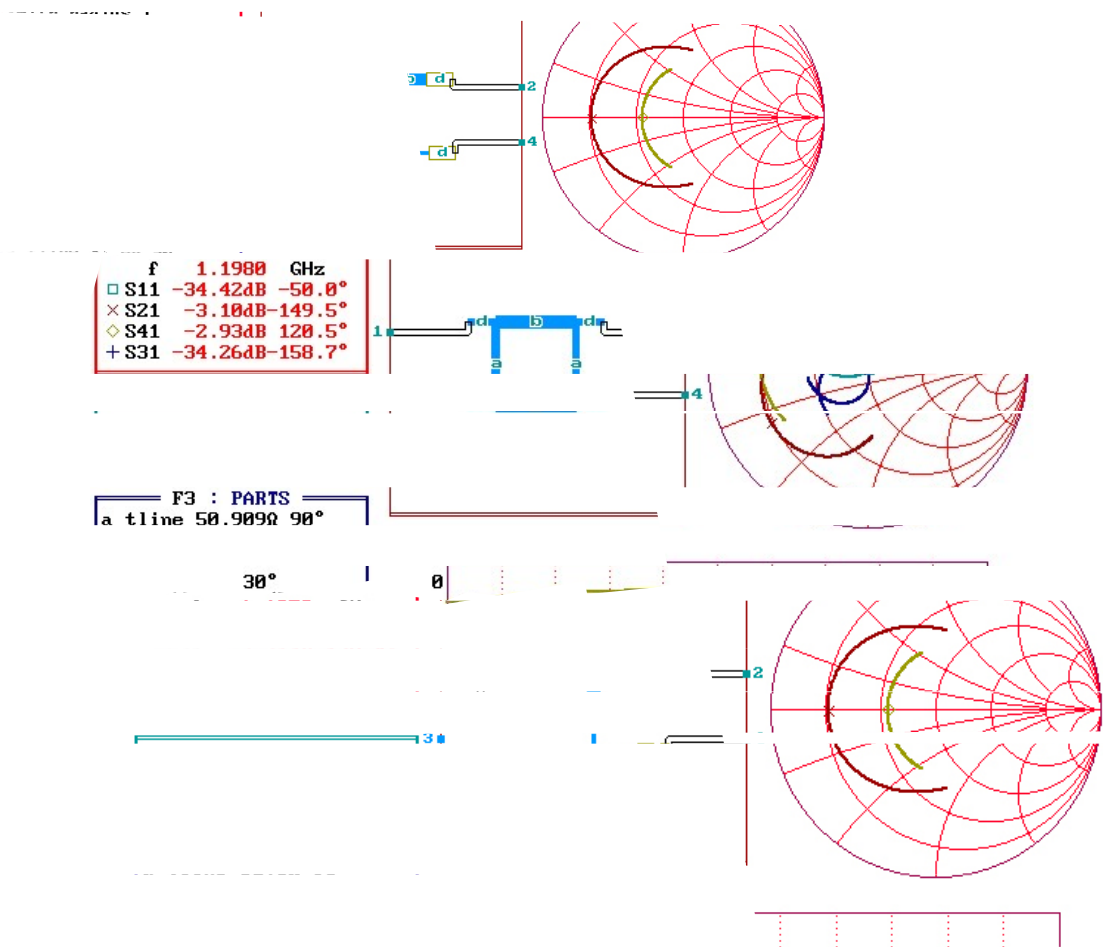


$$V_1 = I_1 \cdot Z_{in} \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=0} = \frac{V_2 - I_2 \cdot Z_{O2}}{V_1 + I_1 \cdot Z_{O1}} \quad Z_{in} = Z_{O2} // Z_{O3} = \frac{Z_{O2} \cdot Z_{O3}}{Z_{O2} + Z_{O3}} \quad a_i = \frac{V_i + I_i \cdot Z_{O_i}}{2}$$



ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ



ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

ΕΡΓΑΣΙΑ

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

1^ο Εργαστήριο : Σχεδιασμός Παθητικών Μικροκυματικών Στοιχείων

Όνοματεπώνυμο Φοιτητή :

ΑΦΜ :

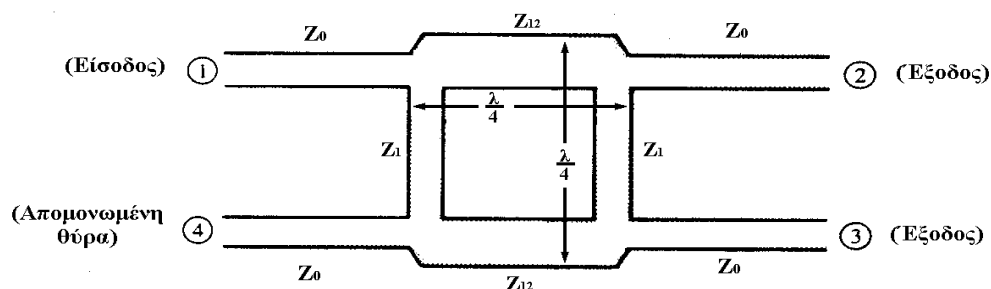
Ημερομηνία Παραλαβής :

Ημερομηνία Παράδοσης :

A. Σχεδιασμός συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής

Να σχεδιαστεί ένας συζεύκτης διακλαδιζόμενης γραμμής που να λειτουργεί με κεντρική συχνότητα $f = [1 + 0.1^{\text{ ψηφίο ΑΦΜ}}]$ GHz. Ο επιθυμητός συντελεστής σύζευξης να είναι ίσος με $R(\text{dB}) = [4 + \text{τελευταίο ψηφίο ΑΦΜ}]/2$ dB. Ένα λεπτομερές παράδειγμα σχεδιασμού δίνεται στο Υπόδειγμα Άσκησης παρακάτω.

Τα βήματα σχεδιασμού είναι τα ακόλουθα :



Σχήμα : Η γεωμετρία του συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής (branch-line coupler)

1. Μελέτη της αντίστοιχης θεωρίας (αναφορές [1] και [2], παράρτημα Ι).
2. Προσδιορισμός των χαρακτηριστικών κάθε γραμμής του συζεύκτη. Η χαρακτηριστική αντίσταση των γραμμών θα βρεθεί από το διάγραμμα του σχήματος 3 του παραρτήματος Ι.

Γραμμή $Z_1 = \dots \dots \dots \Omega$

Ηλεκτρικό μήκος $\theta_1 = 90^\circ$

ή αντίστοιχα

$L_1 = \dots \dots \dots \text{ mm}$

$W_1 = \dots \dots \dots \text{ mm}$

Γραμμή $Z_{12} = \dots \dots \dots \Omega$

Ηλεκτρικό μήκος $\theta_{12} = 90^\circ$

ή αντίστοιχα

$L_{12} = \dots \dots \dots \text{ mm}$

$W_{12} = \dots \dots \dots \text{ mm}$

3. Ορίζουμε τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος. Το διηλεκτρικό που θα χρησιμοποιηθεί έχει διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r = 4.14$, πάχος 1.42 mm και εφαπτομένη απωλειών $\tan\delta = 0.025$. Υπολογίζουμε τη δρώσα διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_{\text{reff}} = \dots$; Χρησιμοποιήστε εναλλακτικά τα διαγράμματα ή τις εξισώσεις που υπάρχουν στις σημειώσεις ή εναλλακτικά κάποιο πρόγραμμα όπως

το ADS. Το ηλεκτρικό μήκος της γραμμής είναι $\lambda_g/4 \rightarrow \lambda_0/(4\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}})$. Στη συνέχεια γίνεται η σύνθεση του συζεύκτη. Η απομονωμένη θύρα τερματίζεται με ένα φορτίο (στοιχείο lumped) 50Ω.

4. Έπειτα, προσδιορίζουμε τις S-παραμέτρους στις θύρες του συζεύκτη εκτελώντας την κατάλληλη ανάλυση και σημειώνουμε τα αποτελέσματα (μέτρο^α φάση).

$S_{11} = \dots \dots \dots$

$S_{12} = \dots \dots \dots$

$S_{14} = \dots \dots \dots$

$S_{13} = \dots \dots \dots$

Είναι ο λόγος των ισχύων των θυρών 2 και 3 και η, μεταξύ των σημάτων των θυρών αυτών, διαφορά φάσης τα αναμενόμενα μεγέθη; Είναι η θύρα 4 απομονωμένη; Υπολογίστε πριν απαντήσετε το συντελεστή σύζευξης και το συντελεστή απομόνωσης (σε dB).

