



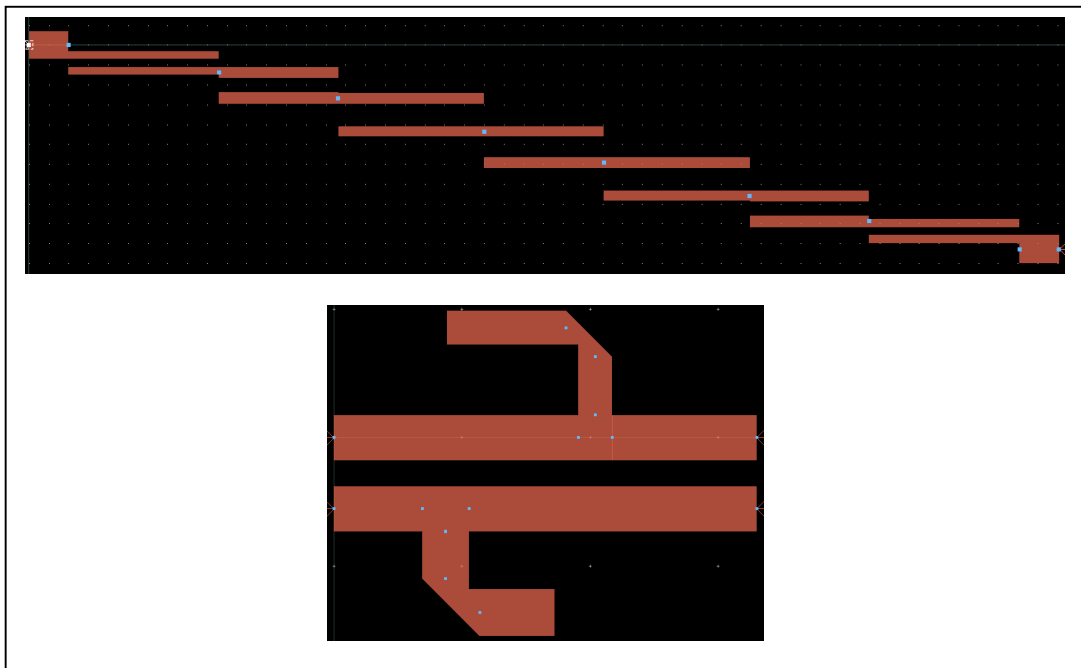
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Σχεδίαση Και Ανάπτυξη Τυπωμένων Κυκλωμάτων Αξιολόγησης Και Περιπτώσεων Χρήσης Μικροκυματικών Και Χιλιοστομετρικών Πομποδεκτών



Φοιτητής: Νικόλαος Θεοδοσιάδης

ΑΜ: 7091

Επιβλέπων :

Γεώργιος Στρατάκος

Ακαδημαϊκός Υπότροφος

Συνεπιβλέπων :

Στυλιανός Μυτιληναίος

Καθηγητής

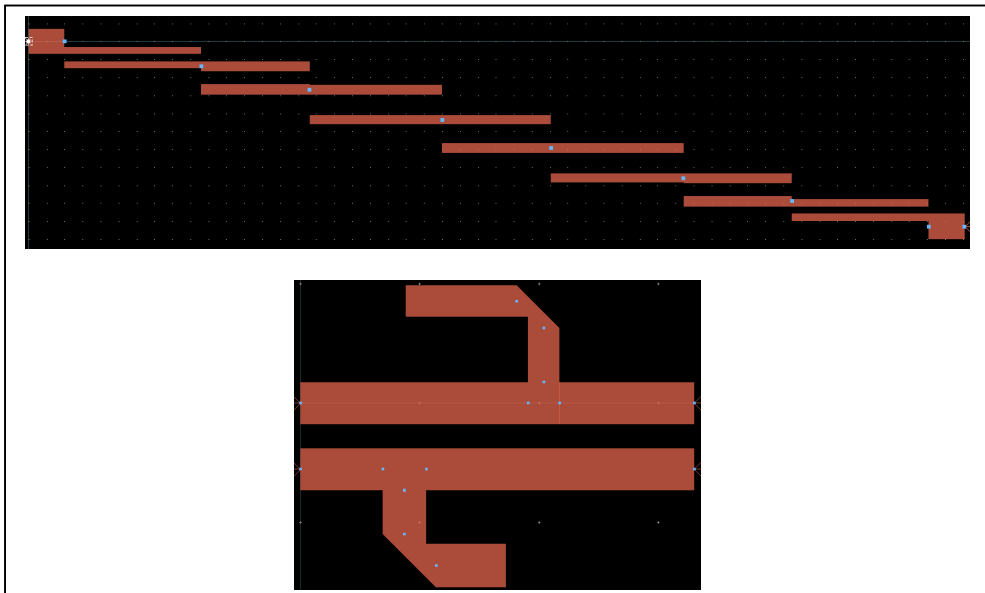
ΑΘΗΝΑ-ΑΙΓΑΛΕΩ, Μάρτιος 2024



UNIVERSITY OF WEST ATTICA
FACULTY OF ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL & ELECTRONICS ENGINEERING

Diploma Thesis

**Design & development of printed circuit board for evaluation and case study of
microwave and millimeter transceivers**



Student: Nikolaos Theodosiadis

Registration Number: 7091

Supervisor :

Yorgos Stratakos

Adjunct Academic Staff

Co-supervisor :

Stelios Mitilineos

Professor

ATHENS-EGALEO, March 2024

Η Διπλωματική Εργασία έγινε αποδεκτή και βαθμολογήθηκε από την εξής τριμελή επιτροπή:

Γεώργιος Στρατάκος, Ακαδημαϊκός Υπότροφος ΗΗΜ ΠΑΔΑ, Επιβλέπων	Στυλιανός Μυτιληναίος, Καθηγητής ΗΗΜ ΠΑΔΑ, Συνεπιβλέπων	Στυλιανός Σαββαΐδης, Καθηγητής ΗΗΜ ΠΑΔΑ, Μέλος

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και Νικόλαος Θεοδοσιάδης,
Μάρτιος, 2024**

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

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

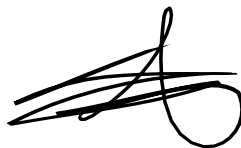
ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Θεοδοσιάδης Νικόλαος του Ιωάννη, με αριθμό μητρώου 7091 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,

δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος. Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.

Ο Δηλών



Θα ήθελα να αφιερώσω αυτή την διπλωματική εργασία στον επιβλέπων καθηγητή μου Γεώργιο Στρατάκο επειδή υπήρξε πηγή έμπνευσης για εμένα ως καθηγητής και ως άνθρωπος και μέσω εκείνου είχα την ευκαιρία να εμβαθύνω στον πολύπλοκο αλλά όμορφο κόσμο της μηχανικής υψηλών συχνοτήτων.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω ένα πλήθος ανθρώπων που με στήριξαν και με βοήθησαν κατά την διάρκεια αυτής της διπλωματικής εργασίας. Καταρχάς θα ήθελα να ευχαριστήσω τους δύο συνεπιβλέποντες μου για την υψηλή ποιότητα γνώσεων που έλαβα ήδη κατά την διάρκεια των προπτυχιακών μου ετών παρακολουθώντας τις διαλέξεις τους. Συγκεκριμένα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέπων μου Γεώργιο Στρατάκο για την καθοδήγηση που μου παρείχε και την συχνή επικοινωνία που είχαμε απο την αρχή μέχρι το τέλος της εκπόνησης αυτής της εργασίας. Μα πάνω απο όλα τον ευχαριστώ για το γνήσιο ενδιαφέρον του και την μεγάλη συνεισφορά του στην διαμόρφωση της σκέψης μου ως μηχανικού. Έπειτα θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον συνεπιβλέποντα μου Στυλιανό Μυτιληναίο για το μεγάλο ενδιαφέρον του απο την πρώτη στιγμή που του απευθύνθηκα για το θέμα της διπλωματικής, για τον κόπο του ώστε να μπορέσει να υπάρξει ο κατάλληλος συντονισμός και η οργάνωση της επικοινωνίας για να μπορεί να γίνει αυτή η διπλωματική πραγματικότητα αλλά και για τις συμβουλές του και την υποστήριξη που παρείχε στις τεχνικές δυσκολίες που παρουσιάστηκαν κατά την διάρκεια της εκπόνησης αυτής της εργασίας. Θα ήθελα να ευχαριστήσω και την Akronic και τον CEO της κύριο Νικόλαο Νάσκα για την συνεργασία τους, τον χρόνο που διέθεσαν στην επικοινωνία μας, την ευκαιρία που μου έδωσαν να ασχοληθώ με αυτό το ενδιαφέρον πρόβλημα, αλλά και για τα τεχνικά έγγραφα και αρχεία που παρείχαν, τα οποία ήταν απολύτως απαραίτητα για να επιτευχθούν οι στόχοι αυτής της διπλωματικής. Ευχαριστώ επίσης τον Alexander Ippich, τεχνικό διευθυντή και μηχανικό ακεραιότητας σήματος στην Isola, για τις χρήσιμες πληροφορίες που μου παρείχε σχετικά με τα υλικά υποστρώματος.

Τέλος θέλω να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στους γονείς μου για την συνεχή στήριξη που μου παρείχαν σε ψυχολογικό και υλικό επίπεδο απο τα πρώτα έτη των σπουδών μου ως τώρα, βοηθώντας και επιτρέποντας μου έτσι να αφοσιωθώ απρόσκοπτα στο να λάβω όσο το δυνατόν καλύτερη μόρφωση και να ζήσω όσο γίνεται πιο δημιουργικά χρόνια. Τους ευχαριστώ επίσης για τις αρχές που μου έδωσαν και την καλλιέργεια που μου προσέφεραν.

Περίληψη

Σε αυτή την διπλωματική εργασία παρουσιάζονται οι απαραίτητες γνώσεις, όπως βρίσκονται στην διαθέσιμη βιβλιογραφία, για την κατανόηση της λειτουργίας και της σχεδίασης ζωνοπερατών φίλτρων σε χιλιοστομετρικές συχνότητες, αλλά και χρήσιμων άλλων διατάξεων όπως διαιρέτες ισχύος και κυκλώματα προσαρμογής με σκοπό να ενσωματωθούν σε ένα τυπωμένο κύκλωμα αξιολόγησης ενός RFIC/MMIC. Συγκεκριμένα με την βοήθεια του λογισμικού ADS (Advanced Design System) σχεδιάζονται δύο υλοποιήσεις ζωνοπερατού φίλτρου 6^{ης} τάξης τύπου edge-coupled και hairpin, με κεντρική συχνότητα 28GHz, εύρος ζώνης 3.3GHz και απόρριψη 45dB στις συχνότητες 24GHz και 32GHz. Συγκεκριμένα τα φίλτρα συγκρίνονται μεταξύ τους έτσι ώστε να διερευνηθούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα κάθε σχεδίου. Τα φίλτρα βελτιστοποιούνται ηλεκτρομαγνητικά κάνοντας χρήση του προσομοιωτή Momentum Microwave του ADS ενώ αναλύεται στατιστικά και η επίδραση των κατασκευαστικών ανοχών στην συμπεριφορά τους μέσω προσομοίωσης Monte Carlo. Επιπλέον σχεδιάζεται διαιρέτης ισχύος Wilkinson με σκοπό την χρήση του φίλτρου απο τον πομπό και απο τον δέκτη στο πλαίσιο λειτουργίας TDD. Τέλος σχεδιάζεται και ένα κύκλωμα προσαρμογής έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η μέγιστη μεταφορά ισχύος και η ελαχιστοποίηση των ανακλάσεων ισχύος ειδικά για το ολοκληρωμένο κύκλωμα πομποδέκτη ALTUS28TR.

Λέξεις – κλειδιά

Τυπωμένο κύκλωμα αξιολόγησης, διηλεκτρικό υπόστρωμα, ζωνοπερατό φίλτρο, edge-coupled, hairpin, Διαιρέτης Wilkinson, 5G, Ka ζώνη, χιλιοστομετρικές συχνότητες, ολοκληρωμένο κύκλωμα ραδιοσυχνοτήτων

Abstract

This diploma thesis presents the necessary knowledge, as found in the available literature, for understanding the operation and design process of important components for building an evaluation printed circuit board in order to support the development and commercial launch of an RFIC/MMIC. These components include bandpass mmWave filters, as well as other useful devices such as power dividers and matching circuits. Using the ADS software two versions of a Chebyshev BPF of order 6 are designed, one being an edge-coupled filter and the other being a hairpin filter. The central frequency and bandwidth for both filters are determined to be 28GHz and 3.3GHz respectively, while the insertion loss at 24GHz and 32GHz is aimed to be at least 45dB. In particular a comparison is made between the edge-coupled and hairpin filters to investigate the advantages and disadvantages of each design. The filters are electromagnetically optimized using the Momentum Microwave solver of ADS, while a statistical analysis of the impact of manufacturing tolerances on their response is also conducted through Monte Carlo Simulation. Moreover, a Wilkinson power divider is designed so that the filter can be shared between the transmitter and the receiver in a TDD scheme of operation. Finally a matching circuit is designed for minimizing power reflections specifically for the IC transceiver ALTUS28TR.

Keywords

Evaluation Board, laminate, Bandpass Filter, Edge-Coupled, Hairpin, Wilkinson Divider, 5G, Ka band, mmWave, RFIC

Περιεχόμενα

Κατάλογος Πινάκων	12
Κατάλογος Εικόνων.....	14
Αλφαβητικό Ευρετήριο	19
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	20
Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας.....	21
Σκοπός και στόχοι.....	21
Μεθοδολογία	22
Καινοτομία	23
Δομή	23
1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Υπόστρωμα πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος.....	24
1.1 Περιγραφή πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος (PCB).....	24
1.2 Κατασκευή PCB	25
1.2.1 Η ενίσχυση(Reinforcement)	25
1.2.2 Η ρητίνη(Resin)	26
1.2.3 Τα αγώγιμα φύλλα(Metal Foil).....	26
1.3 Μηχανικές ιδιότητες υποστρώματος.....	28
1.3.1 Απορρόφηση υγρασίας(Water Absorption)	29
1.3.1 Συντελεστής θερμικής διαστολής(Coefficient of thermal expansion - CTE)	29
1.3.2 Θερμοκρασία ναλώδους μετάπτωσης(Glass Transition Temperature – Tg)	29
1.3.3 Td (Decomposition Temperature).....	30
1.3.4 Tc(Thermal Conductivity)	30
1.3.5 Διατρητότητα(Punchability)	30
1.3.6 Δύναμη πρόσφυσης(Peel Strength)	30
1.3.7 Δύναμη δεσμού(Bond Strength)	30
1.3.8 Αντοχή σε συγκόλληση(Solder Resistance)	31
1.3.9 Διαστατική ευστάθεια(Dimensional Stability)	31
1.3.10 Ευφλεκτότητα(Flammability).....	31
1.4 Ηλεκτρικές ιδιότητες υποστρώματος	31
1.4.1 Διηλεκτρική αντοχή(Dielectric Strength)	31
1.4.2 Διηλεκτρική σταθερά(Dielectric Constant)	32
1.4.3 Παράγοντας απωλειών(Dissipation Factor).....	32
1.4.4 Αντίσταση μόνωσης(Insulation Resistance)	33
1.4.5 Επιφανειακή αντίσταση(Surface Resistivity)	33
1.4.6 Ογκική ειδική αντίσταση(Volume Resistivity).....	34
1.4.7 Τάση διηλεκτρική διάσπασης(Dielectric Breakdown Voltage).....	34
1.5 Απώλειες τυπωμένων κυκλωμάτων στις χιλιοστομετρικές συχνότητες	34
1.5.1 Απώλειες διηλεκτρικού.....	35
1.5.2 Απώλειες αγωγού.....	36
1.5.3 Απώλειες ακτινοβολίας.....	37
1.5.4 Απώλειες προστατευτικής μάσκας(soldermask).....	37
1.5.5 Απώλειες φινιρίσματος	38
1.6 Απαιτήσεις υποστρώματος για PCB χιλιοστομετρικών συχνοτήτων	38
1.6.1 Συντελεστής διαστολής – CTE	38
1.6.2 Θερμικός συντελεστής διηλεκτρικής σταθεράς - TCET.....	39
1.6.3 Κατασκευαστική ανοχή διηλεκτρικής σταθεράς	40
1.6.4 Επίδραση υγρασίας.....	40
1.7 Υλικά υποστρώματος	40
1.7.1 Πολυεστερικό (polyester – Mylar Lamination)	40
1.7.2 Πυριτικό (Silicon Laminate).....	40
1.7.3 Μελαμινικό(Melamine Laminate)	41
1.7.4 Πολυαμιδίο(Polyamide Laminate).....	41
1.7.5 PTFE(Teflon Laminate).....	41
1.8 Υλικά υποστρώματος για χιλιοστομετρικές συχνότητες	42
1.9 Υβριδικά υποστρώματα	43
1.10 Εμπορικά διαθέσιμα υποστρώματα	43
1.10.1 Rogers Corporation.....	44
1.10.2 Isola	48
1.10.3 Taconic	49

2	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο : Ηλεκτρομαγνητισμός & Θεωρία γραμμών μεταφοράς.....	53
2.1	Βασικές αρχές ηλεκτρομαγνητισμού.....	53
2.1.1	Οι εξισώσεις Maxwell	53
2.1.2	Εξίσωση συνέχειας	54
2.1.3	Στατικά Ηλεκτρομαγνητικά πεδία	54
2.1.4	Θεώρημα Helmholtz.....	55
2.1.5	Καταστατικές εξισώσεις – Ισοτροπικά γραμμικά διηλεκτρικά	55
2.1.6	Εξισώσεις Maxwell στο πεδίο της συχνότητας	57
2.1.7	Διηλεκτρικά με αγωγιμότητα.....	58
2.1.8	Εφαπτομένη απωλειών	59
2.1.9	Κυματική Εξίσωση	59
2.1.10	Λύσεις της κυματικής εξίσωσης – Ρυθμός TEM.....	61
2.1.11	Εγγενής αντίσταση μέσου.....	63
2.2	Υπολογιστικός ηλεκτρομαγνητισμός	64
2.2.1	Γενική περιγραφή της μεθόδου των ροπών	64
2.2.2	Υλοποίηση της μεθόδου των ροπών στο ADS	65
2.3	Θεωρία γραμμών μεταφοράς.....	68
2.3.1	Η τάση κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς.....	68
2.3.2	Χαρακτηριστική αντίσταση γραμμής μεταφοράς.....	71
2.3.3	Γραμμές μεταφοράς χωρίς απώλειες	72
2.3.4	Γραμμές μεταφοράς μικρών απωλειών.....	72
2.3.5	Τερματισμός γραμμών μεταφοράς	73
2.3.6	Αντίσταση εισόδου γραμμής & γενίκευση συντελεστή ανάκλασης	75
2.3.7	Ροή ισχύος σε γραμμή μεταφοράς & απώλειες επιστροφής RL.....	76
2.4	S - παράμετροι σκέδασης	77
2.4.1	Ορισμός	77
2.4.2	Ιδιότητες S παραμέτρων σκέδασης.....	78
2.5	Βασικές μέθοδοι προσαρμογής	79
2.5.1	Μετασχηματιστής $\lambda/4$	80
2.5.2	Χρήση μονού στέλεχους(single stub)	81
2.5.3	Πολλαπλών τμημάτων μετασχηματιστής $\lambda/4$	83
2.5.4	Ομοιόμορφος μετασχηματιστής πολλαπλών τμημάτων $\lambda/4$	85
2.5.5	Διωνυμικός μετασχηματιστής πολλαπλών τμημάτων $\lambda/4$	85
2.5.6	Chebyshev μετασχηματιστής πολλαπλών τμημάτων $\lambda/4$	85
2.6	Ο χάρτης Smith	86
2.6.1	Ο χάρτης Smith για σύνθετες αγωγιμότητες.....	87
2.6.2	Προσαρμογή με τον χάρτη Smith.....	87
2.6.3	Ερμηνεία μεθόδων προσαρμογής με τον χάρτη Smith	88
2.6.4	Προσαρμογή με διπλό στέλεχος	89
2.7	Υλοποίηση γραμμών μεταφοράς – Επίπεδες γραμμές μεταφοράς.....	91
2.7.1	Μικροταινία(Microstrip)	92
2.7.2	Ταινιογραμμή(Stripline)	102
2.7.3	Γειωμένος Ομοεπίπεδος κυματοδηγός(Grounded Coplanar Waveguide – GCPW).....	103
3	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο : Φίλτρα υψηλών συχνοτήτων.....	106
3.1	Η έννοια του φίλτρου & οι κατηγορίες	106
3.2	Σχεδιασμός φίλτρων χαμηλών συχνοτήτων – Πρότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο	108
3.3	Τύποι φίλτρων.....	108
3.3.1	Σχεδίαση τύπου Butterworth	109
3.3.2	Σχεδίαση τύπου Chebyshev	110
3.3.3	Άλλοι τύποι φίλτρων	111
3.4	Σύνθεση άλλων κατηγοριών φίλτρου.....	112
3.4.1	Μετασχηματισμός συχνοτήτων	112
3.4.2	Μετασχηματισμός αντιστάσεων	114
3.5	Φίλτρα σε υψηλές συχνότητες	115
3.5.1	Συζευγμένες γραμμές μεταφοράς - εισαγωγή.....	116
3.5.2	Αντιστροφείς σύνθετης αντίστασης & αγωγιμότητας	121
3.5.3	Υλοποίηση συντονιστών με γραμμές μεταφοράς	125
3.5.4	Υλοποίηση ζωνοπερατών φίλτρων edge-coupled και hairpin	126
3.6	Ειδικά θέματα φίλτρων.....	130
3.6.1	Χρήση υβριδικού υποστρώματος για φίλτρα.....	130
3.6.2	Προσαρμοζόμενα φίλτρα(tunable filters)	131

4	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο : Διαιρέτης ισχύος Wilkinson	133
4.1	Περιγραφή διαιρέτη ισχύος Wilkinson	133
4.1.1	Άρτια διέγερση	134
4.1.2	Περιττή διέγερση	135
4.1.3	Αντίσταση εισόδου θύρας 1	136
4.1.4	S παράμετροι σκέδασης	137
4.2	Αντιστάσεις σε υψηλές συχνότητες	137
5	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5ο : Σχεδίαση και προσομοίωση ζωνοπερατού φίλτρου, διαιρέτη Wilkinson & κυκλώματος προσαρμογής	140
5.1	Προδιαγραφές φίλτρου	140
5.2	Υπόστρωμα	141
5.3	Θεωρητικός σχεδιασμός	142
5.4	Σχεδιασμός edge-coupled φίλτρου	145
5.4.1	Κυκλωματικό σχέδιο(schematic - 5 ^{ης} τάξης)	145
5.4.2	Βελτιστοποίηση (5 ^{ης} τάξης φίλτρο)	146
5.4.3	Κυκλωματικό σχέδιο(Schematic - 6 ^{ης} τάξης φίλτρο).....	152
5.4.4	Βελτιστοποίηση(6 ^{ης} τάξης φίλτρο)	155
5.4.5	Στατιστική ανάλυση.....	156
5.4.6	Φυσικό σχέδιο(Layout) – Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση	165
5.5	Σχεδιασμός hairpin φίλτρου(6^η τάξη)	172
5.5.1	Κυκλωματικό σχέδιο(schematic).....	172
5.5.2	Στατιστική ανάλυση.....	175
5.5.3	Φυσικό σχέδιο – Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση (6 ^{ης} τάξης).....	177
5.6	Σχεδιασμός διαιρέτη ισχύος Wilkinson	182
5.6.1	Κυκλωματικό σχέδιο(schematic).....	182
5.6.1	Φυσικό σχέδιο – Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση	186
5.7	Σχεδίαση κυκλώματος προσαρμογής	189
5.7.1	Schematic κυκλώματος προσαρμογής	191
5.7.2	Σχεδιασμός layout κυκλώματος προσαρμογής – Ηλεκτρομαγνητική βελτιστοποίηση	194
5.8	Αποτελέσματα	201
6	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	203
	Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές	206
7	Βιβλιογραφία	206
	Παράρτημα Α – Μετατροπή Z παραμέτρων σε ABCD	212
	Παράρτημα Β – Τεχνικά χαρακτηριστικά υποστρώματος I-TERA MT40(RF/MW).....	214
	Παράρτημα Γ – Κώδικας MATLAB για υπολογισμό χαρακτηριστικής αντίστασης άρτιου και περιττού ρυθμού συζευγμένων γραμμών	215
	Παράρτημα Δ – Κώδικας MATLAB για στατιστική επεξεργασία μετρήσεων.....	216
	Παράρτημα Ε – Διαστάσεις επαφών της αντίστασης CH02016-100RGFTA της Vishay	219
	Παράρτημα Ζ – Κώδικας για δημιουργία κατάλληλων τιμών των παραμέτρων για τον διαιρέτη Wilkinson	220

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1 : Τυπικά πάχη και αντίστοιχα βάρη για φύλλα χαλκού. [8]	27
Πίνακας 1.2 : Σύγκριση διάφορων υλικών υποστρώματος ως προς τις μηχανικές και ηλεκτρικές τους ιδιότητες αλλά και ως προς την ικανότητα χρήσης σε πολυστρωματικές πλακέτες. [19].....	43
Πίνακας 1.3 : Σύγκριση διάφορων υλικών υποστρώματος ως προς την απορρόφηση υγρασίας. [19].....	43
Πίνακας 1.4 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών σειράς RO3000 [22].....	44
Πίνακας 1.5 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών σειράς RO3000. [23].....	46
Πίνακας 1.6 : Μηχανικές,θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών σειράς RO4000 LoPro. [26].....	46
Πίνακας 1.7 : Μηχανικές,θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών σειράς TMM. [27].....	48
Πίνακας 1.8 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών της Isola. [28] [29] [30] [31] [32]	48
Πίνακας 1.9 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών με κεραμική ενίσχυση της Taconic. [33] [34] [35] [36]	50
Πίνακας 1.10 : Μηχανικές,θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών βασισμένα σε υδρογονάνθρακες της Taconic. [37] [38] [39].....	51
Πίνακας 1.11 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών βασισμένα σε υδρογονάνθρακες της Taconic. [40] [41] [42]	52
Πίνακας 3.1 : Μετασχηματισμοί κανονικοποιημένης συχνότητας για υλοποίηση διαφορετικών κατηγοριών φίλτρων. [48]	113
Πίνακας 3.2 : Μετασχηματισμοί στοιχείων πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου ανάλογα με την επιθυμητή κατηγορία του φίλτρου προς υλοποίηση. [48]	113
Πίνακας 3.3 : Τελικοί μετασχηματισμοί στοιχείων για αντίσταση πηγής(Z ₀). [48]	114
Πίνακας 5.1 : Προδιαγραφές φίλτρου I	140
Πίνακας 5.2 : Προδιαγραφές φίλτρου II.....	140
Πίνακας 5.3 : Χαρακτηριστικά υποστρώματος.	141
Πίνακας 5.4 : Τιμές των στοιχείων πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου 5 ^{ης} τάξης, χαρακτηριστικών αγωγιμοτήτων των αντιστροφέν και των χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού για κάθε ζεύγος συζευγμένων γραμμών.....	143
Πίνακας 5.5 : Υπολογισμός πλάτους αγωγών W, αποστάσεων S μεταξύ των αγών, και τα μήκη L των αγωγών με την βοήθεια των αντίστοιχων χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού στο LineCalc του ADS(παρουσιάζονται μόνο τρία ζεύγη λόγω συμμετρίας των υπόλοιπων).	144
Πίνακας 5.6 : Τελικές τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών που προέκυψαν απο την κυκλωματική βελτιστοποίηση για το edge-coupled φίλτρο 5 ^{ης} τάξης.....	150
Πίνακας 5.7 : Υπολογισμός πλατών αγωγών W, αποστάσεων S και μηκών L για κάθε ζεύγος συζευγμένων γραμμών για την περίπτωση 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου, με την βοήθεια των αντίστοιχων χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού και του LinceCalc.	153
Πίνακας 5.8 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης των κατασκευαστικών ανοχών του πλάτους των αγωγών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης.	157
Πίνακας 5.9 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης των κατασκευαστικών ανοχών των αποστάσεων μεταξύ των αγωγών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης.....	158
Πίνακας 5.10 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης των κατασκευαστικών ανοχών των μηκών των γραμμών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης.	158

Πίνακας 5.11 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης της κατασκευαστικής ανοχής της διηλεκτρικής σταθεράς στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης.	159
Πίνακας 5.12 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης της κατασκευαστικής ανοχής του πάχους του διηλεκτρικού στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης.	160
Πίνακας 5.13 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης όλων των κατασκευαστικών ανοχών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης.	160
Πίνακας 5.14 : Τιμές μεταβλητών για το κυκλωματικά βελτιστοποιημένο edge-coupled φίλτρο 6 ^{ης} τάξης με εύρος ζώνης 3.3GHz.	162
Πίνακας 5.15 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης όλων των κατασκευαστικών ανοχών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης με εύρος ζώνης 3.3GHz.	163
Πίνακας 5.16 : Τελικές τιμές γεωμετρικών μεταβλητών για το ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένο edge-coupled φίλτρο 6 ^{ης} τάξης με εύρος ζώνης 3.3GHz.	170
Πίνακας 5.17 : Τελικές τιμές γεωμετρικών μεταβλητών για το κυκλωματικά βελτιστοποιημένο hairpin φίλτρο 6 ^{ης} τάξης.	173
Πίνακας 5.18 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης όλων των κατασκευαστικών ανοχών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.	175
Πίνακας 5.19 : Τελικές τιμές γεωμετρικών μεγεθών για το ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένο hairpin φίλτρο 6 ^{ης} τάξης.	180
Πίνακας 5.20 : Τελικές τιμές κυκλωματικά βελτιστοποιημένου κυκλώματος προσαρμογής.	192
Πίνακας 5.21 : Τελικές τιμές του κυκλωματικά βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής.	193
Πίνακας 5.22 : Τελικές τιμές του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής.	197
Πίνακας 5.23 : Τελικές τιμές του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου αναδιπλωμένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής.	199
Πίνακας 5.24 : Χαρακτηριστικά των σχεδιασμένων φίλτρων.	201
Πίνακας 5.25 : Τιμές γεωμετρικών μεταβλητών για το σχεδιασμένο edge-coupled φίλτρο.	201
Πίνακας 5.26 : Τιμές γεωμετρικών μεγεθών για το σχεδιασμένο hairpin φίλτρο.	201
Πίνακας 5.27 : Τιμές γεωμετρικών μεγεθών για τον διαιρέτη Wilkinson.	202
Πίνακας 5.28 : Τιμές γεωμετρικών μεγεθών για το αναδιπλωμένο διπλό κύκλωμα προσαρμογής.	202

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1.1 : Εικόνες απο SEM της επιφάνειας χαλκού πάχους 18μm για RMS τιμές τραχύτητας 0.4μm, 2.0μm και 2.8μm. [12]	28
Εικόνα 1.2 : Διανυσματική αναπαράσταση ρεύματος πυκνωτή με την χωρητική και ωμική συνιστώσα του. [8].....	33
Εικόνα 1.3 : Απεικόνιση του μαγνητικού πεδίου ως πηγή παρασιτικής επιφανειακής επαγωγής. [16]	36
Εικόνα 1.4 : Απεικόνιση της κανονικοποιημένης πυκνότητας ρεύματος ως προς την πυκνότητα ρεύματος εξαιτίας ομοιόμορφης ροής στην επιφάνεια του αγωγού, συναρτήσει της ακτινικής απόστασης απο το κέντρο αγωγού για διάφορες συχνότητες. [17].....	37
Εικόνα 1.5 : Επί τοις εκατό διαστολή στην Z κατεύθυνση υποστρώματος συναρτήσει της θερμοκρασίας. [18]	39
Εικόνα 1.6 : Μόριο PTFE. [18]	42
Εικόνα 1.7 : Μεταβολή της διηλεκτρικής σταθεράς των υλικών της σειράς RO3000 και του FR4 υψηλών επιδόσεων συναρτήσει της συχνότητας. [22]	45
Εικόνα 1.8 : Απόκλιση της διηλεκτρικής σταθεράς συναρτήσει της συχνότητας των υλικών RO3003, RO3035 και του κλασικού PTFE με ενίσχυση υφαντού υαλοβάμβακα. [22].....	45
Εικόνα 1.9 : Απώλειες εισαγωγής RO4350B και RO4350B LoPro(διαφορετικό είδος χαλκού) για 0.185mm πάχος διηλεκτρικού. [26]	47
Εικόνα 2.1 : Απεικόνιση συναρτήσεων βάσης rooftop. [44]	66
Εικόνα 2.2 : Απεικόνιση του mesh που προκύπτει απο την διακριτοποίηση της άγνωστης πυκνότητας ρεύματος στην επιφάνεια των αγωγών σήματος, και του ισοδύναμου κυκλωματικού μοντέλου. [45].....	67
Εικόνα 2.3 : Τμήμα γραμμής μεταφοράς με μήκος Δz , πολύ μικρότερο του μήκους κύματος. [49]	69
Εικόνα 2.4 : Μορφή μετασχηματιστή $\lambda/4$. [54]	81
Εικόνα 2.5 : Μετασχηματισμός μιγαδικού επιπέδου σύνθετων αντιστάσεων στο μιγαδικό επίπεδο του συντελεστή ανάκλασης Γ μέσω μετασχηματισμού Möbius. [56]	86
Εικόνα 2.6 : Σημείο φορτίου στον χάρτη Smith ανάλογα με το στοιχείο και την συνδεσμολογία που υπάρχει στο κύκλωμα. [56].....	88
Εικόνα 2.7 : Κύκλωμα προσαρμογής διπλού στέλεχους. [58].....	90
Εικόνα 2.8 : Ερμηνεία λειτουργίας του κυκλώματος προσαρμογής διπλού στέλεχους μέσω του χάρτη Smith. [48].....	91
Εικόνα 2.9 : Παραδείγματα πραγματικών υλοποιήσεων γραμμών μεταφοράς. [59].....	92
Εικόνα 2.10 : Απεικόνιση γραμμής μεταφοράς τύπου μικροταινίας. [59]	93
Εικόνα 2.11 : Ισοδυναμία μικροταινίας σε υπόστρωμα διηλεκτρικής σταθεράς ϵr με αέρα απο πάνω, και αγωγού μέσα σε ομογενή χώρο με διηλεκτρική σταθερά $\epsilon f f$. [60]	94
Εικόνα 2.12 : Ενεργός διηλεκτρική σταθερά για υπόστρωμα PTFE με $\epsilon r = 2.26$ συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές του λόγου w/h . [43].....	96
Εικόνα 2.13 : Ενεργός διηλεκτρική σταθερά για υπόστρωμα αρσενικού-γαλλίου(GaAs) με $\epsilon r = 12.9$ συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές του λόγου w/h . [43]	97
Εικόνα 2.14 : Χαρακτηριστική αντίσταση μικροταινίας ως συνάρτηση του w/h για διάφορες τιμές της διηλεκτρικής σταθεράς. [60]	97
Εικόνα 2.15 : Παραδείγματα ασυνεχειών που παρατηρούνται σε κυκλώματα μικροταινίας. [60]	99
Εικόνα 2.16 : Χωρητικότητα ανοικτοκυκλώματος προς το πλάτος του αγωγού συναρτήσει του w/h για διάφορες τιμές της διηλεκτρικής σταθεράς. [66]	100

Εικόνα 2.17 : Παραδείγματα τροποποίησης των αγωγών στις ασυνέχειες για μείωση της επίδρασης στην συμπεριφορά των κυκλωμάτων. [53].....	101
Εικόνα 2.18 : Απεικόνιση της δομής μιας VIA. [68].....	102
Εικόνα 2.19 : Παράδειγμα γραμμής μεταφοράς τύπου ταινιογραμμής(stripline). [69].....	103
Εικόνα 2.20 : Τρισδιάστατη δομή της ταινιογραμμής(a) και κατανομή πεδίου σε αυτή(b). [17]	103
Εικόνα 2.21 : Απεικόνιση της δομής του γειωμένου ομοεπίπεδου κυματοδηγού. [76].....	105
Εικόνα 3.1 : Μορφή πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου. [48].....	108
Εικόνα 3.2 : Μορφή πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου. [77].....	112
Εικόνα 3.3 : Παράδειγμα συζευγμένων γραμμών μικροταινίας αριστερά με το ισοδύναμο κύκλωμα δεξιά. [53]	116
Εικόνα 3.4 : Άρτια και περιττή διέγερση συζευγμένων γραμμών τύπου μικροταινίας με τα ισοδύναμα κυκλώματα δεξιά. [53]	117
Εικόνα 3.5 : Μπλοκ διάγραμμα αντιστροφέα σύνθετης αντίστασης και αγωγιμότητας(α) καθώς και υλοποιήσεων του με κατανεμημένα και συγκεντρωμένα στοιχεία(β). [53].....	122
Εικόνα 3.6 : Παράδειγμα κυκλωματικής μορφής 5 ^{ης} τάξης ζωνοπερατού φίλτρου. [48].....	127
Εικόνα 3.7 : Ισοδύναμο πρότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο υλοποιημένο με αντιστροφείς αγωγιμότητας. [48].....	127
Εικόνα 3.8 : Ισοδύναμο κύκλωμα ζωνοπερατού φίλτρου με αντιστροφείς αγωγιμότητας. [48].....	127
Εικόνα 3.9 : Παράδειγμα φυσικού σχεδίου edge-coupled φίλτρου. [48]	128
Εικόνα 3.10 : Ισοδύναμο κύκλωμα edge-coupled φίλτρου. [48].....	128
Εικόνα 3.11 : Μορφή hairpin φίλτρου. [78]	130
Εικόνα 3.12 : Χωρητικότητες στον άρτιο και περιττό ρυθμό διέγερσης. [48]	131
Εικόνα 3.13 : Παράδειγμα διάταξης με κανάλι ρευστού κάτω απο υπόστρωμα για την μεταβολή του ηλεκτρικού μήκους ενός στέλεχους. [84]	132
Εικόνα 4.1 : Παράδειγμα υλοποίησης διαιρέτη ισχύος Wilkinson με μικροταινία και κυκλωματικό σχέδιο. [53].....	133
Εικόνα 4.2 : Ισοδύναμο συμμετρικό κύκλωμα του διαιρέτη Wilkinson για διευκόλυνση της ανάλυσης. [53].....	134
Εικόνα 4.3 : Κύκλωμα διαιρέτη Wilkinson στην περίπτωση άρτιας διέγερσης. [53].....	134
Εικόνα 4.4 : Κύκλωμα διαιρέτη Wilkinson για περιττή διέγερση. [53]	135
Εικόνα 4.5 : Ισοδύναμο κύκλωμα διαιρέτη Wilkinson για υπολογισμό αντίστασης εισόδου της θύρας 1. [53].....	136
Εικόνα 4.6 : Ισοδύναμο κύκλωμα διαιρέτη Wilkinson για υπολογισμό της αντίστασης εισόδου με την αντίσταση αφαιρεμένη. [53].....	136
Εικόνα 4.7 : Παράδειγμα ισοδύναμου κυκλώματος αντιστάτη σε υψηλές συχνότητες. [86].....	138
Εικόνα 4.8 : Λόγος μέτρου σύνθετης αντίστασης προς ονομαστική αντίσταση R, συναρτήσσει της συχνότητας, για τον αντιστάτη CH02016 της Vishay για διάφορες τιμές R μεταξύ των 10Ω και των 500Ω. [86]	139
Εικόνα 4.9 : Λόγος μέτρου σύνθετης αντίστασης προς ονομαστική αντίσταση R, συναρτήσσει της συχνότητας, για τον αντιστάτη CH0402 της Vishay για διάφορες τιμές R μεταξύ των 10Ω και των 500Ω. [86]	139
Εικόνα 5.1 : Υπολογισμός χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω γραμμής για μικροταινία στο LineCalc του ADS.	144
Εικόνα 5.2 : Ορισμός υποστρώματος στο κυκλωματικό σχέδιο.	145
Εικόνα 5.3 : Κυκλωματικό σχέδιο edge-coupled φίλτρου 5 ^{ης} τάξης.	145

Εικόνα 5.4 : Κυκλωματική προσομοίωση edge-coupled φίλτρου 5 ^{ης} τάξης βάσει θεωρητικών υπολογισμών.	146
Εικόνα 5.5 : Διόρθωση της κεντρικής συχνότητας του edge-coupled φίλτρου 5 ^{ης} τάξης μέσω ρύθμισης των μηκών των συντονιστών.....	147
Εικόνα 5.6 : Κυκλωματική απόκριση edge-coupled φίλτρου 5 ^{ης} τάξης έπειτα απο αύξηση της απόστασης s1 για συμμόρφωση με βάση τους κατασκευαστικούς περιορισμούς.	149
Εικόνα 5.7 : Κυκλωματική βελτιστοποίηση της απόκρισης του edge-coupled φίλτρου 5 ^{ης} τάξης.....	149
Εικόνα 5.8 : Κυκλωματικό σχέδιο edge-coupled φίλτρου 5 ^{ης} τάξης με χρήση ασύμμετρων συζευγμένων γραμμών....	151
Εικόνα 5.9 : Κυκλωματική απόκριση edge-coupled φίλτρου 5 ^{ης} τάξης με χρήση ασύμμετρων συζευγμένων γραμμών.	152
Εικόνα 5.10 : Απόκριση κυκλωματικά βελτιστοποιημένου edge-coupled φίλτρου 5 ^{ης} τάξης με χρήση ασύμμετρων συζευγμένων γραμμών.	152
Εικόνα 5.11 : Κυκλωματικό σχέδιο edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης.	153
Εικόνα 5.12 : Τιμές για τις μεταβλητές των ιδιοτήτων του υποστρώματος και των γεωμετρικών χαρακτηριστικών των γραμμών για edge-coupled φίλτρο 6 ^{ης} τάξης.	154
Εικόνα 5.13 : Κυκλωματική απόκριση edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης.	154
Εικόνα 5.14 : Αποτελέσματα χρήσης optimizer για βελτιστοποίηση του edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης με τις αντίστοιχες τιμές των μεταβλητών.	155
Εικόνα 5.15 : Τελική απόκριση κυκλωματικά βελτιστοποιημένου edge-coupled φίλτρου 6 ^{ης} τάξης με τις αντίστοιχες νέες τιμές των μεταβλητών.	156
Εικόνα 5.16 : Ιστόγραμμα εύρους ζώνης 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3GHz.	161
Εικόνα 5.17 : Ιστόγραμμα κεντρικής συχνότητας 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3GHz.	161
Εικόνα 5.18 : Βελτιστοποιημένη κυκλωματική απόκριση συχνότητας 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3.3GHz.....	162
Εικόνα 5.19 : Ιστόγραμμα εύρους ζώνης 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3.3GHz.	164
Εικόνα 5.20 : Ιστόγραμμα κεντρικής συχνότητας 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3.3GHz.	164
Εικόνα 5.21 : Φυσικό σχέδιο 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3.3GHz με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών του κυκλωματικά βελτιστοποιημένου φίλτρου.	165
Εικόνα 5.22 : Ορισμός υποστρώματος στο ADS.....	165
Εικόνα 5.23 : Ορισμός εύρους ζώνης και αριθμού σημείων στο ADS για ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση.	166
Εικόνα 5.24 : Ρυθμίσεις για mesh του φίλτρου στο ADS(χρήση Momentum Microwave ως solver).....	166
Εικόνα 5.25 : Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση της απόκρισης του 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με τις βελτιστοποιημένες τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών απο την κυκλωματική προσομοίωση.....	167
Εικόνα 5.26 : Κυκλωματικό σχέδιο για εκτέλεση παραμετρικών ηλεκτρομαγνητικών προσομοιώσεων του 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου.....	168
Εικόνα 5.27 : Αποτελέσματα παραμετρικής ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης για μείωση όλων των αποστάσεων κατά ds(θετικό) στο 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρο.	168
Εικόνα 5.28 : Αποτελέσματα παραμετρικής ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης για αύξηση όλων των μηκών των συντονιστών κατά dl για το 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρο.....	169
Εικόνα 5.29 : Ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένη απόκριση για το 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρο.....	170

Εικόνα 5.30 : Φυσικό σχέδιο ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου.	171
Εικόνα 5.31 : Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης με χρήση FEM solver για 6 ^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών του κυκλωματικά βελτιστοποιημένου φίλτρου με εύρος ζώνης 3.3GHz.....	171
Εικόνα 5.32 : Κυκλωματικό σχέδιο 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.	172
Εικόνα 5.33 : Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλωματικά βελτιστοποιημένου 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.....	174
Εικόνα 5.34 : Ιστόγραμμα εύρους ζώνης για το 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρο.....	176
Εικόνα 5.35 : Ιστόγραμμα κεντρικής συχνότητας για το 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρο.	176
Εικόνα 5.36 : Φυσικό σχέδιο 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών απο το κυκλωματικά βελτιστοποιημένο φίλτρο.	177
Εικόνα 5.37 : Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση της απόκρισης του 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών απο το κυκλωματικά βελτιστοποιημένο φίλτρο.	177
Εικόνα 5.38 : Παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με αύξηση κατά ds των αποστάσεων s2 και s3(εφόσον το ds είναι αρνητικό οι αποστάσεις μειώνονται).....	178
Εικόνα 5.39 : Παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με μεταβολή του w1.	179
Εικόνα 5.40 : Παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με μεταβολή της μεταβλητής dl.....	180
Εικόνα 5.41 : Αποτελέσματα προσομοίωσης ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.	181
Εικόνα 5.42 : Φυσικό σχέδιο ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου 6 ^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.	182
Εικόνα 5.43 : Κυκλωματικό σχέδιο διαιρέτη ισχύος Wilkinson.....	183
Εικόνα 5.44 : Υπολογισμός μήκους κύματος στα 28GHz για το δεδομένο υπόστρωμα της εφαρμογής και του πλάτους wt των γραμμών με χαρακτηριστική αντίσταση 70.71Ω με την βοήθεια του LineCalc του ADS.	184
Εικόνα 5.45 : Αποτελέσματα κυκλωματικής προσομοίωσης των S παραμέτρων σκέδασης του διαιρέτη Wilkinson για τις θεωρητικά υπολογισμένες τιμές των παραμέτρων.	185
Εικόνα 5.46 : Κυκλωματικά βελτιστοποιημένη απόκριση του διαιρέτη ισχύος Wilkinson.	186
Εικόνα 5.47 : Φυσικό σχέδιο κυκλωματικά βελτιστοποιημένου διαιρέτη ισχύος Wilkinson.....	187
Εικόνα 5.48 : Κυκλωματικό σχέδιο διαιρέτη ισχύος Wilkinson για παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση. ..	188
Εικόνα 5.49 : Αποτελέσματα παραμετρικής ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης για τον διαιρέτη ισχύος Wilkinson. .	188
Εικόνα 5.50 : Τελική μορφή φυσικού σχεδίου ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διαιρέτη ισχύος Wilkinson.	189
Εικόνα 5.51 : Κυκλωματικό σχέδιο που περιέχει δύο κυκλώματα για τις περιπτώσεις που ο πομπός και ο δέκτης αντίστοιχα είναι ενεργοποιημένοι χωρίς κάποιο κύκλωμα προσαρμογής.	190
Εικόνα 5.52 : RL για την περίπτωση ενεργοποιημένου πομπού(S11) και δέκτη(S22) αντίστοιχα χωρίς κύκλωμα προσαρμογής.	191
Εικόνα 5.53 : Κυκλωματικό σχέδιο για την περίπτωση ενός κυκλώματος προσαρμογής.	191
Εικόνα 5.54 : RL για την περίπτωση κυκλωματικά βελτιστοποιημένου μονού κυκλώματος προσαρμογής(Το S11 αντιστοιχεί σε ενεργοποιημένο πομπό και το S22 σε ενεργοποιημένο δέκτη).....	192
Εικόνα 5.55 : Κυκλωματικό σχέδιο για την περίπτωση διπλού κυκλώματος προσαρμογής.	193
Εικόνα 5.56 : RL για την περίπτωση χρήσης βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής(το S11 αντιστοιχεί σε ενεργοποιημένο πομπό και το S22 σε ενεργοποιημένο δέκτη).....	194

Εικόνα 5.57 : Φυσικό σχέδιο διπλού κυκλώματος προσαρμογής με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών που προέκυψαν απο την κυκλωματική βελτιστοποίηση.	195
Εικόνα 5.58 : Κυκλωματικό σχέδιο διπλού κυκλώματος προσαρμογής για παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση.	196
Εικόνα 5.59 : Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του διπλού κυκλώματος προσαρμογής με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών απο την κυκλωματική βελτιστοποίηση.	196
Εικόνα 5.60 : Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής	197
Εικόνα 5.61 : Φυσικό σχέδιο ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής	198
Εικόνα 5.62 : Κυκλωματικό σχέδιο με το σύμβολο του αναδιπλωμένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής για παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση.	199
Εικόνα 5.63 : Απόκριση του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού αναδιπλωμένου κυκλώματος προσαρμογής.	200
Εικόνα 5.64 : Τελική μορφή φυσικού σχεδίου του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού αναδιπλωμένου κυκλώματος προσαρμογής.	200

Αλφαβητικό Ευρετήριο

ADS : Advanced Design System

BPF : Bandpass filter

BW : Bandwidth

CTE : Coefficient of Temperature Expansion

Dk : Dielectric Constant

Df : Dissipation Factor

ED : Electrodeposited

EM : Electromagnetic

EVB : Evaluation Board

FEM : Finite Element Analysis

HC : Hydrocarbon

IL : Insertion Loss

MoM : Method Of Moments

mmW : Millimeter Frequency Wave

MW : Microwave

PCB: Printed Circuit Board

PTH : Plated Through Hole

RA : Rolled Annealed

RFFE : RF-Front End

RF : Radio Frequency

RL : Return Loss

RMS : Root-Mean-Square

RSPG : Radio Spectrum Policy Group

RTF : Reverse Treated Foil

RX : Receiver

SMD : Surface Mount Device

TC : Temperature Coefficient

TDD : Time Division Duplexing

TX : Transmitter

TEM : Transverse Electromagnetic

VIA : Vertical Interconnect Access

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η ταχεία ανάπτυξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιών τα τελευταία χρόνια έχει οδηγήσει σε πλήθος εφαρμογών και τεχνολογιών οι οποίες με την σειρά τους έχουν δημιουργήσει την ανάγκη για ολοένα και μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης. Στο πλαίσιο της επίτευξης αυτού του στόχου, και εξαιτίας του γεγονότος ότι οι μπάντες χαμηλότερων συχνοτήτων στο ηλεκτρομαγνητικό φάσμα είναι ήδη κατειλημμένες από άλλες εφαρμογές, η χρήση μεγαλύτερων συχνοτήτων ως τις χιλιοστομετρικές είναι ιδιαίτερα ελκυστική επιλογή. Το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε αυτές τις συχνότητες αυξάνεται σε δεκάδες GHz δίνοντας την δυνατότητα υποστήριξης πολλών εφαρμογών και τεχνολογιών που χρειάζονται υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης όπως για παράδειγμα ultraHD streaming, το διαδίκτυο των πραγμάτων (IoT), τα αυτόνομα οχήματα, η φορητή τεχνολογία (wearables), οι τεχνολογίες AR/VR, τα δίκτυα αισθητήρων κ.α [1]. Οι χιλιοστομετρικές συχνότητες σύμφωνα με την IEEE ορίζονται από τα 30GHz έως τα 300GHz και είναι οι συχνότητες στις οποίες βασίζεται η 5^η γενιά τηλεπικοινωνιών για να πετύχει υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Συγκεκριμένα η ITU έχει ορίσει δύο περιοχές συχνοτήτων που αξιοποιούνται στην Ευρώπη για τηλεπικοινωνιακούς σκοπούς. Η μια ονομάζεται FR1 και καλύπτει μπάντες συχνοτήτων έως τα 7GHz, οι οποίες χρησιμοποιούνται από τα δίκτυα τέταρτης γενιάς (4G) και πέμπτης γενιάς (5G). Μάλιστα η 3.6GHz μπάντα (3.4GHz - 3.8GHz) χρησιμοποιείται ευρύτατα για το 5G στην Ευρώπη. Το μέγιστο εύρος ζώνης καναλιού για την FR1 ορίζεται ίσο με 100MHz. Η άλλη περιοχή ονομάζεται FR2 και φτάνει ως τα 33.4GHz, με ελάχιστο και μέγιστο εύρος ζώνης καναλιού να είναι αντίστοιχα 50MHz και 400MHz [2]. Όπως αναλύεται στο [3] οι χιλιοστομετρικές συχνότητες αντιμετωπίζουν σημαντικές απώλειες καθώς η απόσταση πομπού και δέκτη αυξάνεται. Υπάρχει λοιπόν ένας συμβιβασμός μεταξύ κάλυψης και χωρητικότητας δικτύου. Για αυτόν τον λόγο η RSPG (ομάδα για την πολιτική ραδιοφάσματος της Ευρώπης) έχει προτείνει τρεις μπάντες συχνοτήτων : την 700MHz, την 3.6GHz και την 26GHz (24.25GHz-27.5GHz). Η χαμηλή μπάντα παρέχει ευρεία κάλυψη με χωρητικότητες της τάξεως των 10Mb/s. Η μεσαία προσφέρει κάλυψη σε αστικό επίπεδο με χωρητικότητες 1-3 Gb/s. Η υψηλή παρέχει κάλυψη σε επίπεδο hot spot με ρυθμούς μεγαλύτερους από 10Gb/s [4]. Εκτός της 26GHz όμως, προσοχή έχει δοθεί και στην μπάντα των 28GHz (26.5GHz-29.5GHz) η οποία χρησιμοποιείται από τις ΗΠΑ, την Ιαπωνία και την Ν.Κορέα. Η χρήση χιλιοστομετρικών συχνοτήτων, και ιδίως η Ka ζώνη συχνοτήτων (27GHz – 40GHz) πέρα από την μεγάλη σημασία της για τα 5^{ης} γενιάς τηλεπικοινωνιακά συστήματα βρίσκει εφαρμογές και σε δορυφορικά συστήματα καθώς ο υψηλός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων είναι εξίσου σημαντικός, ενώ το μεγάλο εύρος ζώνης που παρέχεται έχει όφελος και για απεικονιστικά συστήματα ραντάρ λόγω της καλύτερης διακριτικότητας που μπορούν να πετύχουν. Επιπλέον πλεονέκτημα αυτής της ζώνης συχνοτήτων αποτελεί το πολύ μικρό μέγεθος (της τάξης των mm) των αντίστοιχων κυκλωμάτων και κεραιών.

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Η μεγάλη ποικιλία εφαρμογών της Ka ζώνης έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη ολοκληρωμένων κυκλωμάτων πομποδεκτών(RFIC/MMIC) που προορίζονται για λειτουργία σε αυτή την ζώνη. Αυτά τα ολοκληρωμένα κυκλώματα χρειάζονται υποστηρικτικά τυπωμένα κυκλώματα αξιολόγησης(EVB) για την ανάδειξη συγκεκριμένων περιπτώσεων χρήσης ή για χρήση τους ως αναπτυξιακά κυκλώματα απο υποψήφιους πελάτες. Τα EVB περιλαμβάνουν μεταξύ άλλων φίλτρα τα οποία αποτελούν σημαντικό μέρος ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος καθώς επιτρέπουν την απόρριψη θόρυβου και ανεπιθύμητων σημάτων που προέρχονται απο άλλους πομπούς και μπορούν να υποβαθμίσουν ή να καταστήσουν αδύνατη την λειτουργία του συστήματος. Παράλληλα αποτρέπουν και την εκπομπή απο το ίδιο το σύστημα επιβλαβών σημάτων για άλλα τηλεπικοινωνιακά και ηλεκτρονικά συστήματα όπως αρμονικών και προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, τα οποία προκύπτουν εξαιτίας της μη γραμμικότητας διατάξεων όπως είναι οι ενισχυτές και οι μίκτες. Διατάξεις απαραίτητες για την διαδικασία της RF διαμόρφωσης. Τα φίλτρα που λειτουργούν σε χιλιοστομετρικές συχνότητες δεν είναι εύκολο να κατασκευαστούν με χρήση συγκεντρωμένων στοιχείων καθώς παρασιτικά φαινόμενα αλλοιώνουν σημαντικά την συμπεριφορά τους. Αντί αυτών ο σχεδιασμός γίνεται με κατανομημένα στοιχεία όπως οι γραμμές μεταφοράς. Συγκεκριμένα τα φίλτρα που βασίζονται σε γραμμές μεταφοράς τύπου μικροταινίας είναι αρκετά δημοφιλή καθώς κατασκευάζονται εύκολα και οικονομικά ενώ είναι μικρά σε μέγεθος και έχουν μικρό βάρος. Το αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και ο σχεδιασμός τέτοιων ζωνοπερατών φίλτρων που λειτουργούν σε συχνότητες της Ka ζώνης, για ένα TDD τηλεπικοινωνιακό σύστημα, καθώς και άλλων απαραίτητων κυκλωμάτων του RFFE για διασύνδεση με πομπό και δέκτη όπως διαιρέτη ισχύος και κυκλώματος προσαρμογής.

Σκοπός και στόχοι

Ο σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι καταρχάς η ανάπτυξη ενός ζωνοπερατού φίλτρου στα 28GHz ως μέρος ενός τυπωμένου κυκλώματος αξιολόγησης του ολοκληρωμένου πομποδέκτη ALTUS28TR. Ο πρώτος στόχος λοιπόν είναι να μελετηθούν τα κρίσιμα χαρακτηριστικά που επηρεάζουν την απόκριση των φίλτρων, όπως για παράδειγμα οι ιδιότητες του υποστρώματος και η γεωμετρία των γραμμών μεταφοράς με τις οποίες αυτό υλοποιείται. Ο δεύτερος στόχος είναι να διερευνηθεί ποια είναι η σχέση των περιορισμών που θέτει η κατασκευαστική τεχνολογία αυτή την στιγμή ως προς τις κρίσιμες προδιαγραφές και τις δυνατότητες του φίλτρου, όπως για παράδειγμα το εύρος ζώνης, οι απώλειες εισαγωγής και επιστροφής, η απόρριψη αλλά και η ανάδειξη των αντίστοιχων σχεδιαστικών επιλογών ή συμβιβασμών για να ξεπεραστούν τα όποια εμπόδια. Ο τρίτος στόχος είναι η στατιστική μελέτη της απόκλισης που παρουσιάζει η απόκριση του φίλτρου ως

συνέπεια των αναπόφευκτων κατασκευαστικών ανοχών και ατελειών. Στους σκοπούς της εργασίας αυτής είναι και η σχεδίαση επιπλέον διατάξεων όπως διαιρέτη ισχύος Wilkinson, καθώς και η μελέτη της συμπεριφοράς του συστήματος σε περίπτωση που οι τερματισμοί δεν είναι 50Ω, κατά την αλλαγή απο κατάσταση εκπομπής σε κατάσταση λήψης σε ένα TDD σύστημα. Στόχος εδώ είναι η σχεδίαση των αντίστοιχων κυκλωμάτων προσαρμογής έτσι ώστε να διασφαλίζεται η όσο το δυνατόν καλύτερη λειτουργία αλλά και η μελέτη τρόπων για ελάττωση του καταλαμβανόμενου χώρου αυτών των διατάξεων.

Μεθοδολογία

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε ήταν να πραγματοποιηθεί αρχικά μια βιβλιογραφική μελέτη με σκοπό την κάλυψη των αναγκαίων θεωρητικών γνώσεων σχετικά με την επιστήμη και την τεχνολογία των υλικών υποστρώματος σε χιλιοστομετρικές συχνότητες, τις γραμμές μεταφοράς, αλλά και την σχεδίαση διατάξεων όπως διαιρέτες ισχύος Wilkinson και φίλτρα υψηλών συχνοτήτων. Το επόμενο στάδιο αφορούσε την εκμάθηση του λογισμικού ADS και συγκεκριμένα την σχεδίαση κυκλωμάτων και φυσικού σχεδίου αλλά και τα εργαλεία βελτιστοποίησης και παραμετροποίησης των επιμέρους στοιχείων των κυκλωμάτων. Ως προς τον σχεδιασμό η ελάχιστη απόσταση μεταξύ των γραμμών και του πλάτους των γραμμών για όλες τις διατάξεις που σχεδιάστηκαν θεωρήθηκε 0.1mm. Για την σχεδίαση του edge-coupled φίλτρου και του διαιρέτη Wilkinson χρησιμοποιήθηκαν θεωρητικοί τύποι πρώτα και έπειτα οι διατάξεις σχεδιάστηκαν σε κυκλωματικό επίπεδο. Στην συνέχεια βελτιστοποιήθηκαν κυκλωματικά, και αμέσως μετά οι διατάξεις προσομοιώνονταν και βελτιστοποιούνταν και ηλεκτρομαγνητικά. Το φίλτρο τύπου hairpin σχεδιάστηκε με μια πιο μικτή προσέγγιση καθώς ορισμένα χαρακτηριστικά υπολογίστηκαν θεωρητικά, ενώ άλλα εκτιμήθηκαν πειραματικά. Οι ηλεκτρομαγνητικές προσομοιώσεις συγκεκριμένα έγιναν με χρήση του προσομοιωτή Momentum Microwave που προσφέρει το ADS θεωρώντας 40 cells/wavelength για την πυκνότητα του πλέγματος(mesh) και έχοντας ενεργοποιημένες τις ρυθμίσεις edge mesh(Auto-determine edge width) και Transmission line mesh. Ως συχνότητα για το mesh της γεωμετρίας των διατάξεων επιλέχθηκε η μεγαλύτερη της προσομοίωσης δηλαδή τα 33GHz. Σημειώνεται επίσης ότι οι όποιοι θεωρητικοί υπολογισμοί είτε γινόντουσαν με την βοήθεια ειδικών εργαλείων που πρόσφερε το ADS είτε με την βοήθεια του MATLAB. Οι κώδικες που χρησιμοποιήθηκαν αλλά και ορισμένα χρήσιμα τεχνικά έγγραφα παρέχονται στα παραρτήματα στο τέλος της εργασίας. Μέρος της εργασίας ήταν και η προσομοίωση των αποτελεσμάτων της κατασκευής των φίλτρων μέσω ανάλυσης Monte Carlo με αντίστοιχη στατιστική επεξεργασία των παραγόμενων δεδομένων. Θεωρήθηκαν κατασκευαστικές ανοχές της τάξεως των +/-25μm στις διαστάσεις των γραμμών μικροταινίας με ομοιόμορφη κατανομή. Οι προσομοιώσεις MC έγιναν με 1000 δείγματα για την μελέτη της επίδρασης της ανοχής κάθε χαρακτηριστικού και με 10.000 δείγματα για την μελέτη της

επίδρασης όλων των κατασκευαστικών ανοχών ενώ ως κριτήρια για την απόρριψη ή αποδοχή των φίλτρων τέθηκε το IL να είναι 45dB στα 24GHz και 32GHz.

Καινοτομία

Η καινοτομία της διπλωματικής εργασίας έγκειται στην σχεδίαση, την προσομοίωση, την μελέτη και την βελτιστοποίηση συστήματος που θα αποτελείται από ζωνοπερατό φίλτρο κεντρικής συχνότητας 28GHz, με εύρος ζώνης 3.3GHz, απόρριψη 45dB στα 24GHz και 32GHz, καθώς και διαιρέτη ισχύος Wilkinson και κύκλωμα προσαρμογής, τα οποία θα ενσωματωθούν σε πλακέτα αξιολόγησης και μελέτης περιπτώσεων χρήσης ενός υπάρχοντος RFIC της αγοράς, του ALTUS28TR.

Δομή

Η διπλωματική εργασία έχει χωριστεί σε πέντε κεφάλαια, καθένα εκ των οποίων στηρίζει και συνδέεται με άμεσο τρόπο με το τεχνικό σκέλος της εργασίας. Το πρώτο κεφάλαιο αφορά την τεχνολογία τυπωμένων κυκλωμάτων με έμφαση στα υλικά υποστρώματος. Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα βασικά της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας, με μια σύντομη επεξήγηση της μεθόδου των ροπών. Στην συνέχεια το κεφάλαιο αφιερώνεται στην μελέτη της θεωρίας γραμμών μεταφοράς. Το κεφάλαιο κλείνει με μια παρουσίαση των υλοποιήσεων πραγματικών γραμμών μεταφοράς, με έμφαση στις επίπεδες γραμμές, τα προτερήματα και μειονεκτήματα της καθεμίας αναλύονται και σχολιάζονται. Το τρίτο κεφάλαιο κάνει μια επισκόπηση της θεωρίας σχεδίασης φίλτρων χαμηλών συχνοτήτων με συγκεντρωμένα στοιχεία. Με αυτό το υπόβαθρο αναπτύσσει την θεωρία σχεδίασης ζωνοπερατών φίλτρων σε υψηλές συχνότητες μέσω γραμμών μεταφοράς, αναλύοντας την βασική δομή των ζωνοπερατών φίλτρων υψηλών συχνοτήτων που είναι οι συζευγμένες γραμμές. Στο τέλος του τρίτου κεφαλαίου γίνεται μια αναφορά σε πιο ειδικά θέματα φίλτρων όπως υλοποίηση με υβριδικό υπόστρωμα αλλά και προσαρμοζόμενα φίλτρα(tunable). Το τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζει την θεωρία που χρειάζεται για την κατανόηση της λειτουργίας και της σχεδίασης ενός διαιρέτη ισχύος τύπου Wilkinson με μια αναφορά στο τέλος του σε κάπως πιο πρακτικά ζητήματα που αφορούν την υλοποίηση του. Στο πέμπτο και τελευταίο κεφάλαιο αξιοποιείται όλη η γνώση που συσσωρεύτηκε από τα προηγούμενα κεφάλαια ώστε να γίνει ο σχεδιασμός, η βελτιστοποίηση και η προσομοίωση των απαραίτητων διατάξεων όπως φίλτρα, διαιρέτη ισχύος Wilkinson αλλά και κυκλώματα προσαρμογής. Στο τέλος του 5^{ου} κεφαλαίου συνοψίζονται σε πίνακες όλα τα αποτελέσματα που προέκυψαν. Η εργασία ολοκληρώνεται με μια παράγραφο που συνοψίζει και τονίζει τα συμπεράσματα που εξάχθηκαν από την θεωρητική μελέτη και τον σχεδιασμό των αντίστοιχων διατάξεων.

1 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο : Υπόστρωμα πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει η εισαγωγή στην έννοια της πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος. Στην συνέχεια θα μελετηθεί σε μεγαλύτερο βάθος η δομή τους και θα παρουσιαστούν οι πιο σημαντικές μηχανικές, θερμικές, φυσικές και ηλεκτρικές ιδιότητες ενός υποστρώματος ως βασικού μέρους της. Έπειτα θα γίνει αναφορά στις απώλειες που υφίστανται σε μια πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος ειδικά για στην περίπτωση των χιλιοστομετρικών συχνοτήτων. Θα παρουσιαστούν επίσης τα είδη ρητίνης που χρησιμοποιούνται σήμερα στην βιομηχανία για την κατασκευή του υποστρώματος, αναλύοντας τα θετικά και τα αρνητικά σε κάθε περίπτωση, και θα συζητηθούν οι προδιαγραφές και οι απαιτήσεις που οφείλει να πληρεί μια πλακέτα που λειτουργεί σε χιλιοστομετρικές συχνότητες. Το κεφάλαιο θα ολοκληρωθεί με την ενδεικτική παρουσίαση ορισμένων εμπορικά διαθέσιμων υποστρωμάτων από εταιρίες όπως η Rogers, η Isola και η Taconic.

1.1 Περιγραφή πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος (PCB)

Μια πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος(Printed Circuit Board – PCB) αποτελείται από διηλεκτρικό υλικό, το υπόστρωμα, πάνω στο οποίο δημιουργούνται με χημικό τρόπο(etching) αγωγίμα μονοπάτια τα οποία καλούνται ίχνη(traces). Ο σκοπός της τυπωμένης πλακέτας είναι να καταστεί εφικτή η μετάδοση σημάτων μεταξύ των διάφορων ηλεκτρονικών στοιχείων που τοποθετούνται σε αυτή [5]. Τα στοιχεία εγκαθίστανται στην πλακέτα μέσω συγκόλλησης(soldering) είτε απευθείας πάνω στην επιφάνεια της(Surface-Mount Devices – SMD), είτε με συγκόλληση των ακροδεκτών των στοιχείων αφού αυτά εισέλθουν σε επιχάλκωμένες οπές που διαπερνούν την πλακέτα (plated through hole - PTH). Γενικά ένα PCB μπορεί να έχει ίχνη μόνο στην μια πλευρά του υποστρώματος ή και στις δύο, αλλά είναι δυνατή και η κατασκευή τυπωμένων πλακετών με πολλαπλά στρώματα [6]. Σε αυτή την περίπτωση έχουμε μια δομή που προκύπτει έπειτα από συνδυασμό στρωμάτων διηλεκτρικού υλικού και φύλλων χαλκού, τα οποία κολλάνε μεταξύ τους μέσω μονωτικού υλικού που ονομάζεται prepreg. Ένα σήμα μπορεί να διαδοθεί από ένα στρώμα της πλακέτας σε ένα άλλο μέσω ειδικών για τον σκοπό αυτό οπών που ονομάζονται VIA(Vertical Interconnect Access) holes. Αυτές διακρίνονται σε μη ορατές(blind) και εσωτερικές(buried) via. Το πρώτο είδος οπής συνδέει ένα εξωτερικό στρώμα με κάποιο εσωτερικό στρώμα, οπότε είναι ορατές μόνο από την μια πλευρά της πλακέτας. Το δεύτερο είδος συνδέει εσωτερικά επίπεδα χαλκού μεταξύ τους και για αυτό δεν είναι ορατές από καμία πλευρά της πλακέτας [7]. Αξίζει να σημειωθεί πως ανάλογα με την εφαρμογή μια πλακέτα μπορεί να είναι εύκαμπτη, εάν και η πλειοψηφία συνήθως αφορά στερεές και επίπεδες δομές. Επιπλέον τα υλικά κατασκευής του υποστρώματος των περισσότερων PCB είναι σύνθετα, αποτελούμενα απο πλαστικά όπως μήτρα εποξειδικής ρητίνης, ενισχυμένα με υφαντό υαλοβάμβακα(woven fiberglass) όπως το

FR4. Οι αγωγοί από την άλλη κατασκευάζονται συνήθως από χαλκό λόγω της πολύ καλής του αγωγιμότητας, του χαμηλού κόστους του αλλά και της ευκολίας στην επεξεργασία του [8].

1.2 Κατασκευή PCB

Η κατασκευή ενός PCB ξεκινάει από μια δομή που προκύπτει έπειτα από θερμομηχανική επιμετάλλωση ενός διηλεκτρικού υλικού υπό συνθήκες κενού(βασικό υλικό). Στην διεργασία αυτή , υπό συνθήκες υψηλής θερμοκρασίας συμπιέζεται το διηλεκτρικό υλικό μαζί με τα αγωγή φύλλα χαλκού ώστε να προκύψει το θερμομηχανικά επιμεταλλωμένο υπόστρωμα(copper clad laminate) [9]. Στο εξής θα αναφέρεται απλώς ως διηλεκτρικό υπόστρωμα ή υπόστρωμα(substrate). Ο σχηματισμός του σχεδίου του κυκλώματος γίνεται είτε μέσω προσθετικής μεθόδου, που βασίζεται στην επιλεκτική απόθεση χαλκού στο υπόστρωμα, είτε μέσω της αφαιρετικής, που βασίζεται στην επιλεκτική αφαίρεση χαλκού μέσω χημικής προσβολής(etching). Η πιο διαδεδομένη είναι η αφαιρετική αλλά υπάρχει και η ημι-αφαιρετική μέθοδος [10]. Οι VIA από την άλλη κατασκευάζονται μέσω διάτρησης του υποστρώματος και απαιτούνται κάποια βήματα πρώτα για να καταστούν αγωγιμες και να υπάρχει ηλεκτρική επικοινωνία μεταξύ των στρωμάτων που συνδέονται. Καταρχάς η επιφάνεια καθαρίζεται ώστε να απομακρυνθούν τυχόν ακαθαρσίες όπως διάφορες ουσίες και υπολείμματα από την διάτρηση(drilling). Έπειτα γίνεται χημική προσβολή τους για αύξηση της τραχύτητας(π.χ. με θειικό οξύ, τριοξείδιο χρωμίου). Αυτό βελτιώνει την πρόσφυση του χαλκού στην επιφάνεια που χρειάζεται να αποτεθεί χημικά(electroless copper plating) με σκοπό την χημική ενεργοποίηση της επιφάνειας(381nm με 508nm πάχος). Επιπλέον καθαρίζεται η επιφάνεια από υπολείμματα που δημιουργούνται κατά την διάνοιξη των οπών(desmear) εξαιτίας των θερμοκρασιών που αναπτύσσονται απο την τριβή και οι οποίες λιώνουν την ρητίνη. Η χημική ενεργοποίηση της επιφάνειας μπορεί να γίνει διαφορετικά με λέιζερ ή πλάσμα. Τέλος γίνεται απόθεση χαλκού ηλεκτρολυτικά(electrolytic copper plating), με πάχος 25.4 μm - 50.8 μm [9]. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι διαδικασίες που αφορούν την κατασκευή των VIA είναι το πιο ακριβό μέρος της κατασκευής ενός PCB και το κόστος αυξάνεται βάσει του μεγέθους, του αριθμού τους αλλά και του είδους τους [10] . Όπως θα αναλυθεί αργότερα, έχουν επίσης σημαντική επίδραση και στην λειτουργία της πλακέτας.

1.2.1 Η ενίσχυση(Reinforcement)

Το υλικό της ενίσχυσης συνήθως αποτελείται απο διάφορα είδη χαρτιού, υαλοβάμβακα, κεραμικό ή πιθανώς και άλλα υλικά. Το χαρτί χρησιμοποιείται σε αρκετά τυπωμένα κυκλώματα λόγω του πολύ χαμηλού του κόστους και της εύκολης επεξεργασίας του. Ωστόσο είναι αναξιόπιστο καθώς έχει μεγάλη απορρόφηση υγρασίας. Το γυαλί από την άλλη προσφέρει καλή σταθερότητα κατά τις κατασκευαστικές διεργασίες, μεγάλη αντοχή σε θερμικές καταπονήσεις, ενώ συνδυάζει και άλλα

προτερήματα όπως η μικρή απορρόφηση υγρασίας και οι ανώτερες μηχανικές ιδιότητες λόγω της υψηλής αντοχής στον εφελκυσμό [8] .

1.2.2 Η ρητίνη(Resin)

Οι ρητίνες μπορούν να είναι διάφορων ειδών όπως φαινολικές, πολυεστερικές, κυανικού εστέρα, εποξειδικές ή πολυιμιδίου. Πρόκειται για υλικό πολυμερικής φύσεως που είναι κατά κύριο λόγο θερμοσκληραινόμενο, ενώ μπορεί να είναι ακόμα και θερμοπλαστικό(όπως το PTFE). Καλύπτει και εμποτίζει το υλικό της ενίσχυσης λειτουργώντας ουσιαστικά ως η κολλητική ουσία μεταξύ της ενίσχυσης και των αγώγιμων φύλλων. Οι φαινολικές και οι εποξειδικές ρητίνες(όπως το FR4) είναι οι πιο διαδεδομένες ως προς την χρήση. Συχνά προστίθενται μάλιστα και διάφορες άλλες ουσίες στην ρητίνη(filled) υπό την μορφή σωματιδίων(fillers) με απώτερο σκοπό να τροποποιηθούν κατά επιθυμητό τρόπο, ανάλογα την εκάστοτε εφαρμογή, οι διάφορες ιδιότητες της ρητίνης, όπως για παράδειγμα η βελτίωση της αντοχής σε θερμικές και χημικές καταπονήσεις, η βελτίωση των μηχανικών και θερμικών ιδιοτήτων, η μείωση των απωλειών, η τροποποίηση της διηλεκτρικής σταθεράς κ.α. Χαρακτηρίζεται από διάφορα φυσικά μεγέθη μερικά εκ των οποίων είναι η διηλεκτρική σταθερά, ο παράγοντας απωλειών, η απορρόφηση υγρασίας, η θερμική διαστολή, η θερμική αγωγιμότητα και άλλα τα οποία καθορίζουν άμεσα τις μηχανικές, θερμικές, χημικές και ηλεκτρικές ιδιότητες του υποστρώματος. Πολύ σημαντικές είναι και οι ρεολογικές ιδιότητες της ρητίνης καθώς στην περίπτωση που δεν καλυφθούν πλήρως τα κενά μεταξύ των ινών του γυαλιού στην περίπτωση χρήσης υαλοβάμβακα ως ενίσχυση, ή αν δημιουργηθούν φυσαλίδες, μπορεί υπάρξουν αστοχίες όπως φαινόμενα αποκόλλησης(delamination). Τόσο οι εγγενείς ιδιότητες των βασικών υλικών όσο και το ιστορικό τους πριν την επεξεργασία(σε τι συνθήκες έχουν εκτεθεί), αλλά και λεπτομέρειες που αφορούν την διαδικασία επεξεργασίας τους όπως το είδος των διεργασιών στις οποίες υπόκεινται, η διάρκεια των διεργασιών, οι συνθήκες υπό τις οποίες γίνονται αυτές(π.χ. θερμοκρασία) και άλλοι παράγοντες, επηρεάζουν σε μεγάλο βαθμό τις τελικές ιδιότητες και την αξιοπιστία του υποστρώματος. Έχοντας ως κριτήρια τι διεργασίες χρειάζεται να υποστεί λοιπόν ένα υπόστρωμα αλλά και το περιβάλλον λειτουργίας στο οποίο θα πρέπει να λειτουργήσει η πλακέτα, επιλέγεται κατάλληλη ρητίνη. Λόγου χάρι το πολυιμίδιο έχει εξαιρετική αντοχή σε μακροχρόνια έκθεση στις υψηλές θερμοκρασίες αλλά δυστυχώς υποφέρει από υψηλή απορρόφηση υγρασίας , το οποίο όπως θα αναλυθεί στην συνέχεια έχει πολύ αρνητικές συνέπειες για την λειτουργία ενός PCB.

1.2.3 Τα αγώγιμα φύλλα(Metal Foil)

Τα αγώγιμα φύλλα μπορεί να είναι από χαλκό, νικέλιο, ανοξείδωτο ατσάλι ή ακόμα και από χαλκοβηρύλλιο. Συνήθως προτιμάται ο χαλκός λόγω της καλής αγωγιμότητας, της εύκολης επεξεργασίας και του μικρού κόστους. Σημαντική παράμετρος του χαλκού είναι το πάχος του, το

οποίο δίνεται έμμεσα ως ουγγιές ανά τετραγωνικό πόδι ($\frac{oz}{ft^2}$) ή ως γραμμάρια ανά τετραγωνικό εκατοστό ($\frac{g}{m^2}$). Στον Πίνακα 1.1 παρουσιάζονται τα τυπικά προσφερόμενα πάχη χαλκού :

Πίνακας 1.1 : Τυπικά πάχη και αντίστοιχα βάρη για φύλλα χαλκού. [8]

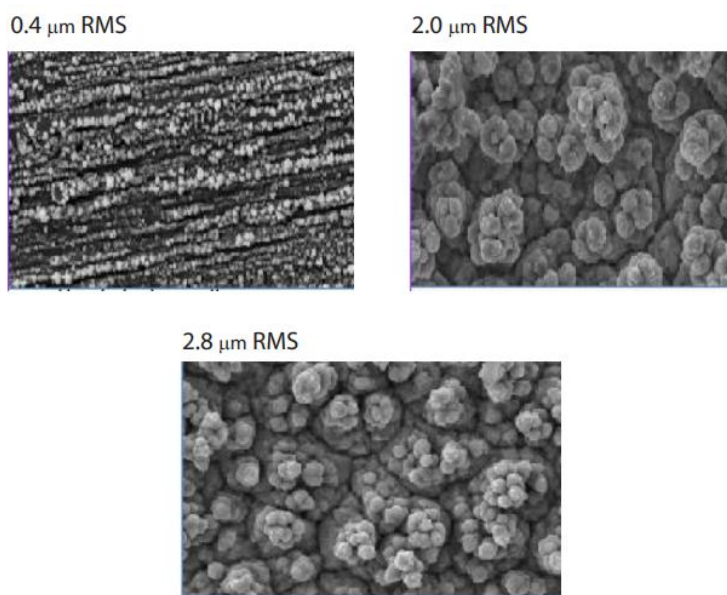
Thickness	Weight			Resistivity
	Basic weight		Tolerance	
	Oz/ft ²	g/m ²		M Ω -max
12 μm	3/8	107	± 10 %	9.3
18 μm	1/2	153	± 10 %	7.0
35 μm	1	305	± 10 %	3.5
70 μm	2	610	± 10 %	1.8

Οι προδιαγραφές για το φύλλο χαλκού είναι πολύ αυστηρές καθώς αυτός σε θερμοκρασία 20°C δεν θα πρέπει να έχει ειδική αντίσταση που ξεπερνά τα $0.1594 \frac{\Omega \cdot g}{m^2}$, και επιπλέον η επιφάνεια του θα πρέπει να είναι όσο πιο λεία γίνεται χωρίς γρατζουνιές, βαθουλώματα ή άλλες ατέλειες. Γενικά υπάρχουν δύο είδη χαλκού:

- Ανοπτημένο κυλημένο φύλλο χαλκού(Rolled Annealed – RA Copper Foil):**
Έχει χρησιμοποιηθεί εκτενώς για ευλύγιστα PCB λόγω της λείας επιφάνειάς του. Έχει πολλά πλεονεκτήματα σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων λόγω των μικρότερων απωλειών του. Σημειώνεται όμως ότι υπάρχει ζήτημα πρόσφυσης με το υπόστρωμα(adhesion) λόγω της λείας επιφάνειάς και ότι η οριζόντια μορφή της δομής των κόκκων του παρουσιάζει δυσκολίες στην δημιουργία μικρών αποστάσεων μεταξύ των αγωγών ενός κυκλώματος. Επιπλέον ζητήματα αφορούν την σχετικά φτωχή πρόσφυση με το φωτοευαίσθητο υλικό, το οποίο είναι αναγκαίο κατά την διαδικασία της φωτολιθογραφίας, μειώνοντας έτσι την ικανότητα να κατασκευαστούν πολύ πυκνά κυκλώματα [11].
- Ηλεκτρολυτικό φύλλο χαλκού(Electrodeposited Copper - ED Foil):**
Σε αντίθεση με τον με τον RA χαλκό, στον ED χαλκό η δομή των κόκκων του υλικού είναι κατακόρυφη αντί για οριζόντια και αυτό επιτρέπει την κατασκευή γραμμών με πιο ευδιάκριτα όρια. Το μειονέκτημα του για εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων είναι η μεγαλύτερη τραχύτητα στην επιφάνεια του για λόγους που θα αναλυθούν αργότερα. Βέβαια αυτό είναι επιθυμητό κατά τα άλλα για καλύτερη πρόσφυση με το υπόστρωμα και το φωτοευαίσθητο υλικό. Υπάρχουν διάφορες κατηγορίες ED χαλκού όπως υψηλού, τυπικού, χαμηλού και πολύ

χαμηλού προφίλ(High, Standard, Low, Very Low Profile). Οι υψηλού προφίλ προτιμούνται σε εφαρμογές που χρειάζεται μεγάλη αξιοπιστία και ανθεκτικότητα σε μηχανικές αστοχίες. Ο reverse treated ED χαλκός(ED-RTF) υφίσταται κατεργασία στην μια πλευρά του με ανάπτυξη οξειδίων έτσι ώστε να βελτιωθεί η πρόσφυση με το διηλεκτρικό και να προστατευτεί ο χαλκός απο διάβρωση. Η άλλη πλευρά του φύλλου έχει αρκετή τραχύτητα ώστε να υπάρχει καλή πρόσφυση με το φωτοευαίσθητο υλικό.

Αξίζει να αναφερθεί ότι οι λεπτοί αγωγοί απο ED χαλκό είναι πιο επιρρεπείς σε ταχείς θερμικές μεταβολές και είναι πιθανότερη η δημιουργία μηχανικών αστοχιών σε σχέση με τον RA χαλκό. Σε αυτό συμβάλλει το γεγονός ότι ο RA χαλκός παρά το γεγονός ότι έχει μικρότερη εφελκυστική αντοχή, μπορεί να επιμηκυνθεί περισσότερο απο τον ED χωρίς να παραμορφωθεί μόνιμα. Τέλος σημειώνεται ότι η τραχύτητα του χαλκού ποσοτικοποιείται μέσω της RMS τιμής του λόγου των κορυφών προς τις κοιλάδες που παρουσιάζει ο χαλκός [12].



Εικόνα 1.1 : Εικόνες απο SEM της επιφάνειας χαλκού πάχους 18μm για RMS τιμές τραχύτητας 0.4μm, 2.0μm και 2.8μm. [12]

1.3 Μηχανικές ιδιότητες υποστρώματος

Το υπόστρωμα έχει ορισμένες ιδιότητες που γίνονται γνωστές στον σχεδιαστή μέσω των τεχνικών εγγράφων και φυλλαδίων(datasheet) που προσφέρει ο κατασκευαστής τους. Ο σχεδιαστής οφείλει να μελετήσει προσεκτικά τις ιδιότητες αυτές έτσι ώστε να επιλέξει εκείνο το υπόστρωμα το οποίο θα εξασφαλίσει ότι η πλακέτα θα αποδίδει κατά το βέλτιστο δυνατό τρόπο στην εφαρμογή για την οποία

προορίζεται και θα είναι όσο πιο αξιόπιστη γίνεται. Πολλές φορές μάλιστα ανάλογα με την αναμενόμενη πολυπλοκότητα της(σε αριθμό στρωμάτων, αποστάσεις αγωγών κτλπ.), τίθενται ορισμένες προδιαγραφές ως προς τις ιδιότητες του υποστρώματος έτσι ώστε να μπορεί να αντέξει τις απαιτούμενες κατασκευαστικές διεργασίες αλλά και να λειτουργεί όπως είναι αναμενόμενο το κύκλωμα. Για αυτό τον λόγο στην ενότητα αυτή καταγράφονται οι βασικές μηχανικές, θερμικές και φυσικές/χημικές ιδιότητες οι οποίες έχουν σημασία κατά την επιλογή υποστρώματος απο έναν σχεδιαστή:

1.3.1 Απορρόφηση υγρασίας(Water Absorption)

Εκφράζει την ικανότητα του υποστρώματος να απορροφά υγρασία. Η απορρόφηση αυτή πρέπει να διατηρείται σε όσο γίνεται πιο μικρό επίπεδο καθώς μπορεί να επηρεάσει τις ηλεκτρικές ιδιότητες της πλακέτας αλλά και να δημιουργήσει προβλήματα όπως φουσκάλες κατά την θέρμανση του υποστρώματος εν ώρα κατασκευαστικών διεργασιών ή κατά την συγκόλληση(soldering), οδηγώντας σε αποκόλληση του χαλκού από το υπόστρωμα(Delamination). Η διαδικασία μέτρησης της απορρόφησης μπορεί να γίνει με διάφορους τρόπους, ένας εκ των οποίων είναι η μέση τιμή του νερού σε βάρος(mg) που απορροφούν τρία δοκίμια ορισμένων διαστάσεων(π.χ. 50 mm X 50 mm) τα οποία βυθίζονται σε απεσταγμένο νερό με θερμοκρασία 20°C για 24 ώρες [8].

1.3.1 Συντελεστής θερμικής διαστολής(Coefficient of thermal expansion - CTE)

Ο συντελεστής θερμικής διαστολής μετριέται σε μονάδες $\frac{ppm}{^{\circ}C}$ και πρέπει να ταιριάζει τόσο με αυτόν του υλικού του αγωγού(περίπου 17 ppm/°C για χαλκό), όσο και με των συσκευών που θα τοποθετηθούν πάνω στην πλακέτα ώστε οι μηχανικές καταπονήσεις να ελαχιστοποιούνται και να μην τίθεται σε κίνδυνο η ακεραιότητα των PTH. Τυπικές τιμές για τα περισσότερα υλικά είναι 50-60 ppm/°C εάν και το νούμερο αυτό μπορεί να τετραπλασιαστεί για θερμοκρασίες που υπερβαίνουν την Tg [13].

