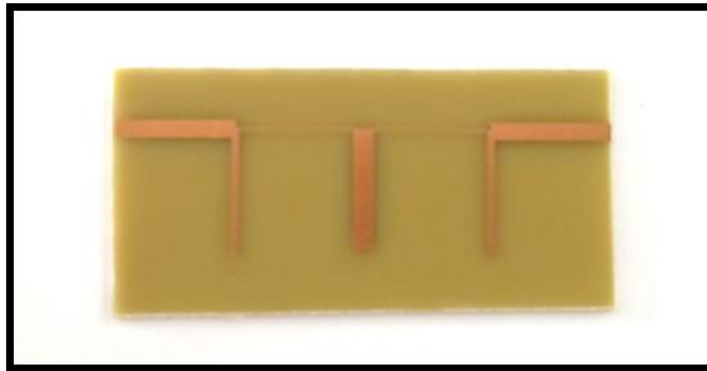


ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σχεδίαση και υλοποίηση κατωδιαβατών
μικροκυματικών φίλτρων



Του φοιτητή:
Χατζούδη Κωνσταντίνου
Αρ. Μητρώου: 517153

Επιβλέπων
Όνοματεπώνυμο: Ιωαννίδου
Μελίνα
Βαθμίδα: Αναπληρώτρια
Καθηγήτρια

Ημερομηνία 10/02/2022

Τίτλος Π.Ε.: Σχεδίαση και υλοποίηση κατωδιαβατών μικροκυματικών φίλτρων

Κωδικός Π.Ε. : 20119

Ονοματεπώνυμο φοιτητή: Χατζούδης Κωνσταντίνος

Ονοματεπώνυμο εισηγητή: Ιωαννίδου Μελίνα

Ημερομηνία ανάληψης Π.Ε.: 05/03/2021

Ημερομηνία περάτωσης Π.Ε.: 10/02/2022

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, έχω καταγράψει τις όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών, εικόνων και κειμένου, είτε αυτές αναφέρονται ακριβώς είτε παραφρασμένες. Επιπλέον, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία προετοιμάστηκε από εμένα προσωπικά, ειδικά ως διπλωματική εργασία, στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙ.ΠΑ.Ε.

Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία του φοιτητή Χατζούδη Κωνσταντίνου που την εκπόνησε. Στο πλαίσιο της πολιτικής ανοικτής πρόσβασης, ο συγγραφέας/δημιουργός εκχωρεί στο Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος άδεια χρήσης του δικαιώματος αναπαραγωγής, δανεισμού, παρουσίασης στο κοινό και ψηφιακής διάχυσης της εργασίας διεθνώς, σε ηλεκτρονική μορφή και σε οποιοδήποτε μέσο, για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς, άνευ ανταλλάγματος. Η ανοικτή πρόσβαση στο πλήρες κείμενο της εργασίας, δεν σημαίνει καθ' οιονδήποτε τρόπο παραχώρηση δικαιωμάτων διανοητικής ιδιοκτησίας του συγγραφέα/δημιουργού, ούτε επιτρέπει την αναπαραγωγή, αναδημοσίευση, αντιγραφή, πώληση, εμπορική χρήση, διανομή, έκδοση, μεταφόρτωση (downloading), ανάρτηση (uploading), μετάφραση, τροποποίηση με οποιονδήποτε τρόπο, τμηματικά ή περιληπτικά της εργασίας, χωρίς τη ρητή προηγούμενη έγγραφη συναίνεση του συγγραφέα/δημιουργού.

Η έγκριση της διπλωματικής εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος, δεν υποδηλώνει απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα, εκ μέρους του Τμήματος.

Πρόλογος

Στις μέρες μας τα φίλτρα συχνοτήτων συναντώνται σε όλα τα ηλεκτρονικά κυκλώματα και μάλιστα αποτελούν απαραίτητα στοιχεία για τη σωστή λειτουργία τους. Πολλές φορές όμως, οι συχνότητες στις οποίες πρέπει να λειτουργήσουν είναι πολύ μεγάλες με αποτέλεσμα τα κλασσικά κυκλωματικά στοιχεία των φίλτρων να μην μπορούν να αποδώσουν. Έτσι, κατασκευάζονται τα μικροκυματικά φίλτρα, τα οποία μπορούν να λειτουργήσουν σε μικροκυματικές συχνότητες, οι οποίες πλέον απαντώνται σε πάρα πολλές εφαρμογές. Είναι απαραίτητο λοιπόν να δοθεί μεγάλη σημασία στη σωστή σχεδίαση και υλοποίηση αυτών των φίλτρων καθώς γίνονται όλο και περισσότερες οι εφαρμογές στο φάσμα των μικροκυμάτων. Αυτός είναι και ο λόγος που επέλεξα να πραγματοποιήσω αυτή την εργασία και κατάφερα να κατανοήσω σε μεγαλύτερο βαθμό τον τρόπο λειτουργίας των μικροκυματικών φίλτρων αλλά και τους λόγους από τους οποίους μπορεί να επηρεαστεί η εύρυθμη λειτουργία τους.

Περίληψη

Στην εργασία αυτή μελετώνται και σχεδιάζονται χαμηλοπερατά μικροκυματικά φίλτρα εφαρμόζοντας τη μέθοδο που βασίζεται στο μετασχηματισμό Richard και στις ταυτότητες Kuroda, ενώ το τελικό layout των φίλτρων αποτελείται αποκλειστικά από τυπωμένες μικροταινίες. Γίνονται όλοι οι απαραίτητοι υπολογισμοί με σκοπό την εύρεση των ιδανικών διαστάσεων των στοιχείων κάθε κυκλώματος για την επιθυμητή απόκριση των φίλτρων. Επιπλέον, γίνεται σύγκριση της σχεδίασης με συγκεντρωμένα και κατανεμημένα στοιχεία και διερευνάται ο τρόπος με τον οποίο η μεταβολή κάποιων παραμέτρων επηρεάζει τις τιμές των στοιχείων και κατ' επέκταση την απόκριση των φίλτρων. Με τη βοήθεια κατάλληλου λογισμικού προσομοίωσης δημιουργούνται τα layouts ορισμένων φίλτρων και στη συνέχεια επιλέγεται η κατασκευή ενός από αυτά. Το συγκεκριμένο layout υλοποιείται με μικροταινίες-τυπωμένα βραχυκυκλωμένα στελέχη που, σύμφωνα με την έρευνα που έχει γίνει, αποτελεί τον πιο εύκολο και αξιόπιστο τρόπο υλοποίησης ενός χαμηλοπερατού μικροκυματικού φίλτρου. Η απόκριση του φίλτρου που κατασκευάστηκε, μετρήθηκε με τον αναλυτή φάσματος του εργαστηρίου Ασυρμάτων Επικοινωνιών του Τμήματος Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙΠΑΕ. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τη μέτρηση ήταν αρκετά ικανοποιητικά, σε σχέση με τα θεωρητικά, και έδειξαν πως κατά τη σχεδίαση του φίλτρου, η ακρίβεια στους υπολογισμούς των διαστάσεων των στελεχών είναι απαραίτητη προϋπόθεση για τη σωστή λειτουργία του φίλτρου.

Design and implementation of low-pass microwave filters

Chatzoudes Konstantinos

Abstract

Several low-pass microwave filters are studied and designed in this work by applying Richard's transformation and Kuroda's identities. Easy-to-fabricate microstrip layout topologies are the end-result of the design. The dimensions of the (distributed) elements are calculated by taking into account the desired filter response. Moreover, the design by use of lumped elements is compared to the one with distributed elements and the effect of certain parameters on the response of the filters is investigated. Simulations are performed by using the appropriate software packages. The final layouts consist exclusively of microstrip lines-stubs; the latter have been proven to be the easiest and most common components for the construction of low-pass microwave filters. A prototype has been fabricated and its performance was evaluated by measuring its frequency response. The measurements were conducted by using the spectrum analyzer of the Wireless Communications Laboratory of the Department of Information and Electronic Engineering of the International Hellenic University. A good agreement between measurement results and theoretical data was achieved. Furthermore, it has been demonstrated that the filter response depends strongly on the accuracy of the microstrip dimensions.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	3
Περίληψη.....	4
Abstract	5
Περιεχόμενα	6
Κατάλογος Σχημάτων.....	7
Κατάλογος Πινάκων.....	8
Εισαγωγή.....	9
Κεφάλαιο 1 ^ο : Φίλτρα Συχνότητων	11
1.1 Ορισμός φίλτρου και προδιαγραφές.....	11
1.2 Ιδανικά και πραγματικά φίλτρα.....	11
1.3 Κατηγορίες φίλτρων	12
1.4 Μέθοδοι σχεδίασης φίλτρων	14
1.5 Μοντέλα ανάλυσης φίλτρων	15
1.6 Τάξη Φίλτρου	17
Κεφάλαιο 2 ^ο : Αρχές σχεδίασης μικροκυματικών φίλτρων	18
2.1 Εισαγωγή στα μικροκύματα	18
2.2: Γραμμές μικροταινίας	18
2.3 Υλοποίηση μικροκυματικών χαμηλοπερατών φίλτρων	20
2.4 Μητρώο σκέδασης	22
Κεφάλαιο 3 ^ο : Σχεδίαση χαμηλοπερατών μικροκυματικών φίλτρων.....	24
3.1 Χαρακτηριστικά πλακέτας	24
3.2 Θεωρητική σχεδίαση φίλτρου συχνότητας 1 GHz, ripple 0.5 dB	24
3.3 Θεωρητική σχεδίαση φίλτρου συχνότητας 1 GHz, ripple 3 dB	34
3.4 Θεωρητική σχεδίαση φίλτρου συχνότητας 2 GHz, ripple 0.5 dB	40
Κεφάλαιο 4 ^ο : Υλοποίηση και μέτρηση χαμηλοπερατού μικροκυματικού φίλτρου	46
Κεφάλαιο 5 ^ο : Συμπεράσματα και προτάσεις βελτίωσης	51
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	52

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1. 1: Φίλτρο Συχνοτήτων	11
Σχήμα 1. 2: Καμπύλη απόκρισης πραγματικού χαμηλοπερατού φίλτρου	12
Σχήμα 1. 3: Απόκριση χαμηλοπερατού φίλτρου	12
Σχήμα 1. 4: Απόκριση υψιπερατού φίλτρου.....	13
Σχήμα 1. 5: Απόκριση ζωνοπερατού φίλτρου	13
Σχήμα 1. 6: Απόκριση ζωνοφρακτικού φίλτρου	13
Σχήμα 1. 7: Εξασθένιση συναρτήσσει της κανονικοποιημένης συχνότητας σε πρωτότυπα φίλτρα ίσης κυμάτωσης 0.5dB και 3dB	15
Σχήμα 1. 8: Καμπύλες απόκρισης μαθηματικών μοντέλων φίλτρων.....	16
Σχήμα 2.1 Ηλεκτρομαγνητικό φάσμα	18
Σχήμα 2. 2: Δομή μικροταινίας	20
Σχήμα 2. 3: Μετασχηματισμός Richard (α) από πηνίο σε βραχυκυκλωμένο στέλεχος και (β) από πυκνωτή σε ανοιχτοκυκλωμένο στέλεχος	21
Σχήμα 2. 4: Ταυτότητες Kuroda.....	21
Σχήμα 2. 5: Μικροκυματικό δίκτυο N-θυρών	22
Σχήμα 3. 1: Δημιουργία Workspace.....	28
Σχήμα 3. 2: Δημιουργία σχηματικού.....	28
Σχήμα 3. 3: Εισαγωγή στοιχείων κυκλώματος.....	29
Σχήμα 3. 4: Κύκλωμα με συσσωρευμένα στοιχεία	29
Σχήμα 3. 5: Ρυθμίσεις για προσομοίωση με S-Παραμέτρους	29
Σχήμα 3. 6: Απόκριση φίλτρου με συσσωρευμένα στοιχεία.....	30
Σχήμα 3. 7: LineCalc.....	31
Σχήμα 3. 8: Κύκλωμα με κατανεμημένα στοιχεία	31
Σχήμα 3. 9: Απόκριση φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία.....	32
Σχήμα 3. 10: Layout κυκλώματος	32
Σχήμα 3. 11: Διάταξη πλακέτας	33
Σχήμα 3. 12: Απόκριση φίλτρου μέσω του layout	33
Σχήμα 3. 13: Κύκλωμα με συσσωρευμένα στοιχεία	38
Σχήμα 3. 14: Απόκριση φίλτρου με συσσωρευμένα στοιχεία.....	38
Σχήμα 3. 15: Κύκλωμα με κατανεμημένα στοιχεία	39
Σχήμα 3. 16: Απόκριση φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία.....	39
Σχήμα 3. 17: Layout κυκλώματος	40
Σχήμα 3. 18: Κύκλωμα με κατανεμημένα στοιχεία	42
Σχήμα 3. 19: Απόκριση φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία.....	43
Σχήμα 3. 20: Κύκλωμα με κατανεμημένα στοιχεία	44
Σχήμα 3. 21: Απόκριση φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία.....	44
Σχήμα 3. 22: Layout κυκλώματος	45
Σχήμα 4. 1: Κατασκευή μέσα στην οποία περιέχεται το φίλτρο.....	47
Σχήμα 4. 2: Μέτρηση με τον αναλυτή φάσματος.....	47
Σχήμα 4. 3: Απόκριση φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-2GHz.....	48
Σχήμα 4. 4: Ζώνη διέλευσης απόκρισης φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-2GHz.....	48
Σχήμα 4. 5: Απόκριση φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-3GHz.....	49
Σχήμα 4. 6: Ζώνη διέλευσης απόκρισης φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-3GHz.....	50
Σχήμα 4. 7: Απόκριση φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-6GHz.....	50

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1. 1: Τιμές στοιχείων για πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα ίσης κυμάτωσης 0.5dB	15
Πίνακας 1. 2: Τιμές στοιχείων για πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα ίσης κυμάτωσης 3dB..15	
Πίνακας 3. 1: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω θεωρητικών υπολογισμών	28
Πίνακας 3. 2: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω θεωρητικών υπολογισμών	37
Πίνακας 3. 3: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω του LineCalc	39
Πίνακας 3. 4: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω θεωρητικών υπολογισμών	42
Πίνακας 3. 5: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω του LineCalc	43

Εισαγωγή

Πολλές φορές η υλοποίηση φίλτρων σε μικροκυματικές συχνότητες αποτελεί μια δύσκολη διαδικασία. Συσσωρευμένα στοιχεία όπως πηνία και πυκνωτές δεν μπορούν να λειτουργήσουν σωστά σε υψηλές συχνότητες καθώς το μέγεθος του κυκλώματος γίνεται συγκρίσιμο με το μήκος κύματος, επομένως οι κλασσικοί νόμοι των κυκλωμάτων δεν μπορούν να εφαρμοστούν στην περίπτωση αυτή. Έτσι, με τη βοήθεια ειδικών μετασχηματισμών και μαθηματικών εργαλείων είναι δυνατή η υλοποίηση μικροκυματικών φίλτρων με γραμμές μεταφοράς με τις οποίες παρέχεται καλύτερη απόκριση. Σημαντικό ρόλο, όπως περιγράφεται και στο [1] παίζει η μαθηματική προσέγγιση κατά την οποία σχεδιάζεται το φίλτρο. Φίλτρα που σχεδιάστηκαν σύμφωνα με το πρότυπο Chebyshev παρέχουν οξύτερη αποκοπή, δημιουργώντας βέβαια κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης. Συγκρίνοντας, τα παραδείγματα σχεδίασης χαμηλοπερατών μικροκυματικών φίλτρων στα [2] και [3] προκύπτει πως η μέθοδος ισομηκών στελεχών αν και δυσκολότερη στη υλοποίηση σε σχέση με τη μέθοδο της βηματικής σύνθετης αντίστασης, αποτελεί ιδανική λύση για υλοποίηση σε μικροταινία καθώς η απόκριση του φίλτρου είναι πιο κοντά σε αυτή του ιδανικού φίλτρου. Στην [4] σχεδιάζεται φίλτρο χρησιμοποιώντας βηματική σύνθετη αντίσταση και παρατηρείται η αποκοπή να συμβαίνει πολύ κοντά στην επιθυμητή συχνότητα αποκοπής αλλά μελετώντας ταυτόχρονα το [5] όπου χρησιμοποιούνται ισομήκη τμήματα γραμμής μεταφοράς η συχνότητα αποκοπής είναι επίσης πολύ κοντά στην επιθυμητή δίνοντας παράλληλα οξύτερη αποκοπή στη ζώνη μετάβασης.

Σκοπός της εργασίας αυτής είναι η μελέτη των μεθόδων σχεδίασης χαμηλοπερατών μικροκυματικών φίλτρων, η σχεδίαση τέτοιων φίλτρων, η προσομοίωση της λειτουργίας τους με κατάλληλο λογισμικό, καθώς και η υλοποίηση/μέτρηση ενός από αυτά. Αρχικά μελετώνται ο μετασχηματισμός Richard και οι ταυτότητες Kuroda, που αποτελούν τα βασικά μαθηματικά εργαλεία για τη σχεδίαση των κατωδιαβατών μικροκυματικών φίλτρων. Η σχεδίαση πραγματοποιείται με τη χρήση ισομηκών γραμμών μεταφοράς (στελεχών), ώστε οι διαστάσεις των στοιχείων που αποτελούν το φίλτρο να λάβουν τις κατάλληλες κάθε φορά τιμές με σκοπό τη μείωση των απωλειών στην απόκριση του φίλτρου. Η μικροταινία (microstrip) αποτελεί το δομικό στοιχείο όλων των μικροκυματικών φίλτρων και έχει επιλεγεί και στην παρούσα εργασία.

Στο 1^ο Κεφάλαιο, ο αναγνώστης εισάγεται στα φίλτρα συχνοτήτων ώστε να κατανοήσει βασικές έννοιες που θα χρειαστούν αργότερα.

Στο 2^ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται όλες οι απαραίτητες πληροφορίες και ιδιαιτερότητες της μικροκυματικής ζώνης συχνοτήτων, καθώς και οι κύριες αρχές στις οποίες βασίζεται η σχεδίαση των μικροκυματικών φίλτρων.

Στο 3^ο Κεφάλαιο γίνονται οι απαραίτητοι υπολογισμοί για τη (θεωρητική) σχεδίαση τριών χαμηλοπερατών μικροκυματικών φίλτρων, με διαφορετικά κάθε φορά χαρακτηριστικά, με σκοπό τη σύγκριση των αποτελεσμάτων τους. Επιπλέον, πραγματοποιείται προσομοίωση της λειτουργίας τους με κατάλληλο λογισμικό και δημιουργούνται τα τελικά τυπωμένα κυκλώματα (layouts).

Στο 4^ο Κεφάλαιο παρουσιάζεται η διαδικασία υλοποίησης ενός χαμηλοπερατού μικροκυματικού φίλτρου καθώς και τα αποτελέσματα σχετικά με την απόκρισή του, όπως αυτά μετρήθηκαν με αναλυτή φάσματος.

Στο 5^ο Κεφάλαιο, διατυπώνονται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την ολοκλήρωση της εργασίας καθώς και προτάσεις για τη βελτίωσή της.

Κεφάλαιο 1^ο: Φίλτρα Συχνότητων

1.1 Ορισμός φίλτρου και προδιαγραφές

Τα φίλτρα είναι δίθυρες διατάξεις που επιτρέπουν σε ένα σύστημα να έχει επιλεκτική συμπεριφορά ως προς τη συχνότητα, περιορίζοντας το φάσμα του σε μια συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων. Πρόκειται λοιπόν για κυκλώματα τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση μιας ζώνης συχνοτήτων ενώ εξασθενούν όλα τα σήματα που βρίσκονται έξω από αυτή τη ζώνη.

Η έξοδος των περισσότερων συστημάτων διαχωρίζεται σε σήμα και θόρυβο. Με τη χρήση των φίλτρων επιδιώκεται η διατήρηση του σήματος και η εξασθένιση των ανεπιθύμητων, παρεμβαλλόμενων σημάτων δηλαδή του θορύβου.



Σχήμα 1. 1: Φίλτρο Συχνότητων

Η περιγραφή και η ανάλυση ενός φίλτρου απαιτεί την επεξήγηση των προδιαγραφών του. Βασικά στοιχεία περιγραφής ενός φίλτρου είναι η ζώνη διέλευσης και η ζώνη αποκοπής. Η ζώνη διέλευσης ορίζεται ως η περιοχή συχνοτήτων όπου τα σήματα ενισχύονται ή απλώς διέρχονται χωρίς σημαντική εξασθένιση. Αντίστοιχα, η ζώνη αποκοπής είναι η περιοχή συχνοτήτων όπου τα σήματα που διέρχονται εξασθενούν σημαντικά. Ως σημείο αναφοράς ορίζεται μια συχνότητα, που ονομάζεται συχνότητα αποκοπής (f_c) και η οποία καθορίζει ποιες συχνότητες θα περάσουν και ποιες όχι.

