βιβλιογραφία

- [1]. Rahmat-Samii, Yahya, et al. "Canonical examples of reflector antennas for high-power microwave applications." *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 34.3 (1992): 197-205.
- [2]. Courtney, Clifton C. *Design and measurement of COBRA lens antenna prototypes for HPM effects testing applications*. VOSS SCIENTIFIC LLC ALBUQUERQUE NM, 2004.
- [3]. Peterkin, Frank. *System Design and Assessment Notes*. Note 42, High Power Microwave Applications, Directed Energy Warfare Office, Naval Surface Warfare Center, 2014.
- [4]. Desrumaux, Laurent, et al. "An original antenna for transient high power UWB arrays: The Shark antenna." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 58.8 (2010): 2515-2522.
- [5]. Licul, Stanislav. *Ultra-wideband antenna characterization and measurements*. Diss. Virginia Polytechnic Institute & State University, 2004.
- [6]. Cadilhon, Baptiste, et al. *Ultra wideband antennas for high pulsed power applications*. INTECH Open Access Publisher, 2011.
- [7]. Manteghi, Majid, and Yahya Rahmat-Samii. "On the characterization of a reflector impulse radiating antenna (IRA): full-wave analysis and measured results." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 54.3 (2006): 812-822.
- [8]. Giri, D. V. "CANONICAL EXAMPLES OF HIGH-POWER MICROWAVE (HPM) RADIATION SYSTEMS FOR THE CASE OF ONE FEEDING WAVEGUIDE." (1991).
- [9]. M. Martinez, S.P Savaidis, "SAVELEC - Safe control of non cooperative vehicles through electromagnetic means", "EMP/HPM Technology Review and Economic Assessment", June 29, 2012.
- [10]. Kikuta, Kazutaka, and Akira Hirose. "Dispersion characteristics of ultra wideband antennas and their radiation patterns." *Electromagnetic Theory (EMTS), Proceedings of 2013 URSI International Symposium on*. IEEE, 2013.
- [11]. Quintero Díaz de León, Gabriela. "Analysis and Design of Ultra-Wideband Antennas in the Spectral and Temporal Domains." (2010).
- [12]. Kopp, Carlo. *The electromagnetic bomb-a weapon of electrical mass destruction*. MONASH UNIV CLAYTON (AUSTRALIA), 1996.
- [13]. Επιμέλεια: Β. Κατσιμπίρη, πηγή: Carlo Kopp, "The E-bomb – A Weapon of Electrical Mass Destruction", 1998, "Ηλεκτρομαγνητική βόμβα - Ένα όπλο μαζικής καταστροφής", στο περιοδικό "ANAXAITIS/Interception", Μάρτιος-Απρίλιος 2008.
- [14]. Kubacki, Roman, and Salim Lamari. "Technique of High Power Microwave Pulses Dosimetry of Living Systems." *PIERS Proceedings*. 2014.

- [15]. B. Steinar, "The physics of HPM sources", Norwegian Defence Research Establishment (FFI), 2008.
- [16]. Mayes, J. R., et al. "Compact Marx generators for the generation of high power microwaves." *High Power Microwave Conference*. 2001.
- [17]. Bischoff, R., et al. "Modular, ultra-compact Marx generators for repetitive high-power microwave systems." *Journal of the Korean Physical Society* 59.6 (2011): 3522-3525.
- [18]. Chen, Yeong-Jer. *Compact, repetitive Marx generator and HPM generation with the vircator*. Diss. Texas Tech University, 2005.
- [19]. Baryshevsky, V. G., et al. "A compact high power microwave (HPM) source." *Pulsed Power Conference, 2009 IET European*. IET, 2009.
- [20]. Lindblom, Adam. "Inductive Pulse Generation." (2006).
- [21]. Schamiloglu, Edl. "High power microwave sources and applications." *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*. Vol. 2. IEEE, 2004.
- [22]. Möller, Cecilia. "Design and Experiments with High Power Microwave Sources: The Virtual Cathode Oscillator." (2012).
- [23]. Gold, Steven H., and Gregory S. Nusinovich. "Review of high-power microwave source research." *Review of Scientific Instruments* 68.11 (1997): 3945-3974.
- [24]. Ullah, Sana, et al. "Applications of UWB technology." *arXiv preprint arXiv:0911.1681* (2009).
- [25]. Schantz, Hans Gregory. "Dispersion and UWB antennas." *2004 International Workshop on Ultra Wideband System. Joint with Conference on Ultra Wideband System and Technologies*. 2004.
- [26]. R. Zhang, "Filter Design Using Ansoft HFSS", Department of Electrical and Computer Engineering University of Waterloo, Ontario, Canada.
- [27]. R. S. Adams, "Ansoft HFSS Tutorial: Stripline", March 12, 2008.
- [28]. D. Handler, J. Yang, "Simulate and Analyze an Example of Microstrip Line", "ECE 451: Ansys HFSS Tutorial", ECE Illinois, October 20, 2014.
- [29]. "Project 1: Rectangular Waveguide (HFSS)", Rochester Institute of Technology, <http://www.rit.edu/~w-eta/docs/Project-1-HFSS-tutorial-Rectangular%20WG.pdf>
- [30]. T. Lu, "ECE 546: ANSYS HFSS Tutorial", "Simulate and Analyze an Example of Trace and Via", January 30, 2014.
- [31]. Ravelo, Blaise, André Pérennec, and Marc Le Roy. *Study and application of microwave active circuits with negative group delay*. INTECH Open Access Publisher, 2010.
- [32]. Eudes, Thomas, and Blaise Ravelo. "Cancellation of delays in the high-rate interconnects with UWB NGD active cells." *Applied Physics Research* 3.2 (2011): 81.

