

Ανοικτό Πανεπιστήμιο Κύπρου
Σχολή Θετικών και Εφαρμοσμένων Επιστημών

Μεταπτυχιακή Διατριβή
Στα Συστήματα Ασύρματης Επικοινωνίας



RF Energy Harvesting Circuits - Design & Implementation

Μανόλης Ταμπουρατζής

Επιβλέπων Καθηγητής
Δρ. Δημοσθένης Βουγιούκας

Μάιος 2017

Ανοικτό Πανεπιστήμιο Κύπρου

Σχολή Θετικών και Εφαρμοσμένων Επιστημών

RF Energy Harvesting Circuits - Design & Implementation

Μανόλης Ταμπουρατζής

Επιβλέπων Καθηγητής
Δρ. Δημοσθένης Βουγιούκας

Η παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή υποβλήθηκε
προς μερική εκπλήρωση των απαιτήσεων για απόκτηση

μεταπτυχιακού τίτλου σπουδών
στα Συστήματα Ασύρματης Επικοινωνίας

από τη Σχολή Θετικών και Εφαρμοσμένων Επιστημών
του Ανοικτού Πανεπιστημίου Κύπρου

Μάιος 2017

Περίληψη

Στις μέρες μας, η παροχή Ασύρματων Ευρυζωνικών Εφαρμογών οπουδήποτε, απαιτεί την πληρέστερη κάλυψη σε ραδιοσήμα. Αν αναλογιστούμε την ύπαρξη πληθώρας Ασύρματων Συστημάτων Επικοινωνιών, όπου για τη λειτουργία τους δεσμεύουν διάφορες περιοχές του Ραδιοφάσματος, είναι πολύ εύκολο να καταλάβουμε ότι «καταιγιζόμαστε» από ηλεκτρομαγνητικά πεδία. Τα τελευταία χρόνια έχει γίνει προσπάθεια (σε πειραματικό επίπεδο) αξιοποίησης της ενέργειας των ραδιοκυμάτων προερχόμενης από συστήματα ασύρματης εκπομπής όπως WLAN , Radio, TV, GSM για παραγωγή ηλεκτρικής ισχύος μέσω κυκλωματικών διατάξεων που ονομάζονται «RF Harvesters». Στην παρούσα διατριβή, έγινε η προσπάθεια σχεδίασης, προσομοίωσης και υλοποίησης μιας τέτοιας διάταξης, για την περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας των συστημάτων κινητής τηλεφωνίας (GSM & UMTS). Η σπουδαιότητα της έρευνας στην εν λόγω Μεταπτυχιακή Διατριβή, έγκειται στο γεγονός της προσπάθειας σχεδιασμού & βελτιστοποίησης μιας αποδοτικής πειραματικής ηλεκτρονικής κυκλωματικής διάταξης συγκομιδής ηλεκτρικής ενέργειας από ραδιοσυχνότητες, αξιοποιώντας όλο και μεγαλύτερο εύρος του φάσματος σε περιοχή συχνοτήτων της κάτω ζεύξης (downlink) των Σταθμών Βάσης Κινητής Τηλεφωνίας συστημάτων GSM & UMTS.

Summary

Nowadays, the provision of Wireless Broadband Applications anywhere requires the most comprehensive radio coverage. If we consider the existence of a plurality of Wireless Communication Systems where, for their operation, they bind to different areas of the Spectrum, it is very easy to understand that we are "stunned" by electromagnetic fields. In recent years, experimentation has been attempted to exploit the energy of radio waves coming from wireless broadcasting systems such as WLAN, Radio, TV, GSM for power generation via circuit devices called "RF Harvesters". In this dissertation, an attempt was made to design, simulate and implement a device for the operating frequency range of mobile telephony systems. The importance of research in this Master Thesis consists in the effort to design and optimize an efficient experimental electronic circuitry harvesting electricity from radio frequencies, utilizing an increasing range of spectrum in a downlink frequency band of Mobile Base Stations GSM & UMTS systems.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου Ευχαριστίες, στον Επιβλέποντα Καθηγητή μου στην παρούσα Μεταπτυχιακή Διατριβή, Δρ. Δημοσθένη Βουγιούκα, Αναπληρωτή Καθηγητή του Τμήματος Πληροφοριακών & Επικοινωνιακών Συστημάτων της Σχολής Θετικών Επιστημών του Πανεπιστημίου Αιγαίου, μέλος ΣΕΠ του Ανοικτού Πανεπιστημίου Κύπρου για την εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπο μου για το προτεινόμενο θέμα της διατριβής, καθώς και για την ενθάρρυνση και καθοδήγησή του. Ένα μεγάλο Ευχαριστώ από καρδιάς, στον Επίκουρο Καθηγητή του Τμ. Μηχανικών Πληροφορικής ΤΕ του ΤΕΙ Κρήτης, Δρ. Στρατάκη Δημήτριο τόσο για την παραχώρηση του εργαστηριακού εξοπλισμού του ερευνητικού εργαστηρίου Μη Ιοντίζουσων Ακτινοβολιών (ΕΜΙΑ) του Τμ. Μηχανικών Πληροφορικής ΤΕ της Σχολής Τεχνολογικών Εφαρμογών του ΤΕΙ Κρήτης (Ηράκλειο) για την πραγματοποίηση των πειραματικών μετρήσεων , όσο και για τις χρήσιμες παρατηρήσεις και τις πολύτιμες συμβουλές του κατά την διαδικασία αυτή. Θερμές Ευχαριστίες θα ήθελα να εκφράσω στον κ. Δημήτριο Πατεράκη, μέλος ΕΤΕΠ του Τμ. Ηλεκτρονικών Μηχανικών ΤΕ του ΤΕΙ Κρήτης για την καθοριστική του βοήθεια στην λήψη αντίστοιχων μετρήσεων όπου πραγματοποιήθηκαν με την βοήθεια του εργαστηριακού εξοπλισμού του ερευνητικού εργαστηρίου Ευρυζωνικών Επικοινωνιών & Ηλεκτρομαγνητικών Εφαρμογών (ΕΥΡ.Ε.Μ.Ε) του Τμ. Ηλεκτρονικών Μηχανικών ΤΕ της Σχολής Εφαρμοσμένων Επιστημών του ΤΕΙ Κρήτης (Χανιά) καθώς και στον Αναπληρωτή Καθηγητή και ακαδημαϊκό υπεύθυνο του, Δρ. Ιωάννη Βαρδιάμπαση για την παραχώρηση του εργαστηριακού εξοπλισμού. Ένα μεγάλο Ευχαριστώ θα ακουστεί «λίγο» για την καθοριστικές και ακούραστες συμβουλές καθώς και για την αμέριστη συμπαράσταση, καθ' όλη τη διάρκεια της διατριβής στον κ. Γεώργιο Αδαμίδη, Φυσικό - MSc Ραδιοηλεκτρολόγο ΑΠΘ, καθηγητή μου από τα χρόνια των προπτυχιακών μου σπουδών, πρώην Επιστημονικό Συνεργάτη του Τμ. Ηλεκτρονικών Μηχανικών ΤΕ του ΤΕΙ Κρήτης και του ερευνητικού εργαστηρίου Ευρυζωνικών Επικοινωνιών & Ηλεκτρομαγνητικών Εφαρμογών (ΕΥΡ.Ε.Μ.Ε) του ίδιου τμήματος. Τέλος , ένα μεγάλο Ευχαριστώ θα ήθελα να εκφράσω στην Οικογένεια μου, στους Γονείς και στον Αδερφό μου, για την υποστήριξη τους καθ' όλη τη διάρκεια των Μεταπτυχιακών μου Σπουδών στο ΑΠΚΥ.

Σας Ευχαριστώ πολύ, από καρδιάς!

Ηράκλειο, 21.05.2017

Μανόλης Γ. Ταμπουρατζής

Ηλεκτρονικός Μηχανικός ΤΕ – ΤΕΙ Κρήτης 2011

MSc. «Συστήματα Ασύρματης Επικοινωνίας» - Ανοικτό Πανεπιστήμιο Κύπρου 2017

Περιεχόμενα

1	Συγκομιδή Ενέργειας από Εναλλακτικές Μορφές - RF Harvesting	1
1.1	Η Συγκομιδή Ενέργειας (Energy Harvesting).....	1
1.2	Μέθοδοι Συγκομιδής Ενέργειας – Ανανεώσιμες Πηγές.....	5
1.2.1	Εισαγωγή.....	5
1.2.2	Ηλιακή ενέργεια.....	5
1.2.3	Θερμική Ενέργεια.....	6
1.2.4	Μηχανική ενέργεια.....	7
1.2.5	Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας.....	9
1.3	Η Συγκομιδή Ενέργειας από Ραδιοσυχνότητες.....	10
1.3.1	Εισαγωγή – Ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών για συγκομιδή Ενέργειας.....	10
1.3.2	RF Energy Harvesting (EH) Circuits.....	12
1.3.3	Συντελεστής Απόδοσης Διατάξεων RF Energy Harvesting.....	14
1.3.3	Αιτίες Απωλειών Απόδοσης σε RF κυκλώματα Συγκομιδής Ενέργειας.....	15
1.4	Η Αρχιτεκτονική Multiband – Broadband RF-EH Συστημάτων.....	17
2	Βασικές Έννοιες & Μεγέθη Σχεδιασμού RF Διατάξεων	18
2.1	Παράμετροι – S (Scattering Parameters).....	18
2.2	Λόγος στάσιμου κύματος (SWR).....	23
2.3	Διάγραμμα Smith.....	25
2.4	Η έννοια της Προσαρμογής.....	28
2.4.1	Προσαρμογή με Συγκεντρωμένα Κυκλωματικά Στοιχεία.....	29
2.4.2	Προσαρμογή με μετασχηματιστή $\lambda/4$	32
2.4.3	Μετασχηματιστές $\lambda/4$ πολλαπλών τμημάτων.....	33
2.4.4	Ομαλές μεταβάσεις γραμμής μεταφοράς (Tapered Transmission Line).....	37
2.5	Η έννοια της Γραμμής Μεταφοράς.....	39
2.6	Τύποι γραμμών μεταφοράς.....	39
2.7	Ροή Ισχύος σε Γραμμή Μεταφοράς.....	40
2.8	Επίπεδες Γραμμές Μεταφοράς.....	41
2.9	Η μικροταινία (microstrip).....	43
2.9.1	Ο σχεδόν-TEM ρυθμός.....	44
2.9.2	Η έννοια της ενεργού σχετικής διηλεκτρικής σταθεράς.....	45

2.9.3	Απώλειες.....	48
2.9.4	Μέγιστη Συχνότητα Λειτουργίας.....	49
2.9.5	Ακτινοβολία.....	50
2.9.6	Αιωρούμενες και αντεστραμμένες γραμμές μικροταινίας.....	51
3	Βασικές Έννοιες Κεραίων.....	53
3.1	Βασικές Παράμετροι Κεραίων.....	53
3.1.1	Εισαγωγικά Στοιχεία.....	53
3.1.2	Πεδιακές Ζώνες Κεραίας.....	57
3.1.3	Διάγραμμα Ακτινοβολίας.....	59
3.1.4	Εμβαδό Δέσμης (ή Στερεά γωνία δέσμης).....	64
3.1.5	Ένταση Ακτινοβολίας.....	66
3.1.6	Απόδοση Δέσμης.....	67
3.1.7	Κατευθυντικό κέρδος – Κατευθυντικότητα.....	67
3.1.8	Κατευθυντικότητα και Απολαβή.....	69
3.1.9	Κέρδος Ισχύος και απόδοση κεραίας.....	69
3.1.10	Η Έννοια της Επιφάνειας.....	71
3.1.11	Ενεργός Επιφάνεια και Κατευθυντικότητα.....	72
3.1.12	Ακτινοβολούμενη ισχύς.....	74
3.1.13	Ζητήματα Σχήματος – Εμπέδησης.....	75
3.2	Κεραίες για Λειτουργία σε Ευρεία ζώνη Συχνοτήτων και Κεραίες Ανεξάρτητες από Συχνότητα.....	77
3.2.1	Κεραίες Ευρείας Ζώνης Λειτουργίας.....	77
3.2.2	Η Έννοια της Ανεξαρτησίας από τη Συχνότητα: Η Αρχή του Rumsey.....	80
3.2.3	Θεωρητική Προσέγγιση.....	81
3.3	Η Ευρυζωνική Κεραία τύπου Δίσκου - Κώνου (Δισκωνική - Disccone Antenna).....	84
3.3.1	Ιστορικά Στοιχεία.....	84
3.3.2	Περιγραφή δομής.....	85
3.3.3	Υλικά Κατασκευής.....	86
3.3.4	Εφαρμογές.....	86
4	Βαθμίδα Μετατροπής RF σε DC.....	90
4.1	Βασικές Λειτουργίες Μικροκυματικών Διόδων.....	90
4.2	Στοιχεία Διόδων.....	91

4.2.1	Τύποι διόδων.....	91
4.2.2	Η διόδος φράγματος Schottky.....	92
4.2.3	Η διόδος σήραγγας.....	93
4.2.4	Χαρακτηριστική διόδου και προσέγγιση μικρού-σήματος.....	94
4.2.5	Η διόδος ως Ανορθωτής.....	95
4.3	Η Βαθμίδα Μετατροπής RF ισχύος σε DC τάση.....	96
4.4	Τοπολογίες Κυκλώματος Ανόρθωσης.....	97
4.4.1	Τοπολογία Διπλής Ανόρθωσης Τάσης (Double-Voltage).....	98
4.5	Τοπολογίες RF Ανορθωτικών Διατάξεων για RF Harversting. Εφαρμογές.....	99
4.6	Ο Ανορθωτής τύπου Dickson N- σταδίων.....	100
5	Σχεδιασμός - Προσομοίωση Υλοποίηση - Διατάξεων RF Energy Harversting ...	102
5.1	Σχεδίαση – Προσομοίωση – Κατασκευή Κεραιοσυστήματος.....	102
5.1.1	Σχεδίαση – Προσομοίωση Κεραιοσυστήματος με τη βοήθεια Λογισμικού.....	103
5.1.2	Κατασκευή Δισκωνικών (Discone) Κεραιών με φύλλο χαλκού.....	110
5.1.3	Βασικές σχεδιαστικές εξισώσεις.....	114
5.1.4	Μετρήσεις ηλεκτρικών χαρακτηριστικών Δισκωνικών Κεραιών με Αναλυτή Δικτυωμάτων – Network Analyzer.....	115
5.1.5	Μετρήσεις Αποδοτικής Λειτουργίας Δισκωνικών Κεραιών για διάφορα Συστήματα Ασύρματων Επικοινωνιών με Αναλυτή Φάσματος – Spectrum Analyzer.....	119
5.2	Σχεδιασμός διατάξεων RF Energy Harversting - Προσέγγιση Διατριβής.....	121
5.3	Σχεδίαση - Προσομοίωση διάταξης RF-DC με τη βοήθεια Λογισμικού.....	124
5.3.1	Το ανορθωτικό στοιχείο - HSMS 2862.....	124
5.3.2	Σχεδίαση – Προσομοίωση διάταξης RF - DC με ωμικό φορτίο.....	126
5.3.3	Εξαγωγή Layout – Υλοποίηση κατασκευής σε PCB.....	129
5.3.4	Σχεδίαση – Προσομοίωση διάταξης RF - DC με χωρητικό φορτίο (διάταξη ανορθωτή για Ευρυζωνική Συγκομιδή Ενέργειας Φάσματος με Ολοκλήρωση).....	130
5.3.5	Εξαγωγή Layout – Υλοποίηση κατασκευής σε PCB.....	132
5.3.6	Μετρήσεις ηλεκτρικών χαρακτηριστικών διατάξεων RF-DC με Αναλυτή Δικτυωμάτων – Network Analyzer.....	133
5.4	Συμπεράσματα Μετρήσεων Αναλυτή Δικτυωμάτων.....	136
5.4.1	Η διάταξη RF Harversting Circuit με 20KΩhm Load.....	136
5.4.2	Η Ευρυζωνική διάταξη RF Harversting Integrator Circuit.....	136
5.5	Μαθηματική Προσέγγιση.....	137

6	Μέτρηση Απόδοσης Διατάξεων σε Εργαστηριακό Περιβάλλον & στο Πεδίο Πάρκου Κεραιών	140
6.1	Μετρήσεις Απόδοσης Διατάξεων με Εργαστηριακό Εξοπλισμό	141
6.1.1	Μετρήσεις Απόδοσης Μετατροπής Ισχύος (Power Conversion Efficiency - P.C.E) RF Harversting διάταξης με 20KΩhm Ωμικό Φορτίο	141
6.1.2	Μετρήσεις Απόδοσης Μετατροπής Ισχύος (Power Conversion Efficiency P.C.E) RF Harversting Integrator Circuit – Capacitor	145
6.1.3	Μεταβατικά Φαινόμενα – Σταθερή (Steady State) & Μεταβατική (Transient State) Κατάσταση	148
6.1.4	Μέτρηση Απόδοσης Διάταξης RF Harversting Integrator Circuit σε κατάσταση Transient State	155
6.2	Ακτινοβολήση Διατάξεων RF-DC HE στο Πεδίο	160
6.2.1	Μετρήσεις σε Εργαστηριακό Περιβάλλον	160
6.2.2	Μετρήσεις ακτινοβολήσης Ευρυζωνικής Διατάξης RF-DC HE στο Πεδίο σε Αστικό Περιβάλλον (Σημείο Αυξημένης Τηλεπικοινωνιακής Κίνησης)	163
6.2.3	Μετρήσεις ακτινοβολήσης Ευρυζωνικής Διάταξης RF-DC HE στο Πεδίο -Περιοχή Αυξημένης Πυκνότητας Ισχύος (Πάρκο Κεραιών)	166
6.2.4	Ευρυζωνική Συγκομιδή Ενέργειας Φάσματος με Ολοκλήρωση - Εργαστηριακή Μέτρηση	168
6.2.5	Εργαστηριακή Μέτρηση Κατευθυντικού Κέρδους (Gain) – Ενεργού Επιφάνειας (Aeff) Δισκωνικών Κεραιών της Διάταξης RF EH	172
6.3	Πρόταση Υλοποίησης Αποδοτικών Διατάξεων RF - EH	181
6.4	Συμπεράσματα – Περαιτέρω Μελέτη	182
	Βιβλιογραφία	183
A	Φυλλάδια Κατασκευαστών (Datasheet)	A-1
A.1	Avago HSMS 286x Series , Avx TAJ Series Tantalum Capacitor, Bungard FR4	A-1

Κεφάλαιο 1

Συγκομιδή Ενέργειας από Εναλλακτικές Μορφές - RF Harvesting

1.1 Η Συγκομιδή Ενέργειας (Energy Harvesting)

Με τον όρο συγκομιδή ενέργειας (energy harvesting) αναφερόμαστε στις διάφορες μεθόδους συλλογής ενέργειας από το περιβάλλον. Η συγκομιδή ενέργειας είναι η συλλογή ενέργειας που βρίσκεται στο περιβάλλον τοπικά διαθέσιμη για τοπική χρήση [33].

Η κατανάλωση ενέργειας έχει αναδειχθεί ως ένα σημαντικό θέμα σχετικά με τον σχεδιασμό των ασύρματων δικτύων επόμενης γενιάς. Από την μία μεριά η φόρτιση των συσκευών με καλώδια παρεμποδίζει την φορητότητα της συσκευής, ενώ από την άλλη μεριά η ζωή των ασύρματων δικτύων που είναι ενεργειακά κατασκευασμένα όπως για παράδειγμα τα δίκτυα αισθητήρων (WSN) έχουν περιοριστεί εξαιτίας της δυσκολίας αντικατάστασης ή επαναφόρτισης των μπαταριών στους κόμβους του δικτύου.

Η συγκομιδή ενέργειας είναι πολλά υποσχόμενη σε θέματα που σχετίζονται με την ενέργεια των κινητών τηλεφώνων και γενικότερα με τα ασύρματα δίκτυα που η λειτουργία τους βασίζεται στην συλλογή ενέργειας από το περιβάλλον. Τα δίκτυα μπορούν να είναι αυτόνομα, να χαρακτηρίζονται από αυτάρκεια με το να συλλέγουν ενέργεια από πηγές όπως: ηλιακή ενέργεια, ηλεκτρομαγνητικά κύματα, θερμική ενέργεια, αιολική ενέργεια, κινητική ενέργεια κτλ. Σύγχρονες έρευνες που βασίζονται στην πράσινη επικοινωνία παρέχουν ένα δυνατό κίνητρο για την ανάπτυξη τεχνικών επικοινωνίας βασισμένων στην συγκομιδή ενέργειας. Προς αυτήν την κατεύθυνση ωθούμαστε όλο και πιο πολύ, εφόσον η κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας των γρήγορα επεκτάσιμων δικτύων όπως τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας που χειρίζονται κινητές συσκευές αυξάνεται ραγδαία.

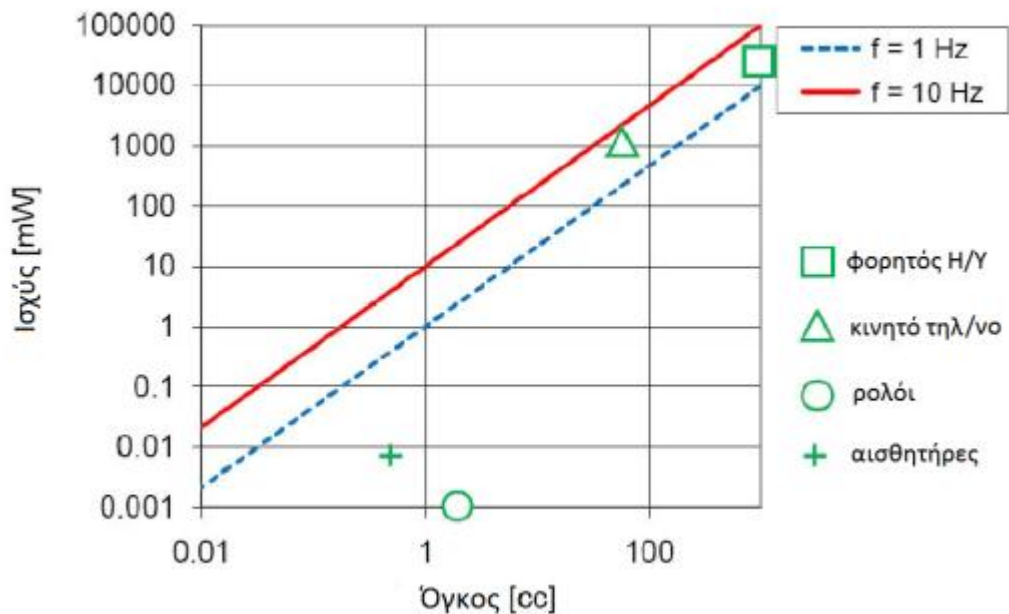
Σε περίπτωση που θέλουμε να κατευθυνθούμε σε μία επικοινωνία βασισμένη στην συγκομιδή ενέργειας απαραίτητη προϋπόθεση είναι η διεξαγωγή έρευνας με σκοπό τον επανασχεδιασμό των αλγόριθμοι που σχετίζονται με την ασύρματη επικοινωνία, τα πρωτόκολλα δικτύου και το υλικό του πομπού - δέκτη. Οι αλλαγές αυτές είναι σημαντικές για να μπορεί να ελέγχεται η τυχαία συλλογή της ενέργειας για τον λόγο ότι η ενέργεια που κάθε φορά συσσωρεύεται εξαρτάται από τις εκάστοτε περιβαλλοντολογικές συνθήκες με ενδεχόμενο η ποσότητα της να είναι μικρή.

Σκοπός είναι να βγουν στην επιφάνεια οι προκλήσεις και οι περιορισμοί που σχετίζονται με την συγκομιδή ενέργειας και να φέρουν στο προσκήνιο ελπιδοφόρες λύσεις σχετικά με το τι είναι ικανά να κάνουν τα δίκτυα που είναι βασισμένα στην συγκομιδής ενέργειας.



Εικόνα 1.1: Συγκομιδή Ενέργεια (Energy Harvesting)

Οι ασύρματες συσκευές είναι η κύρια κατηγορία συσκευών επικοινωνίας σε αυτούς τους βαθμούς (επίπεδα) ενέργειας. Η συγκομιδή ενέργειας εφαρμόζεται στις συγκεκριμένες συσκευές και η δυνατότητας εφαρμογής σχετίζεται με το μέγεθος, το είδος της ενέργειας που είναι διαθέσιμη στο περιβάλλον αλλά και από το μέγεθος της συσκευής. Για παράδειγμα η συγκομιδή ενέργειας που παράγεται από την ανθρώπινη κίνηση δεν μπορεί να τροφοδοτήσει ηλεκτρικές συσκευές όπως ηλεκτρονικούς υπολογιστές ή κινητά τηλέφωνα αλλά, μπορεί να τροφοδοτήσει διάφορους τύπους ασύρματων αισθητήρων [34].



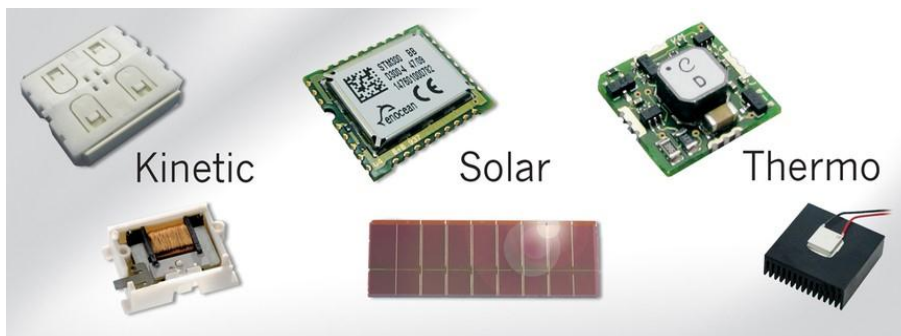
Εικόνα 1.2: Μέγιστη ισχύς για συλλέκτες ενέργειας από κίνηση συναρτήση του μεγέθους τους

Η κάλυψη της απαιτούμενης ισχύος είναι ένας πολύ σημαντικός παράγοντας που πρέπει να λάβουμε υπόψη μας για να ελέγχουμε αν η συγκομιδή ενέργειας είναι η λύση ενάντια στις μπαταρίες που μέχρι τώρα είναι η βασική πηγή που τροφοδοτεί με ενέργεια τις συσκευές. Σημαντικό είναι να αναφέρουμε ότι στον εν λόγω έλεγχο πρέπει να ληφθεί υπόψη το μέγεθος, το βάρος και οι απαιτήσεις της κάθε συσκευής σε οικολογικό επίπεδο.

Χρησιμοποιώντας μπαταρίες με σκοπό την διαχείριση συστημάτων ενέργειας έχει αρκετά μειονεκτήματα όπως για παράδειγμα δύσκολη και ακριβή εγκατάσταση. Αντίθετα χρησιμοποιώντας την συγκομιδή ενέργειας οι συσκευές παίρνουν την ενέργεια μόνες τους χωρίς μπαταρίες ή καλώδια παρέχοντας περισσότερη ευελιξία από ότι τα καλώδια και λιγότερα κόστη συντήρησης από ότι οι μπαταρίες.

Οι αυτοτροφοδοτούμενοι αισθητήρες και διακόπτες υλοποιούν τεχνολογίες συγκομιδής ενέργειας. Η έννοια της συγκομιδής ενέργειας δεν είναι κάτι καινούριο. Εκατομμύρια χρόνια ο

αέρας και ο άνεμος είναι πηγές ενέργειας. Τα συστήματα ενεργειακής διαχείρισης παρέχουν αρκετή ενέργεια για να μεταφέρουν και να λαμβάνουν σήματα με σκοπό να διατηρούν ζωντανές τις επικοινωνίες μέσα στα συστήματα ενεργειακής διαχείρισης.



Εικόνα 1.1: Διατάξεις Συγκομιδής Εναλλακτικών Μορφών Ενέργειας

- **Kinetic:** Συγκομιδή ενέργειας από κίνηση
- **Solar:** Συγκομιδή ενέργειας από εσωτερικό φωτισμό
- **Thermoelectric:** Συγκομιδή ενέργειας από διαρροές στην θερμοκρασία

Οι συγκομιστές ενέργειας(energy harvesters) μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως προς το είδος της ενέργειας την οποία εκμεταλλεύονται. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται οι πηγές και οι μέθοδοι – φυσικά φαινόμενα για την συγκομιδή ενέργειας και της μετατροπής σε ηλεκτρική.



Εικόνα 1. 4: Διάγραμμα πηγών και μεθόδων συγκομιδής ενέργειας

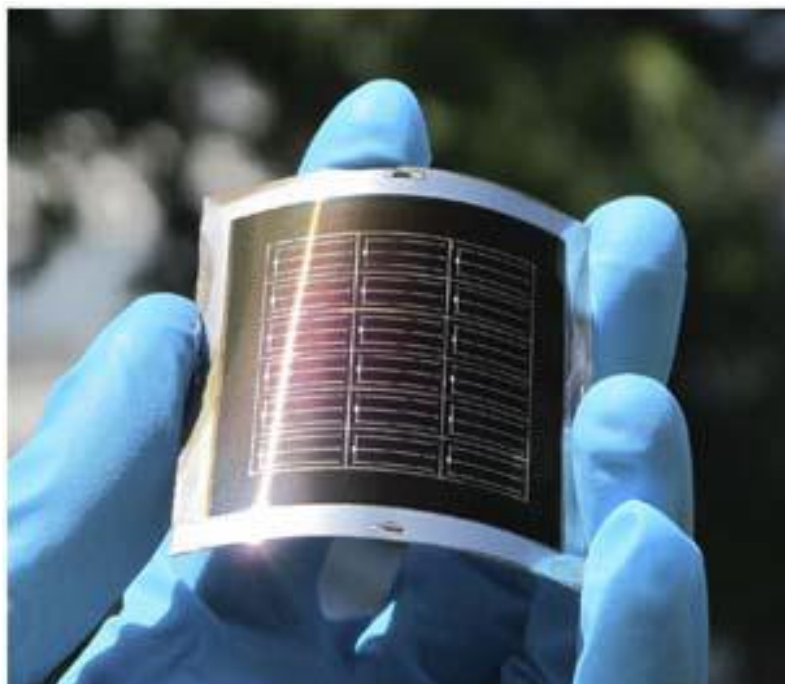
1.2 Μέθοδοι Συγκομιδής Ενέργειας – Ανανεώσιμες Πηγές

1.2.1. Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια υπάρχει μεγάλο ενδιαφέρον ως προς την αξιοποίηση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ) ως προς την αξιοποίηση τους με στόχο την προστασία του περιβάλλοντος. Οι πηγές ενέργειας όπως ο ήλιος μπορούν να παράγουν ενέργεια η οποία θα ανανεώνεται φυσικά από το περιβάλλον. Στις μέρες μας όλες οι ανεπτυγμένες χώρες έχουν νομοθετήσει σχετικά με την εκμετάλλευση των πηγών ενέργειας που υπάρχουν στο φυσικό περιβάλλον και συνεπώς στην αξιοποίηση τους για την παραγωγή ενέργειας που θα αντικαταστήσει τις συμβατικές πηγές.

1.2.2 Ηλιακή ενέργεια

Η Ηλιακή ενέργεια δίνει την δυνατότητα φόρτισης των συσκευών και βασίζεται στο φωτοηλεκτρικό φαινόμενο. Η ισχύς που παράγεται από φωτοβολταϊκές κυψέλες παρουσιάζει διακυμάνσεις και εξαρτάται από το επίπεδο της έντασης του φωτός, την τεχνολογία και την επιφάνεια που καλύπτουν. Πρέπει να σημειωθεί ότι η Ηλιακή Ενέργεια δεν παρέχεται καθ' όλη την διάρκεια της μέρας. Σε περίπτωση σύγκρισης της Ηλιακής Ενέργειας για εφαρμογές ασύρματων δικτύων θεωρούμε την πυκνότητα ισχύς $75\mu\text{W}/\text{mm}^2$ σε εξωτερικούς χώρους και $1\mu\text{W}/\text{mm}^2$ εσωτερικούς χώρους.



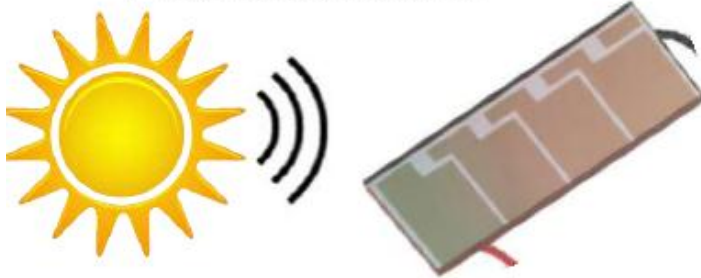
Εικόνα 1.5: Εύκαμπτη διάταξη φωτοβολταϊκής κυψέλης [2]

✓ High Input Energy

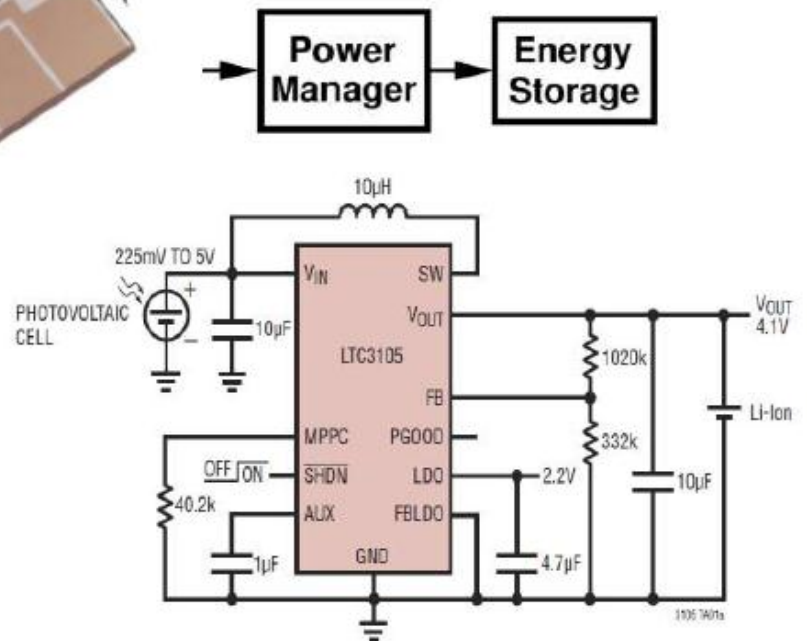
✓ No Need Rectifier

× Low Efficiency

× Large Area



Output Voltage	4V
Peak Efficiency	~20%
Output Power	> 1W

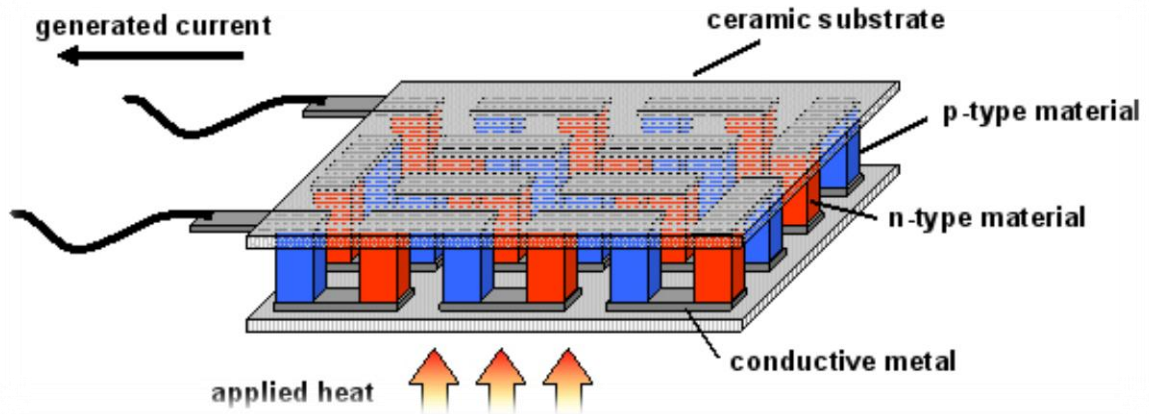


Εικόνα 1.6: Solar Energy Harvester : Φωτοβολταϊκό στοιχείο, παράμετροι και ηλεκτρονικό κύκλωμα διαχείρισης μετατρεπόμενης ενέργειας

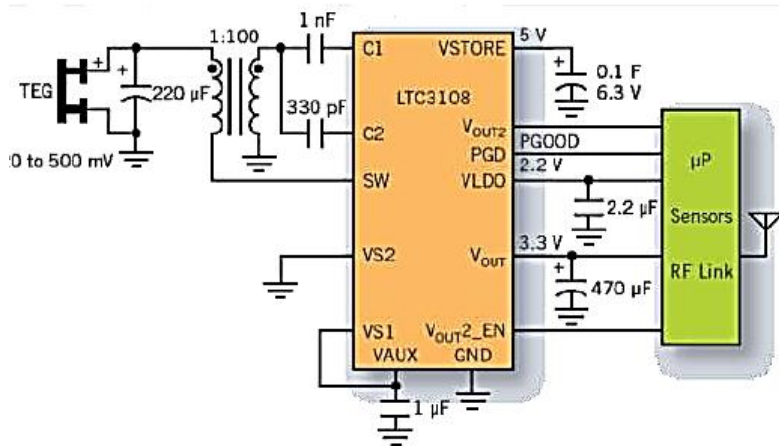
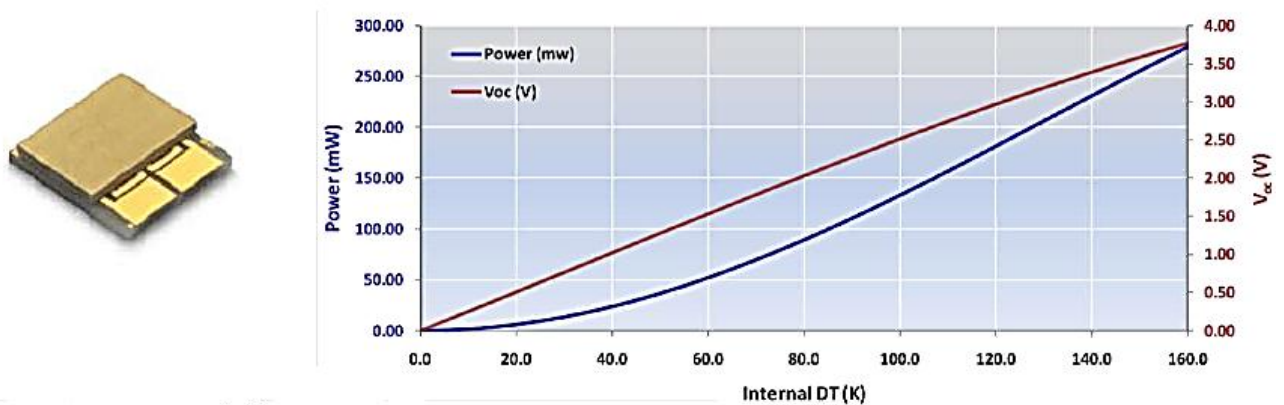
1.2.3. Θερμική Ενέργεια

Η συλλογή ενέργειας από διάφορες πηγές ενέργειας μπορεί να γίνει εφικτή μέσω του φαινομένου Seebeck. Σύμφωνα με το φαινόμενο Seebeck, η διαφορά θερμοκρασίας κατά μήκος της επαφής δύο διαφορετικών αγωγών ή ημιαγωγών, δίνει διαφορά δυναμικού στα άκρα τους. Οι μεγαλύτερες θερμοκρασίες συνεπάγονται στην αύξηση της απόδοσης μετατροπής ενέργειας ενώ η ισχύς επηρεάζεται από την θερμότητα της πηγής και το στοιχείο μετατροπής ενέργειας. Συγκομιδή ενέργειας δύναται να συντελεστεί ακόμα και από την θερμότητα που έχει το ανθρώπινο σώμα, όπου οι διαφορές στην θερμοκρασία είναι περίπου 5°K. [32]

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η συγκομιδή της ενέργειας μέσω του φαινομένου του Seebeck όπου η ηλεκτρική σύνδεση των επαφών PN των δύο υλικών είναι σε σειρά και η θερμική τους σύνδεση παράλληλα.



Εικόνα 1.7: Σχηματικό διάγραμμα διάταξης συγκομιδής θερμικής ενέργειας μέσω του φαινομένου Seebeck [4]



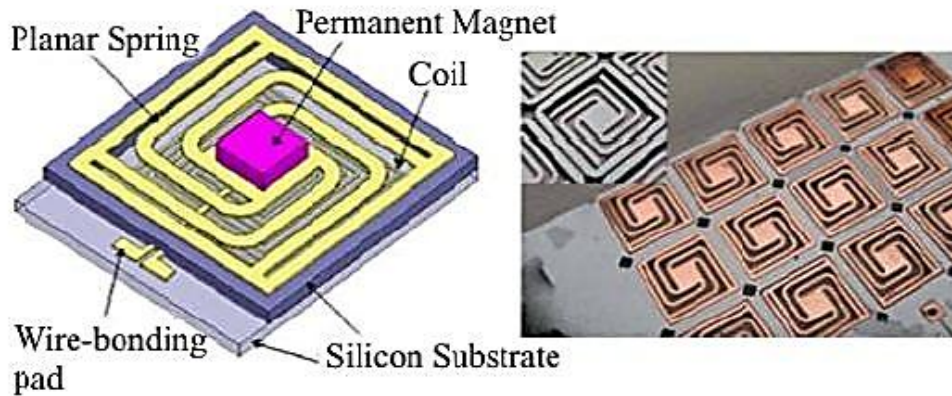
Output Voltage	3V
Peak Efficiency	~20%
Output Power	~ 2mW

Εικόνα 1.8: Thermolectric Energy Harvester : Θερμοηλεκτρικό στοιχείο, χαρακτηριστική καμπύλη απόδοσης, ηλεκτρονική διάταξη εφαρμογής

1.2.4 Μηχανική ενέργεια

Οι πηγές μηχανικής ενέργειας χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες. Αυτές που είναι για πολλά χρόνια σταθερές για παράδειγμα η ροή του αέρα, αυτές που είναι να μεν περιοδικές αλλά διακοπτόμενες για παράδειγμα το ανθρώπινο βάδισμα και σε αυτές που είναι κυκλικές όπως για παράδειγμα η ταλάντωση. Τα συστήματα που κάνουν συγκομιδή μηχανικής ενέργειας χρησιμοποιούν επαγωγικά συστήματα και χρησιμοποιούνται επαγωγικά φαινόμενα όπως του πιεζοηλεκτρισμού

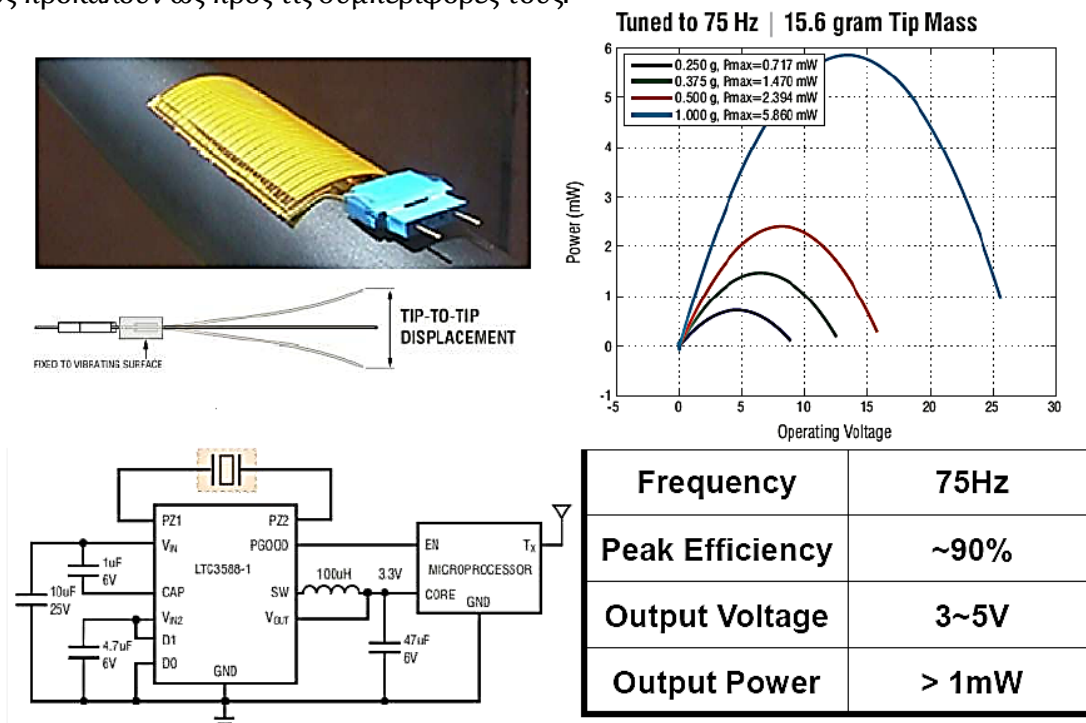
και των ηλεκτροστατικών διατάξεων. Για την ηλεκτρομαγνητική επαγωγή εφαρμόζεται ο νόμος του Faraday



Εικόνα 1.9: Σύστημα συγκομιδής μηχανικής ενέργειας βασισμένο στην επαγωγή

Η συγκομιδή της μηχανικής ενέργειας μπορεί να πραγματοποιηθεί από κινήσεις που είναι περιοδικές αλλά η ενέργεια υπάρχει για έναν μικρό κύκλο όπως για παράδειγμα το βάδισμα του ανθρώπου όπου η επαφή του πέλματος με την γη διαρκεί 100ms για περίοδο 1s.

Μία άλλη μορφή μηχανικής ενέργειας είναι η κραδασμοί όπου η ενέργεια εξαρτάται από την συχνότητα, το πλάτος ταλάντωσης και το πόσο η συσκευή επηρεάζει τους κραδασμούς. Οι κραδασμοί μπορούν να αλλάζουν με το χρόνο και η αλλαγή εξαρτάται από τους μηχανισμούς που τους προκαλούν ως προς τις συμπεριφορές τους.



Εικόνα 1.10: Vibration Energy Harvester: Αισθητήρας κραδασμών, καμπύλη απόκρισης, ηλεκτρονική διάταξη εφαρμογής

1.2.5 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας

α) Πλεονεκτήματα

Τα βασικά πλεονεκτήματα από την αξιοποίηση των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας είναι τα εξής:

- Οι ΑΠΕ είναι ανεξάντλητες καθώς ανανεώνονται φυσικά σε σχέση με τις συμβατικές πηγές ενέργειας πχ άνθρακας, καύσιμα οι οποίες εξαντλούνται.
- Δεν κοστίζουν αρκετά και η τιμή τους δεν μεταβάλλεται ανάλογα με τα οικονομικά τεκταινόμενα των χωρών.
- Είναι φιλικές προς το περιβάλλον αφού είναι δημιούργημα του καθώς και φιλικές προς τον άνθρωπο.
- Με την κατασκευή ενεργειακών έργων δημιουργούνται νέες θέσεις εργασίας και μειώνονται τα ποσοστά ανεργίας .
- Γεωγραφικά είναι διάσπαρτες παντού με αποτέλεσμα να μειώνονται οι απώλειες κατά την μεταφορά της ενέργειας.
- Καλύπτουν ένα μεγάλο πεδίο των αναγκών του ανθρώπου για ενέργεια.
- Είναι εγχώριες και αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό για τον εφοδιασμό σε ενέργεια.
- Οι ανάγκες αξιοποίησης των Ανανεώσιμων πηγών ενέργειας καλύπτουν τις ανάγκες των χρηστών σε όλα τα επίπεδα και η διάρκεια κατασκευής εφαρμογών και εγκαταστάσεων είναι γρήγορη.

β) Μειονεκτήματα

Τα βασικά μειονεκτήματα είναι τα εξής:

- Είναι διεσπαρμένες και υπάρχουν δυσκολίες στην συγκέντρωση, μεταφορά και αποθήκευση μεγάλων ποσών ενέργειας.
- Η διαθεσιμότητα τους και η ποιότητα τους δεν είναι σταθερή, καθώς αυτό εξαρτάται από τις περιβαλλοντολογικές συνθήκες. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να ξοδεύονται πολλά χρήματα για μεθόδους αποθήκευσης της ενέργειας.
- Η πυκνότητα ισχύς και ενέργειας είναι χαμηλή και συνεπώς απαιτείται η δημιουργία εκτεταμένων εγκαταστάσεων.
- Μία μονάδα εγκατεστημένης ισχύος έχει υψηλότερο κόστος επένδυσης από τις συμβατικές πηγές ενέργειας (πχ καύσιμα).

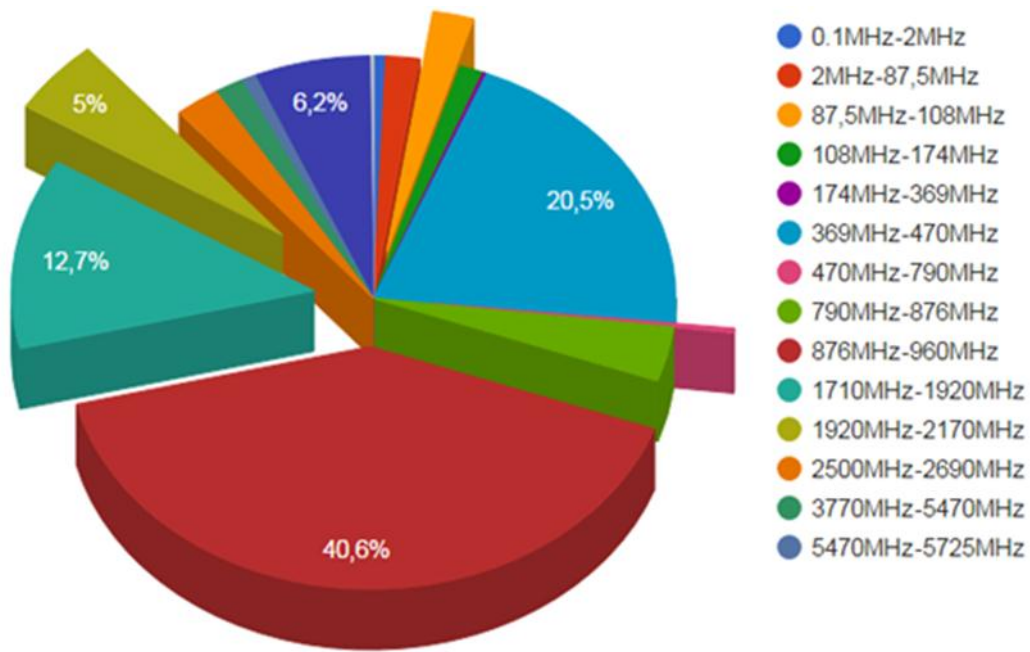
1.3 Η Συγκομιδή Ενέργειας από Ραδιοσυχνότητες (RF Energy Harvesting)

1.3.1 Εισαγωγή – Ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών για συγκομιδή Ενέργειας

Μια από τις σημαντικότερες πηγές συγκομιδής ηλεκτρικής ενέργειας, είναι εκείνη των ραδιοσυχνοτήτων (RF). Μπορεί να προέρχεται από πληθώρα συστήματα Ασύρματων Επικοινωνιών όπου λειτουργούν έχοντας ως μέσω μετάδοσης την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία, και η συγκομιδή πραγματοποιείται στο μακρινό πεδίο (Far Field) της εκπεμπόμενης πηγής. Μερικά από τα ευρέως διαδεδομένα Ασύρματα Συστήματα επικοινωνίας, που τόσο οι συχνότητες λειτουργίας τους στο ηλεκτρομαγνητικό φάσμα, όσο και τα επίπεδα της πυκνότητας ισχύος των σημάτων τους θα μπορούσαν να αξιοποιηθούν για συγκομιδή (harvest) ενέργειας (RF) είναι τα ακόλουθα: i) Κινητή Τηλεφωνία (2^{ης} GSM, 3^{ης} UMTS 4^{ης} Γενιάς LTE) ii) Εκπομπή σήματος Ψηφιακής Τηλεόρασης (DVB-T), iii) Ραδιοφωνία iv) Wi-Fi . Οι συχνότητες λειτουργίας των παραπάνω συστημάτων στο φάσμα, παρουσιάζονται στον πίνακα που ακολουθεί:

1	0.1MHz-2MHz	Αεροναυτικές και ναυτιλιακές επικοινωνίες, Στρατιωτικές εφαρμογές, Ραδιοερασιτέχνες
2	2MHz-87,5MHz	Αεροναυτικές και ναυτιλιακές επικοινωνίες, Στρατιωτικές εφαρμογές, Ραδιοφωνία AM
3	87,5MHz-108MHz	Ραδιοφωνία FM
4	108MHz-174MHz	Αεροναυτικές και ναυτιλιακές επικοινωνίες, Ραδιοερασιτέχνες, Συστήματα Ενδοεπικοινωνιών (PMR)
5	174MHz-369MHz	DAB, Αμυντικά Συστήματα
6	369MHz-470MHz	Συστήματα Ενδοεπικοινωνιών TETRA
7	470MHz-790MHz	Ψηφιακή Τηλεόραση (DVB-T)
8	790MHz-876MHz	Εκπομπές κινητής τηλεφωνίας 4ης γενιάς (LTE-800)
9	876MHz-960MHz	Εκπομπές κινητής τηλεφωνίας GSM και GSM-R
10	960MHz-1436MHz	Ραδιοπλοήγηση και Ραδιοεντοπισμός
11	1436MHz-1710MHz	DAB, Συνδρομητικά Αγοραστά Ραδιοσυστήματα (ΣΑΡ)
12	1710MHz-1920MHz	Εκπομπές κινητής τηλεφωνίας (DCS & LTE-1800)
13	1920MHz-2170MHz	Εκπομπές κινητής τηλεφωνίας 3ης γενιάς (UMTS)
14	2170MHz-2500MHz	Συστήματα Wi-Fi
15	2500MHz-2690MHz	Εκπομπές κινητής τηλεφωνίας 4ης γενιάς (LTE-2600)
16	2690MHz-3400MHz	Συστήματα Radar
17	3400MHz-3770MHz	Συστήματα WiMax
18	3770MHz-5470MHz	Μικροκυματικές ζεύξεις, Ραδιοπλοήγηση, Συστήματα Radar
19	5470MHz-5725MHz	Συστήματα Radar, Συστήματα Wi-Fi (5 GHz)
20	5725MHz-6000MHz	Ραδιοεντοπισμός

Εικόνα 1.11: Υποπεριοχές Συχνοτήτων Ηλεκτρομαγνητικού Φάσματος και εφαρμογές τους από ασύρματα συστήματα. Με κόκκινο χρώμα επισημαίνονται τα ασύρματα συστήματα για αξιοποίηση RF Harvesting (πηγή: ΕΕΑΕ/ΕΠΗΠ)



Εικόνα 1.12: Ποσοστιαία συνεισφορά κάθε υποπεριοχής συχνοτήτων του φάσματος στη συνολική Η/Μ επιβάρυνση από Συστήματα Ασύρματων Επικοινωνιών

$$P_{RX} = P_{TX} G_{TX} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

Labels in the diagram:
 - P_{RX} : received power
 - P_{TX} : transmit power
 - $G_{TX} G_{RX}$: gain of transmit and receive antennas
 - λ : wavelength
 - r : separation distance

Εικόνα 1.13: Η σχέση του Friis, η οποία διέπει την λήψη σήματος RF στο μακρινό πεδίο (Far Field)

50 kW AM RADIO STATION	
DISTANCE	DENSITY POWER AVAILABLE
5 km	159 $\mu\text{W}/\text{m}^2$
10 km	40 $\mu\text{W}/\text{m}^2$

100 W GSM BASE STATION	
DISTANCE	DENSITY POWER AVAILABLE
100 m	800 $\mu\text{W}/\text{m}^2$
500 m	32 $\mu\text{W}/\text{m}^2$
1000 m	8 $\mu\text{W}/\text{m}^2$

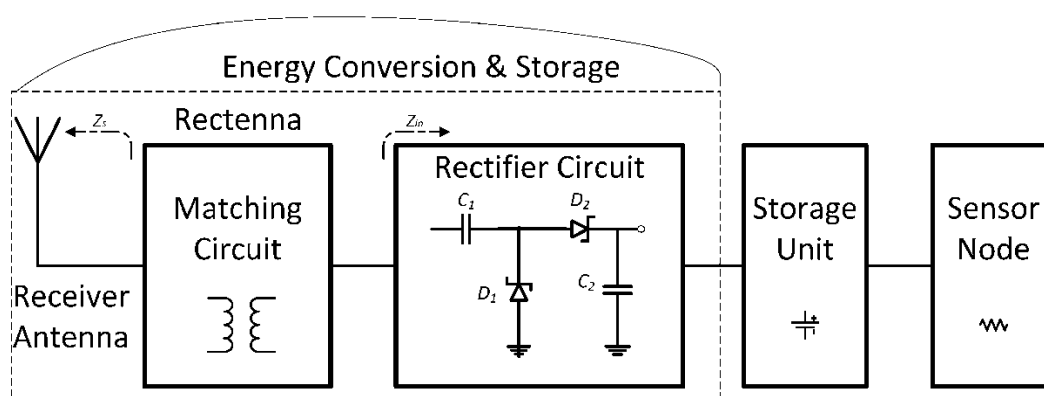
0.5 W MOBILE PHONE	
DISTANCE	DENSITY POWER AVAILABLE
1 m	40 mW/m ²
5 m	1.6 mW/m ²
10 m	0.4 mW/m ²

1 W Wi-Fi ROUTER	
DISTANCE	DENSITY POWER AVAILABLE
1 m	80 mW/m ²
5 m	3.2 mW/m ²
10 m	0.8 mW/m ²

Εικόνα 1.13: Η διαθέσιμη Πυκνότητα Ισχύος (W/m^2) RF Ακτινοβολίας από ασύρματα συστήματα επικοινωνιών σε διάφορες αποστάσεις από τις πηγές εκπομπής

1.3.2 RF Energy Harvesting (EH) Circuits

Οι κυκλωματικές διατάξεις εκείνες που καλούνται να επιτελέσουν την συγκομιδή (harvest) της ενέργειας προερχόμενης από ραδιοσυχνότητες (RF) της πληθώρας των ασύρματων συστημάτων που προαναφέρθηκαν, συχνά συναντιόνται στη βιβλιογραφία ως RadioHarvesters ή RF Energy Harvester (EH) διατάξεις. Κατά καιρούς έχουν παρουσιαστεί ποικίλες τοπολογίες διατάξεων όσο αφορά κυρίως στις τεχνολογίες αξιοποίησης/αποταμίευσης της ηλεκτρικής ενέργειας προερχόμενης από συγκομιδή RF, όμως το γενικό μπλοκ διάγραμμα ενός RF EH συστήματος, είναι εκείνο που παριστάνεται πιο κάτω:



Εικόνα 1.14: Το γενικό διάγραμμα βαθμίδων ενός συστήματος συγκομιδής ενέργειας από Ραδιοσυχνότητες (RF Energy Harvesting)

Τα μέρη εκείνα όπου απαρτίζουν μια τέτοια διάταξη, όπως παριστάνονται παραπάνω, είναι τα ακόλουθα:

α) **Η Κεραία λήψης:** Ως πρώτη βαθμίδα του συστήματος, το κεραιοσύστημα που θα χρησιμοποιηθεί σε μια τέτοια διάταξη, διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στην ολική απόδοση του συστήματος. Συχνά συναντάται στην βιβλιογραφία, ο όρος **Rectifier Antenna** η συντομογραφικά **Rectenna**, και αναφέρεται στην ενιαία διάταξη του κεραιοσυστήματος με το κύκλωμα ανόρθωσης. Το κεραιοσύστημα δύναται να είναι στενού εύρους (μεγαλύτερης απολαβής), για συγκομιδή από RF πεδία καθορισμένης συχνότητας εκπομπής, ή ευρυζωνικό (με χαμηλότερη απολαβή) για συγκομιδή από ένα ευρύ φάσμα ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας. Αναλυτικά για την βαθμίδα της κεραίας λήψης του συστήματος, γίνεται περιγραφή στο κεφάλαιο 3.

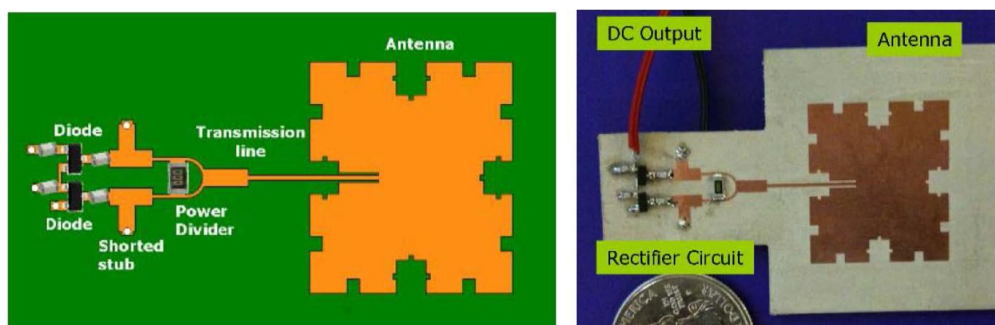
γ) **Το δικτύωμα προσαρμογής:** Το δικτύωμα προσαρμογής (matching network) αποτελεί σημαντικό συντελεστή για την απόκριση του συστήματος, αφού συντελεί προσαρμογή εμπεδήσεων μεταξύ της κεραίας λήψης και του κυκλώματος ανόρθωσης

(μετατροπής RF-DC) του συστήματος. Συχνά χρησιμοποιούνται οι τοπολογίες δικτυωμάτων προσαρμογής T,L,P,N, όπως και του μετασχηματιστή $\lambda/4$ και των παραλλαγών του (Tapered Line). Η προσαρμογή εμπεδήσεων είναι μια δύσκολη διαδικασία για ένα μεγάλο εύρος ζώνης, ωστόσο οι προτεινόμενες λύσεις του μετασχηματιστή $\lambda/4$ πολλαπλών τμημάτων, όπως και των ομαλών μεταβάσεων των τμημάτων (Tapered Line) θεωρούνται ικανοποιητικές με την αναλυτική τους περιγραφή να γίνεται στο κεφάλαιο 2.

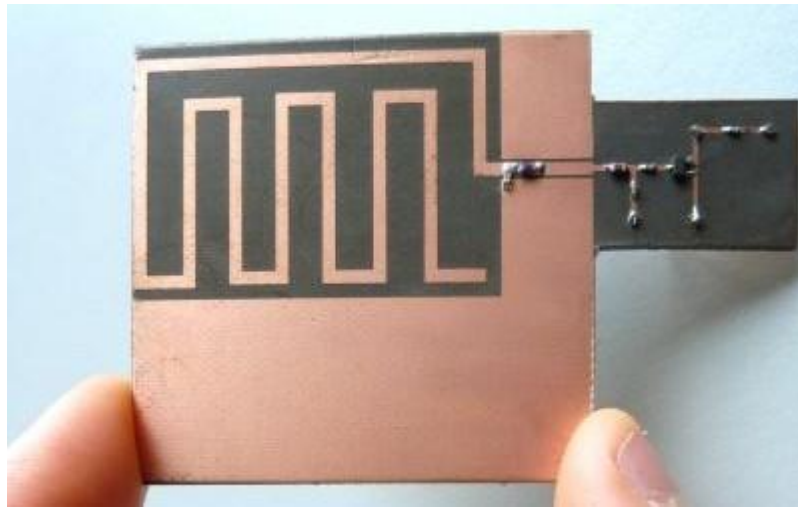
γ) Το κύκλωμα μετατροπής RF-DC: Το κύκλωμα μετατροπής RF-DC, είναι εκείνο όπου είναι υπεύθυνο για την ανόρθωση της ισχύος των ηψίσυχνων σημάτων (RF), σε ισχύ συνεχούς (DC), με κύριο ανορθωτικό στοιχείο στις περισσότερες προσεγγίσεις τις διόδους φράγματος Schottky. Κυριαρχούν πολλές τοπολογίες κυκλωμάτων ανόρθωσης για εφαρμογές RF EH, όπου βασική δομή τους είναι ο διπλασιαστή τάσης. Αναλυτικά για τις τοπολογίες της βαθμίδας μετατροπής RF-DC, γίνεται εκτενώς στο κεφάλαιο 4.

δ) Η μονάδα αποθήκευσης (Storage Unit): Το φορτίο αποθήκευσης είναι το στοιχείο εκείνο όπου «συλλέγει» την ηλεκτρική ενέργεια προερχόμενη από τη συγκομιδή. Σε προσεγγίσεις υλοποίησης διατάξεων RF EH το φορτίο συναντάται ως ωμικό ή χωρητικό. Είναι προφανές πως από τον ορισμό της διαδικασίας της συγκομιδής (harvest), αυτό μπορεί να επιτευχθεί από ένα χωρητικό φορτίο. Πολλές προσεγγίσεις υλοποίησης RF EH κυκλωμάτων, έχουν ως τελικό χωρητικό φορτίο υπερ-πυκνωτές (**SuperCapacitors**), πυκνωτικών στοιχείων που μπορούν να αποθηκεύσουν ηλεκτρικό φορτίο, εκατοντάδων φορών μεγαλύτερο από τους κοινούς πυκνωτές, με χωρητικότητες να αγγίζουν τις τάξεις των Farad.

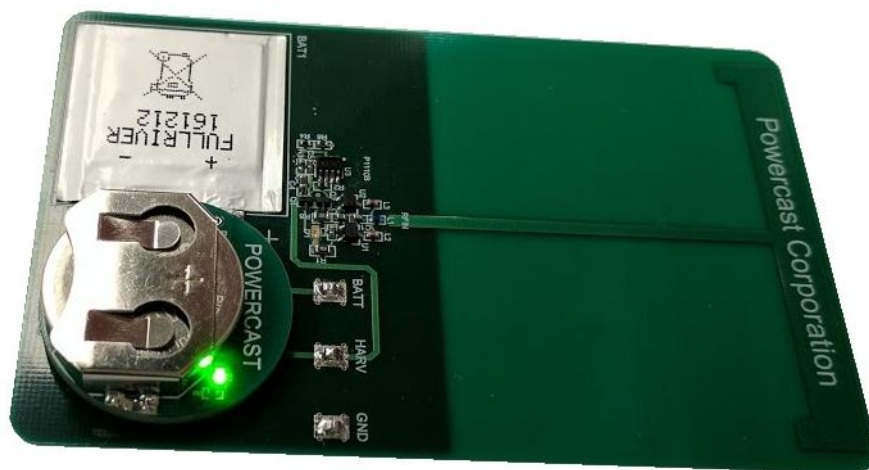
ε) Τροφοδοτούμενη Διάταξη: Μετά την διαδικασία αποθήκευσης ηλεκτρικού φορτίου στο storage στοιχείο, η ενέργεια που έχει συλλεχθεί μπορεί να αξιοποιηθεί από συστήματα χαμηλής κατανάλωσης. Πληθώρα εφαρμογών RF EH συστημάτων συναντούμε στα Ασύρματα Δίκτυα Αισθητήρων (WSN's), ως κύρια πηγή παροχής ενέργειας.



Εικόνα 1.14: Υλοποίηση διάταξης RF Energy Harvester (EH) (Rectenna) σε υλικό teflon



Εικόνα 1.15: Διατάξη Rectifier Antenna (Rectenna) υλοποιημένη σε υλικό FR4



Εικόνα 1.15: RF Energy Harvester (900 MHz) από την εταιρία PowerCast Corporation

<http://www.powercastco.com>

1.3.3 Συντελεστής Απόδοσης Διατάξεων RF Energy Harvesting

Η μετρούμενη τιμή της συνεχούς τάσης πάνω στο φορτίο R_L , V_{outDC} είναι το σύνηθες μέγεθος με το οποίο προσδιορίζεται ο συντελεστής απόδοσης μετατροπής ισχύος (Power Conversion Efficiency – P.C.E) ενός RF EH με ωμικό φορτίο ως ακολούθως:

$$\eta_{EH} = \frac{P_{outDC}}{P_{inEH}} = \frac{V_{outDC}^2}{R_L P_{inEH}} \quad (1.1)$$

Συνυπολογίζοντας τις απώλειες ισχύος, λόγω απωλειών προσαρμογής (mismatch), η παραπάνω σχέση μπορεί να εκφραστεί:

$$\eta_{PC} = \frac{P_{outDC}}{P_{inCP}} = \frac{V_{outDC}^2}{R_L (P_{inEH} - P_{reflected})} \quad (1.2)$$

1.3.4 Αιτίες Απωλειών Απόδοσης σε RF κυκλώματα Συγκομιδής Ενέργειας

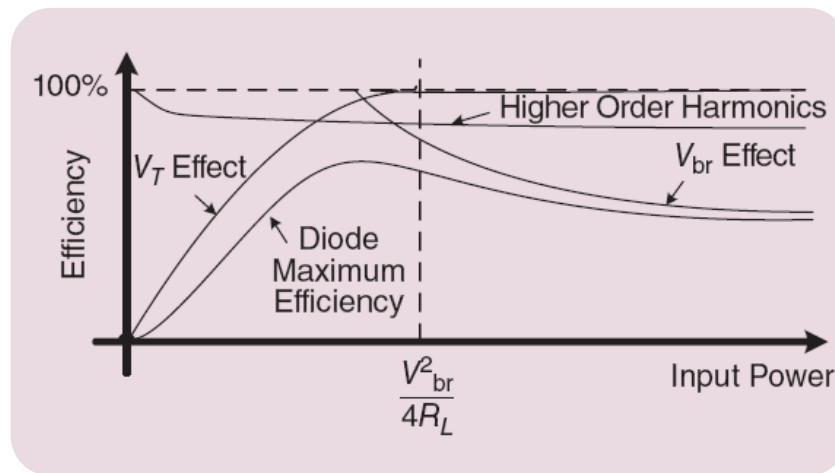
Ενώ είναι επιθυμητό για τις διατάξεις συγκομιδής ενέργειας να έχουν υψηλή αποδοτικότητα, μια ποικιλία μηχανισμού απωλειών, καθιστά δύσκολη την επίτευξη αυτού του στόχου στις υψηλές συχνότητες (RF) ειδικά σε μη γραμμικά στοιχεία όπως είναι οι διόδοι. Στην εικόνα 1.16 απεικονίζεται η σχέση μεταξύ αυτών των απωλειών και της αποδοτικότητας συλλογής ενέργειας.

α) Τάση κατωφλιού και ανάστροφη τάση διάσπασης: Τυπικά η πιο σημαντική παράμετρος για την αποτελεσματικότητα μιας διόδου είναι η τάση κατωφλιού. Αυτή η παράμετρος περιορίζει την απόδοση σε χαμηλές τιμές ισχύος όπως χαρακτηριστικά αναφέρεται με την ένδειξη "Effect VT" στην εικόνα 1.16. Η ανάστροφη τάση διόδου V_{br} περιορίζει επίσης την απόδοση της διόδου καθώς επιτρέπει την ενέργεια να βραχυκυκλώσει τη δίοδο όπως παριστάνεται στην καμπύλη "Effect V_{br} ". Αυτή η κατάσταση συμβαίνει σε μεγαλύτερα επίπεδα ισχύος όταν η dc τάση πόλωσης της διόδου ισούται με το ήμισυ της τάσης διάσπασης. Ενώ η καμπύλη αποδοτικότητας μειώνεται πάνω από αυτό το σημείο, η ισχύς εξόδου συνεχούς ρεύματος παραμένει σταθερή.

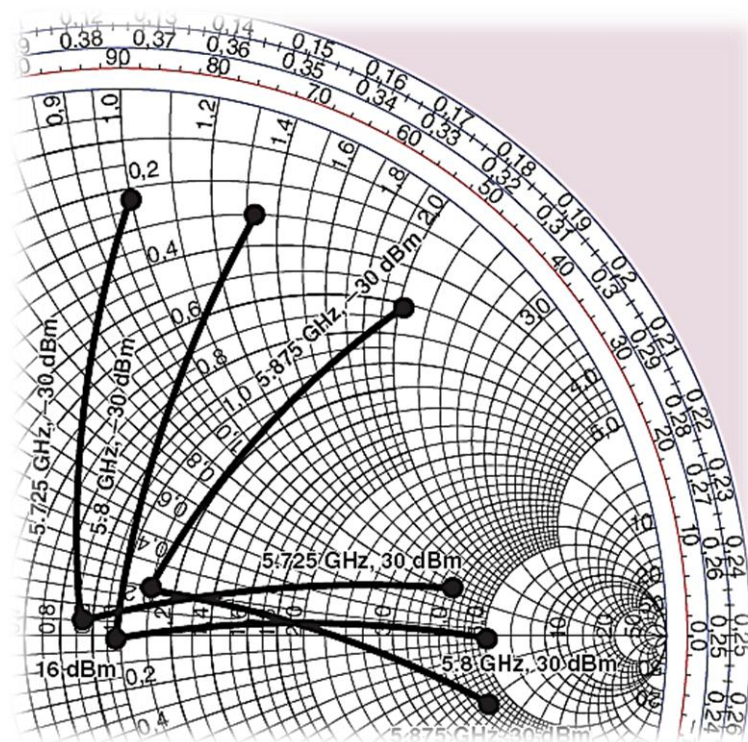
β) Απώλεια Προσαρμογής (mismatch): Όταν ένα κύκλωμα συγκομιδής ενέργειας δεν έχει σωστή προσαρμογή με την κεραία του, μέρος της προσπίπτουσας ισχύος από την κεραία θα ανακλάται πίσω στο περιβάλλον και δεν απορροφάται. Εάν η ισχύς δεν απορροφηθεί, τότε η διαθέσιμη ισχύς για ανόρθωση, μειώνεται αυτόματα. Η προσαρμογή είναι ιδιαίτερα δύσκολη στην σχεδίαση ενός κυκλώματος συγκομιδής ενέργειας καθώς η σύνθετη αντίσταση του, αλλάζει ως συνάρτηση τόσο της συχνότητας όσο και της ισχύος εισόδου λόγω της μη γραμμικότητας των ανορθωτικών στοιχείων (διόδων).

γ) Παρασιτικά Μεγέθη Στοιχείων: Τα παρασιτικά μεγέθη των στοιχείων μπορούν επίσης να προκαλέσουν σημαντική μείωση της απόδοσης. Η αντίσταση R_s της διόδου, μπορεί να περιορίσει την απόδοση της διάταξης καθώς το ρεύμα που ρέει διαμέσου της διαχέει την μεταφερόμενη ισχύ. Στις υψηλές συχνότητες (RF), η χωρητικότητα διασταύρωσης C_j και οι επαγωγικές συνιστώσες των πακέτων οδηγούν επίσης σε σημαντικές υποβιβάσεις επιδόσεων λόγω των ζητημάτων αποκοπής. Τυπικά, η χωρητικότητα των συνδέσεων περιορίζει τη μέγιστη συχνότητα στην οποία μπορεί να λειτουργήσει η δίοδος. Επιπλέον, οι παραδοσιακές απώλειες στο υπόστρωμα και στις γραμμές μεταφοράς μπορούν επίσης να διαδραματίσουν σημαντικό ρόλο στην αποδοτικότητα ενός RF Energy Harvester κυκλώματος

δ) Παραγωγή αρμονικών: Κατά την μετατροπή της RF ισχύος σε DC, η μη γραμμικότητα της διόδου είναι επίσης πηγή απωλειών. Η διόδος παράγει αρμονικές της προσπίπτουσας βασικής συχνότητας, η οποία μειώνει την αναλογία ενέργειας που μετατρέπεται σε συνεχές ρεύμα με αποτέλεσμα την μείωση της απόδοσης της διάταξης συγκομιδής. Καθώς η προσπίπτουσα ισχύς συνεχίζει να αυξάνεται, η ενέργεια που χάνεται λόγω αρμονικών αυξάνεται περαιτέρω. Το υψηλότερο επίπεδο μετατροπής απόδοσης της διάταξης αντιστοιχεί στη βέλτιστη σχέση μεταξύ των επιπτώσεων της αντίστροφης διάσπασης και της τάσης κατωφλίου και της παραγωγής αρμονικών.



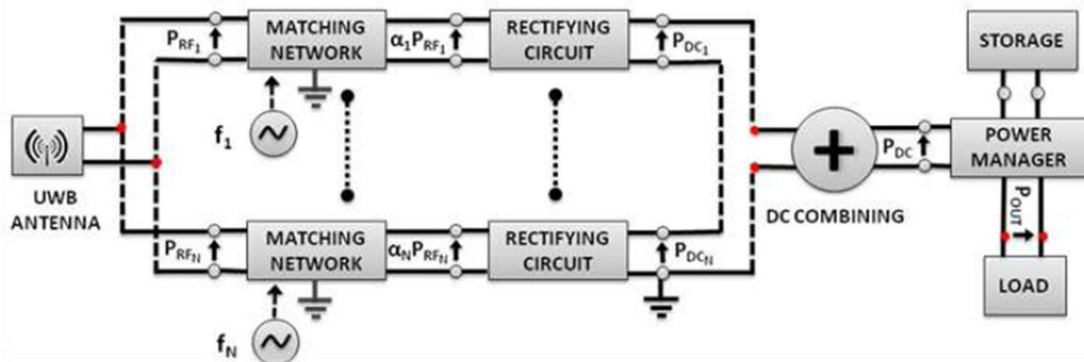
Εικόνα 1.16: Η γενική σχέση μεταξύ της απόδοσης και των απωλειών σε RF κυκλώματα μετατροπής ενέργειας σε συνάρτηση με την ισχύ εισόδου. Σε χαμηλές τιμές ισχύος, η αποτελεσματικότητα περιορίζεται από την ικανότητα του σήματος εισόδου να ξεπεράσει την τάση κατωφλίου ενεργοποίησης διόδου (ένδειξη "Effect VT"). Η τάση ανάστροφης διόδου περιορίζει την απόδοση (ένδειξη "Effect Vbr").



Εικόνα 1.17: Η προσαρμογή εμπέδησεως, ως σημαντικό κριτήριο για την απόδοση των RF ΕΗ συστημάτων

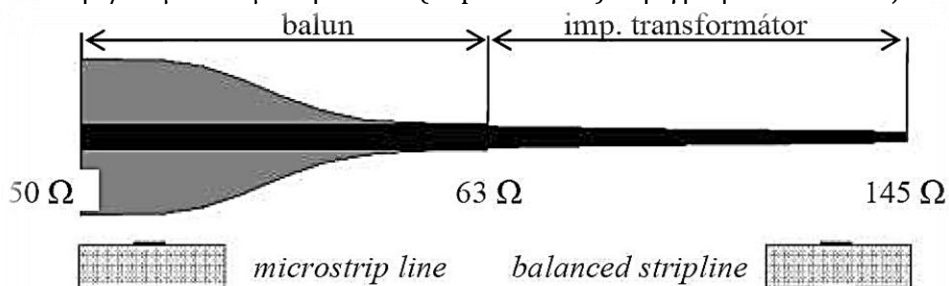
1.4 Η Αρχιτεκτονική Multiband – Broadband RF-EH Συστημάτων

Πολλές είναι εκείνες οι δομές αρχιτεκτονικής σχεδίασης Multiband RF Energy Harvesting Συστημάτων με επικρατέστερη εκείνης που παριστάνεται στην εικόνα 1.18. Όπως απεικονίζεται, ως κεραία λήψης του συστήματος, θεωρείται μια Ευρυζωνική (Ultra Wide Band – UWB) Κεραία και λήψη σημάτων Ευρείας Ζώνης. Ως επόμενη βαθμίδα του συστήματος, είναι τα δικτυώματα προσαρμογής (matching networks), όπου για ένα Multiband σύστημα, θεωρούνται $-N$ στον αριθμό, ώστε να επιτελούν προσαρμογή εμπεδήσεως το κάθε ένα ξεχωριστά για τις επιθυμητές συχνότητες λήψης σημάτων ώστε να υπάρχει ικανοποιητική επίδοση για την εκάστοτε $-N$ βαθμίδα RF-DC μετατροπής ισχύος με συντελεστές $\alpha_1 \dots \alpha_N$. Εν συνεχεία οι Dc συνιστώσες αθροίζονται ώστε η συνισταμένη εξαγόμενη τάση να αποδοθεί στην βαθμίδα διαχείρισης, με τελικό αποδέκτη μια μπαταρία ή την τροφοδότηση ενός φορτίου.



Εικόνα 1.18: Μπλοκ διάγραμμα MultiBand Αρχιτεκτονικής RF Energy Harvesting διάταξης

Σε αντικατάσταση των πολλαπλών δικτυωμάτων προσαρμογής, για το εκάστοτε εύρος ζώνης, θα μπορούσε να επέχει θέση ένα Ευρυζωνικό δικτύωμα προσαρμογής, μετασχηματιστή $\lambda/4$ ομαλών μεταβάσεων (Tapered Line), για την προσαρμογή εμπεδήσεως μεγάλου εύρους ζώνης, μειώνοντας τόσο τον αριθμό των κυκλωμάτων προσαρμογής όσο και κατ' επέκταση τον αριθμό των κυκλωμάτων ανόρθωσης RF-DC. Ο σχεδιασμός μιας τέτοιας βαθμίδας καθίσταται μια ιδιαίτερα δύσκολη διαδικασία, για τον μηχανικό σχεδίασης, γραμμή πλεύσης για τη σχεδίαση της Ευρυζωνικής Διάταξης Συγκομιδής της Διατριβής. Η αντίστοιχη θεωρία της βαθμίδας μετασχηματιστή $\lambda/4$ ομαλών μεταβάσεων (Tapered Line) περιγράφεται εκτενώς στο Κεφ. 2.



Εικόνα 1.19: $\lambda/4$ Transformer (Tapered Line) για επίτευξη Broadband Προσαρμογής

Κεφάλαιο 2

Βασικές Έννοιες & Μεγέθη Σχεδιασμού RF Διατάξεων

2.1 Παράμετροι – S (Scattering Parameters)

Η λειτουργία των γραμμικών και ασθενώς μη γραμμικών συστημάτων μπορεί να περιγραφεί με τη βοήθεια παραμέτρων που μετρώνται στις θύρες του συστήματος (η θύρες εν γένει) χωρίς να υπάρχει ανάγκη γνώσης των περιεχομένων του συστήματος. Ειδικότερα, οι παράμετροι-S (scattering parameters), χρησιμοποιούνται στη σχεδίαση μικροκυματικών συστημάτων διότι μπορούν πιο εύκολα να μετρηθούν σε συνθήκες υψηλών συχνοτήτων λειτουργίας απ' ότι άλλες παράμετροι. Η μέτρηση των περισσότερων από τις άλλες παραμέτρους απαιτεί την βραχυκύκλωση και ανοικτοκύκλωση των θυρών εισόδου και εξόδου του συστήματος, κάτι το οποίο είναι εξαιρετικά δύσκολο να γίνει στις υψηλές συχνότητες (RF).

