



ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ, ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ
ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΤΑΛΑΝΤΩΤΩΝ ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΘΕΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ:

ΓΟΥΡΛΗΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ(267)

ΓΑΒΡΙΗΛΙΔΗΣ ΑΝΕΣΤΗΣ(237)

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ:

Δρ. ΤΣΙΤΣΟΣ ΣΤΥΛΙΑΝΟΣ

(ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ)

**ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο: ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥΣ
ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ**

1.1	Εισαγωγή	1
1.2	Τύποι συντονιστών (resonators)	1
1.2.1	Συντονιστής με διακριτά στοιχεία (Lumped element resonator)	1
1.2.2	Συντονιστής κοιλότητας (Cavity resonator)	3
1.2.3	Διηλεκτρικός συντονιστής (Dielectric Resonator – DR)	5
1.2.4	Μαγνητικός συντονιστής (YIG)	7
1.3	Ταλαντωτές ανάδρασης (Feedback oscillators)	8
1.4	Ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης	8

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο: ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ **10**

2.1	Εισαγωγή	10
2.2	Ο μετασχηματιστής ενός τετάρτου κύματος	13

**ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο: ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟ-
ΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΤΑΛΑΝΤΩΤΩΝ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ ΚΑΙ
ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ**

3.1	Ταλαντωτές ανάδρασης	16
3.1.1	Θετική ανάδραση	16
3.2	Εξαγωγή των εξισώσεων για των υπολογισμό των στοιχείων ανάδρασης που απαιτούνται για το δίκτυο T	22
3.3	Ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης	25
3.3.1	Ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης με χρήση μικροκυματικών τρανζίστορ	27
3.4	Χαρακτηριστικά μικροκυματικών τρανζίστορ	29
3.4.1	Μικροκυματικά τρανζίστορ επιδράσεως πεδίου (FET)	30

**ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο: ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗ ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑ-
ΣΗΣ ΣΤΑ 4 GHz, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ
ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ FET GaAs**

4.1	Εισαγωγή	33
4.2	Διαδικασία σχεδιασμού	33
4.2.1	Καθορισμός των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής (common source configuration)	33
4.2.2	Καθορισμός των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πύλης (common gate configuration)	35
4.2.3	Σχεδίαση του κύκλου ευστάθειας του ταλαντωτή	37
4.2.4	Σχεδιασμός κυκλωμάτων προσαρμογής του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης	39
4.2.5	Προσομοίωση του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με ιδανικές γραμμές μεταφοράς	45
4.3	Βελτιστοποίηση του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με ιδανικές γραμμές μεταφοράς	47
4.4	Σχεδιασμός και προσομοίωση ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με μικροταινιακές γραμμές	50
4.5	Πόλωση του FET GaAs του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης	54
4.6	Σχεδιασμός του στρώματος φυσικής τοποθέτησης (layout) του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης	57

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο: ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗ ΘΕΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ		
ΣΤΑ 4 GHz, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ		
ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ FET GaAs		58
5.1	Εισαγωγή	58
5.2	Διαδικασία σχεδιασμού	58
5.2.1	Καθορισμός των <i>S</i> -παραμέτρων του <i>FET</i> σε συνδεσμολογία κοινής πηγής (common source configuration)	58
5.2.2	Υπολογισμός των σύνθετων αντιστάσεων του <i>T</i> δικτύου του ταλαντωτή αρνητικής ανάδρασης	60
5.2.3	Υλοποίηση του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με διακριτά στοιχεία	61
5.3	Βελτιστοποίηση του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με διακριτά στοιχεία	63
5.4	Σχεδιασμός και προσομοίωση ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με μικροταινιακές γραμμές	64
5.5	Βελτιστοποίηση του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς	67
5.6	Πόλωση του <i>FET GaAs</i> του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης	68
5.7	Σχεδιασμός του στρώματος φυσικής τοποθέτησης (layout) του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης	70

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο: ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	71
---	-----------

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙV

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα πτυχιακή εργασία, πραγματεύεται τον σχεδιασμό, την προσομοίωση, τη βελτιστοποίηση και την υλοποίηση μικροκυματικών ταλαντωτών με τη βοήθεια του λογισμικού *Advanced Design System (ADS)*. Συγκεκριμένα, σχεδιάζονται και υλοποιούνται με μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς, ένας ταλαντωτής αρνητικής αντίστασης και ένας ταλαντωτής ανάδρασης.

Η ύλη διαρθρώνεται στα εξής Κεφάλαια:

Στο 1^ο Κεφάλαιο γίνεται μία εισαγωγή στις βασικές έννοιες των μικροκυματικών ταλαντωτών και στους μικροκυματικούς συντονιστές.

Στο 2^ο Κεφάλαιο παρουσιάζεται η μέθοδος προσαρμογής σύνθετης αντίστασης με τη βοήθεια του μετασχηματιστή ενός τετάρτου κύματος.

Στο 3^ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται οι αρχές λειτουργίας και ο σχεδιασμός ταλαντωτών ανάδρασης και αρνητικής αντίστασης καθώς και η λειτουργία των μικροκυματικών τρανζίστορ.

Το 4^ο Κεφάλαιο πραγματεύεται το σχεδιασμό, την προσομοίωση τη βελτιστοποίηση και την υλοποίηση ενός ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης τόσο με ιδανικές γραμμές μεταφοράς όσο και με μικροταινιακές γραμμές.

Το 5^ο Κεφάλαιο πραγματεύεται το σχεδιασμό, την προσομοίωση, τη βελτιστοποίηση και την υλοποίηση ενός ταλαντωτή θετικής ανάδρασης τόσο με ιδανικά διακριτά στοιχεία όσο και με μικροταινιακές γραμμές.

Στο 6^ο Κεφάλαιο παρατίθενται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από την παρούσα εργασία.

Τέλος παραθέτονται 4 παραρτήματα τα οποία περιέχουν: τα τεχνικά χαρακτηριστικά λειτουργίας του τρανζίστορ *NEC 76184A* που χρησιμοποιήθηκε (Παράρτημα I), τον τρόπο υπολογισμού των διαστάσεων των μικροταινιακών γραμμών και τη μετατροπή διακριτών στοιχείων σε μικροταινιακές γραμμές (Παράρτημα II), δύο από τις συναρτήσεις βελτιστοποίησης που χρησιμοποιήθηκαν και εμπεριέχονται στο λογισμικό *ADS* (Παράρτημα III) και την περιγραφή των παραμέτρων ενός πολύθυρου μικροκυματικού δικτύου (Παράρτημα IV).

Στο σημείο αυτό θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε όλους όσους συνέβαλαν στην ολοκλήρωση αυτής της Πτυχιακής Εργασίας και ειδικότερα:

- Τον Επίκουρο Καθηγητή **Δρ. Τσίτσο Στυλιανό**, για την καθοδήγηση και τη βοήθειά του στην ολοκλήρωση αυτής της πτυχιακής εργασίας.
- Τον **κ. Κυριαζίδη Παναγιώτη**, Εργαστηριακό Συνεργάτη, για τη σημαντική βοήθειά του στο χειρισμό του λογισμικού *ADS*.
- Θα θέλαμε τέλος να ευχαριστήσουμε τις οικογένειές μας, που όλα αυτά τα χρόνια ήταν δίπλα μας και μας παρείχαν ότι χρειαζόμασταν και τους φίλους μας, που μας εμπύχωναν και μας υποστήριζαν σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μας και στην πραγμάτωση της πτυχιακής αυτής εργασίας.

Νοέμβριος 2004

Γουρλής Γεώργιος

Γαβριηλίδης Ανέστης

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

1.1 Εισαγωγή

Οι μικροκυματικοί ταλαντωτές (microwave oscillators), είναι συσκευές που παράγουν σήματα υψηλής συχνότητας. Οι διπολικοί και οι ταλαντωτές *FET* είναι ικανοί να λειτουργήσουν μέχρι 30 GHz , ενώ οι συσκευές δύο ακροδεκτών χρησιμοποιούνται σε ταλαντωτές που μπορούν να λειτουργήσουν μέχρι 300 GHz . Οι ταλαντωτές διαιρούνται σε τρεις κατηγορίες: ανάδρασης, αρνητικής αντίστασης και φυσικού παλμού.

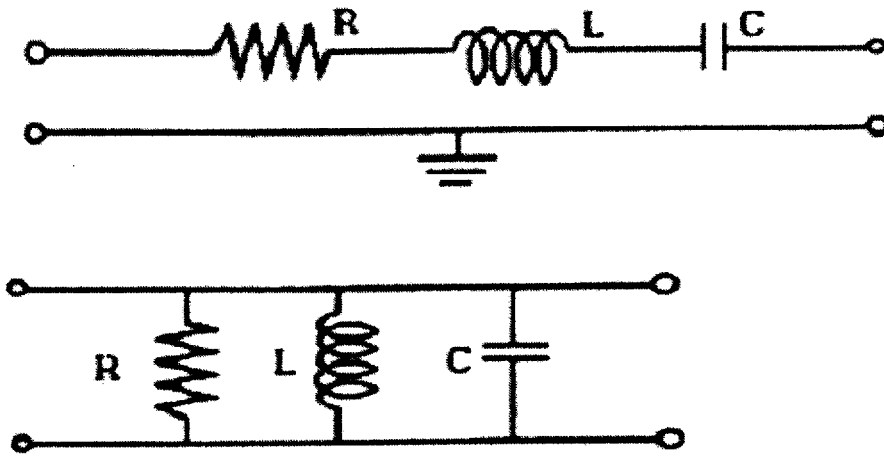
Ένας μικροκυματικός ταλαντωτής (ή μικροκυματική γεννήτρια) μετατρέπει τη συνεχή (*dc*) ισχύ σε μικροκυματική (*RF*) ισχύ και αποτελεί την πηγή ισχύος σε ένα μικροκυματικό σύστημα. Ένας ταλαντωτής στερεάς κατάστασης χρησιμοποιεί μία ενεργό συσκευή (π.χ. μία δίοδο ή ένα τρανζίστορ), σε συνδυασμό με ένα παθητικό κύκλωμα για να παράγει ένα σταθερό *RF* ημιτονοειδές σήμα. Κατά την εκκίνηση μιας ταλάντωσης, αυτή προκαλείται από μεταβατικούς παλμούς ή θόρυβο και στη συνέχεια ένας κατάλληλα σχεδιασμένος ταλαντωτής οδηγεί την ταλάντωση σε μία σταθερή κατάσταση.

1.2 Τύποι συντονιστών (resonators)

Κάθε ταλαντωτής, πρέπει να έχει έναν συντονιστή (microwave resonator), ο οποίος θα καθορίζει τη συχνότητα του ταλαντωτή και μία ενεργό συσκευή που θα παράγει την αστάθεια. Αφού παραχθεί μία ασταθής συνθήκη από την ενεργό συσκευή, τότε το ρεύμα και η τάση του σήματος θα έχουν μία συχνότητα η οποία καθορίζεται από την συχνότητα συντονισμού του συντονιστή.

1.2.1 Συντονιστής με διακριτά στοιχεία (Lumped element resonator)

Δύο από τους πλέον κοινούς συντονιστές είναι οι συντονιστές με διακριτά στοιχεία (σχήμα 1.1). Αυτά τα κυκλώματα αναφέρονται κοινώς ως *RLC* κυκλώματα.



Σχήμα 1.1: Δύο απλά RLC συντονισμένα κυκλώματα – σε σειρά και παράλληλα.

Ο συντονισμός συμβαίνει όταν η χωρητική αντίσταση X_C γίνεται ίση με την επαγωγική αντίσταση, X_L , δηλαδή:

$$X_C = X_L \quad (1.1)$$

Επομένως θα έχουμε $1/(\omega C) = \omega L$ ή $1/(2\pi f_R C) = 2\pi f_R L$ και συνεπώς η συχνότητα συντονισμού θα είναι:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.2)$$

Όταν ένας συντονιστής με διακριτά στοιχεία διεγείρεται από μία ενεργό συσκευή, η τάση ή το ρεύμα του σήματος που θα παραχθεί θα έχει μία συχνότητα συντονισμού όπως στην εξίσωση (1.2).

Τα συμβατικά πηνία και οι πυκνωτές είναι στοιχεία τα οποία χάνουν τις χρήσιμες ιδιότητές τους σε μερικές εκατοντάδες MHz εξαιτίας των φαινομένων αυτο-συντονισμού. Για το λόγο αυτό, στις μικροκυματικές συχνότητες, συνήθως αντικαθιστούνται με τμήματα γραμμής μεταφοράς. Η επαγωγή ενός πυκνωτή, αν και μικρή, γίνεται εμφανής σε αυτές τις υψηλές συχνότητες. Το αποτέλεσμα είναι όπως ένα συντονισμένο κύκλωμα LC σε σειρά και ο πυκνωτής γίνεται επαγωγικός σε υψηλές συχνότητες. Παρόμοια φαινόμενα συμβαίνουν σε ένα πηνίο όπου η πολύ μικρή χωρητικότητα μεταξύ των σπειρών του, τελικά συντονίζεται με την επαγωγή για να δημιουργήσει ένα παράλληλο συντονισμένο κύκλωμα LC .

Οι συχνότητες στις οποίες συμβαίνουν αυτοί οι συντονισμοί είναι δύσκολο να προβλεφθούν ακριβώς εξαιτίας απλών αποκλίσεων στην κατασκευαστική διαδικασία

αυτών των στοιχείων κυκλώματος. Επομένως, πρέπει να λειτουργούμε ασφαλώς κάτω από τις συχνότητες συντονισμού ώστε να μπορούμε να προβλέψουμε τα αποτελέσματα των L και C σε κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων. Κάποιες προσπάθειες έχουν γίνει για να κατασκευασθούν σε μικρό μέγεθος αυτά τα στοιχεία, ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συχνότητες πάνω από 1 GHz . Η μεγαλύτερη επιτυχία έχει γίνει με τους πυκνωτές. Μικροσκοπικοί πυκνωτές που ονομάζονται πυκνωτές “chip” είναι διαθέσιμοι σε συχνότητες μέχρι 20 GHz . Είναι κατασκευασμένοι από διηλεκτρικό υλικό πολύ χαμηλών απωλειών, με πάχος μερικά χιλιοστά της ίντσας. Παρόμοιες προσπάθειες με πηνία έχουν δώσει πηνία «τυπωμένου κυκλώματος» που είναι αρκετά μικρά για να ωθήσουν τη συχνότητα αυτο-συντονισμού μέσα στο μικροκυματικό πεδίο. Αυτές οι προσπάθειες έχουν κάνει δυνατή τη χρήση διακριτών στοιχείων κυκλώματος για το σχεδιασμό συντονιζόμενων και προσαρμοσμένων κυκλωμάτων στις συχνότητες λειτουργίας πολλών σημαντικών μικροκυματικών συστημάτων.

Παρά τις προσπάθειες αυτές, τα περισσότερα κυκλώματα προσαρμογής χρησιμοποιούν γραμμές μεταφοράς για να υλοποιήσουν τα χωρητικά και επαγωγικά φαινόμενα που είναι το θεμέλιο για κυκλώματα προσαρμογής αντίστασης. Η κύρια αιτία είναι ότι αυτές οι γραμμές είναι εύκολο να κατασκευαστούν ως μέρος μικροταινιακής γραμμής και άλλων μορφών υβριδικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Χρησιμοποιώντας ένα διακριτό στοιχείο κυκλώματος απαιτεί χειροκίνητη λειτουργία τοποθέτησης και σύνδεσης του πυκνωτή “chip” ή του πηνίου τυπωμένου κυκλώματος, πράγμα που ανεβάζει την τιμή του στοιχείου. Για τις πιο απαιτητικές εφαρμογές, όμως, διακριτοί πυκνωτές και πηνία θα παρέχουν επιπλέον περιθώριο απόδοσης όταν επιθυμούμε μεγάλα εύρη ζώνης.

1.2.2 Συντονιστής κοιλότητας (Cavity resonator)

Οι συντονιστές κοιλότητας είναι η γενική κατηγορία συντονιστών που μπορούν να υποστηρίξουν ένα μικροκυματικό σήμα κάποιας συχνότητας και τείνουν να εξασθενούν σήματα όλων των άλλων συχνοτήτων. Η συχνότητα στην οποία υποστηρίζεται το κύμα ονομάζεται συχνότητα συντονισμού. Οι συντονιστές κοιλότητας είναι συνήθως μεταλλικές κατασκευές γεμάτες με αέρα. Η γεωμετρία της μεταλλικής κατασκευής καθορίζει την οριακή συνθήκη του κύματος που υποστηρίζεται.

Ένας συντονιστής κυλινδρικής (κλειστής) κοιλότητας φαίνεται στο σχήμα 1.2(A). Η γεωμετρία του συντονιστή καθορίζεται από την ακτίνα του a και το μήκος l . Στο σχήμα 1.2(B) φαίνεται η εγκάρσια τομή όπου το ηλεκτρικό πεδίο είναι μέγιστο στο κέντρο και μηδέν στα σημεία 1 και 2. Το ηλεκτρικό πεδίο κατά μήκος του μήκους της κοιλότητας (σχήμα 1.2(C)) πρέπει να είναι μηδέν στις δύο πλευρές και μέγιστο στο κέντρο. Επομένως η συχνότητα συντονισμού για αυτήν την κυλινδρική κοιλότητα που λειτουργεί στον TE_{101} ρυθμό (είναι ο απλούστερος TE ρυθμός που επιτρέπεται για έναν κυλινδρικό κυματοδηγό) δίνεται από τη σχέση:

$$f_{res} = \frac{c\sqrt{[1+(2L/3,41 a)^2]}}{2L} \quad (1.3)$$

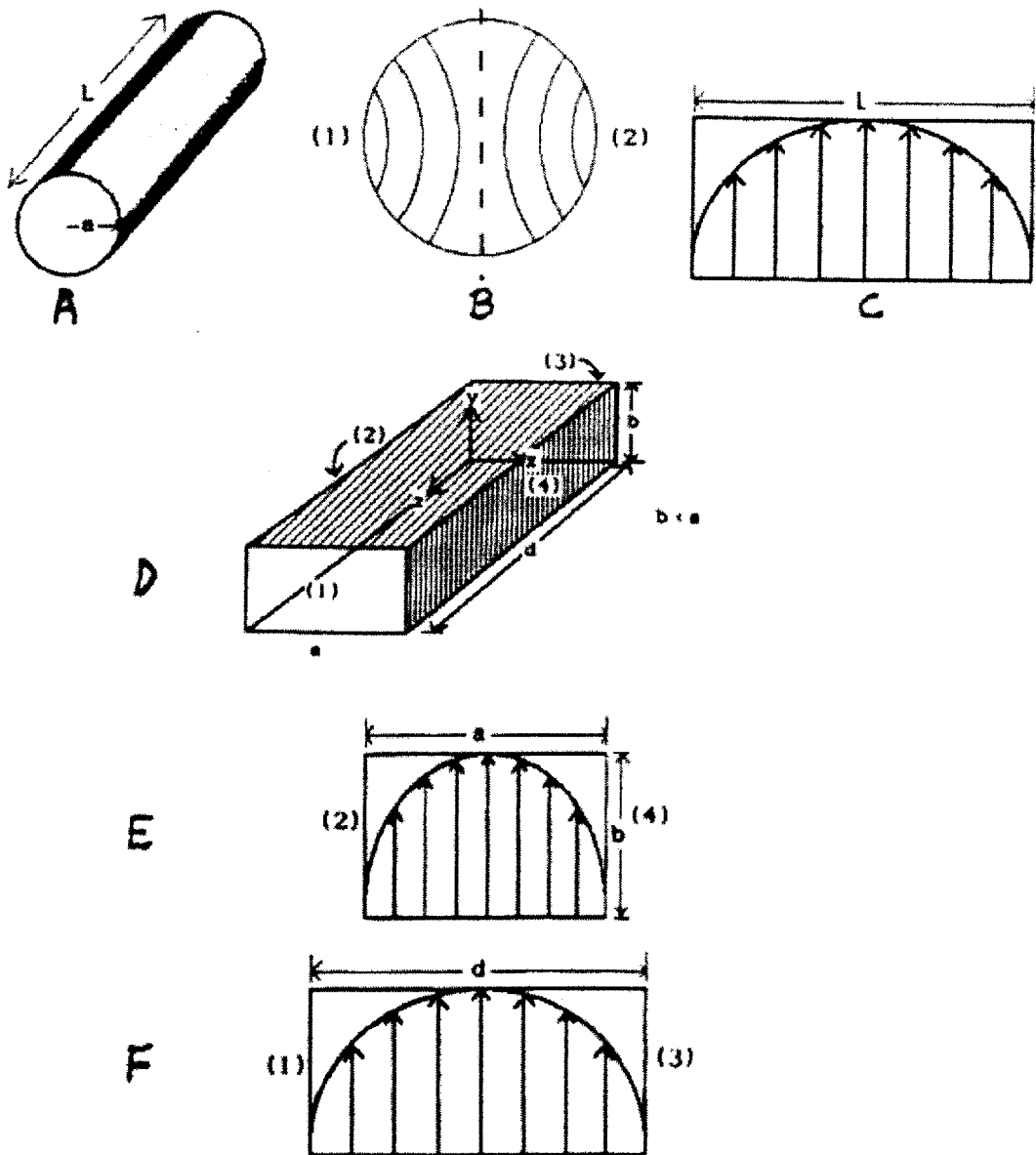
όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός.

Ένας συντονιστής (κλειστού) κυματοδηγού είναι παρόμοιος με έναν συντονιστή κυλινδρικής κοιλότητας στο ότι μπορεί να υποστηρίξει ένα κύμα σε μία συγκεκριμένη συχνότητα μόνο. Οι οριακές συνθήκες στο κύμα καθορίζονται από τη γεωμετρία της κατασκευής του μεταλλικού κυματοδηγού. Ένας συντονιστής ορθογωνικού κυματοδηγού φαίνεται στο σχήμα 1.2(D). Όπως συμβαίνει και με τον συντονιστή κυλινδρικής κοιλότητας, το ηλεκτρικό πεδίο θα πρέπει να είναι μηδέν στις πλευρές 1, 3 και 2,4. Οι διαστάσεις a και d καθορίζουν τις συνθήκες οδηγούμενου μισού μήκους κύματος για το συντονιζόμενο κύμα. Θα υπάρχει μόνο μία συχνότητα για τον κατώτατης τάξεως ρυθμό (TE_{101}) που πρέπει να ικανοποιεί αυτή τη συνθήκη, η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$f_{res} = \frac{c\sqrt{a^2 + d^2}}{2ad} \quad (1.4)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός. Στο σχήμα 1.2(E), το ηλεκτρικό πεδίο θα πρέπει να είναι μηδέν στις πλευρές 2 και 4, έτσι ώστε το μήκος a να είναι μισό μήκος κύματος στη διεύθυνση x . Επίσης, το ηλεκτρικό πεδίο πρέπει να είναι μηδέν στις πλευρές 1 και 3 (σχήμα 1.2(F)), έτσι ώστε το μήκος d να είναι μισό μήκος κύματος στη διεύθυνση z .

Ο συντονισμός σε έναν συντονιστή κοιλότητας μπορεί να επιτευχθεί αλλάζοντας τις οριακές συνθήκες του «εγκλωβισμένου» κύματος. Αυτό συνήθως γίνεται αλλάζοντας μία από τις διαστάσεις, δηλαδή το μήκος της κυλινδρικής κοιλότητας. Επειδή πρέπει να αλλαχθεί μία φυσική διάσταση ώστε να αλλάξει η συχνότητα συντονισμού της κοιλότητας, η διαδικασία συντονισμού είναι γενικά αργή (δευτερόλεπτα ή λεπτά).



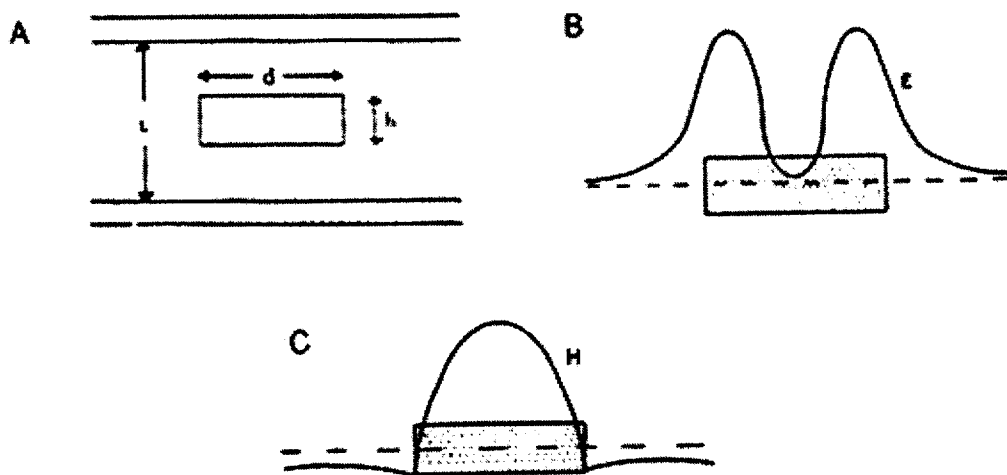
Σχήμα 1.2: Η κατανομή της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου μέσα σε έναν κυλινδρικό και σε έναν τετραγωνικό κυματοδηγό.

