

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

2^ο ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ

Σχεδιασμός μικροκυματικών φίλτρων

Όνοματεπώνυμο Φοιτητή : _____ ΑΦΜ : _____ .

Ημερομηνία Παραλαβής : _____ Ημερομηνία Παράδοσης : _____ .

1. **ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΧΑΜΗΛΟΠΕΡΑΤΩΝ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ.**
2. **ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΥΨΗΠΕΡΑΤΩΝ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ.**
3. **ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΖΩΝΟΠΕΡΑΤΩΝ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ.**
4. **ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΑΠΟΚΟΠΗΣ ΖΩΝΗΣ**

Το 2^ο εργαστήριο περιλαμβάνει το σχεδιασμό των εξής 4^{ων} μικροκυματικών φίλτρων :

Κάθε φοιτητής αναλαμβάνει το σχεδιασμό δύο φίλτρων ως εξής :

Τελευταίο ψηφίο ΑΦΜ = άρτιος αριθμός :

1. *Σχεδιασμός χαμηλοπερατού φίλτρου*
2. *Σχεδιασμός φίλτρου αποκοπής ζώνης*

Τελευταίο ψηφίο ΑΦΜ = περιττός αριθμός :

- 1. Σχεδιασμός υπερηχητικού φίλτρου*
- 2. Σχεδιασμός ζωνοπερατού φίλτρου*

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

1. Σχεδιασμός Χαμηλοπερατών Μικροκυματικών Φίλτρων.....	4
ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΧΑΜΗΛΟΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ.....	5
2. Σχεδιασμός υψηπερατών μικροκυματικών φίλτρων.....	8
Υψηπερατά φίλτρα.....	9
Α) Μετασχηματισμός Richard.....	9
Β) Ταυτότητες Kuroda.....	9
Σχεδιασμός υψηπερατού φίλτρου με μικροταινιακές γραμμές	10
3. Σχεδιασμός ζωνοπερατών μικροκυματικών φίλτρων.....	13
ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΖΩΝΟΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ.....	14
4. Σχεδιασμός μικροκυματικών φίλτρων αποκοπής ζώνης.....	18
Φίλτρα αποκοπής Ζώνης.....	19
ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΑΠΟΚΟΠΗΣ ΖΩΝΗΣ.....	21
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	23
1. Προσδιορισμός των κυκλωματικών παραμέτρων για τα πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα.....	23
2. Προσδιορισμός των g-παραμέτρων για τα πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα τύπου Butterworth και Chebychev.....	23
Αντιστάσεις Z_h και Z_l	25

1. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΧΑΜΗΛΟΠΕΡΑΤΩΝ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ

ΦΪΛΤΡΩΝ

Να σχεδιαστεί ένα φίλτρο μεγίστης επιπεδότητας (τύπου Butterworth) με συχνότητα αποκοπής $f_c=(1+0.1N_1)$ GHz, όπου N_1 =τελευταίο ψηφίο ΑΦΜ σας, πρέπει να έχει τουλάχιστον $(15+N_1)$ dB απώλεια εισαγωγής σε συχνότητα $f=(1.3+0.2N_1)$ GHz.

Η χαρακτηριστική αντίσταση του φίλτρου είναι $Z_0=50 \Omega$ ενώ σχεδιάζεται σε δύο αντιστάσεις Z_h (high impedance) και Z_L (low impedance). Οι τιμές των δύο αυτών αντιστάσεων υπολογίζονται προσεγγιστικά από τα αντίστοιχα διαγράμματα των σημειώσεων. Προκειμένου να ισχύουν οι προσεγγίσεις που έγιναν κατά τον σχεδιασμό, πρέπει η Z_h να είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερη (να τείνει στο άνω όριο), ενώ η Z_L πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερη (να τείνει στο κάτω όριο). Θεωρείστε υπόστρωμα με χαρακτηριστικά $\epsilon_r=4.5$, $\tan\delta=0.01$ και πάχος $h=0.45\text{mm}$.

Ακολουθήστε την εξής διαδικασία :

1. Υπολογίστε τους βαθμούς ελευθερίας που θα έχει το φίλτρο.
2. Σχεδιάστε το ισοδύναμο κύκλωμα του αντίστοιχου πρωτότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου.
3. Δώστε τις τιμές των στοιχείων του κυκλώματος του φίλτρου (g_1 ως g_n)
4. Επιλέξτε κατά προσέγγιση τις τιμές των Z_h και Z_L με τη βοήθεια των διαγραμμάτων που δίνονται στις σημειώσεις.
5. Υπολογίστε τα αντίστοιχα ηλεκτρικά μήκη των γραμμών που θα αντικαταστήσουν τα πηνία σειράς και τους παράλληλους πυκνωτές.
6. Θεωρείστε αρχικά μηδενικές απώλειες διηλεκτρικού $\tan\delta=0$. Εισάγεται στο ADS τις παραπάνω τιμές που υπολογίσατε και εκτυπώστε το χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος και την απόκριση του φίλτρου. Επαναλάβετε με τις πραγματικές απώλειες του διηλεκτρικού $\tan\delta=0.01$.
7. Συγκρίνεται την απόδοση του φίλτρου με τις προδιαγραφές του, τι παρατηρείται;

Που οφείλονται οι διαφορές;

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΧΑΜΗΛΟΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ

Σκοπός μας είναι να σχεδιάσουμε ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με τις ακόλουθες

προδιαγραφές :

- Μεγίστης επιπεδότητας στη ζώνη διέλευσης (Butterworth).
- Συχνότητα αποκοπής $f_c=1.2\text{GHz}$
- Απώλεια εισαγωγής τουλάχιστον ίση με **17dB** στη συχνότητα $f=1.7\text{GHz}$.

1) Αρχικά σχεδιάζεται το χαμηλοπερατό φίλτρο με τη μορφή των συγκεντρωμένων στοιχείων. Γνωρίζουμε ότι :

$$\frac{\omega}{\omega_c} - 1 = \frac{f}{f_c} - 1 = 0.42$$

Από τη γραφική παράσταση του *σχήματος* π -2 του παραρτήματος, παρατηρούμε ότι για απώλεια εισαγωγής $L_A \sim 17\text{dB}$, το χαμηλοπερατό φίλτρο πρέπει να έχει τουλάχιστον $n=6$ βαθμούς ελευθερίας.

2) Το πρωτότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο δίνεται στο παρακάτω σχήμα

Σχήμα 1. Το κύκλωμα του πρωτότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου

3) Από τον πίνακα π -1 του παραρτήματος βρίσκουμε τις τιμές των στοιχείων του κυκλώματος του χαμηλοπερατού φίλτρου.

$$g_1 = 0.517 = C_1$$

$$g_2 = 1.414 = L_2$$

$$g_3 = 1.932 = C_3$$

$$g_4 = 1.932 = L_4$$

$$g_5 = 1.414 = C_5$$

$$g_6 = 0.517 = L_6$$

4) **Επιλογή Z_h, Z_L .** Από το διάγραμμα της σελίδας 29 και 30 των σημειώσεων, παρατηρούμε ότι για $\epsilon_r=3.78$, η οποία είναι πολύ κοντά στην τιμή $\epsilon_r=4.15$, οι τιμές της χαρακτηριστικής αντίστασης κυμαίνονται από $Z_{\min}=27\Omega$ για $w/h=5$ έως $Z_{\max}=160\Omega$ για $w/h=0.11$, όπου το w είναι το πλάτος της γραμμής. Για να αποφύγουμε τις υπερβολικά μεγάλες στενές και υπερβολικά φαρδιές γραμμές επιλέγουμε $Z_h=90\Omega$ και $Z_L=10\Omega$. Η

επιλογή αυτή εξασφαλίζει την αποφυγή των υπερβολικά μεγάλων παρασιτικών στοιχείων στις διασυνδέσεις στενής-πλατιάς γραμμής. Όμως, όσον αφορά την $Z_h=90 \Omega$ παρατηρούμε πως γι' αυτήν την τιμή το πλάτος της γραμμής γίνεται 0.257mm που είναι μια οριακή, από κατασκευαστική πλευρά, τιμή επομένως παίρνουμε τελικά $Z_h=85 \Omega$.

5) Στη συνέχεια τα πηνία σειράς με αυτεπαγωγή L αντικαθίστανται με γραμμές υψηλής χαρακτηριστικής αντίστασης $Z_h = 85\Omega$ με ηλεκτρικό μήκος

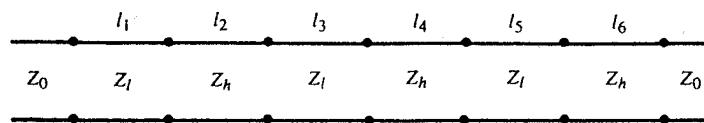
$$\beta l = \frac{LZ_o}{Z_h} \quad (1)$$

Ενώ οι παράλληλοι πυκνωτές αντικαθίστανται με γραμμές χαρακτηριστικής αντίστασης $Z_L = 10\Omega$ με ηλεκτρικό μήκος

$$\beta l = \frac{CZ_L}{Z_o} \quad (2)$$

Το τελικό κύκλωμα του φίλτρου δίνεται στο παρακάτω σχήμα 2, όπου $Z_L = 10\Omega$ και $Z_h=90\Omega$, ενώ το ηλεκτρικά μήκη των γραμμών είναι :

$$\begin{aligned} \beta l_1 &= g_1 \frac{Z_L}{Z_o} = 5.9^\circ & \beta l_2 &= g_2 \frac{Z_o}{Z_h} = 47.67^\circ \\ \beta l_3 &= g_3 \frac{Z_L}{Z_o} = 22.14^\circ & \beta l_4 &= g_4 \frac{Z_o}{Z_h} = 65.11^\circ \\ \beta l_5 &= g_5 \frac{Z_L}{Z_o} = 16.20^\circ & \beta l_6 &= g_6 \frac{Z_o}{Z_h} = 17.42^\circ \end{aligned}$$



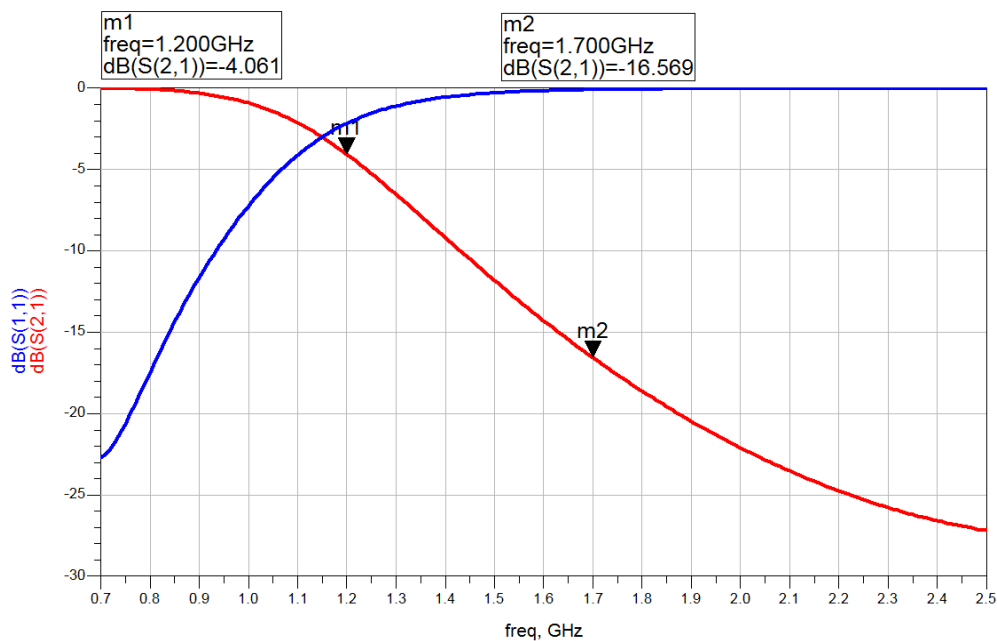
Σχήμα 2. Το τελικό κύκλωμα του πρωτότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου με γραμμές μεταφοράς.

Αξίζει να σημειωθεί ότι το φίλτρο αυτό μπορεί να υλοποιηθεί με οποιαδήποτε τεχνολογία γραμμών μεταφοράς (ομοαξονική, κυματοδηγού, μικροταινιακή, ταινιογραμμική), αρκεί να έχει το κατάλληλο ηλεκτρικό μήκος και την κατάλληλη χαρακτηριστική αντίσταση. Εδώ θα χρησιμοποιήσουμε μικροταινιακή γραμμή για λόγους ευκολίας και επειδή είναι η συνηθέστερη.

- 6) Εισάγουμε στο ADS τις παραπάνω τιμές που υπολογίσαμε και προκύπτει το χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος με ιδανικά στοιχεία που δίνεται παρακάτω (σχήμα 3), ενώ επίσης δίνεται και η απόκριση του φίλτρου όπως προκύπτει από την προσομοίωση (σχήμα 4).

Σχήμα 3. Το μοντέλο ADS του φίλτρου υλοποιημένο με ιδανικές γραμμές.