Είναι επίσης σημαντικό να οριστεί η απαιτούμενη μέγιστη εξασθένιση (A_{max}) στη ζώνη διέλευσης και η απαιτούμενη ελάχιστη εξασθένιση (A_{min}) στη ζώνη μετάβασης. Εξίσου σημαντικά χαρακτηριστικά είναι η κυμάτωση ζώνης διέλευσης (*passband ripple* – r_{pass}), η ακραία συχνότητα ζώνης διέλευσης (f_p) και η ακραία συχνότητα ζώνης αποκοπής (f_s).

1.2 Ιδανικά και πραγματικά φίλτρα

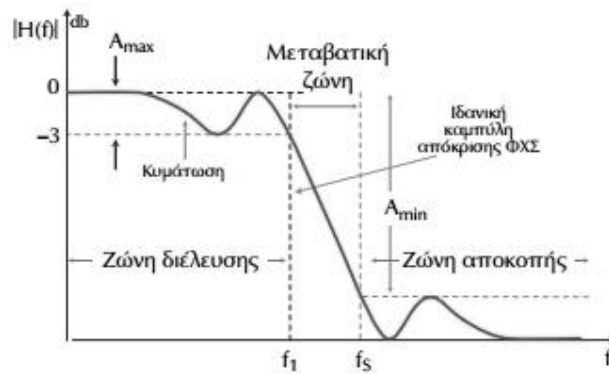
Ένα ιδανικό φίλτρο εμφανίζει τα εξής χαρακτηριστικά:

- Σε όλη τη ζώνη διέλευσης δεν δημιουργεί ενίσχυση ή κέρδος, έχει δηλαδή απολαβή μονάδα.
- Στη ζώνη αποκοπής υπάρχει πλήρης υποβιβασμός του σήματος εισόδου.
- Η μετάβαση μεταξύ των ζωνών διέλευσης και αποκοπής γίνεται απότομα.
- Τα σήματα που περνούν από τη ζώνη διέλευσης δεν εμφανίζουν καμία παραμόρφωση.

Η υλοποίηση ενός ιδανικού φίλτρου είναι πρακτικά αδύνατη με αποτέλεσμα να υλοποιούνται πραγματικά φίλτρα, τα οποία έχουν τις εξής διαφορές:

- Δεν υπάρχει σταθερή τιμή κέρδους σε όλη τη ζώνη διέλευσης.
- Δεν υπάρχει μηδενική ενίσχυση σε όλη τη ζώνη αποκοπής.
- Η μετάβαση από τη μία ζώνη στην άλλη δεν είναι απότομη. Ορίζεται μία επιπλέον ζώνη, η οποία ονομάζεται ζώνη μετάβασης και βρίσκεται μεταξύ ζώνης διέλευσης και αποκοπής.

Παρ' όλα αυτά είναι δυνατό ένα πραγματικό φίλτρο να προσεγγίσει το ιδανικό με την προϋπόθεση ότι η ζώνη μετάβασής του είναι πολύ στενή.



Σχήμα 1. 2: Καμπύλη απόκρισης πραγματικού χαμηλοπερατού φίλτρου [1]

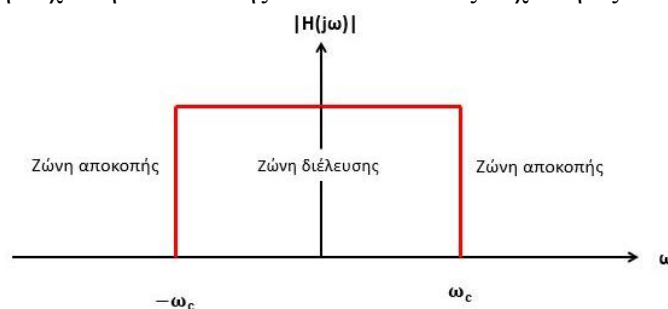
1.3 Κατηγορίες φίλτρων

Τα φίλτρα μπορούν να χωριστούν σε κατηγορίες είτε ανάλογα με το κέρδος τους είτε ανάλογα με το φάσμα συχνοτήτων. Οι κατηγορίες ως προς το κέρδος είναι οι παρακάτω:

- Τα παθητικά φίλτρα, τα οποία αποτελούνται μόνο από παθητικά στοιχεία, δηλαδή πηνία, πυκνωτές και αντιστάσεις. Το μέγιστο κέρδος αυτών των φίλτρων είναι η μονάδα και χρησιμοποιούνται μόνο όταν οι τιμές των συχνοτήτων και των ισχύων είναι μεγάλες. Η χρήση τους σε χαμηλές συχνότητες απαιτεί μεγάλες επαγωγικές αντιστάσεις (άρα μεγάλα πηνία) κι έχουν ως αποτέλεσμα υποβιβασμό του σήματος και δημιουργία ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών.
- Τα ενεργά φίλτρα, τα οποία αποτελούνται από ενεργά στοιχεία δηλαδή τρανζίστορ, Τ.Ε. κ.α., σε συνδυασμό με παθητικά στοιχεία και σε αντίθεση με τα παθητικά φίλτρα λειτουργούν ως ενισχυτές. Το ελάχιστο κέρδος τους είναι η μονάδα. Τα ενεργά φίλτρα είναι πιο αποδοτικά και πιο οικονομικά όταν χρησιμοποιούνται σε χαμηλές συχνότητες και ισχύεις ενώ σε μεγάλες συχνότητες το κόστος τους είναι πολύ μεγάλο.

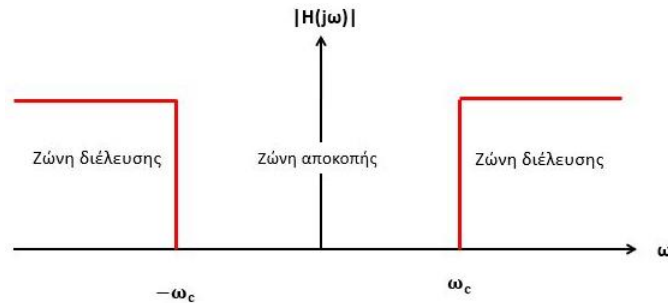
Αντίστοιχα, οι βασικές κατηγορίες ως προς το φάσμα είναι:

- Τα χαμηλοπερατά φίλτρα (lowpass, LP) ή αλλιώς φίλτρα χαμηλών συχνοτήτων, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση των χαμηλών συχνοτήτων και απορρίπτουν τις υψηλές συχνότητες. Πιο συγκεκριμένα, επιτρέπουν τη διέλευση των συχνοτήτων μέχρι την προκαθορισμένη συχνότητα αποκοπής ενώ οι υπόλοιπες συχνότητες απορρίπτονται.



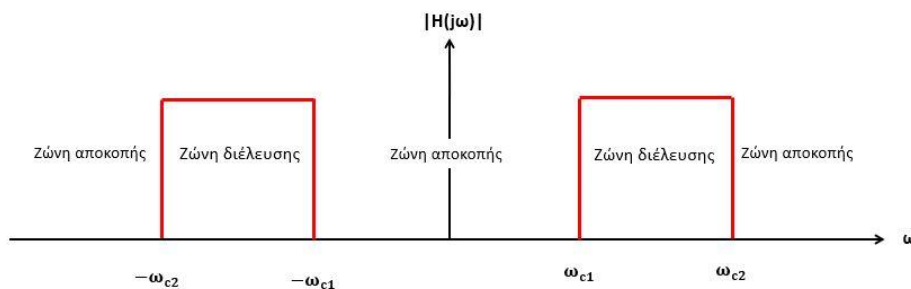
Σχήμα 1. 3: Απόκριση χαμηλοπερατού φίλτρου

- Τα *υψηλερατά φίλτρα* (highpass, HP) ή αλλιώς *φίλτρα υψηλών συχνοτήτων*, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση των υψηλών συχνοτήτων και απορρίπτουν τις χαμηλές. Σε αντίθεση με τα χαμηλοερατά φίλτρα, εδώ η διέλευση γίνεται στις συχνότητες που είναι πάνω από τη συχνότητα αποκοπής με αποτέλεσμα να απορρίπτονται όλες οι συχνότητες που είναι μικρότερες της.



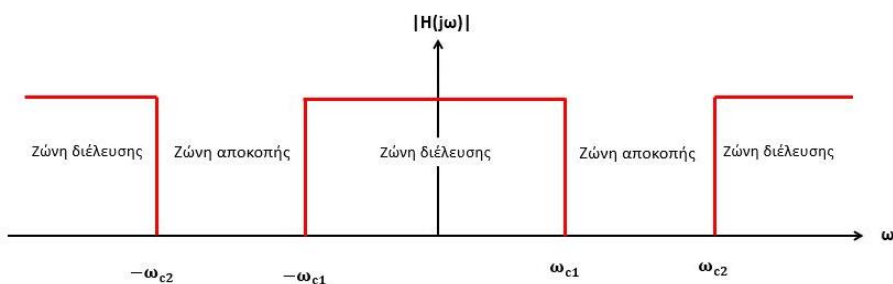
Σχήμα 1. 4: Απόκριση υψηλερατού φίλτρου

- Τα *ζωνοερατά φίλτρα* (bandpass, BP) ή αλλιώς *φίλτρα ζώνης διέλευσης*, τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση συχνοτήτων μιας συγκεκριμένης περιοχής η οποία ορίζεται από δύο συχνότητες αποκοπής, την ελάχιστη (f_{CL}) και τη μέγιστη (f_{CH}). Ένα τέτοιο φίλτρο απορρίπτει όλες τις συχνότητες που βρίσκονται εκτός της περιοχής, που είναι δηλαδή μικρότερες της ελάχιστης συχνότητας αποκοπής ή μεγαλύτερες της μέγιστης συχνότητας αποκοπής.



Σχήμα 1. 5: Απόκριση ζωνοερατού φίλτρου

- Τα *ζωνοφρακτικά φίλτρα* (bandstop, BS) ή αλλιώς *φίλτρα ζώνης αποκοπής*, τα οποία επιτελούν το ακριβώς αντίθετο έργο από τα ζωνοερατά φίλτρα. Η περιοχή που ορίζεται από τις δύο συχνότητες αποκοπής είναι και αυτή που αποκόπτεται τελικά, ενώ επιτρέπεται η διέλευση σε όλες τις συχνότητες που βρίσκονται εκτός, δηλαδή μικρότερες από την ελάχιστη συχνότητα αποκοπής και μεγαλύτερες από τη μέγιστη συχνότητα αποκοπής.



Σχήμα 1. 6: Απόκριση ζωνοφρακτικού φίλτρου

1.4 Μέθοδοι σχεδίασης φίλτρων

Ένας τρόπος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη σχεδίαση φίλτρων είναι η μέθοδος των εικονικών παραμέτρων ή αλλιώς μέθοδος παραμέτρου ειδώλου. Σε αυτόν τον τρόπο σχεδίασης είναι απαραίτητος ο προσδιορισμός των χαρακτηριστικών στις ζώνες διέλευσης και αποκοπής μιας διαδοχικής σειράς δίθυρων δικτυωμάτων. Ακολουθεί τη βασική αρχή των περιοδικών δομών και είναι σχετικά απλή, εμφανίζει όμως ένα σημαντικό μειονέκτημα. Η σχεδίαση αυτή δεν μπορεί να ενσωματώσει οποιαδήποτε απόκριση κατά συχνότητα. Πρόκειται για σχεδίαση χρήσιμη στα απλά φίλτρα καθώς διασυνδέονται οι περιοδικές δομές απείρου μήκους με την πρακτική σχεδίαση φίλτρων και εφαρμόζεται στη σχεδίαση ενισχυτών οδεύοντος κύματος στερεού σώματος. Αξίζει να σημειωθεί πως ενώ με αυτή τη μέθοδο σχεδίασης μπορεί να δοθεί μια χρήσιμη απόκριση φίλτρου εάν αποτύχει, δεν υπάρχει κάποιος σίγουρος τρόπος βελτίωσής της.

Μία άλλη μέθοδος σχεδιασμού είναι η μέθοδος της εισαγόμενης απώλειας. Η μέθοδος αυτή είναι μια από τις κοινές μεθόδους σύνθεσης δικτύου που χρησιμοποιείται στο σχεδιασμό φίλτρων. Σε αντίθεση με την μέθοδο των εικονικών παραμέτρων, τα χαρακτηριστικά πλάτους και φάσης στις ζώνες διέλευσης και αποκοπής ελέγχονται σε μεγάλο βαθμό ενώ η επιθυμητή απόκριση μπορεί να δημιουργηθεί με συστηματικό τρόπο. Με σκοπό την ικανοποίηση των απαιτήσεων της εκάστοτε εφαρμογής, μπορεί να γίνει εκτίμηση των αναγκαίων παραλλαγών σχεδίασης ενώ παράλληλα μπορεί να βελτιωθεί η απόδοση του φίλτρου, εις βάρος όμως της δυνατότητας σχεδίασης φίλτρων ανώτερης τάξης.

Η σχεδίαση των φίλτρων είναι προτιμότερο να πραγματοποιείται με τις κανονικοποιημένες τιμές των στοιχείων. Με τον όρο κανονικοποίηση περιγράφεται η διαδικασία κατά την οποία γίνεται κλιμάκωση αντίστασης και κλιμάκωση συχνότητας ταυτόχρονα, με κατάλληλα επιλεγμένες τιμές R_0 και ω_0 . Οι δύο αυτές σταθερές αποτελούν πλέον τις νέες μονάδες μέτρησης της αντίστασης και της κυκλικής συχνότητας αντίστοιχα. Η επιλογή της αντίστασης R_0 γίνεται συνήθως με βάση τη χαρακτηριστική αντίσταση του κυκλώματος (αντίσταση του φορτίου), με αποτέλεσμα η κανονικοποιημένη της τιμή να γίνει ίση με 1. Αντίστοιχα, η επιλογή της κυκλικής συχνότητας ω_0 γίνεται με βάση τη χαρακτηριστική συχνότητα του κυκλώματος (συνήθως συχνότητα συντονισμού ή αποκοπής) της οποίας η τιμή μετά την κανονικοποίηση θα είναι ίση με 1. Οι κανονικοποιημένες τιμές των στοιχείων για πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα ίσης κυμάτωσης 0.5 dB και 3dB, παρουσιάζονται στον πίνακα 1.1.

Για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής των πηνίων και της χωρητικότητας των πυκνωτών και σε ένα κύκλωμα με συσσωρευμένα στοιχεία, οι σχέσεις είναι:

$$L_n = \frac{R_0 \times g_n}{\omega_c} \quad (1.1)$$

$$C_n = \frac{g_n}{R_0 \times \omega_c} \quad (1.2)$$

όπου, R_0 η χαρακτηριστική αντίσταση της πηγής, g_n η κανονικοποιημένη τιμή του στοιχείου και ω_c η κυκλική συχνότητα αποκοπής.

Η εξασθένιση προκύπτει από τον υπολογισμό της σχέσης (1.3) και από το σχήμα ()

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 \quad (1.3)$$

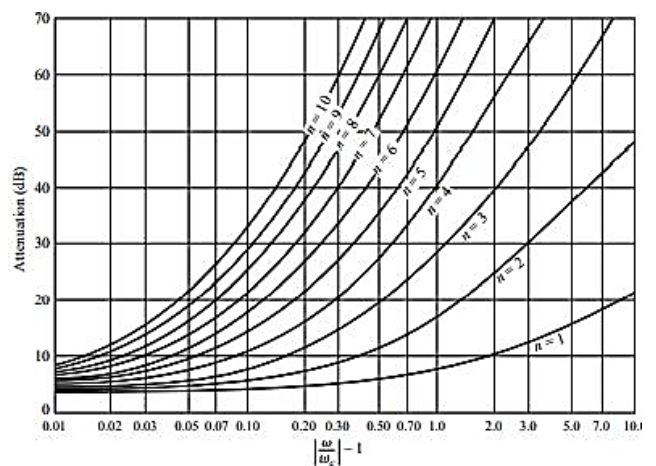
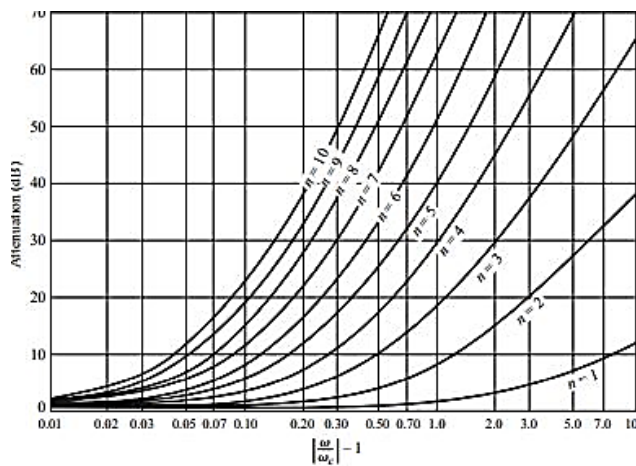
όπου, ω η κυκλική συχνότητα και ω_c η κυκλική συχνότητα αποκοπής.

Πίνακας 1. 1: Τιμές στοιχείων για πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα ίσης κυμάτωσης 0.5dB [2]

N	0,5dB											
	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8	g9	g10	g11	
1	0,6986	1,0000										
2	1,4029	0,7071	1,9841									
3	1,5963	1,0967	1,5963	1,0000								
4	1,6703	1,1926	2,3661	0,8419	1,9841							
5	1,7058	1,2296	2,5408	1,2296	1,7058	1,0000						
6	1,7254	1,2479	2,6064	1,3137	2,4758	0,8696	1,9841					
7	1,7372	1,2583	2,6381	1,3444	2,6381	1,2583	1,7372	1,0000				
8	1,7451	1,2647	2,6564	1,3590	2,6964	1,3389	2,5093	0,8796	1,9841			
9	1,7504	1,2690	2,6678	1,3673	2,7239	1,3673	2,6678	1,2690	1,7504	1,0000		
10	1,7543	1,2721	2,6754	1,3725	2,7392	1,3806	2,7231	1,3485	2,5239	0,8842	1,9841	

Πίνακας 1. 2: Τιμές στοιχείων για πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα ίσης κυμάτωσης 3dB [2]

N	3,0 dB											
	g1	g2	g3	g4	g5	g6	g7	g8	g9	g10	g11	
1	1,9953	1,0000										
2	3,1013	0,5339	5,8095									
3	3,3487	0,7117	3,3487	1,0000								
4	3,4389	0,7483	4,3471	0,5920	5,8095							
5	3,4817	0,7618	4,5381	0,7618	3,4817	1,0000						
6	3,5045	0,7685	4,6061	0,7929	4,4641	0,6035	5,8095					
7	3,5182	0,7723	4,6386	0,8039	4,6386	0,7723	3,5182	1,0000				
8	3,5277	0,7745	4,6575	0,8089	4,6990	0,8018	4,4990	0,6073	5,8095			
9	3,5340	0,7760	4,6692	0,8118	4,7272	0,8118	4,6692	0,7760	3,5340	1,0000		
10	3,5384	0,7771	4,6768	0,8136	4,7425	0,8164	4,7260	0,8051	4,5152	0,6091	5,8095	



Σχήμα 1. 7: Εξασθένιση συναρτήσει της κανονικοποιημένης συχνότητας σε πρωτότυπα φίλτρα ίσης κυμάτωσης 0.5dB και 3dB [2]

1.5 Μοντέλα ανάλυσης φίλτρων

Στη μαθηματική ανάλυση των φίλτρων χρησιμοποιούμε διάφορα μαθηματικά μοντέλα και κυκλώματα ώστε να πετύχουμε όσο το δυνατό καλύτερη προσομοίωση της συμπεριφοράς των ιδανικών φίλτρων. Κάποια από αυτά τα μοντέλα περιγράφονται παρακάτω.

Φίλτρα Butterworth

Τα φίλτρα αυτά είναι πρότυπα φίλτρα τα οποία μπορούν να προσομοιώσουν ικανοποιητικά την απόκριση στη ζώνη μετάβασης όμως το κέρδος στη ζώνη διέλευσης και αποκοπής δεν εμφανίζει την απαιτούμενη κυμάτωση. Η απόκριση στη ζώνη διέλευσης των φίλτρων αυτών εμφανίζεται επίπεδη σε όλη την έκτασή της, ο ρυθμός μεταβολής όμως είναι σχετικά αργός. Όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή του n , τόσο καλύτερο το φίλτρο. Η συχνότητα f_p θεωρείται η συχνότητα όπου η απαιτούμενη μέγιστη εξασθένιση μειώνεται κατά 3dB.

Φίλτρα Chebyshev

Το χαρακτηριστικό των φίλτρων αυτών είναι η ύπαρξη κυμάτωσης μέσα στη ζώνη διέλευσης. Το κέρδος αυξομειώνεται και η απόκριση στη ζώνη μετάβασης είναι πιο απότομη σε σχέση με τα φίλτρα Butterworth. Στα φίλτρα Chebyshev η συχνότητα δεν ορίζεται ως συχνότητα -3dB και η κυμάτωση r_{pass} , η οποία δίνεται σε dB, ισούται με:

$$r_{pass} = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}} \right) \quad (1.4)$$

όπου, ε ο συντελεστής κυμάτωσης.