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

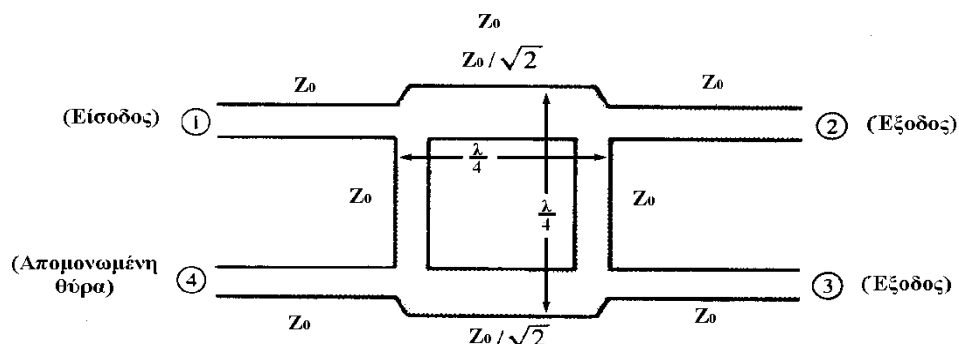
Σχεδιασμός συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής (branch-line coupler)

Αντικείμενο του πειράματος

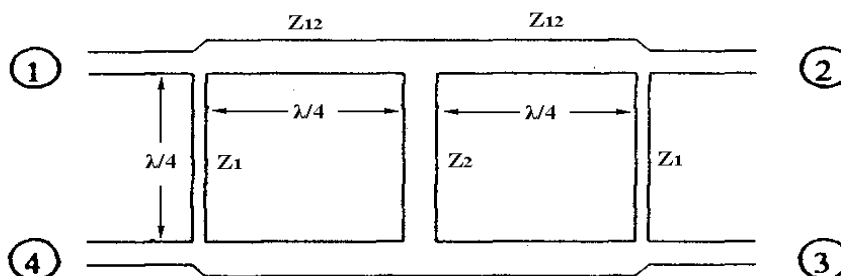
Η κατανόηση της λειτουργίας του συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής και ο σχεδιασμός του με τη βοήθεια εργαλείων CAD.

Θεωρία

Οι συζεύκτες διακλαδιζόμενης γραμμής σχηματίζονται με τη σύζευξη δυο κύριων γραμμών μεταφοράς μήκους ενός τετάρτου του μήκους κύματος με δυο ή περισσότερες γραμμές επίσης μήκους ενός τετάρτου του μήκους κύματος. Οι συζευγμένες γραμμές συνδέονται παράλληλα όπως φαίνεται στο σχήμα I.1.



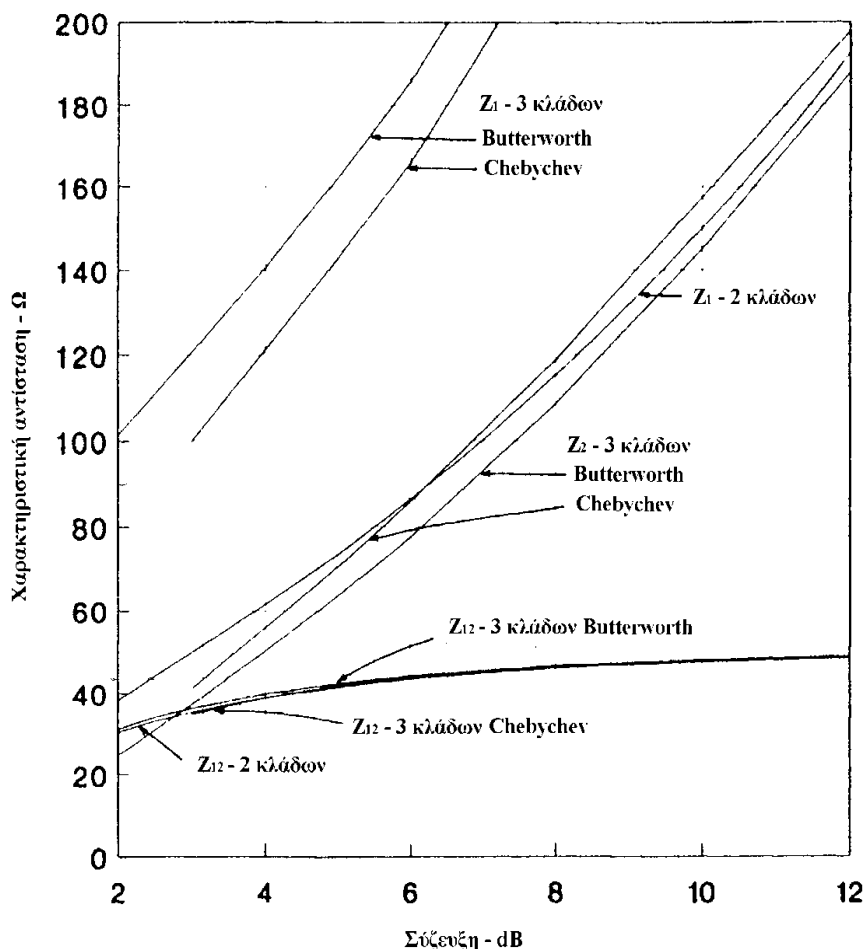
Σχήμα-I.1. Η γεωμετρία ενός συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής (branch-line coupler)



Σχήμα-I.2. Παράδειγμα συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής με τρεις παράλληλους κλάδους

Η τιμή σύζευξης και οι συνθήκες προσαρμογής καθορίζουν με μοναδικό τρόπο στους συζεύκτες δυο κλάδων τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις των κλάδων. Για τρεις ή περισσότερους κλάδους, οι επιπλέον βαθμοί ελευθερίας χρησιμοποιούνται για την αύξηση του εύρους ζώνης συντελεστών σύζευξης. Οι συζεύκτες αυτοί έχουν πολύ στενότερο εύρος ζώνης συχνοτήτων απ'ότι οι συζευγμένες γραμμές ή οι συζεύκτες κυματοδηγών με τον ίδιο αριθμό τμημάτων ή οπών. Επιπλέον, το εύρος των χαρακτηριστικών αντιστάσεων που εμπλέκεται είναι μάλλον μεγάλο, έτσι ώστε οι συζεύκτες διακλαδιζόμενης γραμμής με περισσότερα από τρία παράλληλα τμήματα ή με σύζευξη χαλαρότερη από 10 dB να μην χρησιμοποιούνται στην πράξη. Συνεπώς, οι συζεύκτες διακλαδιζόμενης γραμμής χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές όπου θέλουμε μεγάλο βαθμό σύζευξης και ειδικά για υβριδικά των 3 dB (3-dB hybrids). Σε τέτοιες εφαρμογές είναι δύσκολο να κατασκευαστούν

συζεύκτες με συζευγμένες γραμμές και συζεύκτες κυματοδηγών με πολλαπλές οπές εξαιτίας των μικρών διάκενων ή μεγάλων οπών που απαιτούνται.



Σχήμα-Ι.3. Χαρακτηριστικές αντιστάσεις για συζεύκτες δυο και τριών κλάδων σε σχέση με το συντελεστή σύζευξης

Η λειτουργία του συζεύκτη ως υβριδικού 3 dB, που είναι και ο τρόπος που χρησιμοποιείται κυρίως, έχει ως εξής:

Έχοντας όλες τις θύρες προσαρμοσμένες, η ισχύς που εισέρχεται από τη θύρα 1 διαιρείται εξίσου μεταξύ των θυρών 2 και 3 (σχήμα Ι.1), με μια διαφορά φάσης μεταξύ αυτών των δυο θυρών 90°. Στη θύρα 4 δεν συζευγνύεται καθόλου ισχύς (απομονωμένη θύρα).

Παρατηρούμε ότι ο συζεύκτης διακλαδιζόμενης γραμμής έχει μεγάλο βαθμό συμμετρίας, καθώς κάθε θύρα μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως θύρα εισόδου. Οι θύρες εξόδου θα είναι πάντα στην αντίθετη πλευρά απ'τη θύρα εισόδου και η απομονωμένη θύρα θα είναι η θύρα που απομένει.

Στην πράξη εξαιτίας της απαίτησης να έχουμε μήκη ενός τετάρτου του μήκους κύματος, το εύρος ζώνης συχνοτήτων είναι περιορισμένο στο 10-20 %. Το εύρος ζώνης λειτουργίας του

συζεύκτη μπορεί να αυξηθεί κατά μια δεκάδα ([1], σελ. 223) και περισσότερο με τη χρήση πολλαπλών τμημάτων συνδεδεμένων διαδοχικά (σχήμα I.2).

Επιπλέον, ο βασικός σχεδιασμός μπορεί να τροποποιηθεί για ανισομερή διαίρεση της ισχύος και/ή διαφορετικές χαρακτηριστικές αντιστάσεις στις θύρες εξόδου.