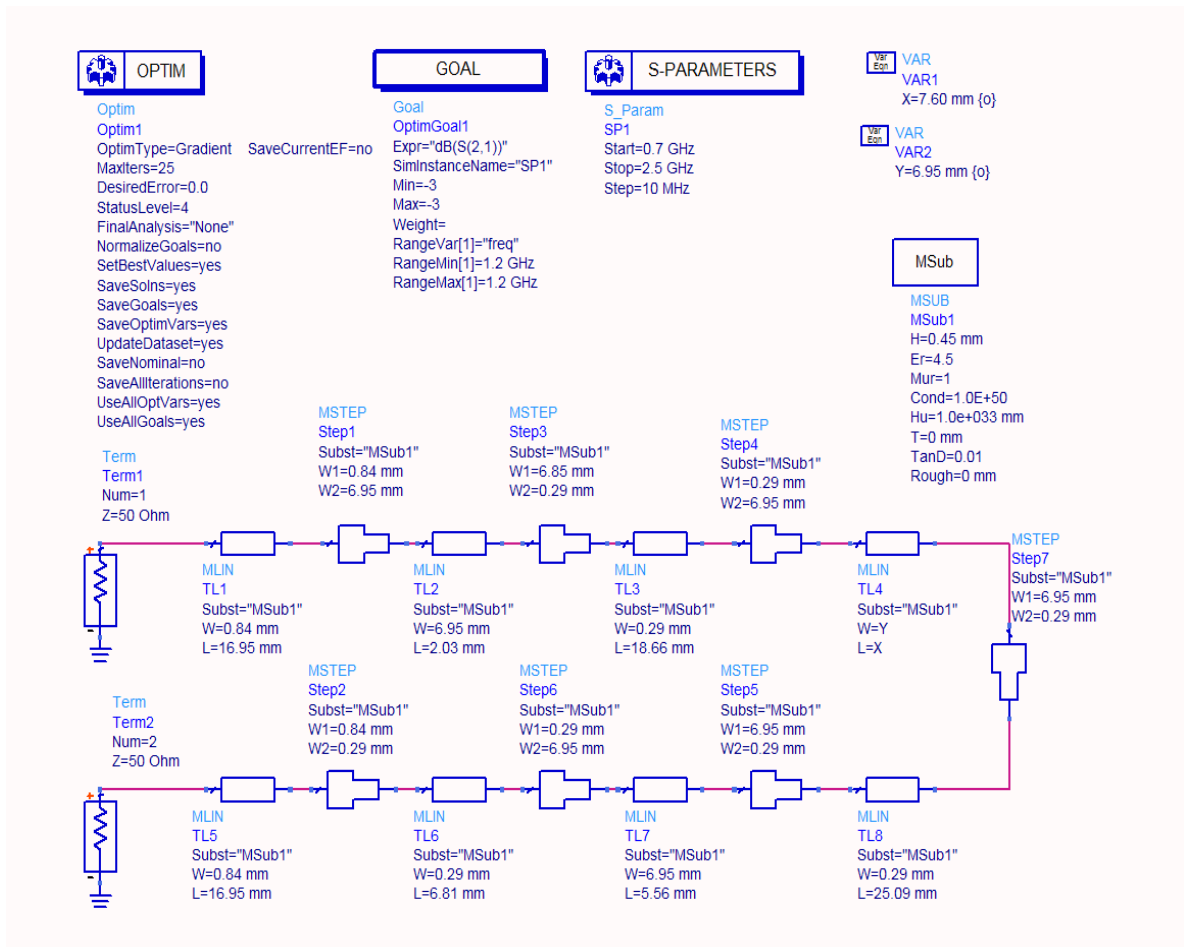
S-PARAMETERS



Σχήμα 4. Η απόκριση του φίλτρου με ιδανικά στοιχεία.

Από το σχήμα 4, παρατηρούμε ότι για $f=1.2$ GHz η απώλεια εισαγωγής $S_{21}=-4.09$ dB. Δηλαδή έχουμε μια μετακίνηση της συχνότητας αποκοπής προς τα κάτω, αφού για $S_{21}=-3$ dB έχουμε $f=f_c$. Αυτό οφείλεται κυρίως στη προσέγγιση από την οποία προέκυψαν οι εξισώσεις σχεδιασμού 1 και 2. Σε πακέτα σχεδιασμού που διαθέτουν βελτιστοποίηση, όπως το ADS, είναι πολύ εύκολο να γίνει μια μικρή διόρθωση των χαρακτηριστικών αυτών και των μηκών των γραμμών.

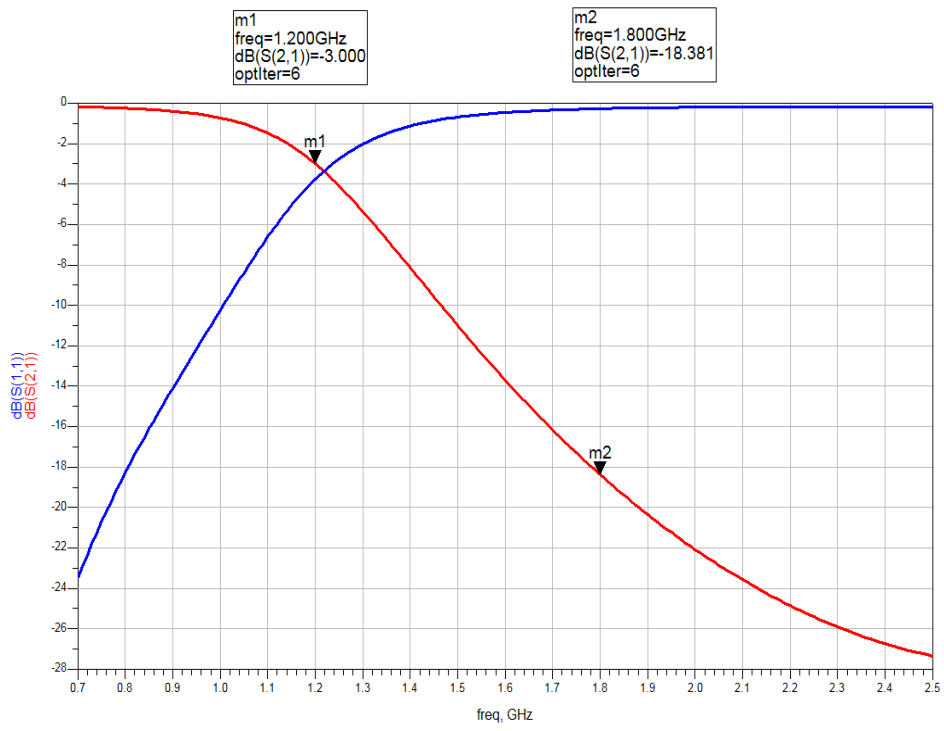
- 7) Επαναλαμβάνουμε το βήμα (6) χρησιμοποιώντας τώρα πραγματικές γραμμές. Το αντίστοιχο μοντέλο φαίνεται στο σχήμα 5 ενώ η απόκριση στο σχήμα 6.



Σχήμα 5. Το μοντέλο ADS του φίλτρου υλοποιημένο με πραγματικές γραμμές.

Στο σχήμα 5 βλέπουμε μια ιδιαιτερότητα. Έχουμε εφαρμόσει τεχνικές βελτιστοποίησης. Επειδή, όπως είπαμε, τα στοιχεία που βρήκαμε στο βήμα 5 είναι προσεγγιστικά και μάλιστα παρουσιάζουν ολίσθηση συχνότητας ακόμα και όταν υλοποιούνται με ιδανικές γραμμές, μια διαδικασία βελτιστοποίησης είναι απαραίτητη και αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι ενός πραγματικού σχεδιασμού.

Στο σχήμα 6 βλέπουμε πως η απόκριση του βελτιστοποιημένου φίλτρου έχει συμπεριφορά που συμφωνεί με τις απαιτούμενες προδιαγραφές.



Σχήμα 6. Η απόκριση του φίλτρου υλοποιημένου με πραγματικές γραμμές.

2. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΥΨΗΠΕΡΑΤΩΝ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

Να σχεδιαστεί **υψηπερατό φίλτρο** τύπου **Chebyshev** με μέγιστη κυμάτωση 0.5dB, συχνότητα αποκοπής $f_c=(1.3+N_1)$ GHz, όπου N_1 = τελευταίο ψηφίο του ΑΦΜ σας και απώλειες εισαγωγής τουλάχιστον **(25-N1) dB** σε συχνότητα $f_1=(1+0.1 \cdot N_1)$ GHz. Ο σχεδιασμός θα γίνει αρχικά με διακριτά στοιχεία και στη συνέχεια το φίλτρο θα υλοποιηθεί με μικροταινιακές γραμμές σε υπόστρωμα εποξικού υλικού ($\epsilon_r=4.5$, $\tan\delta=0.01$, πάχος $h=0.508\text{mm}$).

Ακολουθήστε την εξής διαδικασία :

1. Υπολογίστε την τάξη του φίλτρου N .
2. Βρείτε από τους πίνακες τα στοιχεία του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου και σχεδιάστε το αντίστοιχο κύκλωμα.
3. Εφαρμόστε τους μετασχηματισμούς συχνότητας και αντίστασης και βρείτε τις τιμές των πυκνωτών και των πηνίων του υψηπερατού φίλτρου
4. Εφαρμόστε τους μετασχηματισμούς του Richard και τις σχέσεις μετατροπής των πυκνωτών σε πηνία και δώστε την υλοποίηση του φίλτρου με μικροταινιακές γραμμές. Υπολογίστε τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις και τα μήκη των γραμμών σε mm.
5. Σχεδιάστε το φίλτρο στο ADS και δώστε τα διαγράμματα της απόκρισης του με τη συχνότητα. Σχολιάστε την απόκριση του.

Υψηπερατά φίλτρα

Προτού προχωρήσουμε στο σχεδιασμό του φίλτρου είναι απαραίτητο να αναλύσουμε κάποιες βασικές σχέσεις και μετασχηματισμούς που χρησιμοποιούνται στο σχεδιασμό φίλτρων.

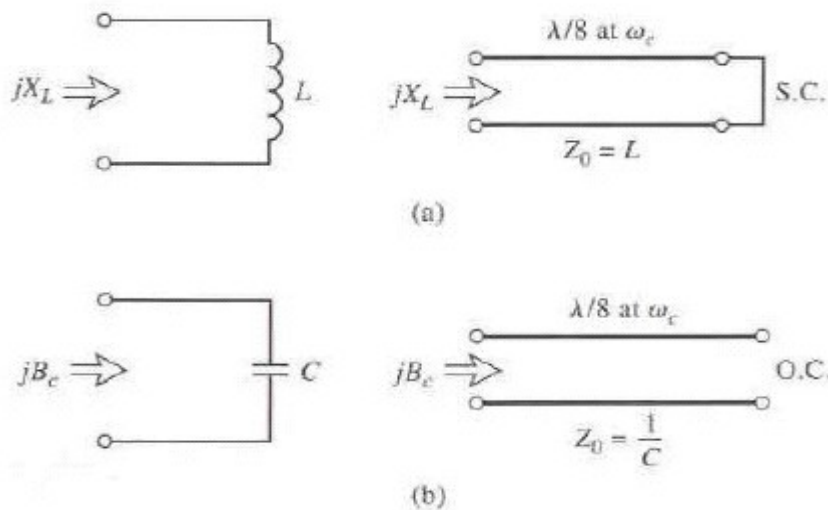
A) Μετασχηματισμός Richard

Ο μετασχηματισμός Richard ορίζεται σύμφωνα με την παρακάτω σχέση.

$$\Omega = \tan \beta l = \tan \left(\frac{\omega l}{u_p} \right)$$

Σύμφωνα λοιπόν με το μετασχηματισμό αυτό μπορούμε να μετασχηματίσουμε πηνία και πυκνωτές σε παράλληλα ανοιχτοκυκλωμένα και βραχυκυκλωμένα stub.

Ο μετασχηματισμός αυτός φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Όπως βλέπουμε τα πηνία αντιστοιχούν σε βραχυκυκλωμένα stub μήκους $\lambda/8$ και οι πυκνωτές σε ανοιχτοκυκλωμένα stub. Αν τα μήκη και οι τιμές των χαρακτηριστικών αντιστάσεων που προκύπτουν από το μετασχηματισμό δεν είναι πρακτικά υλοποιήσιμα τότε μπορούμε να αλλάξουμε κάπως το μήκος και την αντίσταση ώστε να ισχύει πάλι η σχέση του Richard.