Οι παράμετροι-S από την άλλη μεριά, μετρώνται με τη χρήση αντιστάσεων στην πηγή και το φορτίο, πράγμα που ικανοποιεί τις ανάγκες προσαρμογής για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες. Αντίθετα, τυχόν βραχυκύκλωση ή ανοικτοκύκλωση μιας από τις θύρες του συστήματος, μπορεί να οδηγήσει σε ταλαντώσεις



Σχήμα 2.1: Δίθυρο δίκτυο με τάσεις και ρεύματα στις θύρες του

Η ανάλυση στην παρούσα ενότητα θα περιοριστεί σε δίθυρα δίκτυα. Η γενίκευση στην περίπτωση n-θυρων δικτύων είναι προφανής. Στο Σχ. 2.1 φαίνεται ένα δίθυρο δίκτυο με τις τάσεις και τα ρεύματα στις θύρες του. Οι πιο συνηθισμένες παράμετροι περιγραφής του διθύρου δικτύου είναι οι παράμετροι H , Y , και Z , όπως ορίζονται παρακάτω:

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (2.01)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (2.02)$$

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2 \quad (2.03)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2 \quad (2.04)$$

$$V_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \quad (2.05)$$

$$V_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \quad (2.06)$$

Η μόνη διαφορά μεταξύ των ανωτέρω παραμέτρων είναι στην επιλογή των ανεξάρτητων και εξαρτημένων μεταβλητών κάθε φορά. Εάν κανείς επιθυμεί να μετρήσει κάποιες από τις παραμέτρους αυτές, δεν έχει παρά να ανοικτοκυκλώσει ή βραχυκυκλώσει την αντίστοιχη θύρα και να προχωρήσει στη μέτρηση στην άλλη θύρα. Για παράδειγμα, ο υπολογισμός της παραμέτρου h_{11} , γίνεται βραχυκυκλώνοντας τη θύρα εξόδου του διθύρου:

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad (2.07)$$

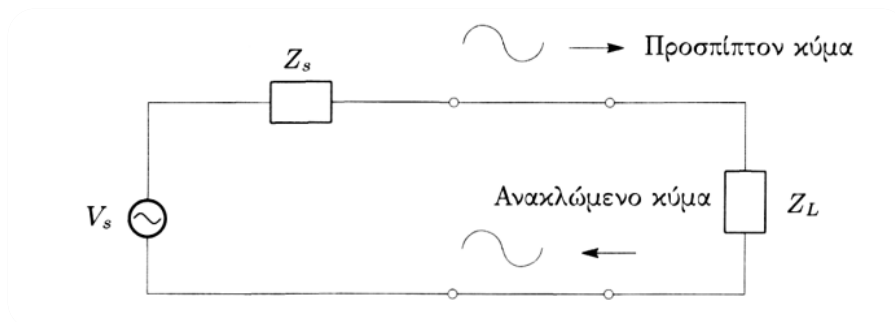
οπότε η h_{11} , όπως φαίνεται από την Εξ. (2.04), δεν είναι παρά η αντίσταση εισόδου του κυκλώματος που προκύπτει από τη βραχυκύκλωση της θύρας εξόδου

Στις υψηλές συχνότητες ωστόσο, οι ολικές τιμές τάσεων και ρευμάτων δεν επαρκούν για τον χαρακτηρισμό των δικτύων. Το φυσικό μέγεθος σε αυτή την περίπτωση είναι τα οδεύοντα κύματα. Στο Σχ.2.2 φαίνεται η περίπτωση μιας πηγής ισχύος με εσωτερική αντίσταση Z_s η οποία μεταφέρει σήμα σε ένα φορτίο μέσω γραμμών μεταφοράς. Ένα μέρος του κύματος που προσπίπτει στο φορτίο, ανακλάται πίσω στην πηγή όπου εάν $Z_s \neq Z_o$ (Z_o είναι η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς), μέρος του κύματος ανακλάται πάλι πίσω στο φορτίο και έτσι δημιουργούνται στάσιμα κύματα. Συνήθως στις γραμμές μεταφοράς, θεωρείται ότι η χαρακτηριστική αντίσταση έχει τιμή 50Ω . Η τιμή τάσης σε κάποιο σημείο της γραμμής μεταφοράς είναι το άθροισμα του προσπίπτοντος και του ανακλώμενου κύματος :

$$V_t = E_{inc} + E_{ref} \quad (2.08)$$

$$I_t = \frac{E_{inc} - E_{ref}}{Z_o} \quad (2.09)$$

Στην Εξ. (2.09) δίνεται ο αντίστοιχος ορισμός για το ολικό ρεύμα στο σημείο. Εάν στο Σχ.2.2 παρεμβληθεί ένα δίθυρο δίκτυο (Σχ. 2.3), θα προκύψουν οδεύοντα κύματα από/προς και τις δύο θύρες του δικτύου. Για παράδειγμα, το E_{r2} προκύπτει από το μέρος εκείνο του E_{i2} που ανακλάται από τη θύρα εξόδου καθώς και από το μέρος του E_{i1} που περνά μέσα από το δίκτυο. Αντίστοιχα ισχύουν και για άλλα μεγέθη. Έτσι:



Σχήμα 2.2: Μεταφορά Ισχύος



Σχήμα 2.3: Δίθυρο δίκτυο για ορισμό παραμέτρων-S

$$V_1 = E_{i1} + E_{r1}, V_2 = E_{i2} + E_{r2} \quad (2.09)$$

$$I_1 = \frac{E_{i1} - E_{r1}}{Z_o}, I_2 = \frac{E_{i2} - E_{r2}}{Z_o} \quad (2.10)$$

Με βάση τα ανωτέρω, ορίζονται οι ακόλουθες μεταβλητές:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_o}}, \quad a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.11)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_o}}, \quad b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.12)$$

Οι νέες αυτές μεταβλητές αναφέρονται πλέον σε οδεύοντα κύματα και όχι ολικές τάσεις και ρεύματα και μπορούν να συνδεθούν μεταξύ τους μέσω των παραμέτρων -S:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \quad (2.13)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2, \quad (2.14)$$

Η μέτρηση των παραμέτρων-S γίνεται με τρόπο ανάλογο με των υπολοίπων παραμέτρων. Για παράδειγμα, η μέτρηση της S_{11} , γίνεται θέτοντας $a_2=0$.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.15)$$

Μηδενισμός της a_2 σημαίνει μηδενισμός του E_{i2} και κατά συνέπεια σημαίνει ότι το προσπίπτον κύμα στο φορτίο Z_L απορροφάται τελείως. Για να επιτευχθεί αυτό, η θύρα εξόδου τερματίζεται με φορτίο ίσης τιμής με τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς. Ανάλογες διαδικασίες εφαρμόζονται και για τον υπολογισμό των υπόλοιπων παραμέτρων - S.

Έτσι ο S_{11} είναι ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο όταν $Z_L = Z_0$ ο S_{22} είναι ο συντελεστής ανάκλασης στην έξοδο όταν $Z_S = Z_0$, ο S_{21} είναι το κέρδος μετάδοσης κατά την ορθή φορά όταν $Z_L = Z_0$ και ο S_{12} είναι το κέρδος μετάδοσης κατά την ανάστροφη φορά όταν $Z_S = Z_0$.

Οι συντελεστές S_{11} και S_{22} συνδέονται άμεσα με τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του διθύρου.

Για παράδειγμα:

$$S_{11} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.16)$$

όπου Z_1 είναι η αντίσταση εισόδου στη θύρα 1. Η ανωτέρω σχέση μεταξύ συντελεστή ανάκλασης και αντίστασης είναι **η βάση δημιουργίας του χάρτη Smith**. Μια άλλη ενδιαφέρουσα παρατήρηση, αφορά τη σχέση των παραμέτρων- S με τη μεταφορά ισχύος στο υπό εξέταση σύστημα [3].

Συνοψίζοντας:

- Ο $|S_{11}|^2$ είναι ο λόγος της ισχύος που ανακλάται από την είσοδο του δικτύου προς την ισχύ που προσπίπτει στην είσοδο του δικτύου.
- Ο $|S_{22}|^2$ είναι ο λόγος της ισχύος που ανακλάται από την έξοδο του δικτύου προς την ισχύ που προσπίπτει στην είσοδο του δικτύου .
- Ο $|S_{21}|^2$ ο λόγος της ισχύος που μεταφέρεται σε φορτίο Z_0 προς την ισχύ που είναι διαθέσιμη από πηγή αντίστασης Z_0 (κέρδος ισχύος κατά την ορθή φορά).
- Ο $|S_{12}|^2$ είναι το κέρδος ισχύος κατά την ανάστροφη φορά.

2.2 Λόγος στάσιμου κύματος (SWR)

Το πλάτος της τάσης στη γραμμή παρουσιάζει διακύμανση όταν υπάρχει *απώλεια προσαρμογής* (mismatch), σε αντίθεση με την περίπτωση της προσαρμοσμένης γραμμής, στην οποία δεν έχουμε ανάκλαση και το μέτρο της τάσης είναι $|V(s)| = |V^+ e^{j\beta s}| = |V^+|$, δηλαδή σταθερό. Στη γενική περίπτωση, έχουμε:

$$\begin{aligned} |V(s)| &= |V^+| \left| e^{j\beta s} + \Gamma e^{-j\beta s} \right| \\ &= |V^+| \left| e^{j\beta s} \right| \left| 1 + \Gamma e^{-j2\beta s} \right| = |V^+| \left| 1 + |\Gamma| e^{j(\psi - 2\beta s)} \right| \end{aligned} \quad (2.17)$$

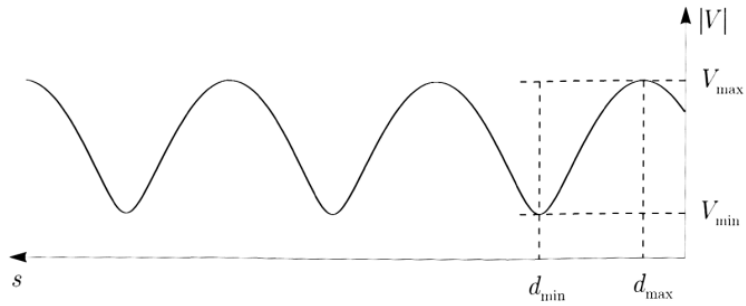
όπου ψ η φάση του συντελεστή ανάκλασης ($\Gamma = |\Gamma| e^{j\psi}$). Επομένως, το πλάτος της τάσης κατά μήκος της γραμμής παρουσιάζει περιοδική κυμάτωση. Η μέγιστη τιμή παρατηρείται όταν ο φασικός όρος στη γραμμή πάρει τιμή ίση με τη μονάδα, άρα το μέγιστο πλάτος που παρατηρείται στη γραμμή είναι:

$$V_{\max} = |V^+| (1 + |\Gamma|) \quad (2.18)$$

ενώ το ελάχιστο πλάτος τάσης παρουσιάζεται όταν ο φασικός όρος παίρνει την τιμή -1, επομένως:

$$V_{\min} = |V^+| (1 - |\Gamma|) \quad (2.19)$$

Μια χαρακτηριστική περίπτωση μεταβολής του πλάτους της τάσης σε μια γραμμή μεταφοράς δίνεται στο σχήμα 2.4. Όπως φαίνεται, τα ελάχιστα της τάσης είναι οξύτερα σε σχέση με τα μέγιστα. Επίσης, από την (2.17), δεδομένου ότι ο όρος παρουσιάζει περιοδικότητα 2π , προκύπτει ότι η απόσταση δύο διαδοχικών ελαχίστων είναι $\lambda/2$ (για $2\beta s = 2\pi$ ή $2(2\pi/\lambda)s = 2\pi$ προκύπτει $s = \lambda/2$). Ίδια είναι και η απόσταση δύο διαδοχικών μεγίστων, ενώ η μικρότερη απόσταση μεγίστου-ελαχίστου είναι $\lambda/4$.



Σχήμα 2.4: Διακύμανση του πλάτους της τάσης σε γραμμή μεταφοράς.

Ένα από τα σημαντικότερα μεγέθη σε μια γραμμή μεταφοράς είναι ο λόγος στασίμου κύματος (standing wave ratio, SWR) που ορίζεται πολύ απλά, ως ο λόγος της μέγιστης προς την ελάχιστη τάση κατά μήκος μιας γραμμής μεταφοράς, δηλαδή:

$$\text{SWR} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.20)$$

που πολλές φορές αναφέρεται και ως λόγος στασίμου κύματος τάσης (VSWR). Η μεγάλη σημασία του παραπάνω μεγέθους έγκειται στο γεγονός ότι είναι μία άμεσα και εύκολα μετρήσιμη ποσότητα σε ένα μικροκυματικό σύστημα, σε αντίθεση με μεγέθη όπως π.χ. η αντίσταση εισόδου μιας γραμμής που δεν μπορεί να μετρηθεί εύκολα στις συχνότητες αυτές. Ο λόγος στασίμου κύματος είναι ένα μέτρο της μη προσαρμογής ανάμεσα στη γραμμή και το φορτίο. Όταν έχουμε προσαρμογή, τότε $\text{SWR} = 1$, ενώ υπό συνθήκες πλήρους απώλειας προσαρμογής ($|\Gamma| = 1$), είναι $\text{SWR} = \infty$. Γενικά, είναι $1 \leq \text{SWR} \leq \infty$, ενώ τιμές του σε πραγματικά κυκλώματα μέχρι 1.5 ή 2 θεωρούνται αποδεκτές. Μεγαλύτερες τιμές αντιστοιχούν σε υψηλότερα επίπεδα ανακλώμενου κύματος [1].

2.3 Διάγραμμα Smith

Η ανάλυση μιας τερματισμένης γραμμής μεταφοράς συνοψίζεται ουσιαστικά στον υπολογισμό του συντελεστή ανάκλασης, είτε στο φορτίο, είτε σε οποιαδήποτε θέση στη γραμμή, της αντίστασης εισόδου και το λόγο στάσιμου κύματος. Οι σχέσεις αυτές, χωρίς φυσικά να καταλήγουν σε κάποιο τετριμμένο κυκλωματικό ανάλογο, είναι απλές και σήμερα μπορούν εύκολα να κωδικοποιηθούν υπό τη μορφή απλού προγράμματος σε υπολογιστή. Ωστόσο, με τη χρήση ενός γραφικού εργαλείου, του *διαγράμματος Smith* (Smith Chart)¹ (σχήμα 2.5), διευκολύνεται σημαντικά ο απλός υπολογισμός των μεγεθών σε μια γραμμή μεταφοράς. Αν και αναπτύχθηκε το 1939 και χρησιμοποιήθηκε ευρύτατα σε εποχές που δεν υπήρχαν τα σημερινά υπολογιστικά μέσα, είναι αξιοσημείωτο το γεγονός ότι η σημασία του δεν έχει καθόλου ατονήσει στη σύγχρονη μικροκυματική τεχνολογία. Στην πραγματικότητα, είναι κάτι παραπάνω από μια απλή γραφική τεχνική. Πέρα από την εκπαιδευτική του σημασία, αποτελεί ένα σημαντικό εποπτικό εργαλείο για την ανάλυση μικροκυματικών κυκλωμάτων και έχει ενσωματωθεί σε σύγχρονα όργανα μέτρησης τέτοιων κυκλωμάτων όπως ο αναλυτής δικτύου, αλλά και σε λογισμικό ανάλυσης και σύνθεσης μικροκυματικών κυκλωμάτων. Πολλές φορές, ο μηχανικός μπορεί να κατανοήσει τη λειτουργία ενός κυκλώματος με απλή επισκόπηση του διαγράμματος Smith.

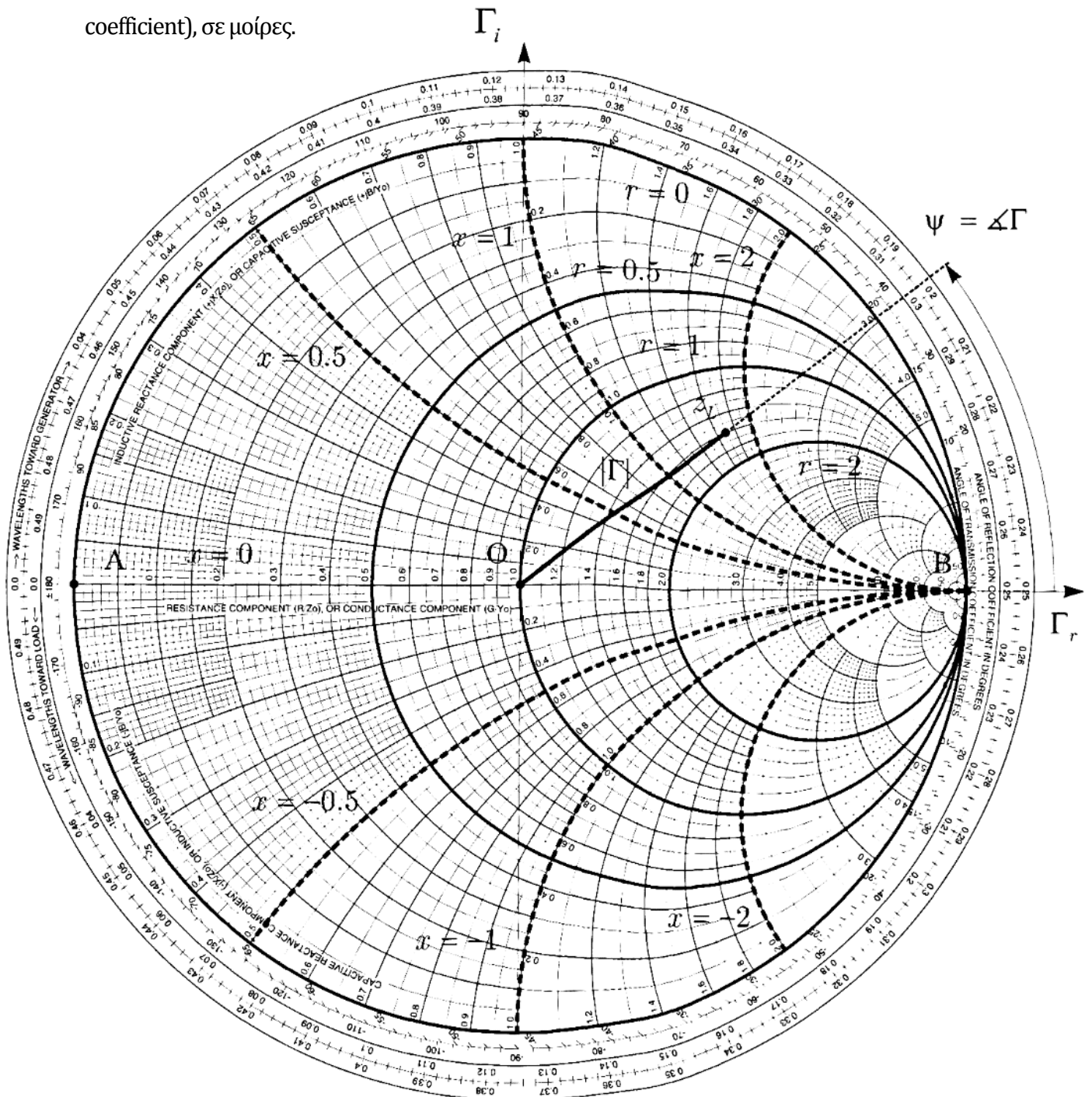
Στην πραγματικότητα, το διάγραμμα Smith βασίζεται ουσιαστικά στην παρατήρηση ότι η σχέση του συντελεστή ανάκλασης σε οποιοδήποτε σημείο της γραμμής και της σύνθετης αντίστασης που φαίνεται από αυτό το σημείο, είναι πάντοτε η ίδια. Ακριβέστερα, αυτό ισχύει για την κανονικοποιημένη (ως προς τη χαρακτηριστική αντίσταση) σύνθετη αντίσταση της γραμμής σε οποιοδήποτε σημείο:

$$z(s) = \frac{Z(s)}{Z_0} = \frac{1 + \Gamma(s)}{1 - \Gamma(s)} \quad (2.21)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να συσχετίζει το συντελεστή ανάκλασης στο φορτίο με την κανονικοποιημένη σύνθετη αντίσταση φορτίου, αλλά και το συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο με την κανονικοποιημένη σύνθετη αντίσταση εισόδου. Το διάγραμμα Smith είναι στην ουσία η απεικόνιση της παραπάνω σχέσης στο μιγαδικό επίπεδο του συντελεστή ανάκλασης.

¹ Το διάγραμμα αυτό είναι η μόνη γνωστή μορφή σύμμορφης απεικόνισης που αποτελεί πνευματικό δικαίωμα (copyright), κατοχυρωμένο από τον P. H. Smith (1939).

Στους άξονες του καρτεσιανού συστήματος συντεταγμένων, απεικονίζονται το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του συντελεστή ανάκλασης, $\Gamma_r = \text{Re}\{\Gamma\}$, $\Gamma_i = \text{Im}\{\Gamma\}$ αντίστοιχα. Επομένως, το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης $\Gamma = |\Gamma| e^{j\psi}$ ισούται με την απόσταση του σημείου Γ_r , Γ_i από την αρχή των αξόνων, ενώ η φάση του είναι η γωνία που μετράται ξεκινώντας από τον θετικό ημιάξονα Γ_r . Οποιαδήποτε τιμή του συντελεστή ανάκλασης που αντιστοιχεί σε παθητικό κύκλωμα ($|\Gamma| \leq 1$) αντιστοιχεί σε σημείο εντός του μοναδιαίου κύκλου. Στην περιφέρεια του κύκλου αυτού υπάρχει κλίμακα γωνιών του συντελεστή ανάκλασης (angle of reflection coefficient), σε μοίρες.



Σχήμα 2.5: Διάγραμμα Smith και σχηματική του αναπαράσταση

Αν αναλύσουμε τη σύνθετη αντίσταση και το συντελεστή ανάκλασης στη σχέση (2.21) σε πραγματικό και φανταστικό μέρος, παίρνουμε:

$$r + jx = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \quad (2.22)$$

Αναλύοντας παραπέρα τη σχέση αυτήν, πολλαπλασιάζοντας με τον συζυγή του παρονομαστή, έχουμε τις εκφράσεις της κοινωνικοποιημένης αντίστασης και αντίδρασης:

$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.23)$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (2.24)$$

Με απλές πράξεις, καθεμιά από τις παραπάνω σχέσεις δίνει, αντίστοιχα,

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (2.25)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.26)$$

Είναι φανερό ότι για σταθερές τιμές της αντίστασης, η (2.25) εκφράζει μια εξίσωση κύκλου. Στην πραγματικότητα, για όλες τις δυνατές τιμές της αντίστασης έχουμε μια οικογένεια κύκλων με κέντρα $(r/(1+r), 0)$ και ακτίνες $1/(1+r)$. Οι κύκλοι αυτοί, σταθερής κανονικοποιημένη αντίστασης, φαίνονται στο σχήμα 3.16 με συνεχείς γραμμές. Ομοίως, έχουμε μια οικογένεια κύκλων (ακριβέστερα, τόξων) σταθερής κανονικοποιημένης αντίδρασης με κέντρα $(+1, 1/x)$ και ακτίνας $1/x$ οι οποίοι και φαίνονται στο σχήμα 3.16 με διακεκομμένες γραμμές. Είναι φανερό ότι μπορούμε πολύ εύκολα να υπολογίσουμε την κανονικοποιημένη σύνθετη αντίσταση από το συντελεστή ανάκλασης (στο ίδιο σημείο) και αντίστροφα. Επίσης, οι θέσεις A, B και O αντιστοιχούν στο βραχυκύκλωμα ($r = x = 0$), στο ανοιχτό κύκλωμα ($r = x = \infty$) και το προσαρμοσμένο κύκλωμα ($r = 1, x = 0$). [1]

2.4 Η έννοια της Προσαρμογής

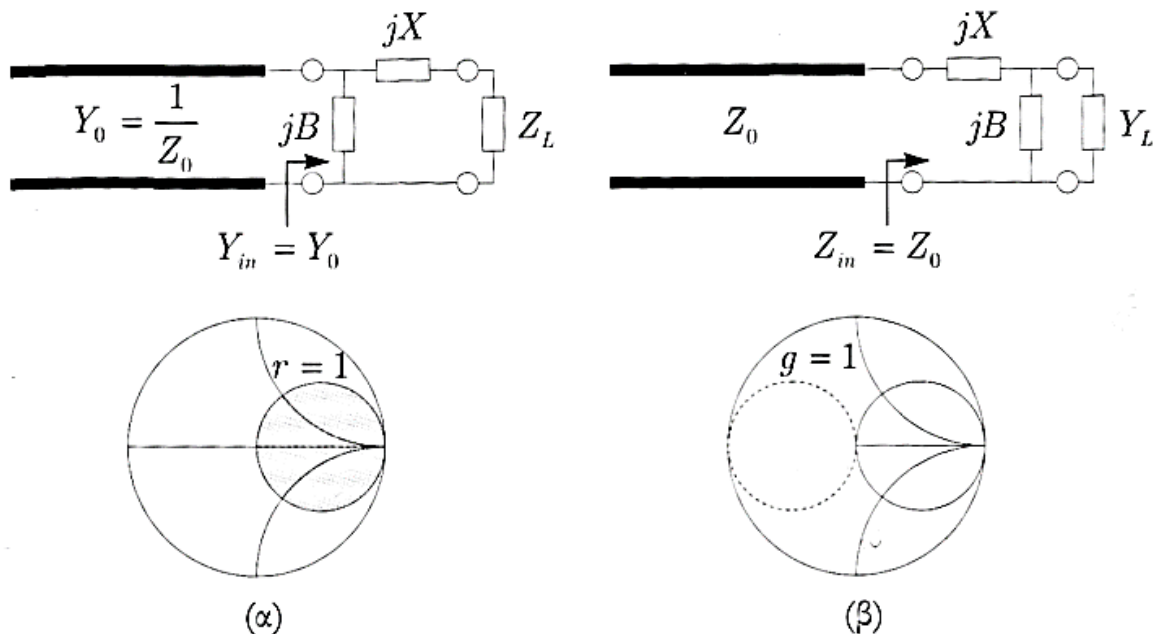
Ένα από τα σημαντικότερα ζητήματα του προκύπτουν κατά τη σχεδίαση κυκλωμάτων στις μικροκυματικές συχνότητες και τις ραδιοσυχνότητες (RF) γενικότερα, είναι η προσαρμογή (matching, tuning) των αντιστάσεων εισόδου των διαφόρων επιμέρους κυκλωμάτων στις γραμμές μεταφοράς που τα τροφοδοτούν. Σε αντιδιαστολή με τα συμβατικά κυκλώματα στις χαμηλότερες συχνότητες, κυκλώματα των οποίων το μήκος είναι συγκρίσιμο ή μεγαλύτερο από το μήκος κύματος εμφανίζουν κυματική συμπεριφορά και η προσαρμογή έχει την έννοια της ελαχιστοποίησης των ανακλάσεων από τα φορτία, προκειμένου να υπάρχει η βέλτιστη δυνατή μεταφορά ισχύος σε αυτά. Ειδικά στην περίπτωση ευαίσθητων στοιχείων σε κυκλώματα δεκτών (κεραίες, ενισχυτές χαμηλού θορύβου κλπ.), η συνθήκη προσαρμογής είναι ιδιαίτερα κρίσιμη για την επίτευξη της καλύτερης δυνατής σηματοθορυβικής σχέσης.

Για να πετύχουμε προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης ενός κυκλώματος φορτίου, παρεμβάλλουμε ένα κατάλληλο κύκλωμα προσαρμογής ανάμεσα στη γραμμή μεταφοράς και το φορτίο. Υπό την προϋπόθεση ότι η σύνθετη αντίσταση εισόδου του κυκλώματος δεν είναι καθαρά φανταστικός αριθμός, ένα τέτοιο κύκλωμα μπορεί πάντοτε να βρεθεί. Φυσικά, υπάρχουν πολλές διαφορετικές μεθοδολογίες, οι οποίες και διαφέρουν ως προς την πολυπλοκότητα, την καταλληλότητα σε σχέση με τον τύπο της γραμμής τροφοδοσίας, την ευελιξία και κυρίως το εύρος ζώνης. Όπως θα περιγραφεί στη συνέχεια, απόλυτη προσαρμογή επιτυγχάνεται μόνο για μία συγκεκριμένη συχνότητα. Στην πράξη όμως, κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα χρησιμοποιείται σε ένα εύρος συχνοτήτων, επιθυμούμε επομένως στο εύρος που μας ενδιαφέρει, ο συντελεστής ανάκλασης να είναι αρκετά χαμηλός. Για παράδειγμα, στις περισσότερες εφαρμογές θεωρείται ικανοποιητική μια τιμή μικρότερη του 0.3 κατά μέτρο ή, ισοδύναμα, μικρότερη από περίπου -10 dB. Κεντρική θέση στο σχεδιασμό ενός κυκλώματος προσαρμογής αποτελεί επομένως το εύρος ζώνης στο οποίο θα παρέχεται προσαρμογή, έστω προσεγγιστικά.

Μια βασική μέθοδος προσαρμογής είναι εκείνη της χρήσης απλών κυκλωματικών στοιχείων. Λόγω της δυσκολίας υλοποίησης τέτοιων στοιχείων σε μικροκυματικές συχνότητες, υψηλότερες του 1 GHz, συνθετότερα συστήματα προσαρμογής που βασίζονται στη χρήση τμημάτων γραμμών μεταφοράς, είναι ο απλός και ο διπλός κλαδωτής, καθώς και ο μετασχηματιστής $\lambda/4$.

2.4.1 Προσαρμογή με Συγκεντρωμένα Κυκλωματικά Στοιχεία

Η απλούστερη ιδέα για τη σχεδίαση ενός κυκλώματος προσαρμογής βασίζεται προφανώς στη χρήση συμβατικών παθητικών κυκλωματικών στοιχείων, όπως είναι οι αντιστάσεις, τα πηνία και οι πυκνωτές. Όπως προαναφέρθηκε, το κύκλωμα προσαρμογής παρεμβάλλεται ανάμεσα στο φορτίο και τη γραμμή μεταφοράς, συνεπώς η συνθήκη προσαρμογής επιβάλλει την επιλογή των στοιχείων του κυκλώματος αυτού έτσι ώστε η σύνθετη αντίσταση εισόδου του να είναι ίση με τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς. Αν αποκλείσουμε τη χρήση αντιστάσεων, λόγω της αναπόφευκτης κατανάλωσης ισχύος σε αυτές, τότε η απλούστερη μορφή ενός κυκλώματος προσαρμογής μπορεί να είναι ένα κύκλωμα σχήματος L, οι δύο κλάδοι του οποίου αποτελούνται από κάποιο επαγωγικό ή χωρητικό κυκλωματικό στοιχείο (Σχήμα 2.6), όπου είναι δυνατό να υπάρχει κλάδος σε σειρά ή παράλληλα με το φορτίο. Ο παράλληλος κλάδος θεωρείται ότι έχει: επιδεκτικότητα jB ενώ ο κλάδος σειράς αντίδραση jX . Καθένας από αυτούς μπορεί να αντιστοιχεί είτε σε πηνίο είτε σε πυκνωτή, ανάλογα με το πρόσημο της επιδεκτικότητας ή της αντίδρασης



Σχήμα 2.6: Κυκλώματα προσαρμογής σχήματος L με επαγωγικά ή χωρητικά στοιχεία: (α) με κλάδο σε σειρά προς το φορτίο, (β) με κλάδο παράλληλο προς το φορτίο. Στα διαγράμματα Smith οι περιοχές σύνθετων αντιστάσεων φορτίου που δεν μπορούν να προσαρμοστούν με το αντίστοιχο κύκλωμα σημειώνονται σκιασμένες

Στην περίπτωση που υπάρχει κλάδος απευθείας σε σειρά προς το φορτίο $Z_L = R_L + j X_L$ (σχήμα 2.6α), η συνθήκη προσαρμογής απαιτεί:

$$\frac{1}{R_L + jX_L + jX} + jB = \frac{1}{Z_0} \quad (2.27)$$

οπότε εξισώνοντας τα πραγματικά με τα φανταστικά μέρη προκύπτουν εύκολα οι σχέσεις:

$$BR_L Z_0 = X + X_L, \quad (2.28)$$

$$BZ_0(X + X_L) = Z_0 - R_L \quad (2.29)$$

που αποτελούν σύστημα εξισώσεων ως προς B και X. Απαλείφοντας το X, προκύπτει:

$$B = \pm \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{Z_0 - R_L}{R_L}} \quad (2.30)$$

Είναι φανερό ότι για να έχει λύση το πρόβλημα πρέπει να ισχύει $R_L \leq z_0$, ή σε κανονικοποιημένη μορφή $r_L \leq 1$. Στο διάγραμμα Smith, η περιοχή των αντιστάσεων που αντιστοιχούν σε αυτή τη συνθήκη και άρα μπορούν να προσαρμοστούν με κατάλληλο κύκλωμα του σχήματος 2.6α είναι όλες οι τιμές έξω από τον κύκλο $r = 1$. Από την (2.28) προκύπτει:

$$X = -X_L \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} \quad (2.31)$$

όπου τα πρόσημα στις δύο σχέσεις (2.30) και (2.31) πρέπει να είναι τα ίδια. Παρατηρούμε ότι έχουμε δύο δυνατές λύσεις στο πρόβλημα της προσαρμογής και ανάλογα με το πρόσημο των B και X, το αντίστοιχο κυκλωματικό στοιχείο μπορεί να είναι πηνίο ή πυκνωτής. Το κριτήριο επιλογής της καταλληλότερης λύσης μπορεί να συναρτάται με το ποια από τις δύο παρέχει το μεγαλύτερο εύρος ζώνης γύρω από την κεντρική συχνότητα, στην οποία έχουμε προσαρμογή, ή απλά με το ποια από τις δύο αντιστοιχεί σε τιμές κυκλωματικών στοιχείων ευκολότερα υλοποιήσιμων ή διαθέσιμων. Πάντως είναι δυνατό να αυξήσουμε το εύρος ζώνης στο οποίο επιτυγχάνεται προσαρμογή με την κατάλληλη χρήση περισσότερων του ενός L-κυκλωμάτων προσαρμογής.

Με εντελώς αντίστοιχο τρόπο μπορεί να γίνει η ανάλυση του κυκλώματος προσαρμογής στο οποίο υπάρχει κλάδος σε απευθείας παράλληλη σύνδεση με το φορτίο (σχήμα 2.6β). Λόγω της παράλληλης σύνδεσης, βολεύει να χρησιμοποιήσουμε τη σύνθετη αγωγιμότητα του φορτίου

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{1}{R_L + jX_L} = \frac{R_L}{R_L^2 + X_L^2} - \frac{jX_L}{R_L^2 + X_L^2} = G_L + jB_L \quad (2.32)$$

οπότε η συνθήκη προσαρμογής γράφεται στη μορφή:

$$\frac{1}{G_L + jB_L + jB} + jX = Z_0 \quad (2.33)$$

που δίνει τελικά για τις άγνωστες τιμές των X και B,

$$X = \pm Z_0 \sqrt{\frac{1}{G_L} \left(\frac{1}{Z_0} - G_L \right)}, \quad (2.34)$$

$$B = -B_L \pm \sqrt{G_L \left(\frac{1}{Z_0} - G_L \right)} \quad (2.35)$$

Στην περίπτωση αυτή για να έχει λύση το πρόβλημα πρέπει: $G_L \leq Y_0$ ή $g_L \leq 1$, δηλαδή εξωτερικά του κύκλου $g = 1$ στο διάγραμμα Smith σύνθετων αντιστάσεων. Αν θυμηθούμε ότι η σύνθετη αγωγιμότητα σημειώνεται στο αντιδιαμετρικό σημείο από αυτό της σύνθετης αντίστασης, ο κύκλος $g = 1$ στο διάγραμμα Smith αντιστάσεων είναι ο αντιδιαμετρικός του $r = 1$. Οι αντίστοιχες απαγορευμένες περιοχές σύνθετων αντιστάσεων, που δεν μπορούν δηλαδή να προσαρμοστούν με τη μέθοδο του L-κυκλώματος προσαρμογής, σημειώνονται με γκριζο χρώμα, αντίστοιχα, στα σχηματικά διαγράμματα Smith του σχήματος 2.6. Προφανώς, οι δύο συνθήκες για τα κυκλώματα προσαρμογής των σχημάτων 2.6α και 2.6β δεν είναι αμοιβαία αποκλειόμενες και για αντιστάσεις στην περιοχή εκτός των δύο κύκλων $r = 1$ και $g = 1$ μπορούμε να επιλέξουμε οποιοδήποτε από τα δύο. Αν και οι αναλυτικές σχέσεις είναι πολύ απλές στην εφαρμογή τους, είναι επίσης δυνατή η εύρεση των παραμέτρων του κυκλώματος προσαρμογής με τη βοήθεια του διαγράμματος του Smith, το οποίο μπορεί να αξιοποιηθεί για την προσθαφαίρεση κατάλληλης αντίδρασης ή επιδεκτικότητας [1].

2.4.2 Προσαρμογή με μετασχηματιστή $\lambda/4$

Η απλούστερη, ίσως, μέθοδος προσαρμογής αλλά και αυτή που παρουσιάζει τη μεγαλύτερη δυνατότητα γενίκευσης και επεκτάσεων είναι ο μετασχηματιστής $\lambda/4$ (quarter wavelength transformer), που δεν είναι τίποτε άλλο από ένα απλό τμήμα γραμμής μήκους $\lambda/4$ και διαφορετικής χαρακτηριστικής αντίστασης, το οποίο παρεμβάλλεται ανάμεσα στη γραμμή και το φορτίο. Η σημασία του έγκειται στο γεγονός ότι η κατασκευή του θεωρείται εύκολη, για τα περισσότερα είδη γραμμών μεταφοράς που χρησιμοποιούνται στις σύγχρονες εφαρμογές, αλλά και λόγω του ότι ενδεχόμενη χρήση διαδοχικών μετασχηματιστών $\lambda/4$ μπορεί να αυξήσει σημαντικά το εύρος ζώνης της προσαρμογής.

Η αντίσταση εισόδου μιας γραμμής μεταφοράς μήκους $\lambda/4$ και χαρακτηριστικής αντίστασης Z_1 δίνεται από τη σχέση :

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (2.36)$$

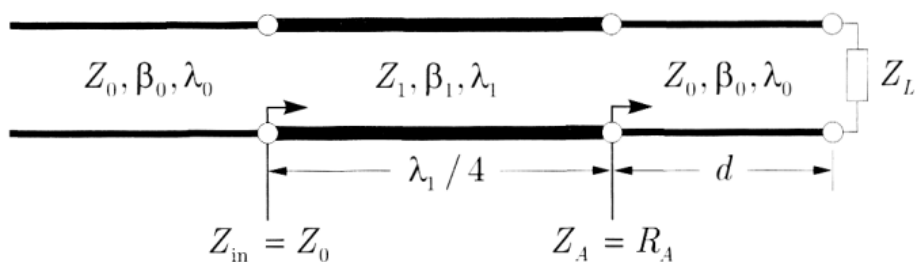
Επομένως, αν υποθέσουμε ότι το φορτίο που πρέπει να προσαρμόσουμε είναι καθαρά πραγματικό, δηλαδή $Z_L = R_L$ και θέλουμε να το προσαρμόσουμε σε γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 , θα πρέπει να παρεμβάλλουμε ενδιάμεσα τμήμα γραμμής μήκους $\lambda/4$ και χαρακτηριστικής αντίστασης Z_1 τέτοιας ώστε η αντίσταση εισόδου του να είναι $Z_{in} = Z_0$, προκύπτει επομένως από την (2.36) ότι:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 R_L} \quad (2.37)$$

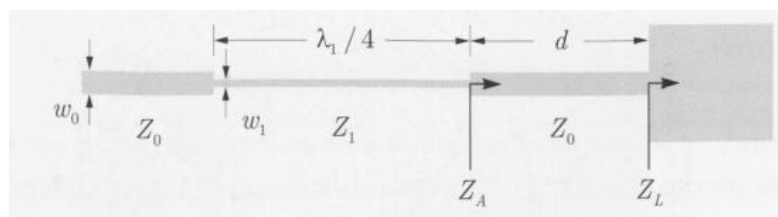
Επισημαίνεται ότι το μήκος του μετασχηματιστή είναι το $1/4$ του μήκους κύματος στη γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης Z_1 και όχι στη Z_0 .

Στην περίπτωση που το φορτίο δεν είναι πραγματικό, μπορεί και πάλι να χρησιμοποιηθεί ο μετασχηματιστής $\lambda/4$, με τη μόνη διαφορά ότι δεν θα τοποθετηθεί απευθείας στο φορτίο, αλλά σε τέτοια θέση, ώστε η αντίσταση εισόδου της γραμμής δεξιά του μετασχηματιστή να είναι καθαρά πραγματική. Η γενική περίπτωση ενός μετασχηματιστή $\lambda/4$ φαίνεται στο σχήμα 2.7. Όπως φαίνεται, δεξιά υπάρχει τμήμα της ίδιας γραμμής, χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 και κατάλληλου μήκους d , ώστε η αντίσταση εισόδου του Z_A να είναι καθαρά πραγματική. Είναι προφανές ότι η απόσταση d από το φορτίο αντιστοιχεί σε θέση ελαχίστου ή μεγίστου της τάσης, αφού μόνον στις θέσεις αυτές η αντίσταση εισόδου γραμμής μεταφοράς είναι καθαρά πραγματική.

Επιλέγεται φυσικά η ελάχιστη δυνατή απόσταση (είτε πρόκειται για σημείο μεγίστου είτε ελάχιστου), για την επίτευξη βέλτιστου εύρους ζώνης.



Σχήμα 2.7: Προσαρμογή με μετασχηματιστή $\lambda/4$



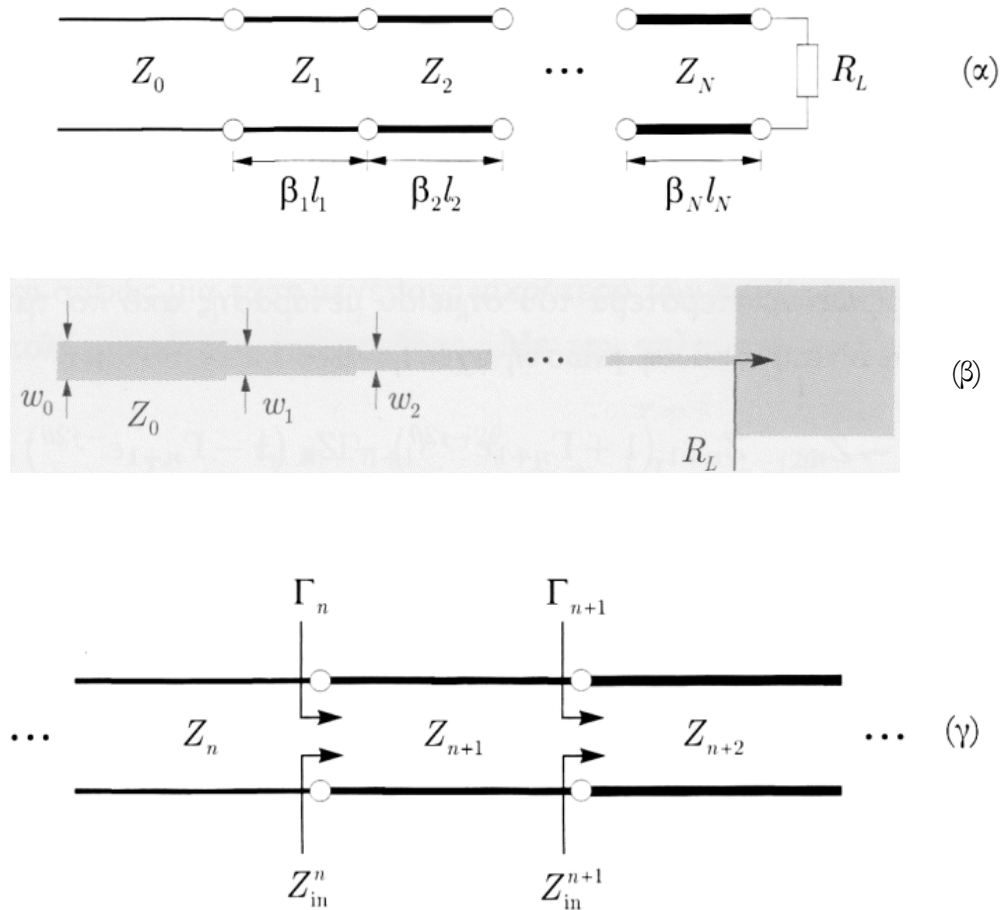
Σχήμα 2.8: Προσαρμογή κεραίας μικροταινίας με μετασχηματιστή $\lambda/4$

Στο παραπάνω κύκλωμα κεραίας μικροταινίας, διακρίνεται ο μετασχηματιστής $\lambda/4$. Η αντίσταση εισόδου της κεραίας είναι το «φορτίο» της γραμμής τροφοδοσίας της, χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 . Σε κατάλληλη απόσταση d από το φορτίο, τέτοια ώστε η αντίσταση εισόδου στα αριστερά του τμήματος αυτού να είναι πραγματικός αριθμός, θα τοποθετηθεί ο μετασχηματιστής $\lambda/4$, που είναι τμήμα διαφορετικής χαρακτηριστικής αντίστασης Z_1 [1]

2.4.3 Μετασχηματιστές $\lambda/4$ πολλαπλών τμημάτων

Η κυριότερη αξία των μετασχηματιστών γραμμής μεταφοράς είναι ότι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε πολλαπλά τμήματα τέτοιων γραμμών, σε ακολουθιακή διάταξη, ώστε να επιτύχουμε προσαρμογή σε μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Υπάρχουν διαφορετικές μεθοδολογίες σχεδίασης τέτοιων μετασχηματιστών πολλαπλών τμημάτων (multisession transformers), με σκοπό τον προσδιορισμό του πλήθους και των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των επιμέρους τμημάτων. Το σχηματικό κυκλωματικό ισοδύναμο γραμμής μεταφοράς ενός τέτοιου μετασχηματιστή, που παρεμβάλλεται μεταξύ μιας γραμμής μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 και ενός φορτίου R_L , καθώς και ένα παράδειγμα υλοποίησης σε μικροταινία (σε κάτωψη), φαίνεται στο σχήμα 2.9 Σημειώνεται ότι τα ηλεκτρικά μήκη l_n των N τμημάτων είναι ίσα μεταξύ τους και μάλιστα $\lambda/4$ στην κεντρική συχνότητα της ζώνης συχνοτήτων στην οποία επιδιώκουμε προσαρμογή. Μεταβάλλοντας τη συχνότητα, αλλάζει φυσικά η σχέση του μήκους

των τμημάτων με το μήκος κύματος. Θεωρούμε επίσης ότι η αντίσταση φορτίου είναι πραγματική, αυτό όμως δεν αποτελεί περιορισμό, όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα. Οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις των τμημάτων παρουσιάζουν μονοτονική μεταβολή. Για παράδειγμα, αν ισχύει $R_L > Z_0$ τότε οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις θα αυξάνουν προς το φορτίο και επομένως τα πλάτη των αντίστοιχων μικροταινιών θα μειώνονται, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.9β



Σχήμα 2.9: Μετασχηματιστής πολλαπλών τμημάτων: (α) ισοδύναμο γραμμής μεταφοράς. (β) Παράδειγμα υλοποίησης σε μικροταινία (κάτοψη). Με γκριζό χρώμα απεικονίζονται τα μεταλλικά στοιχεία. (γ) Σύνδεση των τμημάτων n και $n + 1$ και χρησιμοποιούμενες συμβάσεις

Το βασικό ζητούμενο της σχεδίασης είναι να προσδιορίσουμε το πλήθος N των τμημάτων και κυρίως την αλληλουχία των χαρακτηριστικών αντιστάσεων τους, Z_1, \dots, Z_N ώστε να πετύχουμε την επιθυμητή συμπεριφορά του μετασχηματιστή ως προς τη συχνότητα, με άλλα λόγια τη μορφή του συντελεστή ανάκλασης συναρτήσει της συχνότητας. Το πρώτο βήμα είναι να εξάγουμε τη βασική σχέση που δίνει το συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο του κυκλώματος, συναρτήσει του πλήθους και των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των στοιχείων. Είναι προφανές, ότι θα χρειαστούμε μια αναδρομική σχέση, κατά συνέπεια πρέπει να υπολογίσουμε το συντελεστή

ανάκλασης Γ_n στην έξοδο (ακριβέστερα, αριστερότερα της εξόδου) οποιουδήποτε τμήματος n , σαν συνάρτηση του συντελεστή ανάκλασης Γ_{n+1} στην είσοδο του δεξιότερου τμήματος. Ακολουθώντας τις συμβάσεις του σχήματος 2.9α, η αντίσταση εισόδου του τμήματος $n+1$ δίνεται από τη σχέση:

$$Z_{in}^n = Z_{n+1} \frac{1 + \Gamma_{n+1} e^{-j2\beta_{n+1} l_{n+1}}}{1 - \Gamma_{n+1} e^{-j2\beta_{n+1} l_{n+1}}} = Z_{n+1} \frac{1 + \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}}{1 - \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}} \quad (2.38)$$

όπου $\theta = \beta_{n+1} l_{n+1}$ είναι τα ηλεκτρικά μήκη των επιμέρους τμημάτων που είναι ίσα μεταξύ τους. Τα πραγματικά μήκη θα είναι, φυσικά, ελαφρώς διαφορετικά καθώς διαφέρει το μήκος κύματος σε καθένα από αυτά. Επομένως, ο συντελεστής ανάκλασης ακριβώς αριστερότερα του σημείου μετάβασης από το τμήμα n στο τμήμα $n+1$ θα δίνεται από τη γνωστή σχέση:

$$\Gamma_n = \frac{Z_{in}^n - Z_n}{Z_{in}^n + Z_n} = \frac{Z_{n+1} (1 + \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}) - Z_n (1 - \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta})}{Z_{n+1} (1 + \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}) + Z_n (1 - \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta})} \quad (2.39)$$

όπου αντικαταστήσαμε την Z_{in}^n από τη σχέση (2.38). Από την παραπάνω σχέση προκύπτει εύκολα:

$$\begin{aligned} \Gamma_n &= \frac{Z_{n+1} - Z_n + (Z_{n+1} + Z_n) \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}}{Z_{n+1} + Z_n + (Z_{n+1} - Z_n) \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}} \\ &= \frac{\frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} + \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}}{1 + \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}}. \end{aligned} \quad (2.40)$$

Παρατηρούμε ότι στην παραπάνω αναδρομική σχέση, εκτός του μήκους l , εμπλέκεται μόνον μία παράμετρος, r :

$$r_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (2.41)$$

που δεν είναι τίποτε άλλο από τον *μερικό συντελεστή ανάκλασης* σε μια ασυνέχεια από γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης Z_n σε Z_{n+1} , υποθέτοντας ότι δεν υπάρχουν άλλες ασυνέχειες στο κύκλωμα. Φυσικά, ο πραγματικός συντελεστής ανάκλασης στην έξοδο του τμήματος θα δίνεται από τη σχέση (2.40), που γράφεται τελικά:

$$\Gamma_n = \frac{r_n + \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}}{1 + r_n \Gamma_{n+1} e^{-j2\theta}} \quad (2.42)$$

Εφαρμόζοντας την αναδρομική σχέση (2.42) από το τελευταίο έως το πρώτο τμήμα, έχουμε μια έκφραση του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο του κυκλώματος, συναρτήσει των παραμέτρων r_n , που θα πρέπει να προσδιοριστούν από τις απαιτήσεις για τον συντελεστή ανάκλασης.

Επειδή όμως η σχέση που θα προκύψει είναι αρκετά πολύπλοκη και δεν προσφέρεται για σχεδίαση, απλοποιούμε την (2.42) κάνοντας την εξής παραδοχή: οι μεταβάσεις από τμήμα σε τμήμα θα πρέπει να είναι ομαλές, επομένως όλοι οι συντελεστές ανάκλασης θα είναι σχετικά μικρές ποσότητες. Τότε το γινόμενο $r_n \Gamma_{n+1}$ είναι σαφώς μια τάξη μεγέθους μικρότερο των $r_n \Gamma_{n+1}$, οπότε μπορεί να θεωρηθεί πολύ μικρότερο της μονάδας. Με την απλουστευτική αυτή παραδοχή έχουμε:

$$\Gamma_n = \frac{r_n + \Gamma_{n+1}e^{-j2\theta}}{1 + r_n\Gamma_{n+1}e^{-j2\theta}} \simeq r_n + \Gamma_{n+1}e^{-j2\theta} \quad (2.43)$$

Η φυσική σημασία της προσέγγισης αυτής είναι ότι το πραγματικό ανακλώμενο κύμα οφείλεται κυρίως στον όρο της πρώτης ανάκλασης στην ασυνέχεια από το τμήμα n στο $n + 1$ και τον όρο του κύματος που πέρασε στο τμήμα $n + 1$, ανακλάστηκε στην επόμενη ασυνέχεια και επέστρεψε διανύοντας συνολικά απόσταση $2l$. Με την παραδοχή αυτή, ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο του κυκλώματος βρίσκεται αναδρομικά από τη σχέση:

$$\Gamma_0 = r_0 + \Gamma_1 e^{-j2\theta} = r_0 + (r_1 + \Gamma_2 e^{-j2\theta}) e^{-j2\theta} = r_0 + r_1 e^{-j2\theta} + \Gamma_2 e^{-j4\theta} \quad (2.43)$$

και προχωρώντας διαδοχικά μέχρι το τελευταίο τμήμα προκύπτει απλά:

$$\Gamma_0 = r_0 + r_1 e^{-j2\theta} + r_2 e^{-j4\theta} + \dots + r_{N-1} e^{-j2(N-1)\theta} + r_N e^{-j2N\theta} \quad (2.45)$$

όπου ορίσαμε, για ομοιομορφία στην ανάλυση

$$r_N = \Gamma_N = \frac{R_L - Z_N}{R_L + Z_N} \quad (2.46)$$

Η σχέση (2.45), σε αντίθεση με αυτή που θα προέκυπτε χωρίς την προσέγγιση (2.43) μπορεί να χρησιμοποιηθεί συστηματικά για το πρόβλημα της σχεδίασης, της εύρεσης δηλαδή των r_0, \dots, r_N για δεδομένα χαρακτηριστικά του συντελεστή ανάκλασης, καθώς έχει τη μορφή μιας εκθετικής σειράς Fourier. Επομένως, μπορεί να χρησιμοποιηθεί όλη η σχετική θεωρία για τον προσδιορισμό των παραμέτρων αυτών. Η θεωρία αυτή διασφαλίζει ότι για οποιαδήποτε σχετικά ομαλή μορφή του συντελεστή ανάκλασης υπάρχει ένα ανάπτυγμα Fourier που τον προσεγγίζει ικανοποιητικά, με το σφάλμα της προσέγγισης να μειώνεται με την αύξηση του πλήθους των τμημάτων. Σε

ορισμένες σπάνιες περιπτώσεις, όπου απαιτείται πολύ υψηλή ακρίβεια, υπάρχουν μεθοδολογίες για την επίλυση του προβλήματος σχεδίασης χωρίς την προσέγγιση (2.43), αλλά η αναγκαιότητα στην εφαρμογή τους είναι περιορισμένη.

Μπορούμε, επίσης, να παρατηρήσουμε ότι αν θέσουμε $\omega = e^{-j2\theta}$ τότε το ανάπτυγμα γράφεται στη μορφή:

$$\Gamma_0 = r_0 + r_1 w + r_2 w^2 + \cdots + r_{N-1} w^{N-1} + r_N w^N = \sum_{n=0}^N r_n w^n \quad (2.47)$$

και η όλη διαδικασία προσδιορισμού των παραμέτρων r_0, \dots, r_N μοιάζει πολύ με την βασική στη θεωρία κεραιών διαδικασία σύνθεσης μιας στοιχειοκεραίας, του προσδιορισμού δηλαδή της ρευματικής της κατανομής για δεδομένο διάγραμμα ακτινοβολίας. Όπως και στη θεωρία αυτή, μπορούμε να βρούμε πρακτικές λύσεις στο πρόβλημα χωρίς να αντιμετωπίσουμε τη γενική του περίπτωση, αλλά επιλέγοντας κάποιες απλές κατανομές για τις άγνωστες παραμέτρους. Σημειώνεται, επίσης, ότι το πλήθος των ανεξάρτητων παραμέτρων του προβλήματος είναι N και όχι $N + 1$. Πράγματι, στο όριο των χαμηλών συχνοτήτων είναι $\beta l \rightarrow 0$ (και $\omega \rightarrow 1$), δηλαδή τα επιμέρους τμήματα έχουν αμελητέο ηλεκτρικό μήκος. Τότε είναι σαν να έχουμε απευθείας το φορτίο R_L συνδεδεμένο στη γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 και επομένως η (2.47) δίνει:

$$\Gamma_0(0) = \sum_{n=0}^N r_n = \frac{R_L - Z_0}{R_L + Z_0} \quad (2.48)$$

επομένως N από τις παραπάνω $N + 1$ παραμέτρους είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους [1].

2.4.4 Ομαλές μεταβάσεις γραμμής μεταφοράς (Tapered Transmission Line)

Στην προηγούμενη ενότητα αναφερθήκαμε αναλυτικά σε διαδικασίες προσαρμογής με τη βοήθεια πολλαπλών τμημάτων γραμμής μεταφοράς. Ανάλογα με τις απαιτήσεις και τη διαδικασία σχεδίασης, είναι δυνατό να προκύψουν οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις των επιμέρους τμημάτων και, από αυτές, τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των γραμμών. Σε επίπεδες γραμμές μεταφοράς, η μεταβολή της χαρακτηριστικής αντίστασης γίνεται εύκολα μεταβάλλοντας το πλάτος των γραμμών. Καταλήγουμε, έτσι, στη μορφή του σχήματος (2.9β), ή σε ανάλογη, με σταδιακή αύξηση του πλάτους των γραμμών. Είναι όμως δυνατό να σχεδιάσουμε αντί των «βηματικών» μεταβάσεων, πιο ομαλές μεταβολές του πλάτους των γραμμών, κατασκευάζοντας έτσι μια *ομαλή μετάβαση γραμμής μεταφοράς (tapered transmission line)*. Αν και οι μετασχηματιστές πολλαπλών τμημάτων είναι εύκολοι τόσο στη σχεδίαση, όσο και στην κατασκευή τους, σε ορισμένες

περιπτώσεις ίσως να είναι προτιμότερη μια ομαλή μετάβαση, π.χ. για την αποφυγή φαινομένων άκρων και παρασιτικής ακτινοβολίας στην περίπτωση απότομων μεταβάσεων, ή ακόμη και για αισθητικούς λόγους.

Μια ομαλή μετάβαση γραμμής μεταφοράς μπορεί να θεωρηθεί ως το όριο ενός μετασχηματιστή πολλαπλών τμημάτων καθώς το πλήθος τους τείνει στο άπειρο και το μήκος τους στο μηδέν. Η σχεδίαση μιας τέτοιας ομαλής μετάβασης συνίσταται στην εύρεση της συνάρτησης που δίνει την συνεχή μεταβολή της χαρακτηριστικής αντίστασης $Z(z)$ καθώς μετακινούμαστε κατά μήκος της γραμμής. Γράφοντας έτσι, την (2.45) στο συνεχές όριο, αντικαθιστώντας, δηλαδή, το άθροισμα με ολοκλήρωμα, προκύπτει:

$$\Gamma_0(\beta l) = \int_{z=0}^{z=L} e^{-j2\beta z} dr(z) \quad (2.49)$$

όπου L είναι το μήκος της ομαλής μετάβασης και $dr(z)$ είναι η συνεχής μεταβολή του συντελεστή ανάκλασης,

$$dr(z) = \frac{[Z(z) + dZ(z)] - Z(z)}{[Z(z) + dZ(z)] + Z(z)} \simeq \frac{dZ(z)}{2Z(z)} = \frac{1}{2} \frac{d[\ln(Z/Z_0)]}{dz} dz \quad (2.50)$$

επομένως,

$$\Gamma_0(\beta l) = \frac{1}{2} \int_0^L e^{-j2\beta z} \frac{d[\ln(Z/Z_0)]}{dz} dz \quad (2.51)$$

Κατά συνέπεια, εφόσον έχουμε συγκεκριμένες απαιτήσεις για τη συμπεριφορά του συντελεστή ανάκλασης $\Gamma_0(\beta l)$, συναρτήσει της συχνότητας, μπορούμε να προσδιορίσουμε τη μεταβολή που θα πρέπει να έχει η χαρακτηριστική αντίσταση με το μήκος. Η (2.51) έχει τη μορφή ενός μετασχηματισμού Fourier και άρα η επίλυσή της θα μπορούσε να γίνει υπολογίζοντας κάποιον αντίστροφο μετασχηματισμό αυτού του είδους. Στην πράξη, υπάρχουν και αρκετές άλλες τεχνικές και μάλιστα η περίπτωση της εκθετικής ομαλής μετάβασης (**exponential taper**) είναι η αντίστοιχη αυτής των ομοιόμορφων μετασχηματιστών πολλαπλών τμημάτων στο συνεχές όριο. Ένα είδος βέλτιστης σχεδίασης αποτελεί και η ομαλή μετάβαση Klopfenstein, η οποία προκύπτει από την γενίκευση της μεθόδου Chebyshev στο συνεχές όριο. Για την ανάλυση των περιπτώσεων αυτών, ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει σε εξειδικευμένα εγχειρίδια θεωρίας και τεχνολογίας μικροκυμάτων [1].

2.5 Η έννοια της Γραμμής Μεταφοράς

Με τον όρο γραμμή μεταφοράς (transmission line) αναφερόμαστε καταρχήν σε οποιοδήποτε σύστημα αγωγών, διηλεκτρικών ή συνδυασμών τους, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μεταφορά ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας από ένα σημείο ενός κυκλώματος σε ένα άλλο. Σχεδόν πάντα όμως, ιδιαίτερα σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, υπονοείται ότι το μήκος της γραμμής είναι συγκρίσιμο προς το μήκος κύματος ή και μεγαλύτερο, με αποτέλεσμα την εμφάνιση κυματικών φαινομένων.

Για παράδειγμα, ανάλογα και με τον τερματισμό της γραμμής μεταφοράς, έχουμε παρουσία τόσο οδεύοντος όσο και ανακλώμενου κύματος. Επίσης, σε περιπτώσεις ασυνεχειών στη δομή της γραμμής, είναι δυνατό να έχουμε και παρουσία συνθετότερων κυματικών μορφών. Έτσι, η απλή κυκλωματική ανάλυση δεν επαρκεί για την ανάλυση των γραμμών μεταφοράς και απαιτούνται στοιχεία από την ηλεκτρομαγνητική θεωρία. Υπό την έννοια αυτή, η θεωρία των γραμμών μεταφοράς, μπορεί να θεωρηθεί ως συγκερασμός της θεωρίας των ηλεκτρικών κυκλωμάτων και του ηλεκτρομαγνητισμού.

Γενικά, μια γραμμή μεταφοράς μπορεί να παρουσιάζει μεταβολή της γεωμετρικής της δομής κατά μήκος της. Συνήθως όμως, έχουμε να κάνουμε με ομοιόμορφες γραμμές μεταφοράς, με την έννοια ότι η διατομή παραμένει αμετάβλητη σε όλο το μήκος τους. Αυτό συμβαίνει στις περισσότερες εφαρμογές, καθώς είναι ευκολότερη η υλοποίηση, αλλά και η μαθηματική ανάλυση τέτοιων γραμμών.

Έτσι, πολλές φορές με τον όρο γραμμή μεταφοράς υπονοείται ότι πρόκειται για ομοιόμορφη γραμμή [1].

2.6 Τύποι γραμμών μεταφοράς

Μπορούμε να διακρίνουμε τέσσερις γενικές κατηγορίες γραμμών μεταφοράς, ανάλογα με το μηχανισμό διάδοσης ηλεκτρομαγνητικού κύματος στον οποίο βασίζονται. Γραμμές οι οποίες αποτελούνται από δύο αγωγούς και ενιαίο, ομογενές διηλεκτρικό, όπως το ομοαξονικό καλώδιο (coaxial cable), η δισύρματη γραμμή (two wire line), η γραμμή παράλληλων πλακών (parallel plate line), ή η γραμμή ταινίας (stripline), αποδεικνύεται ότι υποστηρίζουν τη διάδοση εγκάρσιου

ηλεκτρομαγνητικού κύματος (transverse electric/magnetic, TEM), δηλαδή τόσο το ηλεκτρικό όσο και το μαγνητικό πεδίο είναι εγκάρσια στη διεύθυνση διάδοσης [1].

2.7 Ροή Ισχύος σε Γραμμή Μεταφοράς

Το ανακλώμενο κύμα και η επακόλουθη απουσία προσαρμογής επηρεάζει σημαντικά τη ροή ισχύος προς το φορτίο. Πράγματι, η μέση χρονική τιμή της διαδιδόμενης ισχύος σε οποιοδήποτε σημείο της γραμμής μεταφοράς είναι:

$$\begin{aligned}
 P_{av} &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{V(s)I^*(s)\} & (2.52) \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ V^+ \left(e^{j\beta s} + \Gamma e^{-j\beta s} \right) \frac{(V^+)^*}{Z_0} \left(e^{-j\beta s} - \Gamma^* e^{j\beta s} \right) \right\} \\
 &= \frac{|V^+|^2}{2Z_0} \operatorname{Re} \left\{ 1 + \Gamma e^{-j2\beta s} - \Gamma^* e^{j2\beta s} - |\Gamma|^2 \right\} \\
 &= \frac{|V^+|^2}{2Z_0} \operatorname{Re} \left\{ 1 - |\Gamma|^2 + j2 \operatorname{Im} \left\{ \Gamma e^{-j2\beta s} \right\} \right\},
 \end{aligned}$$

επομένως η ισχύς που παρέχεται στο φορτίο δίνεται από τη σχέση:

$$P_{av} = \frac{|V^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma|^2) = \frac{1}{2Z_0} |V^+|^2 - \frac{1}{2Z_0} |\Gamma|^2 |V^+|^2 \quad (2.53)$$

όπου διακρίνουμε τους δύο όρους της ισχύος του προσπίπτοντος στο φορτίο κύματος και της ανακλώμενης ισχύος, αντίστοιχα. Από την παραπάνω σχέση φαίνεται καθαρά ότι για να παρέχεται η μέγιστη δυνατή ισχύς στο φορτίο πρέπει να έχουμε προσαρμογή ($\Gamma = 0$). Επομένως, αυτό που ζητούμε είναι η ελαχιστοποίηση του συντελεστή ανάκλασης, ενώ στην περίπτωση που $|\Gamma| = 1$, δεν έχουμε μεταφορά ισχύος στο φορτίο και το κύμα είναι εξ ολοκλήρου στάσιμο. Τα παραπάνω ισχύουν μόνον όταν δεν υπάρχει και ανάκλαση από τη γεννήτρια. Στην περίπτωση που το ανακλώμενο κύμα υφίσταται και ανάκλαση από το κύκλωμα που βρίσκεται στα αριστερά της γραμμής μεταφοράς η κατάσταση είναι πιο σύνθετη και θα μας απασχολήσει σε επόμενη παράγραφο. Ωστόσο η περίπτωση που εξετάζουμε εδώ είναι και η πιο σημαντική, δεδομένου ότι φροντίζουμε να ελαχιστοποιήσουμε την ανάκλαση από τη γεννήτρια χρησιμοποιώντας κατάλληλα κυκλώματα απομονωτών (isolators), μεταξύ της γεννήτριας και της γραμμής μεταφοράς.

Συμπερασματικά, όταν το φορτίο δεν είναι προσαρμοσμένο στη γραμμή μεταφοράς, η διαθέσιμη ισχύς της γεννήτριας δεν παρέχεται όλη στο φορτίο. Υπάρχει επομένως μια «απώλεια» ισχύος, η οποία οφείλεται στο ανακλώμενο κύμα και ονομάζεται *απώλεια επιστροφής* (return loss). Σε ποσοστό, η απώλεια αυτή εκφράζεται με το τετράγωνο του μέτρου του συντελεστή ανάκλασης $|\Gamma|^2$ ενώ σε dB εκφράζεται με τη σχέση:

$$RL = -10 \log |\Gamma|^2 = -20 \log |\Gamma| \text{ (dB)} \quad (2.54)$$

Για παράδειγμα, απώλεια επιστροφής 20 dB σημαίνει συντελεστή ανάκλασης κατά μέτρο ίσο με 0.1 που είναι σχετικά χαμηλός και τεχνικά αποδεκτός, ενώ απώλεια επιστροφής ∞ dB σημαίνει μηδενική ανάκλαση, δηλαδή την ιδανική κατάσταση. Αντίθετα, απώλεια επιστροφής 0 dB (μέγιστη ανάκλαση), σημαίνει ολική ανάκλαση ισχύος και στάσιμο κύμα [1].

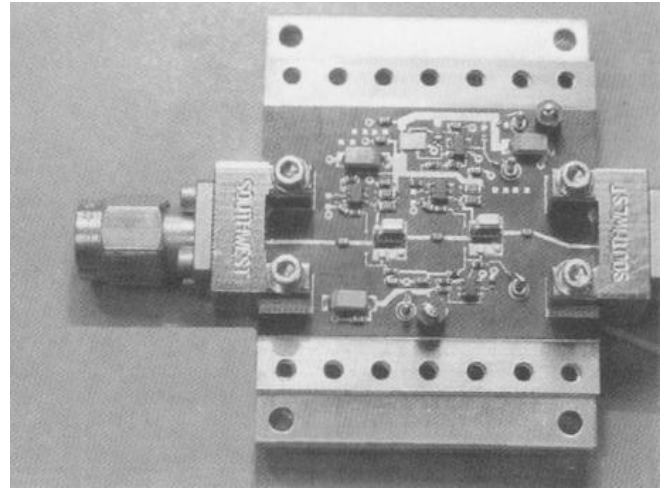
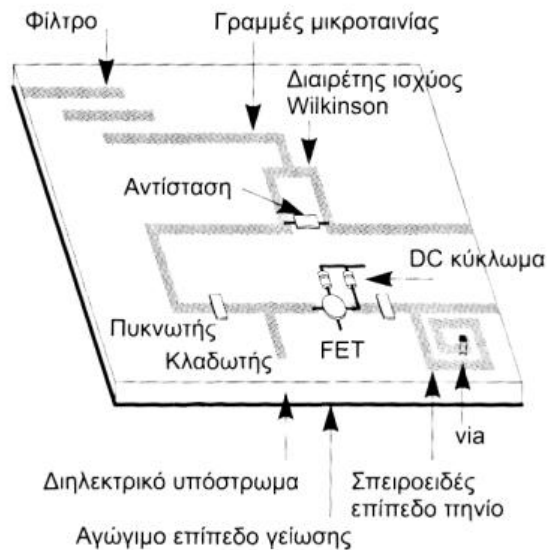
2.8 Επίπεδες Γραμμές Μεταφοράς

Μια από τις σημαντικότερες κατηγορίες γραμμών μεταφοράς και συστημάτων κυματοδότησης σε σύγχρονα μικροκυματικά κυκλώματα είναι αυτή των επίπεδων *γραμμών μεταφοράς* (planar transmission lines). Με τον όρο αυτό εννοούμε συστήματα αγωγών που υλοποιούνται σε διατάξεις στρωματοποιημένων υλικών, συνήθως πάνω από αγωγίμο επίπεδο. Το βασικότερο πλεονέκτημα των διατάξεων αυτών είναι το χαμηλό κόστος κατασκευής και η ευκολία στην υλοποίηση και χρήση συνθετότερων μικροκυματικών κυκλωμάτων.

Ιστορικά, τα πρώτα μικροκυματικά συστήματα βασίστηκαν στη χρήση ομοαξονικών καλωδίων και σε υψηλότερες συχνότητες, κυματοδηγών ως συστημάτων γραμμών μεταφοράς. Οι μεταλλικοί κυματοδηγοί έχουν το πλεονέκτημα της δυνατότητας μεταφοράς μεγαλύτερης ισχύος με χαμηλές απώλειες, είναι ωστόσο ακριβοί και δύσκολη η χρήση τους. Τα ομοαξονικά καλώδια υποστηρίζουν μεγάλο εύρος συχνοτήτων και είναι ευκολότερα στη χρήση τους αλλά δεν είναι καθόλου κατάλληλα για την κατασκευή σύνθετων μικροκυματικών εξαρτημάτων. Οι επίπεδες διατάξεις γραμμών μεταφοράς σε διάφορες μορφές τους, όπως η *γραμμή ταινίας* (stripline), η *μικροταινία* (microstrip), η *γραμμή εγκοπής* (slotline), ο *ομοαξονικός κυματοδηγός* (coplanar waveguide) κλπ. παρέχουν τα τελευταία χρόνια μια σημαντικότερη εναλλακτική λύση στην εύκολη κατασκευή μικροκυματικών στοιχείων. Ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό των επίπεδων διατάξεων είναι η δυνατότητα εύκολης υλοποίησης γραμμών με δεδομένη, αυθαίρετη, χαρακτηριστική αντίσταση.

Ακόμη πιο σημαντικό είναι το γεγονός ότι οι διατάξεις αυτές μπορούν εύκολα να συνδυαστούν με ενεργά κυκλωματικά στοιχεία για την κατασκευή *ολοκληρωμένων μικροκυματικών κυκλωμάτων* (microwave integrated circuits, MIC's). Στην περίπτωση που ένα τέτοιο κύκλωμα περιλαμβάνει και εξωτερικά ανεξάρτητα κυκλωματικά στοιχεία, ενεργά ή παθητικά (πυκνωτές, πηνία, αντιστάσεις, διόδους, transistor), που συνδέονται στις διατάξεις γραμμών μεταφοράς, χαρακτηρίζεται ως *υβριδικό MIC* (hybrid MIC). Στα υβριδικά μικροκυματικά κυκλώματα, πρώτα διαμορφώνεται το πλέγμα των γραμμών μεταφοράς. Συνήθως η υλοποίηση γίνεται σε μορφή μικροταινίας, πάνω σε μια διηλεκτρική πλάκα που έχει αρχικά μεταλλικό φύλλο και στις δύο όψεις, στην οποία χαράσσεται η μορφή των γραμμών με κατάλληλη αφαίρεση του μεταλλικού τμήματος στην πάνω όψη (etching). Η υλοποίηση τέτοιων κυκλωμάτων δεν απαιτεί ιδιαίτερα δύσκολες και δαπανηρές διεργασίες, παρά μόνο ένα μηχανικό σύστημα ακρίβειας για την αφαίρεση τμημάτων του μεταλλικού φύλλου από την πάνω όψη της πλάκας. Εναλλακτικά, η αφαίρεση τμημάτων του μεταλλικού φύλλου μπορεί να γίνει με απλές χημικές διαδικασίες. Ουσιαστικά, τα μόνα στοιχεία που υλοποιούνται πάνω στο διηλεκτρικό υπόστρωμα είναι οι γραμμές μεταφοράς και τα επιμέρους κυκλώματα που απαρτίζονται από τμήματα τέτοιων γραμμών, όπως διαιρέτες ισχύος, κατευθυντικοί ζεύκτες, φίλτρα ή συντονιστές. Τα παθητικά κυκλωματικά στοιχεία (αντιστάσεις, πηνία και πυκνωτές) καθώς και τα ενεργά (δίοδοι, transistor κλπ.), συνδέονται με κατάλληλες κολλήσεις, εκ των υστέρων, πάνω στο πλέγμα των γραμμών μεταφοράς. Μια σχηματική αναπαράσταση και ένα παράδειγμα υβριδικού μικροκυματικού κυκλώματος φαίνονται στο σχήμα 2.10.

Στην πιο σύγχρονη εκδοχή τους, όλα τα επιμέρους στοιχεία των κυκλωμάτων αυτών μπορούν να υλοποιούνται πάνω στο ίδιο υπόστρωμα υλικού, οπότε και χαρακτηρίζονται ως *μονολιθικά μικροκυματικά ολοκληρωμένα κυκλώματα* (monolithic microwave integrated circuits, MMIC's). Με τον τρόπο αυτό κατασκευάζονται εύκολα και με πλήρως αυτοματοποιημένες διαδικασίες, τόσο παθητικά όσο και ενεργά κυκλώματα, όπως ζεύκτες, διαιρέτες ισχύος, φίλτρα ή ενισχυτές. Σε αντίθεση με τα υβριδικά κυκλώματα, όλα τα επιμέρους στοιχεία υλοποιούνται πάνω στο διηλεκτρικό υπόστρωμα. Οι διατάξεις που απαιτούνται για την κατασκευή μονολιθικών κυκλωμάτων είναι πιο σύνθετες και δαπανηρές, καθώς οι βασικές διαδικασίες είναι μάλλον χημικές παρά μηχανικές.



Σχήμα 2.10: (α) Σχηματική αναπαράσταση υβριδικού μικροκυματικού ολοκληρωμένου κυκλώματος, (β) Υβριδικός πομποδέκτης μικροκυματικού ραντάρ. Διακρίνονται οι γραμμές μεταφοράς σε υλοποίηση μικροταινίας και τα επιμέρους κυκλωματικά στοιχεία.

Τα παθητικά και τα ενεργά στοιχεία υλοποιούνται με διαδοχικές διαδικασίες *διάχυσης* (diffusion), *επίταξης* (epitaxy), ή *απόθεσης* (deposition) σε υπόστρωμα ημιαγωγού. Κατάλληλα διηλεκτρικά υλικά χρησιμοποιούνται για την κατασκευή πυκνωτών πάνω στο υπόστρωμα, ενώ λεπτά φύλλα (thin films) από υλικό σχετικά υψηλής ειδικής αντίστασης χρησιμοποιούνται για την κατασκευή αντιστάσεων. Η υλοποίηση των πηνίων γίνεται με σπειροειδή τμήματα γραμμής μεταφοράς (spiral inductors) ενώ και τα ενεργά στοιχεία (δίοδοι και transistor) υλοποιούνται με απόθεση κατάλληλων στρωμάτων ημιαγωγού, μονωτή και μετάλλου πάνω στο διηλεκτρικό ή ημιαγωγό υπόστρωμα. Τα μονολιθικά κυκλώματα βρίσκουν ευρύτατες εφαρμογές σε αναλογικά και ψηφιακά ηλεκτρονικά κυκλώματα, έως και αρκετά υψηλές συχνότητες, της τάξης των αρκετών δεκάδων GHz [1].

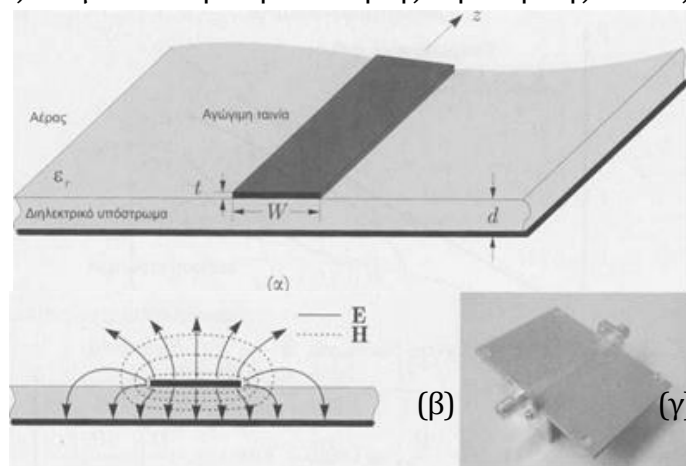
2.9 Η μικροταινία (microstrip)

Μια από τις πλέον χρησιμοποιούμενες διατάξεις γραμμών μεταφοράς είναι η *μικροταινία* (microstrip), κυρίως λόγω της ευκολίας κατασκευής της με τεχνικές φωτολιθογραφίας και ενσωμάτωσής της σε άλλα παθητικά και ενεργά μικροκυματικά κυκλώματα. Η γεωμετρία της φαίνεται στο σχήμα 2.11α. Ένας αγωγός πλάτους w και πάχους t τυπώνεται σε μια λεπτή διηλεκτρική πλάκα πλάτους d και σχετικής διηλεκτρικής σταθεράς ϵ_r , η οποία βρίσκεται πάνω από

άπειρο αγώγιμο επίπεδο. Ένα γράφημα των γραμμών του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου για τον επικρατέστερο ρυθμό φαίνεται στο σχήμα 2.11β. [1]

2.9.1 Ο σχεδόν-TEM ρυθμός

Σε αντίθεση με τη γραμμή ταινίας, η μικροταινία είναι μια μη ομογενής γραμμή μεταφοράς, δεδομένου ότι οι γραμμές του πεδίου δεν περιορίζονται στο εσωτερικό του διηλεκτρικού. Επομένως, δεν υποστηρίζει ρυθμό TEM. Ωστόσο, με δεδομένο ότι έχουμε δύο διαφορετικά υλικά, τίθεται το ερώτημα ποιο από τα δύο υλικά θα καθορίζει τη σταθερά διάδοσης. Αν υποθέσουμε ότι δεν υπήρχε το διηλεκτρικό, θα είχαμε μια γραμμή δύο αγωγών με διηλεκτρικό τον αέρα και ο βασικός ρυθμός θα ήταν TEM με σταθερά διάδοσης $\beta = k_0$. Η παρουσία του διηλεκτρικού και ιδιαίτερα το γεγονός ότι αυτό δεν καλύπτει και την περιοχή πάνω από την αγώγιμη λωρίδα δυσκολεύει σημαντικά την ανάλυση. Σε αντίθεση με τη γραμμή ταινίας, όπου το πεδίο εντοπίζεται πλήρως στο χώρο μεταξύ των δύο αγώγιμων επιπέδων, σε μια μικροταινία το κυριότερο μέρος των γραμμών του πεδίου βρίσκεται στο διηλεκτρικό και στην περιοχή της αγώγιμης λωρίδας, ενώ ένα μέρος εκτείνεται στον αέρα έξω από τη διηλεκτρική πλάκα. Έτσι, είναι φανερό ότι δεν μπορεί να υπάρξει ρυθμός TEM, αφού τότε θα έπρεπε να έχουμε ταχύτητα διάδοσης c_0 στον αέρα και $c_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ στο διηλεκτρικό. Στην πραγματικότητα, τα πεδία του επικρατέστερου ρυθμού αποτελούν ένα υβριδικό TE-TM, κύμα που απαιτεί για την ανάλυσή του πολύ πιο περίπλοκες τεχνικές από αυτές που εξετάζουμε εδώ, συμπεριλαμβανομένης της σύμμορφης απεικόνισης. Παρόλα αυτά, στη μεγάλη πλειοψηφία των πρακτικών εφαρμογών, το πάχος του διηλεκτρικού υποστρώματος είναι πολύ μικρότερο του μήκους κύματος ($d \ll \lambda$), με αποτέλεσμα το κύμα να χαρακτηρίζεται ως σχεδόν-TEM, όπως είδαμε και στην περίπτωση της διηλεκτρικής πλάκας.

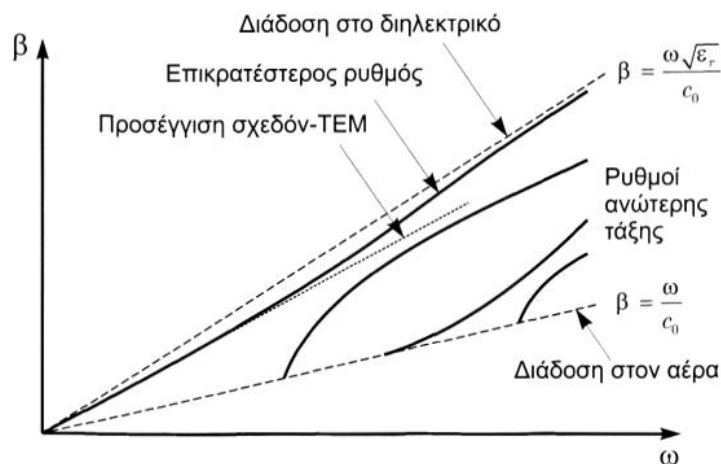


Σχήμα 2.11: (α) Γεωμετρία μικροταινίας, (β) ενδεικτικό γράφημα των γραμμών του πεδίου για τον σχεδόν-TEM ρυθμό και (γ) φυσική υλοποίηση.

Με άλλα λόγια, η μορφή του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου είναι περίπου η ίδια όπως στη στατική περίπτωση και καλές προσεγγίσεις για τη σταθερά διάδοσης, τη φασική ταχύτητα και τη χαρακτηριστική αντίσταση μπορούν να παραχθούν με τη βοήθεια στατικών λύσεων. Ένα χαρακτηριστικό διάγραμμα διασποράς για τους διάφορους ρυθμούς της μικροταινίας φαίνεται στο σχήμα 2.12. Φυσικά επιδιώκουμε όχι μόνο να έχουμε μονόρυθμη διάδοση αλλά και να βρισκόμαστε στην περιοχή λειτουργίας του σχεδόν-TEM ρυθμού, όπου η σχέση $\beta - \omega$ είναι σχεδόν γραμμική και επομένως η παραμόρφωση αμελητέα. [1]

2.9.2 Η έννοια της ενεργού σχετικής διηλεκτρικής σταθεράς

Με τη βοήθεια της στατικής ανάλυσης μπορεί να βρεθεί ότι η φασική ταχύτητα, η σταθερά διάδοσης και το μήκος κύματος στη μικροταινία εκφράζονται με τις σχέσεις



Σχήμα 2.12: Σχέση διασποράς $\beta - \omega$ για μικροταινία.

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}, \quad (2.55)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}, \quad (2.56)$$

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}, \quad (2.57)$$

όπου $\epsilon_{r,\text{eff}}$ μια ποσότητα που εξαρτάται από το πάχος του υποστρώματος, αλλά και το πλάτος της λωρίδας, και την ονομάζουμε ενεργό (σχετική) διηλεκτρική σταθερά (effective dielectric constant) της μικροταινίας. Η ενεργός διηλεκτρική σταθερά μπορεί να ερμηνευτεί ως η διηλεκτρική σταθερά ενός μέσου που αν γέμιζε όλο το χώρο, η συμπεριφορά του συστήματος θα ήταν η ίδια, σε ό,τι αφορά τα χαρακτηριστικά διάδοσης του σχεδόν-TEM ρυθμού. Μια εναλλακτική ερμηνεία της ϵ_r ,

$\epsilon_{r,\text{eff}}$ προκύπτει από το διάγραμμα διασποράς του σχήματος 2.12 με βάση την κλίση της ευθείας που χαρακτηρίζει προσεγγιστικά την διάδοση του σχεδόν-TEM ρυθμού. Ακριβέστερα, το γεγονός ότι η σχέση διασποράς είναι με πολύ καλή προσέγγιση γραμμική, σχεδόν μέχρι τη συχνότητα εμφάνισης του πρώτου ρυθμού ανώτερης τάξης, είναι που μας επιτρέπει να ορίσουμε την $\epsilon_{r,\text{eff}}$ ως μια χαρακτηριστική παράμετρο της μικροταινίας.