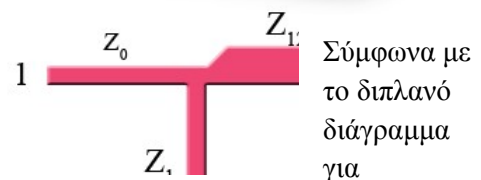
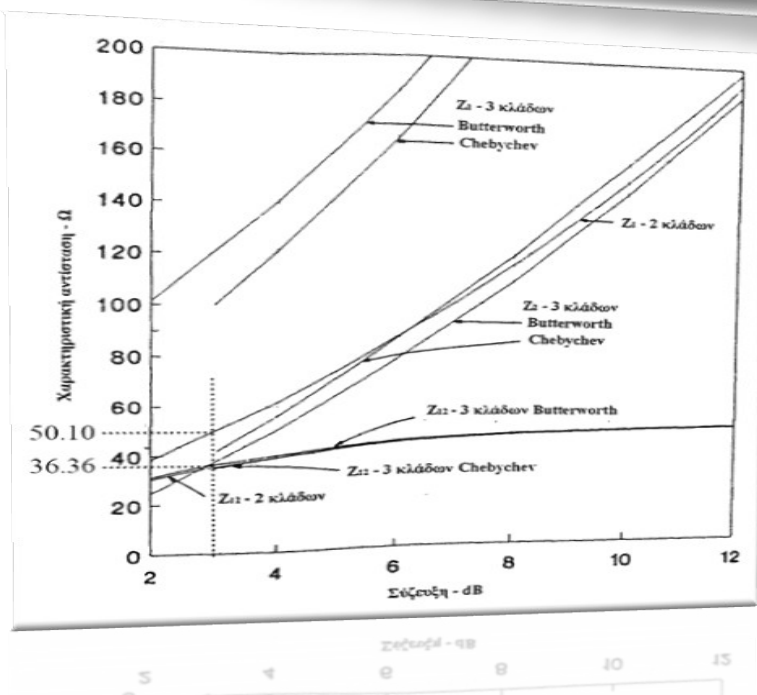
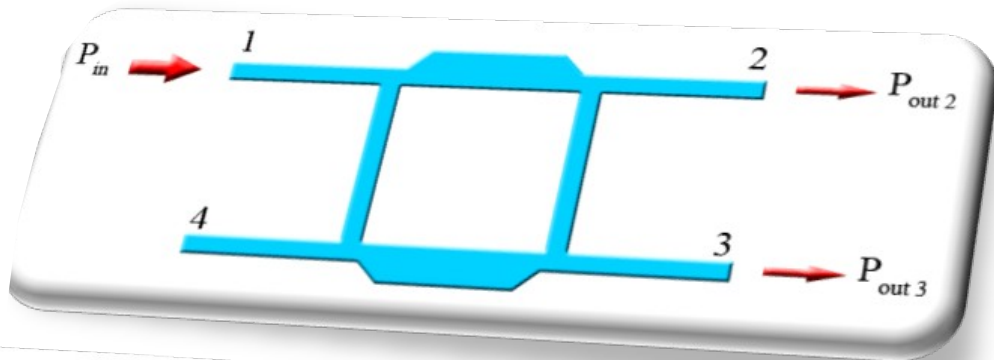
Ένα άλλο σημείο που πρέπει να προσεχθεί κατά το σχεδιασμό είναι το γεγονός ότι λόγω των παρασιτικών στοιχείων από τις ασυνέχειες στις συνδέσεις του συζεύκτη ίσως είναι απαραίτητο οι παράλληλοι κλάδοι να επιμηκυνθούν κατά ένα ηλεκτρικό μήκος $10\text{-}20^\circ$.

Για την ανάλυση του συζεύκτη μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ανάλυση άρτιου-περιττού ρυθμού (even-odd mode analysis). Λεπτομέρειες μπορεί κανείς να βρει στη βιβλιογραφία (π.χ. αναφορά [1]).

Τέλος, το σχήμα I.3 δίνεται ένα διάγραμμα των σύνθετων αντιστάσεων των κλάδων και των κύριων γραμμών σε σχέση με το συντελεστή σύζευξης για συζεύκτες δυο και τριών κλάδων.

ΥΠΟΔΕΙΓΜΑ ΑΣΚΗΣΗΣ

Ακολουθεί ο σχεδιασμός ενός **συζεύκτη διακλαδιζόμενη γραμμής** που λειτουργεί σε κεντρική συχνότητα $f = 1.20 \text{ GHz}$ και με επιθυμητό συντελεστή σύζευξης ίσο με $R_{dB} = 3 \text{ dB}$



Σύμφωνα με το διπλανό διάγραμμα για

συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής 2 κλάδων, οι αντιστάσεις των κατακόρυφων κλάδων θα είναι ίσες με $Z_1 = 50.1 \Omega$ ενώ οι αντιστάσεις των οριζόντιων κλάδων θα είναι ίσες με $Z_{12} = 36.36 \Omega$

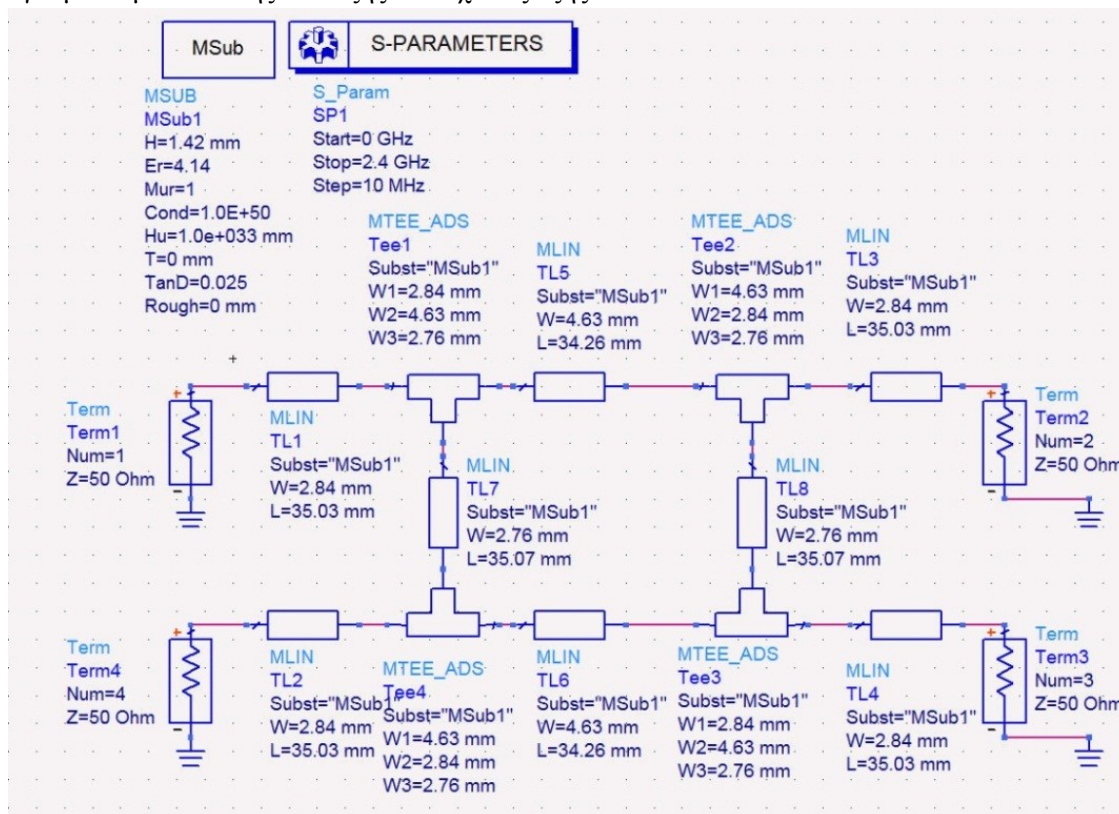
Οι αντιστάσεις Z_0 θεωρούμε ότι είναι ίσες με $Z_0 = 50 \Omega$

Σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος βρίσκουμε με τη χρήση τύπου, που δίνεται στις σημειώσεις του μαθήματος, την ενεργό διηλεκτρική σταθερά για κάθε γραμμή και

βρίσκουμε το μήκος τους που υπολογίζεται από τη σχέση : $L_i = \lambda_{g_i} / 4 = c / (4f \sqrt{\epsilon_{r \text{ eff } i}})$ έτσι έχουμε:

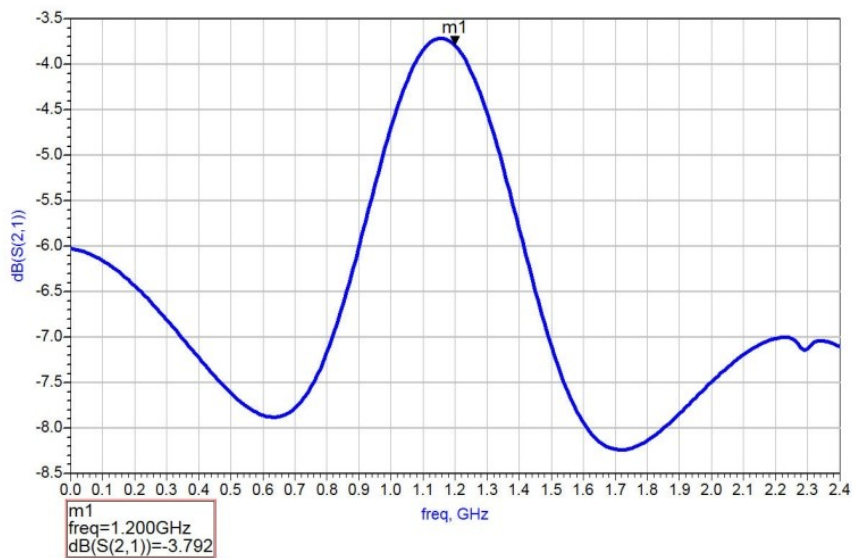
Αντίσταση	Λόγος : w/h	Πλάτος γραμμής w	Μήκος γραμμής L_i
$Z_1 = 50.1 \Omega$	$w_1/h = 1.94$	$w_1 = 2.76 \text{ mm}$	$L_1 = 3.52 \text{ cm}$
$Z_{12} = 36.36 \Omega$	$w_{12}/h = 3.26$	$w_{12} = 4.63 \text{ mm}$	$L_{12} = 3.44 \text{ cm}$