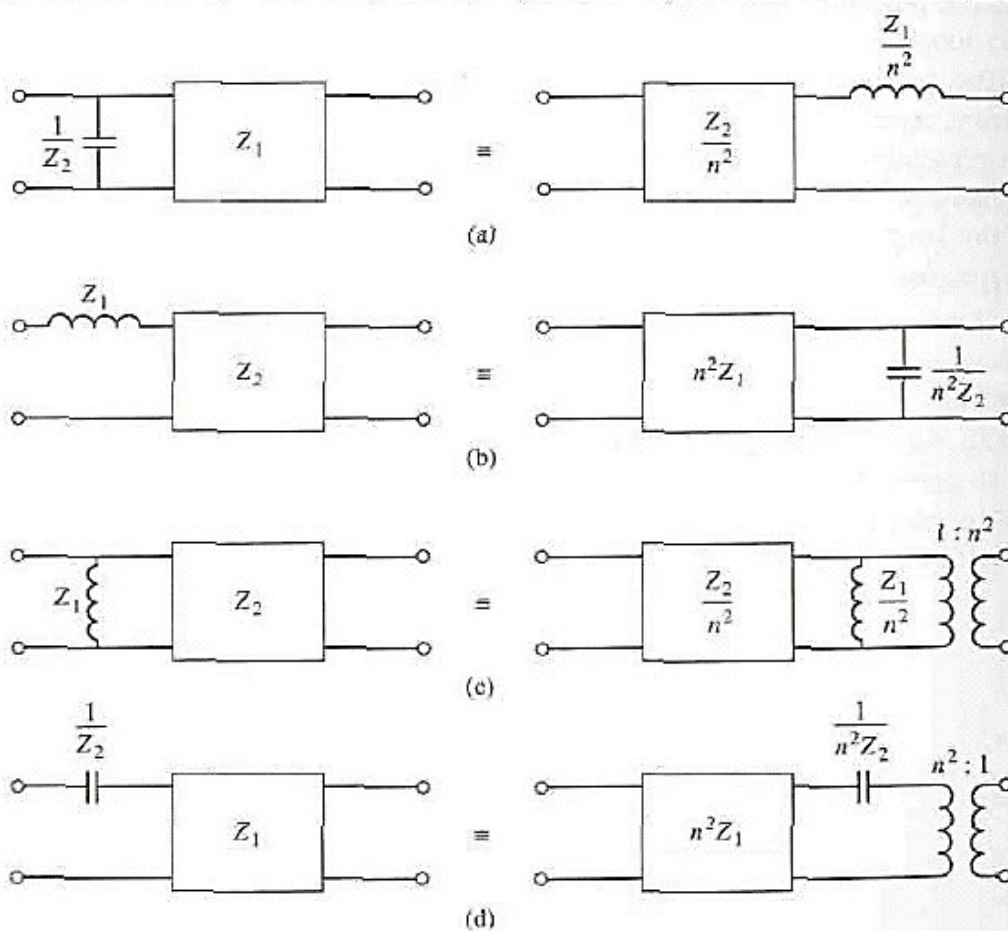
B) Ταυτότητες Kuroda

Οι ταυτότητες του Kuroda χρησιμοποιούνται ώστε να προσθέτουν κάποια τμήματα γραμμών ή να μετασχηματίζουν κάπα αλλά ώστε να είναι πιο πρακτικός ο σχεδιασμός φίλτρων. Οι ταυτότητες Kuroda λοιπόν εκτελούν τις εξής λειτουργίες:

- Εισάγουν φυσικό διαχωρισμό των stub.
- Μετασχηματίζουν σειριακά stub σε παράλληλα και το αντίστροφο.
- Μετασχηματίζουν τις μη υλοποιήσιμες χαρακτηριστικές αντιστάσεις σε περισσότερο πρακτικά μεγέθη.

Οι τέσσερις βασικές ταυτότητες του Kuroda φαίνονται στο παρακάτω σχήμα όπου κάθε δίθυρο αντιπροσωπεύει ένα μοναδιαίο στοιχείο μήκους $\lambda/8$ στην κεντρική συχνότητα του φίλτρου.

TABLE 8.7 The Four Kuroda Identities



where $n^2 = 1 + Z_1/Z_2$

Σχεδιασμός υπερυπερατού φίλτρου με μικροταινιακές γραμμές

Σκοπός : Ο σχεδιασμός υπερυπερατού φίλτρου τύπου **Chebyshev** με συχνότητα αποκοπής $f_c=1.5\text{GHz}$, απώλειες εισαγωγής **23dB** σε συχνότητα $f=1.2\text{GHz}$ και μέγιστη κυμάτωση **0.5dB**. Η υλοποίηση πραγματοποιείται σε υπόστρωμα εποξικού υλικού ($\epsilon_r=4.5$, $\tan\delta=0.01$, πάχος $h=0.508\text{mm}$).

Λιαδικασία

Πρώτα μετατρέπουμε το υπερυπερατό φίλτρο στο αντίστοιχο χαμηλοπερατό για το οποίο οι γραφικές παραστάσεις των αποκρίσεων είναι γνωστές. Μετασχηματισμός συχνότητας:

$$\omega \rightarrow -\frac{\omega_c}{\omega}$$

Αντικαθιστώντας έχουμε: $\omega \rightarrow -\frac{\omega_c}{\omega} = -\frac{1.5}{1.2} = -1.25$

Έτσι για το αντίστοιχο πρωτότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο ισχύει:

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = \left| \frac{1.25}{1} \right| - 1 = 0.25$$

Από τα διαγράμματα της θεωρίας παρατηρούμε ότι για απώλεια εισαγωγής πάνω από 23dB

και $\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = 0.25$ πρέπει $n=7$ (φίλτρο έβδομης τάξης).

Αρχικά λοιπόν σχεδιάζουμε το αντίστοιχο πρωτότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο έβδομης τάξης (σχήμα 1), βάσει των πινάκων της θεωρίας για φίλτρο τυπου Chebyshev και μέγιστη κυμάτωση 0.5dB.

Σχήμα 1. Πρωτότυπο LPF με τη χρήση στοιχείων LC

Τα στοιχεία του πρωτότυπου LPF φίλτρου του σχήματος 1 έχουν τις εξής τιμές:

$$\begin{aligned}g_1 = C_1 = 1.737 & \quad g_2 = L_2 = 1.258 \\g_3 = C_3 = 2.638 & \quad g_4 = L_4 = 1.344 \\g_5 = C_5 = 2.638 & \quad g_6 = L_6 = 1.258 \\g_7 = C_7 = 1.737 & \end{aligned}$$

Στη συνέχεια, μετασχηματίζουμε το πρωτότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο στο αντίστοιχο υψηλερατό, σύμφωνα με τους μετασχηματισμούς αντίστασης και συχνότητας και υπολογίζουμε τα στοιχεία του σύμφωνα με το σχήμα 2.

Σχήμα 2. Μετασχηματισμοί στοιχείων

Έτσι, το χαμηλοπερατό φίλτρο του σχήματος 1 μετασχηματίζεται σε αυτό του σχήματος 3.

Σχήμα 3. Υψηλερατό φίλτρο

Οι τιμές των στοιχείων του ισούνται με:

$$\begin{aligned} L_1 &= 3.82 \text{ nH} & C_2 &= 2.11 \text{ pF} \\ L_3 &= 2.51 \text{ nH} & C_4 &= 1.99 \text{ pF} \\ L_5 &= 2.51 \text{ nH} & C_6 &= 2.11 \text{ pF} \\ L_7 &= 3.82 \text{ nH} & & \end{aligned}$$

Σύμφωνα με τους μετασχηματισμούς του **Richard** (Pozar σελ. 463), οι πυκνωτές και τα πηνία ισοδυναμούν με stub ανοιχτοκυκλωμένα και βραχυκυκλωμένα μήκους $\lambda_g/8$ και χαρακτηριστικής αντίστασης $Z_0=1/C\omega_c$ και $Z_0=L\omega_c$ αντίστοιχα. Σύμφωνα με αυτό το μετασχηματισμό οι εν σειρά πυκνωτές αντικαθίστανται με ισοδύναμα εν σειρά ανοιχτοκυκλωμένα stub. Για να αποφευχθεί η ύπαρξη stub σε σειρά μετατρέπουμε τους πυκνωτές σειράς σε ισοδύναμα παράλληλα στοιχεία. Η διαδικασία αυτή δε μπορεί να πραγματοποιηθεί με τη βοήθεια των ταυτοτήτων του Kuroda, διότι σύμφωνα με αυτές το ισοδύναμο κύκλωμα ενός σειριακού πυκνωτή δίνει πάλι ένα πυκνωτή σειράς. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται ένας αντιστροφέας αντίστασης, ο οποίος μετατρέπει το σειριακό πυκνωτή σε ένα ισοδύναμο κύκλωμα που περιλαμβάνει ένα παράλληλο πηνίο και δυο γραμμές $\lambda_g/4$ εκατέρωθεν αυτού όπως φαίνεται στο σχήμα 4.

Σχήμα 4. Ισοδύναμο κύκλωμα εν σειρά πυκνωτή

Η γραμμή $\lambda_g/4$ χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω που συνδέεται με τις θύρες 1 και 2 μπορεί να παραληφθεί, εφόσον δεν επηρεάζει τη συμπεριφορά του φίλτρου (σχήμα 5). Η τιμή του αντίστοιχου παράλληλου πηνίου υπολογίζεται από τον τύπο του αντιστροφέα αντίστασης.

$$\left| L_{\text{παράλληλο}} \right| = K^2 \left| C_{\text{σειρας}} \right|$$

όπου $K=Z_0$: η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής $\lambda_g/4$. Θεωρώντας $Z_0=K=50\Omega$ μετατρέπουμε τους εν σειρά πυκνωτές σε παράλληλα πηνία, οπότε το ισοδύναμο του σχήματος 3 μετατρέπεται σε αυτό του σχήματος 5.

Σχήμα 5. Μετασχηματισμένο HPF με αντιστροφείς αντίστασης

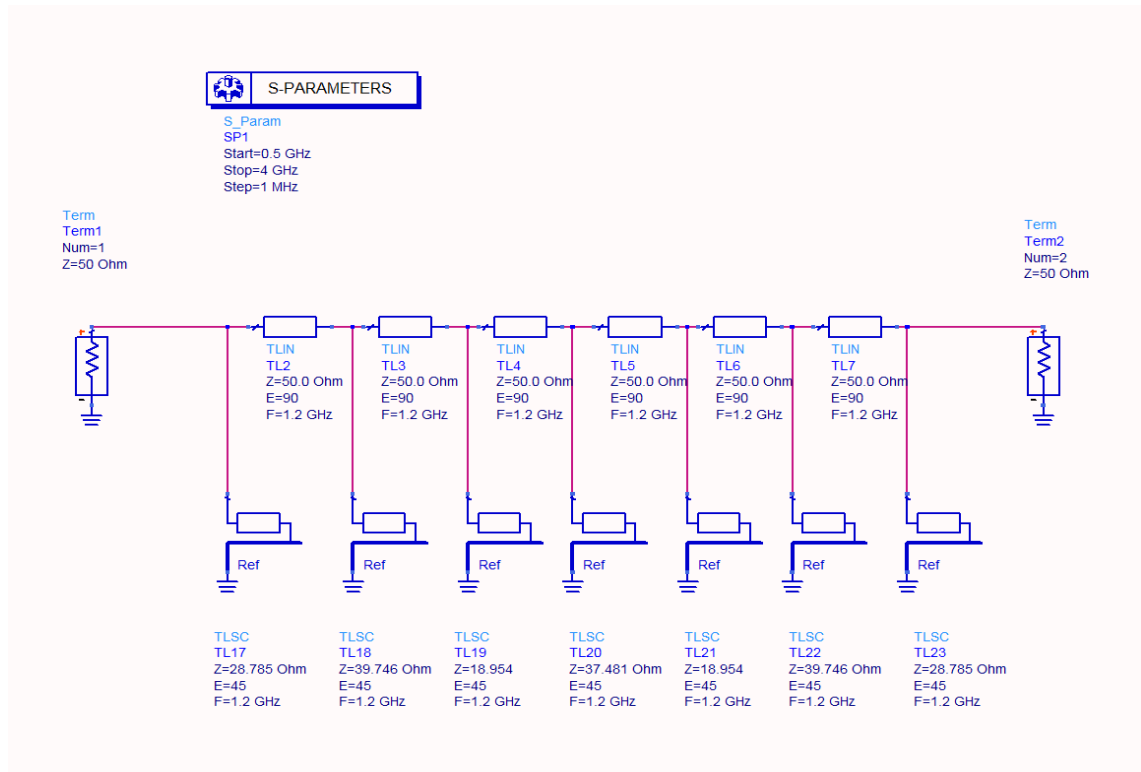
Στη συνέχεια μετατρέπουμε τα παράλληλα πηνία σε παράλληλα βραχυκυκλωμένα stub, σύμφωνα με τους μετασχηματισμούς του **Richard**. Το μήκος του **κάθε stub έχει μήκος $\lambda_g/8$** και η χαρακτηριστική αντίσταση που υπολογίζεται με βάση τη σχέση:

$$Z_{0,i} = L_i \omega_c, \quad i = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$$