1.3.2 Θερμοκρασία υαλώδους μετάπτωσης(Glass Transition Temperature – Tg)

Υποδεικνύει την θερμοκρασία εκείνη στην οποία αλλάζουν οι φυσικές ιδιότητες της ρητίνης όπως η διαστατική ευστάθεια, η δύναμη πρόσφυσης και ο CTE. Τυπικές τιμές της Tg για το FR4 κυμαίνονται στο εύρος 115°C – 125°C ενώ υπάρχουν και ρητίνες όπως αυτές του πολυιμιδίου που έχουν εύρος Tg : 260°C - 300°C. Η Tg έχει μεγάλη σημασία επειδή σχετίζεται με την αλλαγή του συντελεστή διαστολής του υλικού κατά την διαδικασία της κόλλησης(soldering) ή κατά τις ανυψωμένες θερμοκρασίες που αναπτύσσονται σε ορισμένα στάδια της παραγωγής και επομένως αφορά άμεσα την αξιοπιστία των PTH [8]. Ωστόσο αυτή η εκτίμηση δεν ισχύει τόσο για πληρούμενα υλικά ή υλικά που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων και έχουν πιο σύνθετη δομή.

Για παράδειγμα το CLTE-XT microwave που βασίζεται σε PTFE δεν έχει Tg στο εύρος 50°C με 260°C ωστόσο λόγω της μικρής διαστολής του εξασφαλίζει υψηλή αξιοπιστία των PTH. [13].

1.3.3 Td (Decomposition Temperature)

Είναι η θερμοκρασία εκείνη στην οποία ξεκινάει το υλικό να αποσυντίθεται λόγω θερμικής καταπόνησης. Συνήθως είναι περίπου 300°C για τις περισσότερες ρητίνες και 400°C για πολυιμίδια. Εξαρτάται πολύ από την χημική σύσταση του υλικού και προσδιορίζει την θερμοκρασία εκείνη στην οποία το υλικό έχει χάσει το 5% του βάρους του [13].

1.3.4 Tc(Thermal Conductivity)

Είναι η θερμική αγωγιμότητα του υλικού σε μονάδες $\frac{W}{m \cdot K}$ και εκφράζει την ευκολία με την οποία ένα υλικό άγει την θερμότητα. Είναι πολύ σημαντική παράμετρος διότι τα πιο πυκνά κυκλώματα οδηγούν στην αύξηση της πυκνότητας ισχύος το οποίο δημιουργεί προβλήματα αξιοπιστίας. Αυτά τα προβλήματα προκύπτουν από τον γενικό κανόνα πως ο χρόνος ζωής των εξαρτημάτων ημιαγωγών μειώνεται στο μισό για κάθε αύξηση της θερμοκρασίας επαφής κατά 10°C [13].

1.3.5 Διατηρητότητα(Punchability)

Εκφράζει την ικανότητα του υποστρώματος να μην ραγίζει ή σπάει κατά την την διάνοιξη οπών, να μην υπάρχει αποκόλληση του αγωγών, αλλά και να υπάρχει λεία επιφάνεια στις γωνίες και στο εσωτερικό των οπών. Η καλή διαστατική ευστάθεια συνεισφέρει σε αυτό [8].

1.3.6 Δύναμη πρόσφυσης(Peel Strength)

Ποσοτικοποιεί την ικανότητα πρόσφυσης του χαλκού στο βασικό υλικό μετρώντας την δύναμη που απαιτείται για ξεφλούδισμα του ίχνους με τέτοιο τρόπο ώστε αυτό να σχηματίζει ορθή γωνία με το βασικό υλικό, όταν αυτό βρίσκεται σε επίπεδη επιφάνεια. Η ελάχιστη δύναμη που χρειάζεται προς το πλάτος του ίχνους εκφράζει την αντοχή σε αποκόλληση και μετριέται σε διαστάσεις βάρους προς μήκος. Η τιμή του PL εξαρτάται από παράγοντες όπως το πάχος του αγωγού, το είδος της ρητίνης και το είδος του αγωγού(άλλη τραχύτητα έχει ο ED και άλλη ο RA χαλκός και επομένως διαφορετικό PL) [8].

1.3.7 Δύναμη δεσμού(Bond Strength)

Εκφράζει την δύναμη πρόσφυσης μιας νησίδας αγωγού(conductor pad) με το βασικό υλικό και είναι σημαντική διότι συνήθως η αποκόλληση του χαλκού από το βασικό υλικό ξεκινάει από τα pads πρώτα [8].

1.3.8 Αντοχή σε συγκόλληση(Solder Resistance)

Αφορά την αντοχή του υποστρώματος στην δημιουργία φουσκωμάτων ή άσπρων κηλίδων(λόγω αποκόλλησης) ή άλλου είδους μηχανικών αστοχιών έπειτα από έκθεση σε συγκολλητική ουσία(solder) στους 260 +/- 3 °C για 10 με 60 δευτερόλεπτα [8].

1.3.9 Διαστατική ευστάθεια(Dimensional Stability)

Είναι ένα μέτρο της σταθερότητας και της αντίστασης σε μηχανική παραμόρφωση του υποστρώματος. Η ευστάθεια στις διαστάσεις X και Y εξαρτάται από το υλικό της ενίσχυσης ενώ η διαστολή στην Z διάσταση(πάχος υποστρώματος) από το είδος της ρητίνης που έχει επιλεγθεί. Είναι πολύ σημαντική ιδιότητα όσον αφορά στο θέμα της ευθυγράμμισης μεταξύ των διαφορετικών στρωμάτων σε πολυστρωματικές πλακέτες(Registration). Προτιμούνται υλικά με προβλέψιμη κίνηση ώστε να μπορεί να γίνει αντιστάθμιση αυτών των κινήσεων και των παραμορφώσεων κατά την διάτρηση.

1.3.10 Ευφλεκτότητα(Flammability)

Η ευφλεκτότητα των υλικών που χρησιμοποιούνται στην παραγωγή είναι σημαντική καθώς ενδέχεται να απαιτούνται ειδικές εγκαταστάσεις και επιπλέον κανονισμοί για την ασφαλή διαχείριση τους αλλά και κατάλληλα εκπαιδευμένο προσωπικό. Οπότε κάνουν ακόμα πιο περίπλοκη και ακριβή την διαδικασία της παραγωγής. Η τυποποίηση παρέχεται από την NEMA, IEC και Underwriter Laboratories(UL). Το γενικό πρότυπο χρησιμοποιείται είναι το UL 94 βάσει του οποίου τα υλικά κατηγοριοποιούνται ως 94 V-D, 94V-1, 94V-2 και 94 HB. Η κατηγοριοποίηση γίνεται με διεξαγωγή δοκιμών σε δείγματα σε οριζόντια ή κατακόρυφη θέση αφού πρώτα παραμείνουν για 48 ώρες σε συνθήκες 23°C και 50% σχετικής υγρασίας. Οι γεωμετρικές διαστάσεις του δείγματος πρέπει να είναι συγκεκριμένες, όπως 127mm σε μήκος και 12.7mm σε πλάτος [8].

1.4 Ηλεκτρικές ιδιότητες υποστρώματος

Η αναφορά των μηχανικών ιδιοτήτων έχει αξία υπό την έννοια ότι προσφέρουν μια βαθύτερη κατανόηση για το ποιες είναι οι επιθυμητές μηχανικές ιδιότητες του υποστρώματος έτσι ώστε να είναι εφικτή η κατασκευή πυκνών και αξιόπιστων, ενδεχομένως πολυστρωματικών πλακετών. Ωστόσο ο σχεδιασμός των κυκλωμάτων, και η λειτουργία τους βασίζεται στις ηλεκτρικές ιδιότητες του υποστρώματος :

1.4.1 Διηλεκτρική αντοχή(Dielectric Strength)

Περιγράφει την ικανότητα ενός διηλεκτρικού μέσου να αποτρέπει την ροή ρεύματος μέσω αυτού έπειτα από επιβολή ηλεκτρικού πεδίου. Εξαρτάται από την χημική σύσταση του υλικού, την υγρασία, το πάχος του δοκιμίου, το πόσο καθαρή είναι η επιφάνεια, την τραχύτητα της, αλλά και την

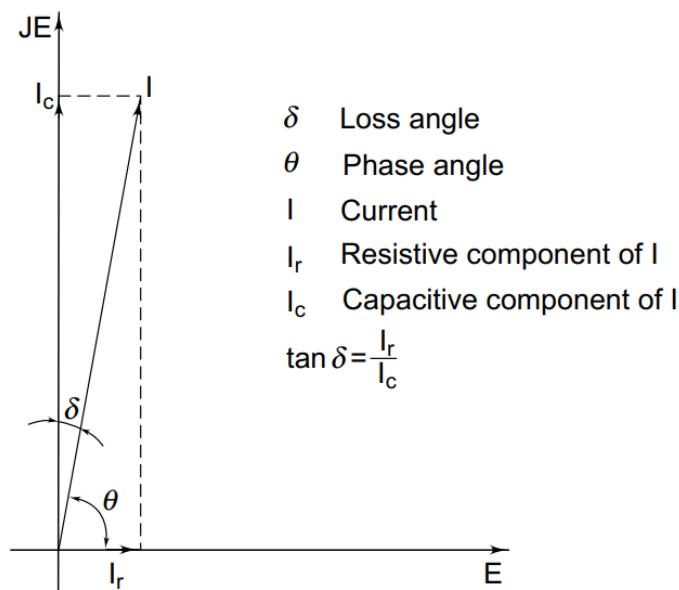
γενικότερη κατάσταση του υλικού(εάν έχει φθαρεί δηλαδή με τον χρόνο). Η μέτρηση γίνεται με εφαρμογή εναλλασσόμενης τάσης συχνότητας 50Hz σε περιβάλλον λαδιού. Ένα τρόποςμέτρησης περιλαμβάνει την αύξηση του πλάτους της τάσεως με ρυθμό 0.5KV/s(Short – Time test). Η μορφή και το μέγεθος των ηλεκτροδίων, το μέγεθος τους, το περιβάλλον της δοκιμής, ο ρυθμός μεταβολής και η μορφή της τάσης εφαρμογής και τυχόν μηχανικές καταπονήσεις, έχουν όλα μεγάλη σημασία και διαφοροποιούν την μετρούμενη τιμή της διηλεκτρικής αντοχής. Η διηλεκτρική αντοχή μετριέται σε KV/mm [8].

1.4.2 Διηλεκτρική σταθερά(Dielectric Constant)

Είναι ένα μέτρο της ικανότητας του μέσου να αποθηκεύει ηλεκτρική ενέργεια, να συγκεντρώνει το πεδίο ή ισοδύναμα ένα μέτρο της μείωσης της ταχύτητας ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος που διαδίδεται μέσα από ένα διηλεκτρικό υλικό, σε σχέση με την ταχύτητα που θα είχε εάν αυτό διαδιδόταν στο κενό. Εξαρτάται από την υγρασία, την θερμοκρασία, την συχνότητα του κύματος , την κατεύθυνση των πεδίων αλλά και απο την σύσταση του ίδιου του υλικού αλλά ακόμα και απο το πάχος του, τον τύπο χαλκού που χρησιμοποιείται ή ακόμα και από την μέθοδο μέτρησης που χρησιμοποιείται. Επίσης σχετίζεται με τις διαστάσεις του κυκλώματος.

1.4.3 Παράγοντας απωλειών(Dissipation Factor)

Είναι ο λόγος της ωμικής αντίστασης προς την χωρητική αντίδραση ενός διηλεκτρικού και εκφράζει τις απώλειες του υλικού. Επηρεάζεται απο την υγρασία, την θερμοκρασία αλλά και την συχνότητα αλλά και απο το ίδιο το υλικό(χημικές και φυσικές ιδιότητες). Ένας ισοδύναμος τρόπος να οριστεί είναι μέσω της γωνίας δ που η εφαπτομένη της είναι ίση με τον λόγο του πλάτους του ωμικού ρεύματος προς το πλάτος του χωρητικού ρεύματος.



Εικόνα 1.2 : Διανυσματική αναπαράσταση ρεύματος πυκνωτή με την χωρητική και ωμική συνιστώσα του.

[8]

Τυπικές τιμές για υπόστρωμα με ενίσχυση χαρτιού και φαινολική ρητίνη, είναι 0.02 με 0.08, για ενίσχυση γυαλιού με εποξειδική ρητίνη 0.01 έως 0.03 (όπως το FR4) και για ενίσχυση γυαλιού με ρητίνη PTFE είναι 0.0008-0.005. Γενικά η αύξηση της συχνότητας μειώνει τον παράγοντα απωλειών ενώ η αύξηση της υγρασίας ή της θερμοκρασίας αυξάνει την τιμή του παράγοντα απωλειών.

1.4.4 Αντίσταση μόνωσης(Insulation Resistance)

Αποτελείται από την ογκική και επιφανειακή αντίσταση και ορίζεται ως ο λόγος της εφαρμοζόμενης τάσης προς το ρεύμα που διαρρέει το υλικό. Μεταβάλλεται ανάλογα με τις περιβαλλοντικές συνθήκες και για αυτό πρέπει να μετρηθεί σε παρόμοιο περιβάλλον με αυτό που η τελική πλακέτα θα δουλεύει.

1.4.5 Επιφανειακή αντίσταση(Surface Resistivity)

Είναι μια ποσότητα που εκφράζει το ρεύμα διαρροής μέσω της επιφάνειας του διηλεκτρικού υλικού προς της εφαρμοζόμενη τάση μεταξύ δύο σημείων στην επιφάνεια του. Εξαρτάται από την υγρασία, την κατάσταση της επιφάνειας του υλικού, το φινίρισμα και την θερμοκρασία μεταξύ άλλων. Η διαδικασία της μέτρησης περιλαμβάνει την τοποθέτηση δύο ηλεκτροδίων στην επιφάνεια του υλικού και εφαρμογή τάσης 500V DC. Χρησιμοποιείται και ένα τρίτο ηλεκτρόδιο(guard) από την άλλη πλευρά του δοκιμίου που διατηρείται σε σταθερή θετική τάση επίσης 500V DC για να αποφευχθεί η ροή ρευμάτων διαμέσου του όγκου του υλικού. Οι μονάδες είναι αντίσταση προς μονάδα επιφάνειας, με μονάδες Ω ανά τετραγωνικό χιλιοστό ή τετραγωνική ίντσα .

1.4.6 Ογκική ειδική αντίσταση(Volume Resistivity)

Εκφράζει το ρεύμα διαρροής μέσω του όγκου του υλικού και μετριέται σε Ω επί cm. Μετριέται με χρήση τριών ηλεκτροδίων, δύο εκ των οποίων τοποθετούνται στην πάνω και κάτω μεριά του διηλεκτρικού αντίστοιχα, εφαρμόζοντας DC τάση και μετρώντας το ρεύμα που διαρρέει το διηλεκτρικό. Χρησιμοποιείται και ένα τρίτο ηλεκτρόδιο ως βοηθητικό-guard στην πάνω μεριά το οποίο διατηρείται σε ίδια τάση με το άλλο ηλεκτρόδιο, ώστε να αποφευχθούν επιφανειακά ρεύματα. Η ειδική ογκική αντίσταση εξαρτάται από τα μεγέθη της υγρασίας και της θερμοκρασίας(μειώνεται με αύξηση της). Έχει μεγάλη αξία σαν φυσικό μέγεθος διότι συνδέεται άμεσα με την απορρόφηση υγρασίας. Οπότε για εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων είναι επιθυμητό να είναι όσο δυνατόν πιο σταθερή γίνεται συναρτήσει της υγρασίας. Στην Εξίσωση (1.1) δίνεται ο τύπος που συνδέει την ειδική αντίσταση όγκου με την μετρούμενη αντίσταση R, την επιφάνεια του βοηθητικού ηλεκτροδίου A και του πάχους του δείγματος t :

$$Volume\ resistivity = \frac{R \cdot A}{t} \quad (1.1)$$

1.4.7 Τάση διηλεκτρική διάσπασης(Dielectric Breakdown Voltage)

Είναι η τάση εκείνη που εάν εφαρμοστεί σε δοκίμιο συγκεκριμένων διαστάσεων με χρήση ηλεκτροδίων ορισμένου σχήματος και μεγέθους, θα επιφέρει στο υλικό διηλεκτρική κατάρρευση με αποτέλεσμα μεγάλη ποσότητα ρεύματος να το διαρρέψει. Μετριέται σε KV.

Πρέπει να τονιστεί πως για όλα τα παραπάνω μεγέθη και για τις τεχνικές και μεθόδους μέτρησης τους υπάρχουν συγκεκριμένα πρότυπα από οργανισμούς όπως η IEC(International Electrotechnical Commission), η IPC(Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits), η NEMA(National Electrical Manufacturers Association), η ANSI(American National Standard Institute), ISO(International Organization for Standardization), DIN(German Institute for Standardization) και άλλοι που προσδιορίζουν πλήρως και σε λεπτομέρεια όσα χρειάζονται για τον ακριβή χαρακτηρισμό και έλεγχο των ιδιοτήτων ενός υποστρώματος.

1.5 Απώλειες τυπωμένων κυκλωμάτων στις χιλιοστομετρικές συχνότητες

Οι απώλειες της ισχύος του σήματος κατά την διάδοση του στους αγωγούς της τυπωμένης πλακέτας είναι ιδιαίτερα σημαντική σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων. Ο όρος απώλειες εισαγωγής(insertion loss-IL) αναφέρεται στις συνολικές απώλειες και μπορεί να αναλυθεί σε τέσσερις επιμέρους παράγοντες :

- Απώλειες εξαιτίας του διηλεκτρικού(μέσω του μηχανισμού πόλωσης).
- Απώλειες εξαιτίας των αγωγών.

- Απώλειες εξαιτίας των ρευμάτων διαρροής(μέσω της αντίστασης του διηλεκτρικού).
- Απώλειες εξαιτίας ακτινοβολίας.
- Απώλειες εξαιτίας υλικών φινιρίσματος των αγωγών.

Οι απώλειες διαρροής συνήθως είναι πάρα πολύ μικρές καθώς το διηλεκτρικό έχει πολύ μεγάλη αντίσταση. Έτσι λοιπόν οι απώλειες του αγωγού και του διηλεκτρικού είναι οι πιο σημαντικές δεδομένου ότι ένα PCB μπορεί να σχεδιαστεί έτσι ώστε να μην ακτινοβολεί σημαντικά [14]. Στις υποενότητες που ακολουθούν θα γίνει αναφορά στις γεωμετρικές και ηλεκτρικές ιδιότητες τόσο του διηλεκτρικού όσο και των αγωγών και θα εξεταστεί πως αυτά επηρεάζουν την λειτουργία της πλακέτας. Επίσης θα γίνει αναφορά στις απώλειες λόγω ακτινοβολίας, αλλά και λόγω του υλικού της προστατευτικής μάσκας(Solder Mask) και του φινιρίσματος των αγωγών.

1.5.1 Απώλειες διηλεκτρικού

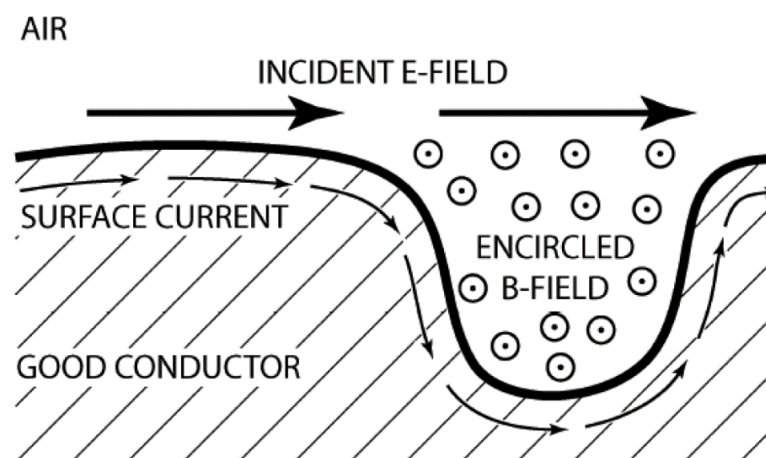
Το διηλεκτρικό υλικό που θα χρησιμοποιηθεί ως υπόστρωμα, καθώς και τα γεωμετρικά του χαρακτηριστικά όπως το πάχος, έχουν μεγάλη επίπτωση στο κύκλωμα σε υψηλές συχνότητες καθώς αυτό αποτελείται από γραμμές μεταφοράς πλέον [14]. Περισσότερα σχετικά με τις γραμμές μεταφοράς θα αναλυθούν στο επόμενο κεφάλαιο. Σημαντική ιδιότητα που χαρακτηρίζει το υλικό του υποστρώματος όπως έχει ήδη αναφερθεί είναι η διηλεκτρική του σταθερά, γνωστή ως Dk. Πρέπει να είναι όσο πιο σταθερή γίνεται ως προς την συχνότητα για να εξαλειφθούν τυχόν φαινόμενα διασποράς τα οποία συνεπάγονται παραμόρφωση σήματος. Μια επίσης σημαντική παράμετρος του διηλεκτρικού αφορά την εξασθένιση των σημάτων που διαδίδονται στις γραμμές μεταφοράς. Μέτρο των απωλειών είναι ο παράγοντας απωλειών Df και εκφράζει τις απώλειες που προκαλεί το διηλεκτρικό. Μεγάλη τιμή για το Df σημαίνει περισσότερες απώλειες κάτι το οποίο σε συστήματα RF δεν είναι φυσικά αποδεκτό καθώς δεν υπάρχει η ίδια ανοχή των σημάτων στο θόρυβο όπως συμβαίνει στα ψηφιακά συστήματα. Ανομοιογένεια στην τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς και του πάχους του υποστρώματος μπορούν να οδηγήσουν σε προβλήματα προσαρμογής και επομένως ανακλάσεων, αυξάνοντας και τις απώλειες, οπότε χρειάζεται αυστηρός έλεγχος τους [15]. Περαιτέρω ζητήματα που αφορούν το πάχος του υποστρώματος είναι ότι σε χιλιοστομετρικές συχνότητες θα πρέπει να είναι μικρό, περίπου μικρότερο από το 1/8 του μήκους κύματος που αντιστοιχεί στην μεγαλύτερη συχνότητας της εφαρμογής. Αυτό είναι απαραίτητο για να αποφευχθούν συντονισμοί οι οποίοι θα αναμιχθούν και θα επηρεάσουν τον επιθυμητό τρόπο διάδοσης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος που διαδίδεται, και ενδεχομένως ακόμα και επιφανειακά κύματα τα οποία επίσης θα επηρεάσουν τον επιθυμητό τρόπο διάδοσης. Στην περίπτωση που δεν τηρηθεί ο κανόνας για πάχος διηλεκτρικού μικρότερο από $\lambda/8$, διατηρώντας τουλάχιστον το πλάτος του αγωγού μικρότερο από $\lambda/8$ τα φαινόμενα συντονισμού μπορούν να περιοριστούν.

1.5.2 Απώλειες αγωγού

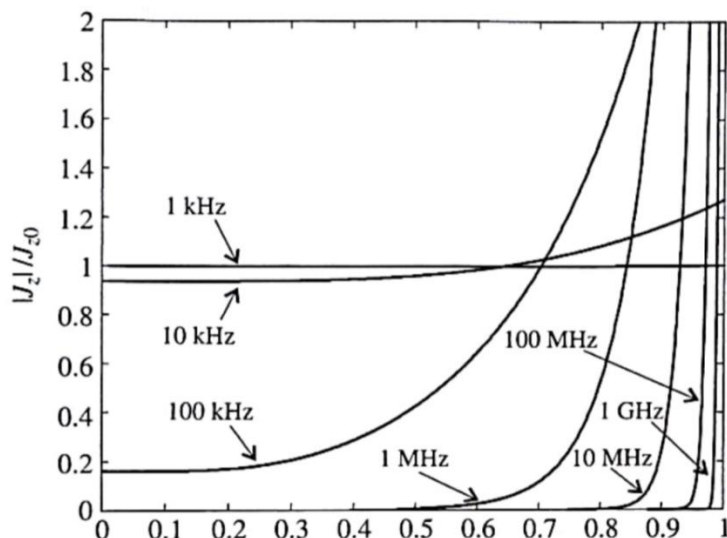
Είναι αποτέλεσμα τριών παραγόντων :

- Απώλειες εξαιτίας της ειδικής αγωγιμότητας του υλικού.
- Απώλειες εξαιτίας του επιδερμικού φαινομένου, το οποίο μειώνει την επιφάνεια ροής ρεύματος και αυξάνει την αντίσταση του αγωγού.
- Απώλειες εξαιτίας της επιφανειακής τραχύτητας του χαλκού.

Εξαιτίας του επιδερμικού φαινομένου (skin effect), βάσει του οποίου η ροή του ρεύματος περιορίζεται ολοένα και πιο κοντά στην επιφάνεια του αγωγού καθώς η συχνότητα, αυξάνονται οι ωμικές απώλειες των αγωγών. Ωστόσο υπάρχει και ένα επιπλέον πρόβλημα που δημιουργείται. Όταν το βάθος διείσδυσης είναι συγκρίσιμο ή μικρότερο από την τραχύτητα του χαλκού, αναπτύσσεται παρασιτική επαγωγική αντίδραση. Οπότε η τραχύτητα του χαλκού έχει πολύ σημαντικό ρόλο στις απώλειες. Ενδεικτικές τιμές τραχύτητας είναι 0.3 μm για RA χαλκό, 0.6 μm για LP ED χαλκό, 1.2 μm για Standard ED και 2.4 μm για HP ED χαλκό. Η επιλογή του πιο λείου τύπου γενικά είναι η καλύτερη επιλογή από άποψη ηλεκτρικής απόδοσης για εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων καθώς δημιουργεί την μικρότερη παρασιτική επιφανειακή επαγωγή [16].



Εικόνα 1.3 : Απεικόνιση του μαγνητικού πεδίου ως πηγή παρασιτικής επιφανειακής επαγωγής. [16]



Εικόνα 1.4 : Απεικόνιση της κανονικοποιημένης πυκνότητας ρεύματος ως προς την πυκνότητα ρεύματος για ομοιόμορφη ροή στην διατομή του αγωγού, συναρτήσεως της ακτινικής απόστασης από το κέντρο του για διάφορες συχνότητες. [17]

1.5.3 Απώλειες ακτινοβολίας

Τα πιο λεπτά υποστρώματα γενικά έχουν λιγότερες απώλειες λόγω ακτινοβολίας, ενώ αύξηση της διηλεκτρικής σταθεράς(Dk) μειώνει ακόμα παραπάνω τις απώλειες λόγω ακτινοβολίας. Υπόστρωμα με μεγαλύτερη διηλεκτρική σταθερά όμως απαιτεί αγωγό με μικρότερο πλάτος για την διατήρηση της χαρακτηριστικής αντίστασης της γραμμής μεταφοράς, το οποίο αυξάνει τις απώλειες ενώ μπορεί να είναι και κατασκευαστικά δύσκολο. Ιδιαίτερη σημασία για την μείωση των απωλειών ακτινοβολίας έχει και η καλή προσαρμογή στα σημεία που γίνεται αλλαγή του τρόπου διάδοσης του κύματος, όπως για παράδειγμα στα σημεία διασύνδεσης διαφορετικών γραμμών μεταφοράς. Ένα ομοαξονικό καλώδιο για παράδειγμα υποστηρίζει τρόπους TEM, ενώ μια μικροταινία σχεδόν - TEM(Quasi – TEM) και μια ταινιογραμμή TEM ρυθμούς. Αυτά είναι και τα σημεία που είναι πολύ πιθανό να υπάρξει ακτινοβολία [16] .

1.5.4 Απώλειες προστατευτικής μάσκας(soldermask)

Οι προστατευτικές μάσκες(soldermask) συνήθως αποφεύγονται στις μικροκυματικές και ιδίως στις χιλιοστομετρικές συχνότητες για πολλούς λόγους. Ένας από αυτούς είναι η έλλειψη σταθερότητας της διηλεκτρικής τους σταθεράς το οποίο οδηγεί σε προβλήματα προσαρμογής και επομένως ανακλάσεις οι οποίες εκδηλώνονται ως απώλειες. Εξίσου σημαντικό είναι και το γεγονός ότι παρουσιάζουν μεγάλες απώλειες(Df της τάξεως του 0.02). Ένα επιπλέον πρόβλημα είναι επίσης η ανομοιογένεια στο πάχος του soldermask καθώς αυτή εφαρμόζεται σε ρευστή μορφή. Αυτό

δημιουργεί και πάλι προβλήματα προσαρμογής και ανακλάσεις [16]. Ακόμα η απορρόφηση υγρασίας απο το περιβάλλον είναι μεγάλη και αυτό είναι αρνητικό για λόγους που θα αναφερθούν αργότερα.

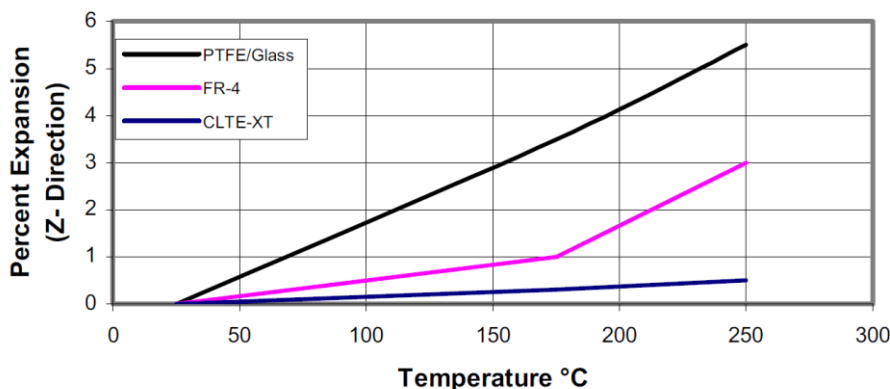
1.5.5 Απώλειες φινιρίσματος

Η επικάλυψη της πλακέτας και των αγωγών με ειδικά βερνίκια έχει στόχο την προστασία των αγωγών από την διάβρωση. Ως παράδειγμα αναφέρεται το φινίρισμα τύπου ENIG που συνηθίζεται στις υψηλές συχνότητες (Electroless – Nickel – Immersion – Gold). Ο χαλκός επικαλύπτεται με νικέλιο και χρυσό που σχηματίζουν στρώματα πάχους περίπου 5 μm και 0.2 μm αντίστοιχα. Στις σχετικά χαμηλότερες χιλιοστομετρικές συχνότητες που το επιδερμικό φαινόμενο δεν είναι τόσο έντονο το περισσότερο ρεύμα ρέει στο στρώμα του νικελίου το οποίο έχει μικρότερη αγωγιμότητα από τον χαλκό και επομένως υπάρχουν παραπάνω απώλειες. Στις μεγαλύτερες χιλιοστομετρικές συχνότητες, το ρεύμα ρέει κυρίως στο στρώμα του χρυσού (0.2 μm), που επίσης έχει περισσότερες απώλειες από τον χαλκό. Ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι ακόμα και σε χαμηλές συχνότητες οι απώλειες είναι μεγάλες σε σχέση με τον σκέτο χαλκό. Ο λόγος είναι το μεγάλο πάχος του στρώματος νικελίου. Εναλλακτικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ασήμι που έχει καλύτερη αγωγιμότητα από τον χαλκό, με το μειονέκτημα ότι διαβρώνεται και σκουριάζει με τον καιρό, χωρίς ωστόσο να εισάγει αυτό απώλειες όπως αναφέρεται στο [16].

1.6 Απαιτήσεις υποστρώματος για PCB χιλιοστομετρικών συχνοτήτων

1.6.1 Συντελεστής διαστολής – CTE

Το PTFE είναι ένα παράδειγμα υλικού με εκπληκτικές ηλεκτρικές ιδιότητες για χρήση σε υψηλές συχνότητες. Έχει πολύ μικρές απώλειες, αντοχή σε υψηλές και χαμηλές θερμοκρασίες ενώ είναι ανθεκτικό στην προσβολή από διάφορες χημικές ουσίες και στην υπεριώδη ακτινοβολία. Πάραυτα το γεγονός ότι είναι ένα μαλακό υλικό, με μικρό μέτρο ελαστικότητας όγκου (Bulk modulus) και μεγάλη θερμική διαστολή το καθιστά ακατάλληλο για εφαρμογή σε πολυστρωματικές πλακέτες. Τυπικές τιμές του CTE στην Z κατεύθυνση είναι της τάξεως των 200 ppm / °C ενώ για τον χαλκό η αντίστοιχη τιμή είναι 18 ppm/°C. Αυτή η διαφορά είναι η αιτία των προβλημάτων αξιοπιστίας που αφορούν τις PTH, καθώς η έκθεση σε επαναλαμβανόμενες εφελκυστικές και συμπιεστικές καταπονήσεις εξαιτίας περιοδικών μεταβολών της θερμοκρασίας προκαλούν ενδοτράχυνση των κυλίνδρων των PTH και τελικά σε ράγισμα [18]. Η τιμή του CTE-Z αυξάνεται λόγω της ύπαρξης ενίσχυσης υφαντού ή μη υαλοβάμβακα καθώς περιορίζει την διαστολή στο επίπεδο εάν και η ενίσχυση βελτιώνει την διαστατική ευστάθεια. Οπότε τα υποστρώματα που προορίζονται για χρήση σε πολυστρωματικές πλακέτες που λειτουργούν σε χιλιοστομετρικές συχνότητες πρέπει να έχουν CTE-Z περίπου 18 ppm/°C.



Εικόνα 1.5 : Επί τοις εκατό διαστολή στην Z κατεύθυνση υποστρώματος συναρτήσει της θερμοκρασίας.

[18]

1.6.2 Θερμικός συντελεστής διηλεκτρικής σταθεράς - TCEr

Η στροφή φάσης ενός διαδιδόμενου κύματος εξαρτάται από το ηλεκτρικό μήκος του δρόμου που διανύει. Αυτό με την σειρά του εξαρτάται τόσο από μηχανικά μεγέθη(φυσικό μήκος της γραμμής) όσο και από ηλεκτρικά μεγέθη(διηλεκτρική σταθερά), τα οποία με την σειρά τους μεταβάλλονται με συναρτήσει της θερμοκρασίας. Τα PTFE υλικά έχουν θερμικό συντελεστή διηλεκτρικής σταθεράς(TCEr) ίσο με $-150 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ενώ το κοινό FR4 έχει TCEr ίσο με $+600 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Την λύση στα προβλήματα που προκύπτουν εξαιτίας της θερμοκρασιακής εξάρτησης των μηχανικών και ηλεκτρικών ιδιοτήτων του υποστρώματος έχει έλθει να δώσει η πλήρωση του με διεσπαρμένα στον όγκο του μικροσκοπικά σωματίδια κεραμικού. Απο αυτό προκύπτουν δύο πλεονεκτήματα : αρχικά μειώνεται ο συντελεστής διαστολής στον Z άξονα(CTE-Z) σε τέτοιο βαθμό ώστε να γίνει ίσος με αυτόν του χαλκού. Αυτό έχει ως συνέπεια την βελτίωση της αξιοπιστίας των PTH. Περαιτέρω πλεονέκτημα αυτής της λύσης είναι ότι οι τιμές των CTE και TCEr πλησιάζουν κατά μέτρο. Αυτό είναι ιδιαίτερα καλό διότι ο CTE είναι θετικός. Όσο δηλαδή αυξάνεται η θερμοκρασία τόσο διαστέλλεται το υλικό και επομένως αυξάνει και το ηλεκτρικό μήκος. Αντίθετα ο TCEr για PTFE υλικά είναι αρνητικός. Όσο δηλαδή αυξάνει η θερμοκρασία τόσο μειώνεται η διηλεκτρική σταθερά, και επομένως και το ηλεκτρικό μήκος. Εν τέλει η μεταβολή του ηλεκτρικού μήκους με την θερμοκρασία ελαχιστοποιείται, το οποίο είναι πάρα πολύ επιθυμητό καθώς σε μερικά κυκλώματα όπως φίλτρα και κεραίες για παράδειγμα, οι αγωγοί σχεδιάζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να έχουν πολύ συγκεκριμένο ηλεκτρικό μήκος. Αυτό είναι απαραίτητο έτσι ώστε να λειτουργούν ως συντονιστές σε συγκεκριμένη συχνότητα ή για να τροφοδοτούν με ακρίβεια την επιθυμητή φάση στα στοιχεία μια στοιχειοκεραίας. Τυπικές τιμές του CTE για κεραμικά πληρούμενα PTFE υλικά είναι της τάξεως των 10 με $12 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ ενώ για ο TCEr είναι περίπου $-13 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ [18].

1.6.3 Κατασκευαστική ανοχή διηλεκτρικής σταθεράς

Όπως η θερμικά επαγόμενη μεταβολή της διηλεκτρικής σταθεράς δημιουργεί προβλήματα προσαρμογής, έτσι και η ανομοιομορφία της διηλεκτρικής σταθεράς είτε απο κύκλωμα σε κύκλωμα είτε και κατά μήκος των γραμμών μεταφοράς στο ίδιο κύκλωμα μπορούν να είναι πρόβλημα. Για λόγους προσαρμογής τα κυκλώματα σχεδιάζονται βάσει συγκεκριμένης χαρακτηριστικής αντίστασης. Συνήθως αυτή επιλέγεται να είναι περίπου 50 Ω. Η διακύμανση της διηλεκτρικής σταθεράς του υποστρώματος κατά μήκος της γραμμής προκαλεί την αντίστοιχη διακύμανση της χαρακτηριστικής αντίστασης της. Για την ακρίβεια, αύξηση της διηλεκτρικής σταθεράς οδηγεί σε μείωση της χαρακτηριστικής αντίστασης ενώ μείωση της οδηγεί σε αύξηση της χαρακτηριστικής αντίστασης. Σε κάθε περίπτωση η χαρακτηριστική αντίσταση μιας γραμμής μεταφοράς δεν θα είναι πλέον η αρχικά σχεδιασμένη και αυτό οδηγεί σε αποπροσαρμογές και ανακλάσεις ισχύος. Ένα υλικό δεν πρέπει να παρουσιάζει περισσότερο από +/-0.05 διακύμανση της διηλεκτρικής σταθεράς σε χιλιοστομετρικές συχνότητες [18].

1.6.4 Επίδραση υγρασίας

Η απορρόφηση υγρασίας απο το υπόστρωμα επηρεάζει σημαντικά την διηλεκτρική σταθερά καθώς το νερό έχει Dk περισσότερο απο 70 σε θερμοκρασία 25°C επηρεάζοντας άμεσα την χαρακτηριστική αντίσταση αλλά αυξάνοντας και τις απώλειες. Θύλακες και κενά μεταξύ των σωματιδίων σε ένα πληρούμενο υπόστρωμα και της ρητίνης, ή μεταξύ της ρητίνης και του υλικού ενίσχυσης, που έχουν προκληθεί εξαιτίας κάποιου PTH ή εξαιτίας ακατάλληλων συνθηκών/παραμέτρων υπό τις οποίες πραγματοποιούνται οι διάφορες διεργασίες, αφήνουν περιθώρια για συσσώρευση μικρών ποσοτήτων νερού. Αυτό είτε υποβαθμίζει την λειτουργία της πλακέτας είτε μπορεί να οδηγεί ακόμα και σε μηχανική αστοχία όπως κάποιο ράγισμα ή φούσκωμα κατά την θέρμανση της στα πλαίσια των θερμικών διεργασιών που υφίσταται κατά την κατασκευή ή την συγκόλληση εξαρτημάτων [18].

1.7 Υλικά υποστρώματος

1.7.1 Πολυεστερικό (polyester – Mylar Lamination)

Πρόκειται για διαλύματα μη κορεσμένης πολυεστερικής ρητίνης σε συμπολυμερές μονομερών όπως το στυρένιο. Χρησιμοποιείται ως ενίσχυση το γυαλί. Παράδειγμα εμπορικά διαθέσιμου προϊόντος είναι το FR6. Έχει χαμηλή απορρόφηση υγρασίας, καλή διαστατική ευστάθεια και ικανοποιητικές μηχανικές ιδιότητες. Επίσης είναι πολύ φτηνό. Μειονέκτημα αποτελεί ότι παρουσιάζει μηχανικές μεταβολές μετά από την διαδικασία της κόλλησης [8].

1.7.2 Πυριτικό (Silicon Laminate)

Χρησιμοποιούνται πυριτικές ρητίνες με ενίσχυση γυαλιού. Παρουσιάζουν ανθεκτικότητα σε χημικές καταπονήσεις αλλά και στην θερμότητα(θερμοκρασιακό εύρος χρήσης 175°C εως 400°C). Δυστυχώς

δεν υπάρχει καλή πρόσφυση με τα φύλλα χαλκού και επιπλέον είναι ιδιαίτερα ακριβό. Πάρα αυτά έχει εξαιρετικές ηλεκτρικές ιδιότητες [8].

1.7.3 Μελαμινικό(Melamine Laminate)

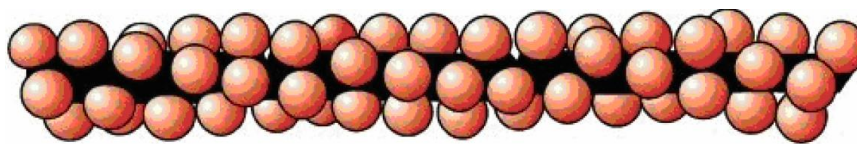
Χρησιμοποιούνται ρητίνες μελαμίνης με ενισχύσεις όπως υφαντό υαλοβάμβακα. Παρουσιάζει μεγάλη σκληρότητα επιφάνειας και μεγάλη διηλεκτρική αντοχή. Έχει μικρή διαστατική ευστάθεια, ειδικά υπό καθεστώς περιοδικών μεταβολών της υγρασίας [8].

1.7.4 Πολυαμιδίο(Polyamide Laminate)

Ενισχύεται με υφαντό υαλοβάμβακα, ύφασμα κουαρτς ή αραμιδίου και παρουσιάζει καλές ηλεκτρικές και μηχανικές ιδιότητες, υψηλή αντοχή σε μεγάλες θερμοκρασίες, καλό peel strength και μικρή Z-διαστολή. Το μόνο μειονέκτημα είναι η μικρή δύναμη πρόσφυσης, οπότε δεν προσφέρεται για κόλληση σε υψηλές θερμοκρασίες. Χρησιμοποιείται σε εφαρμογές με πολύ απαιτητικό περιβάλλον όπως για παράδειγμα στην αεροπορική βιομηχανία και σε στρατιωτικό εξοπλισμό [8].

1.7.5 PTFE(Teflon Laminate)

Η χημική ονομασία του υλικού είναι πολυτετραφθοροαιθυλένιο (C_2F_4)_n, και είναι θερμοπλαστικό, το οποίο σημαίνει πως πρόκειται για πολυμερές που δύναται να αλλάζει σχήμα με θέρμανση πέρα από κάποια θερμοκρασία. Είναι επίσης γνωστό ως Teflon, που είναι η εμπορική επωνυμία της DuPont η οποία το ανακάλυψε το 1821. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί ενίσχυση από υφαντό ή μη υαλοβάμβακα για βελτίωση της διαστατικής ευστάθειας. Παρουσιάζει μικρή διηλεκτρική σταθερά(2.1 – 2.5), η οποία έχει σταθερή τιμή σε ένα μεγάλο εύρος θερμοκρασιών, συχνοτήτων και υγρασίας, και πολύ μικρό παράγοντα απωλειών σε υψηλές συχνότητες(Df της τάξεως του 0.0009). Αυτό το καθιστά ιδιαίτερα καλή επιλογή για εφαρμογές RF και μικροκυμάτων. Ένα επιπλέον θετικό του είναι ότι μπορεί να κατασκευαστεί με μεγάλη ομοιομορφία στο πάχος που σημαίνει καλό έλεγχο της χαρακτηριστικής αντίστασης των γραμμών μεταφοράς. Η απορρόφηση υγρασίας του είναι μικρότερη από 0.02%, το οποίο το καθιστά ιδιαίτερα αξιόπιστο. Ένα σημαντικό μειονέκτημα του είναι η μεγάλη θερμική διαστολή στην Z κατεύθυνση(πάχος διηλεκτρικού) και η μαλακότητα του που δυσκολεύουν την διαδικασία της επεξεργασίας του και την κατασκευή πολυστρωματικών πλακετών λόγω ζητημάτων αξιοπιστίας των PTH που προκύπτουν. Αξίζει να αναφερθεί επίσης ως αρνητικό το συγκριτικά μεγαλύτερο κόστος του σε σχέση με συμβατικά υλικά όπως το FR4 [8].



Εικόνα 1.6 : Μόριο PTFE. [18]

1.8 Υλικά υποστρώματος για χιλιοστομετρικές συχρότητες

Όπως ήδη αναφέρθηκε ως τώρα τα υλικά που βασίζονται στο καθαρό PTFE έχουν ορισμένα σημαντικά μειονεκτήματα και δυσκολίες στην κατασκευή. Για αυτό τον λόγο έχουν αναπτυχθεί εναλλακτικές λύσεις όπως τα κεραμικά πληρούμενα PTFE υλικά και ρητίνες απο θερμοσκληραινόμενα υλικά υδρογονανθράκων(thermoset hydrocarbon resin systems-HC resin). Η επιλογή μεταξύ των τριών αυτών ειδών υποστρώματος γίνεται ανάλογα με τις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής. Για παράδειγμα εάν η πλακέτα δεν είναι πολυστρωματική και η ηλεκτρική απόδοση είναι η κύρια προτεραιότητα, τότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί καθαρό PTFE. Η δυσκολία στην επεξεργασία του δεν είναι σημαντική εάν το υπόστρωμα είναι λεπτό. Εάν όμως υπάρχει ανάγκη μεγάλης ακρίβειας στην ευθυγράμμιση των στρωμάτων(registration), οπότε είναι σημαντική η διαστατική ευστάθεια, τότε είναι προτιμότερη η χρήση ρητίνης HC. Κάτι που επίσης πρέπει να ληφθεί υπόψιν είναι το γεγονός πως στο καθαρό PTFE η προετοιμασία των οπών για την επιχάλκωση απαιτεί ειδική διαδικασία με ναφθαλίνιο του νατρίου σε αντίθεση με τις HC ρητίνες που αρκεί η χρήση υπερμαγγανικού οξέος ή διεργασία με πλάσμα. Η επεξεργασία των οπών στα κεραμικά πληρούμενα PTFE μπορεί να γίνει είτε με ναφθαλίνιο του νατρίου είτε με πλάσμα. Στον Πίνακα 1.2 φαίνεται ο χαρακτηρισμός του κάθε είδους ρητίνης ανάλογα με την διαστατική ευστάθεια, την καταλληλότητα για χρήση σε πολυστρωματικές πλακέτες αλλά και την ηλεκτρική απόδοση από άποψη απωλειών. Όπως φαίνεται το καθαρό PTFE έχει την καλύτερη ηλεκτρική απόδοση αλλά δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε πολυστρωματικές πλακέτες καθώς έχει φτωχή διαστατική ευστάθεια. Το κεραμικά πληρούμενο PTFE έχει πολύ μικρές απώλειες, καλή διαστατική ευστάθεια και μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε πολυστρωματικές πλακέτες λίγων στρωμάτων. Οι HC ρητίνες από την άλλη έχουν σχετικά μικρές απώλειες, όχι τόσο μικρές όμως όσο το καθαρό και το κεραμικά πληρούμενο PTFE, αλλά παρουσιάζουν πολύ καλή διαστατική ευστάθεια και μπορούν να χρησιμοποιηθούν χωρίς πρόβλημα σε πολυστρωματικές πλακέτες. Επίσης στον Πίνακα 1.3 διακρίνεται ότι το καθαρό PTFE έχει την λιγότερη απορρόφηση σε υγρασία, αμέσως μετά οι HC ρητίνες και τέλος το πληρούμενο PTFE [19].

Πίνακας 1.2 : Σύγκριση διάφορων υλικών υποστρώματος ως προς τις μηχανικές και ηλεκτρικές τους ιδιότητες αλλά και ως προς την ικανότητα χρήσης σε πολυστρωματικές πλακέτες. [19]

	Tg (C)	CTE	Dimensional Stability	Multilayer Fabrication	Electrical Performance
Hi Pref FR-4	185	50	Very good	Robust	Poor
Nearly pure PTFE	NA	230	Poor	Difficult	Excellent
Filled PTFE	NA	40	Good	Moderate	Very good
Hi Freq Hydrocarbon	280	40	Very good	Robust	Good

Πίνακας 1.3 : Σύγκριση διάφορων υλικών υποστρώματος ως προς την απορρόφηση υγρασίας. [19]

	Moisture Absorption (%)
Hi Pref FR-4	0.50
Nearly pure PTFE	0.02
Filled PTFE	0.10
Hi Freq Hydrocarbon	0.06

1.9 Υβριδικά υποστρώματα

Στα πολυστρωματικά PCB δεν είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί το ίδιο υλικό για όλα τα στρώματα. Υπάρχουν αρκετές περιπτώσεις που η χρήση διαφορετικών διηλεκτρικών υλικών μπορεί να είναι ιδανική επιλογή για την μείωση του κόστους και την αύξηση της αξιοπιστίας του PCB. Οπότε στρώματα που περιέχουν κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων μπορούν για παράδειγμα να υλοποιηθούν σε υπόστρωμα PTFE ενώ άλλα που περιέχουν κυκλώματα χωρίς ιδιαίτερες απαιτήσεις απο άποψη ηλεκτρικής απόδοσης μπορούν να χρησιμοποιήσουν FR4. Αυτό όχι μόνο μειώνει το κόστος αλλά αυξάνει και την αξιοπιστία καθώς το PTFE έχει CTE-Z της τάξεως του 200 ppm/°C ενώ το FR4 έχει CTE-Z περίπου 50 ppm/°C. Οπότε ο συνολικός CTE-Z του υβριδικού υποστρώματος μπορεί να μειωθεί εξαιτίας του FR4. Επιπλέον η ενίσχυση υφαντού υαλοβάμβακα στο FR4 μπορεί να αυξήσει την διαστατική ευστάθεια του υβριδικού υποστρώματος [20]. Αυτό έχει όφελος καθώς το PTFE χωρίς ενίσχυση είναι ομογενές υλικό και αυτό έχει μεγάλο πλεονέκτημα για πιο σταθερές ηλεκτρικές ιδιότητες αλλά και μικρότερη ανισοτροπία, καθώς η ύπαρξη του υφαντού υαλοβάμβακα μπορεί να επηρεάσει την λειτουργία των κυκλωμάτων όπως φαίνεται στο [21].

1.10 Εμπορικά διαθέσιμα υποστρώματα

Σε αυτή την παράγραφο θα αναλυθούν ορισμένες επιλογές όσον αφορά στα εμπορικά διαθέσιμα υλικά υποστρώματος που προσφέρονται από γνωστές εταιρίες όπως για παράδειγμα η Rogers, η Taconic και η isola. Θα δοθεί έμφαση ειδικά στα υλικά εκείνα που έχουν αρκετά μικρές απώλειες(Df

< 0.0030), καλό έλεγχο της διηλεκτρικής σταθεράς($\Delta Dk < +/- 0.05$), και μπορούν να χρησιμοποιηθούν για κατασκευή πολυστρωματικών PCB.

1.10.1 Rogers Corporation

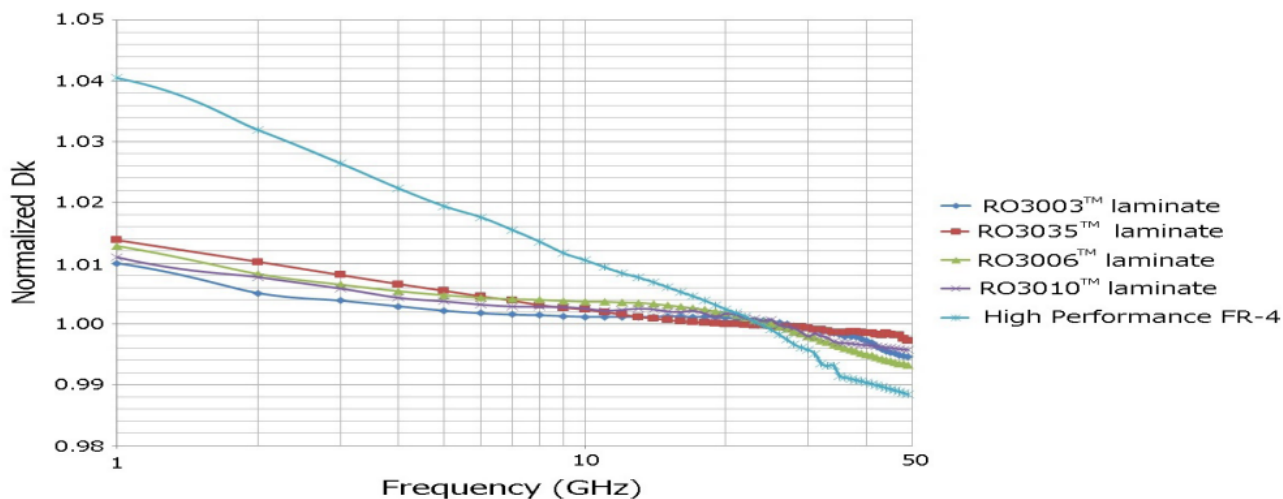
Η Rogers παρέχει μια ποικιλία υλικών για εφαρμογές στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων και των μικροκυμάτων. Οι βασικότερες σειρές υλικών παρουσιάζονται παρακάτω :

1.10.1.1 RO3000

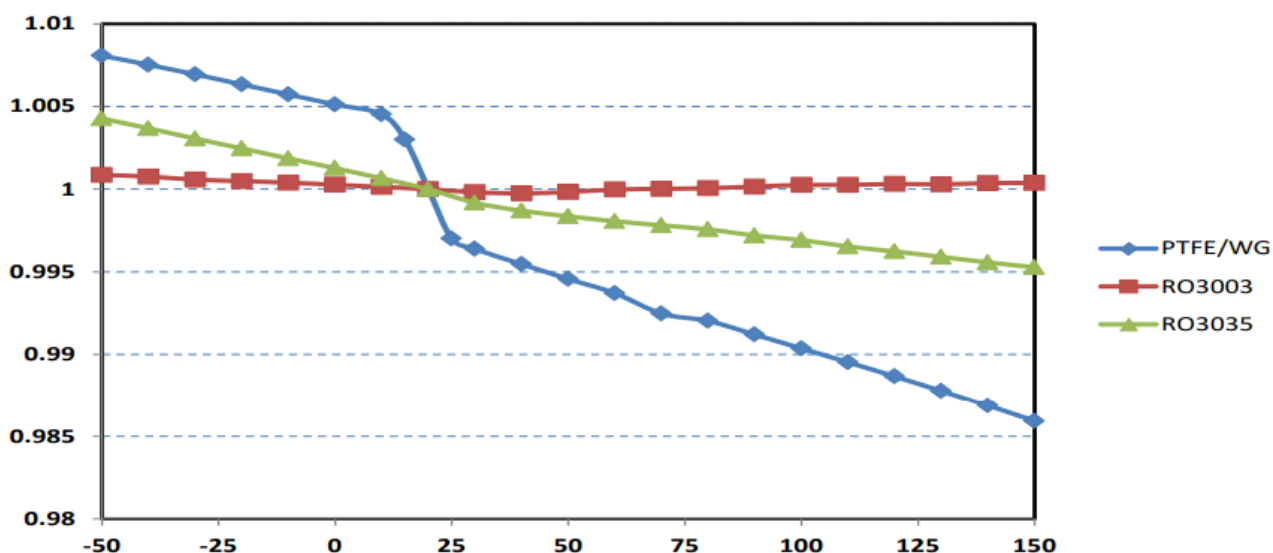
Είναι κεραμικά πληρούμενα υλικά βασισμένα στο PTFE. Διατηρούν σταθερές μηχανικές ιδιότητες ανεξάρτητα της διηλεκτρικής σταθεράς επιτρέποντας την χρήση τους σε πολυστρωματικά PCB με διαφορετική διηλεκτρική σταθερά σε κάθε στρώμα. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συχνότητες μέχρι 77GHz και έχουν πολλά πλεονεκτήματα όπως ότι μπορούν να είναι μέρος υβριδικού υποστρώματος με FR4. Επιπλέον έχουν πολύ σταθερή διηλεκτρική σταθερά συναρτήσει της θερμοκρασίας και είναι εξαιρετικά για κατασκευή ζωνοπερατών φίλτρων, κεραιών τύπου μικροταινίας και για VCO(Voltage-Controlled-Oscillator). [22]

Πίνακας 1.4 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών σειράς RO3000 [22].

	RO3003	RO3035	RO3006	RO3010
Dk (Process – Z Direction)	3.00 ± 0.04	3.50 ± 0.05	6.15 ± 0.15	10.2 ± 0.30
Dk (Design – Z Direction)	3.00	3.60	6.50	11.20
Df (10GHz/23°C)	0.0010	0.0015	0.0020	0.0022
TCDk (ppm/°C)	-3	-45	-262	-395
CTE X,Y,Z (ppm/°C)	17, 16, 25	17, 17, 24	17, 17, 24	13, 11, 16
Θερμική αγωγιμότητα (W/m/K)	0.50	0.50	0.79	0.95
Απορρόφηση υγρασίας (%)	0.04	0.04	0.02	0.05



Εικόνα 1.7 : Μεταβολή της διηλεκτρικής σταθεράς των υλικών της σειράς RO3000 και του FR4 υψηλών επιδόσεων συναρτήσει της συχνότητας. [22]



Εικόνα 1.8 : Απόκλιση της διηλεκτρικής σταθεράς συναρτήσει της συχνότητας των υλικών RO3003, RO3035 και του κλασικού PTFE με ενίσχυση υφαντού υαλοβάμβακα. [22]

1.10.1.2 RO3200

Πρόκειται για κεραμικά πληρούμενο PTFE ενισχυμένο με υφαντό υαλοβάμβακα για βελτιωμένη διαστατική ευστάθεια. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για συχνότητες που ξεπερνάνε τα 20GHz(ακόμα και τα 40GHz για το RO3203) και λόγω της μικρής τραχύτητας της επιφάνειας του επιτρέπει την κατασκευή λεπτών αγωγών με μικρές κατασκευαστικές ανοχές.

Πίνακας 1.5 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών σειράς RO3000. [23]

	RO3203	RO3206	RO3210
Dk (Process, Z Direction)	3.02 ± 0.04	6.15 ± 0.15	10.2 ± 0.50
Dk (Design, Z Direction)	3.02	6.6	10.8
Df	0.0016	0.0027	0.0027
TCDk (ppm/°C)	-13	-212	-459
CTE X,Y (ppm/°C)	13, 58	13, 34	13, 34
Θερμική αγωγιμότητα (W/m/K)	0.48	0.67	0.81
Απορρόφηση υγρασίας (%)	<0.1	<0.1	<0.1

1.10.1.3 RO4000

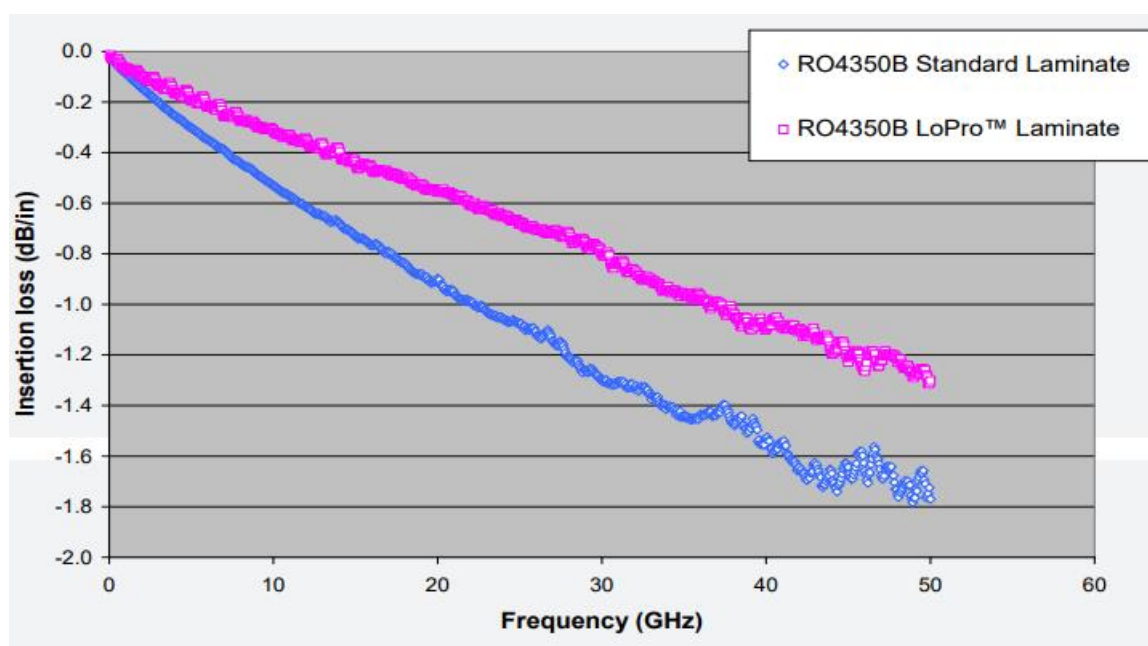
Η σειρά RO4000 περιέχει κεραμικά πληρούμενα υποστρώματα βασισμένα σε HC ρητίνες με εφαρμογή σε μικροκυματικές και χιλιοστομετρικές συχνότητες. Η παραγωγή τους είναι συμβατή με αυτή του FR4 ενώ έχουν καλό έλεγχο της διηλεκτρικής σταθεράς, ικανοποιητική θερμική αγωγιμότητα(μεταξύ 0.6 με 0.8 W/m/K) και μικρό CTE-Z. Το εύρος των διαθέσιμων διηλεκτρικών σταθερών είναι μεταξύ 2.55 έως 6.15 [24]. Μερικά υλικά αυτής της σειράς παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.6 :

- **RO4000 LoPro :** Αυτή η σειρά καθιστά εφικτή την χρήση RTF χαλκού ο οποίος έχει ως αποτέλεσμα μειωμένες απώλειες, λειτουργία σε μικρότερες θερμοκρασίες, αλλά και βελτιωμένη ποιότητα σήματος(SI – Signal Integrity) για χρήση σε συχνότητες πάνω από 40 GHz. Αποτελεί στην ουσία μια βελτιωμένη έκδοση των RO4003C, RO4350B και RO4835 ως προς τις απώλειες εισαγωγής, και είναι κατάλληλο για δημιουργία πολυστρωματικών πλακετών εξαιτίας του παρόμοιου συντελεστή διαστολής του με αυτόν του χαλκού. Παράλληλα η μεγάλη Tg (> 280°C) εξασφαλίζει την σταθερότητα του συντελεστή διαστολής. Αποτελεί μια πάρα πολύ καλή επιλογή λόγω του σχετικά χαμηλού κόστους [25] .

Πίνακας 1.6 : Μηχανικές,θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών σειράς RO4000 LoPro. [26]

	RO4003C LoPro	RO4350B LoPro	RO4835 LoPro
Dk (Process)	3.38 ± 0.05	3.48 ± 0.05	3.48 ± 0.05

Dk (Design)	3.50	3.55	3.55
Df	0.0027	0.0037	0.0037
TCDk (ppm/°C)	+40	+50	+50
CTE X,Y,Z (ppm/°C)	11, 14, 46	14, 16, 35	11, 14, 24
Tg (°C)	>280	>280	>280
Θερμική αγωγιμότητα (W/m/K)	0.64	0.62	0.73
Απορρόφηση υγρασίας (%)	0.06	0.06	0.05



Εικόνα 1.9 : Απώλειες εισαγωγής RO4350B και RO4350B LoPro(διαφορετικό είδος χαλκού) για 0.185mm πάχος διηλεκτρικού. [26]

1.10.1.4 TMM

Πρόκειται για σύνθετα κεραμικά πληρούμενα υλικά βασισμένα σε HC ρητίνες θερμοσκληραινόμενων πολυμερών. Έχουν πολύ μικρό TCDk και συνδυάζουν τις καλές ιδιότητες των PTFE και των κεραμικά πληρούμενων PTFE, χωρίς να απαιτούν ειδικές διεργασίες με ναφθαλίνιο του νατρίου για την προετοιμασία των PTH πριν την επιμετάλλωση. Επιπλέον έχουν σχεδόν διπλάσια θερμική αγωγιμότητα από τα κλασικά PTFE υλικά [27].

Πίνακας 1.7 : Μηχανικές,θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών σειράς TMM. [27]

	TMM3	TMM4
Dk(Process)	3.27 ± 0.032	4.50 ± 0.045
Dk(Design)	3.45	3.70
Df	0.0020	0.0020
TCDk(ppm/°C)	+37	+15
CTE X,Y,Z(ppm/°C)	15, 15, 23	16, 16, 21
Θερμική αγωγιμότητα(W/m/K)	0.70	0.70
Απορρόφηση υγρασίας(%) – 1.27mm πάχος	0.06	0.07

1.10.2 Isola

Η isola παρέχει ένα πλήθος από υλικά τα οποία είναι κατάλληλα για χρήση σε χιλιοστομετρικές συχνότητες , μερικά από τα οποία παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.8 με αναφορά των σημαντικότερων ηλεκτρικών και μηχανικών ιδιοτήτων τους.

Πίνακας 1.8 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών της Isola. [28] [29] [30] [31] [32]

	Astra MT77	IS680 AG	IS680	I-TERA MT40	TerraGreen
Dk(Process)	3.00	3.00, 3.38, 3.45, 3.48	2.80, 3.00, 3.20, 3.33, 3.38, 3.45	3.38, 3.45, 3.60, 3.75	3.45
		0.0020, 0.0026,	0.0025, 0.0030, 0.0030,	0.0028, 0.0031,	

Df	0.0017	0.0026, 0.0029	0.0030, 0.0035, 0.0035	0.0035, 0.0035	0.0032
CTE X/Y(ppm/°C), Z(total expansion in %) – Pre Tg	12, (50-70)	12, 44.7	12, 44.7	12, 55	16, 2.9
Tg(°C) - DSC	200	200	200	215	200
Θερμική αγωγιμότητα (W/m/K)	0.45	0.38 - 0.53	0.38 - 0.53	0.61	0.63
Απορρόφηση υγρασίας(%)	0.1	0.10	0.10	0.1	0.05

1.10.3 Taconic

Η Taconic προσφέρει όπως και οι προαναφερθείσες εταιρίες διηλεκτρικά υποστρώματα τα οποία είναι ικανά να λειτουργήσουν σε υψηλές συχνότητες(RF/MW/mmWave), με πολύ μικρούς συντελεστές απωλειών Df. Παρακάτω παρουσιάζονται τα πιο σχετικά υλικά:

1.10.3.1 Κεραμικά πληρούμενα PTFE υποστρώματα

Αυτή η κατηγορία συνδυάζει τα πλεονεκτήματα της κατηγορίας των υλικών με ενίσχυση υφαντού υαλοβάμβακα με τις ανώτερες μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες που μπορούν να προσφέρουν τα κεραμικά υλικά. Προσφέρουν την καλύτερη ισορροπία μεταξύ κόστους και απόδοσης για υλικά σε υψηλές συχνότητες :

- **NF-30** : Χωρίς ενίσχυση χαμηλών απωλειών ιστροπικό υλικό για μικροκυματικές εφαρμογές με εξαιρετική πρόσφυση σε πολύ χαμηλού προφίλ χαλκό. Σταθερή διηλεκτρική σταθερά συναρτήσει της συχνότητας και της θερμοκρασίας με καλή διαστατική ευστάθεια για χρήση σε πολυστρωματικές πλακέτες. Κατάλληλο για σχηματισμό micro-VIA μέσω laser. Βρίσκει εφαρμογή σε ραντάρ αυτοκινήτων, στην αεροπορική βιομηχανία, σε κεραίες συστημάτων GPS και σε παθητικά εξαρτήματα όπως φίλτρα, συζεύκτες, διαιρέτες και άλλα [33].

- **RF-35TC-A** : Είναι κατασκευασμένο με ενίσχυση υφαντού υαλοβάμβακα και πρόκειται για κεραμικά πληρούμενο υλικό βασισμένο στο PTFE. Η κεραμική σύνθεση του υλικού προσφέρει μικρό συντελεστή απωλειών και ταυτόχρονα υψηλή θερμική αγωγιμότητα(0.83 W/m/K). Έχει πολύ καλή πρόσφυση με τον χαλκό οπότε μπορεί να χρησιμοποιηθεί πολύ χαμηλού προφίλ χαλκός. Αποτελεί εξαιρετική επιλογή για ενισχυτές ισχύος, κεραίες, , φίλτρα, συζεύκτες, αεροπορικά εξαρτήματα κ.α [34].
- **RF-35A2** : Το υλικό αυτό περιέχει πάρα πολύ μικρή ποσότητα υαλοβάμβακα για να πετύχει μικρές απώλειες και ομοιογένεια ως προς την διηλεκτρική σταθερά. Η ομοιόμορφη διασπορά του πληρούμενου κεραμικού που περιέχει εξασφαλίζει μικρό συντελεστή διαστολής στο επίπεδο. Τα θετικά του υλικού αυτού είναι πολλά. Έχει σαφώς μικρές απώλειες σε μικροκυματικές και χιλιοστομετρικές συχνότητες, καλό έλεγχο της διηλεκτρικής σταθεράς, εξαιρετική δύναμη πρόσφυσης με τον χαλκό, χαμηλή απορρόφηση υγρασίας αλλά και καλή διαστατική ευστάθεια. Επιπλέον είναι πολύ σημαντικό το γεγονός ότι είναι κατάλληλο για κατασκευή πολυστρωματικών πλακετών [35].
- **RF-30A** : Σύνθετο οργανικό, κεραμικά πληρούμενο υλικό βασισμένο στο PTFE. Έχει πολύ σταθερές μηχανικές ιδιότητες αλλά και ηλεκτρικές ιδιότητες συναρτήσει της συχνότητας και της θερμοκρασίας. Έχει επίσης μικρές απώλειες, χαμηλή απορρόφηση υγρασίας και είναι κατάλληλο για πολυστρωματικές πλακέτες, με πολύ καλή τιμή ως προς την απόδοση [36].

Πίνακας 1.9 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών με κεραμική ενίσχυση της Taconic.
[33] [34] [35] [36]

	NF-30	RF-35TC-A	RF-35A2	RF-30A
Dk(Process)	3.00 ± 0.04	3.50 ± 0.05	3.50 ± 0.05	2.97 ± 0.05
Df	0.0013	0.002	0.0015	0.0020
TCDk(ppm/°C)	-4.07	-10	-	-
CTE X,Y,Z(ppm/°C)	11~15, 11~15, 30	9, 13, 20	10, 13, 108	8, 11, 60
Θερμική αγωγιμότητα (W/m/K)	0.5	0.83	0.29	0.42

Απορρόφηση υγρασίας(%)	0.05	0.05	0.03	-
-------------------------------	------	------	------	---

1.10.3.2 Υποστρώματα βασισμένα σε HC ρητίνη

Αυτό το είδος υποστρώματος είναι σύνθετα υλικά που αποτελούνται από θερμοσκληραινόμενα πολυμερή βασισμένα στο πολυβουταδιένιο. Πρόκειται για πληρούμενα με κεραμικά υλικά και ενισχύονται με υαλοβάμβακα. Όλα τα υλικά που παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.10 είναι κατάλληλα για πολυστρωματικές πλακέτες. Ιδιαίτερα το HF 341 λόγω του μικρού CTE στον Z άξονα, το οποίο επίσης παρουσιάζει καλή αντίσταση στην οξείδωση και κατασκευάζεται και με μεθόδους συμβατές με αυτές του FR4. Επίσης έχει και πολύ καλή πρόσφυση με χαλκό τύπου RT.

Πίνακας 1.10 : Μηχανικές,θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών βασισμένα σε υδρογονάνθρακες της Taconic. [37] [38] [39]

	HF-300F	HF 341	HF 350F
Dk(Process)	3.00 ± 0.05	3.45 ± 0.05	3.50 ± 0.05
Df	0.0029	0.0025	0.0029
TCDk(ppm/°C)	+51	+38	+50
CTE X/Y,Z(ppm/°C)	12, 18, 65	12-18, 45	13,17,63
Tg(°C)	>280	>280	>280
Θερμική αγωγιμότητα (W/m/K)	0.45	0.6	0.69
Απορρόφηση υγρασίας(%)	0.08	0.04	0.06

1.10.3.3 Υποστρώματα υψηλής αξιοπιστίας

Αυτός ο τύπος υποστρώματος προσφέρεται από την Taconic ως η λύση στην δυσκολία που παρουσιάζει το PTFE στην κατασκευή πολύπλοκων πολυστρωματικών πλακετών. Είναι κεραμικά πληρούμενα υλικά με μικρή ποσότητα ενίσχυσης υαλοβάμβακα(~5%). Διαθέτουν μεγάλη θερμική αγωγιμότητα, σταθερή διηλεκτρική σταθερά με την θερμοκρασία(+/- 0.25% στο εύρος -30°C – 120°C) και πολύ μικρό CTE XY το οποίο τα καθιστά πολύ καλή επιλογή για την διατήρηση κρίσιμων αποστάσεων σε φίλτρα και συζεύκτες.

Πίνακας 1.11 : Μηχανικές, θερμικές και ηλεκτρικές ιδιότητες υλικών βασισμένα σε υδρογονάνθρακες της Taconic. [40] [41] [42]

	TSM-DS3	TSM-DS3M	TSM-DS3b
Dk(Process)	3.00 ± 0.05	2.94	3.00 ± 0.04
Df	0.0014	0.0014	0.0014
CTE X,Y,Z(ppm/°C)	10, 16, 23	10 , 16, 23	10, 16, 23
Θερμική αγωγιμότητα (W/m/K)	0.65	0.65	0.65
Απορρόφηση υγρασίας(%)	0.07	0.07	0.07

2 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο : Ηλεκτρομαγνητισμός & Θεωρία γραμμών μεταφοράς

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει αρχικά μια μελέτη των βασικών στοιχείων της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας η οποία είναι απαραίτητη για την εις βάθος κατανόηση της λειτουργίας των γραμμών μεταφοράς. Συγκεκριμένα θα παρουσιαστούν οι εξισώσεις Maxwell για πεδία στο κενό και μέσα σε υλικά και θα αποδειχθεί η δυνατότητα διάδοσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Το κομμάτι του κεφαλαίου που αφορά την ηλεκτρομαγνητική θεωρία θα ολοκληρωθεί με μια σύντομη αναφορά στην μέθοδο των ροπών. Το δεύτερο μέρος του κεφαλαίου θα εστιάσει στην ανάπτυξη της θεωρίας των γραμμών μεταφοράς ως θεμελιώδη γνώση για την μελέτη πιο προχωρημένων θεμάτων όπως ο σχεδιασμός φίλτρων υψηλών συχνοτήτων που θα εξελιχθεί στο 3^ο κεφάλαιο αλλά και την υποστήριξη άλλων θεμάτων όπως την κατανόηση της λειτουργίας πραγματικών γραμμών μεταφοράς και των μεθόδων προσαρμογής.

2.1 Βασικές αρχές ηλεκτρομαγνητισμού

2.1.1 Οι εξισώσεις Maxwell

Οι εξισώσεις Maxwell μπορούν να εκφραστούν σε διαφορική μορφή ως εξής [43]:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2.4)$$

Όπου :

\mathbf{E} : Ηλεκτρικό πεδίο(V/m).

\mathbf{B} : Μαγνητικό πεδίο(T).

\mathbf{D} : Ηλεκτρική μετατόπιση(C/m^2).

\mathbf{H} : Ένταση μαγνητικού πεδίου(A/m).

ρ : Πυκνότητα φορτίου(C/m^3).

\mathbf{J} : Πυκνότητα ρεύματος(A/m^2).

Η Εξίσωση (2.1) αναφέρεται ως ο νόμος του Gauss για το ηλεκτρικό πεδίο και δηλώνει το γεγονός πως η ύπαρξη φορτίου στον χώρο δημιουργεί ηλεκτρικό πεδίο. Η Εξίσωση (2.2) αποτελεί τον νόμο του Gauss για το μαγνητικό πεδίο και δηλώνει ότι οι γραμμές του μαγνητικού πεδίου είναι πάντα κλειστές ή ισοδύναμα ότι δεν υπάρχουν μαγνητικά μονόπολα στην φύση. Η εξίσωση (2.3) είναι ο νόμος της ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής του Faraday και δηλώνει πως η χρονική μεταβολή του μαγνητικού πεδίου δημιουργεί ηλεκτρικό πεδίο. Τέλος η Εξίσωση (2.4) είναι ο νόμος Ampere-Maxwell και δηλώνει ότι η πυκνότητα ηλεκτρικού ρεύματος και η χρονική μεταβολή του ηλεκτρικού πεδίου δημιουργεί μαγνητικό πεδίο.

2.1.2 Εξίσωση συνέχειας

Εάν εφαρμοστεί ο διανυσματικός τελεστής της απόκλισης στην Εξίσωση (2.4) :

$$\mathbf{0} = \nabla \cdot \mathbf{J} + \frac{\partial(\nabla \cdot \mathbf{D})}{\partial t} \quad (2.5)$$

Διότι η απόκλιση της στροφής ενός πεδίου είναι πάντα μηδέν. Οπότε λόγω της Εξίσωσης (2.1) η Εξίσωση (2.5) γίνεται :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -\frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (2.6)$$

Η Εξίσωση (2.6) ονομάζεται εξίσωση συνέχειας και σχετίζει την πυκνότητα ρεύματος με την πυκνότητα φορτίου. Συγκεκριμένα υποδεικνύει πως εάν η πυκνότητα φορτίου σε έναν στοιχειώδη όγκο μειώνεται, τότε υπάρχει πυκνότητα ρεύματος που εξέρχεται από τον όγκο.

2.1.3 Στατικά Ηλεκτρομαγνητικά πεδία

Εάν όλοι οι ρυθμοί μεταβολής είναι μηδέν, δηλαδή τα πεδία είναι χρονικά αμετάβλητα, τότε η Εξίσωση (2.6) γράφεται :

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = 0 \quad (2.7)$$

Η Εξίσωση (2.7) είναι μια έκφραση του νόμου των ρευμάτων του Kirchhoff καθώς στην περίπτωση που δεν συσσωρεύεται φορτίο στον κόμβο ενός κυκλώματος η απόκλιση της πυκνότητας ρεύματος πρέπει να είναι μηδέν. Δηλαδή τα εισερχόμενα στον κόμβο ρεύματα είναι ίσα με τα εξερχόμενα. Η Εξίσωση (2.3) γίνεται αντίστοιχα :

$$\nabla \times \mathbf{E} = 0 \quad (2.8)$$

Η Εξίσωση (2.8) αποτελεί μια έκφραση του νόμου των τάσεων του Kirchhoff που λέει ότι το άθροισμα όλων των τάσεων σε ένα βρόχο ενός κυκλώματος είναι μηδέν.

2.1.4 Θεώρημα Helmholtz

Το θεώρημα Helmholtz δηλώνει πως για να προσδιοριστεί πλήρως ένα διανυσματικό πεδίο πρέπει να προσδιοριστεί τόσο η απόκλιση όσο και η στροφή του. Έτσι λοιπόν μέσω των εξισώσεων του Maxwell επιτυγχάνεται ακριβώς αυτό καθώς είναι διαθέσιμες εκφράσεις που συνδέουν την απόκλιση του ηλεκτρικού πεδίου(νόμος Gauss για το ηλεκτρικό πεδίο) με την πυκνότητα φορτίου, αλλά και την στροφή του με τον ρυθμό μεταβολής του μαγνητικού πεδίου(νόμος Faraday). Όμοια η απόκλιση το μαγνητικού πεδίου προέκυψε μηδέν σε κάθε περίπτωση(νόμος του Gauss για το μαγνητικό πεδίο), ενώ η στροφή του προσδιορίστηκε από την πυκνότητα του ρεύματος μετατόπισης και την πυκνότητα του ρεύματος αγωγής. Έτσι λοιπόν έχουν προσδιοριστεί πλήρως βάσει του θεωρήματος και τα δύο πεδία. Πρέπει να τονιστεί τέλος πως παρά το γεγονός πως υπάρχει στροφή ηλεκτρικού πεδίου εξαιτίας χρονομεταβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου, ως θεμελιώδης πηγή παραγωγής ηλεκτρικού πεδίου θεωρείται το ηλεκτρικό φορτίο. Αντίστοιχα παρά το γεγονός πως η πυκνότητα ρεύματος μετατόπισης δημιουργεί στροφή μαγνητικού πεδίου, ως θεμελιώδης πηγή παραγωγής μαγνητικού πεδίου θεωρείται η πυκνότητα ρεύματος αγωγής.

2.1.5 Καταστατικές εξισώσεις – Ισοτροπικά γραμμικά διηλεκτρικά

Οι σχέσεις που συνδέουν το \mathbf{E} με το \mathbf{D} και το \mathbf{B} με το \mathbf{H} ονομάζονται καταστατικές εξισώσεις της ύλης και για το κενό δίνονται ως :

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \quad (2.10)$$

Με τις τιμές για την διηλεκτρική σταθερά και την μαγνητική διαπερατότητα του κενού να δίνονται ως :

- $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m}$
- $\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$

Στην περίπτωση που το υλικό δεν είναι το κενό, για παράδειγμα όταν το υλικό είναι κάποιο διηλεκτρικό, οι ηλεκτρικές δυνάμεις που ασκούνται στα μόρια του εξαιτίας του ηλεκτρικού πεδίου ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Νικόλαος Θεοδοσιάδης

έχουν ως αποτέλεσμα τον διαχωρισμό των φορτίων που το αποτελούν (νέφος ηλεκτρονίων ή ιόντα) με αποτέλεσμα την δημιουργία ηλεκτρικών διπόλων με διπολική ροπή $\mathbf{p} = a\mathbf{q}$. Η φορά των ηλεκτρικών διπολικών ροπών είναι από το αρνητικό προς το θετικό φορτίο, όπου a η απόσταση μεταξύ των φορτίων και q το μέγεθος του κάθε φορτίου του διπόλου. Τα περισσότερα διηλεκτρικά που χρησιμοποιούνται ως υπόστρωμα στις πλακέτες τυπωμένων κυκλωμάτων είναι υλικά που η συνισταμένη διπολική ροπή, που αναπτύσσεται λόγω της εφαρμογής ηλεκτρικού πεδίου σε αυτά, εξαρτάται γραμμικά από αυτό. Έτσι λοιπόν τα \mathbf{D} και \mathbf{B} μπορούν να εκφραστούν ως :

$$\mathbf{D} = \epsilon\mathbf{E} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H} \quad (2.12)$$

Από την άλλη είναι ανισοτροπικά υλικά, το οποίο σημαίνει πως η κατεύθυνση του εφαρμοζόμενου ηλεκτρικού πεδίου έχει διαφορετικό αποτέλεσμα στην διπολική ροπή που αναπτύσσεται. Σε αυτή την περίπτωση τα ϵ και μ είναι τανυστές βαθμού 2 οι οποίοι μπορούν να αναπαρασταθούν μέσω της βοήθειας πινάκων :

$$\begin{pmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \epsilon_{xx} & \epsilon_{xy} & \epsilon_{xz} \\ \epsilon_{yx} & \epsilon_{yy} & \epsilon_{yz} \\ \epsilon_{zx} & \epsilon_{zy} & \epsilon_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{pmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mu_{xx} & \mu_{xy} & \mu_{xz} \\ \mu_{yx} & \mu_{yy} & \mu_{yz} \\ \mu_{zx} & \mu_{zy} & \mu_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

Εάν θεωρηθούν γραμμικά και ισοτροπικά υλικά, οπότε η διπολική ροπή είναι στην ίδια κατεύθυνση με το ηλεκτρικό πεδίο και η τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς είναι ίδια παντού στο υλικό, τότε το διάνυσμα της πόλωσης γράφεται ως :

$$\mathbf{P} = \epsilon_0 \chi_e \mathbf{E} \quad (2.15)$$

Οπότε το διάνυσμα μετατόπισης γράφεται ως :

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \Rightarrow \quad (2.16)$$

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \epsilon_0 \chi_e \mathbf{E} \Rightarrow \quad (2.17)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0(1 + \chi_e)\mathbf{E} \quad (2.18)$$

Επίσης ορίζονται οι ποσότητες :

$$\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r = \varepsilon_0(1 + \chi_e) \quad (2.19)$$

$$\mu = \mu_0\mu_r = \mu(1 + \chi_\mu) \quad (2.20)$$

Όπου ε και μ είναι η διηλεκτρική και η μαγνητική σταθερά του μέσου αντίστοιχα, ενώ ε_r και μ_r , είναι η σχετική διηλεκτρική σταθερά(αναφέρεται και ως D_k από τους κατασκευαστές υλικών υποστρώματος) και η σχετική μαγνητική σταθερά του μέσου αντίστοιχα. Επιπρόσθετα ως χ_e και χ_μ ορίζεται η ηλεκτρική και μαγνητική επιδεκτικότητα του μέσου. Πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στο γεγονός πως αυτές οι δύο ποσότητες και επομένως και η διηλεκτρική και μαγνητική σταθερά του μέσου είναι εν γένει μιγαδικές, και μπορούν να εκφραστούν στην εξής μορφή :

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (2.21)$$

$$\mu = \mu' - j\mu'' \quad (2.22)$$

Ο όρος ε' σχετίζεται με την ικανότητα του μέσου να αποθηκεύει ενέργεια, ενώ ο όρος ε'' εκφράζει τις απώλειες του διηλεκτρικού.

2.1.6 Εξισώσεις Maxwell στο πεδίο της συχνότητας

Εάν γίνει η παραδοχή πως το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο έχει αρμονική χρονική μεταβολή, τα πεδία μπορούν να εκφραστούν με την βοήθεια στρεφόμενων διανυσμάτων ως εξής :

$$\mathbf{A}(x, y, z, t) = \text{Re}\{\tilde{\mathbf{A}}e^{j\omega t}\} \quad (2.23)$$

Όπου :

$$\tilde{\mathbf{A}}(x, y, z, t) = \tilde{A}_x(x, y, z)\mathbf{x} + \tilde{A}_y(x, y, z)\mathbf{y} + \tilde{A}_z(x, y, z)\mathbf{z} \quad (2.24)$$

Οι φάσορες αποτελούνται από το πλάτος και την φάση του κάθε μεγέθους και εξαρτώνται από την θέση. Οι χρονικές παράγωγοι τώρα μπορούν να αντικατασταθούν από τον παράγοντα $j\omega$ επί τον

αντίστοιχο φάσορα του μεγέθους που παραγωγίζεται. Έτσι οι εξισώσεις του Maxwell μπορούν να γραφτούν στο πεδίο της συχνότητας ως :

$$\nabla \cdot \tilde{\mathbf{D}} = \tilde{\rho} \quad (2.25)$$

$$\nabla \cdot \tilde{\mathbf{B}} = 0 \quad (2.26)$$

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = -j\omega\tilde{\mathbf{B}} \quad (2.27)$$

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{J}} + j\omega\tilde{\mathbf{D}} \quad (2.28)$$

2.1.7 Διηλεκτρικά με αγωγιμότητα

Για διηλεκτρικό με αγωγιμότητα, τα ρεύματα αγωγής είναι $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}$, από τον νόμο του Ωμ, και επομένως ο νόμος των Ampere-Maxwell στο πεδίο της συχνότητας γράφεται :

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{H}} = \sigma\tilde{\mathbf{E}} + j\omega\varepsilon\tilde{\mathbf{E}} \quad (2.29)$$

Αντικαθιστώντας την Εξίσωση (2.21) στην Εξίσωση (2.28) :

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{H}} = \sigma\tilde{\mathbf{E}} + j\omega(\varepsilon' - j\varepsilon'')\tilde{\mathbf{E}} \Rightarrow \quad (2.30)$$

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{H}} = j\omega \left[\varepsilon' - j \left(\frac{\sigma}{\omega} + \varepsilon'' \right) \right] \tilde{\mathbf{E}} \Rightarrow \quad (2.31)$$

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{H}} = (\sigma + \omega\varepsilon'')\tilde{\mathbf{E}} + j\omega\varepsilon'\tilde{\mathbf{E}} \quad (2.32)$$

Συγκρίνοντας την Εξίσωση (2.32) με την Εξίσωση (2.29) παρατηρείται ότι είναι δυνατό να αντιμετωπιστεί η περίπτωση διηλεκτρικού υλικού με ωμικές απώλειες σαν ιδανικό διηλεκτρικό χωρίς απώλειες λόγω πόλωσης με αγωγιμότητα ίση με :

$$\sigma_{eq} = \sigma + \omega\varepsilon'' \quad (2.33)$$

ή σαν να διηλεκτρικό χωρίς ωμικές απώλειες με ισοδύναμο φανταστικό μέρος μιγαδικής διηλεκτρικής σταθεράς :

$$\varepsilon''_{eq} = \frac{\sigma}{\omega} + \varepsilon'' \quad (2.34)$$

Αυτή η ελευθερία στην προσέγγιση του προβλήματος πηγάζει από το γεγονός ότι τόσο οι απώλειες που οφείλονται στην πεπερασμένη αγωγιμότητα του διηλεκτρικού όσο και οι απώλειες που οφείλονται στο μηχανισμό πόλωσης των μορίων του διηλεκτρικού έχουν το ίδιο αποτέλεσμα μακροσκοπικά. Επίσης αξίζει να σημειωθεί πως η μιγαδική φύση της σταθεράς ε σημαίνει πως υπάρχει διαφορά φάσης μεταξύ των \mathbf{E} και \mathbf{D} . Όσα συζητήθηκαν παραπάνω θα μπορούσαν να επεκταθούν και στην περίπτωση του μαγνητικού πεδίου με την εισαγωγή του διανύσματος μαγνήτισης \mathbf{M} ως αντίστοιχο της διπολικής ροπής \mathbf{P} . Ωστόσο η μελέτη περιορίζεται κυρίως στα διηλεκτρικά για τους σκοπούς αυτής της διπλωματικής εργασίας .