Γενικά, ο υπολογισμός της $\epsilon_{r,\text{eff}}$ είναι πολύπλοκος και δεν μπορεί να γίνει με τη βοήθεια της μεθόδου της σύμμορφης απεικόνισης. Από τις σύνθετες λύσεις που προκύπτουν από την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση, έχει εξαχθεί με μεθόδους curve-fitting η ακόλουθη προσεγγιστική έκφραση:

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/d}{\sqrt{W/d}} \quad (2.58)$$

όπου

$$F = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} + 0.04(1 - W/d)^2, & W/d \leq 1 \\ \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}}, & W/d > 1 \end{cases} \quad (2.59)$$

Ανάλογη έκφραση υπάρχει και για τη χαρακτηριστική αντίσταση, όταν δίνονται οι διαστάσεις της μικροταινίας,

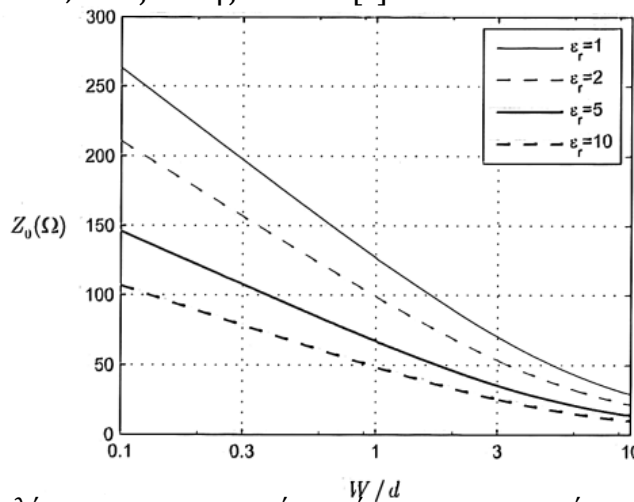
$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8d}{W'} + \frac{W'}{4d} \right), & W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \left[\frac{W'}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W'}{d} + 1.444 \right) \right]^{-1}, & W/d > 1 \end{cases} \quad (2.60)$$

όπου το διορθωμένο πλάτος W' θεωρείται ίσο με το πραγματικό αν $t \ll d$ (π.χ. $t/d < 0.05$), ενώ γενικά υπολογίζεται ως

$$\frac{W'}{d} = \begin{cases} \frac{W}{d} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{d} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right), & W/d \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{d} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{d} \left(1 + \ln \frac{2d}{t} \right), & W/d > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (2.61)$$

Ένα χαρακτηριστικό γράφημα της χαρακτηριστικής αντίστασης συναρτήσει των γεωμετρικών χαρακτηριστικών και της διηλεκτρικής σταθεράς του υποστρώματος δίνεται στο σχήμα 5.13. Είναι σαφές ότι αύξηση του πλάτους της μικροταινίας οδηγεί σε μείωση της χαρακτηριστικής αντίστασης. Μια ερμηνεία είναι ότι με την αύξηση του πλάτους αυξάνεται η ανά μονάδα μήκους χωρητικότητα (λόγω μεγαλύτερης επιφάνειας γειτνίασης των μεταλλικών πλακών) χωρίς σημαντική μεταβολή της ανά μονάδα μήκους αυτεπαγωγής.

Όπως και στην περίπτωση της γραμμής ταινίας, υπάρχουν σχέσεις σχεδίασης (design formulas), βάσει των οποίων υπολογίζεται το πλάτος της μικροταινίας, έτσι ώστε να έχουμε γραμμή δεδομένης χαρακτηριστικής αντίστασης. Στην περίπτωση αυτή θεωρούμε τα άλλα χαρακτηριστικά γνωστά, όπως επίσης και $t = 0$. [1]



Σχήμα 2.13: Μεταβολή της χαρακτηριστικής αντίστασης μικροταινίας συναρτήσει της διηλεκτρικής σταθεράς και των διαστάσεών της.

Έχουμε λοιπόν,

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & A > 1.52 \\ \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\}, & A \leq 1.52 \end{cases} \quad (2.62)$$

όπου

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r} \right), \quad B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.63)$$

2.9.3 Απώλειες

Οι απώλειες στο διηλεκτρικό δίνονται από την ακόλουθη σχέση όπως, βάση της έννοια της ενεργού διηλεκτρικής σταθεράς ως εξής:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \varepsilon_r (\varepsilon_{r,\text{eff}} - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}} (\varepsilon_r - 1)} \text{ (Np/m)} \quad (2.64)$$

όπου είναι φανερό ότι ενσωματώθηκε ένας εμπειρικός «παράγοντας πλήρωσης» $\varepsilon_r (\varepsilon_{r,\text{eff}} - 1) / \varepsilon_{r,\text{eff}} (\varepsilon_r - 1)$ για να ληφθεί υπόψη ότι μέρος των γραμμών του πεδίου γύρω από τον αγωγό βρίσκεται στον αέρα και ένα άλλο μέρος στο διηλεκτρικό. Οι απώλειες στους αγωγούς μπορούν να υπολογιστούν, προσεγγιστικά από τη σχέση:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ (Np/m)}, \quad \text{ή} \quad \alpha_c = \frac{8.686 R_s}{Z_0 W} \text{ (dB/m)}, \quad (2.65)$$

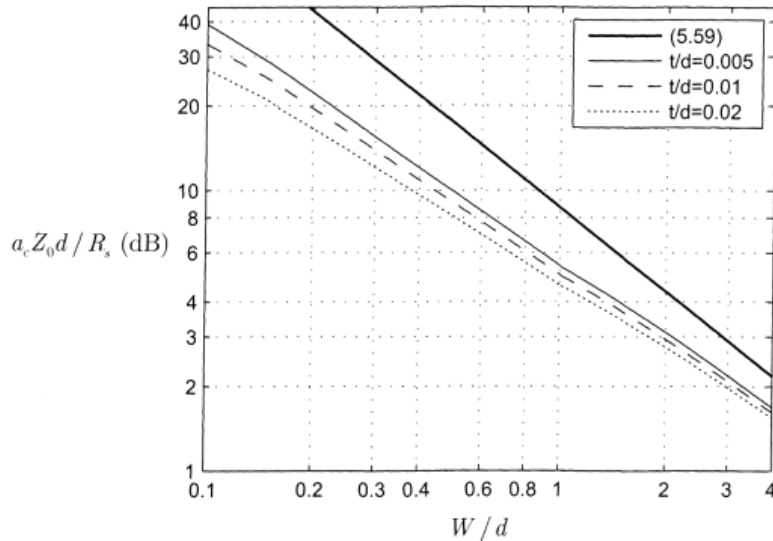
η οποία θεωρείται μια καλή προσέγγιση αν το πλάτος της λωρίδας είναι μεγαλύτερο από το πάχος του διηλεκτρικού, οπότε η ρευματική κατανομή μπορεί να θεωρηθεί σχεδόν σταθερή σε όλο το πλάτος της λωρίδας. Γενικά, η σχέση αυτή φαίνεται να υπερεκτιμά τις απώλειες στους αγωγούς. Σε περίπτωση του χρειαζόμαστε ακριβέστερους υπολογισμούς, κυρίως όταν $W < d$ ή όταν το πάχος των αγωγών θα πρέπει να ληφθεί υπόψη, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τις εκφράσεις

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{1.38 R_s}{Z_0 d} \frac{32 - (W'/d)^2}{32 + (W'/d)^2} \Lambda, & W/d \leq 1 \\ 6.1 \cdot 10^{-5} \frac{R_s Z_0 \varepsilon_{r,\text{eff}}}{d} \left[W'/d + \frac{0.667 W'/d}{W'/d + 1.444} \right] \Lambda, & W/d > 1 \end{cases} \quad (2.66)$$

όπου οι απώλειες είναι σε dB/m, το διορθωμένο πλάτος W' δίνεται από τη σχέση (2.61) και

$$\Lambda = \begin{cases} 1 + \frac{d}{W'} \left(1 + \frac{1.25t}{\pi W} + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} \right), & W/d \leq \frac{1}{2\pi} \\ 1 + \frac{d}{W'} \left(1 - \frac{1.25t}{\pi d} + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{2d}{t} \right), & W/d > \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (2.67)$$

Στο σχήμα 2.13 δίνεται ένα γράφημα των απωλειών στους αγωγούς, συναρτήσει του λόγου του πλάτους της μικροταινίας προς το ύψος του υποστρώματος για διάφορες τιμές του πάχους των αγωγών. Το διάγραμμα δίνεται ως προς την κανονικοποιημένη ποσότητα $a_c Z_0 d / R_s$ (σε dB), η οποία εξαρτάται μόνο από τα μεγέθη W/d και t/d , επομένως το διάγραμμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εκτίμηση των απωλειών σε οποιαδήποτε μικροταινία. Παρατηρούμε ότι για $W=d$ το σφάλμα στην εκτίμηση από την απλή προσεγγιστική σχέση είναι της τάξης των 3 dB, ενώ για $W=3d$ της τάξης του 1 dB μόνο (αρκετά ικανοποιητικό στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές). Γενικά, σε διατάξεις μικροταινίας σε διηλεκτρικό υπόστρωμα καλής ποιότητας (π.χ. αλουμίνια), κυρίαρχο ρόλο τείνουν να παίζουν οι ωμικές απώλειες στους αγωγούς, ενώ σε διατάξεις μικροκυματικών κυκλωμάτων με υπόστρωμα ημιαγωγό (συνήθως GaAs ή σπανιότερα Si), κυριαρχούν μάλλον οι απώλειες του διηλεκτρικού. [1]



Σχήμα 2.14: Διάγραμμα απωλειών αγωγών σε μικροταινία. Με την έντονη γραμμή φαίνονται τα αποτελέσματα που δίνει η προσεγγιστική σχέση

2.9.4 Μέγιστη Συχνότητα Λειτουργίας

Η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας μιας μικροταινίας καθορίζεται από διάφορους παράγοντες, όπως η αύξηση των απωλειών με τη συχνότητα, η ύπαρξη απωλειών λόγω ακτινοβολίας και κυρίως η πιθανότητα διέγερσης ρυθμών ανώτερης τάξης. Ένα όριο στη μέγιστη χρησιμοποιούμενη συχνότητα λόγω της παρουσίας του πρώτου ανώτερης τάξης ρυθμού TM είναι το:

$$f_c = \frac{150}{\pi d} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r - 1}} \tan^{-1}(\epsilon_r) \text{ (GHz)} \quad (2.68)$$

όπου το d είναι σε mm. Για παράδειγμα, αν επιθυμούμε τη σχεδίαση μικροκυματικών κυκλωμάτων σε συχνότητες της τάξης των 100 GHz σε υπόστρωμα GaAs ($\epsilon_r \approx 12.9$), προκύπτει από την παραπάνω σχέση ότι το πάχος του υποστρώματος δεν θα πρέπει να υπερβαίνει τα 0.3 mm [1]

2.9.5 Ακτινοβολία

Ένας ακόμη παράγοντας που επηρεάζει τη λειτουργικότητα μιας μικροταινίας είναι και η πιθανότητα απωλειών ισχύος λόγω ανεπιθύμητης ακτινοβολίας. Υπενθυμίζουμε ότι η μικροταινία δεν είναι θωρακισμένο σύστημα, σε αντίθεση με τη γραμμή ταινίας. Στην περίπτωση της μικροταινίας, είναι δυνατό να έχουμε παρασιτική ακτινοβολία στην περιοχή ασυνεχειών στη δομή της. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τμήματα μικροταινίας που είναι ανοιχτοκυκλωμένα. Τέτοιες περιπτώσεις παρουσιάζονται πολύ συχνά σε μικροκυματικά κυκλώματα, δεδομένου ότι ένας κλαδωτής σε κύκλωμα μικροταινίας είναι συνήθως ένα ανοιχτοκυκλωμένο και όχι βραχυκυκλωμένο τμήμα μικροταινίας. Αυτό συμβαίνει διότι η κατασκευή βραχυκυκλώματος απαιτεί σύνδεση της λωρίδας με το υπόστρωμα μέσω ενός κάθετου αγωγού διέλευσης (via), η οποία και υλοποιείται δυσκολότερα σε επίπεδα κυκλώματα. Στην περίπτωση που σε ένα μικροκυματικό κύκλωμα έχουμε ανοιχτοκυκλωμένες μικροταινίας, θα πρέπει να λάβουμε υπόψη το φαινόμενο της παρασιτικής ακτινοβολίας από τα άκρα τους.

Υποθέτοντας ότι το ηλεκτρικό πάχος του υποστρώματος είναι μικρό και ότι η διάδοση είναι σχεδόν-TEM, είναι δυνατό να υπολογίσουμε με κατάλληλη ηλεκτρομαγνητική ανάλυση τις παραμέτρους του ισοδύναμου κυκλώματος της ανοιχτοκυκλωμένης μικροταινίας. Από την ανάλυση αυτή προκύπτει ότι το ανοιχτό κύκλωμα μικροταινίας συμπεριφέρεται στην πραγματικότητα σαν μία ισοδύναμη αντίσταση ακτινοβολίας, σε παράλληλη σύνδεση με μια χωρητικότητα, η οποία εκφράζει τη γειτνίαση του ανοιχτού άκρου με το αγωγίμο επίπεδο (σχήμα 5.14). Η χωρητικότητα αυτή ισοδυναμεί με μια φαινομενική αύξηση του μήκους της μικροταινίας, δηλαδή το μήκος της φαίνεται ελαφρά μεγαλύτερο από ότι είναι στην πραγματικότητα. Για τις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές η φαινομενική αύξηση του μήκους δίνεται από την προσεγγιστική σχέση:

$$\frac{\Delta l}{d} = 0.412 \frac{(\epsilon_{r,\text{eff}} + 0.3) \left(\frac{W}{d} + 0.262 \right)}{(\epsilon_{r,\text{eff}} - 0.258) \left(\frac{W}{d} + 0.813 \right)} \quad (2.69)$$

με ακρίβεια της τάξης του 5% που κρίνεται πολύ ικανοποιητική, αν και στη βιβλιογραφία μπορούν να βρεθούν και πιο ακριβείς εκφράσεις. Η χωρητικότητα του ανοιχτού άκρου σχετίζεται με τη φαινομενική αύξηση του μήκους μέσω της σχέσης:

$$C_r = \frac{\Delta l \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}}{c_0 Z_0} \quad (2.70)$$

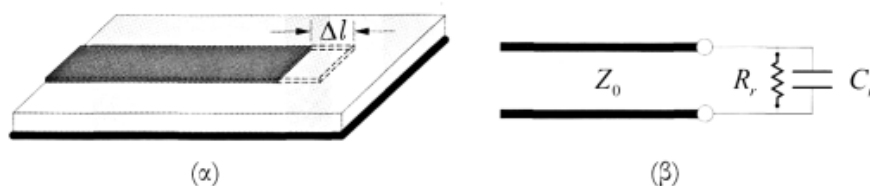
Η ισοδύναμη αντίσταση ακτινοβολίας της ανοιχτής μικροταινίας βρίσκεται:

$$R_r = 240\pi^2 \left(\frac{d}{\lambda_0}\right)^2 F(\epsilon_{r,\text{eff}}) \quad (2.71)$$

όπου λ_0 το μήκος κύματος στον ελεύθερο χώρο και $F(\epsilon_{r,\text{eff}})$ ο παράγοντας ακτινοβολίας,

$$F(\epsilon_{r,\text{eff}}) = \frac{\epsilon_{r,\text{eff}} + 1}{\epsilon_{r,\text{eff}}} - \frac{(\epsilon_{r,\text{eff}} - 1)^2}{2\epsilon_{r,\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} + 1}{\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} - 1} \quad (2.72)$$

Θεωρώντας το ισοδύναμο γραμμής μεταφοράς, μπορεί να αποδειχθεί ότι ο λόγος της ακτινοβολούμενης προς την ανακλώμενη ισχύ είναι ο λόγος της αντίστασης ακτινοβολίας προς τη χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 της μικροταινίας επί 4. Για τη σωστή λειτουργία του κυκλώματος ο λόγος αυτός πρέπει να είναι μικρός. Όπως μπορεί να δειχθεί από τις (2.71) και (2.72), αυτό επιτυγχάνεται με την αύξηση της διηλεκτρικής σταθεράς και τη μείωση του πάχους του υποστρώματος. Αυτό είναι και το βασικό στοιχείο του ευνοεί τη χρήση διηλεκτρικών υψηλής διηλεκτρικής σταθεράς σε κυκλώματα μικροταινίας. [1]



Σχήμα 2.14: (α) Ανοιχτοκυκλωμένη μικροταινία και (β) ισοδύναμο κύκλωμα γραμμής μεταφοράς.

2.6.6 Αιωρούμενες και αντεστραμμένες γραμμές μικροταινίας

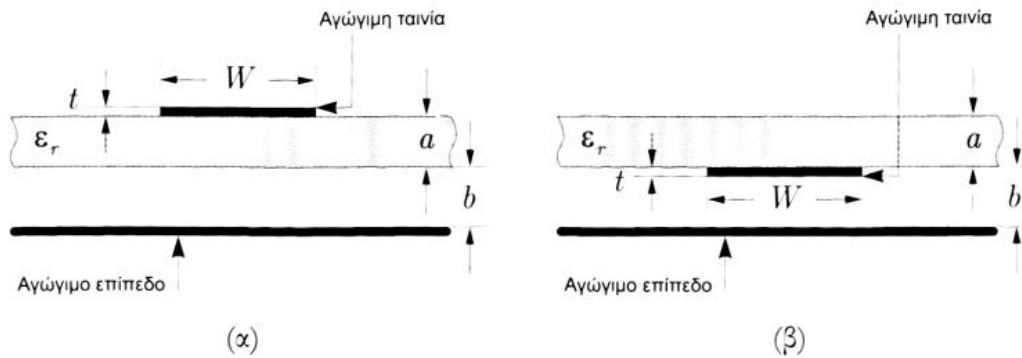
Ιδιαίτερα ενδιαφέρουσες παραλλαγές των απλών γραμμών μικροταινίας είναι οι αιωρούμενες (suspended) και οι αντεστραμμένες (inverted) μικροταινίες (σχήμα 2.15). Το βασικό τους πλεονέκτημα σε σχέση με τις απλές μικροταινίες είναι η επίτευξη χαμηλότερων απωλειών και άρα υψηλότερου συντελεστή ποιότητας, όταν αυτές χρησιμοποιούνται ως κυκλώματα συντονισμού. Ένα άλλο σημαντικότερο πλεονέκτημά τους είναι το μεγάλο εύρος χαρακτηριστικών αντιστάσεων που παρέχουν. Το γεγονός αυτό βρίσκει αξιοποίηση στην κατασκευή μικροκυματικών

φίλτρων. Μια προσεγγιστική έκφραση για τη χαρακτηριστική αντίσταση αιωρούμενων ή αντεστραμμένων μικροταινιών είναι η:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}}} \ln \left[\frac{f(u)}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \quad (2.73)$$

όπου,

$$f(u) = 6 + (2\pi - 6) \exp[-(30.666/u)^{0.7528}] \quad (2.74)$$



Σχήμα 2.15: Διατομές αιωρούμενης και αντεστραμμένης γραμμής μικροταινίας.

Για τις αιωρούμενες μικροταινίες είναι $u=W/(a+b)$ ενώ για τις αντεστραμμένες $u = W/b$. Επίσης, για μια αιωρούμενη μικροταινία η ενεργός σχετική διηλεκτρική σταθερά προκύπτει από τη σχέση:

$$\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}} = \left[1 + \frac{a}{b} \left(a_1 - b_1 \ln \frac{W}{b} \right) \left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} - 1 \right) \right]^{-1} \quad (2.75)$$

όπου

$$a_1 = [0.8621 - 0.1251 \ln(a/b)]^4 \quad (2.76\alpha)$$

$$b_1 = [0.4986 - 0.1397 \ln(a/b)]^4 \quad (2.76\beta)$$

ενώ για μια αντεστραμμένη μικροταινία, οι αντίστοιχες σχέσεις είναι:

$$\sqrt{\varepsilon_{r,\text{eff}}} = 1 + \frac{a}{b} \left(\bar{a}_1 - \bar{b}_1 \ln \frac{W}{b} \right) (\sqrt{\varepsilon_r} - 1) \quad (2.77)$$

όπου

$$\bar{a}_1 = [0.5173 - 0.1515 \ln(a/b)]^2 \quad (2.78\alpha)$$

$$\bar{b}_1 = [0.3092 - 0.1047 \ln(a/b)]^2 \quad (2.79\beta)$$

Η ακρίβεια των παραπάνω σχέσεων είναι της τάξης του 1-2%. [1]

Κεφάλαιο 3

Βασικές Έννοιες Κεραιών

3.1 Βασικές Παράμετροι Κεραιών

3.1.1 Εισαγωγικά Στοιχεία

Μια ραδιοκεραία μπορεί να ορισθεί σαν η δομή που σχετίζεται με την περιοχή μετάβασης μεταξύ ενός καθοδηγούμενου κύματος και ενός κύματος στο ελεύθερο διάστημα, ή και το αντίστροφο. Σε σύνδεση με αυτό τον ορισμό είναι ίσως χρήσιμο να θεωρήσουμε το τι ακριβώς εννοείται με τους όρους γραμμή μεταφοράς και συντονισμένο κύκλωμα (resonator). Μια γραμμή μεταφοράς είναι μια επιπόηση για την μετάδοση ή οδήγηση ενέργειας ραδιοσυχνότητας από ένα σημείο σε κάποιο άλλο.

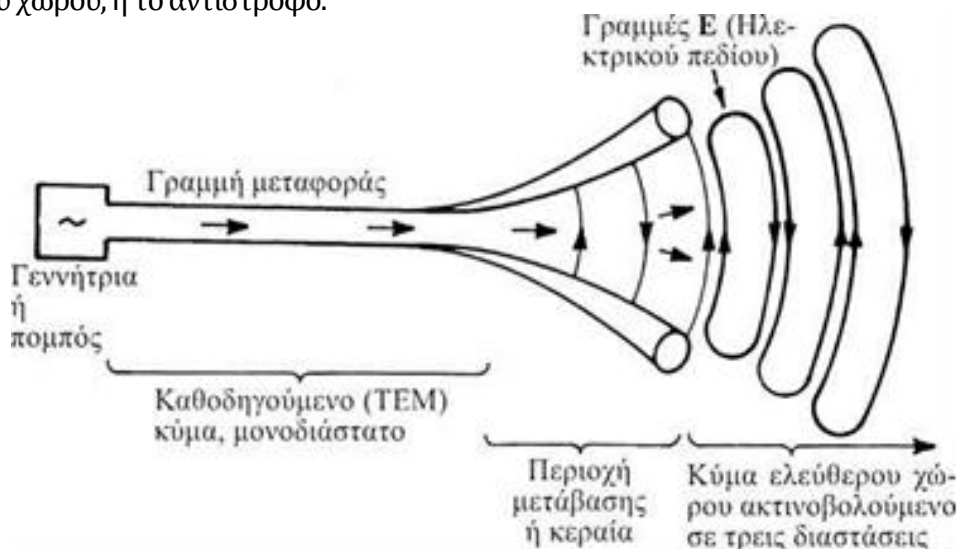
Συνήθως είναι επιθυμητό να μεταδώσουμε την ενέργεια με τις κατά το δυνατό ελάχιστες απώλειες σε ακτινοβολία και θερμότητα. Αυτό σημαίνει ότι ενώ η ενέργεια μεταφέρεται από το ένα σημείο στο άλλο περιορίζεται στη γραμμή μεταφοράς ή δεσμεύεται στενά κοντά σε αυτή. Έτσι, το κύμα που μεταδίδεται κατά μήκος της γραμμής είναι μονοδιάστατο, με την έννοια ότι δεν απλώνεται στο χώρο αλλά ακολουθεί τη γραμμή.

Από αυτή τη γενική άποψη ο όρος γραμμή μεταφοράς μπορεί να επεκταθεί και να συμπεριλάβει όχι μόνο τις ομοαξονικές και δυσύρματες (ανοιχτές) γραμμές μεταφοράς, αλλά και τους κούλους σωλήνες, ή κυματοδηγούς.

Μια γεννήτρια συνδεδεμένη με μια γραμμή μεταφοράς άπειρου μήκους και μηδενικών απωλειών, παράγει ένα ομοιόμορφο οδεύον κύμα κατά μήκος της γραμμής. Αν η γραμμή είναι βραχυκυκλωμένη, το εξερχόμενο οδεύον κύμα ανακλάται, παράγοντας ένα στάσιμο κύμα επί της γραμμής, λόγω της αλληλεπίδρασης μεταξύ των εξερχομένων (ή ορθής φοράς) κυμάτων και των ανακλώμενων κυμάτων. Άρα ένα στάσιμο κύμα σχετίζεται με τοπικές συγκεντρώσεις ενέργειας. Αν το ανακλώμενο κύμα είναι ίσου πλάτους με το εξερχόμενο, έχουμε ένα αμιγές στάσιμο κύμα. Οι συγκεντρώσεις ενέργειας σε ένα τέτοιο κύμα ταλαντώνονται από πλήρως ηλεκτρικές σε πλήρως μαγνητικές και αντίστροφα, δυο φορές ανά κύκλο. Τέτοια συμπεριφορά της ενέργειας είναι χαρακτηριστική για ένα συντονισμένο κύκλωμα. Παρόλο που ο όρος συντονισμένο κύκλωμα στην πιο γενική του έννοια μπορεί να εφαρμοσθεί για οποιαδήποτε συσκευή με στάσιμα κύματα, συνήθως χαρακτηρίζει συσκευές με μεγάλες συγκεντρώσεις ενέργειας σε σχέση με την ολική ροή ενέργειας ανά κύκλο. Όπου υπάρχει μόνο ένας εξωτερικός αγωγός, όπως σε ένα βραχυκυκλωμένο τμήμα ενός κυματοδηγού, η συσκευή καλείται κοιλότητα συντονισμού.

Έτσι, οι κεραίες ακτινοβολούν (ή λαμβάνουν) ενέργεια, οι γραμμές μεταφοράς καθοδηγούν ενέργεια, ενώ τα συντονισμένα κυκλώματα αποθηκεύουν ενέργεια. Ένα καθοδηγούμενο κύμα, το οποίο οδεύει κατά μήκος μιας γραμμής μεταφοράς που σταδιακά ανοίγει, όπως στο Σχ. 3.1, θα ακτινοβοληθεί σαν κύμα ελεύθερου χώρου. Το καθοδηγούμενο κύμα είναι ένα επίπεδο κύμα, ενώ το κύμα ελεύθερου χώρου είναι κύμα σφαιρικά εκτεινόμενο. Κατά μήκος του ομοιόμορφου τμήματος της γραμμής η ενέργεια καθοδηγείται σαν ένα επίπεδο κύμα με μικρή απώλεια, με την προϋπόθεση ότι η απόσταση μεταξύ των συρμάτων είναι ένα μικρό κλάσμα του ενός μήκους κύματος. Στα δεξιά του σχήματος, καθώς η απόσταση μεταξύ των συρμάτων προσεγγίζει το ένα μήκος κύματος ή και περισσότερο, το κύμα τείνει να ακτινοβολείται, έτσι ώστε η ανοιγμένη γραμμή ενεργεί σαν κεραία που ακτινοβολεί ένα κύμα ελεύθερου χώρου. Τα ρεύματα επί της γραμμής λήγουν στο ανοικτό άκρο της, αλλά τα πεδία τα σχετικά με αυτά συνεχίζουν. Πιο συγκεκριμένα, η περιοχή μετάβασης μεταξύ του καθοδηγούμενου κύματος και του κύματος ελεύθερου χώρου μπορεί να ορισθεί ως μια κεραία. Περιγράψαμε την κεραία σαν στοιχείο εκπομπής. Ο ορισμός αντιστρέφεται για λήψη, και μια κεραία είναι η περιοχή μετάβασης μεταξύ ενός κύματος ελεύθερου χώρου και ενός καθοδηγούμενου κύματος. Έτσι, μια κεραία είναι ένα

στοιχείο μετάβασης, ή μετατροπέας, μεταξύ ενός καθοδηγούμενου κύματος και ενός κύματος ελεύθερου χώρου, ή το αντίστροφο.



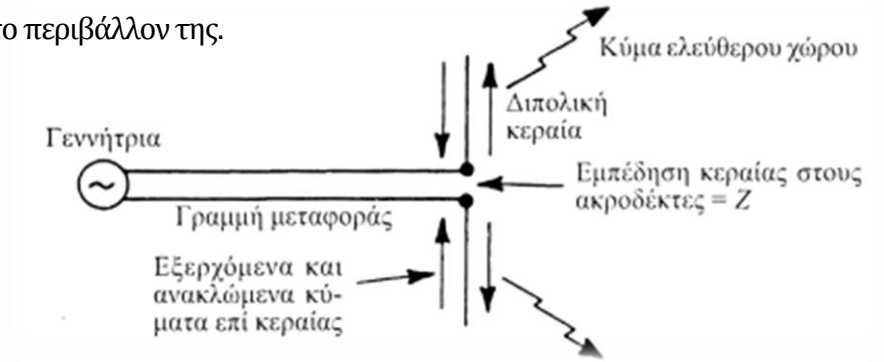
Σχήμα 3.1 Η κεραία είναι μια περιοχή μετάβασης μεταξύ ενός κύματος που καθοδηγείται από μια γραμμή μεταφοράς και ενός κύματος ελεύθερου χώρου. Η απόσταση μεταξύ των αγωγών της γραμμής μεταφοράς είναι ένα μικρό κλάσμα του μήκους κύματος ενώ η απόστασή τους στο ανοικτό άκρο της περιοχής μετάβασης ή κεραίας μπορεί να είναι πολλά μήκη κύματος. Πιο γενικά, μια κεραία είναι ο ενδιάμεσος μεταξύ ηλεκτρονίων επί αγωγών και φωτονίων στο χώρο. Το μάτι είναι ακόμα ένα τέτοιο στοιχείο.

Ενώ οι γραμμές μεταφοράς (ή κυματοδηγοί) φτιάχνονται συνήθως έτσι ώστε να ελαχιστοποιούν την ακτινοβολία, οι κεραίες σχεδιάζονται έτσι ώστε να ακτινοβολούν (ή να λαμβάνουν) ενέργεια όσο πιο αποδοτικά γίνεται.

Η κεραία, όπως και το μάτι, είναι ένα στοιχείο μετασχηματισμού που μετατρέπει ηλεκτρομαγνητικά φωτόνια σε ρεύματα, αλλά, σε αντίθεση με το μάτι, η κεραία μπορεί επίσης να μετατρέψει ενέργεια από ένα κύκλωμα σε φωτόνια που ακτινοβολούνται στο χώρο. Με τους πιο απλούς όρους, μια κεραία μετατρέπει φωτόνια σε ρεύματα ή το αντίστροφο.

Θεωρήστε μια γραμμή μεταφοράς που είναι συνδεδεμένη σε μια διπολική κεραία, όπως στο Σχ. 3.2. Το δίπολο ενεργεί σαν κεραία, επειδή ακτινοβολεί ένα κύμα ελεύθερου χώρου. Παρόλα αυτά, μπορεί επίσης να θεωρηθεί σαν τμήμα μιας γραμμής μεταφοράς με ανοικτό άκρο. Επιπρόσθετα, επιδεικνύει πολλά από τα χαρακτηριστικά ενός συντονισμένου κυκλώματος, αφού η ενέργεια που ανακλάται από τα άκρα του δίπολου προκαλεί την εμφάνιση ενός στάσιμου κύματος και την αποθήκευση ενέργειας πλησίον της κεραίας. Έτσι, ένα μοναδικό στοιχείο, σε αυτή την περίπτωση το δίπολο, επιδεικνύει ταυτόχρονα ιδιότητες που χαρακτηρίζουν μια κεραία, μια γραμμή μεταφοράς και ένα συντονισμένο κύκλωμα.

Στο Σχ. 3.2, η κεραία φαίνεται από τη γραμμή μεταφοράς σαν ένα στοιχείο κυκλώματος με δυο ακροδέκτες, που έχει μια εμπέδηση Z με μια συνιστώσα καθαρής (ωμικής) αντίστασης που καλείται αντίσταση ακτινοβολίας R_r , ενώ από τον ελεύθερο χώρο, η κεραία χαρακτηρίζεται από το διάγραμμα ακτινοβολίας της, ή διαγράμματα που περιλαμβάνουν πεδιακές ποσότητες. Η αντίσταση ακτινοβολίας R_r δεν σχετίζεται με οποιαδήποτε αντίσταση σε αυτή καθαυτή την κεραία, αλλά είναι μια αντίσταση, που συζεύγνται στους ακροδέκτες της κεραίας από την κεραία και το περιβάλλον της.



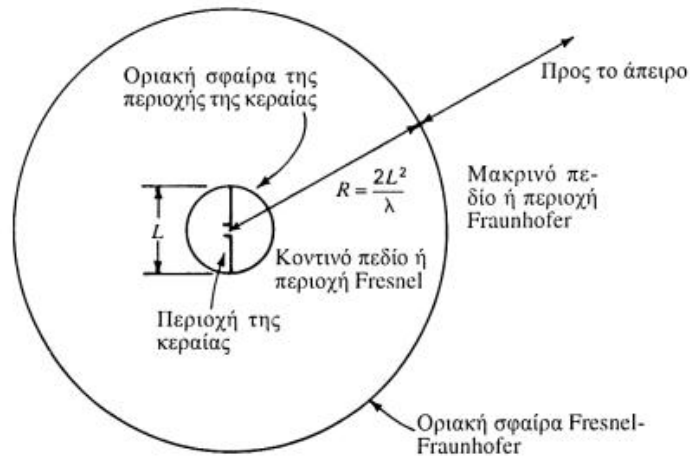
Σχήμα 3.2: Η κεραία ακτινοβολεί ένα κύμα ελεύθερου χώρου, αλλά “φαίνεται” σαν μια ορισμένη εμπέδηση από την πλευρά της γραμμής μεταφοράς.

Σχετική με την αντίσταση ακτινοβολίας είναι επίσης και μια θερμοκρασία κεραίας, T_A . Για μια κεραία χωρίς απώλειες αυτή η θερμοκρασία δεν έχει καμιά σχέση με τη φυσική θερμοκρασία της κεραίας αυτής καθαυτής, αλλά σχετίζεται με τη θερμοκρασία απομακρυσμένοι περιοχών του χώρου (και του πιο κοντινού περιβάλλοντος της), που συζεύγνεται με την κεραία μέσω της αντίστασης ακτινοβολίας της. Πράγματι, η θερμοκρασία κεραίας δεν είναι τόσο πολύ μια έμφυτη ιδιότητα της κεραίας, καθώς είναι μια παράμετρος που εξαρτάται από την θερμοκρασία των περιοχών που “βλέπει” η κεραία. Με την έννοια αυτή, μια κεραία λήψεως μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα στοιχείο μέτρησης θερμοκρασίας από απόσταση.

Η αντίσταση ακτινοβολίας R_r και η θερμοκρασία κεραίας T_A είναι μονότιμες, μονόμετρες ποσότητες. Τα διαγράμματα ακτινοβολίας, από την άλλη μεριά, περιλαμβάνουν την μεταβολή του πεδίου ή της ισχύος (που είναι ανάλογη με το τετράγωνο της έντασης πεδίου), σαν συνάρτηση των δυο σφαιρικών συντεταγμένων θ και φ . [4]

3.1.2 Πεδιακές Ζώνες Κεραίας

Τα πεδία γύρω από μια κεραία μπορούν να χωρισθούν σε δυο κύριες περιοχές, μια κοντά στην κεραία που αποκαλείται το *κοντινό πεδίο* ή *ζώνη Fresnel* και μια σε μεγάλη απόσταση που αποκαλείται *μακρινό πεδίο* ή *ζώνη Fraunhofer*. Αναφερόμενοι στο Σχ. 3.3, το όριο μεταξύ των δυο μπορεί αυθαίρετα να ληφθεί σε μια ακτίνα



Σχήμα 3.3 Περιοχή κεραίας, περιοχή Fresnel και περιοχή Fraunhofer

$$R = \frac{2L^2}{\lambda} \quad (\text{m}) \quad (3.1.1)$$

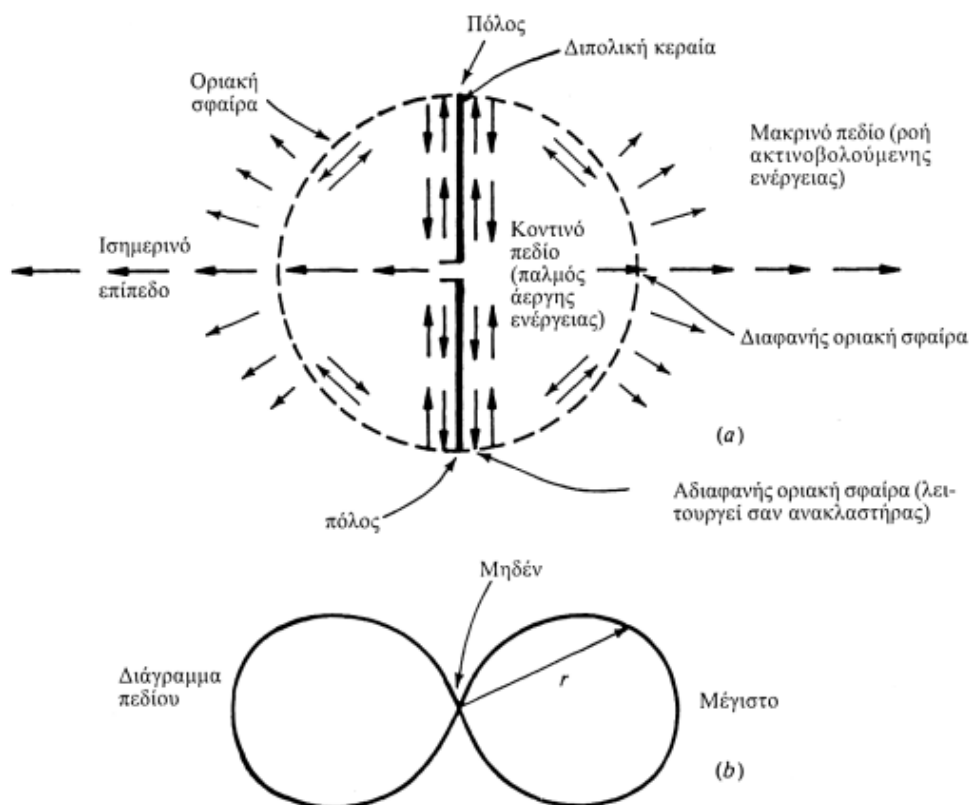
Όπου: L = η μέγιστη διάσταση της κεραίας, m και λ = το μήκος κύματος, m

Στο **μακρινό πεδίο ή περιοχή Fraunhofer**, οι μετρήσιμες συνιστώσες του πεδίου είναι εγκάρσιες στην ακτινική διεύθυνση από την κεραία και όλη η ροή ισχύος κατευθύνεται ακτινικά προς τα έξω. Στο κοντινό πεδίο το σχήμα του διαγράμματος πεδίου είναι ανεξάρτητο της απόστασης. Στο **κοντινό πεδίο ή περιοχή Fresnel**, η διαμήκης συνιστώσα του ηλεκτρικού πεδίου μπορεί να είναι σημαντική και η ροή ισχύος δεν είναι εντελώς ακτινική. Στο κοντινό πεδίο η μορφή του διαγράμματος πεδίου εξαρτάται, γενικά, από την απόσταση.

Κλείνοντας την κεραία σε μια φανταστική οριακή σφαίρα, όπως στο Σχ. 3.4α, είναι σαν η περιοχή κοντά στους πόλους της σφαίρας να ενεργεί σαν ανακλαστήρας. Από την άλλη μεριά, τα κύματα που εκτείνονται κάθετα στο δίπολο στην ισημερινή περιοχή της σφαίρας έχουν σαν αποτέλεσμα διαρροή ισχύος μέσω της σφαίρας, σαν να ήταν μερικά “διαφανής” σ’ αυτή την περιοχή.

Έτσι προκύπτει εναλλασσόμενη (ταλαντούμενη) ροή ενέργειας κοντά στην κεραία, που συνοδεύεται από ροή ενέργειας προς τα έξω στην ισημερινή περιοχή. Η ροή προς τα έξω ερμηνεύει την ισχύ που ακτινοβολείται από την κεραία, ενώ η ταλαντούμενη ενέργεια

αντιπροσωπεύει άεργο ισχύ που παγιδεύεται πλησίον της κεραίας όπως σε ένα συντονισμένο κύκλωμα. Αυτή η υπεραπλουστευμένη συζήτηση ερμηνεύει ποιοτικά το διάγραμμα πεδίου της διπολικής κεραίας $\lambda/2$, όπως δείχνεται στο Σχ. 3.4b.



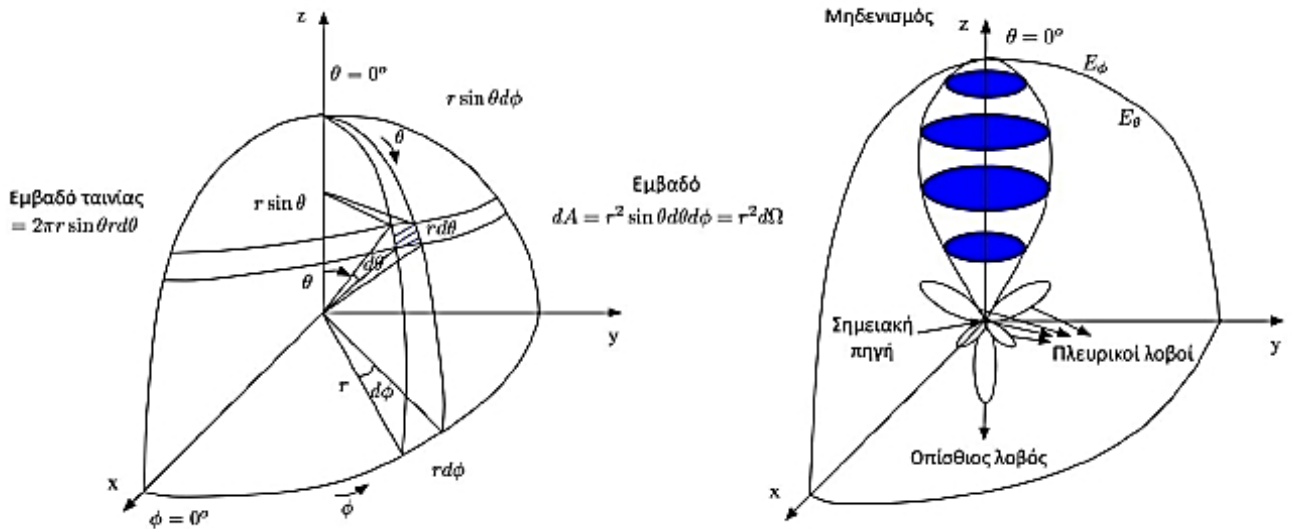
Σχήμα 3.4 Ροή ενέργειας κοντά σε μια διπολική κεραία (α) και διάγραμμα πεδίου ακτινοβολίας (δ). Το διάνυσμα ακτίνας r είναι ανάλογο με το πεδίο που ακτινοβολείται σε κείνη τη διεύθυνση.

Για μια διπολική κεραία $\lambda/2$, η ενέργεια αποθηκεύεται σε μια χρονική στιγμή στο ηλεκτρικό πεδίο, κυρίως κοντά στα άκρα της κεραίας ή τις περιοχές μέγιστου φορτίου, ενώ $1/2$ της περιόδου αργότερα αποθηκεύεται στο μαγνητικό πεδίο κυρίως κοντά στο κέντρο της κεραίας ή στην περιοχή μέγιστου ρεύματος.

Σημειώστε ότι παρόλο που χρησιμοποιείται μερικές φορές ο όρος *ροή ισχύος*, είναι η *ενέργεια* που ρέει στην πραγματικότητα, ενώ η *ισχύς* είναι ο χρονικός ρυθμός της ροής της ενέργειας. Μια παρόμοια χαλαρή χρήση όρου είναι όταν λέμε ότι πληρώνουμε λογαριασμό *ρεύματος*, ενώ στην πραγματικότητα πληρώνουμε ηλεκτρική ενέργεια. [4]

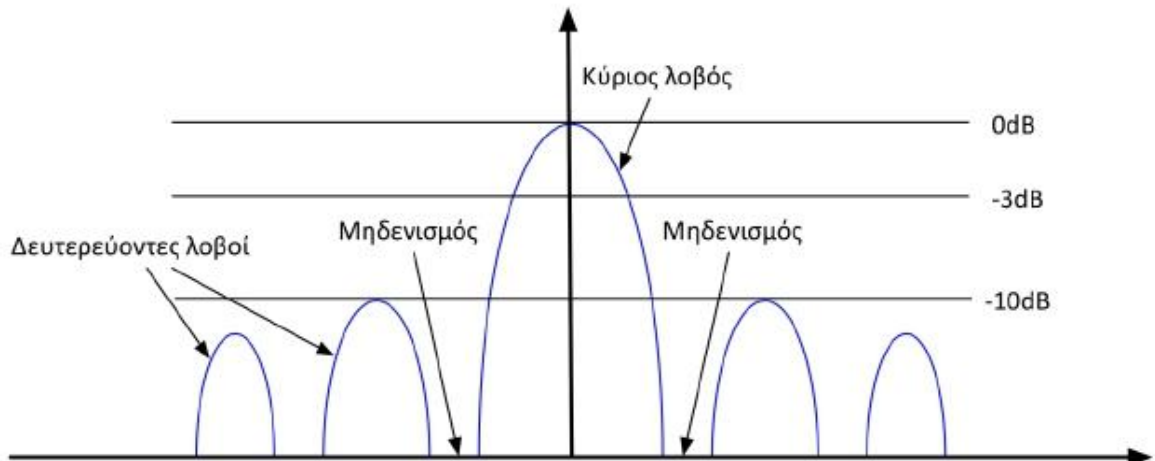
3.1.3 Διάγραμμα Ακτινοβολίας

Το διάγραμμα ακτινοβολίας (radiation pattern) είναι ένα γράφημα του πώς ακτινοβολεί μια συγκεκριμένη κεραία ως συνάρτηση των χωρικών συντεταγμένων (Σχήμα 3.5).



Σχήμα 3.5 Σφαιρικό σύστημα συντεταγμένων (δεξιά) και διάγραμμα ακτινοβολίας (αριστερά)

Αποτελεί ένα μέγεθος, που κυρίως αφορά το μακρινό πεδίο ακτινοβολίας. Παρατηρώντας το, μπορούμε να βγάλουμε συμπεράσματα για ένα πλήθος ιδιοτήτων του πεδίου, όπως η ένταση ακτινοβολίας, η πεδιακή ένταση ή η πόλωση. Δύο είναι τα μεγέθη για τα οποία δίνεται το διάγραμμα: η ένταση ακτινοβολίας, οπότε αναφερόμαστε σε διάγραμμα ισχύος (power pattern), και η ένταση ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου, οπότε αναφερόμαστε σε διάγραμμα πεδίου (field pattern). Το διάγραμμα είναι τρισδιάστατο, παρόλα αυτά συνήθως αρκούν δισδιάστατα διαγράμματα ως συνάρτηση της μίας εκ των δύο συντεταγμένων κατεύθυνσης για μία συγκεκριμένη τιμή της άλλης, π.χ. συναρτήσει του θ για δεδομένο ϕ . Στο Σχήμα 3.6 απεικονίζεται το αντίστοιχο λογαριθμικό διάγραμμα ισχύος συναρτήσει της γωνίας θ .

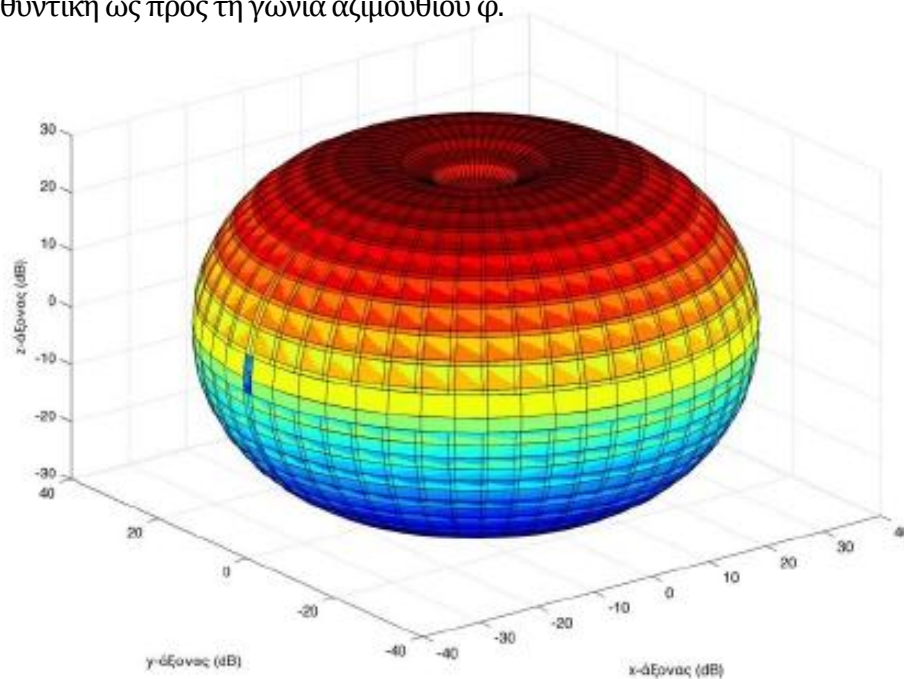


Σχήμα 3.6 Λογαριθμικό διάγραμμα ισχύος ακτινοβολίας

θ

Ένας ακτινοβολητής, ο οποίος εκπέμπει και λαμβάνει εξίσου προς και από όλες τις κατευθύνσεις ονομάζεται ιστροπικός (isotropic). Η σημειακή πηγή, αν και δεν αποτελεί πραγματοποιήσιμη κεραία, χρησιμοποιείται ως κεραία αναφοράς, ως προς την οποία εκφράζονται τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας των πρακτικών κεραιών. Από την άλλη μεριά, βρίσκονται οι κατευθυντικές (directional) κεραιές, χαρακτηριστικό των οποίων είναι ότι «κατευθύνουν» την ισχύ, δηλαδή ακτινοβολούν καλύτερα προς ορισμένες κατευθύνσεις απ' ό,τι σε άλλες.

Τέλος, μια ειδική κατηγορία κατευθυντικών κεραιών είναι οι λεγόμενες ομοιοκατευθυντικές (omnidirectinal), όπως το διάγραμμα ακτινοβολίας, το οποίο απεικονίζεται στο Σχήμα. 3.7. Εδώ παρατηρούμε ότι υπάρχει κατευθυντικότητα ως προς τη γωνία ανύψωσης θ , ενώ η κεραία είναι ομοιοκατευθυντική ως προς τη γωνία αζιμούθιου φ .

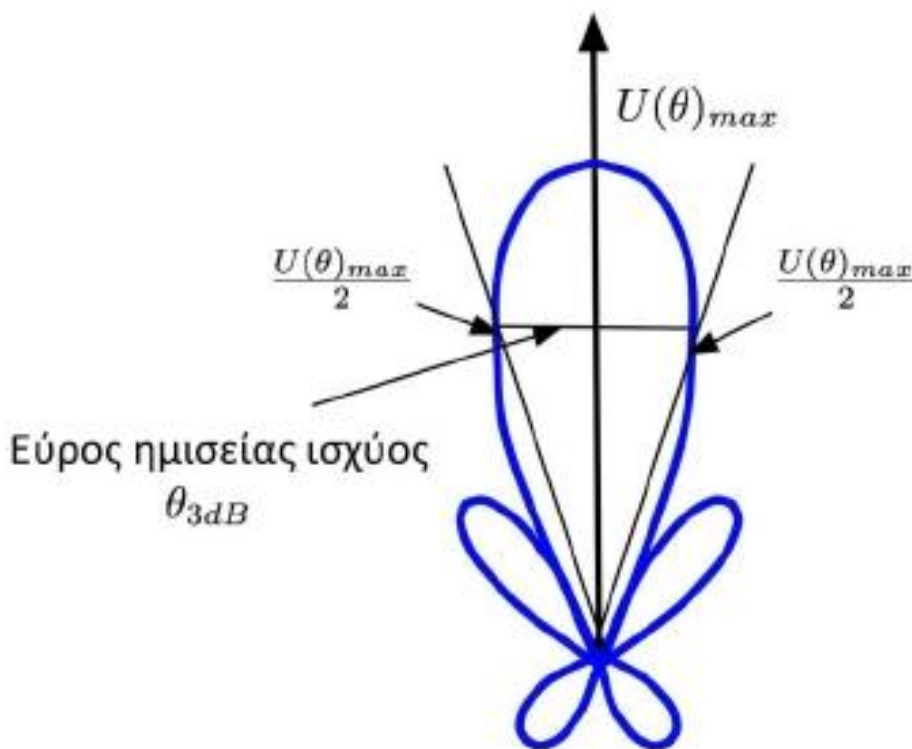


Σχήμα 3.7 Ομοιοκατευθυντική κεραία στο αζιμουθιακό επίπεδο (xy) και κατευθυντική στο επίπεδο ανύψωσης (xz)

Λοβός ακτινοβολίας (radiation lobe) είναι το τμήμα του διαγράμματος ακτινοβολίας, που οροθετείται από περιοχές σχετικά ασθενούς ή μηδενικής έντασης ακτινοβολίας. Κύριος λοβός (major lobe) είναι αυτός που περιέχει την κατεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας. Σε μερικές κεραιές ενδέχεται να υπάρχουν περισσότεροι του ενός κύριοι λοβοί. Κάθε λοβός, που δεν είναι κύριος, χαρακτηρίζεται ως δευτερεύων (minor lobe). Πλευρικός λοβός (side lobe) είναι κάθε λοβός που δεν περιέχει τη διεύθυνση που μας ενδιαφέρει. Τέλος, οπίσθιος λοβός (back lobe) λέγεται αυτός που περιέχει την αντίθετη κατεύθυνση από αυτή του κύριου λοβού.

Γενικά, θα μπορούσαμε να πούμε ότι ένας από τους κύριους στόχους της σχεδίασης πρέπει να είναι η ελαχιστοποίηση των πλευρικών λοβών, αφού αυτοί σχετίζονται με την ακτινοβολία προς ανεπιθύμητες κατευθύνσεις. Το επίπεδο ενός πλευρικού λοβού εκφράζεται συνήθως σε σχέση με αυτό του κύριου λοβού. Συγκεκριμένα, στάθμη ενός πλευρικού λοβού εννοούμε τον λόγο της ισχύος του πλευρικού λοβού στην κατεύθυνση μεγίστου του προς την αντίστοιχη ισχύ του κύριου λοβού. Συνήθως, στάθμες πλευρικών της τάξης των -20dB θεωρούνται ικανοποιητικές για τις περισσότερες εφαρμογές, με τα -30dB να αποτελούν μία πιο αυστηρή προδιαγραφή για τις πιο απαιτητικές εφαρμογές, όπως είναι τα συστήματα ραντάρ .

Γωνιακό εύρος ονομάζεται η γωνία μεταξύ των μηδενισμών ή ελαχίστων του διαγράμματος, στην οποία βρίσκεται η κατεύθυνση μεγίστου (Σχήμα 3.8) Πρακτικά, πιο πολύ ενδιαφέρον παρουσιάζει το εύρος ημίσειας ισχύος θ_{3dB} (half-power beamwidth), που ορίζεται ως η γωνία που περιλαμβάνει την κατεύθυνση μεγίστου, και η οποία οροθετείται από τις κατευθύνσεις, στις οποίες η ένταση ακτινοβολίας έχει τη μισή τιμή της μέγιστης. Συνήθως, μία μείωση του εύρους του κύριου λοβού (που σημαίνει πιο κατευθυντική κεραία) συνεπάγεται αύξηση της στάθμης των πλευρικών λοβών. [6]



Σχήμα 3.8: Λοβοί ακτινοβολίας, γωνιακό εύρος και εύρος ημίσειας ισχύος

Για να καθορίσουμε πλήρως το διάγραμμα ακτινοβολίας σε σχέση με την ένταση πεδίου και την πόλωση, χρειάζονται τρία διαγράμματα:

1. Η συνιστώσα θ του ηλεκτρικού πεδίου σαν συνάρτηση των γωνιών θ και ϕ , ή $E_{\theta}(\theta, \phi)(V m^{-1})$
2. Η συνιστώσα ϕ του ηλεκτρικού πεδίου σαν συνάρτηση των γωνιών θ και ϕ , ή $E_{\phi}(\theta, \phi)(V m^{-1})$
3. Οι φάσεις αυτών των πεδίων σαν συνάρτηση των γωνιών θ και ϕ , ή $\delta_{\theta}(\theta, \phi)$ και $\delta_{\phi}(\theta, \phi)$ (rad ή deg).

Διαιρώντας μια συνιστώσα ενός πεδίου με την μέγιστη τιμή της, παίρνουμε ένα κανονικοποιημένο διάγραμμα πεδίου, που είναι ένας αριθμός χωρίς διαστάσεις με μέγιστη τιμή τη μονάδα. Έτσι, το κανονικοποιημένο διάγραμμα πεδίου για τη συνιστώσα θ του ηλεκτρικού πεδίου δίνεται από τη σχέση:

$$E_{\theta}(\theta, \phi)_n = \frac{E_{\theta}(\theta, \phi)}{E_{\theta}(\theta, \phi)_{\max}} \quad (3.1.2)$$

Σε αποστάσεις που είναι μεγάλες σε σύγκριση με το μέγεθος της κεραίας και με το μήκος κύματος, η μορφή του διαγράμματος πεδίου είναι ανεξάρτητη από την απόσταση. Συνήθως, τα διαγράμματα που μας ενδιαφέρουν είναι για αυτό το μακρινό πεδίο.

Τα διαγράμματα ακτινοβολίας μπορούν επίσης να εκφραστούν σε μονάδες ισχύος ανά μονάδα επιφάνειας [ή με το διάνυσμα Poynting $S(\theta, \phi)$], σε μια ορισμένη απόσταση από την κεραία. Κανονικοποιώντας την ισχύ αυτή σε σχέση με τη μέγιστη τιμή της παίρνουμε ένα κανονικοποιημένο διάγραμμα ισχύος σαν συνάρτηση γωνίας, που είναι ένας αριθμός χωρίς διαστάσεις με μέγιστη τιμή τη μονάδα. Έτσι, το κανονικοποιημένο διάγραμμα ισχύος δίνεται από τη σχέση:

$$P_n(\theta, \phi) = \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{\max}} \quad (3.1.3)$$

όπου $S(\theta, \phi) =$ διάνυσμα Poynting $= [E_{\theta}^2(\theta, \phi) + E_{\phi}^2(\theta, \phi)]/Z_0$, W/m^2

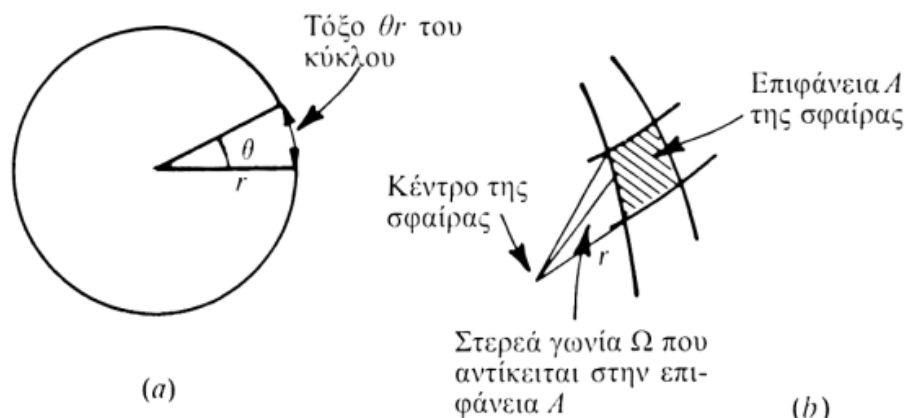
$S(\theta, \phi)_{\max} =$ μέγιστη τιμή του $S(\theta, \phi)$, W/m^2

$Z_0 =$ χαρακτηριστική αντίσταση του (κενού) χώρου $= 376.7 \Omega$

Οποιοδήποτε από αυτά τα διαγράμματα πεδίου ή ισχύος μπορούν να παρασταθούν σε τρισδιάστατες σφαιρικές συντεταγμένες, όπως το διάγραμμα πεδίου στο Σχ. 3.5α, ή με επίπεδες τομές διαμέσου του άξονα του κυρίου λοβού. Δυο τέτοιες τομές σε ορθές γωνίες, που καλούνται πρωτεύοντα επίπεδα διαγράμματα (όπως στα επίπεδα xz και yz στο Σχ. 3.5α) μπορεί να αρκούν για μια μοναδική συνιστώσα πεδίου, και αν το διάγραμμα είναι συμμετρικό περί τον άξονα z, μια τομή είναι αρκετή. Το Σχ. 3.5b είναι ένα τέτοιο διάγραμμα, και το τρισδιάστατο διάγραμμα είναι ένα στερεό εκ περιστροφής του γύρω από τον άξονα του κυρίου λοβού (παρόμοιο με το διάγραμμα στο Σχ. 3.5α). Για την επίδειξη των δευτερευόντων λοβών με μεγαλύτερη λεπτομέρεια, το ίδιο διάγραμμα παρουσιάζεται στο Σχ. 3.5c σε ορθογώνιες συντεταγμένες σε κλίμακα decibel (λογαριθμική), καθώς δίνεται από τη σχέση:

$$dB = 10 \log_{10} P_n(\theta, \varphi) \quad (3.1.4)$$

Παρόλο που τα χαρακτηριστικά ακτινοβολίας μιας κεραίας περιλαμβάνουν τρισδιάστατα διαγράμματα, πολλά σημαντικά χαρακτηριστικά ακτινοβολίας μπορούν να εκφραστούν με απλές, μονόμετρες αριθμητικές ποσότητες, οι οποίες αποτελούν τις βασικές παραμέτρους τους, όπως το Εύρος δέσμης, Εμβαδό δέσμης, Εμβαδό δέσμης Κύριου λοβού και Απόδοση δέσμης, Κατευθυντικότητα και Απολαβή, Ενεργός επιφάνεια, Επιφάνεια σκέδασης, Απόδοση επιφάνειας και Ενεργό ύψος. [4]



Σχήμα 3.9 a) Το μήκος τόξου $r\theta$ κύκλου με ακτίνα r αντίκειται σε μια γωνία θ b) επιφάνεια A μιας σφαίρας ακτίνας r αντίκειται σε μια στερεά γωνία Ω .

3.1.4 Εμβαδό Δέσμης (ή Στερεά γωνία δέσμης)

Το τόξο κύκλου καθώς φαίνεται από το κέντρο του κύκλου αντίκειται σε μια γωνία. Έτσι, στο Σχ. 3.9α, το μήκος τόξου θα αντίκειται στη γωνία θ . Όλη η γωνία του κύκλου είναι 2π rad (ή 360°), και το ολικό μήκος τόξου είναι $2\pi r$ (= περιφέρεια).

Ένα εμβαδό A της επιφάνειας μιας σφαίρας, καθώς φαίνεται από το κέντρο της σφαίρας, αντίκειται μιας στερεάς γωνίας Ω (Σχ. 3.9b). Όλη η στερεά γωνία που καταλαμβάνεται από τη σφαίρα είναι 4π στερακτίνια (ή τετραγωνικά ακτίνια), σε συντομογραφία sr.

Ας συζητήσουμε την στερεά γωνία με περισσότερη λεπτομέρεια με τη βοήθεια του Σχ. 3.10. Εδώ, η στοιχειώδης επιφάνεια dA της επιφάνειας μιας σφαίρας δίνεται από τη σχέση:

$$dA = (r \sin \theta d\phi)(r d\theta) = r^2 \sin \theta d\theta d\phi = r^2 d\Omega \quad (3.1.5)$$

όπου $d\Omega$ = η στερεά γωνία που αντίκειται στην επιφάνεια dA .

Η επιφάνεια της λωρίδας πλάτους $r d\theta$ που εκτείνεται γύρω από τη σφαίρα σε σταθερή γωνία θ δίνεται από τη σχέση ($2\pi r \sin\theta$) ($r d\theta$). Ολοκληρώνοντας για τιμές του θ από 0 έως π παίρνουμε την επιφάνεια της σφαίρας. Έτσι,

$$\text{Επιφάνεια της σφαίρας} = 2\pi r^2 \int_0^\pi \sin \theta d\theta = 2\pi r^2 [-\cos \theta]_0^\pi = 4\pi r^2 \quad (3.1.6)$$

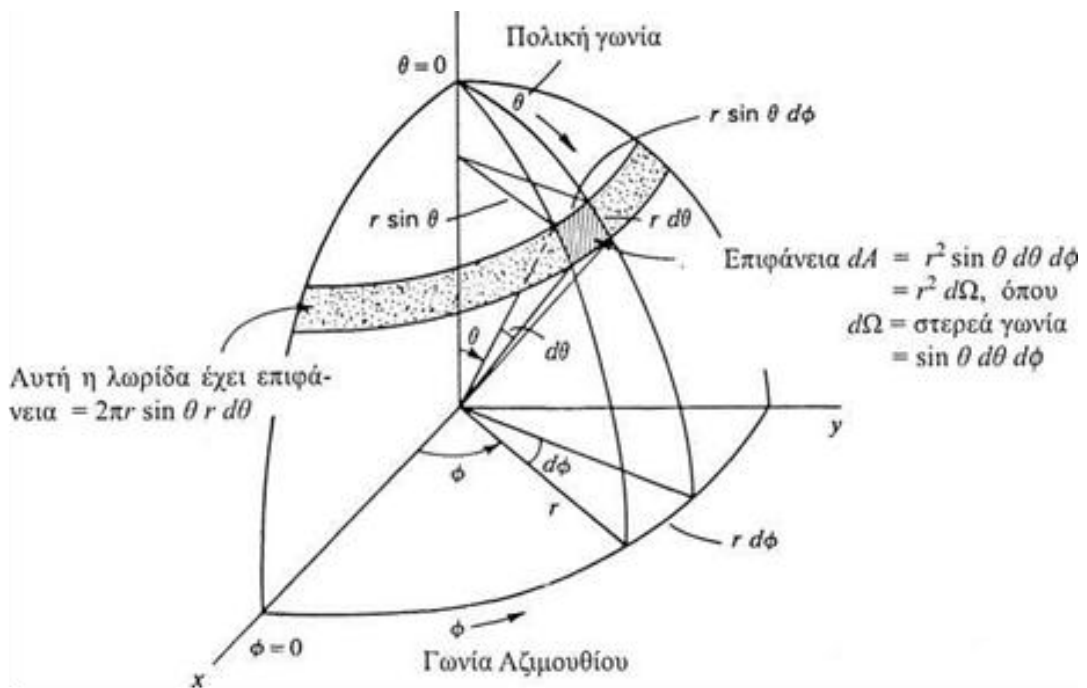
όπου 4π = στερεά γωνία που αντίκειται μιας σφαίρας, σε στερακτίνια.

Έτσι,

$$\begin{aligned} 1 \text{ στερακτίνιο (sr)} &= (\text{στερεά γωνία της σφαίρας}) / (4\pi) \\ &= 1 \text{ rad}^2 = (180/\pi)^2 (\text{deg}^2) = 3282.8064 \text{ τετραγωνικές μοίρες} \end{aligned} \quad (3.1.7)$$

Άρα,

$$\begin{aligned} 4\pi \text{ στερακτίνια} &= 3282.8064 \times 4\pi = 41252.96 = 41253 \text{ τετραγωνικές μοίρες} \\ &= \text{στερεά γωνία σε μια σφαίρα} \end{aligned} \quad (3.1.8)$$



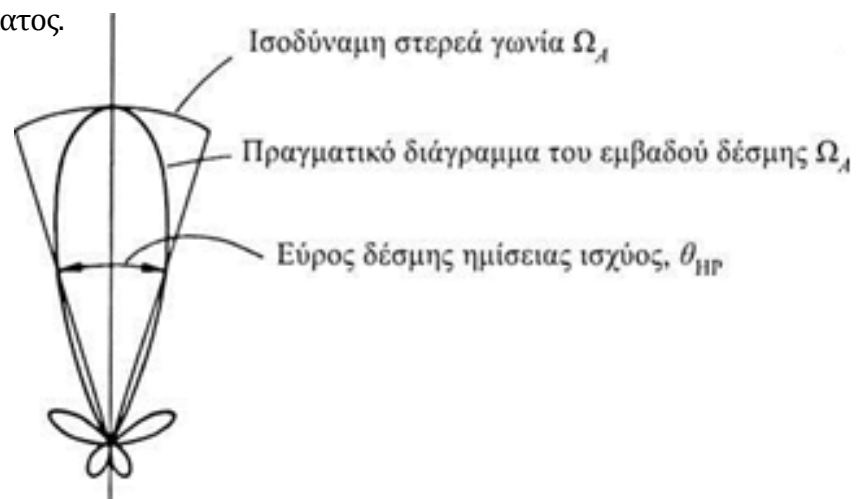
Σχήμα 3.10 Σφαιρικές συντεταγμένες σε σχέση με την επιφάνεια dA της στερεάς γωνίας $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$

Τώρα το εμβαδό δέσμης (ή η στερεά γωνία δέσμης) Ω_A για μια κεραία δίνεται από το ολοκλήρωμα του κανονικοποιημένου διαγράμματος ισχύος επί μιας σφαίρας (4π sr) ή

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (\text{sr}) \quad (3.1.9)$$

όπου $d\Omega = \sin\theta d\theta d\phi$

Αναφερόμενοι στο Σχ. 3.11, το εμβαδό δέσμης Ω_A ενός πραγματικού διαγράμματος ακτινοβολίας είναι ισοδύναμο με την ίδια στερεά γωνία που αντίκειται στο σφαιρικό κάλυμμα του κωνικού (τριγωνικής διατομής) διαγράμματος.



Σχήμα 3.11 Διατομή ενός συμμετρικού διαγράμματος ισχύος κεραίας όπου φαίνεται η ισοδύναμη στερεά γωνία για ένα κωνικό (τριγωνικό) διάγραμμα.

Αυτή η στερεά γωνία μπορεί συχνά να υπολογιστεί προσεγγιστικά βάσει των γωνιών που αντίκεινται στα σημεία ημίσειας ισχύος του κυρίου λοβού στα δυο πρωτεύοντα επίπεδα, όπως δίνεται από τη σχέση:

$$\Omega_A \approx \theta_{HP} \phi_{HP} \quad (\text{sr}) \quad (3.1.10)$$

όπου θ_{HP} και ϕ_{HP} είναι τα ημίσειας ισχύος εύρη δέσμης (HPBW) στα δυο πρωτεύοντα επίπεδα, αγνοώντας τους δευτερεύοντες λοβούς. [4]

3.1.5 Ένταση Ακτινοβολίας

Η ένταση ακτινοβολίας (radiation intensity) σε μια ορισμένη διεύθυνση είναι η ακτινοβολούμενη ισχύς ανά μονάδα στερεάς γωνίας. Είναι ένα μέγεθος, που αφορά το μακρινό πεδίο ακτινοβολίας μιας κεραίας, και το οποίο μαθηματικά ορίζεται από την εξίσωση:

$$U(\theta, \phi) = r^2 \left| \bar{P}_{av}(\vec{r}) \right| \quad (3.1.11)$$

Επίσης, η ένταση ακτινοβολίας σχετίζεται με το μακρινό ηλεκτρικό πεδίο μέσω της εξίσωσης:

$$U(\theta, \phi) = \frac{r^2}{2Z_0} \left| \bar{E}(\vec{r}) \right|^2 \equiv \frac{r^2}{2Z_0} \left[\left| E_\theta(\theta, \phi) \right|^2 + \left| E_\phi(\theta, \phi) \right|^2 \right] \quad (3.1.12)$$

Προκύπτει, λοιπόν, ένας ακόμη τρόπος υπολογισμού της ισχύος ακτινοβολίας μιας κεραίας, με ολοκλήρωση της έντασης ακτινοβολίας σε ολόκληρη τη στερεά γωνία Ω :

$$W_{rad} = \oiint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^\pi d\theta \left[U(\theta, \phi) \sin\theta \right] \quad (3.1.13)$$

Όσον αφορά τον ιστροπικό ακτινοβολητή, εξαιτίας της σημειακής του φύσης, το διάνυσμα Poynting έχει ακτινική διεύθυνση και εξαρτάται μόνο από την απόσταση του σημείου παρατήρησης από την πηγή, δηλαδή:

$$\bar{P}_{av,o}(\vec{r}) = \frac{W_{rad}}{4\pi r^2} \hat{r} \quad (3.1.14)$$

όπου το σύμβολο o υποδηλώνει ομοιοκατευθυντική κεραία. Αντίστοιχα, η ένταση ακτινοβολίας του ιστροπικού ακτινοβολητή είναι σταθερή και ανεξάρτητη των γωνιών θ και ϕ : [6]

$$U_o = \frac{W_{rad}}{4\pi} \quad (3.1.15)$$

3.1.6 Απόδοση Δέσμης

Το (συνολικό) εμβαδό δέσμης Ω_A (ή η στερεά γωνία δέσμης) αποτελείται από το εμβαδό της κυρίας δέσμης (ή τη στερεά γωνία) Ω_M συν το εμβαδό των δευτερευόντων λοβών (ή της στερεάς γωνίας) Ω_m . [4] Έτσι,

$$\Omega_A = \Omega_M + \Omega_m \quad (3.1.16)$$

Ο λόγος του εμβαδού της κυρίας δέσμης προς το (ολικό) εμβαδό δέσμης καλείται απόδοση της (κυρίας) δέσμης, ϵ_M . Έτσι,

$$\epsilon_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_A} = \text{Απόδοση δέσμης} \quad (3.1.17)$$

Ο λόγος του εμβαδού των δευτερευόντων λοβών (Ω_m) προς το (ολικό) εμβαδό δέσμης καλείται συντελεστής εκτροπής. Έτσι,

$$\epsilon_m = \frac{\Omega_m}{\Omega_A} = \text{Συντελεστής εκτροπής} \quad (3.1.18)$$

Είναι προφανές ότι :

$$\epsilon_M + \epsilon_m = 1 \quad (3.1.19)$$

3.1.7 Κατευθυντικό κέρδος – Κατευθυντικότητα

Κατευθυντικό κέρδος (Directive Gain) $D_g(\theta, \phi)$ σε μια ορισμένη διεύθυνση ονομάζεται ο λόγος της έντασης ακτινοβολίας μιας κεραίας σε αυτή τη διεύθυνση προς την ένταση ακτινοβολίας μιας κεραίας αναφοράς. Συνήθως, ως κεραία αναφοράς λαμβάνεται ο ισοτροπικός ακτινοβολητής. Έχουμε λοιπόν:

$$D_g(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_o} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{W_{rad}} \quad (3.1.20)$$

Κατευθυντικότητα (directivity) D_m μιας κεραίας είναι η τιμή του κατευθυντικού κέρδους στην κατεύθυνση μεγίστου, ή αλλιώς, ο λόγος της μέγιστης τιμής της έντασης ακτινοβολίας προς αυτήν της ισοτροπικής κεραίας, δηλαδή:

$$D_m = D_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} = \frac{U(\theta, \phi) \Big|_{\max}}{U_o} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi) \Big|_{\max}}{W_{rad}} \quad (3.1.21)$$

Όπως είναι φανερό, η κατευθυντικότητα της ιστροπικής κεραίας είναι ίση με τη μονάδα. Για κάθε άλλη κεραία η κατευθυντικότητα είναι μεγαλύτερη της μονάδας. Το κατευθυντικό κέρδος, που είναι συνάρτηση των συντεταγμένων διεύθυνσης θ και ϕ , παίρνει τιμές στο διάστημα $[0, D_m]$. Η κατευθυντικότητα εκφράζεται συνήθως σε dBi (με αναφορά τον ιστροπικό ακτινοβολητή) ή πιο σπάνια σε dBd (με αναφορά το δίπολο $\lambda/2$).

Ένα ακόμη σημαντικό μέγεθος είναι ο στερεός λοβός ακτινοβολίας (beam solid angle) Ω_A , που ορίζεται ως η στερεά γωνία, από την οποία θα ακτινοβολούνταν όλη η ισχύς, αν η ένταση ακτινοβολίας ήταν σταθερή και ίση με τη μέγιστη της τιμή για όλες τις γωνίες εντός της Ω_A . Η γωνία Ω_A μπορεί να υπολογισθεί από την εξίσωση:

$$\Omega_A = \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\pi} d\theta U_n(\theta, \phi) \sin \theta \quad (3.1.22)$$

όπου:

$$U_n(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U(\theta, \phi)|_{\max}} \quad (3.1.23)$$

είναι η κανονικοποιημένη ένταση ακτινοβολίας της κεραίας. Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις, η εξίσωση για την κατευθυντικότητα διαμορφώνεται ως εξής:

$$D_m = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (3.1.23)$$

Για κεραίες που χαρακτηρίζονται από έναν κύριο λοβό και αμελητέους πλευρικούς, η γωνία Ω_A είναι ίση με το γινόμενο των ανοιγμάτων ημίσειας ισχύος θ_{3dB} και ϕ_{3dB} σε δύο κάθετα μεταξύ τους επίπεδα συμμετρίας του κύριου λοβού ακτινοβολίας. Σε αυτή την περίπτωση, η κατευθυντικότητα δίνεται από την προσεγγιστική εξίσωση:

$$D_m \approx \frac{4\pi}{\theta_{3dB} \phi_{3dB}} \quad (3.1.24)$$

όπου οι γωνίες θ_{3dB} και ϕ_{3dB} μετρώνται σε ακτίνια (rad). Εναλλακτικά, αν οι γωνίες θ_{3dB} και ϕ_{3dB} μετρώνται σε μοίρες:

$$D_m \approx \frac{41000}{\theta_{3dB}^{\circ} \phi_{3dB}^{\circ}} \quad (3.1.25)$$

Από την εξίσωση αυτή αναδεικνύεται ακόμη περισσότερο το γεγονός ότι όσο μειώνεται το εύρος ημίσειας ισχύος μιας κεραίας, τόσο πιο κατευθυντική αυτή γίνεται. [6]

3.1.8 Κατευθυντικότητα και Απολαβή

Η απολαβή μιας κεραίας (με αναφορά σε μια ιστροπική πηγή ακτινοβολίας χωρίς απώλειες) εξαρτάται και από την κατευθυντικότητα της και από την απόδοσή της. Αν η απόδοση δεν είναι 100%, η απολαβή είναι μικρότερη από αυτή που θα υποδήλωνε η κατευθυντικότητα. Έτσι, η απολαβή δίνεται από τη σχέση:

$$G = kD \quad (3.1.26)$$

όπου k = συντελεστής απόδοσης της κεραίας ($0 \leq k \leq 1$) χωρίς διαστάσεις.

Αυτή η απόδοση έχει να κάνει αποκλειστικά με ωμικές απώλειες στην κεραία. Κατά τη διαδικασία της εκπομπής, αυτές οι απώλειες αφορούν ισχύ που δεν ακτινοβολείται, αλλά θερμαίνει τα μέρη που αποτελούν την κεραία. [4]

3.1.9 Κέρδος Ισχύος και απόδοση κεραίας

Μία άλλη παράμετρος που περιγράφει την απόδοση μιας κεραίας, είναι το κέρδος (ή απολαβή). Αυτό ορίζεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$G_g(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{W_{in}} \quad (3.1.27)$$

όπου W_{in} είναι η ισχύς, με την οποία τροφοδοτείται η κεραία μέσω ενός διασυνδεδεμένου σε αυτήν πομπού. Το κέρδος ισχύος (power gain) είναι το μέγεθος, που κυρίως χρησιμοποιείται στην πράξη, κι αυτό διότι λαμβάνει υπόψη την ισχύ τροφοδοσίας αντί της ακτινοβολούμενης ισχύος σε σχέση με τον ορισμό του κατευθυντικού κέρδους. Με αυτό τον τρόπο, λαμβάνει υπόψη το πόσο αποδοτικά τροφοδοτείται η κεραία, εκτός από τις κατευθυντικές ιδιότητές της. Το κέρδος ισχύος είναι και αυτό μία συνάρτηση των συντεταγμένων κατεύθυνσης, ενώ, όταν δεν αναφέρεται συγκεκριμένη διεύθυνση εννοείται η διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας, οπότε και λέγεται απλώς κέρδος (gain). Όσον αφορά τη μονάδα μέτρησης του κέρδους, συνήθως

εκφράζεται σε dB, με πιο συνηθισμένη την αναφορά ως προς τον ιστροπικό ακτινοβολητή (dBi) ή το δίπολο $\lambda/2$ (dBd), όπως ακριβώς και το κατευθυντικό κέρδος.

Η ισχύς ακτινοβολίας εκφράζεται συναρτήσει της ισχύος τροφοδοσίας με βάση την εξίσωση:

$$W_{rad} = e_{tot} W_{in} \quad (3.1.28)$$

όπου e_{tot} είναι ο συντελεστής απόδοσης της κεραίας (antenna efficiency). Με βάση τις εξισώσεις (3.1.20), (3.1.27) και (3.1.28), εξάγεται η σχέση μεταξύ του κέρδους ισχύος και του κατευθυντικού κέρδους:

$$G_g(\theta, \phi) = e_{tot} D_g(\theta, \phi) \quad (3.1.29)$$

Κατά τον ίδιο τρόπο συνδέονται και το (μέγιστο) κέρδος με την κατευθυντικότητα μιας κεραίας:

$$G_m = G_g(\theta, \phi) \Big|_{\max} = e_{tot} D_m \quad (3.1.30)$$

Ο συντελεστής απόδοσης εκφράζει τις απώλειες, τις οποίες εμφανίζει η κεραία κατά τη λειτουργία της. Τρεις είναι οι παράγοντες που συμβάλουν στη μείωση της απόδοσης μιας κεραίας:

- Απώλειες εξαιτίας έλλειψης καλής προσαρμογής μεταξύ κεραίας και γραμμής μεταφοράς,
- Ωμικές απώλειες, και
- Απώλειες διηλεκτρικού.

Οι δύο τελευταίοι παράγοντες είναι πολύ δύσκολο να υπολογιστούν και συνήθως μετρώνται πειραματικά. Γι' αυτό τον λόγο η επίδρασή τους λαμβάνεται μαζί μέσω του συντελεστή απόδοσης ακτινοβολίας (radiation efficiency) e_{rad} . Μπορούμε, λοιπόν, να γράψουμε την εξίσωση:

$$e_{tot} = e_{rad} e_{ref} \quad (3.1.31)$$

όπου e_{ref} είναι ο συντελεστής απόδοσης λόγω ανακλάσεων (reflection efficiency), ο οποίος δίνεται από την εξίσωση:

$$e_{ref} = 1 - |\rho|^2 \quad (3.1.32)$$

$$\rho = \frac{Z_\alpha - Z^*}{Z_\alpha + Z} \quad (3.1.33)$$

είναι ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο της κεραίας, Z_a η αντίσταση εισόδου της κεραίας και Z η χαρακτηριστική αντίσταση της διάταξης, που τροφοδοτεί την κεραία.

Εξαιτίας των ανακλάσεων, δημιουργείται στη γραμμή μεταφοράς ένα στάσιμο κύμα. Ο λόγος της μέγιστης προς την ελάχιστη τιμή του κύματος στη γραμμή ονομάζεται λόγος στασίμων κυμάτων VSWR και συνδέεται με τον συντελεστή ανάκλασης από την γνωστή εξίσωση:

$$VSWR = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (3.1.34)$$

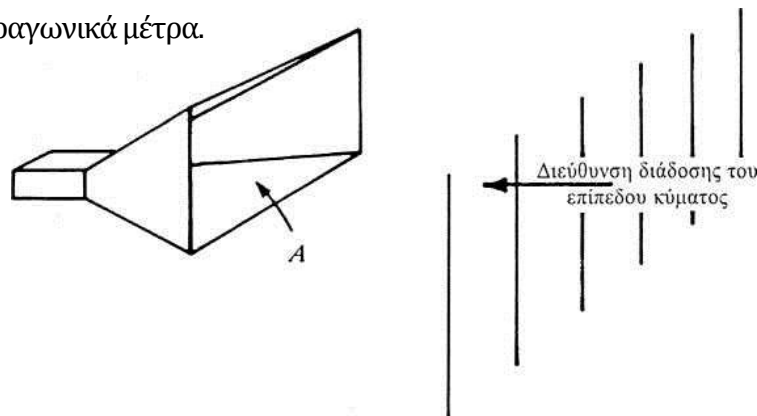
Εναλλακτικά, το κέρδος μίας κεραίας μπορεί να οριστεί ως ο λόγος της ισχύος, που ακτινοβολείται (ή λαμβάνεται) ανά μονάδα στερεάς γωνίας από την κεραία προς μία δεδομένη διεύθυνση, προς την ισχύ που ακτινοβολείται (ή λαμβάνεται) ανά μονάδα στερεάς γωνίας από μία ισοτροπική κεραία, η οποία τροφοδοτείται με την ίδια ισχύ. Το κέρδος είναι μέγιστο στη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας και έχει τιμή

$$G_{\max} = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) A_{\text{eff}} \quad (3.1.35)$$

Όπου $\lambda = c/f$ (c , η ταχύτητα του φωτός 3×10^8 m/s, f η συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού κύματος) και A_{eff} είναι η ενεργός επιφάνεια της κεραίας. [6]

3.1.10 Η Έννοια της Επιφάνειας

Αυτή παρουσιάζεται πιο απλά θεωρώντας μια κεραία λήψεως. Υποθέστε ότι η κεραία λήψεως είναι μια ηλεκτρομαγνητική χοάνη εντός του πεδίου ενός ομοιόμορφου επίπεδου κύματος, όπως φαίνεται στο Σχ.3.12 Έστω ότι το διάνυσμα Poynting, ή η πυκνότητα ισχύος, του επίπεδου κύματος είναι S (watts ανά τετραγωνικό μέτρο), και έστω ότι το εμβαδό του στόματος της χοάνης είναι A τετραγωνικά μέτρα.