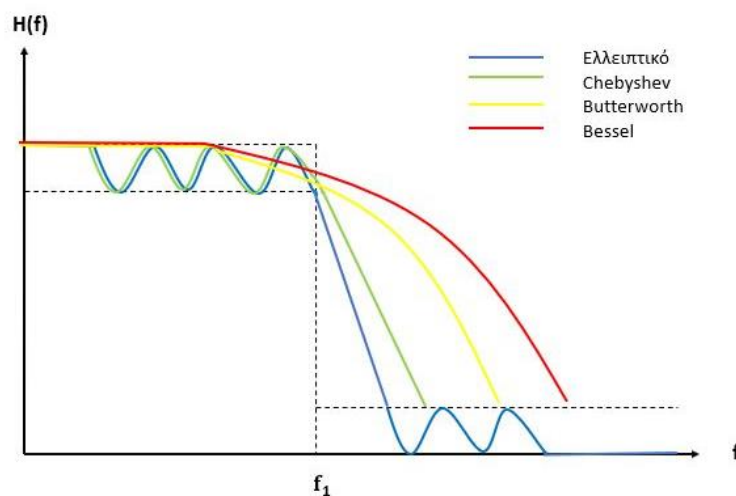
Το πλήθος των κυματώσεων στη ζώνη διέλευσης ισούται με το μισό της τάξης του φίλτρου.

Φίλτρα Bessel ή Γκαουσιανά φίλτρα

Τα φίλτρα Bessel εμφανίζουν ομοιομορφία στη ζώνη διέλευσης και η ζώνη αποκοπής είναι μονότονη, όπως και στα φίλτρα Butterworth. Συγκριτικά όμως, για μια δεδομένη τιμή τάσης, στα φίλτρα αυτά παρατηρείται πολύ μικρότερος ρυθμός μεταβολής στη ζώνη μετάβασης. Τα φίλτρα αυτά έχουν πάντα μεγαλύτερη τάξη ή είναι πιο πολύπλοκα σε σχέση με τις άλλες προσεγγίσεις.

Φίλτρα Cauler ή Ελλειπτικά φίλτρα

Η ιδιαιτερότητα των φίλτρων Cauler είναι η κυμάτωση που εμφανίζουν τόσο στη ζώνη διέλευσης όσο και στη ζώνη αποκοπής. Αυτό είναι το τίμημα της πολύ απότομης κλίσης στη ζώνη μετάβασης (της πιο απότομης μεταξύ όλων των προσεγγίσεων). Τα φίλτρα αυτά δίνουν τη δυνατότητα ρύθμισης του ποσοστού κυμάτωσης κάθε ζώνης ξεχωριστά με αποτέλεσμα τη σχεδίαση ενός φίλτρου που δεν είναι ευαίσθητο στις μεταβολές των στοιχείων του.



Σχήμα 1. 8: Καμπύλες απόκρισης μαθηματικών μοντέλων φίλτρων

1.6 Τάξη Φίλτρου

Η τάξη ενός φίλτρου ορίζεται ως η μέγιστη δύναμη της μεταβλητής s της συνάρτησης μεταφοράς του. Ένας τρόπος υπολογισμού της τάξης του κυκλώματος, που μας δείχνει και την πολυπλοκότητά του, είναι μέσω της τοπολογίας του δηλαδή μέσω του συνολικού αριθμού των στοιχείων αποθήκευσης ενέργειας από τα οποία αποτελείται (πυκνωτές και πηνία). Αν για παράδειγμα, το κύκλωμα αποτελείται από 2 πηνία και 1 πυκνωτή, το κύκλωμα θεωρείται 3^{ης} τάξης ή αλλιώς 3^{ου} βαθμού. Όσο περισσότερα στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας έχει, τόσο μεγαλύτερη θα είναι η τάξη του και τόσο πιο πολύπλοκο θα είναι το κύκλωμα.

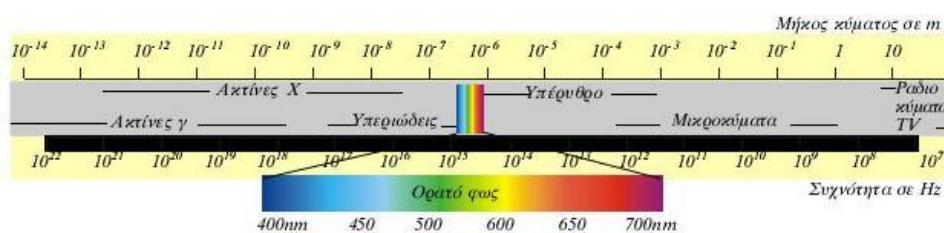
Κεφάλαιο 2^ο: Αρχές σχεδίασης μικροκυματικών φίλτρων

2.1 Εισαγωγή στα μικροκύματα

Η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία είναι η εκπομπή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο χώρο της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας και η διάδοσή τους στο κενό γίνεται με ταχύτητα ίση με την ταχύτητα του φωτός, δηλαδή $3 \times 10^8 \text{ m/s}$, ενώ μέσα στην ύλη με λίγο μικρότερη ταχύτητα.

Τα μικροκύματα αποτελούν ένα μέρος του φάσματος της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας και πιο συγκεκριμένα στις συχνότητες από 300MHz έως και 300GHz. Αντίστοιχα, το ηλεκτρικό μήκος κύματος κυμαίνεται από 1m έως 1mm. Η παραδοσιακή θεωρία κυκλωμάτων που αποτελεί ουσιαστικά μια προσέγγιση της θεωρίας του ηλεκτρομαγνητισμού, όπως περιγράφεται από τις εξισώσεις Maxwell, δεν μπορεί να εφαρμοστεί για την επίλυση προβλημάτων μικροκυματικών δικτυωμάτων. Οι υψηλές συχνότητες και τα μικρά μήκη κύματος αποτελούν πρόβλημα στη χρήση συσσωρευμένων στοιχείων και γι' αυτό το λόγο στη μικροκυματική τεχνολογία χρησιμοποιούνται μικροκυματικά στοιχεία που είναι συνήθως κατανεμημένα. Στις χαμηλές συχνότητες το μήκος κύματος είναι αρκετά μεγάλο με αποτέλεσμα η μεταβολή φάσης κατά μήκος μιας διάστασης της διάταξης να μην είναι σημαντική, όμως στις μικροκυματικές συχνότητες η φάση μιας τάσης ή ενός ρεύματος μεταβάλλεται σημαντικά κατά μήκος των φυσικών διαστάσεων της διάταξης.

Η πλειοψηφία των εφαρμογών των μικροκυμάτων έχει σχέση με τα ραντάρ και τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Μεγάλο μέρος της διεθνούς τηλεφωνίας, της μετάδοσης δεδομένων και της τηλεόρασης εξυπηρετείται από τα μικροκυματικά συστήματα επικοινωνίας. Παράλληλα, πολλά συστήματα όπως τα ασύρματα τοπικά δίκτυα υπολογιστών, η δορυφορική τηλεόραση, τα κυτταρικά βιντεοσυστήματα κ.α. εξαρτώνται πλήρως από την μικροκυματική τεχνολογία, εφόσον λειτουργούν στην περιοχή συχνοτήτων από 1.5-94 GHz.



Σχήμα 2.1 Ηλεκτρομαγνητικό φάσμα [6]

2.2: Γραμμές μικροταινίας

Οι επίπεδες γραμμές μεταφοράς αποτελούν μια σημαντική κατηγορία γραμμών μεταφοράς που χρησιμοποιούνται για την εύκολη κατασκευή μικροκυματικών στοιχείων. Αποτελούν το βασικό δομικό στοιχείο όλων των μικροκυματικών στοιχείων και κατ' επέκταση των φίλτρων. Πρόκειται για μία εναλλακτική λύση στα σύγχρονα μικροκυματικά κυκλώματα ενώ εμφανίζουν αρκετά χαμηλό κόστος κατασκευής αλλά και ευκολία στην υλοποίηση. Μία μορφή επίπεδης γραμμής μεταφοράς αποτελεί και η μικροταινία. Η μικροταινία χρησιμοποιείται για τη μεταφορά σημάτων μικροκυματικών συχνοτήτων από τον πομπό στον δέκτη και είναι η πλέον διαδεδομένη κατηγορία γραμμών μεταφοράς σε αυτό το φάσμα συχνοτήτων.

Παρουσιάζει γενικά καλά χαρακτηριστικά και η κατασκευή της είναι απλή. Σε σύγκριση με τα ομοαξονικά καλώδια, η μικροταινία παρουσιάζει χαμηλότερες απώλειες σε υψηλές συχνότητες δίνοντας έτσι τη δυνατότητα διάδοσης σε μεγαλύτερη απόσταση με καλύτερη μεταφορά ισχύος.

Η δομή της μικροταινίας όπως φαίνεται και στο σχήμα (2.1) είναι αρκετά απλή και αποτελείται από τρία βασικά στοιχεία:

- Την γραμμή (strip) η οποία βρίσκεται στην κορυφή. Είναι μεταλλική, συνήθως από χαλκό ή και χρυσό,
- το διηλεκτρικό στρώμα (substrate) που βρίσκεται στη μέση. Πρόκειται για ένα αρκετά ανθεκτικό στρώμα, και
- τη γείωση (ground) που βρίσκεται στο κάτω μέρος και η κατασκευή της είναι από χαλκό ή και χρυσό.

Οι βασικοί παράγοντες κατασκευής της μικροταινίας είναι η διηλεκτρική σταθερά ϵ_r που λειτουργεί σαν μονωτής και πολώνει τα ηλεκτρικά φορτία, το ύψος του διηλεκτρικού υποστρώματος d και το ύψος του χαλκού που αποτελεί τη γραμμή μεταφοράς και τη γείωση τ ή t , τα οποία σχετίζονται με τον υπολογισμό τους πλάτους και του μήκους των γραμμών. Οι τιμές τους ποικίλλουν σημαντικά και καθορίζονται από τον κατασκευαστή τους.

Για τον υπολογισμό του πλάτους και του μήκους των τμημάτων γραμμής μεταφοράς αρχικά υπολογίζεται η παράμετρος A , ως εξής:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \quad (2.1)$$

όπου, Z_0 η χαρακτηριστική αντίσταση του τμήματος γραμμής μεταφοράς και ϵ_r η διηλεκτρική του σταθερά. Στη συνέχεια υπολογίζεται η παράμετρος W/d , η οποία ανάλογα με την τιμή της παραμέτρου A , ισούται με:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & \text{όταν } A > 1.52 \\ \frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right] \right\}, & \text{όταν } A \leq 1.52 \end{cases} \quad (2.2)$$

όπου, W το πλάτος της γραμμής, d το πάχος του διηλεκτρικού και η παράμετρος B είναι ίση με:

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

Σύμφωνα με τη σχέση W/d που θα προκύψει υπολογίζουμε την παράμετρο F :

$$F = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{d}{W}}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{d}\right)^2 & \text{όταν } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{d}{W}}} & \text{όταν } \frac{W}{d} > 1 \end{cases} \quad (2.4)$$

Η ενεργός σχετική διηλεκτρική σταθερά της μικροταινίας $\epsilon_{r,eff}$ υπολογίζεται από τη σχέση:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \times \frac{\tau/d}{\sqrt{W/d}} \quad (2.5)$$

Τέλος, το μήκος κύματος σε μια μικροταινία ισούται με:

$$\lambda = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (2.6)$$

όπου, c_0 η ταχύτητα του φωτός στο κενό και f η συχνότητα λειτουργίας.



Σχήμα 2. 2: Δομή μικροταινίας [3]

2.3 Υλοποίηση μικροκυματικών χαμηλοπερατών φίλτρων

Η σχεδίαση φίλτρων με συσσωρευμένα στοιχεία παρ' όλο που για τις χαμηλές συχνότητες είναι αρκετά αποτελεσματική, στις μικροκυματικές συχνότητες παρουσιάζει προβλήματα. Η υλοποίηση των συσσωρευμένων στοιχείων είναι αρκετά δύσκολη γι' αυτό και θα πρέπει να αντικατασταθούν από κατανεμημένα. Η μετατροπή αυτή των συσσωρευμένων στοιχείων σε τμήματα γραμμών μεταφοράς πραγματοποιείται μέσω του μετασχηματισμού Richard. Ο διαχωρισμός των στοιχείων του φίλτρου με τμήματα γραμμών μεταφοράς από την άλλη πλευρά πραγματοποιείται με τη χρήση των ταυτοτήτων Kuroda. Τα πρόσθετα αυτά τμήματα γραμμών μεταφοράς ονομάζονται μοναδιαία στοιχεία ενώ η σχεδίαση με αυτό τον τρόπο καλείται σχεδίαση με *ισομήκεις γραμμές μεταφοράς*.

➤ Μετασχηματισμός Richard

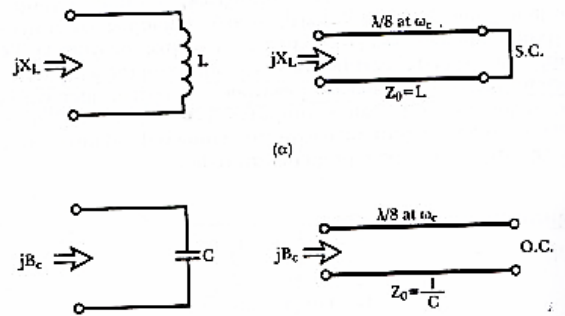
Ο μετασχηματισμός που πρότεινε ο P. Richard για τη σύνθεση κυκλωμάτων LC με ανοιχτές ή βραχυκυκλωμένες γραμμές μεταφοράς, βασίζεται στην ιδιότητα μιας γραμμής μεταφοράς είτε βραχυκυκλωμένης είτε ανοιχτοκυκλωμένης να παρουσιάζει στην είσοδό της αντίστοιχα επαγωγική ή χωρητική συμπεριφορά. Με αυτό τον τρόπο κυκλωματικά στοιχεία αντικαθίστανται από γραμμές μεταφοράς. Ο μετασχηματισμός αποδίδεται ως:

$$\Omega = \tan\beta l = \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) \quad (2.7)$$

όπου, β η σταθερά διάδοσης, l το μήκος της γραμμής, ω η κυκλική συχνότητα και v_p η φασική ταχύτητα.

Σύμφωνα με τον μετασχηματισμό Richard ένα πηνίο μπορεί να αντικατασταθεί από ένα στέλεχος σε σειρά (βραχυκυκλωμένο), με μήκος $\beta \times l$ και χαρακτηριστική αντίσταση L . Αντίστοιχα, ένας πυκνωτής μπορεί να αντικατασταθεί από ένα παράλληλο στέλεχος (ανοιχτοκυκλωμένο), με μήκος $\beta \times l$ και χαρακτηριστική αντίσταση $\frac{1}{C}$. Η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου σε αυτό το σημείο θεωρείται ίση με τη μονάδα. Η αποκοπή συμβαίνει σε συχνότητα ίση με τη μονάδα και κάθε στέλεχος έχει μήκος $l = \lambda/8$ στη συχνότητα αποκοπής, έτσι ώστε στη ζώνη διάβασης τα τμήματα αυτά να συμπεριφέρονται ως κυκλωματικά στοιχεία.

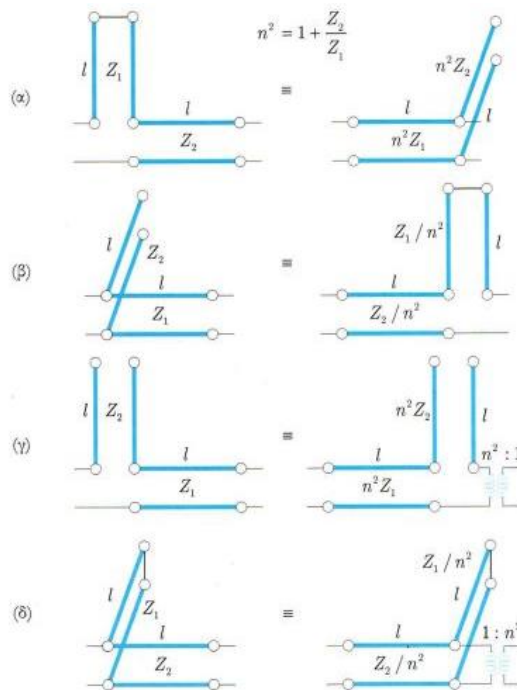
Για $l=\lambda/8$ ισχύει ότι $\tan\beta l=1$, διότι όπως είναι γνωστό τιμές της εφαπτομένης που είναι μικρότερες ή ίσες με $\pi/4$ έχουν ως αποτέλεσμα η συμπεριφορά του κυκλώματος να είναι σχεδόν γραμμική. Η απόκριση του φίλτρου θα είναι περιοδική με περίοδο επανάληψης $4\omega_c$.



Σχήμα 2. 3: Μετασχηματισμός Richard (α) από πηνίο σε βραχυκυκλωμένο στέλεχος και (β) από πυκνωτή σε ανοιχτοκυκλωμένο στέλεχος [3]

➤ Ταυτότητες Kuroda

Οι ταυτότητες Kuroda παρέχουν τη δυνατότητα δημιουργίας στελεχών ενός συγκεκριμένου τύπου (βραχυκυκλωμένους ή ανοιχτοκυκλωμένους) ή συγκεκριμένου τρόπου σύνδεσης (σε σειρά ή παράλληλα). Επίσης, χρησιμοποιούνται ώστε τα στελέχη να μη συνδέονται το ένα δίπλα στο άλλο αλλά και για τον φυσικό διαχωρισμό των στελεχών μεταξύ τους. Είναι ισοδύναμα κυκλώματα αποτελούμενα από ένα στέλεχος και ένα τμήμα γραμμής μεταφοράς. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, αυτά τα τμήματα ονομάζονται μοναδιαία στοιχεία και έχουν μήκος $\lambda/8$ στη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου.



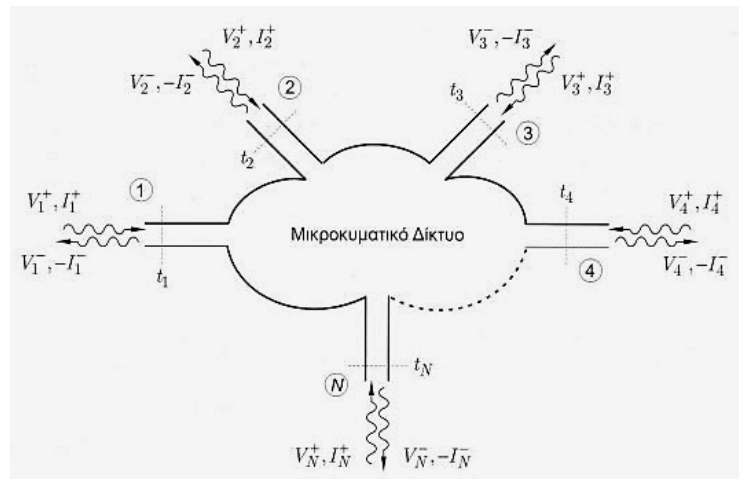
Σχήμα 2. 4: Ταυτότητες Kuroda [3]

Ένας άλλος εύκολος σχετικά τρόπος υλοποίησης χαμηλοπερατού φίλτρου είναι η βηματική σύνθετη αντίσταση. Η υλοποίηση γίνεται με τη χρήση τμημάτων γραμμής μεταφοράς με εναλλακτικά πολύ μεγάλη ή πολύ μικρή χαρακτηριστική αντίσταση. Παρ' όλο που

σχεδιάζονται πολύ εύκολα και καταλαμβάνουν λιγότερο χώρο σε σχέση με τη σχεδίαση με στελέχη (ισομήκεις γραμμές μεταφοράς), η επίδοσή τους δεν είναι τόσο καλή και δεν χρησιμοποιείται σε εφαρμογές που απαιτούν απότομη αποκοπή. Τέλος, η χρήση *συζευγμένων γραμμών μεταφοράς* αποτελεί ακόμη έναν τρόπο υλοποίησης μικροκυματικών χαμηλοπερατών φίλτρων όπου είναι δυνατή η υλοποίηση πολυτμηματικών φίλτρων αρκεί το εύρος ζώνης να είναι μικρότερο περίπου του 20%. Μεγαλύτερο εύρος απαιτεί ισχυρότερη σύζευξη των γραμμών κάτι το οποίο είναι υλοποιήσιμα δύσκολο.

2.4 Μητρώο σκέδασης

Στο σχήμα (2.4) παρουσιάζεται ένα τυχαίο μικροκυματικό δίκτυο αποτελούμενο από N -θύρες. Κάθε θύρα του δικτύου αντιπροσωπεύει μία γραμμή μεταφοράς που άλλοτε λειτουργεί ως είσοδος και άλλοτε ως έξοδος.