1.2.3 Διηλεκτρικός συντονιστής (Dielectric Resonator – DR)

Το 1939, ο Richtmyer έδειξε ότι μη-μεταλλικά διηλεκτρικά αντικείμενα μπορούν να λειτουργήσουν παρόμοια με μεταλλικές κοιλότητες και τα ονόμασε διηλεκτρικούς συντονιστές. Οι πρακτικές εφαρμογές όμως των διηλεκτρικών συντονιστών σε μικροκυματικούς ταλαντωτές άρχισαν τη δεκαετία του 1970. Πρόσφατες πρόοδοι που ελαχιστοποίησαν τις απώλειες και βελτίωσαν τη

θερμοκρασιακή σταθερότητα των κεραμικών υλικών οδήγησαν σε ευρεία χρήση τους ταλαντωτές διηλεκτρικών συντονιστών (dielectric resonator oscillators – *DRO*).

Το συντονιζόμενο στοιχείο σε ένα *DRO* είναι το διηλεκτρικό υλικό. Λειτουργεί παρόμοια με έναν συντονιστή κοιλότητας, εκτός του ότι όλα τα πεδία του δεν περιέχονται μέσα στον κεραμικό συντονιστή. Το κεραμικό υλικό που χρησιμοποιείται έχει διηλεκτρική σταθερά με τιμή περίπου 37. Ο συντονιστής σχηματίζεται, τοποθετώντας αυτό το κεραμικό υλικό ορισμένης γεωμετρίας (συνήθως κύλινδρος) μεταξύ δύο γειωμένων πλακών όπως φαίνεται στο σχήμα 1.3(A). Οι κατανομές του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου φαίνονται στα σχήματα 1.3(B) και 1.3(C). Σε αντίθεση με τον συντονιστή κοιλότητας όπου όλα τα πεδία περιέχονται μέσα στους αγωγίμους τοίχους, στον διηλεκτρικό συντονιστή περίπου το 20% των πεδίων εκτείνονται πέρα από το κεραμικό υλικό. Αυτά τα εξωτερικά πεδία είναι το «κλειδί» για το συντονισμό της συχνότητας του διηλεκτρικού συντονιστή. Ο συντονισμός μπορεί να γίνει μεταβάλλοντας την απόσταση L των γειωμένων πλακών. Καθώς οι πλάκες μετακινούνται πιο κοντά μεταξύ τους, μειώνοντας το L , η συχνότητα συντονισμού μειώνεται. Η ενέργεια από τον διηλεκτρικό συντονιστή, γενικά δημιουργεί μαγνητική σύζευξη με το κύκλωμα που περιέχει το ενεργό κύκλωμα για να σχηματίσει είτε έναν ταλαντωτή ανάδρασης είτε έναν ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης.

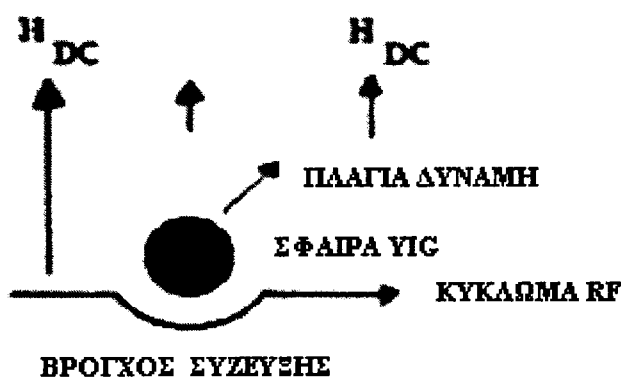


Σχήμα 1.3: (Α) Η κατασκευή ενός διηλεκτρικού συντονιστή. (Β) Κατανομή του ηλεκτρικού πεδίου μέσα στον διηλεκτρικό συντονιστή. (Γ) Κατανομή του μαγνητικού πεδίου μέσα στον διηλεκτρικό συντονιστή.

1.2.4 Μαγνητικός συντονιστής (YIG)

Ένας τύπος μαγνητικού συντονιστή χρησιμοποιεί ένα υλικό φερρίτη που ονομάζεται *YIG* (*Yttrium Iron Garnet*) και είναι μέρος του μαγνητικού κυκλώματος. Οι σφαίρες *YIG* κατασκευάζονται από ανάπτυξη κρυστάλλων παρόμοια με το πυρίτιο και στη συνέχεια γυαλίζονται σε πολύ μικρές σφαίρες.

Ένας μαγνητικός συντονιστής αποτελείται από τρία μέρη: μία σφαίρα *YIG*, έναν βρόχο σύζευξης και ένα στατικό μαγνητικό πεδίο όπως φαίνονται στο σχήμα 1.4. Το στατικό μαγνητικό πεδίο μπορεί να προέλθει απλά από τους δύο πόλους ενός μόνιμου μαγνήτη, συνήθως όμως χρησιμοποιούνται δύο πηνία που σχηματίζουν έναν ηλεκτρομαγνήτη. Η σφαίρα *YIG* μαγνητίζεται και ενεργεί όπως η βελόνα μιας πυξίδας. Αν ήταν δυνατόν, θα μπορούσε να περιστραφεί και να ευθυγραμμίσει τα μαγνητικά της δίπολα στην κατεύθυνση του στατικού μαγνητικού πεδίου. Στην προκειμένη περίπτωση, η σφαίρα *YIG* συνδέεται στο άκρο μίας ράβδου και προσανατολίζεται προς το στατικό μαγνητικό πεδίο, έτσι ώστε να υπάρχει κάποια πλευρική δύναμη στη σφαίρα.. Στη συνέχεια η ράβδος στερεώνεται κάπου έτσι ώστε να μην περιστρέφεται Ένα μικρό καλώδιο τοποθετείται πολύ κοντά στη σφαίρα *YIG* για να σχηματίσει ένα βρόχο σύζευξης (*coupling loop*). Όταν ένα σήμα περνάει μέσα από τον βρόχο σύζευξης, θα συζευξει - μαγνητικά - κάποια από την ενέργειά του στη σφαίρα *YIG*. Αν η συχνότητα του σήματος στο καλώδιο είναι ίδια με τη φυσική συχνότητα της σφαίρας, θα έχουμε μία ισχυρή αλληλεπίδραση. Σε όλες τις άλλες συχνότητες δεν θα έχουμε αλληλεπίδραση. Αυτός ο τύπος αλληλεπίδρασης ονομάζεται συντονισμός.



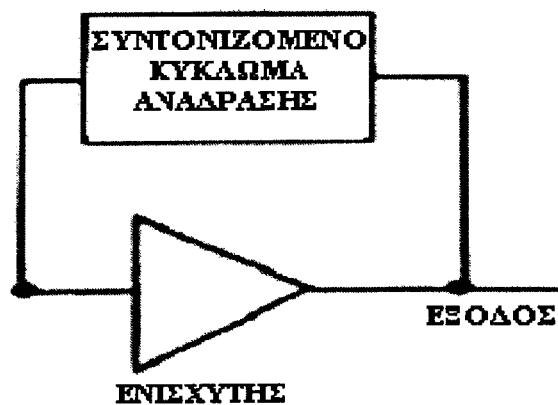
Σχήμα 1.4: Η θεμελιώδης κατασκευή ενός συντονιστή *YIG*.

Η συχνότητα συντονισμού του συντονιστή *YIG* μπορεί να μεταβληθεί μεταβάλλοντας τη φυσική συχνότητα της σφαίρας *YIG*. Αυτό επιτυγχάνεται μεταβάλλοντας τη δύναμη που ασκείται στα μαγνητικά της δίπολα. Αν το ρεύμα στον

ηλεκτρομαγνήτη μεταβληθεί, το στατικό μαγνητικό πεδίο θα μεταβληθεί επίσης. Επομένως, μεταβάλλοντας το ρεύμα στον ηλεκτρομαγνήτη, η αλληλεπίδραση μεταξύ του μαγνητικού πεδίου του σήματος και της σφαίρας *YIG* μπορεί να μεταβληθεί. Αυτός είναι ο τρόπος με τον οποίο η συχνότητα συντονισμού ενός συντονιστή *YIG* μπορεί να ρυθμιστεί ηλεκτρονικά.

1.3 Ταλαντωτές ανάδρασης (Feedback oscillators)

Οι ταλαντωτές ανάδρασης είναι μία γενική κατηγορία ταλαντωτών, όπου ένα συντονιζόμενο δίκτυο συνδέεται από την έξοδο προς την είσοδο ενός ενισχυτή, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.5. Οι ενισχυτές μπορεί να είναι είτε διπολικά είτε τρανζίστορ *FET*. Το συντονιζόμενο δίκτυο μπορεί να συντίθεται είτε από διακριτά στοιχεία είτε από γραμμές μεταφοράς. Οι ταλαντωτές ανάδρασης χρησιμοποιούν θετική ανάδραση για να παράγουν μία ασταθή κατάσταση.



Σχήμα 1.5: Η γενική αρχή ενός ταλαντωτή ανάδρασης.

1.4 Ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης

Είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο, ότι στους ταλαντωτές ανάδρασης η θετική ανάδραση αναγκάζει την ενεργό συσκευή (π.χ. τρανζίστορ) να παράγει όλο και μεγαλύτερες εξόδους. Αυτή η ασταθής κατάσταση είναι η «καρδιά» ενός ταλαντωτή αναδράσεως. Οι ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης πρέπει να έχουν επίσης κάποια ασταθή κατάσταση πριν παραχθούν οι ταλαντώσεις.

Το σχήμα 1.10 δείχνει ένα block διάγραμμα ενός ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης. Αποτελείται από ένα συντονισμένο κύκλωμα (resonator), μία ενεργό συσκευή (active device) και ένα κύκλωμα εξόδου (output circuit). Όλοι οι συντονιστές έχουν κάποια μικρή αντίσταση κατά τον συντονισμό, η οποία συνεισφέρει στις

απώλειες. Ο σκοπός της ενεργού συσκευής είναι να παράγει μία αρνητική αντίσταση που να είναι μεγαλύτερη από τη θετική αντίσταση του συντονιστή. Επομένως η πρώτη συνθήκη για ταλάντωση είναι:

$$R_{\text{συσκευής}} > R_{\text{συντονιστή}} \quad (1.5)$$

Αυτή η συνθήκη παράγει την αστάθεια που είναι απαραίτητη για ταλάντωση. Βεβαίως η αστάθεια θα πρέπει να ελεγχθεί με κάποιο τρόπο. Αυτό συνήθως επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας έναν συνδυασμό των χαρακτηριστικών αυτο-κορεσμού της ενεργού συσκευής, των περιορισμών της τάσης πόλωσης και της προσαρμογής. Ο έλεγχος της ασταθούς κατάστασης είναι το ίδιο σημαντικό όπως και η παραγωγή της αστάθειας. Ο σκοπός του κυκλώματος εξόδου είναι να συζεύξει RF ενέργεια στο φορτίο.



Σχήμα 1.6: Block διάγραμμα ενός ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

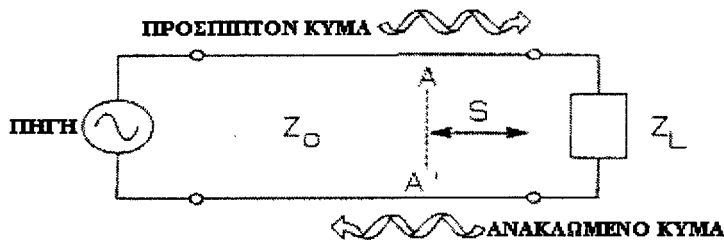
ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

2.1 Εισαγωγή

Ένα στοιχείο που συνδέεται στο άκρο μιας γραμμής μεταφοράς προκαλεί ανακλάσεις, αν η σύνθετη αντίσταση Z_L του φορτίου δεν είναι ίση με τη χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 της γραμμής μεταφοράς. Ο συντελεστής ανακλάσεως μπορεί να μεταβάλλεται μεταξύ 0 και 1, εξαρτώμενος από την τιμή της Z_L . Αν η Z_L είναι σχεδόν ίση με τη Z_0 ο συντελεστής ανακλάσεως είναι σχεδόν 0. Αν όμως η Z_L είναι σημαντικά διαφορετική από τη Z_0 , ο συντελεστής ανακλάσεως θα είναι σχεδόν μονάδα, που σημαίνει 100% ανάκλαση του προσπίπτοντος κύματος. Η ακριβής σχέση μεταξύ του συντελεστή ανακλάσεως και της αντίστασης φορτίου Z_L ενός στοιχείου που συνδέεται σε μία γραμμή μεταφοράς δίνεται ως εξής:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.1)$$

Ο όρος «συντελεστής ανακλάσεως» μπορεί να εφαρμοστεί για να περιγράψει τον λόγο μεταξύ του ανακλώμενου κύματος τάσης και του προσπίπτοντος κύματος τάσης σε οποιοδήποτε σημείο κατά μήκος μιας γραμμής μεταφοράς. Στο σχήμα 2.1, η σύνθετη αντίσταση φορτίου Z_L έχει έναν συντελεστή ανακλάσεως με πλάτος 0,35 και γωνία φάσης 60° . Αυτό σημαίνει ότι στο δεξιό άκρο της γραμμής μεταφοράς, το ανακλώμενο κύμα τάσης έχει πλάτος το οποίο είναι 35% του προσπίπτοντος κύματος και η φάση του ανακλώμενου κύματος προηγείται του προσπίπτοντος κύματος κατά 60 μοίρες.



$$\Gamma_L = .35 \angle 60^\circ$$

$$\Gamma_A = .35 \angle 60 - 360 \times (2S/\lambda)^\circ$$

Σχήμα 2.1: Η μεταβολή του συντελεστή ανακλάσεως με τη θέση στη γραμμή μεταφοράς.

Στη θέση $A-A'$, αν η γραμμή μεταφοράς είναι χωρίς απώλειες, τα πλάτη του ανακλώμενου και του προσπίπτοντος κύματος θα είναι τα ίδια, αλλά η φάση των κυμάτων στη θέση $A-A'$ θα είναι διαφορετική εξαιτίας της διάδοσης του κύματος κατά μήκος της γραμμής. Έτσι, η γωνία φάσης του ανακλώμενου κύματος θα είναι μικρότερη από τη γωνία φάσης στο φορτίο κατά ένα ποσόν ίσο με:

$$\theta = 360(2S / \lambda_g) \quad (2.2)$$

όπου λ_g είναι το οδηγούμενο μήκος κύματος του σήματος.

Σε ένα ιδανικό μικροκυματικό σύστημα, όλα τα στοιχεία έχουν αντιστάσεις ίσες με τη χαρακτηριστική αντίσταση των γραμμών μεταφοράς. Έτσι δεν υπάρχουν ανακλώμενα κύματα σε οποιαδήποτε επαφή μεταξύ γραμμών μεταφοράς και στοιχείων. Ένα τέτοιο σύστημα ονομάζεται «προσαρμοσμένο». Η σημαντικότητα του προσαρμοσμένου κυκλώματος είναι ότι εξαλείφει τρία πιθανά προβλήματα τα οποία προκύπτουν όταν υπάρχουν ανακλώμενα κύματα. Αυτά είναι:

- Κυμάτωση μετάδοσης σε σχέση με τη συχνότητα
- Μειωμένη στάθμη σήματος
- Μεγαλύτερο σφάλμα μετρήσεως

Κυμάτωση μετάδοσης: Όταν υπάρχουν ανακλώμενα κύματα, μπορούν είτε να ενισχύσουν το ένα το άλλο είτε να ακυρώσουν μερικώς το ένα το άλλο, γεγονός που εξαρτάται από τις σχετικές φάσεις των κυμάτων, οι οποίες με τη σειρά τους εξαρτώνται από τη συχνότητα και το μήκος της διαδρομής των σημάτων. Μέσα σε μία ζώνη συχνοτήτων, θα υπάρχει εναλλαγή μεταξύ ενίσχυσης και ακύρωσης, το οποίο έχει σαν αποτέλεσμα μία διακύμανση της μεταδιδόμενης ισχύος. Αυτή η διακύμανση ονομάζεται «κυμάτωση» και μπορεί να επηρεάσει τη λειτουργία πολλών τύπων μικροκυματικών συστημάτων και ιδιαίτερα τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

Μειωμένη στάθμη σήματος: Ένα συνηθισμένο πρόβλημα σε μικροκυματικές ενεργές συσκευές όπως οι δίοδοι και τα τρανζίστορ, είναι ότι παρουσιάζουν πολύ υψηλή ανάκλαση έτσι ώστε η χρήσιμη ισχύς του σήματος στα συστήματα ελαττώνεται σημαντικά. Αυτό είναι ιδιαίτερα φανερό σε «ενεργά» στοιχεία όπως οι ενισχυτές και οι μικτές.

Σφάλμα μετρήσεως: Ένα σημαντικό πρόβλημα κατά την εκτέλεση μετρήσεων ακριβείας της ισχύος σε οποιαδήποτε μικροκυματική συσκευή, είναι η «αβεβαιότητα κακής προσαρμογής» της μετρήσεως. Τα ανακλώμενα κύματα συνδυάζονται μεταξύ τους κατά τυχαίο τρόπο, «κρύβοντας» την ισχύ του αρχικού προσπίπτοντος κύματος που επιθυμούμε να μετρήσουμε. Έτσι, η μετρούμενη ισχύς είναι το επιθυμητό σήμα συν ένα άγνωστο στοιχείο που αποτελείται από ανακλάσεις.

Ο όρος «προσαρμογή» αναφέρεται σε τεχνικές σχεδιασμού κυκλωμάτων ή τροποποιήσεις που εξαλείφουν ανεπιθύμητα ανακλώμενα σήματα. Από τη θεωρία των γραμμών μεταφοράς προκύπτει ότι αυτό επιτυγχάνεται θέτοντας την αντίσταση του φορτίου ίση με Z_0 , δηλαδή τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς.

Μία σημαντική παράμετρος ενός κυκλώματος προσαρμογής είναι το εύρος ζώνης μέσα στο οποίο η προσαρμογή είναι αποτελεσματική, επειδή πολλά συστήματα πρέπει να λειτουργούν σε ένα ευρύ πεδίο συχνότητας. Το εύρος ζώνης ενός κυκλώματος συχνά εκφράζεται ως ποσοστό:

$$\text{Εύρος ζώνης (\%)} = 100 \cdot (f_U - f_L) / f_0 \quad (2.3)$$

όπου f_U η ανώτερη συχνότητα λειτουργίας, f_L η κατώτερη συχνότητα λειτουργίας και f_0 η κεντρική συχνότητα.

Υπάρχει ποικιλία μεθόδων προσαρμογής που έχουν αναπτυχθεί αλλά αυτές μπορούν να διαχωριστούν σε δύο βασικές κατηγορίες. Η πρώτη ονομάζεται «προσαρμογή χωρίς απώλειες» που παίρνει το όνομά της από τη χρήση των στοιχείων κυκλώματος τα οποία δεν απορροφούν μικροκυματική ενέργεια. Το πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι καθόλου μικροκυματική ισχύς δεν χάνεται ανωφελώς στο κύκλωμα προσαρμογής. Το μειονέκτημα είναι ότι αυτές οι τεχνικές συνήθως χρησιμοποιούνται σε σχετικά στενές ζώνες συχνότητας, για παράδειγμα λιγότερο από 10%. Για να επιτύχουμε μεγαλύτερα εύρη ζώνης πρέπει να χρησιμοποιήσουμε υπολογιστικά προγράμματα (Computer Aided Design, CAD). Η ισχύς αυτών των προγραμμάτων έχει συντελέσει στην ανάπτυξη κυκλωμάτων υπερ-ευρείας ζώνης, με εύρη ζώνης από 2-20 GHz σε μερικές περιπτώσεις. Η άλλη μέθοδος σχεδιασμού κυκλωμάτων προσαρμογής είναι αρκετά απλή στο ότι μπορεί να πετύχει πολύ ευρείας ζώνης αποτελέσματα χωρίς τη χρήση υπολογιστή, αλλά χρησιμοποιεί στοιχεία προσαρμογής με απώλειες. Έτσι, υπάρχει απώλεια ισχύος που έχει ως αποτέλεσμα την υποβαθμισμένη απόδοση του συστήματος. Όμως, αυτά τα κυκλώματα με

απώλειες είναι συνήθως αρκετά εύκολο να σχεδιαστούν και να λειτουργήσουν σε εξαιρετικά μεγάλα εύρη ζώνης, πλησιάζοντας το θεωρητικό όριο, από dc στην υψηλότερη συχνότητα λειτουργίας, που είναι ένα εύρος ζώνης 200%.

2.2 Ο μετασχηματιστής ενός τετάρτου κύματος

Η προσαρμογή με μετασχηματιστή ενός τετάρτου κύματος είναι μια απλή και πρακτική μέθοδος προσαρμογής για σήματα στενής ζώνης και εφαρμόζεται στην παρούσα πτυχιακή εργασία. Χρησιμοποιεί τις ιδιότητες μιας γραμμής μεταφοράς που έχει μήκος ίσο με το ένα τέταρτο του μήκους κύματος στη συχνότητα λειτουργίας. Η χαρακτηριστική αντίσταση αυτού του τμήματος γραμμής πρέπει να επιλεγεί για να προσαρμόσει την αντίσταση φορτίου. Από την εξίσωση (2.2) προκύπτει ότι αν το μήκος μιας γραμμής μεταφοράς είναι ίσο με το ένα τέταρτο του μήκους κύματος στη συχνότητα λειτουργίας ($s=\lambda_g/4$), το ανακλώμενο κύμα σε απόσταση $\lambda_g/4$ από το φορτίο θα προηγείται του προσπίπτοντος κύματος κατά γωνία 180° , δηλαδή μία αντίσταση Z_A θα μετασχηματίζεται στην αντίστροφή της ($1/Z_A$). Στο σχήμα 2.2 φαίνεται πώς μπορεί να αναλυθεί ένας μετασχηματιστής ενός τετάρτου κύματος με τη βοήθεια του χάρτη Smith (οι τιμές των αντιστάσεων είναι κανονικοποιημένες ως προς τη χαρακτηριστική αντίσταση της $\lambda_g/4$ γραμμής, Z_{transf}). Επομένως, η κανονικοποιημένη αντίσταση εισόδου σε απόσταση ίση με το ένα τέταρτο του μήκους κύματος της γραμμής από το κανονικοποιημένο φορτίο (R_{load}/Z_{transf}), θα είναι (σχήμα 2.2):

$$Z_{in} = \frac{Z_{transf}}{R_{load}} \quad (\text{κανονικοποιημένη ως προς τη } Z_{transf}) \quad (2.4)$$

Πολλαπλασιάζοντας επί Z_{transf} για να απο-κανονικοποιήσουμε, λαμβάνουμε:

$$Z_{in} = \frac{Z_{transf}^2}{R_{load}} \quad \Omega \quad (2.5)$$

Μπορούμε να διαλέξουμε την τιμή της Z_T που κάνει τη Z_{in} ίση με τη Z_0 :