2.1.8 Εφαπτομένη απωλειών

Ορίζεται ως εφαπτομένη απωλειών η ποσότητα :

$$\tan \delta_t = \frac{\omega \varepsilon'' + \sigma}{\omega \varepsilon'} \quad (2.35)$$

Όπου στις μικροκυματικές συχνότητες ο όρος $\omega \varepsilon'' \gg \sigma$, οπότε :

$$\tan \delta_t = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (2.36)$$

Η εφαπτομένη απωλειών είναι ένα σημαντικό μέτρο των απωλειών του διηλεκτρικού. Όσο πιο μεγάλη τιμή έχει τόσο πιο πολλές είναι οι απώλειες του. Συχνά αναφέρεται από τους κατασκευαστές ως παράγοντας απόσβεσης (Dissipation factor - Df).

2.1.9 Κυματική Εξίσωση

Μια σημαντική συνεισφορά του Maxwell που προέκυψε από την μελέτη των ομώνυμων εξισώσεων ήταν η πρόβλεψη της δυνατότητας διάδοσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Εάν θεωρηθεί ότι η ανάπτυξη των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων γίνεται σε ομογενή και ιστροπικό μέσο χωρίς αγωγιμότητα και χωρίς φορτία, με διηλεκτρική σταθερά ε και μαγνητική διαπερατότητα μ , τότε η πυκνότητα του ρεύματος αγωγής και η πυκνότητα φορτίου μηδενίζονται και οι εξισώσεις Maxwell λαμβάνουν την μορφή :

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.37)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.38)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.39)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu\epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.40)$$

Παίρνοντας την στροφή της τρίτης από τις παραπάνω εξισώσεις :

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = -\nabla \times \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.41)$$

Η εξίσωση γράφεται :

$$\nabla \nabla \cdot \mathbf{E} - \nabla^2 \mathbf{E} = -\frac{\partial \nabla \times \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.42)$$

Απο την Εξίσωση (2.37) η απόκλιση του ηλεκτρικού πεδίου είναι μηδέν και αντικαθιστώντας την την στροφή του μαγνητικού πεδίου απο την Εξίσωση (2.40) στην Εξίσωση (2.42) :

$$\nabla^2 \mathbf{E} = \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} \quad (2.43)$$

Ισοδύναμα η Εξίσωση (2.43) γράφεται :

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu\epsilon \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.44)$$

Αυτή είναι η κυματική εξίσωση με ταχύτητα διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων $u = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ η οποία είναι ίση με την ταχύτητα του φωτός στο υλικό αυτό. Εάν το υλικό μέσο διάδοσης είναι το κενό, τότε : $\mu\epsilon = \epsilon_0\mu_0$ και $u = c_0$, όπου c_0 η ταχύτητα διάδοσης του φωτός στο κενό. Η Εξίσωση (2.44) στο πεδίο της συχνότητας γράφεται ως :

$$\nabla^2 \tilde{\mathbf{E}} + k^2 \tilde{\mathbf{E}} = 0 \quad (2.45)$$

Η Εξίσωση (2.45) είναι γνωστή ως διανυσματική εξίσωση Helmholtz και αποτελεί εκφυλισμένη μορφή της εξίσωσης Poisson στην οποία το δεξί μέλος δεν είναι μηδέν και έχει τον ρόλο της ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Νικόλαος Θεοδοσιάδης

διέγερσης. Το σύμβολο k ορίζεται ως κυματαριθμός, και είναι ένα μέτρο της συχνότητας του κύματος στον χώρο με μονάδες $\frac{rad}{m}$. Είναι ίσος με :

$$k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} = \frac{\omega}{u} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.46)$$

Η Εξίσωση (2.45) ισχύει και για το $\tilde{\mathbf{H}}$ αλλά λύνοντας την μια εκ των δύο κυματικών εξισώσεων τα άλλα μεγέθη μπορούν να υπολογιστούν από τις εξισώσεις Maxwell.

2.1.10 Λύσεις της κυματικής εξίσωσης – Ρυθμός TEM

Οι λύσεις της εξίσωσης Helmholtz σε ομογενή και ισοτροπικό χώρο μπορούν να βρεθούν εφαρμόζοντας την μέθοδο χωρισμού των μεταβλητών αν θεωρηθεί :

$$\mathbf{E}(x, y, z, t) = E_x(x, y, z, t)\hat{\mathbf{x}} + E_y(x, y, z, t)\hat{\mathbf{y}} + E_z(x, y, z, t)\hat{\mathbf{z}} \quad (2.47)$$

Όπου :

$$E_i(x, y, z, t) = f_i(x)g_i(y)h_i(z)T(t), i = \{x, y, z\} \quad (2.48)$$

Η εξίσωση Helmholtz όμως απαιτεί για τις τρεις συνιστώσες να ισχύει η εξίσωση:

$$\frac{\partial^2 \tilde{E}_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \tilde{E}_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \tilde{E}_i}{\partial z^2} + k_o^2 \tilde{E}_i = 0, i \in \{x, y, z\} \quad (2.49)$$

Για την περίπτωση της x συνιστώσας του ηλεκτρικού πεδίου η Εξίσωση (2.49) γράφεται :

$$f_x'' g_x h_x T(t) + f_x g_x'' h_x T(t) + f_x g_x h_x'' T(t) + k_o^2 f_x g_x h_x T(t) = 0, i \in \{x, y, z\} \quad (2.50)$$

Διαιρώντας με $f_x(x)g_x(y)h_x(z)T(t)$ στην Εξίσωση (2.51) :

$$\frac{f_x''}{f_x} + \frac{g_x''}{g_x} + \frac{h_x''}{h_x} + k_o^2 = 0 \quad (2.51)$$

Ο μόνος τρόπος το άθροισμα τριών συναρτήσεων ανεξάρτητων μεταβλητών να ισούται με μια σταθερά για όλες τις τιμές τους είναι η κάθε συνάρτηση να είναι σταθερή. Οπότε επιλέγονται σταθερές διαχωρισμού τέτοιες ώστε :

$$\frac{f_x''}{f_x} = -k_x^2, \frac{g_x''}{g_x} = -k_y^2, \frac{h_x''}{h_x} = -k_z^2 \quad (2.52)$$

Και λόγω της Εξίσωσης (2.51) θα πρέπει οι σταθερές να ικανοποιούν την Εξίσωση (2.53) :

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = k_o^2 \quad (2.53)$$

Οι Εξίσωση (2.52) γράφεται :

$$\frac{d^2 f_i}{dx^2} + k_x^2 f_i = 0, \frac{d^2 g_i}{dy^2} + k_y^2 g_i = 0, \frac{d^2 h_i}{dz^2} + k_z^2 h_i = 0 \quad (2.54)$$

Η εξίσωση (2.54) περιέχει διαφορικές εξισώσεις αρμονικού ταλαντωτή. Οι λύσεις είναι μιγαδικά εκθετικά $e^{\pm jk_x x}$, $e^{\pm jk_y y}$, $e^{\pm jk_z z}$. Έτσι λοιπόν μια μορφή της λύσης θα μπορούσε να είναι η :

$$\widetilde{E}_x(x, y, z, t) = \tilde{A}(x, y, z) \cdot e^{-jk_x x - jk_y y - jk_z z} \quad (2.55)$$

Η πλήρης εύρεση του ηλεκτρικού πεδίου απαιτεί τον προσδιορισμό και των άλλων συνιστωσών. Επειδή στον ελεύθερο χώρο πρέπει όμως να ισχύει $\nabla \cdot \mathbf{E} = 0$ παντού, θα πρέπει όλες οι συνιστώσες να έχουν ίδια χωρική εξάρτηση. Οπότε :

$$\widetilde{\mathbf{E}}(x, y, z, t) = \widetilde{\mathbf{E}}_o e^{-jk \cdot \mathbf{r}} = (\tilde{A} \mathbf{x} + \tilde{B} \mathbf{y} + \tilde{C} \mathbf{z}) e^{-jk \cdot \mathbf{r}} \quad (2.56)$$

Η απόκλιση του ηλεκτρικού πεδίου επιβάλλει τότε :

$$\nabla \cdot \widetilde{\mathbf{E}} = \nabla \cdot \widetilde{\mathbf{E}}_o e^{-jk \cdot \mathbf{r}} = \widetilde{\mathbf{E}}_o \nabla e^{-jk \cdot \mathbf{r}} = -j \mathbf{k} \cdot \widetilde{\mathbf{E}}_o e^{-jk \cdot \mathbf{r}} = 0 \quad (2.57)$$

Επομένως πρέπει :

$$\mathbf{k} \cdot \widetilde{\mathbf{E}}_o = 0 \quad (2.58)$$

Το διάνυσμα $\widetilde{\mathbf{E}}_o$ προκύπτει κάθετο στο \mathbf{k} . Η λύση αυτή ονομάζεται ομοιόμορφο επίπεδο κύμα. Επίπεδο γιατί οι επιφάνειες σταθερής φάσης που δίνονται από την σχέση $\mathbf{k} \cdot \mathbf{r} = \text{σταθερά}$ είναι επίπεδα, και ομοιόμορφο επειδή το $\widetilde{\mathbf{E}}$ δεν μεταβάλλεται στα επίπεδα σταθερής φάσης. Τέλος το μαγνητικό πεδίο μπορεί να βρεθεί από την Εξίσωση (2.28) για $\mathbf{J} = 0$: και $\mu = \mu_o$

$$\nabla \times \tilde{\mathbf{E}} = -j\omega\mu_0\tilde{\mathbf{H}} \Rightarrow \quad (2.59)$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = -\frac{1}{j\omega\mu_0}\nabla \times \tilde{\mathbf{E}} \Rightarrow \quad (2.60)$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = -\frac{1}{j\omega\mu_0}\nabla \times \mathbf{E}_0 e^{-jk\cdot\mathbf{r}} = \frac{k_0}{\omega\mu_0}\mathbf{n} \times \mathbf{E}_0 e^{-jk\cdot\mathbf{r}} = \frac{k_0}{\omega\mu_0}\mathbf{n} \times \mathbf{E} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}}\mathbf{n} \times \mathbf{E} = Y_0\mathbf{n} \times \tilde{\mathbf{E}} \quad (2.61)$$

Η σταθερά Y_0 ονομάζεται εγγενή σύνθετη αγωγιμότητα του ελεύθερου χώρου και το αντίστροφο της $Z_0 = \frac{1}{Y_0}$, ονομάζεται εγγενή σύνθετη αντίσταση του ελεύθερου χώρου και συμβολίζεται και με το γράμμα η (~377Ω). Όπως μπορεί να γίνει φανερό από τα παραπάνω τόσο το \mathbf{E} όσο και το \mathbf{H} είναι κάθετα μεταξύ τους και κάθετα στην κατεύθυνση διάδοσης του κύματος που ταυτίζεται με αυτή του κυματικού αριθμού του μέσου \mathbf{k} . Αυτός ο τύπος κύματος ονομάζεται TEM (Transverse Electromagnetic Wave). Επίσης τα πλάτη των πεδίων συνδέονται με έναν τρόπο που θυμίζει τον νόμο του Ohm για την τάση και το ρεύμα :

$$|\tilde{\mathbf{H}}| = \frac{|\tilde{\mathbf{E}}|}{\eta} \quad (2.62)$$

2.1.11 Εγγενής αντίσταση μέσου

Πρέπει να τονιστεί το γεγονός ότι η εγγενής αντίσταση ενός μέσου γενικά είναι :

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (2.63)$$

Για διηλεκτρικά που η αγωγιμότητα σ είναι μικρή, η Εξίσωση (2.63) λαμβάνει την μορφή :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.64)$$

Μόνο στην περίπτωση TEM κυμάτων ο λόγος του πλάτους του ηλεκτρικού πεδίου προς το πλάτος του μαγνητικού πεδίου, η αντίσταση κύματος δηλαδή, είναι ίση με την εγγενή αντίσταση του μέσου. Για άλλες μορφές πεδίων αυτή η ισοδυναμία γενικά δεν ισχύει.

2.2 Υπολογιστικός ηλεκτρομαγνητισμός

Η επίλυση των εξισώσεων Maxwell είναι μεγάλης σημασίας για τους επιστήμονες και τους μηχανικούς καθώς περιγράφουν με ακρίβεια τα ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα που συναντώνται στην φύση και επομένως προβλέπουν την απόδοση πραγματικών συστημάτων που βασίζονται σε ηλεκτρομαγνητικά πεδία. Δυστυχώς λόγω της περίπλοκης γεωμετρίας των πραγματικών συσκευών και άλλων δυσκολιών που σχετίζονται για παράδειγμα με τις ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες του μέσου, τα πεδία συνήθως δεν μπορούν να υπολογιστούν με αναλυτικές μεθόδους. Για αυτό τον λόγο αξιοποιούνται στην πράξη διάφορες αριθμητικές μέθοδοι, η καθεμία εκ των οποίων είναι πιο κατάλληλη για ορισμένα προβλήματα. Η καταλληλότητα μιας μεθόδου κρίνεται καταρχάς από το εάν παρέχει επαρκής ακρίβεια στην λύση του αντίστοιχου προβλήματος αλλά και από τον χρόνο που χρειάζεται για την επίλυση αυτή. Εξίσου σημαντικές είναι οι απαιτήσεις σε επεξεργαστική ισχύ και μνήμη του υπολογιστικού συστήματος που υλοποιεί τις αριθμητικές μεθόδους. Μερικές από τις πιο γνωστές είναι οι FEM, MoM και FDTD. Και οι τρεις επιλύουν τις εξισώσεις του Maxwell λαμβάνοντας υπόψη όλους τους όρους (full wave) και επομένως περιλαμβάνουν και τα φαινόμενα ακτινοβολίας. Παρακάτω αναλύεται η μέθοδος των ροπών διότι γίνεται χρήση της στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας στο τελευταίο κεφάλαιο.

2.2.1 Γενική περιγραφή της μεθόδου των ροπών

Η μέθοδος των ροπών είναι μια αριθμητική μέθοδος στο πεδίο της συχνότητας η οποία είναι κατάλληλη για προβλήματα επίπεδων δομών όπως είναι οι πολυστρωματικές πλακέτες. Σε αυτή την μέθοδο απαιτούνται τα εξής [44]:

- I. Μια ολοκληρωτική εξίσωση που εμπλέκει τις ποσότητες ενδιαφέροντος προς υπολογισμό που έχει την μορφή :

$$\mathcal{L}\Phi = f \quad (2.65)$$

Όπου \mathcal{L} είναι ένας γραμμικός τελεστής όπως ένα ολοκλήρωμα, Φ είναι μια άγνωστη συνάρτηση όπως το επιφανειακό ρεύμα, και f είναι μια γνωστή διέγερση όπως ένα προσπίπτον πεδίο.

- II. Επιλογή συναρτήσεων βάσης f_n για την αναπαράσταση της άγνωστης ποσότητας προς υπολογισμό :

$$\Phi(r') \approx \sum_{n=1}^N c_n \Phi_n(r') \quad (2.66)$$

Οι συντελεστές c_n είναι σταθερές ποσότητες που πρέπει να προσδιοριστούν. Με αντικατάσταση της Εξίσωσης (2.66) στην Εξίσωση (2.65) προκύπτει :

$$\sum_{n=1}^N c_n \mathcal{L}(\Phi_n) \approx f \quad (2.67)$$

III. Μετατροπή της Εξίσωσης (2.67) σε εξίσωση πινάκων πολλαπλασιάζοντας με συναρτήσεις βάρη w_m και ολοκληρώνοντας σε όλο το πεδίο της λύσης (συνήθως οι συναρτήσεις βάρη επιλέγονται ίδιες με τις συναρτήσεις βάσης – Μέθοδος Galerkin) :

$$\sum_{n=1}^N c_n \int_S w_m(r) \mathcal{L}(\Phi_n) dS = \int_S w_m(r) f(r) dS \quad (2.68)$$

Η Εξίσωση (2.68) μπορεί να γραφτεί ως :

$$\sum_{n=1}^N c_n A_{mn} = b_m \Rightarrow \quad (2.69)$$

$$\mathbf{Ac} = \mathbf{b} \quad (2.70)$$

IV. Υπολογισμό των στοιχείων του πίνακα A που εμφανίζεται στην Εξίσωση (2.70) από την Εξίσωση (2.71) :

$$A_{mn} = \int_S w_m(r) \mathcal{L}(\Phi_n) dS \quad (2.71)$$

V. Επίλυση της εξίσωσης πινάκων με κάποια μέθοδο γραμμικής άλγεβρας όπως άμεση αντιστροφή του πίνακα A, παραγοντοποίηση LU, κάποια επαναληπτική μέθοδο κτλπ.

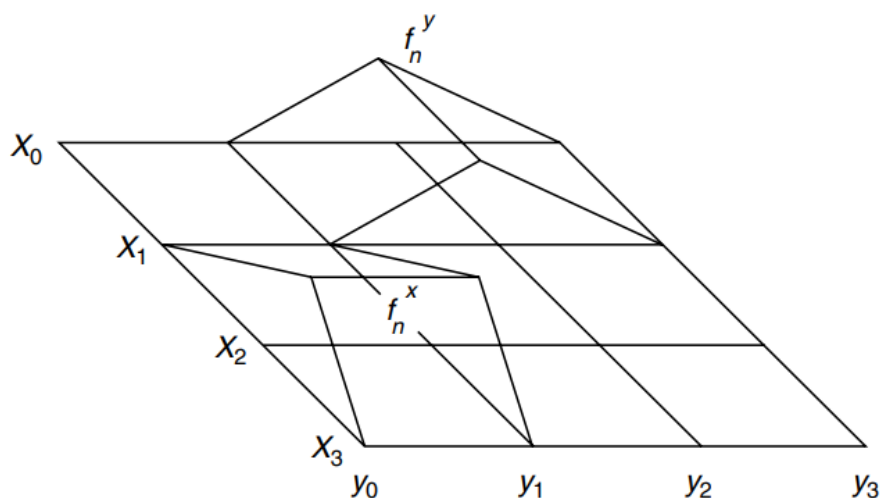
2.2.2 Υλοποίηση της μεθόδου των ροπών στο ADS

Ο ολοκληρωτικός τελεστής \mathcal{L} έχει ως πυρήνα την συνάρτηση του Green για το εκάστοτε υπόστρωμα. Πρόκειται για μια συνάρτηση που χαρακτηρίζει το υπόστρωμα καθώς αποτελεί την χωρική κρουστική απόκριση του όταν υφίσταται διέγερση της μορφής Dirac. Γενικά είναι συνάρτηση της ακτινικής θέσης και της συχνότητας. Το ADS έχει δύο διαφορετικές υλοποιήσεις της μεθόδου των ροπών. Η μια ονομάζεται Momentum RF και η άλλη Momentum Microwave. Στην πρώτη υλοποίηση η συνάρτηση Green υπολογίζεται μια φορά για την πρώτη συχνότητα της προσομοίωσης και στην

συνέχεια επαναχρησιμοποιείται. Για αυτό τον λόγο η υλοποίηση θεωρείται ως ωσι-στατική(quasi-static) και είναι πολύ γρήγορη. Το Momentum RF είναι κατάλληλο για μικρά κυκλώματα απο ηλεκτρικής άποψης, όταν η γεωμετρία είναι περίπλοκη, και εφόσον δεν υπάρχει σημαντική ακτινοβολία. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για έναν προσεγγιστικό πρώτο σχεδιασμό. Στην περίπτωση χρήσης του Momentum Microwave η συνάρτηση του Green υπολογίζεται για κάθε συχνότητα στο φάσμα της προσομοίωσης(full wave) [45]. Όσον αφορά στις συναρτήσεις βάσης Φ_n είναι πολύ σημαντικές διότι καθορίζουν την ακρίβεια της λύσης αλλά και την ευστάθεια του αλγόριθμου. Το ADS συγκεκριμένα χρησιμοποιεί τις rooftop συναρτήσεις βάσης(έχουν σχήμα σκεπής). Στην ουσία η γεωμετρία των αγωγών πλεγματοποιείται(meshing) δημιουργώντας κελιά στον χώρο που έχουν μορφή πολυγώνων, όπως τρίγωνα και ορθογώνια [45]. Κάθε ακμή των πολύγωνων σχετίζεται με μια συνάρτηση βάσης και αντιπροσωπεύει μια σταθερή πυκνότητα ρεύματος που διέρχεται απο αυτή. Παρακάτω δίνεται η μορφή των rooftop συναρτήσεων βάσης [44]:

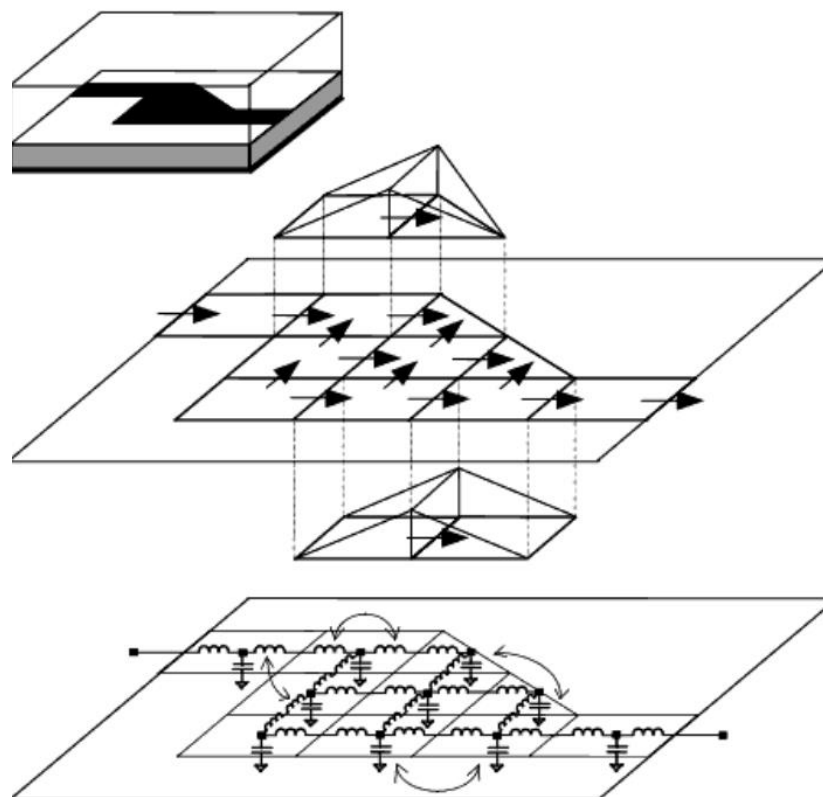
$$f_n^x = \begin{cases} \frac{x - x_{i-1}}{x_i - x_{i-1}}, & x_{i-1} \leq x \leq x_i, y_{j-1} \leq y \leq y_j \\ \frac{x_{i+1} - x}{x_{i+1} - x_i}, & x_i \leq x \leq x_{i+1}, y_{j-1} \leq y \leq y_j \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases} \quad (2.72)$$

$$f_n^y = \begin{cases} \frac{y - y_{j-1}}{y_j - y_{j-1}}, & x_{i-1} \leq x \leq x_i, y_{j-1} \leq y \leq y_j \\ \frac{y_{j+1} - y}{y_{j+1} - y_j}, & x_{i-1} \leq x \leq x_i, y_j \leq y \leq y_{j+1} \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases} \quad (2.73)$$



Εικόνα 2.1 : Απεικόνιση συναρτήσεων βάσης rooftop. [44]

Ο πίνακας A που προέκυψε προηγουμένως ονομάζεται πίνακας αλληλεπίδρασης (interaction matrix) και κάθε στοιχείο του αντιπροσωπεύει την ηλεκτρομαγνητική αλληλεπίδραση μεταξύ δύο συναρτήσεων βάσης. Για αυτό τον λόγο η διάσταση του πίνακα A είναι ίση με N , τον αριθμό των συναρτήσεων βάσης [45]. Ο αριθμός των συναρτήσεων βάσης και το είδος/τάξη τους επηρεάζει την ακρίβεια, την πολυπλοκότητα των υπολογισμών αλλά και την μνήμη που χρειάζεται για την επίλυση ενός προβλήματος. Κοντά σε γωνίες, ακμές, κενά που υπάρχουν μεγάλες μεταβολές των πεδίων αλλά και για μεγαλύτερα προβλήματα, απαιτείται μεγαλύτερος αριθμός συναρτήσεων βάσης και επομένως πιο πυκνό mesh για να υπάρχει η επαρκής ακρίβεια [46]. Ο πίνακας αλληλεπίδρασης μπορεί να αναπαρασταθεί από ένα ισοδύναμο κύκλωμα που προκύπτει εάν κάθε κελί αντιστοιχηθεί σε έναν κόμβο αυτού του κυκλώματος, ο καθένας εκ των οποίων διατηρεί το φορτίο του κελιού. Όλοι οι κόμβοι συνδέονται με κλάδους που φέρουν το ρεύμα που διέρχεται από τις ακμές των κελιών και κάθε κλάδος περιέχει ένα πηνίο που μοντελοποιεί την αυτοσύζευξη κάθε συνάρτησης βάσης. Οι πυκνωτές και οι επαγωγές χαρακτηρίζονται από μιγαδικές τιμές και εξαρτώνται από την συχνότητα. Οι λύσεις για τα ρεύματα προκύπτουν από την Εξίσωση (2.68) και αποτελούν τα πλάτη των συναρτήσεων βάσης [45]. Πρέπει να σημειωθεί τέλος πως η μέθοδος των ροπών δεν είναι κατάλληλη όταν το υπόστρωμα είναι ανομοιογενές, ανισότροπο ή μη γραμμικό [47].



Εικόνα 2.2 : Απεικόνιση του mesh που προκύπτει από την διακριτοποίηση της άγνωστης πυκνότητας ρεύματος στην επιφάνεια των αγωγών σήματος, και του ισοδύναμου κυκλωματικού μοντέλου. [45]

2.3 Θεωρία γραμμών μεταφοράς

Οι γραμμές μεταφοράς είναι ένα φυσικό μέσο με το οποίο μπορεί να μεταφερθεί ηλεκτρομαγνητική ενέργεια, και επομένως πληροφορία, από ένα μέρος σε ένα άλλο. Συνήθως κάποιο φορτίο βρίσκεται στο πέρας της γραμμής και μπορεί να είναι οτιδήποτε όπως ένα άλλο κύκλωμα ή μια κεραία. Ενώ η θεωρία ανάλυσης κυκλωμάτων που βασίζεται στους νόμους του Κίρκοφ δουλεύει ικανοποιητικά σε πολλές περιπτώσεις, δεν παύει εντούτοις να αποτελεί μια απλοποιημένη μορφή της γενικότερης θεωρίας του ηλεκτρομαγνητισμού η οποία παρουσιάστηκε νωρίτερα μέσω των εξισώσεων Maxwell. Η ανεπάρκεια της κυκλωματικής θεωρίας γίνεται ιδιαίτερα αισθητή όταν το μήκος κύματος της τάσης και του ρεύματος γίνεται συγκρίσιμο με το μέγεθος του κυκλώματος ή ισοδύναμα όταν ο χρόνος διάδοσης των αντίστοιχων σημάτων γίνεται συγκρίσιμος με την περίοδο τους. Οι διατάξεις και τα κυκλώματα σε αυτή την περίπτωση ονομάζονται κατανεμημένα. Στην περίπτωση των κατανεμημένων κυκλωμάτων η τάση και το ρεύμα διαδίδονται υπό την μορφή κυμάτων στις γραμμές μεταφοράς, παρουσιάζοντας και σημαντική χωρική πέρα από χρονική μεταβολή. Για αυτό τον λόγο η βασική κυκλωματική θεωρία πρέπει να αντικατασταθεί από μια άλλη θεωρία, αυτή των γραμμών μεταφοράς. Πρακτικά η θεωρία γραμμών μεταφοράς προεκτείνει την εφαρμογή της κυκλωματικής θεωρίας στα κατανεμημένα κυκλώματα.

2.3.1 Η τάση κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς

Με σκοπό την ανάλυση των φαινομένων διάδοσης της τάσης και του ρεύματος σε μια γραμμή μεταφοράς γίνεται χρήση ενός ισοδύναμου κυκλωματικού μοντέλου στο οποίο η γραμμή μεταφοράς αποτελείται από πολλά στο πλήθος κυκλώματα μήκους Δz που χαρακτηρίζονται από συγκεντρωμένη [17] :

- **Αντίσταση** : λόγω της αντίστασης των αγωγών της γραμμής.
- **Αγωγιμότητα** : εξαιτίας της πεπερασμένης αγωγιμότητας του διηλεκτρικού υλικού.
- **Χωρητικότητα** : εξαιτίας της διαφοράς δυναμικού μεταξύ των αγωγών.
- **Αυτεπαγωγή** : λόγω της μεταβολής της μαγνητικής ροής στην επιφάνεια της γραμμής η οποία προκαλείται από τα χρονικά μεταβαλλόμενα ρεύματα των γραμμών.

Οι συγκεντρωμένες αυτές ποσότητες προκύπτουν από τα R,G,C,L που είναι οι ανά μονάδα μήκους αντίσταση, αγωγιμότητα, χωρητικότητα και αυτεπαγωγή των γραμμών αντίστοιχα. Τα πλεονεκτήματα αυτής της προσέγγισης είναι ότι :

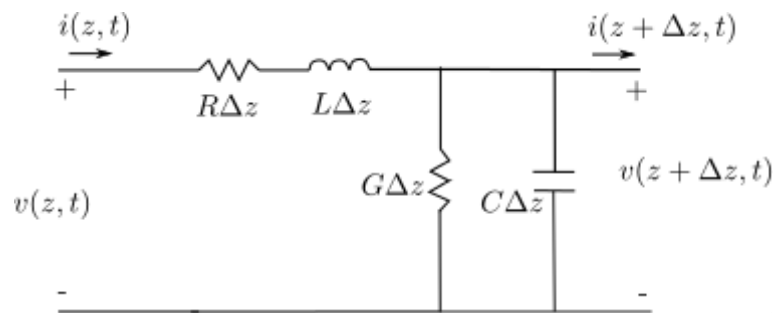
- Παρέχει μια καλή διαισθητική αντίληψη του προβλήματος ενώ καθιστά εύκολη την διαδικασία της μετάβασης από τα συγκεντρωμένα φαινόμενα στα κατανεμημένα.

- Επιτρέπει την χρήση των νόμων του kirchhoff για την ανάλυση και παράλληλα η γραμμή μεταφοράς μπορεί να αντιμετωπιστεί ως ένα δίθυρο κύκλωμα.

Τα αρνητικά της προσέγγισης αυτής ωστόσο είναι ότι :

- Εφόσον όπως αναφέρθηκε δεν αποτελεί πλήρη ηλεκτρομαγνητική ανάλυση του προβλήματος, δεν προβλέπει φαινόμενα άκρων (fringing effects) τα οποία συμβαίνουν στο επίπεδο το οποίο είναι κάθετο στην διάδοση του κύματος και έχουν σημασία απο άποψη ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας.
- Δεν λαμβάνονται υπόψιν οι μη γραμμικότητες των υλικών λόγω υστέρησης.
- Δεν λαμβάνονται υπόψιν μεταβατικά φαινόμενα καθώς το μοντέλο αυτό δεν είναι κατάλληλο για ανάλυση στο πεδίο του χρόνου.

Γράφοντας τις εξισώσεις ρεύματος και τάσης από τους νόμους του kirchhoff στο πεδίο των συχνοτήτων για το κύκλωμα μήκους Δz της Εικόνας 2.3, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις [48] :



Εικόνα 2.3 : Τμήμα γραμμής μεταφοράς με μήκος Δz , πολύ μικρότερο του μήκους κύματος. [49]

$$V(z) - R \cdot \Delta z \cdot I(z) - j\omega L \cdot \Delta z \cdot I(z) - V(z + \Delta z) = 0 \quad (2.74)$$

$$I(z) - G \cdot \Delta z \cdot V(z) - j\omega C \cdot \Delta z \cdot V(z) - I(z + \Delta z) = 0 \quad (2.75)$$

Διαιρώντας τις Εξισώσεις (2.74) και (2.75) με Δz και παίρνοντας το όριο καθώς το Δz τείνει στο μηδέν :

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (2.76)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (2.77)$$

Παραγωγίζοντας την Εξίσωση (2.76) και αντικαθιστώντας την παράγωγο ως προς z του ρεύματος της Εξίσωσης (2.77) προκύπτει η Εξίσωση(2.78). Ομοίως παραγωγίζοντας την Εξίσωση (2.77) ως προς z και αντικαθιστώντας την παράγωγο της τάσης απο την Εξίσωση (2.76) προκύπτει η Εξίσωση (2.79). Το σύστημα των δύο διαφορικών εξισώσεων πλέον έχει αποσυζευχθεί :

$$\frac{\Delta V^2(z)}{\Delta z^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (2.78)$$

$$\frac{\Delta I^2(z)}{\Delta z^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (2.79)$$

Η σταθερά γ ονομάζεται μιγαδική σταθερά διάδοσης και ορίστηκε ως :

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (2.80)$$

Το πραγματικό μέρος του γ ,το α δηλαδή, ονομάζεται σταθερά απόσβεσης και μετριέται σε Np/m. Εάν $\alpha = 1$ Np/m τότε αυτό σημαίνει πως σε απόσταση ενός μέτρου από την πηγή, το πλάτος έχει μειωθεί στο $e^{-1} = 0.36787$ ή στο 36.787% της αρχικής του τιμής. Το α μπορεί να εκφραστεί ισοδύναμα σε dB καθώς 1 Np/m = 8.686 dB/m. Το φανταστικό μέρος του γ , το β δηλαδή, ονομάζεται φασική σταθερά ή σταθερά διάδοσης. Μετριέται σε rad/m και εκφράζει την μεταβολή της φάσης του κύματος συναρτήσει της απόστασης που διανύει. Οι λύσεις των παραπάνω διαφορικών εξισώσεων μπορούν να γραφτούν συναρτήσει της μιγαδικής σταθεράς ή των σταθερών απόσβεσης και διάδοσης ως :

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \quad (2.81)$$

Στο πεδίο του χρόνου η Εξίσωση (2.81) δίνει :

$$v(z, t) = \text{Re}\{ V(z) e^{j\omega t} \} \Rightarrow \quad (2.82)$$

$$v(z, t) = |V^+| e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \varphi^+) + |V^-| e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z + \varphi^-) \quad (2.83)$$

Από την Εξίσωση (2.81) προκύπτουν δυο ενδιαφέρον συμπεράσματα. Καταρχάς προβλέπονται δύο διαδιδόμενα κύματα. Το ένα έχει κατεύθυνση προς τον θετικό ημιάξονα των z και θα ονομάζεται προσπίπτον ή οδεύον κύμα ενώ το άλλο κατευθύνεται προς τον αρνητικό ημιάξονα των z και θα ονομάζεται ανακλώμενο κύμα. Κατά δεύτερον η τάση φαίνεται όντως όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα πως μεταβάλλεται συναρτήσει της θέσης πάνω στην γραμμή. Η συνολική τάση σε κάθε σημείο της γραμμής και για κάθε χρονική στιγμή προκύπτει ως υπέρθεση του προσπίπτοντος κύματος

τάσης και του ανακλώμενου κύματος τάσης. Τέλος σημειώνεται πως οι σταθερές V^+ και V^- εξαρτώνται από τις οριακές συνθήκες του προβλήματος, δηλαδή το φορτίο στο πέρας της γραμμής.

2.3.2 Χαρακτηριστική αντίσταση γραμμής μεταφοράς

Το ρεύμα μπορεί να προκύψει εύκολα έχοντας πλέον την τάση απο την Εξίσωση (2.81). Λύνοντας ως προς το ρεύμα στην Εξίσωση (2.76) λοιπόν και αντικαθιστώντας την παράγωγο της τάσης :

$$I(z) = -\frac{1}{(R + j\omega L)} \frac{dV(z)}{dz} \Rightarrow \quad (2.84)$$

$$I(z) = \frac{\gamma}{(R + j\omega L)} (V^- e^{\gamma z} - V^+ e^{-\gamma z}) \quad (2.85)$$

Έχοντας μια έκφραση για την τάση και το ρεύμα στην γραμμή είναι πολύ λογικό όπως γινόταν και στην θεωρία συγκεντρωμένων κυκλωμάτων να οριστεί μια αντίσταση η οποία θα συμβολίζεται με Z_o και θα ονομάζεται χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς :

$$Z_o = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \frac{R + j\omega L}{\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.86)$$

Η χαρακτηριστική αντίσταση μπορεί να εκφραστεί και μέσω του λόγου του πλάτους του προσπίπτοντος κύματος τάσης προς το πλάτος του προσπίπτοντος κύματος ρεύματος ή από το αντίθετο του λόγου του πλάτους της ανακλώμενης τάσης προς το πλάτος του ανακλώμενου ρεύματος:

$$Z_o = \frac{V^+}{I^+} = \frac{-V^-}{I^-} \quad (2.87)$$

Εαν στην γραμμή δεν υπάρχει ανακλώμενο κύμα, τότε ο λόγος της τάσης προς το ρεύμα σε οποιοδήποτε σημείο της γραμμής είναι ίσος με την χαρακτηριστική αντίσταση. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση αυτό δεν ισχύει και υπάρχει εξάρτηση της αντίστασης εισόδου της γραμμής από την θέση. Δίνονται επίσης οι ορισμοί για το μήκος κύματος και την ταχύτητα διάδοσης (γνωστή και ως φασική ταχύτητα) στην γραμμή, στην Εξίσωση (2.88) και Εξίσωση (2.89) αντίστοιχα :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.88)$$

$$u_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.89)$$

2.3.3 Γραμμές μεταφοράς χωρίς απώλειες

Συνήθως οι γραμμές μεταφοράς έχουν μικρό μήκος, μόλις μερικά μήκη κύματος, οπότε οι απώλειες μπορούν να θεωρηθούν αμελητέες. Σε αυτή την περίπτωση μπορούν να γίνουν κάποιες απλοποιήσεις εφόσον $R = 0$ και $G = 0$. Οπότε οι αγωγοί και το διηλεκτρικό δεν έχουν απώλειες λόγω ρευμάτων αγωγής. Συγκεκριμένα η μιγαδική σταθερά διάδοσης γίνεται :

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} = +j\beta \quad (2.90)$$

Έχοντας την έκφραση για το $\beta = \omega\sqrt{LC}$, η χαρακτηριστική αντίσταση μπορεί να υπολογιστεί ως :

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.91)$$

Ενώ το μήκος κύματος και η φασική ταχύτητα των κυμάτων τάσης και ρεύματος είναι :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.92)$$

$$u_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.93)$$

Η μορφή του κύματος τάσης και ρεύματος στο πεδίο των συχνοτήτων :

$$V(z) = V^+e^{-j\beta z} + V^-e^{j\beta z} = V^+e^{-j\omega\sqrt{LC}\cdot z} + V^-e^{j\omega\sqrt{LC}\cdot z} \quad (2.94)$$

$$I(z) = I^+e^{-j\beta z} + I^-e^{j\beta z} = V^+\sqrt{\frac{C}{L}}e^{-j\omega\sqrt{LC}\cdot z} - V^-\sqrt{\frac{C}{L}}e^{j\omega\sqrt{LC}\cdot z} \quad (2.95)$$

2.3.4 Γραμμές μεταφοράς μικρών απωλειών

Στην περίπτωση που η αντίσταση ανά μονάδα μήκους των αγωγών είναι πολύ μικρότερη από την επαγωγική αντίδραση, εάν ισχύει δηλαδή $R \ll \omega L$ και ομοίως η αγωγιμότητα του διηλεκτρικού είναι πολύ μικρότερη από την χωρητική επιδεκτικότητα, εάν ισχύει δηλαδή $G \ll \omega C$, τότε μπορούν να εξαχθούν ορισμένες χρήσιμες προσεγγιστικές σχέσεις. Καταρχάς η χαρακτηριστική αντίσταση Z_o μπορεί να θεωρηθεί περίπου ίδια με την περίπτωση γραμμών χωρίς απώλειες. Η μιγαδική σταθερά όμως γράφεται :

$$\gamma = \sqrt{(j\omega L)(j\omega C)\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)} \Rightarrow \quad (2.96)$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \sqrt{1 + \frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C} + \frac{RG}{\omega^2 LC}} \quad (2.97)$$

Στην Εξίσωση (2.120) ο τελευταίος όρος του αθροίσματος στην υπόριζη ποσότητα είναι πολύ μικρός βάσει των υποθέσεων που έγιναν στην αρχή οπότε μπορεί να αγνοηθεί :

$$\gamma \approx j\omega\sqrt{LC} \sqrt{1 + \frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C}} \quad (2.98)$$

Λόγω του ότι $R \ll j\omega L$ και $G \ll j\omega C$ όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, θα είναι $x = \frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C} \ll 1$. Η συνάρτηση $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$ εάν προσεγγιστεί με τους δύο πρώτους όρους του αναπτύγματος Taylor της. Βάσει αυτών, η Εξίσωση (2.98) γράφεται :

$$\gamma \approx j\omega\sqrt{LC} \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{R}{j\omega L} + \frac{G}{j\omega C} \right) \right] = \frac{1}{2} \left(R \sqrt{\frac{C}{L}} + G \sqrt{\frac{L}{C}} \right) + j\omega\sqrt{LC} \quad (2.99)$$

Έτσι λοιπόν προκύπτει ότι :

$$\beta \approx j\omega\sqrt{LC} \quad (2.100)$$

$$\alpha \approx \frac{1}{2} \left(R \sqrt{\frac{C}{L}} + G \sqrt{\frac{L}{C}} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_o} + GZ_o \right) \quad (2.101)$$

Όπως φαίνεται η σταθερά διάδοσης είναι περίπου ίση με την σταθερά διάδοσης στην περίπτωση γραμμής χωρίς απώλειες, ενώ η σταθερά απόσβεσης α εξαρτάται από την αντίσταση των αγωγών και την αγωγιμότητα του διηλεκτρικού αλλά και από την χαρακτηριστική αντίσταση.

2.3.5 Τερματισμός γραμμών μεταφοράς

Στην περίπτωση που η γραμμή μεταφοράς έχει άπειρο μήκος, τότε η αντίσταση εισόδου είναι ίση με την χαρακτηριστική αντίσταση Z_o της γραμμής σε οποιοδήποτε σημείο καθώς δεν υπάρχει ανακλώμενο κύμα. Η περίπτωση αυτή όμως είναι θεωρητική. Συνήθως η γραμμή τερματίζεται σε κάποιο φορτίο ή είναι ανοικτοκυκλωμένη ή βραχυκυκλωμένη. Ο λόγος τάσης προς ρεύμα στο φορτίο είναι ίσος με την τιμή της σύνθετης αντίστασης του φορτίου Z_L . Οι εξισώσεις που έχουν αναφερθεί ως τώρα μετράνε το μήκος πάνω στην γραμμή μέσω της μεταβλητής z , έχοντας ως σημείο αναφοράς την πηγή τροφοδοσίας της γραμμής. Με αντικατάσταση όπου z το $-x$ στις εξισώσεις τάσης και

ρεύματος της γραμμής μεταφοράς αλλάζει το σημείο αναφοράς μέτρησης της απόστασης σε αυτό της θέσης του φορτίου :

$$V(x) = V^+ e^{j\beta x} + V^- e^{-j\beta x} \quad (2.102)$$

$$I(x) = \frac{V^+}{Z_0} e^{j\beta x} - \frac{V^-}{Z_0} e^{-j\beta x} \quad (2.103)$$

Επιπλέον λόγω της οριακής συνθήκης που αναφέρθηκε νωρίτερα για το ρεύμα και την τάση στο φορτίο προκύπτει πως :

$$V(0) = Z_L I(0) \quad (2.104)$$

Για $x = 0$ στις κυματικές εξισώσεις, της Εξίσωσης (2.102) και Εξίσωσης (2.103) :

$$V(0) = V^+ + V^- \quad (2.105)$$

$$I(0) = \frac{V^+}{Z_0} - \frac{V^-}{Z_0} \quad (2.106)$$

Διαιρώντας τις Εξισώσεις (2.105) και (2.106) κατά μέλη και λαμβάνοντας υπόψιν την συνθήκη που επιβάλλει το φορτίο στο πέρας της γραμμής μέσω της Εξίσωσης (2.104) :

$$V^+ + V^- = Z_L \left(\frac{V^+}{Z_0} - \frac{V^-}{Z_0} \right) \Rightarrow \quad (2.107)$$

$$\frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} = \frac{Z_L}{Z_0} \Rightarrow \quad (2.108)$$

$$\frac{1 + \frac{V^-}{V^+}}{1 - \frac{V^-}{V^+}} = \frac{Z_L}{Z_0} \quad (2.109)$$

Ορίζοντας τώρα τον λόγο του πλάτους του ανακλώμενου προς το πλάτος του προσπίπτοντος στην θέση του φορτίου ως Γ_L , ο οποίος θα ονομάζεται συντελεστής ανάκλασης στην θέση του φορτίου, η Εξίσωση (2.109) γίνεται :

$$\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{Z_L}{Z_0} \quad (2.110)$$

Αυτή μπορεί να λυθεί πολύ εύκολα ως προς Γ_L για να ανακτηθεί μια έκφραση του συντελεστή ανάκλασης σε σχέση με την σύνθετη αντίσταση του φορτίου στον τερματισμό της γραμμής και της χαρακτηριστικής αντίστασης της γραμμής :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.111)$$

Εάν είναι γνωστός λοιπόν ο συντελεστής ανάκλασης στο φορτίο, οι κυματικές εξισώσεις μπορούν να γραφτούν στην πιο βολική και πρακτική μορφή :

$$V(x) = V^+(e^{j\beta x} + \Gamma_L e^{-j\beta x}) \quad (2.112)$$

$$I(x) = I^+(e^{j\beta x} - \Gamma_L e^{-j\beta x}) \quad (2.113)$$

Στην περίπτωση της γραμμής χωρίς απώλειες το προσπίπτον και το ανακλώμενο κύμα διατηρούν το πλάτος τους σταθερό. Οπότε η υπέρθεση των δύο αυτών κυμάτων έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία ενός στάσιμου κύματος επί της γραμμής. Για να μην δημιουργηθεί στάσιμο κύμα στην γραμμή θα πρέπει να μην υπάρχει ανακλώμενο κύμα. Αυτό συμβαίνει όταν $\Gamma_L = 0$. Αυτό μπορεί να συμβεί μόνο στην περίπτωση που η σύνθετη αντίσταση φορτίου Z_L είναι ίση με την χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής Z_o . Αυτή η συνθήκη λέγεται **συνθήκη προσαρμογής** και το φορτίο λέγεται προσαρμοσμένο. Συνήθως η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής είναι πραγματική και λαμβάνει πρότυπες τιμές όπως τα 50Ω και τα 75Ω. Η προσαρμογή επιτυγχάνεται με τοποθέτηση κατάλληλου κυκλώματος μεταξύ της γραμμής μεταφοράς και του φορτίου. Περισσότερα θα συζητηθούν αργότερα για αυτό.

2.3.6 Αντίσταση εισόδου γραμμής & γενίκευση συντελεστή ανάκλασης

Το ρεύμα και η τάση στη γραμμή μεταβάλλονται κατά μήκος της όπως αποδείχθηκε νωρίτερα. Ως εκ τούτου, και ο λόγος τάσης προς ρεύμα στα διάφορα σημεία της γραμμής μεταβάλλεται. Η αντίσταση εισόδου υπολογίζεται από την Εξίσωση (2.114) ως :

$$Z(x) = \frac{V(x)}{I(x)} = \frac{V^+(e^{j\beta x} + \Gamma_L e^{-j\beta x})}{\frac{V^+}{Z_o}(e^{j\beta x} - \Gamma_L e^{-j\beta x})} = Z_o \frac{1 + \Gamma_L e^{-j2\beta x}}{1 - \Gamma_L e^{-j2\beta x}} \quad (2.114)$$

Για μήκος γραμμής D η αντίσταση εισόδου της στην πηγή είναι :

$$Z_{in} = Z(D) = \frac{V(D)}{I(D)} = Z_o \frac{1 + \Gamma_L e^{-j2\beta D}}{1 - \Gamma_L e^{-j2\beta D}} \quad (2.115)$$

Η Εξίσωση (2.115) ενθαρρύνει την γενίκευση του συντελεστή ανάκλασης ως εξής :

$$\Gamma(x) = \Gamma_L e^{-j2\beta x} \quad (2.116)$$

Στην είσοδο της γραμμής μεταφοράς ο συντελεστής ανάκλασης λαμβάνει τιμή :

$$\Gamma_{in} = \Gamma(D) = \Gamma_L e^{-j2\beta D} \quad (2.117)$$

Ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι ο συντελεστής ανάκλασης διατηρεί σταθερό μέτρο κατά μήκος της γραμμής αλλά η φάση του μεταβάλλεται γραμμικά με την απόσταση από το φορτίο. Έτσι ο συντελεστής ανάκλασης μεταβάλλεται περιοδικά κατά μήκος της γραμμής και ως εκ τούτου το ίδιο και η αντίσταση εισόδου. Η αντίσταση εισόδου της γραμμής μπορεί να γραφτεί αντικαθιστώντας το Γ_L και πολλαπλασιάζοντας αριθμητή και παρονομαστή με $e^{j\beta D}$:

$$Z_{in} = Z_o \frac{1 + \Gamma_L e^{-j2\beta D}}{1 - \Gamma_L e^{-j2\beta D}} \Rightarrow \quad (2.118)$$

$$Z_{in} = Z_o \frac{e^{j\beta D} + \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} e^{-j\beta D}}{e^{j\beta D} - \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} e^{-j\beta D}} = Z_o \frac{(Z_L + Z_o)e^{j\beta D} + (Z_L - Z_o)e^{-j\beta D}}{(Z_L + Z_o)e^{j\beta D} - (Z_L - Z_o)e^{-j\beta D}} \Rightarrow \quad (2.119)$$

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta D)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta D)} \quad (2.120)$$

Σε αυτό το σημείο αξίζει να σημειωθεί πως η αντίσταση εισόδου στην πράξη υπολογίζεται έμμεσα αφού πρώτα μετρηθεί ο συντελεστής ανάκλασης. Η Εξίσωση (2.120) είναι σημαντική και χρησιμοποιείται συχνά για τον σχεδιασμό γραμμής μεταφοράς με συγκεκριμένη αντίσταση εισόδου. Όπως μπορεί να φανεί, η αντίσταση εισόδου μιας γραμμής μεταφοράς εξαρτάται απο :

- **Το ηλεκτρικό μήκος(βD) :** Το οποίο εξαρτάται απο την σταθερά διάδοσης και επομένως το μήκος κύματος και την διηλεκτρική σταθερά του χώρου.
- **Την χαρακτηριστική αντίσταση(Z_o) :** Η οποία εξαρτάται απο την ανά μονάδα μήκους επαγωγή και χωρητικότητα της γραμμής, και επομένως απο την γεωμετρία της γραμμής.
- **Το φορτίο τερματισμού(Z_L).**

2.3.7 Ροή ισχύος σε γραμμή μεταφοράς & απώλειες επιστροφής RL

Σε μια γραμμή μεταφοράς η μέση ισχύς που διαδίδεται μπορεί να βρεθεί απο την Εξίσωση (2.121):

$$P_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{V(x)I^*(x)\} \Rightarrow \quad (2.121)$$

$$P_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ V^+ (e^{j\beta x} + \Gamma e^{-j\beta x}) \frac{(V^+)^*}{Z_o} (e^{-j\beta x} - \Gamma^* e^{j\beta x}) \right\} \Rightarrow \quad (2.122)$$

$$P_{av} = \frac{|V^+|^2}{2Z_o} \operatorname{Re} \{ 1 + \Gamma e^{-j2\beta x} - \Gamma^* e^{j2\beta x} - |\Gamma|^2 \} \Rightarrow \quad (2.123)$$

$$P_{av} = \frac{|V^+|^2}{2Z_o} \operatorname{Re} \{ 1 - |\Gamma|^2 + 2j \cdot \operatorname{Im}\{\Gamma e^{-j2\beta x}\} \} \Rightarrow \quad (2.124)$$

Η τελική έκφραση για την ισχύ λοιπόν είναι :

$$P_{av} = \frac{|V^+|^2}{2Z_o} (1 - |\Gamma_L|^2) = \frac{|V^+|^2}{2Z_o} - \frac{1}{2Z_o} |\Gamma_L|^2 |V^+|^2 \quad (2.125)$$

Οι δύο όροι στο τελικό αποτέλεσμα της Εξίσωσης (2.125) έχουν μια απλή φυσική ερμηνεία. Ο πρώτος όρος αφορά την ισχύ που μεταφέρεται στο φορτίο, ενώ ο δεύτερος όρος αντιστοιχεί στην ισχύ που ανακλάται απο το φορτίο. Είναι φανερό πως για να μεγιστοποιηθεί η μέση ισχύς που προσφέρεται στο φορτίο θα πρέπει να ελαχιστοποιηθεί ο συντελεστής ανάκλασης στο φορτίο. Αυτό όμως μπορεί να γίνει μόνο στην περίπτωση όπου $Z_L = Z_o$, δηλαδή στην περίπτωση που υπάρχει προσαρμογή. Με άλλα λόγια η έλλειψη ανάκλασης στο φορτίο ισοδυναμεί όπως είναι λογικό με μέγιστη μεταφορά ισχύος στο φορτίο. Ένα χρήσιμο μέγεθος είναι αυτό των απωλειών επιστροφής (Return Loss – RL). Το RL δίνεται από την Εξίσωση (2.126) :

$$RL = -10 \log |\Gamma_L|^2 = -20 \log |\Gamma_L| \quad (2.126)$$

Όταν δεν υπάρχει ανάκλαση προσπίπτοντος κύματος τάσης, τότε ο συντελεστής ανάκλασης στο φορτίο Γ_L τείνει στο μηδέν, οπότε το RL τείνει στο άπειρο dB. Όταν υπάρχει όμως πλήρης ανάκλαση, τότε ο συντελεστής Γ τείνει στην μονάδα και το RL στο 0 dB.

2.4 S - παράμετροι σκέδασης

2.4.1 Ορισμός

Σε υψηλές συχνότητες η εργασία με τάσεις και ρεύματα παύει να έχει πολύ νόημα καθώς αυτά μεταβάλλονται κατά μήκος μιας γραμμής μεταφοράς. Αντίθετα εάν εγκαταλειφθεί αυτή η κυκλωματική αντίληψη που προέρχεται απο τα συγκεντρωμένα στοιχεία, και υιοθετηθεί μια νέα που θα εστιάζει στα σημαντικά μεγέθη που σχετίζονται με την κυματική φύση, μπορεί να είναι πολύ πιο εύκολη και ουσιαστική η ανάλυση των αντίστοιχων κατανεμημένων κυκλωμάτων. Ακριβώς αυτό τον ρόλο έχουν και οι S – παράμετροι σκέδασης. Μια διάταξη υψηλών συχνοτήτων μπορεί να

μοντελοποιηθεί ως ένα δίθυρο κύκλωμα το οποίο χαρακτηρίζεται πλήρως από τέσσερις παραμέτρους [50]. Αυτές είναι οι [51] [52]:

- S_{11} – Εμπρόσθιος συντελεστής ανάκλασης.
- S_{21} – Εμπρόσθιος συντελεστής μετάδοσης.
- S_{22} – Αντίστροφος συντελεστής ανάκλασης.
- S_{12} – Αντίστροφος συντελεστής μετάδοσης.

Εάν στην κάθε θύρα i του δίθυρου αποδοθούν δύο συντελεστές, έστω a_i και b_i , οι οποίες σχετίζονται με το προσπίπτων και το ανακλώμενο κύμα αντίστοιχα, τότε οι S παράμετροι σκέδασης ορίζονται ως:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.127)$$

$$b_2 = S_{22}a_2 + S_{21}a_1 \quad (2.128)$$

Οι παραπάνω εξισώσεις έχουν το εξής νόημα : Το ανακλώμενο κύμα στην θύρα 1, b_1 , είναι υπέρθεση του κύματος που ανακλάται στην θύρα 1, όταν προσπίπτει σε αυτή κύμα a_1 , συν του κύματος που μεταδίδεται από την θύρα 2 στην θύρα 1, όταν προσπίπτει σε αυτή a_2 . Όμοια ερμηνεύεται και το b_2 . Βάσει των παραπάνω μπορούν να εξαχθούν σχέσεις για τις S παραμέτρους σκέδασης ως εξής :

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}, \quad a_2 = 0 \quad (2.129)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}, \quad a_1 = 0 \quad (2.130)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}, \quad a_2 = 0 \quad (2.131)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}, \quad a_1 = 0 \quad (2.132)$$

Οι παραπάνω σχέσεις υπολογίζονται πολύ εύκολα τροφοδοτώντας το δίθυρο απο την θύρα που υποδεικνύει ο παρανομαστής και μετρώντας την θύρα που δείχνει ο αριθμητής, έχοντας όμως προσαρμοσμένες τις υπόλοιπες θύρες.

2.4.2 Ιδιότητες S παραμέτρων σκέδασης

Πρέπει να τονιστεί καταρχάς πως οι S παράμετροι σκέδασης:

- Είναι μιγαδικοί αριθμοί με εξάρτηση από την συχνότητα.
- Μπορούν να αποτελέσουν τα στοιχεία ενός τετραγωνικού πίνακα που συμβολίζεται με S και ονομάζεται πίνακας παραμέτρων σκέδασης και έχει διάσταση N όπου N ο αριθμός των θυρών του δικτύου που μοντελοποιείται.

Οι ιδιότητες του δικτύου καθορίζουν κατά μοναδικό τρόπο τον πίνακα S που του αντιστοιχεί, αλλά και την μορφή του πίνακα, αρκεί το δίκτυωμα να είναι γραμμικό. Μερικές από αυτές τις ιδιότητες είναι :

- i. Εάν ο πίνακας S είναι συμμετρικός, τότε το δίκτυωμα είναι αντιστρεπτό .
- ii. Εάν ο πίνακας είναι μοναδιαίος (unitary matrix), δηλαδή το γινόμενο του πίνακα S με τον συζυγή ανάστροφο του είναι ίσο με τον μοναδιαίο πίνακα, τότε το δίκτυωμα δεν έχει απώλειες.
- iii. Οι S_{ii} παράμετροι σκέδασης αντιστοιχούν στον συντελεστή ανάκλασης στην θύρα i , μόνο στην περίπτωση που όλες οι άλλες θύρες είναι προσαρμοσμένες.
- iv. Οι S_{ji} παράμετροι σκέδασης αντιστοιχούν στον συντελεστή μετάδοσης από την θύρα i στην θύρα j μόνο στην περίπτωση που όλες οι θύρες είναι προσαρμοσμένες.
- v. Εάν υπάρχουν μη προσαρμοσμένες θύρες ή διεγέρσεις και από άλλες θύρες, οι παράμετροι σκέδασης δεν αλλάζουν, αλλά οι συντελεστές ανάκλασης και μετάδοσης δεν σχετίζονται πλέον με αυτές.
- vi. Αποδεικνύεται ότι είναι αδύνατο ένα δίκτυο να είναι προσαρμοσμένο σε όλες του τις θύρες, χωρίς απώλειες και αντιστρεπτό ταυτόχρονα [53] .

2.5 Βασικές μέθοδοι προσαρμογής

Όπως αναλύθηκε και νωρίτερα η έλλειψη προσαρμογής μεταξύ ενός φορτίου και της γραμμής μεταφοράς που το τροφοδοτεί έχει ως αποτέλεσμα δημιουργία στάσιμου κύματος στη γραμμή εξαιτίας της ανάκλασης ισχύος στο φορτίο. Αυτό δημιουργεί απώλειες καθώς η ισχύς που μεταφέρεται ως το φορτίο δεν είναι η μέγιστη δυνατή. Όταν αυτή η ισχύς διαδοθεί πίσω στην πηγή μπορεί να προκαλέσει υπερθέρμανση με συνακόλουθη μείωση της λειτουργικότητας του συστήματος ή ακόμα και καταστροφή του. Για αυτό τον λόγο υπάρχουν πολλά οφέλη όταν υπάρχει προσαρμογή τόσο από πλευράς ασφαλούς και αξιόπιστης λειτουργίας του συστήματος όσο και από πλευράς αποδοτικότερης λειτουργίας εφόσον ο σηματοθορυβικός λόγος μπορεί να βελτιωθεί.

Υπάρχουν πολλές μέθοδοι για να επιτευχθεί προσαρμογή ενός φορτίου σε μια γραμμή μεταφοράς.

Οι μέθοδοι αυτοί μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες:

- **Οι μέθοδοι συγκεντρωμένων στοιχείων :** υλοποιούν παθητικά κυκλωματικά δικτυώματα με διακριτά στοιχεία χωρίς απώλειες όπως πυκνωτές σε μορφή τσιπ, ΜΙΜ (metal – insulator – metal), διαψηφιακούς(interdigital) αλλά και πηνία σε μορφή τσιπ ή επίπεδα σπειροειδή σχήματα.
- **Οι μέθοδοι κατανεμημένων στοιχείων :** αφορούν την χρήση μονού στέλεχους(stub), διπλού στέλεχους, μετασχηματιστή $\lambda/4$, μετασχηματιστή $\lambda/4$ πολλαπλών τμημάτων, και μεταβλητού πάχους γραμμής(tapered line).

Το ποια μέθοδος είναι καλύτερο να εφαρμοστεί εξαρτάται από την εκάστοτε εφαρμογή και την απαιτούμενη προδιαγραφή. Για παράδειγμα το μονό στέλεχος και ο μετασχηματιστής $\lambda/4$ μπορούν να χρησιμοποιηθούν για προσαρμογή μόνο σε ένα πολύ μικρό εύρος ζώνης γύρω από μια συχνότητα(narrowband matching), ενώ εάν απαιτείται προσαρμογή σε μεγάλο εύρος ζώνης(broadband matching) χρησιμοποιούνται μετασχηματιστές $\lambda/4$ πολλαπλών τμημάτων ή μεταβλητού πάχους γραμμές(το συνεχές ανάλογο των $\lambda/4$ μετασχηματιστών πολλών τμημάτων). Συνήθως τα διακριτά στοιχεία μπορούν να χρησιμοποιηθούν μέχρι συχνότητες που αγγίζουν το 1GHz καθώς σε υψηλότερες συχνότητες επικρατούν παρασιτικά φαινόμενα που αλλοιώνουν την συμπεριφορά τους. Για αυτό τον λόγο σε χιλιοστομετρικές συχνότητες χρησιμοποιούνται τεχνικές προσαρμογής με κατανεμημένα στοιχεία [54] [48].

2.5.1 Μετασχηματιστής $\lambda/4$

Ο μετασχηματιστής $\lambda/4$ είναι ένα τμήμα γραμμής μεταφοράς με φυσικό μήκος $D = \lambda/4$, το οποίο παρεμβάλλεται μεταξύ της γραμμής μεταφοράς και του φορτίου με σκοπό την προσαρμογή. Απο την Εξίσωση (2.120) για μήκος γραμμής $D = \lambda/4$ και $Z_o = Z_t$, η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής $\lambda/4$, προκύπτει ότι :

$$Z_{in} = Z_t \frac{Z_L + jZ_t \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} D\right)}{Z_t + jZ_L \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} D\right)} = Z_t \frac{\frac{Z_L}{\tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} D\right)} + jZ_t}{\frac{Z_t}{\tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} D\right)} + jZ_L} \quad (2.133)$$

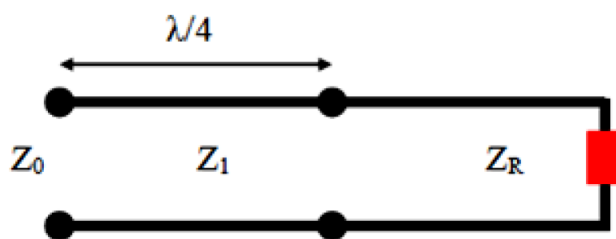
Στο όριο που το D τείνει στο $\lambda/4$ η Εξίσωση (2.133) δίνει :

$$Z_{in} = \frac{Z_t^2}{Z_L} \quad (2.134)$$

Λύνοντας την προηγούμενη ως προς Z_t :

$$Z_t = \sqrt{Z_{in} Z_L} \quad (2.135)$$

Η Εξίσωση (2.135) δίνει την χαρακτηριστική αντίσταση που πρέπει να έχει η γραμμή μήκους $\lambda/4$ ώστε να προσαρμόζει φορτίο Z_L σε αντίσταση εισόδου $Z_{in} = Z_o$. Όπου Z_o η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς στην πρέπει να προσαρμοστεί το φορτίο. Πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη σημασία στο γεγονός ότι η παραπάνω τεχνική λειτουργεί μόνο στην περίπτωση που το Z_L είναι πραγματικό. Εάν αυτή η συνθήκη δεν ικανοποιείται, ο μετασχηματιστής θα πρέπει να τοποθετηθεί σε απόσταση d από το φορτίο στο πέρας της γραμμής, τέτοια ώστε η αντίσταση εισόδου της γραμμής να είναι πραγματική σε εκείνο το σημείο. Τα σημεία αυτά αντιστοιχούν σε σημεία μεγίστου του πλάτους της τάσης ή σημεία ελαχίστου [48].



Εικόνα 2.4 : Μορφή μετασχηματιστή $\lambda/4$. [54]

2.5.2 Χρήση μονού στέλεχος(single stub)

Η προσαρμογή με μονό στέλεχος είναι μια εναλλακτική τεχνική που κάνει χρήση ενός ανοικτοκυκλωμένου ή βραχυκυκλωμένου τμήματος γραμμής μεταφοράς με μήκος D μικρότερο από $\lambda/4$. Συνδέεται παράλληλα(ή και σε σειρά) με την γραμμή μεταφοράς στην πρέπει να προσαρμοστεί το φορτίο Z_L που υπάρχει στο πέρας της. Το στέλεχος απέχει από το φορτίο απόσταση ίση με d . Η κεντρική ιδέα πίσω από αυτή την τεχνική είναι πως τοποθετώντας σε κατάλληλη απόσταση d το στέλεχος το πραγματικό μέρος της αντίστασης εισόδου να γίνει ίσο με Z_o και με κατάλληλη ρύθμιση του μήκους D του στελέχους να εξουδετερωθεί η αντίδραση του φορτίου και η αντίσταση να γίνει ίση με την Z_o .

Για βραχυκυκλωμένη γραμμή ($Z_L = 0$), και χαρακτηριστική αντίσταση Z_o :

$$Z_{sc} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan(\beta D)}{Z_o + jZ_L \tan(\beta D)} \Rightarrow \quad (2.136)$$

$$Z_{sc} = jZ_o \cdot \tan\left(2\pi \frac{D}{\lambda}\right) \quad (2.137)$$

Σε μορφή αγωγιμότητας :

$$Y_{sc} = \frac{1}{Z_{sc}} = -j \frac{1}{Z_o \cdot \tan\left(2\pi \frac{D}{\lambda}\right)} \quad (2.138)$$

Για ανοικτοκυκλωμένη γραμμή το Z_L τείνει στο άπειρο, και για χαρακτηριστική αντίσταση Z_o :

$$Z_{oc} = Z_o \frac{1 + j \frac{Z_o}{Z_L} \tan(\beta D)}{\frac{Z_o}{Z_L} + j \tan(\beta D)} \xrightarrow{Z_L \rightarrow \infty} Z_{oc} = \frac{Z_o}{j \tan\left(2\pi \frac{D}{\lambda}\right)} \quad (2.139)$$

Σε μορφή αγωγιμότητας :

$$Y_{oc} = \frac{1}{Z_{oc}} = j \frac{\tan\left(2\pi \frac{D}{\lambda}\right)}{Z_o} \quad (2.140)$$

Το φορτίο είναι $Z_L = R_L + jX_L$, και σε απόσταση d η αντίσταση εισόδου της γραμμής είναι :

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tan\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right)}{Z_o + jZ_L \tan\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right)} \quad (2.141)$$

Εάν εκφραστεί η σύνθετη αντίσταση της Εξίσωσης (2.141) σε μορφή σύνθετης αγωγιμότητας, και αντικατασταθεί το $\tan\left(2\pi \frac{d}{\lambda}\right)$ με u :

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = Y_o \frac{Z_o + jZ_L u}{Z_L + jZ_o u} \quad (2.142)$$

Αν η Y_{in} είναι της μορφής :

$$Y_{in} = Y_o \frac{Z_o + jZ_L u}{Z_L + jZ_o u} = Y_o + jB \Rightarrow \quad (2.143)$$

Τότε απο την συνθήκη της προσαρμογής που εκφράζεται με την Εξίσωση (2.144) :

$$Y_o = Y_{stub} + Y_{in} \quad (2.144)$$

Θα είναι :

$$Y_{stub} = -jB \quad (2.145)$$

Από το σύστημα των δύο εξισώσεων που προέρχονται από την μιγαδική Εξίσωση (2.143) μπορεί να βρεθεί το u και το B . Απο το u μπορεί να βρεθεί η κατάλληλη απόσταση του στέλεχους, ενώ έχοντας το B , απο την Εξίσωση (2.145) σε συνδυασμό με την Εξίσωση (2.138) για βραχυκυκλωμένο στέλεχος

ή την Εξίσωση (2.140) για ανοικτοκυκλωμένο στέλεχος, μπορεί να βρεθεί το μήκος του στέλεχους.

Προκύπτει ότι το ανοιγμένο ως προς το μήκος κύματος μήκος του στέλεχους πρέπει να είναι [54]:

$$\frac{D}{\lambda} = \begin{cases} -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_o} \right), & \text{για ανοικτοκυκλωμένο stub} \\ \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_o}{B} \right), & \text{για βραχυκυκλωμένο stub} \end{cases} \quad (2.146)$$

Ενώ η ανοιγμένη ως προς το μήκος κύματος απόσταση του στέλεχους θα πρέπει να είναι :

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1}(t), & t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} [\pi + \tan^{-1}(t)], & t \leq 0 \end{cases} \quad (2.147)$$

Όπου το t δίνεται από :

$$t = \begin{cases} \frac{X_L \pm \sqrt{\frac{R_L [(Z_o - R_L)^2 + X_L^2]}{Z_o}}}{Z_o - R_L}, & Z_o \neq R_L \\ \frac{-X_L}{2Z_o}, & Z_o = R_L \end{cases} \quad (2.148)$$

2.5.3 Πολλαπλών τμημάτων μετασχηματιστής λ/4

Η χρήση πολλαπλών τμημάτων μετασχηματιστή λ/4 παρέχει την δυνατότητα όπως αναφέρθηκε και ωρύτερα να υλοποιηθεί κύκλωμα προσαρμογής που διατηρεί τον συντελεστή ανάκλασης Γ μικρό σε ένα εύρος συχνοτήτων, σε αντίθεση με το στέλεχος και τον μονοτμηματικό μετασχηματιστή λ/4. Όπως γίνεται αντιληπτό αυτό γίνεται εις βάρος του χώρου που καταλαμβάνει το κύκλωμα καθώς τώρα χρειάζονται πολλαπλές γραμμές μήκους λ/4 που θα συνδεθούν διαδοχικά μεταξύ τους. Κύριο μέλημα κατά την σχεδίαση μετασχηματιστή πολλαπλών τμημάτων είναι ο προσδιορισμός τόσο του αριθμού των τμημάτων όσο και της χαρακτηριστικής αντίστασης που πρέπει να έχει το κάθε τμήμα. Αυτές οι παράμετροι υπολογίζονται έχοντας πάντα ως κριτήριο τις απαιτήσεις της προδιαγραφής. Δηλαδή το εύρος ζώνης στο οποίο χρειάζεται ο μετασχηματιστής να παρέχει προσαρμογή, αλλά και το πόσο καλή πρέπει να είναι αυτή, δηλαδή πόσο πρέπει να είναι η μέγιστη τιμή που θα λάμβάνει ο συντελεστής ανάκλασης σε αυτό το εύρος ζώνης. Προτού όμως αναφερθούν οι διάφορες τεχνικές για τον σχεδιασμό, θα γίνει μια σύντομη θεωρητική ανάλυση αυτού του κυκλώματος προσαρμογής. Η θεωρητική ανάλυση στοχεύει στην εύρεση του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο του

μετασχηματιστή ως συνάρτηση των συντελεστών ανάκλασης στις επιμέρους ασυνέχειες λόγω της διαφορετικής χαρακτηριστικής αντίστασης μεταξύ των $\lambda/4$ μετασχηματιστών. Αποδεικνύεται ότι ο συντελεστής ανάκλασης Γ_n που βλέπει η γραμμή με χαρακτηριστική αντίσταση Z_n , μπορεί να υπολογιστεί να υπολογιστεί με την βοήθεια του μερικού συντελεστή ανάκλασης r_n :

$$r_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (2.149)$$

Ως εξής :

$$\Gamma_n = \frac{r_n + \Gamma_{n+1}e^{-j2\theta}}{1 + r_n\Gamma_n e^{-j2\theta}} \quad (2.150)$$

Εάν υποθεθεί ότι οι μεταβάσεις είναι ομαλές, τότε οι συντελεστές ανάκλασης είναι μικροί και έτσι $r_n \ll 1$ και $\Gamma_n \ll 1$, οπότε $r_n\Gamma_n \ll 1$, και η Εξίσωση (2.150) γράφεται :

$$\Gamma_n = r_n + \Gamma_{n+1}e^{-j2\theta} \quad (2.151)$$

Η αναδρομική σχέση της Εξίσωσης (2.151) επιτρέπει τον προσδιορισμό του συντελεστή ανάκλαση στην είσοδο του κυκλώματος προσαρμογής μέσω της Εξίσωσης (2.152) :

$$\Gamma_0 = r_0 + r_1e^{-j2\theta} + r_2e^{-j4\theta} + \dots + r_{N-1}e^{-j2(N-1)\theta} + r_Ne^{-j2N\theta} \quad (2.152)$$

Όπου εάν θεωρηθεί ότι στο τέρμα το φορτίο που βλέπει ο μετασχηματιστής είναι πραγματικό, ο συντελεστής ανάκλασης στο φορτίο είναι :

$$r_N = \frac{R_L - Z_N}{R_L + Z_N} \quad (2.153)$$

Η Εξίσωση (2.152) παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον καθώς είναι στην ουσία μια προσέγγιση ενός αναπτύγματος $N + 1$ όρων, μιας σειράς Fourier. Όπως είναι γνωστό από την σχετική θεωρία, οποιαδήποτε περιοδική συνάρτηση πρακτικού ενδιαφέροντος μπορεί να αναπαρασταθεί ισοδύναμα από μια σειρά Fourier. Αυτό για το δεδομένο πρόβλημα σημαίνει πως είναι δυνατό, παίρνοντας αρκετούς όρους, δηλαδή χρησιμοποιώντας μετασχηματιστή με αρκετά μεγάλο αριθμό τμημάτων γραμμών $\lambda/4$, και επιλέγοντας κατάλληλα τις τιμές των συντελεστών r_n , δηλαδή τις τιμές των χαρακτηριστικών αντιστάσεων του κάθε τμήματος, να προσεγγιστεί οποιαδήποτε μορφή του συντελεστή ανάκλασης Γ συναρτήσεως της συχνότητας είναι επιθυμητή [48]. Φυσικά στην πράξη αναζητείται ο ελάχιστος αριθμός που αρκεί για την ικανοποίηση κάποιας προδιαγραφής σχετικά με την μέγιστη τιμή του Γ .

2.5.4 Ομοιόμορφος μετασχηματιστής πολλαπλών τμημάτων $\lambda/4$

Εάν οι συντελεστές r_n επιλεγθούν να έχουν την ίδια τιμή, ο μετασχηματιστής ονομάζεται ομοιόμορφος και αποδεικνύεται ότι έχει το μεγαλύτερο δυνατό εύρος ζώνης προσαρμογής για δεδομένο αριθμό τμημάτων $\lambda/4$. Το πρόβλημα του ομοιόμορφου μετασχηματιστή είναι ότι η μορφή του συντελεστή ανάκλασης Γ παρουσιάζει τοπικά μέγιστα εντός του εύρους ζώνης προσαρμογής. Έτσι για μεγάλα ή μικρά φορτία ο συντελεστής αποκτά τιμή στα μέγιστα τιμή 0.212 και δεν είναι κατάλληλος για όλες τις προδιαγραφές που ενδέχεται να απαιτούνται σε μια εφαρμογή. Ο συντελεστής ανάκλασης δίνεται από την Εξίσωση (2.154) :

$$|\Gamma_0| = \left| \frac{R_L - Z_o}{R_L + Z_o} \right| \left| \frac{\sin[(N + 1)\beta l]}{(N + 1)\sin(\beta l)} \right| \quad (2.154)$$

2.5.5 Διωνυμικός μετασχηματιστής πολλαπλών τμημάτων $\lambda / 4$

Σε αυτό τον τύπο μετασχηματιστή το πλεονέκτημα είναι ότι η αύξηση του πλήθους των τμημάτων $\lambda/4$ έχει ως αποτέλεσμα την διεύρυνση του εύρους ζώνης προσαρμογής στο οποίο ο συντελεστής ανάκλασης διατηρείται μικρότερος από μια ορισμένη τιμή. Η ιδέα για την επιλογή των μερικών συντελεστών ανάκλασης προέρχεται από την εξάλειψη των ριζών του πολυωνύμου της σειράς Fourier. Αυτό μπορεί να γίνει στην περίπτωση που το πολυώνυμο έχει μόνο μια ρίζα πολλαπλότητας N . Ισοδύναμα αυτό το πολυώνυμο δεν θα μηδενίζει μόνο τον συντελεστή ανάκλασης στην κεντρική συχνότητα του εύρους ζώνης προσαρμογής, αλλά και όλες τις παράγωγους του. Ο συντελεστής ανάκλασης δίνεται από την Εξίσωση (2.155) :

$$\Gamma_0 = c(1 + e^{-j2\beta l})^N = c \sum_{n=0}^N \frac{N!}{(N-n)!n!} (1 + e^{-j2\beta l})^n = c \sum_{n=0}^N \binom{N}{n} (1 + e^{-j2\beta l})^n \quad (2.155)$$

2.5.6 Chebychev μετασχηματιστής πολλαπλών τμημάτων $\lambda/4$

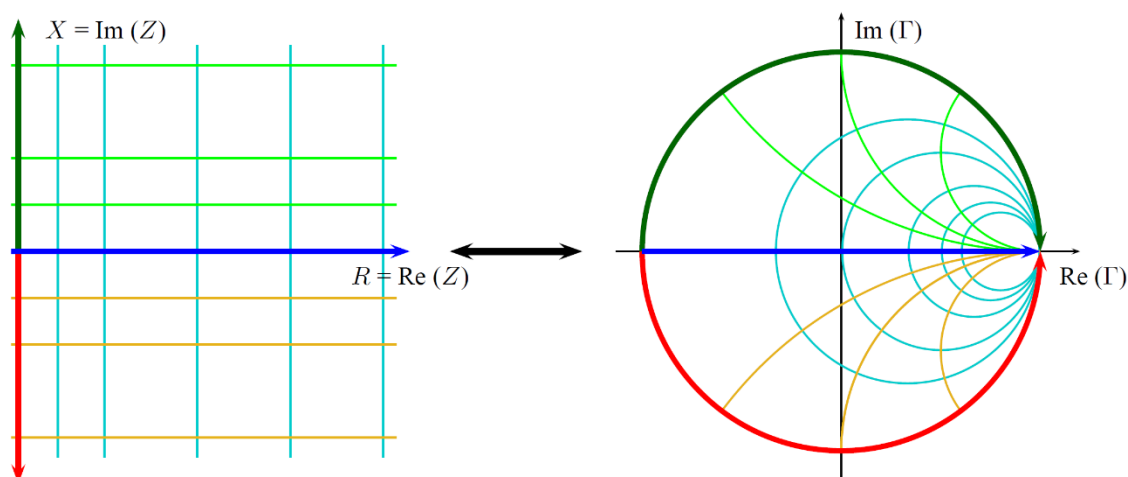
Ο τύπος μετασχηματιστή Chebychev στοχεύει στην στάθμιση των πλεονεκτημάτων και των μειονεκτημάτων του ομοιόμορφου και του διωνυμικού μετασχηματιστή. Δηλαδή επιτρέπει κυμάτωση στο εύρος ζώνης προσαρμογής, η οποία δεν θα ξεπερνάει όμως μια προδιαγραφή που τίθεται εκ των προτέρων , επιτυγχάνοντας ταυτόχρονα το μεγαλύτερο δυνατό εύρος ζώνης για δεδομένο αριθμό μετασχηματιστών $\lambda/4$.

$$\Gamma_0 = ce^{-jN\beta l} T_N(x) \quad (2.156)$$

Όπου $T_N(x)$ είναι το πολυώνυμο Chebychev n -οστού βαθμού και c σταθερά .

2.6 Ο χάρτης Smith

Ο χάρτης Smith είναι ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο που χρησιμοποιείται σε πάρα πολλές εφαρμογές στο πεδίο της RF και μικροκυματικής σχεδίασης όπως στην ανάλυση γραμμών μεταφοράς, στην σχεδίαση κυκλωμάτων προσαρμογής, στον έλεγχο της ευστάθειας κυκλωμάτων και στην βελτιστοποίηση της εικόνας θορύβου(NF) και του συντελεστή ποιότητας Q [55]. Ο χάρτης αυτός από μαθηματικής άποψης είναι ένας σύμμορφος μετασχηματισμός Möbius ο οποίος προβάλλει το μιγαδικό επίπεδο των σύνθετων αντιστάσεων στο μιγαδικό επίπεδο του συντελεστή ανάκλασης Γ . Δύο σημαντικές ιδιότητες αυτής της απεικόνισης είναι ότι οι γενικευμένοι κύκλοι παραμένουν γενικευμένοι κύκλοι(ευθείες ή κύκλοι δηλαδή), ενώ οι γωνίες διατηρούνται [56]. Παρακάτω φαίνεται γραφικά ο μετασχηματισμός αυτός :



Εικόνα 2.5 : Μετασχηματισμός μιγαδικού επιπέδου σύνθετων αντιστάσεων στο μιγαδικό επίπεδο του συντελεστή ανάκλασης Γ μέσω μετασχηματισμού Möbius. [56]

Ο μετασχηματισμός ορίζεται από την Εξίσωση (2.157) :

$$\Gamma = \frac{z - 1}{z + 1}, \text{ όπου } z = \frac{Z_L}{Z_0} \quad (2.157)$$

Οι κύκλοι στον χάρτη ορίζουν διάφορες τιμές αντίστασης R, ενώ τα τόξα ορίζουν τιμές αντίδρασης X. Τα τόξα στο πάνω μισό του χάρτη αντιστοιχούν σε επαγωγική αντίδραση ενώ τα τόξα στο κάτω μισό αντιστοιχούν σε χωρητική αντίδραση. Επιπλέον υπάρχουν τρία σημαντικά σημεία του χάρτη :

- **Το σημείο ανοικτοκυκλώματος :** είναι το δεξί άκρο του πραγματικού άξονα του συντελεστή ανάκλασης το οποίο αντιστοιχεί σε ανοικτοκύκλωμα, δηλαδή άπειρη αντίσταση, με συντελεστή ανάκλασης $\Gamma = 1$.

- **Το σημείο βραχυκυκλώματος :** είναι το αριστερό άκρο του πραγματικού άξονα του συντελεστή ανάκλασης, και αντιστοιχεί σε μηδενική αντίσταση με συντελεστή ανάκλασης $\Gamma = -1$.
- **Το σημείο προσαρμογής :** είναι το σημείο στην μέση του πραγματικού άξονα του συντελεστή ανάκλασης στο οποίο $z = 1$ ή ισοδύναμα $Z_L = Z_0$ και $\Gamma = 0$.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχουν και οι κύκλοι που έχουν κέντρο το σημείο προσαρμογής. Όλα τα σημεία πάνω σε κάθε τέτοιο κύκλο έχουν σταθερό συντελεστή ανάκλασης.

2.6.1 Ο χάρτης Smith για σύνθετες αγωγιμότητες

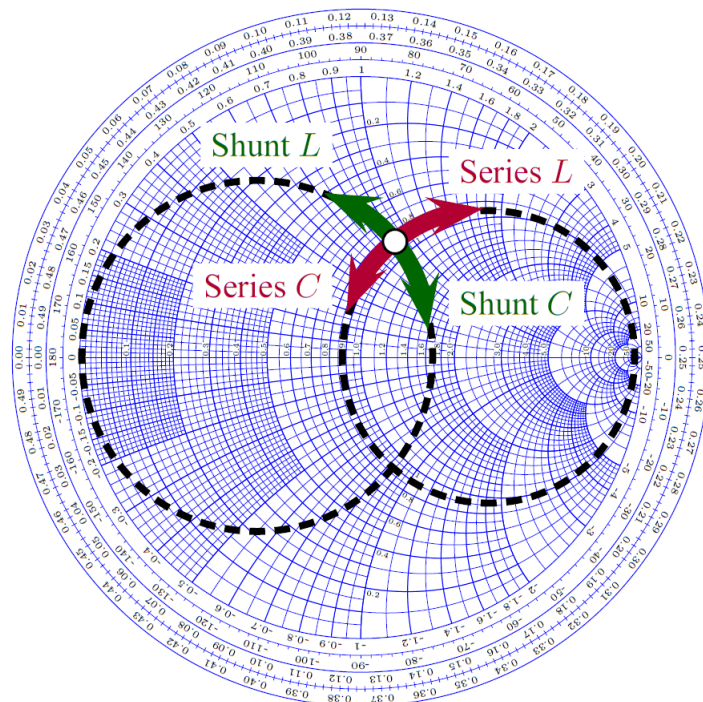
Η απεικόνιση της ανοιγμένης σύνθετης αντίστασης z γράφεται ισοδύναμα ως :

$$\Gamma(z) = \frac{z - 1}{z + 1} = \frac{\frac{z}{z} - \frac{1}{z}}{\frac{z}{z} + \frac{1}{z}} = \frac{1 - y}{1 + y} = -\frac{y - 1}{y + 1} = -\Gamma(y) \quad (2.158)$$

Η Εξίσωση (2.158) λέει στην ουσία πως εαν είναι γνωστή η απεικόνιση $\Gamma(z)$ της ανοιγμένης σύνθετης αντίστασης z στον χάρτη Smith σύνθετων αντιστάσεων, τότε η απεικόνιση $\Gamma(y)$ της αντίστοιχης σύνθετης αγωγιμότητας y είναι το αντιδιαμετρικό σημείο του $\Gamma(z)$ στον κύκλο ακτίνας που ορίζει το σημείο $\Gamma(z)$ όταν θεωρείται κέντρο το σημείο προσαρμογής.

2.6.2 Προσαρμογή με τον χάρτη Smith

Όταν σε ένα κύκλωμα προστίθεται σε σειρά στοιχείο επαγωγικής συμπεριφοράς, είτε ως συγκεντρωμένο στοιχείο είτε ως κατανεμημένο, το z πάνω στον χάρτη Smith περιστρέφεται δεξιόστροφα, παραμένοντας πάνω στον κύκλο σταθερής αντίστασης που βρισκόταν αρχικά. Εάν προστεθεί σε σειρά στοιχείο χωρητικής αντίδρασης, τότε το z περιστρέφεται αριστερόστροφα. Σε περίπτωση που αυτά τα στοιχεία συνδέονται παράλληλα στο κύκλωμα, τότε πρέπει να βρεθεί το αντιδιαμετρικό σημείο που αντιστοιχεί στην ανοιγμένη σύνθετη αγωγιμότητα y και μετά να γίνει περιστροφή αριστερόστροφα για στοιχείο επαγωγικής συμπεριφοράς και δεξιόστροφα για στοιχείο χωρητικής συμπεριφοράς αντίστοιχα. Αυτή η ιδιότητα είναι πάρα πολύ χρήσιμη και απλοποιεί σημαντικά την διαδικασία της προσαρμογής όταν αξιοποιείται ο χάρτης Smith. Η ιδέα είναι ότι ξεκινώντας απο το φορτίο και προσθέτοντας επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία εν σειρά και εν παραλλήλω, να καταλήξει το z στο σημείο προσαρμογής.