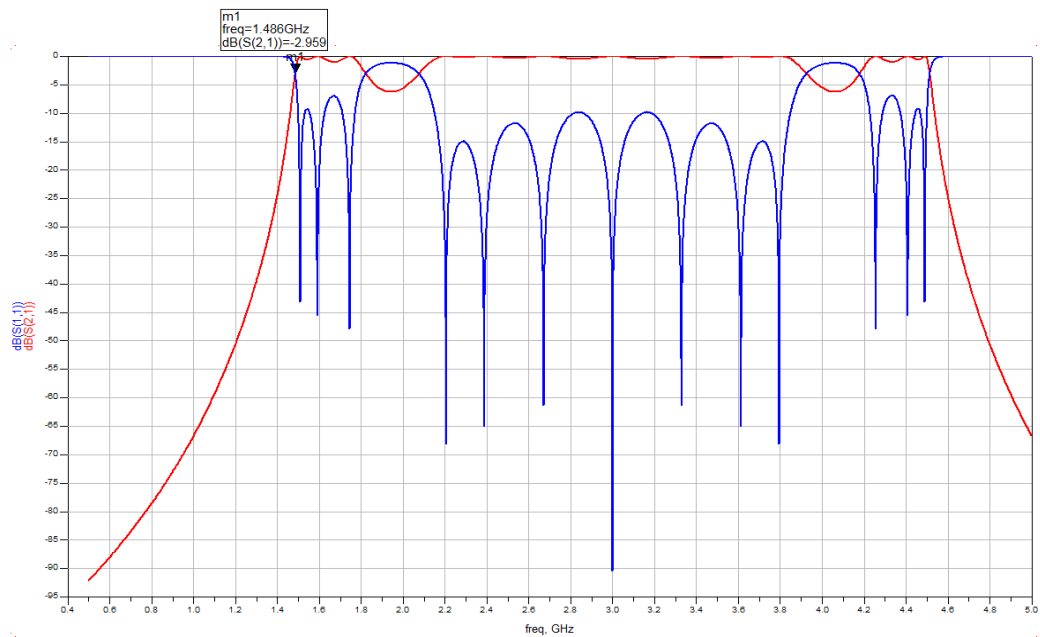
Οι τιμές των stub που βρίσκουμε ισούνται με:

$$\begin{array}{ll} Z_{0,1} = 28.785 \, \Omega & Z_{0,5} = 18.954 \, \Omega \\ Z_{0,2} = 39.746 \, \Omega & Z_{0,6} = 39.746 \, \Omega \\ Z_{0,3} = 18.954 \, \Omega & Z_{0,7} = 28.785 \, \Omega \\ Z_{0,4} = 37.481 \, \Omega & \end{array}$$

Στο σχήμα 6 δίνεται ο σχεδιασμός του φίλτρου στο πρόγραμμα ADS. Ενώ ο αρχικός σχεδιασμός του φίλτρου έγινε για συχνότητα αποκοπής 2.4GHz παρατηρούμε ότι υπάρχει μια μετατόπιση στη συχνότητα όταν αυτό σχεδιαστεί με μικροταινιακές γραμμές. Για να έχουμε τα βέλτιστα επιθυμητά αποτελέσματα πρέπει να γίνει βελτιστοποίηση του φίλτρου (optimization), αυτό όμως απαιτεί ειδικά σχεδιαστικά πακέτα μικροκυματικών κυκλωμάτων και δεν γίνεται με το Puff. Αυτό που μπορούμε να κάνουμε στο Puff είναι να μεταβάλουμε εμπειρικά τα μήκη και τα πάχη των γραμμών ώστε να προσπαθήσουμε να έχουμε απόκριση ταυτόσημη με αυτή των προδιαγραφών.



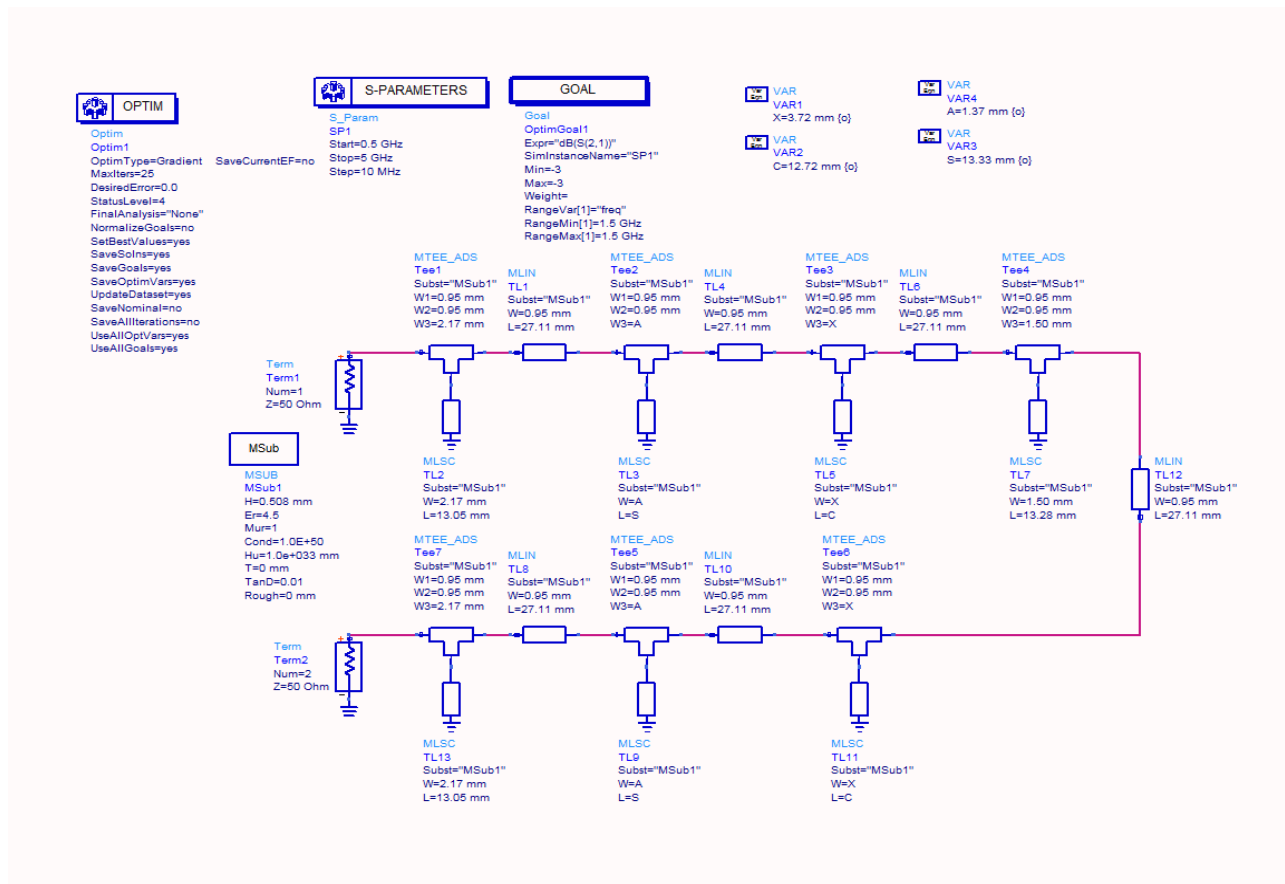
Σχήμα 6. Το μοντέλο ADS του υπερηρατού φίλτρου υλοποιημένο με ιδανικές γραμμές.



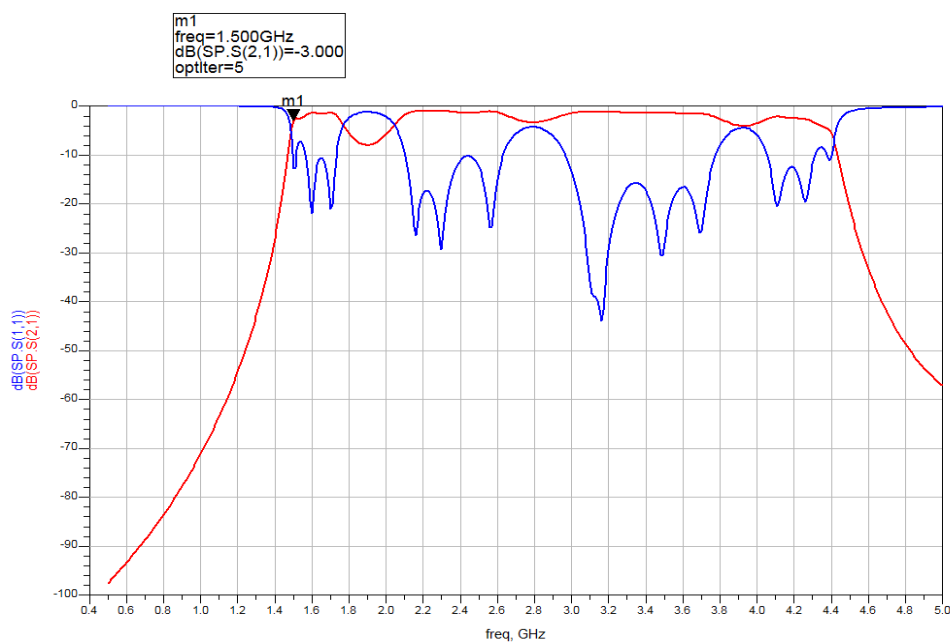
Σχήμα 7. Απόκριση του ιδανικού φίλτρου του σχήματος 6

Παρατηρώντας το σχήμα 7 βλέπουμε πως πάλι υπάρχει ολίσηση της συχνότητας αποκοπής πράγμα που απαιτεί βελτιστοποίηση.

Στο σχήμα 8 φαίνεται η υλοποίηση του φίλτρου του σχήματος 6 με πραγματικές γραμμές όπου έχει γίνει και βελτιστοποίηση. Η απόκριση του δίνεται στο σχήμα 9 όπου, όπως, μπορούμε να δούμε έχουν επιτευχθεί όλες οι ζητούμενες προδιαγραφές.



Σχήμα 8. Το μοντέλο ADS του υπερηχητικού φίλτρου υλοποιημένο με πραγματικές γραμμές.



Σχήμα 9. Απόκριση του ιδανικού φίλτρου του σχήματος 8

3. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΖΩΝΟΠΕΡΑΤΩΝ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

Να σχεδιαστεί ένα ζωνοπερατό φίλτρο τύπου **Chebyshev** με κυμάτωση **0.5 dB** με κεντρική συχνότητα $f_0 = (1 + 0.1 \wedge N_1) \text{GHz}$, όπου N_1 =τελευταίο ψηφίο ΑΦΜ σας, και εύρος ζώνης $\text{BW} = 0.15f_0$. Ακόμη να έχει τουλάχιστον $(6 + 2N_1) \text{dB}$ απώλεια εισαγωγής σε συχνότητα $f = (0.94 - N_1/100)f_0 \text{ GHz}$. Η χαρακτηριστική αντίσταση του φίλτρου είναι $Z_0 = 50 \Omega$ ενώ σχεδιάζεται χρησιμοποιώντας τυπωμένες συζευγμένες γραμμές. Το υπόστρωμα που έχετε στη διάθεση σας είναι η αλουμίνα $\epsilon_r = 9.6$, $\tan \delta = 0.003$ και πάχος $h = 1.27 \text{mm}$.

Ακολουθήστε την εξής διαδικασία :

1. Μετατρέψτε το ζωνοπερατό φίλτρο στο αντίστοιχο χαμηλοπερατό.
2. Προσδιορίστε την απαιτούμενη τάξη του φίλτρου, $n =$;
3. Σχεδιάστε το κύκλωμα του αντίστοιχου πρωτότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου και δώστε τις τιμές των στοιχείων του κυκλώματος του φίλτρου (g_1 έως g_{n+1})
4. Υπολογίστε τις τιμές των χαρακτηριστικών αντιστάσεων άρτιου και περιττού ρυθμού των συζευγμένων μικροκυματικών γραμμών με τους τύπους που δίνονται στο σχετικό παράδειγμα.
5. Θεωρήστε αρχικά μηδενικές απώλειες διηλεκτρικού $\tan \delta = 0$. Εισάγεται στο Puff τις παραπάνω τιμές που υπολογίσατε και εκτυπώστε το χωρομετρικό διάγραμμα του κυκλώματος και την απόκριση του φίλτρου. Επαναλάβετε την προσομοίωση για τις πραγματικές απώλειες του διηλεκτρικού $\tan \delta = 0.001$.
6. Συγκρίνεται την απόδοση του φίλτρου με τις προδιαγραφές του, τι παρατηρείται; Πως επηρεάζουν οι απώλειες του υποστρώματος;

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΖΩΝΟΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ

Σκοπός μας είναι να σχεδιάσουμε ένα ζωνοπερατό φίλτρο με τις ακόλουθες προδιαγραφές:

- Χαρακτηριστική τύπου Chebychev με κυμάτωση μικρότερη από 0.5dB
- Κεντρική συχνότητα $f_0=1.2\text{GHz}$
- Εύρος ζώνης 3-dB : $BW=180\text{ MHz}$
- Η απώλεια εισαγωγής (ζώνη αποκοπής) στη συχνότητα $f=0.92\text{ GHz}$ να είναι τουλάχιστον 10dB.