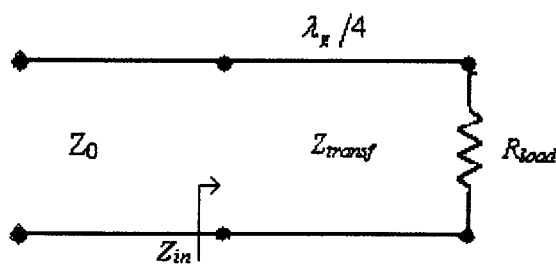
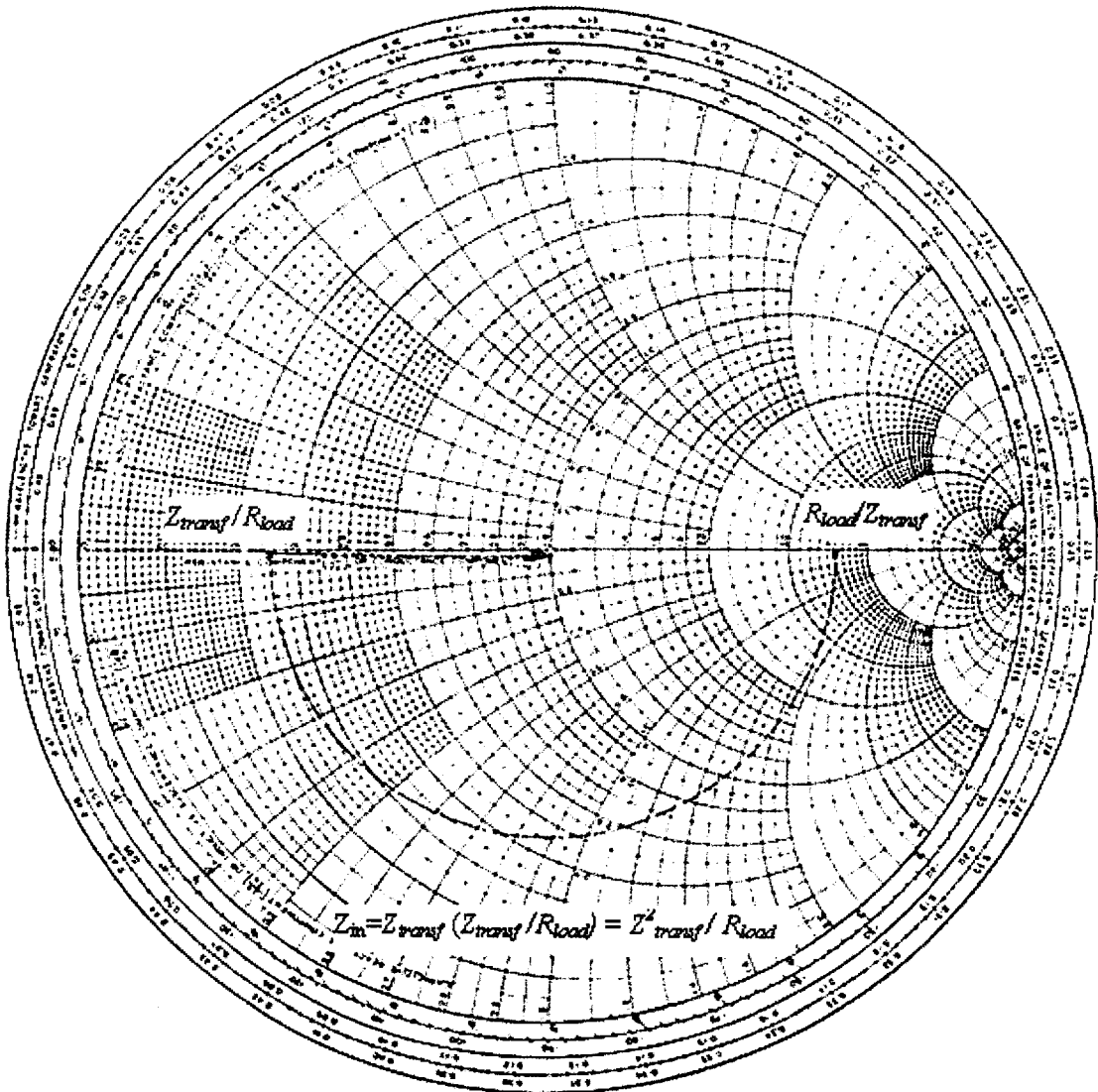
$$Z_{transf} = \sqrt{Z_0 R_{load}} \quad \Omega \quad (2.6)$$

ή σε κανονικοποιημένη μορφή:

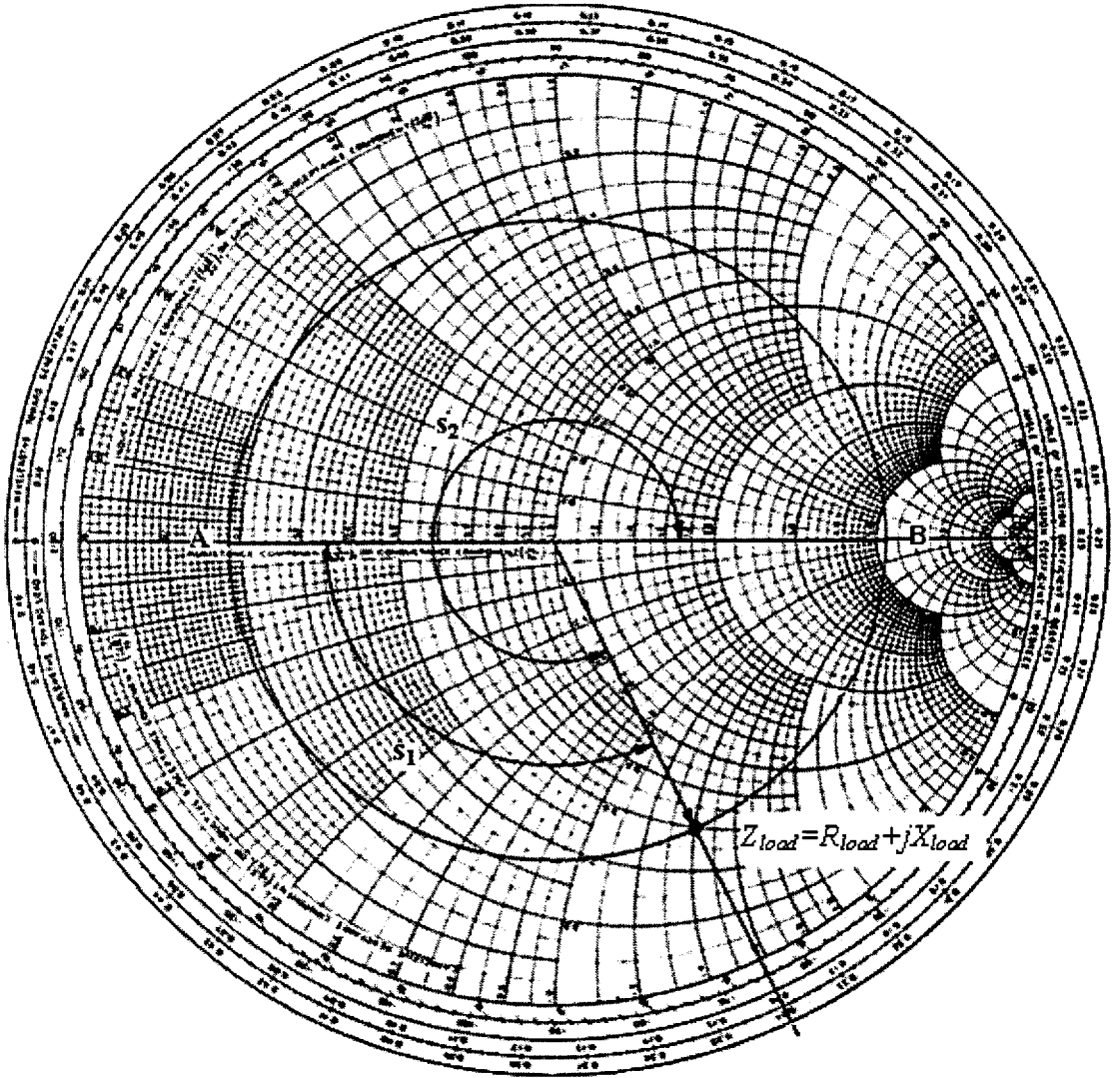
$$Z_{transf} = \sqrt{\frac{R_{load}}{Z_0}} \quad (\text{κανονικοποιημένη ως προς τη } Z_0) \quad (2.7)$$

Στην περίπτωση που το φορτίο δεν είναι καθαρά ωμικό, θα πρέπει να προστεθεί πριν τον μετασχηματιστή $\lambda_g/4$, ένα μικρό μήκος γραμμής μεταφοράς μήκους s_1 ή s_2 (σχήμα 2.3), ώστε να αντισταθμίσει το φανταστικό μέρος του φορτίου. Το κατάλληλο μήκος

γραμμής που πρέπει να προστεθεί μπορεί να καθοριστεί με τη βοήθεια του χάρτη Smith. Η αντίσταση του μετασχηματιστή επιλέγεται με βάση τη σχέση (2.7). Οι μετασχηματιστές $\lambda_g/4$ έχουν εύρη ζώνης της τάξης του 5.



Σχήμα 2.2: Μετασχηματιστής ενός τετάρτου κύματος που προσαρμόζει ένα ωμικό φορτίο.



Σχήμα 2.3: Μετασχηματιστής $\lambda/4$ που προσαρμόζει ένα αυθαίρετο φορτίο $Z_{load} = R_{load} + jX_{load}$.

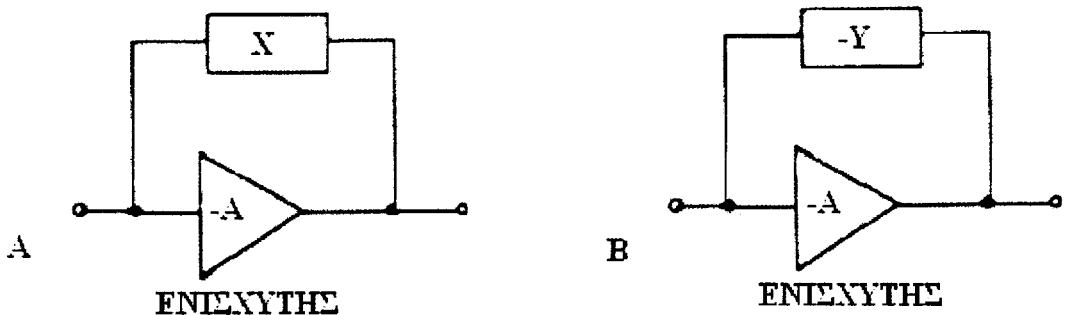
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΑΡΧΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΤΑΛΑΝΤΩΤΩΝ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ ΚΑΙ ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ

3.1 Ταλαντωτές ανάδρασης

3.1.1 Θετική ανάδραση

Θετική ανάδραση συμβαίνει όταν η έξοδος από έναν ενισχυτή συνδέεται στην είσοδό του με μία διαφορά φάσεως 180° . Αρνητική ανάδραση συμβαίνει όταν η έξοδος από έναν ενισχυτή συνδέεται στην είσοδό του χωρίς πρόσθετη διαφορά φάσης. Το αποτέλεσμα είναι πολύ διαφορετικό στις δύο περιπτώσεις. Στο σχήμα 3.1(A) φαίνεται ένα block διάγραμμα αρνητικής ανάδρασης και στο σχήμα 3.1(B) ένα block διάγραμμα θετικής ανάδρασης.



Σχήμα 3.1: (A) Σύστημα αρνητικής ανάδρασης. (B) Σύστημα θετικής ανάδρασης.

Θα εξηγήσουμε τη θετική ανάδραση με μία σειρά από διαγράμματα χρόνου. Ας θεωρήσουμε το σχήμα 3.2. Το σήμα εισόδου είναι V_{in} και το σήμα εξόδου είναι V_{out} . Το σήμα V_f είναι η τάση αναδράσεως. Επομένως θα ισχύει:

$$V_f = -y V_{out} \quad (3.1)$$

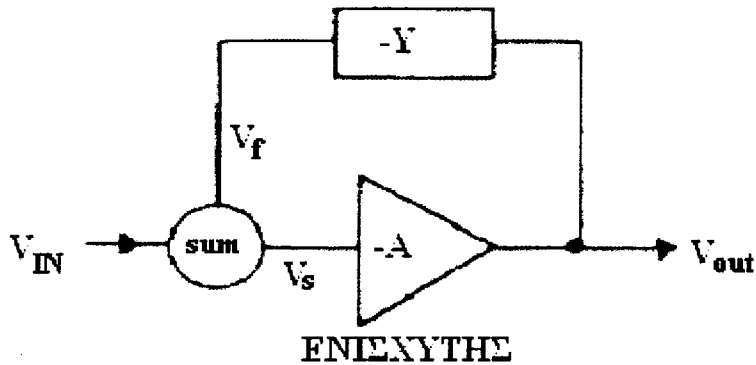
και η τάση του αθροίσματος θα είναι:

$$V_S = V_{in} + V_f \quad (3.2)$$

Η τάση εξόδου θα είναι:

$$V_{out} = -A V_S \quad (3.3)$$

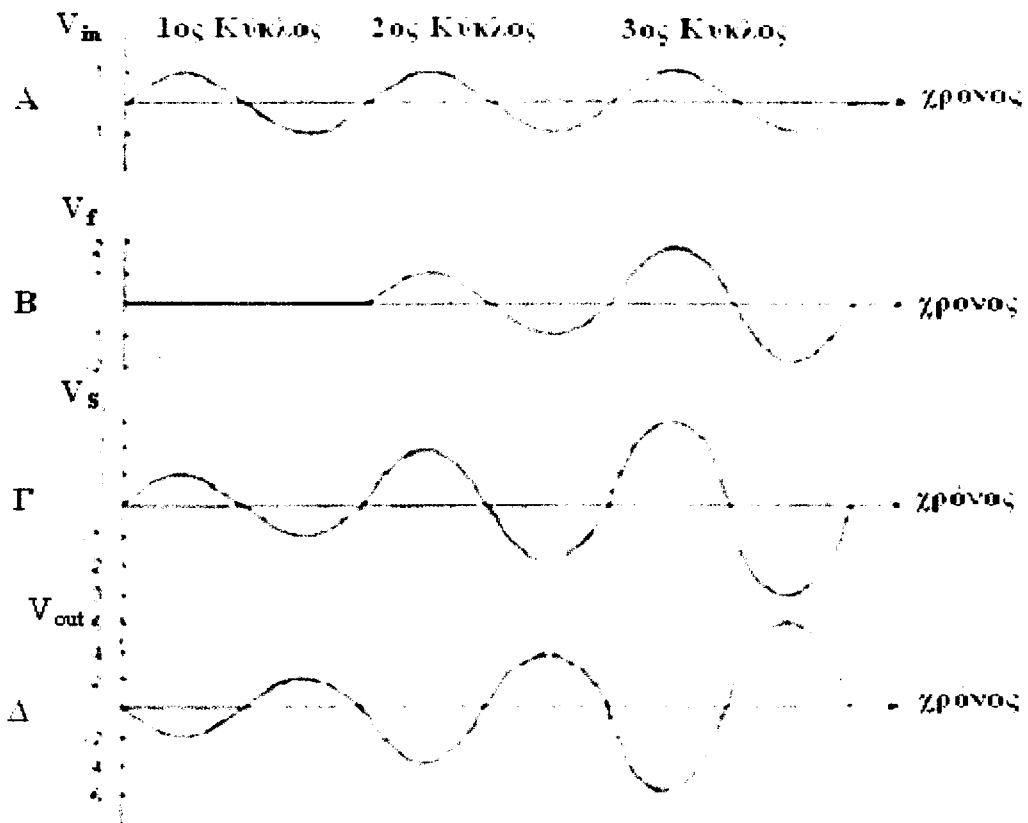
Ας θεωρήσουμε ότι η V_{in} μεταβάλλεται από $+1V$ σε $-1V$ με το χρόνο και ότι $A=2$ και $y=0,5$. Τότε θα έχουμε $V_f = -0,5 V_{out}$ και $V_{out} = -2 V_S$ όπου $V_S = V_{in} + V_f$.



Σχήμα 3.2: Ενισχυτής με θετική ανάδραση.

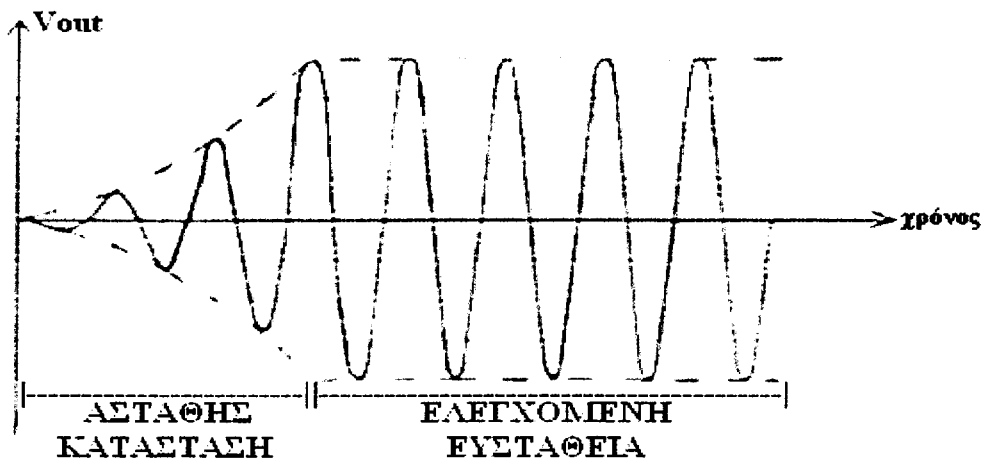
Το σχήμα 3.3 είναι ένα διάγραμμα χρονισμού για τρεις κύκλους της V_{in} . Ας υποθέσουμε ότι η τάση εξόδου είναι μηδέν πριν τον πρώτο κύκλο. Αν $V_{out} = 0$, τότε και $V_f = 0$ όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3(B). Η τάση του αθροίσματος V_s θα είναι απλώς V_{in} όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3(Γ). Η τάση εξόδου είναι -2 φορές την τάση του αθροίσματος όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3(Δ). Η σημασία του αρνητικού σημείου είναι μία μετατόπιση φάσης -180° του σήματος. Για τον δεύτερο κύκλο, η V_{in} παραμένει ίδια αλλά η V_f είναι $-0,5$ φορές από τον πρώτο κύκλο, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3(B) και παρουσιάζει διαφορά φάσης 180° . Τόσο η V_{in} όσο και η V_f είναι σε φάση και το άθροισμα φαίνεται στην 3.3(Γ), που παριστάνει την V_{out} για τον δεύτερο κύκλο. Παρατηρούμε ότι η τάση εξόδου για τον δεύτερο κύκλο είναι μεγαλύτερη από τον πρώτο κύκλο. Για τον τρίτο κύκλο, η V_{in} είναι και πάλι η ίδια και η V_f είναι $-0,5$ φορές την V_{out} από τον δεύτερο κύκλο όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3(B). Επειδή η V_{in} και V_f είναι σε φάση, θα αθροίζονται όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3(Γ). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μία ακόμη μεγαλύτερη τάση εξόδου απ' ότι στον δεύτερο κύκλο, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3(Δ).

Το διάγραμμα χρονισμού παρουσιάζει πώς λειτουργεί η θετική ανάδραση. Η τάση ανάδρασης είναι ένα μέρος της τάσης εξόδου με 180° μετατόπιση φάσης. Αυτή η τάση ανάδρασης είναι σε φάση με την τάση εισόδου έτσι ώστε η τάση του αθροίσματος που εισέρχεται στον ενισχυτή συνεχίζει να αυξάνεται. Αν η είσοδος στον ενισχυτή αυξηθεί, τότε και η έξοδος θα αυξηθεί. Η θετική ανάδραση παράγει μία ασταθή κατάσταση επιτρέποντας την έξοδο του ενισχυτή να συνεχίζει να αυξάνεται.



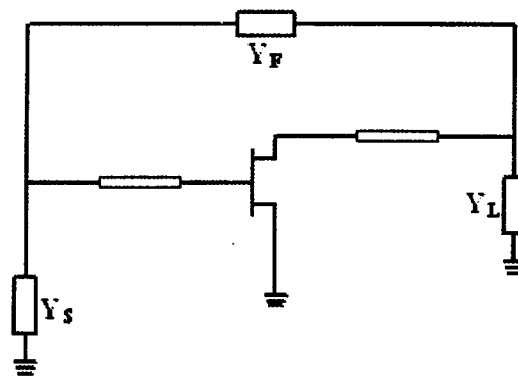
Σχήμα 3.3: Διαγράμματα χρονισμού που δείχνουν το πλάτος της εξόδου.

Υπάρχουν όμως κάποια όρια που αποτρέπουν αυτό το ασταθές κύκλωμα να αυξάνεται απεριόριστα. Γενικά, η τάση του τροφοδοτικού θα περιορίσει τις πολύ μεγάλες τάσεις του σήματος. Ο αυτο-κορεσμός του τρανζίστορ επίσης θα περιορίσει την τάση εξόδου. Το σχήμα 3.4 δείχνει πώς ένας ενισχυτής με θετική ανάδραση είναι ασταθής και πώς η αστάθεια γίνεται ελεγχόμενη.

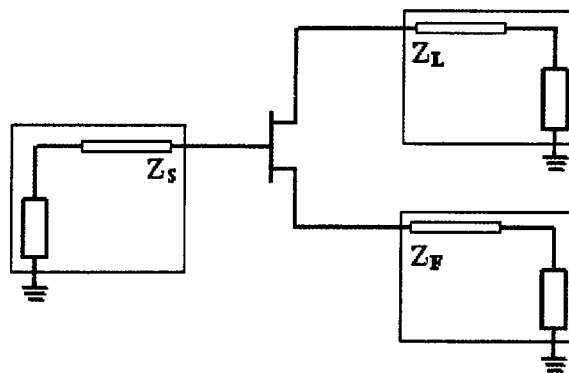


Σχήμα 3.4: Η τάση εξόδου ενός ενισχυτή με θετική ανάδραση.

Οι ταλαντωτές αυτού του τύπου μπορούν να σχεδιαστούν με τον έλεγχο του κέρδους του βρόχου ανάδρασης ενός τρανζίστορ. Οι δύο βασικές τοπολογίες ταλαντωτών ανάδρασης εμφανίζονται στο σχήμα 3.5. Η παράλληλη ανάδραση τάσης φαίνεται στο σχήμα 3.5(α), ενώ η εν σειρά ανάδραση ρεύματος στο σχήμα 3.5(β). Προκειμένου να ελεγχθεί η ισχύς εξόδου ενός ταλαντωτή, θα πρέπει να ελεγχθεί το φορτίο τερματισμού που παρουσιάζεται στο τρανζίστορ. Αυτό μπορεί να γίνει μετασχηματίζοντας τις βασικές τοπολογίες του σχήματος 3.5 σε εκείνες του σχήματος 3.6. Στην περίπτωση της παράλληλης ανάδρασης τάσης, η αρχική γείωση αντικαθίσταται από μία εικονική γείωση και δεν υπάρχει καμία φυσική αλλαγή στο κύκλωμα. Στην εν σειρά ανάδραση ρεύματος, οι γραμμές μεταφοράς που χρησιμοποιούνται πρέπει πρώτα να μετατραπούν σε διακριτά τμήματα γραμμών τύπου T ή Π , πριν την αλλαγή της γείωσης.

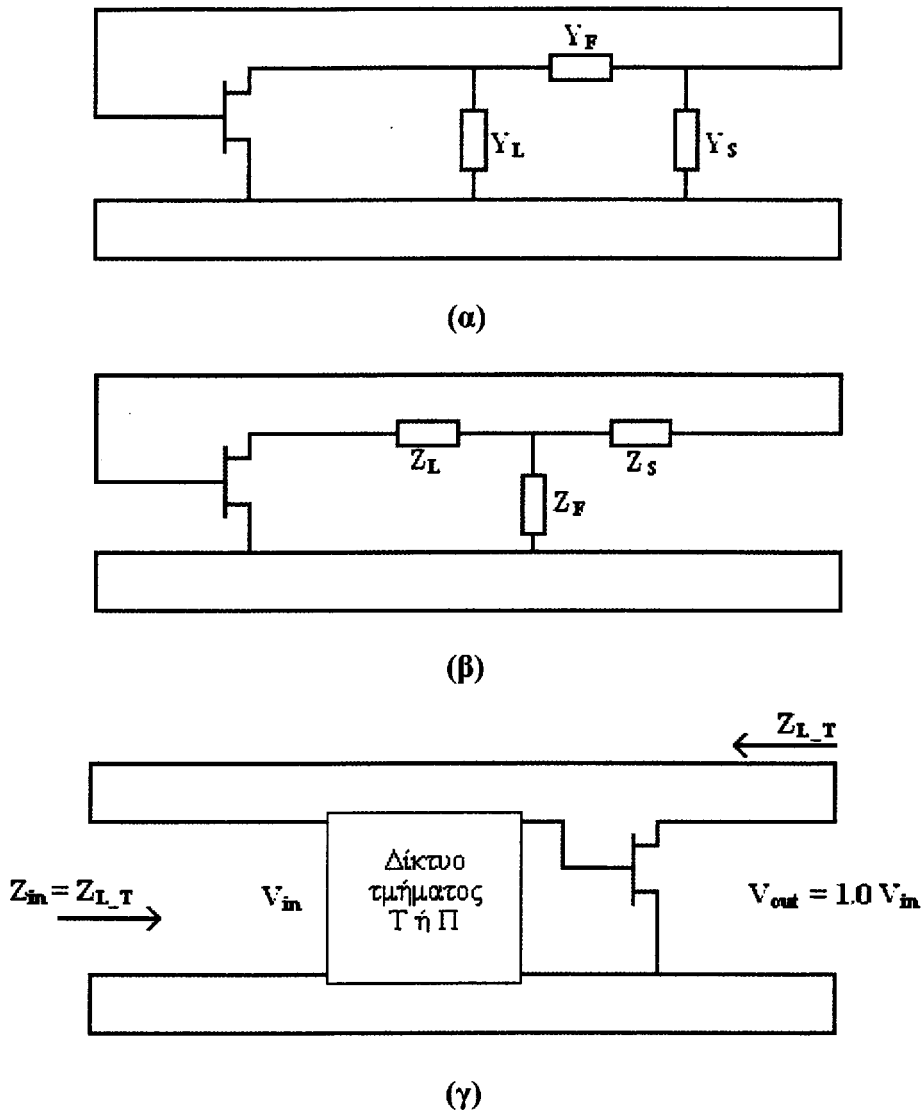


(α)



(β)

Σχήμα 3.5: Οι βασικές τοπολογίες των ταλαντωτών ανάδρασης: (α) παράλληλη ανάδραση τάσης, (β) εν σειρά ανάδραση ρεύματος.