Σχήμα 3.12 Επίπεδο κύμα που προσπίπτει επί ηλεκτρομαγνητικής χοάνης με επιφάνεια στόματος A

Αν η χοάνη εξάγει όλη την ισχύ του κύματος από όλο το εμβαδό της επιφάνειας A, τότε η ολική ισχύς P που απορροφάται από το κύμα είναι:

$$P = S \cdot A \text{ (watts)} \quad (3.1.36)$$

Έτσι, η ηλεκτρομαγνητική χοάνη μπορεί να θεωρηθεί σαν μια επιφάνεια, η οποία εξάγει από το κύμα συνολική ενέργεια ανάλογη με το εμβαδό της. Θα είναι βολικό να κάνουμε διάκριση μεταξύ αρκετών τύπων επιφανειών, όπως η ενεργός επιφάνεια, η επιφάνεια σκέδασης, η επιφάνεια απωλειών, η επιφάνεια συλλογής και η φυσική επιφάνεια. Στην συζήτηση που ακολουθεί υποτίθεται, εκτός αν δηλώνεται διαφορετικά, ότι η κεραία έχει την ίδια πόλωση με το προσπίπτον κύμα και ότι είναι προσανατολισμένη για τη μέγιστη απόκριση. [4]

3.1.11 Ενεργός Επιφάνεια και Κατευθυντικότητα

Υπάρχει μια σημαντική σχέση μεταξύ της ενεργού επιφάνειας και της κατευθυντικότητας όλων των κεραιών, όπως θα δειχθεί παρακάτω. Θεωρείστε το ηλεκτρικό πεδίο E σε κάθετη διεύθυνση και μεγάλη απόσταση από μια ακτινοβολούσα επιφάνεια, όπως στο Σχ. 3.13. Αν η ένταση του πεδίου στην επιφάνεια είναι σταθερή και ίση με E (V/m), η ακτινοβολούμενη ισχύς είναι:

$$P = \frac{|E_a|^2}{Z} A \quad (3.1.37)$$

όπου

A = επιφάνεια κεραίας σε m² και Z = εγγενής εμπέδηση του μέσου σε Ω

Η ισχύς που ακτινοβολείται μπορεί επίσης να εκφραστεί βάσει της έντασης του πεδίου E_r (V/m) σε μια απόσταση r από τη σχέση:

$$P = \frac{|E_r|^2}{Z} r^2 \Omega_A \quad (3.1.38)$$

όπου Ω_A η στερεά γωνία δέσμης της κεραίας, sr

Μπορεί ναδειχθεί ότι οι εντάσεις πεδίου E_r και E_a σχετίζονται με την

$$|E_r| = \frac{|E_a| A}{r \lambda} \quad (3.1.39)$$

όπου λ = μήκος κύματος. Αντικαθιστώντας την (3.1.39) στην (3.1.38) και εξισώνοντας τις (3.1.37) και (3.1.38) παίρνουμε:

$$\lambda^2 = A \Omega_A \quad (3.1.40)$$

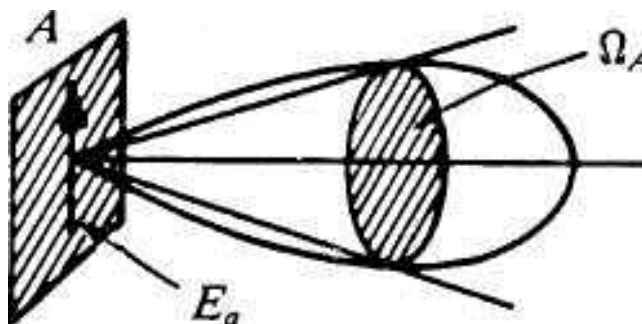
Όπου λ = μήκος κύματος, σε m, A = επιφάνεια κεραίας, σε m^2 , Ω_A = στερεά γωνία δέσμης, sr

Στην (3.1.40) η επιφάνεια A είναι η φυσική επιφάνεια A_p εάν το πεδίο είναι ομοιόμορφο σε όλη την επιφάνεια, όπως έχει υποθεθεί, αλλά γενικά η A είναι η μέγιστη ενεργός επιφάνεια A_{em} (με μηδενικές απώλειες). Έτσι,

$$\lambda^2 = A_{em} \Omega_A \quad (3.1.41)$$

Σημειώνουμε ότι η A_{em} καθορίζεται απόλυτα από το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας με εμβαδό δέσμης Ω_A . Σύμφωνα με αυτή τη σημαντική σχέση, το γινόμενο της μέγιστης ενεργού επιφάνειας της κεραίας επί την στερεά γωνία δέσμης της κεραίας είναι ίσο με το τετράγωνο του μήκους κύματος. Η εξίσωση (3.1.41) εφαρμόζεται σε όλες τις κεραίες. Από τις εξισώσεις (3.1.41) και (3.1.28-3.1.44-3.1.41) έχουμε ότι:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{em} \quad (3.1.42)$$



Σχήμα 3.13 Ακτινοβολία από την επιφάνεια A με ομοιόμορφο πεδίο E_a

Όταν, για απλοποίηση, αντικαθίσταται η A_{em} από την A_c στην (3.1.41) ή στην (3.1.42), υποτίθενται μηδενικές απώλειες. Έχουν δοθεί τρεις εκφράσεις για την κατευθυντικότητα D μιας κεραίας. Αυτές είναι:

$$D = \frac{U(\theta, \phi)_{\max}}{U_{av}} = \frac{S(\theta, \phi)_{\max}}{S_{av}} \quad (3.1.43)$$

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (3.1.44)$$

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{em} \quad (3.1.45)$$

Από τη (3.1.38-3.1.46-3.1.37), η απολαβή $\mathbf{G}=\mathbf{kD}$, όπου $\mathbf{k} = \mathbf{A}_e / A_{em}$, έτσι καταλήγουμε στη γνωστή σχέση που συνδέει την απολαβή με την ενεργό επιφάνεια [4]:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (3.1.46)$$

3.1.12 Ακτινοβολούμενη ισχύς

Όπως είδαμε όταν εξετάσαμε τα χαρακτηριστικά των κεραιών, από το σύνολο της ισχύος που παραλαμβάνει η κεραία, ένα μόνο μέρος εκπέμπεται, γιατί το υπόλοιπο μετατρέπεται σε θερμότητα από την αντίσταση απωλειών της κεραίας. Το ποσό της ισχύος που θα εκπεμφθεί καθορίζεται από την ισχύ εξόδου του πομπού και τον συντελεστή απόδοσης της κεραίας. Η ισχύς αυτή εκφράζεται σε Watt και μπορεί να υπολογιστεί εύκολα, αν μετρήσουμε την ενεργό τιμή I_m της έντασης του ρεύματος στο σημείο τροφοδοσίας της κεραίας. [6]

Είδαμε, επίσης, ότι οι περισσότερες κεραιές έχουν κάποιας μορφής κατευθυντικότητα και παρουσιάζουν κέρδος. Έτσι, επιτρέπεται να εκπέμπουν προς την κατεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας, σαν να ήταν κεραιές, που τροφοδοτούνται με μεγαλύτερη ισχύ. Για να χαρακτηρίσουμε αυτή την ιδιότητα, χρησιμοποιούμε το γινόμενο της ακτινοβολούμενης ισχύος επί του κέρδους της κεραίας, που ονομάζεται Ενεργός Ακτινοβολούμενη Ισχύς (Effective Radiated Power, ERP) ή την Ισοδύναμη Ισοτροπικά Ακτινοβολούμενη Ισχύ (Equivalent Isotropically Radiated Power, EIRP):

$$EIRP(\theta, \varphi) = W_{rad} G_g(\theta, \varphi) \quad (3.1.47)$$

όπου το κέρδος ισχύος $G_g(\theta, \varphi)$ υπολογίζεται ως προς την ιστροπική πηγή. Επίσης, συνήθως η EIRP αφορά την κατεύθυνση του μέγιστου κέρδους, οπότε:

$$EIRP(\theta, \varphi) = W_{rad} G_{max} \quad (3.1.48)$$

Αντίστοιχα, η ERP σε συγκεκριμένη κατεύθυνση ορίζεται ως:

$$ERP(\theta, \varphi) = W_{rad} G_{g,dipole}(\theta, \varphi) \quad (3.1.49)$$

όπου το κέρδος $G_{g,dipole}(\theta, \varphi)$ υπολογίζεται ως προς το κέρδος διπόλου $\lambda/2$. Αντίστοιχα, για την κατεύθυνση μέγιστου κέρδους έχουμε:

$$ERP(\theta, \varphi) = W_{rad} G_{max,dipole} \quad (3.1.50)$$

Να υπενθυμίσουμε ότι:

$$G_g(\theta, \varphi) \Big|_{dBi} = G_{g,dipole}(\theta, \varphi) \Big|_{dBd} + 2,15dBi \quad (3.1.51)$$

Οπότε, μπορούμε να γράψουμε :

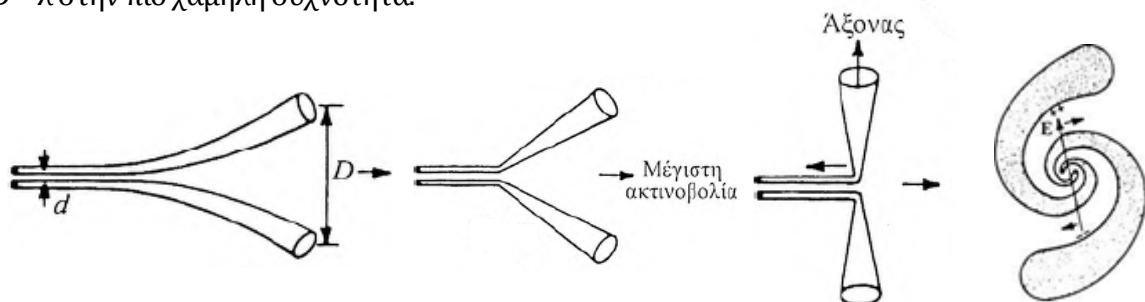
$$EIRP \Big|_{dBW} = ERP \Big|_{dBW} + 2,15dB \quad (3.1.52)$$

3.1.13 Ζητήματα Σχήματος - Εμπέδησης

Είναι πιθανό σε πολλές περιπτώσεις να συμπεράνουμε την ποιοτική συμπεριφορά μιας κεραίας από το σχήμα της. Αυτό μπορεί να επεξηγηθεί με τη βοήθεια του Σχ. 3.14. Ξεκινώντας με την διευρυμένη δισύρματη γραμμή μεταφοράς του Σχ. 3.14α, βρίσκουμε ότι αν επεκταθεί αρκετά μακριά, θα παρέχεται μια σχεδόν σταθερή εμπέδηση στο άκρο εισόδου (αριστερά) για $d \ll \lambda$

Στο Σχ.3.14b, οι καμπυλωμένοι αγωγοί γίνονται κανονικοί κώνοι και στο Σχ.3.14c οι κώνοι ευθυγραμμίζονται συγραμμικά σχηματίζοντας μια δικωνική κεραία. Στο Σχ. 3.14d οι κώνοι εκφυλίζονται σε ίσια σύρματα. Πηγαίνοντας από το Σχ. 3.14a στο d, το εύρος ζώνης για σταθερή εμπέδηση τείνει να μειωθεί. Μια άλλη διαφορά είναι ότι οι κεραίες των Σχ. 3.14a και d είναι μονοκατευθυντικές με δέσμες προς τα δεξιά, ενώ οι κεραίες στα (c) και (d) είναι πανκατευθυντικές στο οριζόντιο επίπεδο (κάθετα στους άξονες του σύρματος ή των κώνων).

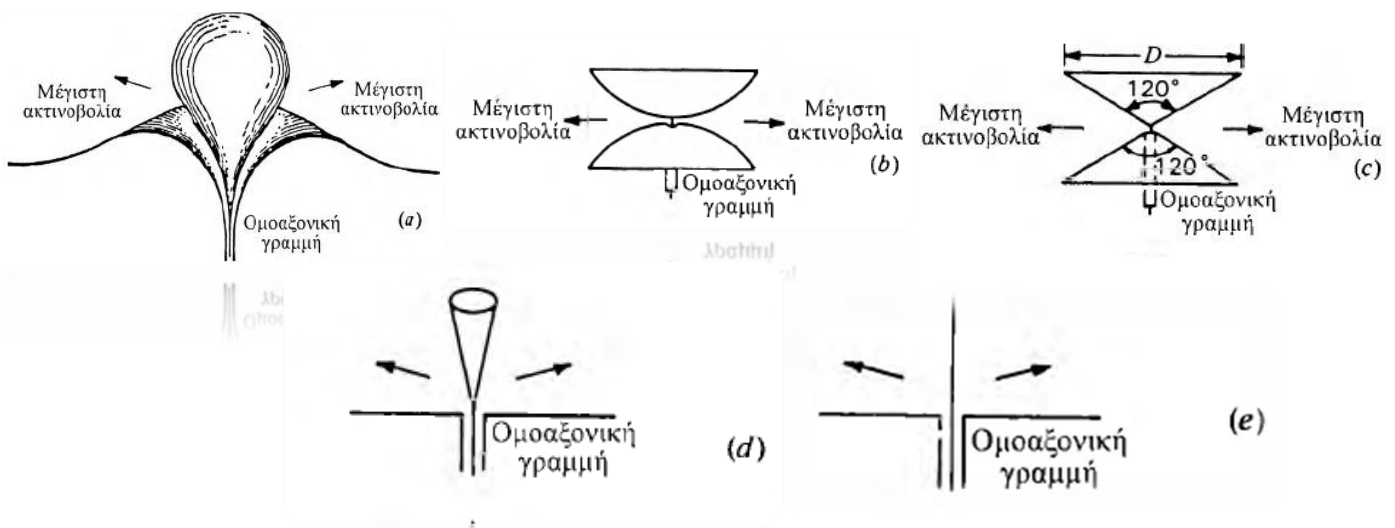
Μια διαφορετική τροποποίηση φαίνεται στο Σχ. 3.14e. Εδώ οι δυο αγωγοί καμπυλώνονται πιο απότομα και σε αντίθετες διευθύνσεις, με αποτέλεσμα μια σπειροειδή κεραία με τη μέγιστη ακτινοβολία κάθετα στη σελίδα και με πόλωση που περιστρέφεται με τη φορά των δεικτών του ωρολογίου. Αυτή η κεραία, όπως και αυτή στο Σχ. 3.14α, επιδεικνύει χαρακτηριστικά πολύ ευρείας ζώνης λειτουργίας. Οι διπολικές κεραίες του Σχ.3.14 είναι ισοσταθμισμένες ή συμμετρικές, δηλ. τροφοδοτούνται με δισύρματες συμμετρικές γραμμές μεταφοράς. Το Σχ. 3.14 απεικονίζει μια παρόμοια εξέλιξη μονοπολικών κεραιών, δηλ. κεραιών που τροφοδοτούνται από ασύμμετρες ομοαξονικές γραμμές μεταφοράς. Λεπταίνοντας βαθμιαία τον εσωτερικό και εξωτερικό αγωγό μιας ομοαξονικής γραμμής μεταφοράς, παίρνουμε μια ευρύτατης ζώνης κεραία με εμφάνιση που θυμίζει ένα ηφαιστειακό κρατήρα και ένα σύννεφο καπνού, όπως δείχνεται στο Σχ.3.15 a. Στο Σχ. 3.15b η μορφή του ηφαιστείου τροποποιείται σε ένα διπλό δίσκο και στο Σχ. 3.15c σε δυο αμβλυγώνιους κώνους. Όλες αυτές οι κεραίες είναι πανκατευθυντικές σε ένα επίπεδο κάθετο με τους άξονές τους και όλες έχουν ευρεία ζώνη λειτουργίας. Για παράδειγμα, μια πραγματική δικωνική κεραία, όπως στο Σχ. 3.15c, με πλήρη γωνία κώνου 120° , έχει πανκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας και σχεδόν σταθερή εμπέδηση εισόδου $50\text{-}\Omega$ (ανάκλαση ισχύος μικρότερη από 1% ή $\text{SWR} < 1.2$) σε εύρος ζώνης 6 προς 1 με διάμετρο κώνου $D = \lambda$ στην πιο χαμηλή συχνότητα.



Σχήμα 3.14 Εξέλιξη μιας λεπτής κυλινδρικής κεραίας (d) από μια διευρυμένη δισύρματη γραμμή μεταφοράς (a). Με καμπύλωση των αγωγών όπως στο (e) προκύπτει η σπειροειδής κεραία

Αυξάνοντας την γωνία του κάτω κώνου σε 180° ή κάνοντάς τον ένα επίπεδο αναφοράς με ταυτόχρονη μείωση της γωνίας του πάνω κώνου παίρνουμε την κεραία του Σχ. 3.15 d. Με εκφυλισμό του πάνω κώνου σε ένα λεπτό υπόλειμμα (stub) φτάνουμε στην ακραία τροποποίηση του Σχ. 3.15e. Αν η κεραία του Σχ. 3.15α θεωρηθεί η πιο βασική μορφή, η μορφή του Σχ. 3.15e είναι η πιο εκφυλισμένη, με σχετικά στενό εύρος ζώνης.

Καθώς απομακρυνόμαστε περισσότερο από τον βασικό τύπο, η ασυνέχεια της γραμμής μεταφοράς γίνεται πιο απότομη, καταλήγοντας στην ένωση μεταξύ επιπέδου αναφοράς και ομοαξονικής γραμμής. Αυτή η ασυνέχεια έχει σαν αποτέλεσμα να ανακλάται κάποιο ποσό ενέργειας πίσω στην γραμμή μεταφοράς. Η ανάκλαση στο άκρο της κεραίας αυξάνει επίσης για λεπτότερες κεραίες. Σε κάποια συχνότητα οι δυο ανακλάσεις μπορεί να αναιρούνται, αλλά το εύρος ζώνης αυτής της αναίρεσης είναι μικρό. Κεραίες με μεγάλες και απότομες ασυνέχειες έχουν μεγάλες ανακλάσεις και ενεργούν σαν μετατροπείς χωρίς ανακλάσεις μόνο για στενές ζώνες συχνοτήτων, όπου αναιρούνται οι ανακλάσεις. Κεραίες με μικρές και βαθμιαίες ασυνέχειες έχουν μικρές ανακλάσεις, και γενικά είναι ικανές να ενεργούν ως μετατροπείς δίχως ανακλάσεις για ευρείες ζώνες συχνοτήτων. [4]



Σχήμα 3.15 Εξέλιξη μιας μονοπολικής κεραίας (stub) (e) από μια κεραία “ηφαιστειακού καπνού”

3.2 Κεραίες για Λειτουργία σε Ευρεία ζώνη Συχνοτήτων και Κεραίες Ανεξάρτητες από Συχνότητα

3.2.1 Κεραίες Ευρείας Ζώνης Λειτουργίας

Πολλές κεραίες παρουσιάζουν έντονο συντονισμό, και λειτουργούν σε μικρά εύρη συχνοτήτων (λίγες ποσοστιαίες μονάδες). Τέτοιες “συντονισμένες” κεραίες μικρού εύρους συχνοτήτων λειτουργίας μπορεί να είναι απόλυτα ικανοποιητικές ή ακόμα και επιθυμητές για εφαρμογές που χρησιμοποιούν μια συχνότητα λειτουργίας ή στενή ζώνη συχνοτήτων. Σε πολλές περιπτώσεις, όμως, μπορεί να απαιτούνται πιο μεγάλα εύρη ζώνης λειτουργίας.

Η κεραία σχήματος “καπνού ηφαιστείου” του Σχ. 3.16α και η κεραία δίδυμου “Αλπικού κέρατος” του Σχ. 3.16β είναι παραδείγματα βασικών κεραιών ευρείας ζώνης λειτουργίας¹ κατά τον J.Kraus. Η σταδιακή, ομαλή μετάβαση από την ομοαξονική γραμμή μεταφοράς ή τη δισύρματη γραμμή μεταφοράς σε μια ακτινοβολούσα δομή μπορεί να δώσει σχεδόν σταθερή εμπέδηση εισόδου σε πολύ μεγάλα εύρη συχνοτήτων. Το πάνω όριο συχνότητας της κεραίας Αλπικού κέρατος μπορεί να ειπωθεί ότι προκύπτει όταν η απόσταση μεταξύ των αγωγών της γραμμής μεταφοράς είναι $d > \lambda/10$, και το κάτω όριο συχνότητας όταν η απόσταση του ανοικτού άκρου είναι $D < \lambda/2$. Έτσι, αν $D = 1000 d$, η κεραία έχει θεωρητικό εύρος ζώνης 200 προς 1.

¹ «Κατασκεύασα και δοκίμασα μια κεραία τύπου “καπνού ηφαιστείου” στο Harvard University Radio Research Laboratory το 1945, μετά από πρόταση του Andrew Alford. Το εύρος ζώνης για σταθερή εμπέδηση ήταν πολύ μεγάλο, όπως αναμενόταν. Και στην πρώτη έκδοση αυτού του βιβλίου υπήρχαν σχέδια κεραιών τύπου “καπνού ηφαιστείου” και “δίδυμου Αλπικού κέρατος” (1950)»

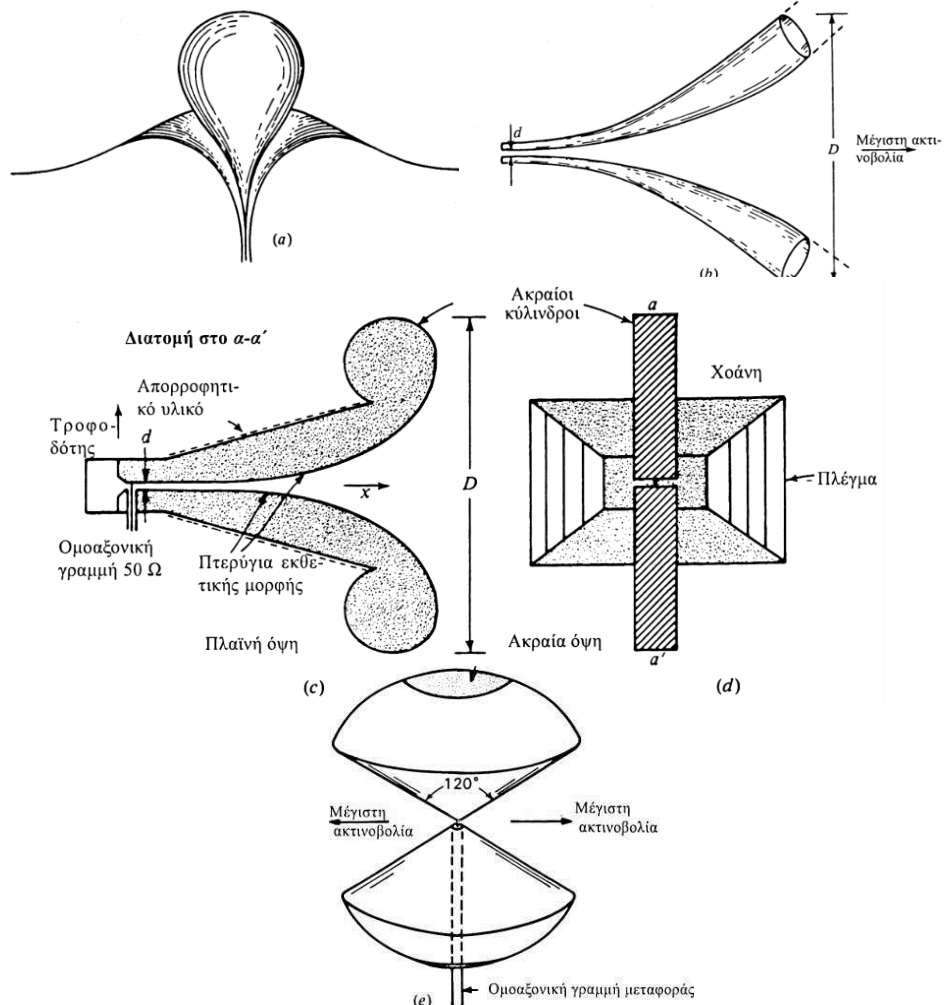
Μια πιο συμπαγής παραλλαγή του δίδυμου Αλπικού κέρατος, που φαίνεται στα Σχ. 3.16 c και d, έχει ένα κυματοδηγό με διπλό πτερύγιο σαν τροφοδότη σε μια εκθετικά διευρυνόμενη δισύρματη συμμετρική γραμμή μεταφοράς. Ο σχεδιασμός των Σχ. 3.16c και d συμπεριλαμβάνει χαρακτηριστικά που χρησιμοποιήθηκαν από τον Kerr και από τους Baker και Van der Neut. Η εκθετική κλιμάκωση είναι της μορφής:

$$y = k_1 e^{k_2 x} \quad (3.2.1)$$

όπου οι k_1 και k_2 είναι σταθερές. Η ακριβής καμπύλωση δεν είναι κρίσιμη, με την προϋπόθεση ότι είναι σταδιακή.

Τα πεδία είναι δεσμευμένα αρκετά κοντά στα πτερύγια, και μπορεί να παραληφθεί η χοάνη πέρα από τον τροφοδότη. Η παραλλαγή που δείχνεται είναι ένας συμβιβασμός, όπου υπάρχει η κορυφαία και η κάτω πλευρά της χοάνης, αλλά τα πλευρικά τμήματα έχουν αντικατασταθεί από ένα πλέγμα αγωγών με απόσταση περίπου $\lambda/10$ στην μικρότερη συχνότητα. Το πλέγμα ελαττώνει το εύρος του διαγράμματος ακτινοβολίας στο επίπεδο H , αυξάνοντας την απολαβή στις χαμηλές συχνότητες. Τα κυλινδρικά ακραία τμήματα Chuang-Burnside στα πτερύγια, ελαττώνουν την ακτινοβολία προς τα πίσω και το VSWR. Η τοποθέτηση απορροφητικού υλικού στην κορυφή και το κάτω μέρος των πτερυγίων (ή της χοάνης) ελαττώνει επίσης την ακτινοβολία προς τα πίσω και το VSWR.

Ανάλογα με το λόγο της διάστασης του ανοικτού άκρου D προς την απόσταση d των πτερυγίων στο άκρο τροφοδοσίας, μπορούν να επιτευχθούν σχεδόν αυθαίρετα μεγάλα εύρη ζώνης λειτουργίας, με την απολαβή να αυξάνεται με τη συχνότητα. Έτσι, για την κεραία των Σχ. 3.16c και d, η διάσταση του τροφοδότη $d = 1.5$ mm, ώστε το πιο μικρό μήκος κύματος είναι $\lambda = 15$ mm ($\lambda/10 = 1.5$ mm), και η διάσταση του ανοικτού άκρου είναι $D = 128$ mm, ώστε το μεγαλύτερο μήκος κύματος είναι $\lambda = 256$ mm ($\lambda/2 = 128$ mm), για ένα εύρος ζώνης 17 προς 1 ($= 256/15$). Για μια παρόμοια κεραία χωρίς κυλίνδρους στα άκρα, ο Kerr αναφέρει εύρη ζώνης 17 προς 1, με απολαβές μέχρι 14 dB. Οι σχεδιασμοί των Σχ. 3.16c και d είναι γραμμικά πολωμένοι (κατακόρυφα). Με δυο ορθογώνιες ομάδες πτερυγίων που σχηματίζουν μια τετραπλά πτερυγωτή χοάνη που τροφοδοτείται από κυματοδηγό, μπορούμε να πάρουμε είτε οριζόντια είτε κατακόρυφη είτε κυκλική πόλωση. Η δικωνική κεραία με γωνία κώνου 120° του Σχ.3.16e μπορεί να θεωρηθεί σαν μια εξελιγμένη μορφή της κεραίας καπνού ηφαιστείου του Σχ.3.16α.

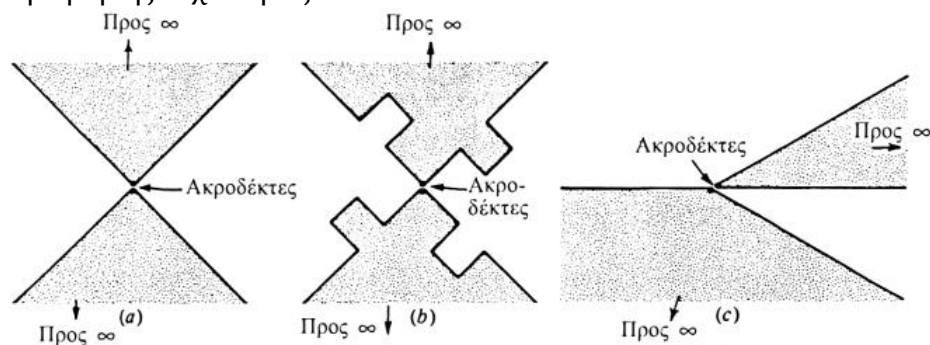


Σχήμα 3.16: Κεραίες Ευρείας ζώνης λειτουργίας. Η κεραία "καπνού ηφαιστείου" σε διατομή (α), και η κεραία δίδυμου Αλπικού κέρατος, (b), είναι βασικοί τύποι. Η κεραία καπνού ηφαιστείου είναι παγκατευθυντική στο αζιμούθιο. Το δίδυμο Αλπικό κέρατος είναι μονοκατευθυντικό. Ένας πρακτικός σχεδιασμός που προέρχεται από την κεραία δίδυμου Αλπικού κέρατος και έχει εύρος ζώνης λειτουργίας μέχρι 17 προς 1 φαίνεται σε πλαϊνή όψη στο (c) και ακραία όψη στο (d). Η δικωνική κεραία με γωνία κώνου 120° στο (e) έχει "καλύμματα" στα άκρα, και απορροφητικό υλικό

Στο Σχ. 3-15c φαίνεται ένα παράδειγμα μιας δικωνικής κεραίας με γωνία κώνου 120° , και παρόλο που δεν έχει καλύμματα ή απορροφητικό υλικό στα άκρα, έχει σχεδόν σταθερή εμπέδηση 50Ω σε ένα εύρος ζώνης 6 προς 1. Παρόλο που ο παραβολικός ανακλαστήρας είναι επίσης μια συσκευή ευρείας ζώνης λειτουργίας, το χρήσιμο εύρος ζώνης του περιορίζεται συχνά από το εύρος ζώνης του τροφοδότη του. Άλλα παραδείγματα κεραίων ευρείας ζώνης είναι η μονόκλωνη, αξονικού ρυθμού ελικοειδής κεραία, και ο γωνιακός ανακλαστήρας, με εύρη ζώνης 2 προς 1 και για τις δυο. Έχουν αναφερθεί εύρη ζώνης λειτουργίας ίσα με 5 προς 1 ή περισσότερο για κλιμακούμενες ελικοειδείς κεραίες ή ομάδες ελίκων. Η ρομβική κεραία και η δισκωνική κεραία (disccone) είναι επίσης τύποι κεραίων ευρείας ζώνης λειτουργίας. Όλες οι πιο πάνω κεραίες μπορεί να έχουν σχετικά σταθερή εμπέδηση εισόδου και ικανοποιητικό διάγραμμα ακτινοβολίας και απολαβή σε μεγάλα εύρη συχνοτήτων, με εύρη δέσμης που τείνουν να γίνουν μικρότερα και απολαβές που τείνουν να μεγαλώσουν με αύξηση της συχνότητας. Παρόλο που η αυξημένη απολαβή μπορεί να είναι πολύ επιθυμητή και χρήσιμη, αυτές οι κεραίες δεν είναι ανεξάρτητες από συχνότητα, με την έννοια ότι όλες οι παράμετροι (εμπέδηση, διάγραμμα ακτινοβολίας, πόλωση, απολαβή) είναι σταθερές ή σχεδόν σταθερές σε συνάρτηση με τη συχνότητα. [4]

3.2.2 Η Έννοια της Ανεξαρτησίας από τη Συχνότητα: Η Αρχή του Rumsey

Ξεκινώντας ενώ βρισκόταν στο Πανεπιστήμιο της Πολιτείας του Ohio στις αρχές της δεκαετίας του 1950, συνεχίζοντας κατόπιν από το 1954 μέχρι το 1957 στο Πανεπιστήμιο του Illinois, και αργότερα στο Πανεπιστήμιο της California, πρώτα στο Berkeley και μετά στο San Diego, ο Victor H. Rumsey ανέπτυξε και εισήγαγε ένα νέο τρόπο αντίληψης των κεραίων και της λειτουργίας τους σαν συνάρτηση της συχνότητας.



Σχήμα 3.17 Τρεις αυτο-συμπληρωματικές επίπεδες κεραίες. Η θεωρητική τιμή εμπέδησης στους ακροδέκτες είναι 188Ω .

Η περιέργεια του Rumsey κεντρίστηκε με την παρατήρηση του Mushiake, το 1949, ότι οι αυτο-συμπληρωματικές κεραίες έχουν σταθερή εμπέδηση ίση με $Z_0/2$, ή το μισό της εγγενούς

εμπέδησης του ελεύθερου χώρου, σε όλες τις συχνότητες. Αυτό είναι αξιοσημείωτο, αφού υπάρχουν άπειρα αυτο-συμπληρωματικά σχήματα. Μια αυτο-συμπληρωματική επίπεδη κεραία έχει μια μεταλλική επιφάνεια που συμπληρώνει την ανοικτή επιφάνεια, δηλ. οι δυο επιφάνειες μπορούν να έλθουν σε σύμπτωση με μια κίνηση. Στο Σχ.3.17 φαίνονται τρία παραδείγματα από αυτο-συμπληρωματικές κεραίες. Οι μεταλλικές και ανοικτές περιοχές είναι “σύμφωνες”, αφού μια περιστροφή της μιας ή της άλλης φέρνει και τις δυο σε σύμπτωση.

Οι κεραίες σχισμής και οι συμπληρωματικές τους διπολικές κεραίες σχετίζονται με παρόμοιο τρόπο, αλλά συνήθως απαιτούν μια παράλληλη μετατόπιση για τη σύμπτωση. Το αποτέλεσμα Z0/2 του Mushiake προκύπτει άμεσα από τη σχέση του Booker για τα συμπληρωματικά δίπολα και σχισμές.

Σύμφωνα με την αρχή του Rumsey, «Οι ιδιότητες εμπέδησης και διαγράμματος ακτινοβολίας μιας κεραίας θα είναι ανεξάρτητες από τη συχνότητα αν το σχήμα της κεραίας καθορίζεται αποκλειστικά σαν συνάρτηση γωνιών»

Έτσι για παράδειγμα, ένα απείρων διαστάσεων λογαριθμικό σπιδάλ θα πρέπει να ικανοποιεί την απαίτηση αυτή. Η δικωνική κεραία, είναι ένα παράδειγμα μιας κεραίας που μπορεί να περιγράφει μόνο σε συνάρτηση της εσωτερικής γωνίας του κώνου, αλλά είναι ανεξάρτητη από συχνότητα μόνο αν έχει άπειρο μέγεθος. Όταν έχει πεπερασμένο μέγεθος (χωρίς προσαρμοσμένο τερματισμό) υπάρχει ένα ανακλώμενο κύμα από τα άκρα των κώνων, με αποτέλεσμα μεταβολή των χαρακτηριστικών εμπέδησης και διαγράμματος ακτινοβολίας.

Για να μπορεί μια πεπερασμένη δομή να ικανοποιήσει την απαίτηση για ανεξαρτησία από συχνότητα, θα πρέπει το πλάτος του ρεύματος να εξασθενεί κατά μήκος της δομής και να είναι αμελητέο στο σημείο όπου αυτή διακόπτεται. Για να προκύψει ακτινοβολία και εξασθένηση, πρέπει να επιταχυνθεί (ή να επιβραδυνθεί) φορτίο, και αυτό συμβαίνει όταν ένας αγωγός είναι καμπυλωμένος ή λυγισμένος κάθετα στη διεύθυνση στην οποία οδεύει το φορτίο. Έτσι, η καμπυλότητα ενός σπιδάλ (σπειροειδούς) έχει σαν αποτέλεσμα ακτινοβολία και εξασθένηση, έτσι ώστε, ακόμα και όταν είναι πεπερασμένου μεγέθους, ένα σπιδάλ παρέχει λειτουργία ανεξάρτητη της συχνότητας σε ευρεία ζώνη συχνοτήτων.

Η αρχή του Rumsey υλοποιήθηκε πειραματικά από τον John D. Dyson στο Πανεπιστήμιο του Illinois, ο οποίος κατασκεύασε τις πρώτες πρακτικές κεραίες σπιδάλ που η λειτουργία τους ήταν ανεξάρτητη από συχνότητα, το 1958. Πρώτα κατασκευάστηκε το αμφικατευθυντικό επίπεδο σπιδάλ και κατόπιν το μονοκατευθυντικό κωνικό σπιδάλ [4]

3.2.3 Θεωρητική Προσέγγιση

Η ανάλυση των ανεξάρτητων της συχνότητας κεραιών που θα ακολουθήσει, ακολουθεί τις αρχές που εισήγαγε ο Rumsey και απλοποίησε ο Elliot για τρισδιάστατες γεωμετρίες.

Υποτίθεται κατ' αρχήν πως η κεραία, που η γεωμετρία της περιγράφεται, καλύτερα στις σφαιρικές συντεταγμένες (r, θ, φ) , έχει αμφοτέρους τους ακροδέκτες της κοντά στην αρχή, καθένας δε από αυτούς είναι συμμετρικά τοποθετημένος κατά τους άξονες $\theta = 0, \pi$. Υποτίθεται επίσης ότι η κεραία έχει τέλεια αγωγιμότητα, περιβάλλεται από ομογενές και ιστροπικό μέσο απείρων διαστάσεων, και ότι η επιφάνεια της, ή μια ακμή της επιφάνειας της, περιγράφεται από μια καμπύλη:

$$r = F(\theta, \varphi) \quad (3.2.2)$$

όπου r είναι η απόσταση κατά μήκος της επιφάνειας ή της ακμής. Αν η κεραία υποστεί αλλαγή κλίμακας κατά συχνότητα και η νέα συχνότητα είναι K φορές μικρότερη από την αρχική, η φυσική επιφάνεια της κεραίας πρέπει να γίνει K φορές μεγαλύτερη για να διατηρήσει τις ίδιες ηλεκτρικές διαστάσεις. Η νέα συνεπώς επιφάνεια θα περιγράφεται από τη σχέση:

$$r' = KF(\theta, \varphi) \quad (3.2.3)$$

Η παλιά και η νέα επιφάνεια είναι πανομοιότυπες, δηλαδή είναι όχι μόνο όμοιες, αλλά και ανάλογες. Η αναλογία μπορεί να θεμελιωθεί μόνο με περιστροφή κατά φ . Μετάθεση δεν επιτρέπεται διότι οι ακροδέκτες και των δυο επιφανειών είναι στην αρχή. Περιστροφή κατά θ απαγορεύεται επειδή και οι δυο ακροδέκτες είναι τοποθετημένοι συμμετρικά κατά μήκος των αξόνων $\theta = 0, \pi$.

Για να είναι η δεύτερη κεραία ανάλογη με την πρώτη, πρέπει να περιστραφεί κατά μία γωνία C , έτσι ώστε να ισχύει:

$$KF(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi + C) \quad (3.2.4)$$

Η γωνία περιστροφής C εξαρτάται από το K , κανένα όμως από τα K και θ δεν εξαρτάται το θ ή το φ . Η φυσική αναλογία συνεπάγεται ότι η αρχική κεραία συμπεριφέρεται, ηλεκτρικά με τον ίδιο τρόπο και στις δυο συχνότητες. Το διάγραμμα ακτινοβολίας ωστόσο θα περιστραφεί αζιμουθιακά, κατά μία γωνία C . Για απεριόριστες τιμές του $K(0 \leq K \leq \infty)$, επειδή το C εξαρτάται από το K , το διάγραμμα θα περιστραφεί κατά C στη φ καθώς αλλάζει η συχνότητα, το σχήμα του όμως θα μείνει το ίδιο, οπότε η συνθέτη αντίσταση και το διάγραμμα θα είναι ανεξάρτητα της συχνότητας.

Για να προκύψει η συνάρτηση $F(\theta, \varphi)$, παραγωγίζονται αμφοτέρωτα τα μέλη της (3.2.4) ως προς C , οπότε:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dC} [KF(\theta, \varphi)] &= \frac{dK}{dC} F(\theta, \varphi) = \frac{\partial}{\partial C} [F(\theta, \varphi + C)] \\ &= \frac{\partial}{\partial(\varphi + C)} [F(\theta, \varphi + C)] \end{aligned} \quad (3.2.5)$$

και επίσης ως προς φ , οπότε:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \varphi} [KF(\theta, \varphi)] &= K \frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \varphi} = \frac{\partial}{\partial \varphi} [F(\theta, \varphi + C)] \\ &= \frac{\partial}{\partial (\varphi + C)} [F(\theta, \varphi + C)] \end{aligned} \quad (3.2.6)$$

Εξισώνοντας τις (3.2.6) και (3.2.5), προκύπτει:

$$\frac{dK}{dC} F(\theta, \varphi) = K \frac{\partial F(\theta, \varphi)}{\partial \varphi} \quad (3.2.7)$$

Με τη βοήθεια της (3.2.2), η (3.2.7) γράφεται:

$$\frac{1}{K} \frac{dK}{dC} = \frac{1}{r} \frac{\partial r}{\partial \varphi} \quad (3.2.8)$$

Αφού το δεξιό μέρος της (3.2.8) είναι ανεξάρτητο των θ και φ , η γενική λύση που δίνει την επιφάνεια $r = F(\theta, \varphi)$ της κεραίας, θα είναι:

$$r = F(\theta, \varphi) = e^{\alpha \varphi} f(\theta) \quad (3.2.9)$$

$$\text{όπου} \quad \alpha = \frac{1}{K} \frac{dK}{dC} \quad (3.2.9\alpha)$$

και η $f(\theta)$ είναι μια τελείως αυθαίρετη συνάρτηση.

Για να έχει επομένως μια κεραία χαρακτηριστικά ανεξάρτητα της συχνότητας, η επιφάνεια της πρέπει να ικανοποιεί την (3.2.9). Αυτό επιτυγχάνεται προσδιορίζοντας τη συνάρτηση $f(\theta)$ ή τις παραγωγούς της. Συμπερασματικά, με βάση την (3.2.9), μπορούν να κατασκευαστούν πρακτικές και εξαιρετικά χρήσιμες κεραίες, [5]

3.3 Η Ευρυζωνική Κεραία τύπου Δίσκου - Κώνου (Δισκωνική - Disccone Antenna)

Η δισκωνική κεραία είναι μια έκδοση της δικωνικής κεραίας, της οποίας ο ένας από τους κώνους, έχει αντικατασταθεί από ένα δίσκο. Είναι συνήθως τοποθετημένη κάθετα, με τον δίσκο στην κορυφή και τον κώνο στο κάτω μέρος. Ο δίσκος προσαρμόζεται στον κεντρικό αγωγό της ομοαξονικής γραμμής τροφοδοσίας και είναι κάθετος στον άξονα της. Ο κώνος συνδέεται με την κορυφή του στο εξωτερικό περίβλημα της ομοαξονικής γραμμής. Η εν λόγω κεραία είναι ομοιοκατευθυντική, κάθετης πόλωσης και με κέρδος παρόμοιο με εκείνο του διπόλου, με εξαιρετικά χαρακτηριστικά ευρείας ζώνης, προσφέροντας μια αναλογία εύρους συχνοτήτων έως 10:1. Το διάγραμμα ακτινοβολίας στο οριζόντιο επίπεδο είναι αρκετά στενό, κάνοντας την ευαισθησία της υψηλότερη προς την κατεύθυνση του ορίζοντα και εμφανώς μικρότερη για σήματα που προέρχονται από σχετικά κοντά. [7]

3.3.1 Ιστορικά Στοιχεία

Στις 6 Φεβρουαρίου 1945 απονεμήθηκε στον Armitage G. Kandoian στην πόλη της Νέας Υόρκης της Αμερικής, το δίπλωμα ευρεσιτεχνίας των ΗΠΑ με αριθμό 2.368.663 για μια "κεραία Ευρείας Ζώνης", από μια εφαρμογή που είχε πραγματοποιηθεί στις 15 Μαΐου του 1943. Το αρχικό μοντέλο αφορούσε την μπάντα των HF (3-30MHz). Στην αρχική κατασκευή τόσο ο δίσκος όσο και ο κώνος είχαν προσομοιωθεί με σύρματα. Χαρακτηριστικό απόσπασμα από το δίπλωμα ευρεσιτεχνίας του Kandoian:

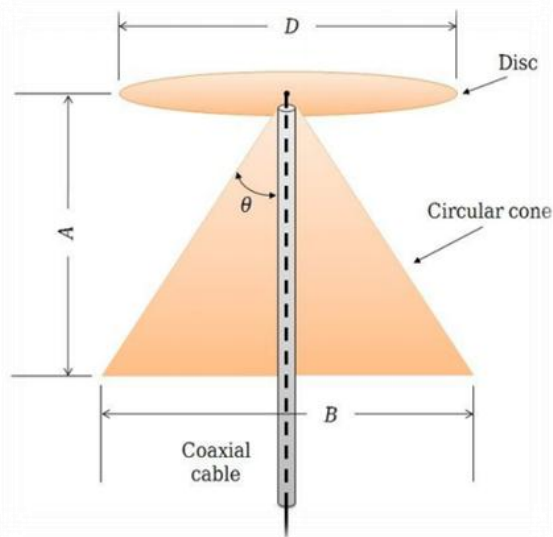
« Σύμφωνα με την πρόοδο που σημειώθηκε κατά τη διάρκεια των τελευταίων χρόνων στην ανάπτυξη τεχνικών για εξαιρετικά υψηλές ραδιοσυχνότητες και εφαρμογών τους στην επικοινωνία αεροσκαφών, εύρεσης κατεύθυνσης κ.α, έχει καταστεί αναγκαία η ανάπτυξη ειδικών κεραίων και κεραιοσυστημάτων κατάλληλων για εγκατάσταση σε τέτοια αεροσκάφη. Οι συνθήκες πτήσης είναι τέτοιες ώστε αυτές οι κεραίες πρέπει απαραίτητα να είναι μικρές και άκαμπτες στην κατασκευή τους καθώς επίσης να έχουν μια ελάχιστη αντίσταση στον αέρα, ούτως ώστε η ιπτάμενη απόδοση του αεροσκάφους να είναι απρόσκοπτη. Σύμφωνα με την εφεύρεσή μου, έχω παρουσιάσει μια μικρή άκαμπτη κεραία κατάλληλη για τοποθέτηση στην επιφάνεια της ατράκτου ή σε άλλο στοιχείο του αεροπλάνου, και σε ορισμένες παραλλαγές της, ένα βελτιωμένο προστατευτικό κάλυμμα ή στεγάνωση που θα καλύπτει ή θα συνεργάζεται με την κατασκευή του κεραιοσυστήματος για μείωση σε μεγάλο βαθμό της αντίστασης του στον αέρα.» [7]

3.3.2 Περιγραφή δομής

Η κεραία δίσκου έχει αναλογία εύρους ζώνης στην ωφέλιμη περιοχή συχνοτήτων 10 προς 1. Όταν χρησιμοποιείται ως κεραία εκπομπής, είναι λιγότερο αποτελεσματική από μια κεραία σχεδιασμένη για μια πιο περιορισμένη περιοχή συχνοτήτων. Ο λόγος στάσιμου κύματος SWR πέρνει τιμή τυπικά 1,5: 1 ή μικρότερη σε αρκετές οκτάβες συχνοτήτων. Οι μεταβολές της σύνθετης αντίστασης και του διαγράμματος της δισκωνικής κεραίας συναρτήσει της συχνότητας είναι πολύ λιγότερο σοβαρές από εκείνες ενός δίπολου δεδομένου μήκους λ . Η συμπεριφορά της κεραίας αυτής συναρτήσει της συχνότητας είναι όπως ενός **υψιπερατού φίλτρου**. Κάτω από μια ενεργό συχνότητα αποκοπής υποβαθμίζεται και εμφανίζονται σημαντικά στάσιμα κύματα στη γραμμή τροφοδοσίας. Στην αποκοπή, το πλάγιο ύψος του κώνου είναι περίπου $\lambda/4$. Από τις μετρήσεις του κατακόρυφου διαγράμματος ακτινοβολίας δισκωνικής κεραίας, δεν διαπιστώνονται μεγάλες αποκλίσεις του διαγράμματος από το σχήμα του οκτώ, παρά μόνο στις υψηλότερες συχνότητες όπου το διάγραμμα αρχίζει να γέρνει λίγο προς τα κάτω όπως απεικονίζονται στην εικόνα :

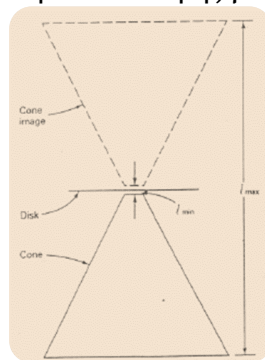
Μια δισκωνική κεραία αποτελείται από τρία κύρια εξαρτήματα: Τον **δίσκο**, τον **κώνο** και τον **μονωτήρα**

- Ο **δίσκος**: Ο δίσκος πρέπει να έχει συνολική διάμετρο 0,7 φορές του $\lambda/4$ της χαμηλότερης συχνότητας "αποκοπής" της κεραίας. Το σημείο τροφοδοσίας της κεραίας βρίσκεται στο κέντρο του δίσκου. Συνήθως τροφοδοτείται με ομοαξονικό καλώδιο 50 ohm, με τον κεντρικό αγωγό συνδεδεμένο στον δίσκο και στον εξωτερικό αγωγό προς τον κώνο.
- Ο **κώνος**: Το ύψος του κώνου πρέπει να είναι τόσο, όσο το $\lambda/4$ του μήκους κύματος της χαμηλότερης συχνότητας λειτουργίας της κεραίας. Η εσωτερική γωνία κώνου είναι γενικά από 25 έως 40 μοίρες.
- Ο **μονωτήρας**: Ο δίσκος και ο κώνος πρέπει να διαχωρίζονται από έναν μονωτήρα, οι διαστάσεις του οποίου καθορίζουν μερικές από τις ιδιότητες της κεραίας, ειδικά κοντά στο όριο της υψηλής συχνότητάς λειτουργίας της



Εικόνα 3.1: Τα κύρια μέρη της δισκωνικής κεραίας: α) ο δίσκος, β) ο κώνος και γ) ο μονωτήρας

Ας θεωρήσουμε τώρα μια γραμμή κάθετη στον δίσκο, που ξεκινάει από τον κάτω κώνο και φτάνει ως το πάνω είδωλο του κώνου. Αν αυτή η γραμμή μετακινηθεί σε κάποια από τις άκρες του κέντρου του δίσκου, το μήκος της θα μεταβάλλεται από μία ελάχιστη τιμή (l_{min}) στο κέντρο, μέχρι μια μέγιστη (l_{max}) στην άκρη του κώνου. Η συχνότητα λειτουργίας αντιστοιχεί στη ζώνη συχνοτήτων στο οποίο αυτή η φανταστική γραμμή είναι το μισό μήκος κύματος, και μπορεί να αποδειχτεί ότι ο λόγος του l_{max} προς το l_{min} είναι πολύ μεγάλος. Η δισκωνική κεραία είναι μια ευρείας ζώνης κεραία επειδή είναι μια κεραία σταθερής γωνίας. [5] [7]



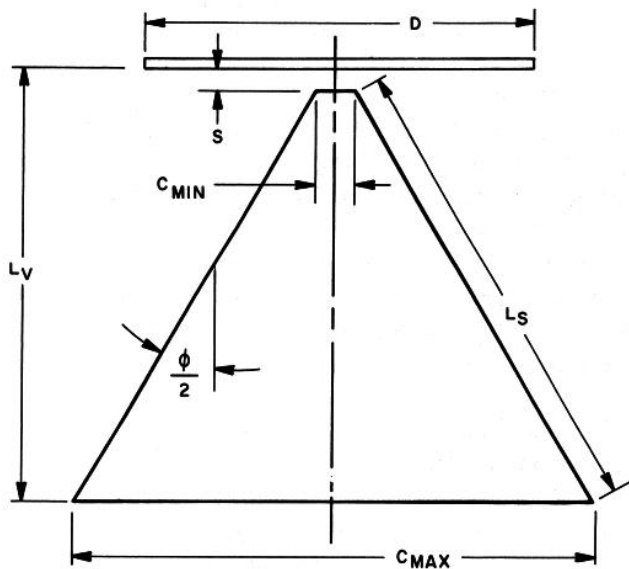
Εικόνα 3.2 Το ανεστραμμένο είδωλο του κώνου της δισκωνικής κεραίας

3.3.3 Υλικά Κατασκευής

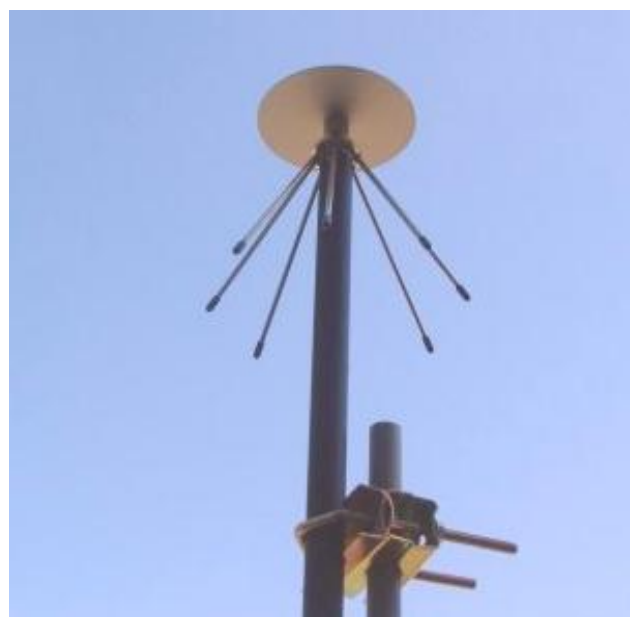
Μια δισκωνική κεραία μπορεί να κατασκευαστεί από στερεό μεταλλικό φύλλο (συχνά χαλκός), το οποίο είναι πρακτικό για μικρές κεραίες UHF εσωτερικού χώρου, όπως εκείνες των συχνοτήτων Wi-Fi. Σε χαμηλότερες συχνότητες, ένας επαρκής αριθμός μεταλλικών συρμάτων ή ράβδων σε μια διαμόρφωση ακτίνων χρησιμοποιούνται συχνά για να προσεγγίσουν την σταθερή επιφάνεια, πρακτική συνήθης στην εξομείωση πεπερασμένης επίπεδης γείωσης στις μονοπολικές κεραίες, όπου το μήκος των συρμάτων είναι της τάξης του $\lambda/4$. Αυτό απλοποιεί την κατασκευή και μειώνει την αντίσταση του ανέμου. Οι ακτίνες μπορεί να είναι κατασκευασμένες από άκαμπτο σύρμα, ή ράβδους συγκόλλησης. Ο βέλτιστος αριθμός ράβδων που περιλαμβάνει το δίσκο και τον κώνο αναφέρεται συχνά ότι είναι από 8 έως 16. [7]

3.3.4 Εφαρμογές

Λόγω της απλής μηχανικής σχεδίασης, της ευκολίας εγκατάστασης και των ελκυστικών χαρακτηριστικών ευρείας ζώνης που εκδηλώνει \sim (30 MHz - 3 GHz), η κεραία δίσκου – κώνου, γίνεται ακόμα πιο ελκυστική για Εμπορικές, Στρατιωτικές, Ραδιοερασιτεχνικές Εφαρμογές ως κεραία λήψεως σε δέκτες Radio-Scanner, καθώς και σε αεροδρόμια όπου οι επικοινωνίες πρέπει να διατηρηθούν από όποια κατεύθυνση και αν έρχονται τα αεροσκάφη. [7]



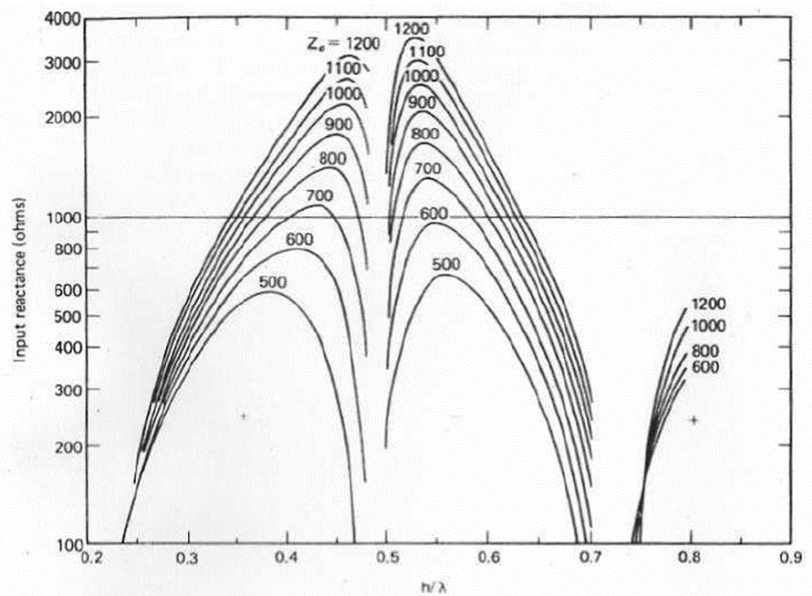
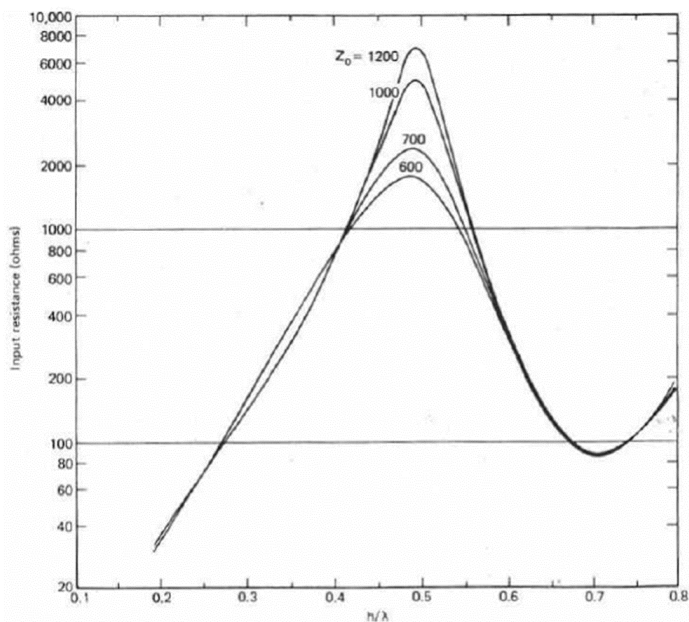
Εικόνα 3.3 - 3.4: Σχεδιαστικές Διαστάσεις Δισκωνικής Κεραίας (αριστερά) Δισκωνική Κεραία, κατασκευασμένη από φύλλα χαλκού για λήψη συχνοτικής περιοχής 700 MHz – 2GHz (δεξιά) (πηγή: Wikipedia)



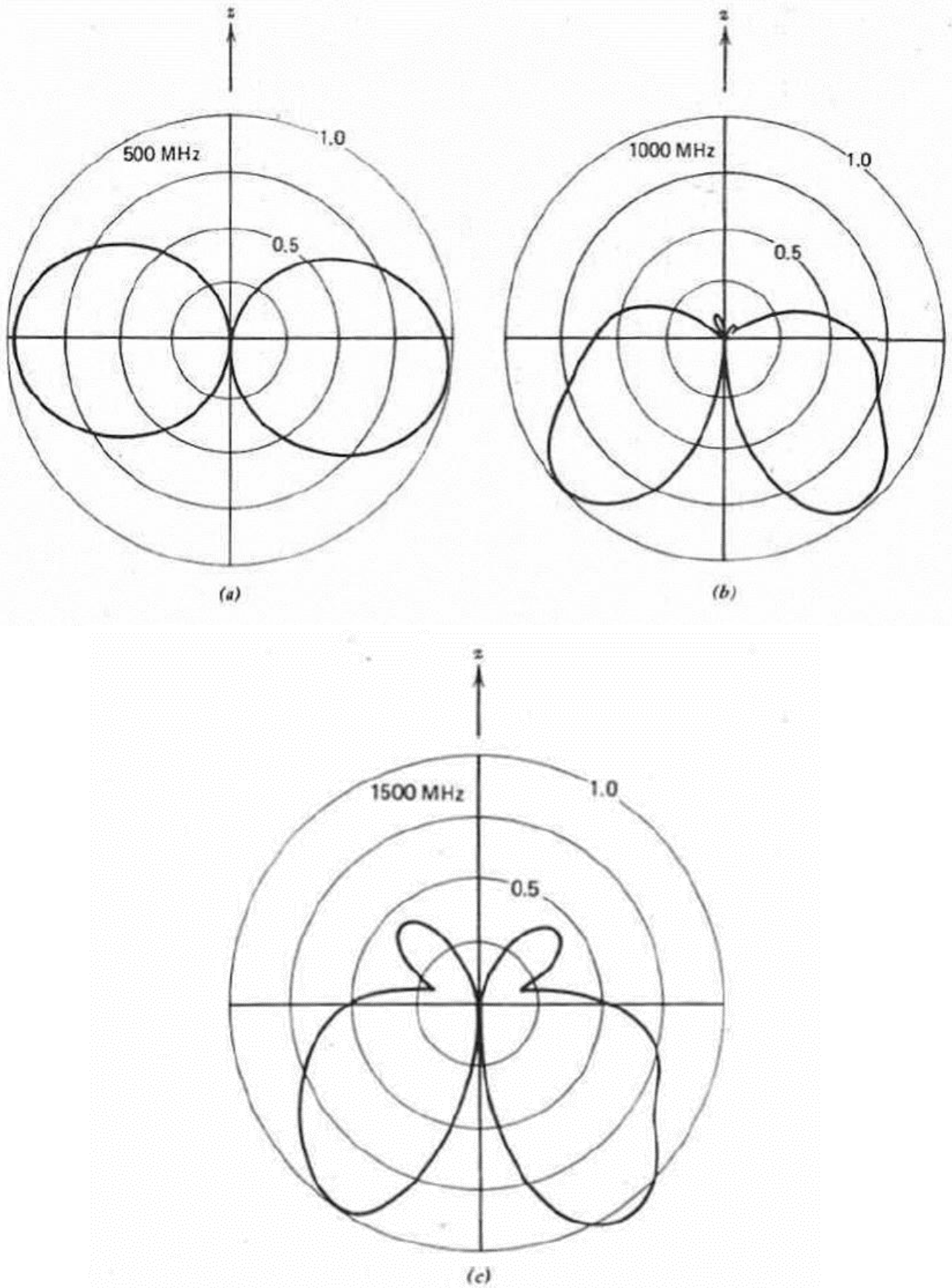
Εικόνα 3.5-3.6: Εμπορικές Δισκωνικές Κεραίες από μεταλλικές ράβδους, για Ραδιοερασιτεχνική χρήση α) AOR DA3200 Scanner Antenna (25 - 3000 MHz) (16 Elements) (αριστερά) β) WiNRADiO AX-24B Disccone Antenna (400 – 4000 MHz) (δεξιά) (το κωνικό τμήμα της κεραίας αποτελείται από μεταλλικές ράβδους)



Εικόνα 3.7: Δισκωνική Κεραία κατασκευασμένη από μεταλλικές ράβδους για ευρυζωνική λήψη στη ζώνη των VHF ως κεραία λήψης σε δέκτη Radio Scanner (Τεχνική Υπηρεσία Δήμου Ηρακλείου Κρήτης - κτήριο Ανδρόγεω)



Εικόνα 3.8-3.9 Αντίσταση Εισόδου μιας πεπερασμένης δικωνικής κεραίας μισού-κύματος h . $Z_0 = 120 \ln [\cos (\theta_h/2)]$. (Ανατύπωση με την άδεια από τον John Wiley 1952) (a) Αντίσταση Εισόδου (b) Εμπέδηση Εισόδου [8]



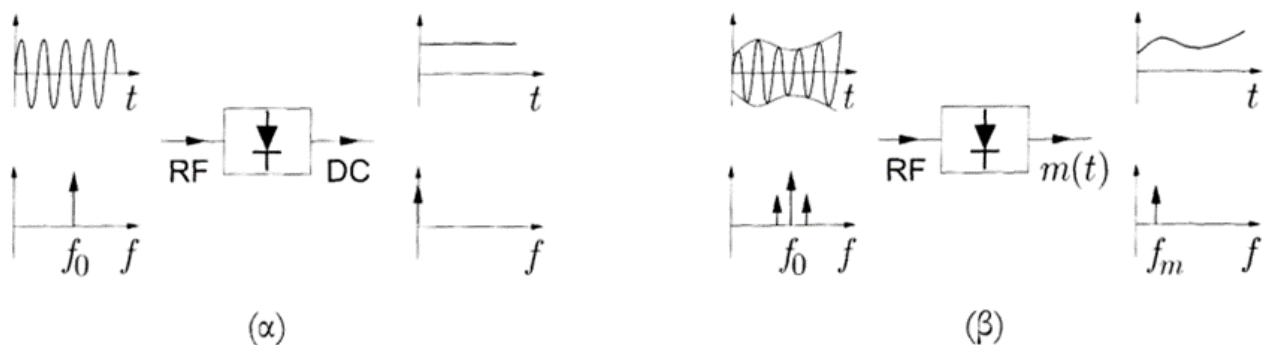
Εικόνα 3.10 Πολικά Διαγράμματα Ακτινοβολίας Δισκωνικής Κεραίας με $H=21.3$ cm, $B=19.3$ cm, και $\theta_h=25^\circ$. (a) 500 MHz (b) 1000 MHz (c) 1500 MHz [8]

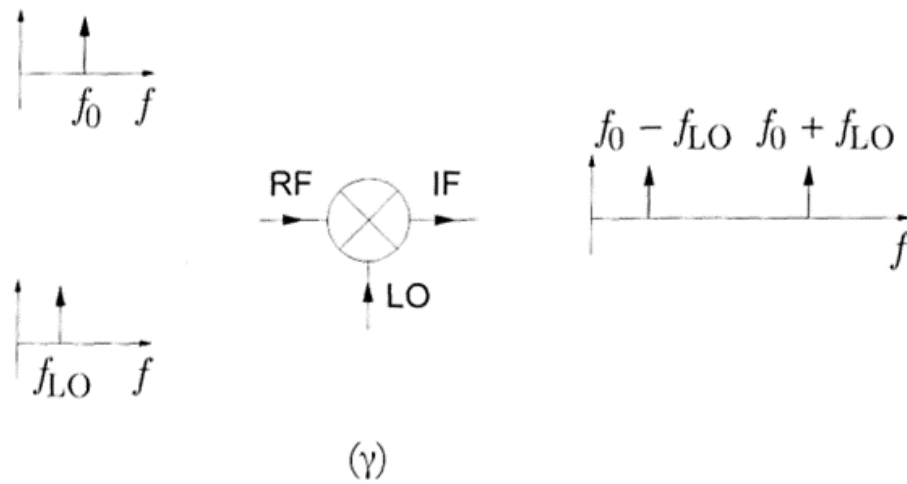
Κεφάλαιο 4

Βαθμίδα Μετατροπής RF σε DC

4.1 Βασικές Λειτουργίες Μικροκυματικών Διόδων

Μια μικροκυματική δίοδος, μπορεί να υλοποιήσει μεταξύ άλλων, τις λειτουργίες της **ανόρθωσης** (rectification), **ανίχνευσης** (detection), και **μείξης** (mixing). Κατά την ανόρθωση, μία RF (μικροκυματική) ισχύς μετατρέπεται σε ένα DC σήμα, όπως στο σχήμα 4.1α. Στην ανίχνευση ανακατάται η περιβάλλουσα ενός μικροκυματικού σήματος, διαμορφωμένου κατά πλάτος (σχήμα 4.1β). Τέλος, στο σχήμα 4.1γ αναπαρίσταται η μείξη ενός μικροκυματικού σήματος με το σήμα ενός τοπικού ταλαντωτή για τη μετατροπή της συχνότητας του πρώτου σε μία νέα. [2]



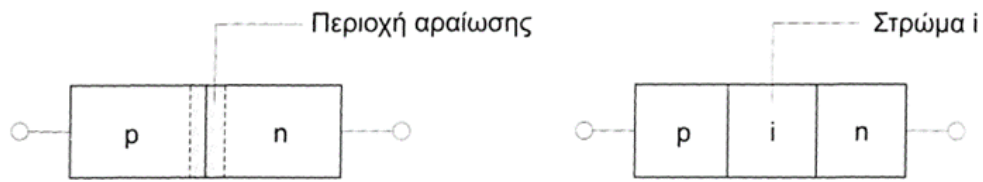


Σχήμα 4.1 : Βασικές λειτουργίες που μπορεί να επιτελέσει μία μικροκυματική δίοδος:
 (α) Ανόρθωση, (β) Ανίχνευση, (γ) Μείξη

4.2 Στοιχεία Διόδων

4.2.1 Τύποι διόδων

Η απλούστερη δίοδος ημιαγωγού είναι η *δίοδος επαφής* ρ-η που σχηματίζεται από την επαφή δύο περιοχών ημιαγωγού τύπου-ρ και τύπου-n, σύμφωνα με το σχήμα 4.2α. Οι περιοχές τύπου-ρ και τύπου-n έχουν ως φορείς πλειονότητας οπές και ηλεκτρόνια, αντίστοιχα. Στην περιοχή της επαφής σχηματίζεται ένα στρώμα το οποίο έχει μικρή πυκνότητα φορέων και χαρακτηρίζεται ως *περιοχή ή στρώμα αραίωσης* (depletion layer). Η ορθή πόλωση της δίοδου ρ-η επιτρέπει την έγχυση των φορέων πλειονότητας διαμέσου της επαφής και τελικά η δίοδος άγει, το δε ρεύμα μεταβάλλεται εκθετικά με την εφαρμοζόμενη τάση. Η ανάστροφη πόλωση εμποδίζει τους φορείς πλειονότητας να διασχίσουν την επαφή και τελικά το ρεύμα διαμέσου της δίοδου περιορίζεται σε μία πολύ μικρή τιμή, γνωστή ως *ανάστροφο ρεύμα κορεσμού*. Ο πλέον συνηθισμένος τύπος δίοδου ρ-n χρησιμοποιεί ως ημιαγωγό το πυρίτιο και η χρήση της περιορίζεται σε χαμηλές συχνότητες, που δεν ξεπερνούν τις μερικές εκατοντάδες MHz. Η απόκριση στις υψηλές συχνότητες για τις παραπάνω δίοδους καθίσταται *προβληματική* για τους ακόλουθους δύο λόγους: Πρώτον, η υψηλή χωρητικότητα της επαφής πρακτικά βραχυκυκλώνει τη δίοδο στις υψηλές συχνότητες και, δεύτερον, η ταχύτητα απόκρισης είναι χαμηλή λόγω της μικρής κινητικότητας των φορέων και της αποθήκευσης φορτίου στο στρώμα αραίωσης. Η δίοδος ρ-n μπορεί να βρει σε χαμηλές συχνότητες εφαρμογές ως ανορθωτής ή ανιχνευτής. Η χωρητικότητα της ανάστροφα πολωμένης επαφής μεταβάλλεται με την τάση πόλωσης, καθώς αλλάζει το πάχος του στρώματος αραίωσης. Αυτό σημαίνει ότι η δίοδος μπορεί να λειτουργήσει κατ' αναλογία με έναν πυκνωτή μεταβλητής χωρητικότητας ελεγχόμενης από τάση. Οι παραπάνω δίοδοι χαρακτηρίζονται ως varactor και βρίσκουν πολλές εφαρμογές σε ηλεκτρονικά συντονιζόμενα κυκλώματα.

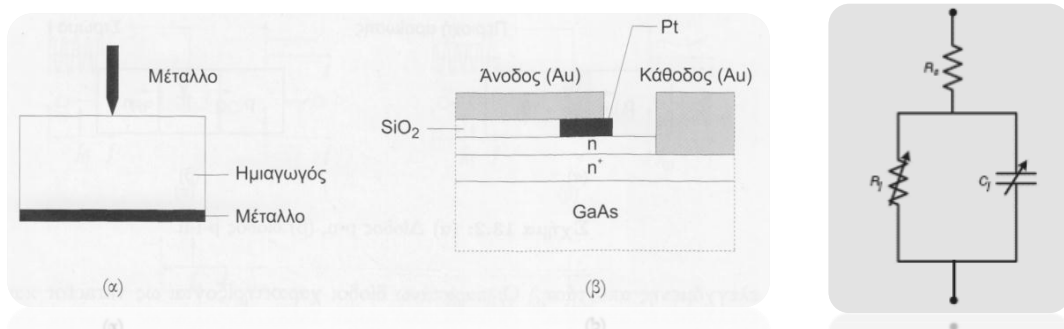


(α) Σχήμα 4.2: (α) Δίοδος p-n. (β) δίοδος p-i-n. (β)

Το σχήμα 4.2β αναπαριστά μία p-i-n (ή PIN) δίοδο. Στη δίοδο αυτή παρεμβάλλεται ένα στρώμα ημιαγωγού χωρίς ντόπινγκ (intrinsic ή στρώμα-i) ανάμεσα στις περιοχές τύπου-p και τύπου-n. Η παρουσία του στρώματος αυτού έχει σαν αποτέλεσμα τη σημαντική μείωση της χωρητικότητας επαφής και άρα η PIN δίοδος είναι κατάλληλη για χρήση σε μικροκυματικές συχνότητες. Όταν μία PIN δίοδος πολώνεται ανάστροφα, εμφανίζει κυρίως χωρητική συμπεριφορά, ως άμεση συνέπεια της παρουσίας της περιοχής αραίωσης. Στην ορθή πόλωση, φορείς εγχέονται στο στρώμα-i από τις δύο επαφές p-ί και i-n και η δίοδος άγει, με αποτέλεσμα να παρουσιάζει κατά βάση μία αντίσταση, το ύψος της οποίας καθορίζεται από το ρεύμα πόλωσης. Οι PIN δίοδοι βρίσκουν εφαρμογή στις μικροκυματικές συχνότητες σε διακόπτες, εξασθενητές και φασιθέτες. [2]

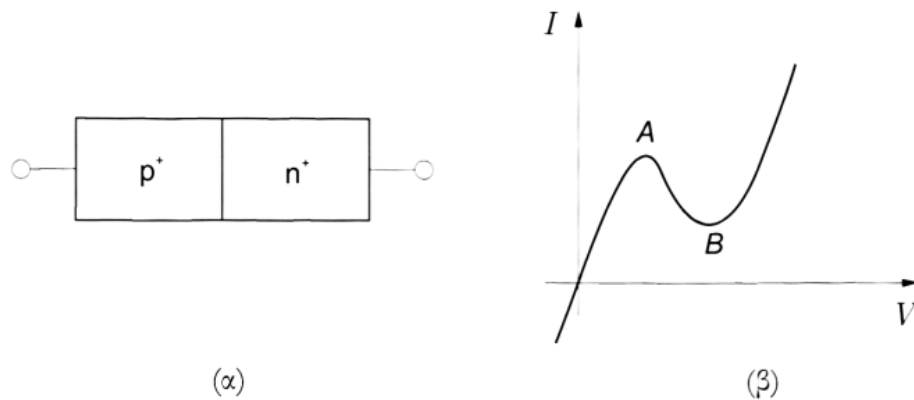
4.2.2 Η δίοδος φράγματος Schottky

Ο πλέον σημαντικός τύπος δίοδου για μικροκυματικά κυκλώματα ανιχνευτών, μεικτών ή πολλαπλασιαστών συχνότητας είναι η δίοδος **Schottky** (Schottky barrier diode). Στη δίοδο αυτή η επαφή p-n αντικαθίσταται από μία επαφή μετάλλου-ημιαγωγού, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3α. Η επαφή είναι συνήθως μεταξύ ενός ημιαγωγού τύπου-n (Si ή GaAs) και κάποιου μετάλλου με συνηθέστερη επιλογή το Au, Pt ή Ti. Ο τύπος αυτός δίοδου επιλύει αποτελεσματικά το πρόβλημα της αργής απόκρισης που χαρακτηρίζει τις δίοδους p-n, καθώς οι φορείς μειονότητας (οπές) παίζουν ασήμαντο ρόλο, και τελικά χρόνοι απόκρισης στην περιοχή των 10 ps είναι τυπικοί. Δίοδοι Schottky σε GaAs χρησιμοποιούνται ευρέως σε χιλιοστομετρικές συχνότητες, φθάνοντας μέχρι το όριο των 3 THz. Στο σχήμα 4.3β φαίνεται μία επίπεδη δομή δίοδου Schottky, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν flip-chip εξάρτημα σε κυκλώματα γραμμών μικροταινίας. [2]



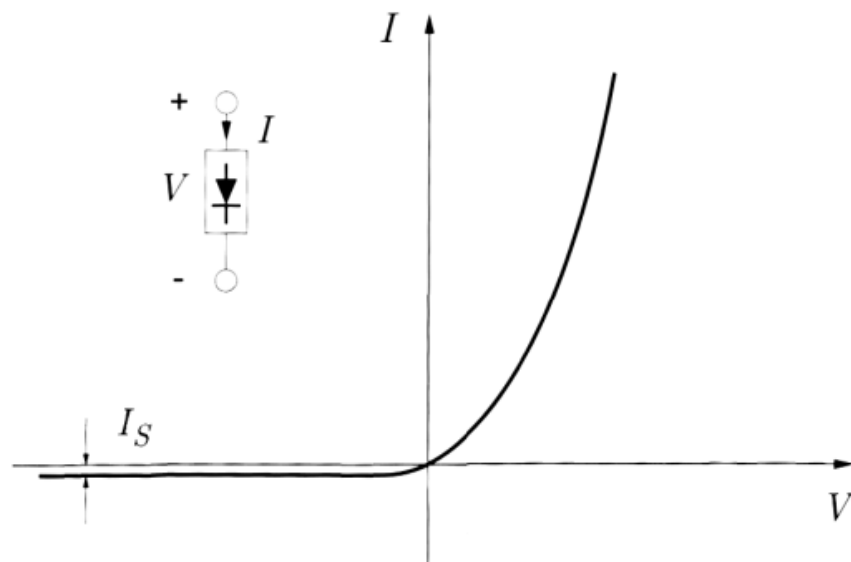
Σχήμα 4.3: (α) Δίοδος φράγματος Schottky, (β) Επίπεδη δομή δίοδου Schottky, (γ) κυκλωματικό ισοδύναμο δίοδου Schottky

4.2.3 Η δίοδος σήραγγας



Σχήμα 4.4: (α) Δίοδος σήραγγας, (β) χαρακτηριστική I-V

Η δίοδος σήραγγας (tunneling diode), σχήμα 4.4α. είναι μία επαφή p-n με πολύ ισχυρό επίπεδο ντόπινγκ στις περιοχές p και n. Το στρώμα αραίωσης είναι ιδιαίτερα λεπτό και άρα αναμένεται να αποτελεί φράγμα στην μετακίνηση των φορέων διαμέσου της επαφής. Η κβαντική θεωρία, όμως, προβλέπει ότι ένας αξιόλογος αριθμός φορέων μπορούν να διασχίσουν την επαφή, σύμφωνα με το φαινόμενο σήραγγας, σε χαμηλές τιμές ορθής πόλωσης. Η αρχική αύξηση της τάσης πόλωσης οδηγεί σε αύξηση του ρεύματος μέχρι ένα μέγιστο και στη συνέχεια ακολουθείται από μείωση του ρεύματος για περαιτέρω αύξηση της τάσης. Ακόμα υψηλότερες τιμές της τάσης πόλωσης οδηγούν σε νέα αύξηση του ρεύματος και συνολικά η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης ($I-V$) έχει τη μορφή του σχήματος 4.4β. Παρατηρείται εύκολα ότι η δίοδος σήραγγας εμφανίζει στο τμήμα AB της καμπύλης I-V αρνητική δυναμική αντίσταση. Το παραπάνω χαρακτηριστικό καθιστά τη δίοδο σήραγγας κατάλληλη για χρήση ως ταλαντωτή. [2]



Σχήμα 4.5 : DC χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης διόδου

4.2.4 Χαρακτηριστική διόδου και προσέγγιση μικρού-σήματος

Η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης (I - V) μίας διόδου ημιαγωγού περιγράφεται μαθηματικά από την εκθετική σχέση:

$$I(V) = I_s (e^{\alpha V} - 1) \quad (4.2.1\alpha)$$

$$\alpha = \frac{e}{\eta k T}, \quad (4.2.1\beta)$$

όπου $e=1.6 \times 10^{-19}$ Cb το φορτίο το ηλεκτρονίου. $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/°K η σταθερά του Boltzmann, T η απόλυτη θερμοκρασία, η ένας παράγοντας που χαρακτηρίζει το υλικό κατασκευής της διόδου με τιμές στο διάστημα 1-2 και I_s το ανάστροφο ρεύμα κορεσμού με τυπικές τιμές 10^{-6} - 10^{-15} A. Για παράδειγμα, μία διάδος επαφής πυριτίου έχει συνήθη τιμή $\eta = 1.3$, ενώ μία διάδος πυριτίου φράγματος Schottky έχει τυπικά $\eta = 1.03$. Για μία δίοδο με $\eta = 1$ και σε θερμοκρασία δωματίου $T = 290^\circ$ K η εξ. (4.2.1α) αποκτά την πολύ διαδεδομένη έκφραση:

$$I(V) = I_s \left(e^{V(\text{mV})/25} - 1 \right) \quad (4.2.2)$$

Μία τυπική χαρακτηριστική I-V διόδου απεικονίζεται στο σχήμα 4.5. Θα εξάγουμε μία προσέγγιση μικρού σήματος για την εξ. (4.2.1α). Υποθέτουμε ότι η συνολική τάση είναι $V = V_0 + v$, όπου V_0 η DC τάση με την οποία πολώνεται η διάδος και v το χρονικά μεταβαλλόμενο (AC) σήμα μικρού πλάτους ($v \ll V_0$). Η εξ. (4.2.1α) γράφεται με τη βοήθεια ενός αναπτύγματος σειράς Taylor,

$$I(V) = I_0 + v \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} + \frac{1}{2} v^2 \left. \frac{d^2 I}{dV^2} \right|_{V_0} + \dots \quad (4.2.3)$$

όπου $I_0 = I(V_0)$ το DC ρεύμα πόλωσης. Ο συντελεστής του γραμμικού όρου είναι ίσος με:

$$\left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} = \alpha I_s e^{\alpha V_0} \quad \dot{\eta} \quad \left. \frac{dI}{dV} \right|_{V_0} = \alpha (I_0 + I_s) \equiv G_d \equiv \frac{1}{R_j} \quad (4.2.4)$$

Η ποσότητα G_d καλείται δυναμική αγωγιμότητα της διόδου και είναι αντίστροφη της αντίστασης επαφής R_j . Ανάλογα, υπολογίζεται και ο συντελεστής του τετραγωνικού όρου της εξ. (4.2.3),

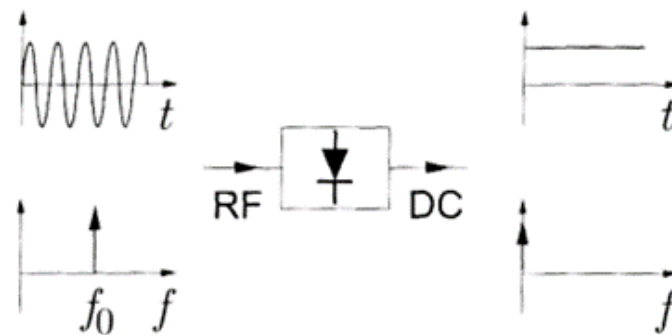
$$\left. \frac{d^2 I}{dV^2} \right|_{V_0} = \alpha^2 I_s e^{\alpha V_0} \quad \dot{\eta} \quad \left. \frac{d^2 I}{dV^2} \right|_{V_0} = \alpha G_d \equiv G'_d \quad (4.2.5)$$

Κάνοντας χρήση των εξ. (4.2.4) και (4.2.5), η εξ. (4.2.3) σε προσέγγιση δεύτερης τάξης γράφεται με τη συμπαγή μορφή:

$$I(V) \simeq I_0 + i = I_0 + vG_d + \frac{1}{2}v^2G'_d \quad (4.2.6)$$

Η εξ. (4.2.6) αναδεικνύει καθαρά τη μη γραμμική συμπεριφορά της διόδου και αποτελεί την προσέγγιση μικρού σήματος. Η παραπάνω προσέγγιση επιτρέπει την ικανοποιητική μελέτη της λειτουργίας ενός σημαντικού αριθμού κυκλωμάτων. Η εξ. (4.2.6) φανερώνει ότι το ισοδύναμο της διόδου είναι μία μη γραμμική αντίσταση. [2]

4.2.5 Η δίοδος ως Ανορθωτής



Σχήμα 4.6 : Η λειτουργία της ανόρθωσης σε μία μικροκυματική δίοδο

Κατά τη λειτουργία της ανόρθωσης η δίοδος μετατρέπει ένα ποσοστό της RF ισχύος ενός σήματος εισόδου σε DC ισχύ. Οι εφαρμογές είναι πολλές, όπως για παράδειγμα σε συστήματα παρακολούθησης ισχύος, κυκλώματα αυτόματου ελέγχου κέρδους (Automatic Gain Control, AGC) ή δείκτες ισχύος σήματος. Θα θεωρήσουμε ότι η τάση V είναι η υπέρθεση ενός DC όρου και ενός ημιτονοειδούς σήματος μικρού πλάτους στην RF/μικροκυματική συχνότητα ω_0 :

$$V = V_0 + v_0 \cos \omega_0 t, \quad v_0 \ll V_0. \quad (4.2.7)$$

Αντικαθιστώντας την εξ. (4.2.7) στην εξ. (4.2.6) και με χρήση της τριγωνομετρικής ταυτότητας $\cos^2 \alpha = (1 + \cos 2\alpha)/2$, το ρεύμα καταλήγει στη σχέση:

$$I(V) = I_0 + \frac{v_0^2}{4}G'_d + v_0G_d \cos \omega_0 t + \frac{v_0^2}{4}G'_d \cos 2\omega_0 t \quad (4.2.8)$$

Ο τρίτος και τέταρτος όρος της εξ. (4.2.8) βρίσκονται στις συχνότητες ω_0 και $2\omega_0$, αντίστοιχα, οπότε μπορούν να αποκοπούν με τη χρήση ενός απλού χαμηλοπερατού φίλτρου (LPF). Ο δεύτερος όρος ($u_0^2 G'_d / 4$) αποτελεί το ρεύμα της ανόρθωσης και είναι η χρήσιμη συνιστώσα, μέσω της οποίας εκτιμάται η ισχύς στην RF συχνότητα. Σύμφωνα με τον όρο αυτό, η επαφή θα μπορούσε να αντιστοιχηθεί προς μία πηγή τάσης με εσωτερική αντίσταση R_j και δυναμικό (τάση):

$$v_{\text{source}} = R_j \frac{v_0^2 G'_d}{4} = \frac{av_0^2}{4} \quad (4.2.9)$$

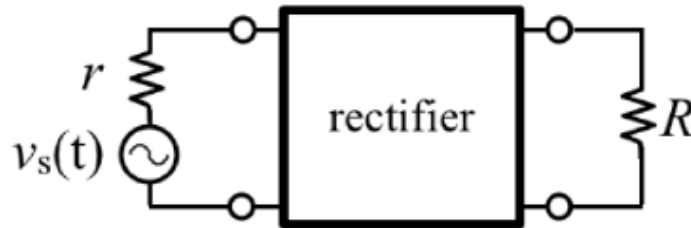
Η σχέση (4.2.9) λέγεται ότι ακολουθεί το νόμο τετραγώνου, καθώς το χρήσιμο σήμα είναι ανάλογο του τετραγώνου του πλάτους της RF συχνότητας.