- [33]. Nantista, Christopher D. *A Multi-Moded RF Delay Line Distribution System (MDLDS) for the Next Linear Collider*. No. SLAC-PUB-9125. Stanford Linear Accelerator Center, Menlo Park, CA (US), 2002.
- [34]. Ravelo, Blaise, et al. "Active microwave circuit with negative group delay." *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* 17.12 (2007): 861-863.
- [35]. Tantawi, Sami G., et al. "Active high-power RF pulse compression using optically switched resonant delay lines." *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 45.8 (1997): 1486-1492.
- [36]. Guo, Jiquan, and Sami Tantawi. "Active RF pulse compression using an electrically controlled semiconductor switch." *New Journal of Physics* 8.11 (2006): 293.
- [37]. Tantawi, Sami G., R. D. Ruth, and Perry B. Wilson. "A comparison between pulse compression options for NLC." *Particle Accelerator Conference, 1999. Proceedings of the 1999*. Vol. 1. IEEE, 1999.
- [38]. Andreev, Andrey D., Everett G. Farr, and Edl Schamiloglu. "A simplified theory of microwave pulse compression." *Circuit and Electromagnetic System Design Notes* 57 (2008).
- [39]. Lavine, T. L., et al. "High-Power Radio-Frequency Binary Pulse Compression Experiment at SLAC." *IEEE Particle Accelerator Conference, San Francisco, CA*. 1991.
- [40]. Hantista, C., et al. "High-power RF pulse compression with SLED-II at SLAC." *Particle Accelerator Conference, 1993, Proceedings of the 1993*. IEEE, 1993.
- [41]. S. G. Tantawi, "SLED-II and DLDS Pulse Compression", SLAC.
- [42]. Tokumoto, S., et al. "X-band (11.424 GHz) SLED system." *Cover Layout: Linda Blimkie Data Base: Fred P. Adams, John Hulbert Photographs: Javid Sheikh, with contributions from Blair Smith True Tran-Ngoc* (1992): 133.
- [43]. Godard, Adrien, et al. "A transient UWB antenna array used with complex impedance surfaces." *International Journal of Antennas and Propagation* 2010 (2010).
- [44]. Cadilhon, Baptiste, et al. "Improvement of an ultra-wideband antenna for high-power transient applications." *Microwaves, Antennas & Propagation, IET* 3.7 (2009): 1102-1109.
- [45]. Cadilhon, Baptiste, et al. "High pulsed power sources for broadband radiation." *Plasma Science, IEEE Transactions on* 38.10 (2010): 2593-2603.
- [46]. Cadilhon, Baptiste, et al. "Self-Contained, Hand-Portable, and Repetitive Ultrawideband Radiation Source." *Plasma Science, IEEE Transactions on* 39.6 (2011): 1549-1559.
- [47]. Ben-Ari, E., and J. Krasik. "Design of an Ultra-Wideband High-Power-Microwave Traveling-Wave Antenna." *Elektronika: konstrukcje, technologie, zastosowania* 56.9 (2015): 66-71.