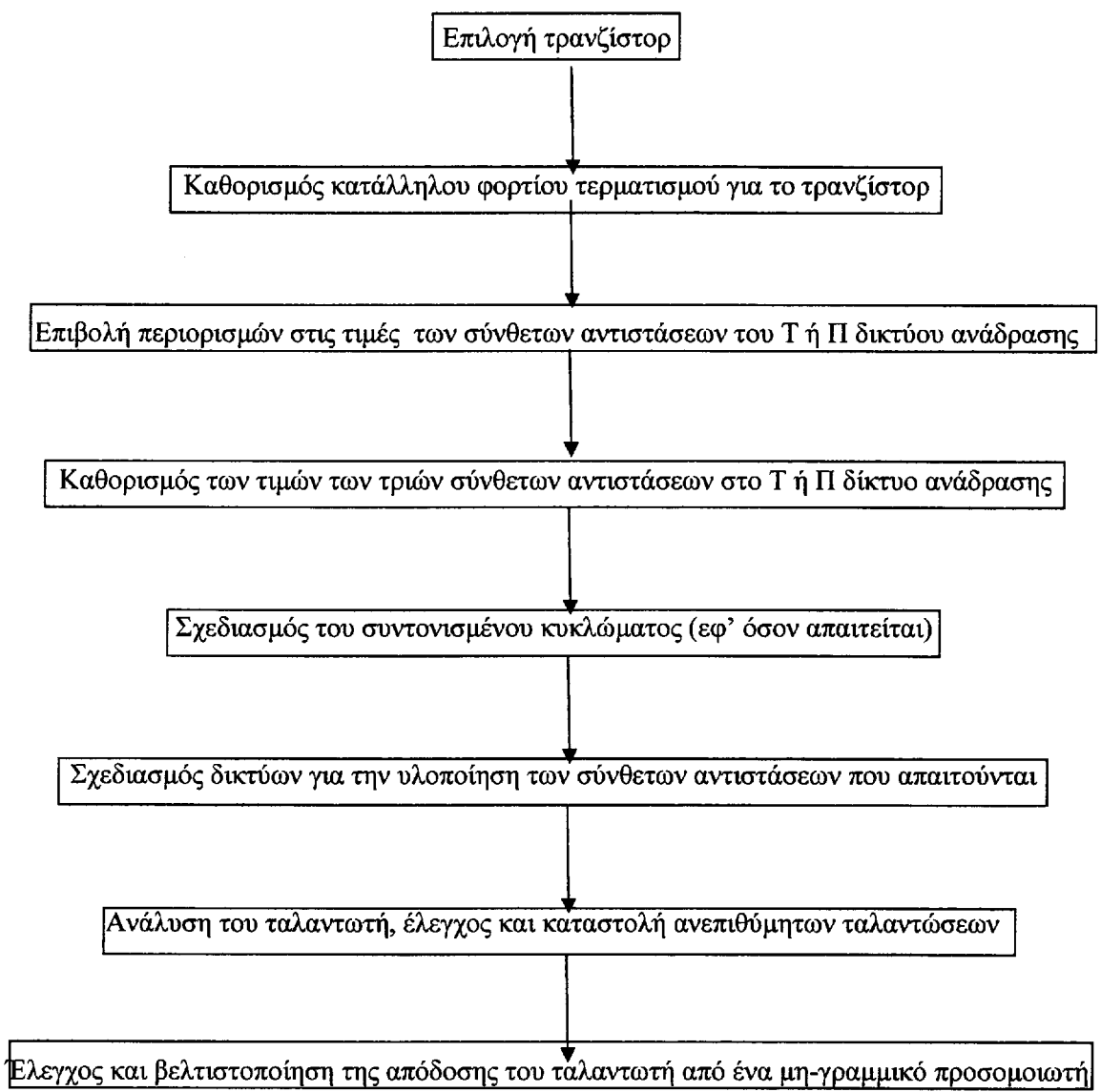


Σχήμα 3.6 (α), (β): Οι δύο τοπολογίες ταλαντωτών ανάδρασης που εμφανίζονται στο σχήμα 3.1 τροποποιούνται, με σκοπό τον υπολογισμό του φορτίου τερματισμού του τρανζίστορ και του κέρδους του βρόχου (γ) Η τάση και η σύνθετη αντίσταση στη σταθερή κατάσταση λειτουργίας.

Στο σχήμα 3.7 παριστάνεται το διάγραμμα ροής της διαδικασίας σχεδιασμού ταλαντωτών ανάδρασης. Προκειμένου να ελεγχθεί η ισχύς εξόδου, οι καμπύλες ισχύος για το επιλεγμένο τρανζίστορ, μπορούν να παραχθούν με τη βοήθεια ενός μη γραμμικού προσομοιωτή. Στη συνέχεια μπορεί να επιλεγθεί μια κατάλληλη γραμμή φορτίου και κατόπιν μπορεί να σχεδιαστεί ένα δίκτυο ανάδρασης για να παρέχει το επιθυμητό φορτίο τερματισμού στο τρανζίστορ, με το απαιτούμενο κέρδος του βρόχου ανάδρασης.

Η ισχύς εξόδου ενός ταλαντωτή ανάδρασης θα αυξηθεί αρχικά, καθώς το τρανζίστορ οδηγείται όλο και περισσότερο στον κορεσμό, μετά τον οποίο θα μειωθεί. Το τρανζίστορ οδηγείται όλο και περισσότερο στην περιοχή συμπίεσης-κορεσμού, καθώς το κέρδος του βρόχου ανάδρασης αυξάνεται.

Συχνά απαιτείται σημαντική συμπίεση στο τρανζίστορ, ώστε να εξαχθεί η μέγιστη ισχύς από έναν ταλαντωτή. Σ' αυτές τις περιπτώσεις το φορτίο τερματισμού που παρουσιάζεται στο τρανζίστορ και η συχνότητα ταλάντωσης θα μεταβληθούν, καθώς το τρανζίστορ οδηγείται περισσότερο στον κορεσμό.



Σχήμα 3.7: Διάγραμμα ροής της διαδικασίας σχεδιασμού ενός ταλαντωτή ανάδρασης.

Το δίκτυο ανάδρασης (σχήμα 3.5) πρέπει να σχεδιαστεί κατά τρόπο ώστε να παρέχει την απαιτούμενη γραμμή φορτίου και το κέρδος του βρόχου ανάδρασης, κατά τη μεταβατική κατάσταση ή τη σταθερή κατάσταση λειτουργίας του ταλαντωτή. Οι δύο από τις τρεις σύνθετες αγωγιμότητες [για την περίπτωση ανάδρασης του σχήματος 3.6(α)] ή οι δύο σύνθετες αντιστάσεις [για την περίπτωση ανάδρασης του σχήματος 3.6(β)], θεωρούνται συνήθως ότι είναι καθαρά επαγωγικές ή χωρητικές, ενώ η ισχύς εξόδου εξάγεται από την τρίτη σύνθετη αγωγιμότητα ή αντίσταση. Στις τιμές των συνθέτων αυτών αντιστάσεων (ή αντίστοιχα των συνθέτων αγωγιμοτήτων) θα πρέπει να επιβληθούν οι παρακάτω περιορισμοί:

- **Ανάδραση σειράς**

$$|Z_S + Z_F + z_{11}| \gg |Z_F| \quad (3.4)$$

και:

$$|Z_F / G_{loop_opt}| \gg |z_{12}| \quad (3.5)$$

όπου z_{11} και z_{12} αντιστοιχούν στις z -παραμέτρους του τρανζίστορ (Παράρτημα IV).

- **Παράλληλη ανάδραση**

$$|Y_S + Y_F + y_{11}| \gg |Y_F| \quad (3.6)$$

και:

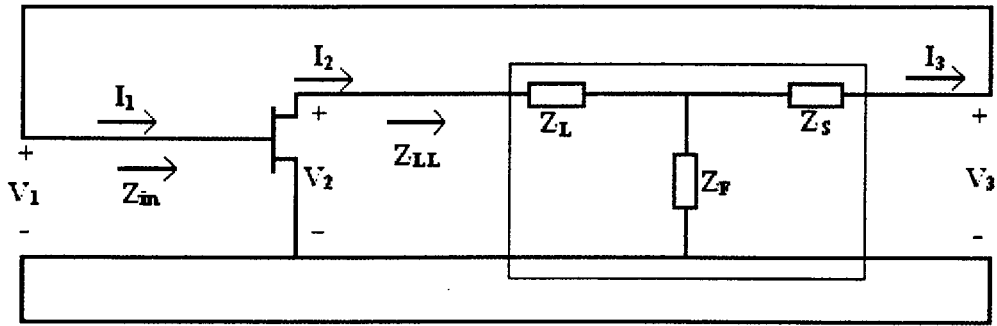
$$|Y_F / G_{loop_opt}| \gg |y_{12}| \quad (3.7)$$

όπου y_{11} και y_{12} αντιστοιχούν στις y -παραμέτρους του τρανζίστορ (Παράρτημα IV).

3.2 Εξαγωγή των εξισώσεων για των υπολογισμό των στοιχείων ανάδρασης που απαιτούνται για το δίκτυο T

Στην παρούσα παράγραφο γίνεται εξαγωγή των στοιχείων ανάδρασης που απαιτούνται για το δίκτυο T (σχήμα 3.6β), επειδή η συγκεκριμένη τοπολογία χρησιμοποιείται για το σχεδιασμό του ταλαντωτή ανάδρασης που περιγράφεται στο Κεφάλαιο 5.

Οι παράμετροι μετάδοσης του τρανζίστορ του σχήματος 3.8 μπορούν να περιγραφούν από τον πίνακα $\begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix}$.



Σχήμα 3.8: Το τμήμα T ενός ταλαντωτή με ανάδραση σε σειρά.

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ Z_{in} , δίνεται από την σχέση:

$$Z_{in} = \frac{A_t Z_{LL} + B_t}{C_t Z_{LL} + D_t} \quad (3.8)$$

όπου Z_{LL} είναι η σύνθετη αντίσταση φορτίου του τρανζίστορ. Επίσης ορίζουμε την παράμετρο A_t ως εξής:

$$A_t = \frac{Z_{21t}}{Z_{22t} + Z_{LL}} \quad (3.9)$$

Η Z_{LL} μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση των σύνθετων αντιστάσεων του T δικτύου Z_L , Z_S , Z_F και της σύνθετης αντίστασης εισόδου του τρανζίστορ Z_{in} :

$$Z_{LL} = Z_L + \frac{1}{Y_F + \frac{1}{Z_S + Z_{in}}} = Z_L + \frac{Z_S + Z_{in}}{1 + Y_F(Z_S + Z_{in})} \quad (3.10)$$

ενώ το κέρδος του βρόχου ανάδρασης δίνεται από τη σχέση:

$$G_{loop} I_1 = I_3 = \frac{Z_F}{Z_F + (Z_S + Z_{in})} I_2 = \frac{A_t I_1}{1 + Y_F(Z_S + Z_{in})} \quad (3.11)$$

από την οποία προκύπτει:

$$Z_F = -\frac{Z_S + Z_{in}}{\frac{A_t}{G_{loop}} + 1} \quad (3.12)$$

ή ισοδύναμα:

$$Z_F = -\frac{Z_s}{\frac{A_1}{G_{loop}} + 1} - \frac{Z_{in}}{\frac{A_1}{G_{loop}} + 1} \quad (3.13)$$

Η εξίσωση (3.12) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να απλοποιηθεί η εξίσωση (3.10):

$$Z_{LL} = Z_L + \frac{Z_s + Z_{in}}{1 - \left(\frac{A_1}{G_{loop}} + 1 \right)} = Z_L - \frac{G_{loop}}{A_1} (Z_s + Z_{in}) \quad (3.14)$$

η οποία μπορεί να τροποποιηθεί για να εκφραστεί η Z_L συναρτήσει της Z_s :

$$Z_L = \frac{G_{loop}}{A_1} Z_s + \left(Z_{LL} + \frac{G_{loop}}{A_1} Z_{in} \right) \quad (3.15)$$

Οι εξισώσεις (3.15) και (3.13) μπορούν να συνδυαστούν για να εξαλείψουν τη Z_s και να δώσουν μία έκφραση για τη Z_L συναρτήσει της Z_F :

$$Z_F = -\frac{1}{\frac{A_1}{G_{loop}} + 1} \frac{Z_L - \left(Z_{LL} + \frac{G_{loop}}{A_1} Z_{in} \right)}{\frac{G_{loop}}{A_1}} - \frac{Z_{in}}{\frac{A_1}{G_{loop}} + 1} \quad (3.16)$$

η οποία μπορεί να απλοποιηθεί στην:

$$Z_L = -\left[1 + \frac{G_{loop}}{A_1} \right] Z_F + Z_{LL} \quad (3.17)$$

Οι εξισώσεις (3.13), (3.15) και (3.17) μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό των συνθέτων αντιστάσεων Z_L , Z_F , και Z_s (σχήμα 3.4), αφού πρώτα επιβληθούν οι περιορισμοί των εξισώσεων (3.4) και (3.5). Το πραγματικό μέρος δύο από των τριών αυτών σύνθετων αντιστάσεων, συνήθως υποτίθεται ότι είναι μηδέν ή σταθερό.

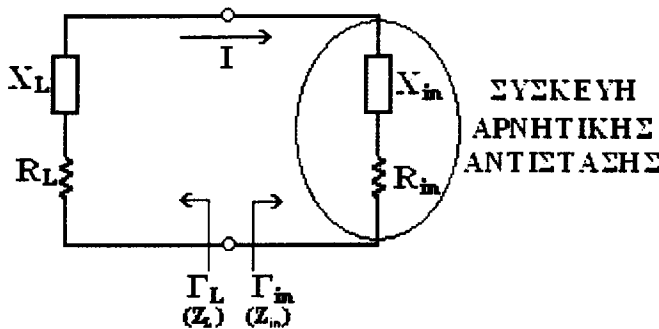
Αφού υπολογιστούν οι σύνθετες αντιστάσεις των τμημάτων T ή Π για την περιοχή συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει, τα τμήματα αυτά θα πρέπει να υλοποιηθούν με κατάλληλα μικροκυματικά στοιχεία, ώστε να προσεγγίσουν κάθε μια από τις σύνθετες αντιστάσεις. Οι επαγωγικές ή χωρητικές αντιστάσεις που απαιτούνται μπορούν να υλοποιηθούν με πηνία, πυκνωτές, γραμμές μεταφοράς, διόδους varactor, ή συντονισμένα κυκλώματα, ανάλογα με τις απαιτήσεις. Ιδιαίτερη προσοχή θα πρέπει να δίνεται, κατά την εκλογή της προσέγγισης της σύνθετης αντίστασης από διακριτούς

πυκνωτές ή πηνία. Ιδανικά, η επιλογή που γίνεται, πρέπει να οδηγήσει σε μια τοπολογία η οποία δεν θα παρουσιάζει ταλαντώσεις στις πολύ χαμηλές ή πολύ υψηλές συχνότητες.

Αφού επιλεγούν τα κατάλληλα κυκλώματα που θα προσεγγίζουν καλύτερα τις σύνθετες αντιστάσεις, ο ταλαντωτής θα πρέπει να αναλυθεί (από ένα κατάλληλο πρόγραμμα προσομοίωσης) ώστε να επιβεβαιωθεί η απόδοσή του και να μην υπάρξουν τυχόν ανεπιθύμητες ταλαντώσεις. Επίσης θα πρέπει να ελεγχθεί το κέρδος του βρόχου ανάδρασης. Επιπλέον, η απόδοση του ταλαντωτή θα πρέπει να ελεγχθεί ως προς τη μη γραμμική λειτουργία του και να βελτιστοποιηθεί.

3.3 Ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης

Στο σχήμα 3.9 παρουσιάζεται το RF κύκλωμα για έναν ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης, όπου $Z_{in}=R_{in}+jX_{in}$ είναι η σύνθετη αντίσταση εισόδου της ενεργού συσκευής (π.χ. μίας διόδου ή ενός τρανζίστορ).



Σχήμα 3.9: RF κύκλωμα για έναν ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης.

Γενικά, αυτή η σύνθετη αντίσταση είναι εξαρτώμενη από ρεύμα (ή τάση) και από τη συχνότητα και μπορεί να γραφεί με τη μορφή $Z_{in}(I, j\omega)=R_{in}(I, j\omega)+jX_{in}(I, j\omega)$. Η ενεργός συσκευή τερματίζεται σε μία παθητική σύνθετη αντίσταση φορτίου, $Z_L=R_L+jX_L$. Εφαρμόζοντας το νόμο τάσης του Kirchhoff, λαμβάνουμε:

$$(Z_L + Z_{in}) I = 0 \quad (3.18)$$

Εάν συμβεί ταλάντωση, έτσι ώστε το RF ρεύμα I να είναι μη-μηδενικό, τότε θα πρέπει να ικανοποιούνται οι ακόλουθες συνθήκες:

$$R_L + R_{in} = 0 \quad (3.19\alpha)$$

$$X_L + X_{in} = 0 \quad (3.19\beta)$$

Δεδομένου ότι το φορτίο είναι παθητικό, θα ισχύει $R_L > 0$ και η εξίσωση (3.19α) υποδεικνύει ότι $R_{in} < 0$. Κατά συνέπεια, ενώ μία θετική αντίσταση έχει ως αποτέλεσμα την κατανάλωση ενέργειας, μία αρνητική αντίσταση αποτελεί μια πηγή ενέργειας. Η συνθήκη στην εξίσωση (3.19β) ελέγχει τη συχνότητα της ταλάντωσης. Η συνθήκη της εξίσωσης (3.18), ότι $Z_L = -Z_{in}$ για την ταλάντωση σταθερής κατάστασης, υπονοεί ότι οι συντελεστές ανάκλασης Γ_L και Γ_{in} σχετίζονται ως εξής:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{-Z_{in} - Z_0}{-Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_{in} + Z_0}{Z_{in} - Z_0} = 1 / \Gamma_{in} \quad (3.20)$$

Η διαδικασία της ταλάντωσης εξαρτάται από τη μη-γραμμική συμπεριφορά της Z_{in} , ως εξής: αρχικά, είναι απαραίτητο το συνολικό κύκλωμα να είναι ασταθές σε μια ορισμένη συχνότητα, δηλαδή $R_{in}(I, j\omega) + R_L < 0$. Κατόπιν οποιαδήποτε μεταβατική διέγερση ή θόρυβος, θα προκαλέσει της δημιουργίας μιας ταλάντωσης στη συχνότητα ω . Καθώς το I αυξάνεται, η $R_{in}(I, j\omega)$ θα γίνεται λιγότερο αρνητική, έως ότου το ρεύμα λάβει την τιμή I_0 , ώστε να ισχύει $R_{in}(I_0, j\omega_0) + R_L = 0$ και $X_{in}(I_0, j\omega_0) + X_L(j\omega_0) = 0$. Τότε ο ταλαντωτής βρίσκεται σε μια σταθερή κατάσταση. Η τελική συχνότητα ω_0 διαφέρει γενικά από τη συχνότητα εκκίνησης ω , επειδή η X_{in} είναι εξαρτώμενη από το ρεύμα, έτσι ώστε $X_{in}(I, j\omega) \neq X_{in}(I_0, j\omega_0)$.

Επομένως, οι συνθήκες της εξίσωσης (3.19) δεν είναι αρκετές για να εγγυηθούν μια σταθερή κατάσταση ταλάντωσης. Ειδικότερα, η ευστάθεια απαιτεί οποιαδήποτε διαταραχή στο ρεύμα ή τη συχνότητα να εξασθενήσει, επιτρέποντας στον ταλαντωτή να επιστρέψει στην αρχική του κατάσταση. Η συνθήκη αυτή μπορεί να προσδιοριστεί εξετάζοντας την επίδραση μιας μικρής μεταβολής δI στο ρεύμα και μιας μικρής μεταβολής δs στη σύνθετη συχνότητα $s = a + j\omega$. Εάν θέσουμε $Z_T(I, s) = Z_{in}(I, s) + Z_L(I, s)$, μπορούμε να αναπτύξουμε την $Z_T(I, s)$ σε σειρά Taylor, γύρω από το σημείο λειτουργίας I_0, ω_0 , ως εξής:

$$Z_T(I, s) = Z_T(I_0, s_0) + \left. \frac{\partial Z_T}{\partial s} \right|_{s_0, I_0} \delta s + \left. \frac{\partial Z_T}{\partial I} \right|_{s_0, I_0} \delta I = 0 \quad (3.21)$$

εφ' όσον η $Z_T(I, s)$ θα πρέπει να είναι ακόμη ίση με μηδέν, εάν συμβαίνει ταλάντωση. Στην εξίσωση (3.21), $s_0 = j\omega_0$ είναι η σύνθετη συχνότητα στο αρχικό σημείο λειτουργίας. Χρησιμοποιώντας το γεγονός ότι $Z_T(I_0, s_0) = 0$ και ότι $\frac{\partial Z_T}{\partial s} = -j \frac{\partial Z_T}{\partial \omega}$, η

(3.21) μπορεί να επλυθεί για $\delta s = \delta a + j\delta\omega$:

$$\delta s = \delta\alpha + j\delta\omega = \left. \frac{-\partial Z_T / \partial I}{\partial Z_T / \partial s} \right|_{s_0, I_0} \delta I = \frac{-j(\partial Z_T / \partial I)(\partial Z_T^* / \partial \omega)}{|\partial Z_T / \partial \omega|^2} \delta I \quad (3.22)$$

Εφ' όσον ο μεταβατικός παλμός που προκαλείται από τα δI και δs θα πρέπει να εξασθενήσει, θα ισχύει $\delta\alpha < 0$ όταν $\delta I > 0$. Τότε, από την (3.22) προκύπτει ότι:

$$\text{Im} \left\{ \frac{\partial Z_T}{\partial I} \frac{\partial Z_T^*}{\partial \omega} \right\} < 0$$

ή

$$\frac{\partial R_T}{\partial I} \frac{\partial X_T}{\partial \omega} - \frac{\partial X_T}{\partial I} \frac{\partial R_T}{\partial \omega} > 0. \quad (3.23)$$

Για ένα παθητικό φορτίο ισχύει $\partial R_L / \partial I = \partial X_L / \partial I = \partial R_L / \partial \omega = 0$ και επομένως η (3.23) καταλήγει στην:

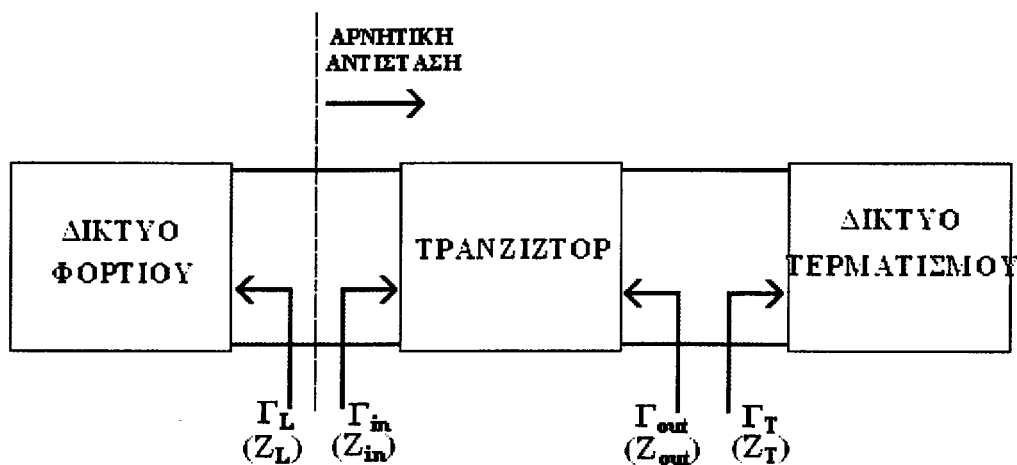
$$\frac{\partial R_m}{\partial I} \frac{\partial}{\partial \omega} (X_L + X_m) - \frac{\partial X_m}{\partial I} \frac{\partial R_m}{\partial \omega} > 0. \quad (3.24)$$

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, συνήθως έχουμε ότι $\partial R_m / \partial I > 0$. Έτσι η (3.24) ικανοποιείται εάν $\partial(X_L + X_m) / \partial \omega \gg 0$, που σημαίνει ότι ένα κύκλωμα υψηλού συντελεστή ποιότητας Q , θα έχει ως αποτέλεσμα τη μέγιστη ευστάθεια του ταλαντωτή. Γι' αυτό το σκοπό χρησιμοποιούνται συχνά οι συντονιστές κοιλότητας και οι διηλεκτρικοί συντονιστές.