1) Μετατροπή του ζωνοπερατού στο αντίστοιχο χαμηλοπερατό για το οποίο οι γραφικές παραστάσεις των αποκρίσεων είναι γνωστές. Μετασχηματισμός συχνότητας :

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_o}{\omega_2 - \omega_1} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) = \omega_\Delta$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o}$$

Όπου, ω_o είναι το κλασματικό εύρος ζώνης διέλευσης, ω_1, ω_2 οι συχνότητες αποκοπής 3-dB και $BW=f_2-f_1$. Αντικαθιστώντας τα δεδομένα που έχουμε βρισκουμε:

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_o}{\omega_H - \omega_L} \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) = \frac{1.2}{1.29 - 1.11} \left(\frac{0.92}{1.2} - \frac{1.2}{0.92} \right) = -3.586$$

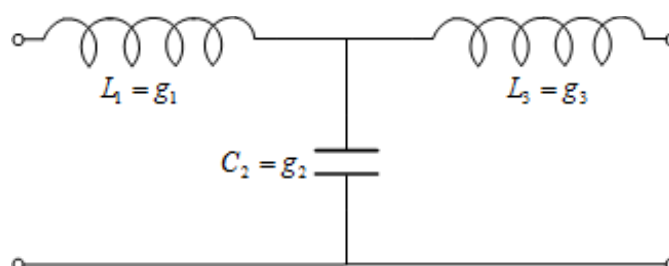
Έτσι, για το αντίστοιχο πρωτότυπο χαμηλοπερατό θα ισχύει :

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = 3.586 - 1 = 2.586$$

2) Παρατηρούμε από τις γραφικές παραστάσεις του σχήματος π-3 του παραρτήματος ότι για να έχουμε απώλεια εισαγωγής μεγαλύτερη από 10db και

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = 3.586 - 1 = 2.586, \text{ πρέπει } n=3.$$

Επομένως, το ισοδύναμο πρωτότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο έχει τη μορφή:



Σχήμα 1. Πρωτότυπο LTPF με τη χρήση στοιχείων LC

3) Οι τιμές των στοιχείων του πρωτότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου τύπου Chebychev δίνονται από τον πίνακα π-3 του παραρτήματος, ενώ το κύκλωμα του πρωτότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου τύπου Chebychev δίνεται στο σχήμα π-1(b) του παραρτήματος .

$$g_1 = 1.5963 = L_1$$

$$g_2 = 1.0967 = C_2$$

$$g_3 = 1.5963 = L_3$$

Μετατρέπουμε το πρωτότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο σε ζωνοπερατό χρησιμοποιώντας τις σχέσεις:

Σχήμα 2. Μετασχηματισμοί στοιχείων

Το ισοδύναμο κύκλωμα του ζωνοπερατού φίλτρου φαίνεται στο σχήμα 3. Τα στοιχεία του ισοδύναμου κυκλώματος ισούνται με:

$$L_1' = \frac{L_1 Z_o}{\omega_H - \omega_L} = 443.4 \text{ nH} \quad C_1' = \frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_o^2 L_1 Z_o} = 1.566 \text{ pF}$$

$$L_2' = \frac{C_2 Z_o}{\omega_H - \omega_L} = 304.6 \text{ nH} \quad C_2' = \frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_o^2 C_2 Z_o} = 2.280 \text{ pF}$$

$$L_3' = \frac{L_1 Z_o}{\omega_H - \omega_L} = 443.4 \text{ nH} \quad C_3' = \frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_o^2 L_1 Z_o} = 1.566 \text{ pF}$$

Σχήμα 3. Το ισοδύναμο κύκλωμα του ζωνοπερατού φίλτρου με μορφή συγκεντρωμένων στοιχείων.

4) Το ζωνοδιαβατό φίλτρο σχεδιάζεται με n+1 συζευγμένες μικροταινιακές γραμμές. Οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις άρτιου Z_{oe} και του περιττού Z_{oo} ρυθμού για κάθε γραμμή υπολογίζεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$Z_{oe} = Z_o [1 + J_n Z_o + (J_n Z_o)^2]$$

$$Z_{oo} = Z_o [1 - J_n Z_o + (J_n Z_o)^2]$$

όπου:

$$Z_o J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}$$

$$Z_o J_n = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{n-1} g_n}} \quad \text{για } n=2,3,4,\dots,N$$

$$Z_o J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}}$$

Συγκεκριμένα :

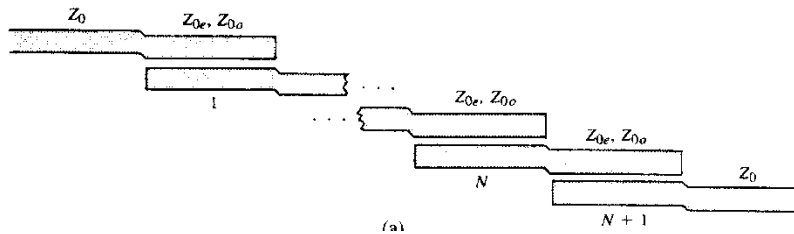
$$Z_o J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}, \quad Z_o J_2 = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_1 g_2}}, \quad Z_o J_3 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_2 g_3}}$$

Τα αποτελέσματα για το παραπάνω φίλτρο συνοψίζονται στο παρακάτω πίνακα .

n	g_n	$J_n Z_o$	Z_{oe}	Z_{oo}
1	1,5963	0,384	76,58 Ω	38,17 Ω
2	1,0967	0,178	60,48 Ω	42,68 Ω
3	1,5963	0,178	60,48 Ω	42,68 Ω

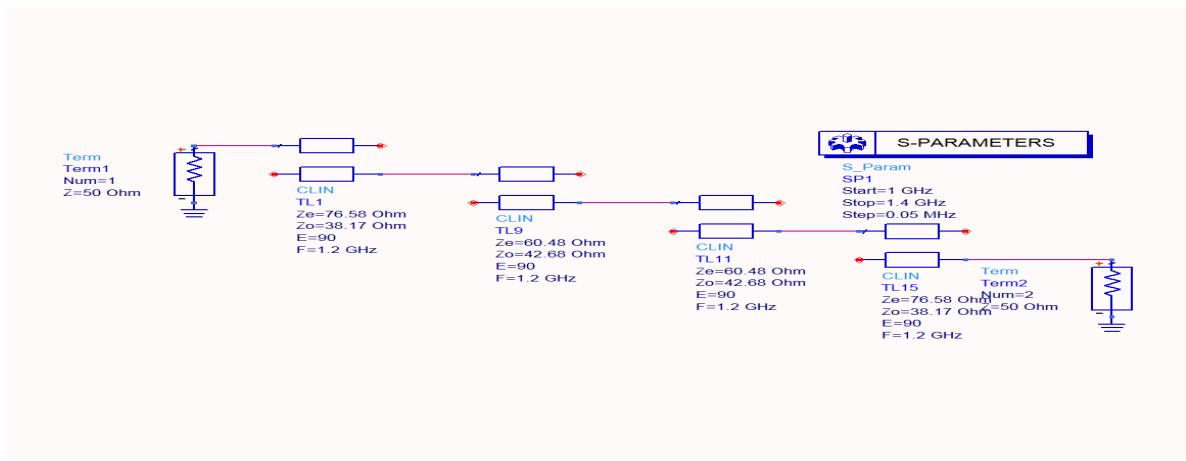
4 1,0000 0,384 76,58 Ω 38,17 Ω

Οι συζευγμένες μικροταινιακές γραμμές συνδέονται παράλληλα, όπως φαίνεται στο σχήμα 4. Εδώ πρέπει να τονίσουμε ότι όλες οι συζευγμένες γραμμές έχουν μήκος $\lambda_g/4$ ή ισοδύναμο ηλεκτρικό μήκος $\beta l=90^\circ$, αφού κάθε μια πρέπει να συμπεριφέρεται σαν συντονισμένο κύκλωμα με συχνότητα συντονισμού ίση με την f_0 .



Σχήμα 4. Χωρομετρικό διάγραμμα – Τρόπος συνδεσμολογίας ζωνοπερατού φίλτρου με συζευγμένες μικροταινιακές γραμμές .

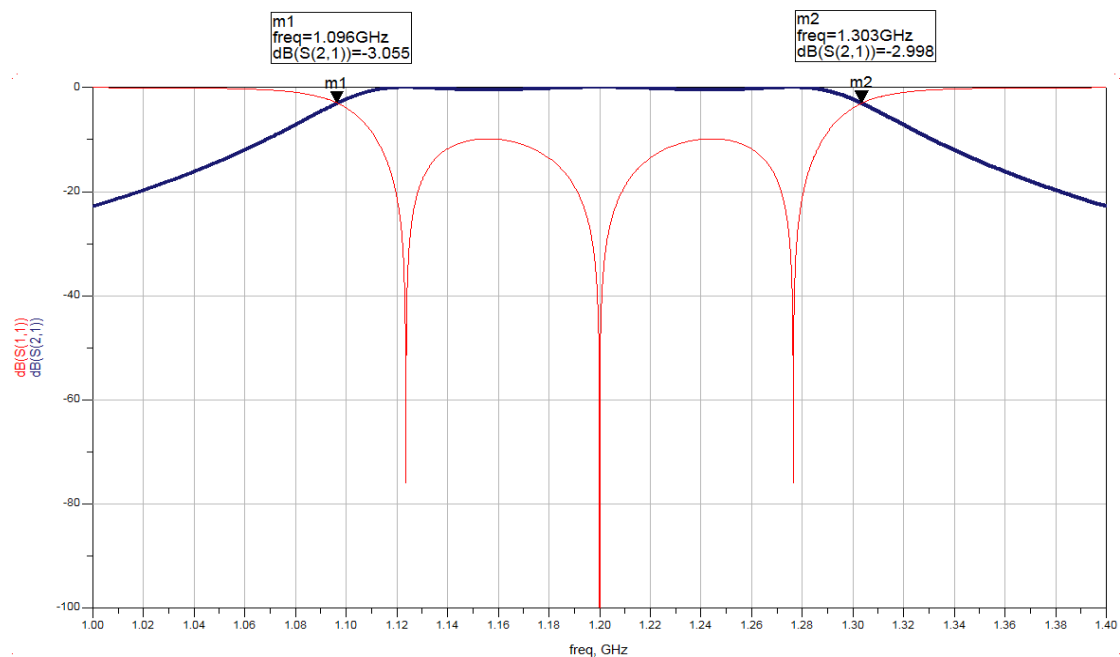
5) Εισάγουμε στο ADS το ισοδύναμο των συζευγμένων γραμμών του φίλτρου με τα στοιχεία του ανωτέρου πίνακα, με όλες τις συζευγμένες γραμμές να έχουν ηλεκτρικό μήκος 90° . Αρχικά, υλοποιούμε το φίλτρο με ιδανικά στοιχεία (σχήμα 5). Η απόκριση του κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 6.



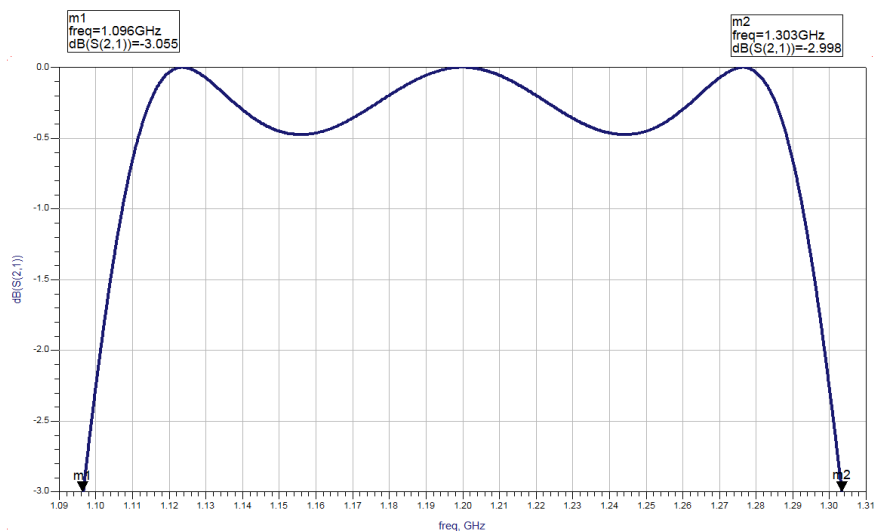
Σχήμα 5. Το μοντέλο ADS του ζωνοπερατού φίλτρου υλοποιημένο με ιδανικές γραμμές.

Παρατηρούμε από το σχήμα πως η απόκριση του φίλτρου η οποία φαίνεται να συμπεριφέρεται σύμφωνα με τις απαιτήσεις μας με εξαίρεση ότι η ζώνη διέλευσης είναι ελαφρώς μεγαλύτερη από τις προδιαγραφές που ζητούνται.

Στο σχήμα 7 φαίνεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια η κυμάτωση της απόκρισης του φίλτρου στην ζώνη διέλευσης. Αυτή είναι μέσα στα όρια που προστάζουν οι προδιαγραφές αφού σχεδιάζουμε φίλτρο Chebyshev με μέγιστη κυμάτωση 0.5 dB.