- [48]. Pecastaing, L., et al. "A 250KV-300PS-350HZ Marx generator as source for an UWB radiation system." *Pulsed Power Conference, 2009. PPC'09. IEEE*. IEEE, 2009.
- [49]. Diot, J-C., et al. "A novel antenna for transient applications in the frequency band 300 MHz–3 GHz: the Valentine antenna." *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* 55.3 (2007): 987-990.
- [50]. Lalande, Michele, et al. "An ultra wideband impulse optoelectronic radar: RUGBI." *Progress In Electromagnetics Research B* 11 (2009): 205-222.
- [51]. Yang, Yiming, Chengwei Yuan, and Baoliang Qian. "A beam steering antenna for X-band high power applications." *AEU-International Journal of Electronics and Communications* 68.8 (2014): 763-766.
- [52]. Tyo, J. Scott, et al. "Compact antenna concepts for mesoband HPM applications." *Antenna Technology (iWAT), 2012 IEEE International Workshop on*. IEEE, 2012.
- [53]. Tolkachev, A. A., et al. "High gain antenna systems for millimeter wave radars with combined electrical and mechanical beam steering." *Phased Array Systems and Technology, 1996, IEEE International Symposium on*. IEEE, 1996.
- [54]. Sanjay, D. Ratan, et al. "High power pulse transmission characteristics of UWB antennas." *Microwave and RF Conference, 2013 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2013.
- [55]. Prather, William D., et al. "Survey of worldwide high-power wideband capabilities." *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 46.3 (2004): 335-344.
- [56]. Granatstein, Victor L., and Igor Alexeff. *High-power microwave sources*. Artech House Publishers, 1987.
- [57]. Benford, J., and J. Swegle. "High-Power Microwaves, Artech." *House, Boston-London* (1991): 126-146.
- [58]. Taylor, Clayborne D., and D. V. Giri. *High-power microwave systems and effects*. Taylor & Francis, 1994.
- [59]. Gaponov-Grekhov, Andrei V., and Victor L. Granatstein, eds. *Applications of high-power microwaves*. Artech House Publishers, 1994.
- [60]. Cairns, R. Alan, and Alan DR Phelps, eds. *Generation and application of high power microwaves*. CRC Press, 1997.
- [61]. Barker, Robert J., and Edl Schamiloglu, eds. *High-power microwave sources and technologies*. Wiley-IEEE Press, 2001.
- [62]. Giri, D. V. *High-power electromagnetic radiators: nonlethal weapons and other applications*. Harvard University Press, 2004.
- [63]. Barker, Robert J., et al. "Modern microwave and millimeter-wave power electronics." *Modern Microwave and Millimeter-Wave Power Electronics, by Robert J. Barker (Editor), Neville C. Luhmann (Editor), John H. Booske (Editor)*,

Gregory S. Nusinovich, pp. 872. ISBN 0-471-68372-8. Wiley-VCH, April 2005. (2005): 872.

- [64]. Giri, D. V., F. M. Tesche, and Carl E. Baum. "An overview of high-power electromagnetic (HPEM) radiating and conducting systems." *Circuit and Electromagnetic System Design Notes* 50 (2006).
- [65]. Brauer, F., F. Sabath, and J. L. Ter Haseborg. "Susceptibility of IT network systems to interferences by HPEM." *Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium on. IEEE, 2009.*
- [66]. Lee, Jae-Min, and Jong-Myung Woo. "Design of Array Synthesis Horn Antenna for High Power Microwave Applications."
- [67]. <http://www.antenna-theory.com/definitions/sparameters.php>
- [68]. <http://www.lsr.com/white-papers/understanding-antenna-design>
- [69]. <http://osarena.net/opinions/h-a-a-r-p-iper-oplo-i-theories-sinomosiologias.html>
- [70]. ftp://teiser.gr/pliroforiki/MIKROKIMATIKES_DIATAKSEIS/%CC%C9%CA%D1%CF%CA%D5%CC%C1%D4%C1_%C8_.pdf, TEI Κεντρικής Μακεδονίας, pp 1-4.
- [71]. <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/slottedWaveguide.php>
- [72]. <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/slottedwaveguide2.php>
- [73]. <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/horn.php>
- [74]. <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/vivaldi.php>
- [75]. <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/Slot%20Antenna.en.html>
- [76]. <http://www.daenotes.com/electronics/microwave-radar/waveguide-modes-of-signal-propagation>
- [77]. <http://www.slideshare.net/hillnerpaiva/hfss-user-guide>
- [78]. <http://www.slideserve.com/niles/introduction-to-high-frequency-structure-simulator>