Ο αποτελεσματικός σχεδιασμός ταλαντωτών αρνητικής αντίστασης απαιτεί την εξέταση και άλλων παραμέτρων, όπως την επιλογή του σημείου λειτουργίας για σταθερή λειτουργία και τη μέγιστη ισχύ εξόδου, την ολίσθηση συχνότητας, την επίδραση σημάτων χαμηλής συχνότητας, και τα χαρακτηριστικά του θορύβου.

3.3.1 Ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης με χρήση μικροκυματικών τρανζίστορ

Σε έναν ταλαντωτή αυτού του τύπου, η αρνητική αντίσταση δημιουργείται με τον τερματισμό ενός ασταθούς τρανζίστορ σε μια σύνθετη αντίσταση που είναι σχεδιασμένη να οδηγήσει το τρανζίστορ σε μια ασταθή περιοχή. Το κύκλωμα αυτό παρουσιάζεται στο σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.10: Ταλαντωτής αρνητικής αντίστασης με μικροκυματικό τρανζίστορ.

Η θύρα εξόδου της ισχύος μπορεί να είναι σε οποιαδήποτε πλευρά του τρανζίστορ. Στην περίπτωση ενός ενισχυτή, απαιτείται ένα τρανζίστορ με υψηλό βαθμό ευστάθειας, ενώ για έναν ταλαντωτή, απαιτείται ένα τρανζίστορ με υψηλό βαθμό αστάθειας. Τυπικά, το τρανζίστορ *FET* χρησιμοποιείται σε συνδεσμολογία κοινή πηγής ή κοινής πύλης, συχνά με θετική ανάδραση, για να ενισχύσει την αστάθεια της συσκευής. Αφού επιλεγεί η συνδεσμολογία του τρανζίστορ, ο κύκλος ευστάθειας της εξόδου μπορεί να σχεδιαστεί στο επίπεδο Γ_T και το Γ_T επιλέγεται έτσι ώστε να παράγει μια αρνητική αντίσταση με μεγάλη τιμή στην είσοδο του τρανζίστορ. Κατόπιν η σύνθετη αντίσταση του φορτίου Z_L μπορεί να επιλεγεί για να προσαρμόσει τη Z_{in} . Επειδή ένας τέτοιος σχεδιασμός χρησιμοποιεί τις *S*-παραμέτρους μικρού σήματος, και επειδή η R_{in} θα γίνει λιγότερο αρνητική καθώς η ισχύς του ταλαντωτή μεγαλώνει, είναι απαραίτητο να επιλεγεί η R_L έτσι ώστε $R_L + R_{in} < 0$. Διαφορετικά, η ταλάντωση θα σταματήσει όταν η αυξανόμενη ισχύς αυξάνει την R_{in} στο σημείο όπου $R_L + R_{in} > 0$. Μια τυπική τιμή για την R_L είναι η εξής:

$$R_L = \frac{-R_{in}}{3} \quad (3.25)$$

Το φανταστικό μέρος της Z_L επιλέγεται έτσι ώστε να συντονίσει το κύκλωμα:

$$X_L = -X_{in} \quad (3.26)$$

Όταν η ταλάντωση συμβαίνει μεταξύ του φορτίου και του τρανζίστορ, η ταλάντωση θα εμφανιστεί ταυτόχρονα και στη θύρα εξόδου, το οποίο μπορούμε να εξηγηθεί ως εξής: για την ταλάντωση σταθερής κατάστασης στη θύρα εισόδου, πρέπει να ισχύει $\Gamma_L \Gamma_{in} = 1$, όπως προέκυψε από την (3.20). Για ένα δίθυρο δίκτυο όπως στο σχήμα 3.11 ισχύουν οι σχέσεις:

$$V_1^- = S_{11}V_1^- + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad (3.27)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad (3.28)$$

Από την (3.27) και αντικαθιστώντας το Γ_L με το Γ_T , προκύπτει:

$$\frac{1}{\Gamma_L} = \Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} = \frac{S_{11} - \Delta\Gamma_T}{1 - S_{22}\Gamma_T} \quad (3.29)$$

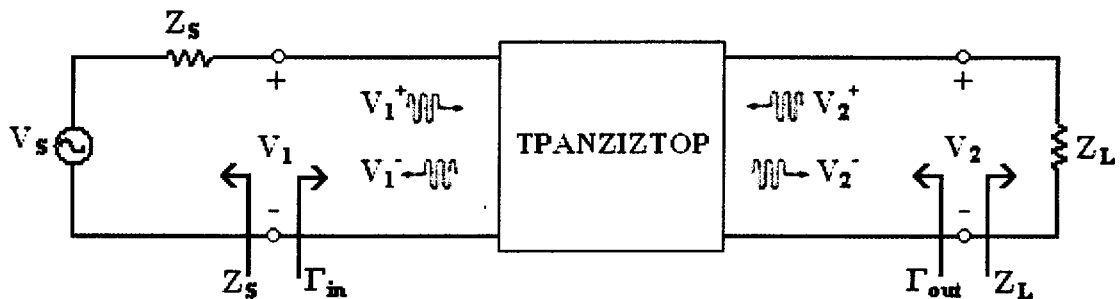
όπου $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. Λύνοντας ως προς Γ_T προκύπτει:

$$\Gamma_T = \frac{1 - S_{11}\Gamma_L}{S_{22} - \Delta\Gamma_L} \quad (3.30)$$

Στη συνέχεια, από την (3.28) έχουμε:

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{11}\Gamma_L} \quad (3.31)$$

το οποίο δείχνει ότι $\Gamma_T\Gamma_{out}=1$ και συνεπώς $Z_T=-Z_{out}$. Κατά συνέπεια, η συνθήκη για ταλάντωση στο δίκτυο τερματισμού ικανοποιείται.



Σχήμα 3.11: Ένα δίθυρο δίκτυο με σύνθετες αντιστάσεις πηγής και φορτίου.

3.4 Χαρακτηριστικά μικροκυματικών τρανζίστορ

Τα μικροκυματικά τρανζίστορ αποτελούν απαραίτητα στοιχεία σε διάφορες μικροκυματικές διατάξεις όπως ενισχυτές, ταλαντωτές, διακόπτες, ολισθητές φάσης, μείκτες και ενεργά φίλτρα. Οι περισσότερες από αυτές τις διατάξεις χρησιμοποιούν είτε διπολικά τρανζίστορ πυριτίου είτε τρανζίστορ επιδράσεως πεδίου (*FET*) *GaAs*. Η τεχνολογία των διπολικών τρανζίστορ πυριτίου είναι πολύ ώριμη και φτηνή έναντι της τεχνολογίας των τρανζίστορ *FET GaAs*. Τα διπολικά τρανζίστορ μπορούν να επιτύχουν υψηλό κέρδος και ισχύ στις χαμηλότερες συχνότητες, όμως τα τρανζίστορ *FET GaAs* έχουν γενικά καλύτερους δείκτες θορύβου και μπορεί να λειτουργήσουν σε υψηλότερες συχνότητες. Τα διπολικά τρανζίστορ πυριτίου περιορίζονται σε εφαρμογές

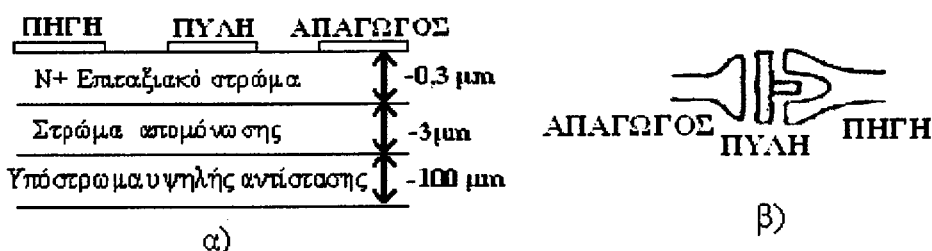
κάτω από περίπου 10 GHz, όμως πρόσφατες τεχνολογίες όπως το διπολικό τρανζίστορ ετεροεπαφής (HBT) επιτρέπουν τη λειτουργία στην περιοχή των χιλιοστομετρικών κυμάτων. Τα τρανζίστορ *FET GaAs* έχουν χρησιμοποιηθεί και σε συχνότητες άνω των 100 GHz. Στον πίνακα 3.1 παρουσιάζονται το κέρδος και ο δείκτης θορύβου σε σχέση με τη συχνότητα για σύγχρονα μικροκυματικά τρανζίστορ.

Πίνακας 3.1: Σύγκριση κέρδους (dB) και δείκτη θορύβου F_{min} (dB) για διάφορα μικροκυματικά τρανζίστορ.

Συχνότητα (GHz)	GaAs FET		GaAs HEMT		Silicon Bipolar		GaAs HBT	
	Κέρδος	F_{min}	Gain	F_{min}	Gain	F_{min}	Gain	F_{min}
4	20	0,5	-	-	15	2,5	-	-
8	16	0,7	-	-	9	4,5	-	-
12	12	1	22	0,5	6	8	20	4
18	8	1,2	16	0,9	-	-	16	-
36	-	-	12	1,7	-	-	10	-
60	-	-	8	2,6	-	-	7	-

3.4.1 Μικροκυματικά τρανζίστορ επιδράσεως πεδίου (FET)

Τα μικροκυματικά τρανζίστορ *FET* μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συχνότητες εντός των χιλιοστομετρικών κυμάτων με υψηλό κέρδος και χαμηλό θόρυβο και είναι κατάλληλα για υβριδικά και μονολιθικά ολοκληρωμένα κυκλώματα .

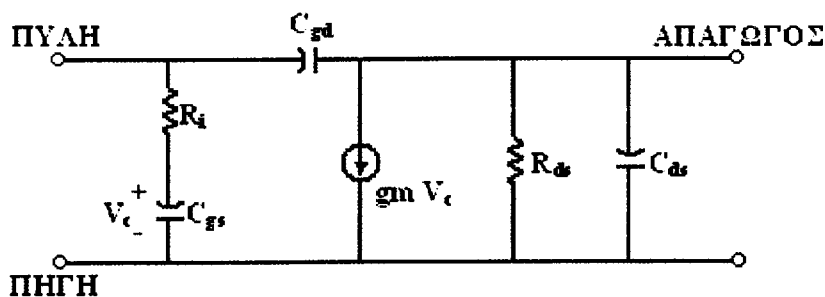


Σχήμα 3.12: α) Εγκάρσια τομή *FET GaAs*, β) Κάτοψη, όπου φαίνονται οι επαφές του απαγωγού, της πύλης και της πηγής.

Το σχήμα 3.12 παρουσιάζει την κατασκευή ενός τυπικού τρανζίστορ *FET GaAs*. Το επιθυμητό κέρδος και τα χαρακτηριστικά του θορύβου του *FET GaAs* είναι

αποτέλεσμα της υψηλότερης ευκινησίας των ηλεκτρονίων του *GaAs* έναντι του πυριτίου και της απουσίας του θορύβου βολής. Κατά τη λειτουργία του τρανζίστορ, τα ηλεκτρόνια κατευθύνονται από την πηγή προς τον απαγωγό λόγω της θετικής τάσης τροφοδοσίας μεταξύ απαγωγού-πηγής, V_{ds} . Ένα σήμα εισόδου στην πύλη του τρανζίστορ διαμορφώνει τα ηλεκτρόνια, παράγοντας ενίσχυση τάσης. Η μέγιστη συχνότητα της λειτουργίας περιορίζεται από το μήκος της πύλης. Σύγχρονα τρανζίστορ *FET* έχουν μήκος πύλης της τάξης 0,3 έως 0,6 μm , με τα αντίστοιχα ανώτερα όρια συχνότητας από 100 έως 50 *GHz*.

Ένα μικροκυματικό ισοδύναμο κύκλωμα για ένα μικροκυματικό *FET GaAs* παρουσιάζεται στο σχήμα 3.13 σε συνδεσμολογία κοινής πηγής. Το μοντέλο αυτό δεν περιλαμβάνει τα παρασιτικά στοιχεία του καλύμματος του τρανζίστορ, το οποίο εισάγει μικρές ωμικές αντιστάσεις και αυτεπαγωγές στους τρεις ακροδέκτες του τρανζίστορ λόγω των ωμικών επαφών. Η εξαρτώμενη πηγή $g_m V_c$ εξαρτάται από την τάση στα άκρα του πυκνωτή C_{gs} που οδηγεί σε μία τιμή της παραμέτρου $|S_{21}| > 1$ κάτω από κανονικές συνθήκες λειτουργίας (όπου η είσοδος 1 είναι στην πύλη και η είσοδος 2 είναι στον απαγωγό). Η αντίστροφη πορεία του σήματος που δίνεται από την παράμετρο S_{12} , οφείλεται αποκλειστικά στη χωρητικότητα C_{gd} . Στην πράξη η χωρητικότητα C_{gd} έχει πολύ μικρή τιμή και μπορεί να αγνοηθεί. Σ' αυτή την περίπτωση, $S_{12} = 0$ και τότε η συσκευή λέγεται ότι είναι μη-αντιστρεπτή.



Σχήμα 3.13: Ισοδύναμο κύκλωμα υψηλής συχνότητας για ένα *FET GaAs* σε συνδεσμολογία κοινής πηγής.

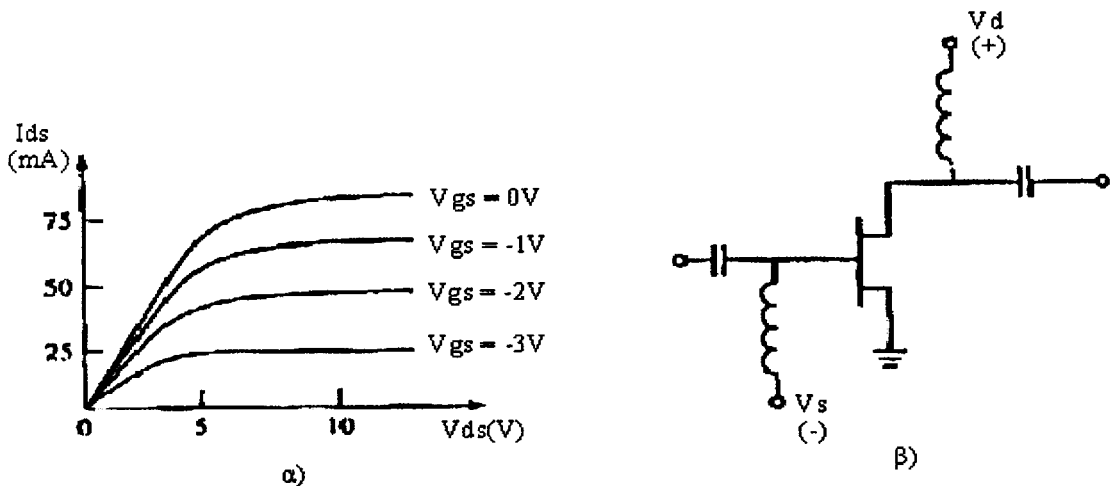
Το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 3.13 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να καθορίσει την ανώτερη συχνότητα λειτουργίας του τρανζίστορ. Το «βραχυκυκλωμένο» κέρδος ρεύματος, G_{isc} , ορίζεται ως ο λόγος του ρεύματος στον απαγωγό προς το ρεύμα της πύλης όταν η έξοδος είναι βραχυκυκλωμένη. Για την περίπτωση όπου η C_{gd} υποτίθεται ότι ήταν μηδέν, το κέρδος αυτό μπορεί να εξαχθεί ως εξής:

$$G_i^{sc} = \left| \frac{I_d}{I_g} \right| = \left| \frac{g_m V_c}{I_g} \right| = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \quad (3.32)$$

Το ανώτερο όριο συχνότητας f_T , είναι η συχνότητα όπου το βραχυκυκλωμένο κέρδος ρεύματος είναι ίσο με τη μονάδα. Συνεπώς:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (3.33)$$

Για κανονικές συνθήκες λειτουργίας, το τρανζίστορ θα πρέπει πολωθεί από συνεχές ρεύμα στο κατάλληλο σημείο λειτουργίας. Αυτό εξαρτάται από την εφαρμογή (χαμηλού θορύβου, υψηλού κέρδους, υψηλής ισχύος), την κατηγορία του ενισχυτή (κατηγορία *A*, κατηγορία *AB*, κατηγορία *B*), και τον τύπο του τρανζίστορ (διπολικό, *FET*, *HBT*, *HEMT*). Το σχήμα 3.14(α) παρουσιάζει τυπικές χαρακτηριστικές καμπύλες του συνεχούς ρεύματος I_{ds} σε σχέση με τη V_{ds} για ένα *FET GaAs*. Τα κυκλώματα υψηλής ισχύος χρησιμοποιούν γενικά υψηλότερες τιμές του ρεύματος του απαγωγού. Η συνεχής τάση πρέπει να εφαρμοστεί στην πύλη και στον απαγωγό, χωρίς να διαταράζει την πορεία των σημάτων *RF*. Αυτό μπορεί να γίνει όπως φαίνεται στο σχήμα 3.14(β), στο οποίο φαίνονται τα κυκλώματα πόλωσης και αποσύζευξης για πολικότητα διπλής παροχής. Τα πηνία *RF* παρουσιάζουν πολύ χαμηλή dc αντίσταση για την πόλωση, και πολύ υψηλή σύνθετη αντίσταση στις συχνότητες *RF*, ώστε να αποτρέψουν το μικροκυματικό σήμα να βραχυκυκλωθεί από την τάση τροφοδοσίας. Ομοίως οι πυκνωτές αποσύζευξης στην είσοδο και στην έξοδο, μπλοκάρουν το συνεχές ρεύμα από τις γραμμές εισόδου και εξόδου, ενώ επιτρέπουν τη διέλευση των μικροκυματικών σημάτων.



Σχήμα 3.14: α) Χαρακτηριστικές DC καμπύλες για ένα *FET GaAs*, β) Κύκλωμα πόλωσης και αποσύζευξης για ένα *FET GaAs*.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗ ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ ΣΤΑ 4 GHz, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ FET GaAs

4.1 Εισαγωγή

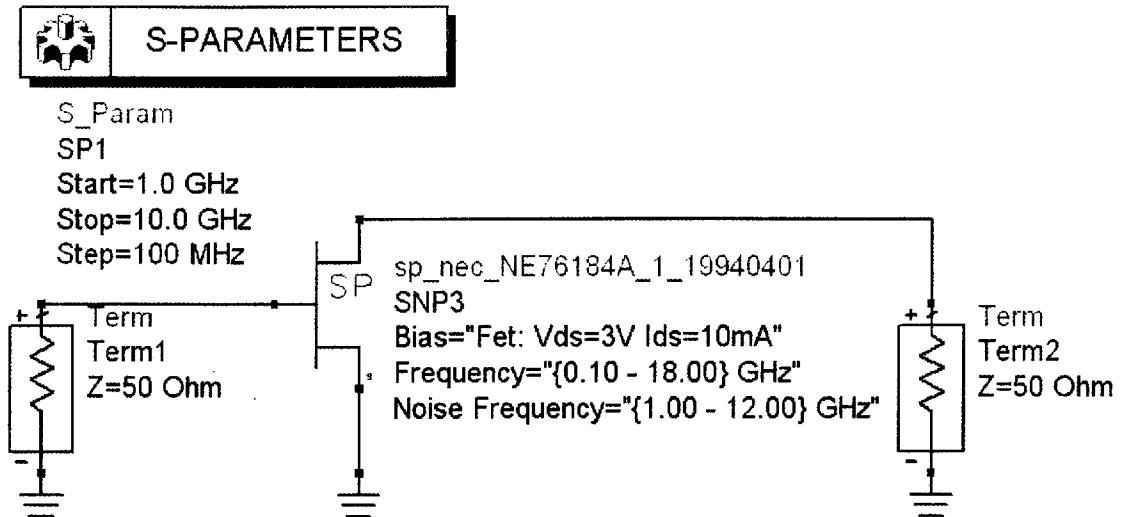
Στο Κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η διαδικασία που ακολουθήθηκε για το σχεδιασμό ενός ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης, με συχνότητα ταλάντωσης στα 4 GHz. Αυτού του είδους οι ταλαντωτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την κατασκευή ημιαγωγικών μικροκυματικών γεννητριών τύπου *IMPATT* και *Gunn*. Οι γεννήτριες αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως τοπικοί ταλαντωτές σε συστήματα πομποδεκτών [σε επίγεια και δορυφορικά ραδιο-δίκτυα καθώς και για εφαρμογές σε ασύρματα τοπικά δίκτυα (*WLAN*) και ασύρματους τοπικούς βρόχους (*WLL*)], για να παράγουν το σήμα ενδιάμεσης συχνότητας (*IF*). Ο σχεδιασμός, η προσομοίωση και η βελτιστοποίηση του ταλαντωτή πραγματοποιήθηκαν με τη βοήθεια του λογισμικού *ADS* (*Advanced Design System*) και η τοπολογία του τελικού κυκλώματος υλοποιήθηκε με μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς (*microstrips*). Το μικροκυματικό τρανζίστορ *FET GaAs* που χρησιμοποιήθηκε, ήταν το *NE76184A* της *NEC* (Παράρτημα Ι), το οποίο μπορεί να λειτουργήσει στις συχνότητες 0,10–18 GHz.

4.2 Διαδικασία σχεδιασμού

Ο συγκεκριμένος ταλαντωτής σχεδιάστηκε με βάση το χονδρικό διάγραμμα του σχήματος 3.10. Τα βήματα που ακολουθήθηκαν κατά το σχεδιασμό του ταλαντωτή, περιγράφονται στις ακόλουθες υπο-παραγράφους.

4.2.1 Καθορισμός των S-παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής (common source configuration)

Αρχικά, είναι απαραίτητο να καθοριστούν οι παράμετροι σκέδασης του *FET* (*S*-παράμετροι) σε συνδεσμολογία κοινής πηγής. Αυτό μπορεί να γίνει άμεσα, προσομοιώνοντας τη διάταξη του σχήματος 4.1 στο *ADS*, όπου οι τερματισμοί των 50 Ω αριστερά και δεξιά του τρανζίστορ, παριστάνουν τις θύρες εισόδου-εξόδου. Οι *S*-παράμετροι του *FET* για το εύρος συχνοτήτων 1-10 GHz παρουσιάζονται στον πίνακα 4.1.



Σχήμα 4.1: Κυκλωματικό διάγραμμα υπολογισμού των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής.

Πίνακας 4.1: Οι τιμές των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής (εύρος συχνοτήτων 1–10 GHz).