Σχήμα 2. 5: Μικροκυματικό δίκτυο N -θυρών [3]

Στις μικροκυματικές συχνότητες η μέτρηση των συνολικών τάσεων και ρευμάτων δεν μπορεί να πραγματοποιηθεί με άμεσο τρόπο. Τα μεγέθη που μπορούν να μετρηθούν είναι ο συντελεστής ανάκλασης και ο συντελεστής μετάδοσης μέσω των οποίων γίνεται γνωστό το πλάτος και η φάση των εξερχόμενων κυμάτων, δηλαδή των κυμάτων που απομακρύνονται από το δίκτυο. Τα κύματα αυτά ονομάζονται σκεδαζόμενα κύματα. Σύμφωνα με τις εξισώσεις Maxwell η γραμμική σχέση ανάμεσα στα προσπίπτοντα και τα σκεδαζόμενα κύματα είναι απαραίτητη. Ο πίνακας σκέδασης (scattering matrix) παρουσιάζει τις συσχετίσεις μεταξύ των προσπίπτοντων κυμάτων στις θύρες του δικτύου (V_n^+) και των σκεδαζόμενων (ανακλώμενων) κυμάτων από αυτές (V_n^-) και ορίζεται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$[V^-] = [S][V^+]$$

Η εξίσωση που περιγράφει τα στοιχεία του πίνακα S είναι:

$$S_{nm} = \left. \frac{V_n^-}{V_m^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ για } k \neq m} \quad (2.9)$$

Σύμφωνα με αυτή τη σχέση ο υπολογισμός ενός στοιχείου προκύπτει από την προσπίπτουσα τάση V_m^+ στη θύρα m και το σκεδαζόμενο κύμα V_n^- της θύρας n , με την προϋπόθεση ότι το προσπίπτον κύμα στις υπόλοιπες θύρες V_k^+ είναι ίσο με μηδέν, δηλαδή οι θύρες αυτές τερματίζουν σε προσαρμοσμένο φορτίο. Με αυτό τον τρόπο αποφεύγονται οι ανακλάσεις και οι μετρήσεις των στοιχείων σκέδασης γίνονται με πολύ πιο εύκολο τρόπο. Τα στοιχεία του πίνακα σκέδασης μπορούν να εκφραστούν και σε dB , χρησιμοποιώντας τη σχέση:

$$|S_{nm}|(dB) = 20 \log_{10} |S_{nm}| \quad (2.10)$$

Η μικροταινία αποτελεί ένα δίθυρο δικτύωμα, το οποίο σύμφωνα με το σχήμα (2.4) αποτελείται μόνο από τις θύρες 1 και 2 και ο πίνακας σκέδασής της έχει διαστάσεις 2×2 . Τα στοιχεία που αποτελούν τον πίνακα είναι τα παρακάτω:

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}, \text{ που ορίζεται ως ο συντελεστής ανάκλασης της τάσης στη θύρα εισόδου 1} \quad (2.11)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0}, \text{ που ορίζεται ως ο συντελεστής μετάδοσης από τη θύρα 2 στη θύρα 1} \quad (2.12)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}, \text{ που ορίζεται ως ο συντελεστής μετάδοσης από τη θύρα 1 στη θύρα 2} \quad (2.13)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0}, \text{ που ορίζεται ως ο συντελεστής ανάκλασης της τάσης στη θύρα εξόδου 2} \quad (2.14)$$

όπου, V_1^- η ανακλώμενη τάση στη θύρα 1, V_1^+ η προσπίπτουσα τάση στη θύρα 1, V_2^- η ανακλώμενη τάση στη θύρα 2 και V_2^+ η προσπίπτουσα τάση στη θύρα 2.

Οι S -Παράμετροι είναι μια ιδιότητα του δικτύου η οποία για να οριστεί πρέπει όλες οι θύρες να είναι προσαρμοσμένες. Είναι σύνηθες, όλες οι θύρες των γραμμών μικροταινίας να έχουν ίδια χαρακτηριστική αντίσταση και ίση με 50Ω καθώς και τον ίδιο τύπο προσαρμογέα. Θύρες με διαφορετικό φορτίο δεν μεταβάλλουν τις τιμές των S -Παραμέτρων αλλά μεταβάλλεται ο συντελεστής ανάκλασης και μετάδοσης ανάμεσα στις θύρες.

Κεφάλαιο 3^ο: Σχεδίαση χαμηλοπερατών μικροκυματικών φίλτρων

3.1 Χαρακτηριστικά πλακέτας

Το πιο γνωστό διηλεκτρικό υλικό είναι το FR-4 (Flame Retardant-4). Το υλικό αυτό εμφανίζει εξαιρετικές θερμικές, μηχανικές και ηλεκτρικές ιδιότητες με αποτέλεσμα να καθίσταται ιδανικό για ένα ευρύ φάσμα ηλεκτρονικών εφαρμογών. Χρησιμοποιείται ως μονωτικό υλικό σε PCB ώστε να απομονώνει γειτονικά χάλκινα επίπεδα. Για τις ανάγκες αυτής της πτυχαικής, χρησιμοποιείται η πλακέτα διπλής όψης FR-4 της Bungard. με παραμέτρους $\epsilon_r = 4.5, h = 1.55 \text{ mm}, \tau = 35 \mu\text{m}$ και $\tan\delta = 0.015$ για $f_c = 1 \text{ GHz}$.

Η επιλογή της συγκεκριμένης πλακέτας έγινε με γνώμονα το κόστος της που είναι μικρό αλλά και την ευκολία χρήσης της καθώς πρόκειται για μια φωτοευαίσθητη πλακέτα αρκετά συμπαγή και ελαφριά. Σύμφωνα με τις επιλεγμένες συχνότητες προς μελέτη, για τις οποίες είναι δύσκολο να κατασκευαστεί φίλτρο χωρίς χαράκτη πλακετών, η FR-4 αποτελεί μια ιδανική λύση που μπορεί να υλοποιηθεί με χρήση χημικών.

3.2 Θεωρητική σχεδίαση φίλτρου συχνότητας 1 GHz, ripple 0.5 dB

Το φίλτρο που μελετάται σε αυτή την ενότητα είναι ένα μικροκυματικό χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο σχεδιάζεται με τη βοήθεια στελεχών. Η απόκρισή του είναι ίσης κυμάτωσης 0.5 dB, η συχνότητα αποκοπής 1GHz, η σύνθετη αντίσταση 50Ω και η απαίτηση εισαγόμενης απώλειας είναι τουλάχιστον 15 dB στα 2GHz.

Αρχικά πρέπει να βρεθεί η απαιτούμενη τάξη του φίλτρου ώστε να ικανοποιείται η απαίτηση της εισαγόμενης απώλειας στα 2GHz. Με $\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = \frac{2}{1} - 1 = 1$, από το σχήμα 1.7 φαίνεται ότι μια επαρκής τιμή είναι $N=3$.

Από τον πίνακα 1.1 οι τιμές των στοιχείων προκύπτουν:

$$g_1 = 1.5963 = L_1$$

$$g_2 = 1.0967 = C_2$$

$$g_3 = 1.5963 = L_3$$

$$g_4 = 1 = R_L$$

Το πρώτο βήμα της σχεδίασης είναι η σχεδίαση με συσσωρευμένα στοιχεία, ενώ ο τύπος σχεδίασης που έχει επιλεγεί είναι τύπος T (δύο πηνία κι ένας πυκνωτής).

Με αλλαγή κλίμακας χρησιμοποιώντας τις σχέσεις 1.1, οι νέες τιμές των στοιχείων είναι:

$$L'_1 = \frac{R_0 \times g_1}{\omega_c} = \frac{50 \times 1.5963}{2 \times \pi \times 1 \times 10^9} = 12.7 \text{ nH}$$

$$C'_2 = \frac{g_2}{R_0 \times \omega_c} = \frac{1.0967}{50 \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^9} = 3.49 \text{ pF}$$

$$L'_3 = L'_1 = 12.7 \text{ nH}$$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις των στελεχών, σύμφωνα με τα οποία θα υλοποιηθεί το κύκλωμα. Με τη χρήση του μετασχηματισμού Richard μετατρέπουμε τα πηνία σε στελέχη σε σειρά με χαρακτηριστική αντίσταση L και τους πυκνωτές σε παράλληλα στελέχη με χαρακτηριστική αντίσταση $\frac{1}{C}$ όπως αναφέρεται και στο τμήμα (2.3). Επομένως έχουμε:

$$Z_{L1} = L_1 = 1.5963$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{C_2} = \frac{1}{1.0967} = 0.912$$

$$Z_{L3} = L_3 = 1.5963$$

Με σκοπό τη δημιουργία κυκλώματος αποτελούμενο μόνο από παράλληλα στελέχη, προσθέτουμε στο κύκλωμα μοναδιαία στοιχεία στα άκρα του φίλτρου, με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_0 = 1$. Μέσω της 2^{ης} ταυτότητας Kuroda (σχήμα 2.4) οι τιμές των στοιχείων γίνονται:

$$Z'_0 = n^2 \times Z_0 = \left(1 + \frac{Z_0}{Z_{L1}}\right) \times Z_0 = \left(1 + \frac{1}{1.5963}\right) \times 1 = 1.626$$

$$Z'_{L1} = n^2 \times Z_{L1} = \left(1 + \frac{Z_0}{Z_{L1}}\right) \times Z_{L1} = \left(1 + \frac{1}{1.5963}\right) \times 1.5963 = 1.626 \times 1.5963 = 2.596$$

$$Z'_{L3} = Z'_{L1} = 2.596$$

$$Z_{C2} = 0.912$$

Τέλος, το κύκλωμα αλλάζει κλίμακα κατά τη σύνθετη αντίσταση και συχνότητα, πολλαπλασιάζοντας τις κανονικοποιημένες χαρακτηριστικές αντιστάσεις επί 50Ω και επιλέγοντας τα μήκη γραμμής και του στελέχους να είναι $\frac{\lambda}{8}$ στο 1GHz.

$$Z'_0 = 81.3 \Omega$$

$$Z'_{L1} = 129.8 \Omega$$

$$Z_{C2} = 45.6 \Omega$$

$$Z'_{L3} = 129.8 \Omega$$

Για τον υπολογισμό του μήκους και του πλάτους των στελεχών, θα χρησιμοποιήσουμε τις σχέσεις (2.1)-(2.6).

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z'_0 = 81.3 \Omega$ περιγράφεται παρακάτω. Υπολογίζεται πρώτα το πλάτος W της γραμμής μικροταινίας από την εξ. (2.2). Αρχικά, η παράμετρος A προκύπτει ως εξής:

$$A = \frac{81.3}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2}} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5}\right) = 2.4089 > 1.52$$

Εφαρμόζοντας το κατάλληλο σκέλος της εξ. (2.2) έχουμε:

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{88.97376}{121.69267} = 0.7311$$

Δεδομένου ότι το πάχος της πλακέτας είναι $d = 1.55 \text{ mm}$, το πλάτος της μικροταινίας προκύπτει **$W = 1.1332 \text{ mm}$** . Σύμφωνα με τα παραπάνω ισχύει $W/d < 1$, επομένως εφαρμόζεται η (2.4) εξ. για τον υπολογισμό της παραμέτρου F :

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{d}\right)^2 \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{0.7311}}} + 0.04(1 - 0.7311)^2 = 0.2398$$

Ο υπολογισμός της ισοδύναμης διηλεκτρικής σταθεράς γίνεται με τη βοήθεια της εξ. (2.5). Η σχετική διηλεκτρική σταθερά της πλακέτας λαμβάνεται ίση με $\epsilon_r = 4.5$, δεδομένου ότι θα χρησιμοποιηθεί πλακέτα FR4 για την κατασκευή. Οπότε:

$$\begin{aligned} \epsilon_{r,eff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} F - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \cdot \frac{\tau/d}{\sqrt{W/d}} = \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2} 0.2398 - \frac{3.5}{4.6} \cdot \frac{0.035/1.55}{\sqrt{0.7311}} \\ &= 3.15 \end{aligned}$$

Το μήκος του Z'_0 πρέπει να είναι, όπως αναφέρθηκε στο τμήμα 2.3, ίσο με $L = \lambda/8$, με λ το μήκος κύματος. Το τελευταίο υπολογίζεται στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας και προκύπτει ως εξής:

$$\lambda = \frac{C_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.15}} = 16.9 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **$L = 2.11 \text{ cm}$** .

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z'_{L1} = 129.8 \Omega$ υπολογίζεται με αντίστοιχο τρόπο και περιγράφεται παρακάτω. Αρχικά, υπολογίζεται η παράμετρος A , η οποία προκύπτει:

$$A = \frac{129.8}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5}\right)} = 3.7494089 > 1.52$$

Με τη εφαρμογή του κατάλληλου στελέχους της εξ. (2.2), έχουμε:

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{339.8287}{1802.43} = 0.18854$$

Το πλάτος της μικροταινίας προκύπτει **$W = 0.2922 \text{ mm}$** . Ισχύει $W/d < 1$, επομένως η παράμετρος F υπολογίζεται ως εξής:

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{0.18854}}} + 0.04(1 - 0.18854)^2 = 0.23964 + 0.81146 = 0.15695$$

Η τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς προκύπτει:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} 0.15695 - \frac{4.5 - 1}{4.6} \times \frac{0.035/1.55}{\sqrt{0.18854}} = 2.985$$

Το μήκος του Z'_{L1} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας είναι:

$$\lambda = \frac{C_0}{f\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{2.985}} = 17.364 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **L = 2.17 cm.**

Για τον υπολογισμό των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_{C2} = 45.6 \Omega$ υπολογίζεται αρχικά η παράμετρος A:

$$A = \frac{45.6}{60} \sqrt{\frac{4.5+1}{2}} + \frac{4.5-1}{4.5+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right) = 1.422 < 1.52$$

Για τον υπολογισμό της σχέσης W/d , υπολογίζεται πρώτα η τιμή της παραμέτρου B από τη σχέση (2.3):

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_{C2}\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{60\pi^2}{45.6\sqrt{4.5}} = 6.122$$

Εφαρμόζοντας το κατάλληλο σκέλος της εξ. (2.2) έχουμε:

$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left\{ 6.122 - 1 - \ln(11.244) + \frac{3.5}{9} \left[\ln(5.122) + 0.39 - \frac{0.61}{4.5} \right] \right\} = 2.18757$$

Το πλάτος της μικροταινίας προκύπτει **W = 3.391 mm.** Ισχύει $W/d > 1$, επομένως η παράμετρος F υπολογίζεται ως εξής:

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{2.18757}}} = 0.39267$$

Η τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς προκύπτει:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{2} 0.39267 - \frac{4.5-1}{4.6} \times \frac{0.035/1.55}{\sqrt{0.18854}} = 3.4256$$

Το μήκος του Z_{C2} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας είναι:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.4256}} = 16.209 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **L = 2.026 cm.**

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_{RL} = 50 \Omega$ υπολογίζεται με αντίστοιχο τρόπο και περιγράφεται παρακάτω. Η παράμετρος A προκύπτει:

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.5+1}{2}} + \frac{4.5-1}{4.5+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right) = 1.544 > 1.52$$

Με τη εφαρμογή του κατάλληλου στελέχους της εξ. (2.2), έχουμε:

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{37.4663}{19.933} = 1.8796$$

Το πλάτος της μικροταινίας προκύπτει **$W = 2.9134 \text{ mm}$** . Ισχύει $W/d > 1$, επομένως η παράμετρος F υπολογίζεται ως εξής:

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{1.8796}}} = 0.368$$

Η τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς προκύπτει:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} \cdot 0.368 - \frac{4.5 - 1}{4.6} \times \frac{0.035/1.55}{\sqrt{1.8796}} = 3.3815$$

Το μήκος του Z'_{L1} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας είναι:

$$\lambda = \frac{C_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.3815}} = 16.31 \text{ cm}$$

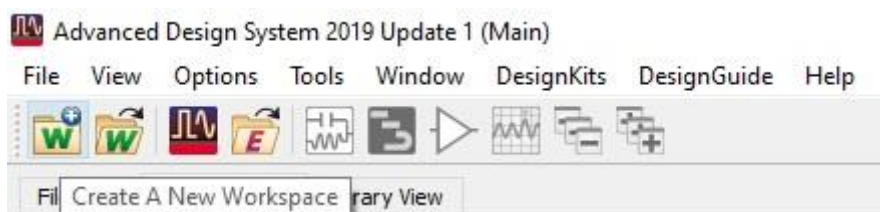
Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **$L = 2.039 \text{ cm}$** .

Οι τιμές που υπολογίστηκαν παρουσιάζονται συνοπτικά στον Πίνακα 3.1

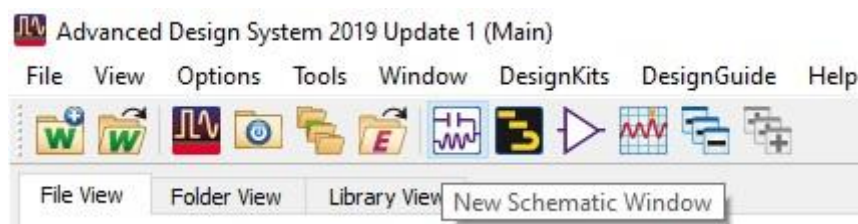
Πίνακας 3. 1: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω θεωρητικών υπολογισμών

Σύνθετη αντίσταση Z (Ω)	Πλάτος W (mm)	Μήκος L (cm)
81.3	1.1332	2.11
129.8	0.2922	2.17
45.6	3.391	2.026
50	2.9134	2.039

Στη συνέχεια παρουσιάζεται η διαδικασία προσομοίωσης του φίλτρου μέσω του λογισμικού Advanced Design System 2019 (ADS). Αρχικά δημιουργούμε ένα “Workspace” μέσα στο οποίο θα δημιουργηθούν όλα τα απαραίτητα αρχεία όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1 . Το πρώτο σχηματικό που δημιουργούμε είναι το κύκλωμα με τα συσσωρευμένα στοιχεία. Από τη γραμμή εργαλείων επιλέγουμε New Schematic Window (σχ. 3.2).

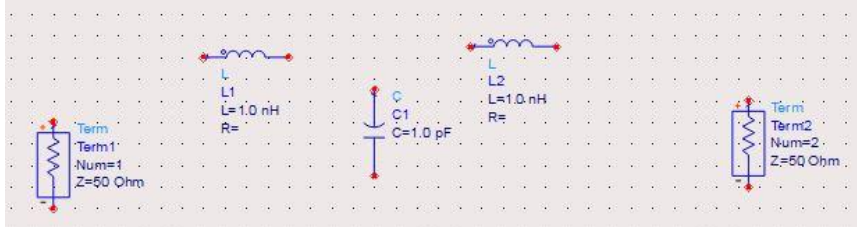


Σχήμα 3. 1: Δημιουργία Workspace



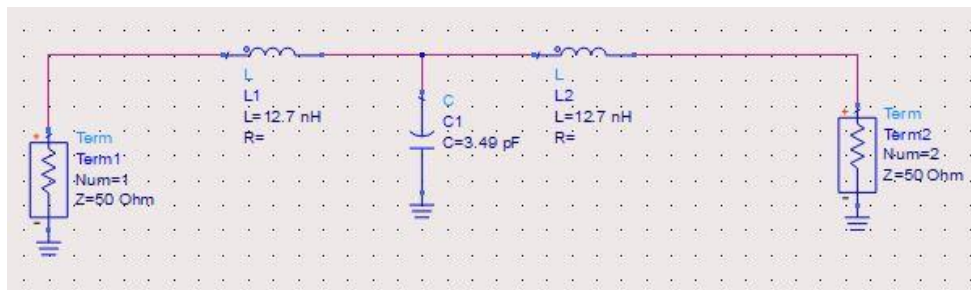
Σχήμα 3. 2: Δημιουργία σχηματικού

Για την υλοποίηση του κυκλώματος τοποθετούμε στο σχηματικό 2 πηνία (L) και έναν πυκνωτή (C) από τη βιβλιοθήκη “Basic Components” και από τη βιβλιοθήκη “Simulation - S_Param” τοποθετούμε 2 Θύρες-Term (Port Impedance Termination for s-parameters) (σχήμα 3.3). Στο κάτω άκρο των Term και του πυκνωτή τοποθετούμε γείωση επιλέγοντας από τη γραμμή εργαλείων “Insert Ground” και ενώνουμε τα στοιχεία με την επιλογή “Insert Wire”.



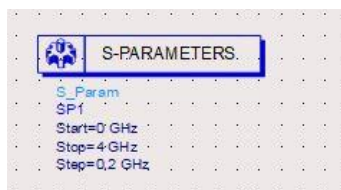
Σχήμα 3. 3: Εισαγωγή στοιχείων κυκλώματος

Οι τιμές των στοιχείων προκύπτουν από τους θεωρητικούς υπολογισμούς ενώ η τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης των θυρών επιλέγεται στα 50Ω.