Μπορεί κανείς να ορίσει μία ευαισθησία ρεύματος β_i ως το μέτρο της μεταβολής του DC ρεύματος εξόδου, για δεδομένο επίπεδο RF ισχύος εισόδου. Η RF ισχύς εισόδου μπορεί προσεγγιστικά (διατηρώντας μόνο τον ω_0 όρο) να θεωρηθεί ίση με $u_0^2 G_d / 2$, οδηγώντας στην ακόλουθη έκφραση για την ευαισθησία ρεύματος: [2]

$$\beta_i = \frac{\Delta I_{DC}}{P_{\text{in}}} = \frac{G'_d}{2G_d} \quad (4.2.10)$$

4.3 Η Βαθμίδα Μετατροπής RF ισχύος σε DC τάση

Θεωρείται ένα ισοδύναμο τετράπολο του ανορθωτή, με είσοδο πηγή RF και έξοδο ωμικό φορτίο όπως παριστάνεται στο σχήμα 4.7 παρακάτω.



Σχήμα 4.7: Κυκλωματικό διάγραμμα διάταξης RF σε DC

Η πηγή RF με πεπερασμένη διαθέσιμη ισχύ P_s αναπαρίσταται ως ημιτονοειδή πηγή τάσης :

$$v_s(t) = v_s \cos \omega t, \quad v_s = \sqrt{8rP_s}, \quad \omega = 2\pi/T \quad (4.3.1)$$

με ισοδύναμη εσωτερική αντίσταση r σε σειρά. Ο ανορθωτής δέχεται την RF ισχύ, σε μειωμένη

$$v_1(t) = v_s \cos \omega t - ri_1(t) \quad (4.3.2)$$

τάση στην είσοδο του, όπου το $i(t)$ το ρεύμα της πηγής. Στην άλλη πλευρά, η αντίσταση R αντιπροσωπεύει το φορτίο στην έξοδο εφόσον θεωρηθεί ότι η τάση εξόδου του ανορθωτή είναι συνεχής v_o , με ρεύμα i_o . Η συνεχής τάση εξόδου v_o , η ισχύς P_o και η απόδοση ισχύος η ορίζονται ως εξής.

$$v_o = Ri_o, \quad P_o = v_o i_o, \quad \eta = \frac{P_o}{P_s} = \frac{8r}{v_s^2} v_o i_o \quad (4.3.3)$$

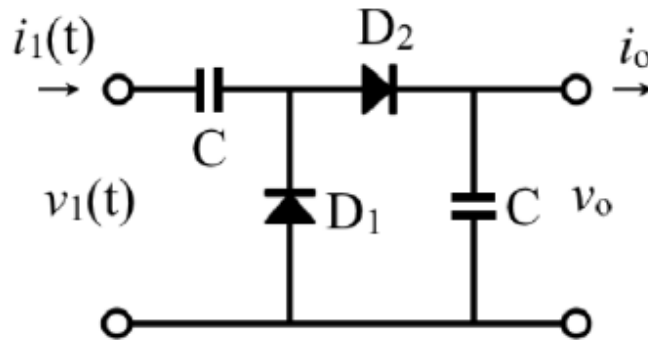
Η παραπάνω ανάλυση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση τοπολογιών ανόρθωσης. [9]

4.4 Τοπολογίες Κυκλώματος Ανόρθωσης

Το κύκλωμα ανόρθωσης είναι το σημαντικότερο στοιχείο της διάταξης συλλογής και μετατροπής σε συνεχή τάση της ακτινοβολίας RF. Τα διάφορα κυκλωματικά στοιχεία καθώς και οι συνδυασμοί τους επιλέγονται για την μέγιστη απόδοση του κυκλώματος αυτού καθώς και της διάταξης συνολικά.

4.4.1 Τοπολογία Διπλής Ανόρθωσης Τάσης (Voltage Doubler Rectifier - VDR)

Στο σχήμα (4.8) φαίνεται ένας ανορθωτής που αποτελείται από δύο διόδους και δύο πυκνωτές, ο οποίος είναι γνωστός και ως κύκλωμα διπλής ανόρθωσης (Voltage Doubler Rectifier - VDR). Στο πρώτο μισό της περιόδου μιας ημιτονοειδούς διέγερσης, άγει η διάδος D1, ενώ στο δεύτερο μισό μόνο η D2. Σε κάθε επανάληψη της περιόδου, η τάση προστίθεται, διπλασιάζεται και φορτίζει τον δεύτερο πυκνωτή. Για την ακρίβεια, υπάρχει καθυστέρηση στην μετάβαση από την μια κατάσταση στην άλλη. Κατά την διάρκεια αυτής της καθυστέρησης οι διάδοι βρίσκονται στην κατάσταση OFF. Η διαδικασία αυτή, μπορεί να απεικονισθεί σε τέσσερις επιμέρους καταστάσεις:



Σχήμα 4.8: Κύκλωμα διπλής ανόρθωσης τάσης

- | | | | |
|-------|-------------------------------------|------------------------|-----------------------------|
| (i) | $D_1 = \text{OFF}, D_2 = \text{ON}$ | $v_o < 2v_s(t)$ | $-t_1 < t < t_1$ |
| (ii) | $D_{1,2} = \text{OFF}$ | $-v_o < 2v_s(t) < v_o$ | $t_1 < t < T/2 - t_1$ |
| (iii) | $D_1 = \text{ON}, D_2 = \text{OFF}$ | $2v_s(t) < -v_o$ | $T/2 - t_1 < t < T/2 + t_1$ |
| (iv) | $D_{1,2} = \text{OFF}$ | $-v_o < 2v_s(t) < v_o$ | $T/2 + t_1 < t < T - t_1$ |

Θεωρείται γωνία ροής (flow angle) όπως στην τοπολογία γέφυρας. Χάρη στην συνέχεια των κυματομορφών του ρεύματος και της τάσης στην είσοδο, οι σχέσεις ισχύουν ακριβώς όπως και στην τοπολογία γέφυρας. Με την θεώρηση ότι το ρεύμα των πυκνωτών διατηρεί κυκλοστάσιμη κατάσταση, προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις για την γωνία ροής καθώς και την απόδοση της τοπολογίας στην έξοδο:

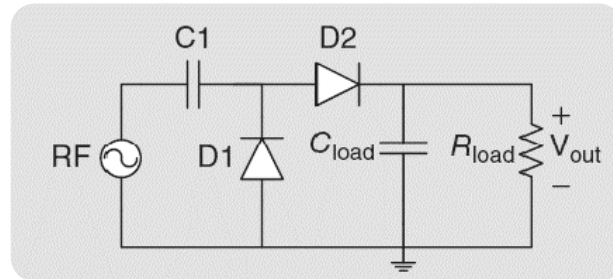
$$\tan \phi - \phi = \frac{2\pi r}{R}, \quad 0 < \phi < \frac{\pi}{2}, \quad v_o = 2v_s \cos \phi, \quad i_o = \frac{v_s}{\pi r} (\sin \phi - \phi \cos \phi) \quad (4.4.1)$$

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\max}}{P_s} \approx 92.3\% \quad \text{at} \quad \frac{R}{r} = \frac{2\pi}{\phi_{\text{opt}}} \approx 5.389 \quad (4.4.2)$$

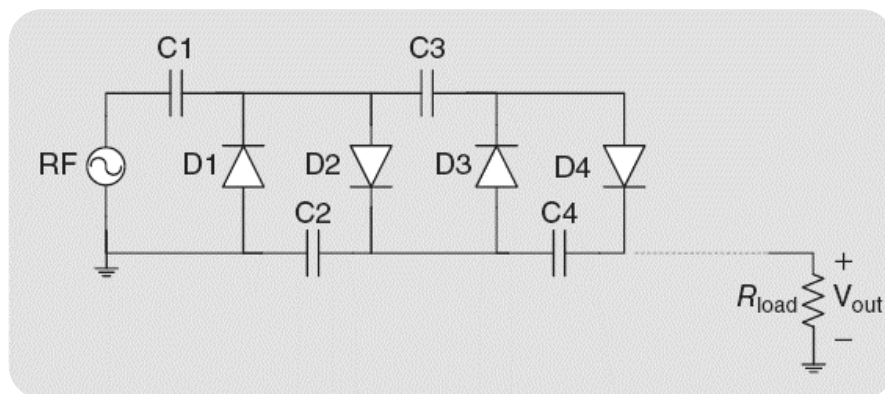
Η βέλτιστη αντίσταση φορτίου προκύπτει τελικά τέσσερις φορές μεγαλύτερη απ' ό τι στην τοπολογία γέφυρας (με πυκνωτή). [9]

4.5 Τοπολογίες RF Ανορθωτικών Διατάξεων για RF Harvesting Εφαρμογές

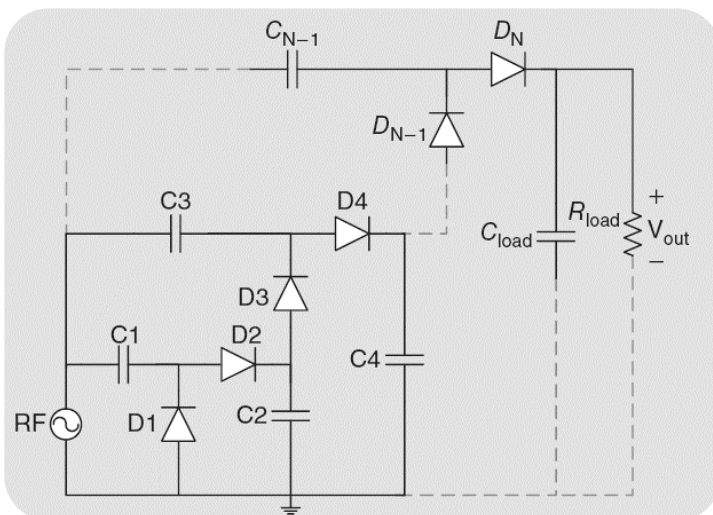
Παρακάτω, παρουσιάζονται οι πιο διαδεδομένες τοπολογίες ανορθωτικών διατάξεων με διόδους όπου συναντώνται σε υλοποιήσεις RF Harvesting συστημάτων: [10]



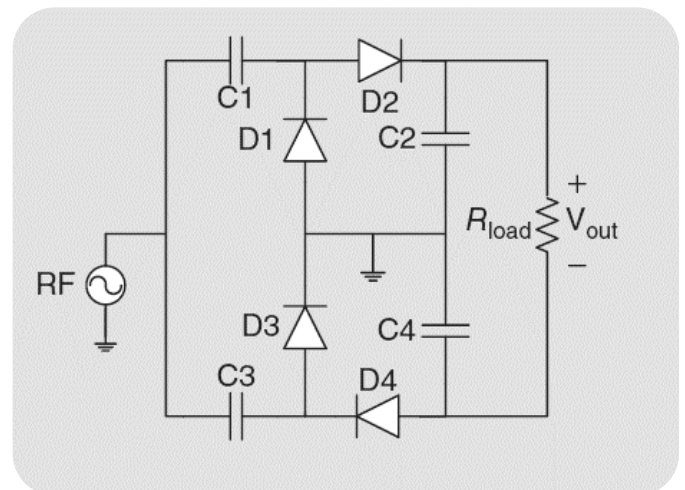
Σχήμα 4.14: Ανορθωτής (Διπλασιαστής) Τάσης ενός Σταδίου (Single State - Voltage Doubler Rectifier -VDR)



Σχήμα 4.15: Ανορθωτής Τύπου Cockcroft-Walton/Greinacher/Villard



Σχήμα 4.16: Ανορθωτής Τύπου Dickson N- Σταδίων



Σχήμα 4.17: Ανορθωτής Τύπου Cockcroft - Walton/Greinacher με κύκλωμα DC combining

4.6 Ο Ανορθωτής τύπου Dickson N- σταδίων

Μια ευρέως διαδεδομένη τοπολογία ανορθωτή RF σήματος, είναι εκείνη του ανορθωτή τύπου Dickson με δύο ή N- στάδια, όπως παριστάνεται παραπάνω, στο σχήμα 4.16. Η έξοδος ενός τέτοιου κυκλώματος, ως δομή διπλασιαστή τάση (*Voltage Doubler Rectifier - VDR*), δίδεται από τη σχέση:

$$V_{OUT} = (2V_{RFamp} - V_{th1} - V_{th2}) \quad (4.4.32)$$

όπου V_{th} , η τάση κατωφλίου (threshold) της διόδου και V_{RFamp} , η RF τάση εισόδου. Αποτελείται από δύο τμήματα σε σειρά, α) έναν περιοριστή που αποτελείται από τα στοιχεία C1 και D1 και β) έναν ανορθωτή κορυφής, από τα C2 και D2. Όταν το κύκλωμα διεγερθεί από ημιτονοειδές σήμα, πλάτους V_p , το κομμάτι του περιοριστή, βγάζει την κυματομορφή που παριστάνεται στο ακόλουθο σχήμα (4.18). Όπως διακρίνεται, οι θετικές κορυφές προσδένονται στο 0, ενώ οι αρνητικές φθάνουν τα $-2V_p$. Λαμβάνοντας αυτή την κυματομορφή, το κομμάτι του ανιχνευτή κορυφής παρέχει κατά μήκος του C2, μια αρνητική dc τάση μεγέθους $2V_p$. Τα επιμέρους στάδια του κυκλώματος VDR δύναται να διατάσσονται σε αλληλουχία (-N στάδια) ούτως ώστε να αυξηθεί κατ' αυτό τον τρόπο, η τάση εξόδου του ανορθωτή, η οποία ορίζεται ως:

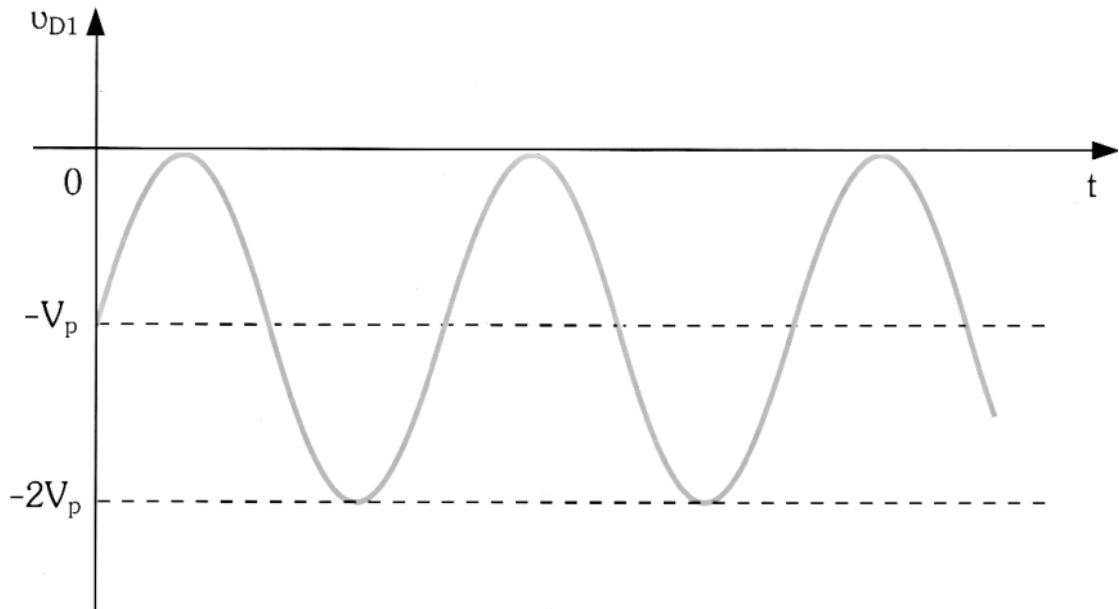
$$V_{OUT} = \left(2NV_{RFamp} - 2NV_{th} - \frac{(N-1)I_{LOAD}}{f_0 * C} \right) \quad (4.4.33)$$

όπου I_{load} , το ρεύμα στο φορτίο, C η χωρητικότητα των blocking capacitors και f_0 , η συχνότητα λειτουργίας του συστήματος. Λαμβάνοντας υπόψιν της απώλειες του υποστρώματος (substrate), η μέση ισχύς εισόδου δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$P_{IN} = 2NI_{D,SAT}B_1 \left(\frac{V_{OUT}}{V_T} \right) \exp \left(-\frac{V_{RFamp}}{2NV_T} \right) + \frac{N}{2} V_{OUT}^2 R_{SUB} (\omega_0 C_{SUB})^2 \quad (4.4.34)$$

όπου V_T , η θερμοκή τάση, B_1 η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτης τάξης, R_{SUB} και C_{SUB} η αντίσταση και η χωρητικότητα του υποστρώματος, αντίστοιχα. Επιλύοντας την παραπάνω σχέση (4.4.34), είναι αξιοσημείωτο το γεγονός πως για μια σταθερή τάση εξόδου και κατανάλωση ενέργειας, όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των N- σταδίων, τόσο μικρότερο είναι το πλάτος της τάσης εισόδου που απαιτείται για να ληφθεί μια δεδομένη τάση εξόδου DC και κατανάλωση ισχύος. Ωστόσο, ο βέλτιστος αριθμός σταδίων, είναι ο συμβιβασμός μεταξύ της υψηλής τάσης

εξόδου DC και των χαμηλών απώλειών ισχύος λόγω κατανάλωσης των διόδων καθώς και των απώλειών του υποστρώματος. Οι πειραματικές δοκιμές έχουν δείξει ότι ο βέλτιστος αριθμός N σταδίων είναι μεταξύ 1 και 2. Για να μειωθούν οι απώλειες της διόδου, μια διάδος πρέπει να έχει μεγάλο ρεύμα κορεσμού $I_{D\text{ SAT}}$, χαμηλή χωρητικότητα διασταύρωσης C_j που οδηγούν σε χαμηλή τάση κατωφλίου V_{th} , μικρή αντίσταση σειράς R_s καθώς επίσης και μικρή αντίσταση διασταύρωσης R_j . Η σειρά HSMS των διόδων Avago αποτελούν μια καλή λύση, διαθέσιμη εμπορικά για τις εφαρμογές αυτές. [11] [12]



Σχήμα 4.18: Κυματομορφή τάσης κατά μήκος της διόδου D_1 (περιοριστή) ενός διπλασιαστή τάση (Voltage Doubler Rectifier - VDR) ως δομικό στοιχείο του ανορθωτή Dickson (N - σταδίων)

Κεφάλαιο 5^ο

Σχεδιασμός - Προσομοίωση

Υλοποίηση - Διατάξεων

RF Energy Harvesting

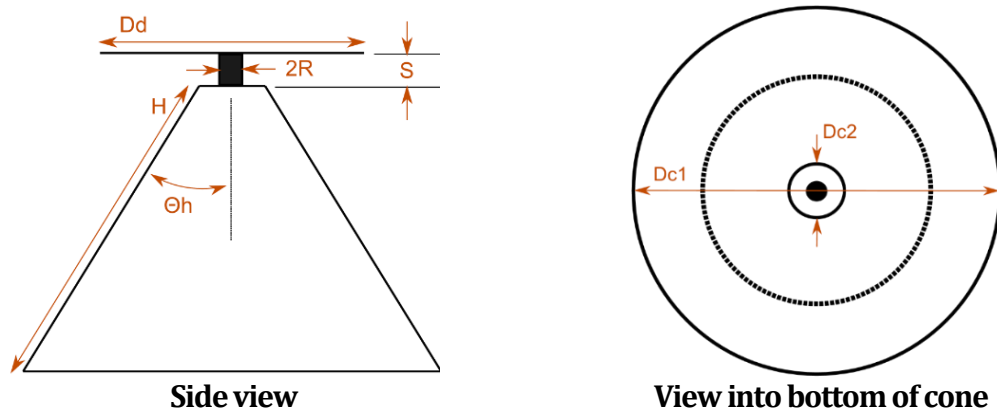
Ως πρώτη βαθμίδα του συστήματος, θεωρείται η κεραία λήψης. Για την κάλυψη των αναγκών της προσέγγισης μας, κατασκευάστηκε μια Ευρυζωνική Δισκωνική Κεραία, της οποίας η ανάλυση έγινε εκτενέστατα στην παράγραφο 3.3. Η εν λόγω δισκωνική κεραία κατασκευάστηκε από λεπτό φύλλο χαλκού, πάχους 0.3 mm ώστε να μπορεί να πάρει εύκολα την τελική της μορφή, καθώς και να ενσωματωθεί σε αυτή, χωρίς «ασυνέχειες», θηλυκός συνδετήρας τύπου SMA για σύνδεση τόσο με ομοαξονική γραμμή για τις μετρήσεις με τον εργαστηριακό εξοπλισμό όπου θα επακολουθήσουν, όσο και με την επόμενη βαθμίδα RF-DC με αντίστοιχο συνδετήρα. Πραγματοποιήθηκαν δύο κατασκευές δισκωνικών κεραιών, και ακολουθήθηκαν πιστά όλες οι σχεδιαστικές σχέσεις που συνδέουν τα τμήματα του κεραιοσυστήματος οι οποίες αναφέρονται στη βιβλιογραφία και τα αντίστοιχα τεχνικά άρθρα, με εσωτερικές γωνίες κώνου 90⁰ και 120⁰ αντίστοιχα, χαρακτηριστικό όπου επέδρασε στην ομαλή μεταβολή της τιμής της εμπέδησης του κεραιοσυστήματος συναρτήση του εύρους ζώνης λειτουργίας, όπως θα παρουσιαστεί στη συνέχεια και από τις μετρήσεις με τον εργαστηριακό εξοπλισμό.

5.1.1 Σχεδίαση – Προσομοίωση Κεραιοσυστήματος με τη βοήθεια Λογισμικού

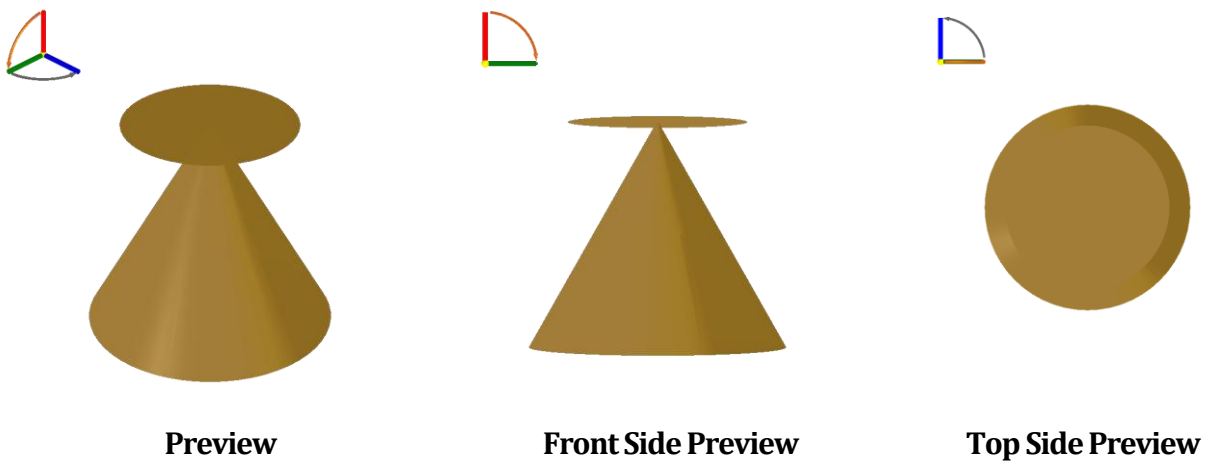
Σαν αρχικό στάδιο, πριν την κατασκευή, ήταν η προσομοίωση αυτού του τύπου κεραίας με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου **Antenna Magus 7.0.0**, όπου η δισκωνική κεραία υπάρχει στην βιβλιοθήκη του, με αποτέλεσμα με εύκολο σχετικό τρόπο, να γίνει και η εξαγωγή των μεγεθών των τεχνικών χαρακτηριστικών του ομοιώματος προσομοίωσης, όσο και των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών, των διαγραμμάτων ακτινοβολίας σε πολική & καρτεσιανή μορφή, και ακόμα των 3D διαγραμμάτων ακτινοβολίας σε συνεργασία με το λογισμικό πακέτο **CST Microwave Studio Suite 2016**. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης παρατίθενται παρακάτω: [20][21]

Name	Description
f_0	Centre frequency
Dd	Disc diameter
R	Feed pin radius
S	Gap between the cone and disc
Dc2	Diameter of the narrow side of the cone

H	Length of the cone side
Dc1	Diameter of the broad side of the cone
X	Device X-dimension
Y	Device Y-dimension
Z	Device Z-dimension
θ_h	Cone flare angle



Εικόνα 5.1: Σχεδιαστικές Διαστάσεις Δισκωνικής Κεραίας: Πλάγια Όψη (Αριστερά), Κάτοψη (Δεξιά)



Εικόνα 5.2: 3D Αποτύπωση ομοιώματος Δισκωνικής Κεραίας σε διαφορετικές όψεις από το λογισμικό πακέτο Antenna Magus [21]

Design Objectives - Operating Frequency:

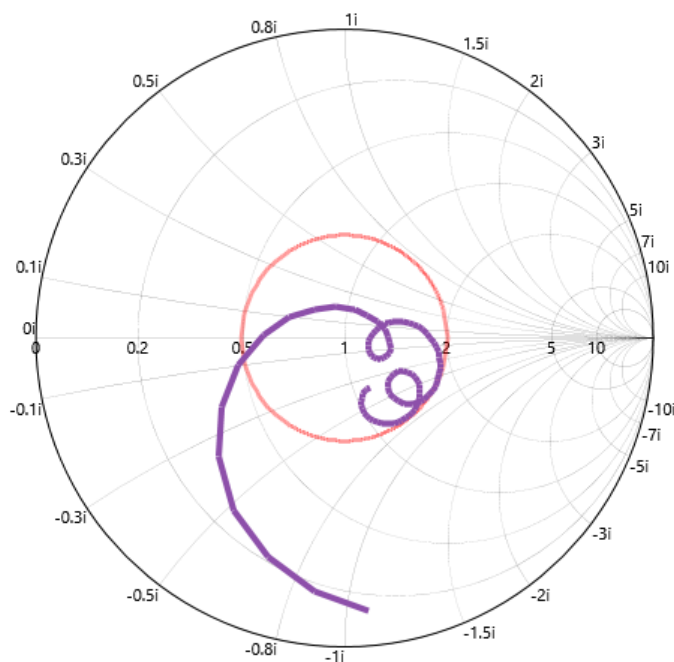
Name	Description	Value
f_0	Centre frequency	750 MHz

Physical Parameters:

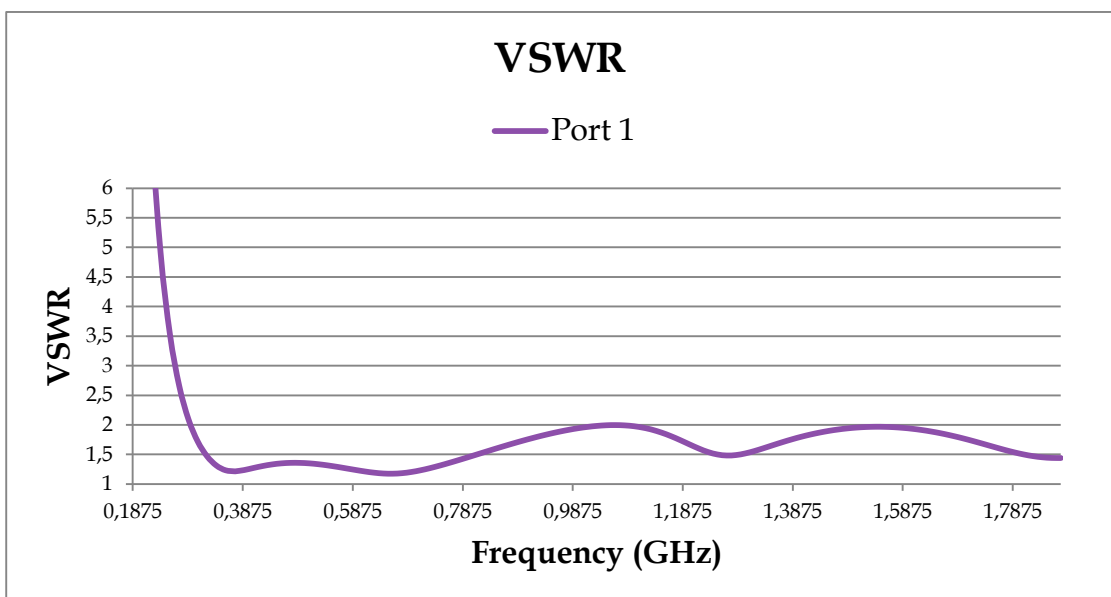
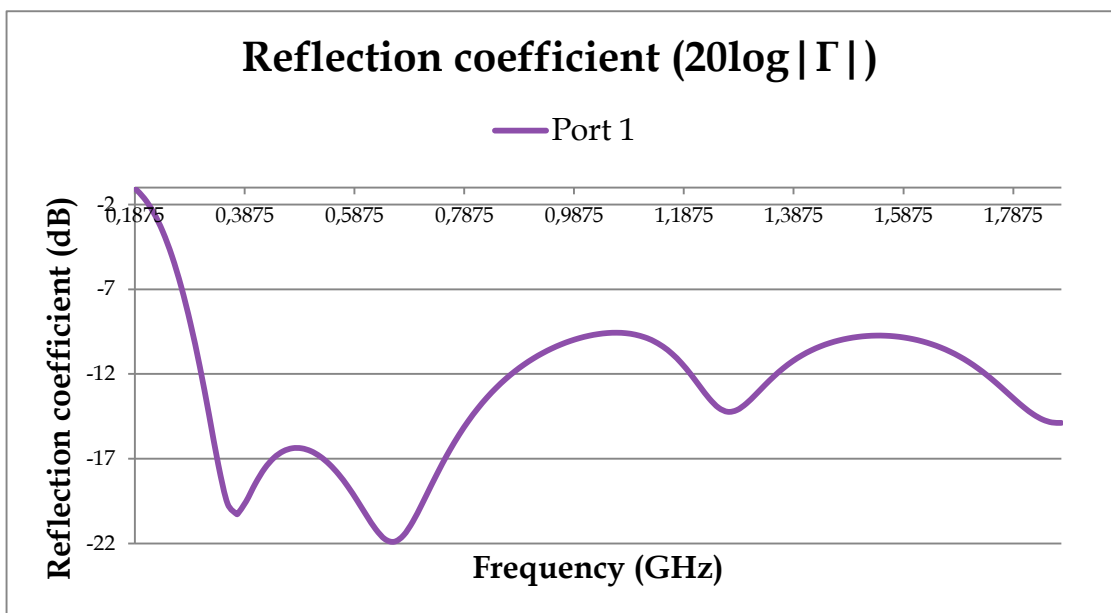
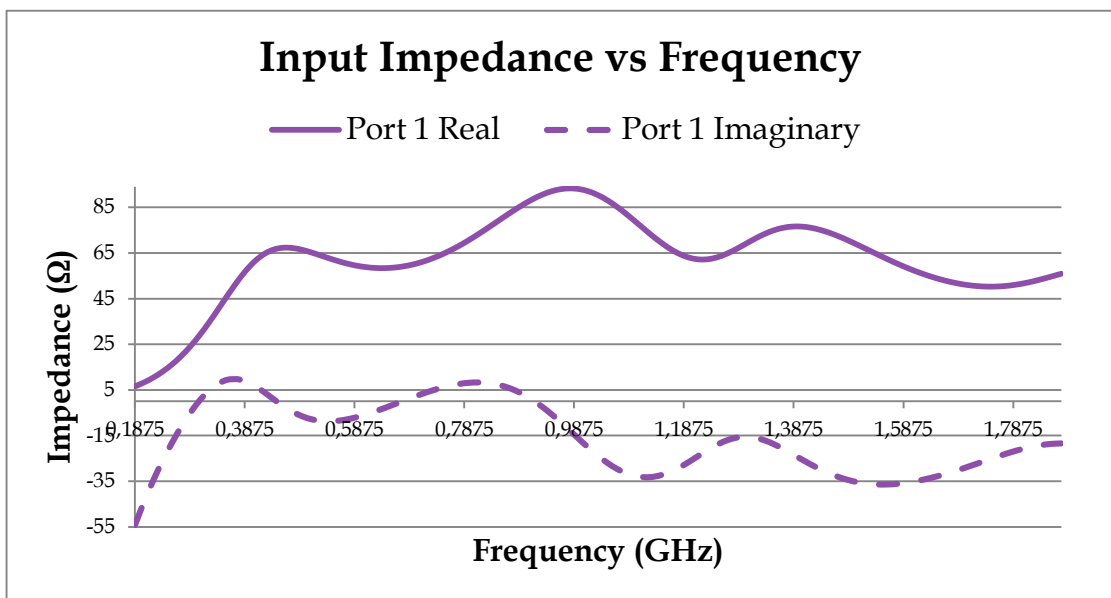
Dd	Disc diameter	198.7 mm
R	Feed pin radius	710.6 μm
S	Gap between the cone and disc	1.066 mm
Dc2	Diameter of the narrow side of the cone	3.553 mm
H	Length of the cone side	283.8 mm
Dc1	Diameter of the broad side of the cone	283.8 mm

Derived Quantities:

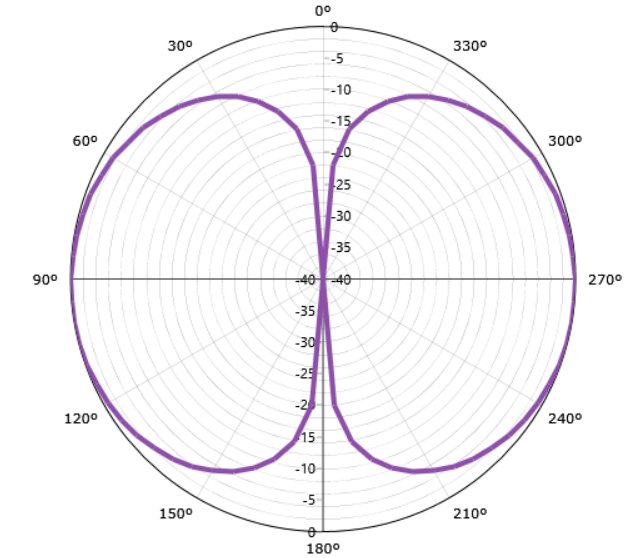
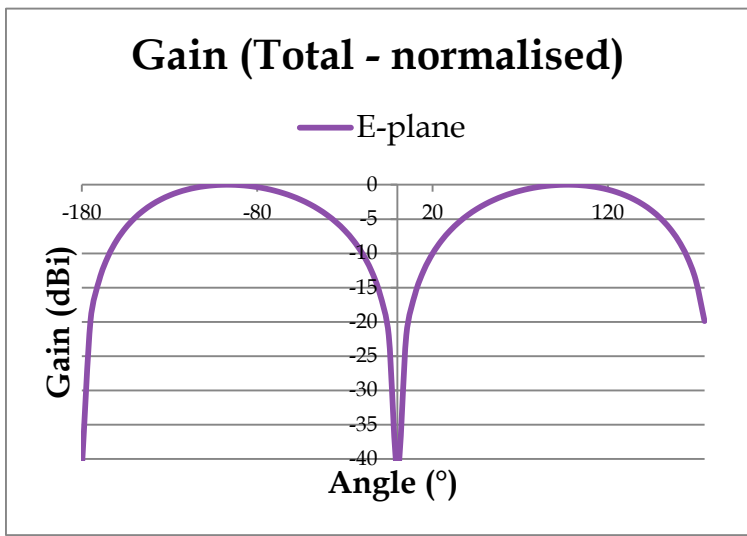
X	Device X-dimension	283.8 mm
Y	Device Y-dimension	283.8 mm
Z	Device Z-dimension	247.9 mm
Θ_h	Cone flare angle	29.59 $^\circ$



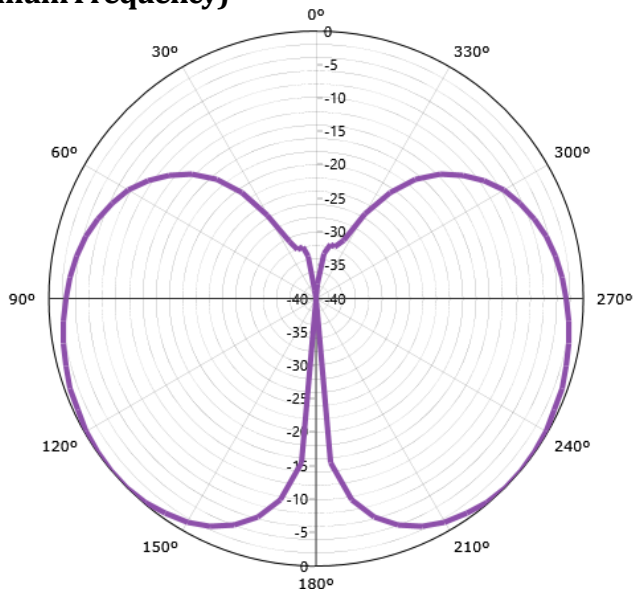
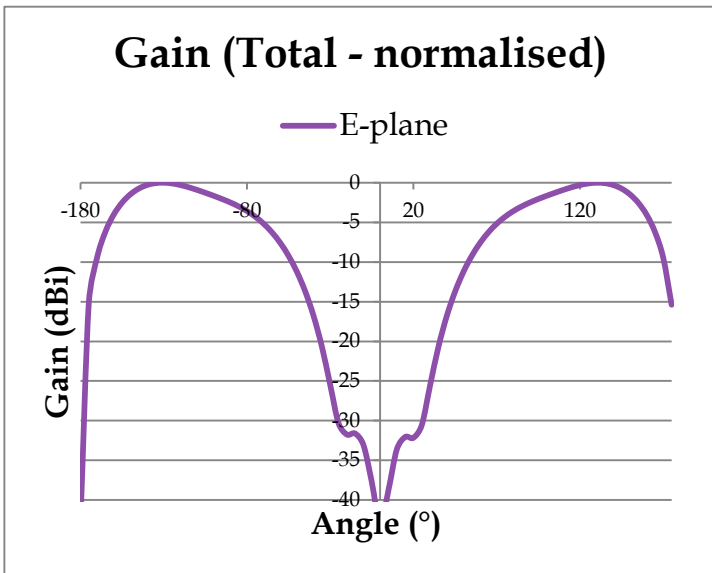
Εικόνα 5.3: Το διάγραμμα του χάρτη Smith από την προσομοίωση του λογισμικού πακέτου Antenna Magus [21]



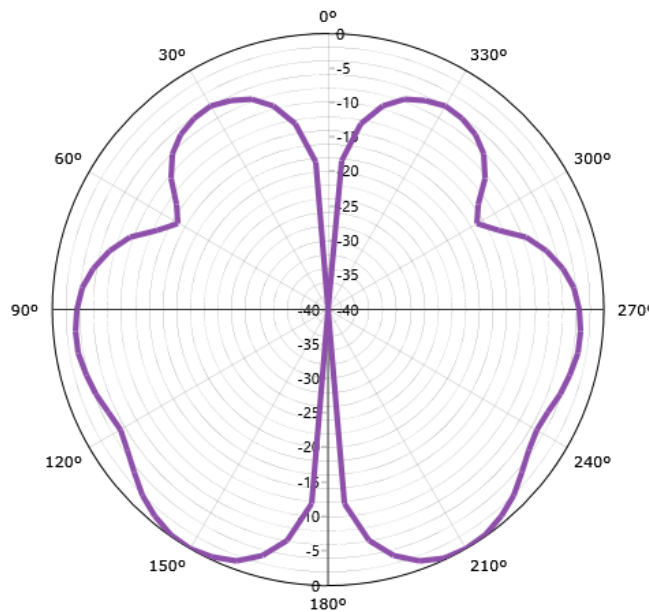
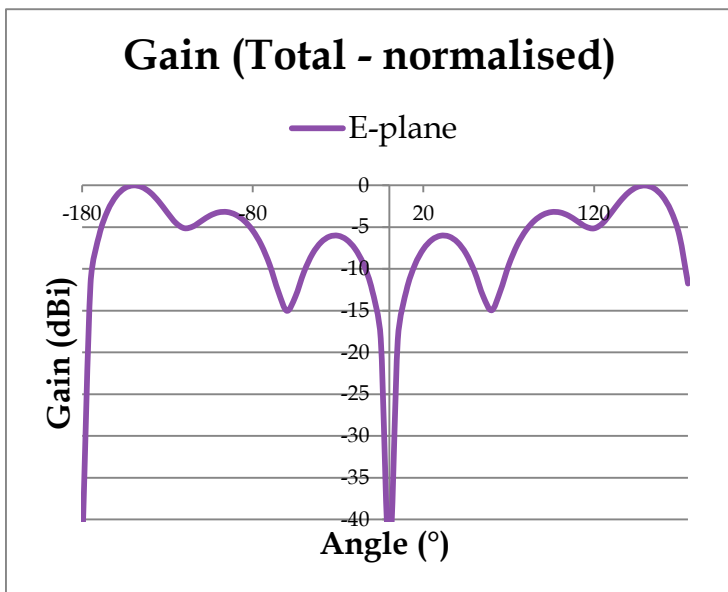
Εικόνα 5.4: Τα διαγράμματα α) Της εμπέδησης (πραγματικό μέρος) β) Του Συντελεστή Ανάκλασης (σε db) και γ) του λόγου SWR συναρτήση της συχνότητας ως αποτέλεσμα προσομοίωσης [21]



Radiation Pattern (Minimum Frequency)

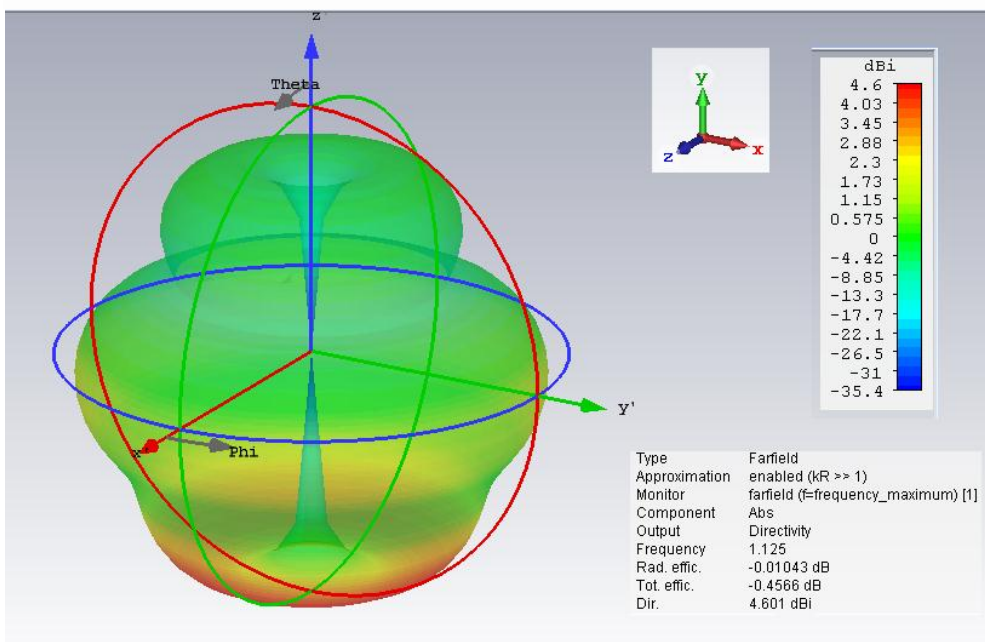
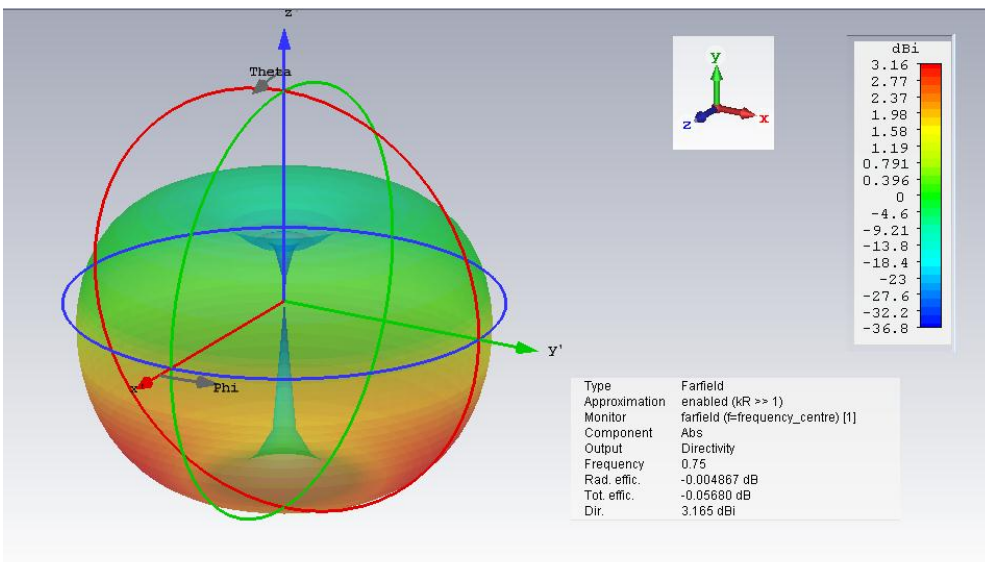
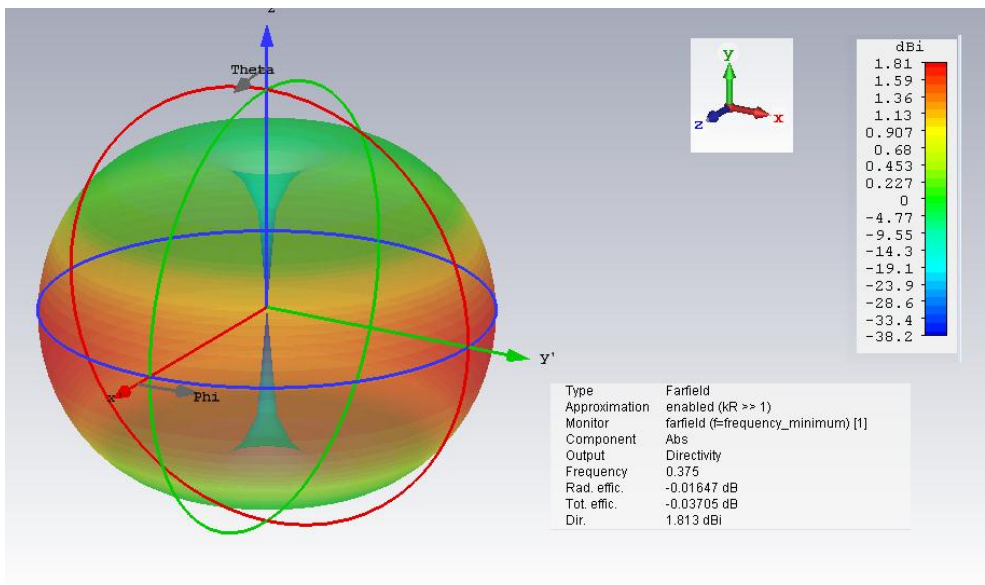


Radiation Pattern (Center Frequency)

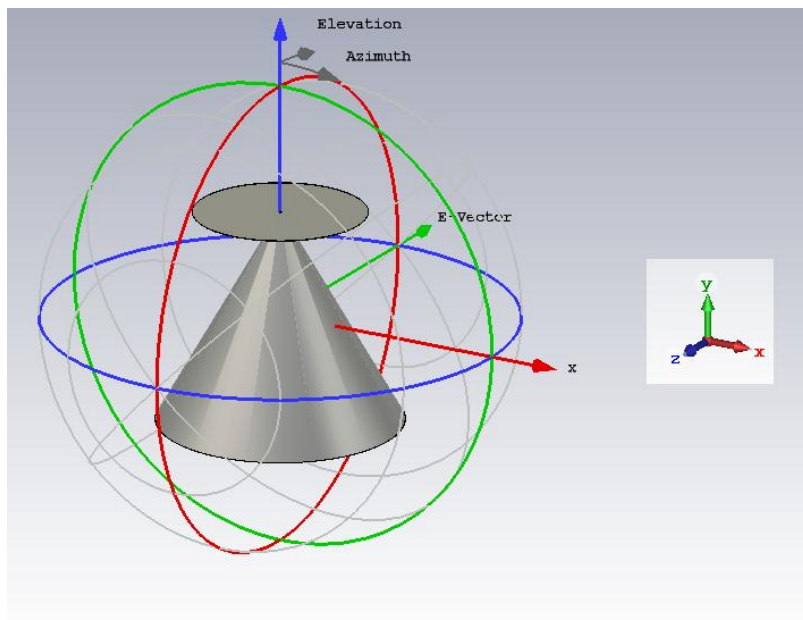


Radiation Pattern (Maximum Frequency)

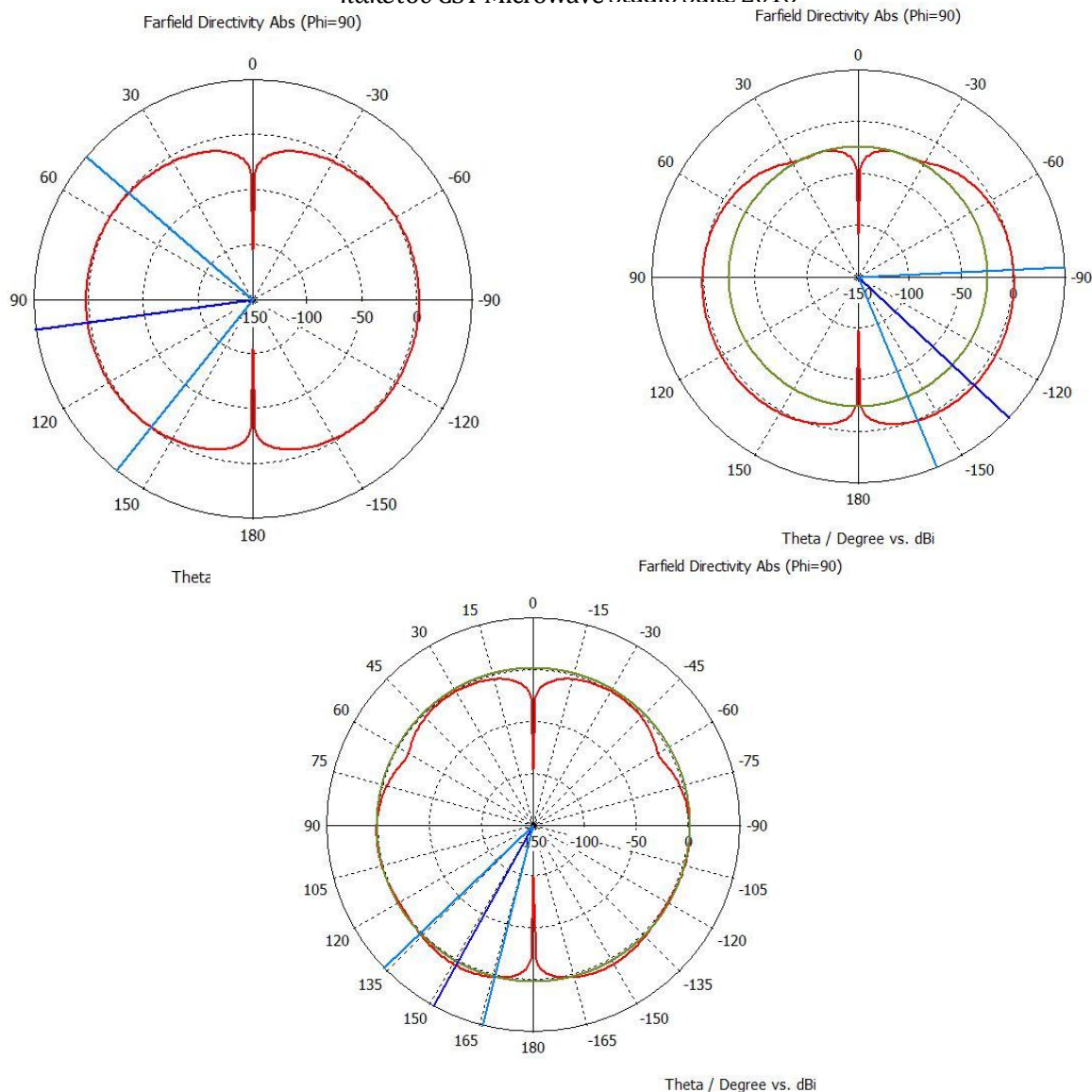
Εικόνα 5.5: Τα διαγράμματα ακτινοβολίας της δισκωνικής κεραίας ως αποτέλεσμα προσομοίωσης του λογισμικού Antenna Magus στην : α) συχνότητα αποκοπής (minimum frequency) β) κεντρική συχνότητα λειτουργίας γ) μέγιστη συχνότητα λειτουργίας [21]



Εικόνα 5.6: Τα διαγράμματα ακτινοβολίας μακρινού πεδίου της δισκωνικής κεραίας σε 3D απεικόνιση ως αποτέλεσμα προσομοίωσης του λογισμικού πακέτου CST Microwave Studio Suite 2016 στις: α) συχνότητα αποκοπής (πάνω) β) κεντρική συχνότητα λειτουργίας (μέση) γ) μέγιστη συχνότητα λειτουργίας (κάτω)



Εικόνα 5.7: Το 3D ομοίωμα της Δισκωνικής Κεραίας στο περιβάλλον προσομοίωσης του λογισμικού πακέτου CST Microwave Studio Suite 2016



Εικόνα 5.8: Τα εξαγόμενα πολικά διαγράμματα ακτινοβολίας στις συχνότητες α) αποκοπής β) κεντρικής γ) μέγιστης λειτουργίας από την προσομοίωση της δισκωνικής κεραίας με το λογισμικό CST Microwave Studio Suite 2016 [20]

5.1.2 Κατασκευή Δισκωνικών (Discone) Κεραίων με φύλλο χαλκού

Με την βοήθεια των σχεδιαστικών αναλογιών που συνδέουν της διαστάσεις του δίσκου με το κωνικό τμήμα της κατασκευής, υλοποιήθηκαν οι ακόλουθες δύο δισκωνικές κεραίες σε φύλλο χαλκού πάχους 0.3 mm με εσωτερική γωνία κώνου 90° και 120° αντίστοιχα, όπως φαίνονται παρακάτω. Το ύψος h και για τις δύο κεραίες, είναι στα 12 cm, μέγεθος που καθορίζει την κάτω συχνότητα αποκοπής (στην παρούσα σχεδίαση αντιστοιχεί σε συχνότητα $f \sim 750$ MHz) , τιμή την οποία πήραμε και στις μετρήσεις με τον αναλυτή δικτυωμάτων (Network Analyzer), όπου ακολούθησαν για την μέτρηση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών της, με απόκριση παρόμοια όπως ενός «υψηπερατού» φίλτρο



Εικόνα 5.9: Η δισκωνική κεραία με $\theta=90^\circ$



Εικόνα 5.10: Η δισκωνική κεραία με $\theta=120^\circ$



Εικόνα 5.11: Οι δισκωνικές κεραίες ίδιου ύψους $h=12$ cm (και κατ' επέκτασης ίδιας συχνότητας αποκοπής), με γωνία κώνου (θ) 120° και 90° αντίστοιχα

Η σχέση που συνδέει το ύψος h (σε m) του κώνου με το μήκος κύματος λ (σε m) , και κατ' επέκταση με τη συχνότητα αποκοπής F (MHz) της δισκωνικής (discon) κεραίας είναι η ακόλουθη

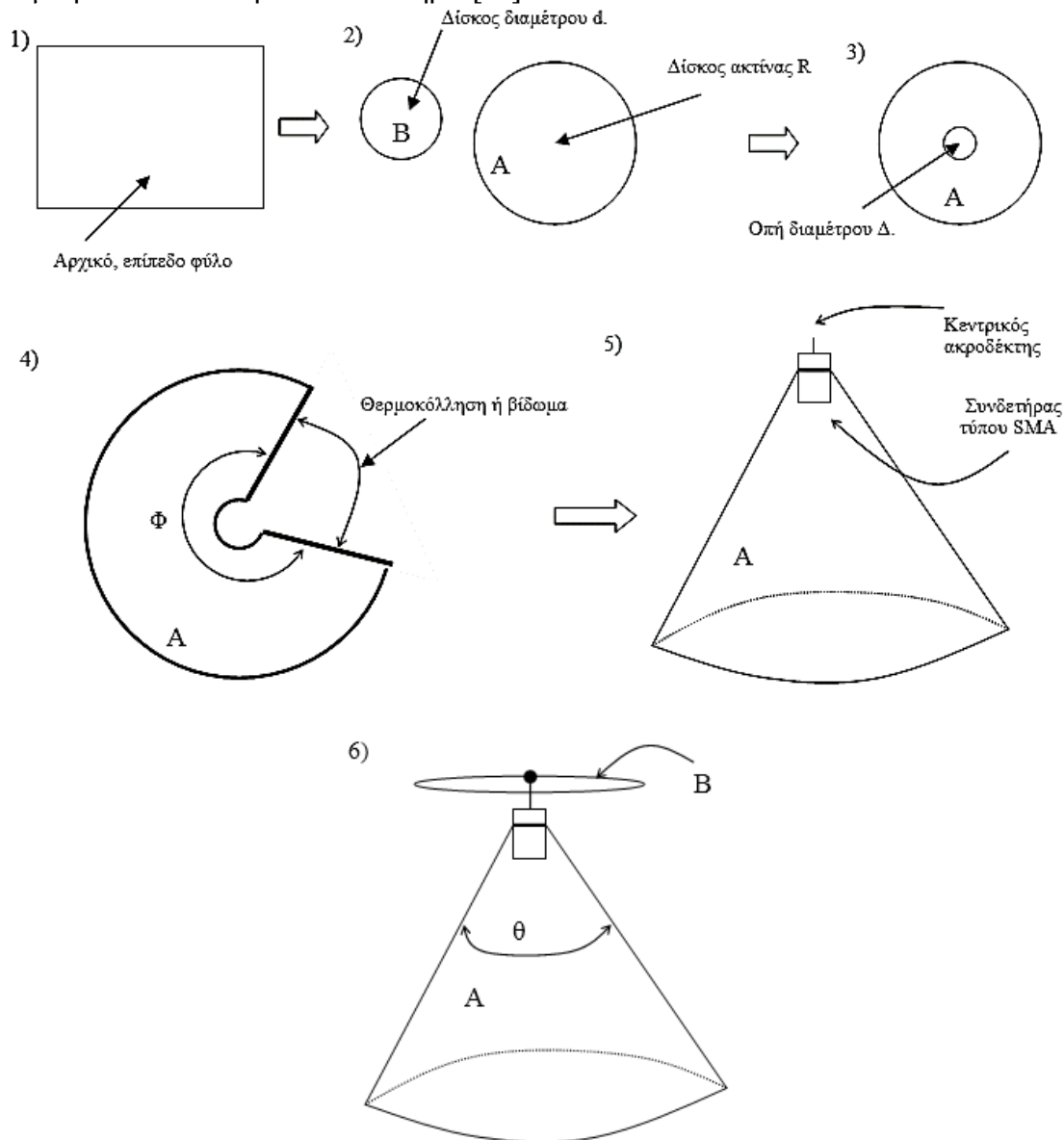
$$\frac{h}{\lambda} = 0.3 \quad (5.1.1)$$

$$\text{ή αλλιώς λαμβάνοντας υπ' όψη τη γνωστή σχέση της κυματικής } c = \lambda f \quad h = 0.3 * \frac{300}{F_{MHz}} \quad (5.1.2)$$

καθώς επίσης η διάμετρος δίσκου (d) συνδέεται με τη διάμετρο κώνου D, από τη σχέση:

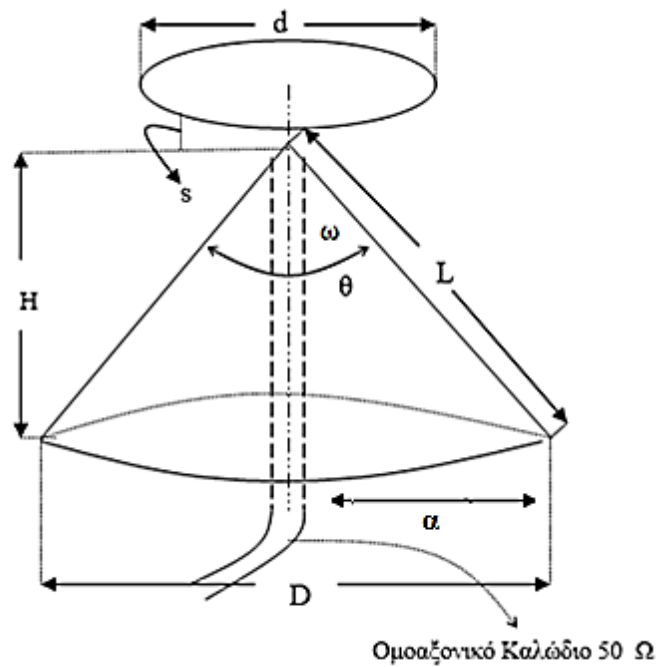
$$d = 0.7D \quad (5.1.3)$$

Η κατασκευή του κώνου, πραγματοποιείται από έναν τομέα δίσκου ακτίνας R και ολικής γωνίας Φ , όπως περιγράφεται στο παρακάτω σχήμα. Στο πάνω μέρος του κώνου βιδώνεται ένας κυλινδρικός συνδετήρας τύπου SMA (θηλυκός). Ο δίσκος, κολλιέται στον κεντρικό ακροδέκτη του συνδετήρα. Η ακτίνα R είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από τη διάσταση L κώνου (διότι η κορυφή του κώνου κόβεται για την προσάρτηση του συνδετήρα). Ως εκ τούτου η ακτίνα R του αρχικού δίσκου πρέπει να υπολογιστεί ως συνάρτηση της ολικής γωνίας κώνου και της διαμέτρου του κυλινδρικού συνδετήρα. [13]



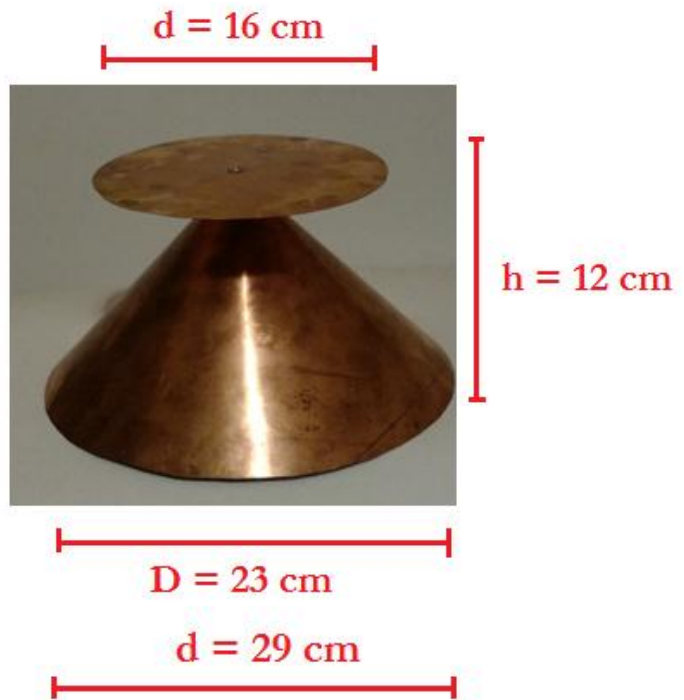
Εικόνα 5.12: Στάδια Κατασκευής Δισκωνικής Κεραίας από μεταλλικό φύλο χαλκού

- d = Διάμετρος δίσκου
- D = Διάμετρος βάσης κώνου
- θ = Ολική γωνία κορυφής, κώνου.
- L = Πλευρά κώνου.
- H = Ύψος του κώνου.
- s = Απόσταση δίσκου από την κορυφή του κώνου.
- $\omega = \theta/2$ γωνίας κορυφής κώνου
- $\alpha = D/2$



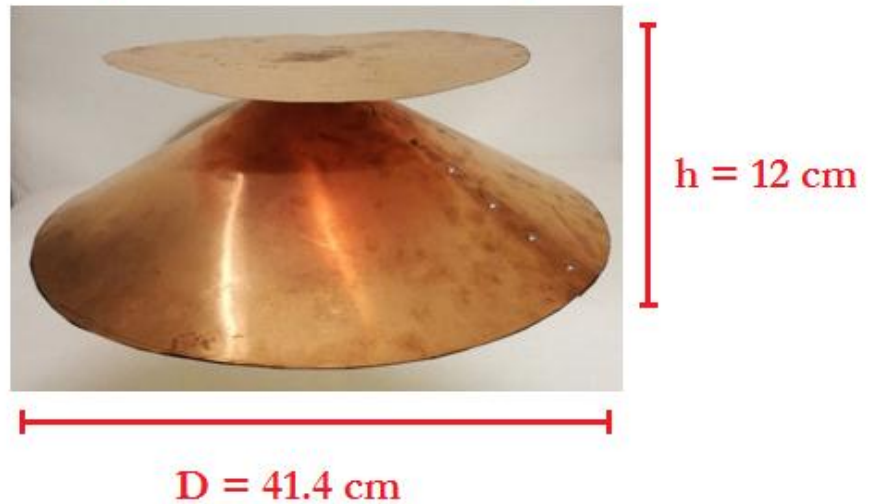
Discone Antenna 90

$f_{min} = 750 \text{ MHz}$



Discone Antenna 120

$f_{min} = 750 \text{ MHz}$



Εικόνα 5.13: Οι σχεδιαστικές διαστάσεις των δισκωνικών κεραιών που κατασκευάστηκαν από φύλλο χαλκού για συχνότητα αποκοπής $f_{min}=750 \text{ MHz}$ βάση των σχέσεων (5.1.2) & (5.1.3)

Κατά καιρούς έχουν δοκιμαστεί διαφορετικοί συνδυασμοί διαστάσεων της δισκωνικής κεραίας. Οι δοκιμές που έχουν γίνει κυρίως από ραδιοερασιτέχνες, έχουν αποδείξει τα εξής :

- Η κατασκευή δεν είναι εξαιρετικά κρίσιμη ως προς τις διαστάσεις αρκεί $s \ll \lambda$ και $0,58D < d < 0,75D$. Οι γωνίες από 60° έως και 100° αντιπροσωπεύουν την περιοχή τιμών της γωνίας θ , για την οποία υπάρχει ικανοποιητική προσαρμογή σε ομοαξονική γραμμή 75 και 50 Ω. Οι μικρότερες γωνίες αντανακλούν σε καλύτερη προσαρμογή με γραμμή 75 Ω, ενώ οι μεγαλύτερες γωνίες προσφέρονται για καλύτερη προσαρμογή σε γραμμή 50 Ω. Ωστόσο, η σταθερότητα της απολαβής και η μέση απολαβή της κεραίας στο χρήσιμο εύρος συχνοτήτων φαίνεται να είναι αντιστρόφως ανάλογη της γωνίας θ .
- Το χρήσιμο εύρος ζώνης ορίζεται από μέγιστο λόγο στασίμων 3:1, σε περιοχή συχνοτήτων 10:1, για την μπάντα των HF (όπου η προσέγγιση $s \ll \lambda$ είναι πρακτικά εφικτό να ισχύει πλήρως). Για τις υψηλότερες συχνότητες, όπου πρακτικά σε μία κατασκευή ο λόγος s/λ αρχίζει και αυξάνεται, το χρήσιμο εύρος ζώνης λειτουργίας μειώνεται διαρκώς.
- Η κατώτερη συχνότητα λειτουργίας φαίνεται να προσδιορίζεται από το ύψος h . Στην κατώτερη συχνότητα λειτουργίας (VSWR 3:1), είναι $h \sim 0,21\lambda$. Τότε, η απολαβή της κεραίας φαίνεται να αυξάνεται αυξανόμενου του μήκους L (έως κάποιου ανώτατου ορίου $\sim 5\text{dBi}$) με σύγχρονη όμως μείωση του χρήσιμου εύρους λειτουργίας.
- Η δισκωνική κεραία είναι δυνατό να λειτουργήσει με SWR μικρότερο του 2:1, σε περιοχή συχνοτήτων 4,5:1 στα HF και 3:1 στο ανώτατο όριο των UHF.
- Το οριζόντιο διάγραμμα ακτινοβολίας (H-επίπεδο), όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 3, είναι πανκατευθυντικό ενώ η πόλωση είναι κατακόρυφη. Η απολαβή μιας τέτοιας κεραίας κυμαίνεται από 1,5 έως 5dBi. (1,5 dBi στη συχνότητα όπου $L \sim 0,28\lambda$ και 5dBi στη συχνότητα όπου $L \sim 0,7\lambda$). Επίσης, πλησιάζοντας το ανώτερο συχνοτικό όριο του χρήσιμου εύρους λειτουργίας, η μέγιστη ακτινοβολία συμβαίνει σε μικρές γωνίες ($3-10^\circ$), κάτω του επιπέδου, του δίσκου. Στις συχνότητες αυτές η δισκωνική κεραία αρχίζει και συμπεριφέρεται ως ένα κωνικό μονόπολο, άνω ανεπαρκούς (μικρού) επιπέδου γείωσης – με αντίστροφη λογική όμως (αντιστοιχώντας το δίσκο με το επίπεδο γείωσης του κωνικού μονοπόλου).

5.1.3 Βασικές σχεδιαστικές εξισώσεις :

Προτεινόμενες δομές, κυρίως από ραδιοερασιτέχνες και βιβλιογραφία, εμπεριέχουν τα εξής κοινά χαρακτηριστικά: $H > 0,21\lambda$ στην κατώτερη συχνότητα λειτουργίας, $30^\circ < \theta < 100^\circ$ και $0,58D < d < 0,75D$. Με βάση την παραπάνω παρατήρηση επιχειρείται αρχικά η εξαγωγή βασικών εξισώσεων πρακτικής σχεδίασης.

Όλοι οι κατασκευαστές πλήθους «μοντέλων» με τις παραπάνω ιδιότητες, ισχυρίζονται ότι οι κεραίες τους δουλεύουν ικανοποιητικά σε ευρεία ζώνη συχνοτήτων (μεγαλύτερη από 2:1) και με καλή προσαρμογή ($VSWR < 3:1$) σε ομοαξονική γραμμή 50 ή 75Ω.

Ήταν πρακτικά αδύνατη η κατασκευή και ο έλεγχος όλων των προτεινόμενων δομών, ωστόσο η κατασκευή και ο έλεγχος κάποιων εξ' αυτών, οδήγησε στη εύρεση βέλτιστης επιλογής για τη ζώνη συχνοτήτων 700-2600MHz βάση της οποίας ήταν κυρίως το κριτήριο για βέλτιστη προσαρμογή, όσο το δυνατόν ομοιόμορφη (flat), σε ομοαξονική γραμμή 50Ω για όσο το δυνατόν μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων στην άνω περιοχή της μπάντας των UHF, ούτως ώστε στην είσοδο της βαθμίδας του ανορθωτή RF- DC να συντελείται προσαρμογή στα 50Ω σε μεγάλο εύρος ζώνης. Η απολαβή υπήρξε δευτερεύον κριτήριο. Συνήθως όμως η απολαβή και χρήσιμο εύρος ζώνης σχετίζονται ανάστροφα. Τα σχεδιαστικά μεγέθη του σχ. 513, συνδέονται μεταξύ τους, και ισχύουν τα ακόλουθα:

$$H = L \cos \omega \quad (5.1.4) \quad \text{και} \quad a = L - \frac{\varphi}{360} L \quad (5.1.5)$$

όπου φ , η γωνία του αντίστοιχου κυκλικού τμήματος, τόξου S ενός κύκλου ακτίνας L

$$\sin \omega = 1 - \frac{\varphi}{360} \quad (5.1.6) \quad \text{και επομένως,} \quad \varphi = (1 - \sin \omega) 360 \quad (5.1.7)$$

$$\text{Δεδομένου ότι:} \quad \omega = \frac{\theta}{2} \quad (5.1.8) \quad \text{και} \quad S = \varphi L \quad (5.1.9)$$

Ως παράδειγμα, για την κατασκευή της δισκωνικής κεραίας με $\theta = 120^\circ$, $\omega = 60^\circ$, επομένως:

$$\varphi = (1 - \sin 60) 360 = 48,23^\circ \quad \text{και} \quad H = L \cos 60 = \frac{L}{2} \quad \text{επομένως για } f_{\min} = 750 \text{ MHz, } H = 12 \text{ cm}$$

$$\text{βάση της (2), συνεπώς } L = 2H = 24 \text{ cm και } a = L - \frac{\varphi}{360} L = 24 - 0,1339 * 24 = 20,78 \text{ cm}$$

$$\text{Εφόσον } D = 2a = 41,4 \text{ cm καθώς επίσης και } d = 0,7 D = 29,09 \text{ cm}$$

5.1.4 Μετρήσεις ηλεκτρικών χαρακτηριστικών Δισκωνικών Κεραιών με Αναλυτή Δικτυωμάτων – Network Analyzer

Μετά το πέρας της κατασκευής των δισκωνικών κεραιών, έγινε η μέτρηση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών τους, και μετρήθηκαν μεγέθη όπως ο λόγος Στάσιμου Κύματος (VSWR), ο Συντελεστής Ανάκλασης σε μονάδες dB καθώς και η εξαγωγή των διαγραμμάτων Smith στο εύρος των μετρούμενων συχνοτήτων όπου ορίσθηκε, βάση της θεωρητικής σχεδίασης. Η διαδικασία αυτών των μετρήσεων, πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του Αναλυτή Δικτυωμάτων (Network Analyzer), και συγκεκριμένα του HP 8714ET 300 KHz -3 GHz RF Network Analyzer, όπου διαθέτει το Ερευνητικό Εργαστήριο Μικροκυματικών Επικοινωνιών & Ηλεκτρομαγνητικών Εφαρμογών του Τμήματος Ηλεκτρονικών Μηχανικών ΤΕ του ΤΕΙ Κρήτης.



Εικόνα 5.14: ο RF Network Analyzer 8714ET της HP του Ερευνητικού Εργαστηρίου Μικροκυματικών Επικοινωνιών & Ηλεκτρομαγνητικών Εφαρμογών στο Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών ΤΕ ΤΕΙ Κρήτης



Εικόνα 5.15: Η προς μέτρηση δισκωνική κεραία των 120° τοποθετημένη σε ξύλινο ιστό. Διακρίνεται η σύνδεση μέσω ομοαξονικής γραμμής με συνδετήρα SMA στο εσωτερικό τμήμα του κώνου της κεραία

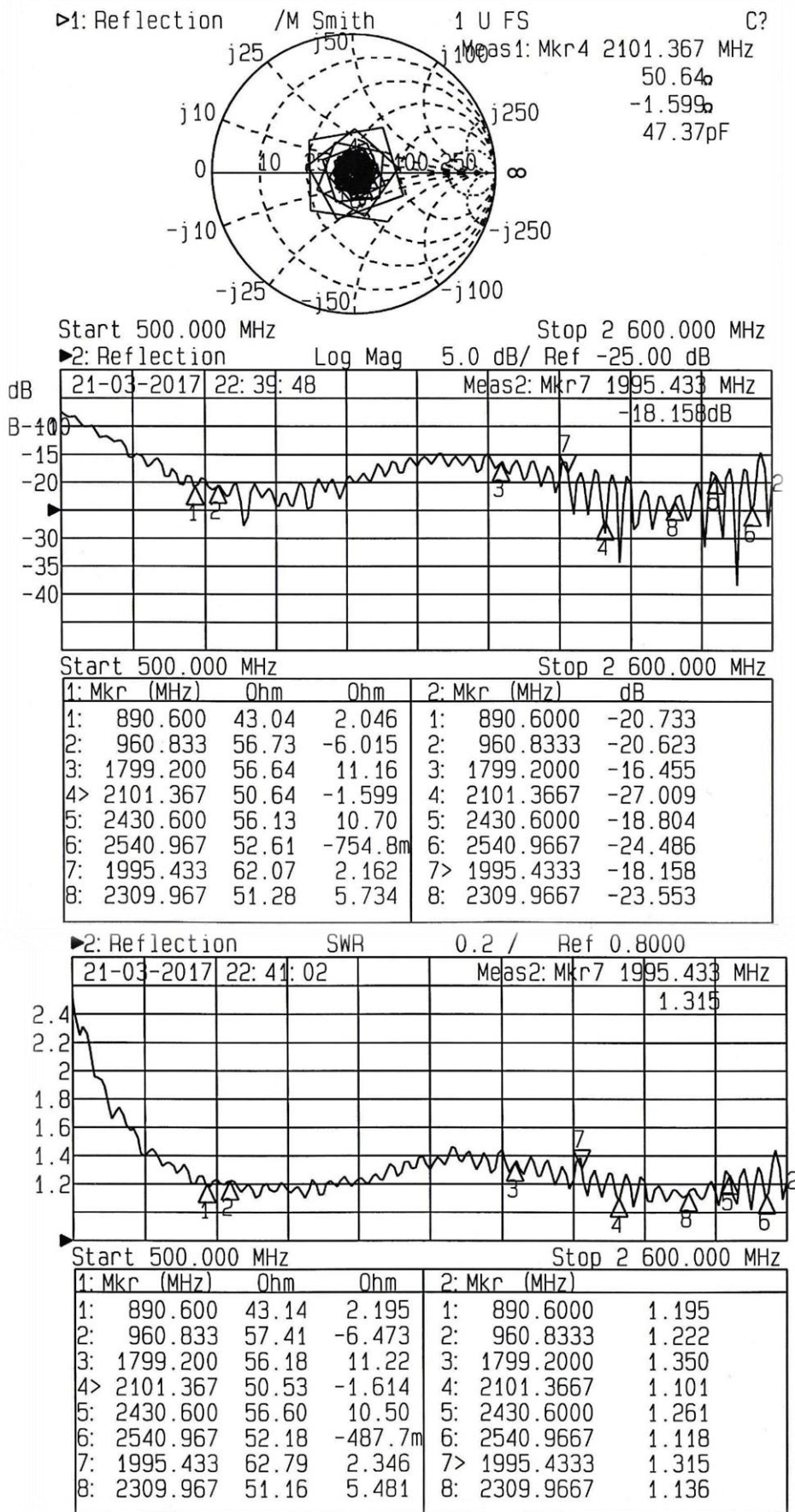


Εικόνα 5.16: Απεικόνιση του Συντελεστή Ανάκλασης σε Μονάδες db, συναρτήση της συχνότητας στην οθόνη του HP RF Network Analyzer 8714ET. (Μετρούμενη Κεραία 120°) (Εύρος 500 MHz – 2600 MHz)

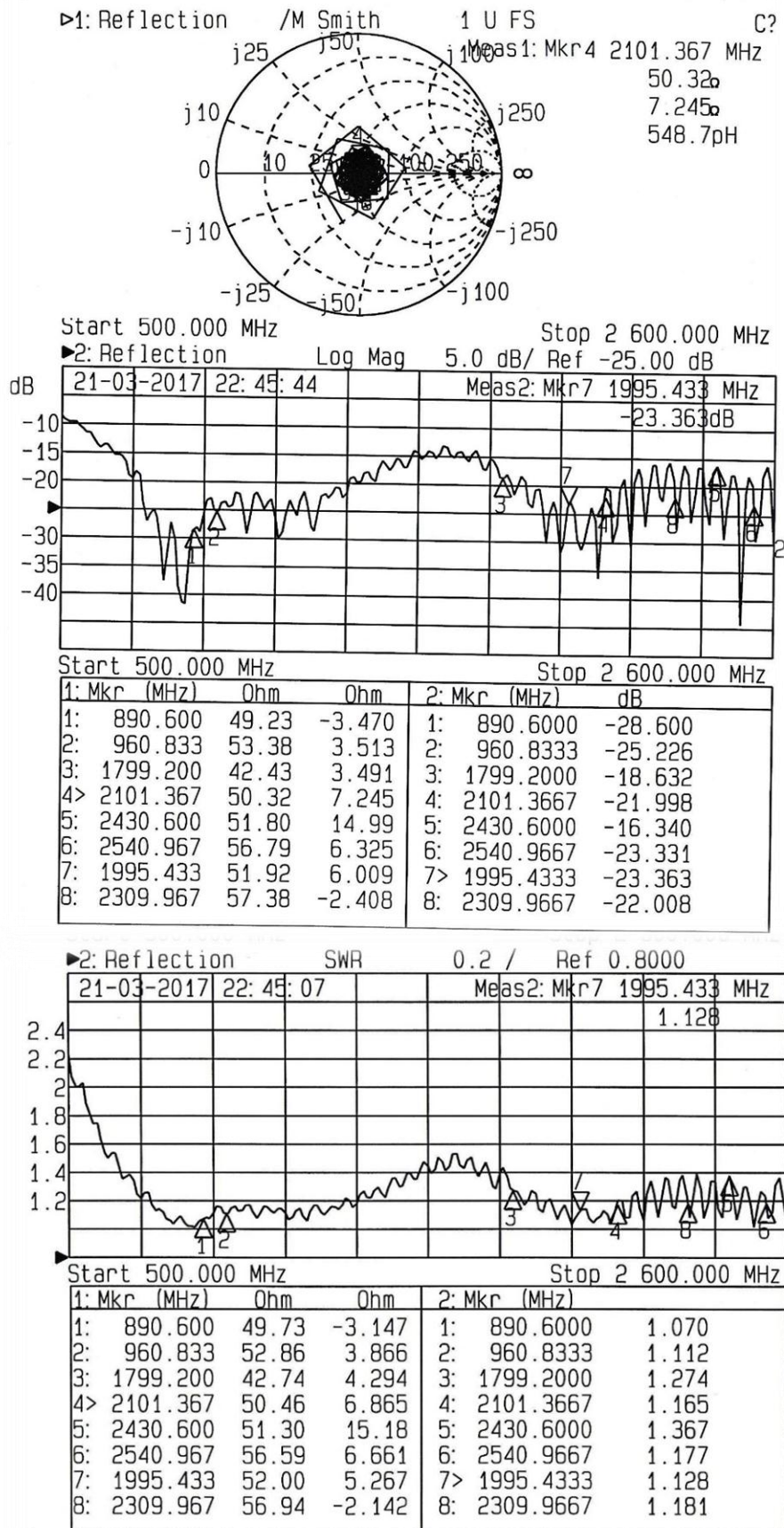


Εικόνα 5.17: Απεικόνιση του Λόγου Στασίμων Κυμάτων (VSWR), συναρτήση της συχνότητας στην οθόνη του HP RF Network Analyzer 8714ET. (Μετρούμενη Κεραία 120°) (Εύρος 500 MHz – 2600 MHz)

Από την απεικόνιση τόσο του λόγου Στασίμων Κυμάτων (VSWR), όσο και από τις τιμές του Συντελεστή Ανάκλασης, η Δισκωνική Κεραία, μπορεί ικανοποιητικά να λειτουργήσει σε ένα πολύ μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων περί τα 2GHz, με κάτω συχνότητα λειτουργίας (αποκοπής) ~600 MHz (SWR<1.4) και άνω συχνότητα λειτουργίας 2.5 GHz. Στα σημεία marker όπου ορίστηκαν μέσα στο προς μέτρηση φάσμα απεικονίζονται αναλυτικά για κάθε συχνότητα μεγέθη όπως το πραγματικό και φανταστικό μέρος (χωρητικό ή επαγωγικό) της χαρακτηριστικής αντίστασης εισόδου της κεραίας, η τιμή του μετρούμενου συντελεστή σε πίνακα, καθώς και το εξαγμένο διάγραμμα Smith όπως παρατίθεται στη συνέχεια. Όπως εύκολα μπορεί να διαπιστωθεί από τους πίνακες που εξήχθησαν, η τιμή του πραγματικού μέρους της αντίστασης είναι περίπου σταθερή στα 50 Ωhm, για το μεγαλύτερο εύρος του φάσματος (με μικρές αποκλίσεις από την τιμή αυτή) και για τις δύο δισκωνικές κεραίες, με ομαλότερη την μεταβολή του μεγέθους στο συχνοτικό εύρος, στην κεραία των 120°, μέγεθος που παίζει καθοριστικό ρόλο στην μετέπειτα προσαρμογή της κεραίας με την επόμενη βαθμίδα. [22]



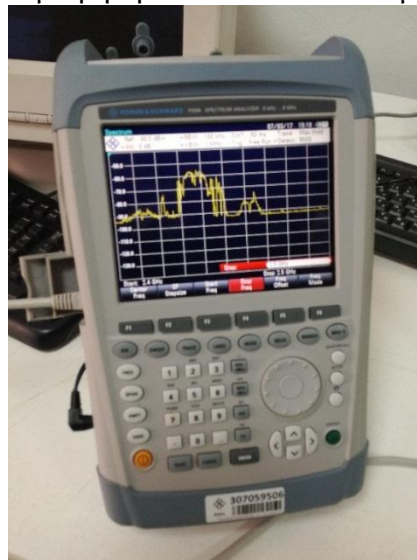
Εικόνα 5.18: Αναλυτική Απεικόνιση του Συντελεστή Ανάκλασης (πάνω γράφημα - πίνακας) και του Λόγου Στασίμων Κυμάτων (VSWR) (κάτω), συναρτήση της συχνότητας για Εύρος Συχνοτήτων 500 MHz – 2600 MHz) από τον HP RF Network Analyzer 8714ET. (Δισκωνική Κεραία 90°). Για κάθε marker συχνότητας διακρίνεται το μέτρο του πραγματικού & φανταστικού



Εικόνα 5.19: Αναλυτική Απεικόνιση του Συντελεστή Ανάκλασης (πάνω γράφημα - πίνακας) και του Λόγου Στασίμων Κυμάτων (VSWR) (κάτω), συναρτήση της συχνότητας για Εύρος Συχνοτήτων 500 MHz – 2600 MHz) από τον HP RF Network Analyzer 8714ET. (Δισκωνική Κεραία 120°). Για κάθε marker συχνότητας διακρίνεται το μέτρο του πραγματικού & φανταστικού μέρους της χαρακτηριστικής αντίστασης

5.1.5 Μετρήσεις Αποδοτικής Λειτουργίας Δισκωνικών Κεραίων για διάφορα Συστήματα Ασύρματων Επικοινωνιών με Αναλυτή Φάσματος - Spectrum Analyzer

Σε συνέχεια των μετρήσεων όπου πραγματοποιήθηκαν με τη βοήθεια του Αναλυτή Δικτυωμάτων (HP RF Network Analyzer 8714ET), οι οποίες ήταν ικανοποιητικές, οι δισκωνικές κεραίες, συνδέθηκαν με τον φορητό Αναλυτή Φάσματος FSH8 Spectrum Analyzer της Rohde & Schwarz, όπου διαθέτει το Ερευνητικό Εργαστήριο Μη Ιοντίζουσων Ακτινοβολιών (EMIA) του Τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής ΤΕ του ΤΕΙ Κρήτης, ώστε να εξεταστεί η αποδοτική λειτουργία των κεραίων στο πεδίο, έτσι ώστε να καθίστανται ικανές για λειτουργία, στο Εύρος ζώνης συχνοτήτων για το οποίο μετρήθηκαν και τα αποτελέσματα ήταν ικανοποιητικά. [23]



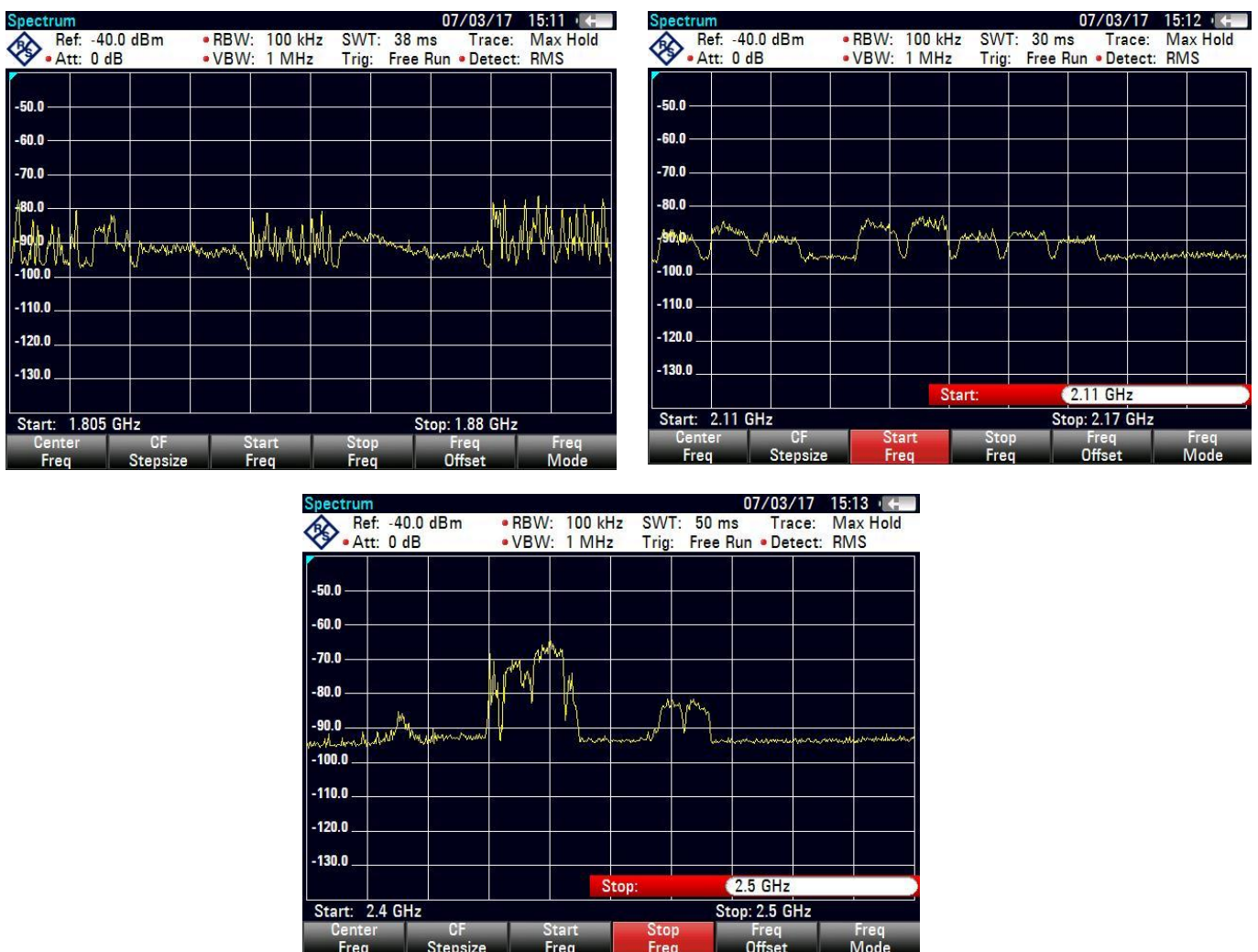
Εικόνα 5.20: Ο φορητός Αναλυτής Φάσματος FSH8 Spectrum Analyzer της Rohde & Schwarz, του Ερευνητικού Εργαστηρίου Μη Ιοντίζουσων Ακτινοβολιών (EMIA) στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής ΤΕ του ΤΕΙ Κρήτης



Εικόνα 5.21: Η απεικόνιση της λαμβανόμενης ισχύς σημάτων συναρτήσει της συχνότητας για εύρος φάσματος 3 GHz, όπως εκείνη αναπαρίσταται από την οθόνη του Αναλυτή Φάσματος FSH8 της Rohde & Schwarz με συνδεδεμένη την δισκωνική κεραία των 120^ο σε ημισφαιρικό περιβάλλον.