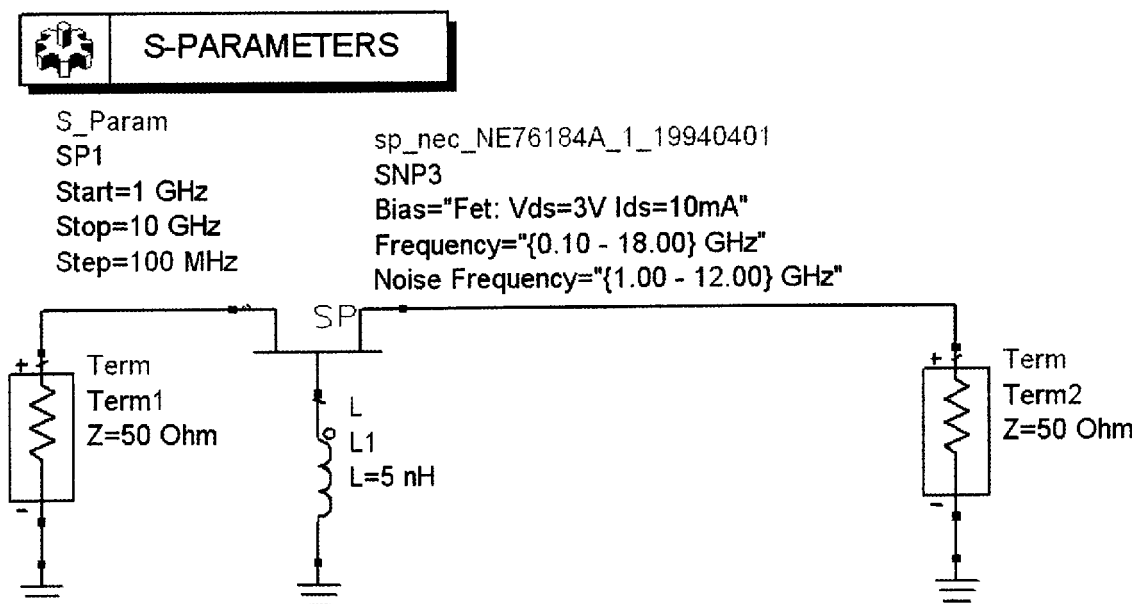
freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
1.000GHz	0.970 / -31.000	0.040 / 69.000	3.754 / 152.000	0.741 / -19.000
1.250GHz	0.951 / -38.500	0.049 / 64.000	3.690 / 145.000	0.730 / -23.500
1.500GHz	0.932 / -46.000	0.058 / 59.000	3.626 / 138.000	0.720 / -28.000
1.750GHz	0.908 / -53.500	0.067 / 54.000	3.560 / 132.000	0.708 / -32.000
2.000GHz	0.884 / -61.000	0.076 / 49.000	3.494 / 126.000	0.696 / -36.000
2.250GHz	0.862 / -68.000	0.082 / 45.500	3.417 / 119.500	0.681 / -40.000
2.500GHz	0.841 / -75.000	0.088 / 42.000	3.341 / 113.000	0.666 / -44.000
2.750GHz	0.812 / -82.000	0.093 / 38.000	3.260 / 107.000	0.652 / -48.000
3.000GHz	0.784 / -89.000	0.097 / 34.000	3.179 / 101.000	0.638 / -52.000
3.250GHz	0.762 / -96.000	0.102 / 30.500	3.106 / 95.500	0.622 / -55.500
3.500GHz	0.741 / -103.000	0.106 / 27.000	3.034 / 90.000	0.605 / -59.000
3.750GHz	0.718 / -110.500	0.110 / 23.500	2.954 / 84.000	0.590 / -63.000
4.000GHz	0.695 / -118.000	0.114 / 20.000	2.873 / 78.000	0.574 / -67.000
4.250GHz	0.673 / -125.000	0.116 / 17.000	2.801 / 73.000	0.560 / -70.500
4.500GHz	0.652 / -132.000	0.118 / 14.000	2.728 / 68.000	0.547 / -74.000
4.750GHz	0.636 / -138.500	0.120 / 11.000	2.662 / 62.500	0.532 / -78.000
5.000GHz	0.620 / -145.000	0.121 / 8.000	2.595 / 57.000	0.517 / -82.000
5.250GHz	0.607 / -152.000	0.122 / 5.000	2.527 / 52.000	0.505 / -85.500
5.500GHz	0.593 / -159.000	0.123 / 2.000	2.459 / 47.000	0.493 / -89.000
5.750GHz	0.582 / -165.500	0.124 / -0.500	2.394 / 42.000	0.483 / -93.500
6.000GHz	0.571 / -172.000	0.124 / -3.000	2.329 / 37.000	0.472 / -98.000
6.250GHz	0.564 / -178.500	0.123 / -5.000	2.271 / 32.500	0.463 / -101.500
6.500GHz	0.556 / -175.000	0.123 / -7.000	2.212 / 28.000	0.453 / -105.000
6.750GHz	0.550 / -169.000	0.124 / -9.000	2.155 / 23.500	0.447 / -109.000
7.000GHz	0.545 / -163.000	0.124 / -11.000	2.099 / 19.000	0.440 / -113.000
7.250GHz	0.542 / -157.000	0.124 / -12.500	2.047 / 14.500	0.435 / -117.000
7.500GHz	0.538 / -151.000	0.124 / -14.000	1.995 / 10.000	0.430 / -121.000
7.750GHz	0.537 / -145.000	0.124 / -15.500	1.949 / 5.500	0.426 / -125.000
8.000GHz	0.535 / -139.000	0.124 / -17.000	1.903 / 1.000	0.423 / -129.000
8.250GHz	0.537 / -133.500	0.125 / -18.500	1.862 / -3.250	0.421 / -133.250
8.500GHz	0.539 / -128.000	0.126 / -20.000	1.822 / -7.500	0.418 / -137.500
8.750GHz	0.541 / -122.500	0.126 / -21.500	1.781 / -11.750	0.415 / -141.750
9.000GHz	0.543 / -117.000	0.127 / -23.000	1.740 / -16.000	0.413 / -146.000
9.250GHz	0.548 / -111.500	0.128 / -24.000	1.700 / -20.500	0.412 / -151.000
9.500GHz	0.554 / -106.000	0.128 / -25.000	1.661 / -25.000	0.411 / -156.000
9.750GHz	0.562 / -101.000	0.130 / -27.000	1.623 / -29.000	0.411 / -161.000
10.00GHz	0.569 / -96.000	0.131 / -29.000	1.586 / -33.000	0.411 / -166.000

Από τον παραπάνω πίνακα προκύπτει ότι οι τιμές των S -παραμέτρων στη συχνότητα των 4 GHz , έχουν ως εξής:

$$S_{11}=0,695/-118^\circ, \quad S_{12}=0,114/20^\circ, \quad S_{21}=2,873/78^\circ, \quad S_{22}=0,574/-67^\circ \quad (4.1)$$

4.2.2 Καθορισμός των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πύλης (common gate configuration)

Για να παραχθεί η αρνητική αντίσταση, η οποία θα προκαλέσει την αστάθεια στο τρανζίστορ και κατά συνέπεια τις ταλαντώσεις, το τρανζίστορ FET θα πρέπει να τοποθετηθεί σε συνδεσμολογία κοινής πύλης σε σειρά με μία επαγωγή. Κατά συνέπεια θα πρέπει να υπολογιστούν οι S -παραμέτροι της νέας διάταξης με τη βοήθεια του ADS (σχήμα 4.2). Οι νέες S -παραμέτροι του FET για το εύρος συχνοτήτων $1-10\text{ GHz}$ παρουσιάζονται στον πίνακα 4.2.



Σχήμα 4.2: Κυκλωματικό διάγραμμα υπολογισμού των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πύλης.

Πίνακας 4.2: Οι τιμές των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πύλης (εύρος συχνοτήτων $1-10\text{ GHz}$).

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
1.000GHz	0.422 / 176.599	0.069 / 39.967	1.431 / -8.239	0.960 / -6.736
1.250GHz	0.471 / 175.259	0.065 / 56.995	1.487 / -10.682	0.986 / -8.478
1.500GHz	0.540 / 173.959	0.065 / 81.787	1.568 / -13.326	1.024 / -10.283
1.750GHz	0.638 / 172.997	0.077 / 112.435	1.678 / -16.079	1.075 / -12.089
2.000GHz	0.775 / 171.828	0.117 / 137.851	1.836 / -19.215	1.150 / -14.088
2.250GHz	0.971 / 170.496	0.187 / 153.699	2.078 / -22.742	1.262 / -16.020
2.500GHz	1.285 / 169.452	0.314 / 164.925	2.475 / -26.583	1.448 / -18.007
2.750GHz	1.847 / 167.987	0.557 / 172.020	3.184 / -31.201	1.780 / -20.324
3.000GHz	3.131 / 166.614	1.138 / 177.196	4.841 / -36.430	2.556 / -22.916
3.250GHz	8.752 / 166.132	3.733 / -178.364	12.193 / -41.625	5.976 / -25.458
3.500GHz	12.881 / -17.129	6.332 / 2.183	16.286 / 129.628	7.254 / 148.398
3.750GHz	3.741 / -17.940	2.107 / 4.989	4.345 / 122.062	1.704 / 143.448
4.000GHz	2.241 / -19.122	1.426 / 6.749	2.438 / 113.351	0.813 / 136.036
4.250GHz	1.662 / -19.652	1.174 / 8.450	1.723 / 105.476	0.478 / 128.058
4.500GHz	1.335 / -20.371	1.038 / 9.554	1.348 / 97.234	0.304 / 116.100
4.750GHz	1.113 / -22.038	0.950 / 9.831	1.140 / 87.964	0.218 / 97.039
5.000GHz	0.958 / -23.463	0.892 / 10.036	1.014 / 79.486	0.182 / 75.900
5.250GHz	0.848 / -24.297	0.854 / 10.521	0.931 / 72.341	0.168 / 57.161
5.500GHz	0.762 / -25.092	0.827 / 10.825	0.879 / 65.976	0.170 / 42.563
5.750GHz	0.687 / -26.080	0.811 / 10.802	0.847 / 59.828	0.177 / 33.769
6.000GHz	0.625 / -26.934	0.799 / 10.666	0.828 / 54.472	0.184 / 27.704
6.250GHz	0.578 / -27.464	0.790 / 10.593	0.814 / 50.216	0.191 / 22.852
6.500GHz	0.538 / -27.921	0.783 / 10.435	0.806 / 46.470	0.197 / 19.335
6.750GHz	0.501 / -28.494	0.779 / 10.198	0.803 / 43.005	0.201 / 17.013
7.000GHz	0.468 / -28.968	0.776 / 9.911	0.802 / 39.927	0.205 / 15.339
7.250GHz	0.439 / -29.395	0.774 / 9.556	0.803 / 37.139	0.208 / 14.293
7.500GHz	0.412 / -29.714	0.773 / 9.166	0.805 / 34.634	0.211 / 13.622
7.750GHz	0.388 / -30.055	0.772 / 8.754	0.808 / 32.397	0.212 / 13.249
8.000GHz	0.366 / -30.294	0.771 / 8.316	0.811 / 30.363	0.214 / 13.121
8.250GHz	0.346 / -30.335	0.771 / 7.830	0.814 / 28.472	0.216 / 13.371
8.500GHz	0.327 / -30.256	0.771 / 7.327	0.817 / 26.730	0.217 / 13.775
8.750GHz	0.310 / -30.060	0.771 / 6.811	0.820 / 25.117	0.219 / 14.298
9.000GHz	0.294 / -29.751	0.771 / 6.285	0.823 / 23.618	0.221 / 14.908
9.250GHz	0.276 / -29.037	0.770 / 5.593	0.826 / 22.009	0.223 / 16.164
9.500GHz	0.261 / -28.120	0.770 / 4.892	0.828 / 20.507	0.226 / 17.437
9.750GHz	0.247 / -27.061	0.770 / 4.259	0.830 / 19.160	0.228 / 18.596
10.00GHz	0.235 / -25.824	0.770 / 3.618	0.831 / 17.891	0.231 / 19.753

Από τον παραπάνω πίνακα προκύπτει ότι οι τιμές των S -παραμέτρων για συνδεσμολογία κοινής πύλης σε σειρά με μία επαγωγή με τιμή 5 nH στη συχνότητα των 4 GHz , έχουν ως εξής:

$$S'_{11}=2,241/-19,1^\circ, S'_{12}=1,426/6,75^\circ, S'_{21}=2,438/113,35^\circ, S'_{22}=0,813/136^\circ \quad (4.2)$$

Στην περίπτωση αυτή, παρατηρούμε ότι η παράμετρος $|S'_{11}|$ της (4.2) είναι σημαντικά μεγαλύτερη της παραμέτρου $|S_{11}|$ της (4.1), το οποίο σημαίνει ότι η συνδεσμολογία κοινής πύλης (σχήμα 4.2), παρέχει μεγαλύτερη αστάθεια από τη συνδεσμολογία κοινή πηγής (σχήμα 4.1).

4.2.3 Σχεδίαση του κύκλου ευστάθειας του ταλαντωτή

Για να σχεδιαστεί ο κύκλος ευστάθειας του ταλαντωτή πάνω στο χάρτη Smith, οι S -παράμετροι της (4.2) πρέπει να μετατραπούν σε καρτεσιανή μορφή:

$$S'_{11} = 2,241 / -19,1^\circ \quad \Leftrightarrow \quad S'_{11} = 2,117 - j0,733$$

$$S'_{12} = 1,426 / 6,75^\circ \quad \Leftrightarrow \quad S'_{12} = 1,4161 + j0,167$$

$$S'_{21} = 2,438 / 113,35^\circ \quad \Leftrightarrow \quad S'_{21} = -0,966 + j2,238$$

$$S'_{22} = 0,813 / 136^\circ \quad \Leftrightarrow \quad S'_{22} = -0,584 + j0,564$$

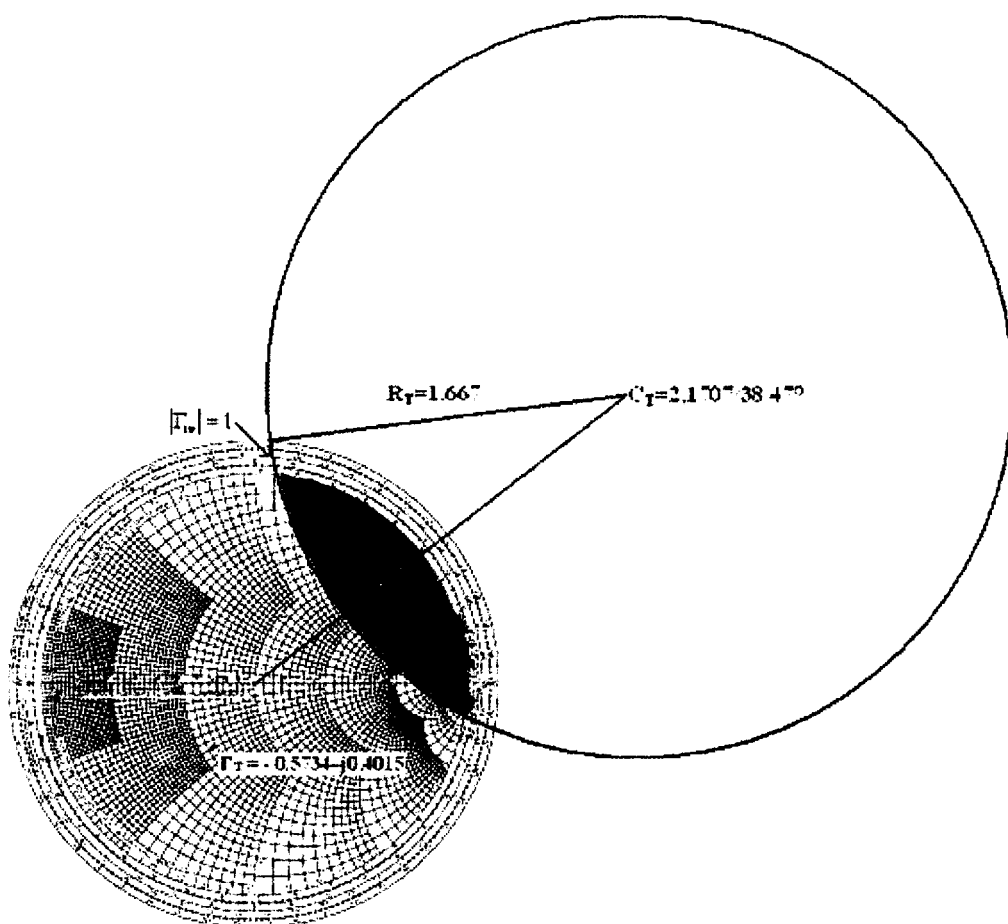
Από τις παραπάνω τιμές σχεδιάζεται ο κύκλος ευστάθειας με κέντρο το σημείο C_T και ακτίνα την R_T (σχήμα 4.3), χρησιμοποιώντας τις σχέσεις:

$$C_T = \frac{(S_{22} - \Delta S'_{11})^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (4.3\alpha)$$

$$R_T = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (4.3\beta)$$

από τις οποίες προκύπτει: $C_T=2,1707/38.47^\circ$ και $R_T=1,667$.

Συνεπώς, ο κύκλος ευστάθειας θα έχει το κέντρο του σε απόσταση 2,17 φορές την ακτίνα του χάρτη Smith από το κέντρο και σε γωνία 38,47° από τον οριζόντιο άξονα. Η ακτίνα του κύκλου ευστάθειας θα είναι 1,667 φορές την ακτίνα του χάρτη Smith. Επειδή $|S'_{11}|=2,241>1$ η περιοχή ευστάθειας είναι εντός του κύκλου όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3 (σκιασμένη περιοχή).



Σχήμα 4.3: Σχεδίαση του κύκλου ευστάθειας πάνω στο χάρτη Smith (σκιασμένη περιοχή) για το σχεδιασμό ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης στα 4 GHz.

Για το σχεδιασμό του ταλαντωτή, υπάρχει η δυνατότητα επιλογής πάρα πολλών σημείων Γ_T που βρίσκονται εκτός του κύκλου ευστάθειας, όμως το σημείο που θα επιλεγεί θα πρέπει να καθιστά το $|\Gamma_{in}|$ (εξίσωση 3.29 και σχήμα 3.10) όσο το δυνατόν μεγαλύτερο. Έτσι, μετά από πολλές δοκιμές επιλέχθηκε η κατάλληλη τιμή για το Γ_T :

$$\Gamma_T = 0,7/-145^\circ \Leftrightarrow \Gamma_T = -0,5734 - j0,4015$$

Από την τιμή του Γ_T μπορεί να υπολογιστεί η τιμή της Z_T από την εξίσωση (3.20), θέτοντας όπου Γ_L το Γ_T και όπου Z_L τη Z_T . Η τιμή του Γ_{in} (βλέπε σχήμα 3.10) προκύπτει από την εξίσωση (3.29) για τις S-παραμέτρους της εξίσωσης (4.2):

$$Z_T = 9,6700 - j15,225 \Omega$$

$$\Gamma_{in} = 6,4929 - j3,9575 \Leftrightarrow \Gamma_{in} = 7,6039/-31,362^\circ$$

Από την τιμή του Γ_{in} μπορεί να υπολογιστεί τώρα η Z_{in} από τη σχέση (3.20):

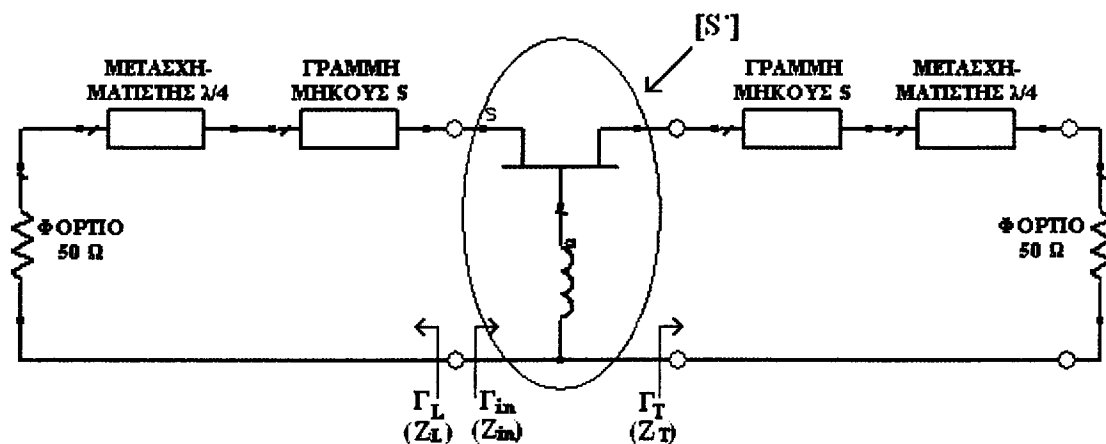
$$Z_{in} = -61,9844 - j8,6345 \Omega$$

ενώ η Z_L υπολογίζεται από τις εξισώσεις (3.27) και (3.28):

$$Z_L = 20,6614 + j8,6346 \Omega$$

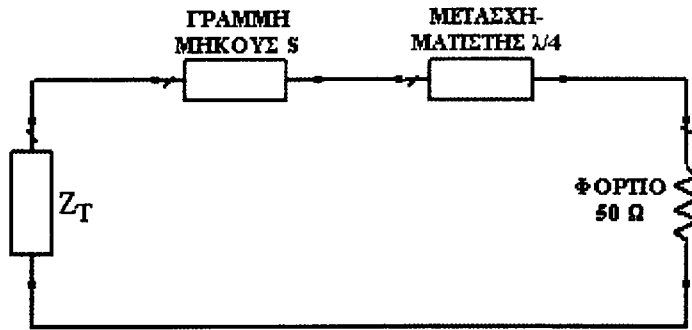
4.2.4 Σχεδιασμός κυκλωμάτων προσαρμογής του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης

Οι σύνθετες αντιστάσεις Z_L και Z_T που υπολογίστηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, θα πρέπει στη συνέχεια να προσαρμοστούν στα δύο ωμικά φορτία των 50Ω εκατέρωθεν του *FET*. Η προσαρμογή μπορεί να γίνει με χρήση του μετασχηματιστή $\lambda/4$, όπως περιγράφεται στο Κεφάλαιο 2 (παράγρ. 2.2). Το κύκλωμα που προκύπτει είναι αυτό του σχήματος 4.4.



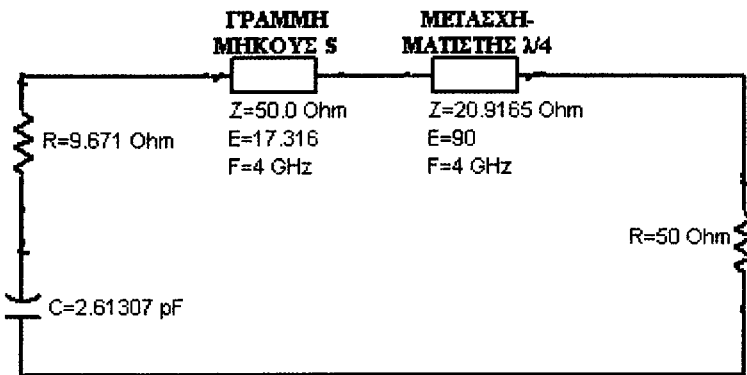
Σχήμα 4.4: Κύκλωμα ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης που περιλαμβάνει και τα κυκλώματα προσαρμογής.

Αρχικά, θα πρέπει η υπολογισμένη σύνθετη αντίσταση $Z_T = 9,6700 - j15,225 \Omega$, να προσαρμοστεί στο φορτίο 50Ω (στα δεξιά του *FET*), με τη βοήθεια του μετασχηματιστή $\lambda/4$. Επειδή η Z_T είναι μία σύνθετη αντίσταση, θα πρέπει να προστεθεί πριν από το μετασχηματιστή $\lambda/4$ ένα μικρό μήκος γραμμής μεταφοράς μήκους s , ώστε να αντισταθμίσει το φανταστικό της μέρος (σχήμα 4.5).



Σχήμα 4.5: Προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης Z_T σε φορτίο $Z_0=50 \Omega$, με χρήση του μετασχηματιστή $\lambda/4$.

Το παραπάνω κύκλωμα μπορεί να αντικατασταθεί ισοδύναμα από το κύκλωμα του σχήματος 4.6, δεδομένου ότι η σύνθετη αντίσταση $Z_T = 9,6700 - j15,2250 \Omega$, αποτελείται από ένα πραγματικό μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα ωμικό φορτίο $9,6700 \Omega$ και σε ένα φανταστικό μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα χωρητικό φορτίο $X_C = -j15,2250 = -\frac{1}{j\omega C}$, απ' όπου προκύπτει η τιμή του πυκνωτή $C = -\frac{1}{2\pi f X_c} = 2,6130 \text{ pF}$ (για συχνότητα λειτουργίας $f=4\text{GHz}$).



Σχήμα 4.6: Ισοδύναμο κύκλωμα για το κύκλωμα του σχήματος 4.5.