Σχήμα 3. 4: Κύκλωμα με συσσωρευμένα στοιχεία

Με σκοπό να πραγματοποιηθεί η προσομοίωση για S-Παραμέτρους, εισάγεται στο κύκλωμα από τη βιβλιοθήκη “Basic Components” το εξάρτημα SP (σχήμα 3.5) όπου ρυθμίζονται η αρχική συχνότητα προσομοίωσης ($Start = 0\text{ GHz}$) και η τελική συχνότητα προσομοίωσης ($Stop = 4\text{ GHz}$) καθώς και το βήμα ($Step = 0.2\text{ GHz}$). Τέλος, από τη γραμμή εργαλείων επιλέγουμε “Simulate”.

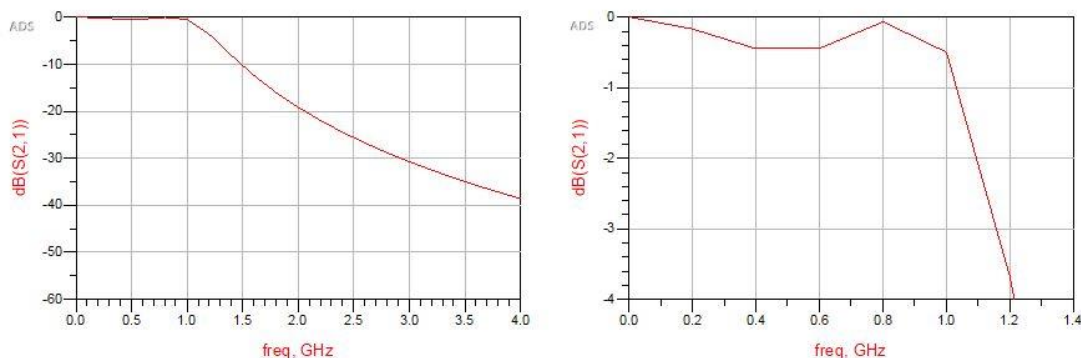


Σχήμα 3. 5: Ρυθμίσεις για προσομοίωση με S-Παραμέτρους

Στο νέο παράθυρο που ανοίγει επιλέγουμε από την παλέτα τύπο διαγράμματος “Rectangular Plot”, επιλέγουμε την παράμετρο $S(2,1)$ και στη συνέχεια “Add”. Στο επόμενο παράθυρο επιλέγουμε τη μονάδα με την οποία θα εμφανιστούν τα δεδομένα, επιλέγουμε dB και “Ok” (σχήμα 3.6).

Μετά την ολοκλήρωση της προσομοίωσης, εμφανίζεται το διάγραμμα με την απόκριση του φίλτρου (σχήμα 3.7 αριστερά). Πατώντας δεξί κλικ πάνω στο διάγραμμα και επιλέγοντας “Item options...”, πηγαίνουμε στην καρτέλα “Plot options”, επιλέγουμε “X Axis” ή “Y Axis” και από-επιλέγοντας το “Autoscale” μπορούμε να αλλάξουμε τη βαθμονόμηση των αξόνων. Έπειτα αντιγράφουμε το διάγραμμα και το επικολλούμε δίπλα, και από την γραμμή εργαλείων

επιλέγοντας “Zoom in on Data By Specifying A Rectangle” επιλέγουμε την περιοχή ζώνης διέλευσης ώστε να δούμε καλύτερα την κυμάτωση (σχήμα 3.7 δεξιά) .



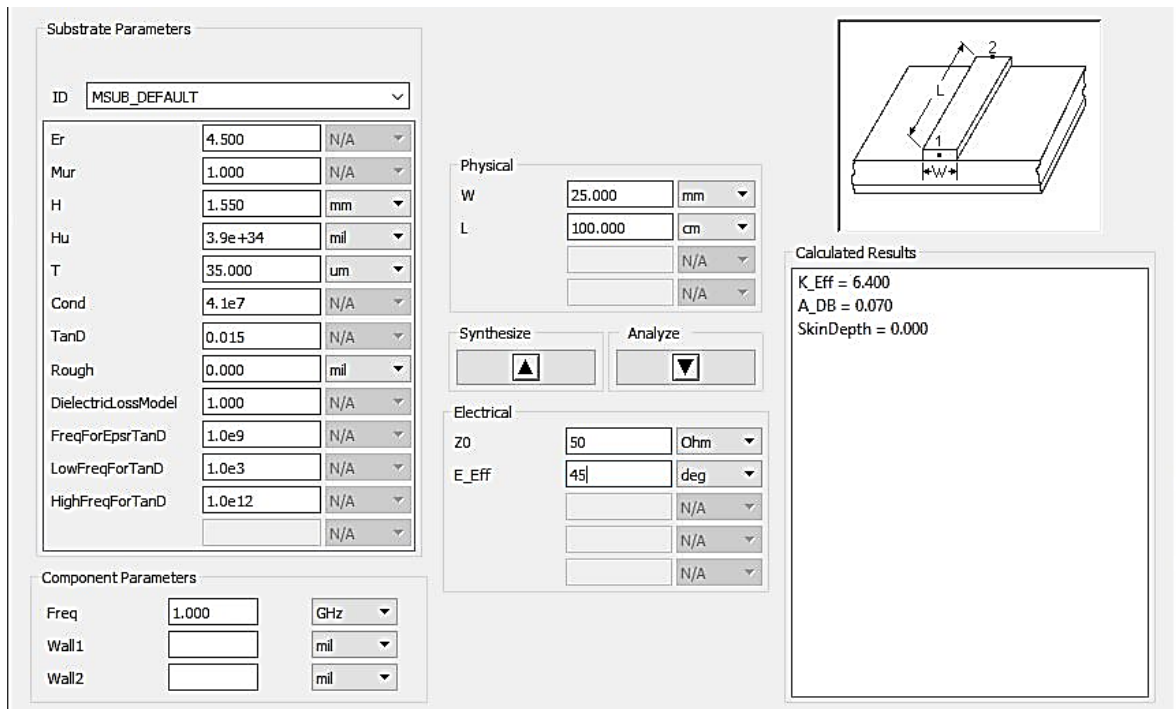
Σχήμα 3. 6: Απόκριση φίλτρου με συσσωρευμένα στοιχεία

Οι πληροφορίες που λαμβάνουμε από το διάγραμμα του σχήματος (3.6) είναι πως η αποκοπή συμβαίνει στη συχνότητα 1 GHz και η κυμάτωση που εμφανίζεται στη ζώνη διέλευσης είναι 0.5 dB, όπως πολύ καθαρά φαίνεται στο σχήμα (3.6 δεξιά) . Στη συχνότητα των 2 GHz οι απώλειες που εμφανίζει το φίλτρο είναι περίπου 19 dB κάτι το οποίο ικανοποιεί την αρχική μας απαίτηση για απώλειες τουλάχιστον 15 dB σε αυτή τη συχνότητα. Παρατηρώντας τη ζώνη μετάβασης του φίλτρου φαίνεται οι απώλειες να αυξάνονται με ρυθμό 10 dB ανά 1GHz, γεγονός που καθιστά την αποκοπή αρκετά καλή αλλά όχι ιδανική.

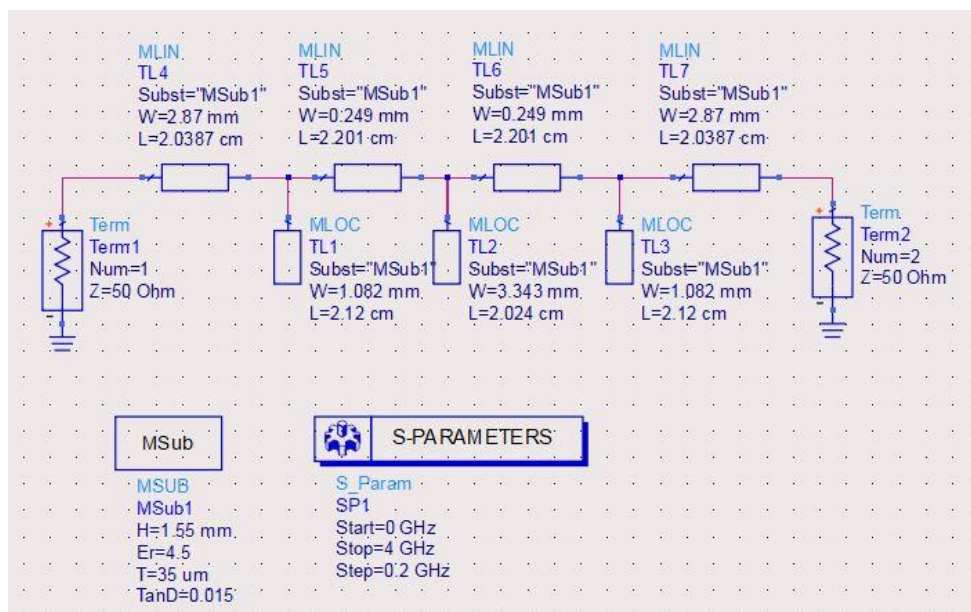
Στη συνέχεια προσομοιώνουμε το κύκλωμα με κατανεμημένα στοιχεία, όπως αυτά προέκυψαν μετά από την εφαρμογή του μετασχηματισμού Richard και της δεύτερης ταυτότητας Kuroda. Αφού δημιουργήσουμε ένα νέο σχηματικό, από τη βιβλιοθήκη “TLines-Microstrip”, χρησιμοποιούμε το “MLIN” για κάθε στέλεχος σε σειρά και το “MLOC” για κάθε παράλληλο στέλεχος. Και σε αυτή την περίπτωση τοποθετούμε τα στοιχεία “Term” με χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω στα οποία τοποθετείται γείωση στο κάτω άκρο, και η ένωση όλων των στοιχείων γίνεται με την επιλογή “Insert Wire”.

Οι τιμές των κατανεμημένων στοιχείων προκύπτουν με τη χρήση του LineCalc που προσφέρει το ADS. Επιλέγουμε από τη γραμμή εργαλείων “Tools”, στη συνέχεια “LineCalc” και κάνουμε κλικ στην επιλογή “Start LineCalc” (σχήμα 3.8). Στο παράθυρο που ανοίγει, συμπληρώνουμε στο πεδίο “Substrate Parameters” τις κατάλληλες τιμές ανάλογα με την πλακέτα που θα χρησιμοποιηθεί. Για το συγκεκριμένο παράδειγμα, χρησιμοποιείται η πλακέτα FR-4 με παραμέτρους $\epsilon_r = 4.5$, $h = 1.55 \text{ mm}$, $\tau = 35 \mu\text{m}$ και $\tan\delta = 0.015$ για συχνότητα αποκοπής $f_c = 1 \text{ GHz}$ η οποία συμπληρώνεται στο πεδίο “Component Parameters”. Καμία άλλη παράμετρος δεν μεταβάλλεται. Στη συνέχεια πηγαίνουμε στο πεδίο “Electrical” και συμπληρώνουμε την εκάστοτε χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 για την οποία θέλουμε να υπολογίσουμε τις διαστάσεις και θέτουμε $E_{eff} = 45 \text{ deg}$ (δηλαδή $\pi/4$, όπου σύμφωνα με τον μετασχηματισμό Richard όλα τα στελέχη έχουν μήκος $\beta \cdot l$ και ισχύει ότι $\tan\beta l = 1$, όπως έχει εξηγηθεί στην ενότητα 2.3). Πατώντας “Synthesize” υπολογίζονται στο πεδίο “Physical” τα φυσικά μεγέθη του στελέχους, δηλαδή το πλάτος W και το μήκος L . Αφού ολοκληρώσουμε τη διαδικασία για όλες τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις των στελεχών, τοποθετούμε τις τιμές στα αντίστοιχα στελέχη του σχηματικού.

Για την προσομοίωση απαιτείται η εισαγωγή του εξαρτήματος “SP” από τη βιβλιοθήκη “Basic Components” και του εξαρτήματος “MSUB” από τη βιβλιοθήκη “TLines-Microstrip”, στο οποίο συμπληρώνονται τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος της μικροταινίας. Κάνοντας διπλό κλικ πάνω στο εξάρτημα “MSUB” ανοίγει το παράθυρο “Edit Instance Parameters” όπου συμπληρώνονται οι τιμές των παραμέτρων της μικροταινίας ενώ μπορούμε να επιλέξουμε ποια από αυτά θέλουμε να εμφανίζονται στο σχηματικό επιλέγοντας “Display parameter on schematic”. Τέλος, από τη γραμμή εργαλείων επιλέγουμε “Simulate”.

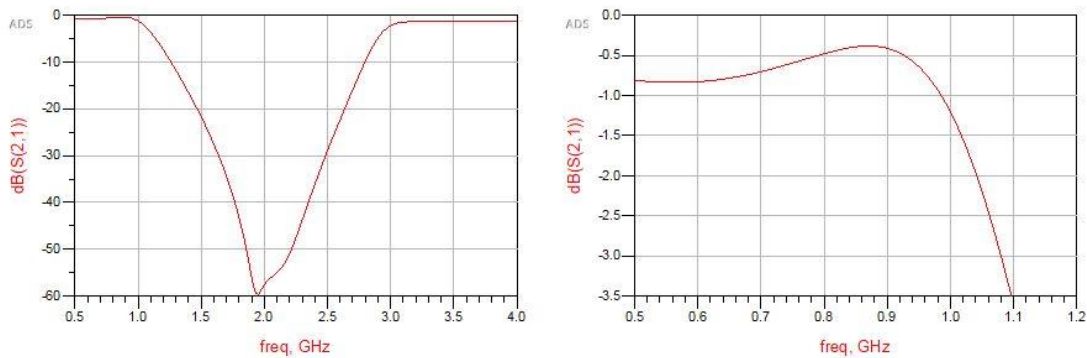


Σχήμα 3. 7: LineCalc



Σχήμα 3. 8: Κύκλωμα με κατανεμημένα στοιχεία

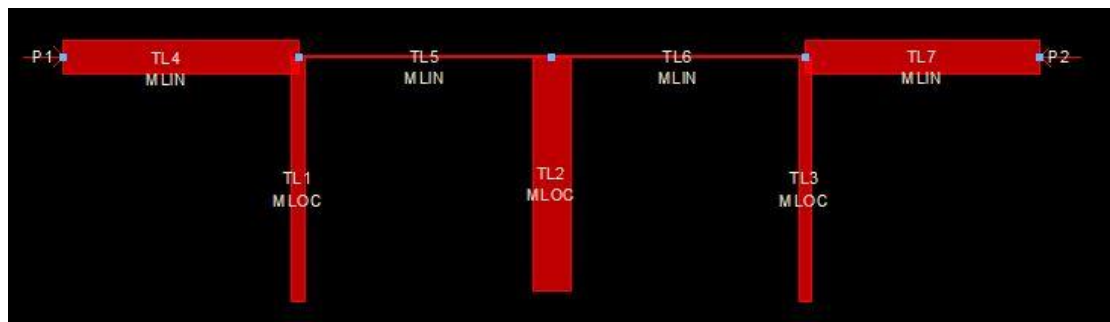
Η απόκριση του φίλτρου παρουσιάζεται στο σχήμα 3.9.



Σχήμα 3. 9: Απόκριση φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία

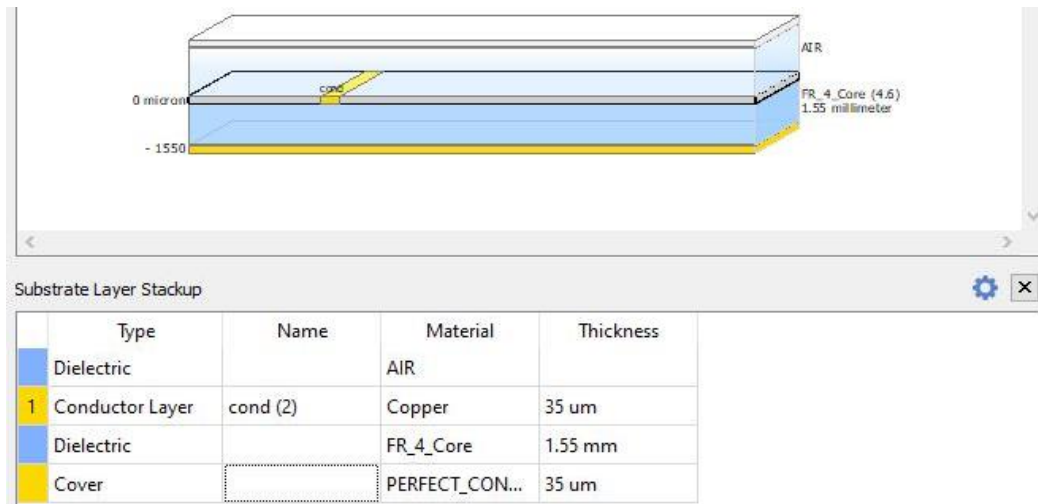
Στα διαγράμματα του σχήματος (3.9) παρατηρούμε πως η αποκοπή στη συχνότητα 1 GHz είναι οξύτερη χρησιμοποιώντας κατανεμημένα στοιχεία σε σχέση με το κύκλωμα που σχεδιάστηκε με τα συσσωρευμένα ενώ η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης είναι μικρότερη από 0.5 dB. Οι απώλειες στη συχνότητα των 2 GHz είναι στα 58 dB. Η απόκριση του φίλτρου σε αυτό το σημείο εμφανίζει καλύτερα χαρακτηριστικά σε σύγκριση με το κύκλωμα με τα συσσωρευμένα όμως ταυτόχρονα εμφανίζεται επανάληψη της απόκρισης γεγονός που οφείλεται στην περιοδικότητα του μετασχηματισμού Richard, όπως αυτή αναφέρθηκε στην ενότητα (2.3).

Το επόμενο βήμα είναι η εξαγωγή του Layout. Από τη γραμμή εργαλείων επιλέγουμε “Layout” και στη συνέχεια “Generate/Update Layout”. Απευθείας ανοίγει ένα νέο παράθυρο όπου εμφανίζεται το Layout του κυκλώματος που σχεδιάστηκε. Στη συνέχεια επιλέγουμε “Insert Pin” και τοποθετούμε ένα Pin σε κάθε άκρο του Layout όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10.



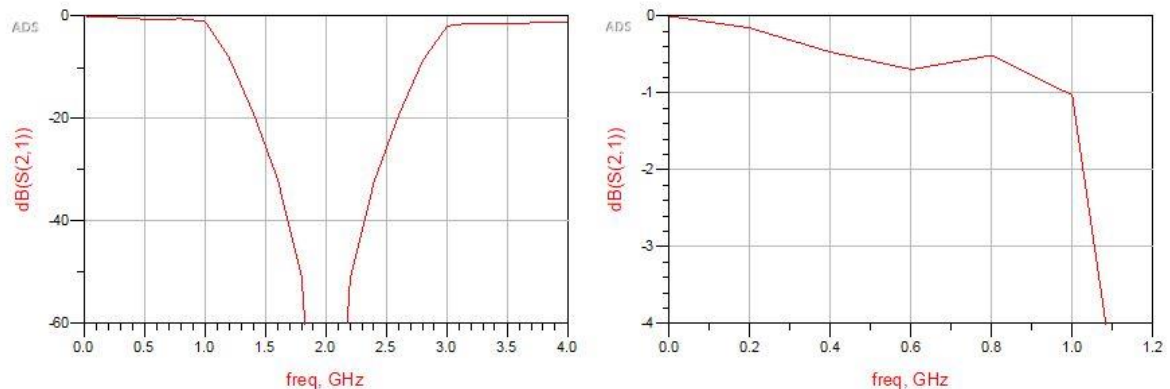
Σχήμα 3. 10: Layout κυκλώματος

Στη συνέχεια καθορίζονται οι παράμετροι της πλακέτας. Πατώντας το εικονίδιο “Substrate Editor” από τη γραμμή εργαλείων ανοίγει ένα νέο παράθυρο όπου εμφανίζεται μια προσομοίωση της διάταξης της πλακέτας. Αφαιρούμε τα επιπλέον στρώματα αγωγού ή διηλεκτρικού, καθορίζουμε το υλικό του διηλεκτρικού και δίνουμε τις κατάλληλες τιμές για το πάχος του χαλκού και του διηλεκτρικού στα πεδία “Material” και “Thickness” αντίστοιχα. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο σχήμα 3.11.



Σχήμα 3. 11: Διάταξη πλακέτας

Το τελευταίο βήμα είναι οι ρυθμίσεις που απαιτούνται για την προσομοίωση σε ηλεκτρομαγνητικό επίπεδο. Αρχικά, επιλέγουμε το εικονίδιο “EM Simulation Settings” και κατόπιν “Create EM Setup View”. Αφού επιβεβαιώσουμε ότι δεν υπάρχει κάποιο σφάλμα (σε αυτή την περίπτωση θα εμφανιζόταν ένα προειδοποιητικό θαυμαστικό), ρυθμίζουμε το εύρος συχνοτήτων για προσομοίωση από την καρτέλα “Frequency Plan” και πατάμε “Simulate” και “S-Parameters”. Η απόκριση του φίλτρου παρουσιάζεται στο σχήμα 3.12.