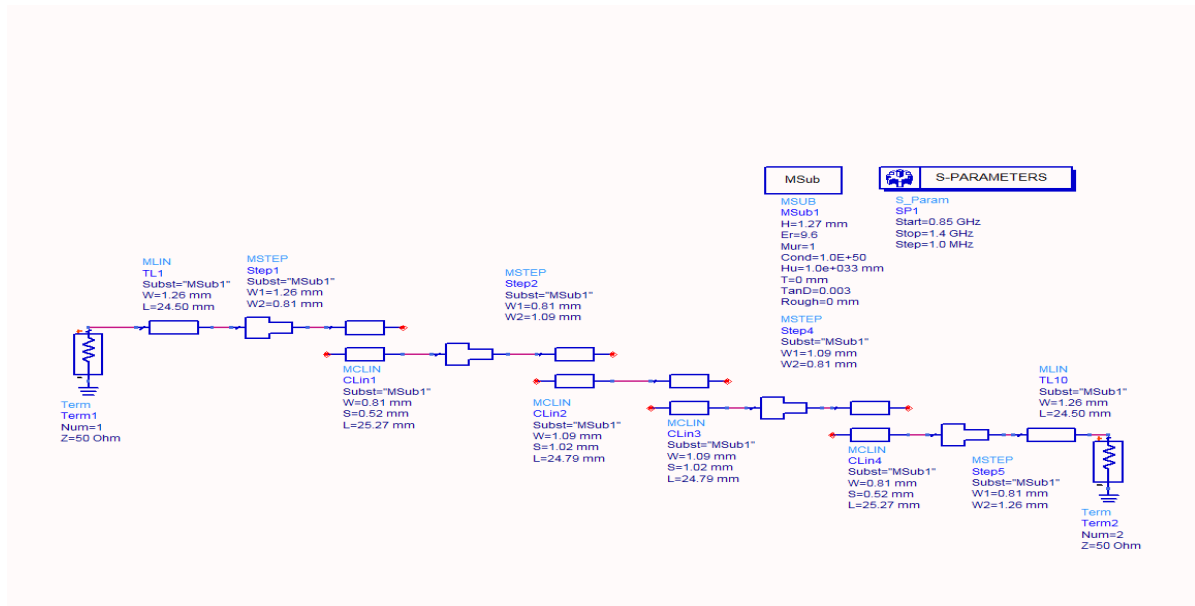


Σχήμα 6. Η απόκριση του ζωνοπερατού φίλτρου του σχήματος 5



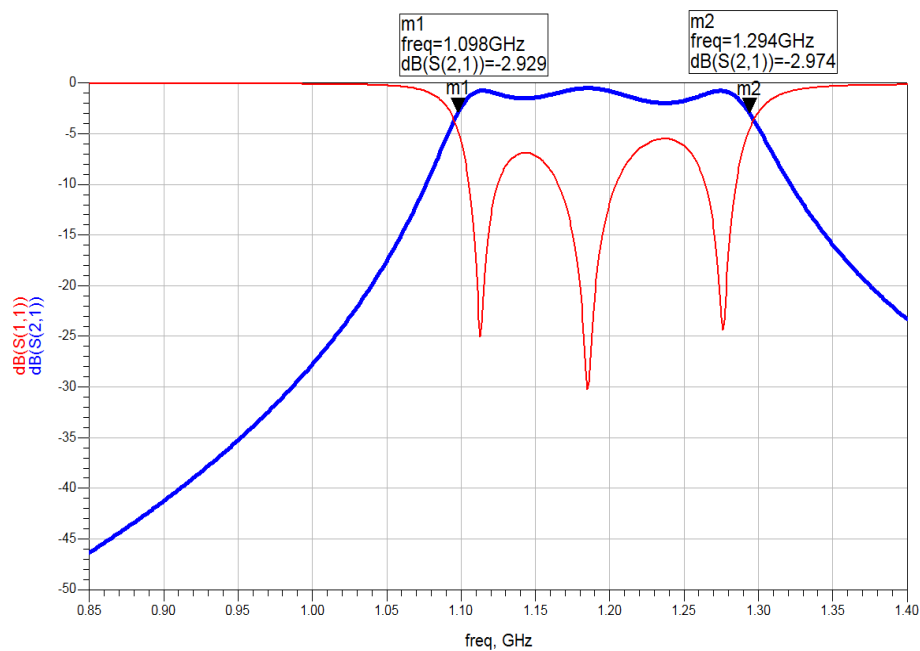
Σχήμα 7. Λεπτομέρεια της κυμάτωσης της ζώνης διέλευσης

6) Επαναλαμβάνουμε το βήμα (5) αλλά χρησιμοποιώντας πραγματικές γραμμές στην υλοποίηση (σχήμα 8). Η απόκριση φαίνεται στο σχήμα 9.



Σχήμα 8. Το μοντέλο ADS του ζωνοπερατού φίλτρου υλοποιημένο με πραγματικές γραμμές.

Σχήμα 10. Η απόκριση του ζωνοπερατού λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες του διηλεκτρικού $\tan\delta=0.001$



Σχήμα 9. Η απόκριση του ζωνοπερατού φίλτρου του σχήματος 8

4. ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΑΠΟΚΟΠΗΣ ΖΩΝΗΣ

Να σχεδιαστεί ένα **φίλτρο αποκοπής ζώνης** τύπου Chebyshev με κεντρική συχνότητα λειτουργίας $f_0=(2+0.1N_1)\text{GHz}$ όπου N_1 = τελευταίο ψηφίο του ΑΦΜ σας, με μέγιστη κυμάτωση **0.5dB**, απώλειες εισαγωγής $A=(50-N_1)$ dB σε συχνότητα $f_1=(0.9f_0+N_1/100)$ και κλασματικό εύρος ζώνης $\Delta=0.7$. Ο σχεδιασμός αρχικά θα γίνει με διακριτά στοιχεία και στη συνέχεια το φίλτρο θα υλοποιηθεί με μικροταινιακές γραμμές σε υπόστρωμα εποξικού υλικού ($\epsilon_r=4.5$, $\tan\delta=0.01$ πάχος $h=0.508\text{mm}$).

Ακολουθήστε την εξής διαδικασία :

1. Υπολογίστε την τάξη του φίλτρου N .
2. Βρείτε από τους πίνακες τα στοιχεία του πρότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου.
3. Εφαρμόστε τους μετασχηματισμούς συχνότητας και αντίστασης και βρείτε τις τιμές των πυκνωτών και των πηνίων του φίλτρου αποκοπής ζώνης.
4. Σχεδιάστε το φίλτρο με μικροταινιακές γραμμές (*stub*).
5. Σχεδιάστε το φίλτρο στο Puff και δώστε τα διαγράμματα της απόκρισης του με τη συχνότητα.

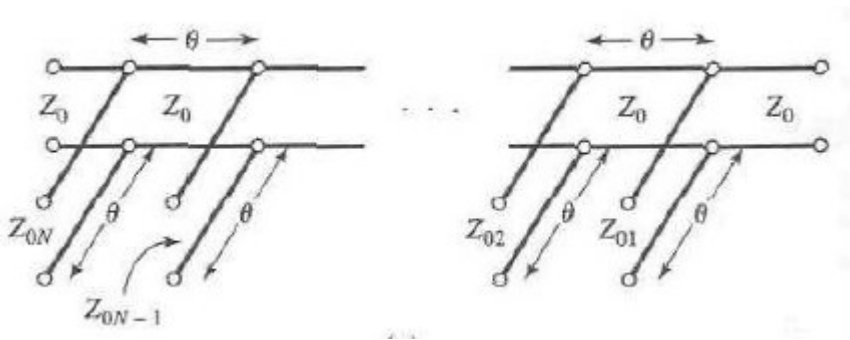
Φίλτρα αποκοπής Ζώνης

Είναι γνωστό ότι τα ζωνοπερατά και ζωνοαπερατά φίλτρα (bandpass και bandstop) για το σχεδιασμό τους απαιτούν στοιχεία που συμπεριφέρονται σαν εν σειρά ή παράλληλα συντονισμένα κυκλώματα.

Όπως γνωρίζουμε τα παράλληλα βραχυκυλωμένα ή ανοιχτοκυκλωμένα stub μήκους $\lambda_g/4$ συμπεριφέρονται σαν παράλληλα ή εν σειρά συντονιζόμενα κυκλώματα αντίστοιχα. Έτσι λοιπόν για το σχεδιασμό φίλτρων αποκοπής ζώνης θα χρησιμοποιούν ανοιχτοκυκλωμένα stub μήκους $\lambda_g/4$. Ανάμεσα στα stub τοποθετούνται τμήματα γραμμής μήκους $\lambda_g/4$ τα οποία λειτουργούν σαν αντιστροφείς αντίστασης. Οι αντιστροφείς αντίστασης μετασχηματίζουν τα παράλληλα τοποθετημένα κυκλώματα σε εν σειρά. Όλα τα μήκη των stub και των γραμμών είναι $\lambda_g/4$ στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας του φίλτρου.

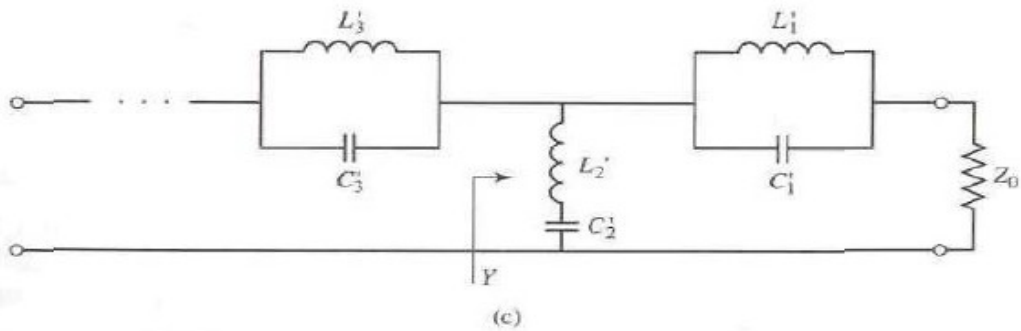
Για στενό εύρος ζώνης η απόκριση ενός τέτοιου φίλτρου με N stub είναι παρόμοια με αυτή ενός φίλτρου με συζευγμένες γραμμές $N+1$ τμημάτων. Το πλεονέκτημα είναι ότι η αντίσταση εισόδου και εξόδου του φίλτρου θα είναι ίση με Z_0 οπότε δεν χρειάζεται προσαρμογή στα άκρα του. Το βασικό μειονέκτημα στο σχεδιασμό φίλτρων με stub είναι ότι πολλές φορές προκύπτουν χαρακτηριστικές αντιστάσεις για τις γραμμές οι οποίες δεν είναι υλοποιήσιμες.

Η γενική τοπολογία ενός ζωνοαπερατού φίλτρου με stub φαίνεται στο σχήμα 1.



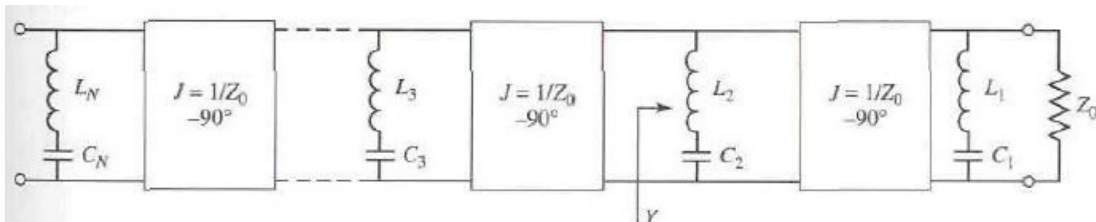
Σχήμα 1. Γενική τοπολογία φίλτρου αποκοπής ζώνης

Για να καταλήξουμε στην τοπολογία του σχήματος 1 ξεκινάμε από το αρχικό ισοδύναμο κύκλωμα του φίλτρου αποκοπής ζώνης που αποτελείται από συγκεντρωμένα στοιχεία (πηνία και πυκνωτές) όπως αυτό φαίνεται στο σχήμα 2.



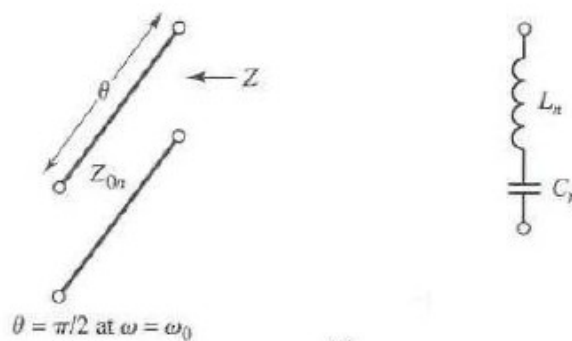
Σχήμα 2. Ισοδύναμο κύκλωμα συγκεντρωμένων στοιχείων φίλτρου αποκοπής

Στη συνέχεια αντικαθιστούμε τα παράλληλα συντονισμένα κυκλώματα τοποθετημένα εν σειρά, με αντιστροφείς αγωγιμότητας -90° και εν σειρά συντονισμένα κυκλώματα τοποθετημένα παράλληλα, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.