Χρησιμοποιώντας το λογισμικό ADS για το σχεδιασμό του ζητούμενου κυκλώματος, εισάγουμε το μοντέλο της διάταξης που έχει ως εξής:

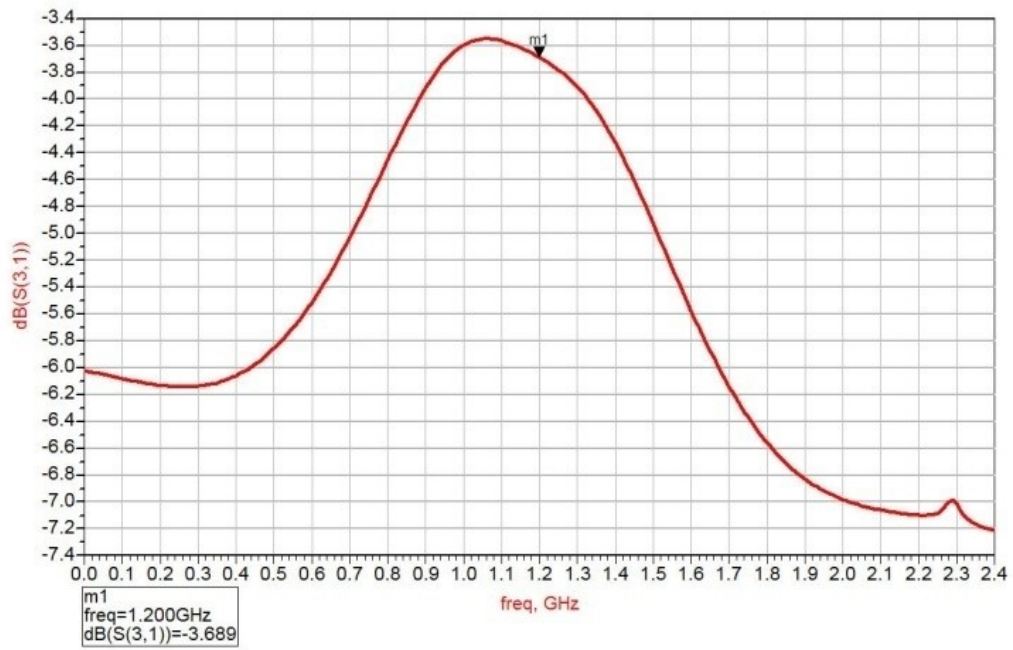


Σχήμα : Μοντέλο συζεύκτη διακλαδιζόμενη γραμμής στο περιβάλλον του ADS.

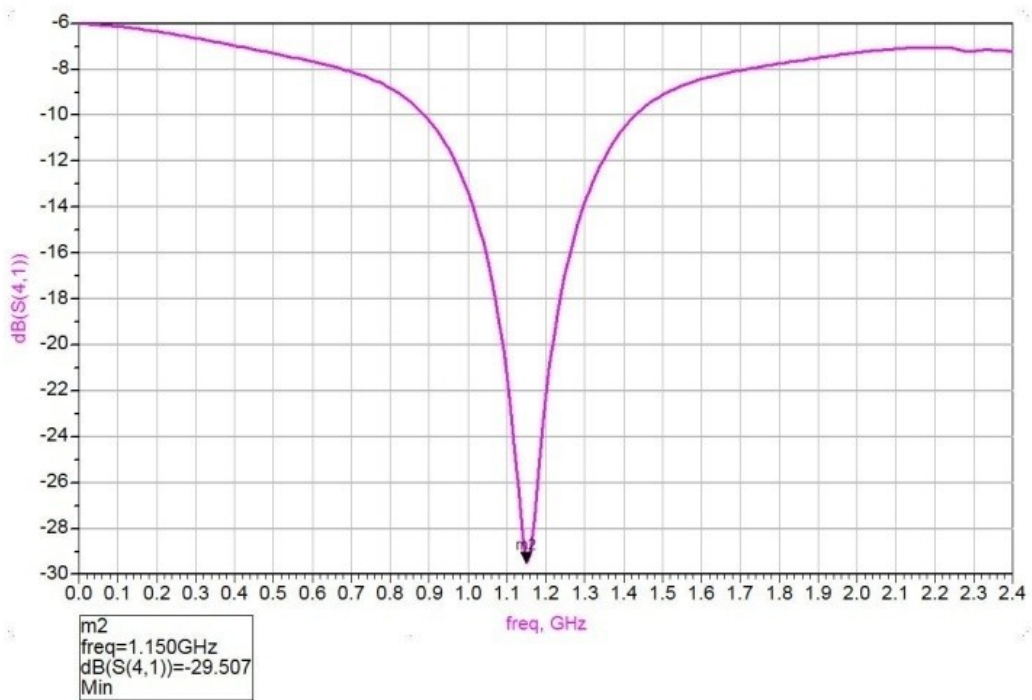
Εκτελώντας τη διαδικασία της προσομοίωσης του σχήματος-2 εξάγονται οι παράμετροι σκέδασης.



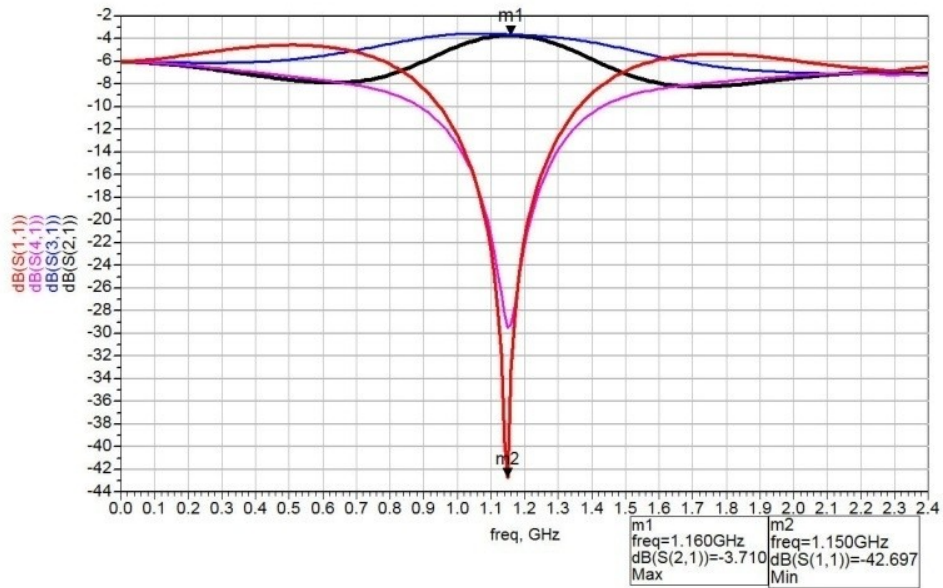
Σχήμα : Συντελεστής διάδοσης θύρας-2 του συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής.



Σχήμα : Συντελεστής διάδοσης θύρας-3 του συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής.

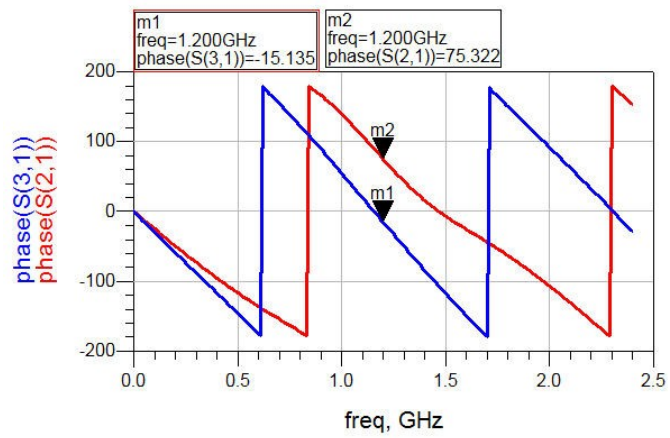


Σχήμα : Συντελεστής διάδοσης θύρας-4 του συζεύκτη διακλαδιζόμενης γραμμής.

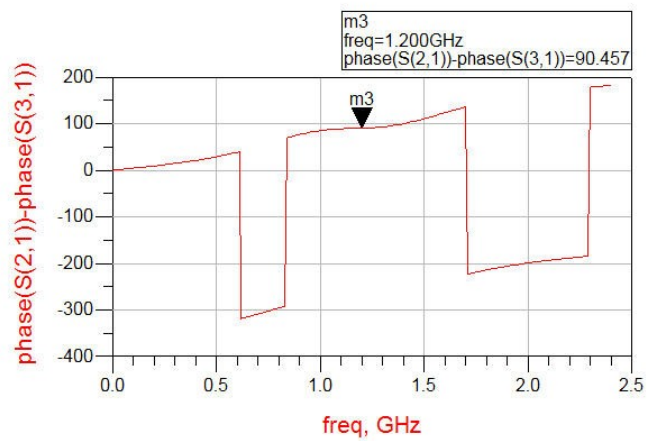


Σχήμα : Συγκεντρωτικό διάγραμμα παραμέτρων-S.