Εικόνα 2.6 : Σημείο φορτίου στον χάρτη Smith ανάλογα με το στοιχείο και την συνδεσμολογία που υπάρχει στο κύκλωμα. [56]

Είναι λογικό να υποθέσει κανείς πως εφόσον υπάρχουν ακριβείς αναλυτικοί τύποι για την σχεδίαση κυκλωμάτων προσαρμογής ο χάρτης Smith είναι περιττός. Αυτό όμως δεν είναι αλήθεια καθώς ο χάρτης παρουσιάζει πάρα πολλές πληροφορίες για κυκλώματα γραμμών μεταφοράς με έναν πολύ περιεκτικό τρόπο. Αντικαθιστά τα σχετικά πολύπλοκα μαθηματικά και τους μακροσκελείς υπολογισμούς που παρουσιάστηκαν νωρίτερα με έναν άμεσο και απλό γραφικό τρόπο εργασίας. Η αξία του είναι τόσο μεγάλη που ακόμα και τα σύγχρονα λογισμικά σχεδίασης (Electronic design Automation - EDA), αλλά και ο εργαστηριακός εξοπλισμός όπως οι διανυσματικοί αναλυτές δικτύου (VNA - Vector Network Analyzer), που χρησιμοποιούνται για την μέτρηση των παραμέτρων σκέδασης ενός κυκλώματος, περιέχουν χάρτη Smith, και ο λόγος είναι η παραπάνω αντίληψη που προσφέρουν στον σχεδιαστή σχετικά με την λειτουργία ενός συστήματος υψηλών συχνοτήτων [57].

2.6.3 Ερμηνεία μεθόδων προσαρμογής με τον χάρτη Smith

Οι δύο βασικές μέθοδοι προσαρμογής που παρουσιάστηκαν νωρίτερα μπορούν να ερμηνευθούν μέσω του χάρτη Smith με απλό τρόπο. Για παράδειγμα στην περίπτωση χρήσης μονού στελέχους η προσαρμογή γίνεται σε δύο στάδια. Καταρχάς επιλέγεται κατάλληλη απόσταση d από το φορτίο. Στην συνέχεια επιλέγεται κατάλληλο μήκος παράλληλα συνδεδεμένης ανοικτοκυκλωμένη ή βραχυκυκλωμένης γραμμής $D < \lambda/4$. Από την σκοπιά του χάρτη Smith το πρώτο βήμα είναι ισοδύναμο με κίνηση πάνω σε κύκλο σταθερής αγωγιμότητας έως ότου εντοπιστεί σημείο του

κύκλου αγωγιμότητας $g = 1$. Το $y = 1+jb$ τότε. Το δεύτερο βήμα με το στέλεχος προσθέτει επιδεκτικότητα $-jb$, μετακινώντας το σημείο της ανοιγμένης σύνθετης αγωγιμότητας y (ενώ παραμένει στον κύκλο $g=1$) στο σημείο προσαρμογής. Ομοίως η προσαρμογή με μετασχηματιστή $\lambda/4$ γίνεται σε δύο στάδια. Το πρώτο είναι η τοποθέτηση του μετασχηματιστή σε κατάλληλη απόσταση d από το φορτίο ώστε η αντίσταση εισόδου να είναι πραγματική. Και το δεύτερο είναι ο υπολογισμός της χαρακτηριστικής αντίστασης της γραμμής $\lambda/4$. Σε αυτή την περίπτωση το πρώτο στάδιο μπορεί να γίνει μέσω του χάρτη Smith. Το μήκος του κυκλικού τόξου που διαγράφεται κατά την περιστροφή του z πάνω στον κύκλο σταθερής αντίστασης r , με φορά προς την γεννήτρια(δεξιόστροφα), μέχρι να ταυτιστεί με σημείο του άξονα του πραγματικού μέρους του Γ , αντιστοιχεί στην ποσότητα d/λ , όπου d η απόσταση που πρέπει να τοποθετηθεί ο μετασχηματιστής $\lambda/4$ από το φορτίο.

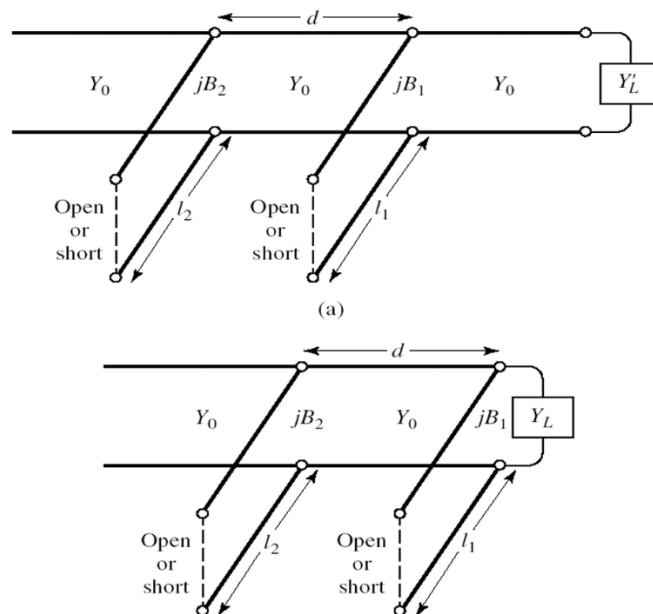
2.6.4 Προσαρμογή με διπλό στέλεχος

Η εισαγωγή του χάρτη Smith επιτρέπει την μελέτη μιας ακόμα μεθόδου προσαρμογής, αυτής της χρήσης διπλού στέλεχους. Ενώ η περίπτωση του μονού στέλεχους επέτρεπε την προσαρμογή οποιουδήποτε φορτίου αρκεί αυτό να μην είχε μόνο φανταστικό μέρος, απαιτούνταν η μεταβολή της απόστασης του από το φορτίο. Στην περίπτωση που είναι γνωστό και αμετάβλητο το φορτίο αυτό δεν είναι πρόβλημα, αλλά για λόγους ρύθμισης(tuning) ή όταν αλλάζει το φορτίο, το μονό στέλεχος δεν παρέχει αρκετή ευελιξία. Το ζήτημα αυτό λύνεται με το διπλό στέλεχος. Η δομή του είναι δύο τμήματα γραμμών μεταφοράς που συνδέονται παράλληλα στην γραμμή(είτε ανοικτοκυκλωμένα είτε βραχυκυκλωμένα) και απέχουν απόσταση d μεταξύ τους. Η απόσταση του πρώτου στέλεχους από το φορτίο δεν έχει σημασία. Το πλεονέκτημα σε σχέση με το μονό στέλεχος είναι ότι με κατάλληλη ρύθμιση του μήκους μόνο των δύο στέλεχων μπορεί να επιτευχθεί προσαρμογή. Το μειονέκτημα όμως είναι πως δεν μπορεί να προσαρμοστεί οποιοδήποτε φορτίο πλέον. Το πρόβλημα μπορεί να επιλυθεί αναλυτικά αλλά εδώ θα περιγραφεί η διαδικασία προσαρμογής με την βοήθεια του χάρτη Smith :

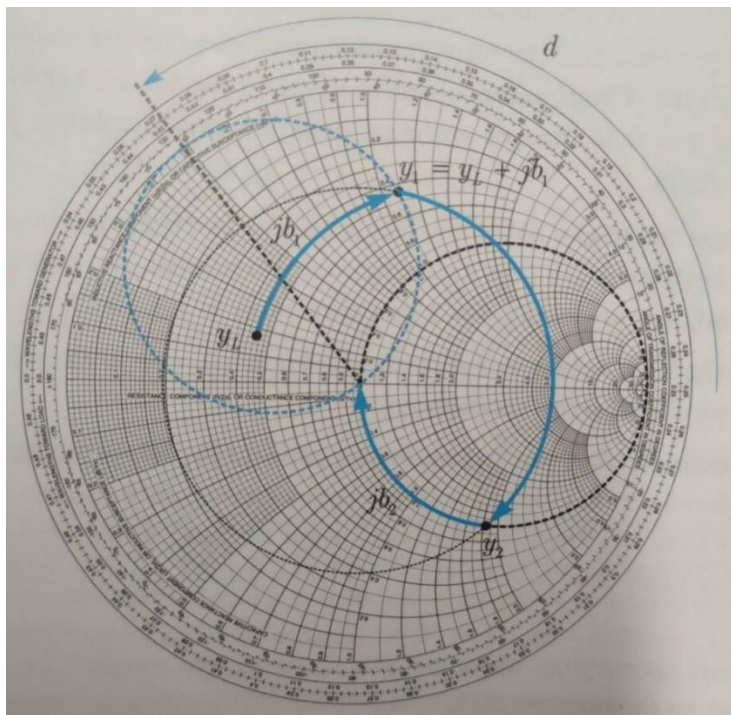
1. Υπολογίζεται και σημειώνεται στον χάρτη Smith η ανοιγμένη σύνθετη αντίσταση του φορτίου z .
2. Σχεδιάζεται ο κύκλος σταθερού $|\Gamma|$ για το φορτίο και γίνεται κίνηση προς την γεννήτρια(δεξιόστροφα) πάνω στον κύκλο, κατά απόσταση x/λ , όπου x η απόσταση του πρώτου στέλεχους από το φορτίο.
3. Εντοπίζεται το αντιδιαμετρικό σημείο του z που αντιστοιχεί στην ανοιγμένη σύνθετη αγωγιμότητα y που βλέπει το πρώτο στέλεχος ως φορτίο.
4. Σχεδιάζεται βοηθητικός κύκλος που προκύπτει από αριστερόστροφη περιστροφή του κύκλου αγωγιμότητας $g = 1$ γύρω από το σημείο προσαρμογής κατά γωνία :

$$\theta = 4\pi \cdot \frac{d}{\lambda} \quad (2.159)$$

5. Προστίθεται κατάλληλη επιδεκτικότητα jb_1 μέσω του πρώτου στέλεχους(ρυθμίζοντας το μήκος του), με τέτοιο τρόπο ώστε το σημείο της ανοιγμένης σύνθετης αγωγιμότητας να ταυτιστεί με σημείο του βοηθητικού κύκλου.
6. Σχεδιάζεται ο κύκλος σταθερού $|Γ|$ για το νέο φορτίο και γίνεται κίνηση πάνω σε αυτόν μέχρι να ταυτιστεί η ανοιγμένη σύνθετη αγωγιμότητα με σημείο του κύκλου προσαρμογής.
7. Προστίθεται επιδεκτικότητα jb_2 ρυθμίζοντας το μήκος του δεύτερου στέλεχους με τέτοιο τρόπο ώστε να μετακινηθεί το σημείο της ανοιγμένης σύνθετης αγωγιμότητας στο σημείο προσαρμογής.



Εικόνα 2.7 : Κύκλωμα προσαρμογής διπλού στέλεχους. [58]



Εικόνα 2.8 : Ερμηνεία λειτουργίας του κυκλώματος προσαρμογής διπλού στέλεχους μέσω του χάρτη Smith. [48]

2.7 Υλοποίηση γραμμών μεταφοράς – Επίπεδες γραμμές μεταφοράς

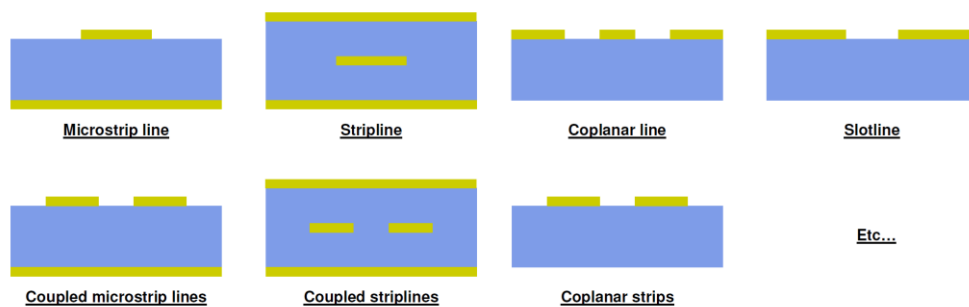
Έως τώρα παρουσιάστηκε η βασική θεωρία που αφορά τις γραμμές μεταφοράς μαζί με όλα τα σημαντικά μεγέθη που τις χαρακτηρίζουν. Εάν και όλα τα προηγούμενα εφαρμόζονται πρακτικά για όλες τις γραμμές μεταφοράς, δεν περιγράφουν πως υλοποιούνται αυτές σε φυσικό επίπεδο. Ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής υπάρχουν διάφοροι τύποι γραμμών μεταφοράς που είναι διαθέσιμοι, με τον καθένα να έχει τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά του. Ένα πολύ σημαντικό κριτήριο κατηγοριοποίησης των γραμμών μεταφοράς είναι το εάν αποτελούνται από έναν ή δύο αγωγούς. Ένα άλλο κριτήριο είναι εάν υπάρχει ομοιογένεια των ηλεκτρικών ιδιοτήτων στον χώρο και ακόμα και το εάν υπάρχει και γεωμετρική ομοιογένεια της διατομής της γραμμής. Επίσης πολύ σημαντικό είναι και το εάν παρουσιάζουν διασπορά του κύματος που διαδίδεται σε αυτές. Γενικά οι γραμμές που έχουν δύο αγωγούς και σταθερά ηλεκτρικά και γεωμετρικά χαρακτηριστικά μπορούν να υποστηρίξουν κύματα τύπου TEM. Συγκεκριμένα η ύπαρξη δύο αγωγών καθιστά δυνατή την μετάδοση σημάτων σε πολύ χαμηλές συχνότητες, ακόμα και στο όριο της συνεχούς τάσης και ρεύματος, ενώ επιπλέον σε αυτού του είδους τις γραμμές δεν υπάρχει διασπορά. Παράδειγμα TEM γραμμών αποτελούν το ομοαξονικό καλώδιο, η δισύρματη γραμμή, η γραμμή παράλληλων πλακών και η ταινιογραμμή (stripline). Πάρα αυτά υπάρχουν και γραμμές όπως η μονωμένη δισύρματη γραμμή (insulated two-wire line), η γραμμή μικροταινίας (microstrip), η γραμμή εγκοπής (slotline) και ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Νικόλαος Θεοδοσιάδης

ο ομοεπίπεδος κυματοδηγός(coplanar waveguide) που υποστηρίζουν σχεδόν-TEM(quasi-TEM) κυματικές μορφές διάδοσης. Σε αυτή την κατηγορία υπάρχει συνιστώσα ηλεκτρικού ή μαγνητικού πεδίου στην κατεύθυνση διάδοσης του κύματος αλλά είναι σχετικά μικρή οπότε η διασπορά δεν είναι σημαντική και επομένως δεν υπάρχει παραμόρφωση του σήματος. Η μελέτη στις παρακάτω ενότητες θα αφιερωθεί κυρίως στις επίπεδες γραμμές μεταφοράς όπως η μικροταινία, η ταινιογραμμή και ο ομοεπίπεδος κυματοδηγός καθώς παρουσιάζουν το μεγαλύτερο τεχνολογικό ενδιαφέρον για κατασκευή μικροκυματικών και χιλιοστομετρικών κυκλωμάτων [48]. Τα πλεονεκτήματα των επίπεδων γραμμών μεταφοράς είναι συνοπτικά τα εξής [59] :

- i. Διάδοση με TEM ή quasi-TEM τρόπο, το οποίο σημαίνει σήμα χωρίς παραμόρφωση.
- ii. Έχουν μικρές διαστάσεις, μικρό βάρος και σχετικά εύκολη κατασκευή.
- iii. Έχουν επίπεδους αγωγούς που διευκολύνει την διασύνδεση μεταξύ διάφορων στοιχείων.
- iv. Είναι κατάλληλες για χρήση σε υβριδικά ή μονολιθικά ολοκληρωμένα κυκλώματα(hybrid Microwave Integrated Circuits – MIC , Monolithic Microwave Integrated Circuits).

Η δομή τους είναι απλή και πρακτικά αποτελούνται από τρία μέρη :

- i. Τον αγωγό σήματος.
- ii. Τον αγωγό γείωσης.
- iii. Το διηλεκτρικό υλικό.

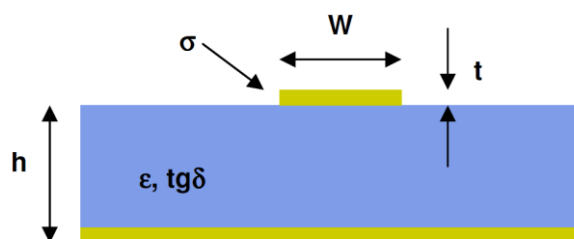


Εικόνα 2.9 : Παραδείγματα πραγματικών υλοποιήσεων γραμμών μεταφοράς. [59]

2.7.1 Μικροταινία(Microstrip)

Πρόκειται για δομή μεταλλικού φύλλου που αποτελεί την γείωση, πάνω στην οποία υπάρχει διηλεκτρικό πάχους h . Στην επάνω πλευρά του διηλεκτρικού υπάρχει αγωγός πάχους t και πλάτους w . Σημαντικές παράμετροι αποτελούν η αγωγιμότητα σ του αγωγού, η διηλεκτρική σταθερά ϵ του διηλεκτρικού υλικού αλλά και η επαπτομένη απωλειών του. Ο τύπος κύματος που διαδίδεται στην μικροταινία είναι quasi – TEM και ο λόγος είναι πως ο χώρος δεν είναι ηλεκτρικά ομοιογενής. Ένα

μέρος των δυναμικών γραμμών των πεδίων βρίσκεται εκτός του διηλεκτρικού υποστρώματος ενώ το υπόλοιπο μέρος βρίσκεται στον χώρο εκτός του διηλεκτρικού, δηλαδή στον αέρα. Μάλιστα επειδή η διάταξη στο πάνω μέρος δεν έχει αγωγό γείωσης, παρά μόνο στο κάτω μέρος της, υπάρχει και κάποια παρασιτική ακτινοβολία. Ένας τρόπος να περιοριστεί αυτό το φαινόμενο είναι η χρήση λεπτού υποστρώματος με μεγάλη διηλεκτρική σταθερά έτσι ώστε να υπάρξει αυξημένη συγκέντρωση των δυναμικών γραμμών μέσα στο διηλεκτρικό παρά στον αέρα, και να μειωθεί η ανεπιθύμητη σύζευξη με άλλες γειτονικές διατάξεις. Περαιτέρω ζητήματα κάνουν την μορφή των πεδίων πολύ περίπλοκη για μελέτη με αναλυτικές μεθόδους. Ένα από αυτά είναι το γεγονός ότι ο αγωγός του σήματος δεν καλύπτει πλήρως το διηλεκτρικό, με αποτέλεσμα να κάνει πιο σύνθετες τις οριακές συνθήκες. Επίσης οι πεπερασμένες εγκάρσιες διαστάσεις εξαναγκάζουν τα διαδιδόμενα κύματα να ανακλώνται στην διεπιφάνεια διηλεκτρικού – αέρα, και να σκεδάζονται από τις γωνίες του υποστρώματος με αποτέλεσμα την δημιουργία παρασιτικών συζεύξεων μεταξύ των διάφορων στοιχείων [60].



Εικόνα 2.10 : Απεικόνιση γραμμής μεταφοράς τύπου μικροταινίας. [59]

2.7.1.1 Απόλλειες σε γραμμή μικροταινίας

Υπάρχουν τρεις βασικές πηγές απωλειών σε αυτό τον τύπο γραμμής μεταφοράς [60] :

- **Ωμικές απώλειες στα μέταλλα** των αγωγών λόγω πεπερασμένης αγωγιμότητας. Αυτές

$$\text{δίνονται προσεγγιστικά ως : } \alpha_c \approx \frac{8.686R_m}{wZ_0}, \text{ όπου } R_m \approx \left(\frac{\omega\mu}{2\sigma}\right)^{\frac{1}{2}}.$$

- **Απώλειες που οφείλονται στο διηλεκτρικό** και δίνονται από την σχέση :

$$\alpha_d \approx 27.3 \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r + 1} \frac{\epsilon_r \tan\delta}{\epsilon_{eff} \lambda_g}.$$

- **Απώλειες λόγω ακτινοβολίας**, οι οποίες γίνονται σημαντικές όταν η συχνότητα αποκτά

$$\text{τιμές μεγαλύτερες απο συχνότητα : } f_r = \frac{2.14(\epsilon_r)^{0.25}}{h} \text{ (GHz) .}$$

2.7.1.2 Ενεργός διηλεκτρική σταθερά

Με σκοπό την διευκόλυνση της μελέτης της μικροταινίας εισάγεται ένα ισοδύναμο μοντέλο της μικροταινίας το οποίο χρησιμοποιεί την έννοια της ενεργού διηλεκτρικής σταθεράς. Η ενεργός διηλεκτρική σταθερά είναι ένα μέγεθος το οποίο αντιστοιχεί στην περίπτωση που ο αγωγός βρίσκεται εντός ομογενούς διηλεκτρικού χώρου με διηλεκτρική σταθερά ϵ_{eff} , η οποία είναι μεταξύ της τιμής του διηλεκτρικής σταθεράς του υποστρώματος(ϵ) και αυτής του αέρα(ϵ_0) [61].

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-ab} \quad (2.160)$$

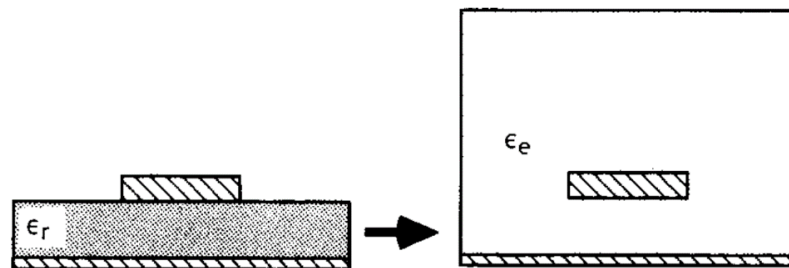
Όπου :

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left\{ \frac{\left(\frac{w}{h}\right)^4 + \left(\frac{w}{52h}\right)^2}{\left(\frac{w}{h}\right)^4 + 0.432} \right\} + \frac{1}{18.7} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{w}{18.1h}\right)^3 \right\} \quad (2.161)$$

$$b = \left[\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right]^{0.053} \quad (2.162)$$

Το σφάλμα αυτών των τύπων είναι μικρότερο από 0.2% για : $0.01 < w/h < 100$ και $0.01 < \epsilon_r < 128$. Επίσης η ενεργός διηλεκτρική σταθερά είναι χρήσιμη για τον προσδιορισμό και του μήκους κύματος μέσα στο διηλεκτρικό συναρτήσει του μήκους κύματος στον ελεύθερο χώρο λ_0 [62] :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.163)$$



Εικόνα 2.11 : Ισοδυναμία μικροταινίας σε υπόστρωμα διηλεκτρικής σταθεράς ϵ_r με αέρα απο πάνω, και αγωγού μέσα σε ομογενή χώρο με διηλεκτρική σταθερά ϵ_{eff} . [60]

2.7.1.3 Χαρακτηριστική αντίσταση μικροταινίας

Επίσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί προσεγγιστικός τύπος και για την εύρεση της χαρακτηριστικής αντίστασης συναρτήσει των γεωμετρικών χαρακτηριστικών της γραμμής [61] :

$$Z_o \approx \frac{\eta_o}{2\pi\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{F_1 h}{w} + \left\{ 1 + \left(\frac{2h}{4w} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \right] \quad (2.164)$$

Με :

$$F_1 = 6 + (2\pi - 6)e^{-\left(\frac{30.666h}{w}\right)^{0.7528}} \quad (2.165)$$

Το $\eta \cong 120\pi = 376.6 \Omega$, και είναι η χαρακτηριστική αντίσταση του αέρα. Η ακρίβεια του τύπου είναι 0.01% για $\frac{w}{h} \leq 1$ και 0.03% για $\frac{w}{h} \leq 1000$ (σε σχέση με τις θεωρητικές προβλέψεις μέσω του μετασχηματισμού Schwartz-Christoffel) [60] .

2.7.1.4 Επίδραση πάχους αγωγού

Εάν και το πάχος του αγωγού t γενικά δεν έχει τόσο σημαντική επίδραση, μπορεί να ληφθεί υπόψιν εάν αντί του πραγματικού πλάτους του αγωγού w χρησιμοποιηθεί ένα ισοδύναμο πάχος [63] :

$$W_{eff} = w + \frac{b}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2x}{b} \right) \right] \quad (2.166)$$

Με :

$$x = \begin{cases} h, & w > \frac{h}{2\pi} \\ 2\pi w, & \frac{h}{2\pi} > w > 2b \end{cases} \quad (2.167)$$

2.7.1.5 Σχεδιασμός μικροταινίας

Κατά τον σχεδιασμό ενδιαφέρει ο προσδιορισμός των γεωμετρικών χαρακτηριστικών που πρέπει να έχει η μικροταινία, δηλαδή ο λόγος του πλάτους του αγωγού προς το πάχος του διηλεκτρικού, έτσι ώστε να επιτευχθεί συγκεκριμένη χαρακτηριστική αντίσταση. Οι παρακάτω τύποι παρέχουν αυτή την δυνατότητα με ακρίβεια της τάξεως του 1% [64] :

$$\frac{w}{h} \approx \begin{cases} 4 \left[\frac{1}{2} e^A - e^{-A} \right]^{-1}, & \frac{w}{h} < 2 \\ \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r} \right] \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] + \frac{2}{\pi} [B - 1 - \ln(2B - 1)], & \frac{w}{h} > 2 \end{cases} \quad (2.168)$$

Τα Α και Β δίνονται ως :

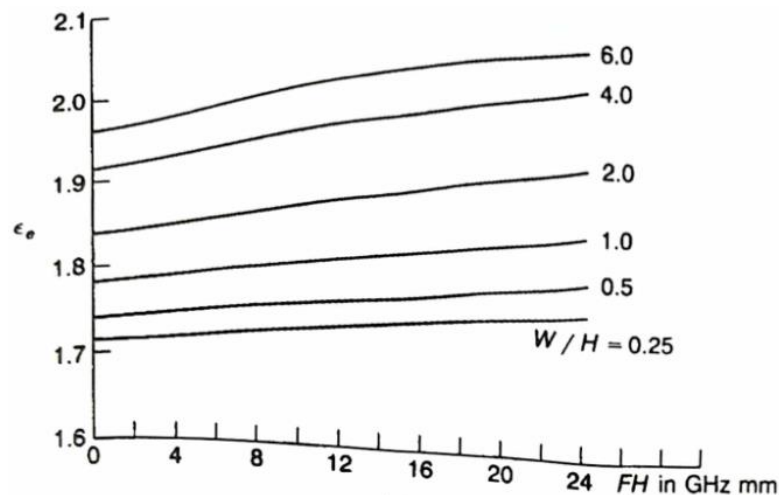
$$A = \frac{Z_o}{\eta_o} \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} + \left[\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right] \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.169)$$

$$B = \frac{\eta_o \pi}{Z_o} \frac{\pi}{2} \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.170)$$

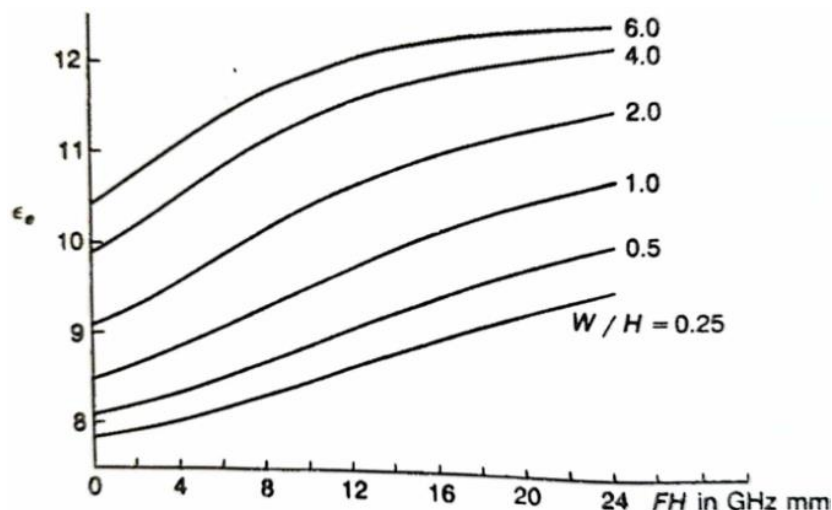
Στην περίπτωση που το πλάτος του αγωγού w είναι πολύ μικρότερο ή πολύ μεγαλύτερο από το πάχος του υποστρώματος h , η χαρακτηριστική αντίσταση (σε Ω) δίνεται ως [65] :

$$Z_o = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{w} \right), & w \ll h \\ \frac{\eta_o h}{w \sqrt{\epsilon_r}}, & w \gg h \end{cases} \quad (2.171)$$

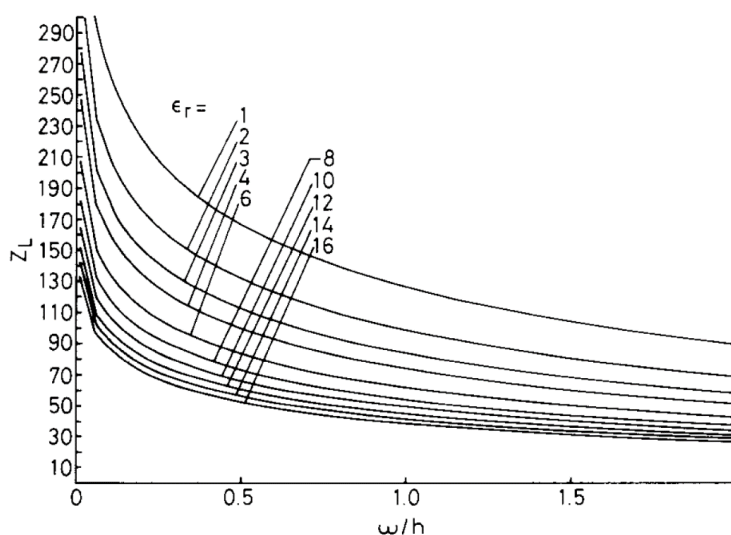
Όλες οι παραπάνω σχέσεις είναι πολύ χρήσιμες και υπάρχουν πολλά εργαλεία που μπορούν να βρεθούν στο διαδίκτυο ή ενσωματωμένα σε λογισμικά σχεδίασης τα οποία τις υλοποιούν για τον σκοπό της ανάλυσης ή της σύνθεσης γραμμών με συγκεκριμένα γεωμετρικά ή ηλεκτρικά μεγέθη αντίστοιχα.



Εικόνα 2.12 : Ενεργός διηλεκτρική σταθερά για υπόστρωμα PTFE με $\epsilon_r = 2.26$ συναρτήσεως της συχνότητας για διάφορες τιμές του λόγου w/h . [43]



Εικόνα 2.13 : Ενεργός διηλεκτρική σταθερά για υπόστρωμα αρσενικού-γαλλίου(GaAs) με $\epsilon_r = 12.9$ συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές του λόγου w/h . [43]



Εικόνα 2.14 : Χαρακτηριστική αντίσταση μικροταινίας ως συνάρτηση του w/h για διάφορες τιμές της διηλεκτρικής σταθεράς. [60]

Τέλος όσον αφορά στον σχεδιασμό, κάποια συμπεράσματα που προκύπτουν από την μελέτη των Εικόνων 2.12, 2.13, 2.14 είναι ότι :

- **Η χαρακτηριστική αντίσταση :** εξαρτάται απο τον λόγο w/h και την ενεργό διηλεκτρική σταθερά ϵ_{eff} .

- **Μείωση του πάχους του υποστρώματος :** μειώνει την διάδοση ανεπιθύμητων ρυθμών και τις απώλειες ακτινοβολίας. Μάλιστα στο [65] αναφέρεται ότι η συχνότητα λειτουργίας για τον περιορισμό της διατροφικής διασποράς πρέπει να είναι (το πάχος h σε mm) :

$$f < f_c = \frac{75}{h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \text{GHz} \quad (2.172)$$

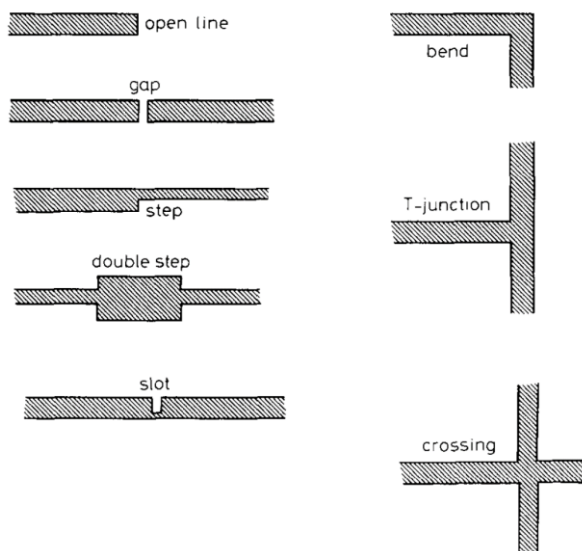
Ωστόσο, μείωση του πάχους σημαίνει χρήση πιο στενών αγωγών για την διατήρηση της χαρακτηριστικής αντίστασης. Αυτό αυξάνει τις ωμικές απώλειες και δυσκολεύει την κατασκευή.

- **Αύξηση της διηλεκτρικής σταθεράς :** Περιορίζει τις απώλειες ακτινοβολίας, αυξάνει την σύζευξη μεταξύ γειτονικών γραμμών και μειώνει τις διαστάσεις του κυκλώματος, αλλά αυξάνει τις συνολικές απώλειες καθώς συγκεντρώνει τα πεδία πιο έντονα μέσα στο υπόστρωμα καθώς και την διασπορά. Επίσης μειώνει την χαρακτηριστική αντίσταση οπότε χρειάζονται πιο λεπτοί αγωγοί, με τα μειονεκτήματα που αναφέρθηκαν προηγουμένως.
- **Η ενεργός διηλεκτρική σταθερά :** Αυξάνεται ανάλογα με την διηλεκτρική σταθερά καθώς τα πεδία συγκεντρώνονται περισσότερο στο υπόστρωμα που έχει μεγαλύτερη διηλεκτρική σταθερά από τον αέρα. Μεταβάλλεται περισσότερο για μεγάλους λόγους w/h και για μεγαλύτερες διηλεκτρικές σταθερές, δημιουργώντας έτσι πιο έντονη διασπορά.

2.7.1.6 *Ασυνέχειες σε μικροταινίες*

Τα κυκλώματα που υλοποιούνται με μικροταινίες δεν έχουν άπειρη έκταση στον χώρο. Από πρακτικής σκοπιάς οι αγωγοί πρέπει να ξεκινάνε από κάπου και θα πρέπει να τερματίζουν κάπου. Συχνή είναι και η ανάγκη να αλλάζουν προσανατολισμό στον χώρο για την ευκολότερη διασύνδεση των επιμέρους στοιχείων, ενώ ακόμα μπορούν να διακλαδίζονται ή να μειώνεται το πλάτος τους με βηματικό τρόπο. Οι δομές αυτές αποτελούν ασυνέχειες και επηρεάζουν την συμπεριφορά των πεδίων διότι διακόπτουν την ομοιομορφία του [60]. Κάποιες φορές οι ασυνέχειες αυτές δημιουργούνται σκόπιμα για την κατασκευή φίλτρων ή κυκλωμάτων προσαρμογής ή για μεταβάσεις από έναν τύπο γραμμής μεταφοράς σε έναν άλλον. Ωστόσο όταν δεν εισάγονται σκόπιμα μπορούν να προκαλέσουν αποπροσαρμογή, σφάλματα πλάτους και φάσης αλλά και ανεπιθύμητες συζεύξεις. Για αυτό τον λόγο μοντελοποιούνται μέσω κατάλληλου ισοδύναμου κυκλώματος του οποίου τα στοιχεία προσδιορίζονται είτε μέσω μετρήσεων είτε μέσω θεωρητικών μεθόδων, ώστε να ληφθούν υπόψη κατά τον σχεδιασμό [53]. Τοπικά στα σημεία που υπάρχουν οι ασυνέχειες διεγείρονται τρόποι υψηλότερης τάξης. Στις ασυνέχειες αποθηκεύεται τόσο ηλεκτρική όσο και μαγνητική ενέργεια,

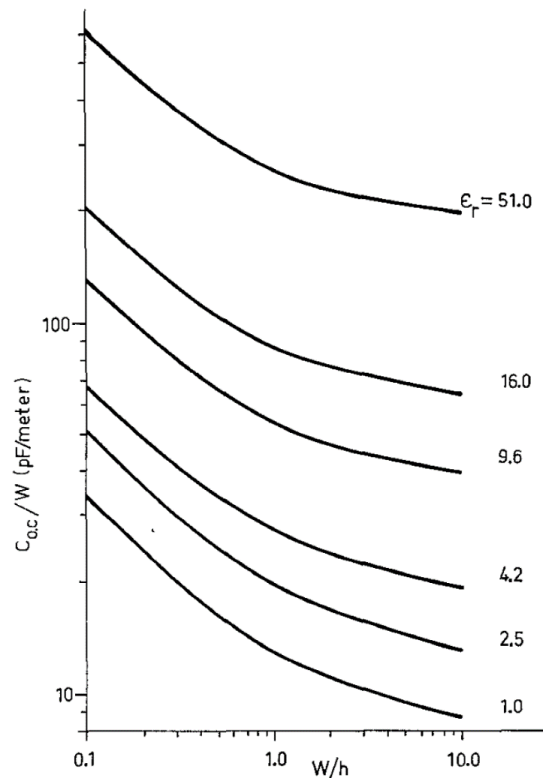
οπότε μπορούν να μοντελοποιηθούν με LC κυκλώματα, οι παράμετροι των οποίων (χωρητικότητα και αυτεπαγωγή) γενικά εξαρτώνται από την συχνότητα [60].



Εικόνα 2.15 : Παραδείγματα ασυνεχειών που παρατηρούνται σε κυκλώματα μικροταινίας. [60]

2.7.1.7 Ασυνέχεια από ανοικτοκύκλωμα γραμμής

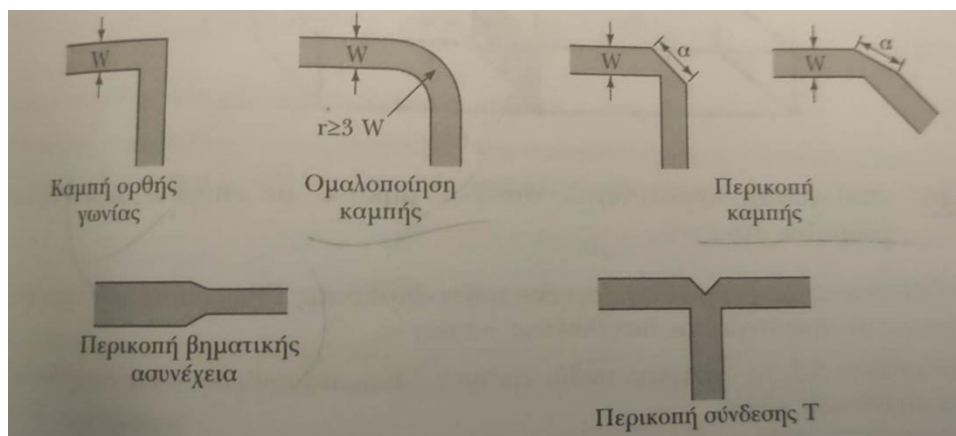
Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η περίπτωση της ασυνέχειας που προκύπτει από τερματισμό μικροταινίας σε ανοικτοκύκλωμα. Το άκρο της γραμμής θα έχει περισσότερο συσσωρευμένο φορτίο από ότι η υπόλοιπη γραμμή και ως εκ τούτου θα υπάρχουν ρεύματα που θα αντιστοιχούν σε αυτά τα φορτία. Το φαινόμενο στο άκρο μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένα RLC κύκλωμα με την αυτεπαγωγή να αφορά το ρεύμα στο άκρο, η χωρητικότητα στο επιπλέον φορτίο που συσσωρεύεται και η αντίσταση αντιστοιχεί σε ισοδύναμη αντίσταση ακτινοβολίας. Εως περίπου το 1GHz οι απώλειες ακτινοβολίας και η επαγωγική αντίδραση δεν είναι σημαντικές. Σε μεγαλύτερες συχνότητες όμως μπορούν να επιδράσουν αρκετά στην συμπεριφορά της γραμμής και θα πρέπει να ληφθούν υπόψιν. Για αυτό τον λόγο η μοντελοποίηση μέσω ενός πυκνωτή είτε με μια γραμμή μεταφοράς είναι αρκετή. Η γραμμή μεταφοράς είναι πιο κατάλληλη διότι προσεγγίζει έστω και σε βασικό επίπεδο την σχετιζόμενη αυτεπαγωγή, οπότε μπορεί να παρέχει πιο ρεαλιστική απόκριση. Στην Εικόνα 2.16 πως η χωρητικότητα προς το πλάτος του αγωγού μεταβάλλεται συναρτήσει του w/h , για διάφορες τιμές της διηλεκτρικής σταθεράς [66]. Για μικρότερο πάχος υποστρώματος και δεδομένο πλάτος αγωγού η χωρητικότητα .



Εικόνα 2.16 : Χωρητικότητα ανοικτοκυκλώματος προς το πλάτος του αγωγού συναρτήσει του w/h για διάφορες τιμές της διηλεκτρικής σταθεράς. [66]

2.7.1.8 Ασυνέχεια από καμπή ορθής γωνίας

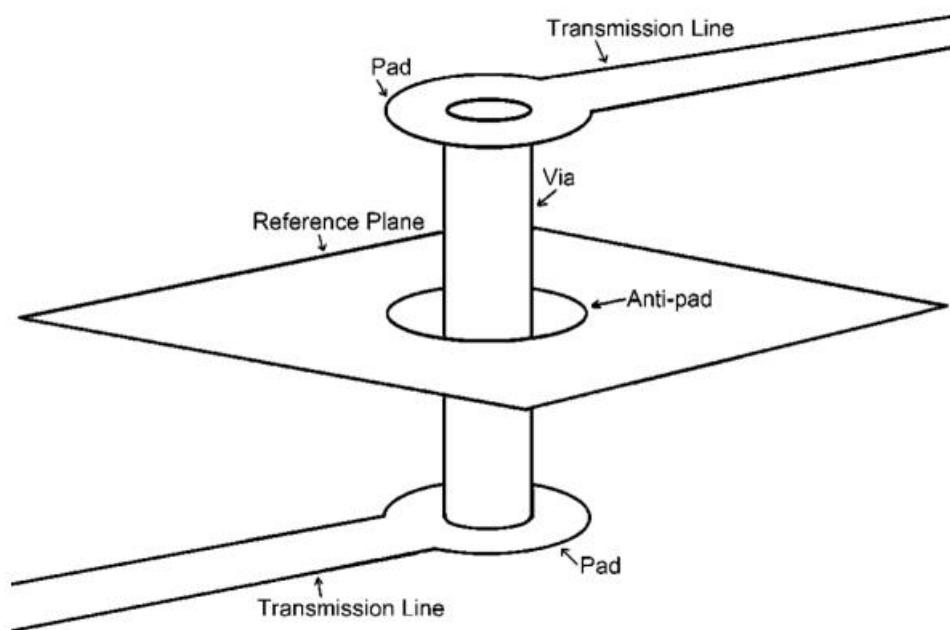
Μια άλλη συχνή ασυνέχεια είναι αυτή που οφείλεται στην στροφή ορθής γωνίας. Σε αυτή την περίπτωση η αυξημένη επιφάνεια στο σημείο της στροφής δημιουργεί αύξηση της χωρητικότητας. Μια μέθοδος για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος είναι η απαλοιφή της ορθής γωνίας μέσω ομαλοποίησης της, διαγράφοντας τόξο κύκλου με ακτίνα μεγαλύτερη ή ίση από $3w$ ή αποκόπτοντας μέρος της ορθής γωνίας δημιουργώντας πλευρά μήκους a στην θέση της ορθής γωνίας. Συνήθως το μήκος αυτό είναι $1.8w$. Η δεύτερη μέθοδος υπερτερεί από άποψη εξοικονόμησης χώρου [53].



Εικόνα 2.17 : Παραδείγματα τροποποίησης των αγωγών στις ασυνέχειες για μείωση της επίδρασης στην συμπεριφορά των κυκλωμάτων. [53]

2.7.1.9 Ασυνέχεια από VIA

Σε ένα PCB μπορούν να υπάρχουν στρώματα χαλκού που μεταφέρουν σήματα πληροφορίας, σήματα τροφοδοσίας αλλά και ψηφιακά σήματα ελέγχου. Είτε απο επιβεβλημένη ανάγκη είτε για μεγαλύτερη ευελιξία κατά την διασύνδεση διατάξεων (routing), αλλά και για μικρότερο μέγεθος και πιο πυκνά κυκλώματα με περισσότερη λειτουργικότητα, χρειάζονται πολυστρωματικές πλακέτες. Οι μεταβάσεις απο το ένα στρώμα χαλκού στο άλλο γίνονται μέσω των VIA που αναφέρθηκαν στο πρώτο κεφάλαιο. Στις υψηλές συχνότητες μπορούν να δημιουργήσουν διάφορα θέματα όμως όπως ακτινοβολία και παρεμβολή σε γειτονικές γραμμές μεταφοράς, ανακλάσεις εξαιτίας της αποπροσαρμογής που δημιουργεί η παρασιτική χωρητικότητα και επαγωγή που εισάγουν, καθώς και προβλήματα που αφορούν το IL ή την καθυστέρηση διάδοσης. Το πρόβλημα της προσαρμογής αντιμετωπίζεται με κατάλληλη ρύθμιση της διαμέτρου της VIA, καθώς και του μεγέθους του pad και του anti-pad της (η περιοχή μεταξύ του κυλίνδρου της VIA και των άλλων ενδιάμεσων στρωμάτων χαλκού). Συγκεκριμένα με αύξηση της διαμέτρου της VIA και του μεγέθους του pad της αυξάνεται και η παρασιτική χωρητικότητα της (και επομένως μειώνεται και η χαρακτηριστική αντίσταση της). Αύξηση του anti-pad και του μήκους της όμως αυξάνει την παρασιτική επαγωγή της (και επομένως αυξάνεται και η χαρακτηριστική της αντίσταση) [67]. Το πρόβλημα της ακτινοβολίας απο την άλλη μπορεί να λυθεί με την μέθοδο VIA Stitching στην οποία πολλαπλές VIA γειώσεως τοποθετούνται κοντά στην VIA σήματος δημιουργώντας έτσι ένα είδος ομοαξονικού καλωδίου το οποίο περιορίζει τα πεδία στην δομή της VIA και καταστέλλει έτσι την ανάπτυξη ανεπιθύμητων συντονισμών κοιλότητας μεταξύ των στρωμάτων χαλκού της πλακέτας. Όπως φαίνεται στο [68] η απόσταση μεταξύ των VIA και επομένως το πλήθος τους, διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στην τιμή της συχνότητας μέχρι την οποία η θωράκιση της VIA σήματος είναι αποτελεσματική.



Εικόνα 2.18 : Απεικόνιση της δομής μιας VIA. [68]

2.7.2 Ταινιογραμμή(Stripline)

Λόγω των πολλών λειτουργιών που συνυπάρχουν σε μια σύγχρονη πλακέτα η χρήση πολυστρωματικών δομών είναι αναπόφευκτη (multi-layer board). Σε αυτή την περίπτωση τα ίχνη στα ενδιάμεσα στρώματα περιβάλλονται πλήρως από διηλεκτρικό το οποίο καλύπτεται με επίπεδα αγωγών στην πάνω και κάτω πλευρά του. Αυτός ο τύπος γραμμής μεταφοράς είναι γνωστός ως ταινιογραμμή και έχει το πλεονέκτημα πως :

- Υποστηρίζει καθαρά TEM τρόπο διάδοσης καθώς ο χώρος αποτελείται από το ίδιο υλικό.
- Δεν υπάρχουν απώλειες λόγω ακτινοβολίας καθώς τα πεδία εγκλωβίζονται μεταξύ των στρωμάτων χαλκού.

Εάν θεωρηθεί B το πάχος του υποστρώματος (Εικόνα 2.19), όπως και στην μικροταινία, δεν θα παρατηρηθεί διέγερση ρυθμών υψηλότερης τάξης, αρκεί όμως το μήκος κύματος λειτουργίας της γραμμής είναι μεγαλύτερο από $2B$.

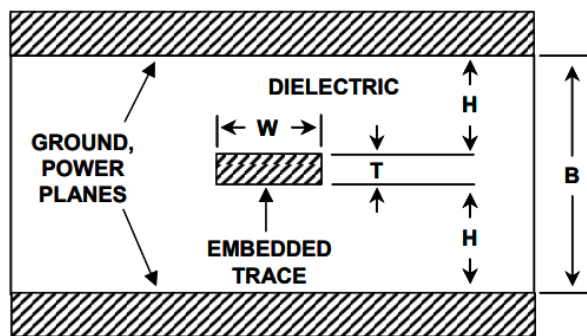
Αυτός ο τύπος γραμμής έχει και ορισμένα μειονεκτήματα όπως :

- Πιο δύσκολη κατασκευή από την μικροταινία.
- Οι απώλειες λόγω υποστρώματος και η διασπορά είναι αυξημένες εξαιτίας του διηλεκτρικού εφόσον τα πεδία βρίσκονται εντελώς περιορισμένα στο υπόστρωμα.

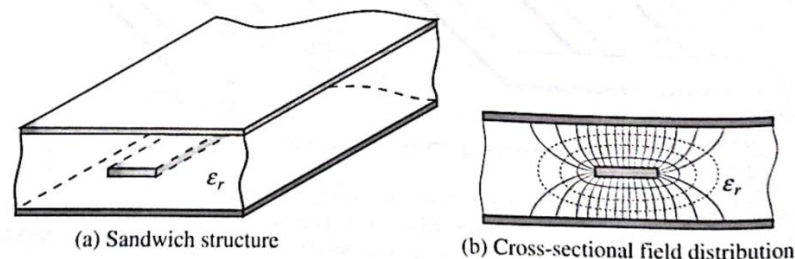
- Χρειάζονται πιο στενοί αγωγοί καθώς υπάρχει και δεύτερο επίπεδο γείωσης που αυξάνει την χωρητικότητα και επομένως μειώνει την χαρακτηριστική αντίσταση.
- Πιο δύσκολη διεξαγωγή μετρήσεων.

Στην Εξίσωση (2.173) δίνεται μια προσεγγιστική έκφραση της χαρακτηριστικής αντίστασης της ταινιογραμμής(οι διαστάσεις σε mils – χιλιοστά ίντσας) [69] :

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{1.9B}{0.8W + T} \right] \quad (2.173)$$



Εικόνα 2.19 : Παράδειγμα γραμμής μεταφοράς τύπου ταινιογραμμής(stripline). [69]



Εικόνα 2.20 : Τρισδιάστατη δομή της ταινιογραμμής(a) και κατανομή πεδίου σε αυτή(b). [17]

2.7.3 Γειωμένος Ομοεπίπεδος κυματοδηγός(Grounded Coplanar Waveguide – GCPW)

Ο γειωμένος ομοεπίπεδος κυματοδηγός αποτελεί μια παραλλαγή του ομοεπίπεδου κυματοδηγού που προτάθηκε από τον Wen το 1969 [70]. Πρόκειται στην ουσία για μια δομή που αποτελείται από διηλεκτρικό υλικό στο πάνω μέρος του οποίου υπάρχει διάταξη της μορφής : αγωγός γείωσης – αγωγός σήματος – αγωγός γείωσης(G-S-G). Στο κάτω μέρος του υποστρώματος προστίθεται επίπεδο αγωγού γείωσης καθώς αυτό επιτρέπει την συνύπαρξη με μικροταινία [71] αλλά έχει και άλλα

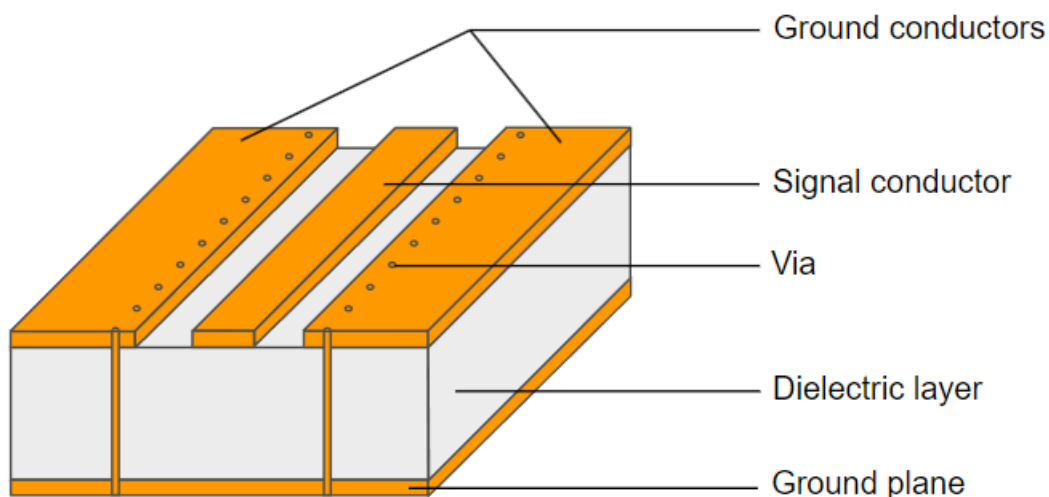
πλεονεκτήματα όπως βελτίωση της θερμικής συμπεριφοράς, μηχανική στήριξη της δομής αλλά ταυτόχρονα και απομόνωση των πεδίων από άλλες γραμμές στα κατώτερα στρώματα της πλακέτας [72] [73]. Οι αγωγοί γείωσης συνδέονται με το επίπεδο γείωσης μέσω VIA. Οι VIA πρέπει να τοποθετούνται όσο πιο κοντά στον αγωγό σήματος επιτρέπεται από τους κατασκευαστικούς περιορισμούς, ενώ η απόσταση μεταξύ τους πρέπει να είναι μικρότερη από το ένα τέταρτο της μεγαλύτερης συχνότητας λειτουργίας έτσι ώστε να καταστέλλονται οι συντονισμοί και η διάδοση ανώτερων και υβριδικών ρυθμών. Το πλάτος των αγωγών γείωσης δεν επηρεάζει τους συντονισμούς [74]. Αυτός ο τύπος γραμμής μεταφοράς προτιμάται σε χιλιοστομετρικές συχνότητες (30 GHz και άνω), όπου οι απώλειες λόγω ακτινοβολίας αρχίζουν να γίνονται σημαντικές. Ένα ακόμα πλεονέκτημα του είναι ότι παρέχει μεγαλύτερη ευελιξία στον σχεδιασμό καθώς πλέον οι παράμετροι που μπορούν να προσδιοριστούν είναι :

1. Το πάχος του υποστρώματος.
2. Το πλάτος του αγωγού σήματος.
3. Το πλάτος των αγωγών γείωσης.
4. Οι αποστάσεις μεταξύ των VIA.
5. Οι αποστάσεις των VIA από τον αγωγό σήματος.
6. Οι αποστάσεις μεταξύ του αγωγού σήματος και των αγωγών γείωσης.

Με κατάλληλη ρύθμιση των παραπάνω μεταβλητών είναι δυνατό να επιτευχθεί συγκεκριμένη χαρακτηριστική αντίσταση γραμμής ενώ ταυτόχρονα να κατασταλούν συντονισμοί, ανεπιθύμητοι ρυθμοί διάδοσης και η παρασιτική ακτινοβολία. Ένα ακόμα πλεονέκτημα αυτού του τύπου γραμμής μεταφοράς είναι η μειωμένη διασπορά καθώς μεγαλύτερο μέρος των γραμμών βρίσκεται στον αέρα παρά μέσα στο διηλεκτρικό. Αυτό οδηγεί και σε ένα άλλο πλεονέκτημα καθώς περισσότερες γραμμές στον αέρα σημαίνουν μικρότερη ενεργό διηλεκτρική σταθερά, το οποίο σημαίνει πως για δεδομένο πάχος υποστρώματος και χαρακτηριστική αντίσταση, χρειάζεται μεγαλύτερο πάχος αγωγών σε σχέση με την μικροταινία. Έτσι μπορούν να χρησιμοποιηθούν υποστρώματα με μεγαλύτερο πάχος σε σχέση με τις μικροταινίες για ορισμένη συχνότητα. Το μειονέκτημα τους σε σχέση με τις μικροταινίες είναι ότι είναι σαφώς πιο πολύπλοκη δομή, και επομένως έχουν πιο ακριβή κατασκευή. Ενώ ένα ακόμα μειονέκτημα είναι ότι έχουν μεγαλύτερη ευαισθησία σε κατασκευαστικούς ανοχές. Παράδειγμα τέτοιων κατασκευαστικών ανοχών είναι :

1. Το πάχος του χαλκού.
2. Το πάχος του φινιρίσματος.
3. Το τραπεζοειδές προφίλ της διατομής του χαλκού σε ένα πραγματικό ίχνος.
4. Η ευθυγράμμιση των VIA.

Απο την μια πλευρά μικρότερο κενό μεταξύ του αγωγού σήματος και των αγωγών γείωσης οδηγεί σε ισχυρότερη σύζευξη, η οποία ενισχύει τα πλεονεκτήματα του GCPW(καταστολή συντονισμών, διάδοσης παρασιτικών ρυθμών, διασποράς και απωλειών ακτινοβολίας) αλλά απο την άλλη αυξάνει την επίδραση των κατασκευαστικών ανοχών [75]. Σημειώνεται τέλος ότι η χαρακτηριστική αντίσταση μπορεί να λάβει το επιθυμητό μέγεθος μεταβάλλοντας το πλάτος των αγωγών γείωσης αλλά και τις αποστάσεις τους απο τον αγωγό σήματος όταν το πάχος του υποστρώματος και το πλάτος του αγωγού σήματος διατηρηθούν σταθερά. Ο προσδιορισμός γίνεται συνήθως μέσω λογισμικού ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης καθώς σε αντίθεση με τις μικροταινίες δεν υπάρχει τόσο εκτενής βιβλιογραφία για αυτό τον τύπο γραμμής μεταφοράς.



Εικόνα 2.21 : Απεικόνιση της δομής του γειωμένου ομοεπίπεδου κυματοδηγού. [76]

3 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο : Φίλτρα υψηλών συχνοτήτων

Σε αυτό το κεφάλαιο αναπτύσσονται έννοιες που η γνώση τους αποτελεί απαραίτητη προϋπόθεση για την κατανόηση της λειτουργίας αλλά και της σχεδίασης φίλτρων σε υψηλές συχνότητες. Αρχικά αναφέρεται η βασική λειτουργία και οι εφαρμογές ενός φίλτρου, και στην συνέχεια οι διάφορες κατηγορίες όπως το χαμηλοπερατό, υψιπερατό, ζωνοπερατό και ζωνοφρακτικό καθώς και οι δύο πιο συνηθισμένοι τύποι σχεδίασης : Butterworth και Chebychev. Έπειτα περιγράφεται το πως μπορεί να διεξαχθεί με συστηματικό τρόπο η σχεδίαση οποιασδήποτε κατηγορίας και τύπος φίλτρου στην περίπτωση των χαμηλών συχνοτήτων, δεδομένων ορισμένων προδιαγραφών. Τα προηγούμενα έρχονται να πλαισιώσουν την συζήτηση που αφορά τον σχεδιασμό φίλτρων σε υψηλές συχνότητες. Η αναφορά στα φίλτρα χαμηλών συχνοτήτων είναι απαραίτητη καθώς υποστηρίζουν άμεσα την διαδικασία σύνθεσης φίλτρων υψηλών συχνοτήτων. Για την ακρίβεια ο σχεδιασμός και στις δύο περιπτώσεις ξεκινάει με τον ίδιο τρόπο, και στην συνέχεια μέσω διάφορων τεχνικών που αφορούν την φυσική υλοποίηση μπορεί να προσαρμοστεί το σχέδιο για υψηλές συχνότητες. Για αυτό τον λόγο εξετάζονται στο κεφάλαιο αυτό τρία σημαντικά στοιχεία για την σύνθεση φίλτρων σε υψηλές συχνότητες. Το πρώτο είναι η θεωρία των συζευγμένων γραμμών μεταφοράς. Το δεύτερο είναι οι αντιστροφείς αντίστασης/αγωγιμότητας. Το τρίτο και τελευταίο είναι η υλοποίηση συντονιστών με χρήση γραμμών μεταφοράς. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζεται η διαδικασία σχεδίασης ζωνοπερατών φίλτρων υψηλών συχνοτήτων μορφής edge-coupled και hairpin.

3.1 Η έννοια του φίλτρου & οι κατηγορίες

Τα φίλτρα είναι πολύ σημαντικά σε μια πληθώρα εφαρμογών. Για παράδειγμα μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε τροφοδοτικά για εξομάλυνση της τάσης έπειτα από ανόρθωση, πριν απο αναλογο-ψηφιακούς μετατροπείς(ADC) με σκοπό να αποφευχθούν φαινόμενα αναδίπλωσης φάσματος, σε ταλαντωτές για να απορρίψουν τις αρμονικές, αλλά ακόμα και σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα είτε στον πομπό για να μην παρεμβάλλει άλλους δέκτες με προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης και αρμονικών που προκύπτουν από ενισχυτές και μίκτες, είτε στον δέκτη για την βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου(SNR) και την απόρριψη ανεπιθύμητων σημάτων. Η κύρια ιδιότητα τους είναι ότι αποτρέπουν την ισχύ ορισμένων συχνοτήτων να διέλθει μέσα απο αυτά ενώ το επιτρέπουν στην ισχύ άλλων συχνοτήτων. Ανάλογα με το είδος της απόκρισης του φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας είναι δυνατό τα φίλτρα να χωριστούν σε τέσσερις βασικές κατηγορίες οι οποίες είναι το χαμηλοπερατό, το υψιπερατό, το ζωνοπερατό, και το ζωνοφρακτικό φίλτρο. Παρακάτω αναλύονται οι βασικές κατηγορίες φίλτρων :

- **Το χαμηλοπερατό φίλτρο :**

Έχει την ιδιότητα να διαβιβάζει στην έξοδο του σήματα με συχνότητες που ανήκουν σε μια ζώνη που εκτείνεται από το DC ($f = 0$ Hz) έως μια συχνότητα f_c , η οποία ονομάζεται συχνότητα αποκοπής. Η f_c αποτελεί την πρώτη προδιαγραφή που τίθεται για τον σχεδιασμό ενός χαμηλοπερατού φίλτρου και αντιστοιχεί συνήθως (αλλά όχι υποχρεωτικά) στην συχνότητα εκείνη που η ισχύς της στην έξοδο μειώνεται στο μισό της ισχύος της στην είσοδο. Η ζώνη που ορίζεται από την $f = 0$ Hz και $f = f_c$, ονομάζεται ζώνη διάβασης. Από την f_c έως μια άλλη συχνότητα μεγαλύτερη που θα συμβολίζεται με f_s καθορίζεται μια άλλη ζώνη συχνοτήτων που ονομάζεται ζώνη μετάβασης. Η f_s είναι πολύ σημαντική διότι αποτελεί την δεύτερη σημαντική προδιαγραφή που χρειάζεται για τον σχεδιασμό το φίλτρου. Η προδιαγραφή αυτή απαιτεί στην συχνότητα f_s ή απώλεια εισαγωγής να είναι μεγαλύτερη από έναν ορισμένο ποσό. Οι συχνότητες που είναι μεγαλύτερες από την f_s ορίζουν την ζώνη αποκοπής του φίλτρου.

- **Το υψιπερατό φίλτρο**

Το υψιπερατό φίλτρο μεταδίδει στην έξοδο του σήματα με ισχύ σε συχνότητες μεγαλύτερες από την συχνότητα αποκοπής f_c . Ως επιπλέον προδιαγραφή τίθεται να επιτυγχάνει περισσότερο ΠL από ένα προκαθορισμένο ποσό σε μια μικρότερη συχνότητα f_s .

- **Τα ζωνοπερατά φίλτρα**

Έχουν ζώνη διέλευσης εύρους Δ η οποία βρίσκεται γύρω από μια (κεντρική) γωνιακή συχνότητα ω_o . Τόσο το Δ όσο και το ω_o καθορίζονται από δύο συχνότητες αποκοπής ω_{c1} και ω_{c2} τέτοιες ώστε $0 < \omega_{c1} < \omega_{c2}$. Επίσης ορίζονται δύο επιπλέον συχνότητες $f_{s1} < f_{c1}$ και $f_{s2} > f_{c2}$, στις οποίες απαιτείται οι απώλειες εισαγωγής να είναι μεγαλύτερες ή ίσες από ένα προκαθορισμένο ποσό που αποφασίζουν οι προδιαγραφές. Οι Εξισώσεις (3.1) και (3.2) συνδέουν τις συχνότητες αποκοπής με την κεντρική συχνότητα ω_o και το κλασματικό εύρος ζώνης B :

$$\omega_o = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}} = 2\pi\sqrt{f_{c1}f_{c2}} \quad (3.1)$$

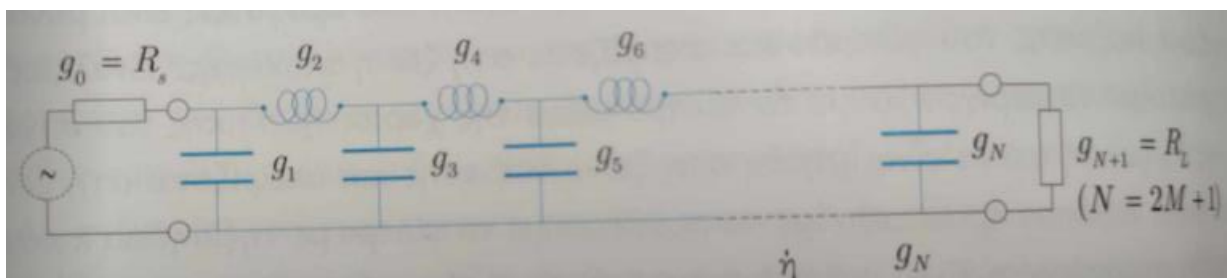
$$B = \frac{\Delta}{\omega_o} = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_o} = \frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}} = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{\sqrt{f_{c1}f_{c2}}} \quad (3.2)$$

- **Τα ζωνοφρακτικά φίλτρα**

Απορρίπτουν συχνότητες που βρίσκονται εντός μιας ζώνης συχνοτήτων εύρους Δ το οποίο βρίσκεται γύρω από μια κεντρική συχνότητα ω_o . Το εύρος ζώνης Δ καθορίζεται από τις συχνότητες αποκοπής ω_{c1} και ω_{c2} οι οποίες προσδιορίζονται από τις προδιαγραφές.

3.2 Σχεδιασμός φίλτρων χαμηλών συχνοτήτων – Πρότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο

Ο σχεδιασμός οποιασδήποτε κατηγορίας φίλτρου έχει ως αφετηρία τον σχεδιασμό ενός πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου. Η κυκλωματική μορφή ενός τέτοιου φίλτρου φαίνεται στην Εικόνα 3.1. Για απλοποίηση τα στοιχεία κανονικοποιούνται έτσι ώστε η συχνότητα αποκοπής να είναι μονάδα. Τα στοιχεία που αποτελούν το κύκλωμα αυτό συμβολίζονται με g_n , με το n να παίρνει τιμές από 0 έως N , όπου ο αριθμός N συμβολίζει την τάξη του φίλτρου. Πρόκειται για μια σημαντική παράμετρο καθώς όσο πιο μεγάλη είναι η τάξη τόσο πιο στενή μπορεί να είναι η ζώνη μετάβασης και τόσο πιο μεγάλη απόρριψη μπορεί να επιτευχθεί στην συχνότητα f_s . Ωστόσο αυτό έχει αντίκτυπο στην περιπλοκότητα υλοποίησης και στο κόστος του φίλτρου. Όπως γίνεται αντιληπτό, εφόσον η υλοποίηση οποιασδήποτε κατηγορίας φίλτρου βασίζεται στον σχεδιασμό ενός πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου, οι προδιαγραφές που τίθενται σε συνδυασμό με τον τύπο του φίλτρου που επιλέγεται καθορίζουν την απαιτούμενη τάξη N και τις τιμές των στοιχείων g_n . Οι διαθέσιμοι τύποι σχεδιασμού αναλύονται στην συνέχεια.



Εικόνα 3.1 : Μορφή πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου. [48]

3.3 Τύποι φίλτρων

Αφού επιλεγθεί η κατηγορία του φίλτρου, πρέπει να επιλεγθεί τι τύπος σχεδίασης θα χρησιμοποιηθεί. Αυτός καθορίζεται από τις προδιαγραφές που οφείλει να πληρεί το φίλτρο, οι οποίες σχετίζονται με παράγοντες όπως πόσο απότομη πρέπει να είναι η μετάβαση από την ζώνη διέλευσης στην ζώνη αποκοπής ή εάν χρειάζεται γραμμική απόκρισης φάσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι τα παθητικά φίλτρα χαμηλών συχνοτήτων υλοποιούνται συνήθως από πυκνωτές και πηνία για να μην υπάρχουν απώλειες. Τα κυκλώματα αυτά μπορούν να αναπαρασταθούν ως ένα δίθυρο δικτύωμα και να χαρακτηριστούν πλήρως από τις S παραμέτρους. Επειδή ένα τέτοιο δίθυρο είναι αμοιβαίο κιόλας, αρκεί η γνώση της συνάρτησης μεταφοράς $S_{21}(j\omega)$ για να προσδιοριστεί πλήρως. Συγκεκριμένα ενδιαφέρει η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος που δίνεται από την Εξίσωση (3.3) [48] :

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{L(\omega)} = \frac{1}{1 + k^2 F_N^2(\omega)} \quad (3.3)$$

Η ποσότητα $L(\omega)$ είναι η απώλεια εισαγωγής ισχύος (insertion loss) ενώ η $F_N(\omega)$ ονομάζεται χαρακτηριστική συνάρτηση και είναι γενικά ρητή και εξαρτάται από τον τύπο σχεδίασης που έχει επιλεγθεί.

3.3.1 Σχεδίαση τύπου Butterworth

Η σχεδίαση φίλτρου τύπου Butterworth, γνωστή και ως Maximally flat, προσφέρει το πλεονέκτημα πως έχει επίπεδη συνάρτηση μεταφοράς ισχύος στην ζώνη διέλευσης. Αυτή δίνεται από την Εξίσωση (3.4) [48]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + k^2 \Omega^{2N}} \quad (3.4)$$

Η συνήθης προδιαγραφή είναι στην συχνότητα αποκοπής Ω_c η ισχύς στην έξοδο να είναι ίση με το μισό της ισχύος στην είσοδο, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα. Για $\Omega = \Omega_c = 1$ λοιπόν προκύπτει άμεσα πως πρέπει $k = 1$ έτσι ώστε $|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{2}$. Η τάξη του φίλτρου καθορίζεται από την Εξίσωση (3.5) η οποία προκύπτει από την απαίτηση να ισχύει για $\Omega = \Omega_s$ η προδιαγραφή:

$$1 + k^2 \Omega_s^{2N} \geq L_s \quad (3.5)$$

Δηλαδή οι απώλειες εισαγωγής ισχύος να είναι μεγαλύτερες ή ίσες από L_s .

$$N \geq \frac{\log\left(10^{\frac{L_s(dB)}{10}} - 1\right)}{2 \log \Omega_s} \quad (3.6)$$

Οι παράμετροι των στοιχείων του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου για τον τύπο Butterworth δίνονται από τις Εξισώσεις (3.7), (3.8) και (3.9):

$$g_0 = 1 \quad (3.7)$$

$$g_n = 2 \cdot \sin\left(\frac{2n-1}{2N} \pi\right), n = 1, \dots, N \quad (3.8)$$

$$g_{N+1} = 1 \quad (3.9)$$

3.3.2 Σχεδίαση τύπου Chebyshev

Στην σχεδίαση τύπου Chebyshev μπορεί να πραγματοποιηθεί πιο απότομη μετάβαση από την ζώνη διέλευσης στην ζώνη αποκοπής σε σχέση με την σχεδίαση τύπου Butterworth για ίδια τάξη φίλτρου, ή ισοδύναμα να επιτευχθεί η ίδια προδιαγραφή για τις απώλειες εισαγωγής στην συχνότητα f_s αλλά με μικρότερη τάξη από αυτή που απαιτείται στην περίπτωση του Butterworth. Το μειονέκτημα ωστόσο είναι ότι υπάρχει κυμάτωση στην ζώνη διέλευσης. Πάρα αυτά έστω και με μια μικρή σχετικά κυμάτωση μπορεί να μειωθεί σημαντικά η απαιτούμενη τάξη του φίλτρου. Η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος δίνεται από την σχέση [48]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + k^2 T_N^2(\Omega)} \quad (3.10)$$

Όπου T με δείκτη N συμβολίζεται το πολυώνυμο Chebyshev βαθμού N . Επειδή για $|\Omega| < 1$ τα πολυώνυμα Chebyshev παίρνουν τιμές μεταξύ -1 και 1 , προκύπτει ότι η μέγιστη τιμή απωλειών εισαγωγής θα είναι :

$$L_r = 1 + k^2 \quad (3.11)$$

Οπότε για δεδομένη προδιαγραφή απωλειών εισαγωγής, για δεδομένη κυμάτωση δηλαδή στην ζώνη διέλευσης, το k λαμβάνει τιμή :

$$k = \sqrt{10^{\frac{L_r(dB)}{10}} - 1} \quad (3.12)$$

Η τάξη του φίλτρου βρίσκεται όμοια με την περίπτωση των φίλτρων Butterworth από την προδιαγραφή των απωλειών εισαγωγής ισχύος στην συχνότητα Ω_s όπου θα πρέπει να ισχύει :

$$1 + k^2 T_N^2(\Omega) \geq L_s \quad (3.13)$$

και αντικαθιστώντας στην προηγούμενη σχέση :

$$T_N(x) = \cosh(N \cosh^{-1}(x)) \quad (3.14)$$

μπορεί να βρεθεί η απαιτούμενη τάξη του φίλτρου ως :

$$N \geq \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{\frac{L_s(dB)}{10}} - 1}{10^{\frac{L_r(dB)}{10}} - 1}} \right)}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} \quad (3.15)$$

Οι παράμετροι των στοιχείων για την κατασκευή του πρότυπου χαμηλοπερατού δίνονται από τις σχέσεις :

$$g_0 = 1 \quad (3.16)$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin \left(\frac{\pi}{2N} \right) \quad (3.17)$$

$$g_n = \frac{1}{g_{n-1}} \frac{4 \cdot \sin \left(\frac{2n-1}{2N} \pi \right) \sin \left(\frac{2n-3}{2N} \pi \right)}{\gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{n-1}{N} \pi \right)}, n = 2, \dots, N \quad (3.18)$$

$$g_{N+1} = 1, \text{ αν } N \text{ περιττος ή} \quad (3.19)$$

$$g_{N+1} = \coth^2 \left(\frac{\beta}{4} \right), \text{ αν } N \text{ άρτιος} \quad (3.20)$$

Όπου :

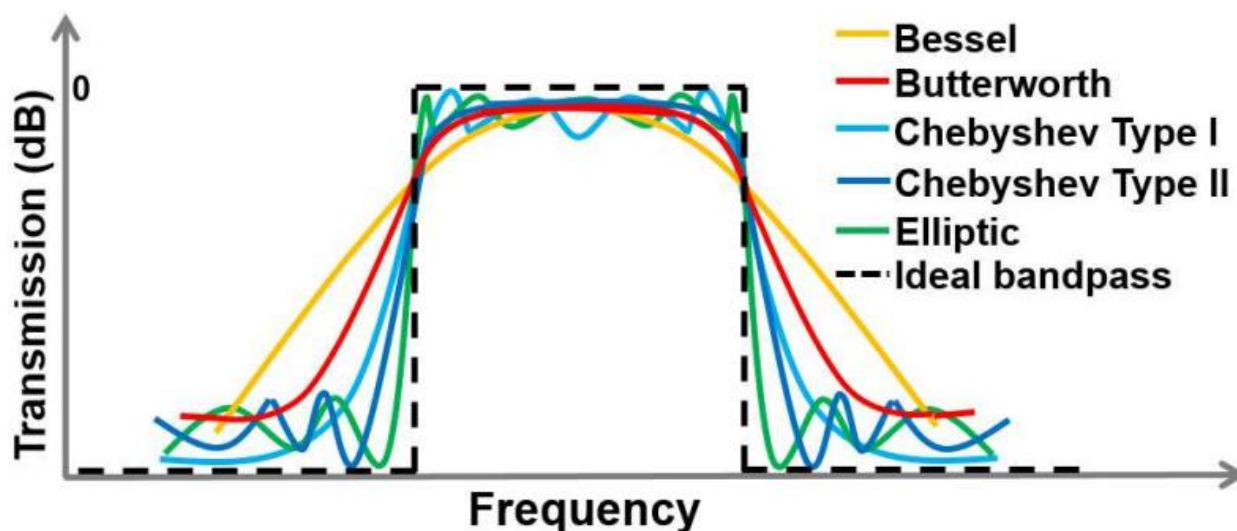
$$\beta = \ln \left[\frac{\coth(L_r(dB))}{17.37} \right] \quad (3.21)$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2N} \right) \quad (3.22)$$

3.3.3 Άλλοι τύποι φίλτρων

Άλλοι τύποι φίλτρων που αξίζει να αναφερθούν είναι τα ελλειπτικά φίλτρα (γνωστά και ως φίλτρα cauer) τα οποία παρουσιάζουν κυμάτωση τόσο στην ζώνη διέλευσης αλλά και στην ζώνη αποκοπής. Το πλεονέκτημα τους είναι ότι έχουν την πιο απότομη μετάβαση από την ζώνη διέλευσης στην ζώνη αποκοπής σε σχέση με όλα τα υπόλοιπα φίλτρα για την ίδια τάξη. Είναι δυνατό να ορίσει κανείς

ανεξάρτητα την κυμάτωση σε κάθε ζώνη ή εάν την διατηρηθεί ίδια είναι δυνατό να καταστεί το φίλτρο όσο λιγότερο ευαίσθητο γίνεται σε τυχόν μεταβολές των στοιχείων του. Τέλος αναφέρονται και τα φίλτρα Bessel τα οποία παρουσιάζουν την πιο σταθερή καθυστέρηση ομάδας σε σχέση με τα υπόλοιπα φίλτρα. Το μειονέκτημα όμως είναι ότι έχουν την πιο αργή μετάβαση από την ζώνη διέλευσης στην ζώνη αποκοπής για ίδια τάξη σε σχέση με τα άλλα φίλτρα. Το πλεονέκτημα τους είναι ότι δεν παραμορφώνουν σήματα μεγάλου εύρους ζώνης.



Εικόνα 3.2 : Καμπύλες απόκρισης συχνότητας για διάφορα είδη φίλτρων. [77]

3.4 Σύνθεση άλλων κατηγοριών φίλτρου

Για την σύνθεση του τελικού φίλτρου απαιτούνται δύο ακόμα στάδια. Το πρώτο από αυτά τα στάδια αφορά την μετατροπή του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου σε οποιαδήποτε άλλη κατηγορία και συχνότητα αποκοπής είναι επιθυμητή μέσω της χρήσης κατάλληλου μετασχηματισμού συχνότητας. Το δεύτερο στάδιο είναι ένας μετασχηματισμός αντιστάσεων ώστε το φίλτρο να έχει ίδια συμπεριφορά όταν αντί για κανονικοποιημένη αντίσταση πηγής θεωρείται αντίσταση πηγής Z_0 .

3.4.1 Μετασχηματισμός συχνότητας

Ο μετασχηματισμός συχνότητας βοηθάει στο να τροποποιηθεί το πρότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο σε μια άλλη κατηγορία φίλτρου όπως υψιπερατό, ζωνοπερατό ή ζωνοφρακτικό. Στον παρακάτω πίνακα δίνονται οι μετασχηματισμοί αυτοί από το πεδίο της κανονικοποιημένης συχνότητας Ω στο πεδίο της συχνότητας ω :

Πίνακας 3.1 : Μετασχηματισμοί κανονικοποιημένης συχνότητας για υλοποίηση διαφορετικών κατηγοριών φίλτρων. [48]

Αντιστοίχιση κανονικοποιημένης συχνότητας : $\Omega \rightarrow \omega$	Στο Χαμηλοπερατό	Στο Υψιπερατό	Στο Ζωνοπερατό	Στο Ζωνοφρακτικό
Ω	$\frac{\omega}{\omega_c}$	$-\frac{\omega_c}{\omega}$	$\frac{1}{B} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right)$	$\frac{B}{\frac{\omega_o}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_o}}$

Οι μετασχηματισμοί του Πίνακα 3.1 επιβάλλουν την μετατροπή των στοιχείων του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου στα ισοδύναμα στοιχεία στο πεδίο της συχνότητας ω λόγω της αντικατάστασης σε κάθε αντίδραση του Ω με τον τύπο που του αντιστοιχεί για την κάθε κατηγορία φίλτρου που υλοποιείται στην εκάστοτε περίπτωση. Οι κανόνες για αυτές τις μετατροπές συνοψίζονται στον Πίνακα 3.2 :

Πίνακας 3.2 : Μετασχηματισμοί στοιχείων πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου ανάλογα με την επιθυμητή κατηγορία του φίλτρου προς υλοποίηση. [48]

Για μετατροπή από πρότυπο χαμηλοπερατό	Σε Χαμηλοπερατό	Σε Υψιπερατό	Σε Ζωνοπερατό	Σε Ζωνοφρακτικό
Οι αυτεπαγωγές g_n :	Παραμένουν αυτεπαγωγές με τιμές : $L_n = \frac{g_n}{\omega_c}$	Αλλάζουν σε χωρητικότητες με τιμές : $C_n = \frac{1}{\omega_c g_n}$	Αλλάζουν σε εν σειρά αυτεπαγωγή και χωρητικότητα με τιμές : $L^s_n = \frac{g_n}{\omega_o B}$ $C^s_n = \frac{B}{\omega_o g_n}$	Αλλάζουν σε εν παραλλήλω αυτεπαγωγή και χωρητικότητα με τιμές: $L^p_n = \frac{B g_n}{\omega_o}$ $C^p_n = \frac{1}{\omega_o B g_n}$

Οι χωρητικότητες g_n :	Παραμένουν χωρητικότητες με τιμές : $C_n = \frac{g_n}{\omega_c}$	Αλλάζουν σε αυτεπαγωγές με τιμές : $L_n = \frac{1}{\omega_c g_n}$	Αλλάζουν σε εν παραλλήλω αυτεπαγωγή και χωρητικότητα με τιμές : $L^p_n = \frac{B}{\omega_o g_n}$ $C^p_n = \frac{g_n}{\omega_o B}$	Αλλάζουν σε εν σειρά αυτεπαγωγή και χωρητικότητα με τιμές: $L^s_n = \frac{B g_n}{\omega_o}$ $C^s_n = \frac{1}{\omega_o B g_n}$
--------------------------	---	--	---	--

3.4.2 Μετασχηματισμός αντιστάσεων

Για αποκανονικοποίηση της αντίστασης της πηγής αλλά και των παραμέτρων των στοιχείων, χρειάζεται να εισαχθεί ένας ακόμα μετασχηματισμός. Αυτός ορίζεται βάσει του παράγοντα κλιμάκωσης ως :

$$\gamma_o = \begin{cases} \frac{Z_o}{g_o}, & \text{αν } g_o \text{ αντίσταση} \\ \frac{g_o}{Y_o}, & \text{αν } g_o \text{ αγωγιμότητα} \end{cases} \quad (3.23)$$

Έτσι με τους μετασχηματισμούς της Εξίσωσης (3.24) :

$$L \rightarrow \gamma_o L, C \rightarrow \frac{C}{\gamma_o}, R \rightarrow \gamma_o R, G \rightarrow \frac{G}{\gamma_o} \quad (3.24)$$

Λαμβάνεται η τελική μορφή του φίλτρου που είναι επιθυμητό να σχεδιαστεί. Επειδή τόσο για σχεδίαση τύπου Butterworth όσο και για σχεδίαση τύπου Chebyshev είναι $g_o = 1$, ισχύει ότι ο παράγοντας κλιμάκωσης είναι ίσος με Z_o (αδιάστατο). Οπότε οι μετατροπές των στοιχείων και των παραμέτρων του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου για την υλοποίηση των διάφορων κατηγοριών συνοψίζονται στον παρακάτω πίνακα :

Πίνακας 3.3 : Τελικοί μετασχηματισμοί στοιχείων για αντίσταση πηγής (Z_o). [48]

Για μετατροπή από πρότυπο χαμηλοπερατό	Στο τελικό Χαμηλοπερατό	Στο τελικό Υψιπερατό	Στο τελικό Ζωνοπερατό	Στο τελικό Ζωνοφρακτικό
--	-------------------------	----------------------	-----------------------	-------------------------

<p>Οι αυτεπαγωγές g_n:</p>	<p>Παραμένουν αυτεπαγωγές με τιμές :</p> $L_n = \frac{Z_o g_n}{\omega_c}$	<p>Αλλάζουν σε χωρητικότητες με τιμές :</p> $C_n = \frac{1}{\omega_c Z_o g_n}$	<p>Αλλάζουν σε εν σειρά αυτεπαγωγή και χωρητικότητα με τιμές :</p> $L_n^s = \frac{Z_o g_n}{\omega_o B}$ $C_n^s = \frac{B}{\omega_o Z_o g_n}$	<p>Αλλάζουν σε εν παραλλήλω αυτεπαγωγή και χωρητικότητα με τιμές:</p> $L_n^p = \frac{B g_n Z_o}{\omega_o}$ $C_n^p = \frac{1}{\omega_o Z_o B g_n}$
<p>Οι χωρητικότητες g_n:</p>	<p>Παραμένουν χωρητικότητες με τιμές :</p> $C_n = \frac{g_n}{\omega_c Z_o}$	<p>Αλλάζουν σε αυτεπαγωγές με τιμές :</p> $L_n = \frac{Z_o}{\omega_c g_n}$	<p>Αλλάζουν σε εν παραλλήλω αυτεπαγωγή και χωρητικότητα με τιμές :</p> $L_n^p = \frac{B}{\omega_o g_n}$ $C_n^p = \frac{g_n}{\omega_o Z_o B}$	<p>Αλλάζουν σε εν σειρά αυτεπαγωγή και χωρητικότητα με τιμές:</p> $L_n^s = \frac{B g_n Z_o}{\omega_o}$ $C_n^s = \frac{1}{\omega_o Z_o B g_n}$

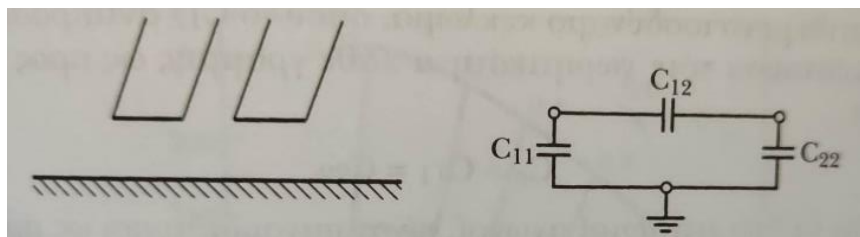
3.5 Φίλτρα σε υψηλές συχνότητες

Έως τώρα παρουσιάστηκε η θεωρία που διέπει την συστηματική προσέγγιση για τον σχεδιασμό φίλτρων σε χαμηλές συχνότητες. Όπως έχει ήδη αναφερθεί νωρίτερα η υλοποίηση συγκεντρωμένων κυκλωματικών στοιχείων σε συχνότητες μεγαλύτερες του 1GHz δεν είναι πρόσφορη καθώς η λειτουργία τους υποβαθμίζεται σε σημαντικό βαθμό απο παρασιτικά φαινόμενα. Αντί αυτών λοιπόν γίνεται χρήση κατανεμημένων στοιχείων όπως γραμμές μεταφοράς. Υπάρχει μια σειρά τεχνικών που μπορεί να εφαρμόσει κάποιος για να καταλήξει σε κατάλληλες και εύχρηστες μορφές ισοδύναμων κυκλωμάτων που υλοποιούνται εύκολα με γραμμές μεταφοράς. Για παράδειγμα στα χαμηλοπερατά φίλτρα μπορεί να αποδειχθεί ότι γραμμές μικρού μήκους(μικρότερο από $\pi/4$) μπορούν να αναπαρασταθούν από T ισοδύναμα κυκλώματα. Επιλέγοντας μεγάλες και μικρές χαρακτηριστικές αντιστάσεις μάλιστα αυτά τα T μπορούν να υλοποιήσουν αντίστοιχα πηνία σε σειρά και πυκνωτές παράλληλα. Μια άλλη τεχνική είναι η υλοποίηση χωρητικοτήτων και αυτεπαγωγών με ανοικτοκυκλωμένες και βραχυκυκλωμένες γραμμές μήκους $\lambda/8$, και ρύθμιση της τιμής της χωρητικότητας και της αυτεπαγωγής μέσω της χαρακτηριστικής αντίστασης(μετασχηματισμός Richard). Έπειτα με χρήση ταυτοτήτων kuroda μετασχηματίζονται τα εν σειρά στοιχεία σε παράλληλα και εισάγονται γραμμές $\lambda/8$ για την χωρική απομάκρυνση των στελεχών που προκύπτουν

ώστε να είναι πιο εύκολη η φυσική υλοποίηση με γραμμές τύπου μικροταινίας. Ωστόσο μπορούν να αξιοποιηθούν και άλλες ιδιότητες των γραμμών μεταφοράς όπως για παράδειγμα το φαινόμενο της σύζευξης μεταξύ τους. Παρακάτω αναλύονται απαραίτητες έννοιες όπως αυτή των συζευγμένων γραμμών, του αντιστροφέα αντίστασης/αγωγιμότητας, αλλά και οι τρόποι υλοποίησης γνωστών κυκλωμάτων όπως συντονιστές LC με γραμμές μεταφοράς. Ο σκοπός είναι να υπάρξει το κατάλληλο πλαίσιο για την κατανόηση της σχεδίασης ζωνοπερατών φίλτρων σε χιλιοστομετρικές συχνότητες.