Σχήμα 3. Ισοδύναμο κύκλωμα φίλτρου αποκοπής με αντιστροφείς και συντονισμένα

Όπως φαίνεται από το σχήμα 4 ένα ανοιχτοκυκλωμένο stub ηλεκτρικού μήκους 90° ισοδυναμεί με ένα συντονισμένο κύκλωμα σειράς (παρουσιάζει την ίδια αντίσταση εισόδου στη συχνότητα συντονισμού $\omega = \omega_0$). Επίσης γνωρίζουμε ότι μια μικροταινιακή γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 μήκους $\lambda/4$ (90°) είναι ένας αντιστροφέας αγωγιμότητας. Λαμβάνοντας αυτά υπόψη καταλήγουμε στην τοπολογία του σχήματος 1.



Σχήμα 4 Ισοδύναμο κύκλωμα ανοιχτοκυκλωμένου stub

Το ζητούμενο κατά το σχεδιασμό ενός τέτοιου φίλτρου είναι ο προσδιορισμός των χαρακτηριστικών αντιστάσεων των stub Z_{0n} , θεωρώντας ότι η χαρακτηριστική αντίσταση των ενδιάμεσων τμημάτων είναι Z_0 (συνήθως $Z_0 = 50 \Omega$).

Η διαδικασία σχεδιασμού του φίλτρου αποκοπής ζώνης είναι η εξής. Αρχικά από τις προδιαγραφές που μας δίνονται (εύρος ζώνης, κεντρική συχνότητα, απώλειες εισαγωγής) καθορίζουμε την τάξη και τον τύπο του φίλτρου. Στη συνέχεια γνωρίζοντας την τάξη και τον τύπο του φίλτρου από τους κατάλληλους πίνακες βρίσκουμε τα στοιχεία (κανονικοποιημένες αντιστάσεις) για το πρωτότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο. Έστω λοιπόν η τάξη του φίλτρου είναι N και τα στοιχεία του πρωτότυπου χαμηλοπερατού φίλτρου είναι g_1, g_2, \dots, g_n . Τότε λοιπόν έχουμε να υπολογίσουμε τις N χαρακτηριστικές αντιστάσεις Z_{0n} των stub. Οι χαρακτηριστικές αυτές αντιστάσεις δίνονται από τον παρακάτω τύπο.

$$Z_{0n} = \frac{4 \times Z_0}{\pi \times g_n \times \Delta} \quad \text{όπου } \Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \text{ το κλασματικό εύρος ζώνης} \quad (1)$$

Η σχέση αυτή προκύπτει παίρνοντας όλες τις εξισώσεις που ισχύουν για τους αντιστροφείς αντίστασης και τέλος αφού εφαρμόσουμε τους μετασχηματισμούς αντίστασης και συχνότητας από το πρότυπο χαμηλοπερατό στο αντίστοιχο φίλτρο αποκοπής ζώνης. Έτσι λοιπόν κατά τη διαδικασία του σχεδιασμού ενός φίλτρου τέτοιου τύπου δεν είναι απαραίτητο να γίνουν ξανά οι μετασχηματισμοί συχνότητας και αντίστασης καθώς αυτοί εμπεριέχονται στη σχέση 1. Η διαδικασία εξαγωγής της παραπάνω σχέσης για οποίον ενδιαφέρεται δίνεται στη βιβλιογραφία [1,σελ486].

Η παραπάνω διαδικασία μπορεί να εφαρμοστεί για φίλτρα όπου έχουν χαρακτηριστική αντίσταση εισόδου και εξόδου ίση με Z_0 , οπότε δεν είναι δυνατός ο σχεδιασμός φίλτρων τύπου Chebyshev άρτιας τάξης.

Σημείωση: Ο σχεδιασμός ζωνοπερατων φίλτρων (bandpass) μπορεί να γίνει με τον ίδιο τρόπο αν αντί για ανοιχτοκυκλωμένα stub χρησιμοποιήσουμε βραχυκυκλωμένα. Η χαρακτηριστική αντίσταση των stub τότε θα δίνεται από την παρακάτω σχέση.

$$Z_{0n} = \frac{\pi \times Z_0 \times \Delta}{4 \times g_n} \quad (2)$$

ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΑΠΟΚΟΠΗΣ ΖΩΝΗΣ

Να σχεδιαστεί φίλτρο αποκοπής ζώνης τρίτης τάξης τύπου **Chebyshev** με κυμάτωση **0.5dB**, κεντρική συχνότητα λειτουργίας **$f_0=2.2$ GHz**, εύρος ζώνης **3dB $BW_{3dB}=1.54$ GHz** και απώλεια εισαγωγής τουλάχιστον **48dB** σε συχνότητα **$f_1=2$ GHz**. Ο σχεδιασμός να γίνει με μικροταινιακές γραμμές σε υλικό με υπόστρωμα διηλεκτρικής σταθεράς **$\epsilon_r=4.5$** με **$\tan\delta=0.0035$** και πάχους **$h=0.508$ mm**.

Λύση

Πρώτα μετατρέπουμε το φίλτρο αποκοπής ζώνης στο αντίστοιχο χαμηλοπερατό για το οποίο οι γραφικές παραστάσεις των αποκρίσεων είναι γνωστές. Μετασχηματισμός συχνότητας:

$$\omega \rightarrow \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_0} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_1 - \omega_0} \right)^{\frac{1}{j}}} = \Delta \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_0 - \omega_1}{\omega_1 - \omega_0} \right)^{\frac{1}{j}}}$$

όπου $\Delta = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_0}$ το κλασματικό εύρος ζώνης

Αντικαθιστώντας έχουμε:

$$\omega \rightarrow \frac{\omega_H - \omega_L}{\omega_o} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_o - \omega_H}{\omega_H - \omega_o} \right)^{\frac{1}{j}}} = \Delta \frac{1}{\left(\frac{\omega_o - \omega_1}{\omega_1 - \omega_o} \right)^{\frac{1}{j}}} = 0.7 \frac{1}{\left(\frac{2.2 - 2}{2 - 2.2} \right)^{\frac{1}{j}}} = 3.67$$

Έτσι για το αντίστοιχο πρωτότυπο χαμηλοπερατό φίλτρο ισχύει:

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = \frac{3.67}{1} - 1 = 2.67$$

Από τα διαγράμματα της θεωρίας παρατηρούμε ότι για απώλεια εισαγωγής πάνω από 30dB

$$\left| \frac{\omega}{\omega_c} \right| - 1 = 2.67$$

και πρέπει $n=5$ (φίλτρο πέμπτης τάξης).

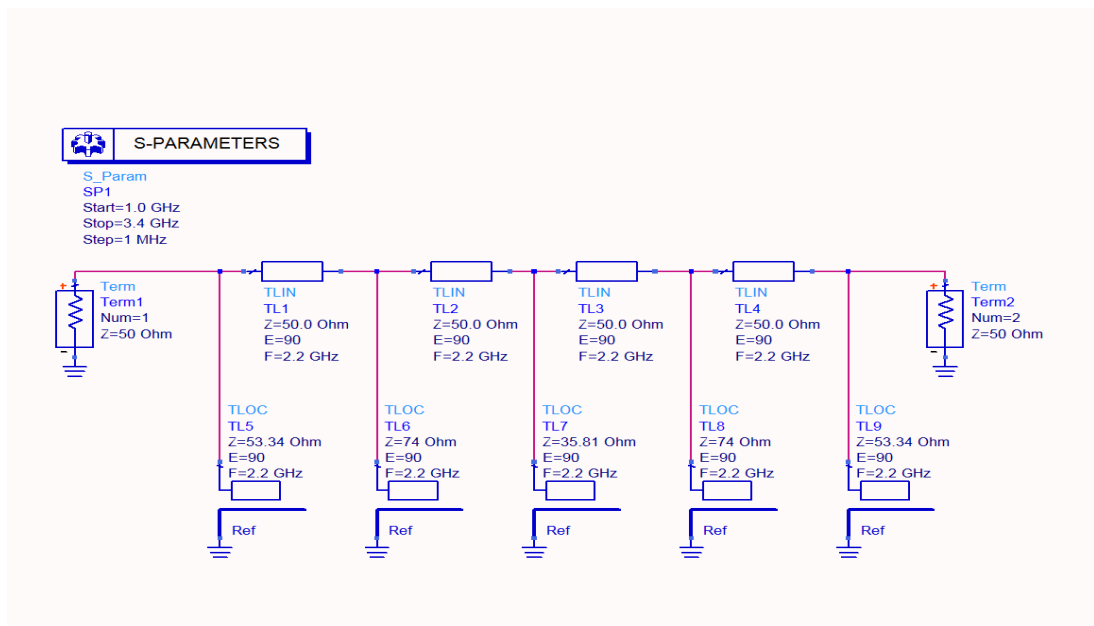
Από τον πίνακα που μας δίνει τα στοιχεία για φίλτρο τύπου Chebyshev πέμπτης τάξης και 0.5dB κυμάτωση έχουμε:

$$\begin{aligned} g_1 &= 1.7058 & g_4 &= 1.2296 \\ g_2 &= 1.2296 & g_5 &= 1.7058 \\ g_3 &= 2.5408 & g_6 &= 1.0000 \end{aligned}$$

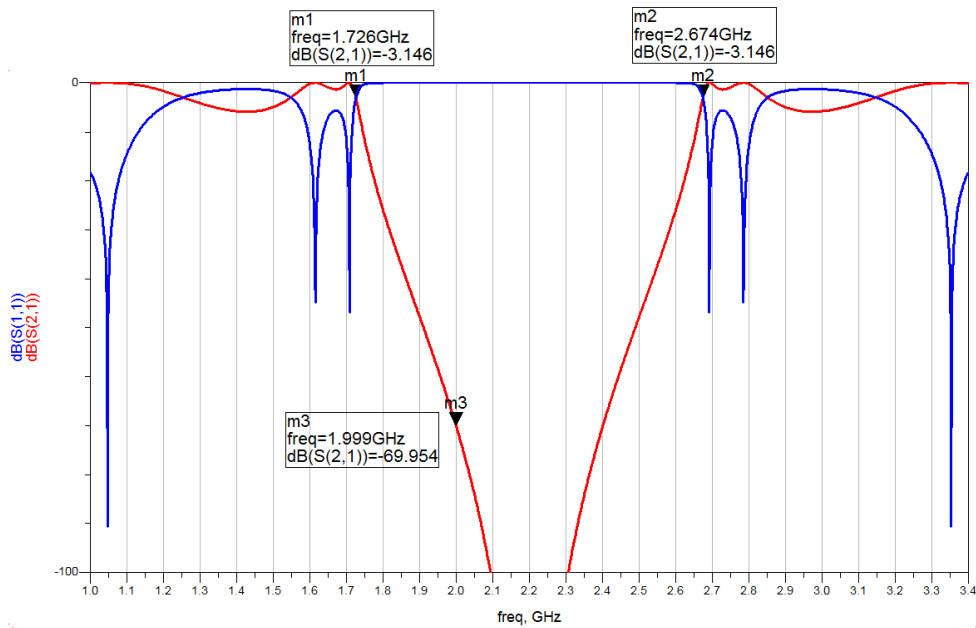
Θεωρώντας σχεδιασμό με ανοιχτοκυκλωμένα stub εφαρμόζουμε το τύπο (1) για να βρούμε τις αντιστάσεις των stub, οι τιμές των οποίων δίνονται στο παρακάτω πίνακα:

n	1	2	3	4	5
g_n	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058
Z_{0n}	53.34	74.00	35.81	74.00	53.34

Αρχικά σχεδιάζουμε το μοντέλο του ζωνοφρακτού φίλτρου στο ADS χρησιμοποιώντας ιδανικές γραμμές (σχήμα 5). Η απόκριση του κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 6.



Σχήμα 5. Το μοντέλο ADS του ζωνοφρακτού φίλτρου υλοποιημένο με ιδανικές γραμμές.



Σχήμα 6. Απόκριση του φίλτρου του σχήματος 5.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

1. Προσδιορισμός των κυκλωματικών παραμέτρων για τα πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα.