(α)



(β)



Σχήμα : α) Φάση των συντελεστών διάδοσης των θυρών 2 και 3, β) διαφορά φάσης των συντελεστών διάδοσης των θυρών 2 και 3.

Παρατηρούμε πως στη ζητούμενη συχνότητα ο συντελεστής διάδοσης της θύρας δύο είναι $s_{21} = -3.79$ και αντίστοιχα της θύρας τρία είναι $dBs_{31} = -3.7$ οι οποίοι πλησιάζουν σημαντικά την

απαιτούμενη τιμή σύζευξης των $3dB$. Η απόκλιση από την ιδανική συμπεριφορά οφείλεται στο γεγονός πως η όλη διάταξη έχει προσομοιωθεί λαμβάνοντας υπόψη τις απώλειες του διηλεκτρικού. Κρίνοντας τη διαφορά φάσης των δύο θυρών στη ζητούμενη συχνότητα είναι η αναμενόμενη με

βάση τον απαιτούμενο σχεδιασμό, $\Delta\phi|_{f=1.2GHz} = \angle s_{21} - \angle s_{31} = 90^\circ$

B. Σχεδιασμός Μικροκυματικού Διαιρέτη Ισχύος

Να σχεδιαστεί ένας διαιρέτης ισχύος που να λειτουργεί με κεντρική συχνότητα $f = [1+0.1^{\pm}]$ GHz (τελευταίο ψηφίο ΑΦΜ). Ο επιθυμητός λόγος των ισχύων εξόδου να είναι ίσος με $\kappa = (3 + \text{τελευταίο ψηφίο ΑΦΜ})$. Ένα λεπτομερές παράδειγμα σχεδιασμού δίνεται στη σχετική εργασία του μεταπτυχιακού φοιτητή κ. Σ. Γ. Διαμάντη (Παράρτημα ΙΙ), ενώ μετά ακολουθεί ένα υπόδειγμα άσκησης.

Τα βήματα σχεδιασμού είναι τα ακόλουθα :

$\lambda/4$

Z_{01}

Z_{03}

Z_{02}

1

2

3

$Z_0=50\Omega$

$Z_0=50\Omega$

$\lambda/4$

$Z_0=50\Omega$

1. Μελέτη της αντίστοιχης θεωρίας (παράρτημα ΙΙ).

2. Προσδιορισμός των χαρακτηριστικών κάθε γραμμής του διαιρέτη ισχύος . Η χαρακτηριστική αντίσταση των γραμμών θα βρεθεί από τις αντίστοιχες εξισώσεις του παραρτήματος ΙΙ.

Γραμμή $Z_{01} = \dots\dots\dots \Omega$

Ηλεκτρικό μήκος $\theta_1 = 90^\circ$

ή αντίστοιχα

$L_1 = \dots\dots\dots \text{mm}$

$W_1 = \dots\dots\dots \text{mm}$

Γραμμή $Z_{02} = \dots\dots\dots \Omega$

Ηλεκτρικό μήκος $\theta_2 = 90^\circ$

ή αντίστοιχα

$L_2 = \dots\dots\dots \text{mm}$

$W_2 = \dots\dots\dots \text{mm}$

Γραμμή $Z_{03} = \dots\dots\dots \Omega$

Ηλεκτρικό μήκος $\theta_3 = 90^\circ$

ή αντίστοιχα

$L_3 = \dots\dots\dots \text{mm}$

$W_3 = \dots\dots\dots \text{mm}$

3. Ορίζουμε τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος. Το διηλεκτρικό που θα χρησιμοποιηθεί έχει διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_r = 4.14$, πάχος 1.42mm και εφαπτομένη απωλειών $\tan\delta = 0.025$. Με βάση τα παραπάνω μεγέθη σχεδιάστε στο πρόγραμμα ADS το διαιρέτη ισχύος.

4. Στη συνέχεια προσδιορίζουμε τις S-παραμέτρους (εκτελώντας την κατάλληλη ανάλυση) στις θύρες 1,2,3 και 4 και σημειώνουμε τα αποτελέσματα (μέτρο^{pc} φάση) για την συχνότητα σχεδιασμού-λειτουργίας του διαιρέτη.

$S_{11} = \dots\dots\dots$ $S_{22} = \dots\dots\dots$

$S_{44} = \dots\dots\dots$ $S_{21} = \dots\dots\dots$

$S_{41} = \dots\dots\dots$ $S_{24} = \dots\dots\dots$

Ποιος είναι ο λόγος διαίρεσης (S_{41} - S_{21}) και η απομόνωση μεταξύ των θυρών 2 και 4;

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ

Διαιρέτες Ισχύος (Power Dividers)

Μια από τις βασικές διατάξεις που χρησιμοποιούνται πάρα πολύ, σε μικροκυματικά κυκλώματα είναι οι διαιρέτες ισχύος (Power Dividers). Σκοπός του διαιρέτη ισχύος είναι να χωρίζει την εισερχόμενη στην είσοδο του ισχύ, σε επιμέρους ισχείς στην έξοδο. Υπάρχουν διάφοροι τύποι διαιρετών ισχύος ανάλογα σε πόσους δρόμους διαμοιράζουν την ισχύ στην έξοδο τους. Η πιο απλή περίπτωση διαιρέτη ισχύος είναι ένα απλό ταύ. Ένα απλό ταύ όπως φαίνεται στο σχήμα 1, είναι ένα δίκτυο τριών θυρών και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για διαίρεση ή συνδυασμό ισχύος. Αρχικά θα μελετήσουμε ένα απλό ταύ υποθέτοντας ότι δεν υπάρχουν απώλειες στις γραμμές μεταφοράς.

I. Ανάλυση Ιδανικού –T

Στο σχήμα-8 φαίνεται ένα απλό ταύ με γραμμές μηδενικού μήκους το οποίο λειτουργεί σαν διαιρέτης ισχύος. Αν V_i , I_i η τάση και το ρεύμα στην κάθε θύρα i , τότε τα πλάτη των εισερχομένων (a_i) και εξερχομένων (b_i) κυμάτων τάσης είναι:

(1)

και

$$b_i = \frac{V_i - I_i \cdot Z_{oi}}{2} \quad (2)$$

a_1

b_1

b_2

a_2

a_3

b_3

Θύρα-1

Θύρα-3

Θύρα-2

α)

όπου Z_{oi} η χαρακτηριστική αντίσταση της i -γραμμής που συνδέετε στη θύρα $-i$.

Z_{o1}

Z_{o3}

Z_{o2}

β)

I_1

+

I_1

V_3

-

+

-

+

-

Z_{in}

I_2

V_2

Z_{o2}

Z_{o3}

V_1

γ)

Σχήμα : α) Τοπολογία δικτύων.

β) Τμήμα $-T$ "μηδενικού μήκους" μεταξύ θυρών $-1, -2$ και -3 .

γ) Ισοδύναμο κύκλωμα του εσωτερικού $-T$ του σχήματος (α).

Η αντίσταση εισόδου της διάταξης όπως φαίνεται και από το σχήμα 1α) είναι:

(3)

(3)

Ο συντελεστής διάδοσης από την 1^η-θύρα στη 2^η-θύρα, S_{21} και από την 1^η-θύρα στην 3^η-θύρα, S_{31} είναι:

(4)

και

$$S_{31} = \frac{b_3}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=0} = \frac{V_3 - I_3 \cdot Z_{O3}}{V_1 + I_1 \cdot Z_{O1}} \quad (5)$$

ενώ υπο συνθήκες προσαρμογής ο συντελεστής ανάκλασης στην κάθε θύρα $-i$ είναι :

$$\Gamma_i \Big|_{\alpha_j=0, \gamma_l \neq i} = S_{ij} = \frac{b_j}{a_i} \Big|_{a_j=0} \text{ για } \alpha_i \neq 0 \quad (6)$$

Αφού οι S_{21} και S_{31} ορίζονται με τις θύρες -2 και -3 τερματισμένες σε τερματισμένο φορτίο ($Z_{li}=Z_{oi}$), μπορούμε να σχεδιάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα τοποθετώντας στις θύρες -2 και -3 αντιστάσεις ίσες με Z_{O2} και Z_{O3} αντίστοιχα. Το ισοδύναμο φαίνεται στο σχήμα-8 β), από το οποίο προκύπτουν οι σχέσεις:

(7)

$$V_2 = -I_2 \cdot Z_{O2} \quad (8)$$

$$V_3 = -I_3 \cdot Z_{O3} \quad (9)$$

$$V_1 = V_2 = V_3 = V_0 \quad (10)$$

Έτσι, με αντικατάσταση στις σχέσεις (4) και (5) έχουμε:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=0} = \frac{V_2 - I_2 \cdot Z_{O2}}{V_1 + I_1 \cdot Z_{O1}} = \frac{2 \cdot V_2}{V_1 + \frac{V_1 \cdot Z_{O1}}{Z_{in}}} = \frac{2 \cdot Z_{in}}{Z_{in} + Z_{O1}} \quad (11)$$

Ομοίως και για τον S_{31} έχουμε:

$$S_{31} = \frac{b_3}{a_1} \Big|_{a_2=a_3=0} = \frac{V_3 - I_3 \cdot Z_{O3}}{V_1 + I_1 \cdot Z_{O1}} = \frac{2 \cdot V_3}{V_1 + \frac{V_1 \cdot Z_{O1}}{Z_{in}}} = \frac{2 \cdot Z_{in}}{Z_{in} + Z_{O1}} \quad (12)$$

Από τις σχέσεις (11) και (12) παρατηρούμε ότι στην περίπτωση όπου η θύρα-1 είναι προσαρμοσμένη ($S_{11}=0$ ή $Z_{in}=Z_{O1}$), τότε έχουμε $S_{21}=S_{31}=1$.