3.5.1 Συζευγμένες γραμμές μεταφοράς - εισαγωγή

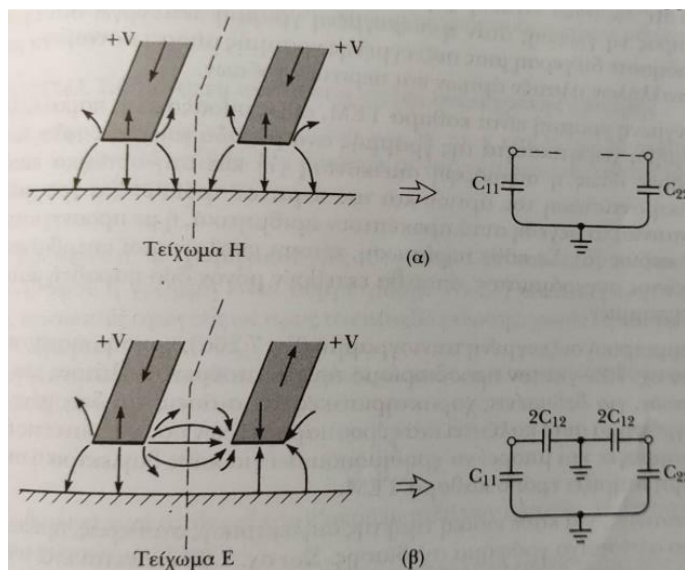
Δύο γραμμές που βρίσκονται αρκετά κοντά μεταξύ τους μπορούν να θεωρηθούν συζευγμένες καθώς τα ηλεκτρομαγνητικά πεδία που δημιουργεί η καθεμία κατά την τροφοδοσία της επηρεάζουν την άλλη. Συνήθως υπάρχει και ένας τρίτος αγωγός που αποτελεί την γείωση στην περίπτωση TEM ή σχεδόν TEM ρυθμού. Τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά της διάταξης των συζευγμένων γραμμών εξαρτώνται από την φασική ταχύτητα και τις χωρητικότητες μεταξύ των αγωγών [53].



Εικόνα 3.3 : Παράδειγμα συζευγμένων γραμμών μικροταινίας αριστερά με το ισοδύναμο κύκλωμα δεξιά.

[53]

Με C_{11} συμβολίζεται η χωρητικότητα της γραμμής 1 με την γη, απουσία του αγωγού 2, ενώ με C_{12} συμβολίζεται η χωρητικότητα μεταξύ της γραμμής 1 και 2 απουσία του αγωγού γείωσης. Εάν οι γραμμές 1 και 2 είναι γεωμετρικά ίδιες και απέχουν το ίδιο από την γείωση, τότε $C_{11} = C_{22}$. Για την ανάλυση της λειτουργίας ενός ζεύγους συζευγμένων γραμμών αρκεί η μελέτη του άρτιου και του περιττού τρόπου διέγερσης(οι βασικοί τρόποι διέγερσης είναι όσοι και οι αγωγοί). Στην άρτια διέγερση και οι δύο γραμμές διεγείρονται από ομόρροπα ρεύματα ίδιου πλάτους. Στην περιττή διέγερση, οι γραμμές διεγείρονται από αντίρροπα ρεύματα ίδιου πλάτους. Οποιαδήποτε μορφή διέγερσης μπορεί να γραφτεί ως γραμμικός συνδυασμός μιας άρτιας και μιας περιττής διέγερσης(για περίπτωση δύο αγωγών).



Εικόνα 3.4 : Άρτια και περιττή διέγερση συζευγμένων γραμμών τύπου μικροταινίας με τα ισοδύναμα κυκλώματα δεξιά. [53]

Στην περίπτωση του άρτιου τρόπου : δεν υπάρχει ροή ρεύματος μεταξύ των γραμμών 1 και 2 και το πεδίο έχει άρτια συμμετρία ως προς το επίπεδο συμμετρίας. Οπότε η χωρητικότητα C_{12} αντικαθίσταται με ανοικτοκύκλωμα. Η χωρητικότητα μεταξύ των γραμμών και της γης είναι :

$$C_e = C_{11} = C_{22} \quad (3.25)$$

Ως εκ τούτου η άρτια χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής είναι :

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e C_e}}{C_e} = \frac{1}{u_p C_e} \quad (3.26)$$

Στην περίπτωση του περιττού τρόπου : το πεδίο έχει περιττή συμμετρία ως προς το επίπεδο συμμετρίας, όπου και η τάση μηδενίζεται (στο σχήμα στο β θα έπρεπε να είναι $-V$ για τον αγωγό 2). Οπότε η χωρητικότητα C_{12} μπορεί να αντικατασταθεί με δύο χωρητικότητες $2C_{12}$ γειωμένες στο ένα τους άκρο. Επομένως η χωρητικότητα κάθε γραμμής ως προς την γείωση θα είναι :

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} \quad (3.27)$$

Εν τέλει η περιττή χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής θα είναι :

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{\sqrt{L_o C_o}}{C_o} = \frac{1}{u_p C_o} \quad (3.28)$$

Στην περίπτωση καθαρά TEM γραμμών όπως στην ταινιογραμμή ή σε ένα ομοαξονικό καλώδιο, οι χωρητικότητες του άρτιου και του περιττού τρόπου μπορούν να υπολογιστούν αναλυτικά με

μεθόδους όπως ο σύμμορφος μετασχηματισμός. Όμως για quasi-TEM τρόπο απαιτούνται αριθμητικές τεχνικές.

3.5.1.1 Συζευγμένες γραμμές μεταφοράς – Μαθηματική μελέτη

Η απόδειξη των παραπάνω μπορεί να προκύψει και μέσω μιας μαθηματικής προσέγγισης για αυθαίρετο αριθμό αγωγών N , στην περίπτωση ιστροπικού διηλεκτρικού, με αγωγό και διηλεκτρικό χωρίς απώλειες. Οι εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα των συζευγμένων γραμμών γράφονται τότε ως [48]:

$$\frac{dV}{dz} = -j\omega LI \quad (3.29)$$

$$\frac{dI}{dz} = -j\omega CV \quad (3.30)$$

Οι εξισώσεις αυτές είναι αντίστοιχες με τις Εξισώσεις (2.76) και (2.77) για $R=G=0$. Τα διανύσματα V και I αναπαριστούν τα διανύσματα τάσης και ρεύματος που περιέχουν την τάση και το ρεύμα σε κάθε γραμμή. Τα L και C είναι συμμετρικοί πίνακες, με τον L να περιέχει τις αυτεπαγωγές κάθε γραμμής(διαγώνια στοιχεία) και τις αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ των γραμμών, ενώ ο C τις χωρητικότητες κάθε γραμμής με τον αγωγό της γης(διαγώνια στοιχεία) αλλά και τις χωρητικότητες μεταξύ των γραμμών. Παραγωγίζοντας ως προς z την Εξίσωση (3.29) :

$$\frac{d^2V}{dz^2} = -j\omega L \frac{dI}{dz} \quad (3.31)$$

Αντικαθιστώντας την παράγωγο του ρεύματος από τις πιο πάνω :

$$\frac{d^2V}{dz^2} = -\omega^2 LCV \quad (3.32)$$

Επειδή οι πίνακες L και C είναι συμμετρικοί με τα διαγώνια στοιχεία τους να είναι ίσα μεταξύ τους για τον καθένα, και το γινόμενο τους LC θα είναι συμμετρικός πίνακας. Οπότε σύμφωνα με το θεώρημα ανάλυσης ιδιοτιμών αυτός ο πίνακας μπορεί να διαγωνοποιηθεί με μετασχηματισμό ομοιότητας ως εξής :

$$A = LC = QDQ^{-1} \quad (3.33)$$

Η Εξίσωση (3.32) τώρα γίνεται :

$$\frac{d^2V}{dz^2} = -\omega^2 QDQ^{-1}V \quad (3.34)$$

Πολλαπλασιάζοντας με τον Q^{-1} από αριστερά :

$$\frac{d^2 Q^{-1}V}{dz^2} + \omega^2 D Q^{-1}V = 0 \quad (3.35)$$

Και θεωρώντας :

$$V' = Q^{-1}V \quad (3.36)$$

Η Εξίσωση (3.35) γράφεται :

$$\frac{d^2 V'}{dz^2} + \omega^2 D V' = 0 \quad (3.37)$$

Η Εξίσωση (3.37) ισοδυναμεί με N κυματικές εξισώσεις. Οπότε υπάρχουν N τρόποι διάδοσης κύματος, καθένας από τους οποίους αντιστοιχεί σε πλάτη τάσης V στην κάθε γραμμή με συγκεκριμένη αναλογία μεταξύ τους. Πρέπει να σημειωθεί ότι κάθε ρυθμός διαδίδεται γενικά με διαφορετική μιγαδική σταθερά διάδοσης και επίσης ότι μπορεί να έχει μορφή TEM/quasi-TEM ή άλλη μορφή που αντιστοιχεί σε ανώτερης τάξης ρυθμό. Για διάδοση μόνο ενός ρυθμού, του i πρέπει $V'_j = 0$, για κάθε j διάφορο του i . Αυτό σημαίνει ότι η τάση της k γραμμής υπολογίζονται ως :

$$V_k = Q_{ki} V'_i, \quad k = 1, 2 \dots N \quad (3.38)$$

Όπου οι συντελεστές Q_{ki} αντιστοιχούν στα στοιχεία της i στήλης του πίνακα Q ο οποίος αποτελείται από τα ιδιοδιανύσματα του πίνακα A . Ο πίνακας D από την άλλη είναι διαγώνιος με όρους λ_i , που είναι οι ιδιοτιμές του πίνακα A . Για τις μιγαδικές σταθερές μετάδοσης είναι φανερό πως ισχύει κατ'αναλογία με την περίπτωση της μιας γραμμής :

$$\gamma_i = j\beta_i = j\omega\sqrt{\lambda_i} \quad (3.39)$$

Οπότε οι λύσεις για την τάση μπορούν να γραφτούν ως :

$$V' = V'_+ e^{-Hz} + V'_- e^{Hz} \quad (3.40)$$

Όπου ο πίνακας H είναι διαγώνιος με στοιχεία τις μιγαδικές σταθερές διάδοσης γ_i του κάθε ρυθμού και V'_+ , V'_- τα διανύσματα με τα πλάτη των οδεύοντων και των ανακλώμενων κυμάτων. Το ρεύμα μπορεί να βρεθεί από την Εξίσωση (3.29) ως εξής :

$$I = j \frac{L^{-1} dV}{\omega dz} = j \frac{L^{-1} Q dV'}{\omega dz} = j \frac{L^{-1} Q}{\omega} (-H e^{-Hz} V'_+ + H e^{Hz} V'_-) \Rightarrow \quad (3.41)$$

$$\mathbf{I} = j \frac{\mathbf{L}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{H}}{\omega} e^{Hz} \mathbf{V}'_- - j \frac{\mathbf{L}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{H}}{\omega} e^{-Hz} \mathbf{V}'_+ \quad (3.42)$$

Για το κύμα ρεύματος που διαδίδεται προς την θετική κατεύθυνση του άξονα z ισχύει :

$$\mathbf{I}_+ = -j \frac{\mathbf{L}^{-1} \mathbf{Q} \mathbf{H} \mathbf{Q}^{-1}}{\omega} \mathbf{V}'_+ \quad (3.43)$$

Οπότε μπορεί να οριστεί ο πίνακας χαρακτηριστικής αντίστασης ως:

$$\mathbf{Z}_c = j\omega \mathbf{Q} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{L} \quad (3.44)$$

3.5.1.2 Συζευγμένες γραμμές δύο αγωγών

Εάν υπολογιστούν τα ιδιοδιανύσματα για την περίπτωση δύο αγωγών, οι τάσεις των αγωγών V_1 και V_2 μπορούν να βρεθούν ως :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \mathbf{Q} \mathbf{V}' = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1' \\ V_2' \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} V_1' + V_2' \\ V_1' - V_2' \end{pmatrix} = \frac{V_1'}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} + \frac{V_2'}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} \quad (3.45)$$

Για διάδοση μόνο του πρώτου ρυθμού, πρέπει $V_2' = 0$, οπότε :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}_e = \frac{V_1'}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} = V_e \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (3.46)$$

Για διάδοση μόνο του δεύτερου ρυθμού, πρέπει $V_1' = 0$, οπότε :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix}_o = \frac{V_2'}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} = V_o \begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} \quad (3.47)$$

Οπότε οι τάσεις στις δύο γραμμές δίνονται ως εξής :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_e + V_o \\ V_e - V_o \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

Για αυτό τον λόγο ο πρώτος ρυθμός καλείται άρτιος(συμμετρική διέγερση), και ο δεύτερος περιττός. Οι πίνακες \mathbf{L} , \mathbf{C} , $\mathbf{A} = \mathbf{LC}$, ο πίνακας \mathbf{Q} με τα ιδιοδιανύσματα του \mathbf{A} , τα ιδιοδιανύσματα λ_1 και λ_2 του \mathbf{A} οι σταθερές διάδοσης β_1 , β_2 , ο πίνακας χαρακτηριστικών αντιστάσεων \mathbf{Z}_c αλλά και η χαρακτηριστική αντίσταση του άρτιου και περιττού ρυθμού για την περίπτωση δύο συζευγμένων γραμμών δίνονται παρακάτω :

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_s \end{pmatrix}, \mathbf{C} = \begin{pmatrix} C_s & C_m \\ C_m & C_s \end{pmatrix}, \mathbf{A} = \begin{pmatrix} L_s C_s + L_m C_m & L_s C_m + L_m C_s \\ L_s C_m + L_m C_s & L_s C_s + L_m C_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_s & A_m \\ A_m & A_s \end{pmatrix} \quad (3.49)$$

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \lambda_1 = A_s + A_m, \lambda_2 = A_s - A_m \quad (3.50)$$

$$\mathbf{Z}_c = \begin{pmatrix} Z_{c,s} & Z_{c,m} \\ Z_{c,m} & Z_{c,s} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{L_s + L_m}{C_s + C_m}} + \sqrt{\frac{L_s - L_m}{C_s - C_m}} & \sqrt{\frac{L_s + L_m}{C_s + C_m}} - \sqrt{\frac{L_s - L_m}{C_s - C_m}} \\ \sqrt{\frac{L_s + L_m}{C_s + C_m}} - \sqrt{\frac{L_s - L_m}{C_s - C_m}} & \sqrt{\frac{L_s + L_m}{C_s + C_m}} + \sqrt{\frac{L_s - L_m}{C_s - C_m}} \end{pmatrix} \quad (3.51)$$

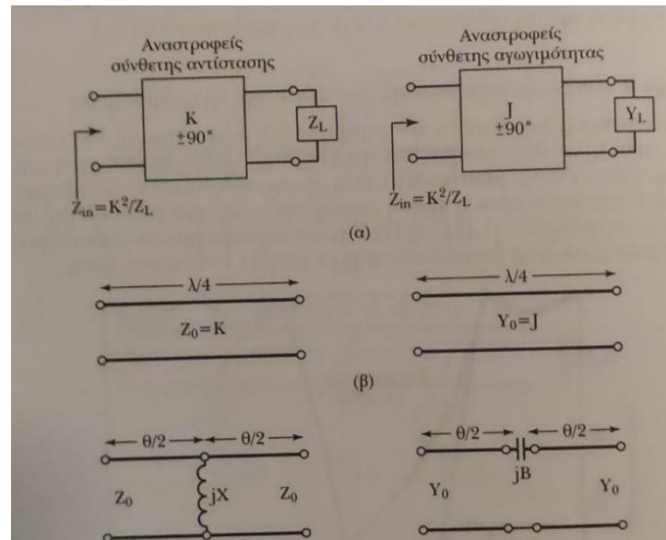
$$Z_{0,e} = Z_{c,s} + Z_{c,m} = \sqrt{\frac{L_s + L_m}{C_s + C_m}}, \quad Z_{0,o} = Z_{c,s} - Z_{c,m} = \sqrt{\frac{L_s - L_m}{C_s - C_m}} \quad (3.52)$$

3.5.2 Αντιστροφείς σύνθετης αντίστασης & αγωγιμότητας

Μια σημαντική απαίτηση κατά την υλοποίηση φίλτρων σε υψηλές συχνότητες, ιδίως όταν ο σχεδιασμός γίνεται με μικροταινίες, είναι η ύπαρξη μόνο παράλληλων συνδέσεων. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί με μεθόδους όπως η εφαρμογή των ταυτοτήτων Kuroda, ή με χρήση αντιστροφέων σύνθετης αντίστασης & αγωγιμότητας. Η αντιστροφή υπονοείται πως γίνεται ως προς κάποια χαρακτηριστική αντίσταση K ή χαρακτηριστική αγωγιμότητα J . Η αγωγιμότητα εισόδου ενός αντιστροφέα αγωγιμότητας με φορτίο Y_L είναι [53] :

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (3.53)$$

Μερικά κυκλώματα γραμμών μεταφοράς που υλοποιούν αυτή την λειτουργία είναι τα εξής :



Εικόνα 3.5 : Μπλοκ διάγραμμα αντιστροφέα σύνθετης αντίστασης και αγωγιμότητας(α) καθώς και υλοποιήσεων του με κατανεμημένα και συγκεντρωμένα στοιχεία(β). [53]

Απο την μορφή της Εξίσωσης (3.53) γίνεται άμεσα αντιληπτό ότι μια υλοποίηση ενός αντιστροφέα είναι ο μετασχηματιστής $\lambda/4$. Αυτή η υλοποίηση δουλεύει μόνο για ένα πολύ στενό εύρος συχνοτήτων. Ο πίνακας ABCD παραμέτρων λοιπόν του αντιστροφέα προκύπτει απο τον ABCD πίνακα του $\lambda/4$ μετασχηματιστή για βl ίσο με $\pi/2$:

$$A = \begin{pmatrix} \cos \beta l & j \frac{1}{J} \sin \beta l \\ j J \sin \beta l & \cos \beta l \end{pmatrix} \Bigg|_{\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \pi/2} = \begin{pmatrix} 0 & j \\ j J & 0 \end{pmatrix} \quad (3.54)$$

3.5.2.1 Υλοποίηση αντιστροφέα αγωγιμότητας με συζευγμένες γραμμές

Η υλοποίηση ενός αντιστροφέα μπορεί να γίνει και με την βοήθεια ενός ζεύγους συζευγμένων γραμμών. Έστω οτι οι συζευγμένες γραμμές έχουν μήκος l και χαρακτηριστικές αντιστάσεις άρτιου και περιττού τρόπου Z_{0e} και Z_{0o} αντίστοιχα. Γίνεται επίσης η υπόθεση ότι $\beta_e = \beta_o = \beta$. Εάν οι συζευγμένες γραμμές αναλυθούν ως ένα τετράθυρο με θύρες 1,2(είσοδος/έξοδος γραμμής α) και 3,4(είσοδος/έξοδος γραμμής β), με τις θύρες 2 και 3 ανοικτοκυκλωμένες, τότε αποδεικνύεται ότι λειτουργούν ως ζωνοπερατό φίλτρο με μέγιστη μετάδοση S_{41} όταν $\beta l = \pi/2$ και μηδενική μετάδοση S_{41} όταν $\beta l = 0$ ή π . Για να φανεί αυτό οι εξισώσεις της τάσης στους δύο αγωγούς γράφονται ως [48]:

$$V_\alpha(z) = V_e(z) + V_o(z) = V_e^+ e^{-j\beta z} + V_e^- e^{j\beta z} + V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z} \quad (3.55)$$

$$V_\beta(z) = V_e(z) - V_o(z) = V_e^+ e^{-j\beta z} + V_e^- e^{j\beta z} - V_o^+ e^{-j\beta z} - V_o^- e^{j\beta z} \quad (3.56)$$

Στις θύρες του τετράθυρου θα ισχύει για τις τάσεις :

$$V_1 = V_\alpha(0) = V_e^+ + V_e^- + V_o^+ + V_o^- \quad (3.57)$$

$$V_2 = V_\beta(0) = V_e^+ + V_e^- - V_o^+ - V_o^- \quad (3.58)$$

$$V_3 = V_\alpha(l) = V_e^+ e^{-j\beta l} + V_e^- e^{j\beta l} + V_o^+ e^{-j\beta l} + V_o^- e^{j\beta l} \quad (3.59)$$

$$V_4 = V_\beta(l) = V_e^+ e^{-j\beta l} + V_e^- e^{j\beta l} - V_o^+ e^{-j\beta l} - V_o^- e^{j\beta l} \quad (3.60)$$

Σε μορφή πινάκων :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} & e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} & -e^{-j\beta l} & -e^{j\beta l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_e^+ \\ V_e^- \\ V_o^+ \\ V_o^- \end{pmatrix} \quad (3.61)$$

Τα ρεύματα μπορούν να υπολογιστούν με την βοήθεια των χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού :

$$I_\alpha(z) = I_e(z) + I_o(z) = \frac{V_e^+}{Z_{0,e}} e^{-j\beta z} + \frac{V_e^-}{Z_{0,e}} e^{j\beta z} + \frac{V_o^+}{Z_{0,o}} e^{-j\beta z} + \frac{V_o^-}{Z_{0,o}} e^{j\beta z} \quad (3.62)$$

$$I_\beta(z) = I_e(z) - I_o(z) = \frac{V_e^+}{Z_{0,e}} e^{-j\beta z} + \frac{V_e^-}{Z_{0,e}} e^{j\beta z} - \frac{V_o^+}{Z_{0,o}} e^{-j\beta z} - \frac{V_o^-}{Z_{0,o}} e^{j\beta z} \quad (3.63)$$

Τα ρεύματα λοιπόν στις θύρες του τετράθυρου θα είναι :

$$I_1 = I_\alpha(0) = \frac{V_e^+}{Z_e} - \frac{V_e^-}{Z_e} + \frac{V_o^+}{Z_o} - \frac{V_o^-}{Z_o} \quad (3.64)$$

$$I_2 = I_\beta(0) = \frac{V_e^+}{Z_e} - \frac{V_e^-}{Z_e} - \frac{V_o^+}{Z_o} + \frac{V_o^-}{Z_o} \quad (3.65)$$

$$I_3 = I_\alpha(l) = \frac{V_e^+}{Z_e} e^{-j\beta l} - \frac{V_e^-}{Z_e} e^{j\beta l} + \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-j\beta l} - \frac{V_o^-}{Z_o} e^{j\beta l} \quad (3.66)$$

$$I_4 = I_\beta(l) = \frac{V_e^+}{Z_e} e^{-j\beta l} - \frac{V_e^-}{Z_e} e^{j\beta l} - \frac{V_o^+}{Z_o} e^{-j\beta l} + \frac{V_o^-}{Z_o} e^{j\beta l} \quad (3.67)$$

Οι Εξισώσεις (3.64), (3.65), (3.66) και (3.67) σε μορφή πίνακα εκφράζεται ως :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{Z_e} & -\frac{1}{Z_e} & \frac{1}{Z_o} & -\frac{1}{Z_o} \\ 1/Z_e & -\frac{1}{Z_e} & -\frac{1}{Z_o} & \frac{1}{Z_o} \\ e^{-j\beta l} & -e^{j\beta l} & e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} \\ \frac{1}{Z_e} & \frac{1}{Z_e} & \frac{1}{Z_o} & -\frac{1}{Z_o} \\ e^{-j\beta l} & -e^{j\beta l} & e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} \\ \frac{1}{Z_e} & \frac{1}{Z_e} & -\frac{1}{Z_o} & \frac{1}{Z_o} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_e^+ \\ V_e^- \\ V_o^+ \\ V_o^- \end{pmatrix} \quad (3.68)$$

Η Εξίσωση (3.68) λόγω της Εξίσωσης (3.61) γράφεται :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} & e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} & -e^{-j\beta l} & -e^{j\beta l} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{Z_e} & -\frac{1}{Z_e} & \frac{1}{Z_o} & -\frac{1}{Z_o} \\ 1/Z_e & -\frac{1}{Z_e} & -\frac{1}{Z_o} & \frac{1}{Z_o} \\ e^{-j\beta l} & -e^{j\beta l} & e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} \\ \frac{1}{Z_e} & \frac{1}{Z_e} & \frac{1}{Z_o} & -\frac{1}{Z_o} \\ e^{-j\beta l} & -e^{j\beta l} & e^{-j\beta l} & e^{j\beta l} \\ \frac{1}{Z_e} & \frac{1}{Z_e} & -\frac{1}{Z_o} & \frac{1}{Z_o} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{pmatrix} \quad (3.69)$$

Για $I_2 = I_3 = 0$ όμως η Εξίσωση (3.69) δίνει :

$$V_1 = -jZ_+ \cot \beta l I_1 + j \frac{Z_-}{\sin \beta l} I_4 \quad (3.70)$$

$$V_4 = -j \frac{Z_-}{\sin \beta l} I_1 + jZ_+ \cot \beta l I_4 \quad (3.71)$$

Με :

$$Z_+ = \frac{Z_e + Z_o}{2}, Z_- = \frac{Z_e - Z_o}{2} \quad (3.72)$$

Με εφαρμογή των τύπων μετατροπής Z παραμέτρων σε ABCD που παρέχονται στο παράρτημα Α, λαμβάνεται το εξής αποτέλεσμα :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_+ \cos \beta l & -j \left(\frac{Z_-}{\sin \beta l} - \frac{Z_+^2 \cos^2 \beta l}{Z_- \sin \beta l} \right) \\ j \frac{1}{Z_-} \sin \beta l & \frac{Z_+}{Z_-} \cos \beta l \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_4 \\ I_4 \end{pmatrix} \quad (3.73)$$

Ο πίνακας των Α,Β,С, D παραμέτρων για δύο γραμμές μήκους l, χαρακτηριστικής αντίστασης Z_o , στις οποίες παρεμβάλλεται ενδιάμεσα ένας αντιστροφείας αγωγιμότητας χαρακτηριστικής αγωγιμότητας J είναι όμως :

$$ABCD_{matrix} = \begin{pmatrix} \left(JZ_o + \frac{1}{JZ_o} \right) \cos \beta l \sin \beta l & j \left(\frac{1}{JZ_o^2} \sin^2 \beta l - J \cos^2 \beta l \right) \\ j \left(\frac{1}{JZ_o^2} \sin^2 \beta l - J \cos^2 \beta l \right) & \left(JZ_o + \frac{1}{JZ_o} \right) \cos \beta l \sin \beta l \end{pmatrix} \quad (3.74)$$

Κοντά στις συχνότητες που ισχύει $\beta l = \pi/2$ (μήκος = $\lambda/4$) το $\sin \beta l$ είναι περίπου ίσο με 1 ενώ το $\cos \beta l$ είναι περίπου ίσο με 0. Οπότε παρατηρείται ότι μπορεί να υπάρξει ισοδυναμία των A,B,C,D πινάκων των δύο διατάξεων αρκεί να ισχύει [48] :

$$Z_e = Z_o [1 + JZ_o + (JZ_o)^2] \quad (3.75)$$

$$Z_o = Z_o [1 - JZ_o + (JZ_o)^2] \quad (3.76)$$

Με άλλα λόγια ένας αντιστροφέας αγωγιμότητας με χαρακτηριστική αγωγιμότητα J που παρεμβάλλεται μεταξύ δύο γραμμών μεταφοράς μήκους $\lambda/4$, είναι ισοδύναμος με δύο συζευγμένες γραμμές μήκους $\lambda/4$ αρκεί η χαρακτηριστική αντίσταση του άρτιου και του περιττού ρυθμού να ικανοποιούν τις Εξισώσεις (3.75) και (3.76).

3.5.3 Υλοποίηση συντονιστών με γραμμές μεταφοράς

Μια πολύ ενδιαφέρουσα ιδιότητα των γραμμών μεταφοράς είναι η ικανότητα των βραχυκυκλωμένων και ανοικτοκυκλωμένων τμημάτων μήκους $D = \frac{\lambda_o}{2}$ να συμπεριφέρονται ως συντονισμένα κυκλώματα RLC εν σειρά και εν παραλλήλω αντίστοιχα με συχνότητα συντονισμού f_o . Επειδή όπως αναφέρθηκε νωρίτερα για υλοποίηση με μικροταινίες ενδιαφέρουν τα ανοικτοκυκλωμένα τμήματα, η ανάλυση εστιάζεται σε αυτά. Εάν λοιπόν η γραμμή θεωρηθεί ότι έχει μικρές απώλειες, τότε :

$$Z_{in,oc} = Z_o \tanh[(\alpha + j\beta)D] = Z_o \frac{1 + j \tanh(\alpha D) \tan(\beta D)}{\tanh(\alpha D) + j \tan(\beta D)} \quad (3.77)$$

Κάνοντας την υπόθεση λειτουργίας σε συχνότητα $\omega = \omega_o + \Delta\omega$, με $\Delta\omega \ll \omega_o$:

$$\tan(\beta D) = \tan\left(\frac{\omega \lambda_o}{u_p 2}\right) \approx \tan\left(\frac{(\omega_o + \Delta\omega) \lambda_o}{\lambda_o f_o 2}\right) \approx \tan\left(\pi + \frac{\pi \Delta\omega}{\omega_o}\right) \approx \tan\left(\frac{\pi \Delta\omega}{\omega_o}\right) \approx \frac{\pi \Delta\omega}{\omega_o} \quad (3.78)$$

Οπότε η αντίσταση εισόδου της γραμμής γράφεται :

$$Z_{in,oc} \approx Z_o \frac{1 + j\alpha D \frac{\pi \Delta\omega}{\omega_o}}{\alpha D + j \frac{\pi \Delta\omega}{\omega_o}} \approx \frac{Z_o}{\alpha D + j \frac{\pi \Delta\omega}{\omega_o}} \quad (3.79)$$

Αυτή η εξίσωση όταν συγκριθεί με την προσέγγιση της αντίστασης εισόδου ενός παράλληλου RLC κυκλώματος για λειτουργία σε συχνότητα $\omega = \omega_o + \Delta\omega$ [48]:

$$Z_{in} \approx \frac{R}{1 + j \frac{2Q\Delta\omega}{\omega_o}} \quad (3.80)$$

Όπου Q ο συντελεστής ποιότητας για το παράλληλο RLC κύκλωμα :

$$Q = \frac{\omega_o}{BW} = \omega_o RC \quad (3.81)$$

Τότε διαπιστώνεται ότι είναι ίδια με την αντίσταση εισόδου της ανοικτοκυκλωμένης γραμμής $\lambda/2$, με τις εξής αντιστοιχίες να ισχύουν :

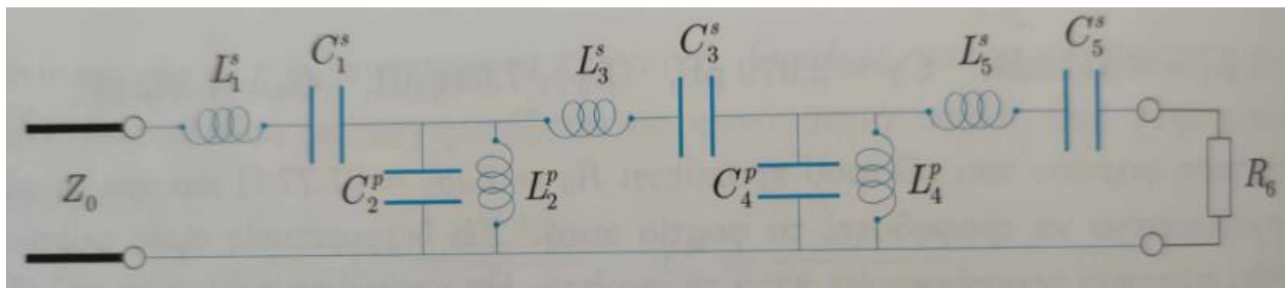
$$R = \frac{Z_o}{aD}, C = \frac{\pi}{2\omega_o Z_o}, L = \frac{2Z_o}{\pi \cdot \omega_o}, L = \frac{1}{\omega_o^2 C} \quad (3.82)$$

Οπότε ένα ανοικτοκυκλωμένο τμήμα γραμμής $\lambda_o/2$ μπορεί να θεωρηθεί ως ένα παράλληλο RLC κύκλωμα με συχνότητα συντονισμού ω_o και συντελεστή ποιότητας :

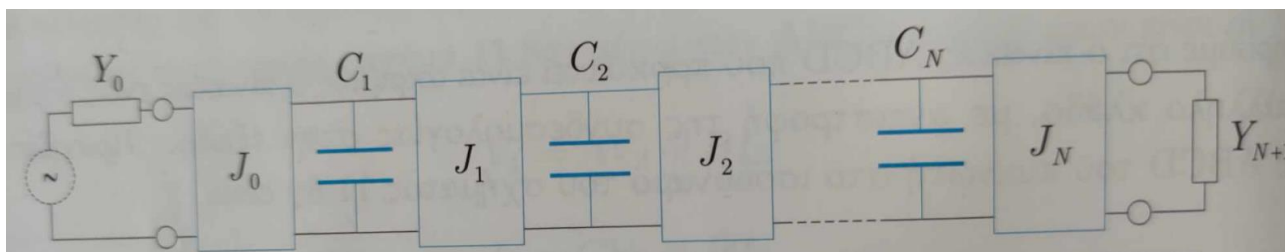
$$Q = \frac{R}{\omega_o L} = \frac{\pi}{2aD} = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (3.83)$$

3.5.4 Υλοποίηση ζωνοπερατών φίλτρων edge-coupled και hairpin

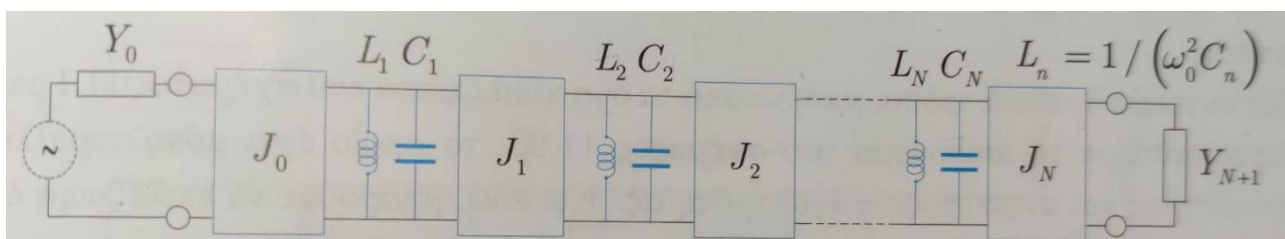
Τα προηγούμενα έχουν καλύψει τις αναγκαίες έννοιες για την παρουσίαση της φυσικής υλοποίησης ζωνοπερατών φίλτρων σε υψηλές συχνότητες. Στην κυκλωματική του μορφή ένα ζωνοπερατό φίλτρο αποτελείται από κλάδους με εν σειρά LC συντονιστές, και κλάδους με παράλληλους LC συντονιστές. Σε υλοποίηση με μικροταινία, οι εν σειρά κλάδοι πρέπει να μετατραπούν σε παράλληλους. Οπότε το πρώτο βήμα για την φυσική υλοποίηση είναι η παραγωγή ενός ισοδύναμου κυκλωματικού μοντέλου με παράλληλους κλάδους μόνο. Αυτήν ακριβώς την δουλειά μπορεί να την κάνει ο αντιστροφείας αγωγιμοτήτων για τον οποίο έχει βρεθεί ήδη φυσική υλοποίηση. Στην Εικόνα 3.6 φαίνεται ένα παράδειγμα ζωνοπερατού φίλτρου 5^{ης} τάξης υλοποιημένο με συγκεντρωμένα στοιχεία. Στην Εικόνα 3.7 φαίνεται το ισοδύναμο πρότυπο χαμηλοπερατό υλοποιημένο με αντιστροφείς αγωγιμότητας και πυκνωτές. Στην Εικόνα 3.8 φαίνεται το ισοδύναμο ζωνοπερατό φίλτρο τάξης N υλοποιημένο με αντιστροφείς αγωγιμότητας και παράλληλους κλάδους LC κυκλωμάτων εν παραλλήλω.



Εικόνα 3.6 : Παράδειγμα κυκλωματικής μορφής 5^{ης} τάξης ζωνοπερατού φίλτρου. [48]



Εικόνα 3.7 : Ισοδύναμο πρότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο υλοποιημένο με αντιστροφείς αγωγιμότητας. [48]

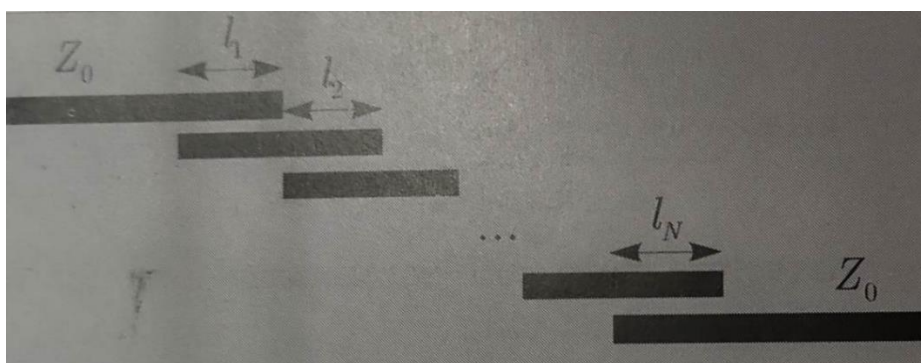


Εικόνα 3.8 : Ισοδύναμο κύκλωμα ζωνοπερατού φίλτρου με αντιστροφείς αγωγιμότητας. [48]

Οι τιμές των πυκνωτών C_i και των αυτεπαγωγών L_i μπορούν να πάρουν οποιαδήποτε τιμή. Εξισώνοντας την αντίσταση εισόδου του κυκλώματος με τους αντιστροφείς αγωγιμότητας στην Εικόνα 3.8, με αυτή του αντίστοιχου ζωνοπερατού φίλτρου που περιέχει και τους δύο τύπους συνδέσεων (σειράς και παράλληλους), προκύπτει ότι μπορεί να υπάρξει ισοδυναμία, αρκεί οι τιμές των αγωγιμοτήτων να έχουν τιμές :

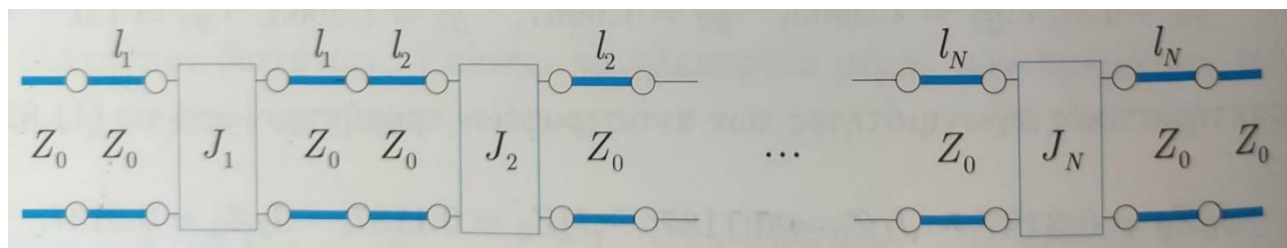
$$J_n = \begin{cases} \sqrt{B\omega_o \frac{Y_o C_o}{g_o g_1}}, & n = 0 \\ B\omega_o \sqrt{\frac{C_n C_{n+1}}{g_n g_{n+1}}}, & n = 1, \dots, N - 1 \\ \sqrt{B\omega_o \frac{Y_{N+1} C_N}{g_N g_{N+1}}}, & n = N \end{cases} \quad (3.84)$$

Ένα παράδειγμα υλοποίησης του ζωνοπερατού φίλτρου λοιπόν είναι το εξής(edge-coupled filter) :



Εικόνα 3.9 : Παράδειγμα φυσικού σχεδίου edge-coupled φίλτρου. [48]

Τα τμήματα συζευγμένων γραμμών μπορούν να αναπαρασταθούν από έναν αντιστροφέα αγωγιμότητας, χαρακτηριστικής αγωγιμότητας J_n ο οποίος βρίσκεται μεταξύ δύο γραμμών χαρακτηριστικής αντίστασης Z_o και μήκους l_n , που αντιπροσωπεύει το μήκος των συζευγμένων γραμμών του ζεύγους n . Το κυκλωματικό ισοδύναμο του edge-coupled φίλτρου στην Εικόνα 3.9, υλοποιημένο με γραμμές μεταφοράς και αντιστροφείς αγωγιμότητας, φαίνεται στην Εικόνα 3.10 :



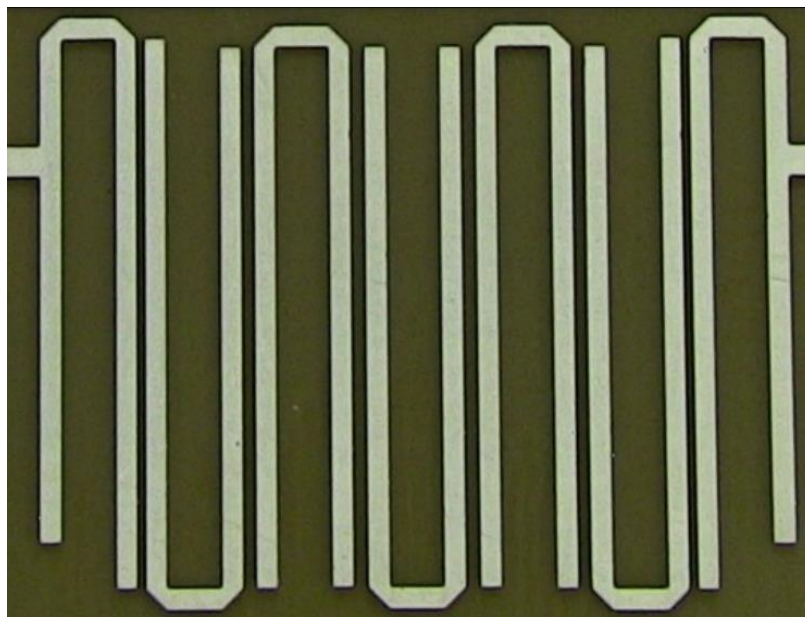
Εικόνα 3.10 : Ισοδύναμο κύκλωμα edge-coupled φίλτρου. [48]

Αξίζει να σημειωθεί ότι οι γραμμές μήκους $l_n + l_{n+1}$ όταν είναι ίσα με $\lambda/2$ λειτουργούν ως παράλληλα LC κυκλώματα, όπου το μήκος κύματος λ που αντιστοιχεί στην κεντρική συχνότητα του ζωνοπερατού φίλτρου που σχεδιάζεται. Με αυτό υπόψιν, το ισοδύναμο κύκλωμα με γραμμές μεταφοράς και αντιστροφείς αγωγιμότητας του edge-coupled φίλτρου είναι ισοδύναμο με το κυκλωματικό σχέδιο του ζωνοπερατού φίλτρου στην Εικόνα 3.8. Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις των χωρητικοτήτων και των αυτεπαγωγών των συντονιστών από την Εξίσωση (3.82) στην Εξίσωση (3.84), προκύπτουν οι χαρακτηριστικές αγωγιμότητες των αντιστροφέων συναρτήσει των τιμών του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου g , του κλασματικού εύρους B και της χαρακτηριστικής αγωγιμότητας της πηγής Y_o :

$$J_n = \begin{cases} Y_o \sqrt{\frac{\pi B}{2g_0g_1}}, & n = 0 \\ Y_o \frac{\pi B}{2} \sqrt{\frac{1}{g_n g_{n+1}}}, & n = 1, \dots, N-1 \\ Y_o \sqrt{\frac{\pi B}{2g_N g_{N+1}}}, & n = N \end{cases} \quad (3.85)$$

Απο τις τιμές των αντιστροφέων αγωγιμότητας της Εξίσωσης (3.85) μπορούν να υπολογιστούν οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις άρτιου και περιττού ρυθμού από την Εξίσωση (3.75) και την Εξίσωση (3.76) αντίστοιχα. Με τις τιμές των Z_{oe} και Z_{oo} μπορούν να υπολογιστούν τελικά τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των γραμμών που απαιτούνται για την υλοποίηση των φίλτρων μέσω κατάλληλων εργαλείων που προσφέρονται σε σχεδιαστικά προγράμματα όπως το ADS.

Ένας εναλλακτικός τρόπος υλοποίησης ζωνοπερατού φίλτρου σε υψηλές συχνότητες είναι το φίλτρο τύπου hairpin. Σε αυτό οι συντονιστές έχουν σχήμα «C» με συνολικό μήκος επίσης $\lambda/2$. Είναι δηλαδή αναδιπλωμένοι, το οποίο εξασφαλίζει μικρότερο μέγεθος. Απεικονίζονται στην Εικόνα :

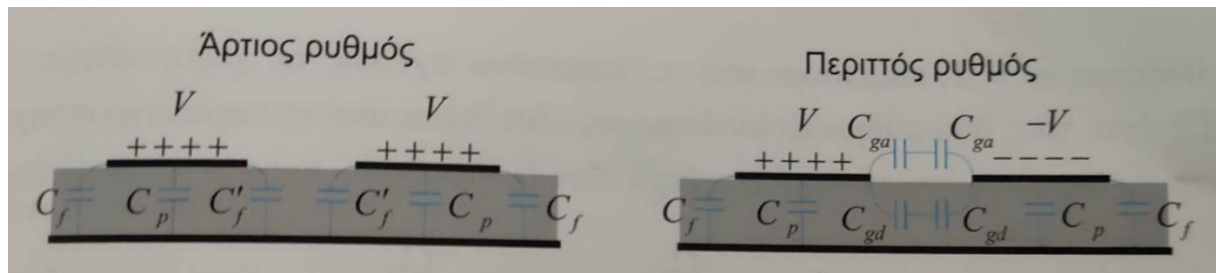


Εικόνα 3.11 : Μορφή hairpin φίλτρου. [78]

3.6 Ειδικά θέματα φίλτρων

3.6.1 Χρήση υβριδικού υποστρώματος για φίλτρα

Η χρήση υβριδικού υποστρώματος για ζωνοπερατά φίλτρα υψηλών συχνοτήτων μπορεί να συνεισφέρει στην απόρριψη των ανεπιθύμητων αρμονικών αποκρίσεων. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.12 σε ένα edge-coupled φίλτρο που υλοποιείται με συζευγμένες γραμμές, η φασική ταχύτητα του περιττού τρόπου, που εξαρτάται από την ενεργό διηλεκτρική σταθερά θα είναι μεγαλύτερη από την φασική ταχύτητα του άρτιου τρόπου, καθώς ένα μέρος των γραμμών του ηλεκτρικού πεδίου είναι στον αέρα που έχει μικρότερη διηλεκτρική σταθερά σε αντίθεση με τον άρτιο ρυθμό που όλες οι γραμμές του ηλεκτρικού πεδίου είναι εντός του διηλεκτρικού. Αυτή η διαφορά προκαλεί τις ανεπιθύμητες αρμονικές αποκρίσεις του φίλτρου σε συχνότητες που είναι πολλαπλάσια της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου. Η ιδέα είναι ότι χρησιμοποιώντας ένα λεπτό στρώμα υλικού με μεγάλη διηλεκτρική σταθερά, μπορεί να μειωθεί η ταχύτητα του περιττού ρυθμού ώστε να ταιριάζει με αυτή του άρτιου. Κάτω από το λεπτό στρώμα υψηλής διηλεκτρικής σε αυτή την δομή υπάρχει ένα παχύ στρώμα διηλεκτρικού με σχετικά χαμηλή διηλεκτρική σταθερά. Τα πλεονεκτήματα πέρα από την καταστολή των αρμονικών αποκρίσεων είναι μεγαλύτερη σύζευξη για ίδια απόσταση των αγωγών, το οποίο σημαίνει μεγαλύτερο εύρος ζώνης όπως θα αποδειχθεί αργότερα, και χαμηλότερη συνολική διηλεκτρική σταθερά το οποίο επιτρέπει την χρήση πλατύτερων αγωγών και επομένως λιγότερες απώλειες [79].



Εικόνα 3.12 : Χωρητικότητες στον άρτιο και περιττό ρυθμό διέγερσης. [48]

3.6.2 Προσαρμοζόμενα φίλτρα(tunable filters)

Σε πολλές εφαρμογές τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα καλούνται να λειτουργήσουν σε διαφορετικές μπάντες συχνοτήτων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ανάγκη ενός πλήθους φίλτρων στον πομποδέκτη του συστήματος και ενός διακοπτικού συστήματος επιλογής τους. Είναι προφανές ότι κάτι τέτοιο έχει άμεσο αντίκτυπο στο κόστος, στις απώλειες, στο μέγεθος, στο βάρος, την πολυπλοκότητα αλλά και την ευελιξία του συστήματος [80]. Για αυτό τον λόγο υπάρχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον για προσαρμοζόμενα ζωνοπερατά φίλτρα στα οποία συνήθως η κύρια μεταβλητή προς έλεγχο είναι η κεντρική συχνότητα. Σημαντικές παράμετροι που αφορούν τα ζωνοπερατά φίλτρα είναι [81]:

- **Το εύρος προσαρμογής :** Καθορίζεται από την ελάχιστη και μέγιστη κεντρική συχνότητα που το ζωνοπερατό φίλτρο διατηρεί τα χαρακτηριστικά του(IL,RL).
- **Ταχύτητας προσαρμογής :** Ο ρυθμός αλλαγής της κεντρικής συχνότητας.
- **Η γραμμικότητα :** μεταξύ της κεντρικής συχνότητας και της μεταβλητής που καθορίζει την προσαρμογή.
- **Ευαισθησία :** Δίνεται ως $\eta[\Delta f_o] = \frac{f_o(X_2) - f_o(X_1)}{X_2 - X_1}$, με $f_o(X_i)$ να είναι η κεντρική συχνότητα που αντιστοιχεί όταν η μεταβλητή ελέγχου παίρνει την τιμή X_i

Η μεταβολή της κεντρικής συχνότητας υλοποιείται στην πράξη με προσθήκη κατάλληλης ρυθμιζόμενης αντίδρασης στους συντονιστές που υλοποιούν το φίλτρο με διατάξεις όπως :

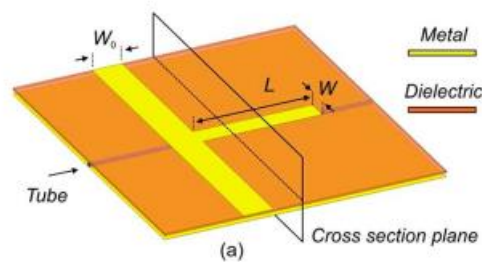
- **Πυκνωτές MEMS(Micro-Electroechanical Systems) :** Μηχανικές μικροδομές που βασίζονται στην μεταβολή της χωρητικότητας με την κίνηση μιας μεμβράνης εξαιτίας ηλεκτροστατικής δύναμης όταν εφαρμόζεται DC τάση. Παρουσιάζει μικρές απώλειες, γραμμικότητα και έχει πολύ μικρή κατανάλωση ισχύος. Τα αρνητικά είναι ο χρόνος απόκρισης [82].

- **Varactors** : Επαφή p-n σε ανάστροφη πόλωση όπου ανάλογα με την εφαρμοζόμενη τάση αλλάζει η χωρητικότητα τους. Έχει υψηλή ταχύτητα προσαρμογής, χαμηλό κόστος κατασκευής και ενσωματώνεται εύκολα σε κυκλώματα [83].
- **Διόδους PIN** : Πρόκειται για δομή ημιαγωγού με περιοχές τύπου p και n όπου στην μέση τους βρίσκεται μια περιοχή ενδογενούς ημιαγωγού. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο ως διακόπτες όσο και ως μεταβλητές χωρητικότητες.

Τα πλεονεκτήματα αυτών των μεθόδων είναι ότι προκύπτουν φίλτρα με μικρές διαστάσεις, φθηνά και με γρήγορους χρόνους απόκρισης. Τα μειονεκτήματα είναι ζητήματα αξιοπιστίας για τα MEMS, κατανάλωσης ισχύος για τις PIN διόδους και οι απώλειες για τις Varactors. Ένας εναλλακτικός τρόπος μεταβολής της κεντρικής συχνότητας είναι η μεταβολή της διηλεκτρικής σταθεράς του υποστρώματος με μεθόδους όπως [84]:

- Χρήση πιεζοηλεκτρικών φαινομένων.
- Κατασκευή μικρορευστομηχανικών καναλιών κάτω από το υπόστρωμα τα οποία γεμίζουν με ρευστό κατάλληλης διηλεκτρικής σταθεράς.

Σημειώνεται επίσης ότι η μεταβολή της κεντρικής συχνότητας μπορεί να συμβεί είτε με διακριτό τρόπο (όπως στα MEMS και στην δίοδο PIN), είτε με συνεχή τρόπο (όπως στο Varactor) [85].



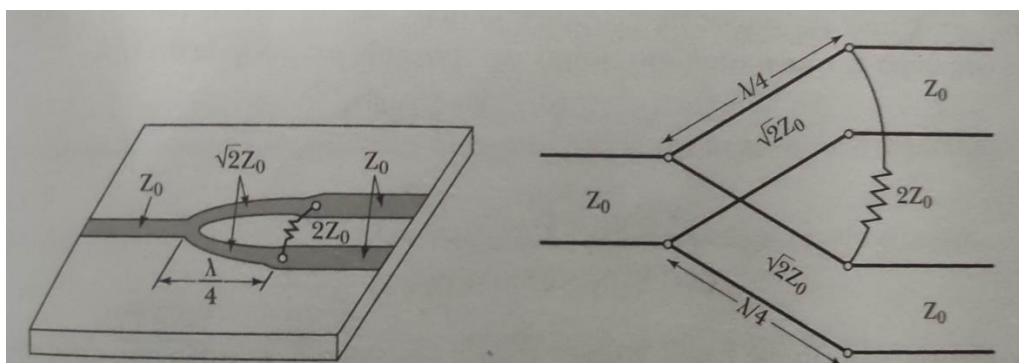
Εικόνα 3.13 : Παράδειγμα διάταξης με κανάλι ρευστού κάτω από υπόστρωμα για την μεταβολή του ηλεκτρικού μήκους ενός στέλεχους. [84]

4 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο : Διαιρέτης ισχύος Wilkinson

Σε αυτό το κεφάλαιο γίνεται μια παρουσίαση του διαιρέτη ισχύος Wilkinson καθώς και λεπτομερειών που αφορούν την υλοποίησή του. Πολλές φορές σε μικροκυματικές εφαρμογές είναι απαραίτητη η διαίρεση ή ο συνδυασμός ισχύος. Μια απλή διάταξη που μπορεί να βοηθήσει σε αυτό είναι ένα κύκλωμα τριών γραμμών μεταφοράς που συνδέονται σε ένα κοινό σημείο σχηματίζοντας ένα κύκλωμα μορφής «T». Εάν και η διάταξη αυτή είναι εύκολα υλοποιήσιμη και πρόκειται για αμοιβαίο και χωρίς απώλειες δικτύωμα, έχει το μειονέκτημα ότι δεν είναι προσαρμοσμένο στις θύρες του. Με την προσθήκη αντιστάτη $\frac{Z_0}{3}$ σε κάθε τμήμα γραμμής μπορεί να υπάρξει προσαρμογή και αμοιβαιότητα, αλλά οι θύρες δεν θα είναι απομονωμένες. Ένας εναλλακτικός τρόπος για την διαίρεση ή τον συνδυασμό ισχύος είναι η χρήση του διαιρέτη Wilkinson. Πρόκειται για αμοιβαίο δικτύωμα, προσαρμοσμένο σε όλες τις θύρες του και με απομόνωση μεταξύ των θυρών εξόδου. Έχει το πλεονέκτημα ότι ισχύς καταναλώνεται μέσω μιας αντίστασης μόνο στην περίπτωση που υπάρχει αποπροσαρμογή (mismatch) [53].

4.1 Περιγραφή διαιρέτη ισχύος Wilkinson

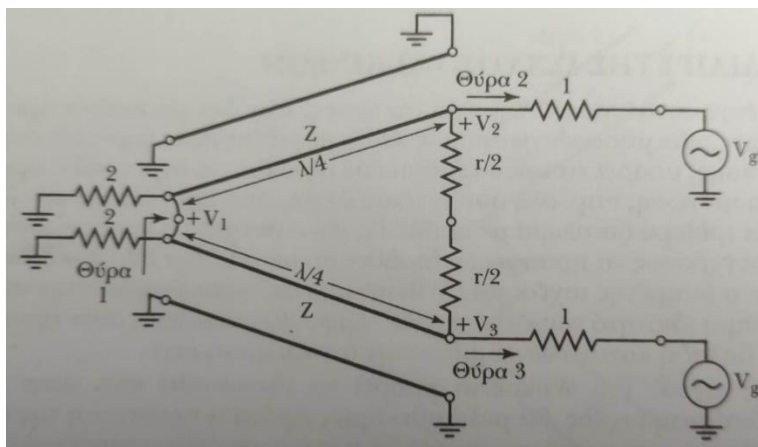
Η δομή ενός διαιρέτη Wilkinson έχει την μορφή ενός «Y», και αποτελείται από δύο γραμμές μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης $\sqrt{2}Z_0$ και μήκους $\lambda/4$. Στην μια πλευρά οι γραμμές ενώνονται σε μια κοινή γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 . Στην άλλη πλευρά οι δύο γραμμές ενώνεται μεταξύ τους μέσω αντίστασης τιμής $2Z_0$ και η καθεμία συνεχίζει μετά σε γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 . Σημειώνεται πως σε κάθε έξοδο αποδίδεται το μισό της ισχύος εισόδου.



Εικόνα 4.1 : Παράδειγμα υλοποίησης διαιρέτη ισχύος Wilkinson με μικροταινία και κυκλωματικό σχέδιο.

[53]

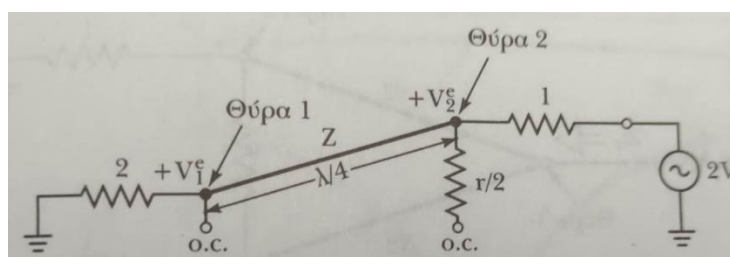
Η ανάλυση της λειτουργίας μπορεί να προκύψει εύκολα εάν αξιοποιηθεί η συμμετρία του κυκλώματος που φαίνεται στην Εικόνα 4.2 :



Εικόνα 4.2 : Ισοδύναμο συμμετρικό κύκλωμα του διαιρέτη Wilkinson για διευκόλυνση της ανάλυσης. [53]

4.1.1 Άρτια διέγερση

Στην άρτια διέγερση $V_{g2} = V_{g3} = 2V$. Οπότε $V_{2e} = V_{3e}$ και επομένως δεν υπάρχει ροή ρεύματος μέσω των αντιστάσεων $r/2$ (ανοιγμένη ως προς Z_0) ή στο βραχυκύκλωμα. Το κύκλωμα μπορεί να αναλυθεί όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.3 :



Εικόνα 4.3 : Κύκλωμα διαιρέτη Wilkinson στην περίπτωση άρτιας διέγερσης. [53]

Η αντίσταση εισόδου κοιτώντας από την θύρα 2 προς τα αριστερά θα είναι :

$$Z_{in,2} = \frac{Z^2}{2} \quad (4.1)$$

Εάν η ανοιγμένη τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης της γραμμής είναι $Z = \sqrt{2}$, τότε $Z_{in,2} = 1$. Οπότε θα προκύψει από τον διαιρέτη τάσης ότι : $V_{2e} = V$. Η τάση V_{1e} μπορεί να βρεθεί θεωρώντας πως $x = -\lambda/4$ στην θύρα 2 και $x = 0$ στην θύρα 1. Οπότε από την θεωρία γραμμών μεταφοράς :

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}) \Rightarrow \quad (4.2)$$

$$V\left(-\frac{\lambda}{4}\right) = V_{2e} = V = V^+(e^{j\frac{\pi}{2}} + \Gamma e^{-j\frac{\pi}{2}}) = jV^+(1 - \Gamma) \Rightarrow \quad (4.3)$$

$$V^+ = \frac{jV}{\Gamma - 1} \quad (4.4)$$

Η τάση στην θύρα 1 με την βοήθεια της προηγούμενης γράφεται :

$$V(0) = V_{1e} = V^+(e^{-j0} + \Gamma e^{j0}) = \frac{jV}{\Gamma - 1}(\Gamma + 1) = jV \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1}$$

Ο συντελεστής ανάκλασης στην θύρα 1 θα είναι :

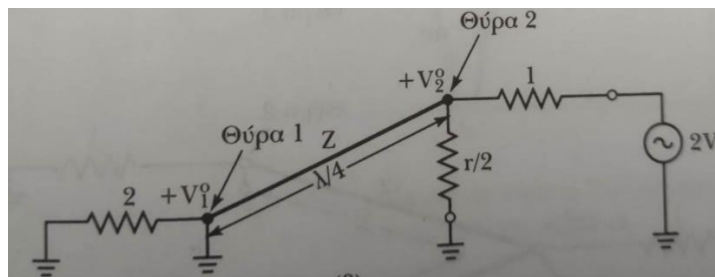
$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} \quad (4.5)$$

Και η τάση :

$$V_{1e} = -jV\sqrt{2} \quad (4.6)$$

4.1.2 Περιττή διέγερση

Στην περίπτωση της περιττής διέγερσης $V_{g2} = -V_{g3} = 2V$. Άρα $V_{2o} = -V_{3o}$, και το δυναμικό στο επίπεδο συμμετρίας είναι μηδέν. Οπότε το κύκλωμα μπορεί να αναλυθεί ως εξής :

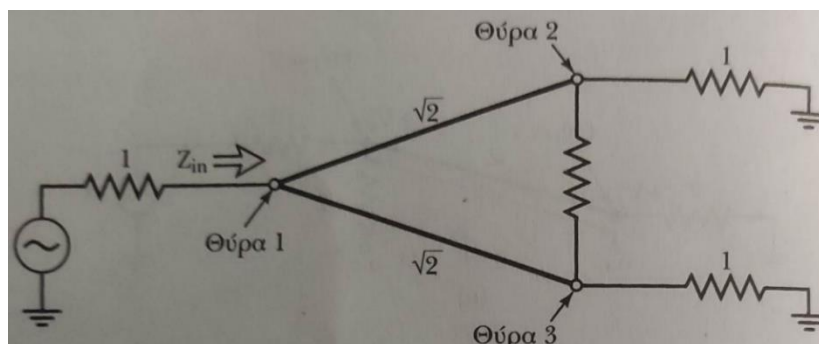


Εικόνα 4.4 : Κύκλωμα διαιρέτη Wilkinson για περιττή διέγερση. [53]

Η αντίσταση με τιμή 2 στην θύρα 1 είναι βραχυκυκλωμένη. Οπότε επειδή η γραμμή είναι $\lambda/4$, μετατρέπεται σε ανοικτοκύκλωμα στην θύρα 2. Εάν $r = 2$ τώρα, η αντίσταση εισόδου κοιτάζοντας αριστερά αριστερά της θύρας 2 θα είναι $r/2$, δηλαδή 1, και η τάση στην θύρα 2 θα είναι $V_{2o} = V$. Η τάση στην θύρα 1 όμως θα είναι : $V_{1o} = 0$, λόγω του βραχυκυκλώματος.

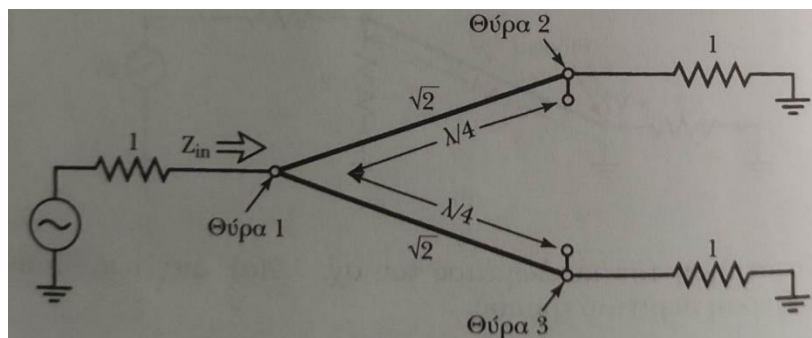
4.1.3 Αντίσταση εισόδου θύρας 1

Μένει να προσδιοριστεί η αντίσταση εισόδου στην θύρα 1 όταν οι θύρες 2 και 3 είναι προσαρμοσμένες. Σε αυτή την περίπτωση οι θύρες 1 και 2 τερματίζονται σε φορτία 1 και το κύκλωμα είναι συμμετρικό πάλι οπότε έχει την εξής μορφή :



Εικόνα 4.5 : Ισοδύναμο κύκλωμα διαιρέτη Wilkinson για υπολογισμό αντίστασης εισόδου της θύρας 1. [53]

Τα δυναμικά στα άκρα της αντίστασης είναι ίδια, όπως και στην περίπτωση της άρτιας συμμετρίας, οπότε δεν υπάρχει ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση. Μπορεί λοιπόν να αφαιρεθεί απο το κύκλωμα:



Εικόνα 4.6 : Ισοδύναμο κύκλωμα διαιρέτη Wilkinson για υπολογισμό της αντίστασης εισόδου με την αντίσταση αφαιρεμένη. [53]

Στην Εικόνα (4.5) φαίνεται ότι έχουν μείνει δύο κλάδοι που συνδέουν την θύρα 1 με γραμμές μήκους $\lambda/4$, χαρακτηριστικής αντίστασης $\sqrt{2}$ και φορτίο ανοιγμένο φορτίο ίσο με 1. Οπότε στην θύρα 1 η αντίσταση εισόδου υπολογίζεται απο δύο αντιστάσεις παράλληλα συνδεδεμένες που έχουν τιμή : $\frac{Z_o^2}{Z_L} = 2$. Οπότε $Z_{in} = 1$.

4.1.4 S παράμετροι σκέδασης

Εφόσον η θύρα 2(και επομένως και η θύρα 3 λόγω συμμετρίας) βλέπει αντίσταση εισόδου 1 για άρτιο και περιτό ρυθμό, θα είναι προσαρμοσμένη, με αποτέλεσμα $S_{22} = S_{33} = 0$. Το ίδιο ισχύει και για την θύρα 1 όπως αποδείχθηκε προηγουμένως, οπότε $S_{11} = 0$. Επίσης θα είναι $S_{23} = S_{32} = 0$ (λόγω βραχυκυκλώματος και ανοικτοκυκλώματος στο επίπεδο συμμετρίας), που σημαίνει ότι οι θύρες είναι απομονωμένες. Το S_{12} ($= S_{21} = S_{13} = S_{31}$, λόγω αμοιβαιότητας και συμμετρίας) μπορεί να βρεθεί ως εξής :

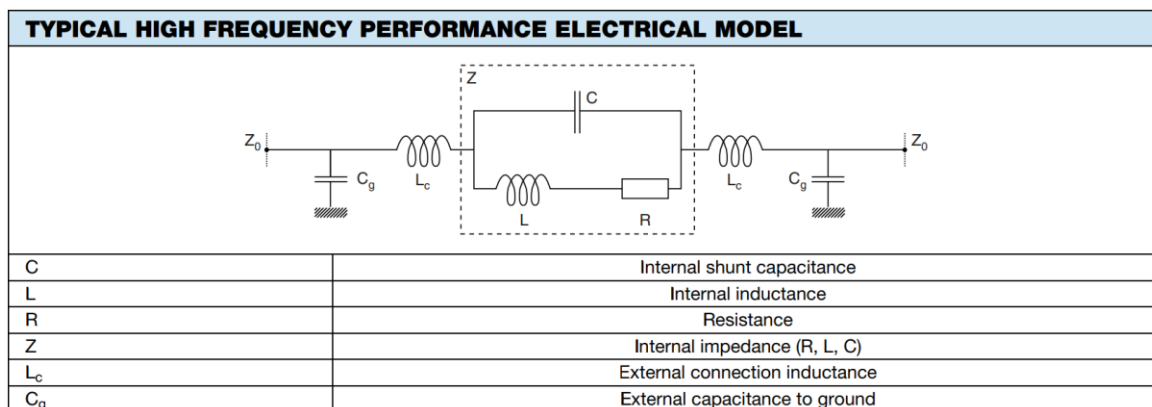
$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{V_1 e + V_1 o}{V_2 e + V_2 o} = \frac{-jV\sqrt{2}}{2V} = -\frac{j}{\sqrt{2}} \quad (4.7)$$

Άρα ο πίνακας των παραμέτρων σκέδασης S θα είναι :

$$[S]_{Wilkinson} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{j}{\sqrt{2}} & -\frac{j}{\sqrt{2}} \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ -\frac{j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

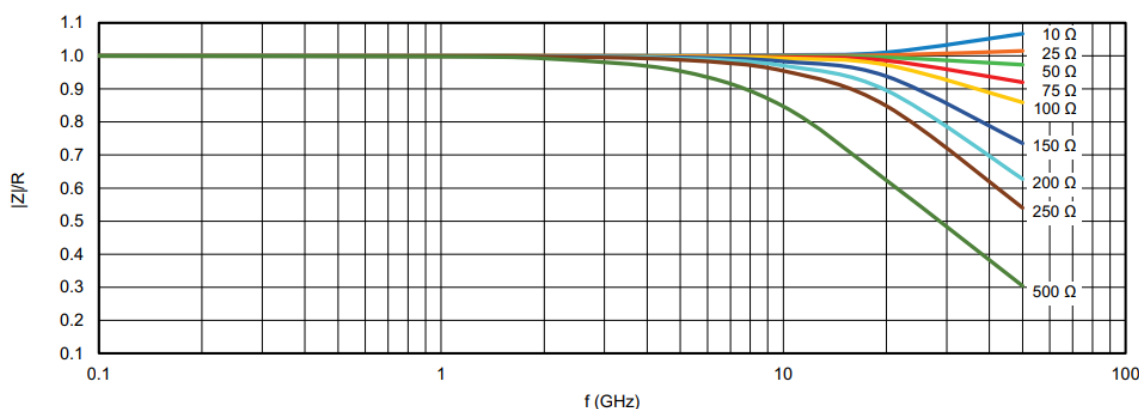
4.2 Αντιστάσεις σε υψηλές συχνότητες

Όπως παρουσιάστηκε νωρίτερα ο διαιρέτης Wilkinson βασίζεται στην χρήση ενός αντιστάτη για την κατανάλωση της ανακλώμενης ισχύος όταν οι θύρες εξόδου του δεν είναι προσαρμοσμένες. Για αυτό τον λόγο αξίζει να γίνει μια αναφορά στην συμπεριφορά των αντιστατών στις υψηλές συχνότητες καθώς εμφανίζουν παρασιτικές αυτεπαγωγές και χωρητικότητες οι οποίες αλλοιώνουν την αναμενόμενη συμπεριφορά. Ένα ισοδύναμο μοντέλο είναι για παράδειγμα αυτό που εμφανίζεται στην Εικόνα 4.7:



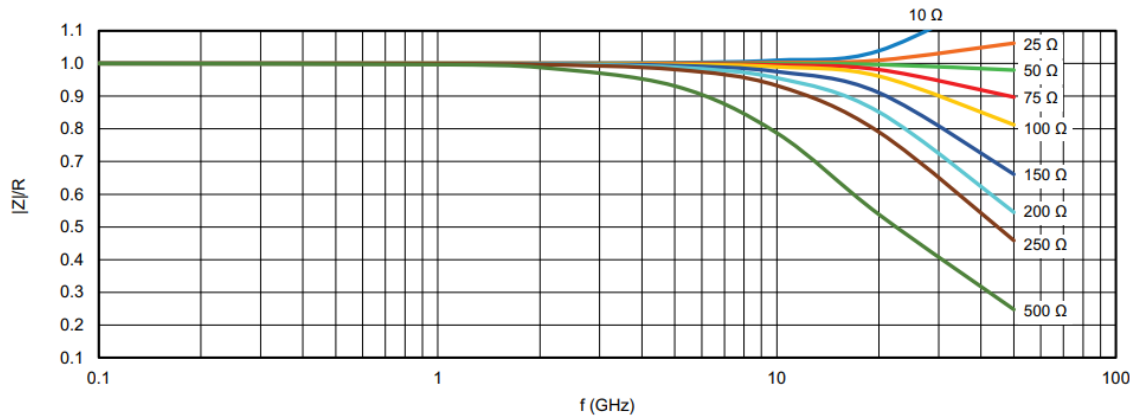
Εικόνα 4.7 : Παράδειγμα ισοδύναμου κυκλώματος αντιστάτη σε υψηλές συχνότητες. [86]

Οι αντιστάτες στις υψηλές συχνότητες είναι SMD στοιχεία (Surface Mount Devices) και βρίσκονται σε μορφή τσιπ λεπτού υμένα (thin film chip resistor) Αλουμίνας ή βηρύλλιου [17]. Στις Εικόνες 4.8 και 4.9 φαίνεται η απόκλιση του μέτρου της σύνθετης αντίστασης από την ονομαστική αντίσταση R. Στις μικρές συχνότητες ο λόγος των δύο είναι ίσος με την μονάδα το οποίο σημαίνει ότι η διάταξη συμπεριφέρεται σαν καθαρός αντιστάτης με αντίσταση R. Καθώς η συχνότητα αυξάνεται ο λόγος φαίνεται να μειώνεται, το οποίο σημαίνει ότι πλέον η διάταξη δεν λειτουργεί μονάχα ως αντίσταση. Για την ακρίβεια για μεγαλύτερα σε διαστάσεις τσιπ αντιστατών υφίσταται αρκετή απόκλιση σε ακόμα μικρότερες συχνότητες. Ακόμα και για το ίδιο μέγεθος τσιπ, όσο η ονομαστική τιμή της αντίστασης αυξάνεται, τόσο μικραίνει η συχνότητα έπειτα από την οποία αρχίζει να υπάρχει σημαντική απόκλιση. Τονίζεται ότι αυτές οι καμπύλες αναπαριστούν μόνο την απόκριση του αντιστάτη. Ανάλογα τον τρόπο που τοποθετείται και συνδέεται ο πραγματικός αντιστάτης, εξωτερικά παρασιτικά φαινόμενα μπορούν να βελτιώσουν ή να επιδεινώσουν την συμπεριφορά του.



Εικόνα 4.8 : Λόγος μέτρου σύνθετης αντίστασης προς ονομαστική αντίσταση R, συναρτήσει της συχνότητας, για τον αντιστάτη CH02016 της Vishay για διάφορες τιμές R μεταξύ των 10Ω και των 500Ω.

[86]



Εικόνα 4.9 : Λόγος μέτρου σύνθετης αντίστασης προς ονομαστική αντίσταση R, συναρτήσει της συχνότητας, για τον αντιστάτη CH0402 της Vishay για διάφορες τιμές R μεταξύ των 10Ω και των 500Ω.

[86]

5 ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5ο : Σχεδίαση και προσομοίωση ζωνοπερατού φίλτρου, διαιρέτη Wilkinson & κυκλώματος προσαρμογής

Σε αυτό το κεφάλαιο μέσω του λογισμικού ADS το οποίο έχει αναπτυχθεί απο την Pathway(τμήμα της Keysight), θα γίνει η σχεδίαση, η προσομοίωση, η βελτιστοποίηση αλλά και η στατιστική ανάλυση των κατασκευαστικών ανοχών για τις δύο υλοποιήσεις ζωνοπερατών φίλτρων που αναφέρθηκαν στο 3^ο κεφάλαιο. Επίσης θα σχεδιαστεί ο διαιρέτης Wilkinson καθώς και κύκλωμα προσαρμογής στο τέλος με σκοπό την ομαλή λειτουργία των διατάξεων με τον ολοκληρωμένο πομποδέκτη ALTUS28TR.

5.1 Προδιαγραφές φίλτρου

Στους Πίνακες 5.1 και 5.2 υπάρχουν συγκεντρωμένα τα στοιχεία που αφορούν τις προδιαγραφές των φίλτρων που πρόκειται να σχεδιαστούν :

Πίνακας 5.1 : Προδιαγραφές φίλτρου I .

Προδιαγραφές φίλτρου I	Κατηγορία	Τύπος	Τάξη	f_{c1} (GHz)	f_{c2} (GHz)	Κυμάτωση(dB)	RL(dB)	$Z_0(\Omega)$
Edge – coupled	Ζωνοπερατό	Chebysh ev	5	26.5	29.5	≤ 0.1 dB	≥ 20 dB	50 Ω
Hairpin								

Πίνακας 5.2 : Προδιαγραφές φίλτρου II.

Προδιαγραφές φίλτρου II	$IL(dB)$	
	$f \leq f_{s1} = 24GHz$	$f \geq f_{s2} = 32GHz$

Edge – coupled		
Hairpin	≥ 45	≥ 45

5.2 Υπόστρωμα

Επιλέγεται ως υπόστρωμα το I – TeraMT40(RF/MW) της Isola. Από σχετικούς πίνακες που παρέχει η εταιρία στα datasheet της για αυτό το υλικό(παράρτημα Β), χρησιμοποιούνται δεδομένα που αντιστοιχούν σε πάχος υποστρώματος $H = 0.168 \text{ mm}$ και συχνότητα 20GHz. Ο παρακάτω πίνακας παρέχει συγκεντρωμένα όλα τα στοιχεία που αφορούν το υπόστρωμα αλλά και τους αγωγούς του σήματος (υλικό θεωρείται ο χαλκός για το ίχνος) :

Πίνακας 5.3 : Χαρακτηριστικά υποστρώματος.

Υπόστρωμα	Dk	Df	Πάχος υποστρώματος H(mm)	Αγωγιμότητα αγωγού σ(S/m)	Πάχος αγωγού T(μm)	Τραχύτητα RMS(μm)
I – Tera MT40 (RF/MW)	3.45 +/- 0.05	0.0030	0.168 +/- 0.02	$5.96 \cdot 10^7$	35.8	0.275

Σημειώνεται εδώ πως έπειτα απο επικοινωνία με εταιρία Isola επισημάνθηκε ότι η διηλεκτρική σταθερά στην περίπτωση που οι γραμμές του πεδίου είναι παράλληλες στο υπόστρωμα, θα έπρεπε να είναι 3.75 αντί για 3.45 εξαιτίας της υφαντού υαλοβάμβακα. Επιπλέον προτάθηκε ως τυπική τιμή για την RMS τιμή της τραχύτητας του χαλκού τα 0.275 μm στην περίπτωση χρήσης χαλκού τύπου VLP2/H-VLP. Παραχωρήθηκαν και οι κατασκευαστικές ανοχές όσον αφορά στην διηλεκτρική σταθερά Dk αλλά και για το πάχος του υποστρώματος(IPC-4103 class D).

5.3 Θεωρητικός σχεδιασμός

Ο σχεδιασμός ξεκινάει καταρχάς ελέγχοντας εάν οι προδιαγραφές μπορούν πράγματι να ικανοποιηθούν για αυτή την τάξη φίλτρου. Οπότε υπολογίζονται αρχικά οι κανονικοποιημένες γωνιακές συχνότητες Ω_a και Ω_b στις οποίες απαιτείται η απόρριψη 45dB :

$$f_o = \sqrt{f_1 f_2} = \sqrt{(26.5GHz)(29.5GHz)} = 27.96GHz \quad (5.1)$$

$$B = \frac{f_2 - f_1}{f_o} = \frac{29.5GHz - 26.5GHz}{27.96GHz} = 0.1073 \quad (5.2)$$

$$\Omega_a = \frac{1}{B} \left(\frac{\omega_a}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_a} \right) \approx \frac{1}{0.1073} \left(\frac{24}{27.96} - \frac{27.9598}{24} \right) = -2.8577 \quad (5.3)$$

$$\Omega_b = \frac{1}{B} \left(\frac{\omega_b}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_b} \right) \approx \frac{1}{0.1073} \left(\frac{32}{27.96} - \frac{27.96}{32} \right) = 2.5232 \quad (5.4)$$

$$\Omega_s = \min\{|\Omega_a|, |\Omega_b|\} = 2.5232 \quad (5.5)$$

Η απαιτούμενη τάξη του φίλτρου πρέπει να είναι τουλάχιστον :

$$N \geq \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{\frac{L_s(dB)}}{10} - 1}}{\frac{10^{\frac{L_r(dB)}}{10} - 1}}} \right)}{\cosh^{-1}(\Omega_s)} = \frac{\cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{\frac{45}{10}} - 1}}{\frac{10^{\frac{0.1}{10}} - 1}}} \right)}{\cosh^{-1}(2.5232)} = 4.9172 \quad (5.6)$$

Η 5^η τάξη είναι επαρκής σύμφωνα με την θεωρία. Οπότε πρέπει να υπολογιστούν τώρα οι κανονικοποιημένες τιμές g_n των στοιχείων g του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου 5^{ης} τάξης μέσω των Εξισώσεων (3.16) – (3.22). Στην συνέχεια μέσω κατάλληλων μετασχηματισμών υπολογίζονται οι τιμές των χαρακτηριστικών αγωγιμοτήτων που πρέπει να έχουν οι αντιστροφείς απο την Εξίσωση (3.85). Έχοντας τις χαρακτηριστικές αγωγιμότητες, μπορούν εν τέλει να υπολογιστούν οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις του άρτιου και του περιττού ρυθμού των συζευγμένων γραμμών απο τις Εξισώσεις (3.75) και (3.76). Η γεωμετρία των γραμμών μπορεί να καθοριστεί με την βοήθεια LineCalc του ADS απο τις τιμές των χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού. Για τον σκοπό λοιπόν της αυτοματοποίησης των υπολογισμών αναπτύσσεται κώδικας στο MATLAB(παράρτημα Γ) ο οποίος δοθέντων των στοιχείων που περιέχονται στους πίνακες των προδιαγραφών του ζωνοπερατού φίλτρου μπορεί να υπολογίσει τις απαιτούμενες χαρακτηριστικές

αντιστάσεις του άρτιου και του περιττού ρυθμού των συζευγμένων γραμμών για κάθε ζεύγος τους. Τα αποτελέσματα του κώδικα συνοψίζονται στον παρακάτω Πίνακα 5.4 :

Πίνακας 5.4 : Τιμές των στοιχείων πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου 5^{ης} τάξης, χαρακτηριστικών αγωγιμοτήτων των αντιστροφών και των χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού για κάθε ζεύγος συζευγμένων γραμμών.

f_o (GHz)	B	n	g_n	J_n	ZOe_n (Ω)	ZOo_n (Ω)
27.96	0.1073	0	1	0.0077	76.5159	38.1803
		1	1.1468	0.0027	57.6233	44.1831
		2	1.3712	0.0020	55.6453	45.4036
		3	1.9750	0.0020	55.6453	45.4036
		4	1.3712	0.0027	57.6233	44.1831
		5	1.1468	0.0077	76.5159	38.1803
		6	1	-	-	-

Εφόσον είναι γνωστές οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις του άρτιου και του περιττού ρυθμού, μπορούν να υπολογιστούν μέσω του ADS τα πλάτη(w) και οι αποστάσεις(s) των αγωγών των συζευγμένων γραμμών κάνοντας χρήση του εργαλείου LineCalc. Τα μήκη των συντονιστών σύμφωνα με την θεωρία πρέπει να είναι :

$$D_{resonator} = \frac{\lambda_o}{2} = \frac{c_o}{2f_o\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}}{27.96GHz \cdot \sqrt{3.45}} = 2.89mm \quad (5.7)$$

Όπου λ_o το μήκος κύματος που αντιστοιχεί στην κεντρική συχνότητα του φίλτρου f_o . Κάθε συντονιστής όμως συζευγνύεται κατά το ήμισυ του. Οπότε το ηλεκτρικό μήκος των γραμμών σε κάθε ζεύγος συζευγμένων γραμμών θα είναι τελικά :

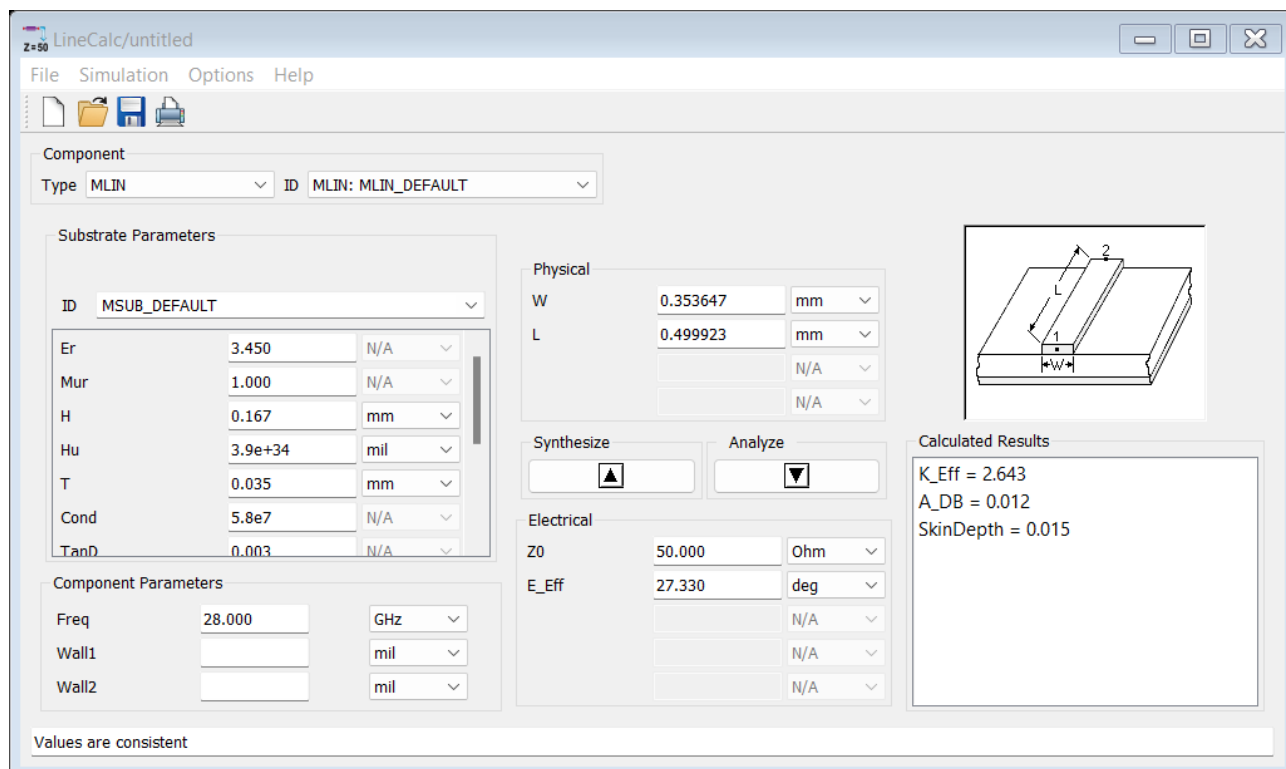
$$D_{coupled\ line} = \frac{D_{resonator}}{2} = 1.45mm \quad (5.8)$$

Εισάγοντας τα δεδομένα που αφορούν το υπόστρωμα, τους αγωγούς, τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις του άρτιου και του περιττού ρυθμού, καθώς και το ηλεκτρικό μήκος των 90° για συχνότητα 28GHz στο LineCalc του ADS, υπολογίζονται τα γεωμετρικά μεγέθη για κάθε ζεύγος συζευγμένων γραμμών. Τα αποτελέσματα συνοψίζονται στον Πίνακα 5.5 :

Πίνακας 5.5 : Υπολογισμός πλάτους αγωγών W , αποστάσεων S μεταξύ των αγωγών, και τα μήκη L των αγωγών με την βοήθεια των αντίστοιχων χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού στο LineCalc του ADS(παρουσιάζονται μόνο τρία ζεύγη λόγω συμμετρίας των υπόλοιπων).