Τα στοιχεία των πρωτοτύπων χαμηλοπερατών φίλτρων δείχνονται στο σχήμα 1. Πρέπει να σημειωθεί ότι στο σχήμα 1 ισχύουν τα ακόλουθα :

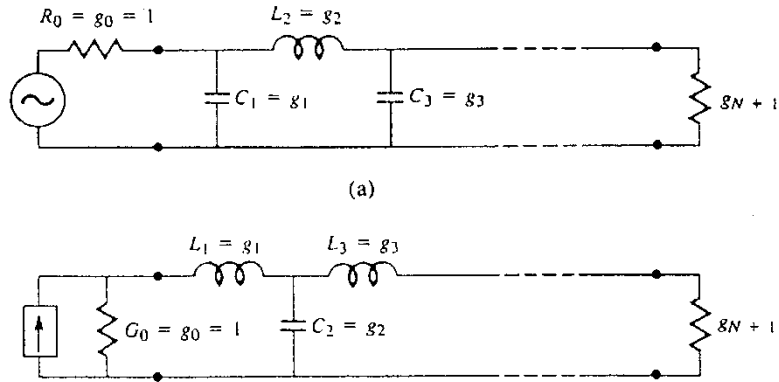
$g_{k|k=1}$: η αυτεπαγωγή ενός πηνίου στη σειρά ή η χωρητικότητα ενός παράλληλου πυκνωτή.

g_0 : η αντίσταση R_0 της γεννήτριας αν $g_1=c_1'$ ή η αγωγιμότητα G_0 της γεννήτριας αν $g_1=L_1'$

g_{n+1} : η αντίσταση φορτίου R_{n+1} ,αν $g_n=c_n'$ ή η αγωγιμότητα G_{n+1} του φορτίου αν $g_n=L_n'$.

(a)

(b)



Σχήμα π-1. Προσδιορισμός των κυκλωματικών παραμέτρων-g για ένα πρωτότυπο κύκλωμα χαμηλοπερατό φίλτρο. Καθένα από τα παραπάνω κυκλώματα είναι ισοδύναμα και έχουν την ίδια απόκριση την ίδια απόκριση

2. Προσδιορισμός των g-παραμέτρων για τα πρωτότυπα χαμηλοπερατά φίλτρα τύπου Butterworth και Chebychev.

Για φίλτρα τύπου Butterworth, τα οποία τερματίζουν σε αντιστάσεις Z_0 και στα δύο άκρα τους και με απόκριση αυτή του σχήματος 2, οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος δίνονται από τους παρακάτω πίνακες :

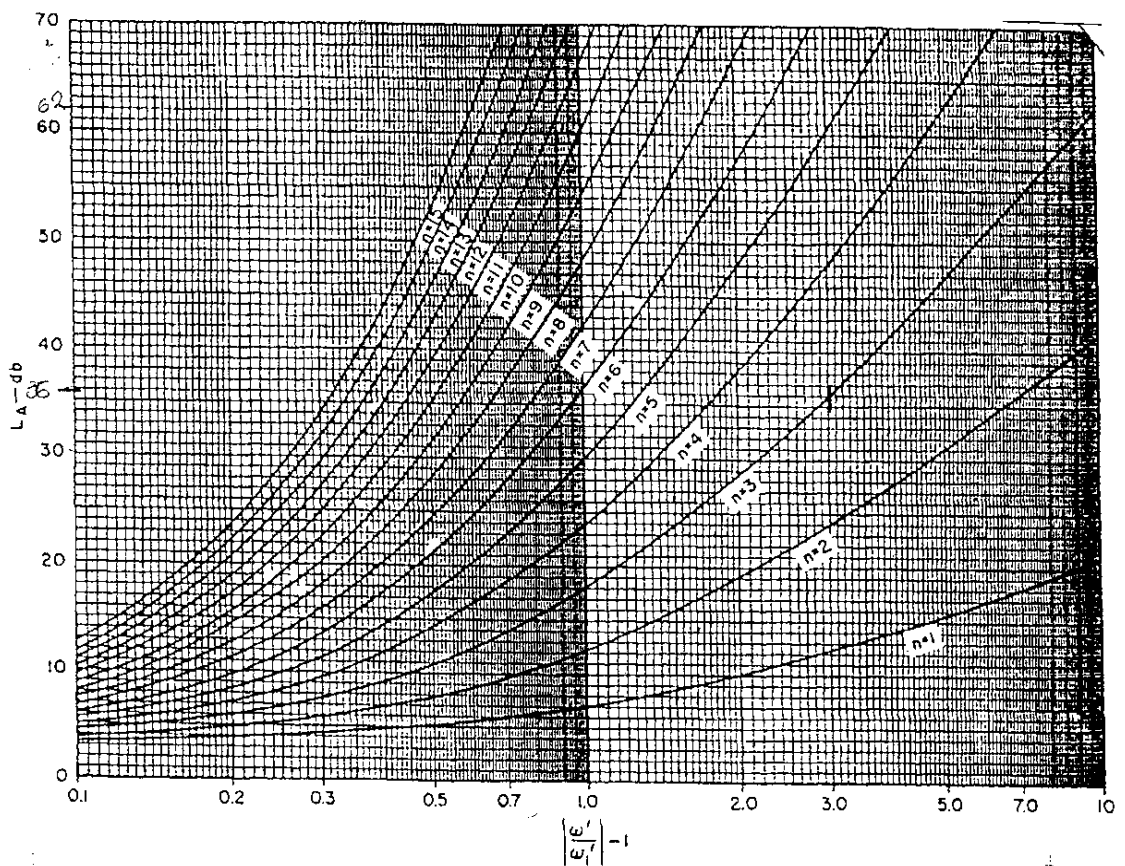
Ο πίνακας 1 παρέχει τις τιμές των παραμέτρων $-g$ για φίλτρα τύπου Butterworth με $n=1$ ως $n=10$ ενώ ο πίνακας 2 δίνει αντίστοιχες τιμές για φίλτρα με $n=11$ ως $n=15$ ενεργά στοιχεία για τα οποία ισχύει. Οι αποκρίσεις των φίλτρων δίνονται στο σχήμα 2 με $g_0=1$ και $\omega_1'=1$.

Πίνακας π-1: Τιμές των g παραμέτρων για φίλτρα τύπου Butterworth για $n=1$ έως $n=10$ στοιχεία.

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.000	1.000									
2	1.414	1.414	1.000								
3	1.000	2.000	1.000	1.000							
4	0.765	1.848	1.848	0.765	1.000						
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618	1.000					
6	0.517	1.414	1.932	1.932	1.414	0.517	1.000				
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445	1.000			
8	0.390	1.111	1.663	1.962	1.962	1.663	1.111	0.390	1.000		
9	0.447	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.347	1.000	
10	0.312	0.908	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.908	0.313	1.000

Πίνακας π-2: Τιμές των g παραμέτρων για φίλτρα τύπου Butterworth για $n=11$ έως $n=15$ στοιχεία.

n	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈
11	0.2846	0.8308	1.3097	1.6825	1.9189	2.00	1.9189	1.6825
12	0.2610	0.7653	1.2175	1.5867	1.8477	1.9828	1.9828	1.8477
13	0.2410	0.7092	1.1361	1.497	1.7709	1.9418	2.000	1.9418
14	0.2239	0.6605	1.064	1.4142	1.6934	1.8877	1.9874	1.9874
15	0.209	0.618	1.000	1.3382	1.618	1.827	1.9563	2.0000
	g ₉	g ₁₀	g ₁₁	g ₁₂	g ₁₃	g ₁₄	g ₁₅	g ₁₆
11	1.3097	0.8308	0.2846	1.000				
12	1.5867	1.2175	0.7653	0.261	1.000			
13	1.7709	1.497	1.1361	0.7092	0.2410	1.0000		
14	1.8877	1.6934	1.4142	1.064	0.6605	0.2239	1.000	
15	1.9563	1.827	1.618	1.3382	1.0000	0.618	0.209	1.000

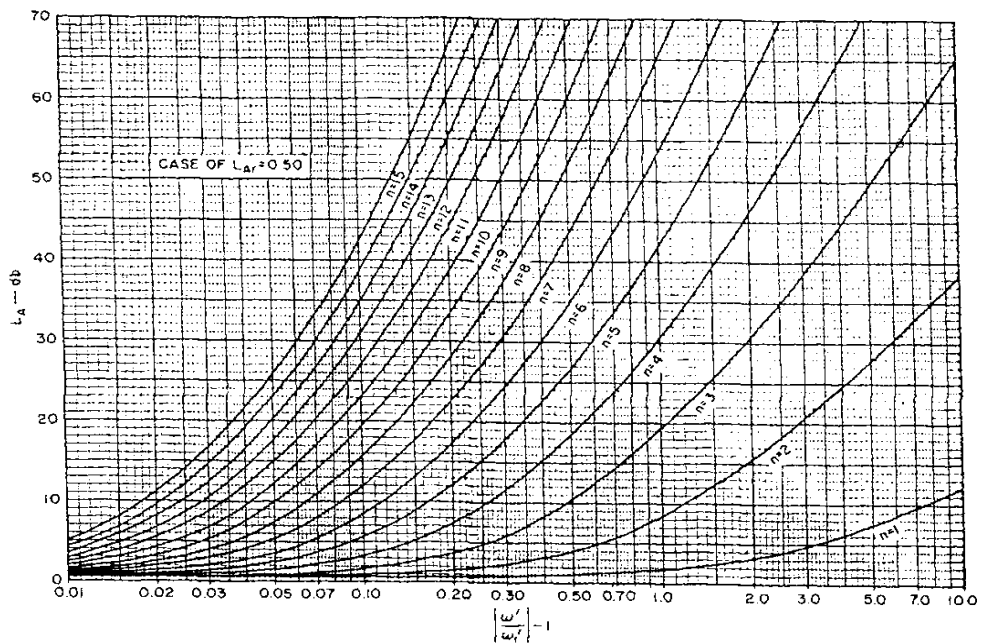


Σχήμα π-2. Χαρακτηριστικές εξασθένισης ενός χαμηλοπερατού φίλτρου τύπου Butterworth για διαφορετικές τιμές του n (τάξη φίλτρου).

Ο πίνακας 3 παρέχει τις τιμές των παραμέτρων –g για φίλτρα τύπου Chebyshev με κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης ίση με 0.5db n=1 ως n=10. Οι αποκρίσεις των φίλτρων τύπου Chebyshev δίνονται στο σχήμα 3 με $g_0=1$ και $\omega_1'=1$.

Πίνακας π-3. Στοιχεία των παραμέτρων για φίλτρα τύπου Chebyshev για n=1-10

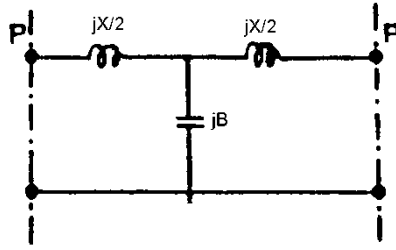
n	g ₁	g ₂	g ₃	g ₄	g ₅	g ₆	g ₇	g ₈	g ₉	g ₁₀	g ₁₁
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	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



Σχήμα π-3. Χαρακτηριστικές εξασθένησης ενός χαμηλοπερατού φίλτρου τύπου Chebyshev με κυμάτωση ίση με 0.5dB για διαφορετικές τιμές του n (τάξη φίλτρου).

Αντιστάσεις Z_h και Z_l

Η γραμμή μεταφοράς μήκους l και χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 μπορεί να παρασταθεί κυκλωματικά με το παρακάτω σχήμα 4.



Σχήμα π-4. Το κυκλωματικό πρότυπο μιας γραμμής μεταφοράς.

Όπου:

$$\frac{X}{2} = Z_o \tan(\beta l / 2) \quad B = \frac{1}{Z_o} \sin(\beta l)$$

1. Για γραμμές υψηλής χαρακτηριστικής αντίστασης (μικροταινιακή γραμμή μικρού πλάτους)

$$Z_o \gg \Rightarrow Z_o = Z_h$$

Το παραπάνω πρότυπο είναι ένα πηνίο σε σειρά

$$X \cong Z_o \beta l$$

$$B \cong 0$$

2. Για γραμμές χαμηλής χαρακτηριστικής αντίστασης (μικροταινιακή γραμμή μεγάλου πλάτους)

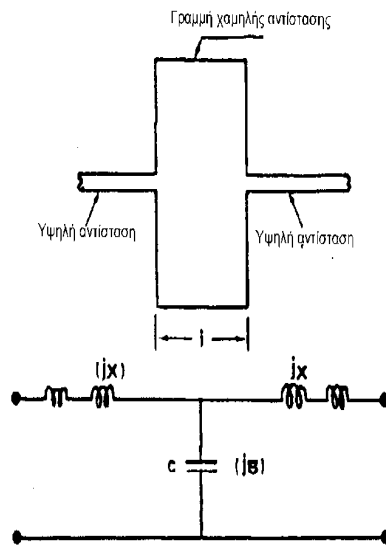
$$Z_o \ll \Rightarrow Z_o = Z_l$$

Το παραπάνω πρότυπο είναι ένας παράλληλος πυκνωτής

$$X \cong 0$$

$$B \cong \frac{\beta l}{Z_l}$$

Άρα μια γραμμή υψηλής χαρακτηριστικής αντίστασης αντιστοιχεί σε πηνίο συνδεδεμένο εν σειρά, ενώ μια γραμμή χαμηλής χαρακτηριστικής αντίστασης αντιστοιχεί σε πυκνωτή συνδεδεμένο παράλληλα. Οπότε το κυκλωματικό πρότυπο μιας γραμμής μεταφοράς του σχήματος 4 θα υλοποιείται μικροταινιακά όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 5.



Σχήμα π-5. Μικροταινιακή υλοποίηση του κυκλώματος του σχήματος 4.

Αναφορές

1. David.Pozar, "Microwave engineering", pages (502-517).