Αν η εισερχόμενη ισχύς στην είσοδο του Ταύ είναι P_1 οι ισχύεις που εξέρχονται από τις θύρες 2 και 3 αντίστοιχα είναι P_2 και P_3 . Για την ισχύ σε κάθε θύρα έχουμε:

$$P_2 = \frac{|b_2|^2}{Z_{O2}} \quad (13)$$

$$P_3 = \frac{|b_3|^2}{Z_{O3}} \quad (14)$$

$$P_1 = \frac{|a_1|^2}{Z_{O1}} \quad \text{και} \quad (15)$$

Διαιρώντας τις (13) και (14) με την (15) παίρνουμε:

$$\frac{P_2}{P_1} = \left| \frac{b_2}{a_1} \right|^2 \cdot \frac{Z_{O1}}{Z_{O2}} = |S_{21}|^2 \cdot \frac{Z_{O1}}{Z_{O2}} \quad (16)$$

και

$$\frac{P_3}{P_1} = \left| \frac{b_3}{a_1} \right|^2 \cdot \frac{Z_{O1}}{Z_{O3}} = |S_{31}|^2 \cdot \frac{Z_{O1}}{Z_{O3}} \quad (17)$$

Από τις σχέσεις (16) και (17) παρατηρούμε ότι οι λόγοι $\frac{P_3}{P_1}, \frac{P_2}{P_1}$ εξαρτώνται από τους συντελεστές διάδοσης, S_{31}, S_{21} . Έστω ότι θέλουμε να σχεδιάσουμε ένα διαιρέτη ισχύος όπου ο λόγος των εξερχόμενων ισχύων P_2 και P_3 να είναι ίσος με κ . Εάν αγνοήσουμε τις απώλειες του διαιρέτη ή αν θεωρήσουμε ότι οι απώλειες των δύο κλάδων 1^η 2 και 1^η 3 είναι περίπου ίδιες, τότε μπορούμε να γράψουμε:

$$P_1 = P_2 + P_3 \quad (18)$$

Και

$$\frac{P_2}{P_3} = \kappa \quad (19)$$

Λύνοντας το σύστημα των εξισώσεων (18) και (19) έχουμε:

$$P_3 = \frac{1}{\kappa + 1} \cdot P_1 \quad (20)$$

Και

$$P_2 = \frac{\kappa}{\kappa + 1} \cdot P_1 \quad (21)$$

Στην περίπτωση όπου η θύρα-1 είναι ή θέλουμε να είναι προσαρμοσμένη ισχύει $S_{11}=0$ ή $Z_{in}=Z_{O1}$ και $S_{21}=S_{31}=1$ οπότε οι σχέσεις (16) και (17) γίνονται:

$$Z_{in,1}=Z_{O1} \quad \frac{P_2}{P_1} = \frac{Z_{O1}}{Z_{O2}} = \frac{\kappa}{\kappa + 1} \quad (22)$$

και

$$Z_{in,1}=Z_{O1} \quad \frac{P_3}{P_1} = \frac{Z_{O1}}{Z_{O3}} = \frac{1}{\kappa + 1} \quad (23)$$

Συνεπώς από τις εξισώσεις (21) και (22) παίρνουμε τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις που πρέπει να έχουν οι γραμμές μεταφοράς για να έχουμε διαίρεση ισχύος με λόγο κ :

$$Z_{O2} = \frac{\kappa + 1}{\kappa} \cdot Z_{O1} \quad \text{για } Z_{in,1}=Z_{O1} \quad (24)$$

και

$$Z_{O3} = (\kappa + 1) \cdot Z_{O1} \quad \text{για } Z_{in,1}=Z_{O1} \quad (25)$$

Προσοχή όμως οι εξισώσεις (24) και (25) ισχύουν για $Z_{in,1}=Z_{O1}$, δηλαδή προσαρμογή στο επίπεδο αναφοράς της θύρας -1. Στην πράξη όμως πολλές φορές θέλουμε η είσοδος ή και οι άλλες θύρες να δίνουν αντίσταση εισόδου ίση με 50Ω . Οι εξισώσεις (24) και (25) όμως οδηγούν σε πολύ μεγάλες χαρακτηριστικές αντιστάσεις (Z_{O3}) για $\kappa > 2$. Ειδικά προκειμένου οι γραμμές να υλοποιηθούν με μικροταινιακές γραμμές, θα πρέπει να εκμεταλλευτούμε όλη τη δυναμική περιοχή των χαρακτηριστικών τους αντιστάσεων. Για τα συνηθισμένα διηλεκτρικά και για τα υλοποιήσιμα πλάτη των γραμμών οι χαρακτηριστικές αντιστάσεις κυμαίνονται από $(15-20)\Omega$ οι πολύ πλατιές, έως περίπου 95Ω οι πολύ στενές γραμμές. Η παραπάνω όμως ανάλυση έγινε για Ταυ αποτελούμενο από γραμμές "μηδενικού" μήκους αφού αγνοήθηκαν φαινόμενα διάδοσης από το κέντρο του ταυ μέχρι το επίπεδο αναφοράς της κάθε θύρας -1 -2 και -3. Η διαδικασία αυτή δεν αποτελεί απλά μια προσέγγιση αλλά περιγράφει τη συμπεριφορά μιας διακλάδωσης -T. Η διαδικασία αυτή μπορεί να επεκταθεί με τη σύνδεση γραμμών, π.χ. μετασχηματιστή $\lambda/4$, έτσι ώστε να διατηρούνται οι προηγούμενες προϋποθέσεις όπως στο σχήμα 9.

II. Διαιρέτες ισχύος τύπου Wilkinson

Ο διαιρέτης ισχύος τύπου Wilkinson αποτελεί την επέκταση-συμπλήρωση του ιδανικού Ταύ με την πρόσθεση σε σειρά γραμμών $\lambda/4$. Όλη η προηγούμενη ανάλυση μπορεί να εφαρμοστεί στο σχήμα-9 αρκεί να διακρίνουμε ότι:

- Οι ισχείς P_1, P_2, P_3 ορίζονται στα επίπεδα αναφοράς ή θύρες -1, -2 και -3.
- Οι ισχείς P'_1, P'_2, P'_3 στις θύρες -1', -2' και -3' θα έχουν τις ίδια συσχέτιση με τις προηγούμενες αρκεί να μην υπάρξουν ανακλάσεις, δηλαδή να επιτυγχάνετε προσαρμογή $-Z_0$.
- Αν υποθέσουμε ότι οι προηγούμενες γραμμές παρουσιάζουν τις ίδιες απώλειες, τότε οι λόγοι των εξισώσεων (20) και (21) διατηρούνται. Τώρα όμως οι Z_{O2} και Z_{O3} είναι οι αντιστάσεις εισόδου των γραμμών με χαρακτηριστική αντίσταση Z_2 και Z_3 .

$\lambda/4$

M/Σ -1

$\lambda/4$

M/Σ -3

$\lambda/4$

M/Σ -2

Z_1
 Z_3
 Z_2
 1'
 1
 2
 2'

3
 3'
 P'₁
 P₁
 Z₀₂
 Z₀₃
 Z₀=50Ω
 Z₀=50Ω
 Z₀=50Ω
 P'₃
 P'₂
 Z_{in,1}
 "TAY"

Σχήμα : Το ιδανικό $-T$ ή Ταύ-μηδενικού μήκους βρίσκεται μεταξύ των θυρών $-1, -2$ και -3 . Μεταξύ των θυρών $-1', -2'$ και $-3'$ υλοποιείται η επιθυμητή διακλάδωση. Το ερώτημα είναι να προσδιοριστούν οι Z_1, Z_2 και Z_3 για την επιθυμητή διαίρεση ισχύος στις θύρες $-2'$ και $3'$.

Έτσι :

$$\frac{P'_2}{P_1} \approx \frac{\kappa}{\kappa+1} \quad (26)$$

$$\frac{P'_3}{P_1} \approx \frac{1}{\kappa+1} \quad (27)$$

Η εισερχόμενη όμως ισχύς είναι ίση με P'_1 . Αυτή είναι ίση με P_1 όταν παραλείπεται ο μετασχηματιστής $-1 \lambda/4$, δηλαδή όταν η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής στην είσοδο είναι κατευθείαν ίση με 50Ω . Διαφορετικά οι ισχύεις P_1 και P'_1 διαφέρουν κατά τις απώλειες της παρεμβαλλόμενης γραμμής. Ο λόγος όμως P'_2/P'_3 θα παραμείνει ίδιος αφού από τις εξισώσεις (26) και (27) παίρνουμε:

$$P'_2/P'_3 = \kappa \quad (28)$$

Συνεπώς υπάρχουν δύο τοπολογίες –δυνατότητες υλοποίησης διαιρετών με αυτόν τον τρόπο.