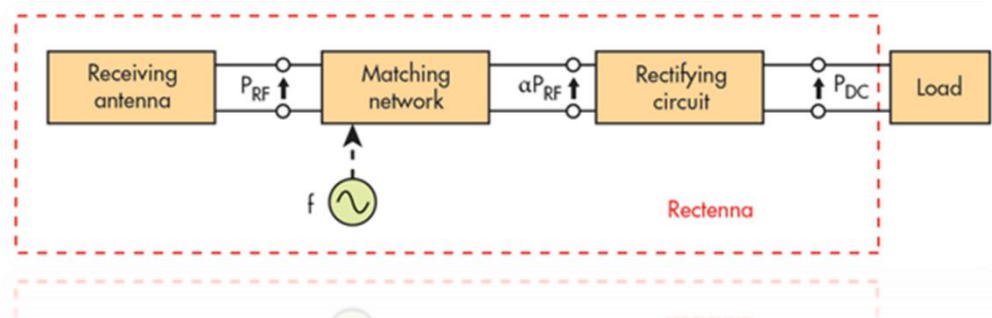
Εικόνα 5.22: Η Ικανοποιητική Ευρυζωνική λήψη σημάτων των περισσότερων συστημάτων ασυρμάτων επικοινωνιών όπως GSM, DCS,UMTS, LTE, WiFi στην τοποθεσία του Ερευνητικού Εργαστηρίου EMIA του ΤΕΙ Κρήτης με μέγιστη ισχύ λαμβανόμενου σήματος περί τα -50dbm



Εικόνα 5.23: Υπο-ζώνες σάρωσης συχνότητας φάσματος που χρησιμοποιούν διάφορα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών DCS (1805-1880 MHz), UMTS (2110-2170 MHz), Wi-Fi (2.4-2.5 GHz)

5.2 Σχεδιασμός διατάξεων RF Energy Harversting - Προσέγγιση Διατριβής

Με τον όρο **Rectenna** ή αλλιώς **Rectifying Antenna** σύμφωνα και με την βιβλιογραφία, προσδιορίζεται η διάταξη κεραιοσυστήματος (στενού εύρους λειτουργίας) με προσαρμοσμένο σε αυτό κύκλωμα ανορθωτικής βαθμίδας που απώτερο σκοπό έχει την μετατροπή της RF ισχύος λήψης της εν λόγω συχνότητας (συντονισμού) σε DC τάση, πάνω σε ωμικό (συνήθως) φορτίο. Η γενική άποψη μιας τέτοιας διάταξης αποτυπώνεται παρακάτω:



Εικόνα 5.24: Το μπλοκ διάγραμμα μιας διάταξης **Rectenna (Rectifying Antenna)** ως RF Energy Harversting Circuit.

Με την υλοποίηση της παραπάνω διάταξης, μπορούμε να επιτύχουμε μετατροπή της λαμβανόμενης RF ισχύος από την κεραία λήψης σε dc τάση, εμφανιζόμενη πάνω σε (ωμικό) φορτίο. Συνεπάγεται πως με παύση εκπομπής RF σήματος από την εκπεμπόμενη πηγή, η διάταξη παύει να εξάγει dc τάση στο φορτίο, έτσι με αυτό τον τρόπο δεν μπορούμε να ισχυριστούμε ότι πραγματοποιήθηκε «συγκομιδή» dc ηλεκτρικής ενέργειας από την RF του πεδίου σε κάποιο ηλεκτρονικό εξάρτημα/διάταξη, όπου μετά το πέρας της εκπομπής ή της απομάκρυνσης της διάταξης από το χώρο, δύναται να αξιοποιηθεί μελλοντικά. Μια διάταξη "Rectenna" λειτουργεί σε ένα στενό εύρος συχνοτήτων και το δικτύωμα προσαρμογής είναι σχεδιασμένο αποκλειστικά για εκείνη την στενή περιοχή λειτουργίας ώστε να λειτουργήσει «αποδοτικά» η επόμενη βαθμίδα (RF to DC) με το συγκεκριμένο κεραιοσύστημα, περιορίζοντας σημαντικά το εύρος ζώνης ικανοποιητικής λειτουργίας της συνολικής διάταξης, και εν γένει την ικανότητα της να εξάγει dc τάση από ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων

Έρευνες στο συγκεκριμένο επιστημονικό πεδίο, προσανατολίζονται τόσο στο σχεδιασμό συστημάτων ικανών για την αποταμίευση της εξαγμένης dc τάσης σε διατάξεις αποθήκευσης/μετατροπής/διαχείρισης ηλεκτρικής ενέργειας, με συγκομιδή (harvest) από το δυνατόν μεγαλύτερο εύρος φάσματος συχνοτήτων όσο και από την ικανότητα των διατάξεων

να «συλλέξουν» το παραγόμενο ποσό ηλεκτρικής ενέργειας ακόμα και από σήματα ραδιοσυχνοτήτων με χαμηλά επίπεδα λήψης.[31]

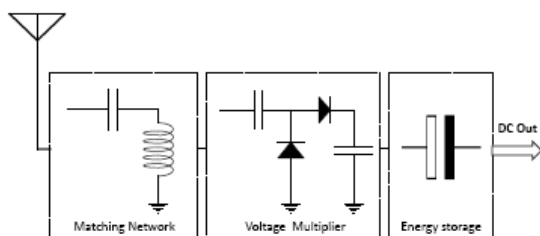
Τέτοιες προσεγγίσεις υλοποίησης διατάξεων «Ευρυζωνικής» διάταξης συγκομιδής ισχύος RF από το πεδίο, παρουσιάζονται στην αναφορά [16] με προτεινόμενο κεραιοσύστημα μια ευρυζωνική σπειροειδής κεραία, στην αναφορά [15] παρουσιάζεται η απόδοση ενός multiband συστήματος με χρήση πολλαπλών κεραιών, ενώ στην αναφορά [11], παρουσιάζεται η κατασκευή ενός dual band RF EH Circuit. Πάνω στην ίδια γραμμή πλεύσης, στην παρούσα διατριβή, γίνεται προσπάθεια υλοποίησης ενός συστήματος με ευρυζωνικό κεραιοσύστημα (την κεραία δίσκου-κώνου). Μια τέτοια προσέγγιση υλοποίησης, καθίσταται μια δύσκολη διαδικασία, με το σχεδιασμό όλων των επιμέρους υποσυστημάτων της να μπορέσουν να λειτουργήσουν ικανοποιητικά σε όσο το δυνατό μεγαλύτερο εύρος ζώνης (broadband). Η σχεδίαση ενός αξιόπιστου ευρυζωνικού (UWB) κεραιοσυστήματος (Discone Antenna) ως αρχική βαθμίδα του συστήματος, ενός broadband δικτύματος προσαρμογής όσο και η κατασκευή ανορθωτικής διάταξης από ημιαγωγό στοιχεία ικανά να ανορθώσουν σήματα υψηλών συχνοτήτων προερχόμενα από ένα ευρύ φάσμα, με τελικό χωρητικό φορτίο καθιστούν τους βασικούς παράγοντες εκείνους για την κατασκευή μιας αποδοτικής διάταξης συγκομιδής RF ισχύος ευρυζωνικά.

Στην παρούσα διατριβή σχεδιάστηκαν τόσο μια ανορθωτική διάταξη μετατροπής RF - DC με ωμικό φορτίο στην έξοδό της (ως σύνηθες κύκλωμα στις περισσότερες προσεγγίσεις), για το οποίο μετρήθηκε η απόδοση μετατροπής (PCE - Power Conversion Efficiency) , όσο και μια ευρυζωνική ανορθωτική διάταξη RF - DC με πυκνωτικό στοιχείο ως «συλλέκτη» της μετατρεπόμενης ενέργειας. Και στις δύο διατάξεις προσαρτήθηκε το ίδιο κεραιοσύστημα (δισκωνική κεραία), όπου βάση της απόκρισης του, κρίθηκε ικανό τόσο για την ευρυζωνική του λειτουργία, όσο και σε περιοχή στενού εύρους, όπου στη συνέχεια ακολούθησαν μετρήσεις του πεδίου τόσο σε περιβάλλον εργαστηρίου όσο και σε περιβάλλον πάρκου κεραιών.

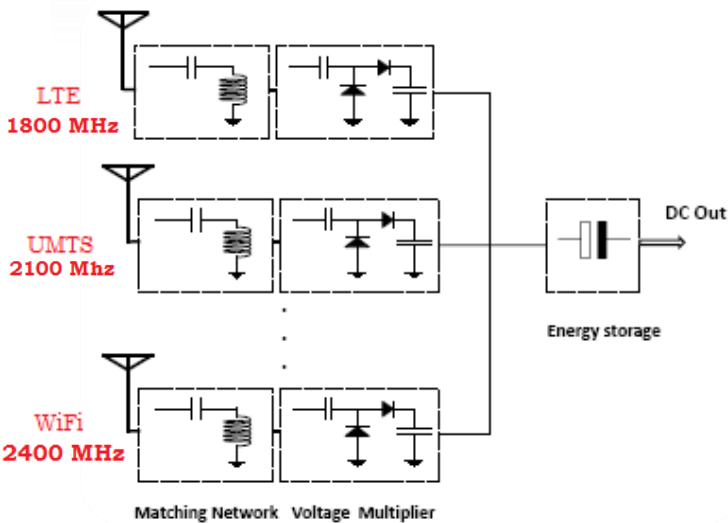
Single Carrier



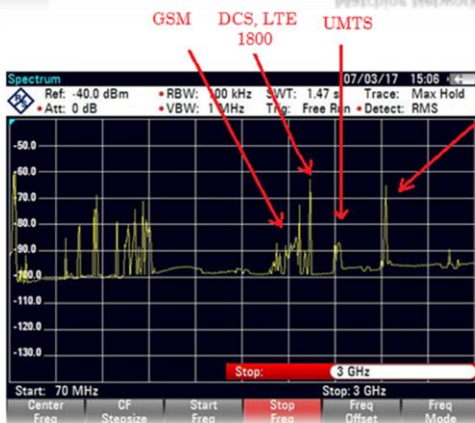
α)



β)



$$P_{dc}(total) = \int_{f_{low}}^{f_{high}} a(f) * P_{RF}(f) * d(f)$$



Ultra Wideband (UWB)

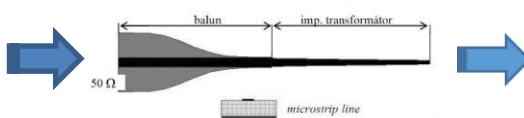
Antenna



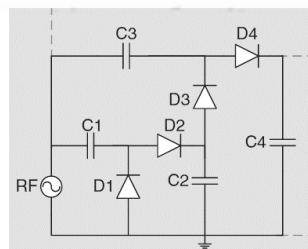
Discone Antenna
750 MHz - 2600 MHz

Διάταξη Μετατροπής RF-DC

Broadband Δικτύωμα Προσαρμογής



λ/4 Tapered Line



2 State Dickson Rectifier

Στοιχείο Αποθ.



Storage Capacitor

Εικόνα 5.25: α) Μονοσυχνотικό RF Energy Harversting Circuit [30] β) Πολυσυχνотικό (Multiband) RF Energy Harversting Circuit με χρήση Πολλαπλών Κεραιών [15] γ) Υλοποίηση Ευρυζωνικού (Broadband) RF Harversting Circuit με χρήση UWB Discone Antenna για Συγκομιδή Ενέργειας με Ολοκλήρωση (Προσέγγιση διατριβής)

5.3 Σχεδίαση - Προσομοίωση διάταξης RF-DC με τη βοήθεια Λογισμικού

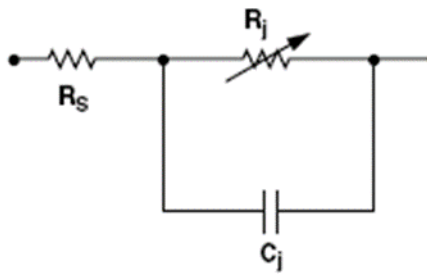
Επόμενο βήμα, ήταν η σχεδίαση και η προσομοίωση των διατάξεων μετατροπής RF σε DC με τη βοήθεια λογισμικού πακέτου. Ένα πολύ κρίσιμο βήμα για την μετέπειτα εκτύπωση του εξαγμένου τυπωμένου κυκλώματος (PCB), ώστε η απόκριση της κυκλωματικής διάταξης σε μετρήσεις πεδίου, να ανταποκρίνεται με εκείνη των προσομοιώσεων. Η πραγματικά δύσκολη εργασία αυτή, πραγματοποιήθηκε με τη βοήθεια του πακέτου λογισμικού ADVANCED DESIGN SYSTEM της εταιρίας Agilent (version 2011.05), με το οποίο έγινε η σχεδίαση των κυκλωματικών διατάξεων καθώς και η προσομοίωση των S – παραμέτρων τους.

5.3.1 Το ανορθωτικό στοιχείο - HSMS 2862

Ως βασικό ενεργό στοιχείο των διατάξεων όπου κατασκευάστηκαν, για τον ρόλο του ανορθωτή, επιλέχθηκε η δίοδος Schottky HSMS-2862 της εταιρίας AVAGO, ιδανική για εφαρμογές ραδιοσυχνοτήτων, λόγω των χαρακτηριστικών της, όπως: α) χαμηλού χρόνου μετάβασης αγωγιμότητας – αποκοπής, β) χαμηλής πτώσης τάσης, γ) μικρού χρόνου αποκατάστασης και δ) χαμηλής χωρητικότητας επαφής, στη μορφή ολοκληρωμένου κέλυφους με ενσωματωμένη διαδοχική συστοιχία των δύο στοιχείων, για την ευκολότερη υλοποίηση ανορθωτών N-σταδίων. Σύμφωνα με τα τεχνικά χαρακτηριστικά (datasheet) του κατασκευαστή, το συγκεκριμένο στοιχείο, είναι ικανό για την ανόρθωση σημάτων ευρείας ζώνης με συχνότητες λειτουργίας από 915 MHz έως και 5.8 GHz , περιοχή στην οποία λειτουργεί η πλειάδα των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών όπως DCS-1800, Lte, UMTS και Wifi, από τα οποία έγινε και η προσπάθεια Ευρυζωνικής συγκομιδής της RF ισχύς εκπομπής τους από το πεδίο από τη συγκεκριμένη προσέγγιση. Ενδεικτικά, σύμφωνα και με το φυλλάδιο πληροφοριών, το detection sensitivity του εξαρτήματος, αγγίζει τα 35 mV/μW στα 2.45 GHz, ενώ η τάση ορθής πόλωσης τα 0,25V και η χωρητικότητα επαφής $C_{j0} = 0.18$ pF.



Εικόνα 5.26: α) Η δίοδος Schottky HSMS-2862 (συστοιχία) της εταιρίας Avago σε κέλυφος SOT - 23 στην εσωτερική της απεικόνιση β) Φυσική άποψη εξαρτήματος



R_S = series resistance (see Table of SPICE parameters)
 C_j = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

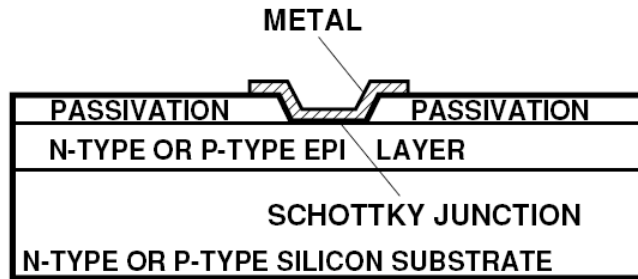
$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} nT}{I_b + I_s}$$

I_b = externally applied bias current in amps
 I_s = saturation current (see table of SPICE parameters)
 T = temperature, °K
 n = ideality factor (see table of SPICE parameters)

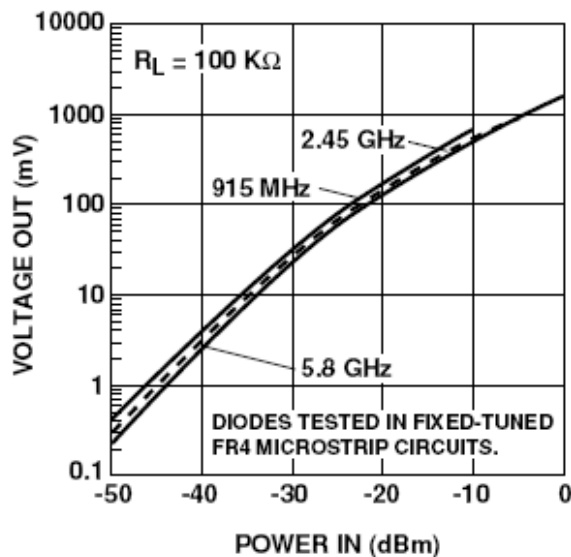
SPICE Parameters

Parameter	Units	Value
B_V	V	7.0
C_{J0}	pF	0.18
E_G	eV	0.69
I_{BV}	A	1 E - 5
I_S	A	5 E - 8
N		1.08
R_S	Ω	6.0
P_B (VJ)	V	0.65
P_T (XTI)		2
M		0.5

Εικόνα 5.27: Ισοδύναμο κυκλωματικό μοντέλο διόδου Schottky HSMS-2862 της Avago καθώς και οι παράμετροι του Spice



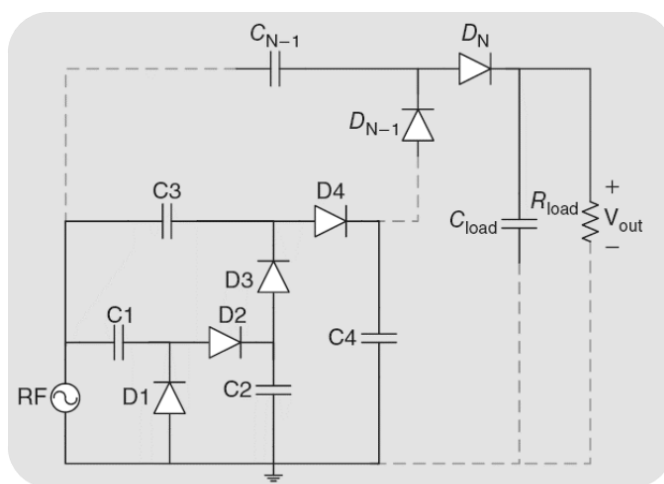
Εικόνα 5.28: Τομή του chip της διόδου Schottky HSMS-2862 της εταιρίας Avago



Εικόνα 5.29: Εξαγόμενη τάση εξόδου, συναρτήση της RF ισχύος εισόδου σε μικροκυματικό δικτύωμα για RF-DC conversion, υλοποιημένο σε FR4 υλικό για διάφορες συχνότητες με χρήση της διόδου Schottky HSMS-2862 της Avago ως στοιχείο ανόρθωσης. [27]

5.3.2 Σχεδίαση – Προσομοίωση διάταξης RF - DC με ωμικό φορτίο

Ακολουθώντας τη διάταξη της βασικής τοπολογίας του διπλασιαστή τάσης (όπως αναλυτικά περιγράφεται στην παράγραφο 4.4.4), σχεδιάστηκε ένας Ανορθωτής Τύπου Dickson 2 - Σταδίων, όπως φαίνεται στο κυκλωματικό διάγραμμα παρακάτω. Για τον σχεδιασμό της διάταξης, χρησιμοποιήθηκαν τα πρωτότυπα μοντέλα προσομοίωσης των διόδων Schottky HSMS-2862, όπου παρέχονται από την αντίστοιχη βιβλιοθήκη του λογισμικού ADS της Agilent, ενώ για τα παθητικά εξαρτήματα (πυκνωτές - πηνία) χρησιμοποιήθηκαν γενικού τύπου μοντέλα εξαρτημάτων, δεδομένου ότι πιστά αντίγραφα της σειράς που χρησιμοποιήθηκαν, δεν υπήρχαν στη βάση δεδομένων της βιβλιοθήκης. Για το ωμικό φορτίο (load) χρησιμοποιήθηκαν τιμές αντιστάσεων 300 Ω_{hm} και 20 ΚΩ_{hm}, τιμές με τις οποίες λήφθηκαν μετέπειτα, μετρήσεις για την απόδοση μετατροπής ενέργειας (P.C.E – Power Conversion Efficiency) της διάταξης. Οι τιμές των πυκνωτών του ανορθωτή, επιλέχθηκαν στα 100pF, ώστε να ικανοποιείται η συνθήκη για σταθερά χρόνου τ , πολύ μεγαλύτερη από το δεκαπλάσιο ενός κύκλου RF, για την κεντρική συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος, ο οποίος για τους 1700MHz αντιστοιχεί σε 0,58 nsec.

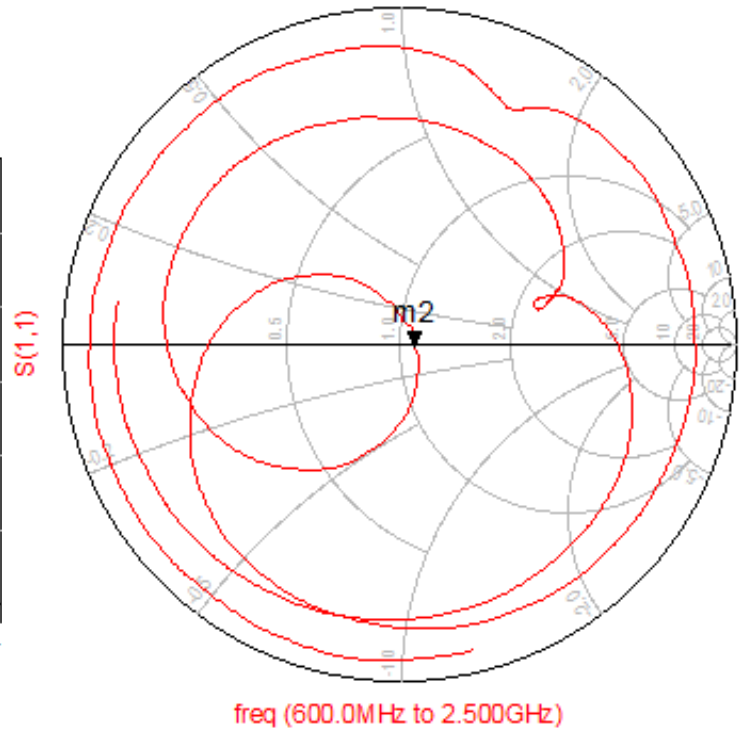
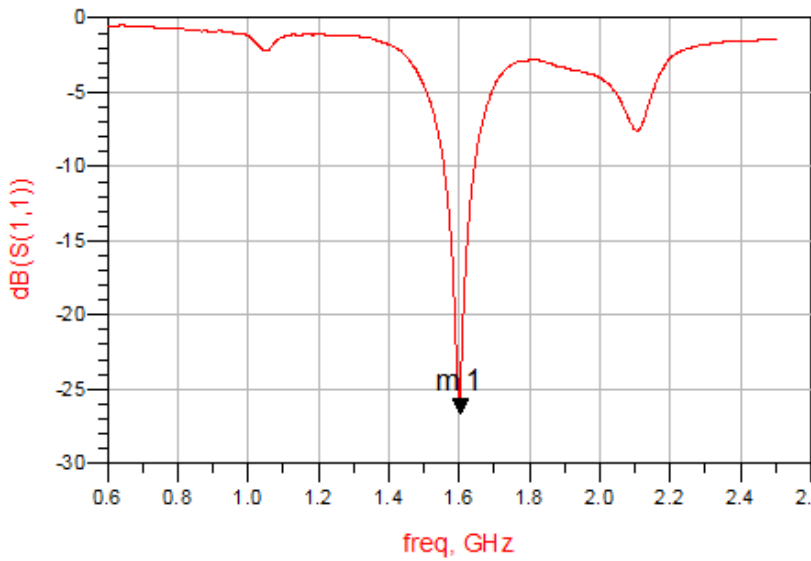


Εικόνα 5.30: Ο Ανορθωτής Τύπου Dickson N- Σταδίων

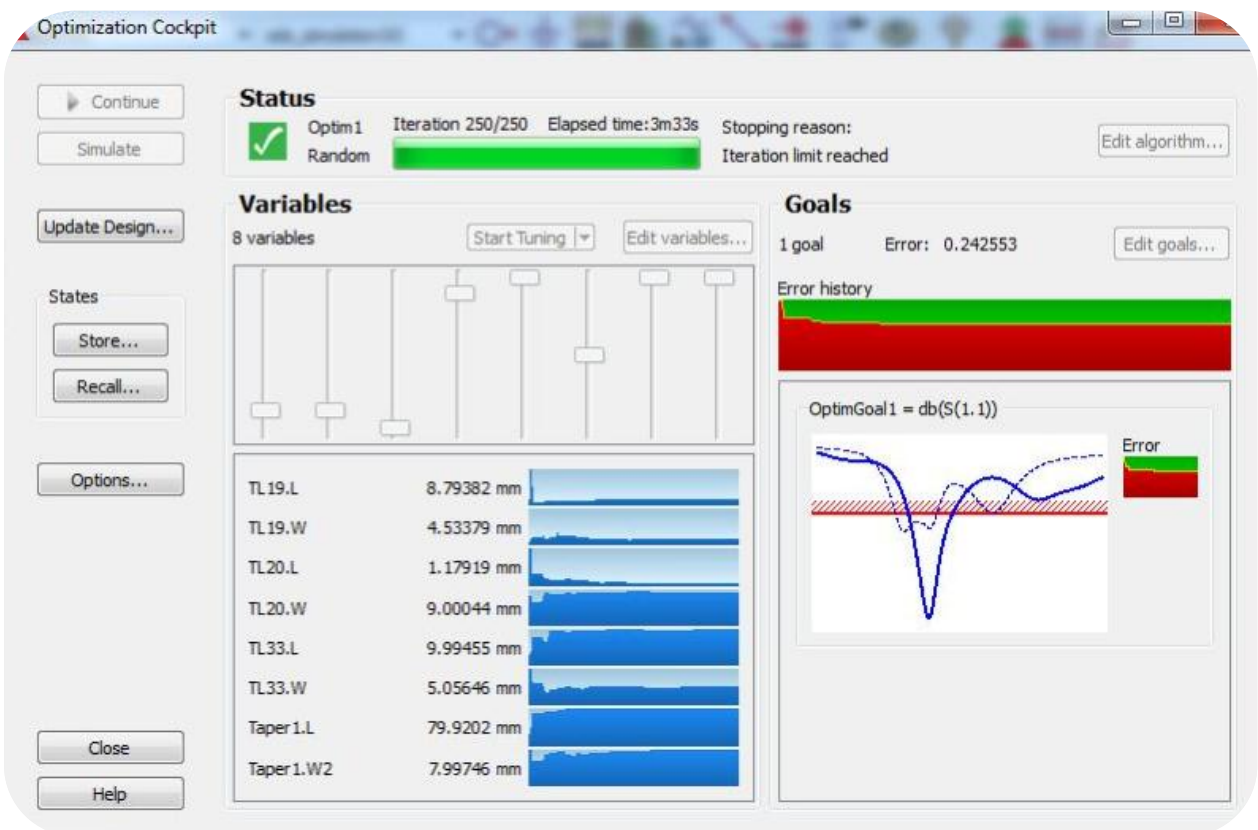
Τα μήκη των γραμμών που σχεδιάστηκαν είναι πολύ μικρότερα συγκρίσιμα με το μήκος κύματος της συχνότητας λειτουργίας της διάταξης, ενώ το πάχος τους επιλέχτηκε ούτως ώστε να μπορούν να τοποθετηθούν τα υλικά, τα οποία είναι όλα επιφανειακής στήριξης (SMD), στο στάδιο της συγκόλλησης όπου θα επακολουθήσει σε μεταγενέστερο στάδιο. Το κυκλωματικό ισοδύναμο της διάταξης, προσομοιώθηκε με όλα εκείνα τα τεχνικά χαρακτηριστικά όπου διέπουν το υλικό FR4, όπως φαίνεται στο υπόμνημα του υποστρώματος (Substrate) πιο κάτω, εξομοιώνοντας την πλακέτα διπλής όψης από υλικό FR4 της κατασκευάστριας εταιρίας Bungarg, όπου και χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή του με διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r=4.35$.

m2
 freq=1.602GHz
 S(1,1)=0.047 / -9.475
 impedance = Z0 * (1.096 - j0.017)
 Min

m1
 freq=1.602GHz
 dB(S(1,1))=-26.646
 Min



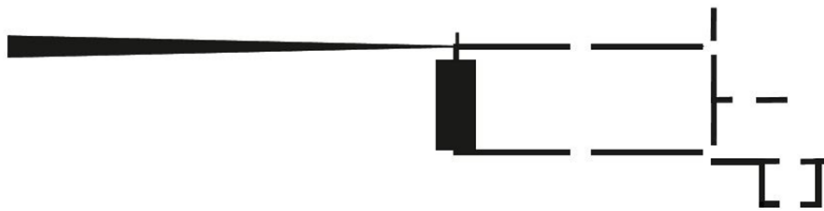
Εικόνα 5.32: Τα διαγράμματα α) του Συντελεστή Ανάκλασης (σε dB) και β) ο εξαγόμενος χάρτης Smith από την προσομοίωση των S - Παραμέτρων της διάταξης



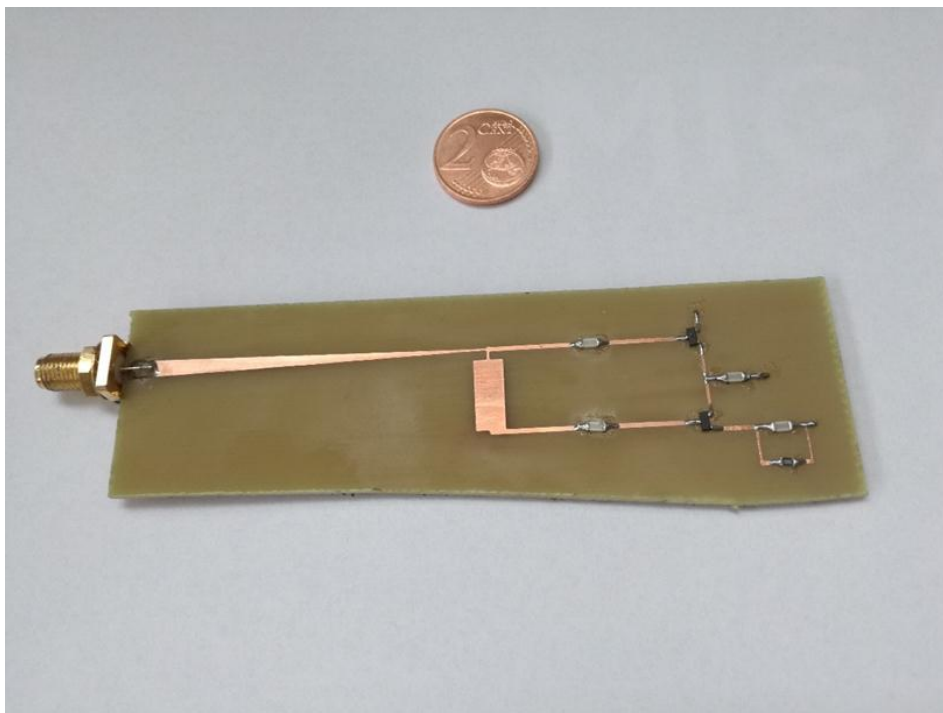
Εικόνα 5.33: Το Optimization Cockpit του λογισμικού ADS της Agilent που χρησιμοποιήθηκε επιπρόσθετα ως βοηθητικό Εργαλείο Βελτιστοποίησης της διάταξης

5.3.3 Εξαγωγή Layout – Υλοποίηση κατασκευής σε PCB

Σε συνέχεια των προσομοιώσεων όπου προηγήθηκαν, έρχεται η κατασκευή της κυκλωματικής διάταξης σε φωτοευαίσθητη πλακέτα διπλής όψης τύπου FR4 της κατασκευάστριας εταιρίας Boungard. Αφού εξήχθει το ανάλογο layout του κυκλώματος προσομοίωσης, ακολουθήθηκε η φωτοχημική μέθοδος για την εμφάνιση του τυπωμένου κυκλώματος (PCB) της κατασκευής και τοποθετήθηκαν όλα τα εξαρτήματα τα οποία είναι επιφανειακής στήριξης (SMD) καθώς και συνδετήρας τύπου SMA για την σύνδεση του κυκλώματος με τα εργαστηριακά όργανα, για τη λήψη μετρήσεων, όσο και την προσάρτηση του στην δισκωνική κεραία, για την καθολική λειτουργία του συστήματος.



Εικόνα 5.34: Το Layout του κυκλώματος για την υλοποίηση του PCB σε φυσικό μέγεθος

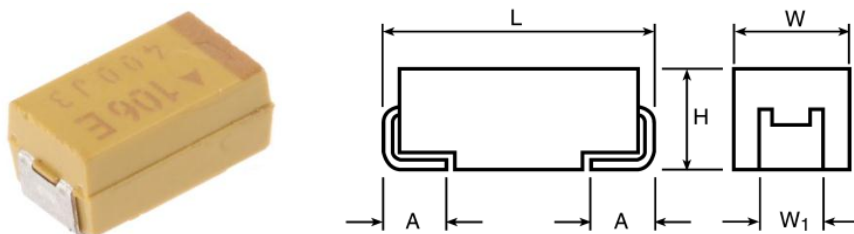


Εικόνα 5.35: Το κύκλωμα RF – DC (με φορτίο των 20KΩ) υλοποιημένο σε πλακέτα FR4 της εταιρίας Boungard, και τοποθετημένα πάνω του όλα τα απαιτούμενα ηλεκτρονικά εξαρτήματα [28]

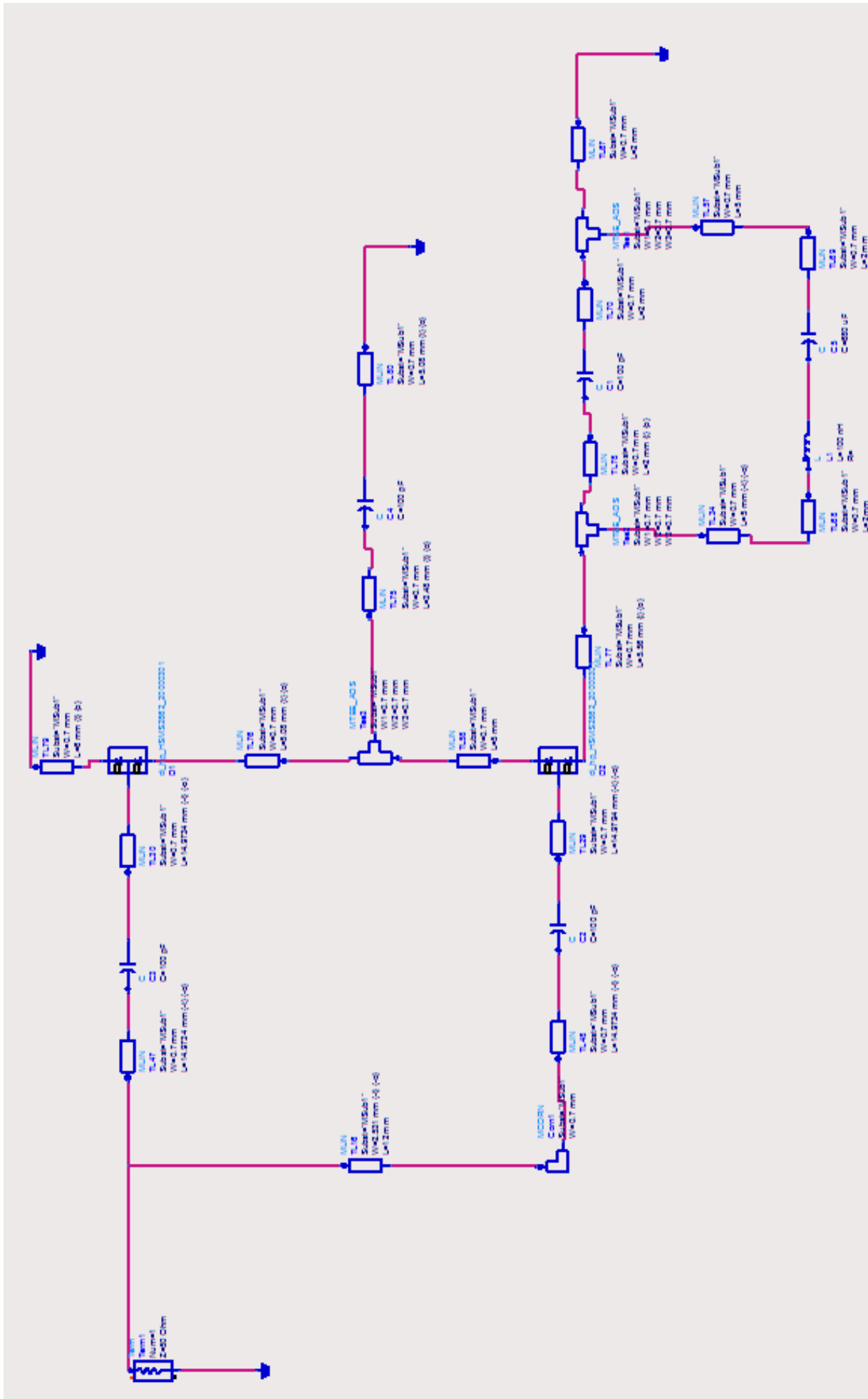
5.3.4 Σχεδίαση – Προσομοίωση διάταξης RF - DC με χωρητικό φορτίο (διάταξη ανορθωτή για Ευρυζωνική Συγκομιδή Ενέργειας Φάσματος με Ολοκλήρωση)

Σύμφωνα με τον πρόλογο και με όσα προαναφέρθηκαν στην ενότητα 5.2 , η προσέγγιση της παρούσας διατριβής έγκειται στον σχεδιασμό - προσομοίωση - υλοποίηση και μέτρηση αποδοτικής λειτουργίας διάταξης «**Ευρυζωνικής Συγκομιδής Ενέργειας Ηλεκτρομαγνητικού Φάσματος με Ολοκλήρωση**» όπως αποδίδεται σχηματικά, στην εικόνα 5.25 της παραγράφου 5.2. Για την επίτευξη αυτού του στόχου, κατασκευάστηκε η αντίστοιχη βαθμίδα RF-DC ανορθωτή για το σκοπό αυτό. Η βαθμίδα μετατροπής της RF-DC της εν λόγω διάταξης υλοποιήθηκε στα ίδια πλαίσια με εκείνα του διπλασιαστή τάσης τύπου Dickson, με 2 στάδια, όπως και στην προαναφερθείσα διάταξη με τη διαφορά του φορτίου όπου αυτή τη φορά ήταν χωρητικό, και το αποτελούσε ένας πυκνωτής τανταλίου επιφανειακής στήριξης (SMD) της κατασκευάστριας εταιρίας AVX (TAJ Series), χωρητικότητας 330 μ F, με πολύ χαμηλή τιμή εσωτερικής αντίστασης (ESR - Equivalent Series Resistance) όπως φαίνεται και από το φυλλάδιο πληροφοριών του εξαρτήματος. [29]

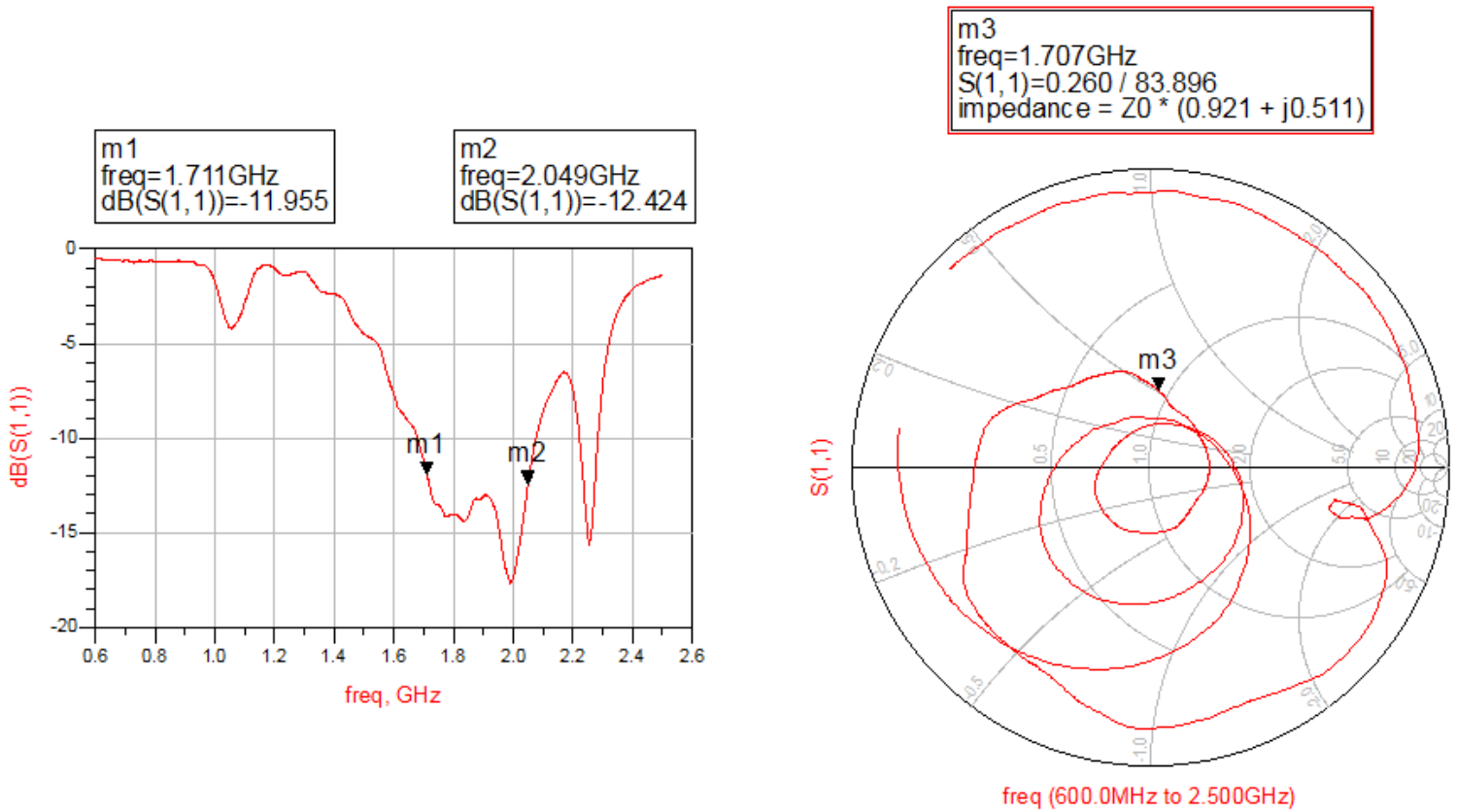
Η υλοποίηση έγινε επίσης σε πλακέτα διπλής όψευς FR4 της κατασκευάστριας εταιρίας Bungard με διηλεκτρικό υποστρώματος $\epsilon_r=4.35$. Σε σειρά με τον πυκνωτή τανταλίου όπου χρησιμοποιήθηκε , τοποθετήθηκε συρμάτινος αγωγός, μισής σπείρας μικρού πάχους ($\sim 0,6$ mm) ώστε να επέχει το ρόλο «αποπνικτικού πηνίου - RF choke» εμφανίζοντας επαγωγή περίπου ίση με 100 nH. Λόγω των μεταβατικών φαινομένων όπου εμφανίζονται στον πυκνωτή, ως χωρητικό στοιχείο, το εν λόγω κύκλωμα, χρίζει προσομοίωσης Transient, εκτός από την προσομοίωση των S-παραμέτρων. (Αναλυτική περιγραφή των μεταβατικών καταστάσεων που συντελούνται Transient - Steady State, γίνεται στο Κεφάλαιο 6).



Εικόνα 5.36: Ο πυκνωτής τανταλίου, χωρητικότητας 330 μ F της εταιρίας AVX (TAJ Series) με πολύ χαμηλή ESR - Equivalent Series Resistance, ως χωρητικό φορτίο της διάταξης. Φυσικό μέγεθος (αριστερά), Διαστάσεις του Εξαρτήματος (δεξιά) [29]

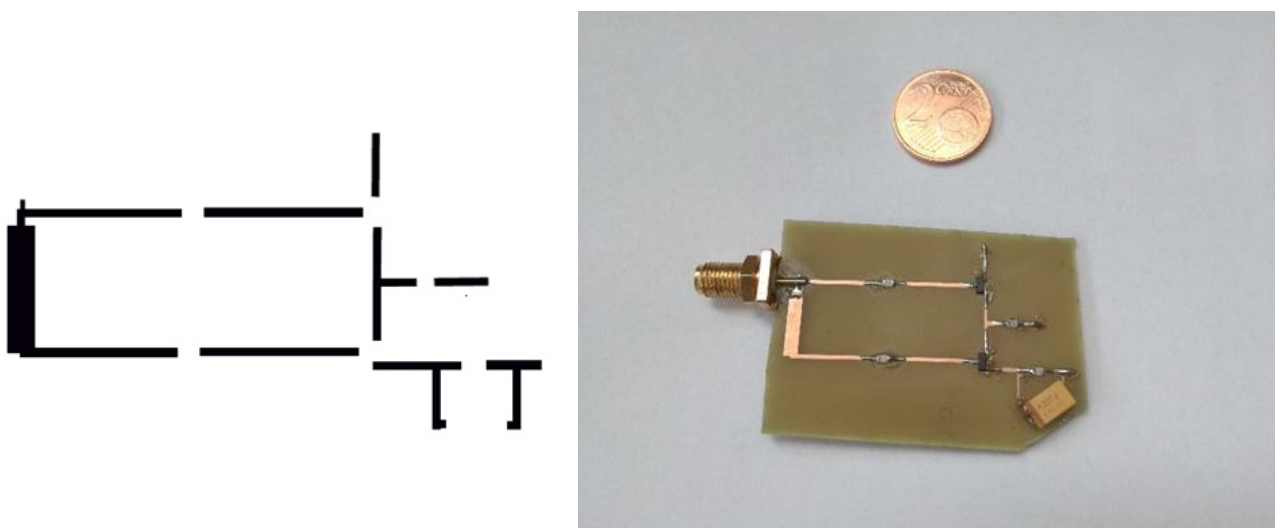


Εικόνα 5.37: Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος RF-DC με χωρητικό φορτίο (πυκνωτής τανταλίου 330µF) για την επίτευξη της συγκομιδής ενέργειας από το φάσμα με ολοκλήρωση κατά συγγόντη



Εικόνα 5.38: Τα διαγράμματα προσομοίωσης α) του Συντελεστή Ανάκλασης (S_{11}) σε dB και β) ο εξαγόμενος χάρτης Smith από την προσομοίωση των S-Παραμέτρων της διάταξης RF Harversting Integrator Circuit – (Capacitor)

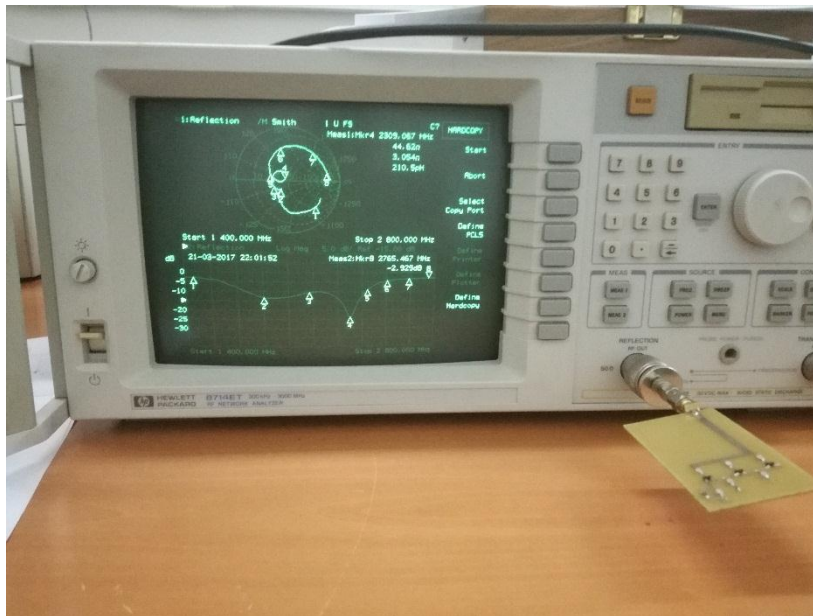
5.3.5 Εξαγωγή Layout – Υλοποίηση κατασκευής σε PCB



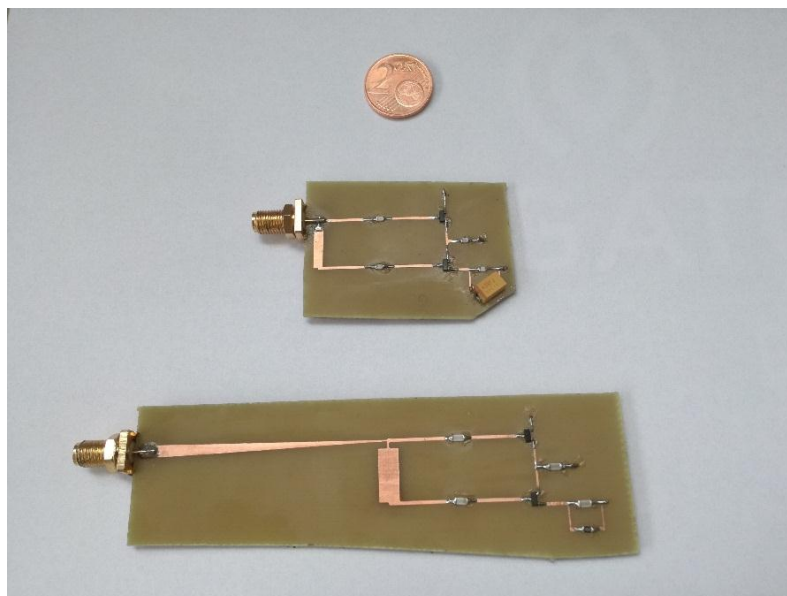
Εικόνα 5.39: Το Layout του κυκλώματος (Αριστερά) και το υλοποιημένο τυπωμένο κύκλωμα σε PCB FR4 (Δεξιά). Διακρίνεται ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής SMD τανταλίου (πορτοκαλί χρώμα)

5.3.6 Μετρήσεις ηλεκτρικών χαρακτηριστικών διατάξεων RF-DC με Αναλυτή Δικτυωμάτων - Network Analyzer

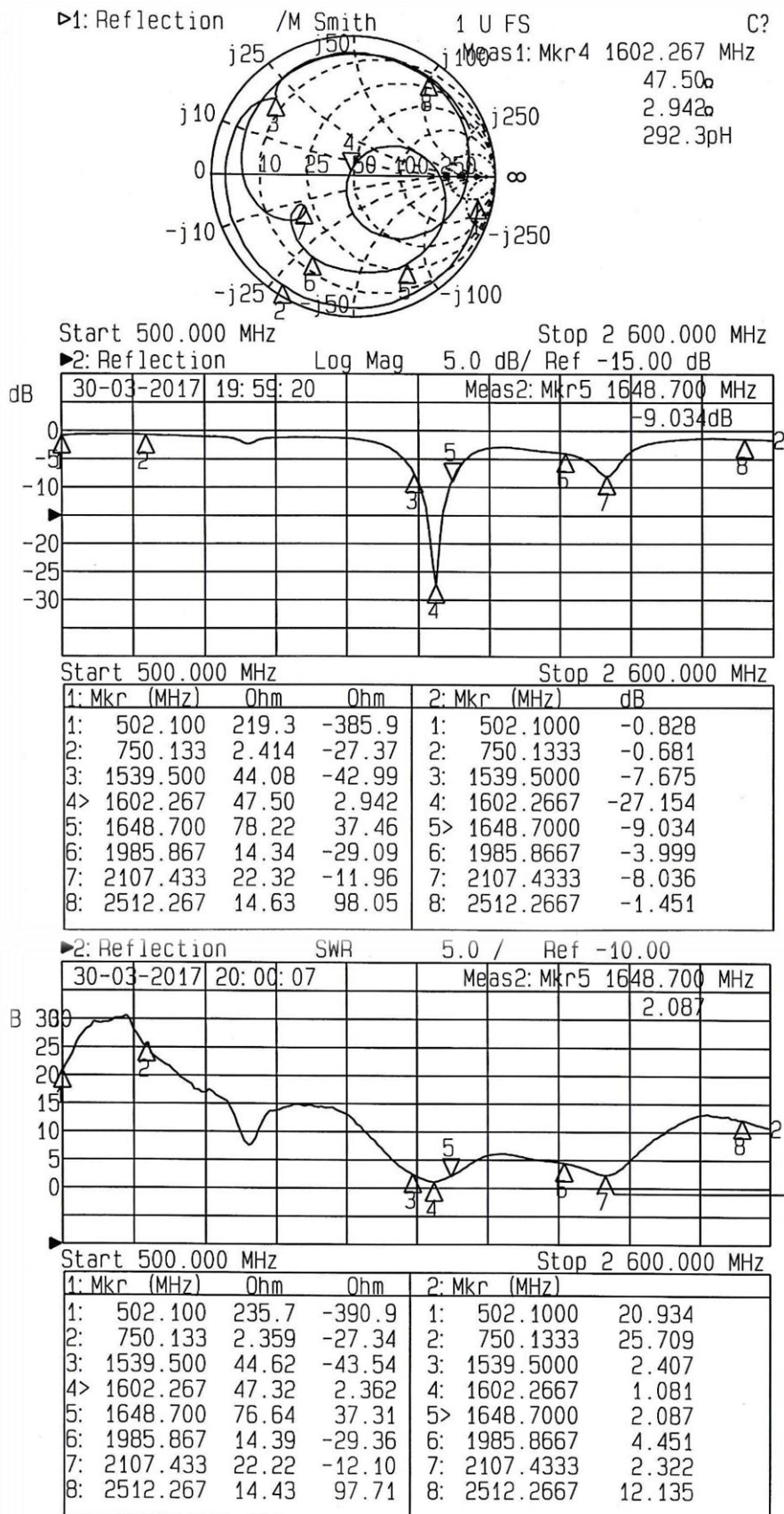
Μετά το πέρας της υλοποίησης των ανορθωτικών διατάξεων σε τυπωμένο κύκλωμα σύμφωνα με την περιγραφή της προηγούμενης ενότητας, επόμενο βήμα ήταν η μέτρηση των μεγεθών του λόγου Στάσιμου Κύματος (VSWR), του Συντελεστή Ανάκλασης σε μονάδες dB καθώς και η εξαγωγή των διαγραμμάτων Smith με τη βοήθεια του HP 8714ET 300 KHz - 3 GHz RF Network Analyzer, με διαδικασία ανάλογη των μετρήσεων των δισκωνικών κεραιών . Η σύνδεση των διατάξεων με το όργανο μέτρησης, έγινε μέσω κονέκτορα τύπου SMA σε «N» [22]



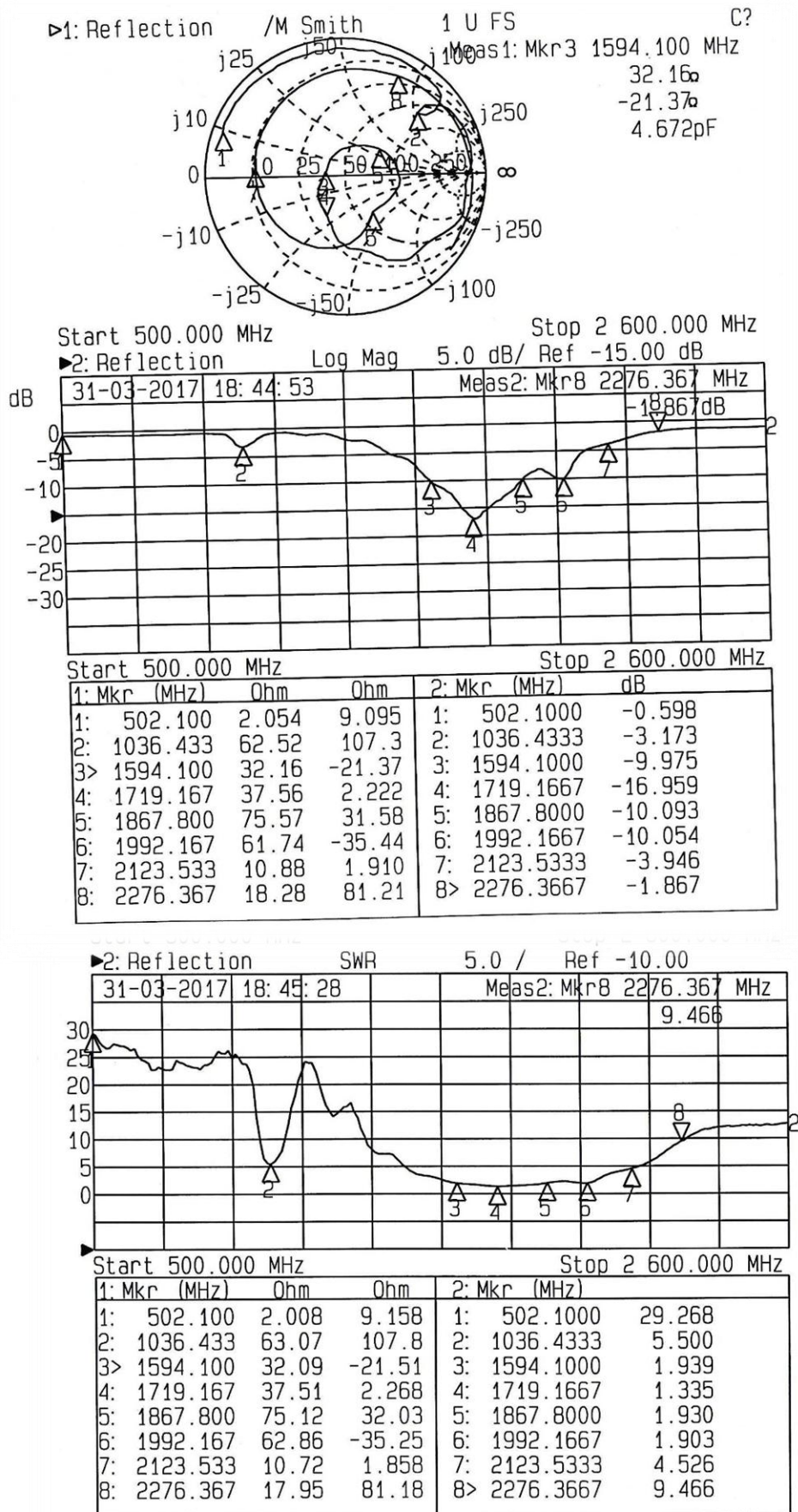
Εικόνα 5.40: Η προς μέτρηση διάταξη RF-DC, συνδεδεμένη στον RF Network Analyzer 8714ET της HP με κονέκτορα τύπου SMA.



Εικόνα 5.41: Οι προς μέτρηση υλοποιημένες διατάξεις RF-DC α) RF Harvesting Integrator Circuit - Capacitor (πάνω) β) RF Harvesting Circuit 20KΩhm Load (κάτω)



Εικόνα 5.42: Αναλυτική απεικόνιση του Συντελεστή Ανάκλασης (πάνω γράφημα - πίνακας) και του Λόγου Στασίμων Κυμάτων (VSWR) (κάτω), συναρτήση της συχνότητας για εύρος Συχνοτήτων Σάρωσης 500 MHz – 2600 MHz) από τον HP RF Network Analyzer 8714ET. (RF Harvesting Circuit 20KΩhm Load



Εικόνα 5.43: Αναλυτική Απεικόνιση του Συντελεστή Ανάκλασης (πάνω γράφημα - πίνακας) και του Λόγου Στασίμων Κυμάτων (VSWR) (κάτω), συναρτήση της συχνότητας για Εύρος Συχνοτήτων Σάρωσης 500 MHz – 2600 MHz) από τον HP RF Network Analyzer 8714ET. (RF Harversting Integrator Circuit – Capacitor)

5.4 Συμπεράσματα Μετρήσεων Αναλυτή Δικτυωμάτων

Παρατηρώντας τα εξαγόμενα διαγράμματα και τις αντίστοιχες τιμές των μεγεθών όπως αποτυπώθηκαν στους προηγούμενους πίνακες από τον Αναλυτή Δικτυωμάτων, έχοντας υπ' όψη και τα αντίστοιχα εκείνα των προσομοιώσεων των διατάξεων από το λογισμικό ADS της Agilent όπου πραγματοποιήθηκαν, μπορούμε να εξάγουμε τα ακόλουθα συμπεράσματα:

5.4.1 Η διάταξη RF Harversting Circuit με 20KΩhm Load

Για την διάταξη RF Harversting Circuit 20KΩhm Load: Ανάλογα με εκείνα των προσομοιώσεων, ήταν και τα αποτελέσματα μετρήσεων από τον HP RF Network Analyzer 8714ET, έδειξαν πως το συγκεκριμένο κύκλωμα είναι στενού εύρους με συχνότητα συντονισμού τα 1602 MHz. Στην συγκεκριμένη συχνότητα το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης σε μονάδες db είναι -27.15, ο λόγος στασίμου κύματος (SWR) 1.081 ενώ το πραγματικό μέρος της αντίστασης του πλησιάζει τα 50 Ωhm (~ 47.5) έχοντας «προσαρμογή» με την κεραία, εμφανίζοντας φανταστικό (επαγωγικό) μέρος μονάχα 2.36 Ωhm. Από τα marker συχνοτήτων 3 & 5 (1539 MHz & 1648 MHz) πάνω στο γράφημα στα οποία οι τιμές του συντελεστή ανάκλασης είναι (-7.6dB & -9dB αντίστοιχα) και του λόγου SWR (2.40 & 2.08 αντίστοιχα), εύκολα μπορούμε να συμπεράνουμε πως σε εκείνο το εύρος συχνοτήτων, η διάταξη μπορεί να λειτουργήσει ικανοποιητικά (όπως θα δούμε στη συνέχεια με τη μέτρηση του βαθμού απόδοσης), εξάγοντας τάση από κάποια RF πηγή. Η τιμή του πραγματικού μέρους της εμπέδησης, κυμαίνεται σε μια στενή περιοχή γύρω από τα 50 Ωhm στη συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων, έχοντας ουσιαστικά «προσαρμογή» με την ευρυζωνική δισκωνική κεραία, όπου για ένα μεγάλο μέρος του φάσματος η αντίστοιχη τιμή είναι σταθερή στην τιμή των 50 Ωhm, όπως φάνηκε και στις αντίστοιχες μετρήσεις, γεγονός που για μια τέτοια εφαρμογή στενής ζώνης λειτουργίας η απόδοση, ήταν ικανοποιητική.

5.4.2 Η Ευρυζωνική διάταξη RF Harversting Integrator Circuit

Για την διάταξη RF Harversting Integrator Circuit, όπως παρατηρείται από τα marker 3 (1594MHz) και 5 (1992 Mhz) του γραφήματος, θεωρούμε πως το κύκλωμα δίνεται να λειτουργήσει αποδοτικά σε όλο αυτό το εύρος συχνοτήτων (~400Mhz) εφόσον η τιμή το συντελεστή ανάκλασης κυμαίνεται σε ικανοποιητικά επίπεδα (<10dB), με κορύφωση τη συχνότητα των 1719MHz (marker 4), κάτι που φαίνεται και από τον λόγο SWR, ο οποίος σε αυτό το εύρος διατηρείται σε πολύ χαμηλή τιμή (<2). Μέχρι τη συχνότητα των 2100 MHz (2123

MHz – marker 7), μπορούμε να ισχυριστούμε ότι το κύκλωμα μας, «λειτουργεί» σε ικανοποιητικό βαθμό, παρά την αύξηση των τιμών του συντελεστή ανάκλασης & λόγου SWR, θεωρώντας πως με την προσάρτηση του στην δισκωνική κεραία που κατασκευάστηκε, καθίσταται ικανό για «συγκομιδή» RF σήματος από Ασύρματα Συστήματα που λειτουργούν σε αυτό το εύρος, όπως DCS – 1800, Lte, UMTS, μέσω ολοκλήρωσης κατά συχνότητα.

5.5 Μαθηματική Προσέγγιση

Η ολοκλήρωση κατά συχνότητα, συντελείται με «βάρη» μέσω ενός συντελεστή $\alpha(f)$, ο οποίος υποδηλώνει το βαθμό απόδοσης της συνολικής διάταξης συγκομιδής (κεραίας & διάταξης ανορθωτή) για την εκάστοτε συχνότητα (f) του λαμβανόμενου σήματος ως συνεισφορά της στο ολικό εύρος του φάσματος λειτουργίας. Η διαδικασία, εύκολα μπορεί να περιγραφεί από την ακόλουθη σχέση:

$$P_{dc(total)} = \int_{f_{low}}^{f_{high}} \alpha(f) * P_{RF}(f) df \quad (5.5.1)$$

όπου:

$P_{dc(total)}$: η εξαγόμενη συνολική DC τάση της διάταξης, όπου εμφανίζεται στον πυκνωτή

f_{low} : η κάτω συχνότητα του επωφελούμενου εύρους ζώνης προς «συγκομιδή»

f_{high} : η πάνω συχνότητα του επωφελούμενου εύρους ζώνης προς «συγκομιδή»

$\alpha(f)$: ο ολικός συντελεστής απόδοσης της διάταξης RF Energy Harvesting

$P_{RF}(f)$: η ισχύς λήψης του σήματος RF στην εκάστοτε συχνότητα

Για πολύ **στενό εύρος συχνοτήτων** ο ολικός συντελεστής της διάταξης α , μπορεί να θεωρηθεί **σταθερός**, μη έχοντας ουσιαστική επίδραση από την συχνότητα(f) οπότε και εξάγεται εκτός ολοκληρώματος. Με την θεώρηση αυτή, η παραπάνω σχέση παίρνει τη μορφή:

$$P_{dc(total)} = \alpha \int_{f_{low}}^{f_{high}} P_{RF}(f) df \quad (5.5.2)$$

Ο ολικός συντελεστής απόδοσης α μιας διάταξης RF Energy Harvester, είναι το γινόμενο του συντελεστή απόδοσης της κεραίας λήψης $n_{Antenna}$ επί το συντελεστή απόδοσης $n_{dc-Rectifier}$ της βαθμίδας ανόρθωσης RF-DC ως ακολούθως: [14]

$$\alpha = n_{Antenna} * n_{dc-rectifier} \quad (5.5.3)$$

Έχοντας υπόψιν την παραπάνω σχέση, η (5.5.1) παίρνει τη μορφή:

$$P_{dc}(total) = \int_{f_{low}}^{f_{high}} n(f)_{Antenna} * n(f)_{dc-Rectifier} * P_{RF}(f) df \quad (5.5.4)$$

Έχοντας υπόψιν τη σχέση υπολογισμού του συντελεστή απόδοσης n για τη διάταξη μετατροπής RF – DC, η σχέση (5.5.4) μπορεί να εκφραστεί επίσης ως:

$$P_{dc}(total) = \int_{f_{low}}^{f_{high}} n(f)_{Antenna} * P_{DC}(f) df \quad (5.5.5)$$

δεδομένου ότι:

$$n_{dc-rectifier} = \frac{P_{dc}}{P_{RF}} \quad (5.5.6)$$

και με την εξάρτηση των μεγεθών από την συχνότητα (f) λειτουργίας,:

$$P_{dc}(f) = n(f)_{dc-rectifier} * P_{RF}(f) \quad (5.5.7)$$

Όπου:

$P_{dc}(f)$: η εξαγόμενη dc ισχύς από την ανορθωτική βαθμίδα RF-DC συναρτήση της εκάστοτε συχνότητας

$n(f)_{dc-rectifier}$: ο συντελεστής απόδοσης μετατροπής της βαθμίδας RF-DC συναρτήση της εκάστοτε συχνότητας

Μια ακόμα έκφραση της σχέσης (5.5.1) εισάγοντας τα μεγέθη της Έντασης του Πεδίου (E), της Ενεργού Επιφάνειας της Κεραίας (A) και της χαρακτηριστικής αντίστασης της κεραίας (Z) βάση της ακόλουθης σχέσης παρατίθεται παρακάτω [4]:

$$\text{Όπου: } P_{RF} = \frac{|E_a|^2}{Z} * A \quad (5.5.8)$$

P_{RF} : Η ισχύς λήψης του σήματος RF, E_a : η Ένταση του Πεδίου (V/m) (σταθερή), A : η Ενεργός Επιφάνεια της Κεραίας (m^2) και Z : η χαρακτηριστική αντίσταση της κεραίας (Ω). Αν τα μεγέθη είναι εξαρτόμενα της εκάστοτε συχνότητας (f), αντικαθιστώντας την σχέση (5.5.8) στην (5.5.1), προκύπτει:

$$P_{dc}(total) = \int_{f_{low}}^{f_{high}} a(f) * \frac{|E(f)|^2}{Z(f)} * A(f) df \quad (5.5.9)$$

ή εναλλακτικά έχοντας υπόψιν την (5.5.3), η (5.5.9) παίρνει τη μορφή:

$$P_{dc}(total) = \int_{f_{low}}^{f_{high}} n(f)_{Antenna} * n(f)_{dc-Rectifier} * \frac{|E(f)|^2}{Z(f)} * A(f) df \quad (5.5.10)$$

Τα παραπάνω μεγέθη όπου εμπεριέχονται στη σχέση (5.5.10) μπορούν να μετρηθούν και να επαληθευτούν πειραματικά. Λαμβάνοντας υπόψιν επιπρόσθετα πως: [6] [4]

$$A_{eff} = \frac{G_r \lambda_0^2}{4\pi} \quad (5.5.11)$$

δεδομένου και της παραδοχής πως η μετρούμενη (πειραματική τιμή) του $A_{eff} = n(f)_{Antenna} * A(f)$ η σχέση (5.5.10), παίρνει τη μορφή:

$$P_{dc}(total) = \int_{f_{low}}^{f_{high}} n(f)_{dc-Rectifier} * \frac{|E(f)|^2}{Z(f)} * A_{eff}(f) df \quad (5.5.12)$$

Όπου σε συνδυασμό με την (5.5.11), καταλήγει στη μορφή:

$$P_{dc}(total) = \int_{f_{low}}^{f_{high}} n(f)_{dc-Rectifier} * \frac{|E(f)|^2}{Z(f)} * \frac{G_r(f) \lambda^2}{4\pi} df \quad (5.5.13)$$

Όπου επιπρόσθετα G_r = η Απολαβή (Gain) της κεραίας λήψης (πειραματικά εφικτό μετρούμενο μέγεθος), και λ : το μήκος κύματος στη συχνότητα λήψης του συστήματος

Κεφάλαιο 6

Μέτρηση Απόδοσης Διατάξεων σε Εργαστηριακό Περιβάλλον & στο Πεδίο Πάρκου Κεραιών

6.1 Μετρήσεις Απόδοσης Διατάξεων με Εργαστηριακό Εξοπλισμό

Σε συνέχεια των μετρήσεων με τον Αναλυτή Δικτυωμάτων (Network Analyzer), πραγματοποιήθηκαν οι απαιτούμενες μετρήσεις για τον προσδιορισμό της απόδοσης μετατροπής ισχύος (Power Conversion Efficiency – P.C.E), των διατάξεων με τη βοήθεια της γεννήτριας σήματος E4438C (250KHz - 4 GHz) ESG - Vector Signal Generator της Agilent, όπου διαθέτει το ερευνητικό εργαστήριο Μη Ιοντίζουσων Ακτινοβολιών (E.M.I.A) του Τμ. Μηχανικών Πληροφορικής ΤΕ του ΤΕΙ Κρήτης, η οποία ήταν ικανή για την παροχή RF σήματος ικανοποιητικής στάθμης για τη λήψη των μετρήσεων αυτών. [25]



Εικόνα 6.1: Η γεννήτρια σήματος Agilent E4438C (250KHz - 4 GHz) ESG - Vector Signal Generator του ερευνητικού εργαστήριου Μη Ιοντίζουσων Ακτινοβολιών (E.M.I.A) του Τμ. Μηχανικών Πληροφορικής ΤΕ του ΤΕΙ Κρήτης με συνδεδεμένη τη διάταξη RF-DC μέσω N-SMA connector

6.1.1 Μετρήσεις Απόδοσης Μετατροπής Ισχύος (Power Conversion Efficiency – P.C.E) RF Harvester διάταξης με 20KΩhm Ωμικό Φορτίο

Ο συντελεστής απόδοσης μιας ανορθωτικής βαθμίδας για λειτουργία στην περιοχή των RF συχνοτήτων με φορτίο, ωμικό, δίδεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{V_{DC} \times I_{DC}}{P_{RF}} = \frac{V_{DC}^2}{P_{RF} R_L} \quad (6.1.1)$$

Όπου :

P_{DC} : Η ισχύς που καταναλίσκεται πάνω στο ωμικό φορτίο της διάταξης

P_{RF} : Η ισχύς RF που παρέχεται από τη γεννήτρια σήματος

V_{DC} : Η τάση όπου εμφανίζεται στο ωμικό φορτίο

I_{DC} : Το ρεύμα όπου διαρρέει το ωμικό φορτίο

R_L : Το ωμικό φορτίο τερματισμού της διάταξης

Πιο γενικευμένα ο συντελεστής μετατροπής ισχύος RF – DC ακολουθεί την γενικευμένη μορφή του βαθμού απόδοσης μετατροπής ενός μεγέθους (ισχύος) , και εκφράζεται σε ποσοστό επί της εκατό, όπως περιγράφεται ακολούθως

$$\eta(\%) = \eta(P_{in}) = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \times 100\% \quad (6.1.2)$$

Όπου η $P_{in} = P_{RF}$, η οποία για την εν λόγω διαδικασία, παρέχεται από τη γεννήτρια συχνοτήτων σε αδιαμόρφωτο ημιτονικό σήμα, στο επιθυμητό εύρος λειτουργίας της διάταξης προς μέτρηση. Το μετρούμενο μέγεθος για τον προσδιορισμό του συντελεστή απόδοσης, είναι η εξαγόμενη τάση V_{DC} όπου και εμφανίζεται στο ωμικό φορτίο R_L .

Μια άλλη έκφραση του συντελεστή απόδοσης μετατροπής της συνολικής διάταξης του RF Harvesting συστήματος , δίνεται από την ακόλουθη σχέση , εισάγοντας τα μεγέθη της Πυκνότητας Ισχύος (S_d) και της Ενεργού Επιφάνειας A_{eff} , της κεραίας λήψης όπου έχει προσαρτηθεί [17]

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{dc}^2 / R}{S_d A_{eff}} \quad (6.1.3)$$

Όπου :

P_{in} : Η ισχύς εισόδου του συστήματος, όπου ισοδυναμεί με την P_{RF} λαμβανόμενου σήματος

S_d : Η Πυκνότητας Ισχύος , και A_{eff} , η Ενεργός Επιφάνεια της κεραίας, η οποία δίδεται από τη γνωστή σχέση: [4] [6]

$$A_{eff} = \frac{G_r \lambda_0^2}{4\pi} \quad (6.14)$$



Εικόνα 6.2: Μέτρηση της εξαγόμενης συνεχούς τάσης V_{DC} στο ωμικό φορτίο R_L της διάταξης RF – DC για τον προσδιορισμό του συντελεστή απόδοσης μετατροπής ισχύος (P.C.E) της βαθμίδας (διακρίνεται τιμή τάσης ίση με 20,8 V, πάνω στο φορτίο R_L των 20 KΩhm για συγκεκριμένη RF στάθμη ισχύος) [11]

Από τη λήψη των τιμών συνεχούς τάσης V_{DC} πάνω στο φορτίο $R_L = 20 \text{ K}\Omega$ hm για διαφορετικά επίπεδα RF ισχύος από τη γεννήτρια, δημιουργήθηκαν οι παρακάτω πίνακες σε διάφορες συχνότητες λειτουργίας του συστήματος, με τη βοήθεια των οποίων αποτυπώθηκε και το ακόλουθο γράφημα του συντελεστή απόδοσης συναρτήση της RF ισχύς εισόδου.