#Ζεύγους	$Z0e_n(\Omega)$	$Z0o_n(\Omega)$	$W(\text{mm})$	$S(\text{mm})$	$L(\text{mm})$
1	76.5159	38.1803	0.2387	0.0620	1.7323
2	57.6233	44.1831	0.3274	0.2075	1.6568
3	55.6453	45.4036	0.3339	0.2726	1.6498

Με την βοήθεια του LineCalc υπολογίζεται και το πλάτος των γραμμών για υλοποίηση μικροταινίας με χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω ως $w = 0.354\text{mm}$:

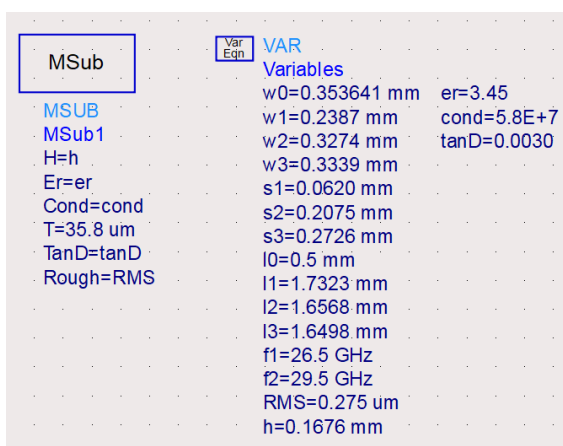


Εικόνα 5.1 : Υπολογισμός χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω γραμμής για μικροταινία στο LineCalc του ADS.

5.4 Σχεδιασμός edge-coupled φίλτρου

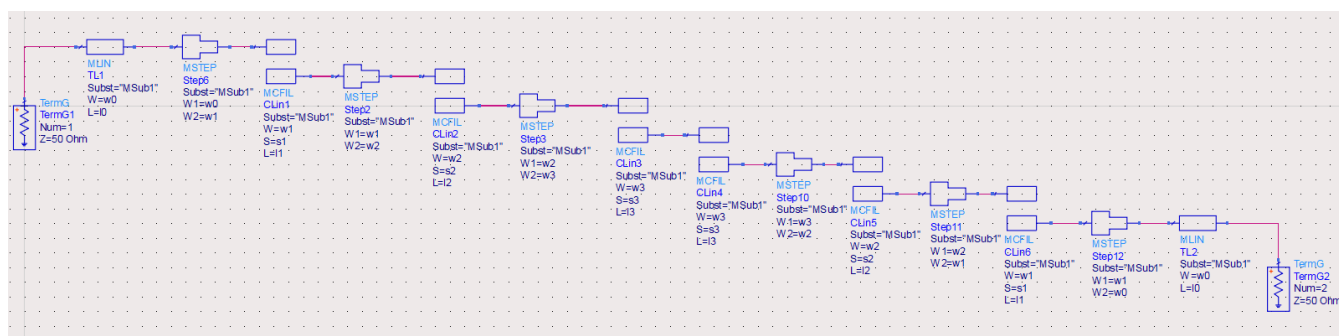
5.4.1 Κυκλωματικό σχέδιο(schematic - 5^{ης} τάξης)

Στην Εικόνα 5.2 φαίνονται οι μεταβλητές για τις ιδιότητες του υποστρώματος, καθώς και μεταβλητές για τα πλάτη w , τα μήκη l , αλλά και τις αποστάσεις s μεταξύ των αγωγών. Εάν και η δήλωση μεταβλητών απαιτεί κάποιον χρόνο έχει πολλά πλεονεκτήματα. Καταρχάς διευκολύνει από άποψη οργάνωσης καθώς υπάρχουν συγκεντρωμένα σε ένα μέρος όλα τα αριθμητικά δεδομένα. Έπειτα διασφαλίζεται ότι σε περίπτωση κάποιου λάθους δεν χρειάζεται να αναζητούνται σε όλο το σχέδιο τα σημεία που εμφανίζεται η λανθασμένη τιμή. Αρκεί να τροποποιηθεί η τιμή στην κατάλληλη μεταβλητή και όλα τα σημεία στα οποία χρησιμοποιείται αυτή η μεταβλητή θα διορθωθούν. Τέλος παρέχει μεγάλη ευελιξία για παραμετροποίηση και βελτιστοποίηση του κυκλώματος.



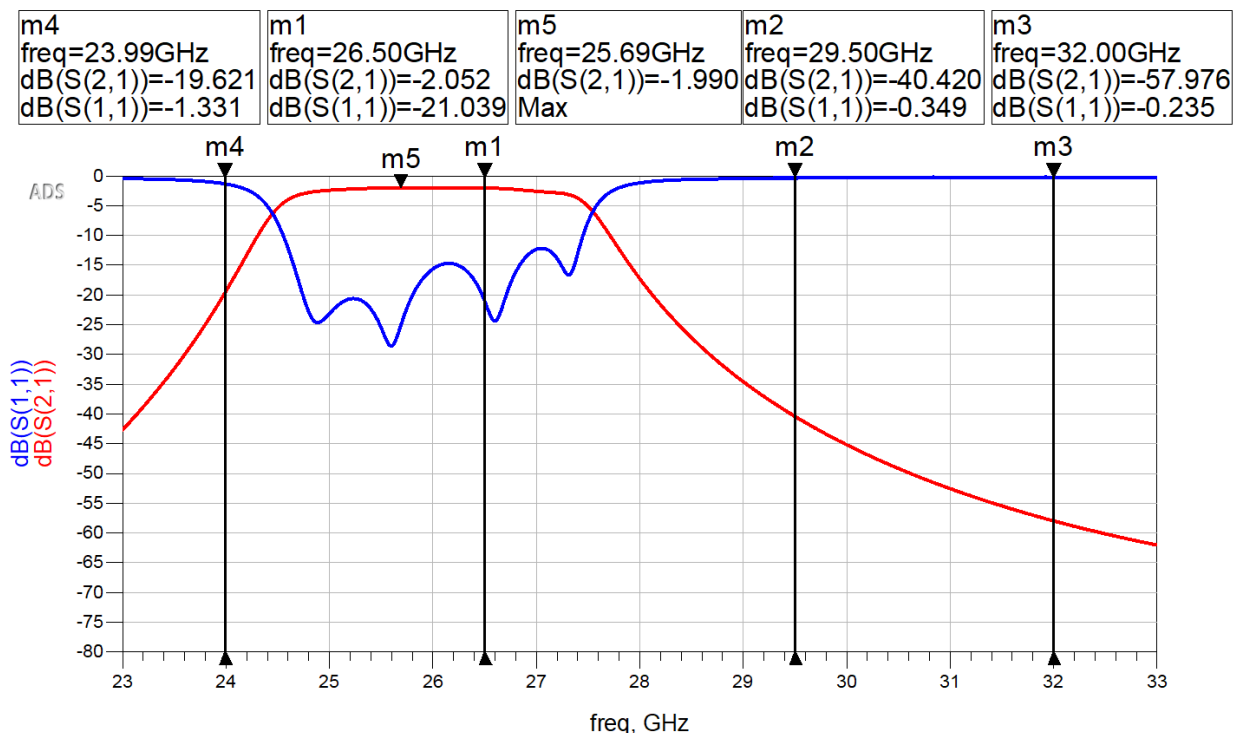
Εικόνα 5.2 : Ορισμός υποστρώματος στο κυκλωματικό σχέδιο.

Η μορφή του κυκλωματικού σχεδίου(schematic) φαίνεται παρακάτω :



Εικόνα 5.3 : Κυκλωματικό σχέδιο edge-coupled φίλτρου 5^{ης} τάξης.

Έπειτα από προσομοίωση των S παραμέτρων στο εύρος 23GHz εως 33GHz με βήμα 50 MHz(201 σημεία) παρατηρείται η εξής μορφή για τις S_{21} και S_{11} :



Εικόνα 5.4 : Κυκλωματική προσομοίωση edge-coupled φίλτρου 5^{ης} τάξης βάσει θεωρητικών υπολογισμών.

Το φίλτρο φαίνεται να έχει κεντρική συχνότητα περίπου στα 26GHz αντί στα 28GHz που προβλεπόταν τους θεωρητικούς υπολογισμούς. Επομένως υπάρχει μια συχνοτική μετατόπιση κατά 2 GHz πιο κάτω απο τον επιθυμητό στόχο. Για να διορθωθεί αυτή η απόκλιση θα γίνει χρήση των ειδικών εργαλείων που προσφέρει το ADS με σκοπό την βελτιστοποίηση του φίλτρου. Αυτό θα γίνει σε πολλαπλά στάδια, αφενός διότι επιτρέπει μια καλύτερη κατανόηση της εξάρτησης της συμπεριφοράς του φίλτρου απο τα επιμέρους μεγέθη(μήκη, πλάτη και αποστάσεις) καθώς και επειδή είναι ευκολότερη η βελτιστοποίηση όταν γίνεται με λιγότερους στόχους.

5.4.2 Βελτιστοποίηση (5^{ης} τάξης φίλτρο)

Η βελτιστοποίηση του φίλτρου ξεκινάει αποφασίζοντας ποιες παράμετροι μπορούν ή πρέπει να τροποποιηθούν. Στην συνέχεια καθορίζονται ποιοι είναι οι στόχοι της βελτιστοποίησης. Το κατά πόσο οι στόχοι επιτυγχάνονται κρίνεται από το λογισμικό βάσει ενός συνολικού σφάλματος το οποίο προκύπτει ως συνάρτηση των σφαλμάτων απο όλους τους επιμέρους στόχους της βελτιστοποίησης. Το σφάλμα που σχετίζεται με κάθε στόχο αφορά φυσικά το πόσο διαφέρει η τρέχουσα τιμή του

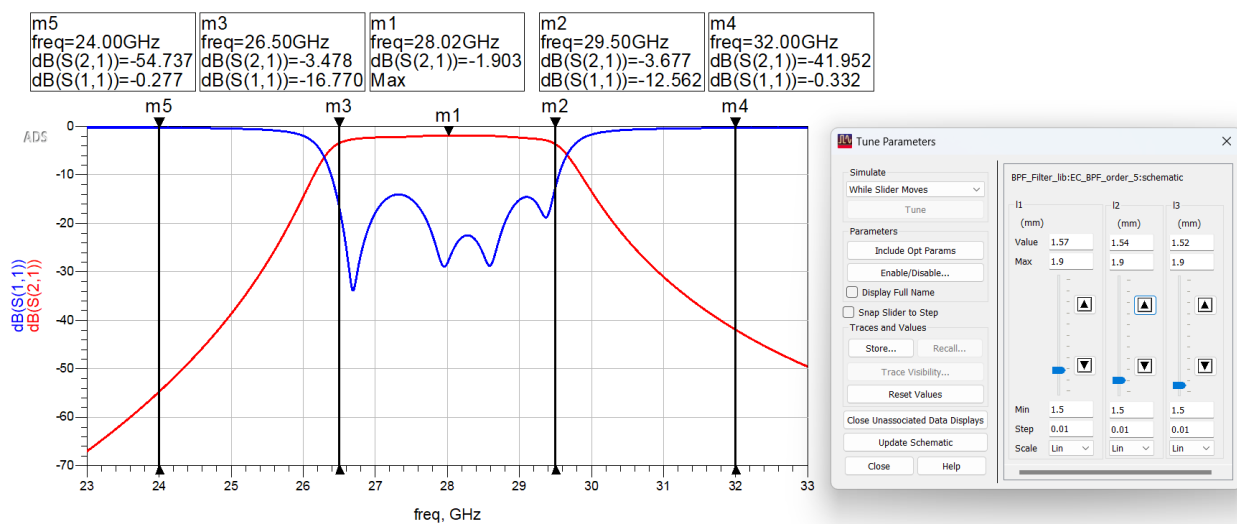
μεγέθους που βελτιστοποιείται απο κάποια τιμή που έχει καθορίσει ο σχεδιαστής(στόχος). Η βελτιστοποίηση θεωρείται ότι έχει επιτύχει όταν το συνολικό σφάλμα δεν υπερβαίνει μια καθορισμένη τιμή που ορίζει ο σχεδιαστής . Επίσης απαιτείται ο καθορισμός του μέγιστου αριθμού επαναλήψεων του αλγόριθμου βελτιστοποίησης ώστε η διαδικασία να διακόπτεται εν τέλει εάν δεν επιτυγχάνεται ο επιθυμητός στόχος. Σημαντικές πτυχές της διαδικασίας της βελτιστοποίησης λοιπόν είναι :

- Ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης(π.χ. Random , Gradient , Quasi – Newton , Simulated Annealing , Genetic κ.α.).
- Οι Στόχοι της βελτιστοποίησης.
- Το ανεκτό συνολικό σφάλμα της βελτιστοποίησης.
- Τον μέγιστο αριθμό των επαναλήψεων.

Το ADS προσφέρει και έναν χειροκίνητο τρόπο βελτιστοποίησης ο οποίος παρέχει στον σχεδιαστή την δυνατότητα να προσαρμόσει μόνος του τις τιμές των διάφορων μεταβλητών(tuning).

5.4.2.1 Διόρθωση κεντρικής συχνότητας(5^{ης} τάξης φίλτρο)

Αρχικά θα γίνει μέσω tuning η συχνοτική μετατόπιση της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου στα 28GHz. Αυτό θα επιχειρηθεί μέσω ρύθμισης μόνο των μηκών των συντονιστών :



Εικόνα 5.5 : Διόρθωση της κεντρικής συχνότητας του edge-coupled φίλτρου 5^{ης} τάξης μέσω ρύθμισης των μηκών των συντονιστών.

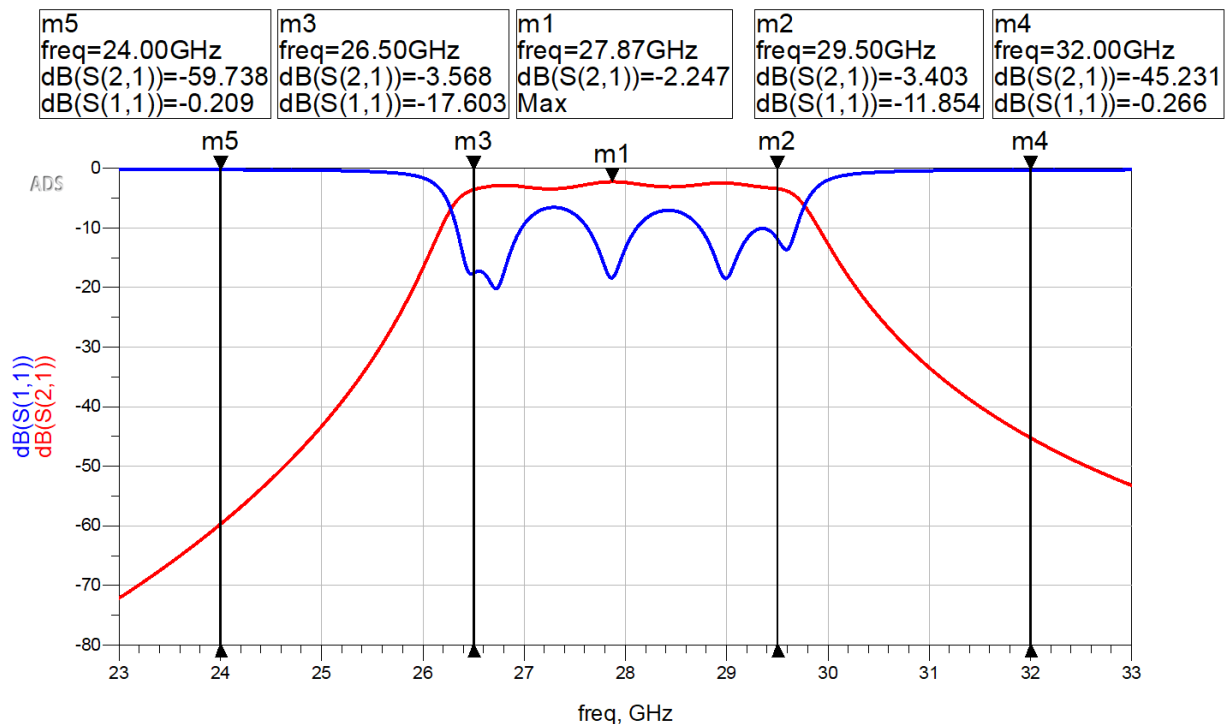
Αποδεικνύεται ότι ήταν όντως εφικτό να διορθωθεί η κεντρική συχνότητα τροποποιώντας μόνο τα μήκη των συντονιστών. Η απόφαση να γίνει tuning με αυτές τις μεταβλητές δεν ήταν τυχαία καθώς η συχνότητα συντονισμού των γραμμών, και επομένως η κεντρική συχνότητα του ζωνεπερατού φίλτρου, εξαρτάται άμεσα από τα μήκη που έχουν οι γραμμές. Οι νέες τιμές για τα μήκη είναι λοιπόν:

$$l_1 = 1.57\text{mm}, l_2 = 1.54\text{mm}, l_3 = 1.52\text{mm}$$

Αξίζει να αναφερθεί ότι αυτές οι τιμές βρίσκονται μεταξύ των θεωρητικά υπολογισμένων (1.45mm) και των προβλεπόμενων από το LineCalc τιμών (1.732mm, 1.657mm, 1.650mm).

5.4.2.2 Διόρθωση απόστασης s1 (5^{ης} τάξης φίλτρο)

Η θεωρητική ανάλυση προέβλεψε ότι η απόσταση s1 μεταξύ των αγωγών του πρώτου και του τελευταίου ζεύγους συζευγμένων γραμμών πρέπει να είναι 0.062 mm. Αυτή η τιμή είναι πολύ μικρότερη από το τυπικό κατώτατο όριο των 0.1mm όπως μπορεί να διαπιστώσει κανείς ελέγχοντας πληροφορίες που υπάρχουν σε ιστοσελίδες κατασκευαστών τυπωμένων κυκλωμάτων. Για αυτόν ακριβώς τον λόγο χρειάζεται η τροποποίηση αυτής της μεταβλητής ώστε να λαμβάνει κατ'ελάχιστο την τιμή 0.1mm. Κάνοντας την αλλαγή s1 = 0.1mm η απόκριση του φίλτρου παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.6 :



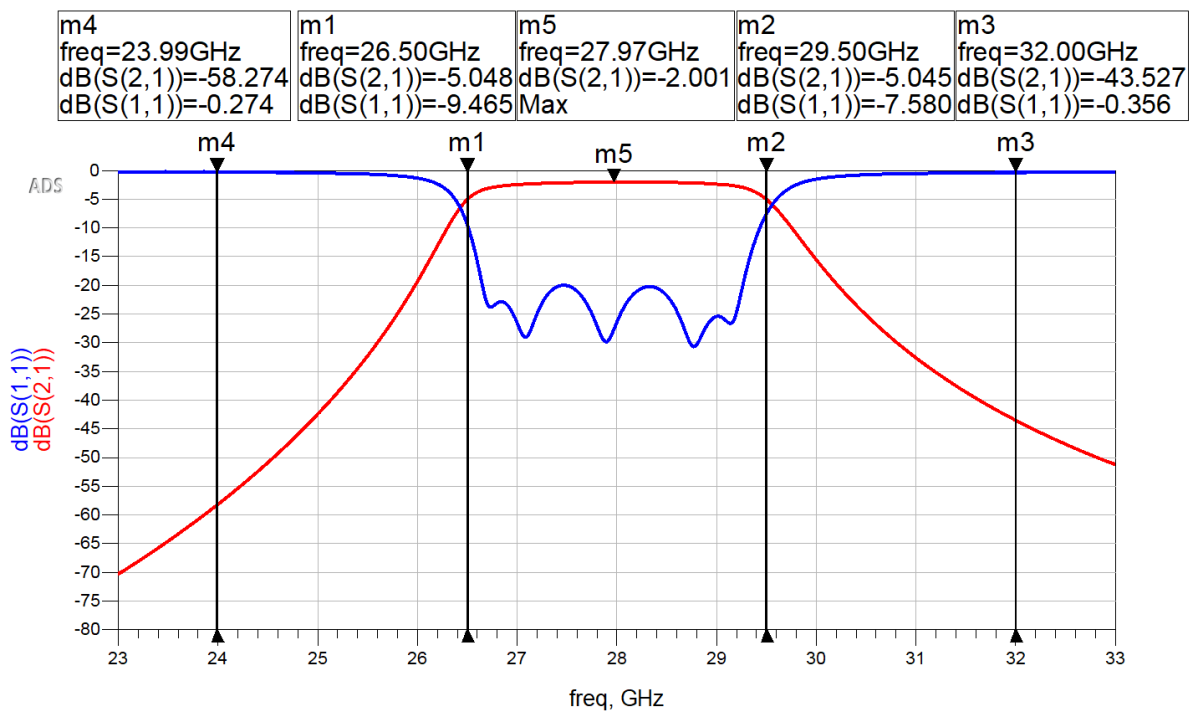
Εικόνα 5.6 : Κυκλωματική απόκριση edge-coupled φίλτρου 5^{ης} τάξης έπειτα απο αύξηση της απόστασης s1 για συμμόρφωση με βάση τους κατασκευαστικούς περιορισμούς.

Σύμφωνα με την Εικόνα 5.6 αξίζει να σημειωθεί ότι δεν μεταβλήθηκε ιδιαίτερα το εύρος ζώνης ή η κεντρική συχνότητα του φίλτρου. Είναι φανερό πως η κεντρική συχνότητα είναι όντως περίπου 28GHz ενώ ταυτόχρονα κανένα πλάτος ή απόσταση αγωγών δεν είναι < 0.1mm, όπως απαιτείται λόγω κατασκευαστικών περιορισμών. Εντούτοις υπάρχουν τρία προβλήματα :

1. Η απόρριψη στα 32GHz δεν είναι μικρότερη απο 45dB.
2. Η αλλαγή στην απόσταση s1 προκάλεσε έντονη κυμάτωση, περισσότερο απο 0.1dB.
3. Τα -3dB σημεία δεν είναι σωστά.

5.4.2.3 Διόρθωση κυμάτωσης και - 3 dB σημείων (5^{ης} τάξης φίλτρο)

Μέσα απο την διαδικασία του tuning προκύπτει ότι τα πλάτη w ελέγχουν κατά κύριο λόγο την άνω και κάτω συχνότητα αποκοπής ενώ οι αποστάσεις s, πέρα απο την s1, το εύρος ζώνης. Για αυτό τον λόγο θα χρειαστεί να γίνει tuning με όλες τις μεταβλητές ώστε η κυμάτωση στο passband να διατηρηθεί μικρότερη απο 0.1dB και να διορθωθούν τα - 3 dB σημεία. Τονίζεται ότι τα - 3 dB σημεία καθορίζονται πάντα βάσει του IL στην ζώνη διέλευσης :



Εικόνα 5.7 : Κυκλωματική βελτιστοποίηση της απόκρισης του edge-coupled φίλτρου 5^{ης} τάξης.

Στην Εικόνα 5.7 φαίνεται πως ενώ η κυμάτωση, η κεντρική συχνότητα και τα -3dB σημεία συμμορφώθηκαν με τις προδιαγραφές, η απόρριψη είναι μικρότερη απο 45dB στα 32GHz. Οι νέες τιμές συνοψίζονται στον Πίνακα 5.6 :

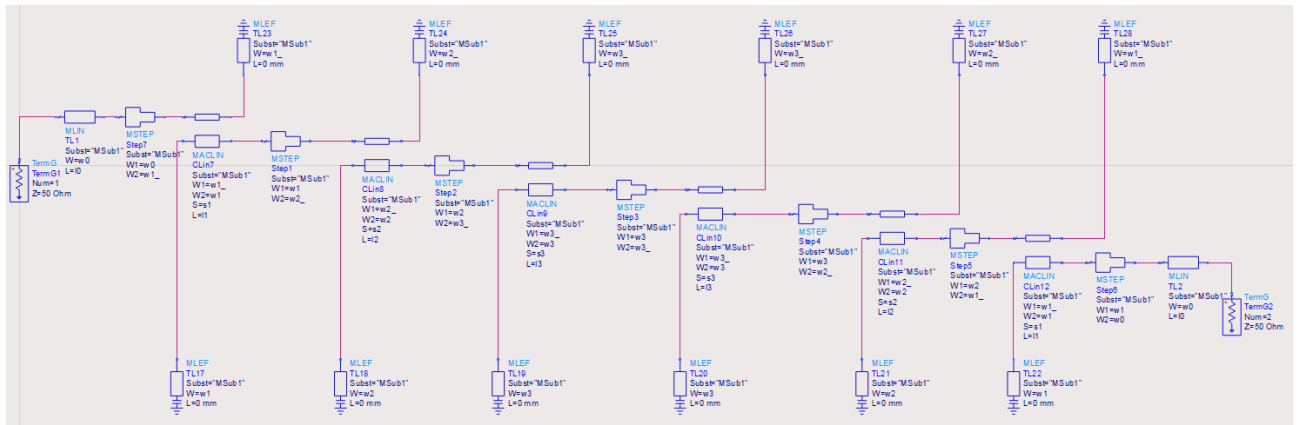
Πίνακας 5.6 : Τελικές τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών που προέκυψαν απο την κυκλωματική βελτιστοποίηση για το edge-coupled φίλτρο 5^{ης} τάξης.

Μήκη γραμμών(mm)	l1	l2	l3
	1.5805	1.494	1.526
Αποστάσεις γραμμών(mm)	s1	s2	s3
	0.1	0.162425	0.304572
Πλάτη γραμμών(mm)	w1	w2	w3
	0.170703	0.438346	0.325578

Αξιοπρόσεκτο είναι, πως όπως ειπώθηκε νωρίτερα, ότι οι τιμές των μηκών των συντονιστών δεν χρειάστηκε να μεταβληθούν σημαντικά.

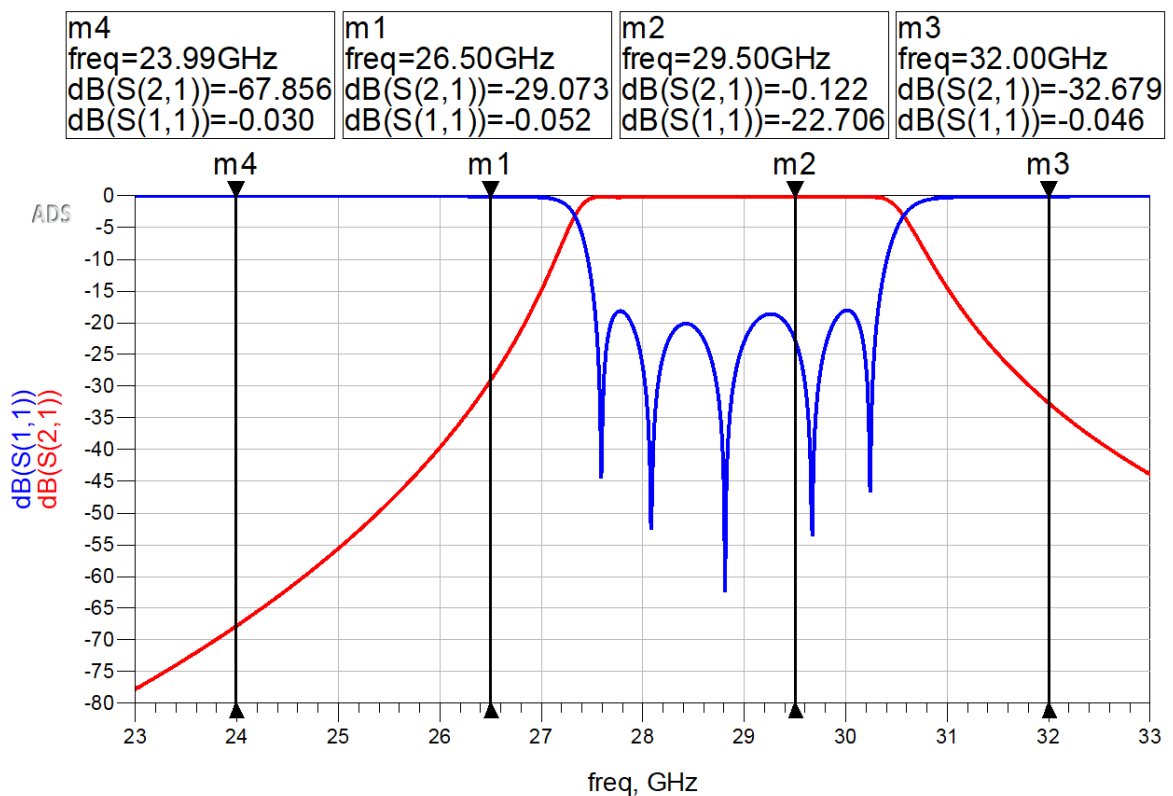
5.4.2.4 Χρήση ασύμμετρων συζευγμένων γραμμών(5^{ης} τάξης φίλτρο)

Η προδιαγραφή σχετικά με την απόρριψη στην συχνότητα 32 GHz δεν ήταν δυνατό να ικανοποιηθεί. Οπότε σε αυτή την περίπτωση υπάρχουν τρεις πιθανές λύσεις. Η πρώτη είναι να γίνει πιο χαλαρή η προδιαγραφή για το RL, και να αυξηθεί η απόρριψη στα 32 GHz με κόστος περισσότερη κυμάτωση στην ζώνη διέλευσης. Η δεύτερη είναι να γίνει χρήση ασύμμετρων συζευγμένων γραμμών, όπου το πλάτος του κάθε αγωγού σε κάθε ζεύγος γραμμών ρυθμίζεται ανεξάρτητα. Η τρίτη λύση είναι να αυξηθεί η τάξη του φίλτρου σε 6^η απο 5^η. Αρχικά επιχειρείται η χρήση ασύμμετρων γραμμών. Το κυκλωματικό σχέδιο φαίνεται στην Εικόνα 5.8 :



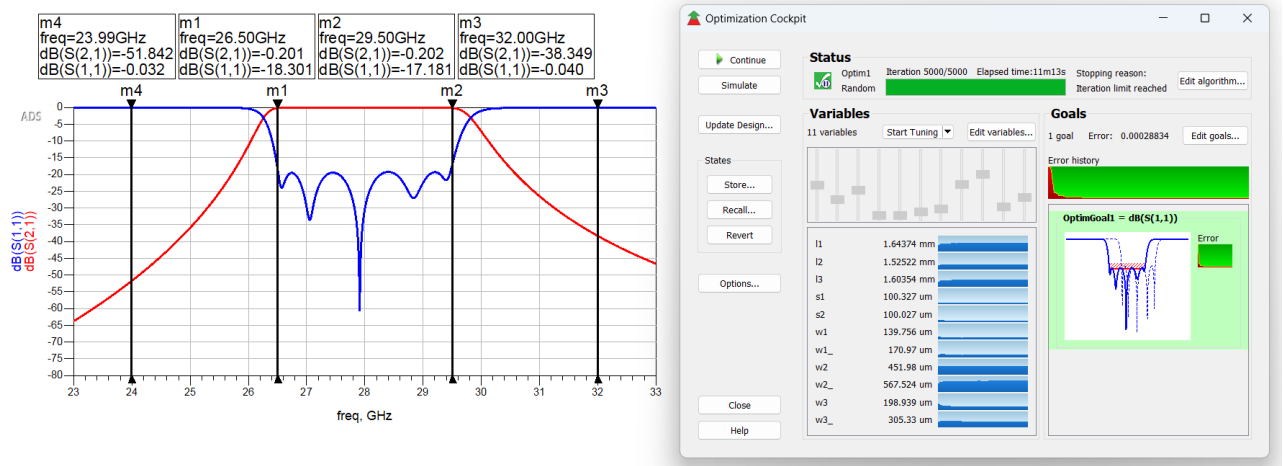
Εικόνα 5.8 : Κυκλωματικό σχέδιο edge-coupled φίλτρου 5^{ης} τάξης με χρήση ασύμμετρων συζευγμένων γραμμών.

Η μορφή της απόκρισης για την S_{21} και S_{11} φαίνεται στην Εικόνα 5.9, και όπως μπορεί να παρατηρηθεί, έχει μετατοπιστεί λίγο η κεντρική συχνότητα του ζωνοπερατού φίλτρου στα 29GHz. Αυτό συμβαίνει εξαιτίας της εισαγωγής των γραμμών που μοντελοποιήσουν τα ανοικτοκυκλώματα στα άκρα των γραμμών.



Εικόνα 5.9 : Κυκλωματική απόκριση edge-coupled φίλτρου 5^{ης} τάξης με χρήση ασύμμετρων συζευγμένων γραμμών.

Με χρήση του optimizer που προσφέρει το ADS, θέτοντας τον αλγόριθμο βελτιστοποίησης random, το μέγιστο ανεκτό σφάλμα ως 0.0001 και τον μέγιστο αριθμό επαναλήψεων ως 5000, επιτυγχάνεται το αποτέλεσμα της Εικόνας 5.10 για στόχο : $RL > 20\text{dB}$. Όπως φαίνεται, ο στόχος δεν έχει επιτευχθεί, εάν και έχει προσεγγιστεί. Η απόρριψη είναι 38.35dB περίπου στα 32GHz, πολύ μικρότερη από την επιθυμητή απόρριψη των 45dB.



Εικόνα 5.10 : Απόκριση κυκλωματικά βελτιστοποιημένου edge-coupled φίλτρου 5^{ης} τάξης με χρήση ασύμμετρων συζευγμένων γραμμών.

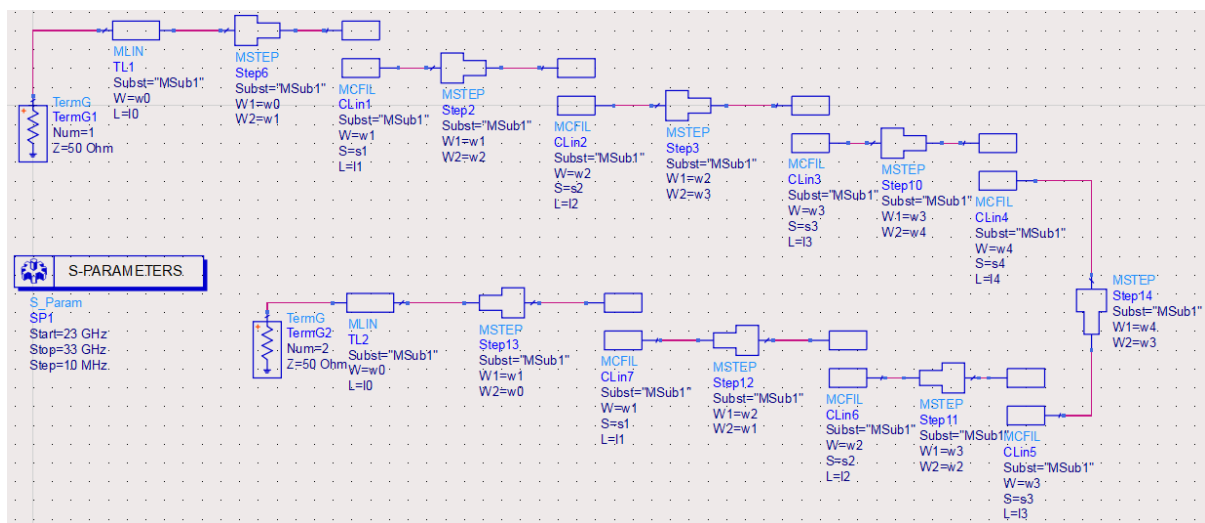
5.4.3 Κυκλωματικό σχέδιο(Schematic - 6^{ης} τάξης φίλτρο)

Η τάξη του φίλτρου αυξάνεται σε 6^η και τα πλάτη και χρησιμοποιούνται πάλι συμμετρικές συζευγμένες γραμμές για την μείωση της πολυπλοκότητας της βελτιστοποίησης. Ακολουθείται μια παρόμοια διαδικασία σχεδίασης όπως και για την περίπτωση της 5^{ης} τάξης φίλτρου. Οπότε οι νέες τιμές για τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις του άρτιου και του περιττού ρυθμού, σύμφωνα με τα αποτελέσματα του κώδικα στο MATLAB(παράρτημα Γ), και τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των συζευγμένων γραμμών, σύμφωνα με το LineCalc του ADS, συνοψίζονται στον Πίνακα 5.7 :

Πίνακας 5.7 : Υπολογισμός πλατών αγωγών W , αποστάσεων S και μηκών L για κάθε ζεύγος συζευγμένων γραμμών για την περίπτωση 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου, με την βοήθεια των αντίστοιχων χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού και του LinceCalc.

# ζεύγος	$Z_{0e}(\Omega)$	$Z_{0o}(\Omega)$	$W(\text{mm})$	$S(\text{mm})$	$L(\text{mm})$
1	76.2064	38.2219	0.240090	0.062599	1.731220
2	57.4464	44.2856	0.328076	0.212033	1.656100
3	55.4518	45.5322	0.334405	0.281197	1.649210
4	55.2266	45.6840	0.334995	0.291920	1.648570

Το κυκλωματικό σχέδιο για το 6^{ης} τάξης φίλτρο φαίνεται στην Εικόνα 5.11 , όπου έχει αναδιπλωθεί στο σχέδιο ώστε να είναι πιο εύκολη η απεικόνιση του αλλά και ο έλεγχος των τιμών των στοιχείων του:



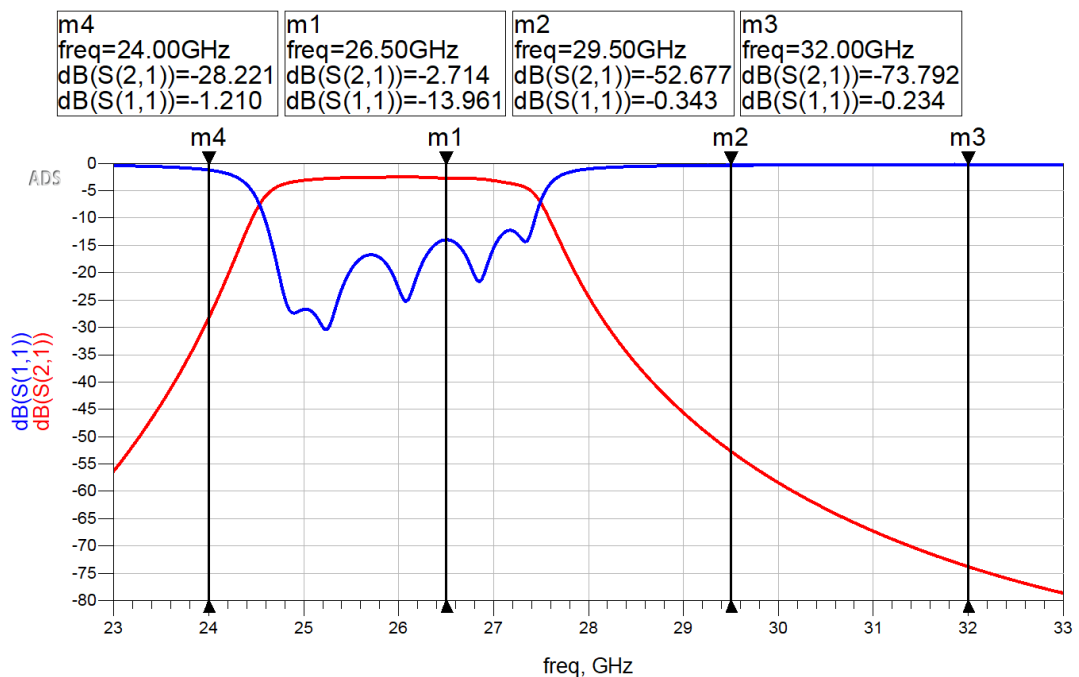
Εικόνα 5.11 : Κυκλωματικό σχέδιο edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης.

Και οι μεταβλητές έχουν οριστεί όπως παρουσιάζονται στην Εικόνα 5.12 :

MSub		VAR	
		Variables	
MSub		w0=0.353641 mm	h=0.1676 mm
MSub1		w1=0.240090 mm {t}	er=3.45
H=h		w2=0.328076 mm {t}	cond=5.8E+7
Er=er		w3=0.334405 mm {t}	tanD=0.0030
Cond=cond		w4=0.334995 mm {t}	
T=35.8 um		s1=0.062599 mm {-t}	
TanD=tanD		s2=0.212033 mm {t}	
Rough=RMS		s3=0.281197 mm {t}	
		s4=0.291920 mm {t}	
		I0=0.516 mm {-t}	
		I1=1.731220 mm {t}	
		I2=1.656100 mm {t}	
		I3=1.649210 mm {t}	
		I4=1.648570 mm {t}	
		RMS=0.275 um	

Εικόνα 5.12 : Τιμές για τις μεταβλητές των ιδιοτήτων του υποστρώματος και των γεωμετρικών χαρακτηριστικών των γραμμών για edge-coupled φίλτρο 6^{ης} τάξης.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των S_{21} και S_{11} παραμέτρων σχετικά με την απόκριση του παρουσιάζονται στην Εικόνα 5.13 :

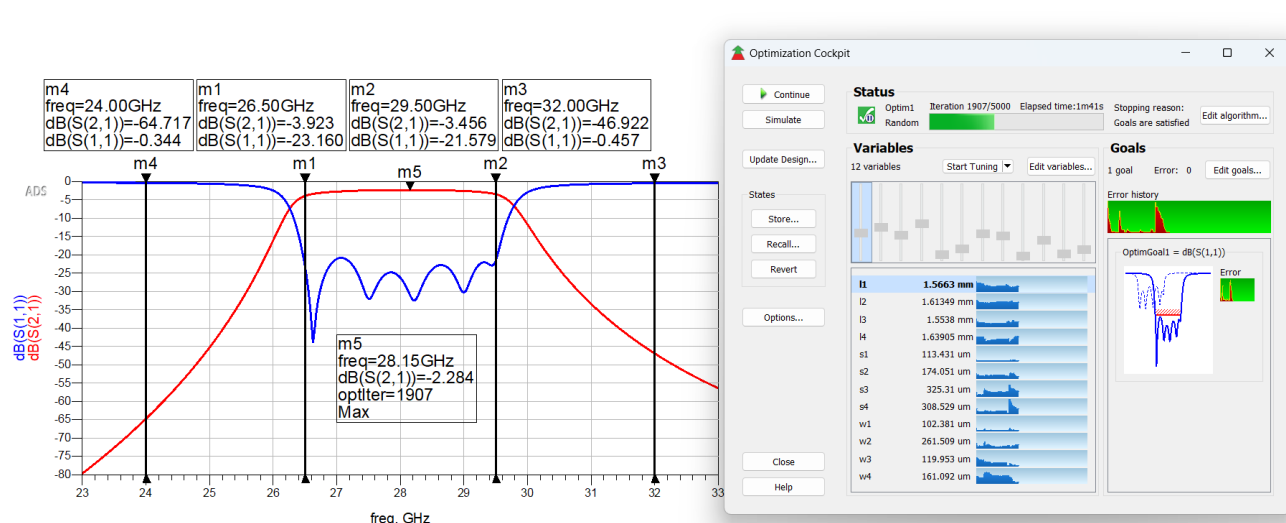


Εικόνα 5.13 : Κυκλωματική απόκριση edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης.

Όπως και στην περίπτωση του φίλτρου 5^{ης} τάξης παρατηρείται συχνοτική μετατόπιση περίπου 2GHz η οποία θα διορθωθεί μέσω βελτιστοποίησης.

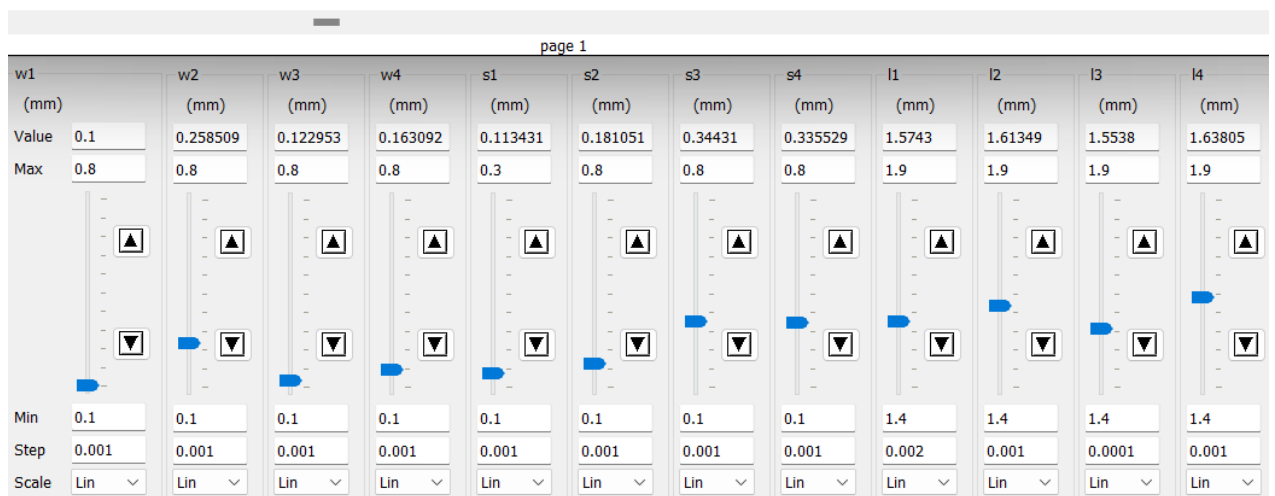
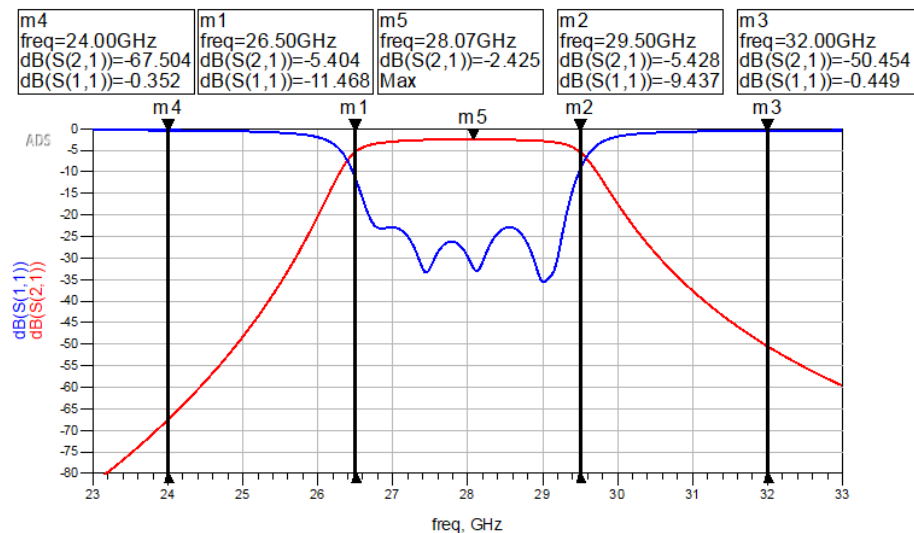
5.4.4 Βελτιστοποίηση(6ης τάξης φίλτρο)

Η τιμή της μεταβλητής s1, δηλαδή η απόσταση μεταξύ των αγωγών στο πρώτο και το τελευταίο ζεύγος των συζευγμένων γραμμών, είναι μικρότερη από 0.1 mm, που όπως εξηγήθηκε και νωρίτερα αποτελεί το ελάχιστο τυπικό κατασκευαστικό όριο. Οπότε γίνεται βελτιστοποίηση με ελάχιστη τιμή για τις αποστάσεις και τα πλάτη ίσο με 0.1mm και ορίζεται ως στόχος της βελτιστοποίησης RL περισσότερο απο 20dB μεταξύ 26.5GHz και 29.5GHz. Τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης παρουσιάζονται στην Εικόνα 5.14 :



Εικόνα 5.14 : Αποτελέσματα χρήσης optimizer για βελτιστοποίηση του edge-coupled φίλτρου 6ης τάξης με τις αντίστοιχες τιμές των μεταβλητών.

Η απόκλιση της κεντρικής συχνότητας έχει διορθωθεί, ενώ και η προδιαγραφή για το RL πληρείται. Τα -3 dB σημεία δεν είναι σωστά όμως, ούτε η απόρριψη στα 32GHz είναι 45dB. Γίνεται tuning καθώς είναι πολύ δύσκολο διαφορετικά να ικανοποιηθούν όλες οι προδιαγραφές με τον optimizer. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην Εικόνα 5.15 :



Εικόνα 5.15 : Τελική απόκριση κυκλωματικά βελτιστοποιημένου edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης με τις αντίστοιχες νέες τιμές των μεταβλητών.

Τα αποτελέσματα είναι ικανοποιητικά καθώς τα -3 dB σημεία βρίσκονται στις σωστές συχνότητες 26.5GHz και 29.5GHz (-5.425 dB περίπου εφόσον το IL είναι -2.425 dB στην ζώνη διέλευσης). Το RL είναι μεγαλύτερο απο 20dB και η απόρριψη στις συχνότητες 24GHz και 32GHz είναι περισσότερο απο 45dB, όπως ήταν και το ζητούμενο. Όλες οι προδιαγραφές λοιπόν πληρούνται.

5.4.5 Στατιστική ανάλυση

Σε αυτή την ενότητα θα γίνει στατιστική ανάλυση της διάταξης του φίλτρου που σχεδιάστηκε προηγουμένως μέσω προσομοίωσης τύπου Monte Carlo έτσι ώστε να διερευνηθεί τι αντίκτυπο έχουν ως προς την απόκριση του φίλτρου οι κατασκευαστικές ανοχές του μήκους, του πλάτους, της απόστασης μεταξύ των γραμμών αλλά και οι κατασκευαστικές ανοχές της διηλεκτρικής σταθεράς και του πάχους του υποστρώματος. Η ανάλυση θα γίνει τόσο για το κάθε χαρακτηριστικό μεμονωμένα όσο και συνολικά (yield analysis). Οι περισσότεροι κατασκευαστές δηλώνουν μια

απόκλιση της τάξεως του +/-10% ή +/- 20%, η οποία αναφέρεται στην μέγιστη ποσοστιαία απόκλιση που υπάρχει για τα μικρότερα τυπωμένα χαρακτηριστικά. Δηλαδή εάν το ελάχιστο τυπικό πλάτος και η ελάχιστη απόσταση είναι 0.1mm, αυτό σημαίνει πως υπάρχει μια αβεβαιότητα περίπου +/- 20μm για ανοχή +/- 20%. Όπως είναι φανερό, όσο μεγαλώνει η απόσταση ή το πλάτος, τόσο μικραίνει το ποσοστιαίο σφάλμα. Αυτός είναι και ο λόγος, σε συνδυασμό και με το μικρότερο κόστος, που οι κατασκευαστές προτείνουν να αποφεύγονται όσο είναι δυνατόν τα κατασκευαστικά όρια τους. Για περισσότερη ασφάλεια θα θεωρηθεί πως οι κατασκευαστικές ανοχές είναι +/- 25μm και ότι οι αποκλίσεις ακολουθούν ομοιόμορφη κατανομή. Η ανάλυση Monte Carlo στοχεύει μέσω της προσομοίωσης τυχαίων κατασκευαστικών εκδοχών του φίλτρου, που προκύπτουν μεταβάλλοντας ανεξάρτητα αλλά ακολουθώντας συγκεκριμένη κατανομή όπως αναφέρθηκε τα διάφορα γεωμετρικά και ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των γραμμών και του υποστρώματος, στο να εξαχθούν συμπεράσματα για την απόδοση της διαδικασίας παραγωγής του φίλτρου. Ο αριθμός των δειγμάτων μετά απο δοκιμές καθορίζεται ως 1000 καθώς τα αποτελέσματα είναι αρκετά ακριβή και ο χρόνος που απαιτείται εντός λογικών ορίων. Το κριτήριο βάσει του οποίου τα φίλτρα-δείγματα απορρίπτονται έχει να κάνει με το ποια απο αυτά έχουν απόρριψη μεγαλύτερη απο 45dB στα 32 GHz, ενώ επισημαίνεται ταυτόχρονα και ο αριθμός των φίλτρων με εύρος ζώνης μικρότερο απο 2.5GHz. Για τον σκοπό της διευκόλυνσης στην ανάλυση των δεδομένων γράφεται κώδικας στο MATLAB(παράρτημα Δ) ο οποίος έχοντας ως δεδομένα τα αποτελέσματα της Monte Carlo προσομοίωσης σχετικά με την S_{21} παράμετρο μπορεί να εξάγει χρήσιμα μεγέθη για την κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του φίλτρου όπως ελάχιστες και μέγιστες τιμές, μέσες τιμές, τυπικές αποκλίσεις αλλά και τα ιστογράμματα αυτών. Τέλος σημειώνεται οτι ως σχεδιασμένη συχνότητα(ονομαστική) θεωρούνται τα 28GHz ενώ ως σχεδιασμένο εύρος ζώνης(ονομαστικό) θεωρούνται τα 3GHz. Τα συμπεράσματα που προκύπτουν είναι τα εξής :

- **Επίδραση των ανοχών του πλάτους των γραμμών :** η κεντρική συχνότητα δεν επηρεάζεται ιδιαίτερα σε σχέση με το εύρος ζώνης. Ακόμα και το εύρος ζώνης όμως δεν φαίνεται να επηρεάζεται πάρα πολύ, (λιγότερο απο 200MHz). Το yield παραμένει ιδιαίτερα υψηλό.

Πίνακας 5.8 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης των κατασκευαστικών ανοχών του πλάτους των αγωγών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης.

Yield : 95.7%	Central Frequency	Bandwidth
Mean(GHz)	27.97	3.004

Min (GHz)	27.75	2.83
Max (GHz)	28.19	3.17
σ (GHz)	0.09765	0.06653
(mean – designed)/designed (%)	-0.1249	0.132
σ/Mean (%)	0.3492	2.2146

- **Επίδραση των ανοχών των αποστάσεων μεταξύ των γραμμών :** η κεντρική συχνότητα του φίλτρου δεν επηρεάζεται σχεδόν καθόλου, ωστόσο το εύρος ζώνης μπορεί να αποκλίνει ακόμα και κατά 500MHz περίπου. Το yield μειώνεται ελαφρώς αλλά εξακολουθεί να είναι υψηλό.

Πίνακας 5.9 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης των κατασκευαστικών ανοχών των αποστάσεων μεταξύ των αγωγών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης.

Yield : 90.4%	Central Frequency	Bandwidth
Mean (GHz)	27.96	3.009
Min (GHz)	27.94	2.64
Max (GHz)	28.0	3.45
σ (GHz)	0.01000	0.1557
(mean – designed)/designed (%)	-0.1413	0.3103
σ/Mean (%)	0.03578	5.175

- **Επίδραση της ανοχής του μήκους των γραμμών :** η κεντρική συχνότητα του φίλτρου παρουσιάζει μεγαλύτερη διασπορά απο το εύρος ζώνης, όπως ήταν αναμενόμενο βάσει θεωρίας, και μετακινείται περίπου κατά +/400MHz. Σε μικρότερο βαθμό επηρεάζεται και το εύρος ζώνης το οποίο έχει μια μεταβολή εως 150MHz με μια τάση προς μείωση του κυρίως. Το yield είναι ιδιαίτερα υψηλό.

Πίνακας 5.10 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης των κατασκευαστικών ανοχών των μηκών των γραμμών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης.

Yield : 96.8%	Central Frequency	Bandwidth
Mean (GHz)	27.98	2.987
Min (GHz)	27.60	2.87

Max(GHz)	28.35	3.05
σ(GHz)	0.1564	0.02840
(mean – designed)/designed(%)	-0.08302	-0.445
σ/Mean(%)	0.5589	0.9509

- Επίδραση της ανοχής της διηλεκτρικής σταθεράς :** η κεντρική συχνότητα του φίλτρου είναι η παράμετρος που επηρεάζεται κατά κύριο λόγο εάν και σε μικρό βαθμό καθώς η μεταβολή δεν ξεπερνάει τα 200MHz. Αυτό είναι αναμενόμενο καθώς επηρεάζει το ηλεκτρικό μήκος των γραμμών οπότε και την συχνότητα συντονισμού των γραμμών. Η μικρή τιμή της μεταβολής απο την άλλη αιτιολογείται λόγω του καλού ελέγχου της διηλεκτρικής σταθεράς του υποστρώματος. Το εύρος ζώνης έχει σχεδόν εντελώς αμελητέα μεταβολή της τάξεως των 30MHz. Το yield είναι εξαιρετικό καθώς φτάνει το 100%.

Πίνακας 5.11 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης της κατασκευαστικής ανοχής της διηλεκτρικής σταθεράς στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης.

Yield : 100%	Central Frequency	Bandwidth
Mean(GHz)	27.96	3.001
Min(GHz)	27.80	2.97
Max(GHz)	28.12	3.03
σ(GHz)	0.09546	0.01647
(mean – designed)/designed(%)	-0.1480	0.03267
σ/Mean(%)	0.3414	0.5487

- Επίδραση της ανοχής του πάχους του υποστρώματος :** Η κατασκευαστική ανοχή του πάχους του υποστρώματος επηρεάζει το εύρος ζώνης περισσότερο απο οποιαδήποτε άλλη κατασκευαστική ανοχή. Η μεταβολή αγγίζει σχεδόν τα +/-500MHz. Η κεντρική συχνότητα παρουσιάζει πολύ μικρή μεταβολή της τάξεως των +/-50MHz. Επίσης 18 φίλτρα έχουν εύρος ζώνης μικρότερο απο 2.5GHz. Το αξιοσημείωτο εδώ είναι η μεγάλη πτώση του yield στο 68.9%.

Πίνακας 5.12 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης της κατασκευαστικής ανοχής του πάχους του διηλεκτρικού στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης.

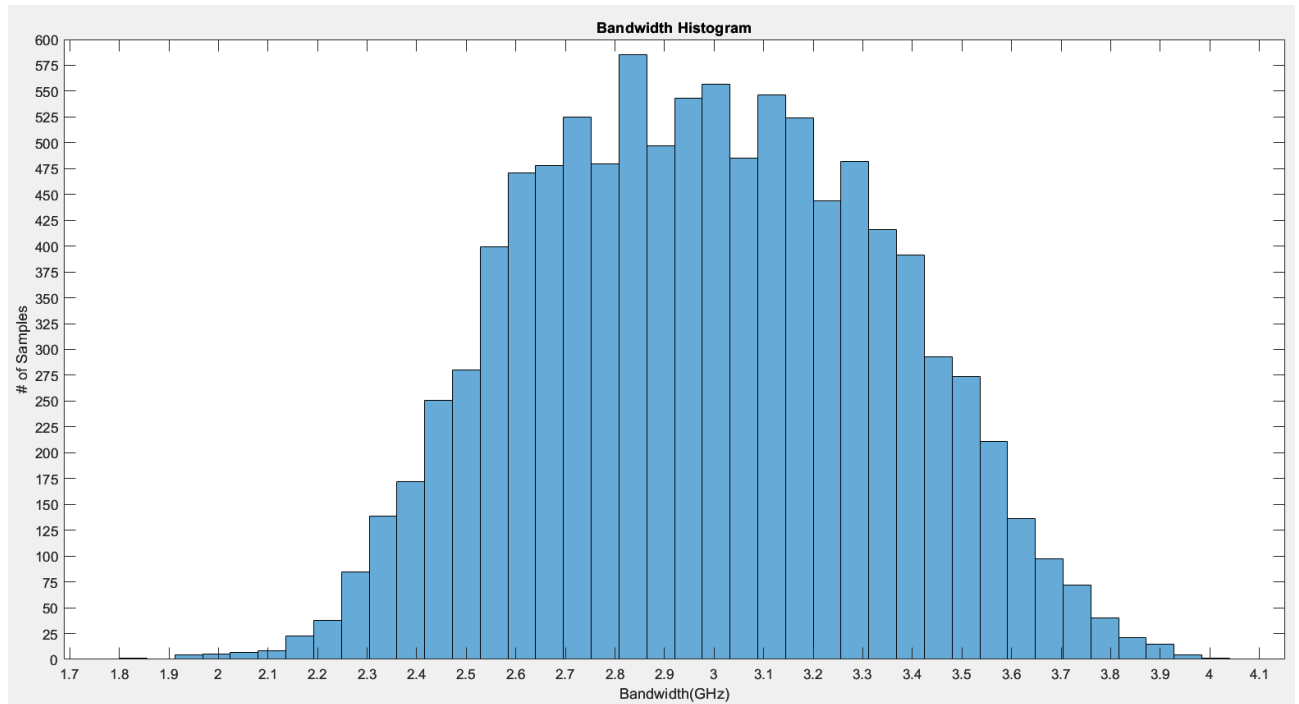
Yield : 68.9%	Central Frequency	Bandwidth
Mean(GHz)	27.96	3.000
Min(GHz)	27.95	2.48
Max(GHz)	28.00	3.51
σ(GHz)	0.01272	0.3019
(mean – designed)/designed(%)	-0.1322	-0.016
σ/Mean(%)	0.0455	10.07

- **Επίδραση όλων των ανοχών :** η μέση κεντρική συχνότητα είναι πάρα πολύ κοντά στην σχεδιασμένη κεντρική συχνότητα με απόκλιση ίση με -0.09671%. Το μέσο εύρος ζώνης είναι επίσης πολύ κοντά στο σχεδιασμένο με απόκλιση ίση με -0.5924%. Αξίζει να σημειωθεί πως η κεντρική συχνότητα δεν έχει μεγάλη διασπορά (< 1% της μέσης τιμής), αλλά το εύρος ζώνης παρουσιάζει αρκετή διασπορά(11.85% σε σχέση με την μέση τιμή). Σημειώνεται επίσης ότι η προσομοίωση έγινε με 10.000 δείγματα. Απο αυτά τα 851 είχαν μικρότερο εύρος ζώνης απο 2.5 GHz, δηλαδή το 8.51%, το οποίο είναι ένα λογικό νούμερο. Τέλος αξίζει να αναφερθεί ότι το yield είναι 67.67%.

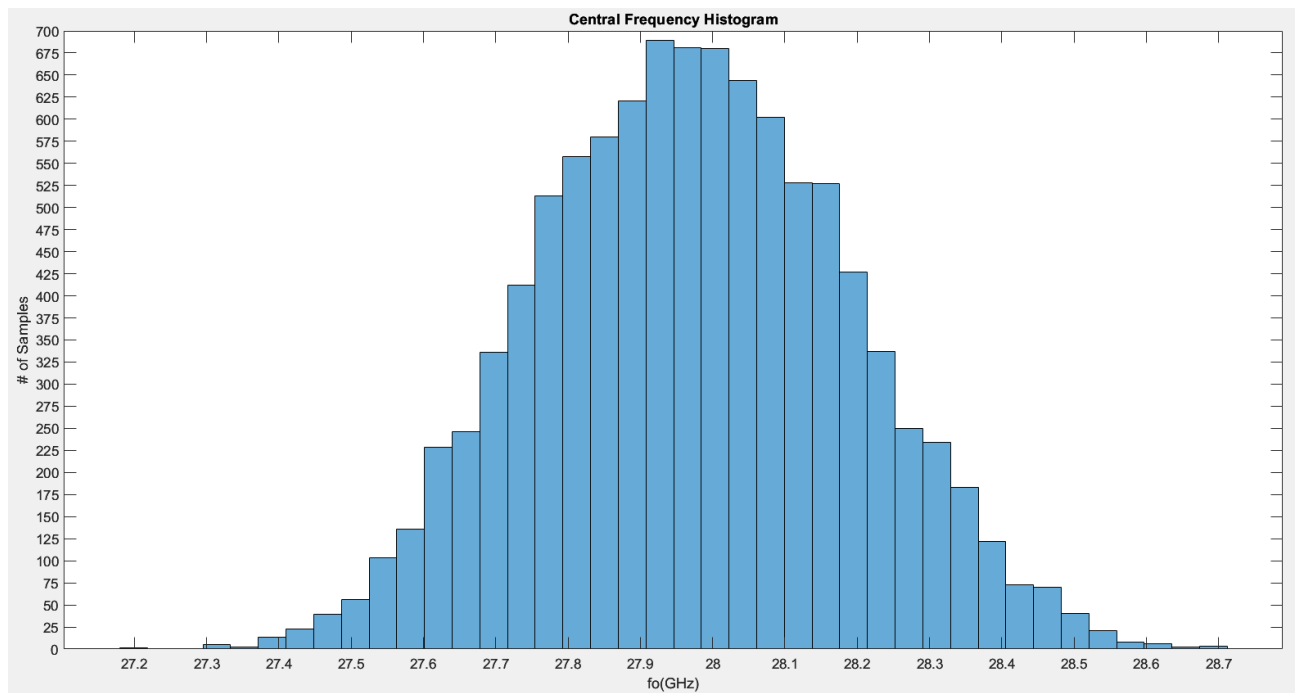
Πίνακας 5.13 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης όλων των κατασκευαστικών ανοχών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης.

Yield : 67.67%	Central Frequency	Bandwidth
Mean(GHz)	27.97	2.982
Min(GHz)	27.19	1.81
Max(GHz)	28.71	4
σ(GHz)	0.2153	0.3534
(mean – designed)/designed (%)	-0.09671	-0.5924
σ/Mean(%)	0.7696	11.85

Οι κατανομές του εύρους ζώνης και της κεντρικής συχνότητας των φίλτρων φαίνονται στις Εικόνες 5.16 και 5.17 :

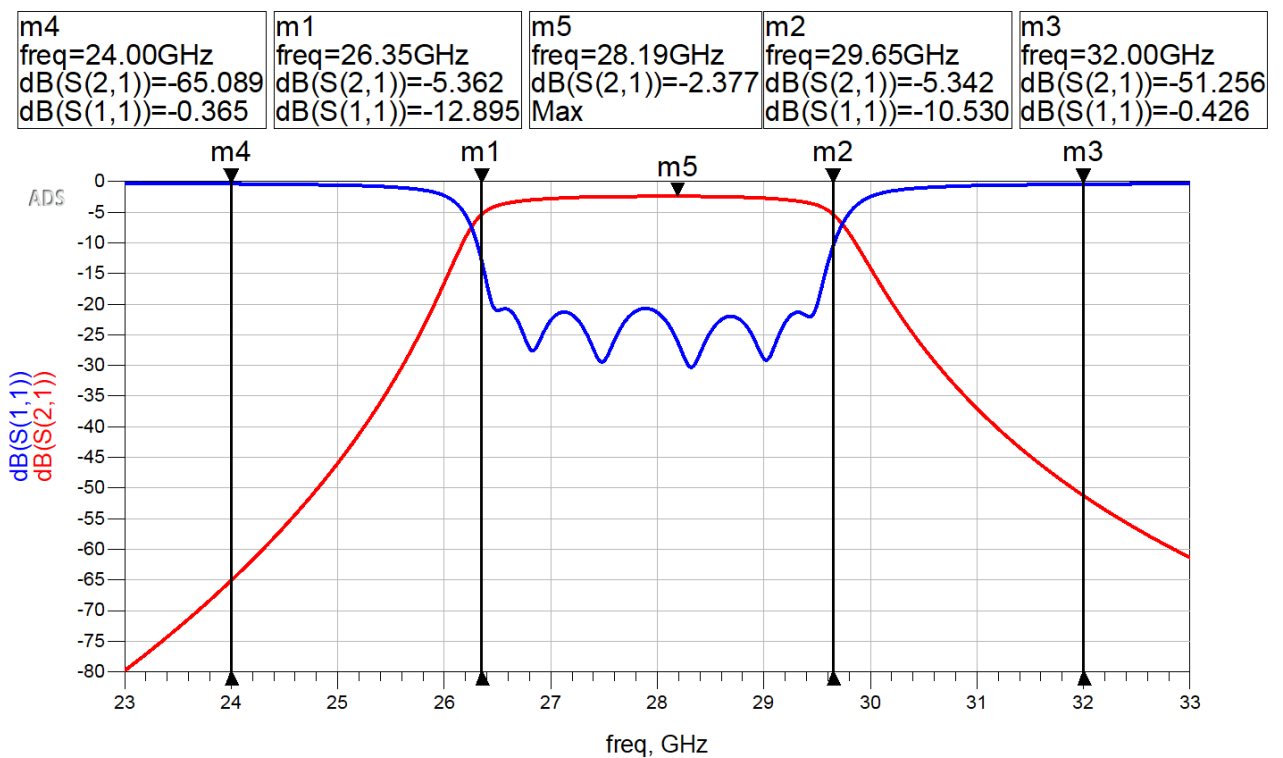


Εικόνα 5.16 : Ιστόγραμμα εύρους ζώνης 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3GHz.



Εικόνα 5.17 : Ιστόγραμμα κεντρικής συχνότητας 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3GHz.

Για να μειωθεί η επίδραση που έχουν οι τυχόν αποκλίσεις που θα υπάρξουν κατά την κατασκευή του φίλτρου περαιτέρω, το εύρος ζώνης αυξάνεται για περισσότερη ασφάλεια από 3GHz σε 3.3GHz. Δεδομένου ότι το IL στην ζώνη διέλευσης είναι περίπου 2.3dB, οι στόχοι της βελτιστοποίησης ρυθμίζονται με τέτοιο τρόπο ώστε το IL να είναι το πολύ 5.3dB στο εύρος συχνοτήτων από 26.35GHz έως 29.65GHz. Το RL ορίζεται να είναι τουλάχιστον ίσο με 20dB στο ίδιο εύρος συχνοτήτων. Ο στόχος για την απόρριψη στα 24GHz και 32GHz τίθεται αρκετά μικρότερο από 45dB με σκοπό να επιτευχθεί η μέγιστη δυνατή απόρριψη. Η απόκριση του φίλτρου μετά από βελτιστοποίηση και από tuning φαίνεται στην Εικόνα 5.18 :



Εικόνα 5.18 : Βελτιστοποιημένη κυκλωματική απόκριση συχνότητας 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3.3GHz.

Οι νέες τιμές των μεταβλητών για φίλτρο συνοψίζονται στον Πίνακα 5.14 :

Πίνακας 5.14 : Τιμές μεταβλητών για το κυκλωματικά βελτιστοποιημένο edge-coupled φίλτρο 6^{ης} τάξης με εύρος ζώνης 3.3GHz.

Μήκη γραμμών(mm)	11	12	13	14
------------------	----	----	----	----

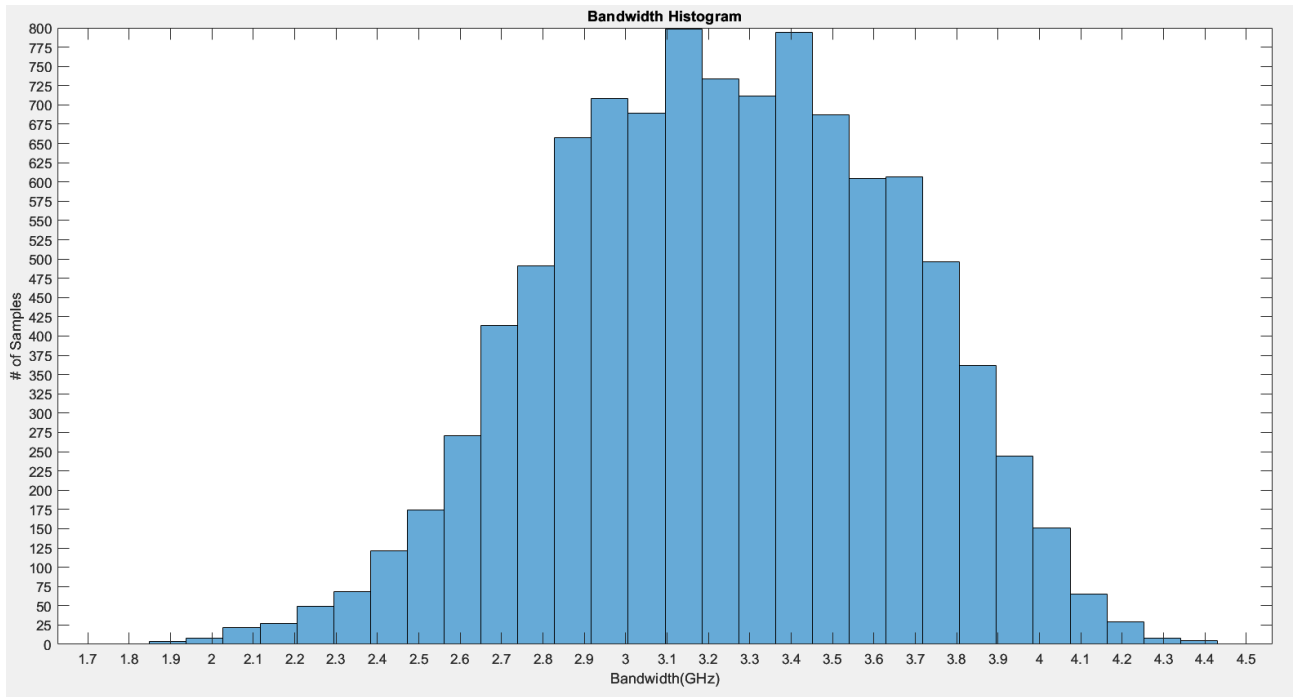
	1.81285	1.42191	1.75482	1.42652
Αποστάσεις γραμμών(mm)	s1	s2	s3	s4
	0.128358	0.218	0.320156	0.295142
Πλάτη γραμμών(mm)	w1	w2	w3	w4
	0.1	0.156824	0.175105	0.149472

Τα νέα στατιστικά στοιχεία για 10000 δείγματα φίλτρων είναι :

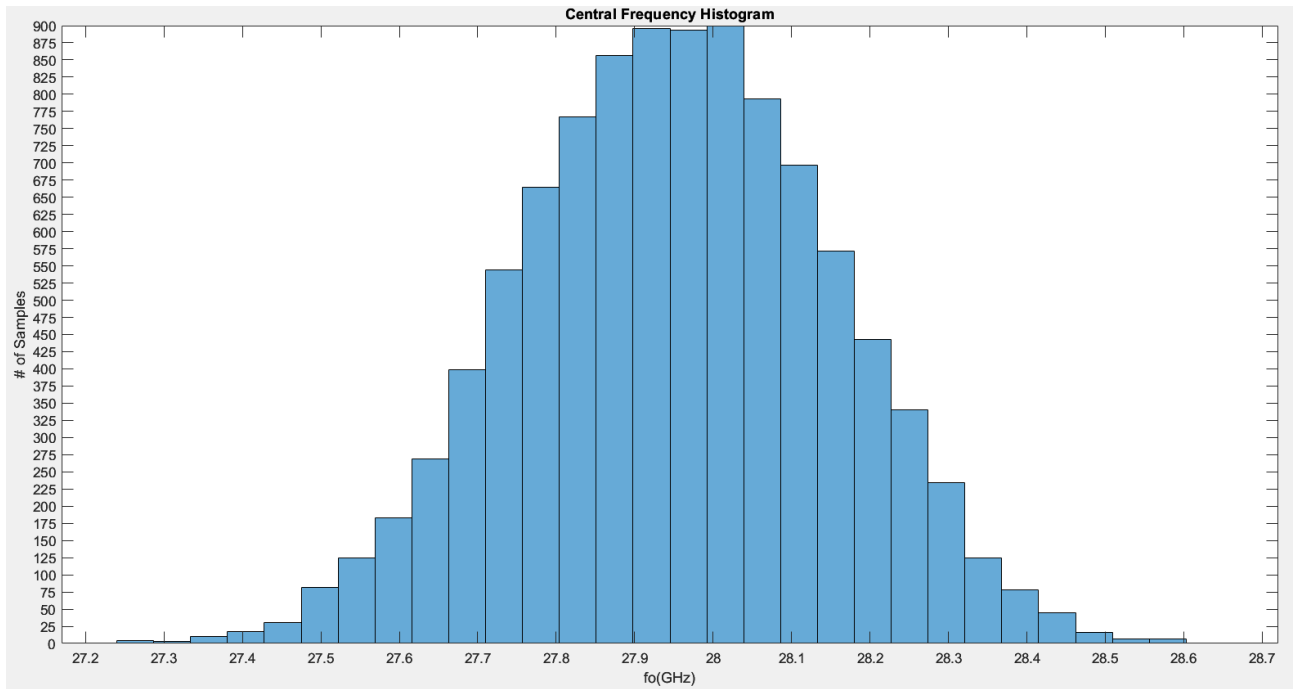
Πίνακας 5.15 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης όλων των κατασκευαστικών ανοχών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης με εύρος ζώνης 3.3GHz.

Yield : 70.39%	Central Frequency	Bandwidth
Mean(GHz)	27.95	3.2419
Min(GHz)	27.24	1.81
Max(GHz)	28.62	4.4
σ(GHz)	0.1982	0.4119
(mean – designed)/designed(%)	-0.1703	-1.761
σ/Mean(%)	0.7090	12.70

Ο συνολικός αριθμός των φίλτρων με εύρος ζώνης μικρότερο απο 2.5GHz είναι πλέον 331, δηλαδή το 3.31%. Μειώθηκε σε σχέση με τον αριθμό των φίλτρων που είχαν ονομαστικό εύρος ζώνης 3GHz. Η παραγωγή φαίνεται να βελτιώθηκε ελαφρώς(70.39% εναντί 67.67%). Παρατηρείται επίσης ότι το μέσο εύρος ζώνης είναι λίγο μικρότερο απο το σχεδιασμένο κατά 50MHz. Τα ιστογράμματα για το εύρος ζώνης και την κεντρική συχνότητα παρουσιάζονται στις Εικόνες 5.19 και 5.20 :



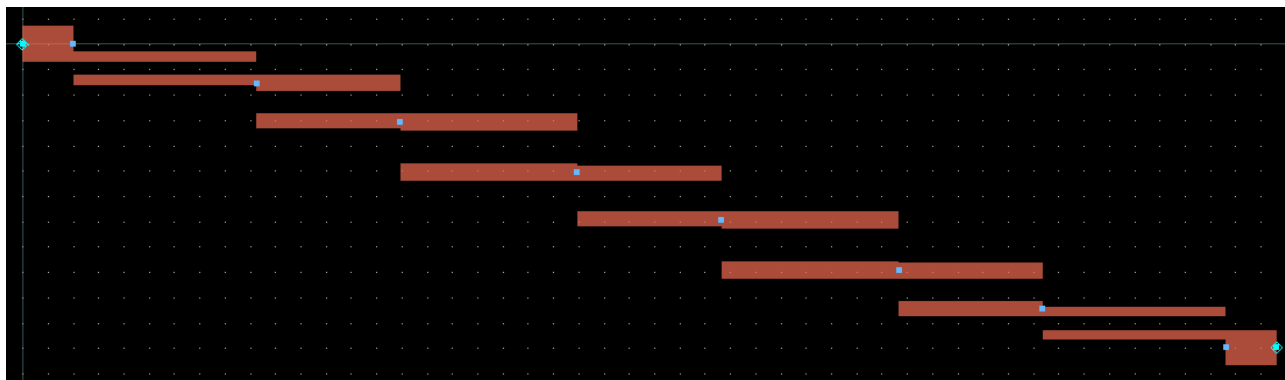
Εικόνα 5.19 : Ιστόγραμμα εύρους ζώνης 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3.3GHz.



Εικόνα 5.20 : Ιστόγραμμα κεντρικής συχνότητας 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3.3GHz.

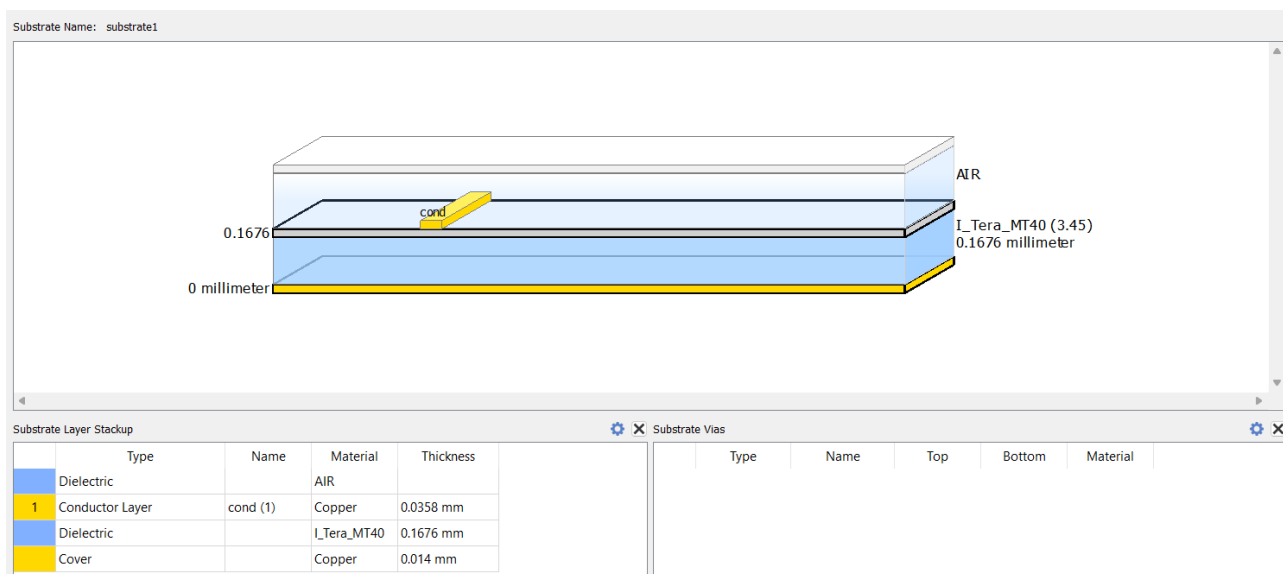
5.4.6 Φυσικό σχέδιο(Layout) – Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση

Η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση απαιτεί την φυσική(layout) και όχι την ισοδύναμη κυκλωματική αναπαράσταση(schematic) του φίλτρου. Το layout μπορεί να εξαχθεί εύκολα και αυτόματα απο το ADS απο στην τοπολογία του κυκλώματος που υποδεικνύει το schematic. Το layout για το edge-coupled φίλτρο μπορεί να φανεί στην Εικόνα 5.21 και οι διαστάσεις είναι 12.4057mm X 3.3496mm:



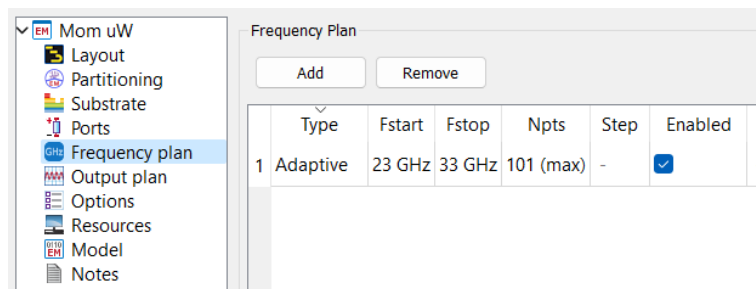
Εικόνα 5.21 : Φυσικό σχέδιο 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με ονομαστικό εύρος ζώνης 3.3GHz με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών του κυκλωματικά βελτιστοποιημένου φίλτρου.

Επιπλέον κρίνεται αναγκαίος και ο ορισμός του υποστρώματος στο ADS για την διεξαγωγή ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης. Το υπόστρωμα μπορεί να φανεί στην Εικόνα 5.22 :



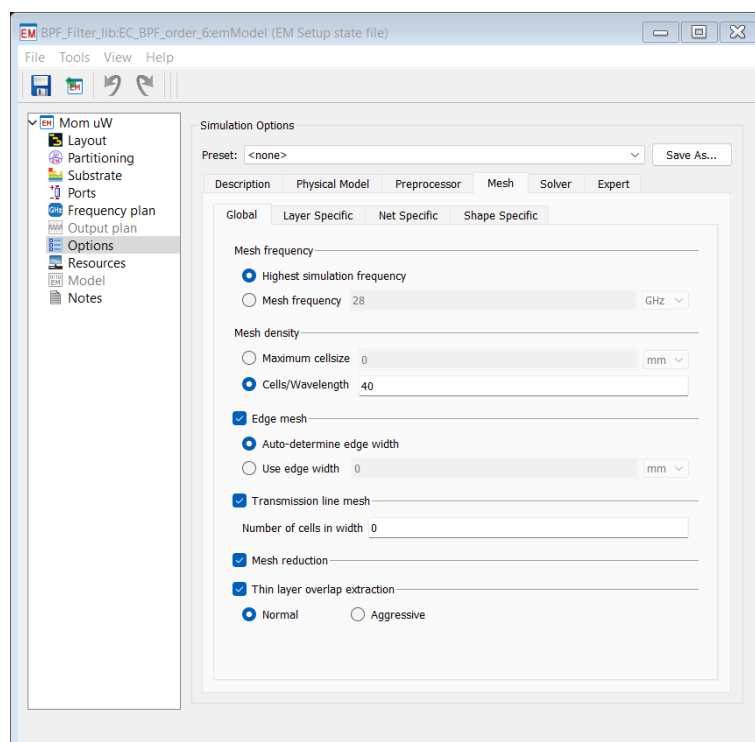
Εικόνα 5.22 : Ορισμός υποστρώματος στο ADS.

Οι ρυθμίσεις για τις συχνότητες της προσομοίωσης είναι adaptive απο 23GHz εως 33GHz με 101 σημεία και φαίνονται στην Εικόνα 5.23 :



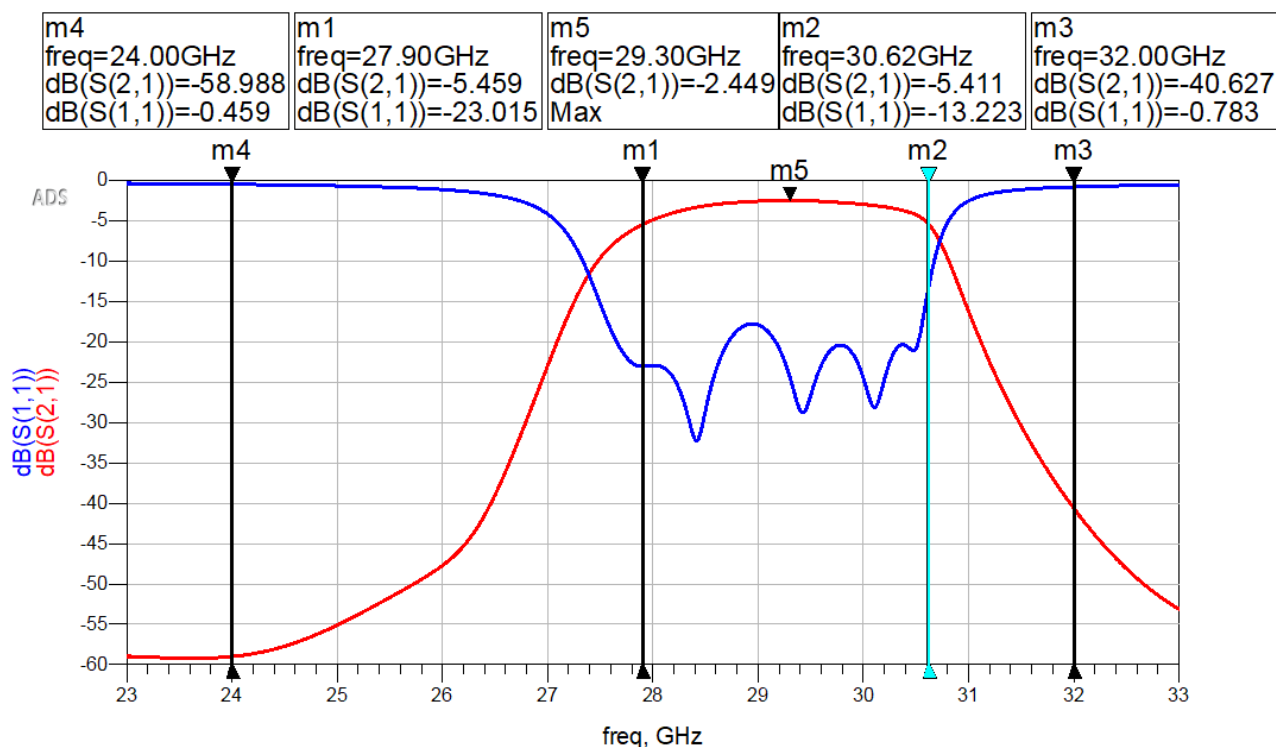
Εικόνα 5.23 : Ορισμός εύρους ζώνης και αριθμού σημείων στο ADS για ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση.