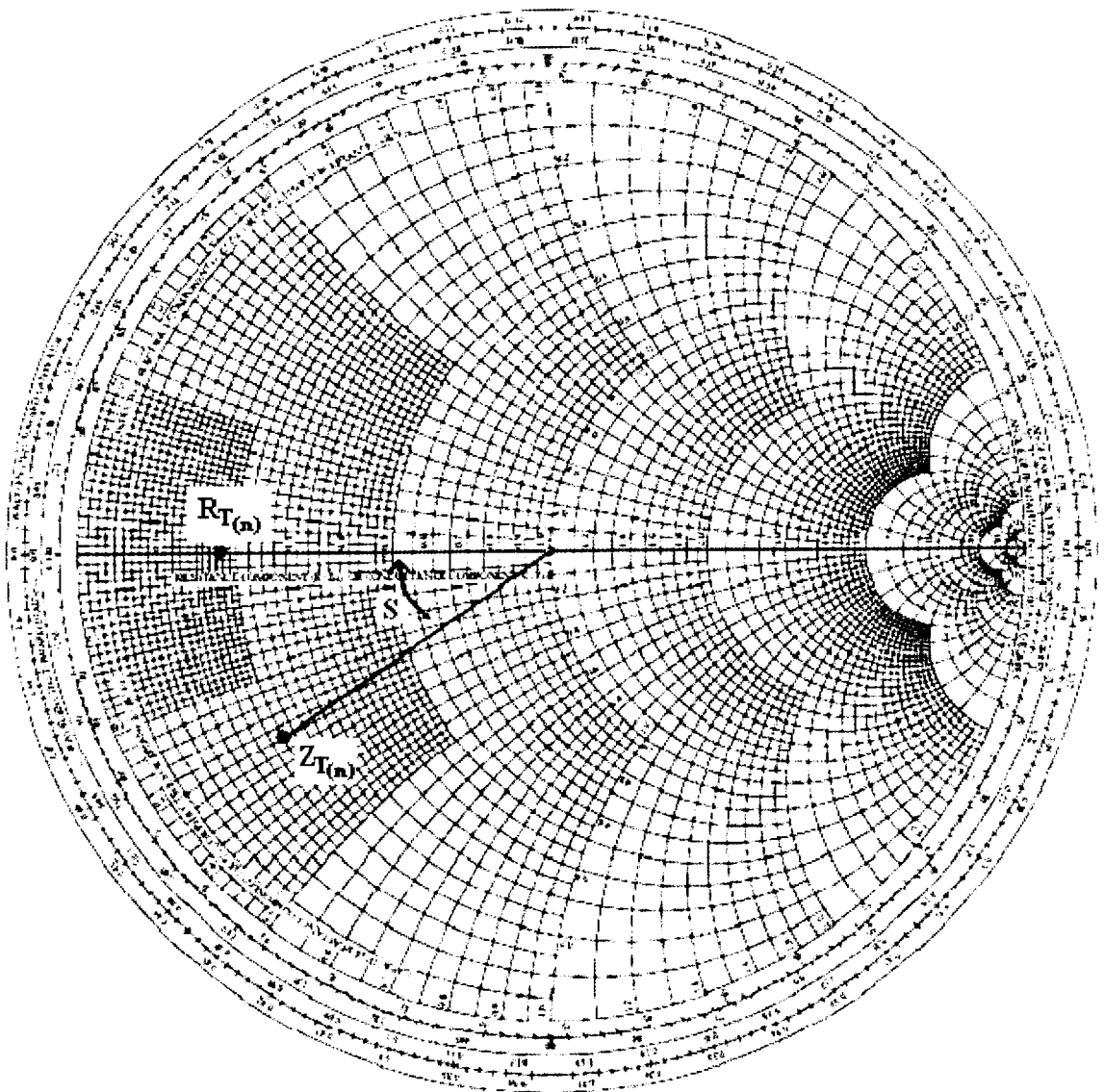
Το κατάλληλο μήκος γραμμής που πρέπει να προστεθεί ώστε να αντισταθμίσει το φανταστικό μέρος της Z_T , μπορεί να καθοριστεί με τη βοήθεια του χάρτη Smith (σχήμα 4.7). Για το σκοπό αυτό, η $Z_T = 9,6700 - j15,2250 \Omega$ κανονικοποιείται ως προς το φορτίο των 50Ω και προκύπτει η κανονικοποιημένη αντίσταση $Z_{T(n)} = 0,19342 - j 0,3045 \Omega$. Στη συνέχεια το φανταστικό μέρος της $Z_{T(n)}$ αντισταθμίζεται από ένα τμήμα

γραμμής μεταφοράς μήκους s , το οποίο μεταφέρει το σημείο $Z_{T(n)}$ πάνω στον πραγματικό άξονα (σημείο $R_{T(n)}$). Η αντίσταση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (R_{transf}) υπολογίζεται από την εξίσωση (2.6), για $Z_0 = 50 \Omega$ και $R_{load} = R_{T(n)}$, αφού πρώτα αποκανονικοποιηθεί η $R_{T(n)} = 0,175$. Συνεπώς, προκύπτουν τα παρακάτω αποτελέσματα:

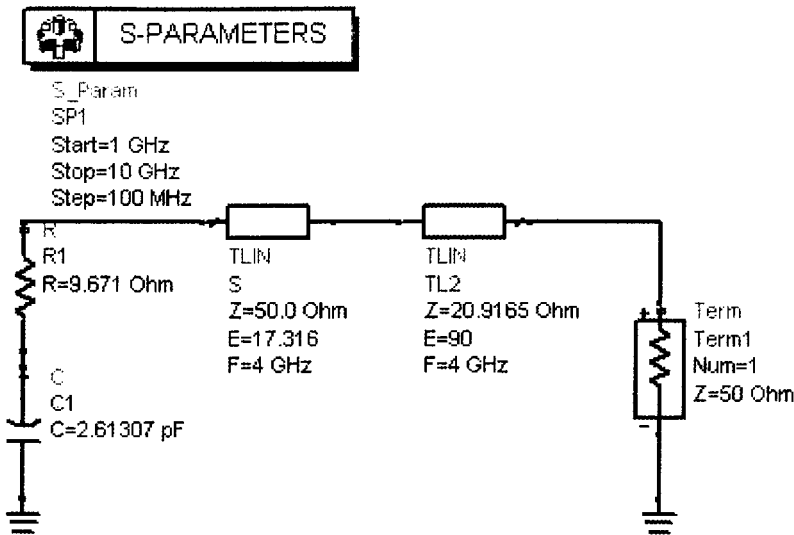
$$R_T = 0,175 \cdot 50 = 8,75 \Omega$$

$$R_{transf} = \sqrt{8,75 \cdot 50} = 20,9165 \Omega$$

$$s = 0,5\lambda - 0,4519\lambda = 0,0481\lambda = 0,0481 \frac{c}{f} = 0,36 \text{ cm} \quad \text{ή} \quad s = 0,0481 \cdot 360^\circ = 17,316^\circ \quad (f = 4 \text{ GHz}).$$

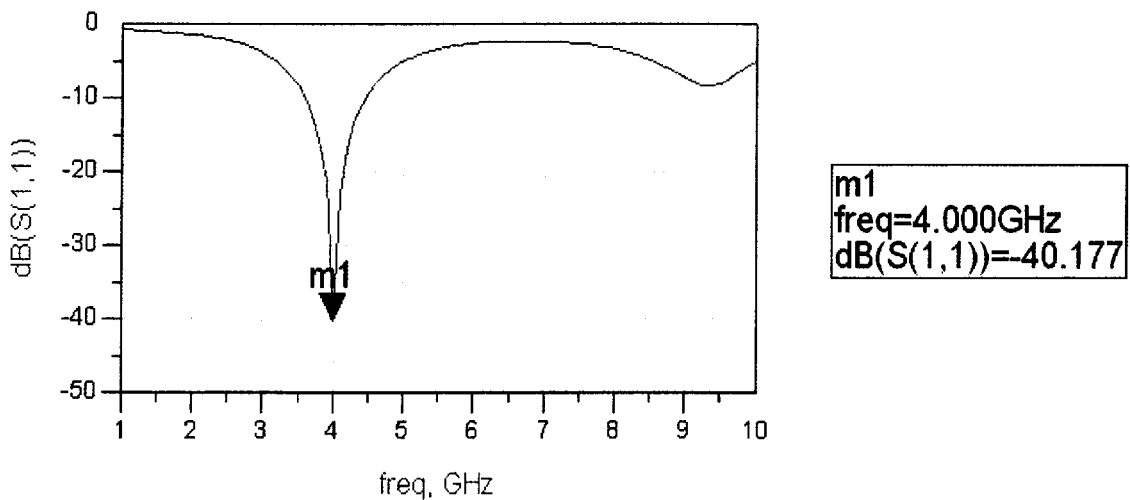


Σχήμα 4.7: Προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης Z_T μέσω μετασχηματιστή $\lambda/4$, με τη βοήθεια του χάρτη Smith.



Σχήμα 4.8: Ισοδύναμο κύκλωμα για το κύκλωμα του σχήματος 4.5 στο ADS.

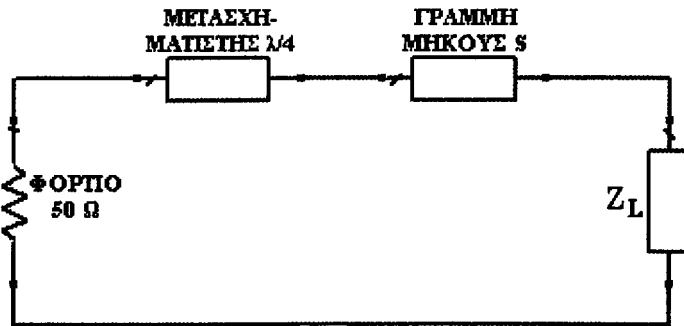
Με βάση τα παραπάνω, επιτυγχάνεται προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης Z_T στο φορτίο των 50Ω που βρίσκεται δεξιά του *FET*, όπως προκύπτει και από το διάγραμμα του σχήματος 4.9 (η παράμετρος σκέδασης S_{11} λαμβάνει την ελάχιστη τιμή της στη συχνότητα των 4 GHz).



Σχήμα 4.9: Γραφική παράσταση της παραμέτρου S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για το κύκλωμα του σχήματος 4.6.

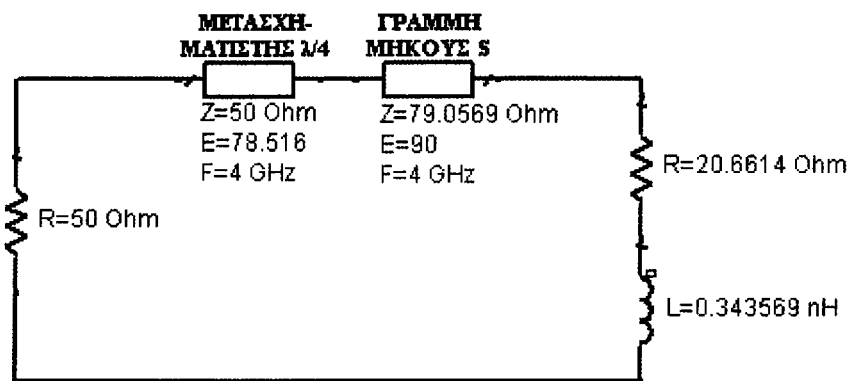
Η διαδικασία προσαρμογής της υπολογισμένης αντίστασης $Z_L = 20,6614 + j8,6346$ στο ωμικό φορτίο των 50Ω που βρίσκεται αριστερά του *FET* (σχήμα 4.4), γίνεται κατά παρόμοιο τρόπο με αυτήν που ακολουθήθηκε για την προσαρμογή της αντίστασης Z_T στο ωμικό φορτίο των 50Ω που βρίσκεται δεξιά του *FET*. Συνεπώς,

επειδή η Z_L είναι μία σύνθετη αντίσταση, θα πρέπει να προστεθεί πριν από το μετασχηματιστή $\lambda/4$ ένα μικρό μήκος γραμμής μεταφοράς μήκους s , ώστε να αντισταθμίσει το φανταστικό της μέρος (σχήμα 4.10).



Σχήμα 4.10: Προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης Z_L σε φορτίο $Z_0=50 \Omega$, με χρήση του μετασχηματιστή $\lambda/4$.

Το παραπάνω κύκλωμα μπορεί να αντικατασταθεί ισοδύναμα από το κύκλωμα του σχήματος 4.11, δεδομένου ότι η σύνθετη αντίσταση $Z_L=20,6614+j8,6346 \Omega$, αποτελείται από ένα πραγματικό μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα ωμικό φορτίο $20,6614 \Omega$ και σε ένα φανταστικό μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα επαγωγικό φορτίο $X_L=j8,6346=j\omega L$, απ' όπου προκύπτει η τιμή του πηνίου $L=\frac{X_L}{2\pi f}=0,3435 \text{ nH}$ (για συχνότητα λειτουργίας $f=4\text{GHz}$).



Σχήμα 4.11: Ισοδύναμο κύκλωμα για το κύκλωμα του σχήματος 4.10.

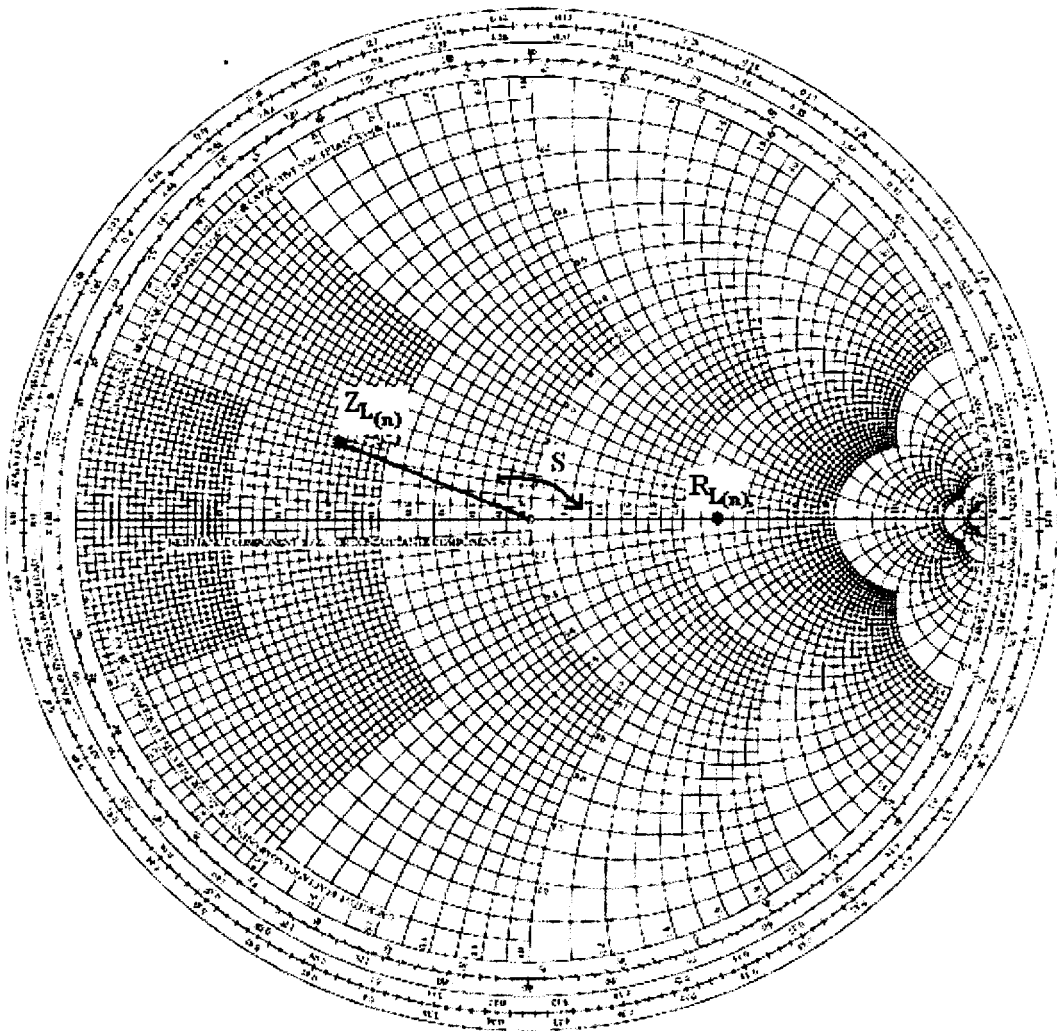
Το κατάλληλο μήκος γραμμής που πρέπει να προστεθεί ώστε να αντισταθμίσει το φανταστικό μέρος της Z_L , μπορεί να καθοριστεί με τη βοήθεια του χάρτη Smith (σχήμα 4.12). Για το σκοπό αυτό, η $Z_L=20,6614+j8,6346 \Omega$ κανονικοποιείται ως προς

το φορτίο των 50Ω και προκύπτει η κανονικοποιημένη αντίσταση $Z_{L(n)} = 0,4132 - j0,1726 \Omega$. Στη συνέχεια το φανταστικό μέρος της $Z_{L(n)}$ αντισταθμίζεται από ένα τμήμα γραμμής μεταφοράς μήκους s , το οποίο μεταφέρει το σημείο $Z_{L(n)}$ πάνω στον πραγματικό άξονα του χάρτη Smith (σημείο $R_{L(n)}$). Η αντίσταση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ (R_{transf}) υπολογίζεται από την εξίσωση (2.6), για $Z = 50 \Omega$ αφού πρώτα αποκανονικοποιηθεί η $R_{L(n)} = 2,5$. Συνεπώς, προκύπτουν τα παρακάτω αποτελέσματα:

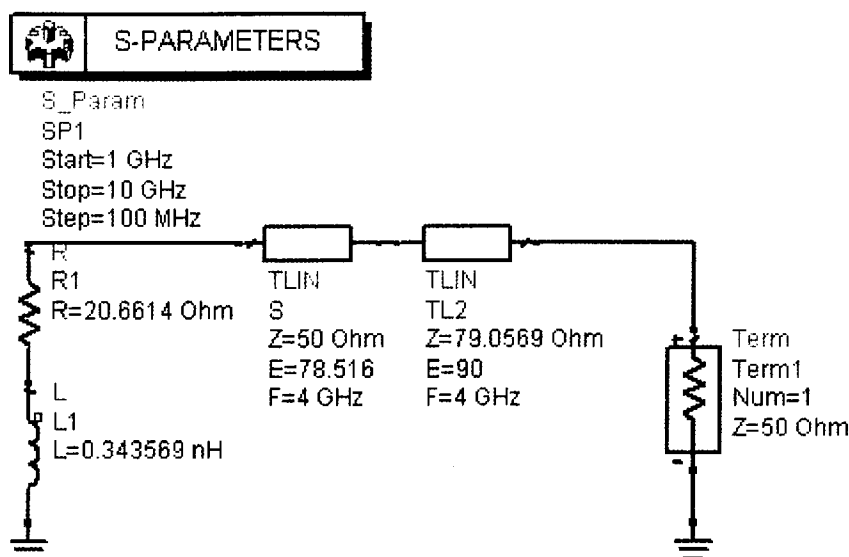
$$R_L = 2,5 \cdot 50 = 125 \Omega$$

$$R_{transf} = \sqrt{125 \cdot 50} = 79,056 \Omega$$

$$s = 0,25\lambda - 0,031\lambda = 0,219\lambda = 0,219 \frac{c}{f} = 1,642 \text{ cm} \quad \text{ή} \quad s = 0,219 \cdot 360^\circ = 78,84^\circ \quad (f = 4 \text{ GHz})$$

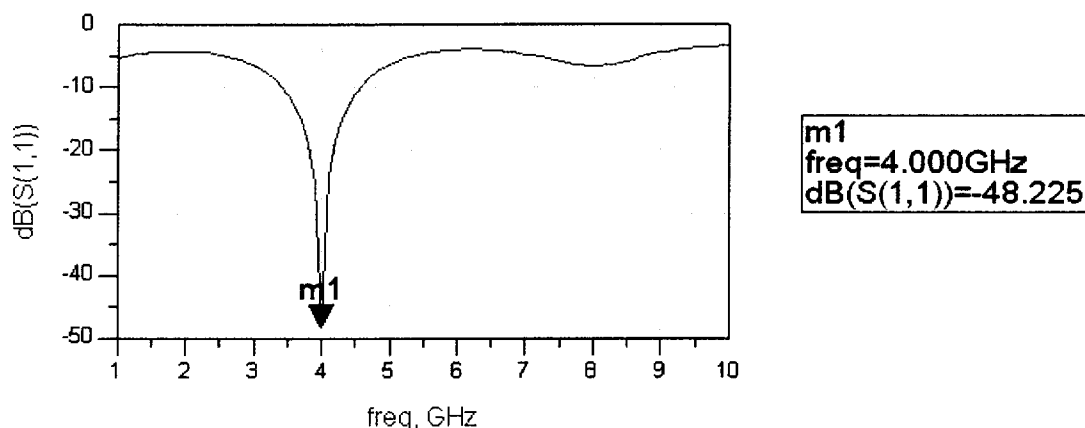


Σχήμα 4.12: Προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης Z_L μέσω μετασχηματιστή $\lambda/4$, με τη βοήθεια του χάρτη Smith.



Σχήμα 4.13: Ισοδύναμο κύκλωμα για το κύκλωμα του σχήματος 4.10 στο ADS.

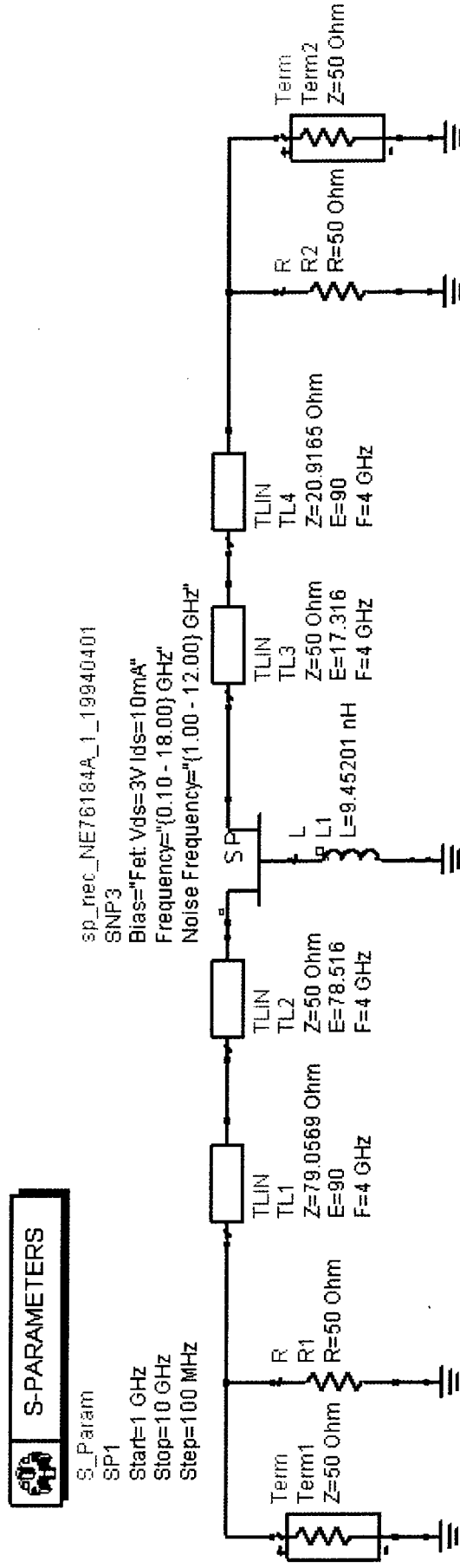
Με βάση τα παραπάνω, επιτυγχάνεται προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης Z_L στο φορτίο των 50Ω που βρίσκεται αριστερά του *FET*, όπως προκύπτει και από το διάγραμμα του σχήματος 4.14 (η παράμετρος σκέδασης S_{11} λαμβάνει την ελάχιστη τιμή της στη συχνότητα των 4 GHz).



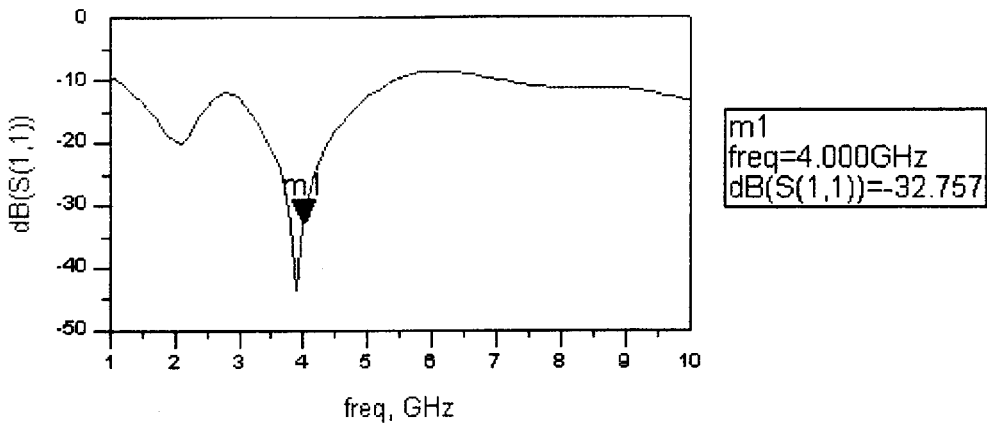
Σχήμα 4.14: Γραφική παράσταση της παραμέτρου S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για το κύκλωμα του σχήματος 4.10.

4.2.5 Προσομοίωση του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με ιδανικές γραμμές μεταφοράς

Μετά την προσθήκη των κυκλωμάτων προσαρμογής εκατέρωθεν του *FET*, προσομοιώθηκε στο ADS το τελικό κύκλωμα του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης το οποίο αρχικά υλοποιήθηκε με ιδανικές γραμμές μεταφοράς (σχήμα 4.15). Η μεταβολή της παραμέτρου σκέδασης S_{11} συναρτήσει της συχνότητας παρουσιάζεται στο σχήμα 4.16.



Σχήμα 4.15: Κύκλωμα ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με ιδανικές γραμμές μεταφοράς.



Σχήμα 4.16: Γραφική παράσταση της παραμέτρου S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για το κύκλωμα του σχήματος 4.15.