Σχήμα 3. 12: Απόκριση φίλτρου μέσω του layout

Η απόκριση του φίλτρου μέσω του Layout δεν εμφανίζει ιδιαίτερες διαφορές σε σχέση με την απόκριση του φίλτρου μέσω του κυκλώματος με κατανεμημένα στοιχεία. Παρατηρείται ακόμη οξύτερη αποκοπή στο 1 GHz ενώ η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης είναι μικρότερη των 0.5 dB. Η διαφορά παρατηρείται στις απώλειες που εμφανίζονται στα 2GHz ου σε αυτή την περίπτωση ξεπερνούν τα 60 dB ενώ και πάλι η απόκριση εμφανίζει επανάληψη.

Σύμφωνα με τις απαιτήσεις που καθορίστηκαν εξ’ αρχής και λαμβάνοντας υπόψη την απόκριση του φίλτρου και στις 3 περιπτώσεις σχεδίασης (με συσσωρευμένα, με κατανεμημένα και μέσω Layout), φαίνεται οι τιμές που υπολογίστηκαν για τα μήκη και τα πλάτη των στελεχών να είναι άριστες καθώς η απόκριση του φίλτρου είναι πέραν της ικανοποιητικής.

3.3 Θεωρητική σχεδίαση φίλτρου συχνότητας 1 GHz, ripple 3 dB

Το φίλτρο που μελετάται σε αυτή την ενότητα είναι ένα μικροκυματικό χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο σχεδιάζεται με τη βοήθεια στελεχών. Η απόκρισή του είναι ίσης κυμάτωσης 3 dB, η συχνότητα αποκοπής 1GHz, η σύνθετη αντίσταση 50Ω και η απαίτηση εισαγόμενης απώλειας είναι τουλάχιστον 15 dB στα 2GHz. Η απαιτούμενη τάξη σε αυτή την περίπτωση προκύπτει ως εξής:

$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = \frac{4}{2} - 1 = 1$, επομένως, με βάση το σχήμα (1.7) μια επαρκής τιμή αριθμού στοιχείων είναι $N=2$. Παρ' όλα αυτά θα επιλέξουμε $N=3$ ώστε να μπορούμε να εντοπίσουμε τις διαφορές με το αντίστοιχο κύκλωμα που μελετήθηκε με κυμάτωση 0.5dB.

Οι κανονικοποιημένες τιμές, σύμφωνα με τον πίνακα (1.2) είναι οι:

$$g_1 = 3.3487 = L_1$$

$$g_2 = 0.7117 = C_2$$

$$g_3 = 3.3487 = L_3$$

$$g_4 = 1 = R_L$$

Το πρώτο βήμα της σχεδίασης είναι η σχεδίαση με συσσωρευμένα στοιχεία. Με αλλαγή κλίμακας χρησιμοποιώντας τις σχέσεις 1.1 και 1.2, οι νέες τιμές των στοιχείων είναι:

$$L'_1 = \frac{R_0 \times g_1}{\omega_c} = \frac{50 \times 3.3487}{2 \times \pi \times 1 \times 10^9} = 26.648 \text{ nH}$$

$$C'_2 = \frac{g_2}{R_0 \times \omega_c} = \frac{0.7117}{50 \times 2 \times \pi \times 1 \times 10^9} = 2.265 \text{ pF}$$

$$L'_3 = L'_1 = 26.648 \text{ nH}$$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις των στελεχών, σύμφωνα με τα οποία θα υλοποιηθεί το κύκλωμα. Με τη χρήση του μετασχηματισμού Richard μετατρέπουμε τα πηνία σε στελέχη σε σειρά με χαρακτηριστική αντίσταση L και τους πυκνωτές σε παράλληλα στελέχη με χαρακτηριστική αντίσταση $\frac{1}{C}$ όπως αναφέρεται και στο τμήμα 2.3. Επομένως έχουμε:

$$Z_{L1} = L_1 = 3.3487$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{C_2} = \frac{1}{0.7117} = 1.405$$

$$Z_{L3} = L_3 = 3.3487$$

Με σκοπό τη δημιουργία κυκλώματος αποτελούμενο μόνο από παράλληλα στελέχη, προσθέτουμε στο κύκλωμα μοναδιαία στοιχεία στα άκρα του φίλτρου, με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_0 = 1$. Μέσω της 2^{ης} ταυτότητας Kuroda (σχήμα 2.4) οι τιμές των στοιχείων γίνονται:

$$Z'_0 = n^2 \times Z_0 = \left(1 + \frac{Z_0}{Z_{L1}}\right) \times Z_0 = \left(1 + \frac{1}{3.3487}\right) \times 1 = 1.2986$$

$$Z'_{L1} = n^2 \times Z_{L1} = \left(1 + \frac{Z_0}{Z_{L1}}\right) \times Z_{L1} = \left(1 + \frac{1}{3.3487}\right) \times 3.3487 = 4.349$$

$$Z'_{L3} = Z'_{L1} = 4.349$$

$$Z_{C2} = 1.405$$

Τέλος, το κύκλωμα αλλάζει κλίμακα κατά τη σύνθετη αντίσταση και συχνότητα, πολλαπλασιάζοντας τις κανονικοποιημένες χαρακτηριστικές αντιστάσεις επί 50Ω και επιλέγοντας τα μήκη γραμμής και του στελεχούς να είναι $\frac{\lambda}{8}$ στο 1GHz.

$$Z'_o = 64.93 \Omega$$

$$Z'_{L1} = 217.45 \Omega$$

$$Z_{C2} = 70.25 \Omega$$

$$Z'_{L3} = 217.45 \Omega$$

Για τον υπολογισμό του μήκους και του πλάτους των στελεχών, θα χρησιμοποιήσουμε τις σχέσεις (2.1)-(2.6).

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z'_o = 64.93 \Omega$ περιγράφεται παρακάτω. Υπολογίζεται πρώτα το πλάτος W της γραμμής μικροταινίας από την εξ. (2.2). Αρχικά, η παράμετρος A προκύπτει ως εξής:

$$A = \frac{64.93}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2}} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5}\right) = 1.956 > 1.52$$

Εφαρμόζοντας το κατάλληλο σκέλος της εξ. (2.2) έχουμε:

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{56.568}{48} = 1.1785$$

Δεδομένου ότι το πάχος της πλακέτας είναι $d = 1.55 \text{ mm}$, το πλάτος της μικροταινίας προκύπτει $W = 1.827 \text{ mm}$. Σύμφωνα με τα παραπάνω ισχύει $W/d > 1$, επομένως εφαρμόζεται η (2.4) εξ. για τον υπολογισμό της παραμέτρου F :

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{1.1785}}} \Rightarrow F = 0.299$$

Ο υπολογισμός της ισοδύναμης διηλεκτρικής σταθεράς γίνεται με τη βοήθεια της εξ. (2.5). Η σχετική διηλεκτρική σταθερά της πλακέτας λαμβάνεται ίση με $\epsilon_r = 4.5$, δεδομένου ότι θα χρησιμοποιηθεί πλακέτα FR4 για την κατασκευή. Οπότε:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2} \cdot 0.299 - \frac{3.5}{4.6} \cdot \frac{0.035/1.55}{\sqrt{0.7311}} = 3.257$$

Το μήκος του Z'_o πρέπει να είναι, όπως αναφέρθηκε στο τμήμα 2.3, ίσο με $L = \lambda/8$, με λ το μήκος κύματος. Το τελευταίο υπολογίζεται στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας και προκύπτει ως εξής:

$$\lambda = \frac{C_0}{f\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.257}} = 16.6 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **L = 2.075 cm.**

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z'_{L1} = 217.45 \Omega$ υπολογίζεται με αντίστοιχο τρόπο και περιγράφεται παρακάτω. Αρχικά, υπολογίζεται η παράμετρος A , η οποία προκύπτει:

$$A = \frac{217.45}{60} \sqrt{\frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{4.5+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5}\right)} = 6.172 > 1.52$$

Με τη εφαρμογή του κατάλληλου στελέχους της εξ. (2.2), έχουμε:

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{3833.15}{229576.43} = 0.0167$$

Το πλάτος της μικροταινίας προκύπτει **W = 0.0259 mm.** Ισχύει $W/d < 1$, επομένως η παράμετρος F υπολογίζεται ως εξής:

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{0.0167}}} + 0.04(1 - 0.0167)^2 = 0.076$$

Η τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς προκύπτει:

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{2} \cdot 0.076 - \frac{4.5-1}{4.6} \times \frac{0.035/1.55}{\sqrt{0.0167}} = 2.75$$

Το μήκος του Z'_{L1} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας είναι:

$$\lambda = \frac{C_0}{f\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{2.75}} = 18.09 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **L = 2.261 cm.**

Για τον υπολογισμό των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_{C2} = 70.25 \Omega$ υπολογίζεται αρχικά η παράμετρος A :

$$A = \frac{70.25}{60} \sqrt{\frac{4.5+1}{2} + \frac{4.5-1}{4.5+1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5}\right)} = 2.1 > 1.52$$

Για τον υπολογισμό της σχέσης W/d , υπολογίζεται πρώτα η τιμή της παραμέτρου B από τη σχέση (2.3):

Με τη εφαρμογή του κατάλληλου στελέχους της εξ. (2.2), έχουμε:

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{65.329}{64.686} = 1.01$$

Το πλάτος της μικροταινίας προκύπτει **W = 1.566 mm.** Ισχύει $W/d > 1$, επομένως η παράμετρος F υπολογίζεται ως εξής:

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{1.01}}} \Rightarrow F = 0.279$$

Η τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς προκύπτει:

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} 0.279 - \frac{4.5 - 1}{4.6} \times \frac{0.035/1.55}{\sqrt{1.01}} = 3.22$$

Το μήκος του Z_{C2} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας είναι:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.22}} = 16.72 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **$L = 2.09 \text{ cm}$** .

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_{RL} = 50 \Omega$ υπολογίζεται με αντίστοιχο τρόπο και περιγράφεται παρακάτω. Η παράμετρος A προκύπτει:

$$A = \frac{50}{60} \sqrt{\frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{4.5 + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{4.5} \right)} = 1.544 > 1.52$$

Με τη εφαρμογή του κατάλληλου στελέχους της εξ. (2.2), έχουμε:

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} = \frac{37.4663}{19.933} = 1.8796$$

Το πλάτος της μικροταινίας προκύπτει **$W = 2.9134 \text{ mm}$** . Ισχύει $W/d > 1$, επομένως η παράμετρος F υπολογίζεται ως εξής:

$$F = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{1.8796}}} = 0.368$$

Η τιμή της διηλεκτρικής σταθεράς προκύπτει:

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} 0.368 - \frac{4.5 - 1}{4.6} \times \frac{0.035/1.55}{\sqrt{1.8796}} = 3.3815$$

Το μήκος του Z'_{L1} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας είναι:

$$\lambda = \frac{C_0}{f \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.3815}} = 16.31 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **$L = 2.039 \text{ cm}$** .

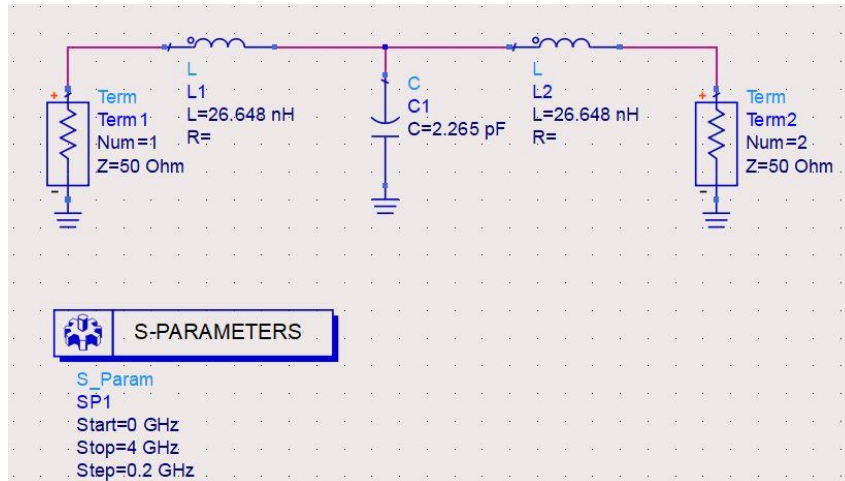
Στον πίνακα 3.2 παρουσιάζονται συνοπτικά οι τιμές που υπολογίστηκαν.

Πίνακας 3. 2: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω θεωρητικών υπολογισμών

Σύνθετη αντίσταση Z (Ω)	Πλάτος W (mm)	Μήκος L (cm)
64.93	1.827	2.075
217.45	0.0259	2.261
70.25	1.566	2.09

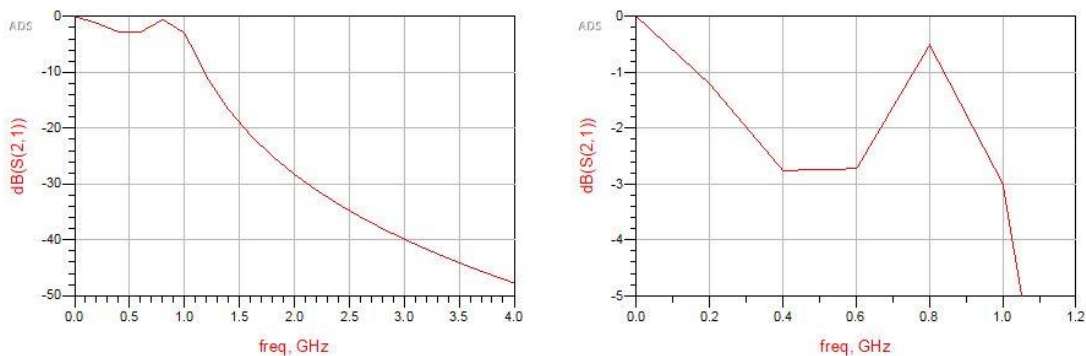
50	2.9134	2.039
----	--------	-------

Ακολουθεί η προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS. Αρχικά, θα κατασκευαστεί το κύκλωμα με συσσωρευμένα στοιχεία σύμφωνα με τις θεωρητικές τιμές που υπολογίστηκαν.



Σχήμα 3. 13: Κύκλωμα με συσσωρευμένα στοιχεία

Αφού καθορίσουμε τις συχνότητες στο στοιχείο “SP” και ξεκινήσει η προσομοίωση, επαναλαμβάνουμε τη διαδικασία που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα ώστε να εμφανιστεί η απόκριση του φίλτρου (σχήμα 3.14). Η απόκριση του φίλτρου φαίνεται να ικανοποιεί τις προκαθορισμένες απαιτήσεις. Η αποκοπή συμβαίνει στο 1 GHz και η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης είναι μικρότερη από 3dB. Στα 2 GHz οι απώλειες είναι ίσες με 28 dB ενώ στη συνέχεια αυξάνουν με ρυθμό κατά μέσο όρο 10 dB ανά 1 GHz.

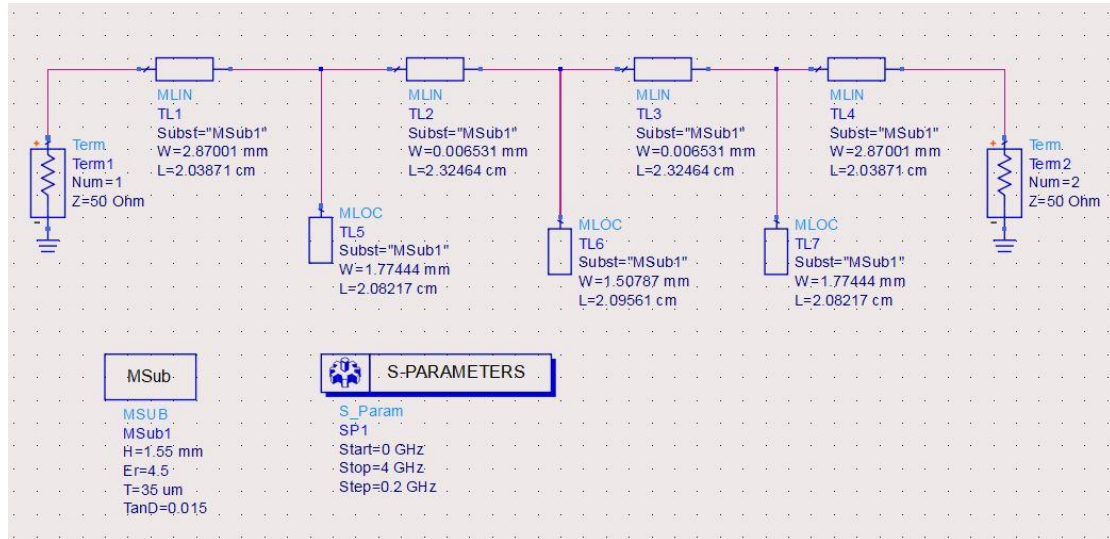


Σχήμα 3. 14: Απόκριση φίλτρου με συσσωρευμένα στοιχεία

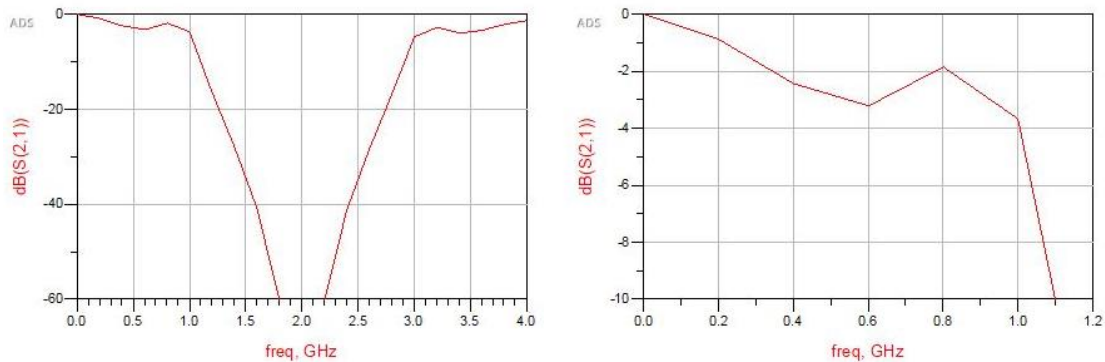
Έπειτα, κατασκευάζουμε το κύκλωμα με κατανεμημένα στοιχεία, όπως αυτά προέκυψαν μετά την εφαρμογή του μετασχηματισμού Richard και της 2^{ης} ταυτότητας Kuroda και καθορίζονται οι παράμετροι της πλακέτας στα εξαρτήματα “SP” και “MSUB”. Με τη χρήση του LineCalc, υπολογίζουμε τις τιμές των πλατών και των μηκών κάθε στελέχους και τις τοποθετούμε στα αντίστοιχα πεδία του κυκλώματος, ώστε να αρχίσει η προσομοίωση. Ο Πίνακας 3.3 παρουσιάζει τις τιμές συνοπτικά.

Πίνακας 3. 3: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω του LineCalc

Σύνθετη αντίσταση Z (Ω)	Πλάτος W (mm)	Μήκος L (cm)
64.93	1.77444	2.08217
217.45	0.0065311	2.32464
70.25	1.50787	2.09561
50	2.87001	2.03871



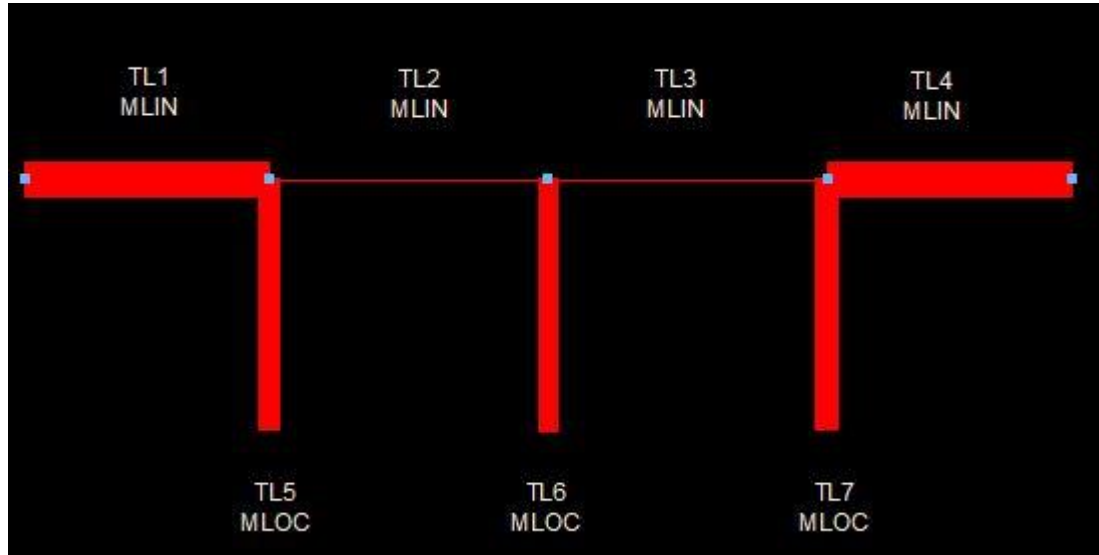
Σχήμα 3. 15: Κύκλωμα με καταναμημένα στοιχεία



Σχήμα 3. 16: Απόκριση φίλτρου με καταναμημένα στοιχεία

Και σε αυτή την περίπτωση, φαίνεται ότι η αποκοπή στο κύκλωμα με τα καταναμημένα στοιχεία είναι οξύτερη σε σχέση με αυτή με συσσωρευμένα στοιχεία. Η συχνότητα αποκοπής είναι το 1 GHz και η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης εμφανίζει και πάλι μικρότερη κυμάτωση από 3dB. Η απαίτηση εισαγόμενης απώλειας τουλάχιστον 15 dB στα 2GHz έχει ικανοποιηθεί, καθώς σε αυτή τη συχνότητα οι απώλειες ξεπερνούν τα 60dB. Φυσικά, η απόκριση εμφανίζει επανάληψη μετά τα 2.5 GHz περίπου που προκύπτει από το μετασχηματισμό Richard. Το φαινόμενο αυτό επεξηγείται εκτενέστερα στο κεφάλαιο 4.