Χρησιμοποιείται το Momentum Microwave ως solver και οι ρυθμίσεις για το mesh που βασίζεται στην γεωμετρία του φίλτρου ορίζονται στην Εικόνα 5.24. Επιλέχθηκαν ως έχουν μετά απο δοκιμές με κριτήριο να υπάρχει επαρκής ακρίβεια αλλά ταυτόχρονα η προσομοίωση να μην απαιτεί υπερβολικό χρόνο και υπολογιστικούς πόρους ώστε να είναι πιο εύκολη η διαδικασία της βελτιστοποίησης :



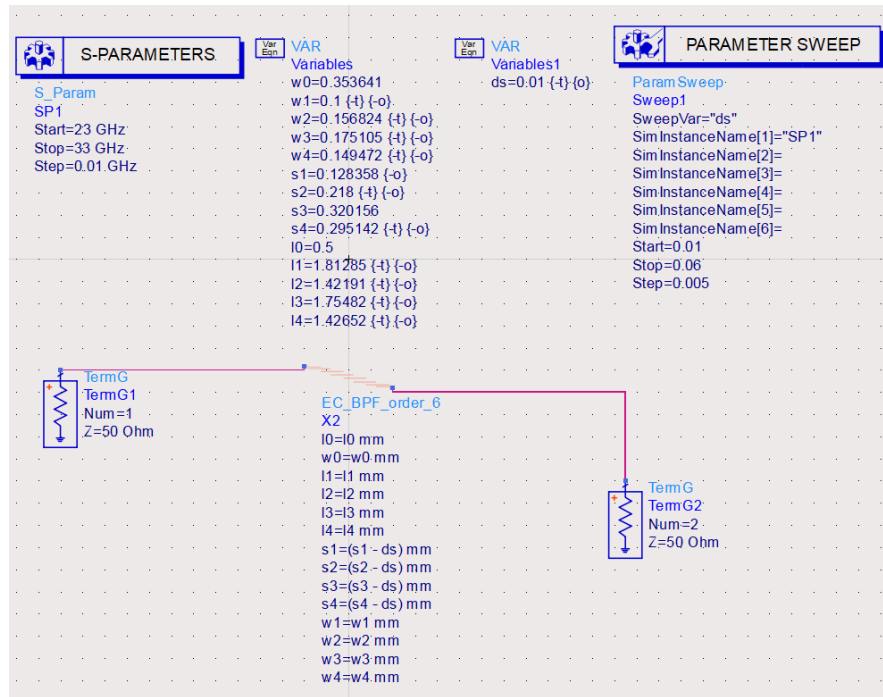
Εικόνα 5.24 : Ρυθμίσεις για mesh του φίλτρου στο ADS(χρήση Momentum Microwave ως solver).

Τα αποτελέσματα της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης φαίνονται στην Εικόνα 5.25 και όπως μπορεί εύκολα να διαπιστωθεί η κεντρική συχνότητα του φίλτρου φαίνεται να είναι μετατοπισμένη μεταξύ των 29GHz και 29.5GHz.

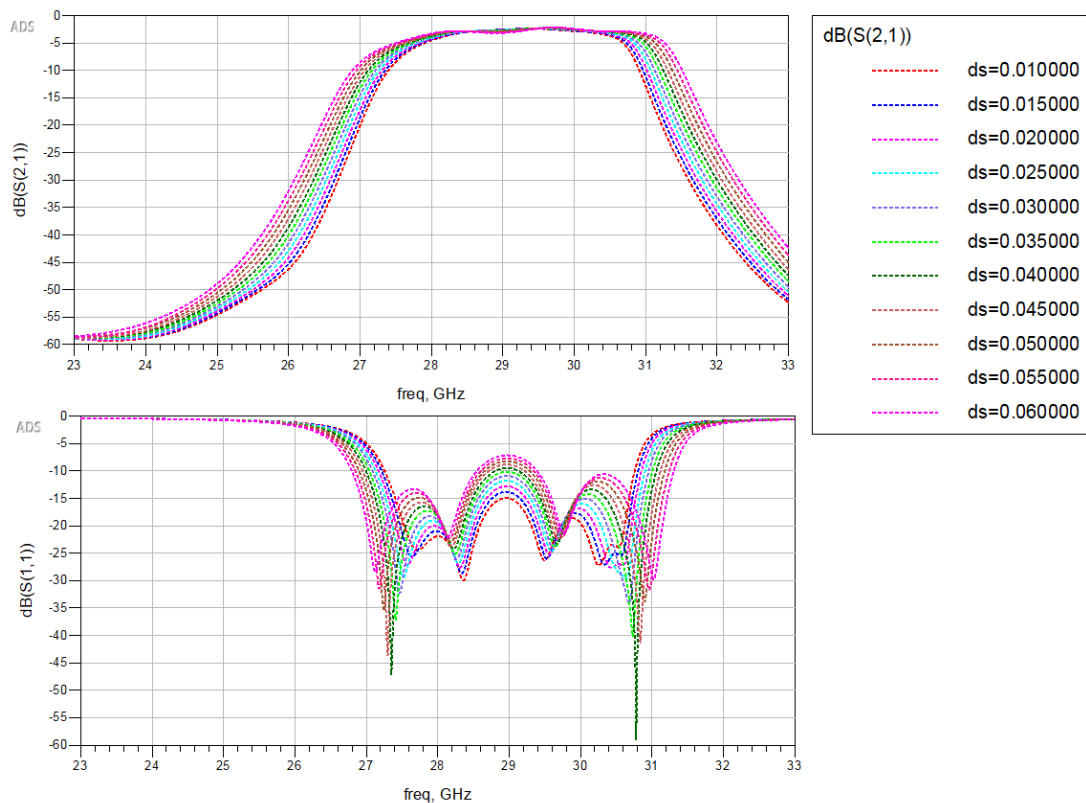


Εικόνα 5.25 : Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση της απόκρισης του 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με τις βελτιστοποιημένες τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών απο την κυκλωματική προσομοίωση.

Με σκοπό να επιτευχθεί η επιθυμητή απόκριση για το φίλτρο χρειάζεται βελτιστοποίηση. Για αυτό τον λόγο δημιουργείται ένα νέο schematic το οποίο περιέχει το σύμβολο που αντιπροσωπεύει το φίλτρο και το οποίο συνδέεται με το layout. Κάθε φορά που γίνεται μια προσομοίωση απο το schematic καλείται αυτόματα το Momentum και εκτελείται ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση του φίλτρου. Η βελτιστοποίηση θα ξεκινήσει με το εύρος ζώνης του φίλτρου καθώς αυτό είναι 2.72 GHz αντί για 3.3 GHz. Για την περαιτέρω απλοποίηση της διαδικασίας της βελτιστοποίησης ορίζεται μια νέα μεταβλητή που ονομάζεται ds και αφαιρείται απο τις τιμές των αποστάσεων μεταξύ των γραμμών. Στην συνέχεια πραγματοποιείται μια παραμετρική προσομοίωση με την ds να λαμβάνει τιμές απο 0.1 εως 0.06 :

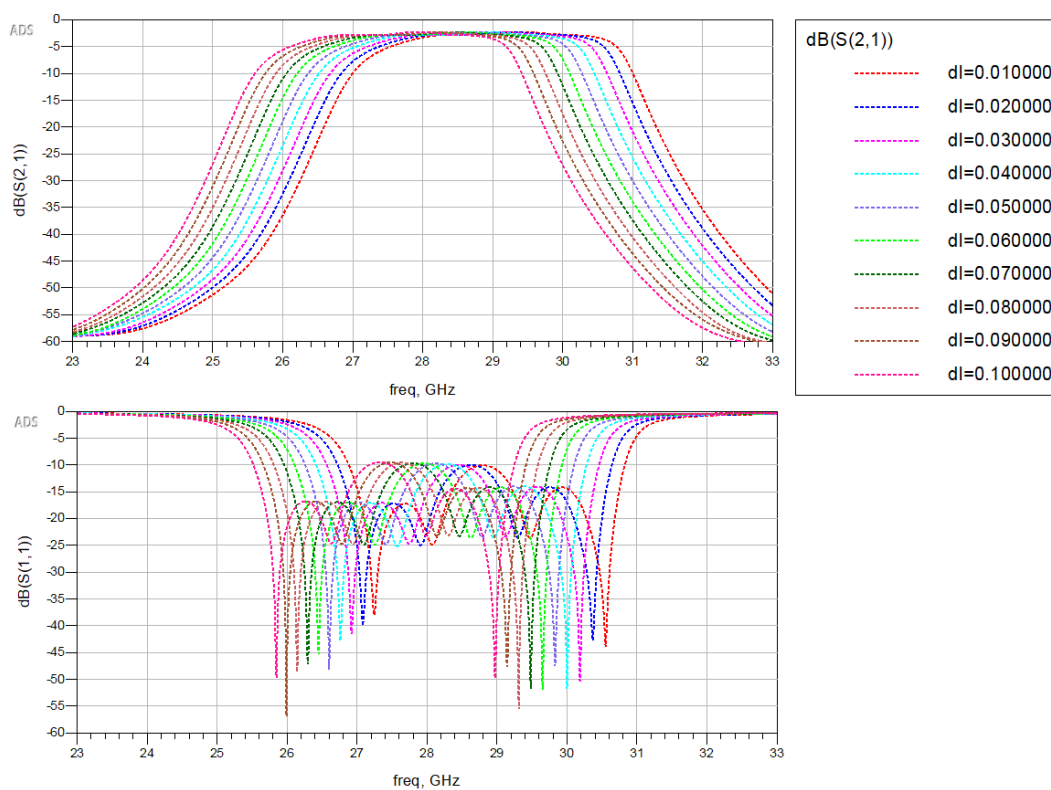


Εικόνα 5.26 : Κυκλωματικό σχέδιο για εκτέλεση παραμετρικών ηλεκτρομαγνητικών προσομοιώσεων του 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου.



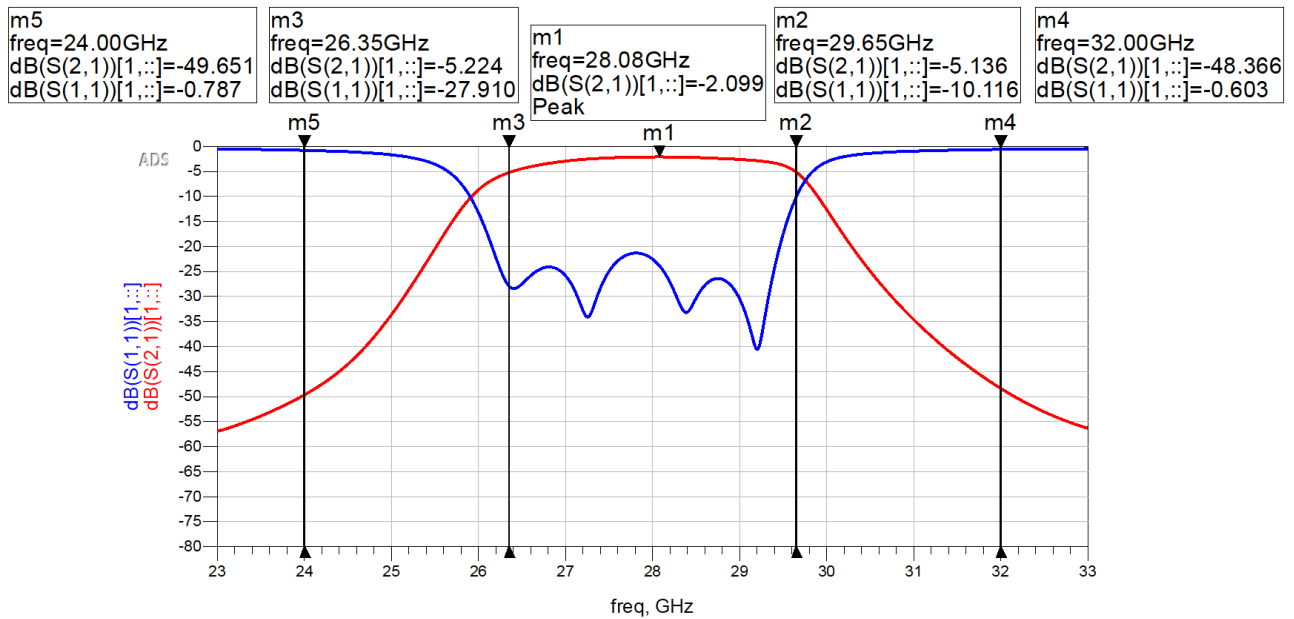
Εικόνα 5.27 : Αποτελέσματα παραμετρικής ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης για μείωση όλων των αποστάσεων κατά ds(θετικό) στο 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρο.

Είναι ξεκάθαρο πως η αύξηση του d_s και επομένως η μείωση των αποστάσεων μεταξύ των αγωγών σε κάθε ζεύγος, αυξάνει την σύζευξη μεταξύ των γραμμών και έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του εύρους ζώνης του φίλτρου αλλά ταυτόχρονα και την υποβάθμιση του RL. Για $d_s = 0.035\text{mm}$ το εύρος ζώνης γίνεται 3.31 GHz. Μια παρόμοια διαδικασία μπορεί να πραγματοποιηθεί και για τα μήκη των γραμμών δημιουργώντας μια μεταβλητή d_l . Για μεταβολή όλων των μηκών των γραμμών για $d_l = 0.01\text{mm}$ έως 0.1mm τα αποτελέσματα φαίνονται στην Εικόνα 5.28 :



Εικόνα 5.28 : Αποτελέσματα παραμετρικής ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης για αύξηση όλων των μηκών των συντονιστών κατά d_l για το 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρο.

Το d_l επιλέγεται λοιπόν 0.08mm . Με βελτιστοποίηση στις τιμές των πλατών (w_1, w_2, w_3, w_4) των γραμμών, και της απόστασης μεταξύ των αγωγών του πρώτου και του τελευταίου ζεύγους συζευγμένων γραμμών (s_1), μπορεί να επιτευχθεί και η προδιαγραφή για $RL > 20\text{ dB}$. Τέλος με tuning για το d_l και το d_s , το φίλτρο μπορεί να αποκτήσει ακριβώς την επιθυμητή συμπεριφορά όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.29 :



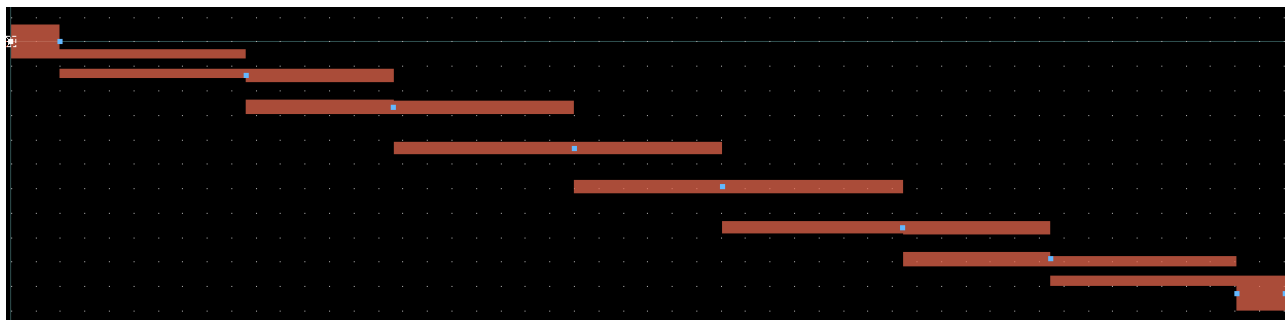
Εικόνα 5.29 : Ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένη απόκριση για το 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρο.

Οι νέες τιμές των μεταβλητών συνοψίζονται στον Πίνακα 5.16 :

Πίνακας 5.16 : Τελικές τιμές γεωμετρικών μεταβλητών για το ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένο edge-coupled φίλτρο 6^{ης} τάξης με εύρος ζώνης 3.3GHz.

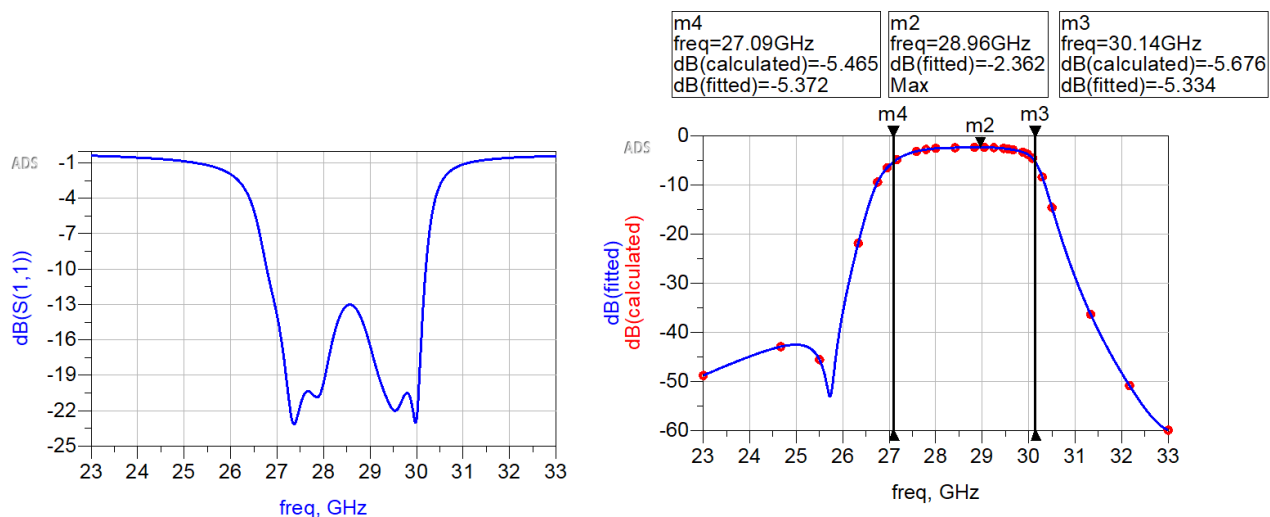
Μήκη γραμμών(mm)	l1	l2	l3	l4
	1.9009	1.5099	1.8428	1.5145
Αποστάσεις γραμμών(mm)	s1	s2	s3	s4
	0.103	0.1805	0.282656	0.257642
Πλάτη γραμμών(mm)	w1	w2	w3	w4
	0.1	0.1400977	0.1341997	0.1327457

Στην Εικόνα 5.30 παρουσιάζεται η τελική μορφή του φυσικού σχεδίου του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου edge-coupled φίλτρου 6^{ης} τάξης με διαστάσεις **13.0217mm X 2.926mm** :



Εικόνα 5.30 : Φυσικό σχέδιο ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου.

Αξίζει να σημειωθεί πως όταν η προσομοίωση γίνεται με FEM(Finite Element Method), η οποία θεωρείται πιο αξιόπιστη και ακριβής, λόγω του ότι δεν κάνει υπόθεση επίπεδων δομών αλλά λαμβάνει υπόψιν την πλήρη τρισδιάστατη μορφή της διάταξης, υπάρχουν αποκλίσεις σε σχέση με τα αποτελέσματα του Momentum Microwave που βασίζεται στην μέθοδο των ροπών. Για την ακρίβεια εάν διατηρηθούν οι τιμές που είχαν καθοριστεί από την βελτιστοποίηση του schematic παρατηρείται η εξής εικόνα :



Εικόνα 5.31 : Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης με χρήση FEM solver για 6^{ης} τάξης edge-coupled φίλτρου με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών του κυκλωματικά βελτιστοποιημένου φίλτρου με εύρος ζώνης 3.3GHz.

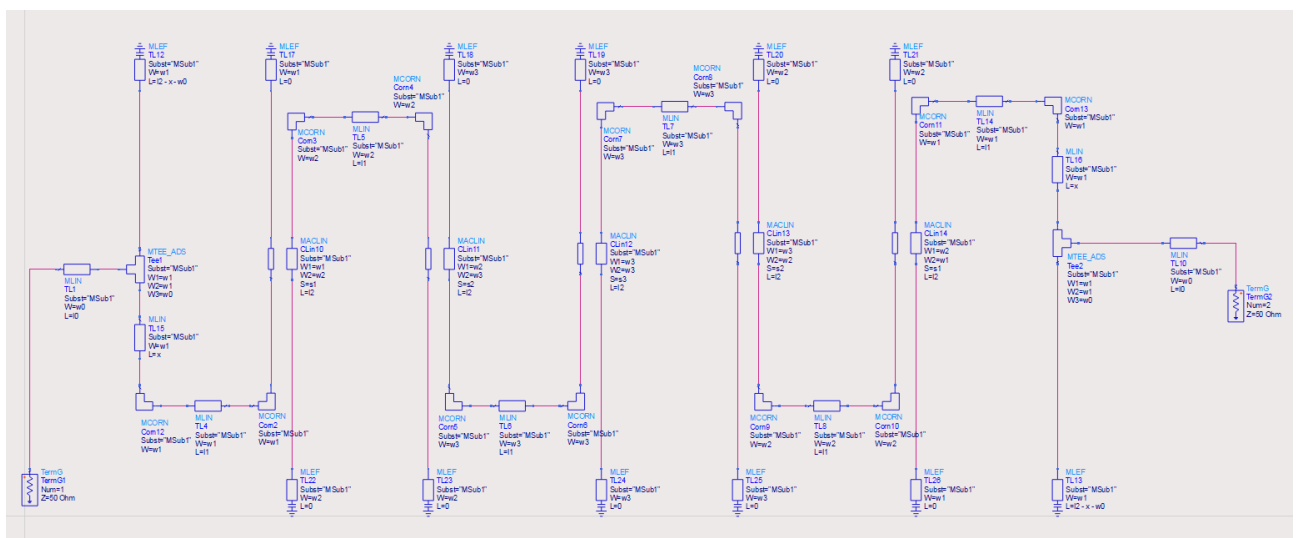
Είναι άξιο προσοχής ότι το FEM προβλέπει ότι το φίλτρο θα έχει κεντρική συχνότητα περίπου 28.5GHz με εύρος ζώνης περίπου 3GHz. Ενδιαφέρον παρουσιάζει και ο συντονισμός κοντά στα

26GHz καθώς βάσει αυτής της προσομοίωσης φαίνεται ότι το φίλτρο δεν θα πληρεί την προδιαγραφή για την απόρριψη στα 24GHz. Επειδή η προσομοίωση τύπου FEM απαιτεί μεγάλη επεξεργαστική ισχύ και επομένως σημαντικά περισσότερο χρόνο, δεν θα επιχειρηθεί βελτιστοποίηση. Ωστόσο οι παρατηρήσεις και οι τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν για την βελτιστοποίηση στην περίπτωση του Momentum Microwave παραμένουν ίδιες.

5.5 Σχεδιασμός hairpin φίλτρου(6^{ης} τάξη)

5.5.1 Κυκλωματικό σχέδιο(schematic)

Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα μια διαφορετική υλοποίηση ενός ζωνοπερατού φίλτρου υψηλών συχνοτήτων, η οποία είναι πιο οικονομική απο άποψης χώρου, είναι αυτή του τύπου «χτένας»(hairpin). Το πλεονέκτημα αυτό πηγάζει απο την αναδίπλωση των συντονιστών. Ο ορισμός του υποστρώματος παραμένει ίδιος όπως στην περίπτωση του edge-coupled φίλτρου ενώ το schematic του φίλτρου για την περίπτωση της 6^{ης} τάξης παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.32 :



Εικόνα 5.32 : Κυκλωματικό σχέδιο 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.

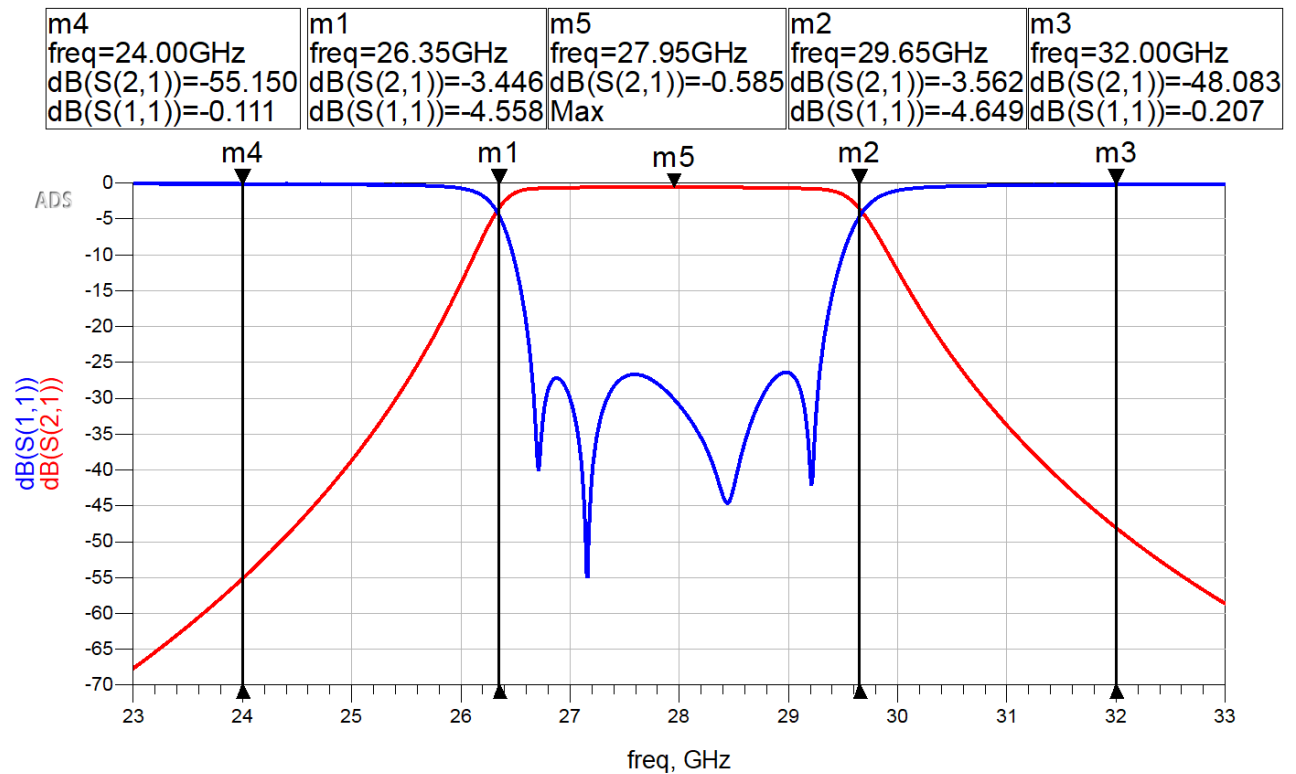
Όπως φαίνεται η γραμμή των 50Ω έχει συνδέεται άμεσα με τον πρώτο και τον τελευταίο συντονιστή. Οι κατακόρυφοι κλάδοι κάθε συντονιστή επιλέγονται να έχουν το ίδιο μήκος, ίσο με 12, ενώ ο οριζόντιος κλάδος τους έχει μήκος 11. Οι αποστάσεις μεταξύ των γραμμών του πρώτου και του δεύτερου ζεύγους συζευγμένων γραμμών(και επομένως λόγω συμμετρίας και του τρίτου και τέταρτου) ορίζονται ως s1 και s2 αντίστοιχα. Η απόσταση μεταξύ των γραμμών του τρίτου ζεύγους είναι s3. Εάν και θα μπορούσε κανείς να ξεκινήσει την σχεδίαση με έναν συνδυασμό θεωρητικών σχέσεων και βοηθητικών προσομοιώσεων για τον προσδιορισμό των συντελεστών σύζευξης μεταξύ ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Νικόλαος Θεοδοσιάδης

των γραμμών, ακολουθώντας μια υβριδική προσέγγιση, θα ακολουθηθεί μια εντελώς πειραματική προσέγγιση καθώς αφενός η κυκλωματική προσομοίωση του ADS είναι ιδιαίτερα γρήγορη και αφετέρου υπάρχει πάντα κάποια απόκλιση από τις θεωρητικές προβλέψεις, οπότε χρειάζεται ούτως η άλλως στο τέλος βελτιστοποίηση. Εντούτοις είναι χρήσιμο να σημειωθεί πως τα μήκη l των συντονιστών, οι αποστάσεις s και τα πλάτη των γραμμών w εμπίπτουν περίπου στο ίδιο εύρος τιμών με τις αντίστοιχες τιμές των μεταβλητών του edge-coupled φίλτρου. Για κεντρική συχνότητα 27.96 GHz και διηλεκτρική σταθερά 3.45, το λ_g υπολογίζεται περίπου 6.531mm από το LineCalc στο ADS. Οπότε $\lambda_g/2 = 3.2655\text{mm}$ και $\lambda_g/4 = 1.633\text{mm}$. Μέσω βελτιστοποίησης και tuning οι τιμές που ακολουθούν προσαρμόζουν κατάλληλα την απόκριση του φίλτρου ώστε να πληρεί τις προδιαγραφές:

Πίνακας 5.17 : Τελικές τιμές γεωμετρικών μεταβλητών για το κυκλωματικά βελτιστοποιημένο hairpin φίλτρο 6^{ης} τάξης.

Μήκη γραμμών(mm)	l1	l2	x
	0.551	1.25153	0.0363636
Αποστάσεις γραμμών(mm)	s1	s2	s3
	0.115162	0.20001	0.220212
Πλάτη γραμμών(mm)	w1	w2	w3
	0.326263	0.322222	0.314141

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται παρακάτω :



Εικόνα 5.33 : Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλωματικά βελτιστοποιημένου 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.33 το IL στην ζώνη διέλευσης είναι περίπου 0.585dB. Σημαντικά μικρότερο απο το αντίστοιχο RL(2.377dB) του edge-coupled φίλτρου. Κάποιες χρήσιμες παρατηρήσεις είναι οι εξής :

- Όπως και στην περίπτωση του edge-coupled φίλτρου το μήκος των συντονιστών επηρεάζει κυρίως την κεντρική συχνότητα του φίλτρου.
- Οι αποστάσεις s2 και s3 επηρεάζουν το εύρος ζώνης του φίλτρου.
- Το μήκος x που αφορά το σημείο σύνδεσης της 50Ω γραμμής έχει παρόμοια δράση με την απόσταση s1. Επηρεάζει δηλαδή έντονα κυρίως το RL(οπότε και την κυμάτωση στην ζώνη διέλευσης).
- Ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι τα πλάτη των γραμμών είναι σχετικά κοντά με το πλάτος της γραμμής των 50Ω(0.3536mm).
- Το μήκος των συντονιστών προκύπτει περίπου 1.803mm το οποίο είναι πράγματι σχετικά κοντά στο θεωρητικά προβλεπόμενο μήκος(~1.6mm).
- Οι αποστάσεις μεταξύ των γραμμών για το edge-coupled φίλτρο όντως αποτελούν μια σχετικά καλή πρώτη εκτίμηση και για τις αποστάσεις των γραμμών του hairpin.

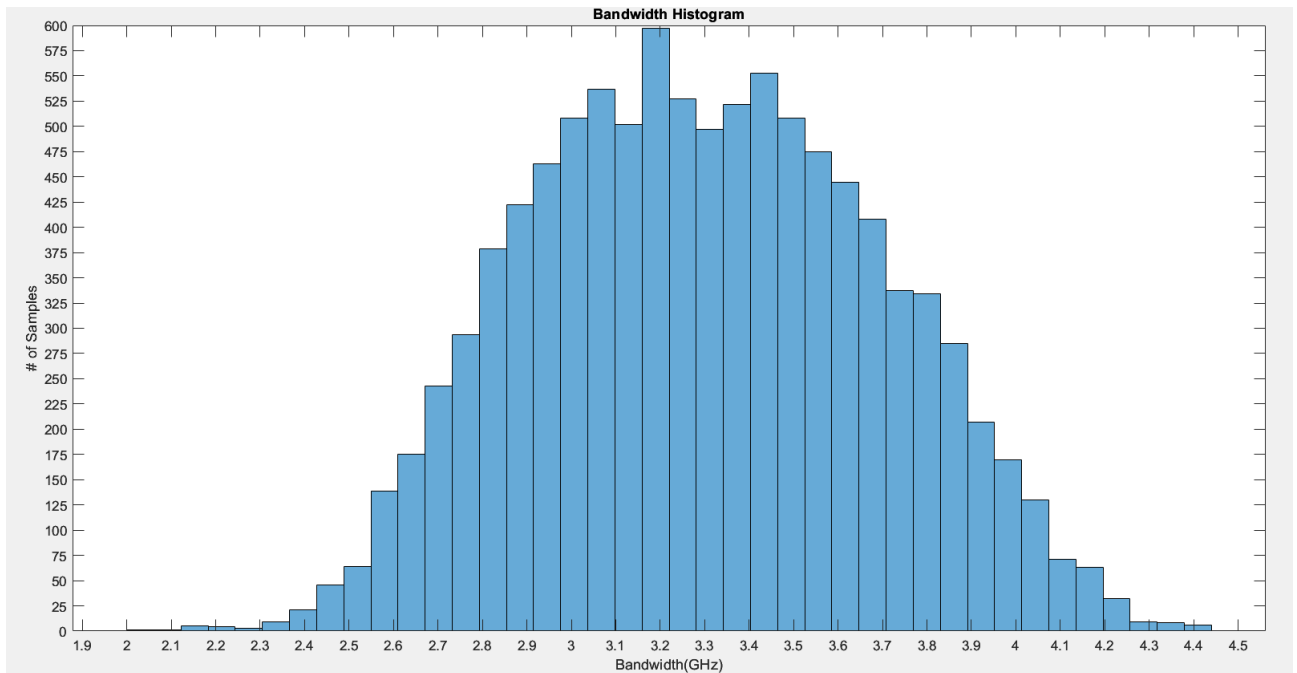
5.5.2 Στατιστική ανάλυση

Η στατιστική επεξεργασία των δεδομένων που παράγονται με MC προσομοίωση του hairpin φίλτρου δίνει τα εξής αποτελέσματα για ίδιες ανοχές με αυτές που θεωρήθηκαν στο edge-coupled φίλτρο και ομοιόμορφη κατανομή, για ίδιο αριθμό δειγμάτων(10000), παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.18 :

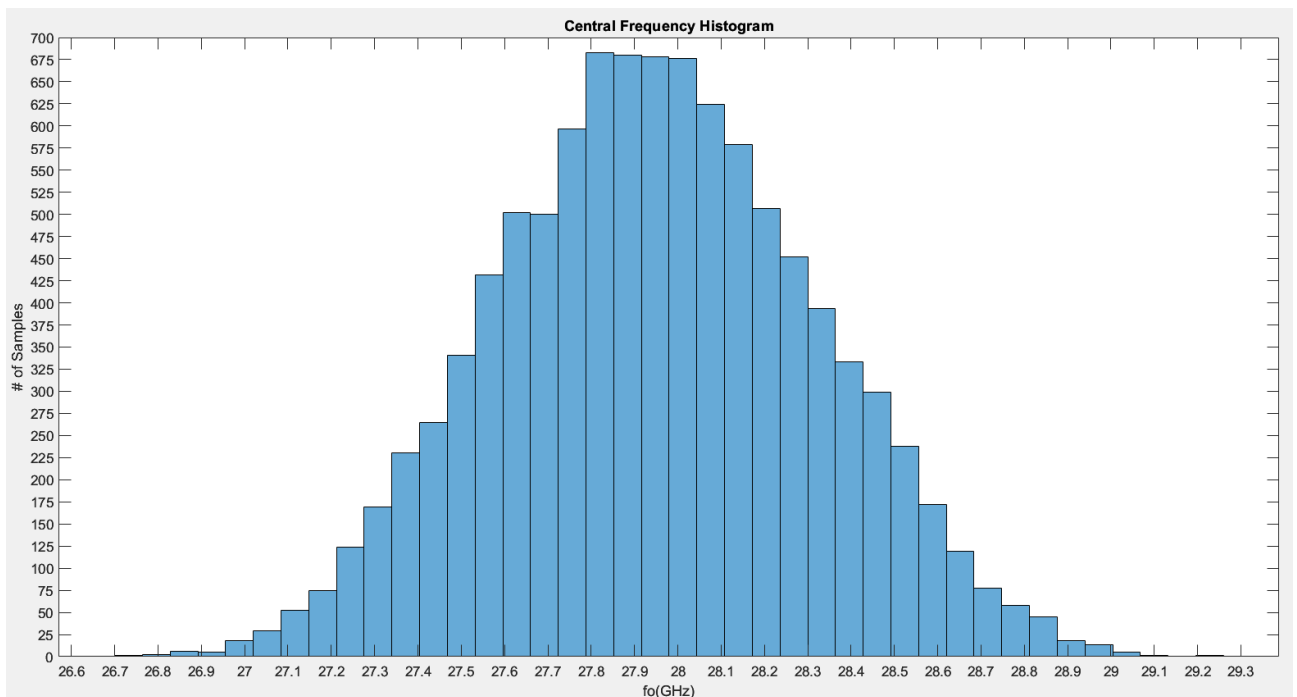
Πίνακας 5.18 : Στατιστική ανάλυση της επίδρασης όλων των κατασκευαστικών ανοχών στην κεντρική συχνότητα και το εύρος ζώνης του 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.

Yield : 58.77%	Central Frequency	Bandwidth
Mean(GHz)	27.95	3.299
Min(GHz)	26.72	2.04
Max(GHz)	29.25	4.43
σ(GHz)	0.3671	0.3903
(mean – designed)/designed(%)	-0.1845	-0.02403
σ/Mean(%)	1.314	11.83

Το ποσοστό των φίλτρων που έχουν εύρος ζώνης μικρότερο απο 2.5GHz είναι 1.01%. Μικρότερο δηλαδή απο αυτό για τα edge-coupled φίλτρα(3.31%). Ωστόσο η απόδοση της παραγωγής(yield), δηλαδή το ποσοστό των φίλτρων που ικανοποιούν την απαίτηση για 45dB απόρριψη στα 24GHz και 32GHz έχει πέσει στο 58.32% εναντί του 70.39% για το edge-coupled. Το hairpin φαίνεται να έχει πάντως πιο μεγάλη διασπορά της κεντρικής συχνότητας σε σχέση με την μέση κεντρική συχνότητα απο οτι το edge-coupled φίλτρο(1.314% εναντί 0.709%), και ελαφρώς μικρότερη διασπορά προς το μέσο εύρος ζώνης σε σχέση με το edge-coupled φίλτρο(11.83% εναντί 12.7%). Δηλαδή το hairpin έχει πιο επιρρεπή σε κατασκευαστικές μεταβολές κεντρική συχνότητα. Ακολουθούν οι κατανομές για το εύρος ζώνης και την κεντρική συχνότητα του hairpin στις Εικόνες 5.34 και 5.35 :



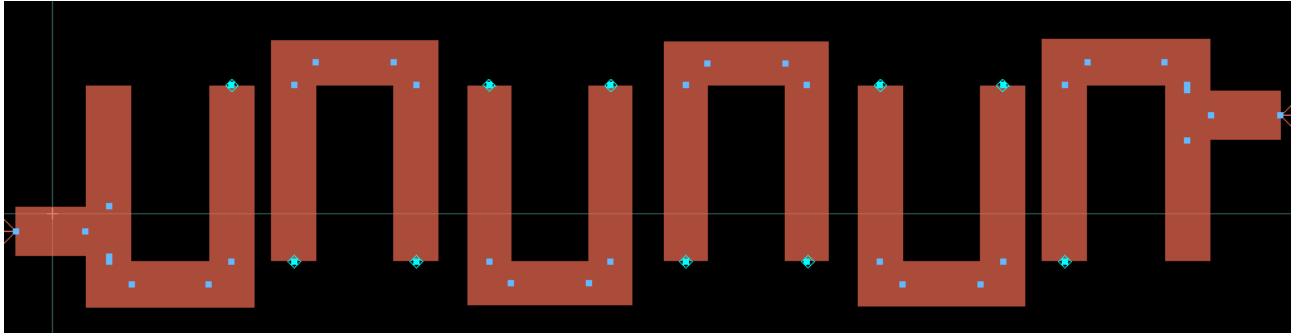
Εικόνα 5.34 : Ιστόγραμμα εύρους ζώνης για το 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρο.



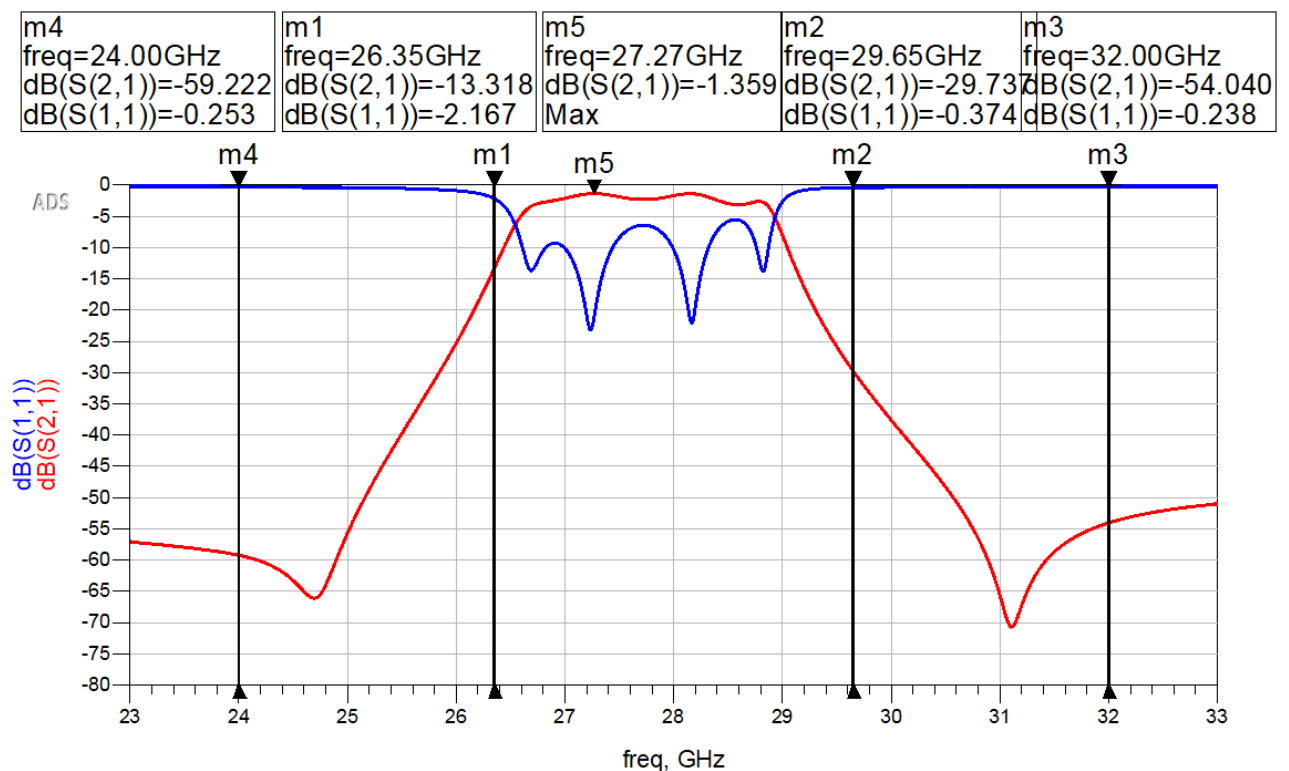
Εικόνα 5.35 : Ιστόγραμμα κεντρικής συχνότητας για το 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρο.

5.5.3 Φυσικό σχέδιο – Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση (6^{ης} τάξης)

Το φυσικό σχέδιο έχει την μορφή που φαίνεται στην Εικόνα 5.36. Οι διαστάσεις είναι : 9.007mm X 1.904mm και η απόσταση της 50Ω γραμμής απο τον οριζόντιο κλάδο των συντονιστών είναι 0.3627mm.

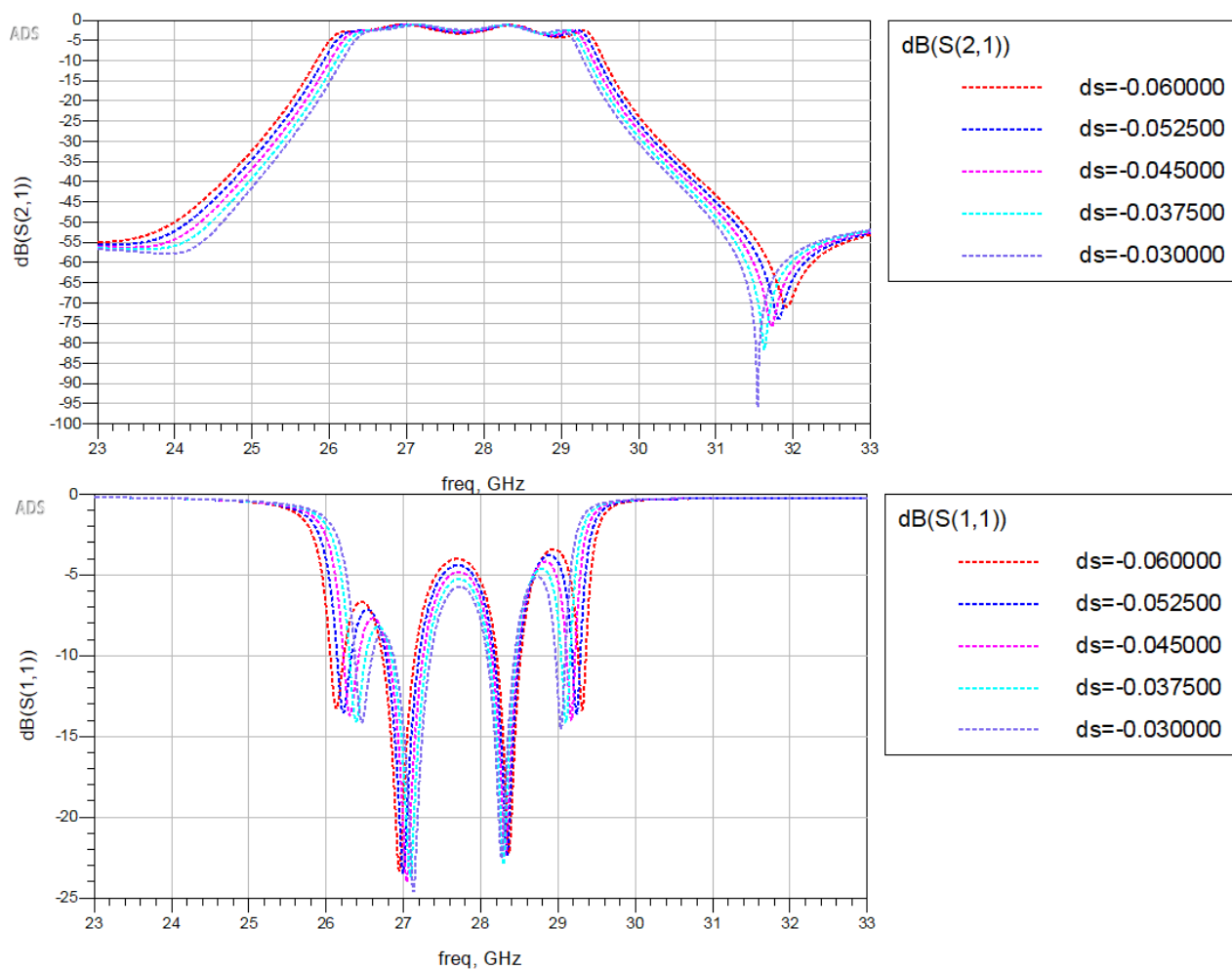


Εικόνα 5.36 : Φυσικό σχέδιο 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών απο το κυκλωματικά βελτιστοποιημένο φίλτρο.



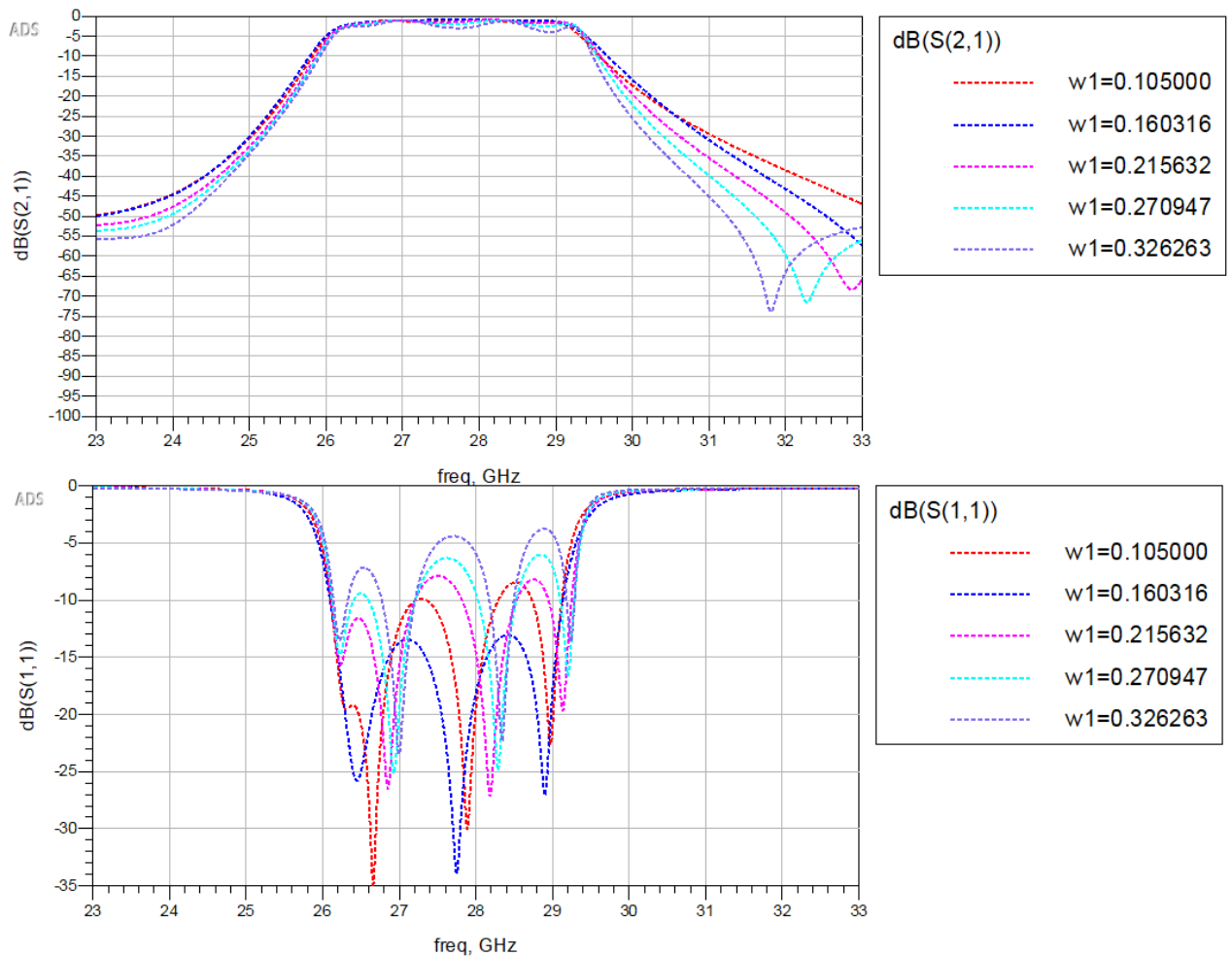
Εικόνα 5.37 : Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση της απόκρισης του 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών απο το κυκλωματικά βελτιστοποιημένο φίλτρο.

Όπως μπορεί να φανεί απο την ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση(ίδιες ρυθμίσεις όπως και για edge-coupled) στην Εικόνα 5.37 το hairpin φίλτρο έχει σημαντικά μικρότερο εύρος ζώνης απο το αναμενόμενο, ενώ έχει και ελαφρά μικρότερη κεντρική συχνότητα απο την επιθυμητή. Για αυτό τον λόγο απαιτείται βελτιστοποίηση. Θα εφαρμοστεί μια παρόμοια μέθοδος βελτιστοποίησης όπως και για το edge-coupled φίλτρο, δημιουργώντας καινούριες μεταβλητές ds και dI για την απλοποίηση της διαδικασίας μειώνοντας τον αριθμό των μεταβλητών έτσι. Η τιμή του $s1$ αλλάζει σε 0.105mm για την καταστολή της κυμάτωσης στην ζώνη διέλευσης και το ds μεταβάλλεται σε αρνητικές τιμές. Η μεταβολή ds προστίθεται μόνο στο $s2$ και $s3$ έτσι ώστε οι αποστάσεις μεταξύ των αντίστοιχων αγωγών των συζευγμένων γραμμών να μειώνονται. Οπότε η σύζευξη μπορεί να αυξηθεί και έτσι να αυξηθεί και το εύρος ζώνης. Τα αποτελέσματα της παραμετρικής προσομοίωσης φαίνονται στην Εικόνα 5.38 :



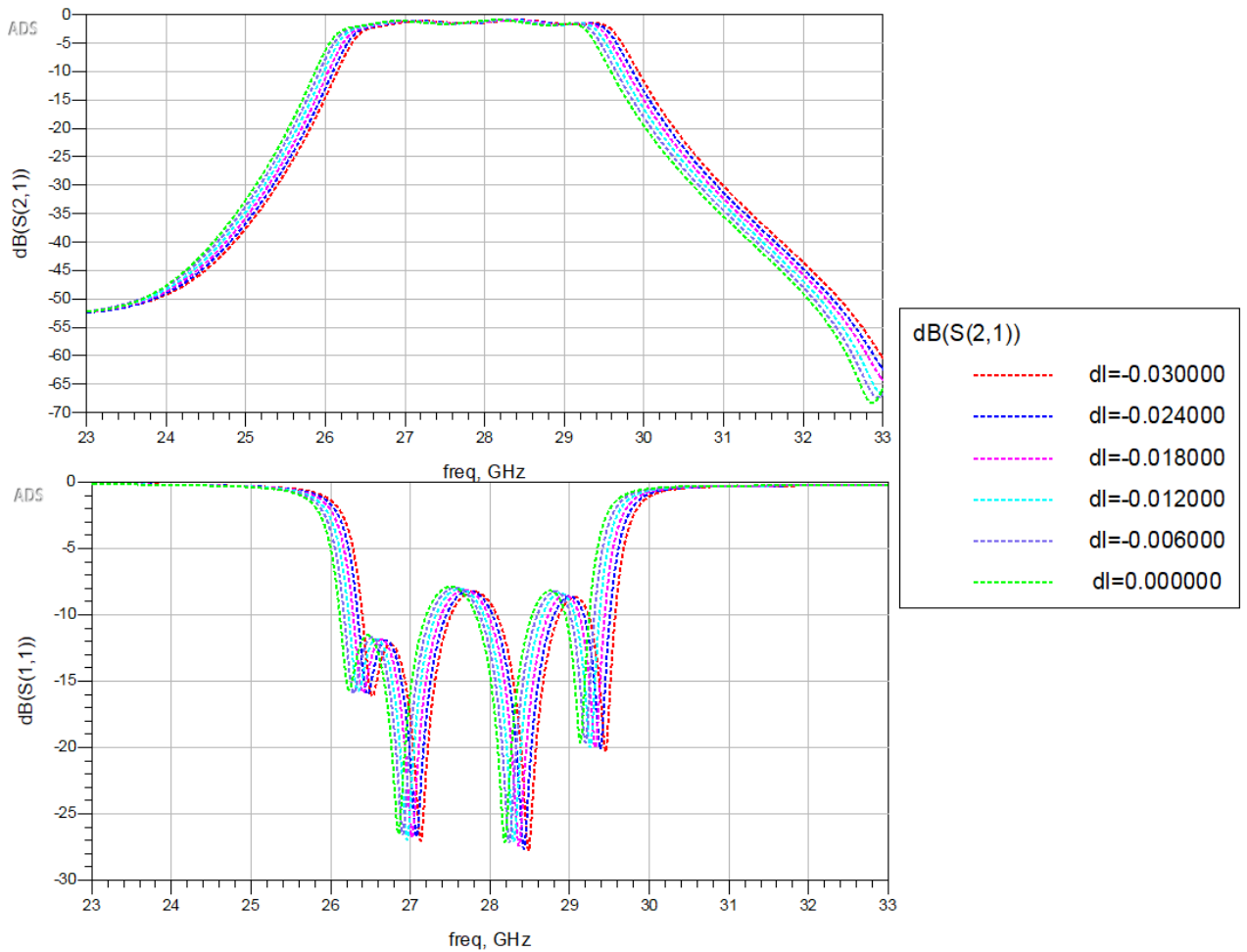
Εικόνα 5.38 : Παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με αύξηση κατά ds των αποστάσεων $s2$ και $s3$ (εφόσον το ds είναι αρνητικό οι αποστάσεις μειώνονται).

Με μείωση του πλάτους w_1 των αγωγών του πρώτου και του τελευταίου συντονιστή μπορεί να βελτιωθεί το RL, αλλά χρειάζεται προσοχή καθώς όπως μπορεί να φανεί στην Εικόνα 5.39 αυτό έχει ως συνέπεια μικρότερη απόρριψη στα 24GHz και 32GHz.



Εικόνα 5.39 : Παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με μεταβολή του w_1 .

Επίσης με μεταβολή του μήκους των συντονιστών κατά dl μπορεί να μεταβληθεί η κεντρική συχνότητα του φίλτρου χωρίς να αλλάξει η μορφή της απόκρισης συχνοτήτων του σημαντικά. Για την ακρίβεια μείωση του μήκους παρατηρείται πως έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της κεντρικής συχνότητας :



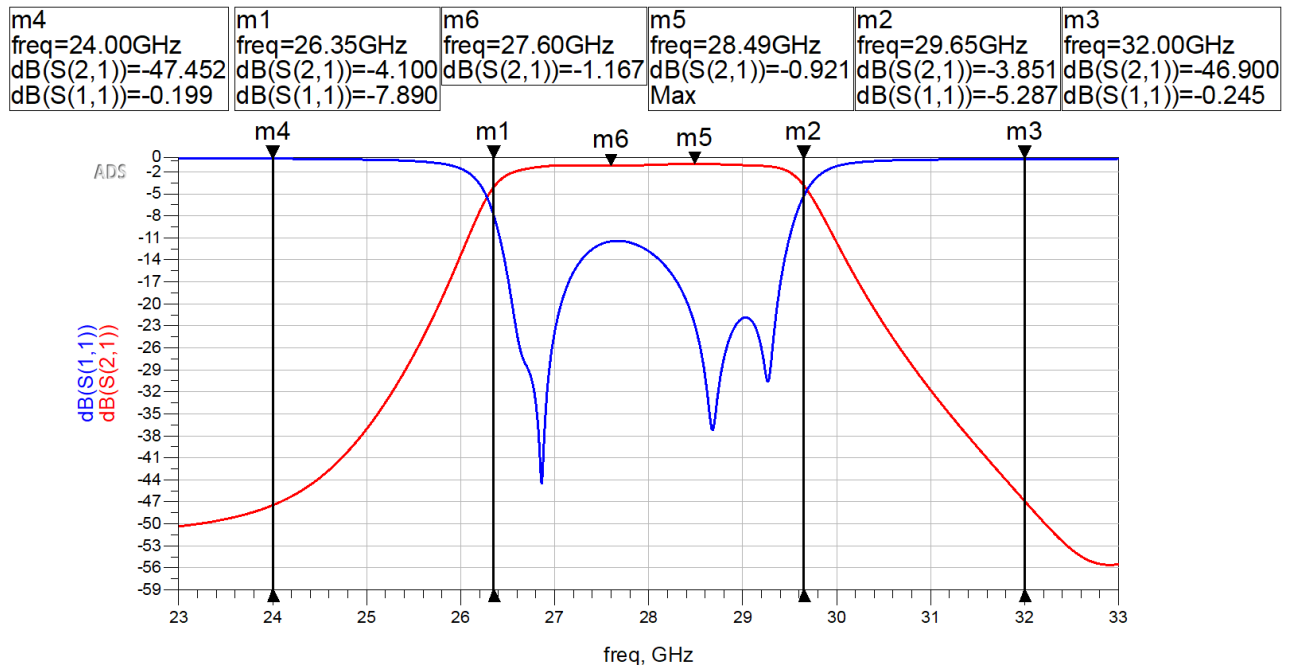
Εικόνα 5.40 : Παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου με μεταβολή της μεταβλητής dl .

Τελικά η βελτιστοποίηση επιτυγχάνεται για τις εξής τιμές :

Πίνακας 5.19 : Τελικές τιμές γεωμετρικών μεγεθών για το ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένο hairpin φίλτρο 6^{ης} τάξης.

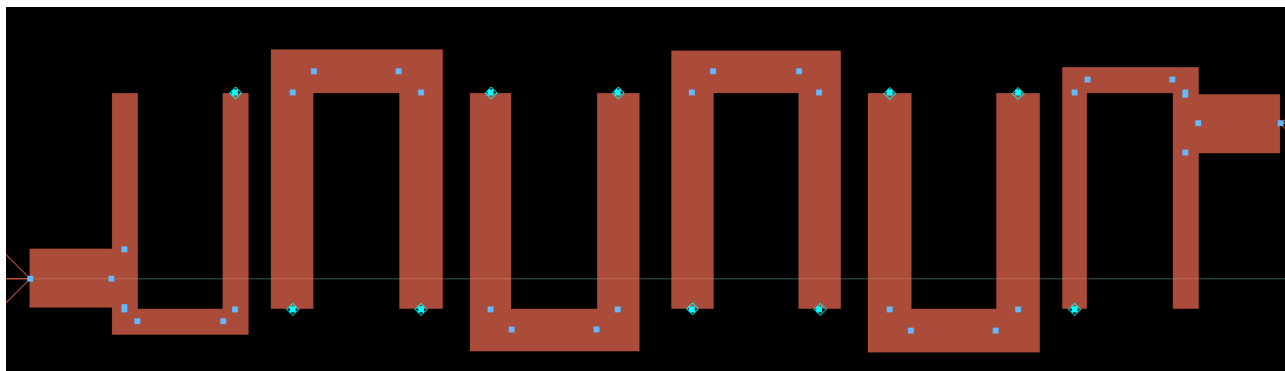
Μήκη γραμμών(mm)	l1	l2	x
	0.5179	1.3133	0.01
Αποστάσεις γραμμών(mm)	s1	s2	s3
	0.135	0.1653	0.1967
Πλάτη γραμμών(mm)	w1	w2	w3
	0.1565	0.264	0.257

Πρέπει να σημειωθεί πως σε αυτό το σημείο έπρεπε να γίνει ένας συμβιβασμός. Δηλαδή για να επιτευχθεί η επιθυμητή απόρριψη στα 24GHz και 32GHz έπρεπε να γίνει ανεκτό ένα χειρότερο RL κοντά στα 11dB, και αντίστοιχα μιας κυμάτωση περίπου 0.25dB στην ζώνη διέλευσης.



Εικόνα 5.41 : Αποτελέσματα προσομοίωσης ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.

Η τελική μορφή του φυσικού σχεδίου φαίνεται στην Εικόνα 5.42 και οι διαστάσεις είναι : **7.6149mm X 1.8413mm**, ενώ η απόσταση της 50Ω γραμμής απο το άκρο του οριζόντιου κλάδου του πρώτου και του τελευταίου συντονιστή είναι 0.167mm. Οι μικρές διαστάσεις της διάταξης συνεπάγονται λιγότερες απώλειες. Ως εκ τούτου είναι λογικό το καλύτερο IL στην ζώνη διέλευσης σε σχέση με το edge-coupled φίλτρο :

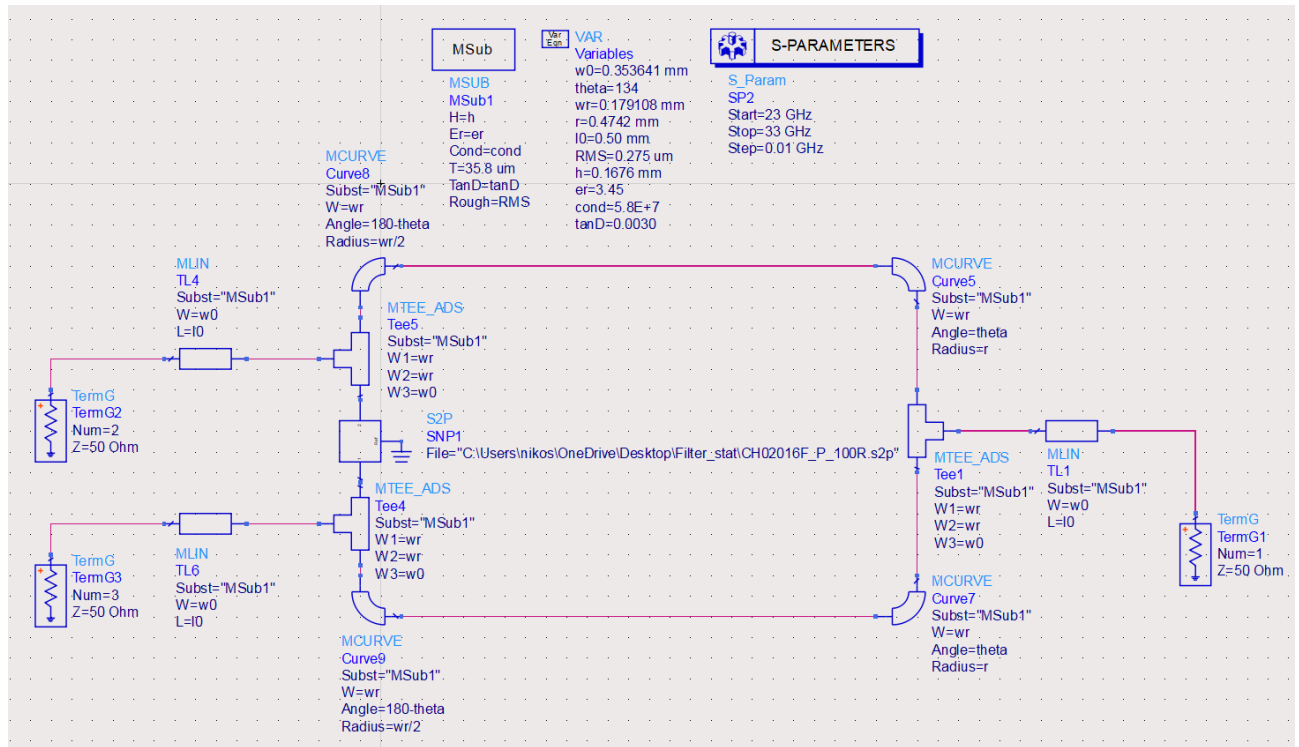


Εικόνα 5.42 : Φυσικό σχέδιο ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου 6^{ης} τάξης hairpin φίλτρου.

5.6 Σχεδιασμός διαιρέτη ισχύος Wilkinson

5.6.1 Κυκλωματικό σχέδιο(schematic)

Σε αυτή την παράγραφο θα σχεδιαστεί ένας διαιρέτης Wilkinson. Η είσοδος του διαιρέτη θα συνδέεται με το edge-coupled φίλτρο που σχεδιάστηκε προηγουμένως. Το edge-coupled φίλτρο επιλέχθηκε εναντί του hairpin διότι αποτελεί πιο ασφαλή επιλογή καθώς πληρεί με το παραπάνω όλες τις προδιαγραφές που έχουν τεθεί και ταυτόχρονα έχει μεγαλύτερο yield. Οι έξοδοι του Wilkinson θα συνδέονται με τον πομπό και τον δέκτη αντίστοιχα του RFIC : ALTUS28TR. Οι γραμμές $\lambda/4$ του διαιρέτη επιλέγονται να έχουν σχήμα ημικύκλιου καθώς αυτό οδηγεί σε λιγότερες ασυνέχειες με αποτέλεσμα την καλύτερη ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά αλλά και την καλύτερη αξιοποίηση του καταλαμβανόμενου χώρου. Ο διαιρέτης υλοποιείται με μια αντίσταση υψηλών συχνοτήτων τύπου SMD της σειράς CH της Vishay, με ονομαστική τιμή 100Ω(μέγεθος 02016), όπως απαιτεί η θεωρία. Το κυκλωματικό σχέδιο του διαιρέτη μπορεί να φανεί στην Εικόνα 5.43 :



Εικόνα 5.43 : Κυκλωματικό σχέδιο διαιρέτη ισχύος Wilkinson.

Η ακτίνα r αλλά και η γωνία θ (theta στο σχήμα σε $^\circ$) μπορούν να προσδιοριστούν από τις λύσεις του μη γραμμικού συστήματος δύο εξισώσεων - δύο αγνώστων που προκύπτει από τις απαιτήσεις :

1. Το συνολικό μήκος του κάθε κλάδου του διαιρέτη πρέπει να είναι $\lambda/4$ (συχνότητα 28GHz).
2. Πρέπει να υπάρχει απόσταση μήκους s μεταξύ των 50Ω γραμμών για την τοποθέτηση της 100Ω αντίστασης.

Η πρώτη συνθήκη οδηγεί στην εξίσωση :

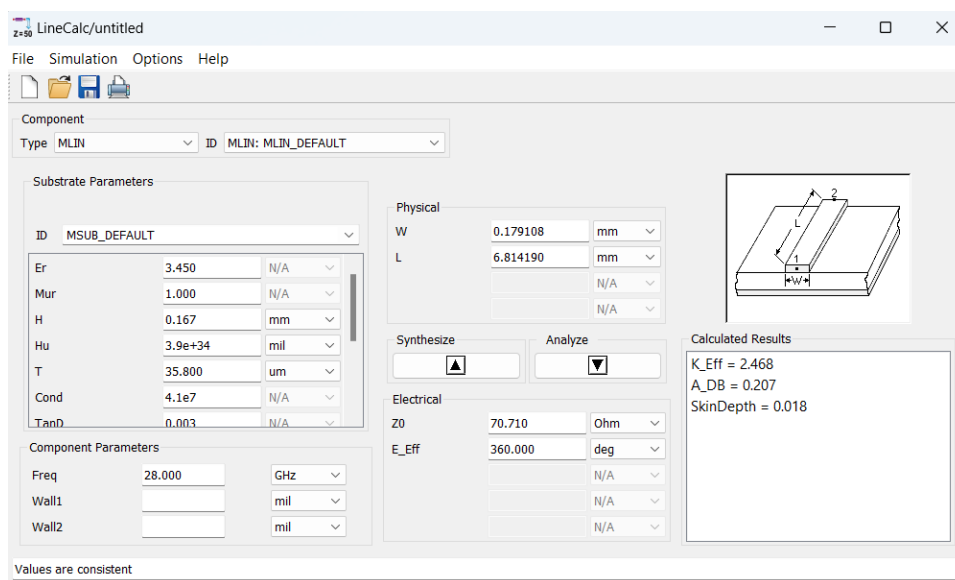
$$\frac{w_0}{2} + r \cdot \theta + \frac{w_r}{2} \cdot \sin(\theta) + w_0 = \frac{\lambda}{4} \quad (5.9)$$

Η δεύτερη συνθήκη οδηγεί στην εξίσωση :

$$r \cdot \theta + \frac{w_r}{2} \cdot \sin(\theta) - \frac{s}{2} - \frac{w_0}{2} = 0 \quad (5.10)$$

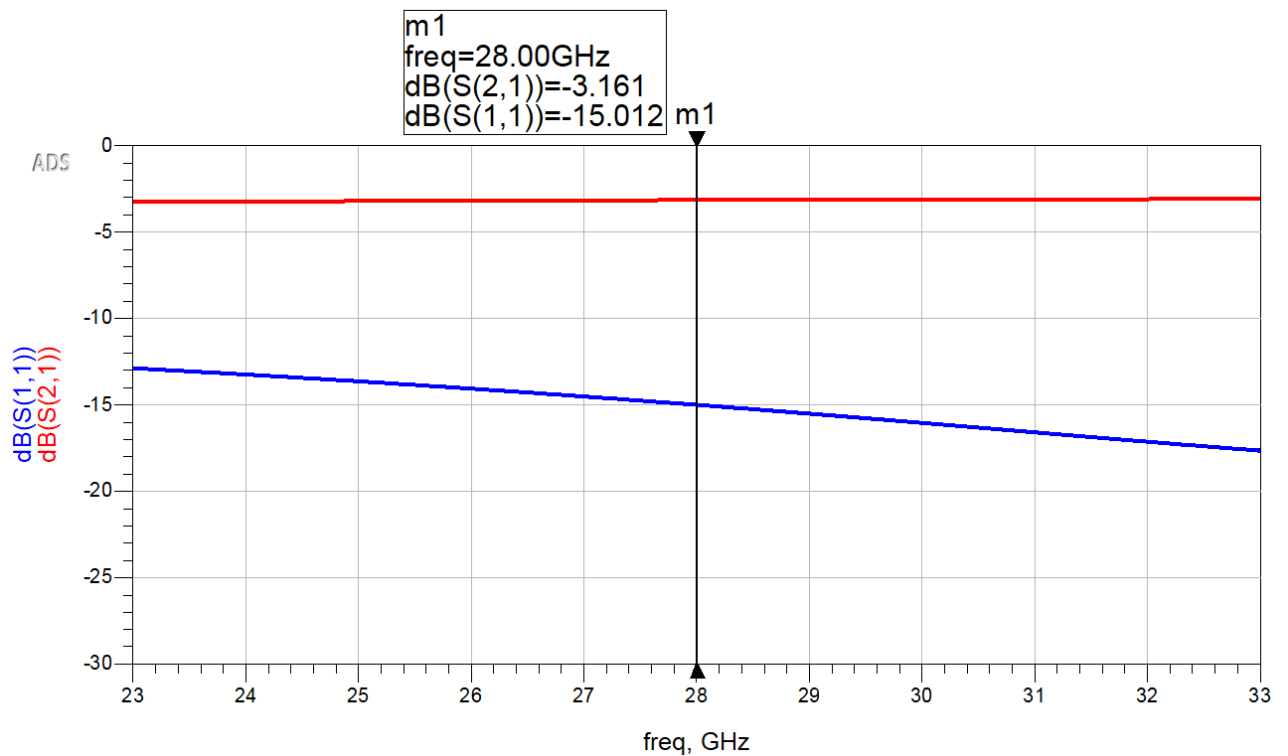
Για να λυθεί το σύστημα των Εξισώσεων (5.9) και (5.10) πρέπει να υπολογιστούν τα w_0 , s και w_r . Από το datasheet της αντίστασης(παράρτημα Ε) μπορεί να βρεθεί η πληροφορία πως η ελάχιστη

απόσταση μεταξύ των pads του τσιπ της είναι 0.15mm. Οπότε το μήκος της απόστασης s μεταξύ των γραμμών χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω των εξόδων του διαιρέτη πρέπει να είναι ελαφρώς μεγαλύτερο ή ίσο απο αυτό. Επιλέγεται αυθαίρετα $s = 0.2\text{mm}$, ενώ είναι γνωστό και πως $w_0 = 0.354\text{mm}$. Το w_r είναι το πάχος των γραμμών $\lambda/4$ και μπορεί να υπολογιστεί εύκολα με την βοήθεια του LineCalc του ADS για δεδομένο υπόστρωμα(διηλεκτρική σταθερά, πάχος, εφαπτομένη απωλειών κτλπ.) :



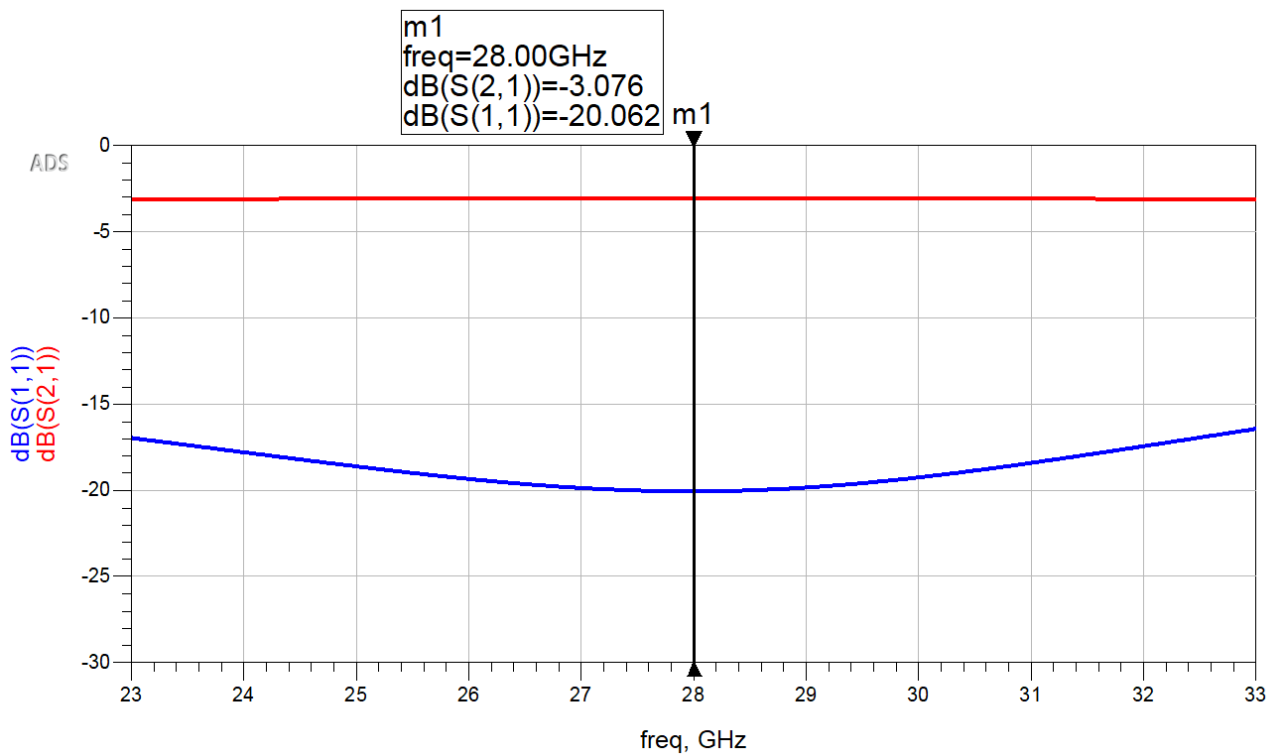
Εικόνα 5.44 : Υπολογισμός μήκους κύματος στα 28GHz για το δεδομένο υπόστρωμα της εφαρμογής και του πλάτους w_r των γραμμών με χαρακτηριστική αντίσταση 70.71Ω με την βοήθεια του LineCalc του ADS.

Είναι λοιπόν : $w_r = 0.179108\text{mm}$ και $\lambda = 6.814\text{mm}$. Η λύση του συστήματος των Εξισώσεων (5.9) και (5.10) αντικαθιστώντας τις τιμές για το w_0 , w_r , s και λ , είναι $r = 0.4742\text{ mm}$, $\theta = 134^\circ$. Οι S παράμετροι του διαιρέτη για αυτές τιμές των r και θ φαίνονται στην Εικόνα 5.45 :



Εικόνα 5.45 : Αποτελέσματα κυκλωματικής προσομοίωσης των S παραμέτρων σκέδασης του διαιρέτη Wilkinson για τις θεωρητικά υπολογισμένες τιμές των παραμέτρων.

Είναι φανερό πως πρέπει να πραγματοποιηθεί βελτιστοποίηση. Έτσι μετά απο μια διαδικασία tuning προκύπτει ότι οι τιμές για την ακτίνα και την γωνία που δίνουν τα καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά την S_{11} , και ταυτόχρονα σέβονται τον περιορισμό των 0.2mm του της απόστασης μεταξύ των 50Ω γραμμών της εξόδου, είναι $r = 0.6\text{mm}$ και $\theta = 147^\circ$. Οι S παράμετροι σκέδασης για αυτές τις τιμές r και θ μπορούν να φανούν στην Εικόνα 5.46 :

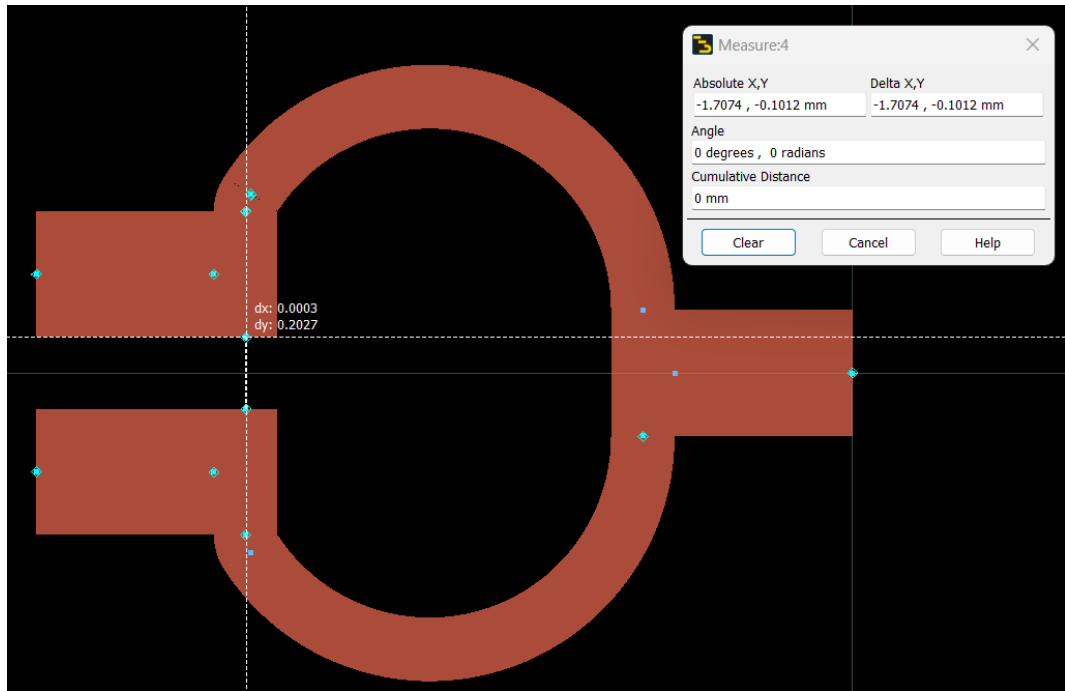


Εικόνα 5.46 : Κυκλωματικά βελτιστοποιημένη απόκριση του διαιρέτη ισχύος Wilkinson.

Στην εικόνα 5.46 διαπιστώνεται η ορθή λειτουργία του διαιρέτη ισχύος. Η S_{21} είναι λίγο μικρότερη από 3dB όπως αναμενόταν άλλωστε λόγω απωλειών, αλλά η διαφορά είναι αμελητέα. Το RL είναι επίσης πολύ καλό, μικρότερο από 15dB από 23GHz έως 33GHz και περίπου 20dB στα 28GHz.

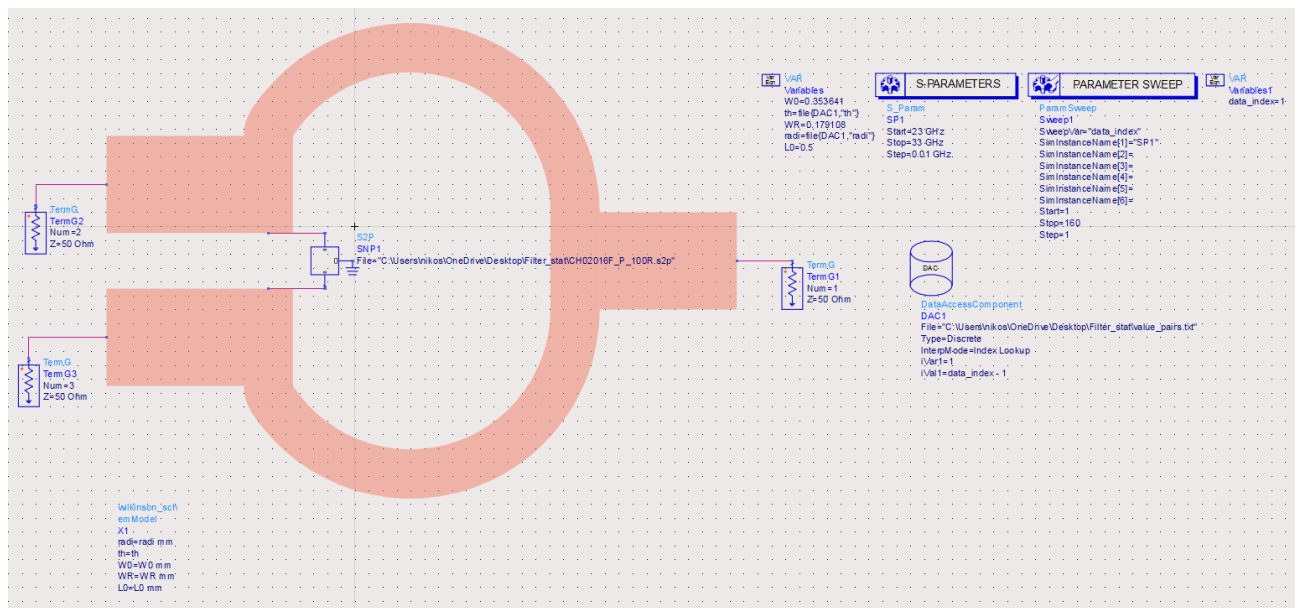
5.6.1 Φυσικό σχέδιο – Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση

Το φυσικό σχέδιο του διαιρέτη Wilkinson για τις κυκλωματικά βελτιστοποιημένες τιμές r και θ που βρέθηκαν προηγουμένως μπορεί να φανεί στην Εικόνα 5.47. Διαπιστώνεται ότι η απόσταση s μεταξύ των αγωγών χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω στις εξόδους είναι όντως περίπου 0.2mm ενώ οι διαστάσεις είναι 2.2969mm X 1.733mm.

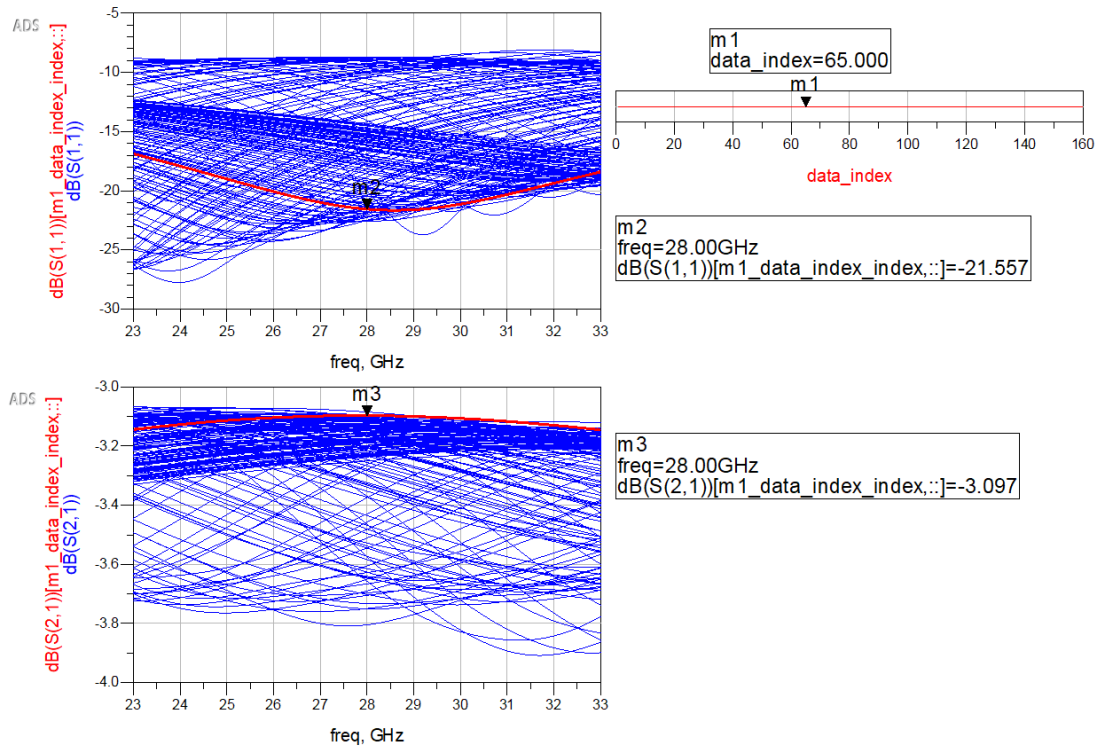


Εικόνα 5.47 : Φυσικό σχέδιο κυκλωματικά βελτιστοποιημένου διαιρέτη ισχύος Wilkinson.