α) Ακριβώς όπως στο σχήμα -2 , με τρεις Μ/Σ $\lambda/4$.

β) Με δύο Μ/Σ $\lambda/4$ στις θύρες -2 και -3 αλλά με γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης $Z_1=Z_0=50\Omega$ στην είσοδο.

Στη β) περίπτωση έχουμε :

$$Z_{O2} = \frac{\kappa+1}{\kappa} \cdot Z_{O1} \quad (29)$$

$$Z_{O3} = (\kappa+1) \cdot Z_{O1} \quad (30)$$

Οι Μ/Σ θα έχουν χαρακτηριστική αντίσταση:

$$Z_2 = \sqrt{Z_{O2} \cdot Z_0} \quad (31)$$

$$Z_3 = \sqrt{Z_{O3} \cdot Z_0} \quad (32)$$

Ενώ στη α) περίπτωση έχουμε:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 \cdot Z_{O1}} \Rightarrow Z_{O1} = Z_1^2 / Z_0 \quad (33)$$

Προκειμένου να πετύχουμε χαμηλή τιμή για την Z_{O1} αρκεί να μειώσουμε την χαρακτηριστική αντίσταση του Μ/Σ-1. Έτσι, ανάλογα με τις επιθυμητές διαστάσεις επιλέγει κανείς την Z_1 υπολογίζει την Z_{O1} και αντικαθιστά τις προηγούμενες εξισώσεις.

Παράδειγμα

Επιλογή $Z_1=20\Omega$, τότε $Z_{01}=20 \cdot 20/50=8\Omega$, οπότε ακόμη και για $\kappa=9$ έχουμε $Z_{03}=80\Omega$ και

$$Z_{02}=80/9=8.89\Omega \text{ και } Z_2 = \sqrt{9 \cdot 50} = 21.21\Omega \text{ και } Z_3 = \sqrt{80 \cdot 50} = 63.24\Omega$$

Δηλαδή ο α) τρόπος χρειάζεται για μεγάλους λόγους διαίρεσης $-\kappa$.

III. Σχεδιασμός Διαιρέτη Ισχύος

Έστω ότι θέλουμε να σχεδιάσουμε ένα ταύ που να κάνει διαίρεση ισχύος με λόγο $\kappa=3$. Αν $Z_{01}=50\Omega$ τότε από τις σχέσεις (24) και (25) έχουμε: $Z_{02}=66.66\Omega$ και $Z_{03}=200\Omega$. Θέλουμε δηλαδή στον έναν κλάδο να έχουμε αντίσταση 66.66Ω και στον άλλο κλάδο 200Ω . Αυτό το πετυχαίνουμε χρησιμοποιώντας μια γραμμή μήκους $\lambda/4$ μεταξύ του ταύ και του φορτίου όπως φαίνεται στο σχήμα 2.

Σύμφωνα με τις σχέσεις (31) και (32) έχουμε $Z_{2,\lambda/4}=57.9\Omega$ και $Z_{3,\lambda/4}=100\Omega$. Ένα σημαντικό μειονέκτημα αυτού του σχεδιασμού είναι ότι περιορίζουμε τις τιμές των Z_{0i} των γραμμών πάνω από τα 50Ω , π.χ. $Z_{03,\lambda/4}=100\Omega$. Προκύπτουν έτσι πολύ λεπτές γραμμές που δεν κατασκευάζονται ή καταστρέφονται εύκολα.

$\lambda/4$

Z_{01}

Z_{03}

Z_{02}

1

2

3

$Z_0=50\Omega$

$Z_0=50\Omega$

Σχήμα : Ταύ με δύο M/Σ μήκους $\lambda/4$.

ΥΠΟΔΕΙΓΜΑ ΑΣΚΗΣΗΣ

Σκοπός μας είναι ο σχεδιασμός ενός διαιρέτη ισχύος με λόγο ισχύων εξόδου ίση με $(P_2/P_3) = k = 5$ που να λειτουργεί στη συχνότητα των $1.2GHz$.

Επειδή περιοριζόμαστε στην κατασκευή γραμμών με αντιστάσεις έξω από το διάστημα $20 \Omega \leq z \leq 160 \Omega$ επιλέγουμε τη μεγαλύτερη αντίσταση της διάταξης (z_{o3}) να είναι μικρότερη από το άνω όριο των 160Ω . Έτσι:

$$z_{o3} = (k+1) z_{o1} < 160 \Omega \rightarrow z_{o3} = (5+1) z_{o1} < 160 \Omega \Rightarrow 6z_{o1} < 160 \Omega \Rightarrow z_{o1} < 26.67 \Omega$$

Θεωρούμε, λοιπόν, πως η χαρακτηριστική αντίσταση εισόδου είναι ίση με $z_{o1} = 20 \Omega$ και προσδιορίζουμε τις z_{o2}, z_{o3} με χρήση των παρακάτω τύπων.

$$z_{o2} = \frac{k+1}{k} z_{o1} = \frac{5+1}{5} 20 = 24 \Omega$$

$$z_{o3} = (k+1) z_{o1} = (5+1) 20 = 120 \Omega$$

Με βάση τις παραπάνω τιμές βρίσκουμε τις αντιστάσεις των γραμμών μεταφοράς που θα χρησιμοποιήσουμε σαν $M/\Sigma \lambda/4$. Η αντίσταση της γραμμής εισόδου υποθέτουμε ότι είναι ίση με 50Ω (όσο είναι στις συνηθισμένες διατάξεις).

$$z_1 = \sqrt{z_o z_{o1}} = \sqrt{50 \times 20} = 31.6 \Omega$$

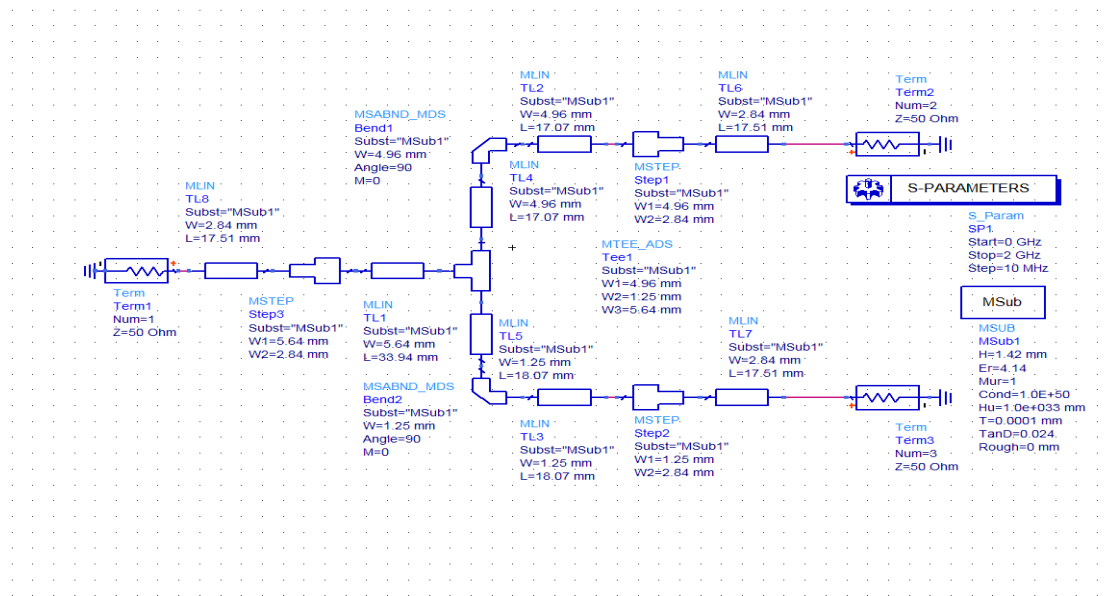
$$z_2 = \sqrt{z_o z_{o2}} = \sqrt{50 \times 24} = 34.6 \Omega$$