Frequency 1602 Mhz S11(db) = -27.53 SWR=1.081

dbm	Prf(mW)	Vdc	Pdc(mW)	n %
-27	0.00199	0.000	0.000	0
-25	0.00316	0.001	0.000	0.001582
-23	0.00501	0.002	0.000	0.003992
-20	0.01	0.008	0.000	0.032
-17	0.0199	0.025	0.000	0.157035
-14	0.0398	0.137	0.001	2.357915
-12	0.063	0.244	0.003	4.725079
-8	0.158	0.668	0.022	14.12101
-6	0.251	0.943	0.044	17.71412
-4	0.398	1.388	0.096	24.20281
-2	0.63	1.876	0.176	27.93156
0	1	2.483	0.308	30.82645
2	1.584	3.360	0.564	35.63636
4	2.511	4.428	0.980	39.04258
6	3.98	5.803	1.684	42.30504
8	6.309	7.500	2.813	44.57917
10	10	9.620	4.627	46.2722
12	15.848	12.450	7.750	48.90286
14	25.118	15.760	12.419	49.44215
16	39.81	19.730	19.464	48.89135

Πίνακας 6.1: Τιμές μεγεθών V_{dc} , P_{dc} και συντελεστή απόδοσης $n\%$ στη συχνότητα συντονισμού $f=1.6\text{GHz}$

Frequency 1539 Mhz S11(db)= - 7.67 SWR=2.40

dbm	P(mW)	Vdc	Pdc(mW)	n %
-27	0.00199	0	0	0
-25	0.00316	0	0	0
-23	0.00501	0	0	0
-20	0.01	0.003	4.5E-07	0.0045
-17	0.0199	0.011	6.05E-06	0.030402
-14	0.0398	0.075	0.000281	0.706658
-12	0.063	0.182	0.001656	2.628889
-8	0.158	0.519	0.013468	8.524082
-6	0.251	0.769	0.029568	11.7801
-4	0.398	1	0.058861	14.78926
-2	0.63	2	0.117045	18.57857
0	1	2	0.214038	21.40381
2	1.584	3	0.41645	26.29102
4	2.511	4	0.718963	28.63254
6	3.98	5	1.283724	32.25438
8	6.309	7	2.141197	33.93877
10	10	8.22	3.37842	33.7842
12	15.848	10.4	5.408	34.12418
14	25.118	13.44	9.03168	35.957
16	39.81	16.99	14.43301	36.25472

Frequency 1648 Mhz S11(db)= - 9.034 |SWR= 2.08

dbm	P(mW)	Vdc	Pdc(mW)	n %
-27	0.00199	0	0	0
-25	0.00316	0	0	0
-23	0.00501	0.001	5E-08	0.000998
-20	0.01	0.003	4.5E-07	0.0045
-17	0.0199	0.012	7.2E-06	0.036181
-14	0.0398	0.076	0.000289	0.725628
-12	0.063	0.175	0.001531	2.430556
-8	0.158	0.555	0.015401	9.747627
-6	0.251	0.837	0.035028	13.95556
-4	0.398	1.265	0.080011	20.10333
-2	0.63	1.786	0.15949	25.31584
0	1	2.375	0.282031	28.20313
2	1.584	3.249	0.5278	33.32071
4	2.511	4.23	0.894645	35.62903
6	3.98	5.734	1.643938	41.30497
8	6.309	7.38	2.72322	43.16405
10	10	9.36	4.38048	43.8048
12	15.848	12.23	7.478645	47.18983
14	25.118	15.64	12.23048	48.69209
16	39.81	19.16	18.35528	46.10721

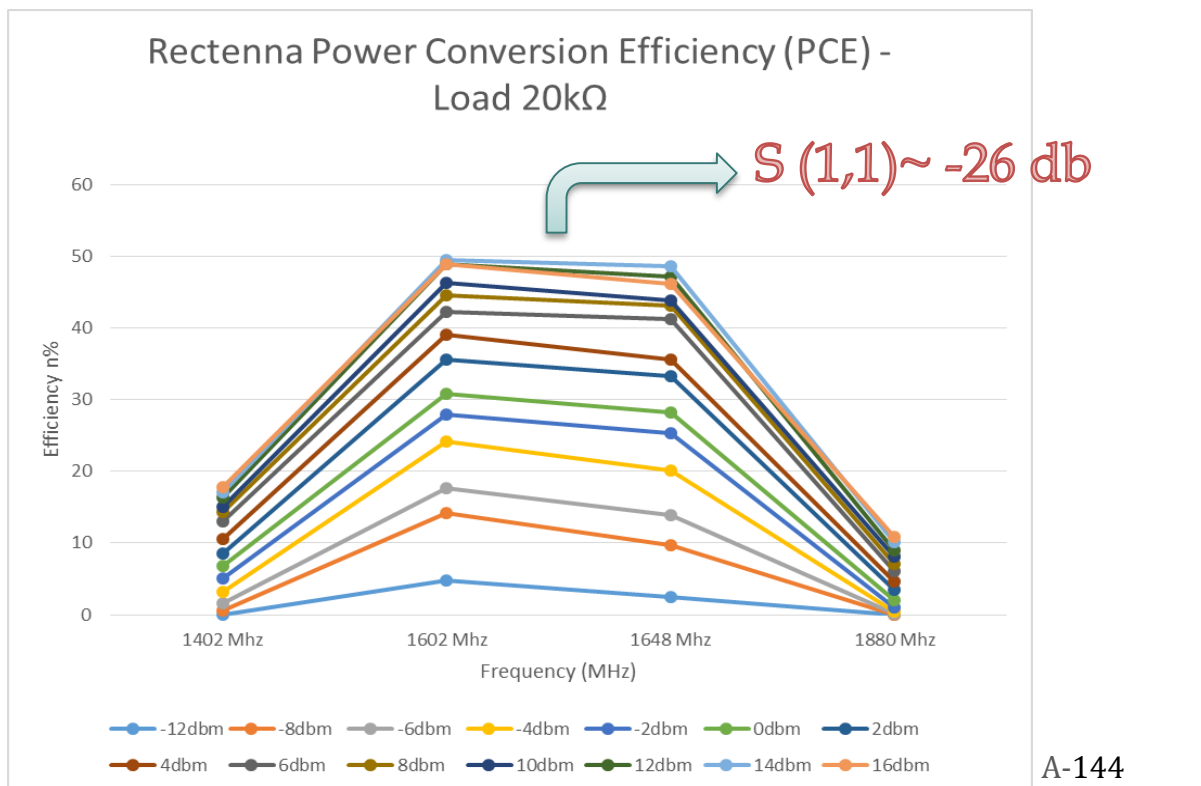
Frequency 1980 Mhz S11(db)= - 3.99 |SWR=4.45

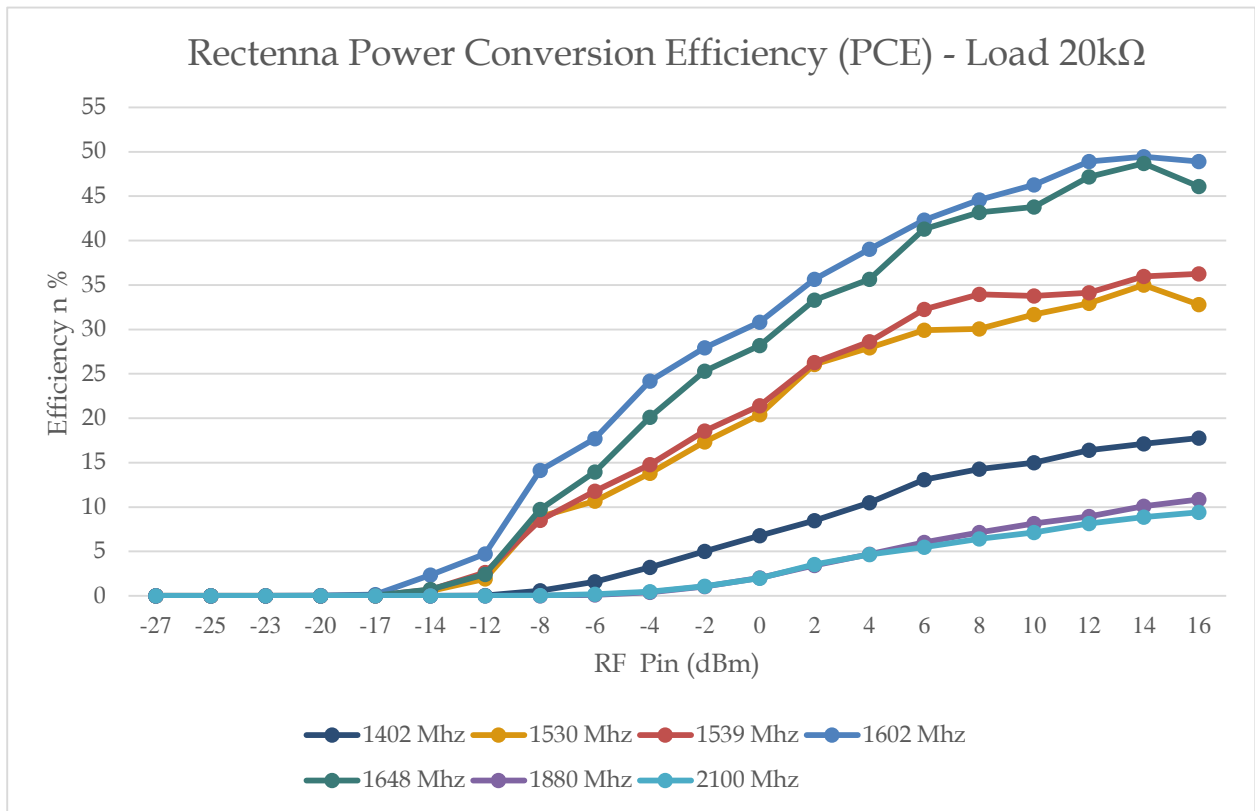
dbm	P(mW)	Vdc	Pdc(mW)	n %
-27	0.00199	0	0	0
-25	0.00316	0	0	0
-23	0.00501	0	0	0
-20	0.01	0	0	0
-17	0.0199	0	0	0
-14	0.0398	0.001	5E-08	0.000126
-12	0.063	0.003	4.5E-07	0.000714
-8	0.158	0.026	3.38E-05	0.021392
-6	0.251	0.076	0.000289	0.11506
-4	0.398	0.183	0.001674	0.420716
-2	0.63	0.366	0.006698	1.063143
0	1	0.638	0.020352	2.03522
2	1.584	1.042	0.054288	3.427285
4	2.511	1.536	0.117965	4.697921
6	3.98	2.193	0.240462	6.04177
8	6.309	3	0.45	7.132668
10	10	4.04	0.81608	8.1608
12	15.848	5.323	1.416716	8.939402
14	25.118	7.12	2.53472	10.09125
16	39.81	9.3	4.3245	10.86285

Frequency 2100 Mhz S11(db)= - 8.03 SWR= 2.32

dbm	P(mW)	Vdc	Pdc(mW)	n %
-27	0.00199	0	0	0
-25	0.00316	0	0	0
-23	0.00501	0	0	0
-20	0.01	0	0	0
-17	0.0199	0	0	0
-14	0.0398	0.001	5E-08	0.000126
-12	0.063	0.003	4.5E-07	0.000714
-8	0.158	0.033	5.45E-05	0.034462
-6	0.251	0.096	0.000461	0.183586
-4	0.398	0.196	0.001921	0.482613
-2	0.63	0.372	0.006919	1.098286
0	1	0.631	0.019908	1.990805
2	1.584	1.058	0.055968	3.533346
4	2.511	1.528	0.116739	4.649112
6	3.98	2.088	0.217987	5.477065
8	6.309	2.846	0.404986	6.419176
10	10	3.775	0.712531	7.125313
12	15.848	5.083	1.291844	8.151467
14	25.118	6.67	2.224445	8.85598
16	39.81	8.66	3.74978	9.419191

Πίνακες 6.2: Τιμές μεγεθών V_{dc} , P_{dc} και συντελεστή απόδοσης $n\%$ σε διάφορες συχνότητα λειτουργίας





Εικόνα 6.3: Η γραφική αναπαράσταση του συντελεστή απόδοσης μετατροπής ισχύος n% για διάφορες συχνότητες λειτουργίας της διάταξης συναρτήση της ισχύος RF εισόδου

6.1.2 Μετρήσεις Απόδοσης Μετατροπής Ισχύος (Power Conversion Efficiency P.C.E) RF Harversting Integrator Circuit – Capacitor

Για τον προσδιορισμό του συντελεστή απόδοσης μετατροπής ισχύος της διάταξης RF-DC με χωρητικό φορτίο, πραγματοποιήθηκε η ανάλογη διαδικασία, της μέτρησης της συνεχούς V_{dc} τάσης στα άκρα του πυκνωτή τανταλίου όπου χρησιμοποιήθηκε με την διαφορά της εισαγωγής του παράγοντα χρόνου στην διαδικασία αυτή για την εκτίμηση της μέσης ισχύος $P(average)$.

Είναι γνωστό πως η αποθηκευμένη ενέργεια σε ένα πυκνωτή, δίδεται από τη σχέση:

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \quad (6.2.1)$$

Όπου: C η τιμή της χωρητικότητας του (Farad), V: η τιμή της τάσης στα άκρα του (Volt), η οποία εκφράζεται σε Joule βάση και των προηγούμενων μεγεθών στο S.I

Αν διαιρέσουμε την εξαγόμενη τιμή της ενέργειας με το χρονικό διάστημα εκείνο που χρειάστηκε για την ανάπτυξη της τιμής της τάσης, το αποτέλεσμα που προκύπτει δίνει την μέση ισχύς $P_{(average)}$, όπως περιγράφεται:

$$P_{(average)}(Watt) = \frac{\Delta E(J)}{\Delta t(S)} \quad (6.2.2)$$

Η τιμή του συντελεστή απόδοσης, δίνεται από την ακόλουθη σχέση, όπως αναφέρθηκε (6.1.2)

$$n(\%) = n_{(P_{av})} = \frac{P_{av}}{P_{RF}} * 100\% \quad (6.2.3)$$

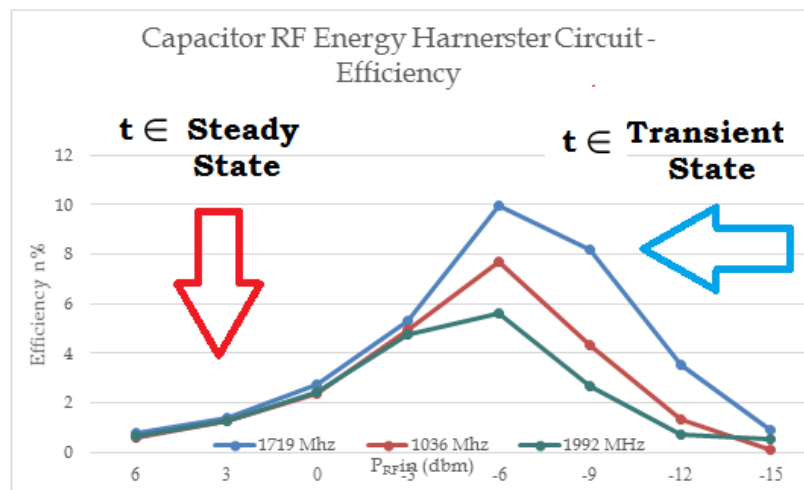
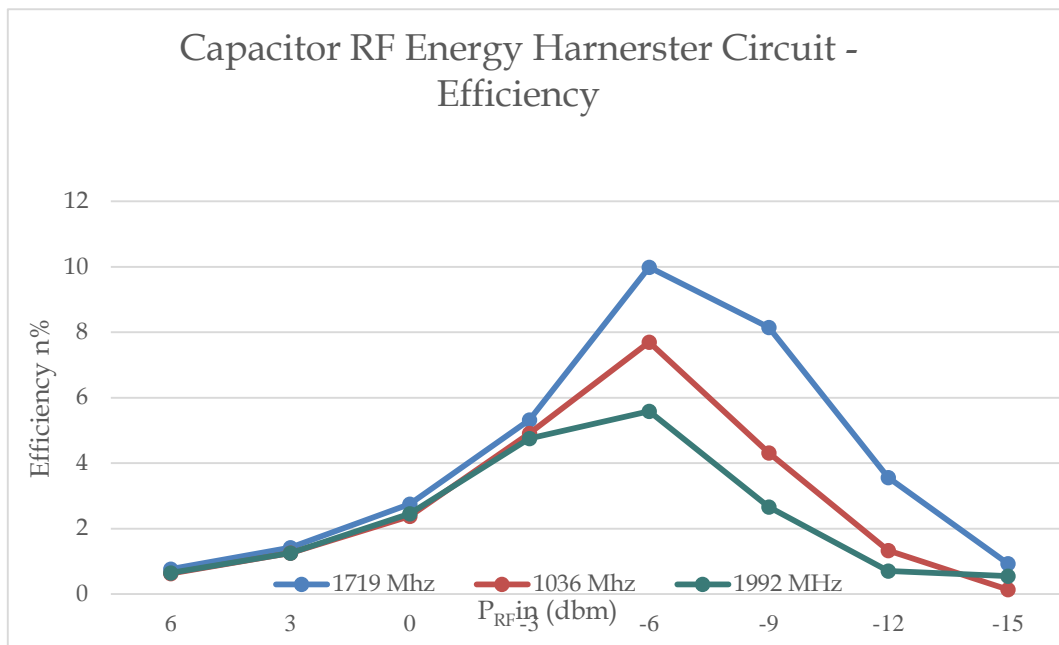
Βάση της προαναφερθείσας διαδικασίας, το μετρούμενο μέγεθος, ήταν η τιμή της τάσης V_{DC} , στα άκρα του πυκνωτή τανταλίου της διάταξης, χωρητικότητας 330μF, με αποτελέσματα που παρατίθενται στους πίνακες που ακολουθούν βάση των οποίων έγινε και η εξαγωγή του αντίστοιχου γραφήματος.

Freq.1719Mhz				
S11(db) = -17.26				
SWR= 1.33				
P(dbm)	P(mW)	V Cap	P av	n%
6	3,98	1,36	3,05184E-05	0,766794
3	1,99	1,31	2,83157E-05	1,422897
0	1	1,29	2,74577E-05	2,745765
-3	0,5	1,27	2,66129E-05	5,32257
-6	0,25	1,23	2,49629E-05	9,98514
-9	0,12	0,77	9,78285E-06	8,152375
-12	0,06	0,36	2,1384E-06	3,564
-15	0,03	0,13	2,7885E-07	0,9295

Freq. 1036 Mhz				
S11(db) = -3.16				
SWR = 5.50				
P(dbm)	P(mW)	V Cap	P av	n%
6	3,98	1,23	2,5E-05	0,627207
3	1,99	1,23	2,5E-05	1,254415
0	1	1,2	2,38E-05	2,376
-3	0,5	1,22	2,46E-05	4,91172
-6	0,25	1,08	1,92E-05	7,69824
-9	0,12	0,56	5,17E-06	4,312
-12	0,06	0,22	7,99E-07	1,331
-15	0,03	0,05	4,13E-08	0,1375

Freq. 1992Mhz				
S11(db) = -9.92				
SWR = 1.90				
P(dbm)	P(mW)	V Cap	P av	n%
6	3,98	1,245	2,56E-05	0,642598
3	1,99	1,23	2,5E-05	1,254415
0	1	1,22	2,46E-05	2,45586
-3	0,5	1,2	2,38E-05	4,752
-6	0,25	0,92	1,4E-05	5,38624
-9	0,12	0,44	3,19E-06	2,662
-12	0,06	0,16	4,22E-07	0,704
-15	0,03	0,1	1,65E-07	0,55

Πίνακες 6.3: Τιμές μεγεθών V_{cap} , P_{av} και μέσου συντελεστή απόδοσης $n_{av}\%$



Εικόνα 6.4: Η γραφική αναπαράσταση του συντελεστή απόδοσης μετατροπής ισχύος (μέση τιμή - average) της διάταξης RF Harversting Integrator Circuit.

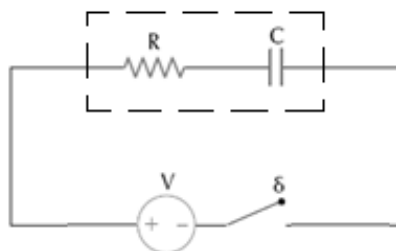
Σημαντική Παρατήρηση: Ο χρόνος όπου έγινε ο υπολογισμός της $P(\text{average})$ τιμής καθολικά στις πιο πάνω μετρήσεις, ήταν τα ($t=10 \text{ sec}$), χρονικό διάστημα ικανό, ώστε σε υψηλότερες τιμές P_{RF} εισόδου ($P_{RF} > -6 \text{ dBm}$), ο πυκνωτής να έχει μεταβεί σε πολύ λιγότερο χρόνο στην κατάσταση Steady State (αναλυτική περιγραφή στην ενότητα 6.3), με αποτέλεσμα να πέφτει η τιμή του $P(\text{average})$ για την εν λόγω περιοχή, και κατ' επέκταση και η απόδοση μετατροπής (όπως διακρίνεται και από το παραπάνω διάγραμμα). Το αποτέλεσμα αυτό προκύπτει από τον υπολογισμό της (μέσης) ισχύος, όπου ορίζεται ως το πηλίκο ενός δεδομένου ποσού ενέργειας προς το χρόνο που χρειάστηκε για να παραχθεί, όπως περιγράφεται και από τη μαθηματική σχέση (6.2.2) Στις πιο πάνω μετρήσεις, σε επίπεδα P_{RF} εισόδου ($P_{RF} > -6 \text{ dBm}$), η τάση του πυκνωτή σε μικρό χρονικό διάστημα παίρνει τη μέγιστη τιμή της, μεταβαίνοντας στην σταθερή (μόνιμη κατάσταση - steady state) με αποτέλεσμα ο ρυθμός μεταβολής (πηλίκο ενέργειας προς το χρόνο) να τείνει για μεγαλύτερες τιμές της P_{RF} , το μηδέν (+6 dBm)

6.1.3 Μεταβατικά Φαινόμενα - Σταθερή (Steady State) & Μεταβατική (Transient State) Κατάσταση

Τα εξαρτήματα των κυκλωμάτων, που τροφοδοτούνται από συνεχή ρεύματα, τελικά διαρρέονται από ρεύματα που έχουν σταθερή ένταση. Η κατάσταση αυτή του κυκλώματος ονομάζεται σταθερή κατάσταση (**Steady State**). Μέχρι όμως το κύκλωμα να φτάσει στη σταθερή κατάσταση, τα ρεύματα και οι τάσεις δεν έχουν σταθερή μορφή. Η κατάσταση αυτή ονομάζεται μεταβατική (**Transient State**). [18]

α) Φόρτιση Πυκνωτή

Στο κύκλωμα της εικόνας 6.5 πυκνωτής χωρητικότητας C , (και εσωτερικής αντιστάτης R) συνδέεται με πηγή τάσης V μέσω διακόπτη δ



Εικόνα 6.5 Κύκλωμα φόρτισης Πυκνωτή

Αρχικά ο διακόπτης δ είναι ανοικτός, οπότε ο πυκνωτής είναι αφόρτιστος. Όταν ο διακόπτης δ κλείσει ο πυκνωτής αρχίζει και φορτίζεται σταδιακά ως εξής: Ηλεκτρόνια μετακινούνται από το θετικό οπλισμό του πυκνωτή και μέσα από την πηγή πηγαίνουν στον αρνητικό οπλισμό. Τα πρώτα φορτία που φθάνουν στον πυκνωτή εμποδίζουν την κίνηση των επομένων, με συνέπεια η τάση του πυκνωτή να αυξάνει σταδιακά. Η μετακίνηση των ηλεκτρονίων τερματίζεται, όταν η τάση του πυκνωτή γίνει ίση με την τάση της πηγής, τότε και το φορτίο του πυκνωτή παίρνει τη τελική του τιμή. Φυσικά κατά την διάρκεια της φόρτισης το κύκλωμα διαρρέεται από ρεύμα, του οποίου η ένταση σταδιακά μειώνεται και τελικά μηδενίζεται όταν ολοκληρωθεί η φόρτιση.

Η εφαρμογή του 2^{ου} νόμου του Kirchhoff στο βρόχο του κυκλώματος της 6.5 δίνει τη σχέση:

$$V - IR - V_C = 0 \quad (6.3.1\alpha)$$

όπου V η τάση της πηγής, I η ένταση του ρεύματος που διαρρέει το κύκλωμα και v_c η τάση στους οπλισμούς του πυκνωτή.

Το ρεύμα I του κυκλώματος δίνεται από τη σχέση:

$$I = \frac{\Delta q}{\Delta t} \quad (6.3.2\alpha)$$

Το φορτίο Δq περνάει από μία διατομή των αγωγών του κυκλώματος σε χρόνο Δt και προστίθεται στο φορτίο του πυκνωτή που ήδη υπάρχει. Από τον ορισμό της χωρητικότητας πυκνωτή έπεται:

$$\Delta q = C \Delta V_C \quad (6.3.3\alpha)$$

Από τις σχέσεις (6.3.2α) και (6.3.3α) έπεται:

$$I = C \frac{\Delta V_C}{\Delta t} \quad (6.3.4\alpha)$$

Από τις σχέσεις (6.3.1α) και (6.3.4α) έπεται:

$$V - RC \frac{\Delta V_C}{\Delta t} - V_C = 0 \quad (6.3.5\alpha)$$

Η εξίσωση (6.3.5α) είναι μια διαφορική εξίσωση, η οποία έχει λύση την:

$$V_C = V \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad (6.3.1)$$

Η σταθερά e αντιστοιχεί στον αριθμό 2,718.

Τη χρονική στιγμή $t=0$: $e^{-\frac{0}{RC}} = e^0 = 1$ και από τη (6.3.1) προκύπτει πως $V_C=0$.

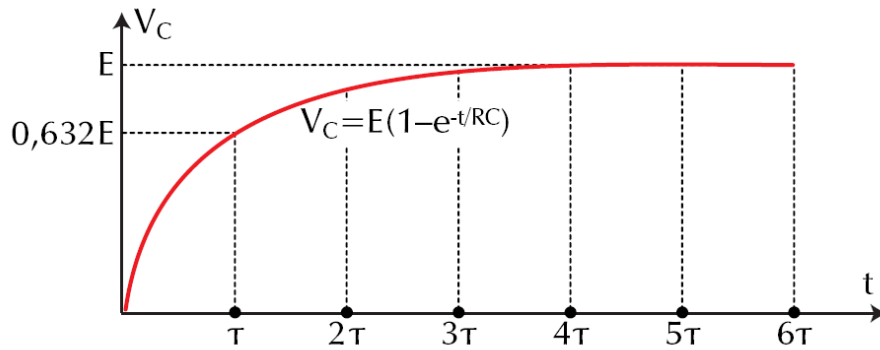
Δηλαδή τη στιγμή που κλείνει ο διακόπτης δ η τάση του πυκνωτή είναι μηδέν.

Όταν $t \rightarrow \infty$, $e^{-\frac{\infty}{RC}} = 0$ επομένως από τη (6.3.1) έπεται: $V_C=V$ δηλαδή η τάση του πυκνωτή γίνεται ίση με την τάση της πηγής θεωρητικά σε άπειρο χρόνο.

Όταν $t=RC$, $e^{-\frac{RC}{RC}} = e^{-1} = \frac{1}{2,718}$ οπότε η (6.3.1) γίνεται:

$$V_C = V \left(1 - \frac{1}{2,718} \right), \Rightarrow V_C = 0,632V$$

Δηλαδή για να γίνει η τάση του πυκνωτή ίση με το 63,2% της τάσης της πηγής πρέπει να μεσολαβήσει χρόνος $t=RC$ από τη στιγμή που θα κλείσει ο διακόπτης δ . **Η σταθερά $\tau=RC$ ονομάζεται σταθερά χρόνου του κυκλώματος.** [18]



Εικόνα 6.6 Το διάγραμμα της τάσης στους οπλισμούς του πυκνωτή σε συνάρτηση με το χρόνο κατά τη φόρτιση πυκνωτή

Η εξίσωση (6.3.1α), όταν επιλυθεί ως προς την ένταση του ρεύματος I , γίνεται:

$$I = \frac{V - V_C}{R} \quad (6.3.6\alpha)$$

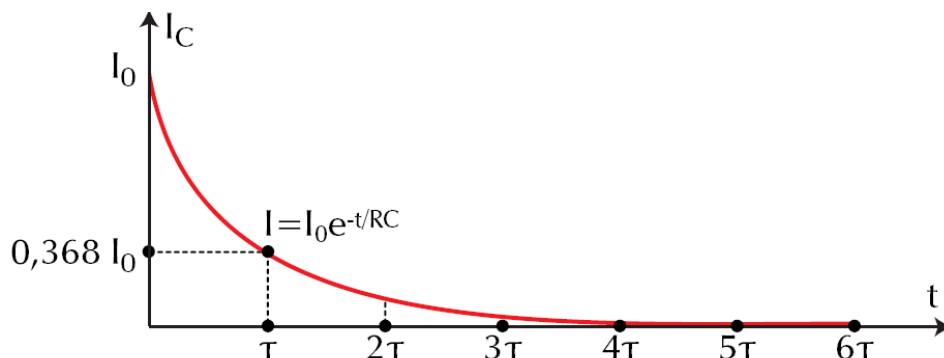
Η σχέση (6.3.6α), όταν η V_C αντικατασταθεί από την (6.3.1), γίνεται:

$$I = \frac{V - V(1 - e^{-\frac{t}{RC}})}{R} \Rightarrow I = \frac{V - V + Ve^{-\frac{t}{RC}}}{R} \Rightarrow$$

$$I = \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (6.3.2)$$

Όταν $t=0$, $e^{-\frac{0}{RC}} = 1$ και η σχέση (6.3.2) γίνεται: $I = \frac{V}{R}$ Δηλαδή μόλις κλείσει ο διακόπτης η ένταση του ρεύματος έχει την μέγιστη τιμή της.

Όταν $t \rightarrow \infty \Rightarrow e^{-\frac{\infty}{RC}} = 0$ και η σχέση (6.3.3.2) γίνεται: $I = 0$.



Εικόνα 6.7 Διάγραμμα της έντασης του ρεύματος φόρτιση πυκνωτή ως συνάρτηση του χρόνου

Δηλαδή το ρεύμα φόρτισης μηδενίζεται θεωρητικά σε άπειρο χρόνο. **Πρακτικά όμως ο μηδενισμός του ρεύματος επέρχεται μετά 5 σταθερές χρόνου.** Στην εικόνα 6.7 φαίνεται το διάγραμμα της έντασης φόρτισης του πυκνωτή σε συνάρτηση με το χρόνο.

Η τάση στον αντιστάτη R είναι: $V_R=IR$, με τη χρήση της (6.3.2) έπεται:

$$V_R = \frac{V}{R} e^{-\frac{t}{RC}} R \Rightarrow V_R = V e^{-\frac{t}{RC}} \quad (6.3.3)$$



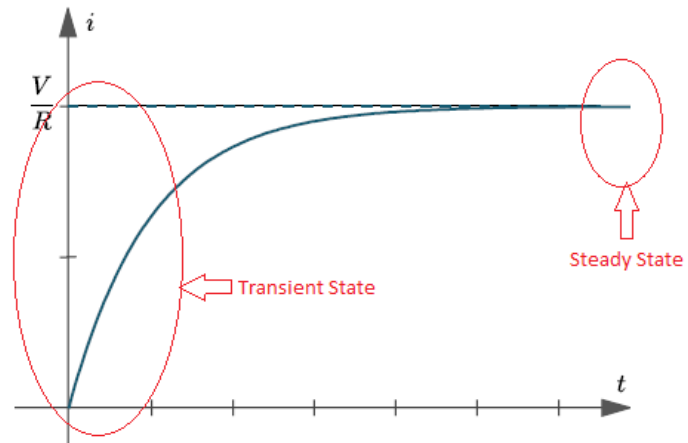
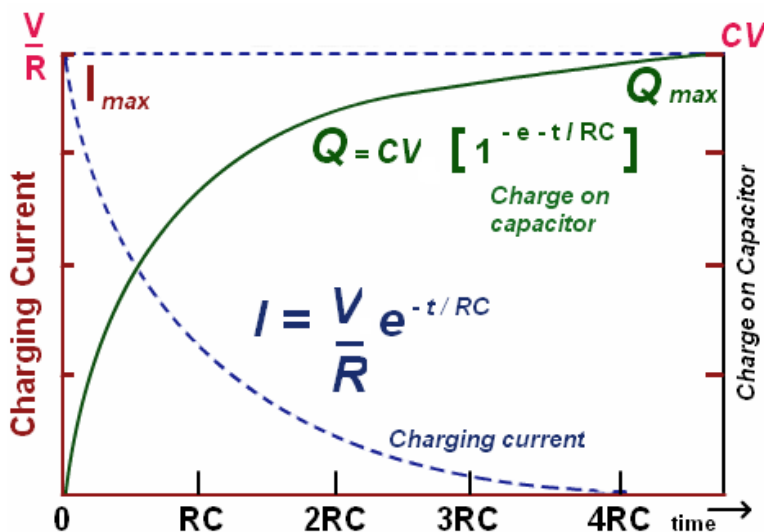
Εικόνα 6.8 Το διάγραμμα της τάσης του αντιστάτη R σε συνάρτηση με το χρόνο για το κύκλωμα φόρτισης πυκνωτή

Το φορτίο του πυκνωτή είναι: $q=CV_c$. Αν η V_c , αντικατασταθεί με την έκφραση (6.3.1):

$$q = CV \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (6.3.4)$$



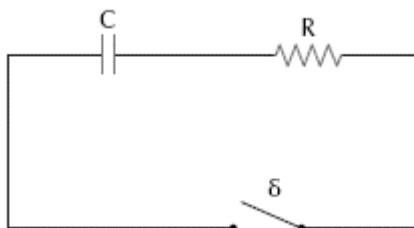
Εικόνα 6.9 Το διάγραμμα του φορτίου του πυκνωτή σε συνάρτηση με το χρόνο, για το κύκλωμα φόρτισης πυκνωτή



Εικόνα 6.10 Τα διαγράμματα έντασης ρεύματος – φορτίου σε συνάρτηση του χρόνου σε αντιπαράβολή κατά τη φόρτιση πυκνωτή (αριστερά). Οι καταστάσεις Transient & Steady State

β) Εκφόρτιση πυκνωτή

Στο κύκλωμα που φαίνεται στην εικόνα 6.11, ο πυκνωτής έχει χωρητικότητα C και είναι φορτισμένος σε τάση V_0 . Οι οπλισμοί του πυκνωτή συνδέονται με αγωγό μέσω του διακόπτη δ , που έχει αντίσταση R .



Εικόνα 6.11 Κύκλωμα εκφόρτισης πυκνωτή

Τη χρονική στιγμή $t=0$ ο διακόπτης δ κλείνει. Τότε ηλεκτρόνια από τον αρνητικό οπλισμό κινούνται μέσω της αντίστασης R προς τον θετικό οπλισμό. Η μετακίνηση των ηλεκτρονίων διαρκεί, έως ότου η τάση στους οπλισμούς του πυκνωτή μηδενιστεί. [18]

Από την εφαρμογή του νόμου του Kirchhoff στο κύκλωμα, πριν ο πυκνωτής εκφορτιστεί πλήρως, προκύπτει η σχέση:

$$V_C - IR = 0 \quad (6.3.1\beta)$$

Όμως:

$$I = C \frac{\Delta V_C}{\Delta t} \quad (6.3.2\beta)$$

Από τις σχέσεις (1) και (2) έπεται:

$$V_C - RC \frac{\Delta V_C}{\Delta t} = 0 \quad (6.3.3\beta)$$

Η εξίσωση (3) είναι μια διαφορική εξίσωση, η οποία έχει λύση την:

$$V_C = V_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (6.3.5)$$

Όταν $t=0$, $e^{-\frac{0}{RC}} = 1 \Rightarrow V_C = V_0$.

Δηλαδή μόλις ο διακόπτης δ κλείσει, η τάση του πυκνωτή είναι η ίδια με αυτήν που υπήρχε, όταν ο διακόπτης δ ήταν ανοικτός.

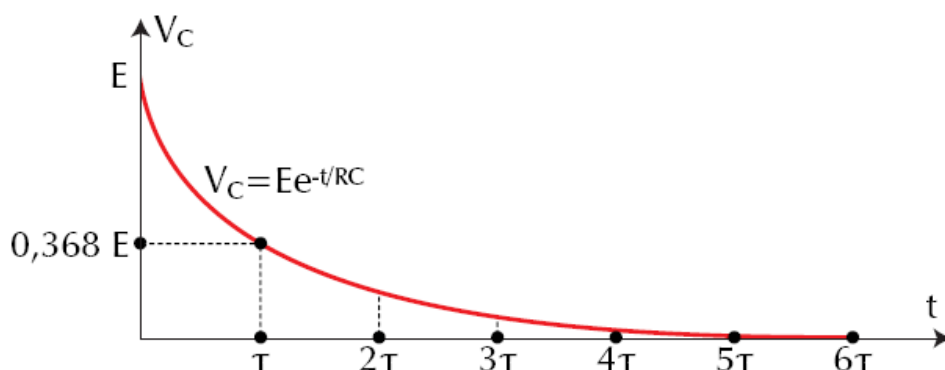
Όταν $t \rightarrow \infty$, $e^{-\frac{\infty}{RC}} = 0 \Rightarrow V_C = 0$

Δηλαδή, η τάση του πυκνωτή μηδενίζεται σε θεωρητικά άπειρο χρόνο. Για $t=RC$ η (6.3.5) γίνεται

$$V_C = V_0 \cdot e^{-1} = 0,368V_0$$

Δηλαδή η τάση στους οπλισμούς του πυκνωτή γίνεται ίση με το 36,8% της αρχικής όταν μεσολαβήσει χρόνος $t=RC$ από τη στιγμή που θα κλείσει ο διακόπτης. Η σταθερά $\tau=RC$ ονομάζεται σταθερά χρόνου του κυκλώματος.

Στην εικόνα 6.12 φαίνεται πως μεταβάλλεται η τάση των οπλισμών πυκνωτή, όταν εκφορτίζεται σε συνάρτηση με το χρόνο. Ο πυκνωτής πρακτικά εκφορτίζεται σε χρόνο $5RC$ από τη στιγμή που κλείνει ο διακόπτης δ .



Εικόνα 6.12 Διάγραμμα της τάσης πυκνωτή σε συνάρτηση με το χρόνο για κύκλωμα εκφόρτισης

Αν η εξίσωση (6.3.1β) επιλυθεί ως προς I , προκύπτει η σχέση:

$$I = \frac{V_C}{R} \quad (6.3.4\beta)$$

Αν η V_C αντικατασταθεί με την έκφραση (6.3.3), υπολογίζεται η ένταση του ρεύματος που διαρρέει το κύκλωμα, όταν ο πυκνωτής εκφορτίζεται.

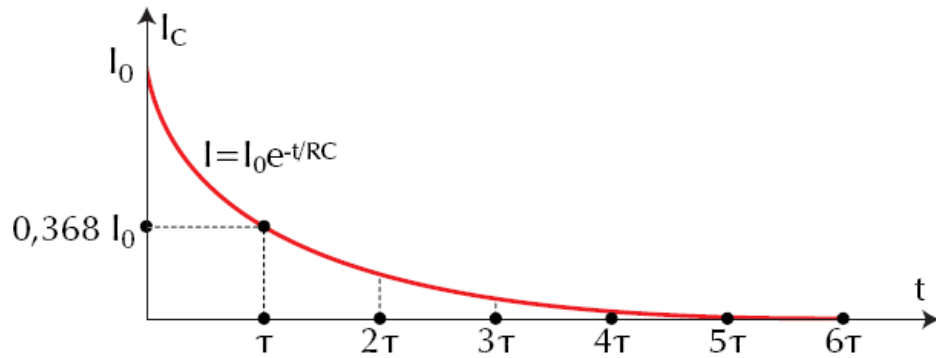
$$I = \frac{V_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad (6.3.6)$$

Όταν $t=0$, $e^{-\frac{0}{RC}} = 1$, $\Rightarrow I = \frac{V_0}{R}$

Δηλαδή μόλις κλείσει ο διακόπτης δ η ένταση του ρεύματος έχει τη μέγιστη τιμή

Όταν $t \rightarrow \infty$, $e^{-\frac{\infty}{RC}} = 0$, $\Rightarrow I=0$

Δηλαδή, η ένταση του ρεύματος μηδενίζεται θεωρητικά σε άπειρο χρόνο.



Εικόνα 6.13 Διάγραμμα της έντασης του ρεύματος σε συνάρτηση με το χρόνο, κατά την εκφόρτιση πυκνωτή

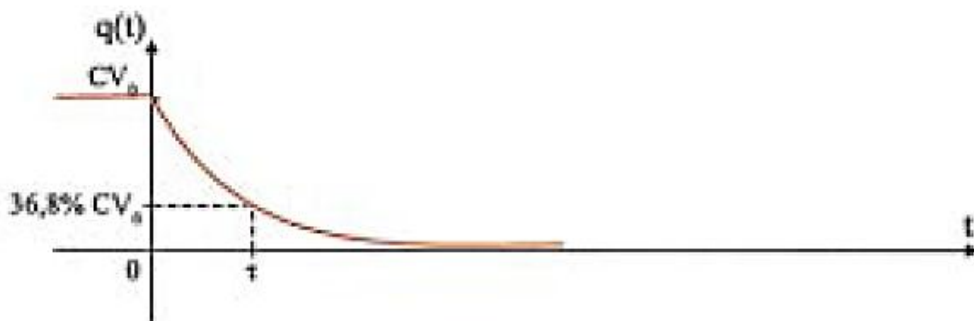
Στην εικόνα 6.13 φαίνεται πως μεταβάλλεται η ένταση του ρεύματος, κατά την εκφόρτιση πυκνωτή, σε συνάρτηση με το χρόνο. Το ρεύμα εκφόρτισης του πυκνωτή μηδενίζεται πρακτικά σε χρόνο $t=5RC$ από τη στιγμή που κλείνει ο διακόπτης δ.

Η τάση του αντιστάτη V_R είναι ίση με την τάση V_C , αφού ο πυκνωτής και ο αντιστάτης έχουν τα ίδια άκρα.

Το φορτίο του πυκνωτή είναι: $q=CV_C$, αν η V_C αντικατασταθεί από την έκφραση (6.3.6) τότε:

$$q = CV_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (6.3.7)$$

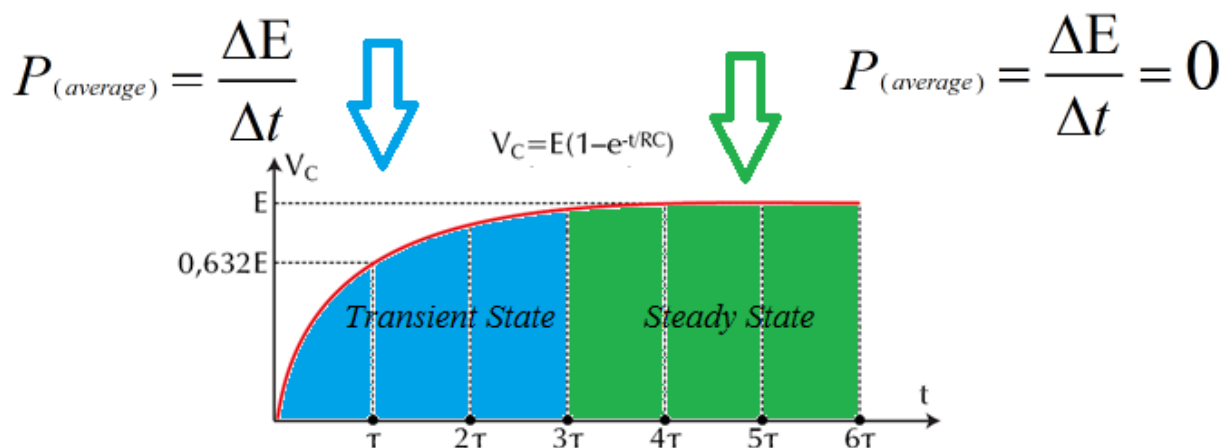
Στην εικόνα 6.14 φαίνεται πως μεταβάλλεται το φορτίο του πυκνωτή σε συνάρτηση με το χρόνο.



Εικόνα 6.14 Το διάγραμμα του φορτίου του πυκνωτή σε συνάρτηση με το χρόνο, για κύκλωμα εκφόρτισης πυκνωτή

6.1.4 Μέτρηση Απόδοσης Διάταξης RF Harvesting Integrator Circuit σε κατάσταση Transient State

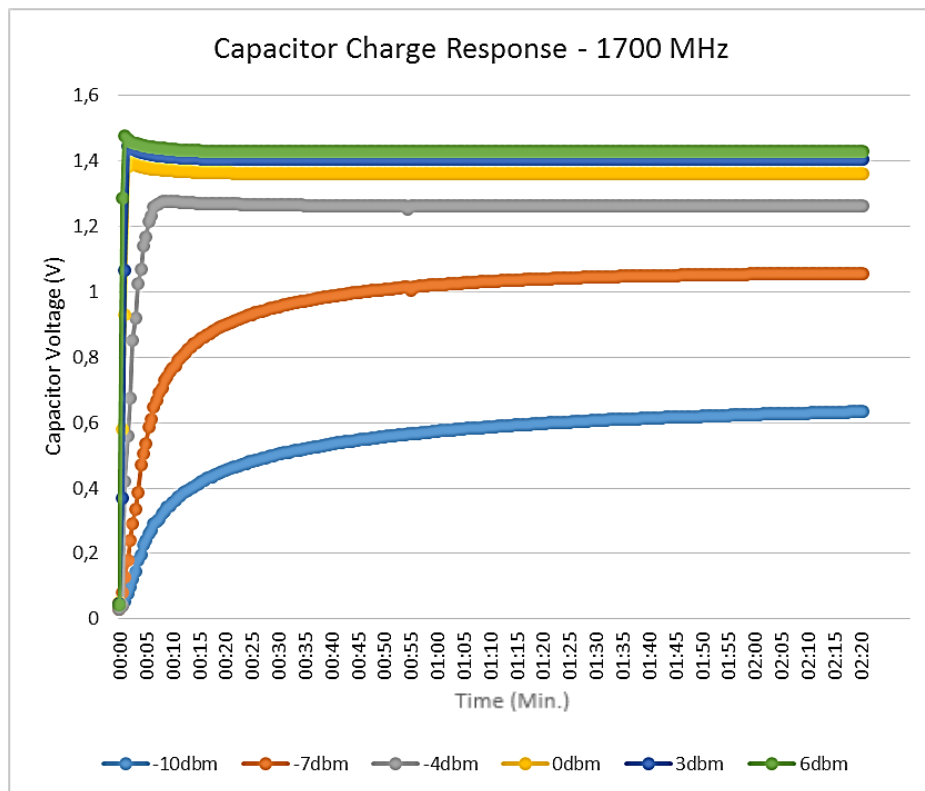
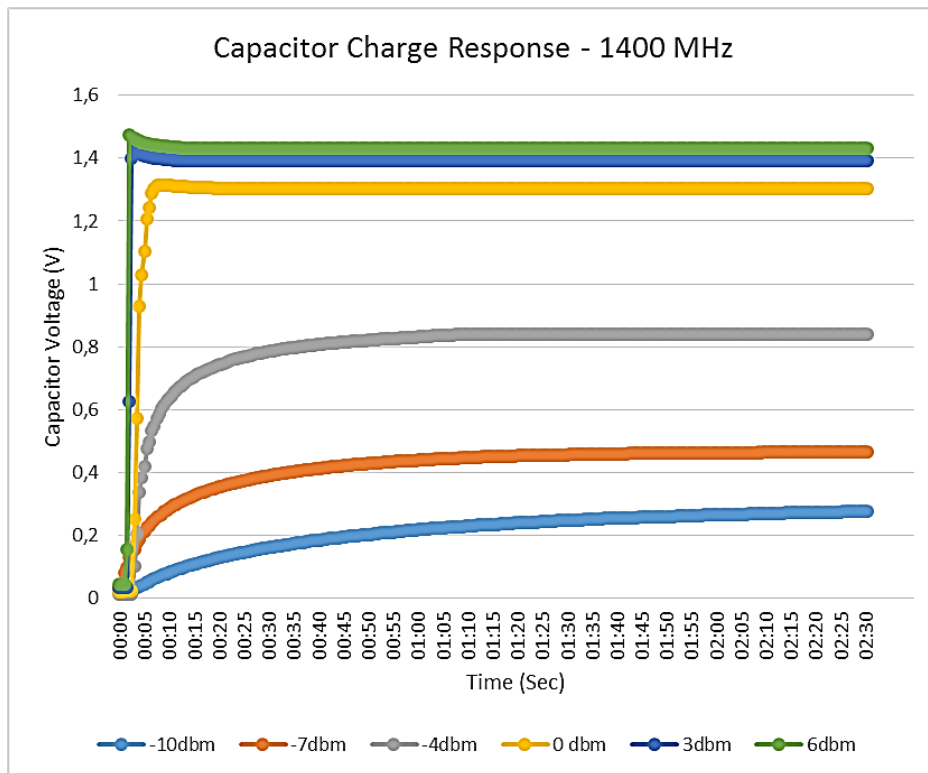
Κατόπιν της διαδικασίας της οποίας ακολουθήθηκε στην ενότητα 6.2 για την μέτρηση της απόδοσης της διάταξης με χωρητικό φορτίο, έχοντας υπόψιν τα αποτελέσματα των μετρήσεων, καθώς επίσης και όσων περιγράφονται εκτενώς στην παράγραφο 6.3, όσων αφορά στα μεταβατικά φαινόμενα τα οποία συντελούνται, παρακάτω περιγράφεται η διαδικασία μέτρησης απόδοσης της εν λόγω διάταξης στην Transient State κατάσταση φόρτισης του πυκνωτή. Όπως έχει προαναφερθεί για την εν λόγω διάταξη, χρήσιμο μετρούμενο μέγεθος αποτελεί η μέση ισχύς (P_{av}) και κατ' επέκταση η μέση απόδοση της διάταξης. Για την εκτίμηση της μέσης ισχύος, προσδιορίζεται η ενέργεια που αποκτάται στους σπλισμούς του πυκνωτή προς το χρονικό εκείνο διάστημα όπου χρειάστηκε. Στην διαδικασία όπου ακολουθήθηκε στην ενότητα 6.2, ο χρόνος λήψης των μετρήσεων, ήταν καθολικά για όλες τις μετρήσεις, τα 10 δευτερόλεπτα, κάτι που όπως φάνηκε και στο γράφημα της εικόνας 6.4, δεν ήταν η βέλτιστη επιλογή για το λόγο ότι στο εν λόγω χρονικό διάστημα (10 sec), ο πυκνωτής είχε μεταβεί από την Transient κατάσταση στην μεταβατική Steady State κατάσταση, με αποτέλεσμα σε επίπεδα ισχύος όπου η μετάβαση πραγματοποιήθηκε γρηγορότερα, να μένει αρκετός χρόνος «αδράνειας», κάτι που περιγράφεται και από τον ορισμό του μεγέθους της μέσης ισχύος, όπου στην περιοχή «σταθερής κατάστασης», ο ρυθμός μεταβολής της ενέργειας ισούται με μηδέν, όπως παριστάνεται παρακάτω:



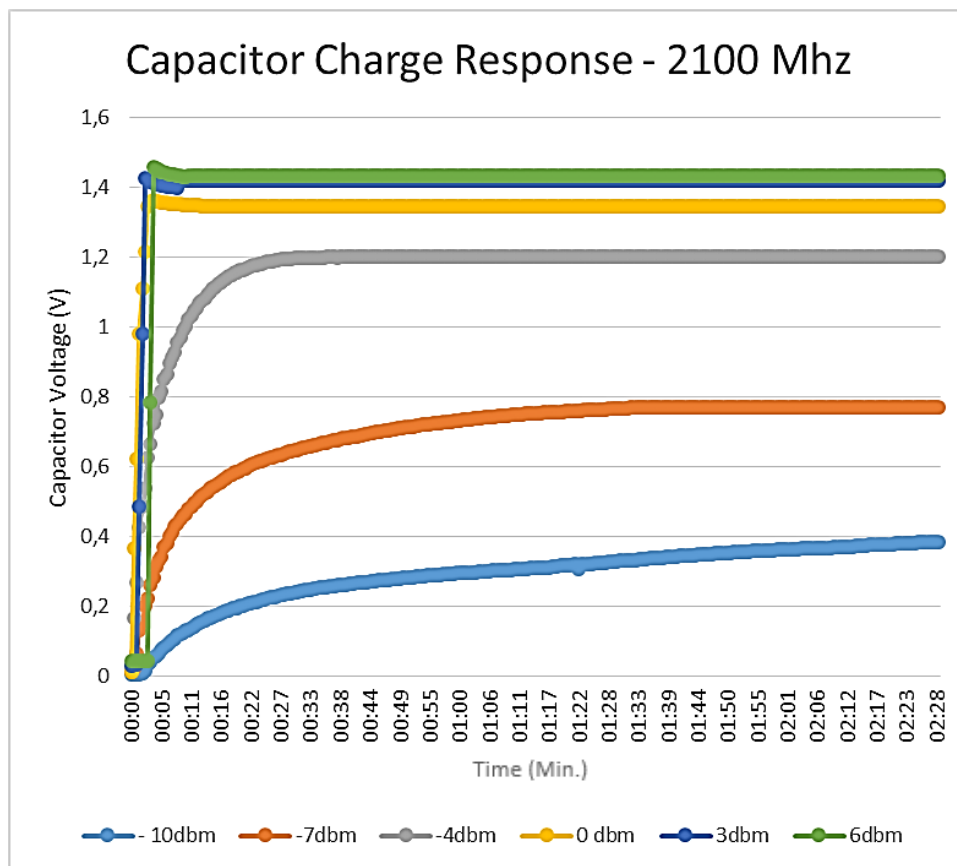
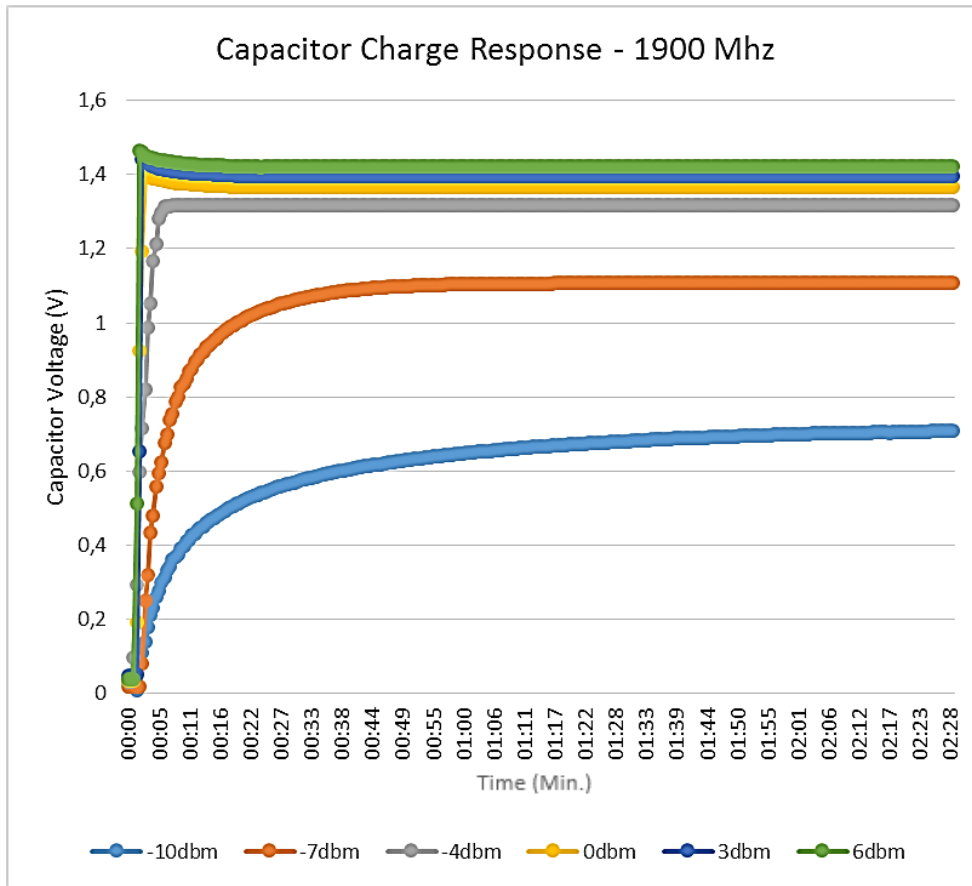
Εικόνα 6.15: Οι μεταβατικές καταστάσεις κατά τη φόρτιση πυκνωτή και το μέγεθος της (μέσης) ισχύος του στοιχείου κατά τη διάρκειά τους στην γραφική απεικόνιση της τάσης

Μια πιο αποτελεσματική μέτρηση του συντελεστή απόδοσης της διάταξης, ήταν η λήψη της τιμής της τάσης πυκνωτή, για ένα πλήθος συχνοτήτων και στάθμης σήματος P_{RF} από τη γεννήτρια, η οποία κατά περίπτωση αντιστοιχεί στο 63,2% της μέγιστης δυνατής τάσης φόρτισης. Η ανάπτυξη αυτής της ποσότητας συντελείται σε χρονικό περιθώριο, **μιας σταθεράς**

χρόνου (τ), όπως παριστάνεται και στο παραπάνω γράφημα, χρονική διάρκεια κατά την οποία η διάταξη βρίσκεται πάντα σε Transient State κατάσταση, ανεξάρτητα από την ισχύ σήματος και την συχνότητα λειτουργίας, αποτελώντας κατ' αυτό τον τρόπο κοινό κριτήριο για μέτρηση της απόδοσης της διάταξης. Παρακάτω παρατίθενται όλα τα μεγέθη που συντέλεσαν για την εξαγωγή των αντίστοιχων γραφημάτων (Εικόνα 6.20).



Εικόνες 6.16 - 6.17: Οι καμπύλες φόρτισης του πυκνωτή ταυταλίου της διάταξης για διαφορετικές τιμές P_{RF} από την γεννήτρια σε συχνότητες λειτουργίας 1400 MHz (πάνω) & 1700 MHz (κάτω)



Εικόνες 6.18-6.19: Οι καμπύλες φόρτισης του πυκνωτή τανταλίου της διάταξης για διαφορετικές τιμές P_{RF} από την γεννήτρια σε συχνότητες λειτουργίας 1900 MHz (πάνω) & 2100 MHz (κάτω)

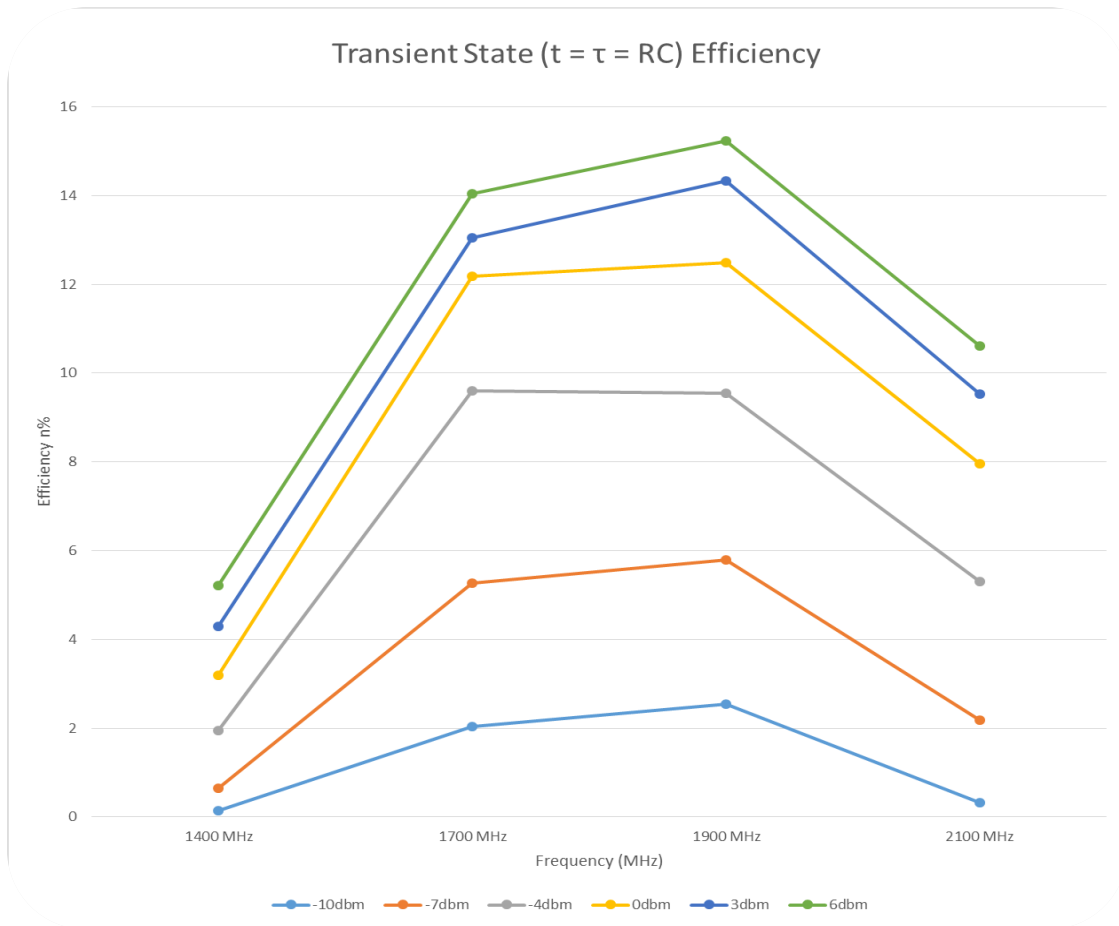
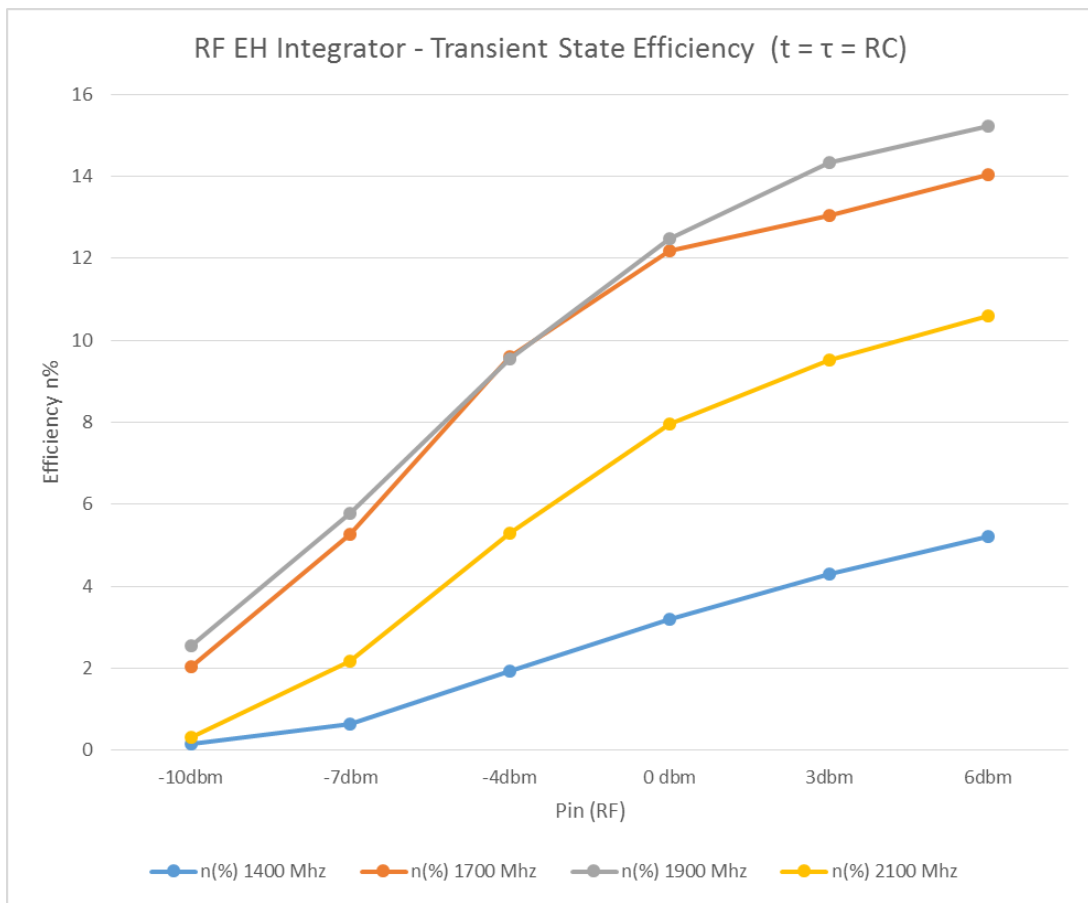
			2100 MHz							
Pin (dbm)	Pin (mW)	Pin(μ W)	Vmax	63% Vmax	E (Vmax) (μ J)	$\tau=RC$ (s)	n(%)	P(av)		
-10dbm	0,1	100	0,385	0,243	9,74	30,5	0,319344	0,319344		
-7dbm	0,199	199	0,771	0,487	39,13	9	2,184813	4,347778		
-4dbm	0,398	398	1,202	0,759	95,05	4,5	5,307091	21,12222		
0 dbm	1	1000	1,347	0,851	119,49	1,5	7,966	79,66		
3dbm	1,99	1990	1,42	0,897	132,76	0,7	9,53051	189,6571		
6dbm	3,98	3980	1,433	0,905	135,13	0,32	10,61008	422,2813		

			1900 MHz							
Pin (dbm)	Pin (mW)	Pin(μ W)	Vmax	63% Vmax	E (Vmax) (μ J)	$\tau=RC$ (s)	n(%)	P(av)		
-10dbm	0,1	100	0,709	0,448	33,11	13	2,546923	2,546923		
-7dbm	0,199	199	1,107	0,699	80,61	7	5,786791	11,51571		
-4dbm	0,398	398	1,316	0,831	113,9	3	9,539363	37,96667		
0 dbm	1	1000	1,377	0,87	124,88	1	12,488	124,88		
3dbm	1,99	1990	1,397	0,882	128,35	0,45	14,33277	285,2222		
6dbm	3,98	3980	1,423	0,899	133,35	0,22	15,22956	606,1364		

			1700 MHz							
Pin (dbm)	Pin (mW)	Pin(μ W)	Vmax	63% Vmax	E (Vmax) μ J	$\tau=RC$ (s)	n(%)	P(av) μ W		
-10dbm	0,1	100	0,634	0,4	26,4	13	2,030769	2,030769		
-7dbm	0,199	199	1,056	0,667	73,4	7	5,269203	10,48571		
-4dbm	0,398	398	1,264	0,798	105	2,75	9,593422	38,18182		
0 dbm	1	1000	1,36	0,859	121,75	1	12,175	121,75		
3dbm	1,99	1990	1,405	0,887	129,8	0,5	13,04523	259,6		
6dbm	3,98	3980	1,428	0,902	134,2	0,24	14,04941	559,1667		

			1400 MHz							
Pin (dbm)	Pin (mW)	Pin(μ W)	Vmax	63% Vmax	E (Vmax) (μ J)	$\tau=RC$ (s)	n(%)	P(av)		
-10dbm	0,1	100	0,28	0,1769	5,16	36	0,143333	0,143333		
-7dbm	0,199	199	0,466	0,294	14,26	11	0,651439	1,296364		
-4dbm	0,398	398	0,84	0,53	46,34	6	1,940536	7,723333		
0 dbm	1	1000	1,304	0,824	112	3,5	3,2	32		
3dbm	1,99	1990	1,394	0,881	128	1,5	4,288107	85,33333		
6dbm	3,98	3980	1,432	0,905	135	0,65	5,2184	207,6923		

Εικόνα 6.20: Εξαγωγή μεγεθών όπως Μέση Ισχύς, Ενέργεια, Σταθερά χρόνου (τ) μέσος συντελεστής απόδοσης διάταξης (n_{ave} %), στοιχεία απαραίτητα για την εκτίμηση και γραφική απεικόνισή της απόδοσης του συστήματος, ακολουθώντας τους υπολογισμούς της ενότητας 6.1.2



Εικόνα 6.21: Γραφική απεικόνιση συντελεστή απόδοσης μετατροπής ισχύος της διάταξης συναρτήσει α) της παρεχόμενης στάθμης σήματος P_{RF} της γεννήτριας β) της συχνότητας λειτουργίας του συστήματος

6.2 Ακτινοβόληση Διατάξεων RF-DC ΗΕ στο Πεδίο

6.2.1 Μετρήσεις σε Εργαστηριακό Περιβάλλον

Σε συνέχεια των μετρήσεων του συντελεστή απόδοσης των διατάξεων, ακολούθησαν μετρήσεις ακτινοβόλησης από κεραία εκπομπής συνδεδεμένη στην γεννήτρια συχνοτήτων, ώστε να διαπιστωθεί η ικανότητα τους, για εξαγωγή DC τάσης από πηγή RF όπου εκπέμπει ένα φέρον από κάποια απόσταση. Για το σκοπό αυτό, βάση και των μετρήσεων που προηγήθηκαν, επιλέχθηκε η ανάλογη εκπεμπόμενη ισχύς εκπομπής από τη γεννήτρια, ώστε οι απώλειες διάδοσης (path loss) να είναι τόσες, ώστε οι διατάξεις να μπορέσουν να κάνουν εξαγωγή τάσης από τη στάθμη του λαμβανόμενου σήματος RF, βάση του «κατωφλίου» λειτουργίας σύμφωνα με τα αποτελέσματα που προηγήθηκαν, και με δεδομένο της μη χρήσης ενισχυτή ισχύος (RF Power Amplifier) στην έξοδο της γεννήτριας. Για κεραία εκπομπής, επιλέχθηκε η κεραία χοάνης ETS LINDGREN Microwave Horn Antenna - Model 3115, η οποία συνδέθηκε μέσω ομοαξονικής γραμμής RG-213 στην γεννήτρια εκπομπής Agilent E4438C, 250KHz - 4 GHz ESG Vector Signal Generator, τοποθετημένη στην ανάλογη βάση της, για τη διαδικασία του πειράματος αξιολόγησης ικανοποιητικής λειτουργίας των RF ΗΕ διατάξεων στο πεδίο, βήμα απαραίτητο, πριν την δοκιμασία αυτών σε πραγματικό περιβάλλον πάρκου κεραιών. Η εν λόγω διαδικασία έλαβε χώρα στο Ερευνητικό Εργαστήριο Μη Ιοντίζουσων Ακτινοβολιών (EMIA) του Τμ. Μηχανικών Πληροφορικής ΤΕ στο ΤΕΙ Κρήτης, όπου και ανήκει ο εν λόγω εργαστηριακός εξοπλισμός.



Εικόνα 6.22: Η κεραία χοάνης ETS LINDGREN Microwave Horn Antenna - Model 3115 συνδεδεμένη με ομοαξονική γραμμή RG-213 στην γεννήτρια Agilent E4438C για την παροχή RF σήματος σε μικροκυματικές συχνότητες [26]

ETS LINDGREN 3115 - Horn Antenna



Εικόνα 6.23: Η κεραία χοάνης ETS LINDGREN 3115 τροφοδοτούμενη με RF σήμα εκπομπής τοποθετημένη σε απόσταση από την προς μέτρηση δισκωνική κεραία για ακτινοβολήση [26]

UWB
Discone Antenna

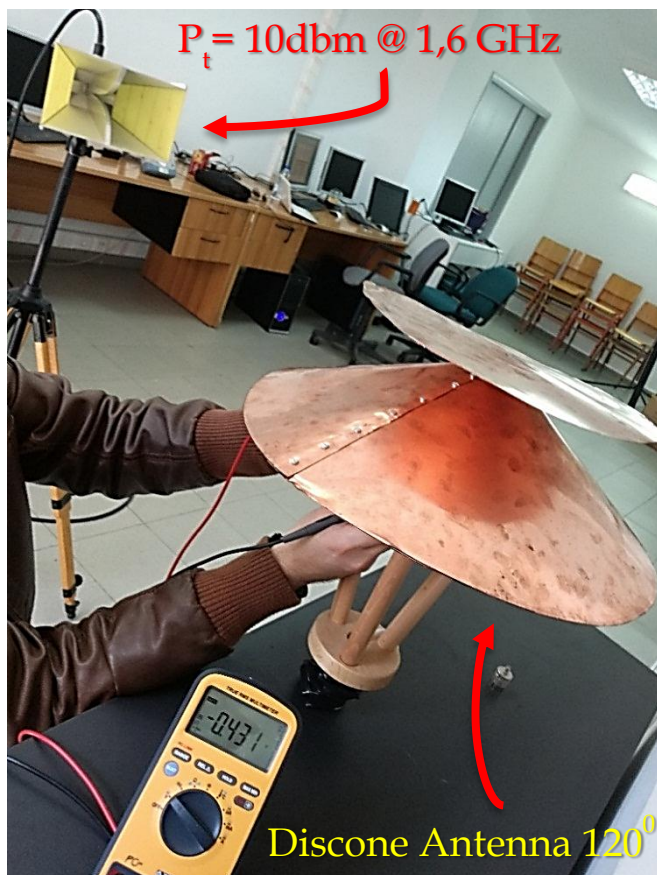
RF- DC Circuit



Εικόνα 6.24: Η RF Energy Harvester διάταξη προς μέτρηση. Διακρίνεται η ανορθωτική βαθμίδα RF-DC (20 K Ω m load) προσαρτημένη στην δισκωνική κεραία των 90°, σε ξύλινο τρίποδα



Εικόνα 6.25: Η δισκωνική κεραία (των 120°), ως κεραία λήψης, συνδεδεμένη με ομοαξονική γραμμή στον Spectrum Analyzer FSH8 για την επαλήθευση της ύπαρξης εκπομπής σήματος RF από την κεραία χοάνης ETS LINDGREN 3115, πριν την προσάρτηση της ανορθωτικής βαθμίδας RF-DC



0,43 Volt @ $R_L = 20K\Omega$



0,25 Volt @ $R_L = 20K\Omega$

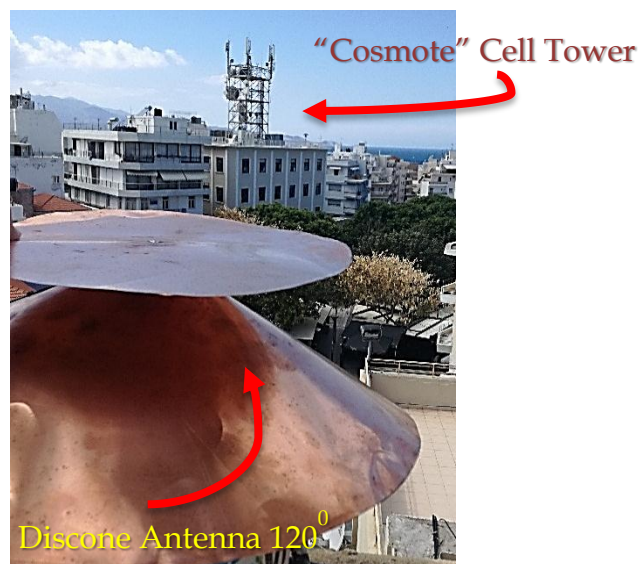
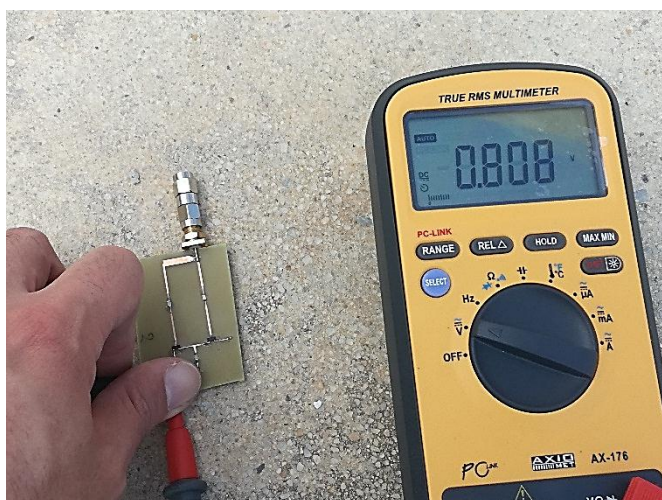
Εικόνα 6.26: Η δισκωνική κεραία των 120° (αριστερά) και η δισκωνική κεραία των 90° (δεξιά) ως κεραίες του RF Energy Harversting Συστήματος (20 KΩhm load). Για την ίδια ισχύς RF εκπομπής από την κεραία χοάνης στην ίδια συχνότητα λειτουργίας και για ίση απόσταση, η τιμή της εξαγόμενης V_{dc} τάσης από την RF-DC βαθμίδα ήταν εμφανώς μεγαλύτερη σε εκείνη των 120°. Όπως έχει προαναφερθεί η εν λόγω κεραία έχει ομαλότερη μεταβολή του πραγματικού μέρους της χαρακτηριστικής αντίστασης στο συχνοτικό εύρος λειτουργίας της γύρω από τα 50Ω, με αποτέλεσμα την καλύτερη προσαρμογή.

6.2.2 Μετρήσεις ακτινοβολίας Ευρυζωνικής Διατάξης RF-DC ΗΕ στο Πεδίο σε Αστικό Περιβάλλον (Σημείο Αυξημένης Τηλεπικοινωνιακής Κίνησης)

Εν συνεχεία, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις της λειτουργίας των διατάξεων στο πεδίο σε αστικό περιβάλλον, σε κεντρική περιοχή της πόλεως του Ηρακλείου, όπου πλησίον της τοποθεσίας που επιλέχθηκε, να έχουν τοποθετηθεί Σταθμοί Βάσης Κινητής Τηλεφωνίας, και των 3 παρόχων, δεδομένου της μεγάλης τηλεπικοινωνιακής κίνησης του σημείου. Οι εν λόγω μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στο κτήριο «Ανδρόγεω» του Δήμου Ηρακλείου, σημείο στο οποίο έχει τοποθετηθεί Μετρητικός Σταθμός Μέτρησης Επιτήρησης Ηλεκτρομαγνητικού Φάσματος (Συχνοεπιλεκτικός) του εθνικού προγράμματος «Εθνικό Παρατηρητήριο Ηλεκτρομαγνητικών Πεδίων», γεγονός όπου μας βοήθησε στην εκτίμηση της ηλεκτρομαγνητικής επιβάρυνσης στο σημείο, έχοντας εικόνα για την ακριβή τιμή χαρακτηριστικών μεγεθών, όπως φαίνεται παρακάτω.



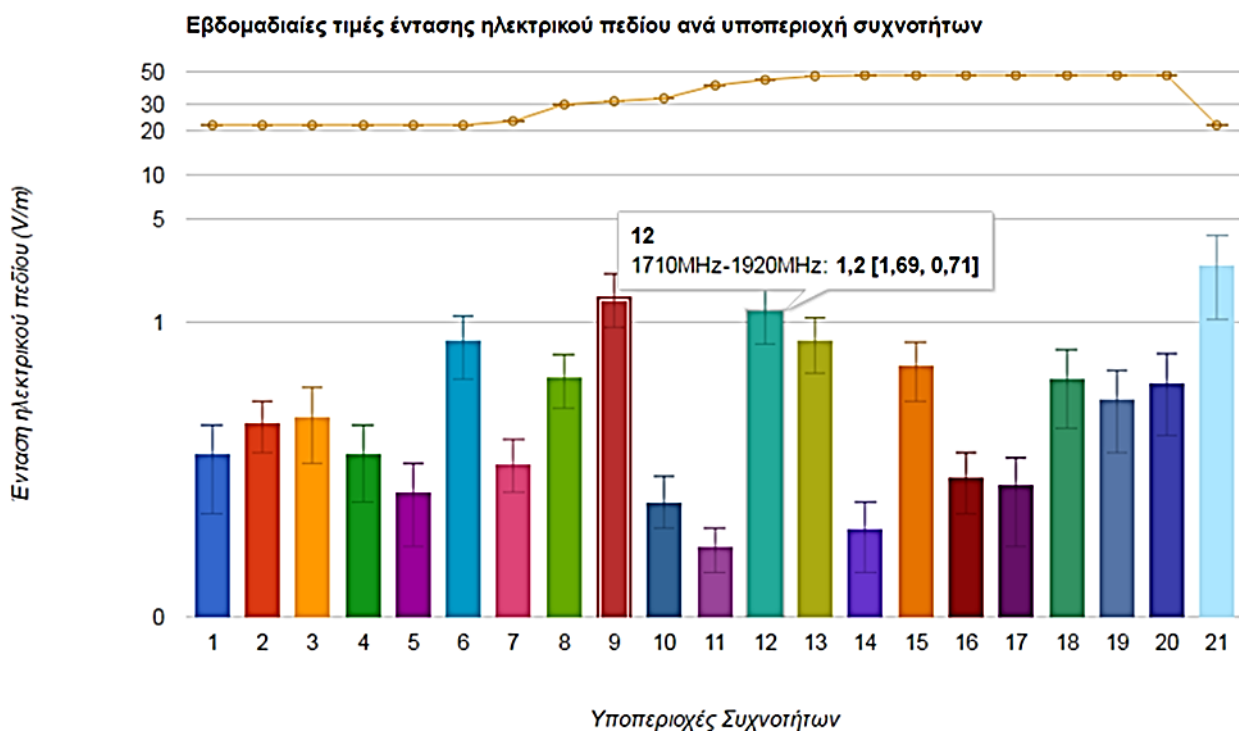
Εικόνα 6.27: Ο συχνοεπιλεκτικός μετρητικός σταθμός επιτήρησης Ηλεκτρομαγνητικού Φάσματος του προγράμματος «Εθνικό Παρατηρητήριο Ηλεκτρομαγνητικών Πεδίων» εγκατεστημένος στο Ηράκλειο Κρήτης (κτήριο Ανδρόγεω)



Εικόνα 6.28: Η δισκωνική κεραία (120°) με προσαρτημένη την διάταξη RF EH Integrator – Capacitor, στο σημείο δοκιμής (Σημείο Εγκατάστασης Συχνοεπιλεκτικού Σταθμού Μέτρησης Φάσματος) πλησίον σταθμού βάσης παρόχου “Cosmote” (απόσταση ~ 200 m)

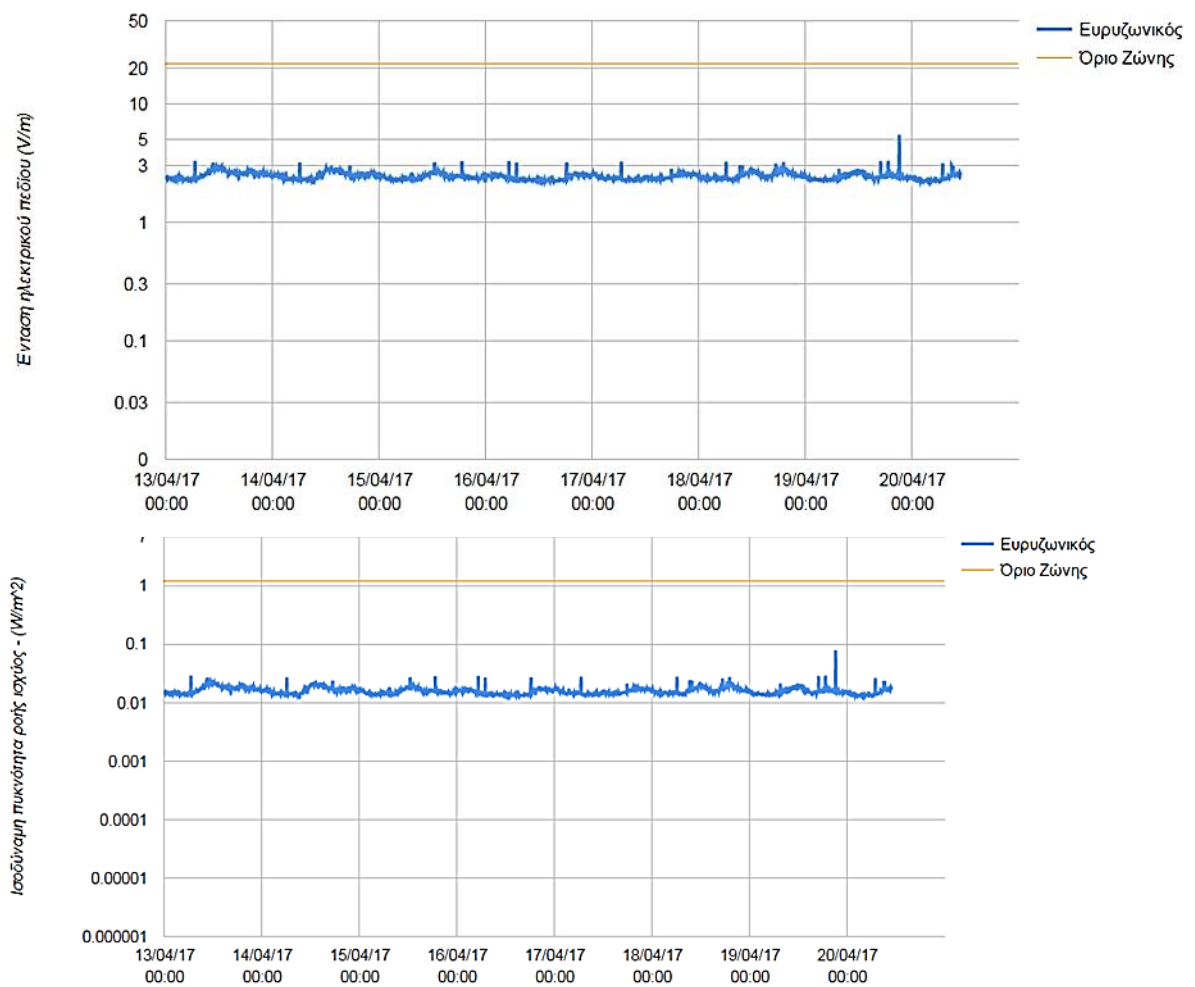
Ένταση Ηλεκτρικού Πεδίου			
Υποπεριοχή Συχνοτήτων (MHz)	Αυστηρότερο Όριο Έκθεσης υποπεριοχής (V/m)*	Μέση Τιμή (V/m)	Μέγιστη Τιμή (V/m)
Ευρυζωνική Περιοχή	21.7	1.38	2.86
87,5-108 (Ραδιοφωνία FM)	21.7	0.09	0.15
369- 470 (ΤΕΤΡΑ)	21.7	0.68	0.73
470-790 (Τηλεόραση)	23.1	0.04	0.24
790-876 (Κινητή τηλεφωνία 4ης γενιάς)	29.9	0.12	0.28
876-960 (Κινητή τηλεφωνία)	31.5	0.88	1.09
1710-1920 (Κινητή τηλεφωνία)	44.0	0.81	1.05
1920-2170 (Κινητή τηλεφωνία 3ης γενιάς)	46.7	0.34	0.60
2170-2500 (Wi-Fi)	47.2	0.01	0.09
2500-2690 (Κινητή τηλεφωνία 4ης γενιάς)	47.2	0.14	0.30

Εικόνα 6.29: Υποπεριοχές ζωνών συχνοτήτων του φάσματος και οι μετρούμενες τιμές Έντασης Ηλεκτρικού Πεδίου (Μέγιστη & Μέση) καθώς και το αυστηρότερο όριο έκθεσης ανά αυτές στο σημείο δοκιμής της διάταξης RF-EH

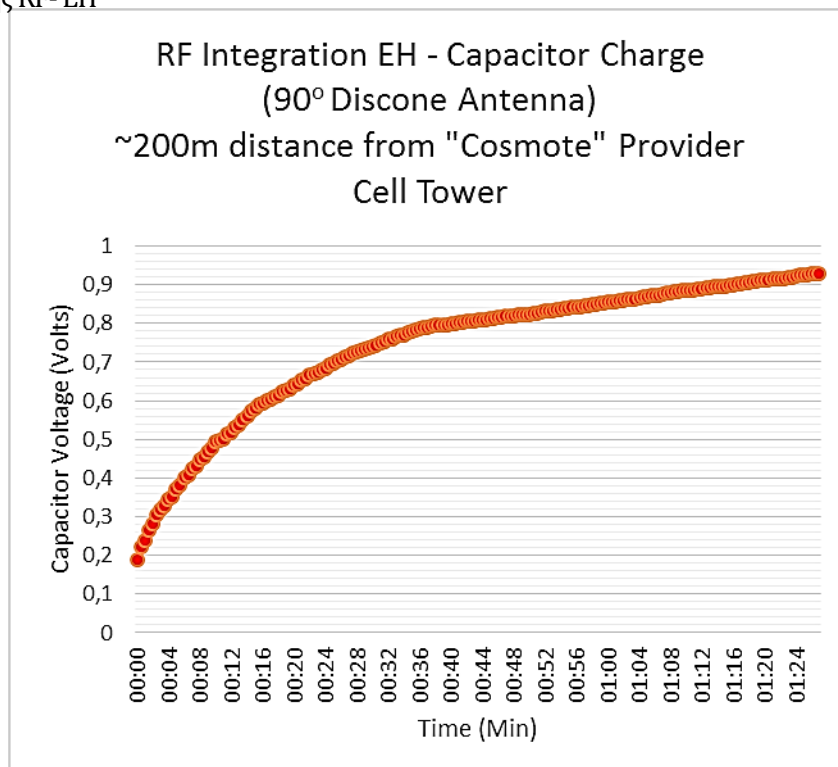


Εικόνα 6.30: Ποσοστιαία συνεισφορά κάθε υποπεριοχής συχνοτήτων του φάσματος στη συνολική Η/Μ επιβάρυνση & επωφελούμενη ζώνη συγκομιδής ενέργειας από τη διάταξη RF EH.