Τέλος, δημιουργείται το Layout του κυκλώματος μέσω της διαδικασίας που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα και επαναλαμβάνονται όλες οι απαραίτητες ρυθμίσεις στο υπόστρωμα της πλακέτας για να είναι δυνατή η προσομοίωση EM.



Σχήμα 3. 17: Layout κυκλώματος

Συγκρίνοντας το Layout του σχήματος (3.17) που προκύπτει για κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης ίση με 3dB με το Layout του σχήματος (3.10) με κυμάτωση 0.5 dB στη ζώνη διέλευσης, παρατηρείται διαφορά στα πλάτη των στελεχών. Έχει μειωθεί αρκετά και σε κάποιες περιπτώσεις έγινε μικρότερο από υποδιπλάσιο. Τα μήκη των στελεχών δεν εμφανίζουν αξιοσημείωτες μεταβολές.

Αν και η απόκριση δε φαίνεται να διαφέρει ιδιαίτερα μεταξύ αυτών των δύο φίλτρων, η μείωση των πλατών (W) καθιστά το φίλτρο συχνότητας αποκοπής 1GHz με κυμάτωση 3dB όχι ιδανικό για υλοποίηση. Η απόκριση του φίλτρου επηρεάζεται άμεσα από τις διαστάσεις των στελεχών, με αποτέλεσμα όταν οι διαστάσεις είναι πολύ μικρές να υπάρχει ο κίνδυνος να μην τυπωθούν σωστά στην πλακέτα άρα να μην δουλέψει το φίλτρο όπως θα έπρεπε.

3.4 Θεωρητική σχεδίαση φίλτρου συχνότητας 2 GHz, ripple 0.5 dB

Το φίλτρο που μελετάται σε αυτή την ενότητα είναι ένα μικροκυματικό χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο σχεδιάζεται με τη βοήθεια στελεχών. Η απόκρισή του είναι ίσης κυμάτωσης 0.5 dB , η συχνότητα αποκοπής 2GHz, η σύνθετη αντίσταση 50Ω και η απαίτηση εισαγόμενης απώλειας είναι τουλάχιστον 15 dB στα 4GHz.

Αρχικά πρέπει να βρεθεί η απαιτούμενη τάξη του φίλτρου ώστε να ικανοποιείται η απαίτηση της εισαγόμενης απώλειας στα 4GHz. Με $\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = \frac{4}{2} - 1 = 1$, από το σχήμα 1.7 φαίνεται ότι μια επαρκής τιμή είναι $N=3$.

Αυτό συνεπάγεται ότι οι κανονικοποιημένες τιμές των στοιχείων θα είναι ίδιες όπως στην ενότητα (3.2) και ίσες με:

$$g_1 = 1.5963 = L_1$$

$$g_2 = 1.0967 = C_2$$

$$g_3 = 1.5963 = L_3$$

$$g_4 = 1 = R_L$$

Στο πρώτο βήμα της σχεδίασης με συσσωρευμένα στοιχεία, οι τιμές των στοιχείων μεταβάλλονται καθώς η τιμή εξαρτάται άμεσα από τη συχνότητα αποκοπής.

Με αλλαγή κλίμακας, και χρησιμοποιώντας τις εξ. (1.1) και (1.2), οι τιμές των στοιχείων είναι:

$$L'_1 = \frac{R_0 \times g_1}{\omega_c} = \frac{50 \times 1.5963}{2 \times \pi \times 2 \times 10^9} = 6.35 \text{ nH}$$

$$C'_2 = \frac{g_2}{R_0 \times \omega_c} = \frac{1.0967}{50 \times 2 \times \pi \times 2 \times 10^9} = 1.745 \text{ pF}$$

$$L'_3 = L'_1 = 6.35 \text{ nH}$$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις των στελεχών, σύμφωνα με τα οποία θα υλοποιηθεί το κύκλωμα. Με τη χρήση του μετασχηματισμού Richard μετατρέπουμε τα πηνία σε στελέχη σε σειρά με χαρακτηριστική αντίσταση L και τους πυκνωτές σε παράλληλα στελέχη με χαρακτηριστική αντίσταση $\frac{1}{C}$. Επομένως έχουμε:

$$Z_{L1} = L_1 = 3.3487$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{C_2} = \frac{1}{0.7117} = 1.405$$

$$Z_{L3} = L_3 = 3.3487$$

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις δε μεταβάλλονται με αποτέλεσμα να μην μεταβληθούν και τα πλάτη των στελεχών. Μεταβολή παρατηρείται μόνο στα μήκη τους, τα οποία υπολογίζονται μέσω της εξ. (2.6) παρακάτω.

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z'_0 = 81.3 \Omega$ περιγράφεται παρακάτω. Το μήκος του Z'_0 πρέπει να είναι ίσο με $L = \lambda/8$, με λ το μήκος κύματος. Το τελευταίο υπολογίζεται στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας και προκύπτει ως εξής:

$$\lambda = \frac{C_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.15}} = 8.45 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **$L = 1.056 \text{ cm}$** .

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z'_{L1} = 129.8 \Omega$ υπολογίζεται με αντίστοιχο τρόπο και περιγράφεται παρακάτω.

Το μήκος του Z'_{L1} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας είναι:

$$\lambda = \frac{C_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{2.985}} = 8.682 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **$L = 1.085 \text{ cm}$** .

Για τον υπολογισμό των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_{C2} = 45.6 \Omega$ υπολογίζουμε το μήκος του Z_{C2} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.4256}} = 8.1 \text{ cm}$$

Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **$L = 1.013 \text{ cm}$** .

Ο υπολογισμός των διαστάσεων του στοιχείου με χαρακτηριστική αντίσταση $Z_{RL} = 50 \Omega$ υπολογίζεται με αντίστοιχο τρόπο και περιγράφεται παρακάτω.

Το μήκος του Z'_{L1} στο διηλεκτρικό υλικό της πλακέτας είναι:

$$\lambda = \frac{C_0}{f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} = \frac{3 \times 10^8}{1 \times 10^9 \sqrt{3.3815}} = 8.157 \text{ cm}$$

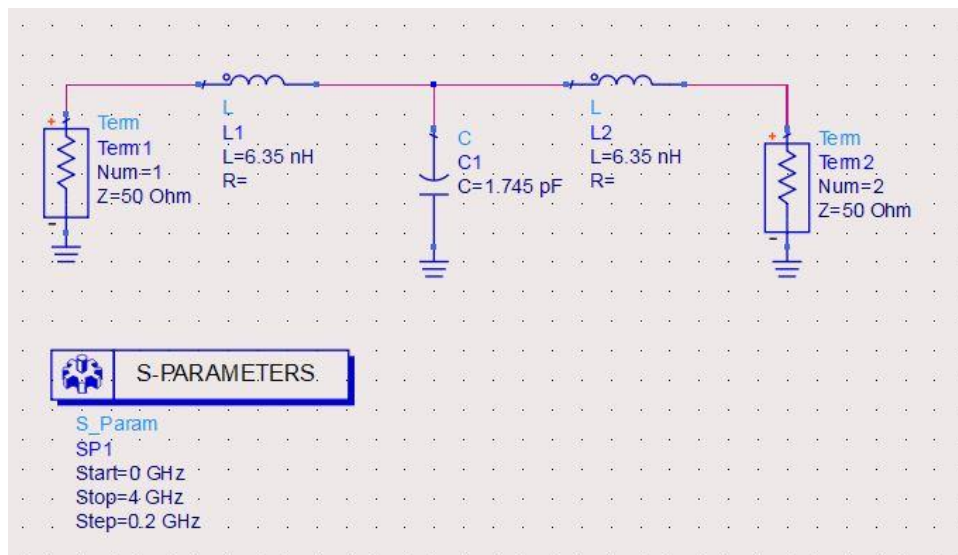
Άρα το μήκος της μικροταινίας είναι: **$L = 1.02 \text{ cm}$** .

Οι τιμές των στελεχών για το δεδομένο φίλτρο παρουσιάζονται συνοπτικά στον Πίνακα 3.4 .

Πίνακας 3. 4: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω των θεωρητικών υπολογισμών

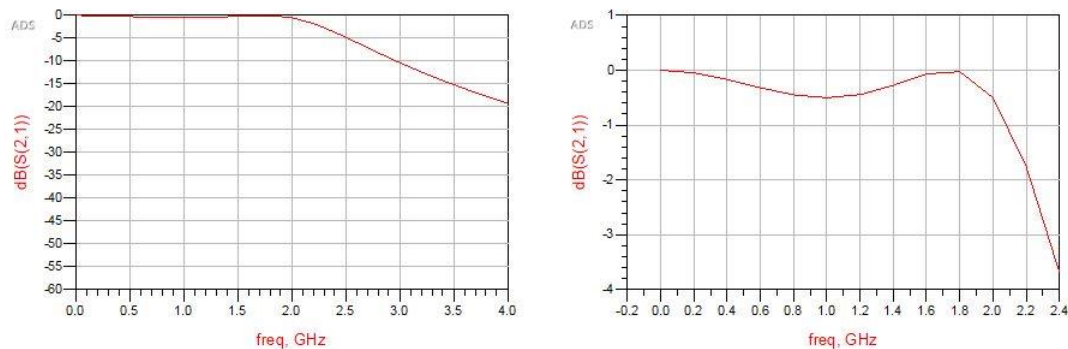
Σύνθετη αντίσταση Z (Ω)	Πλάτος W (mm)	Μήκος L(mm)
81.3	1.1332	1.056
129.8	0.2922	1.085
45.6	3.391	1.013
50	2.9134	1.02

Ακολουθεί η προσομοίωση του κυκλώματος στο ADS. Αρχικά, θα κατασκευαστεί το κύκλωμα με συσσωρευμένα στοιχεία σύμφωνα με τις θεωρητικές τιμές που υπολογίστηκαν.



Σχήμα 3. 18: Κύκλωμα με καταναμημένα στοιχεία

Αφού καθορίσουμε τις συχνότητες στο στοιχείο “SP” και ξεκινήσει η προσομοίωση, επαναλαμβάνουμε τη διαδικασία που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα ώστε να εμφανιστεί η απόκριση του φίλτρου.



Σχήμα 3. 19: Απόκριση φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία

Η απόκριση του φίλτρου δεν φαίνεται τόσο ικανοποιητική όσο στις προηγούμενες δύο περιπτώσεις όπου η συχνότητα αποκοπής ήταν 1 GHz. Πιο συγκεκριμένα, η αποκοπή συμβαίνει στα 1.8 GHz αντί στα 2 GHz. Η απαίτηση εισαγόμενης απώλειας τουλάχιστον 15 dB στα 4 GHz ικανοποιείται αφού στη δεδομένη συχνότητα οι απώλειες είναι περίπου 19dB ενώ τέλος η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης είναι μικρότερη από 0.5 dB.

Έπειτα, κατασκευάζουμε το κύκλωμα με κατανεμημένα στοιχεία, όπως αυτά προέκυψαν μετά την εφαρμογή του μετασχηματισμού Richard και της 2^{ης} ταυτότητας Kuroda και καθορίζονται οι παράμετροι της πλακέτας στα εξαρτήματα “SP” και “MSUB”. Με τη χρήση του LineCalc, υπολογίζουμε τις τιμές των πλατών και των μηκών κάθε στελέχους και τις τοποθετούμε στα αντίστοιχα πεδία του κυκλώματος, ώστε να αρχίσει η προσομοίωση. Ο Πίνακας 3.5 παρουσιάζει τις τιμές συνοπτικά και το σχήμα (3.20) το κύκλωμα που σχεδιάστηκε με τα κατανεμημένα στοιχεία.

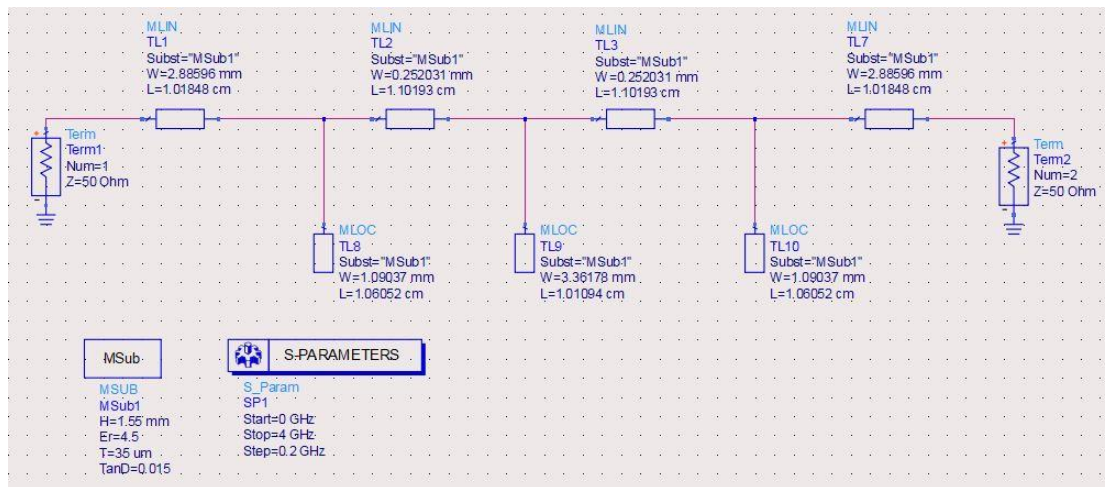
Πίνακας 3. 5: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστάσεων στοιχείων μέσω του LineCalc

Σύνθετη αντίσταση Z (Ω)	Πλάτος W (mm)	Μήκος L (cm)
81.3	1.09037	1.06052
129.8	0.25031	1.10193
45.6	3.36178	1.01094
50	2.88596	1.01848

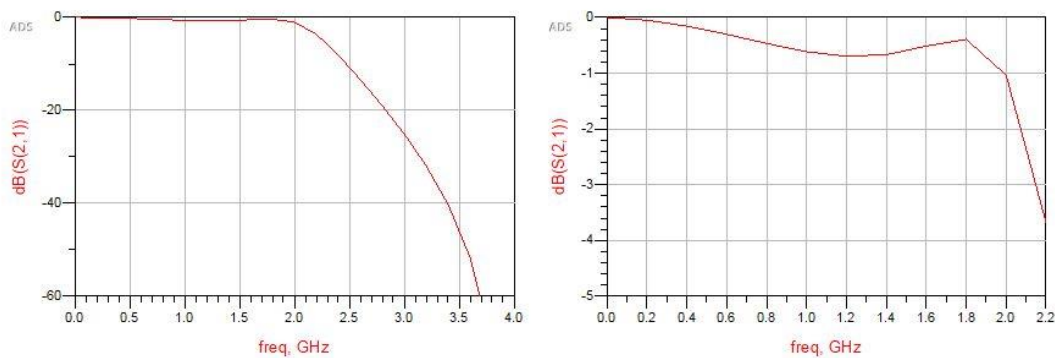
Η απόκριση του φίλτρου φαίνεται στο σχήμα (3.21). Αρχικά παρατηρούμε ότι η αποκοπή είναι οξύτερη σε σχέση με το κύκλωμα με τα συσσωρευμένα στοιχεία αλλά και πάλι γίνεται πριν τα 2GHz, περίπου στα 1.8 GHz. Η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης είναι μικρότερη από 0.5dB και οι απώλειες στα 4GHz ξεπερνούν τα 60 dB.

Εδώ υπενθυμίζεται ότι εξ αρχής θεωρήσαμε πως οι παράμετροι της πλακέτας δεν αλλάζουν ($\epsilon_r=4.5$ και $\tan\delta=0.015$) με την αλλαγή της συχνότητας. Στην πραγματικότητα όμως θα υπήρχε μία πολύ μικρή μεταβολή η οποία θα επηρέαζε το πλάτος και το μήκος των στελεχών. Ας μην ξεχνάμε ότι στη μικροταινία είναι πολύ σημαντική η ακρίβεια των διαστάσεων των στοιχείων της καθώς οποιαδήποτε μεταβολή, επηρεάζει την απόκριση του φίλτρου. Επομένως, θεωρούμε ότι η απόκρισή σύμφωνα με τα δεδομένα που πήραμε είναι

ικανοποιητική, αλλά θα προτεινόταν περαιτέρω διερεύνηση των μεταβολών στις παραμέτρους της πλακέτας.



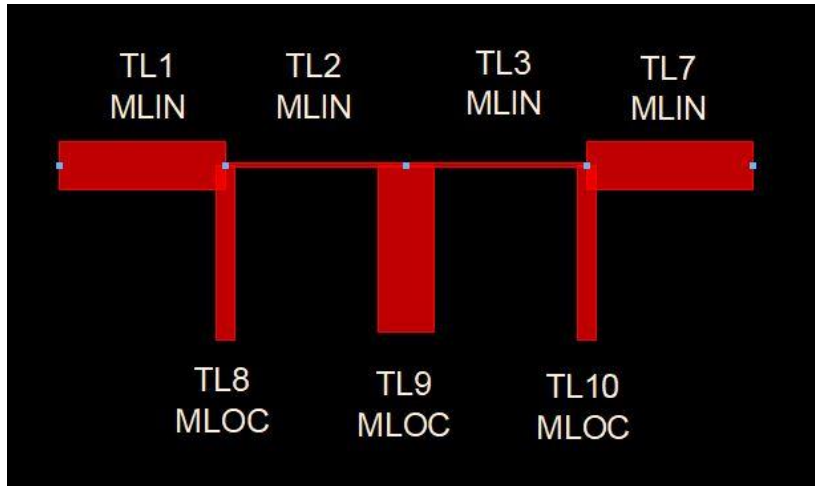
Σχήμα 3. 20: Κύκλωμα με καταναμημένα στοιχεία



Σχήμα 3. 21: Απόκριση φίλτρου με καταναμημένα στοιχεία

Τέλος, δημιουργείται το Layout του κυκλώματος μέσω της διαδικασίας που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα και επαναλαμβάνονται όλες οι απαραίτητες ρυθμίσεις στο υπόστρωμα της πλακέτας για να είναι δυνατή η προσομοίωση EM. Όπως φαίνεται και στο σχήμα (3.22) με την αλλαγή της συχνότητας έχουν μεταβληθεί τα μήκη (L) των στελεχών. Πιο συγκεκριμένα, με τον διπλασιασμό της συχνότητας, τα μήκη υποδιπλασιάστηκαν.

Όπως είναι φανερό, η αλλαγή συχνότητας αποκοπής ενός φίλτρου επηρεάζει σημαντικά τις διαστάσεις των στελεχών και κατ' επέκταση την απόκριση του φίλτρου. Επομένως, ο σχεδιασμός του πρέπει να γίνεται με μεγάλη προσοχή και ακρίβεια στις ρυθμίσεις των παραμέτρων της πλακέτας ώστε να υπάρχει όσο το δυνατόν καλύτερη απόκριση. Το συγκεκριμένο φίλτρο, δεν είναι ιδανικό για υλοποίηση καθώς ήδη από την προσομοίωση δεν εμφανίζει ικανοποιητικά αποτελέσματα σε ό,τι αφορά την συχνότητα αποκοπής.



Σχήμα 3. 22: Layout κυκλώματος

Κεφάλαιο 4^ο: Υλοποίηση και μέτρηση χαμηλοπερατού μικροκυματικού φίλτρου

Σύμφωνα με τα στοιχεία που προκύπτουν από τις θεωρητικές σχεδιάσεις των φίλτρων του προηγούμενου κεφαλαίου, το ιδανικό φίλτρο για υλοποίηση είναι το χαμηλοπερατό μικροκυματικό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής 1 GHz και κυμάτωση 0.5 dB στη ζώνη διέλευσης. Η σύνθετη αντίσταση είναι 50Ω και η απαίτηση εισαγόμενης απώλειας είναι τουλάχιστον 15 dB στα 2 GHz.