$$z_3 = \sqrt{z_o z_{o3}} = \sqrt{50 \times 120} = 77.5 \Omega$$

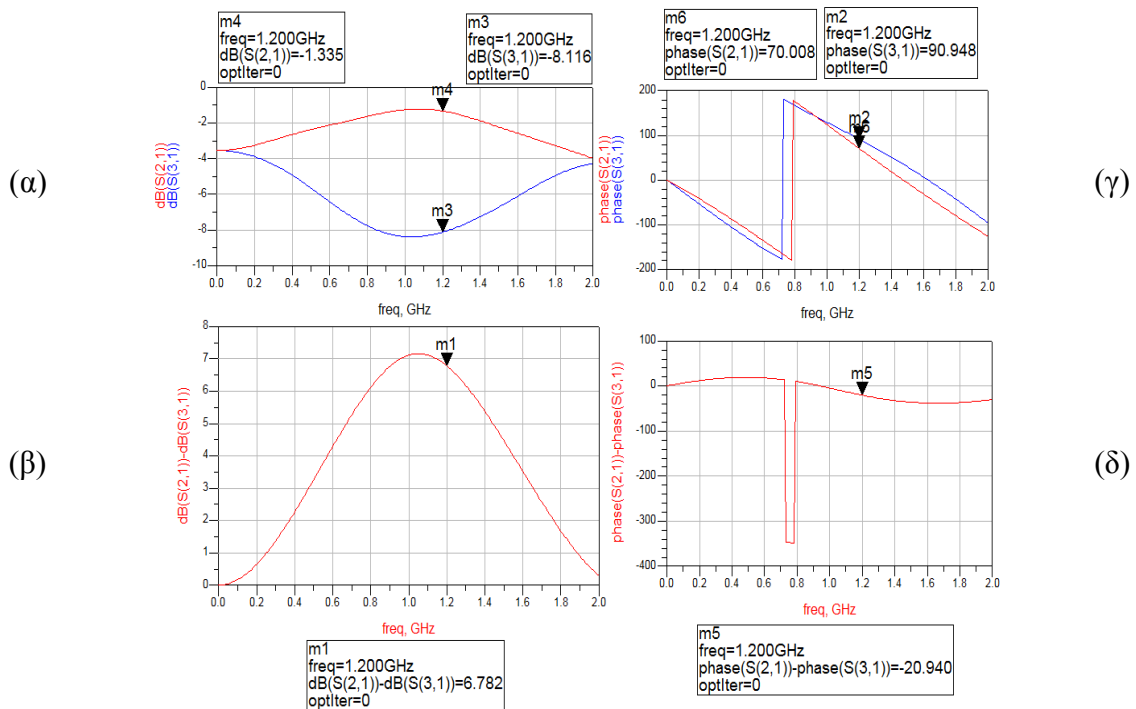
Σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος βρίσκουμε με τη χρήση τύπου, που δίνεται στις σημειώσεις του μαθήματος, την ενεργό διηλεκτρική σταθερά για κάθε γραμμή και βρίσκουμε το μήκος τους που υπολογίζεται από τη σχέση: $L_i = \lambda_{g_i} / 4 = c / (4f \sqrt{\epsilon_{r_{eff_i}}})$ έτσι έχουμε:

Αντίσταση	Λόγος : w/h	Πλάτος γραμμής w	Μήκος γραμμής L_i
$Z_1 = 31.6 \Omega$	$w_1/h = 3.97$	$w_1 = 5.64mm$	$L_1 = 3.41cm$
$Z_2 = 34.6 \Omega$	$w_2/h = 3.50$	$w_2 = 4.97mm$	$L_2 = 3.43cm$
$Z_3 = 77.5 \Omega$	$w_3/h = 0.882$	$w_3 = 1.25mm$	$L_3 = 3.62cm$

Σχεδιάζουμε τη διάταξη στο λογισμικό ADS. Ο σχεδιασμός γίνεται με χρήση μη ιδανικών μικροταινιακών γραμμών. Ο ζητούμενος λόγος k εδώ έχει τιμή $k_{dB} = 6.78 dB$ ή $k = 4.76$ ενώ η διαφορά φάσης έχει τιμή $\Delta\phi = \angle S_{21} - \angle S_{31} = -20.94^\circ$, όπως φαίνεται στο σχήμα-12.

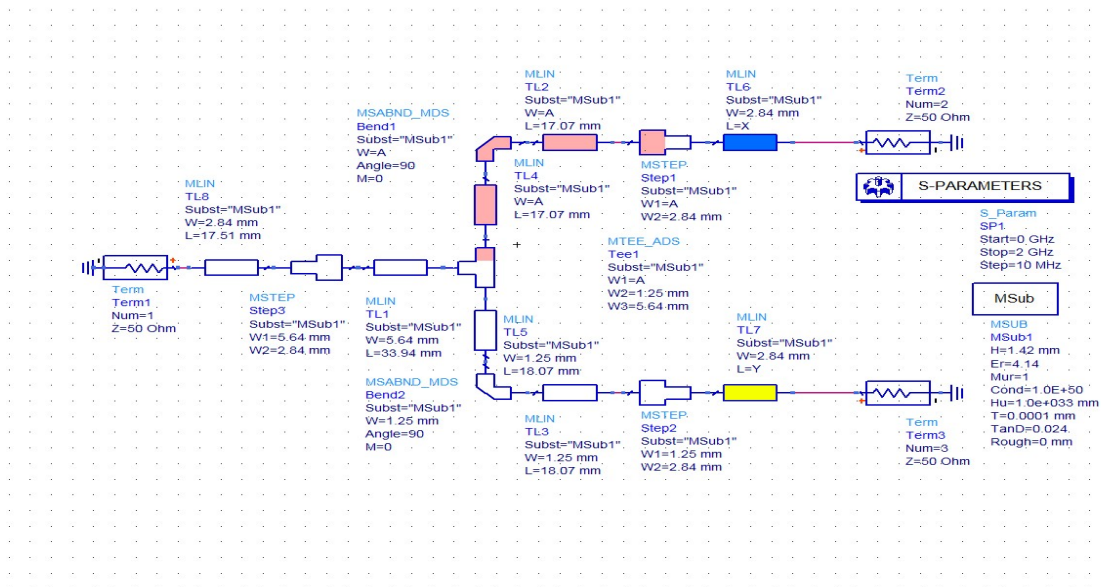


Σχήμα : Μοντέλο διαιρέτη ισχύος στο περιβάλλον του ADS.



Σχήμα : α) Συντελεστές διάδοσης των θυρών 2 και 3, β) διαφορά των συντελεστών διάδοσης των θυρών 2 και 3, γ) φάσεις των συντελεστών διάδοσης των θυρών 2 και 3, δ) διαφορά φάσης των συντελεστών διάδοσης των θυρών 2 και 3.

Επειδή ο λόγος διαίρεσης ισχύων εξόδου (k) διαφέρει από τη ζητούμενη τιμή είναι απαραίτητη μια διαδικασία βελτιστοποίησης. Η διαδικασία αυτή φαίνεται στο σχήμα-13 ενώ τα αποτελέσματα της προσομοίωσης συνοψίζονται στο σχήμα-14.



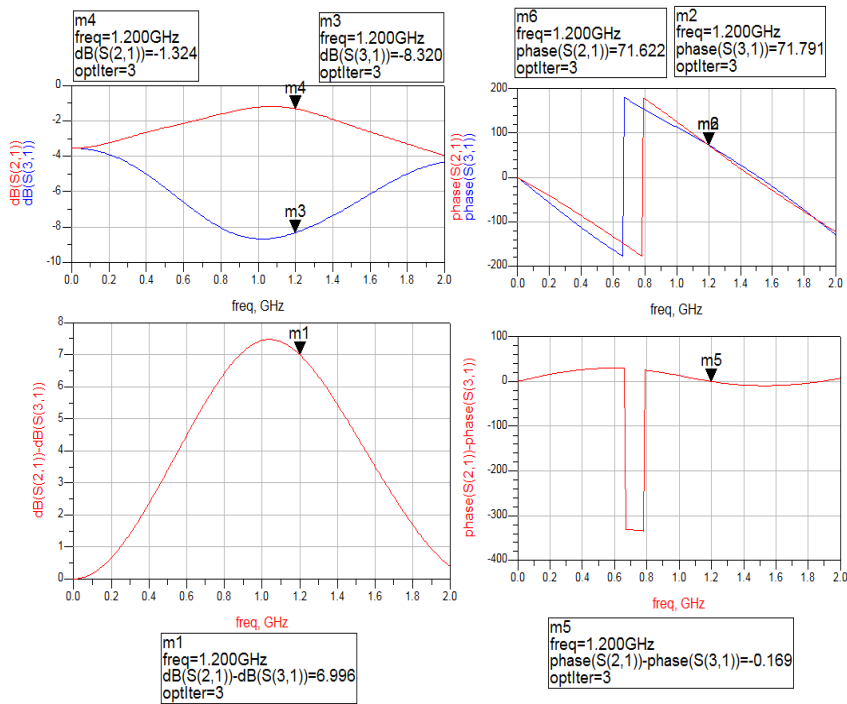
Σχήμα : Βελτιστοποιημένο μοντέλο διαιρέτη ισχύος στο περιβάλλον του ADS.

(α)

(γ)

(β)

(δ)



Σχήμα : α) Συντελεστές διάδοσης των θυρών 2 και 3, β) διαφορά των συντελεστών διάδοσης των θυρών 2 και 3, γ) φάσεις των συντελεστών διάδοσης των θυρών 2 και 3, δ) διαφορά φάσης των συντελεστών διάδοσης των θυρών 2 και 3.

Οι τιμές βελτιστοποίησης που απαιτούνται για να πετύχουμε την απόκριση του σχήματος-10 ($k_{dB} = 6.99 \text{ dB}$ ή $k = 5$ και $\Delta\phi = \angle S_{21} - \angle S_{31} = -0^\circ$) όπως τα εξάγει το λογισμικό ADS είναι τα ακόλουθα:

```

Iteration/Trial #3:
CurrentEF: 0
Optimization variables:
X = 16.3465e-03
Y = 25.2803e-03
A = 5.18229e-03
SP Optim[1].SP1[3] <<string/GENX netlist>>
.....
Optim[i] reached the goals:
Resource usage:
Total stopwatch time: 5.69 seconds.
  
```