Τελευταία Ενημέρωση: 20-04-2017



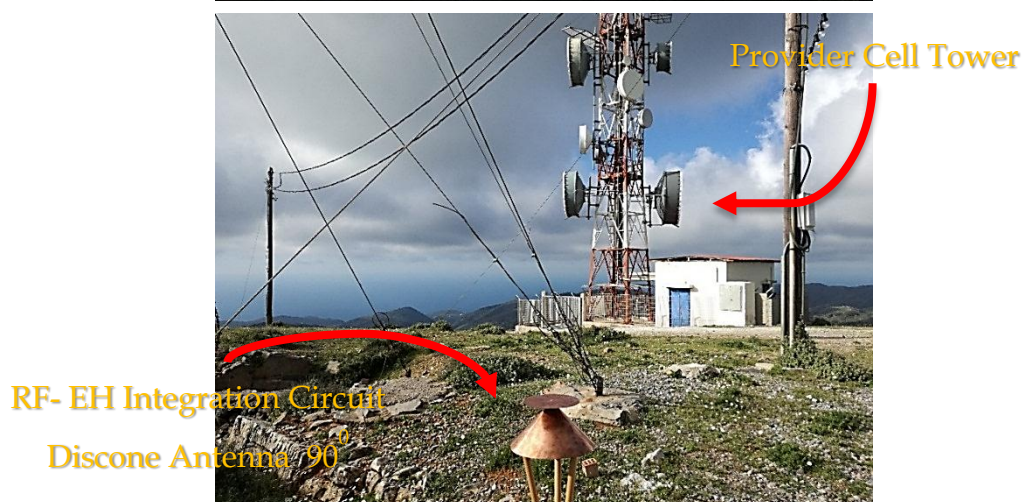
Εικόνα 6.31: Απεικόνιση των τιμών της Έντασης του Ηλεκτρικού Πεδίου (V/m) (πάνω) και της Ισοδύναμης πυκνότητας Ισχύος (W/m²) (κάτω) από τον Συχνοεπιλεκτικό Μετρητή στο σημείο δοκιμής της διάταξης RF- EH



Εικόνα 6.32: Η γραφική απεικόνιση της φόρτισης του πυκνωτή της διάταξης ύστερα από την έκθεση της 200 μέτρων πλησίον του σταθμού βάσης του παρόχου “Cosmote” - (Σημείο Εγκατάστασης Συχνοεπιλεκτικού Σταθμού Μέτρησης Φάσματος ΕΠΗΠ)

6.2.3 Μετρήσεις ακτινοβολίας Ευρυζωνικής Διάταξης RF-DC ΗΕ στο Πεδίο - Περιοχή Αυξημένης Πυκνότητας Ισχύος (Πάρκο Κεραιών)

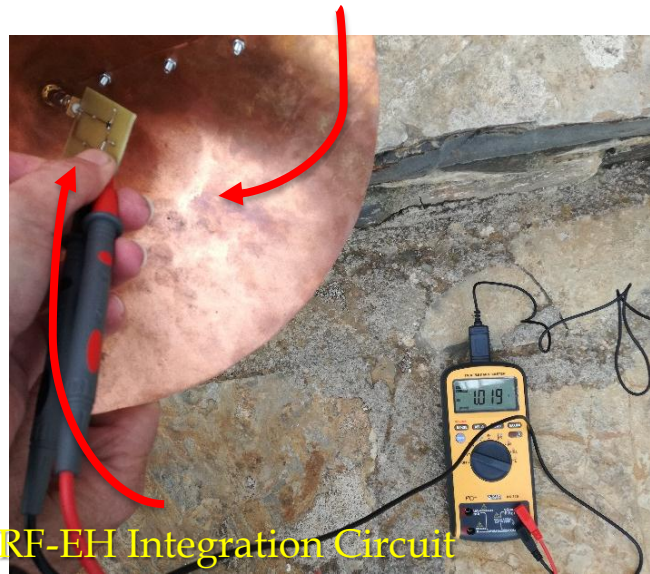
Ως επόμενο βήμα της διαδικασίας, ήταν η πραγματοποίηση μετρήσεων σε περιοχή με αυξημένη πυκνότητα ισχύος ακτινοβολίας, όπως ένα πάρκο κεραιών για την εκτίμηση της αποτελεσματικής λειτουργίας της διάταξης συγκομιδής ενέργειας από το φάσμα, με ολοκλήρωση (κύκλωμα πυκνωτή). Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν στο κέντρο εκπομπής στη θέση «Σταυρός Νεαπόλεως» του Νομού Λασιθίου Κρήτης. Το εν λόγω κέντρο εκπομπής, θεωρείται το βασικό για ολόκληρη την περιοχή της Ανατολικής Κρήτης με εμβέλεια κάλυψης έως τα νησιά των Κυκλάδων, έχοντας εγκαταστάσεις όλων των Ασύρματων Επικοινωνιών όπως Ραδιο-Τηλεοπτικά συστήματα, Μικροκυματικές Ζεύξεις (backbone), Σταθμοί Βάσεως Κινητής Τηλεφωνίας και των 3 παρόχων, Ραδιοερασιτεχνικοί Επαναλήπτες κα. Η διάταξη RF Harvesting Integrator Circuit, προσαρτήθηκε και στις δύο δισκωνικές κεραίες (90° & 120°) σε συγκεκριμένη τοποθεσία, και με τη βοήθεια του Datalogger - Multimeter Axiomet AX-176, εξήχθησαν τα παρακάτω γραφήματα για το χρόνο φόρτισης του πυκνωτή τανταλίου.



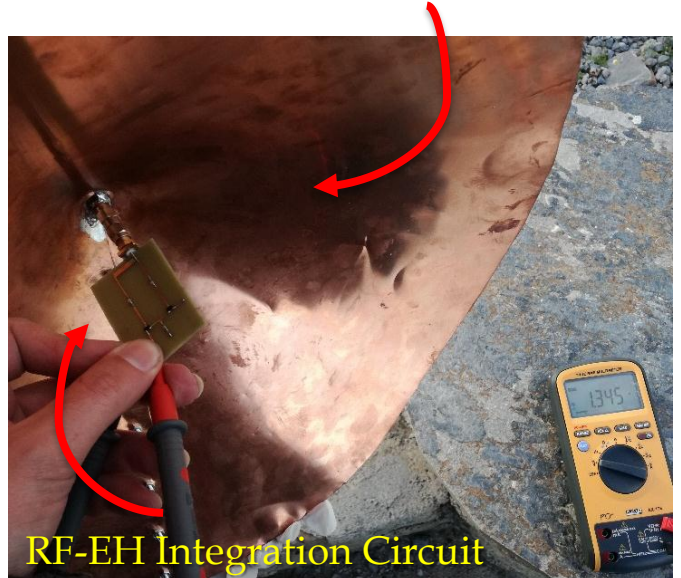
Εικόνα 6.33: Πάρκο Κεραιών στη θέση «Σταυρός Νεαπόλεως» του Νομού Λασιθίου Κρήτης

Εικόνα 6.34: Η διάταξη RF Energy Harvesting (Integrator), κοντά σε σταθμό βάσης κινητής τηλεφωνίας

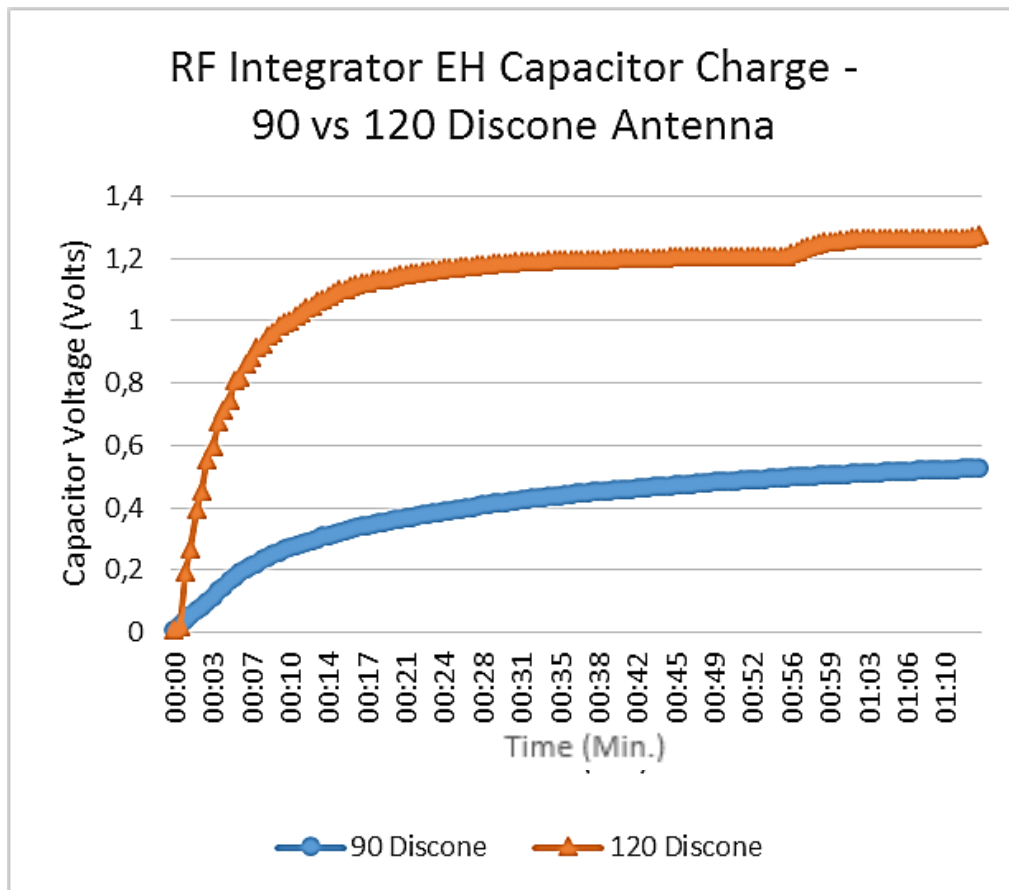
Discone Antenna 90°



Discone Antenna 120°



Εικόνα 6.35-6.36 : Η διάταξη RF Energy Harvester (Integrator), προσαρτημένη στις ευρυζωνικές δισκωνικές κεραίες 90° (πάνω αριστερά) & 120° (πάνω δεξιά) και η μέτρηση της τάσης στα άκρα του πυκνωτή, ύστερα από έκθεση στο πεδίο του πάρκου κεραίων



Εικόνα 6.37: Η γραφική απεικόνιση της φόρτισης του πυκνωτή της διάταξης ύστερα από έκθεση στο πεδίο του πάρκου κεραίων με την προσάρτηση στη δισκωνική κεραία των 120° (πορτοκαλί χρώμα) και 90° (μπλε χρώμα)

6.2.4 Ευρυζωνική Συγκομιδή Ενέργειας Φάσματος με Ολοκλήρωση - Εργαστηριακή Μέτρηση

Μια ακόμα πειραματική διαδικασία που πραγματοποιήθηκε, ήταν εκείνη της ακτινοβολήσης της διάταξης RF EH Integrator, ώστε να αποδειχθεί και εργαστηριακά η διαδικασία της ολοκλήρωσης κατά συχνότητα όπου συντελείται από την εν λόγω διάταξη στο φάσμα προς «συγκομιδή», με συντελεστές «βάρη», όπως αναφέρθηκε εκτενώς και στην ενότητα 5.5. Για το σκοπό αυτό, η διάταξη ακτινοβολήθηκε από την γεννήτρια Agilent E4438C μέσω της κεραία χοάνης ETS LINDGREN Microwave Horn Antenna – Model 3115, με το setup που ήδη έχει παρουσιαστεί στην ενότητα 6.5. Αρχικά τέθηκε προς εκπομπή από την γεννήτρια, ένα αδιαμόρφωτο φέρον ισχύος $P_{gen} = 10\text{dBm}$ σε συχνότητα όπου η διάταξη λειτουργεί ικανοποιητικά (1700 MHz). Στην οθόνη του αναλυτή φάσματος, οποίος ήταν συνδεδεμένος με την δισκωνική κεραία των 120° που χρησιμοποιήθηκε για τη δοκιμή, η στάθμη λήψης του σήματος ήταν -23.1 dBm . Εν συνεχεία, ενεργοποιήθηκε η πολυτονική εκπομπή φερουσών από τη γεννήτρια Agilent E4438C (Εικόνα 6.38), όπου σκοπός ήταν η παροχή του ίδιου ποσού ισχύος συνολικά, κατανεμημένο ομοιόβαθμα σε 3 συνιστώσες συνολικού εύρους 20 MHz με $\pm 10\text{ MHz}$ απόκλιση από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας που είχε τεθεί αρχικά. Για την ίδια παρεχόμενη ολική ισχύ εκπομπής από την γεννήτρια ($P_{gen} = 10\text{dBm}$), παρατηρήθηκε πως το άθροισμα της ισχύος των συνισταμένων φερουσών είχε μικρότερη τιμή, γεγονός όπου ήταν αντίθετο με τις αρχικές συνθήκες που θα θέλαμε να θέσουμε για την υλοποίηση της δοκιμής. Για το σκοπό αυτό, έγιναν οι παρακάτω υπολογισμοί, ώστε η παρεχόμενη ισχύ λήψης επί κεραίας να ήταν η ίδια, τόσο στην περίπτωση εκπομπής μιας φέρουσας, όσο και από την εκπομπή πολλαπλών φερουσών, ως το άθροισμα τους.

Αρχικά τέθηκε: **(Μονοτονική Εκπομπή)**

$P_{gen(1700\text{MHz-1 Signal})} = 10\text{dBm}$ και η λήψη επί κεραίας ήταν: $P_{ant(1700\text{MHz-1 Signal})} = -23.1\text{dBm}$

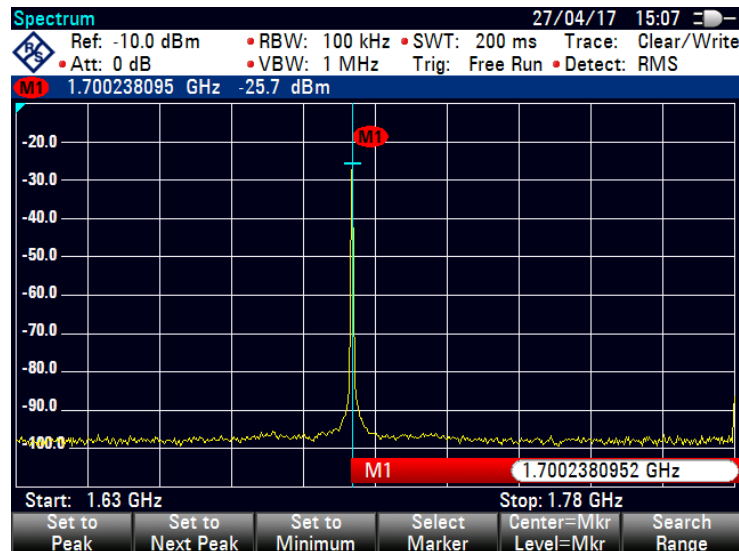
Μετάπειτα: **(Πολυτονική Εκπομπή)**

$P_{gen(1700\text{MHz- 3 Signal } \pm 10\text{MHz})} = 10\text{dBm}$ και η λήψη επί κεραίας ήταν (Εικόνα 6.38)

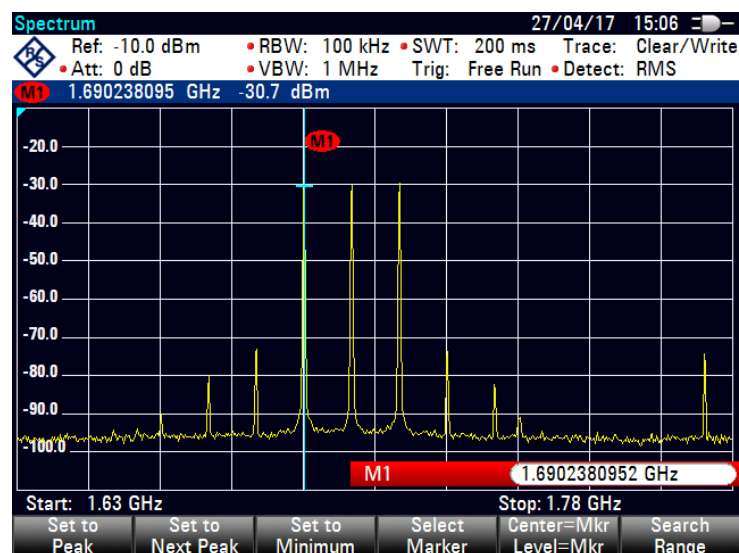
$$\begin{aligned}
 P_{ant(1690\text{MHz-1 Signal})} &= -30,3\text{ dBm} = 10^{\frac{-30,3}{10}} = 0,000933254\text{ mW} \\
 P_{ant(1700\text{MHz-2 Signal})} &= -30,6\text{ dBm} = 10^{\frac{-30,6}{10}} = 0,000870964\text{ mW} \\
 P_{ant(1710\text{MHz-3 Signal})} &= -29,9\text{ dBm} = 10^{\frac{-29,9}{10}} = 0,001023293\text{ mW}
 \end{aligned}
 \left. \vphantom{\begin{aligned} P_{ant(1690\text{MHz-1 Signal})} \\ P_{ant(1700\text{MHz-2 Signal})} \\ P_{ant(1710\text{MHz-3 Signal})} \end{aligned}} \right\} P_{ant(\text{total})} = 0,002828\text{mW}$$

$$P_{ant(\text{total-dBm})} = 10 \log_{(10)} (0,002828\text{ mW}) = -25,48\text{ dBm}$$

Παρατηρούμε, πως χωρίς να μεταβληθεί οποιαδήποτε άλλη συνθήκη στο setup της μέτρησης, με την εκπομπή πολυτονικών φερόντων η ισχύς λήψης έπεσε $\sim 2,4\text{dB}$, από την τιμή των $P_{\text{ant}}(1700\text{MHz-1 Signal}) = -23.1\text{dBm}$, στην τιμή $P_{\text{ant}}(1700\text{MHz+/-10 MHz-3 Signal}) = -25,48\text{ dBm}$ Για το λόγο αυτό, η ισχύς εκπομπής μονοτονικού φέροντος μειώθηκε κατά την αντίστοιχη ποσότητα, όπου τελικά και ορίσθηκε ως $P_{\text{gen}}(1700\text{MHz-1 Signal}) = 7,6\text{ dBm}$ με ισχύ λήψης στην κεραία $P_{\text{ant}}(1700\text{MHz-1 Signal}) = -25.7\text{dBm}$ ώστε να ισοδυναμεί με την αντίστοιχη αθροιστικά λαμβανόμενη από την εκπομπή των 3 φερουσών (εικόνα 6.37)



Εικόνα 6.37: Η στάθμη λήψης σήματος στον Spectrum Analyzer FSH8 από μονοσυχνοτική εκπομπή φέροντος $P_{\text{ant}}(1700\text{MHz-1 Signal}) = -25.7\text{dBm}$ με ισχύ εκπομπής στην γεννήτρια $P_{\text{gen}}(1700\text{MHz-1 Signal}) = 7,6\text{ dBm}$



Εικόνα 6.38: Η στάθμες λήψης σημάτων στον Spectrum Analyzer FSH8 από πολυσυχνοτική εκπομπή φερουσών στις συχνότητες 1690 MHz, 1700 MHz και 1710 MHz, με ισχύ εκπομπής στην γεννήτρια $P_{\text{gen}}(1700\text{MHz-3 Signal+/-10MHz}) = 10\text{dBm}$

Κατόπιν της επαλήθευσης λήψης ίσης ποσότητας ισχύος σήματος τόσο κατά την εκπομπή μονοτονικού όσο και πολυτονικών φερόντων, ο αναλυτής φάσματος αποσυνδέθηκε, και προσαρτήθηκε η διάταξη RF EH Integrator (με χωρητικό φορτίο) όπου και έγινε η εξαγωγή του

γραφήματος όπου παριστάνεται παρακάτω για τα δύο setup. Όπως μπορεί να γίνει αντιληπτό, συντελείται η διαδικασία ολοκλήρωσης κατά συχνότητα με συντελεστές «βάρη» σε κάθε μια από αυτές, όπως έχει περιγραφεί αναλυτικά στην ενότητα 5.5, από τη μαθηματική σχέση (αν δεν ληφθούν υπόψιν οι αρμονικές της γεννήτριας που εμφανίζονται, με εμφανώς ασθενέστερο σήμα κατά εκατοντάδες φορές):

$$P_{dc}(total) = \int_{1690\text{ MHz}}^{1710\text{ MHz}} n(f)_{Antenna} * n(f)_{dc-Rectifier} * P_{RF}(f) df \quad (6.2.1)$$

Όπου: $n(f)_{Antenna}$ ο συντελεστής απόδοσης της κεραίας λήψης σε συνάρτηση της συχνότητας, μέγεθος πειραματικά μετρούμενο, μέσω του υπολογισμού της Ενεργού επιφάνειας της κεραίας (A_{eff}), και της συσχέτισης του με το κέρδος (Gain), με την εφαρμογή του νόμου του Friis (σχ. 6.8.5), βάση και των γνωστών σχέσεων: [4][5]

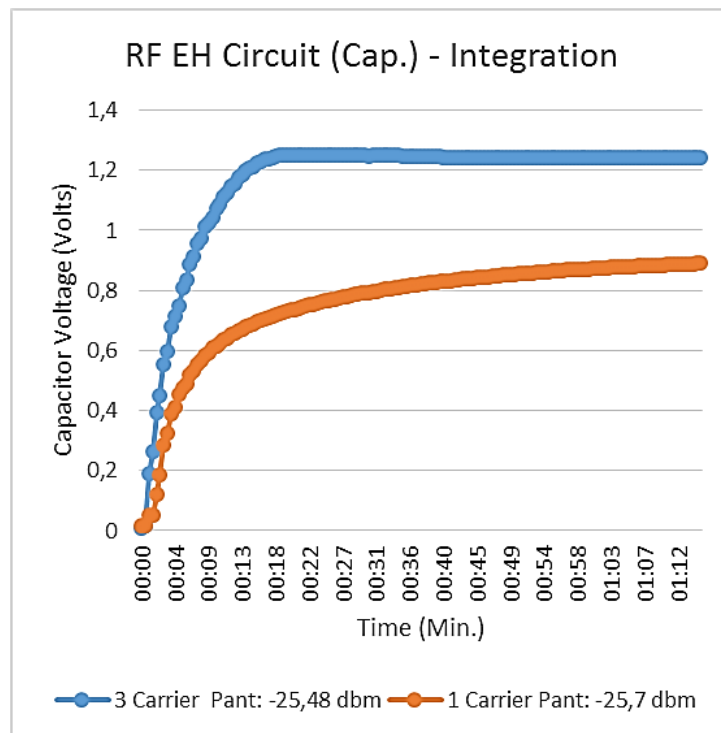
$$A_{eff}(f) = n(f)_{Antenna} * A(f) \quad (6.2.2) \quad A_{eff} = \frac{G_r \lambda_0^2}{4\pi} \quad (6.2.3)$$

$$P_r = P_t \frac{A_{et} A_{er}}{r^2 \lambda^2} \quad (6.2.4) \quad P_r = P_t \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R} \right)^2 \cdot G_t \cdot G_r \quad (6.2.5)$$

Εφόσον είναι γνωστό από την ενότητα 5.5, ότι:

$$P_{dc}(total) = \int_{1690\text{ MHz}}^{1710\text{ MHz}} n(f)_{dc-Rectifier} * \frac{|E(f)|^2}{Z(f)} * A_{eff}(f) df \quad (6.2.6)$$

$n(f)_{dc-Rectifier}$: ο συντελεστής απόδοσης της βαθμίδας ανόρθωσης RF-DC με χωρητικό φορτίο



Εικόνα 6.39: Η γραφική απεικόνιση φόρτισης του πυκνωτή με ακτινοβόληση ενός φέροντος (χρώμα πορτοκαλί) & πολυσυχνωτικών φερουσών (χρώμα μπλε), ως επαλήθευση της διαδικασίας ολοκλήρωσης

Πιο αναλυτικά, για την πολυσυχνοτική εκπομπή, με αδιαμόρφωτα φέροντα πολύ στενού εύρους ζώνης (όπως φαίνεται και στην οθόνη του Spectrum Analyzer ως αποτέλεσμα FFT ανάλυσης), για τον πρακτικό υπολογισμό της μαθηματικής σχέσης που αναφέρθηκε για την εξαγωγή dc τάσης, μπορούμε να ισχυριστούμε:

$$P_{dc}(total - 3 carrier) = \int_{1690 MHz}^{1710 MHz} n(f)_{Antenna} * n(f)_{dc-Rectifier} * P_{RF}(f) df$$

Δεδομένης της παραδοχής πως η ποσότητα df, για τη μορφή του σήματος που εφαρμόστηκε, είναι αμελητέα:

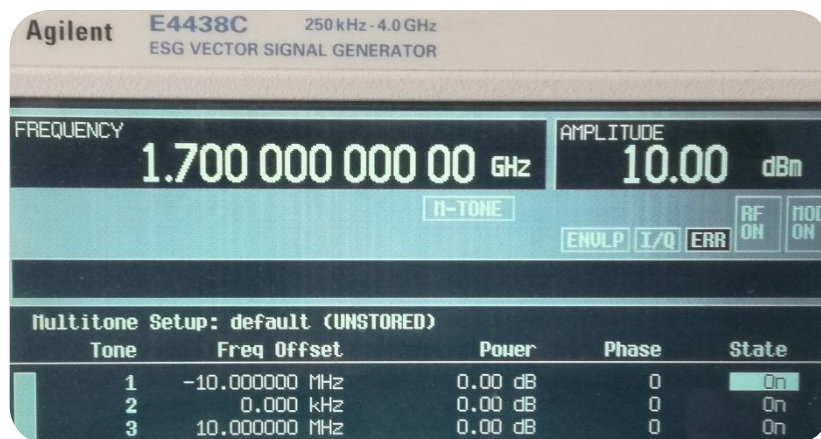
$$P_{dc}(total - 3 carrier) = (n_{(1690 MHz)}_{Antenna} * n_{(1690 MHz)}_{dc-Rectifier} * P_{RF(1690 MHz)} df) + (n_{(1700 MHz)}_{Antenna} * n_{(1700 MHz)}_{dc-Rectifier} * P_{RF(1700 MHz)} df) + (n_{(1710 MHz)}_{Antenna} * n_{(1710 MHz)}_{dc-Rectifier} * P_{RF(1710 MHz)} df) \quad (6.2.7)$$

Γνωρίζοντας την λαμβανόμενη τιμή ισχύος, για κάθε μια από τις παραπάνω συχνότητες εκπομπής (από την απεικόνιση τους στον Αναλυτή Φάσματος και δεδομένου της ύπαρξης προσαρμογής στα 50Ω μεταξύ κεραίας - διάταξης RF-Dc converter για αυτό το εύρος ζώνης), μπορούμε να ισχυριστούμε:

$$P_{dc}(total - 3 carrier) = (n_{(1690 MHz)}_{Antenna} * n_{(1690 MHz)}_{dc-Rectifier} * P_{(-30, 3 dBm)} df) + (n_{(1700 MHz)}_{Antenna} * n_{(1700 MHz)}_{dc-Rectifier} * P_{(-30, 6 dBm)} df) + (n_{(1710 MHz)}_{Antenna} * n_{(1710 MHz)}_{dc-Rectifier} * P_{(-29, 9 dBm)} df) \quad (6.2.8)$$

Αντίστοιχα, για την εξαγωγή dc τάσης από τη λήψη του μονοσυχνοτικού, αδιαμόρφωτου φέροντος στα 1700 MHz:

$$P_{dc}(1700 MHz - 1 carrier) = n_{(1700 MHz)}_{Antenna} * n_{(1700 MHz)}_{dc-Rectifier} * P_{RF(1700 MHz)} df + n_{(1700 MHz)}_{Antenna} * n_{(1700 MHz)}_{dc-Rectifier} * P_{(-25, 7 dBm)} df \quad (6.2.9)$$

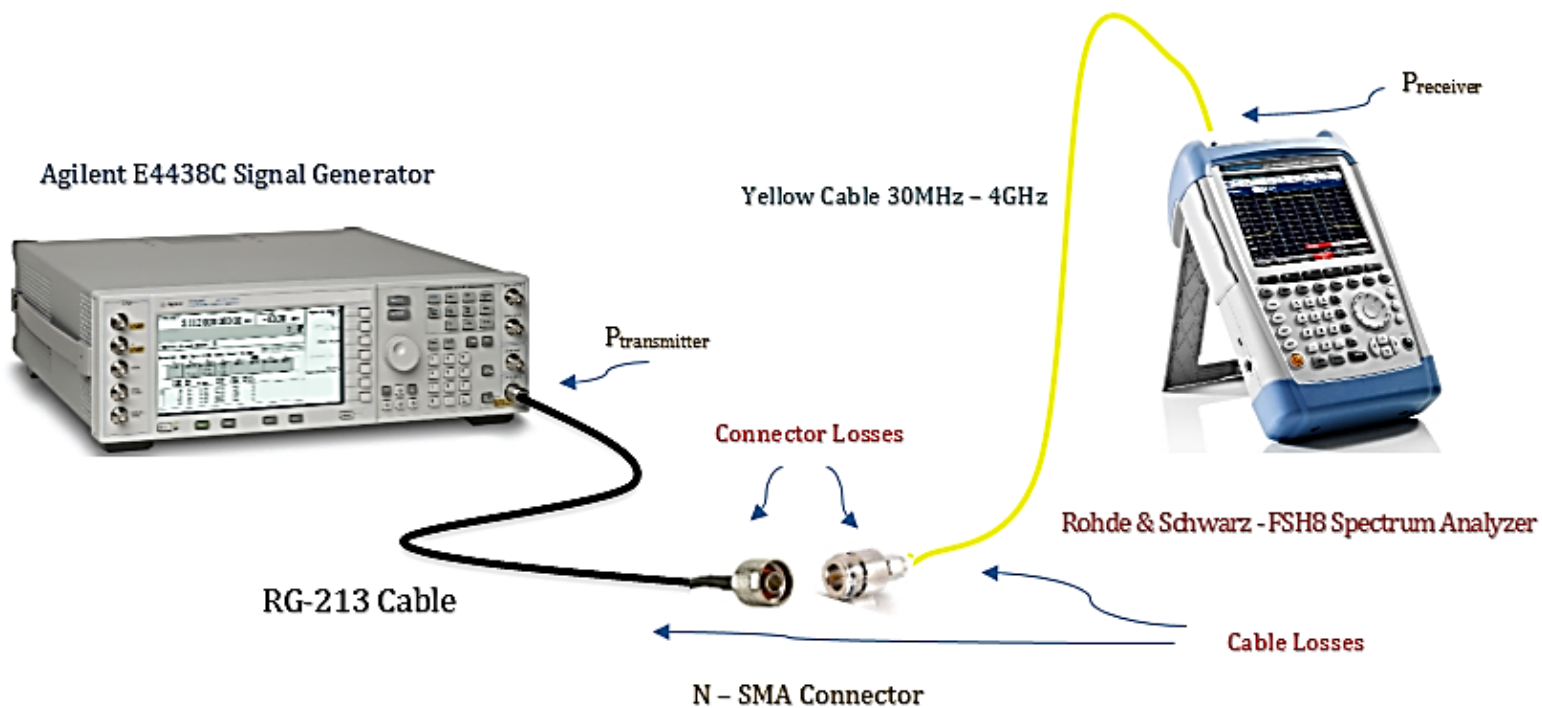


Εικόνα 6.40: Απεικόνιση της οθόνης της γεννήτριας σήματος RF E4438C της Agilent, με ενεργοποιημένες τις παραμέτρους για πολυσυχνοτική εκπομπή για τις ανάγκες της πειραματικής διαδικασίας

6.2.5 Εργαστηριακή Μέτρηση Κατευθυντικού Κέρδους (Gain) – Ενεργού Επιφάνειας (A_{eff}) Δισκωνικών Κεραίων της Διάταξης RF EH

Όπως προαναφέρθηκε στην ενότητα 5.5, για τον προσδιορισμό των επιμέρους συντελεστών απόδοσης της διάταξης συγκομιδής ενέργειας που αναφέρονται στη σχέση 5.5.3, θα πρέπει να ήμαστε σε θέση, έτσι ώστε να μπορούν να μετρηθούν πειραματικά. Ο συντελεστής απόδοσης του κυκλώματος ανόρθωσης RF-DC για την εκάστοτε συχνότητα λειτουργίας του συστήματος, μπορεί να προσδιοριστεί πειραματικά μέσω της διαδικασίας του περιεγράφηκε εκτενώς στην παράγραφο 6.1.4 . Ο συντελεστής απόδοσης του κεραιοσυστήματος (δισκωνικής κεραίας) μπορεί να προσδιορισθεί πειραματικά για την εκάστοτε συχνότητα λειτουργίας, είτε σε περιβάλλον ανηχοϊκού θαλάμου, χώρος μετρήσεων ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας (EMC), τον οποίο διαθέτουν μόνο μεγάλα Ερευνητικά Κέντρα ανά τον κόσμο (στην Ελλάδα το Ε.Κ.Ε.Φ.Ε «Δημόκριτος»), είτε σε περιβάλλον Ανοικτού Υπαίθριου Χώρου Δοκιμών (Open Area Test Sites – O.A.T.S) βάση συγκεκριμένων προτύπων ηλεκτρομαγνητικών μετρήσεων ακτινοβολούμενων πεδίων. Το πρότυπο C63.5 του 2006 κατά ANSI είναι ένα από αυτά που μπορεί να λάβει χώρα σε περιβάλλοντα OATS. Στο εν λόγω πρότυπο, αναφέρονται μεθοδολογίες για τον προσδιορισμό μεγεθών όπως του κατευθυντικού κέρδους (gain) κ.α τόσο βάση μιας κεραίας αναφοράς με γνωστά χαρακτηριστικά (Reference Antenna Method), όσο και μεθοδολογίες μετρήσεων βάση κεραίων με άγνωστα χαρακτηριστικά (Standard Side Method). Μια παραλλαγή αυτών των δυο μεθόδων σε κλειστό περιβάλλον εργαστηρίου ακολουθήθηκε για τον πειραματικό προσδιορισμό του κατευθυντικού κέρδους (Gain) , και κατ' επέκταση η τιμή της ενεργού επιφάνειας (A_{eff}) των δισκωνικών κεραίων της διάταξης, με την εφαρμογή του νόμου του Friis στο μακρινό πεδίο. [35]

Για την απλοποίηση των υπολογισμών, και την εξάλειψη των απωλειών των ομοαξονικών γραμμών μεταφοράς και συνδετήρων SMA , N από τους αριθμητικούς υπολογισμούς, αρχικά τοποθετήθηκε η γεννήτρια σήματος , ώστε να εκπέμπει ένα αδιαμόρφωτο φέρον στις επιθυμητές συχνότητες προς μέτρηση , με τον αναλυτή φάσματος (Spectrum Analyzer) να είναι συνδεδεμένος σε αυτήν, μέσω όλων των απαραίτητων καλωδίων και συνδετήρων όπως περιγράφεται πιο κάτω.



Εικόνα 6.41 : Η απ' ευθείας διασύνδεση της γεννήτριας σήματος Agilent E4438C μέσω κατάλληλων συνδετήρων και ομοαξονικών γραμμών με τον αναλυτή φάσματος FSH8, για τον υπολογισμό απωλειών μετάδοσης και απαλοιφή τους από τους αριθμητικούς υπολογισμούς στη σχέση του Friis

Για τις ακόλουθες τέσσερις συχνότητες λειτουργίας του συστήματος, πραγματοποιήθηκαν οι μετρήσεις του κατευθυντικού κέρδους των δισκωνικών κεραιών, όπου προσεγγιστικά πλησιάζουν τις συχνότητες αποκοπής, μέσης και πάνω συχνότητα λειτουργίας της δισκωνικής κεραίας. Η ισχύς εκπομπής της γεννήτριας $P(\text{gen})$, όπου τέθηκε αρχικά, ήταν τα -20 dBm . Από τις μετρήσεις που έγιναν, λήφθηκαν οι ακόλουθες τιμές στην οθόνη του αναλυτή φάσματος:

$$P(\text{gen}) = -20 \text{ dBm}$$

Frequency	P receiver -Spectrum Analyzer	Cables - Connectors Losses
1000 MHz	-24,2 dBm	4,2 dB
1500 MHz	-25,4 dBm	5,4 dB
2000 MHz	- 25,9 dBm	5,9 dB
2500 MHz	-27,3 dBm	7,3 dB

Οι παραπάνω τιμές στάθμης ισχύος που λήφθηκαν στον αναλυτή φάσματος, για τις εκάστοτε συχνότητες λειτουργίας του συστήματος, θα χρησιμοποιηθούν, ως Power (transmitter) της διάταξης έχοντας ενσωματωθεί, με αυτή την πρακτική μέθοδο, οι απώλειες των καλωδίων και συνδετήρων, όπου ήταν απαραίτητοι ώστε να συνδεθούν οι δισκωνικές κεραιές με τα όργανα μέτρησης, δεδομένου ότι φέρουν συνδετήρες τύπου sma.

Ο νόμος του Friis, περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$P_r = P_t \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot R} \right)^2 \cdot G_t \cdot G_r \quad (6.2.10)$$

Όπου,

Pr: η Ισχύς λαμβανόμενου σήματος

Pt: η Ισχύς Εκπεμπόμενου σήματος

Gt: το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας εκπομπής

Gr: το κατευθυντικό κέρδος της κεραίας λήψης

λ: το μήκος κύματος για τη συχνότητα λειτουργίας της διάταξης προς μέτρηση

R: η απόσταση μεταξύ κεραίας εκπομπής- κεραίας λήψης

Οι τιμές των παραπάνω μεγεθών, στην μορφή που παρουσιάστηκε η σχέση, είναι στο διεθνές σύστημα μονάδων (S.I). Στις τηλεπικοινωνίες συνηθίζεται να χρησιμοποιούμε τη σχέση του Friis σε dB. Με κατάλληλη λογαριθμική της παραπάνω σχέσης, εύκολα μπορούμε να βρούμε την αντίστοιχη με όλα τα μεγέθη, εκφραζόμενα σε dB:

$$P_{r(db)} = P_{t(db)} + G_{t(db)} + G_{r(db)} - 20 \cdot \log \frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda} \quad (6.2.11)$$

Αξίζει να σημειώσουμε ότι ο τελευταίος όρος στην παραπάνω σχέση, εκφράζει τις απώλειες κατά τη διάδοση και συνηθίζουμε να τον αποκαλούμε ως «απώλειες διάδοσης», όπου συχνά συναντάται και στη μορφή «Free Space Losses – Απώλειες Διάδοσης Ελεύθερου Χώρου»:

$$\text{FSL} = 32,44 + 20 \log F \text{ (MHz)} + 20 \log R \text{ (Km)} \quad (6.2.12)$$

Όπου, F: η συχνότητα λειτουργίας του συστήματος σε MHz, R: η προς μελέτη απόσταση σε Km.

Η σχέση του Friis (6.2.10) ισχύει υπό τις παρακάτω προϋποθέσεις:

1. Η κεραία λήψης λαμβάνει στην ίδια πόλωση με την οποία εκπέμπει και η κεραία εκπομπής.
2. Οι δύο κεραίες είναι προσανατολισμένες στη διεύθυνση του R.
3. Η ισχύς Pt είναι η πραγματική ισχύς που εκπέμπεται από την κεραία εκπομπής και είναι ίση με την ισχύ που αποστέλλεται από τον πομπό στην είσοδο της κεραίας εκπομπής όταν υπάρχει πλήρης προσαρμογή.
4. Η ισχύς Pr είναι η μέγιστη ισχύς που μπορεί να λάβει η κεραία λήψης και να την αποδώσει σε ένα πλήρως προσαρμοσμένο φορτίο.

Σε περιπτώσεις που δεν υπάρχει πλήρη ευθυγράμμιση των κεραιών, που δεν υπάρχει συμφωνία πόλωσης ή που δεν υπάρχει πλήρης προσαρμογή, η σχέση πρέπει να διορθωθεί με κατάλληλους συντελεστές απωλειών (από προσαρμογή, πόλωση ή εσφαλμένη σκόπευση).

**α) Μέτρηση Κατευθυντικού Κέρδους (Gain) σε πανομοιότυπες κεραίες για $G_t = G_r$
Εφαρμογή (κατά προσέγγιση) της Standard Side Method σε Εργαστηριακό Περιβάλλον**

Για την περαιτέρω απλοποίηση της πειραματικής διαδικασίας, δεδομένου ότι κατασκευάστηκαν δυο πανομοιότυπες δισκωνικές κεραίες 90°, σε αυτή την πειραματική διάταξη χρησιμοποιήθηκαν η μια για εκπομπή του σήματος και η άλλη για λήψη. Για την εν λόγω πειραματική διάταξη, εφόσον οι κεραίες είναι πανομοιότυπες, στη σχέση του Friis, θα ισχύει:

$$G_t = G_r \quad (6.2.13)$$

η οποία και παίρνει μορφή:

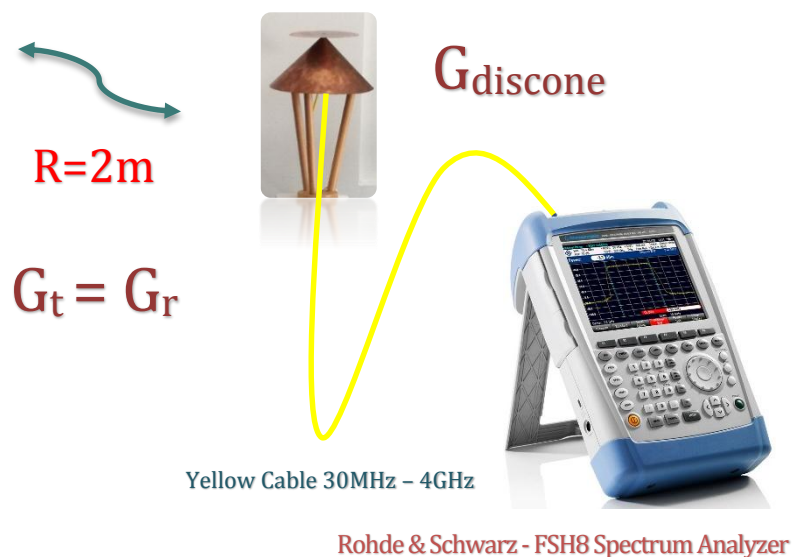
$$P_{r(dBm)} = P_{t(dBm)} + 2G_{r(dBm)} - 20 \cdot \log \frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda} \quad (6.2.14)$$

Η πειραματική διάταξη που αναπτύχθηκε, παριστάνεται παρακάτω, με τις δισκωνικές κεραίες να είναι τοποθετημένες στο ίδιο ύψος σε απόσταση $R=2m$ μεταξύ τους, τοποθετημένες σε κατάλληλες βάσεις. Να υπενθυμίσουμε πως η πόλωση της δισκωνικής κεραίας είναι κατακόρυφη (vertical)

UWB – Omni Disccone Antenna 90°



UWB – Omni Disccone Antenna 90°



Εικόνα 6.42 : Η πειραματική διάταξη για τη μέτρηση του κατευθυντικού κέρδους (Gain) της δισκωνικής κεραίας με τη χρήση δύο πανομοιότυπων κεραίων τόσο για εκπομπή όσο και για λήψη, όπου $G_t = G_r$. Κατά προσέγγιση Standard Side Method σύμφωνα με το πρότυπο C63.5 κατά ANSI



Εικόνα 6.43: Οι δισκωνικές κεραίες, τοποθετημένες σε απόσταση 2 μέτρων μεταξύ τους (μακρινό πεδίο), πάνω σε ειδικά διαμορφωμένους ιστούς

Για τις τιμές ισχύος εκπομπής όπου προαναφέρθηκαν οι τιμές λαμβανόμενου σήματος στο παραπάνω setup, αποτυπώνονται, ακολούθως:

Receiver - Transmitter Antenna : UWB Omni Discone 90°

Frequency	Pt	Pr
1000 MHz	-24,2 dBm	-59dBm
1500 MHz	-25,4 dBm	-63,1dBm
2000 MHz	- 25,9 dBm	-65,2dBm
2500 MHz	-27,3 dBm	-67,9dBm

Εφαρμόζοντας τη σχέση του Friis, στην μορφή που παρουσιάστηκε πιο πάνω, για τα παραπάνω πειραματικά δεδομένα, έχουμε:

Για την συχνότητα των 1000 MHz:

$$P_{r(dBm)} = P_{t(dBm)} + 2G_{r(dBm)} - 20 \cdot \log \frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda} \quad (6.2.15)$$

λύνοντας ως προς Gr:

$$G_{r(dBi)} = \frac{\left(P_{r(dBm)} - P_{t(dBm)} + 20 \log \frac{4 \pi R}{\lambda} \right)}{2} \quad (6.2.16)$$

Αντικαθιστώντας τις αντίστοιχες τιμές των μεγεθών P_r , P_t , για $R=2m$ και $\lambda=0,3m$ ($f=1000$ MHz)

$$G_t = G_{r(1GHz)}(dBi) = \frac{\left(-59 - (-24,2) + 20 \log \frac{8\pi}{0,3}\right)}{2} = 1,831 dBi$$

FSL = 38,46 dB

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία, για τις συχνότητες 1,5 GHz, 2GHz και 2,5GHz έχουμε:

$$G_t = G_{r(1,5GHz)}(dBi) = \frac{\left(-63,1 - (-25,4) + 20 \log \frac{8\pi}{0,2}\right)}{2} = 2,142 dBi$$

FSL = 41,98 dB

$$G_t = G_{r(2GHz)}(dBi) = \frac{\left(-65,2 - (-25,9) + 20 \log \frac{8\pi}{0,15}\right)}{2} = 2,591 dBi$$

FSL = 44,48 dB

$$G_t = G_{r(2,5GHz)}(dBi) = \frac{\left(-67,9 - (-27,3) + 20 \log \frac{8\pi}{0,12}\right)}{2} = 2,91 dBi$$

FSL = 46,42 dB

Στην εν λόγω πειραματική διαδικασία, όπου χρησιμοποιήθηκαν τόσο για την εκπομπή σήματος, όσο και για τη λήψη, οι πανομοιότυπες δισκωνικές κεραίες, ενδέχεται να υπάρχει αβεβαιότητα μετρήσεων στο σήμα λήψης P_r , τόσο λόγω ανακλάσεων από τον περιβάλλοντα κλειστό χώρο, όσο και λόγω του τύπου της κεραίας για παν-κατευθυντική λήψη. Βάση των παραπάνω τιμών του κατευθυντικού κέρδους, υπολογίζουμε και τις τιμές (πειραματικές) της ενεργού επιφάνειας ως ακολούθως:

$$A_{eff} = \frac{G_r \lambda_0^2}{4\pi} \text{ m}^2 \quad (6.2.17)$$

$$G_{discone_1GHz} = 1,831 dBi = 1,52 \text{ numeric} \quad A_{eff}(discone_1GHz) = \frac{G_{r(1GHz)} \lambda^2}{4\pi} = \frac{1,52 * 0,3^2}{4\pi} = 0,01 \text{ m}^2$$

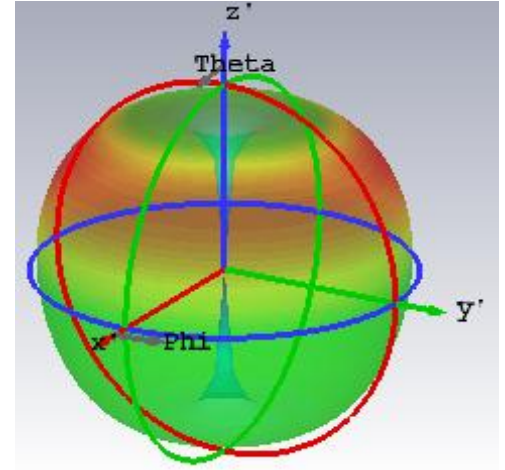
$$G_{discone_1,5GHz} = 2,142 dBi = 1,63 \text{ numeric} \quad A_{eff}(discone_1,5GHz) = \frac{G_{r(1,5GHz)} \lambda^2}{4\pi} = \frac{1,63 * 0,2^2}{4\pi} = 0,0051 \text{ m}^2$$

$$G_{discone_2GHz} = 2,591 dBi = 1,92 \text{ numeric} \quad A_{eff}(discone_2GHz) = \frac{G_{r(2GHz)} \lambda^2}{4\pi} = \frac{1,92 * 0,15^2}{4\pi} = 0,0034 \text{ m}^2$$

$$G_{discone_2,5GHz} = 2,91 dBi = 1,81 \text{ numeric} \quad A_{eff}(discone_2,5GHz) = \frac{G_{r(2,5GHz)} \lambda^2}{4\pi} = \frac{1,81 * 0,12^2}{4\pi} = 0,002 \text{ m}^2$$

Γνωρίζοντας πως οι παραπάνω πειραματικές τιμές της ενεργού επιφάνειας A_{eff} , εμπεριέχουν τον συντελεστή απόδοσης της κεραίας όπως περιγράφεται από τη σχέση 6.2.2, μπορεί (κατά προσέγγιση) να υπολογιστεί αριθμητικά βάση των θεωρητικών τιμών της ενεργού επιφάνειας $A(f)$ από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τις εκάστοτε συχνότητες (1GHz, 1,5GHz, 2,5GHz), μέσω του λογισμικού προσομοίωσης CST Microwave Studio Suite 2016

Type	Farfield
Approximation	enabled (kR >> 1)
Monitor	farfield (f=frequency_minimum) [1]
Component	Abs
Output	Gain
Frequency	1.005
Rad. effic.	-0.004267 dB
Tot. effic.	-0.3004 dB
Gain	1.481 dB

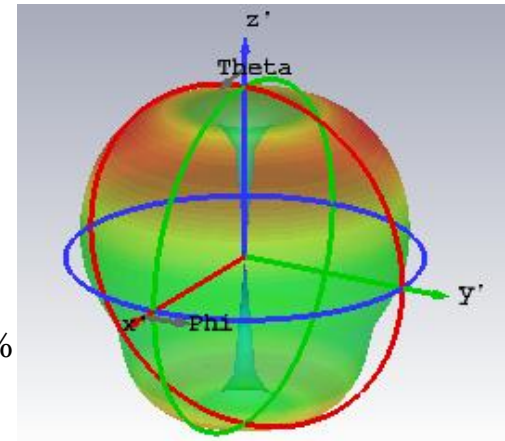


$$A_{eff}(1GHz) = n(1GHz)_{Antenna} A(1GHz) n(1_GHz)_{Discone_Antenna} = 91,9\%$$

$$G_{sim_discone_1Ghz} = 1,481 \text{ dBi} = \mathbf{1,406 \text{ numeric}}$$

$$A_{(sim_discone_1GHz)} = \frac{G_{r(1GHz)} \lambda^2}{4\pi} = \frac{1,406 * 0,3^2}{4\pi} = 0,01007 \text{ m}^2$$

Type	Farfield
Approximation	enabled (kR >> 1)
Monitor	farfield (f=frequency_centre) [1]
Component	Abs
Output	Gain
Frequency	1.5
Rad. effic.	-0.004393 dB
Tot. effic.	-0.09962 dB
Gain	2.613 dB

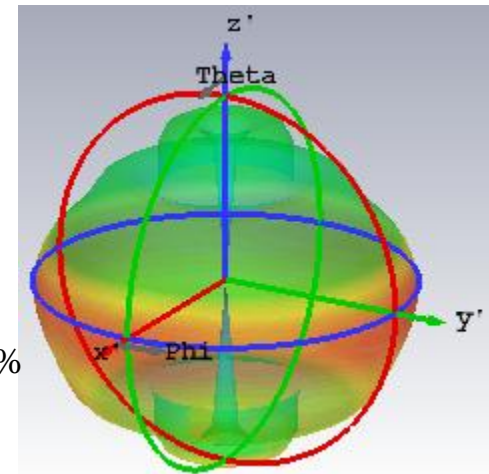


$$A_{eff}(1,5GHz) = n(1,5GHz)_{Antenna} A(1,5GHz) n(1,5_GHz)_{Discone_Antenna} = 87,9\%$$

$$G_{sim_discone_1,5GHz} = 2,613 \text{ dBi} = \mathbf{1,825 \text{ numeric}}$$

$$A_{(sim_discone_1,5GHz)} = \frac{G_{r(1,5GHz)} \lambda^2}{4\pi} = \frac{1,825 * 0,2^2}{4\pi} = 0,0058 \text{ m}^2$$

Type	Farfield
Approximation	enabled (kR >> 1)
Monitor	farfield (f=frequency_maximum) [1]
Component	Abs
Output	Gain
Frequency	2.505
Rad. effic.	0.02153 dB
Tot. effic.	-0.4182 dB
Gain	2.779 dB



$$A_{eff}(2.5GHz) = n(2.5GHz)_{Antenna} A(2.5GHz) n(2,5_GHz)_{Discone_Antenna} = 95,4\%$$

$$G_{sim_discone_2,5GHz} = 2,779 \text{ dBi} = \mathbf{1,896 \text{ numeric}}$$

$$A_{(sim_discone_2,5GHz)} = \frac{G_{r(2,5GHz)} \lambda^2}{4\pi} = \frac{1,896 * 0,12^2}{4\pi} = 0.00217 \text{ m}^2$$

β) Μέτρηση Κατευθυντικού Κέρδους (Gain) βάση κεραίας αναφοράς (Horn Antenna 3115) - Εφαρμογή (κατά προσέγγιση) της Reference Antenna Method σε Εργαστηριακό Περιβάλλον για δισκωνική κεραία 90°

ETS LINDGREN Microwave Horn Antenna - Model

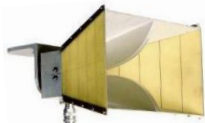
$G_{Horn Ant}$

Vertical
Polarization

Agilent E4438C Signal Generator



RG-213 Cable



$R = 2m$

UWB - Omni Disccone Antenna 90°

$G_{discone}$



Yellow Cable 30MHz - 4GHz



Rohde & Schwarz - FSH8 Spectrum Analyzer

$$G_r(dBi) = P_r(dBm) - P_t(dBm) - G_t(dBi) + 20 \log \frac{4\pi R}{\lambda} \quad (6.2.18)$$

$$G_{discone}(1GHz)(dBi) = -55,01(dBm) + 24,2(dBm) - 5,7(dBi) + 20 \log \frac{8\pi}{0,3} = 1,95 \text{ dBi}$$

$$G_{discone}(1,5GHz)(dBi) = -57,02(dBm) + 25,4(dBm) - 8(dBi) + 20 \log \frac{8\pi}{0,2} = 2,36 \text{ dBi}$$

$$G_{discone}(2GHz)(dBi) = -59,03(dBm) + 25,9(dBm) - 8,5(dBi) + 20 \log \frac{8\pi}{0,15} = 2,85 \text{ dBi}$$

$$G_{discone}(2,5GHz)(dBi) = -60,8(dBm) + 27,3(dBm) - 9,6(dBi) + 20 \log \frac{8\pi}{0,12} = 3,32 \text{ dBi}$$

$$A_{eff} = \frac{G_r \lambda_0^2}{4\pi} \text{ m}^2 \quad (6.2.17)$$

$$G_{discone_1GHz} = 1,95 \text{ dBi} = 1,56 \text{ numeric} \quad A_{eff}(discone_1GHz) = \frac{G_r(1GHz)\lambda^2}{4\pi} = \frac{1,56 * 0,3^2}{4\pi} = 0,0111 \text{ m}^2$$

$$G_{discone_1,5GHz} = 2,36 \text{ dBi} = 1,72 \text{ numeric} \quad A_{eff}(discone_1,5GHz) = \frac{G_r(1,5GHz)\lambda^2}{4\pi} = \frac{1,72 * 0,2^2}{4\pi} = 0,0054 \text{ m}^2$$

$$G_{discone_2GHz} = 3,32 \text{ dBi} = 1,92 \text{ numeric} \quad A_{eff}(discone_2GHz) = \frac{G_r(2GHz)\lambda^2}{4\pi} = \frac{1,92 * 0,15^2}{4\pi} = 0,0034 \text{ m}^2$$

$$G_{discone_2,5GHz} = 1,95 \text{ dBi} = 2,14 \text{ numeric} \quad A_{eff}(discone_2,5GHz) = \frac{G_r(2,5GHz)\lambda^2}{4\pi} = \frac{2,14 * 0,12^2}{4\pi} = 0,0024 \text{ m}^2$$

Στην εν λόγω πειραματική διαδικασία, όπως προαναφέρθηκε, έγινε η κατά προσέγγιση πειραματική μέτρηση του κατευθυντικού κέρδους και της ενεργού επιφάνειας βάση μιας κεραίας αναφοράς με γνωστά χαρακτηριστικά (Reference Antenna Method) όπως περιγράφεται στο πρότυπο C.635 κατά ANSI. Οι αρχικές τιμές για την συχνότητα λειτουργίας της πειραματικής διάταξης, (1GHz, 1,5GHz 2 GHz 2,5GHz) τέθηκαν διότι στις συγκεκριμένες συχνότητες έχουμε στοιχεία για το Gain της κεραίας χοάνης EST Horn Antenna 3115 βάση του φυλλάδιο πληροφοριών του κατασκευαστή. Με αυτά τα δεδομένα, αναπτύχθηκαν και οι υπόλοιπες πειραματικές μετρήσεις για αντιπαραβολή των εξαγόμενων αποτελεσμάτων. Οι αντίστοιχες τιμές των μεγεθών για την εν λόγω πειραματική διαδικασία (κατά προσέγγιση Reference Antenna Method) παρουσιάστηκαν παραπάνω, ενώ με την ίδια διαδικασία θα υπολογισθεί αριθμητικά ξανά ο συντελεστής απόδοσης της προς μέτρησης «άγνωστων» χαρακτηριστικών κεραίας (discone) [26]

$$A_{eff}(f) = n(f)_{Antenna} A(f) \quad (6.2.2)$$

Για συχνότητα λειτουργίας 1 Ghz, η θεωρητική τιμή βάση προσομοίωσης της ενεργού επιφάνειας, καθώς και η μετρούμενη πειραματική, είναι:

$$A_{(Simulation _ discone _ 1GHz)} = 0,01007 \text{ m}^2 \quad A_{eff}(discone _ 1GHz) = 0,0111 \text{ m}^2$$

Συνεπάγεται, πως ο συντελεστής απόδοσης της δισκωνικής κεραίας για συχνότητα λειτουργίας 1 GHz, βάση της κατά προσέγγιση μεθόδου που εφαρμόστηκε, είναι:

$$n(1 _ GHz)_{Discone _ Antenna} = 90,72\%$$

Για συχνότητα λειτουργίας 1 Ghz, η θεωρητική τιμή βάση προσομοίωσης της ενεργού επιφάνειας, καθώς και η μετρούμενη πειραματική, είναι:

$$A_{(Simulation _ discone _ 1,5GHz)} = 0,0058 \text{ m}^2 \quad A_{eff}(discone _ 1,5GHz) = 0,0054 \text{ m}^2$$

Συνεπάγεται, πως ο συντελεστής απόδοσης της δισκωνικής κεραίας για συχνότητα λειτουργίας 1,5 GHz, βάση της κατά προσέγγιση μεθόδου που εφαρμόστηκε, είναι:

$$n(1,5 _ GHz)_{Discone _ Antenna} = 93,1\%$$

Για συχνότητα λειτουργίας 2,5 Ghz, η θεωρητική τιμή βάση προσομοίωσης της ενεργού επιφάνειας, καθώς και η μετρούμενη πειραματική, είναι:

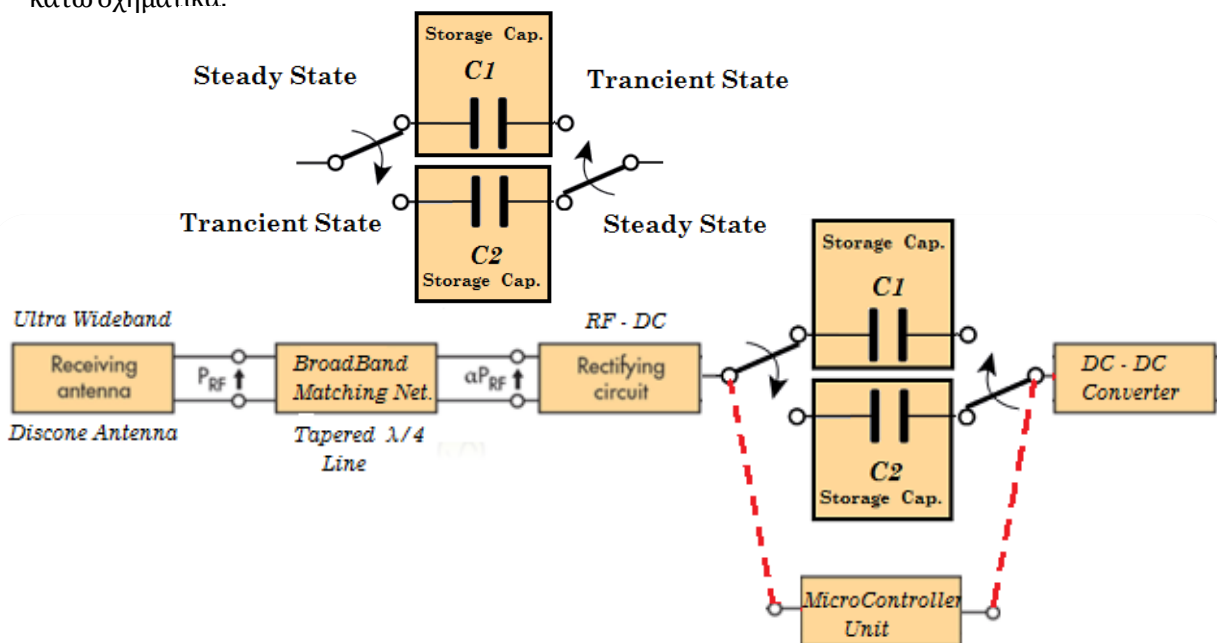
$$A_{(Simulation _ discone _ 2,5GHz)} = 0.00217 \text{ m}^2 \quad A_{eff}(discone _ 2,5GHz) = 0,0024 \text{ m}^2$$

Συνεπάγεται, πως ο συντελεστής απόδοσης της δισκωνικής κεραίας για συχνότητα λειτουργίας 2,5 GHz, βάση της κατά προσέγγιση μεθόδου που εφαρμόστηκε, είναι:

$$n(2,5 _ GHz)_{Discone _ Antenna} = 90,41\%$$

6.3 Πρόταση Υλοποίησης Αποδοτικών Διατάξεων RF - ΕΗ

Στα πλαίσια ανάπτυξης του θέματος όπου διαπραγματεύεται η παρούσα μεταπτυχιακή διατριβή, έγινε η προσέγγιση υλοποίησης ευρυζωνικής διάταξης για συγκομιδή ενέργειας από σήματα RF. Ως στοιχείο «αποθήκευσης» ενός τέτοιου συστήματος Harvester, είναι ένας πυκνωτής όπου επέχει το ρόλο «δεξαμενής» ηλεκτρικού φορτίου ολοκληρώνοντας ως προς το χρόνο. Όπως παρουσιάστηκε εκτενώς στην παράγραφο 6.1.3, τόσο κατά την φόρτιση, όσο και κατά την εκφόρτιση ενός πυκνωτικού στοιχείου, λαμβάνουν χώρα μεταβατικά φαινόμενα με διακριτές τις μεταβατικές καταστάσεις transient & steady state. Η απόδοση (μέση) ενός τέτοιου συστήματος Energy Harvester (RF) με χωρητικό φορτίο (πυκνωτής), διατηρείται σε υψηλά επίπεδα, όσο το στοιχείο αποθήκευσης (πυκνωτής) δεν βρίσκεται σε αδράνεια. Σε αντίθετη περίπτωση, ο πυκνωτής έχει μεταβεί στην σταθερή κατάσταση (Steady State) όπου υπάρχει πλήρης φόρτιση, με αποτέλεσμα το σύστημα να είναι αδρανές, μη αποταμιεύοντας την εξαγόμενη DC τάση ως μορφή ηλεκτρικού φορτίου σε κάποιο επιπρόσθετο στοιχείο αποθήκευσης. Εκτενής περιγραφή της μέτρησης της απόδοσης μιας τέτοιας διάταξης όπου το χωρητικό φορτίο ως μέσω αποθήκευσης, βρίσκεται σε κατάσταση Transient, έγινε στην παράγραφο 6.1. 4Η παρούσα πρόταση ενός «έξυπνου» τρόπου αποθήκευσης για harvester (RF) συστήματα βασίζεται στην εναλλαγή του «ενεργού» στοιχείου αποταμίευσης (Storage Capacitor) μεταξύ δύο (ή και περισσότερων), έτσι ώστε να μην υπάρχει «χρόνος αδράνειας» συστήματος, λειτουργώντας το κάθε πυκνωτικό στοιχείο πάντα σε κατάσταση «Transient», αυξάνοντας το συντελεστή (average) απόδοσης της διάταξης. Μια τέτοια διαδικασία, μπορεί να λάβει χώρα με τη βοήθεια ενός μικροελεγκτή, όπου «μετρά» την τιμή της τάσης του κάθε στοιχείου (αποθήκευσης - πυκνωτή), ενεργοποιώντας την επόμενη βαθμίδα (dc-dc converter) σχετικά με το πιο βρίσκεται σε κατάσταση Transient, ώστε να τροφοδοτηθεί από εκείνο. Η διαδικασία περιγράφεται πιο κάτω σχηματικά:



Εικόνα 6.45: Μπλοκ διάγραμμα βαθμίδων ενός «αποδοτικού» harvester συστήματος (RF) με μεταλλαγή του “ενεργού” στοιχείου αποθήκευσης, ώστε να λειτουργεί απρόσκοπτα σε Transient State

6.4 Συμπεράσματα – Περαιτέρω Μελέτη

Μέσα από τις πειραματικές διαδικασίες που έλαβαν χώρα για την ολοκλήρωση της παρούσας μεταπτυχιακής διατριβής, επετεύχθει ο αρχικός σκοπός που είχε τεθεί, για την σχεδίαση, προσομοίωση και υλοποίηση μιας πειραματικής ηλεκτρονικής διάταξης για συγκομιδή ενέργειας από ραδιοσυχνότητες, αξιοποιώντας την περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας της κάτω ζεύξης (downlink) των Σταθμών Βάσης Κινητής Τηλεφωνίας συστημάτων GSM, UMTS, LTE.

Η σπουδαιότητα έρευνας στην εν λόγω διατριβή, έγκειται στο γεγονός της προσπάθειας υλοποίησης μιας αποδοτικής ευρυζωνικής διάταξης συγκομιδής ενέργειας του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος με ολοκλήρωση. Για το σκοπό αυτό αναπτύχθηκε το ανάλογο ευρυζωνικό παν-κατευθυντικό κεραιοσύστημα (δισκωνική κεραία) ως πρώτη βαθμίδα μιας τέτοιας διάταξης, ενώ η ολοκλήρωση κατά συχνότητα πραγματοποιείται με τους επιμέρους «συντελεστές» για την εκάστοτε προς «συγκομιδή» περιοχή λειτουργίας.

Πειραματικές μετρήσεις, έδειξαν πως η μεγαλύτερη απόδοση του συστήματος λαμβάνει χώρα με τη χρήση της ευρυζωνικής δισκωνικής κεραίας των 120°, λόγω της ομαλότερης μεταβολής του πραγματικού μέρους της χαρακτηριστικής αντίστασης της εν λόγω κεραίας στο συχνοτικό εύρος λειτουργίας γύρω από τα 50Ω, με αποτέλεσμα την καλύτερη προσαρμογή της με το κύκλωμα ανόρθωσης RF-DC.

Βάση εργαστηριακών δοκιμών, η μεγιστοποίηση απόδοσης της βαθμίδας μετατροπής RF-DC συντελείται στην μεταβατική κατάσταση «Transient». Διατηρώντας τη λειτουργία του στοιχείου αποθήκευσης πάντα στην κατάσταση «Transient» αυξάνεται ο μέσος συντελεστής απόδοσης (average) συνολικά της διάταξης, λόγω του ρυθμού μεταβολής της ενέργειας, ο οποίος δεν είναι μηδενικός σε αντίθεση με την κατάσταση πλήρους φόρτισης (Steady State)

Ως πρόταση βελτιστοποίησης απόδοσης διατάξεων RF-EH, προτείνεται μέσα από την εν λόγω διατριβή, η εναλλαγή του «ενεργού» στοιχείου αποταμίευσης (Storage Capacitor), έτσι ώστε να μην υπάρχει «χρόνος αδράνειας» συστήματος, λειτουργώντας το κάθε πυκνωτικό στοιχείο πάντα σε κατάσταση «Transient», αυξάνοντας με αυτό τον τρόπο, το μέσο συντελεστή απόδοσης της διάταξης με τη βοήθεια ενός μικροελεγκτή, επιτηρώντας την τιμή της τάσης του κάθε στοιχείου ώστε να ενεργοποιείται η επόμενη βαθμίδα (dc-dc converter) σχετικά με το πιο βρίσκεται σε κατάσταση Transient, για την τροφοδοσία της από εκείνο.

Βιβλιογραφία

- [01] Τραιανός Β. Γιούλτσης, Εμμανουήλ Ε. Κριεζής, Μικροκύματα ΤΟΜΟΣ Ι – Εκδοτικός Οίκος “Αδελφών Κυριακίδη
- [02] Τραιανός Β. Γιούλτσης, Εμμανουήλ Ε. Κριεζής, Μικροκύματα ΤΟΜΟΣ ΙΙ – Εκδοτικός Οίκος “Αδελφών Κυριακίδη”
- [03] Γιάννης Ε. Παπανάνος, Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα για Τηλεπικοινωνιακές Εφαρμογές - Εκδόσεις Παπασωτηρίου Ε.Π.Ι.Σ.Ε.Υ/ΕΜΠ
- [04] John Kraus, ΚΕΡΑΙΕΣ 2η Έκδοση, Εκδοτικός Οίκος Α.Τζιόλα – Θεσσαλονίκη
- [05] C.BALANIS, ΚΕΡΑΙΕΣ – Ανάλυση και Σχεδίαση, Εκδόσεις «ΙΩΝ»
- [06] Βουγιούκας Δημοσθένης, "Πεδία και Κεραίες" [Κεφ.6] - Σύγγραμμα "Δορυφορικές Επικοινωνίες" - Ελληνικά Ακαδημαϊκά Ηλεκτρονικά Συγγράμματα "Κάλλιπος" 2015
- [07] «The Discone Antenna» - Wikipedia
- [08] Warren L.Stutzman, Gary A. Thiele, Antenna Theory and Design
- [09] Power Efficiency and Optimum Load Formulas on RF rectifiers featuring flow-angle equations - Takashi Ohira, IEICE Electronics Express, Vol.10, No 11, 1-9
- [10] Harvesting Wireless Power - Christopher R. Valenta & Gregory D. Durgin, IEEE Microwave Magazine, June 2014
- [11] DESIGN CONSIDERATIONS FOR RADIO FREQUENCY ENERGY HARVESTING DEVICE - D. Pavone, A. Buonanno, M. D'Urso and F. D. Corte, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 45, 19{35, 2012
- [12] Sedra/Smith, Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα – Τόμος Α', «Εκδόσεις Παπασωτηρίου»

- [13] Γεώργιος Α. Αδαμίδης , Κατασκευή Δισκωνικής Κεραίας – Εξαμηνιαία Εργασία για το μάθημα «Κεραίες» στα πλαίσια του Π.Μ.Σ «Ηλεκτρονικής Φυσικής - Ραδιοηλεκτρολογίας» ΑΠΘ – 2001
- [14] Design Issues in Radio Frequency Energy Harvesting System - Chomora Mikeka and Hiroyuki Arai - www.intechopen.com
- [15] Design Optimization and Implementation for RF Energy Harvesting Circuits - Prusayon Nintanavongsa, Ufuk Muncuk -IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems • March 2012
- [16] AN ULTRA WIDE-BAND SYSTEM FOR RF ENERGY HARVESTING - Aniello Buonanno and Michele D'Urso, Domenico Pavone - Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)
- [17] An Investigation of Wideband Rectennas for Wireless Energy Harvesting - Jing-Wei Zhang, Yi Huang, Ping Cao , Wireless Engineering and Technology, 2014, 5, 107-116
- [18] Κανελλόπουλος Χ. - Παληός Γ - Χατζαράκης Γ. "Κυκλώματα Συνεχούς & Εναλλασσόμενου Ρεύματος" - Εκδόσεις "Διόφαντος"
- Πακέτα Λογισμικού Προσομοιώσεων
- [19] Agilent - ADVANCED DESIGN SYSTEM, Version 2011.05
- [20] CST Studio Suite 2016 SP1
- [21] Antenna Magus - The Leading Antenna Design Tool 2017
- Εργαστηριακός Εξοπλισμός Μετρήσεων
- [22] Agilent Technologies 8714ET RF Network Analyzer 300Khz – 3Ghz - User Manual
- [23] Rohde & Schwarz - FSH8 Spectrum Analyzer 9Khz -8Ghz - User Manual
- [24] Axiomet AX-176 , True RMS Multimeter / Datalogger - User Manual

- [25] Agilent E4438C, 250KHz - 4 GHz ESG Vector Signal Generator - User Manual
- [26] ETS LINDGREN Microwave Horn Antenna - Model 3115 - User Manual
- Ηλεκτρονικά Υλικά Διάταξης
- [27] Avago Technologies - HSMS-2862 Series Surface Mount Microwave Schottky Detector Diode – Datasheet
- [28] Bungard fotobeschichtetes Basismaterial FR4 – Datasheet
- [29] AVX TAJ Series Standard Tantalum Capacitor – Datasheet
- [30] RF Energy Harvesting - Parvizso Aminov & Jai P.Agrawal, Purdue University Calumet - IEEE 2014 Electronic Components & Technology Conference
- [31] Ultra-low Power 2.4GHz RF Energy Harvesting and Storage System with -25dBm Sensitivity , Kenneth Gudan, Shuai Shao, Jonathan J. Hull , Joshua Ensworth, Matthew S. Reynolds , IEEE RFID, San Diego, CA, April 15-17, 2015
- [32] Seiko Products, <http://www.sii.co.jp/en/>.
- [33] N. Panitantum, "Ultra-Low-Energy Transmitters for Battery-Free Wireless Sensor Networks," Oregon, USA, 13 June 2011.
- [34] D. C. Yates, A. S. Holmes and A. J. Burdett, "Optimal transmission frequency for ultralow-power short-range radio links," IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. 51, pp. 1405-1413, 2004.
- [35] American National Standard for Electromagnetic Compatibility–Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control–Calibration of Antennas (9 kHz to 40 GHz) - C63.5 April 21, 2006

Παράρτημα Α

Φυλλάδια Κατασκευαστών

(Datasheet)

HSMS-286x Series

Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes



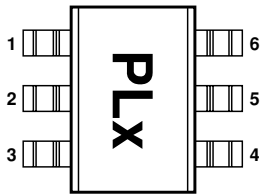
Data Sheet

Description

Avago's HSMS-286x family of DC biased detector diodes have been designed and optimized for use from 915 MHz to 5.8 GHz. They are ideal for RF/ID and RF Tag applications as well as large signal detection, modulation, RF to DC conversion or voltage doubling.

Available in various package configurations, this family of detector diodes provides low cost solutions to a wide variety of design problems. Avago's manufacturing techniques assure that when two or more diodes are mounted into a single surface mount package, they are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest possible degree of match.

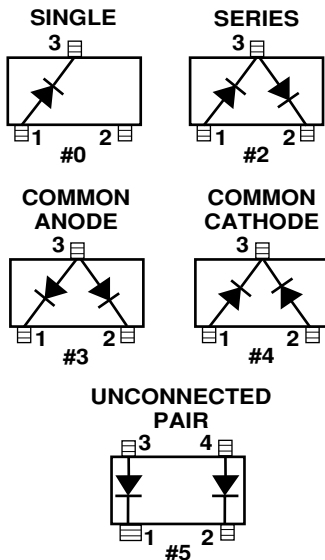
Pin Connections and Package Marking



Notes:

1. Package marking provides orientation and identification.
2. The first two characters are the package marking code. The third character is the date code.

SOT-23 / SOT-143 Package Lead Code Identification (top view)

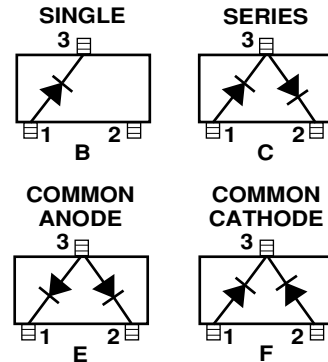


Features

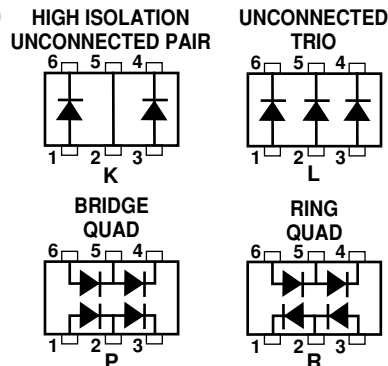
- **Surface Mount SOT-23/SOT-143 Packages**
- **Miniature SOT-323 and SOT-363 Packages**
- **High Detection Sensitivity:**
 - up to 50 mV/ μ W at 915 MHz
 - up to 35 mV/ μ W at 2.45 GHz
 - up to 25 mV/ μ W at 5.80 GHz
- **Low FIT (Failure in Time) Rate***
- **Tape and Reel Options Available**
- **Unique Configurations in Surface Mount SOT-363 Package**
 - increase flexibility
 - save board space
 - reduce cost
- **HSMS-286K Grounded Center Leads Provide up to 10 dB Higher Isolation**
- **Matched Diodes for Consistent Performance**
- **Better Thermal Conductivity for Higher Power Dissipation**
- **Lead-free Option Available**

* For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

SOT-323 Package Lead Code Identification (top view)



SOT-363 Package Lead Code Identification (top view)



TAJ Series



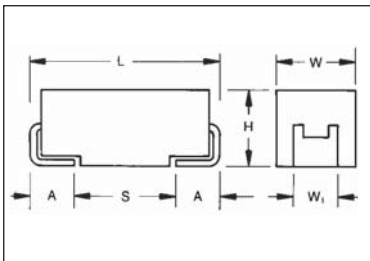
Standard Tantalum



The TAJ standard series encompasses the five key sizes recognized by major OEMs throughout the world. The V case size has been added to the TAJ range to allow high CVs to be offered. The

operational temperature is -55°C to +85°C rated voltage and up to +125°C with voltage derating in applications utilizing recommended series resistance.

CASE DIMENSIONS: millimeters (inches)



For part marking see page 170

Code	EIA Code	L±0.20 (0.008)	W+0.20 (0.008) -0.10 (0.004)	H+0.20 (0.008) -0.10 (0.004)	W ₁ ±0.20 (0.008)	A+0.30 (0.012) -0.20 (0.008)	S Min.
A	3216-18	3.20 (0.126)	1.60 (0.063)	1.60 (0.063)	1.20 (0.047)	0.80 (0.031)	1.10 (0.043)
B	3528-21	3.50 (0.138)	2.80 (0.110)	1.90 (0.075)	2.20 (0.087)	0.80 (0.031)	1.40 (0.055)
C	6032-28	6.00 (0.236)	3.20 (0.126)	2.60 (0.102)	2.20 (0.087)	1.30 (0.051)	2.90 (0.114)
D	7343-31	7.30 (0.287)	4.30 (0.169)	2.90 (0.114)	2.40 (0.094)	1.30 (0.051)	4.40 (0.173)
E	7343-43	7.30 (0.287)	4.30 (0.169)	4.10 (0.162)	2.40 (0.094)	1.30 (0.051)	4.40 (0.173)
V	7361-38	7.30 (0.287)	6.10 (0.240)	3.45±0.30 (0.136±0.012)	3.10 (0.120)	1.40 (0.055)	4.40 (0.173)

W₁ dimension applies to the termination width for A dimensional area only.

HOW TO ORDER

TAJ

Type

C

Case Size
See table above

106

Capacitance Code
pF code: 1st two digits represent significant figures
3rd digit represents multiplier (number of zeros to follow)

M

Tolerance
K=±10%
M=±20%

035

Rated DC Voltage
002=2.5Vdc
004=4Vdc
006=6.3Vdc
010=10Vdc
016=16Vdc
020=20Vdc
025=25Vdc
035=35Vdc
050=50Vdc

R

Packaging

R = 7" T/R
(Lead Free since production date 1/1/04)
S = 13" T/R
(Lead Free since production date 1/1/04)
A = Gold Plating 7" Reel
B = Gold Plating 13" Reel
H = Tin Lead 7" Reel
K = Tin Lead 13" Reel

Additional characters may be added for special requirements

TECHNICAL SPECIFICATIONS

Technical Data:	All technical data relate to an ambient temperature of +25°C									
Capacitance Range:	0.1 µF to 2200 µF									
Capacitance Tolerance:	±10%; ±20%									
Rated Voltage (V _R)	≧ +85°C:	2.5	4	6.3	10	16	20	25	35	50
Category Voltage (V _C)	≧ +125°C:	1.7	2.7	4	7	10	13	17	23	33
Surge Voltage (V _S)	≧ +85°C:	3.3	5.2	8	13	20	26	32	46	65
Surge Voltage (V _S)	≧ +125°C:	2.2	3.4	5	8	13	16	20	28	40
Temperature Range:	-55°C to +125°C									
Reliability:	1% per 1000 hours at 85°C, V _R with 0.1Ω/V series impedance, 60% confidence level									
Qualification:	CECC 30801 - 005 issue 2 EIA 535BAAC									
	Meets requirements of AEC-Q200									



Technische Daten
Norm

**Original Bungard fotobeschichtetes Basismaterial FR4 mit UV blocker
IPC 4101A**

Eigenschaft	Test Methode	Spezification	Einheit	Typ. Messwert
Glasübergangstemperatur (Tg) per DSC, spez. Minimum	IPC-TM-650 or as noted	110-150	°C	150
DZersetzungstemperatur (Td)	ASTM D3680	-	°C	320
CTE, Z-Richtung	2.4.24	AABUS	ppm/°C	15
CTE, Z-Richtung	2.4.24	-	ppm/°C	250
CTE, X-, Y-Richtung	2.4.24	AABUS	ppm/°C	15
CTE, X-, Y-Richtung	2.4.24	-	ppm/°C	17
Therm. Leitfähigkeit	ASTM D5930	-	W/mK	0.36
Therm. Stress 10s b. 288°C	2.4.13.1	Pass visual	Rating	Pass
spez. Minimum	2.4.13.1	Pass visual	Rating	Pass
Dielektrizitätszahl epsilon(r) spez. Maximum	2.5.5.3	5.4	-	4.8
	2.5.5.9	-	-	4.6
	2.5.5.5	-	-	4.5
Verlustfaktor tan(delta) spez. Maximum	2.5.5.3	0.035	-	0.015
	2.5.5.9	-	-	0.015
	2.5.5.5	-	-	0.015
Volumenwiderstand spez. Minimum	2.5.17.1	10 ⁶	MOhm cm	4.0x10 ⁸
	2.5.17.1	10 ³	MOhm cm	7.0x10 ⁷
Surface Resistivity spez. Minimum	2.5.17.1	10 ⁴	MOhm	3.0x10 ⁶
	2.5.17.1	10 ³	MOhm	6.0x10 ⁶
Durchschlagfestigkeit	2.5.6	40	kV	60
Lichtbogenfestigkeit	2.5.1	60	Sekunden	105
Comparative Tracking Index	UL-746A	-	Volt	205 (CL=3)
Haftfestigkeit spez.: Minimum	2.4.8	105	N/mm	145
	2.4.8	105	N/mm	145
	2.4.8	105	N/mm	145
Biegefestigkeit Minimum	2.4.4	415	G.Pa	442
	2.4.4	345	G. Pa	435
Feuchteaufnahme	2.6.2.1	0.80	%	0.20
UL Zulassung	E 47820			
Brennbarkeit	UL-94	V-1	Rating	V-0
Dickentoleranz Dielektrikum	Class II		mm	1.55 +/- 0.08
Dickentoleranz Kupfer			µm	35 +/- 5
Durchbiegung rel. zur Diagonallänge	-	< 3	%	< 3