- Η συχνότητα αποκοπής (f_c) επιλέχθηκε με σκοπό να μπορεί να μετρηθεί η απόκριση του φίλτρου στον αναλυτή φάσματος και διότι για μεγαλύτερες συχνότητες θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί χαράκτης πλακετών.
- Ο λόγος που επιλέχθηκε απόκριση ίσης κυμάτωσης είναι επειδή εμφανίζει πιο απότομη μεταβολή στη ζώνη μετάβασης.
- Η κυμάτωση επιλέχθηκε 0.5 dB καθώς μεγαλύτερη κυμάτωση απαιτεί μεγαλύτερες κανονικοποιημένες τιμές και οδηγεί σε μικρότερες διαστάσεις της μικροταινίας.

Η υλοποίηση γίνεται με πλακέτα FR4 διπλής όψης. Πρόκειται για μια φωτοευαίσθητη πλακέτα η οποία έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

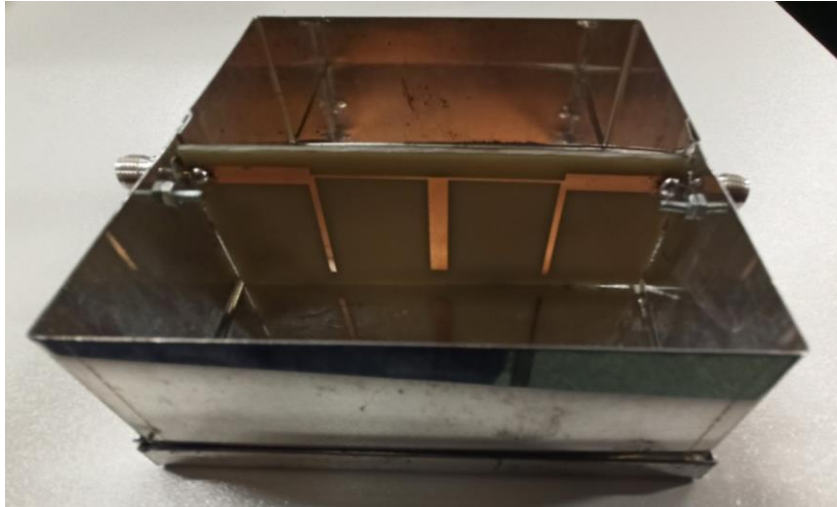
- Διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r = 4.5$
- Πάχος χαλκού $\tau = 35\mu m$
- Πάχος διηλεκτρικού $d = 1.55mm$
- Απώλειες διηλεκτρικού $\tan\delta = 0.015$

Το πρώτο βήμα για την υλοποίηση της πλακέτας ήταν να εκτυπωθεί το Layout σε φιλμ. Η διαδικασία αυτή δεν μπορεί να ολοκληρωθεί μέσω του προγράμματος ADS επομένως αρχικά γίνεται εξαγωγή του αρχείου Layout από το ADS σε μορφή DXF. Στη συνέχεια, μέσω του προγράμματος AutoCAD αποθηκεύεται σε μορφή pdf και τέλος δίνεται για εκτύπωση.

Το επόμενο βήμα είναι η αποχάλκωση της πλακέτας. Στην αρχή τοποθετούμε το φιλμ πάνω στην πλακέτα, το στερεώνουμε και τοποθετείται σε ειδικό χώρο όπου δέχεται ακτινοβολία UV για 5 περίπου λεπτά, με σκοπό τη φωτοδιάλυση. Ο χώρος αυτός αποτελείται από μία στεγανή κατασκευή όπου υπάρχουν δύο γυάλινες πλάκες ανάμεσα στις οποίες τοποθετείται η πλακέτα με το φιλμ και από τη λάμπα υπερύφους ακτινοβολίας. Η πλακέτα στη συνέχεια βυθίζεται διαδοχικά σε δύο ειδικές λεκάνες οι οποίες περιέχουν ειδικά χημικά που θα προκαλέσουν την αποχάλκωση και τέλος στεγνώνεται και καθαρίζεται.

Το φίλτρο, τοποθετείται σε ένα μεταλλικό θωρακισμένο κουτί RF. Η επιλογή αυτού του κουτιού έγινε με σκοπό η πλακέτα να δημιουργεί γείωση με τους κονέκτορες που θα συνδεθούν στο κουτί (θύρες κυκλώματος) αλλά και γείωση με το ίδιο το κουτί, επομένως γίνονται μικρές ενώσεις με καλά με μεγάλη προσοχή. Στο πλάι του κουτιού γίνονται οι τρύπες στις οποίες θα τοποθετηθούν οι κονέκτορες. Οι κονέκτορες είναι τύπου SMA-θηλυκοί (για σασί) και συνολικά θα χρησιμοποιηθούν δυο, ένας για κάθε θύρα του κυκλώματος. Πρόκειται για ένα ελαφρύ και μικρό κονέκτορα με εξωτερική διάμετρο περίπου 6.4 mm που αποτελεί τον πλέον χρησιμοποιούμενο κονέκτορα σε μικροκυματικά κυκλώματα μέχρι τα 25 GHz.

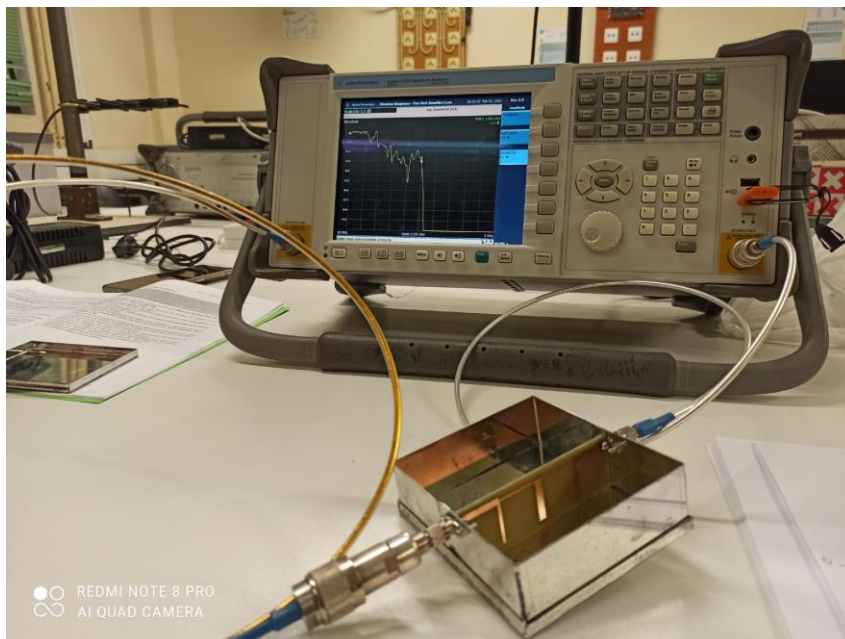
Στο σχήμα (4.1) παρουσιάζεται το μεταλλικό κουτί, μέσα στο οποίο είναι τοποθετημένο το φίλτρο που υλοποιήθηκε.



Σχήμα 4. 1: Κατασκευή μέσα στην οποία περιέχεται το φίλτρο.

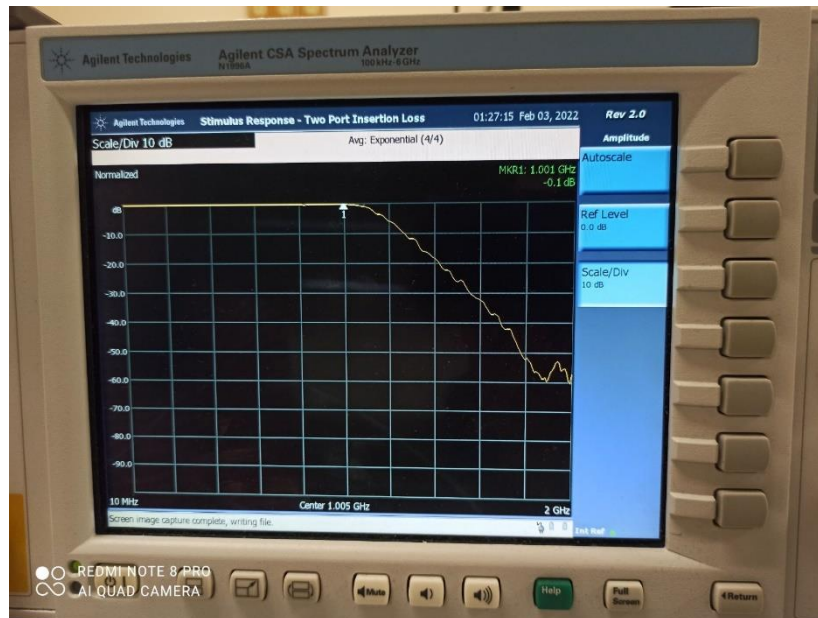
Ο φασματικός αναλυτής που χρησιμοποιήθηκε για τη μέτρηση του συντελεστή μετάδοσης (Παράμετρος S_{21}) είναι της εταιρίας Agilent. Η μέτρηση πραγματοποιείται ακολουθώντας την εξής διαδικασία:

- Αρχικά ορίζουμε την αρχική και τελική συχνότητα της επιθυμητής περιοχής συχνοτήτων.
- Επιβεβαιώνουμε ότι η ισχύς εξόδου του αναλυτή δεν ξεπερνά τα -15 dBm και στη συνέχεια πραγματοποιούμε τη διαδικασία κανονικοποίησης.
- Συνδέουμε το φίλτρο με το καλώδιο αναφοράς στην είσοδο “RF INPUT 50Ω” και στην έξοδο “RF Output” του αναλυτή, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.2



Σχήμα 4. 2: Μέτρηση με τον αναλυτή φάσματος

Η απόκριση του φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-2GHz παρουσιάζεται στο σχήμα 4.3, για περιοχή συχνοτήτων 0-3 GHz στο σχήμα 4.5 ενώ για περιοχή 0-6 GHz στο σχήμα 4.7. Σημειώνεται ότι κάθε φορά που μετράται η απόκριση σε διαφορετική ζώνη συχνοτήτων, προηγείται (εκ νέου) η διαδικασία κανονικοποίησης.



Σχήμα 4. 3: Απόκριση φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-2GHz



Σχήμα 4. 4: Ζώνη διέλευσης απόκρισης φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-2GHz

Παρατηρούμε (σχήμα 4.3) ότι η αποκοπή λαμβάνει χώρα ακριβώς στο 1 GHz και για την ακρίβεια στο 1.005 GHz. Η ζώνη μετάβασης εμφανίζει έντονη μεταβολή με αποτέλεσμα στα

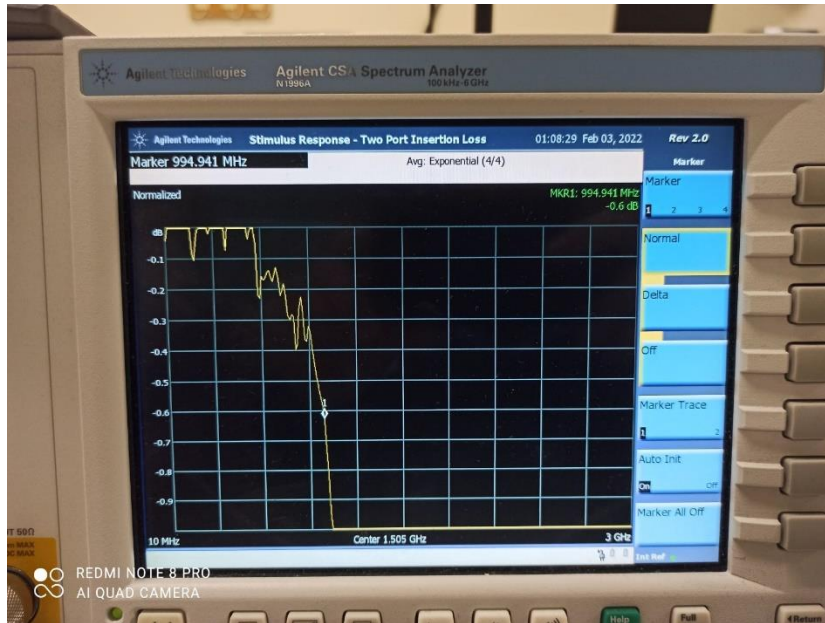
2GHz οι απώλειες να είναι περίπου 60 dB. Η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης είναι στο μεγαλύτερο μέρος της μικρότερη από 0.5 dB, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4. Επομένως ο υπολογισμός των διαστάσεων των στελεχών, ήταν αρκετά ακριβής ώστε να προκύψει η αποδεκτή αυτή απόκριση.

Παρατηρώντας την απόκριση στην περιοχή μέχρι 3 GHz (σχήμα 4.5) βλέπουμε ότι περίπου στα 2.2 GHz οι απώλειες της απόκρισης μειώνονται και από τα 60 dB πέφτουν στα 20 dB. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι ο Μετασχηματισμός Richard δεν αποτελεί τέλεια αντικατάσταση των συσσωρευμένων στοιχείων σε καταναμημένα, καθώς οι πυκνωτές και τα πηνία δεν συμπεριφέρονται όπως τα στελέχη. Όμοια συμπεριφορά παρατηρείται μόνο στη συχνότητα ω_c . Σε συχνότητες μεγαλύτερες από την ω_c δεν εμφανίζεται προσαρμογή μεταξύ των σύνθετων αντιστάσεων των στελεχών και των σύνθετων αντιστάσεων των συσσωρευμένων στοιχείων. Έτσι η απόκριση του φίλτρου δεν θυμίζει σε μορφή την επιθυμητή απόκριση και είναι περιοδική κατά συχνότητα που επαναλαμβάνεται κάθε $4\omega_c$ σύμφωνα με τη θεωρία. Η κυμάτωση όμως στη ζώνη διέλευσης είναι μικρότερη σε αυτή την περίπτωση και μάλιστα δεν φτάνει ποτέ την τιμή των 0.5 dB.



Σχήμα 4. 5: Απόκριση φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-3GHz

Η απόκριση στην περιοχή συχνοτήτων από 0-6 GHz (σχήμα 4.7) παρουσιάζει αποκοπή στο 1 GHz. Δεν παρατηρείται επανάληψη της απόκρισης στα 4GHz, όπως θα περιμέναμε από τη χρήση του Μετασχηματισμού Richard, αλλά μία συνεχής διακύμανση με απώλειες που λαμβάνουν τιμές μεταξύ 7-40 dB. Επομένως το φίλτρο δεν θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σε αυτή την περιοχή συχνοτήτων καθώς θα είχε σαν αποτέλεσμα κάποιες από τις συχνότητες αυτές να μην εμφανίσουν την απαιτούμενη εξασθένιση.



Σχήμα 4. 6: Ζώνη διέλευσης απόκρισης φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-3GHz



Σχήμα 4. 7: Απόκριση φίλτρου για περιοχή συχνοτήτων 0-6GHz

Κεφάλαιο 5^ο: Συμπεράσματα και προτάσεις βελτίωσης

Στην εργασία αυτή, μελετήθηκε η σχεδίαση και υλοποίηση μικροκυματικού χαμηλοπερατού φίλτρου με τη χρήση μικροταινίας. Αφού πραγματοποιήθηκαν οι κατάλληλοι μετασχηματισμοί ώστε να δημιουργηθούν κυκλώματα αποτελούμενα από στελέχη, έγινε μελέτη των αποκρίσεων των φίλτρων που υλοποιούνται με συσσωρευμένα και των αποκρίσεων φίλτρων που υλοποιούνται με κατανεμημένα στοιχεία. Κατά τη διάρκεια της μελέτης έγινε σύγκριση μεταξύ τριών διαφορετικών φίλτρων διαφορετικών παραμέτρων, με σκοπό να αποτυπωθεί ο τρόπος επιρροής αυτών των παραμέτρων στην απόκριση του φίλτρου. Η μελέτη έγινε σε τρία στάδια, της θεωρητικής σχεδίασης των φίλτρων, της προσομοίωσής τους και τέλος της υλοποίησης ενός εξ αυτών. Η υλοποίηση πραγματοποιήθηκε σε φωτοευαίσθητη πλακέτα FR-4 και το φίλτρο τοποθετήθηκε σε μεταλλικό κουτί. Οι μετρήσεις σε πραγματικές συνθήκες ολοκληρώθηκαν με τη χρήση αναλυτή φάσματος.

Ένα από τα συμπεράσματα στα οποία καταλήγουμε είναι πως σε μικροκυματικές συχνότητες της τάξης των 1-2 GHz η σχεδίαση με συσσωρευμένα στοιχεία είναι εφικτή αλλά όχι ιδανική. Παρ' ότι και τα 3 φίλτρα εμφάνισαν ικανοποιητική απόκριση όταν σχεδιάστηκαν με συσσωρευμένα στοιχεία, η απόκρισή τους βελτιώθηκε αρκετά όταν σχεδιάστηκαν με κατανεμημένα στοιχεία. Σε ό,τι αφορά τα επιμέρους χαρακτηριστικά κάθε φίλτρου, παρατηρήθηκε αλλαγή στις διαστάσεις των στελεχών με την αλλαγή της συχνότητας αποκοπής και της κυμάτωσης στη ζώνη διέλευσης. Πιο συγκεκριμένα, η αύξηση της συχνότητας οδήγησε σε μείωση με αναλογικό τρόπο του μήκους των στοιχείων ενώ αντίστοιχα η αύξηση της κυμάτωσης οδήγησε σε μείωση του πλάτους μερικών στοιχείων. Στην περίπτωση των φίλτρων με συχνότητα αποκοπής 1 GHz, οι αποκρίσεις των φίλτρων είναι πολύ καλές όπως και οι απώλειες στη ζώνη μετάβασης όμως το φίλτρο με συχνότητα αποκοπής στα 2 GHz εμφάνιζε επιπλέον απώλειες και η αποκοπή του δεν γινόταν στη συχνότητα που θα έπρεπε.

Συνολικά, η σχεδίαση ενός φίλτρου απαιτεί πολύ ακριβείς υπολογισμούς κάτι το οποίο διευκολύνεται με τη χρήση προγραμμάτων προσομοίωσης. Μέσω του ADS καταφέραμε να μελετήσουμε αρκετά κυκλώματα και διαγράμματα με σχετικά εύκολο τρόπο. Η απόκριση του φίλτρου που τελικά υλοποιήθηκε, κατά τη μέτρησή του με τον αναλυτή φάσματος ήταν πολύ ικανοποιητική, κάτι το οποίο οφείλεται όπως έχει ξανά ειπωθεί στις ακριβείς διαστάσεις των στοιχείων και την σωστή διαδικασία αποχάλκωσης.

Θα ήταν ενδιαφέρον να ερευνηθεί περαιτέρω η επίδραση της αλλαγής συχνότητας στις παραμέτρους της πλακέτας οι οποίες στη συγκεκριμένη εργασία θεωρήθηκαν σχεδόν αμετάβλητες. Παρ' όλα αυτά, θα ήταν χρήσιμο να αποδειχθεί εάν υπάρχει και σε τι βαθμό επίδραση στην απόκριση του φίλτρου.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Σ.Α.Πακτίτης, *Αναλογικά Φίλτρα*, Αθήνα: Εκδόσεις ΙΩΝ, 2007.
- [2] D.M.Pozar, *Μικροκυματική Τεχνολογία*, Αθήνα: Εκδόσεις ΙΩΝ, 2004.
- [3] Τ.Β. Γιούλτσης και Ε.Ε. Κριεζής, *Μικροκύματα Θεωρία και Εφαρμογές*. Μτφρ. Κ. Λιολιούσης. Αθήνα: Εκδόσεις ΤΖΙΟΛΑ, 2021.
- [4] K.Rajasekaran, J.Jayalakshmi and T.Jayasankar, “Design and Analysis of Stepped Impedance Microstrip Low Pass Filter Using ADS Simulation Tool for Wireless Applications,” *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol.3, no. 8, pp. 1-5, Aug. 2013.
- [5] T. Ninikrishna and Dr.K.Sreelakshmi, “An easy way to design and analyze a microstrip low pass filter using ADS FORX-BAND,” *International Journal of Advance Engineering and Research Development*, vol. 2, no. 4, pp. 144-152, Apr. 2015.
- [6] Ν. Αλεξιάκης, Σ. Αμπατζής, Γ. Γκουγκούσης, Β. Κουντούρης, Ν. Μοσχοβίτης, Σ. Οβαδίας, Κ. Πετρόχειλος, Μ. Σαμπράκος και Α. Ψαλίδας, *Φυσική Γενικής Παιδείας Β' Τάξης Γενικού Λυκείου*, Αθήνα: ΙΤΥΕ Διόφαντος, 2013.
- [7] I. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, London: The Institution of Engineering and Technology, 2001.
- [8] Bungard, “Original Bungard presensitized base material FR4”, FR4 Technical Data, Feb. 2021.