Ο διαιρέτης πρέπει να βελτιστοποιηθεί και με ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση για μεγαλύτερη ακρίβεια. Οι ρυθμίσεις για το υπόστρωμα παραμένουν οι ίδιες όπως και στα φίλτρα αλλά ο τύπος προσομοίωσης αλλάζει σε FEM με 1% σφάλμα. Λύνοντας την Εξίσωση (5.10) ως προς την ακτίνα r , και υπολογίζοντας με την βοήθεια του MATLAB για διάφορες τιμές γωνιών θ τις αντίστοιχες ακτίνες r , παράγεται μια λίστα απο ζεύγη τιμών για την ακτίνα και την γωνία του τόξου τα οποία οδηγούν σε υλοποιήσιμα layouts για τον διαιρέτη(παράρτημα Z). Με την βοήθεια αυτών μπορεί να γίνει μια παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση.

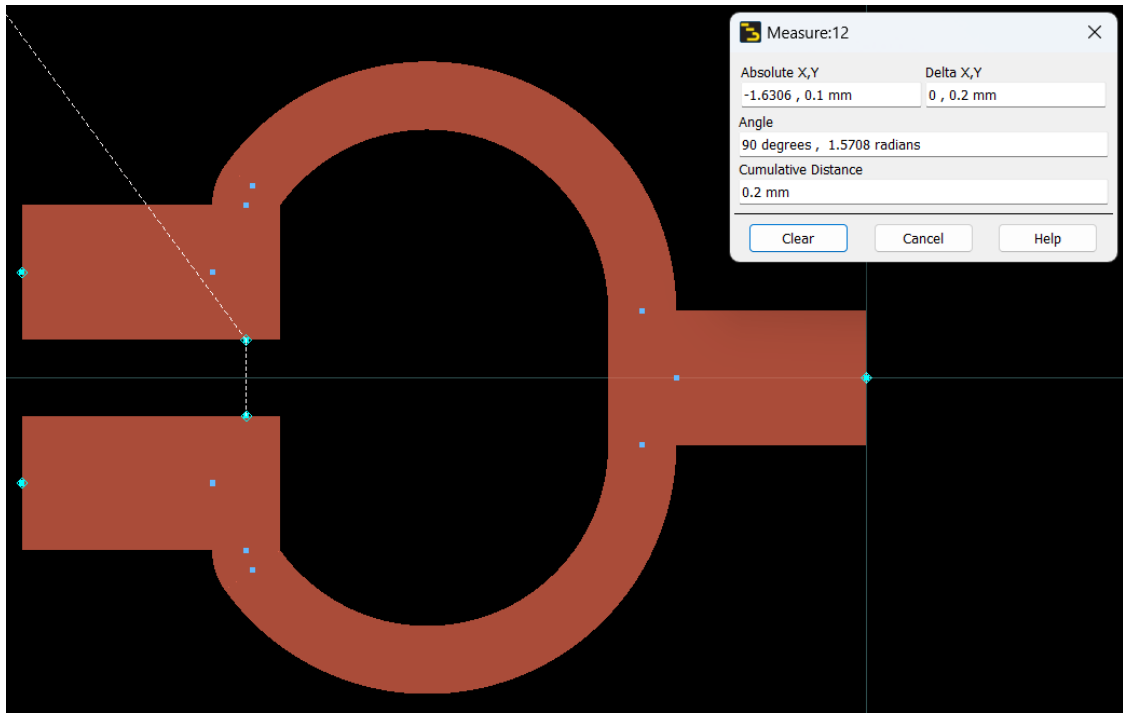


Εικόνα 5.48 : Κυκλωματικό σχέδιο διαιρέτη ισχύος Wilkinson για παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση.



Εικόνα 5.49 : Αποτελέσματα παραμετρικής ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης για τον διαιρέτη ισχύος Wilkinson.

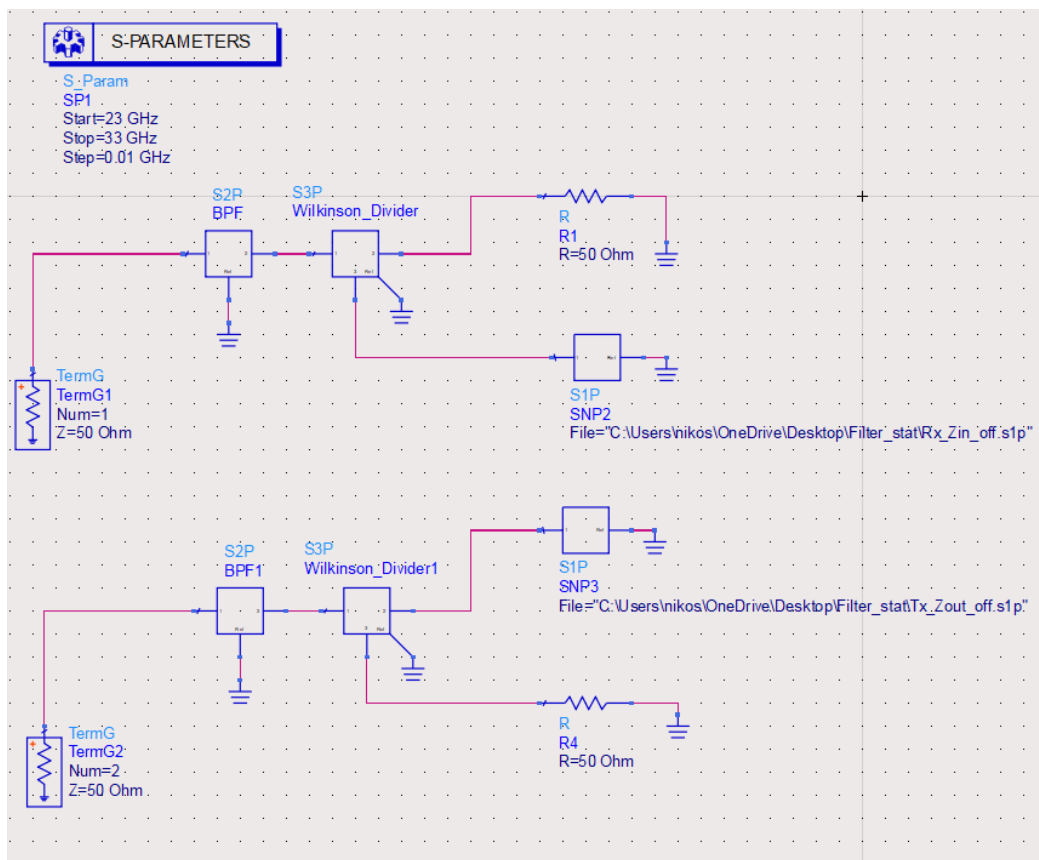
Τελικά οι κατάλληλες τιμές για την ακτίνα και την γωνία του κυκλικού τόξου είναι $r = 0.564921\text{mm}$ και $\theta = 144.39^\circ$ αντίστοιχα. Τιμές αρκετά κοντά σε αυτές που υπολογίστηκαν από την κυκλωματική προσομοίωση. Η τελική μορφή του layout του διαιρέτη είναι η εξής με διαστάσεις **2.237mm X 1.663mm** :



Εικόνα 5.50 : Τελική μορφή φυσικού σχεδίου ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διαιρέτη ισχύος Wilkinson.

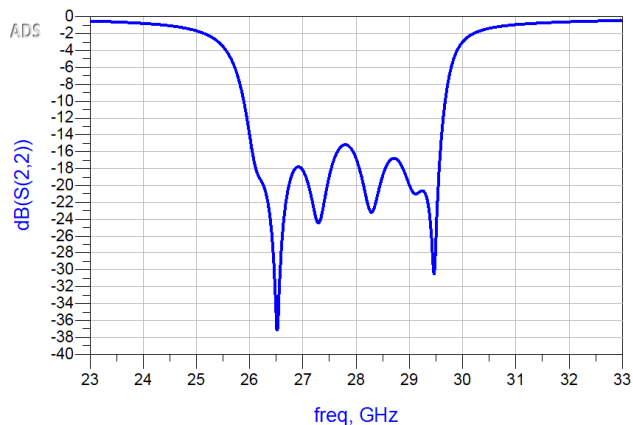
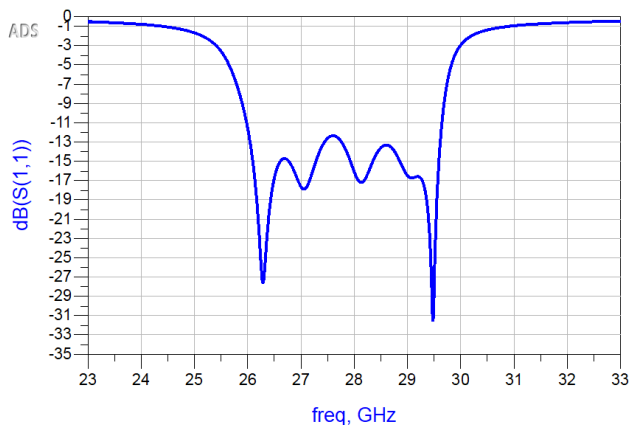
5.7 Σχεδίαση κυκλώματος προσαρμογής

Το τελευταίο μέρος του κεφαλαίου αυτού αφορά στον σχεδιασμό ενός κυκλώματος προσαρμογής. Ο σχεδιασμός των φίλτρων έγινε με την υπόθεση ότι συνδέονται σε γραμμές 50Ω. Όταν ο πομπός ή ο δέκτης είναι ενεργοποιημένος μπορεί πράγματι να γίνει η παραδοχή αυτή. Ωστόσο όταν ο πομπός ή ο δέκτης είναι απενεργοποιημένος, αυτή η υπόθεση δεν είναι πλέον σωστή. Το αποτέλεσμα είναι να υπάρχουν ανακλάσεις ισχύος καθώς το φορτίο δεν έχει ίδια τιμή με την χαρακτηριστική αντίσταση των γραμμών μεταφοράς(που έχουν σχεδιαστεί για 50Ω φορτίο). Για αυτό τον λόγο απαιτείται η χρήση αρχείων που περιέχουν πληροφορία για το S_{11} πομπού και δέκτη συναρτήσεως της συχνότητας όταν αυτοί είναι απενεργοποιημένοι. Σε αυτή την διπλωματική εργασία η προσαρμογή θα γίνει συγκεκριμένα για το ολοκληρωμένο κύκλωμα πομποδέκτη ALTUS28TR, με τα αρχεία για το S_{11} να παρέχονται από την Akronix που έχει σχεδιάσει το RFIC αυτό. Θα αξιοποιηθούν εδώ με σκοπό τον σχεδιασμό κατάλληλου κυκλώματος προσαρμογής. Στην εικόνα 5.51 φαίνεται το schematic που περιέχει δύο κυκλώματα που αναπαριστούν τις δύο καταστάσεις ενεργοποιημένου πομπού και δέκτη αντίστοιχα όπως συμβαίνει σε ένα TDD τηλεπικοινωνιακό σύστημα :



Εικόνα 5.51 : Κυκλωματικό σχέδιο που περιέχει δύο κυκλώματα για τις περιπτώσεις που ο πομπός και ο δέκτης αντίστοιχα είναι ενεργοποιημένοι χωρίς κάποιο κύκλωμα προσαρμογής.

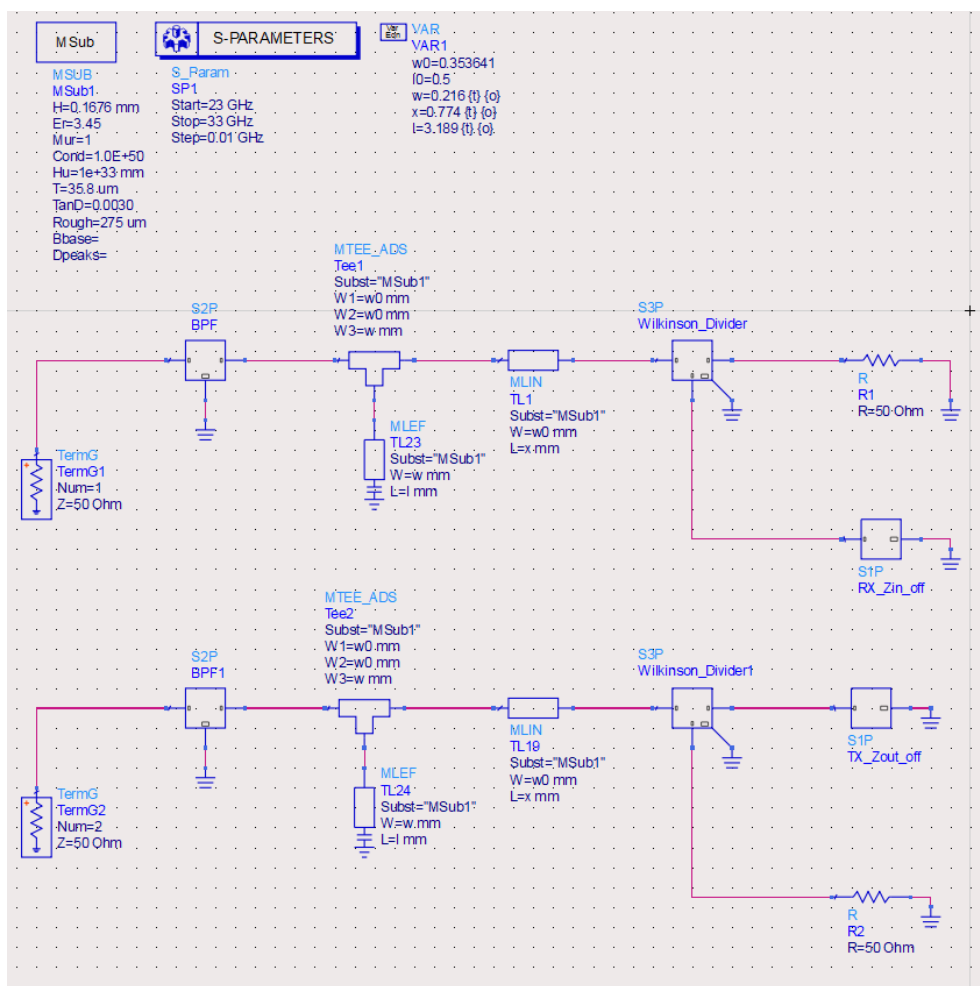
Χωρίς κάποιο κύκλωμα προσαρμογής οι S_{11} και S_{22} έχουν την μορφή που παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.52. Για την περίπτωση που είναι απενεργοποιημένος ο πομπός(S_{22}) το RL είναι περίπου 15dB, το οποίο δεν είναι κακό. Ωστόσο όταν ο δέκτης είναι απενεργοποιημένος(S_{11}) το RL είναι μικρότερο απο 13dB.



Εικόνα 5.52 : RL για την περίπτωση ενεργοποιημένου πομπού(S11) και δέκτη(S22) αντίστοιχα χωρίς κύκλωμα προσαρμογής.

5.7.1 Schematic κυκλώματος προσαρμογής

Υπάρχουν δύο προσεγγίσεις που θα μπορούσαν να εφαρμοστούν σχετικά με την τοποθέτηση του κυκλώματος προσαρμογής. Η μια από αυτές είναι να παρεμβληθεί μεταξύ του φίλτρου και του διαιρέτη ισχύος Wilkinson. Η άλλη προσέγγιση είναι η παρεμβολή ενός κυκλώματος προσαρμογής μεταξύ πομπού και διαιρέτη αλλά και ενός δεύτερου κυκλώματος προσαρμογής μεταξύ δέκτη και διαιρέτη. Το μειονέκτημα είναι ότι πρέπει να χρησιμοποιηθούν δύο αντί για ένα κυκλώματα, το οποίο κάνει πιο πολύπλοκη την διαδικασία βελτιστοποίησης αλλά σαφέστερα παρέχει μεγαλύτερη σχεδιαστική ευελιξία. Στην Εικόνα 5.53 φαίνεται το κυκλωματικό σχέδιο του κυκλώματος προσαρμογής με στέλεχος για τις δύο περιπτώσεις λειτουργίας του πομποδέκτη :

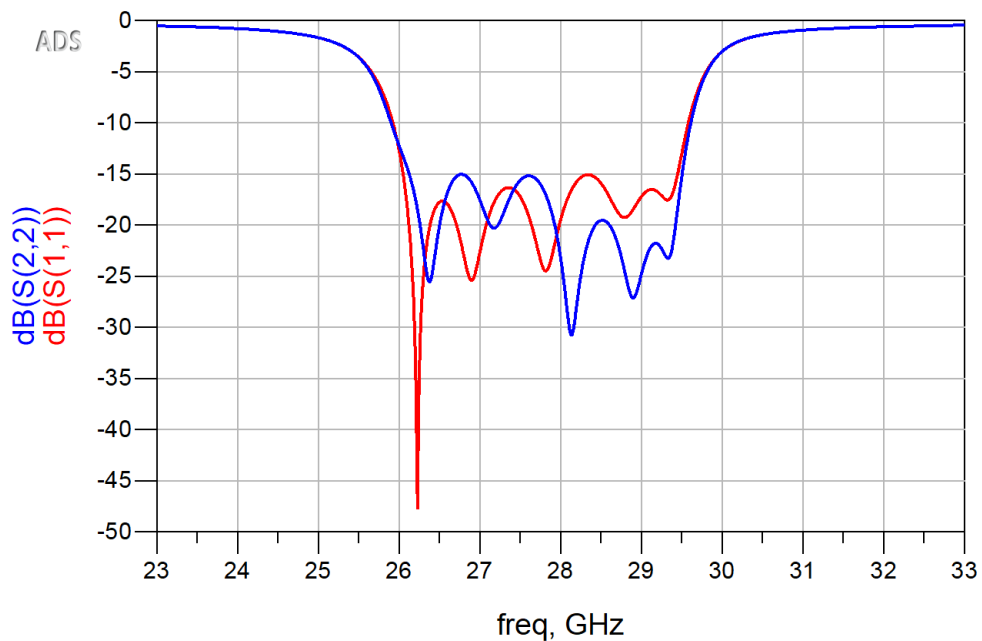


Εικόνα 5.53 : Κυκλωματικό σχέδιο για την περίπτωση ενός κυκλώματος προσαρμογής.

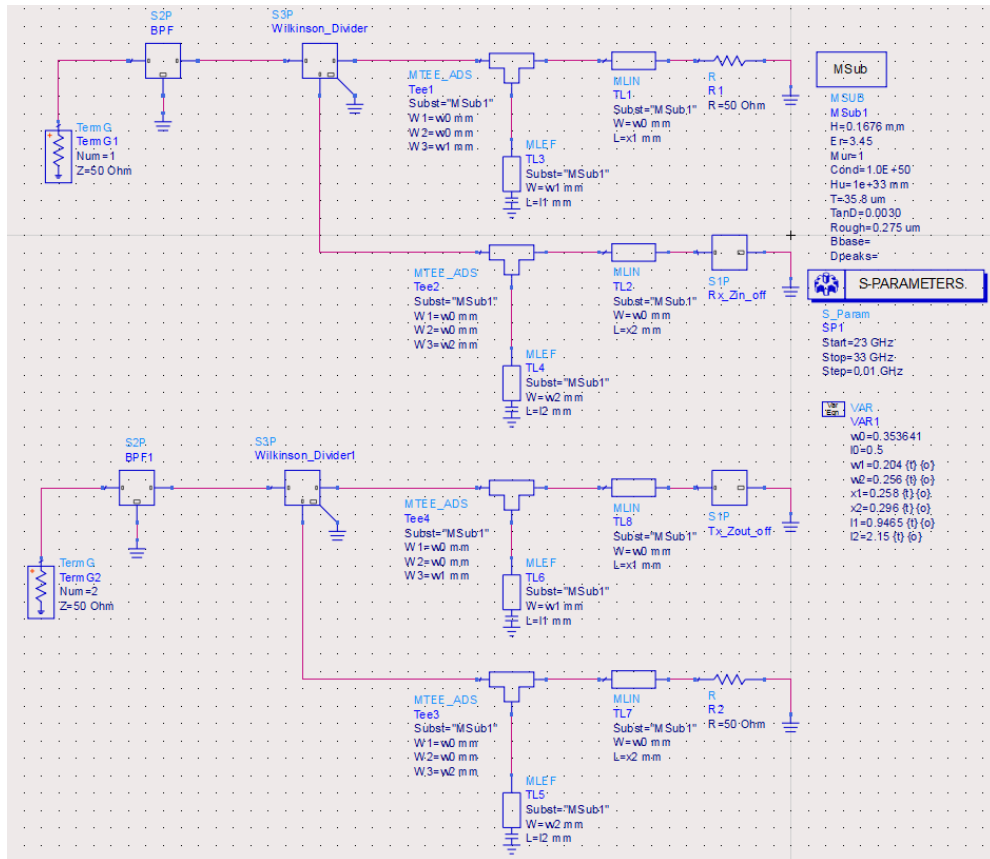
Στον πίνακα 5.20 παρουσιάζονται οι τιμές που προκύπτουν απο την κυκλωματική βελτιστοποίηση του μονού κυκλώματος προσαρμογής, ενώ στην Εικόνα 5.54 παρουσιάζεται το RL για τις δύο περιπτώσεις λειτουργίας του πομποδέκτη για το μονό κύκλωμα προσαρμογής :

Πίνακας 5.20 : Τελικές τιμές κυκλωματικά βελτιστοποιημένου κυκλώματος προσαρμογής.

Απόσταση stub απο φορτίο (mm)	x
	0.774
Μήκος stub(mm)	l
	3.189
Πλάτος stub(mm)	w
	0.216



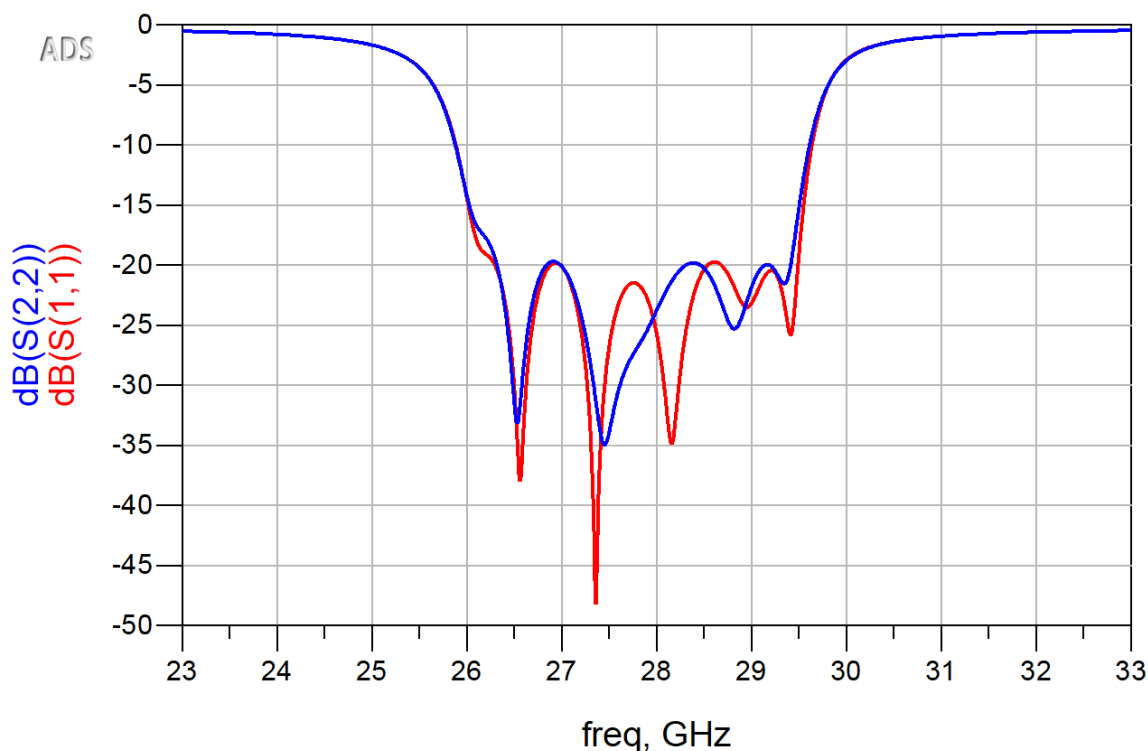
Εικόνα 5.54 : RL για την περίπτωση κυκλωματικά βελτιστοποιημένου μονού κυκλώματος προσαρμογής(Το S_{11} αντιστοιχεί σε ενεργοποιημένο πομπό και το S_{22} σε ενεργοποιημένο δέκτη).



Εικόνα 5.55 : Κυκλωματικό σχέδιο για την περίπτωση διπλού κυκλώματος προσαρμογής.

Πίνακας 5.21 : Τελικές τιμές του κυκλωματικά βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής.

Απόσταση των stub απο φορτίο(mm)	x1	x2
	0.258	0.296
Μήκη stub(mm)	l1	l2
	0.9465	2.15
Πλάτη stub(mm)	w1	w2
	0.204	0.256

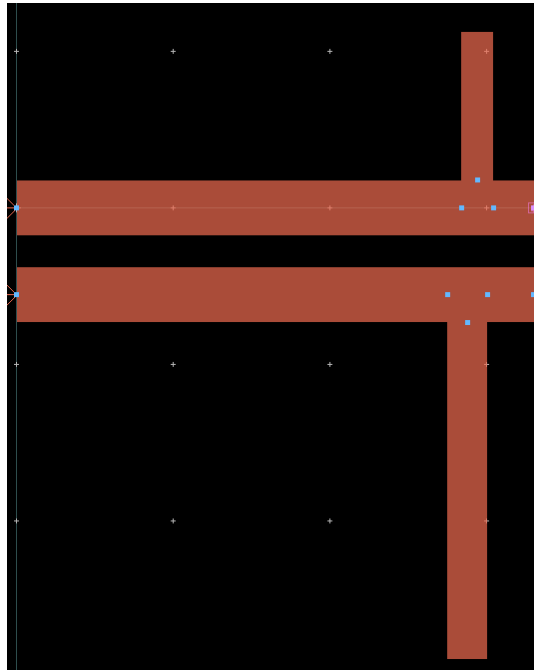


Εικόνα 5.56 : RL για την περίπτωση χρήσης βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής (το S_{11} αντιστοιχεί σε ενεργοποιημένο πομπό και το S_{22} σε ενεργοποιημένο δέκτη).

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.56 η χρήση διπλού κυκλώματος προσαρμογής επιτρέπει την περαιτέρω βελτίωση του RL κατά 5dB περίπου, και για αυτό θα προτιμηθεί.

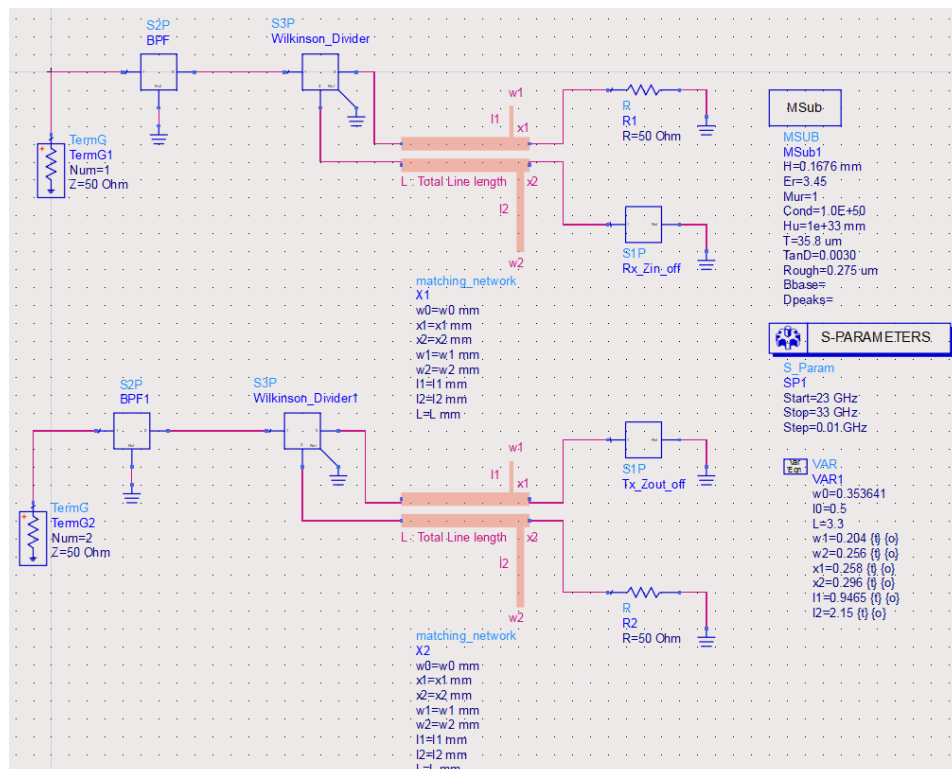
5.7.2 Σχεδιασμός layout κυκλώματος προσαρμογής – Ηλεκτρομαγνητική βελτιστοποίηση

Με σκοπό μια ακριβέστερη μελέτη και έναν πιο ρεαλιστικό σχεδιασμό τα δύο κυκλώματα προσαρμογής συνυπάρχουν στο ίδιο φυσικό σχέδιο όπως μπορεί να φανεί στην Εικόνα 5.57. Οι αποστάσεις μεταξύ των γραμμών είναι 0.2mm, όσο και των 50Ω γραμμών στις εξόδους του διαιρέτη ισχύος Wilkinson. Οι διαστάσεις του κυκλώματος προσαρμογής είναι 3.3mm X 4mm και το φυσικό σχέδιο παρουσιάζεται στην Εικόνα 5.57 :



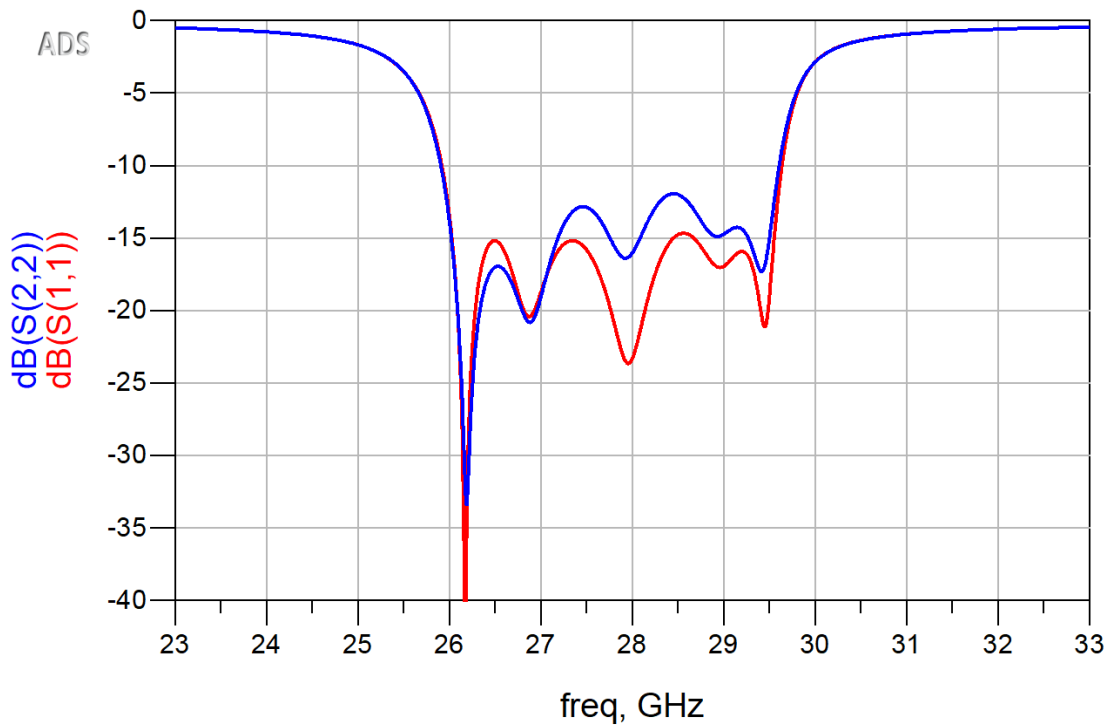
Εικόνα 5.57 : Φυσικό σχέδιο διπλού κυκλώματος προσαρμογής με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών που προέκυψαν απο την κυκλωματική βελτιστοποίηση.

Το σύμβολο του σχεδίου τοποθετείται σε schematic για να πραγματοποιηθεί ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση όπως φαίνεται στην Εικόνα 5.58 :



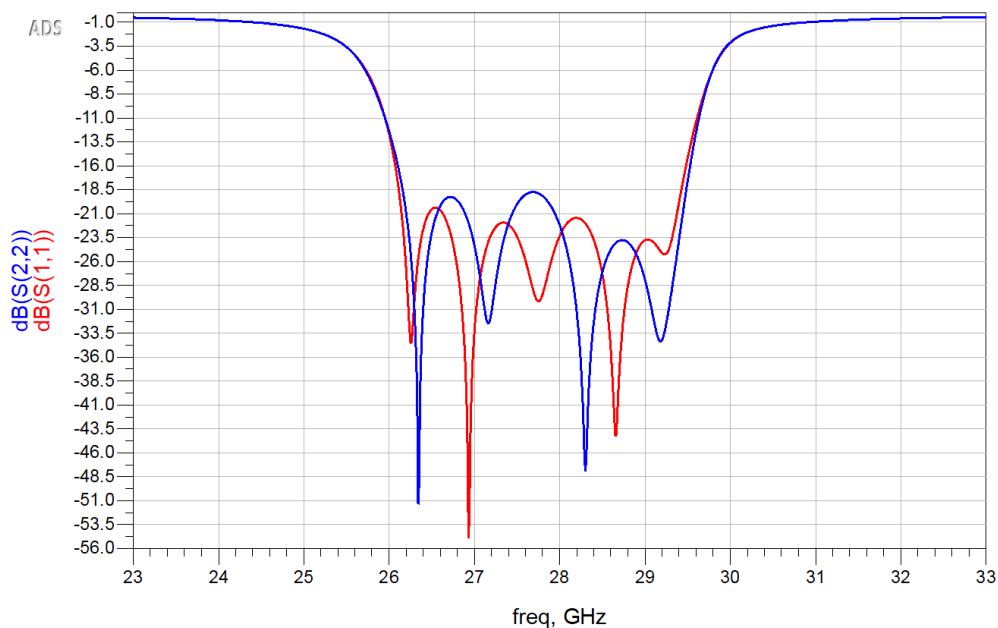
Εικόνα 5.58 : Κυκλωματικό σχέδιο διπλού κυκλώματος προσαρμογής για παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση.

Τα αποτελέσματα της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης για το διπλό κύκλωμα προσαρμογής με τις τιμές που προέκυψαν απο την κυκλωματική βελτιστοποίηση φαίνεται στην Εικόνα 5.59 :



Εικόνα 5.59 : Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης του διπλού κυκλώματος προσαρμογής με τις τιμές των γεωμετρικών μεταβλητών απο την κυκλωματική βελτιστοποίηση.

Είναι φανερό απο την Εικόνα 5.59 πως υπάρχει αρκετή απόκλιση απο τα αποτελέσματα της κυκλωματικής βελτιστοποίησης, και για αυτό χρειάζεται ηλεκτρομαγνητική βελτιστοποίηση. Ρυθμίζοντας αρχικά απόσταση και μήκος(έχοντας υπόψιν να μην ξεπερνιούνται τα $\lambda/4$), και τέλος ακόμα και το πλάτος των γραμμών, επιτυγχάνεται RL περίπου 18.5dB το οποίο κρίνεται αρκετά ικανοποιητικό. Τα αποτελέσματα της βελτιστοποίησης φαίνονται στην Εικόνα 5.60 :



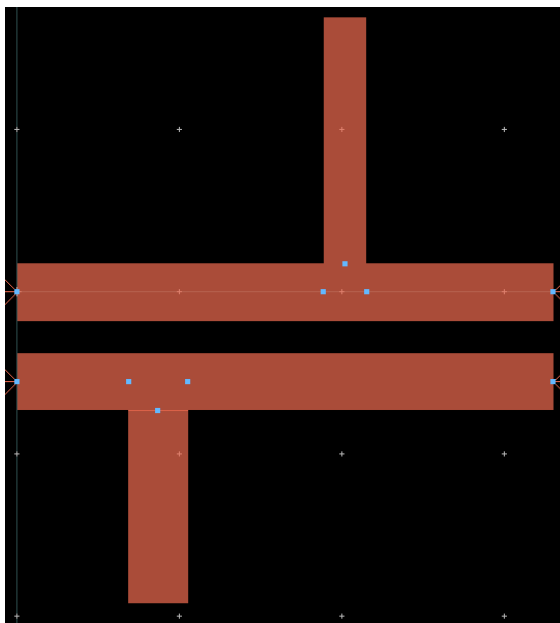
Εικόνα 5.60 : Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής .

Οι τιμές των μεταβλητών μετά το πέρας της ηλεκτρομαγνητικής βελτιστοποίησης για το διπλό κύκλωμα προσαρμογής εμφανίζονται στον Πίνακα 5.22 :

Πίνακας 5.22 : Τελικές τιμές του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής.

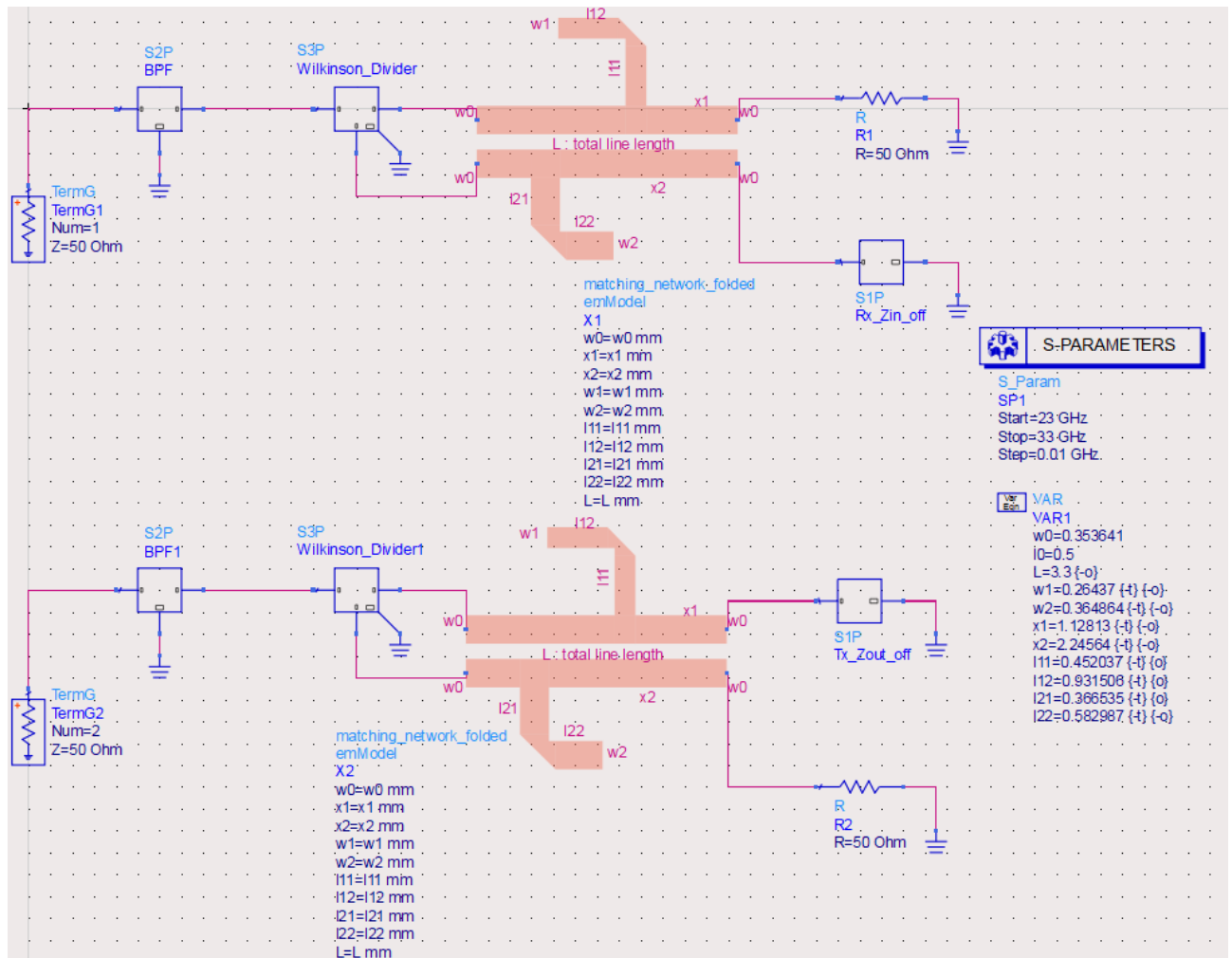
Απόσταση των stub απο φορτίο(mm)	x1	x2
	1.15139	2.25119
Μήκη stub(mm)	l1	l2
	1.51902	1.19111
Πλάτη stub(mm)	w1	w2
	0.26437	0.364864

Ενώ η τελική μορφή του φυσικού σχεδίου είναι η εξής με διαστάσεις 3.3mm X 3.6173mm:



Εικόνα 5.61 : Φυσικό σχέδιο ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής .

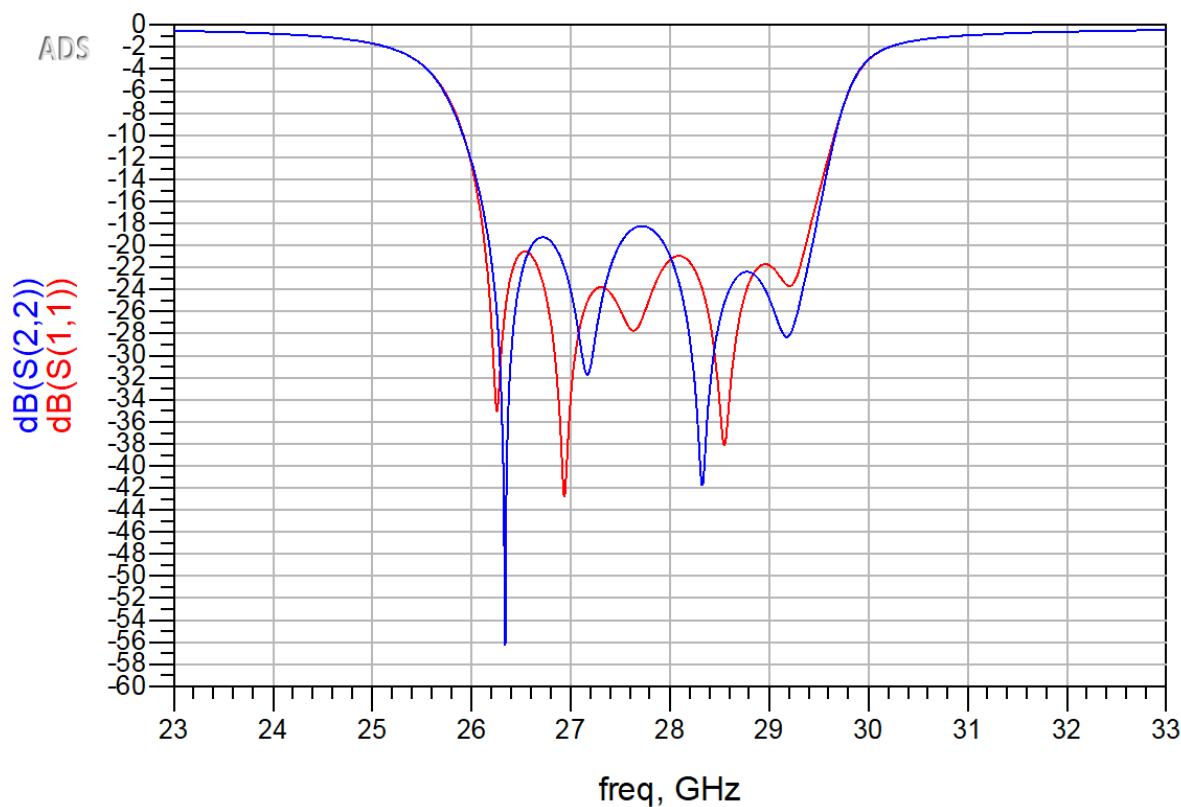
Για περαιτέρω εξοικονόμηση χώρου πραγματοποιείται μια αναδίπλωση στα στελέχη. Η γωνία στροφής είναι 90° έτσι ώστε ένα τμήμα του συνολικού τους μήκους να γίνει οριζόντιο και να μειωθεί το πλάτος της διάταξης. Αυτό ωστόσο όπως εξετάστηκε νωρίτερα στο δεύτερο κεφάλαιο αποτελεί ασυνέχεια και ως εκ τούτου εισάγει επιπλέον χωρητικότητα. Για να εξισορροπηθεί αυτό το φαινόμενο χρησιμοποιείται αποκομμένη γωνία(mitered). Έχοντας αυτό κατά νου σχεδιάζεται ένα κύκλωμα προσαρμογής όπως αυτό που φαίνεται στην Εικόνα 5.62 και γίνεται η βελτιστοποίησή του. Είναι άξιο προσοχής το γεγονός ότι η βελτιστοποίηση στην ουσία πραγματοποιείται σχεδόν εξολοκλήρου με ρύθμιση του μήκους των γραμμών. Αυτό είναι λογικό καθώς η επιπλέον χωρητικότητα μεταβάλλει το ηλεκτρικό μήκος του στέλεχους. Για την ακρίβεια το αυξάνει, οπότε το βύθισμα στην απόκριση του κυκλώματος προσαρμογής μετατοπίζεται προς χαμηλότερες συχνότητες.



Εικόνα 5.62 : Κυκλωματικό σχέδιο με το σύμβολο του αναδιπλωμένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής για παραμετρική ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση.

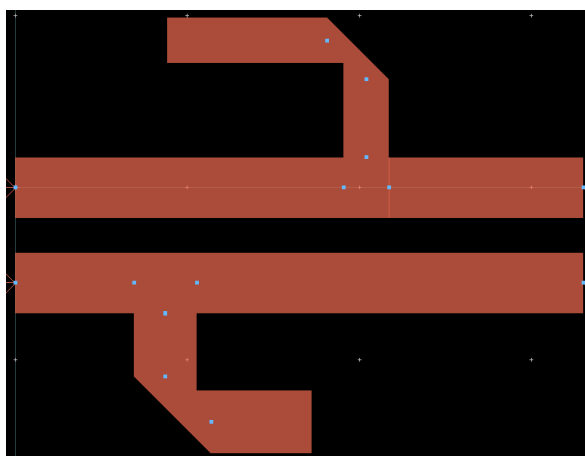
Πίνακας 5.23 : Τελικές τιμές του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου αναδιπλωμένου διπλού κυκλώματος προσαρμογής.

Απόσταση των stub απο φορτίο(mm)	x1	x2	-	-
-	1.12813	2.24564		
Μήκη stub(mm)	l_{11}	l_{12}	l_{21}	l_{22}
-	0.452037	0.931506	0.366535	0.582987
Πλάτη stub(mm)	w1	w2	-	-
-	0.26437	0.364864	-	-



Εικόνα 5.63 : Απόκριση του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού αναδιπλωμένου κυκλώματος προσαρμογής.

Το φυσικό σχέδιο φαίνεται στην Εικόνα 5.64 και έχει διαστάσεις **3.3mm X 2.5326mm**. Όπως μπορεί να γίνει φανερό το πλάτος της διάταξης μειώθηκε περίπου κατά 1mm σε σχέση με πριν εξαιτίας της αναδίπλωσης στα στελέχη. Το RL έγινε ελαφρώς χειρότερο σε σχέση με πριν όταν ο πομπός είναι απενεργοποιημένος (18dB σε σχέση με 18.5dB). Ωστόσο το RL είναι περισσότερο από 20dB για απενεργοποιημένο δέκτη.



Εικόνα 5.64 : Τελική μορφή φυσικού σχεδίου του ηλεκτρομαγνητικά βελτιστοποιημένου διπλού αναδιπλωμένου κυκλώματος προσαρμογής.

5.8 Αποτελέσματα

Στους Πίνακες 5.24 – 5.28, συγκεντρώνονται όλα τα αποτελέσματα που παράχθηκαν από τις προσομοιώσεις :

Πίνακας 5.24 : Χαρακτηριστικά των σχεδιασμένων φίλτρων.

	Edge-Coupled	Hairpin
Yield(%)	70.39	58.77
Dimensions(x mm X y mm)	13.0217mm X 2.926mm	7.6149mm X 1.8413mm
Passband IL(dB)	2.099	0.921
RL(dB)	~ 20	~11
IL(dB) @24GHz, 32GHz	47.552, 46.267	46.531, 45.979

Πίνακας 5.25 : Τιμές γεωμετρικών μεταβλητών για το σχεδιασμένο edge-coupled φίλτρο.

Μήκη γραμμών(mm)	l1	l2	l3	l4
	1.9009	1.5099	1.8428	1.5145
Αποστάσεις γραμμών(mm)	s1	s2	s3	s4
	0.103	0.1805	0.282656	0.257642
Πλάτη γραμμών(mm)	w1	w2	w3	w4
	0.1	0.1400977	0.1341997	0.1327457

Πίνακας 5.26 : Τιμές γεωμετρικών μεγεθών για το σχεδιασμένο hairpin φίλτρο.

Μήκη γραμμών(mm)	l1	l2	x
	0.5179	1.3133	0.01
Αποστάσεις γραμμών(mm)	s1	s2	s3
	0.135	0.1653	0.1967
Πλάτη γραμμών(mm)	w1	w2	w3
	0.1565	0.264	0.257

Πίνακας 5.27 : Τιμές γεωμετρικών μεγεθών για τον διαιρέτη Wilkinson.

Διαστάσεις διάταξης	2.237mm X 1.663mm
r(mm)	0.564921
$\theta(^{\circ})$	144.39

Πίνακας 5.28 : Τιμές γεωμετρικών μεγεθών για το αναδιπλωμένο διπλό κύκλωμα προσαρμογής.

Διαστάσεις διάταξης	3.3mm X 2.5326mm			
Απόσταση των στελεχών απο φορτίο(mm)	x1	x2	-	-
-	1.12813	2.24564	-	-
Μήκη στελεχών(mm)	l_{11}	l_{12}	l_{21}	l_{22}
-	0.452037	0.931506	0.366535	0.582987
Πλάτη στελεχών(mm)	w1	w2	-	-
-	0.26437	0.364864	-	-

6 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Συνοψίζοντας την μελέτη που προέκυψε μέσα απο αυτή την διπλωματική εργασία προκύπτει ότι η σχεδίαση κυκλωμάτων σε υψηλές συχνότητες είναι μια διαδικασία που χρειάζεται μεγάλη προσοχή όσον αφορά στην κατάλληλη επιλογή υλικών υποστρώματος και αγωγών καθώς υπάρχει πλήθος παραγόντων που μπορούν να δημιουργήσουν σημαντικές αποκλίσεις απο την αναμενόμενη συμπεριφορά των κυκλωμάτων. Συγκεκριμένα τα λεπτά υποστρώματα με πάχος μικρότερο απο $\lambda/8$ που παρουσιάζουν μικρό Df και έχουν σταθερή Dk συναρτήσει της συχνότητας και της θερμοκρασίας, σε συνδυασμό με χαμηλή απορρόφηση υγρασίας, αποτελούν την καλύτερη επιλογή απο ηλεκτρικής άποψης. Εάν το PCB είναι πολυστρωματικό τότε υπάρχει ανάγκη για καλή διαστατική ευστάθεια και χαμηλή τιμή του CTE-Z(να ταιριάζει με του χαλκού συγκεκριμένα), ώστε να υπάρχει η απαιτούμενη αξιοπιστία των PTH. Αυτές τις ανάγκες τις καλύπτουν οι HC ρητίνες(hydrocarbon based resins). Εάν αντίθετα η ηλεκτρική απόδοση είναι το ζητούμενο, τα υποστρώματα που βασίζονται σε PTFE είναι πιο κατάλληλη επιλογή. Μέριμνα πρέπει να υπάρξει όμως και για την κατάλληλη επιλογή του τύπου χαλκού καθώς μπορεί να προκαλέσει μεγάλες απώλειες εισαγωγής και παρασιτική αυτεπαγωγή λόγω του επιδερμικού φαινομένου και της τραχύτητας του. Γενικά όσο πιο λείος ο χαλκός τόσο το καλύτερο απο ηλεκτρικής άποψης. Εκτός των υλικών όμως μεγάλη σημασία έχει και η υλοποίηση των γραμμών μεταφοράς που επιλέγεται. Η μικροταινία είναι απλή, φθηνή και εύκολα υλοποιήσιμη κατασκευή με σχετικά μικρές απώλειες και διαστάσεις, ωστόσο στο ανώτερο φάσμα των χιλιοστομετρικών συχνοτήτων μπορεί να υπάρξει διέγερση ανεπιθύμητων τρόπων, δημιουργία συντονισμών, διασπορά αλλά και παρασιτική ακτινοβολία. Σε αυτή την περίπτωση η γραμμή μεταφοράς GCPW φαίνεται να είναι η πιο συμφέρουσα επιλογή.

Όσον αφορά στα φίλτρα, η σχεδίαση έδειξε πως παρά το γεγονός ότι θεωρητικά μια δεδομένη τάξη επαρκεί για να πληρούνται όλες οι προδιαγραφές που τίθενται, αυτό στην πράξη μπορεί να μην ισχύει. Συγκεκριμένα για το edge-coupled φίλτρο αλλά και για το hairpin, το πρώτο και τελευταίο ζεύγος συζευγμένων γραμμών χρειαζόταν μεγάλο συντελεστή σύζευξης και επομένως μικρή απόσταση μεταξύ των αγωγών. Απο την μια αυτό είναι απαραίτητο για να διασφαλιστεί μικρή κυμάτωση στην ζώνη διέλευσης απο την σκοπιά του σχεδιαστή, αλλά απο την άλλη έχει ως αποτέλεσμα να προσεγγίζονται τα κατασκευαστικά όρια κάνοντας την παραγωγή πιο δύσκολη και ακριβή εάν όχι αδύνατη, αλλά και την τελική διάταξη πιο επιρρεπή στις κατασκευαστικές ανοχές. Γενικά όσο πιο μεγάλο το εύρος ζώνης του απαιτούμενου φίλτρου τόσο πιο μικρή πρέπει να είναι αυτή η απόσταση για καταστολή της κυμάτωσης στην ζώνη διέλευσης. Ο σχεδιαστής έχει πέντε επιλογές για να αντιμετωπίσει αυτό το πρόβλημα όπως προέκυψε απο την μελέτη :

1. **Αύξηση της τάξης του φίλτρου** : Αυτό έχει το μειονέκτημα ότι αυξάνει την πολυπλοκότητα της διαδικασίας της βελτιστοποίησης, απαιτεί παραπάνω χώρο πάνω στην πλακέτα, και επίσης αυξάνει τις απώλειες εισαγωγής, μειώνοντας έτσι την ευαισθησία του δέκτη.
2. **Χρήση υλικού με μεγαλύτερη Dk** : Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της σύζευξης για δεδομένη απόσταση, και την μείωση των διαστάσεων του φίλτρου, αλλά έχει το μειονέκτημα ότι απαιτούνται πιο λεπτοί αγωγοί το οποίο αυξάνει τις απώλειες και ενδεχομένως δυσκολεύει την κατασκευή.
3. **Χρήση υβριδικού υποστρώματος** : Το αρνητικό είναι ότι το υβριδικό υπόστρωμα δεν προσφέρεται συνήθως από τους κατασκευαστές υλικών υποστρώματος. Το θετικό όμως είναι ότι αυξάνει τον συντελεστή σύζευξης για δεδομένη απόσταση και καταστέλλει τις αρμονικές αποκρίσεις. Η ισοδύναμη Dk επίσης παραμένει σχετικά μικρή, το οποίο επιτρέπει πλατύτερους αγωγούς.
4. **Αλλαγή του σχεδίου του φίλτρου**.
5. **Συμβιβασμός με χειρότερη απόρριψη** : Καθώς αυτό αφήνει περιθώριο για βελτίωση της κυμάτωσης στην ζώνη διέλευσης του φίλτρου.

Στο συγκεκριμένο πρόβλημα που αντιμετωπίστηκε σε αυτή την διπλωματική φάνηκε ότι το hairpin φίλτρο είχε αρκετά μικρότερο μέγεθος από το edge-coupled φίλτρο και μικρότερες απώλειες εισαγωγής στην ζώνη διέλευσης. Ωστόσο στο hairpin φίλτρο έπρεπε να υπάρξει ένας συμβιβασμός μεταξύ καλύτερης απόρριψης ή καλύτερων απωλειών επιστροφής. Όπως φαίνεται οι δύο υλοποιήσεις για την συγκεκριμένη εφαρμογή είχαν κάποια θετικά και κάποια αρνητικά. Το τι συμφέρει δεν είναι πάντα εντελώς ξεκάθαρο και εξαρτάται από το τι είναι σημαντικό για την κάθε εφαρμογή και περίσταση. Από την μια το hairpin πληρεί τις προδιαγραφές απόρριψης, έχει μικρότερες απώλειες εισαγωγής, και μικρότερο μέγεθος, αλλά από την άλλη έχει απώλειες επιστροφής πολύ κοντά στα 10dB, και μικρότερο yield, αποτελώντας έτσι μια πιο ευάλωτη διάταξη σε κατασκευαστικές ανοχές. Ειδικότερα, η στατιστική μελέτη έδειξε ότι το hairpin φίλτρο έχει μικρότερο yield από το edge-coupled κατά περίπου 11.5%, ενώ είναι πιο επιρρεπές σε κατασκευαστικές ανοχές ως προς την κεντρική συχνότητα σε σχέση με το edge-coupled φίλτρο. Επιπλέον και για τα δύο φίλτρα η κατασκευαστική ανοχή στο πάχος του διηλεκτρικού φάνηκε να επηρεάζει έντονα, πιο πολύ και από τις ανοχές στις αποστάσεις, το εύρος ζώνης των φίλτρων αλλά και γενικότερα την απόδοση της παραγωγής (yield). Και στα δύο φίλτρα πάντως το μήκος των αγωγών καθόριζε την κεντρική συχνότητα του φίλτρου ενώ οι αποστάσεις των γραμμών το εύρος ζώνης. Για την ακρίβεια παρατηρήθηκε ότι εάν πρώτα γίνει η υπολογιστικά φθηνότερη βελτιστοποίηση σε κυκλωματικό επίπεδο, οι τιμές που προκύπτουν από αυτή μπορούν να βοηθήσουν ως μια πρώτη προσέγγιση για την ηλεκτρομαγνητική βελτιστοποίηση. Με ισόποση μεταβολή στις μεταβλητές των μηκών των ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Νικόλαος Θεοδοσιάδης

συντονιστών και των αποστάσεων μεταξύ τους μάλιστα μπορούν να ελεγχθούν η κεντρική συχνότητα συντονισμού και το εύρος ζώνης αντίστοιχα, ενώ με ρύθμιση στα πλάτη των αγωγών στην περίπτωση του edge-coupled φίλτρου μπορούν να ελεγχθούν οι απώλειες επιστροφής. Τέλος, η προσαρμογή για την ελαχιστοποίηση των ανακλάσεων ισχύος στην περίπτωση του ALTUS28TR έδειξε ότι μπορούν να επιτευχθούν καλά αποτελέσματα για την απώλεια επιστροφής της τάξεως των 15dB στην περίπτωση χρήσης ενός απλού στελέχους. Η χρήση δύο κυκλωμάτων προσαρμογής για πομπό και δέκτη βελτίωσε περαιτέρω τις απώλειες επιστροφής κατά περίπου 3dB. Το μειονέκτημα είναι ότι η πολυπλοκότητα της βελτιστοποίησης, όπως και οι διαστάσεις του κυκλώματος, αυξάνονται. Για την μείωση των διαστάσεων πραγματοποιήθηκε αναδίπλωση των στελεχών των κυκλωμάτων προσαρμογής, για την οποία χρειάστηκε μόνο μια μικρή ρύθμιση στο μήκος τους έτσι ώστε να διατηρηθεί η λειτουργία του κυκλώματος προσαρμογής αμετάβλητη.

Μελλοντικές προεκτάσεις αυτής της εργασίας θα μπορούσαν να αφορούν τα εξής :

- **Κατασκευή και μέτρηση :** του φίλτρου, του διαιρέτη ισχύος Wilkinson, και του κυκλώματος προσαρμογής, για επαλήθευση της ορθής λειτουργίας τους.
- **Χρήση ζευγών συζευγμένων γραμμών με τρεις αγωγούς :** ώστε να χαλαρώσει η απαίτηση για μικρή απόσταση μεταξύ των αγωγών του πρώτου και τελευταίου ζεύγους συζευγμένων γραμμών.
- **Σχεδιασμός των φίλτρων με υβριδικό υπόστρωμα :** με δυο υλικά μεγάλης και μικρής διηλεκτρικής σταθεράς αντίστοιχα.
- **Τροποποίηση του φίλτρου έτσι ώστε να είναι προσαρμοζόμενο :** ως προς την κεντρική συχνότητα.
- **Μελέτη αποδοτικότερων τρόπων βελτιστοποίησης του φίλτρου :** Όπως μιας υβριδικής προσέγγισης. Δηλαδή παραγωγή ενός μοντέλου των συζευγμένων γραμμών για διάφορες τιμές των γεωμετρικών παραμέτρων τους με ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση και κυκλωματική βελτιστοποίηση του συνολικού φίλτρου, με μια τελική ηλεκτρομαγνητική βελτιστοποίηση στο τέλος.
- **Σχεδίαση έβδομης τάξης hairpin φίλτρου.**
- **Χρήση συντονιστών διαφορετικού σχήματος ή/με διαφορετική τους χωροθέτηση.**
- **Σχεδίαση με διαφορετικά υλικά υποστρώματος.**

Βιβλιογραφία – Αναφορές - Διαδικτυακές Πηγές

7 Βιβλιογραφία

- [1] C. Thomas, «5G—The microwave perspective,» *Analog Devices*, pp. 1-4, 1--4.
- [2] «EUROPEAN PARLIAMENTARY RESEARCH SERVICE,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://map.sciencemediahub.eu/5g#p=14>.
- [3] H. I. H. R. I. H. F. K. Basim K.J. Al-Shammari, «An overview of mmWave communications for 5G,» σε *2021 International Conference on Communication & Information Technology (ICICT)*, 2021.
- [4] S. T. M. S. R. W. M. Terje Tjelta, «Initiative, Euro-5G-Supporting the European 5G,» *EURO-5G Consortium Parties: Heidelberg, Germany*, 2015.
- [5] Κ. Σπυρίδων, Αγωγή πολυμερή της πυρρόλης—Εφαρμογές στην τροποποίηση επιφανειών., 2017.
- [6] «Analog Devices,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.analog.com/en/design-center/glossary/printed-circuit.html>.
- [7] J. Clyde F. Coombs, *Printed Circuits Handbook*, 6 επιμ., McGraw-Hill Education, 2007.
- [8] R. Khandpur, *Printed Circuit Boards DESIGN, FABRICATION, AND ASSEMBLY*, McGraw-Hill, 2005, p. 691.
- [9] Κ. Σπυρίδων, Αγωγή πολυμερή της πυρρόλης , *Εφαρμογές στην τροποποίηση επιφανειών*, Αθήνα, 2014.
- [10] L. W. Burgess, «Blind microvia technology by laser,» σε *NEPCON WEST*, Citeseer, 1999, pp. 1773-1774.
- [11] C. John, «Different copper foils for different reasons,» *The PCB magazine*, pp. 60-64, 2012.
- [12] R. CORPORATION, «Copper Foils for High Frequency».
- [13] A. E. Materials, «Everything You Wanted to Know About Laminates,» 2012.
- [14] C. John, «Circuit materials and high-frequency losses of PCBs,» *The PCB magazine*, αρ. 2, p. 24, 2012.
- [15] E. S. Ritchey Lee W, «A survey and tutorial of dielectric materials used in the manufacture of printed circuit boards,» *Circuitree magazine*, 1999.
- [16] C. John, «Choosing circuit materials for millimeter wave applications,» *High Frequency Electronics*, τόμ. 12, αρ. 7, pp. 22-33, 2013.

- [17] G. B. Reinhold Ludwig, RF Circuit Design: Theory and Applications Pearson international edition, 2η έκδοση επιμ., Pearson Education, 2009, p. 704.
- [18] F. J. C. Hornung Russell R., «Microwave laminate material considerations for multilayer applications,» σε *2007 European Microwave Conference*, Munich, 2007.
- [19] C. John, «Understanding when to use FR-4 or high frequency laminates,» *OnBoard Technology*, pp. 26-30, 2011.
- [20] J. Coonrod, «applications, Benefits of mixed dielectrics when used for high-frequency PCB,» *High Frequency Electronics*, τόμ. 11, pp. 28-36, 2012.
- [21] J. Coonrod, «Deterining dielectric properties of high frequency PCB laminate materials». *Advanced circuit materials division*.
- [22] «rogerscorp,» ROGERS CORPORATION, [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/ro3000-laminate-data-sheet-ro3003----ro3006----ro3010----ro3035.pdf>.
- [23] R. CORPORATION, «rogerscorp,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/ro3200-series-data-sheet.pdf>.
- [24] «rogerscorp,» ROGERS CORPORATION, [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates>.
- [25] «rogerscorp,» ROGERS CORPORATION, [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4000-lopro-laminates>.
- [26] R. CORPORATION, «rogerscorp,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/ro4000-lopro-laminates.pdf>.
- [27] R. CORPORATION, «rogerscorp,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-electronics-solutions/english/data-sheets/tmm-thermoset-laminate-data-sheet-tmm3----tmm4----tmm6----tmm10----tmm10i----tmm13i.pdf>.
- [28] isola, «isola-group,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.isola-group.com/pcb-laminates-prepreg/astra-mt77-laminate-and-prepreg/>.
- [29] isola, «isola-group,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.isola-group.com/pcb-laminates-prepreg/is680-ag/>.
- [30] isola, «isola-group,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.isola-group.com/pcb-laminates-prepreg/is680-laminate/>.

- [31] isola, «isola-group,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.isola-group.com/pcb-laminates-prepreg/i-tera-mt40-rf-mw/>.
- [32] isola, «isola-group,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.isola-group.com/pcb-laminates-prepreg/terragreen-rf-mw/>.
- [33] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/NF-30.pdf>.
- [34] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/RF-35TC-A.pdf>.
- [35] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/RF-35A2.pdf>.
- [36] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/RF-30A.pdf>.
- [37] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/HF-300F.pdf>.
- [38] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/HF-341.pdf>.
- [39] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/HF-350F.pdf>.
- [40] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/TSM-DS3.pdf>.
- [41] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/TSM-DS3M.pdf>.
- [42] TACONIC, «taconic.co.kr,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.taconic.co.kr/english/download/TSM-DS3b.pdf>.
- [43] R. E. Collin, ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΑ, 2η Βελτιωμένη Έκδοση επιμ., ΤΖΙΟΛΑ, 2021, p. 800.
- [44] W. K. Chen, The Electrical Engineering Handbook, Elsevier Science, 2005.
- [45] K. TECHNOLOGIES, «ADS 2017 Documentation, Electromagnetic,» KEYSIGHT TECHNOLOGIES, 2017. [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://edownload.software.keysight.com/eedl/ads/2017/pdf/Electromagnetic.pdf>.
- [46] W. C. Gibson, The Method of Moments in Electromagnetics, CRC Press, 2007.
- [47] D. T. P. Sumithra, «A review on Computational Electromagnetics Methods,» *Advanced Electromagnetics*, αρ. 1, pp. 42-55, 2017.

- [48] Κ. Ε. Ε. Γιούλτσης Τραϊανός Β., Μικροκύματα Θεωρία και εφαρμογές, ΤΖΙΟΛΑ, 2016.
- [49] A. Anderson, «All About Circuits,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/introduction-to-the-transmission-line/>.
- [50] M. A. S. ,. M. A. Sefa Ruzhdi, «Analysis of transmission lines matching using quarter-wave transformer,» *parameters*, p. 4, 2011.
- [51] P. Rashmi, «Characterizing losses in microstrip transmission lines,» *University of Wisconsin--Madison*, 2005.
- [52] V. J. L. Bayram Yakup, «Hybrid S-parameters for transmission line networks with linear/nonlinear load terminations subject to arbitrary excitations,» *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, τόμ. 55, αρ. 5, pp. 941-950, 2007.
- [53] P. M. David, Μικροκυματική Τεχνολογία, Ελληνική 1η Έκδοση επιμ., Λ. Κωνσταντίνος, Επιμ., Εκδόσεις ίων, p. 736.
- [54] T. C. ,. R. R. Sharma Sonia, «Impedance matching techniques for microstrip patch antenna,» *Indian Journal of Science and Technology*, τόμ. 10, αρ. 28, pp. 1-16, 2017.
- [55] H. A. Chan KC, «Impedance matching and the Smith chart-The fundamentals,» *RF DESIGN*, τόμ. 23, αρ. 7, 2000.
- [56] C. Fritz, «RF engineering basic concepts: the Smith chart,» *arXiv preprint arXiv:1201.4068*, 2012.
- [57] N. Rick, «How does a Smith chart work?,» *Test \& Measurement World*, pp. 1-12, 2001.
- [58] P. M. MAHENDRA, «Single and Double Stub Matching Techniques,» *International Journal of Advanced Research in Engineering and Management*, pp. 55-69.
- [59] E. BENEVENT, «Transmission lines in MMIC technology,» *Università Mediterranea di Reggio Calabria*, 2010.
- [60] G. FE, «Design and layout of microstrip structures,» σε *IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation)*, 1988.
- [61] J. Ø. Hammerstad Eric, «Accurate models for microstrip computer-aided design,» σε *1980 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1980.
- [62] L. M. Maloratsky Leo G, «Reviewing the basics of microstrip,» *Microwaves RF*, τόμ. 39, pp. 79-88, 2000.
- [63] M. A. Gunston, Microwave transmission-line impedance data, Van Nostrand Reinhold London, 1972.
- [64] H. A. Wheeler, «Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, τόμ. 13, αρ. 2, pp. 172-185, 1965.

- [65] M. V. Schneider, «Microstrip lines for microwave integrated circuits,» *Bell system technical journal*, τόμ. 48, αρ. 5, pp. 1421-1444, 1969.
- [66] B. P. Silvester P, «Equivalent capacitances of microstrip open circuits,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, τόμ. 20, αρ. 8, pp. 511-516, 1972.
- [67] J. Coonrod, «High Frequency RF Electrical Performance Effects of Plated through Hole,» Rogers Corporation, [Ηλεκτρονικό]. Available: https://www.ipc.org/system/files/technical_resource/E39%26S10_02%20-%20John%20Coonrod.pdf.
- [68] J. T. Le, *Signal Integrity Optimization of RF/Microwave Transmission Lines in Multilayer PCBs*, San Jose State University, 2019.
- [69] A. DEVICES, «Microstrip and Stripline Design,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/mt-094.pdf>.
- [70] C. P. Wen, «Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, τόμ. 17, αρ. 12, pp. 1087-1090, 1969.
- [71] N. C. Ghione G, «Parameters of coplanar waveguides with lower ground plane,» *Electronics Letters*, τόμ. 18, αρ. 19, pp. 734-735, 1983.
- [72] R. A. Pucel, «Design considerations for monolithic microwave circuits,» *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, τόμ. 29, αρ. 6, pp. 513-534, 1981.
- [73] I. T. Shih YC, «Analysis of conductor-backed coplanar waveguide».
- [74] M. K. L. Sain Arghya, «Impact of Ground Via Placement in Grounded Coplanar Waveguide (GCPW) Interconnects». *IEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING, AND MANUFACTURING TECHNOLOGY*.
- [75] J. Coonrod, «rogerscorp,» ROGERS CORPORATION, 7 Ιούλιος 2020. [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://rogerscorp.com/blog/2020/comparing-microstrip-and-grounded-coplanar-waveguides>.
- [76] A. Feko, «Altair,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://2021.help.altair.com/2021.1/feko/topics/feko/user_guide/appendix/how_tos/how_to_feed_cpw/how_to_feed_cpw_intro_feko_c.htm.
- [77] W. J. J. S. Arianfard Hamed, «Three Waveguide Coupled Sagnac Loop Reflectors for High Performance Optical Filters,» *Resonance*, τόμ. 137.
- [78] Binarysequence, «wikipedia,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://en.m.wikipedia.org/wiki/File:Microstrip_Hairpin_Filter.jpg.
- [79] J. Coonrod, «Harmonic suppression of edge coupled filters using composite substrates,» *Microwave Journal*, τόμ. 55, αρ. 9, pp. 104-114, 2012.

- [80] Y. J. E. M. M. A. V. K. G. C. Brank James, «RF MEMS-based tunable filters,» *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering: Co-sponsored by the Center for Advanced Manufacturing and Packaging of Microwave, Optical, and Digital Electronics (CAMPmode) at the University of Colorado at Boulder*, τόμ. 11, αρ. 5, pp. 276-284, 2001.
- [81] H. W. J. Uher Jaroslaw, «Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, τόμ. 39, αρ. 4, pp. 643-653, 1991.
- [82] B. A. N. A. S. Y. R. A. Liu Yu, «Distributed MEMS transmission lines for tunable filter applications,» *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering: Co-sponsored by the Center for Advanced Manufacturing and Packaging of Microwave, Optical, and Digital Electronics (CAMPmode) at the University of Colorado at Boulder*, τόμ. 11, αρ. 5, pp. 254-260, 2001.
- [83] M. J. B. Rebeiz Gabriel M, «RF MEMS switches and switch circuits,» *IEEE Microwave magazine*, τόμ. 2, αρ. 4, pp. 59-71, 2001.
- [84] S. R. B. A. V. Diedhiou Daouda Lamine, «Microfluidically tunable microstrip filters,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, τόμ. 63, αρ. 7, pp. 2245-2252, 2015.
- [85] P. P. R. S. H. Thakkar Mehul, «Tunable RF/microwave filter with fractal DGS,» *Electrical and Electronic Devices, Circuits, and Materials: Technological Challenges and Solutions*, pp. 67-81, 2021.
- [86] Vishay, «Vishay,» 6 Ιούλιος 2023. [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.vishay.com/doc/?53014=>.
- [87] J. Walter, «Hohlleiter und Streifenleiter,» 1977.
- [88] M. D. ., P. R. Hartwig CP, «1968 G-MTT International Microwave Symposium,» σε *Frequency dependent behavior of microstrip*, 1968.

Παράρτημα Α – Μετατροπή Z παραμέτρων σε ABCD

Με την βοήθεια των A,B,C,D παραμέτρων μπορεί να εκφραστεί η τάση V_1 και το ρεύμα I_1 στην θύρα 1 ενός δίθυρου σαν γραμμικοί συνδυασμοί της τάσης V_2 και του ρεύματος I_2 στην θύρα 2 ως εξής :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

- Το A είναι αδιάστατη ποσότητα και υπολογίζεται ως εξής :

$$A = \frac{V_1}{V_2}, \text{ με } I_2 = 0 \text{ (ανοικτοκυκλωμένη θύρα 2)}$$

- Το B έχει μονάδες αντίστασης και υπολογίζεται ως εξής :

$$B = \frac{V_1}{I_2}, \text{ με } V_2 = 0 \text{ (βραχυκυκλωμένη θύρα 2)}$$

- Το C έχει μονάδες αγωγιμότητας και υπολογίζεται ως εξής :

$$C = \frac{I_1}{V_2}, \text{ με } I_2 = 0 \text{ (ανοικτοκυκλωμένη θύρα 2)}$$

- Το D είναι αδιάστατη ποσότητα και υπολογίζεται ως εξής :

$$D = \frac{I_1}{I_2}, \text{ με } V_2 = 0 \text{ (βραχυκυκλωμένη θύρα 2)}$$

Οι τάσεις στην είσοδο και στην έξοδο V_1 και V_2 ενός δίθυρου μπορούν να εκφραστούν ως γραμμικοί συνδυασμοί των ρευμάτων στην είσοδο και την έξοδο μέσω των Z παραμέτρων ως εξής :

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}$$

Όπου :

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j}, \text{ με } I_k = 0 \text{ για } k \neq j$$

Η μετατροπή από A,B,C,D παραμέτρους σε Z και αντίστροφα μπορεί να γίνει με την βοήθεια των πινάκων παρακάτω :

A	B	C	D
$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{ Z }{Z_{21}}$	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$
$ Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$			

Z_{11}	Z_{12}	Z_{21}	Z_{22}
$\frac{A}{C}$	$\frac{AD - BC}{C}$	$\frac{1}{C}$	$\frac{D}{C}$

Παράρτημα Β – Τεχνικά χαρακτηριστικά υποστρώματος

I-TERA MT40(RF/MW)



Dielectric Constant(Dk) / Dissipation factor (Df) Table

Core Data

Thickness (Inch)	Thickness (mm)	Dielectric Constant (DK)/ Dissipation Factor (DF)				
		2 GHz	5 GHz	10 GHz	15 GHz	20 GHz
0.005	0.127	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028
0.010	0.254	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028
0.020	0.508	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028
0.030	0.762	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028
0.040	1.016	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028
0.060	1.524	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028	3.38 0.0028
0.005	0.127	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030
0.0066	0.168	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030
0.010	0.254	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030
0.020	0.508	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030
0.030	0.762	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030
0.060	1.524	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030	3.45 0.0030
0.005	0.127	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032
0.010	0.254	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032
0.020	0.508	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032	3.60 0.0032
0.010	0.254	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033
0.0133	0.338	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033
0.020	0.508	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033	3.75 0.0033

Παράρτημα Γ – Κώδικας MATLAB για υπολογισμό χαρακτηριστικής αντίστασης άρτιου και περιττού ρυθμού συζευγμένων γραμμών

```
% Chebyshev-g Calculator
% Filter specs
N = 5 ;
f1 = 26.5 ;
f2 = 29.5 ;
Lr = 0.1 ;
f0 = sqrt(f1*f2) ;
B = (f2 - f1) / f0 ;
Z0 = 50 ;

% Filter Parameters
beta = log( coth(Lr/17.37) );
gamma = sinh( beta/(2*N) );

% g calculator
g = zeros(1,N+2);
g(1) = 1 ;
g(2) = ( 2/gamma ) * sin( pi/(2*N) ) ;

for i = 3:N+1
    g(1,i) = ( 4 / g(1 , i - 1) ) * ( 1 / ( gamma^2 + ( sin( (i - 2)*pi/N ) )^2 ) ) * sin(
    pi*(2*i - 3)/(2*N) ) * sin( pi*(2*i - 5)/(2*N) ) ;
end

if rem(N,2) == 0
    g(1 , N+2) = ( coth(beta/4) )^2 ;
else
    g(1 , N+2) = 1 ;
end

% J calculator
J = zeros(1,N+1);
J(1) = ( 1 / Z0 ) * sqrt( (pi*B) / ( 2*g(1)*g(2) ) ) ;
for i = 2:N
    J(i) = ( (pi*B) / (2*Z0) ) * sqrt( 1 / (g(i)*g(i+1)) ) ;
end
J(N+1) = ( 1 / Z0 ) * sqrt( (pi*B) / ( 2*g(N+2)*g(N+1) ) ) ;

% Z0e & Z0o calculator
Z0e = zeros(1,N+1);
Z0o = zeros(1,N+1);

for i = 1:N+1
    Z0e(i) = Z0*( 1 + J(i)*Z0 + ( J(i)*Z0 )^2 ) ;
    Z0o(i) = Z0*( 1 - J(i)*Z0 + ( J(i)*Z0 )^2 ) ;
end
Z0e
Z0o
```

Παράρτημα Δ – Κώδικας MATLAB για στατιστική επεξεργασία μετρήσεων

```
% Input File
%-----
FileName = 'hairpin_all_csv.csv';
dBS21vec = readtable( FileName );
dBS21vec = table2array(dBS21vec(:,3));
%-----
% Filter settings
%-----

% Designed center frequency
foDes = 28;

% Designed bandwidth
BWDes = 3.3;

% Stopband frequencies
f_il1 = 24;
f_il2 = 32;

% Desired rejection
rejection = 45;

% Minimum Acceptable BW
minBW = 2.5;

%-----
% Simulation settings
%-----

% # of trials
mcTrialNum = 10000;

% Simulation starting frequency
fstart = 23 ;

% Frequency steps
freq_res = 0.01 ;

% Simulation's frequency range
bw = 10;

%-----
% Auxillary variable definitions
%-----

% Valid filter BW counter
bwCount = 0;

% Yield counter
yieldCount = 0;

% Insertion loss frequency index
f_il1_idx = (f_il1 - fstart)/freq_res + 1;
f_il2_idx = (f_il2 - fstart)/freq_res + 1;

% Frequency vector indexes
freq = fstart:freq_res:(fstart+bw);
freq_indexNum = length(freq) ;
dBS21 = zeros(mcTrialNum , freq_indexNum) ;
ΠΑΔΑ, Τμήμα Η&ΗΜ, Διπλωματική Εργασία, Νικόλαος Θεοδοσιάδης
```



```
% -3dB frequency points
f1 = 1:mcTrialNum;
f2 = 1:mcTrialNum;

% Max S21 point
S21max = 1:mcTrialNum;
fmax_index = 1:mcTrialNum;
fmax = 1:mcTrialNum;

% Central Frequency & Bandwidth
fo = 1:mcTrialNum;
BW = 1:mcTrialNum;

%-----
% Scanning Sample Data
%-----
for i = 1:mcTrialNum

    check1 = 1;
    check2 = 1;

    for j = 1:freq_indexNum
        dBS21(i,j) = dBS21vec(j + i*freq_indexNum ) ;
    end
    [S21max(i),fmax_index(i)] = max(dBS21(i,:)) ;
    fmax(i) = freq(fmax_index(i)); % Spotting S21 peak

    % lower -3dB Frequency Point
    for j = 1:freq_indexNum
        if dBS21(i,j) < (S21max(i) - 3)
            f1(i) = freq(j);
            if abs(dBS21(i,j+1) - (S21max(i)-3)) < abs(dBS21(i,j) - (S21max(i)-3))
                f1(i) = freq(j+1);
            end
        else
            break
        end
    end

    % higher -3dB Frequency Point
    for j = freq_indexNum:-1:1
        if dBS21(i,j) < (S21max(i) - 3)
            f2(i) = freq(j) ;
            if abs(dBS21(i,j-1) - (S21max(i)-3)) < abs(dBS21(i,j)- (S21max(i)-3))
                f2(i) = freq(j-1);
            end
        else
            break
        end
    end

    % Yield Update
    for k = 1:1:f_i11_indx
        if dBS21(i,k) > S21max(i) - rejection
            check1 = 0;
            break
        end
    end

    if check1 == 1
```

```
        for m = f_il2_indx:1:freq_indexNum
            if dB_S21(i,m) > S21max(i) - rejection
                check2 = 0;
                break
            end
        end
    end
end

if check1 == 1 && check2 == 1
    yieldCount = yieldCount + 1;
end

% Bandwidth Calculation
BW(i) = f2(i) - f1(i) ;

% Counting # Of Filters with BW < 2.5 GHz
if BW(i) < minBW
    bwCount = bwCount + 1;
end

% Central Frequency Calculation
if( f2(i) / f1(i) >= 1.1 )
    fo(i) = sqrt(f1(i)*f2(i)) ;
else
    fo(i) = (f1(i)+f2(i))/2 ;
end


end

%-----
% Printing results
%-----
clc
disp("Simulation statistics")
disp("-----")
disp("Yield : " + (yieldCount/mcTrialNum)*100 + "%")
disp("# of filters with bandwidth < " + minBW + " GHz : " + bwCount + newline)

disp("Bandwidth statistics")
disp("-----")
disp("Mean BW : " + mean(BW) + " GHz" + newline + "Minimum BW : " + min(BW) + " GHz" +
newline + "...
    "Maximum BW : " + max(BW) + " GHz" + newline + "Standard deviation of BW : " +
std(BW) + " GHz" + newline ...
    + "Percentage difference of mean BW relative to designed BW : " + (( mean(BW) -
BWDes ) * 100 / BWDes ) + "%" + newline ...
    + "sigma/mean : " + 100 * std(BW) / mean(BW) + "%" + newline)

disp("Central frequency statistics")
disp("-----")
disp("Mean fo : " + mean(fo) + " GHz" + newline + "Minimum fo : " + min(fo) + " GHz" +
newline + "Maximum fo : " + max(fo) + " GHz" + newline ...
    + "Standard deviation of fo : " + std(fo) + " GHz" + newline + "Percentage
difference of mean fo relative to designed fo : " + (( mean(fo) - foDes ) * 100 / foDes ) +
"%" + newline ...
    + "sigma/mean : " + 100 * std(fo) / mean(fo) + "%" )
```

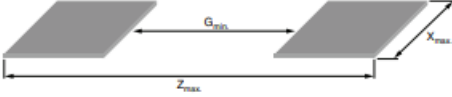
Παράρτημα Ε – Διαστάσεις επαφών της αντίστασης CH02016-100RGFTA της Vishay



VISHAY
www.vishay.com

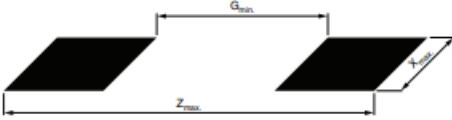
CH, CHA
Vishay Sfernice

TOLERANCE VS. OHMIC VALUES		
Ohmic range	$10 \Omega \leq R < 50 \Omega$	$50 \Omega \leq R \leq 500 \Omega$
Tolerance CH02016	5 %	1 % for 50 Ω and 100 Ω , 2 %, 5 %
Tolerance CH0402 and CH0603	2 %, 5 %	1 %, 2 %, 5 %

LAND PATTERN FOR F "FLIP CHIP" TERMINATIONS in millimeters (inches)			
			
CHIP SIZE	Z _{max}	X _{max}	G _{min}
02016	0.53 (0.021)	0.44 (0.017)	0.15 (0.006)
0402	1.40 (0.055)	0.65 (0.026)	0.40 (0.016)
0603	1.71 (0.067)	0.90 (0.035)	0.76 (0.030)

Note

- Suggested land pattern: according to IPC-7351

LAND PATTERN FOR N AND G WRAPAROUND TERMINATIONS in millimeters (inches)			
			
CHIP SIZE	Z _{max}	G _{min}	X _{max}
0402	1.55 (0.061)	0.15 (0.006)	0.73 (0.029)
0603	2.37 (0.093)	0.35 (0.014)	0.98 (0.039)

Dimension and tolerance of land pattern shall be defined by PCB designer; PCB can be designed according to IPC-7351A "Generic Requirements for Surface Mount Design and Land Pattern Standard"

PERFORMANCE (CH02016 F TERMINATION)

TEST PROCEDURES AND REQUIREMENTS				
AEC-Q200 CLAUSE	TEST	PROCEDURE	GLOBAL PERFORMANCES	TYPICAL PERFORMANCES (25 Ω TO 250 Ω)
3	High temperature exposure	MIL-STD-202 method 108 1000 h at T = 125 °C, unpowered	$\pm 2 \% \pm 0.05 \Omega$	$\pm 0.2 \% \pm 0.05 \Omega$
4	Temperature cycling	JESD22 method JA-104 1000 cycles (-55 °C to +155 °C)	$\pm 1.8 \% \pm 0.05 \Omega$	$\pm 1.5 \% \pm 0.05 \Omega$
7	Biased humidity	MIL-STD-202 method 103 1000 h 85 °C / 85 % RH 10 % of operating power	$\pm 2 \% \pm 0.05 \Omega$	$\pm 0.75 \% \pm 0.05 \Omega$

Revision: 06-Jul-2023
2
Document Number: 53014

For technical questions, contact: sterhinfilm@vishay.com
THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc-791000

Παράρτημα Z – Κώδικας για δημιουργία κατάλληλων τιμών των παραμέτρων για τον διαιρέτη Wilkinson

```
w0 = 0.353641; % 50Ω characteristic Impedance
wr = 0.179108; % 70.71Ω characteristic impedance
s = 0.2; % Gap length for resistor pads

theta = 2.2:0.005:21*pi/22;
radi = (s + w0)./(2*sin(theta)) + wr/2;
th = theta*180/pi;

len = length(radi);
index = 1:len
value_pairs = [index' , radi' , th']
writematrix(value_pairs, 'value_pairs.txt')
```