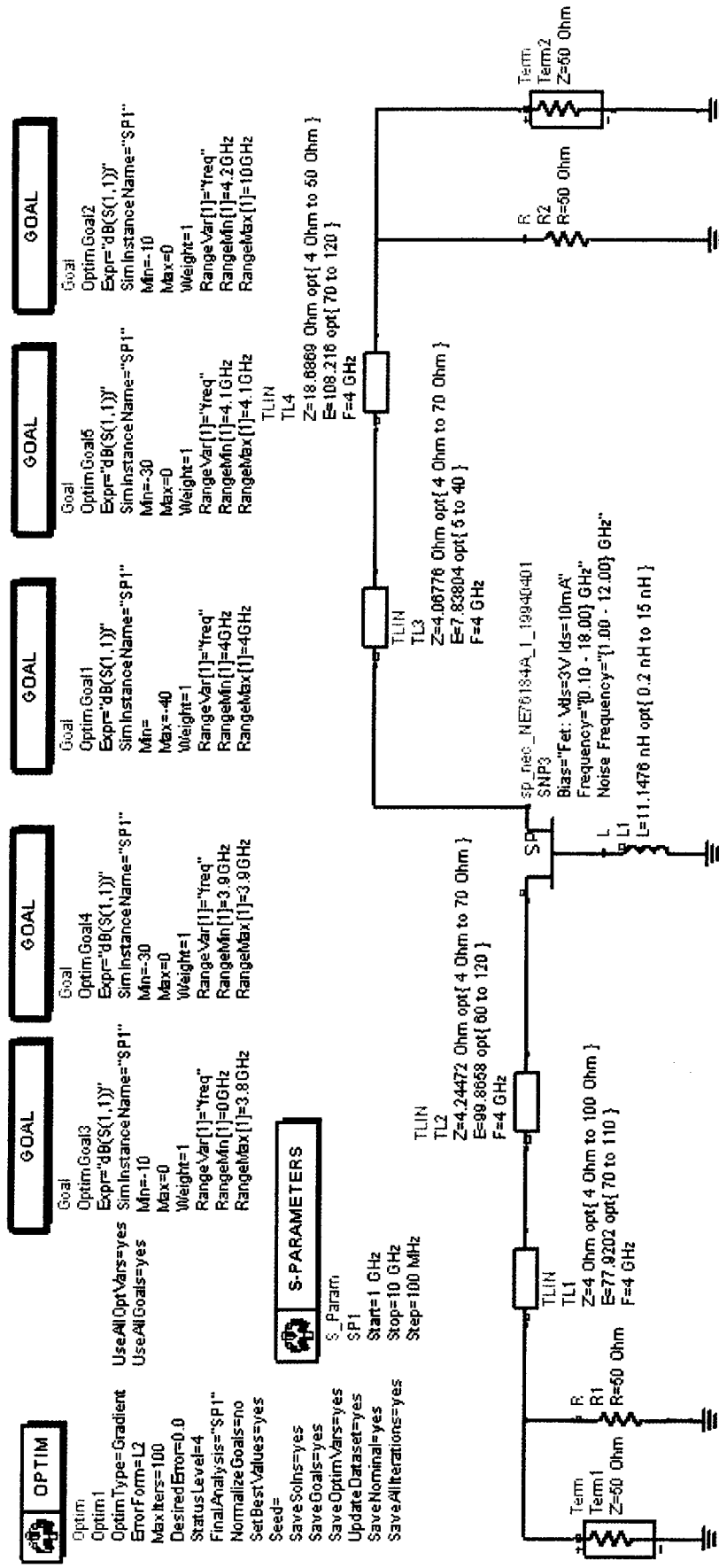
Από το παραπάνω σχήμα είναι προφανές ότι η παράμετρος σκέδασης S_{11} (η οποία εκφράζει το συντελεστή ανάκλασης εισόδου του ταλαντωτή) λαμβάνει την ελάχιστη τιμή της (-43 dB περίπου), στη συχνότητα των $3,9$ GHz. Το γεγονός αυτό δείχνει ότι η συχνότητα συντονισμού του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης που σχεδιάστηκε (σχήμα 4.15) είναι τα $3,9$ GHz, δηλαδή κατά 100 MHz μικρότερη από την προβλεπόμενη συχνότητα των 4 GHz.

4.3 Βελτιστοποίηση του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με ιδανικές γραμμές μεταφοράς

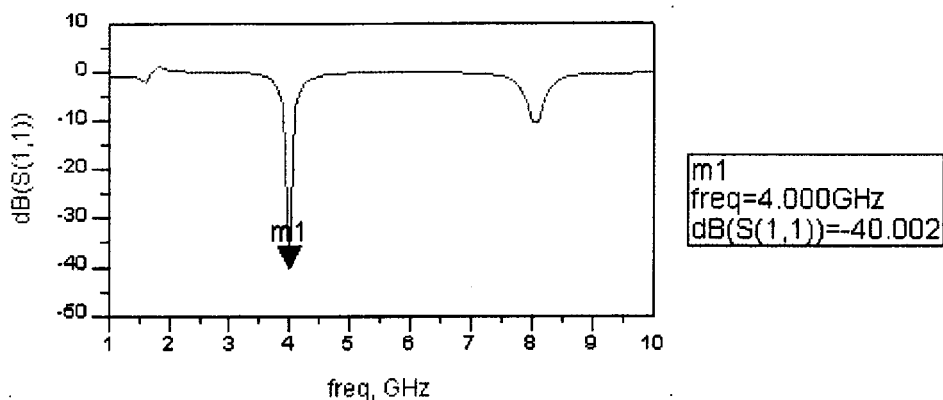
Λόγω της χαμηλότερης - από την προβλεπόμενη - συχνότητας συντονισμού του ταλαντωτή του σχήματος 4.15 και για να παρέχει ο ταλαντωτής καλύτερη απομόνωση στις υπόλοιπες συχνότητες, η διάταξη θα πρέπει να βελτιστοποιηθεί με τη βοήθεια του λογισμικού ADS το οποίο διαθέτει διάφορες συναρτήσεις βελτιστοποίησης, π.χ. random, gradient, minimax κλπ. (Παράρτημα III). Επομένως, τα μήκη και οι αντιστάσεις των ιδανικών γραμμών μεταφοράς του ταλαντωτή του σχήματος 4.15 μπορούν να μεταβληθούν εντός ορισμένων ορίων ώστε να επιτευχθούν οι παρακάτω στόχοι:

- Συχνότητα συντονισμού: 4 GHz.
- Μέγιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -40$ dB στα 4 GHz.
- Στις συχνότητες των $3,9$ GHz και $4,1$ GHz ελάχιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -30$ dB.
- Ελάχιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -10$ dB σε όλες τις υπόλοιπες συχνότητες.

Η απόκριση του κυκλώματος μετά τη βελτιστοποίηση παρουσιάζεται στο σχήμα 4.18.



Σχήμα 4.17: Κυκλωματική διάταξη βελτιστοποίησης ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με ιδανικές γραμμές μεταφοράς στο ADS.



Σχήμα 4.18: Γραφική παράσταση της S_{11} παραμέτρου σε dB συναρτήσει της συχνότητας σε GHz για το κύκλωμα του σχήματος 4.17.

Συγκρίνοντας τα διαγράμματα 4.16 και 4.18, παρατηρούμε ακριβή συντονισμό στα 4 GHz και σημαντική βελτίωση της απομόνωσης στις υπόλοιπες συχνότητες (εκτός της συχνότητας συντονισμού). Ένας δευτερεύων συντονισμός παρατηρείται στα 8 GHz περίπου, όπου εντοπίζεται και η πρώτη αρμονική συχνότητα του ταλαντωτή.

Στους πίνακες 4.3, 4.4 και 4.5 φαίνονται οι αρχικές και οι βελτιστοποιημένες τιμές καθώς και το ποσοστό μεταβολής τους.

Πίνακας 4.3: Αρχικές τιμές.

ΓΡΑΜΜΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ	TL1 ($\lambda/4$)	TL2 (S)	TL3 (S)	TL4 ($\lambda/4$)
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ (Ω)	79,0569	50,0000	50,0000	20,9165
ΓΩΝΙΑ ($^\circ$)	90,000	78,516	17,316	90,000
ΠΗΝΙΟ (nH)	9,45201			

Πίνακας 4.4: Βελτιστοποιημένες τιμές.

ΓΡΑΜΜΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ	TL1 ($\lambda/4$)	TL2 (S)	TL3 (S)	TL4 ($\lambda/4$)
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ (Ω)	4,0000	4,2447	4,0677	18,6869
ΓΩΝΙΑ ($^\circ$)	77,920	99,866	7,838	108,216
ΠΗΝΙΟ (nH)	11,1478			

Πίνακας 4.5: Ποσοστό μεταβολής.

ΓΡΑΜΜΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ	TL1 (λ/4)	TL2 (S)	TL3 (S)	TL4 (λ/4)
ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ (%)				
ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ	-94,94	-91,51	-91,84	-10,66
ΓΩΝΙΑ	-13,42	27,19	-54,73	20,24
ΠΗΝΙΟ (nH)	17,94			

4.4 Σχεδιασμός και προσομοίωση ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με μικροταινιακές γραμμές

Οι βελτιστοποιημένες ιδανικές γραμμές που χρησιμοποιήθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο μπορούν να αντικατασταθούν, στη συνέχεια, με μικροταινιακές γραμμές. Οι μικροταινιακές γραμμές που θα χρησιμοποιηθούν χαρακτηρίζονται από τις ακόλουθες παραμέτρους:

- Σχετική διηλεκτρική σταθερά, $\epsilon_r = 10$.
- Πάχος υποστρώματος, $d = 0,254mm$.
- Πάχος μεταλλικού αγωγού, $T = 0,04mm$.
- Αγωγιμότητα μετάλλου (χαλκός), $\sigma = 5,813 \cdot 10^7 S/m$ (στους $20^\circ C$).

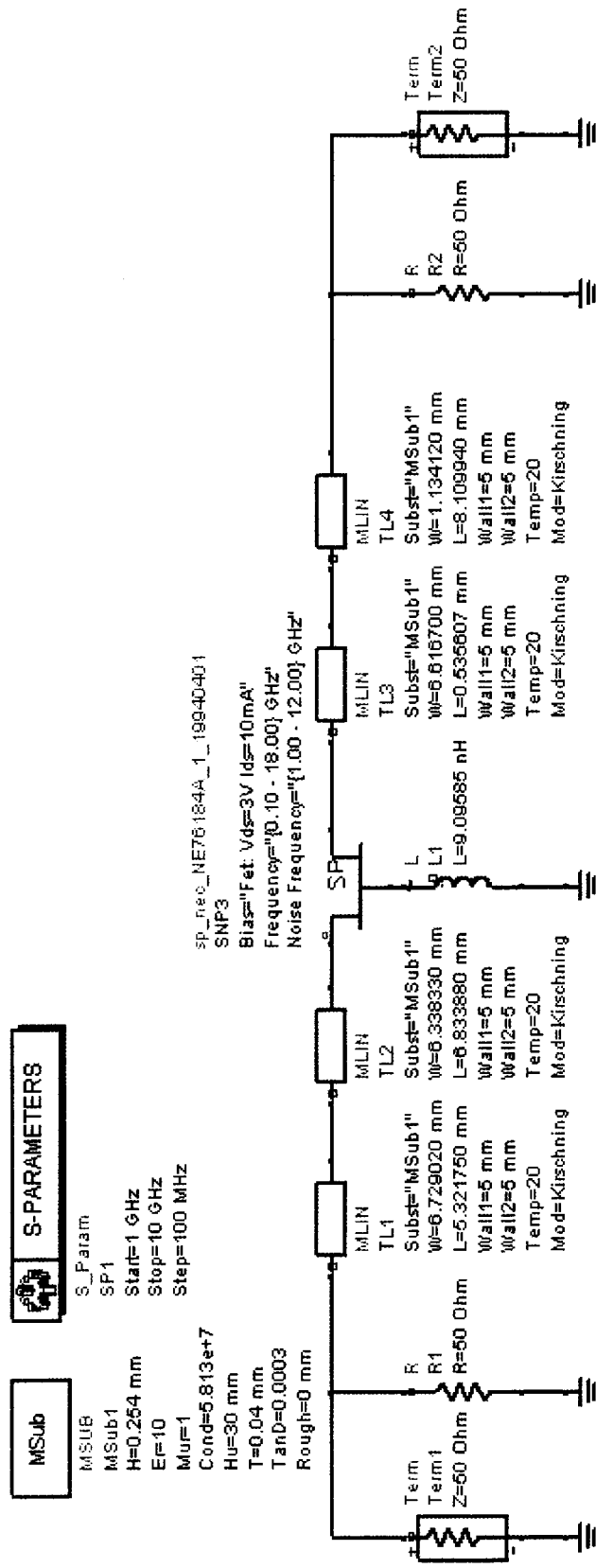
Η διαδικασία που ακολουθήθηκε περιγράφεται στο Παράρτημα II. Αρχικά υπολογίζονται τα A και B από τις σχέσεις (II.4), (II.5) για κάθε τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 της αντίστοιχης ιδανικής γραμμής. Στη συνέχεια χρησιμοποιείται η σχέση (II.3) και ελέγχεται αν ο λόγος W/d είναι μικρότερος ή μεγαλύτερος του 2. Ανάλογα με το ποια συνθήκη ικανοποιείται κάθε φορά επιλέγεται το αντίστοιχο πλάτος. Στη συνέχεια χρησιμοποιείται η σχέση (II.1), για τον υπολογισμό της ισοδύναμης διηλεκτρικής σταθεράς e_e . Τέλος, υπολογίζεται το μήκος της μικροταινιακής γραμμής που απαιτείται, από τη σχέση $l(mm) = \frac{l(^{\circ}) (\pi/180^{\circ})}{\sqrt{e_e k_0}}$ όπου

$$k_0 = \frac{2\pi f_0}{c} m^{-1}, f_0 = 4 GHz \text{ και } l(^{\circ}) \text{ το μήκος της ιδανικής γραμμής σε μοίρες. Τα}$$

αποτελέσματα συνοψίζονται στον πίνακα 4.6. Το κυκλωματικό διάγραμμα του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με μικροταινιακές γραμμές φαίνεται στο σχήμα 4.19.

Πίνακας 4.6: Αποτελέσματα υπολογισμών για μικροταινιακές γραμμές (με μπλε χρώμα είναι οι αποδεκτές τιμές).

Χαρακτηριστικές αντιστάσεις γραμμών Πίνακα 4.4 (Ohm)	Μήκη γραμμών Πίνακα 4.4 (μπίρες)	A (Παράρτ. II εξίσ. 4)	B (Παράρτ. II εξίσ. 5)	W/d με A (mm) (Παράρτ. II εξίσ. 3)	W με A (mm) (Παράρτ. II εξίσ. 3)	W/d με B (Παράρτ. II εξίσ. 3)	W με B (mm) (Παράρτ. II εξίσ. 3)	e _e με A	e _e με B	Μήκος I μικροταινιακής γραμμής σε mm
4,0000	77,9202	0,35353	46,81675	406,6475	103,2885	27,4748	6,9786	9,9350	9,2542	5,3327
4,2447	99,8658	0,36309	44,11763	171,1968	43,4840	25,7773	6,5474	9,8501	9,2172	6,8484
4,0678	7,8380	0,35618	46,03688	294,5024	74,8036	26,9842	6,8540	9,9110	9,2439	0,5367
18,6869	108,2160	0,92759	10,02130	4,6046	1,1696	4,5916	1,1663	7,8697	7,8673	8,0325

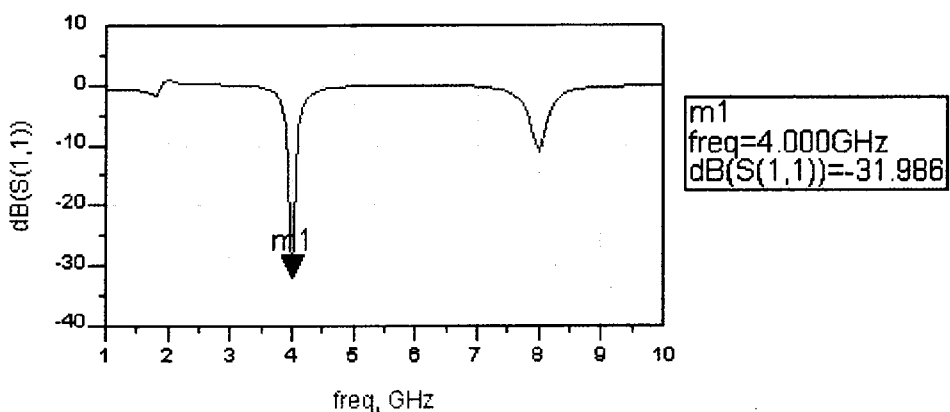


Σχήμα 4.19: Κυκλωματικό διάγραμμα ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης με μικροταινιακές γραμμές.

Επιπλέον των θεωρητικών υπολογισμών με βάση τις εξισώσεις του Παραρτήματος II, οι διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών υπολογίστηκαν και με το υπο-πρόγραμμα LineCalc του ADS. Η σύγκριση μεταξύ θεωρητικών υπολογισμών και υπολογισμών με το LineCalc παρουσιάζεται στον πίνακα 4.6. Αν και οι διαφορές είναι μικρές, οι υπολογισμένες διαστάσεις με το υπο-πρόγραμμα LineCalc, δίνουν μικρότερες διαφορές στην απόκριση συχνότητας (σχήματα 4.18 και 4.20) μεταξύ μικροταινιακών και ιδανικών γραμμών.

Πίνακας 4.6: Διαστάσεις μικροταινιακών γραμμών με βάση το Παράρτημα II και το υπο-πρόγραμμα LineCalc του ADS.

ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΜΕ ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΟΣ II				
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2	TL 3	TL 4
ΠΛΑΤΟΣ W (mm)	6,9786	6,5474	6,8540	1,1663
ΜΗΚΟΣ L (mm)	5,3327	6,8484	0,5367	8,0325
ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΜΕ LineCalc ΤΟΥ ADS				
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2	TL 3	TL 4
ΠΛΑΤΟΣ W (mm)	6,7290	6,3383	6,6167	1,1341
ΜΗΚΟΣ L (mm)	5,3217	6,8338	0,5356	8,1099
ΔΙΑΦΟΡΕΣ (%)				
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2	TL 3	TL 4
ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΠΛΑΤΟΥΣ (%)	-3,57	-3,19	-3,46	-2,76
ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΜΗΚΟΥΣ (%)	-0,20	-0,21	-0,20	0,96

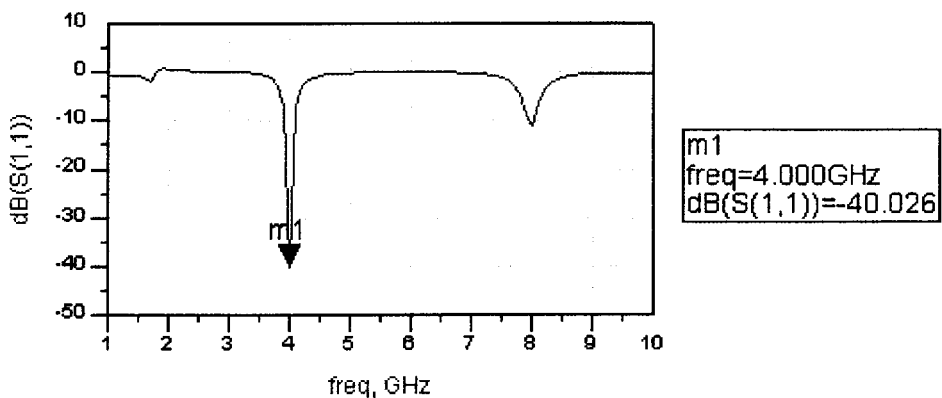


Σχήμα 4.20: Γραφική παράσταση της S_{11} παραμέτρου σε dB συναρτήσει της συχνότητας σε GHz για το κύκλωμα του σχήματος 4.19.

Η διάταξη του σχήματος 4.19 βελτιστοποιήθηκε ακόμη περισσότερο ως προς τα μήκη των γραμμών και προέκυψε καλύτερος συντονισμός (-40 dB) στα 4 GHz (σχήμα 4.21). Οι νέες διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.7 και συγκρίνονται με τις αρχικές τιμές.

Πίνακας 4.7 : Ποσοστό μεταβολής του μήκους των μικροταινιακών γραμμών.

<i>ΑΡΧΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ</i>				
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2	TL 3	TL 4
ΜΗΚΟΣ L (mm)	5,3327	6,8484	0,5367	8,0325
<i>ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΜΕΝΕΣ ΤΙΜΕΣ</i>				
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2	TL 3	TL 4
ΜΗΚΟΣ L (mm)	5,2410	6,9217	0,6343	8,0207
<i>ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ</i>				
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2	TL 3	TL 4
ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΜΗΚΟΥΣ (%)	-1,72	1,07	18,18	-0,14

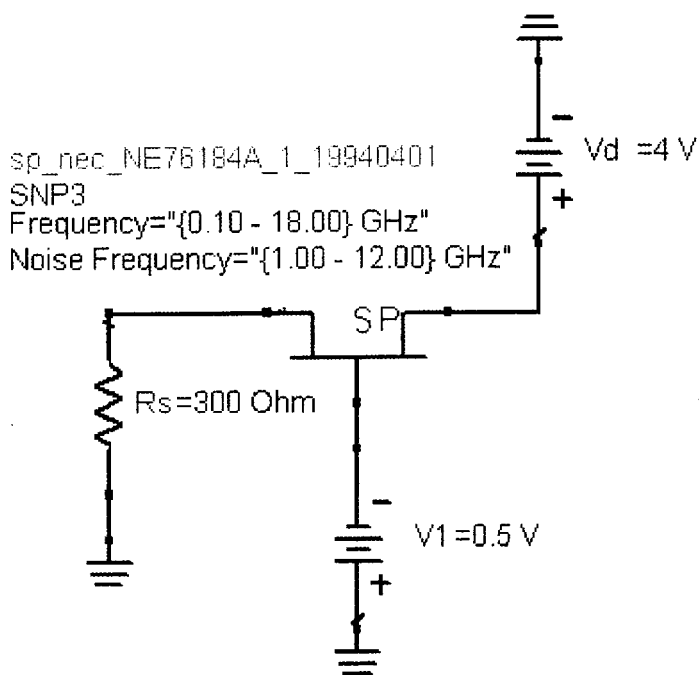


Σχήμα 4.21: Γραφική παράσταση της παραμέτρου S_{11} συναρτήσει της συχνότητας με βελτιστοποιημένα μήκη μικροταινιακών γραμμών.

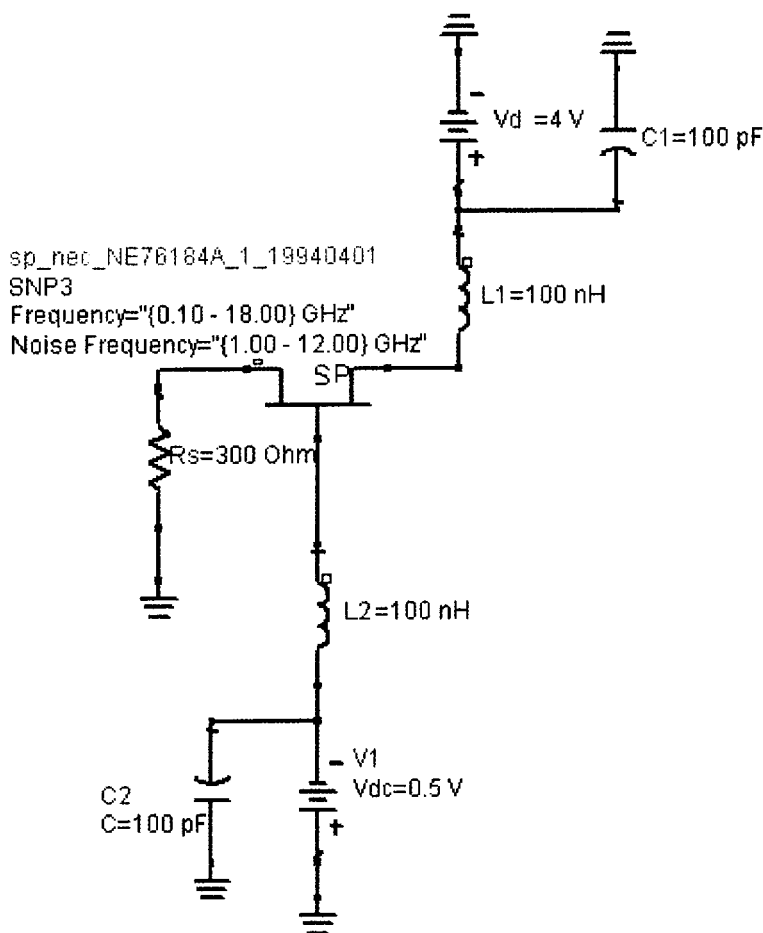
4.5 Πόλωση του *FET GaAs* του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης

Το τρανζίστορ *FET GaAs* του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης του σχήματος 4.19, θα πρέπει να πολωθεί από συνεχή (dc) τάση, ώστε να παραχθεί η απαιτούμενη dc ισχύς, η οποία θα μετατραπεί με μικροκυματική ισχύ στα 4 GHz. Το κύκλωμα πόλωσης που χρησιμοποιήθηκε, φαίνεται στο σχήμα 4.22. Σ' αυτό χρησιμοποιούνται δύο τροφοδοτικά, ένα με συνεχή τάση $V_D=4\text{ V}$ στον απαγωγό του τρανζίστορ και ένα με τάση $V_I=-0,5\text{ V}$ στην πύλη του τρανζίστορ. Εδώ, η τάση της πύλης προς την πηγή, V_{GS} ισούται με μείον την τάση της μπαταρίας V_I μείον την πτώση τάσης στην αντίσταση R_s . Έτσι, η τάση της μπαταρίας V_I ελέγχει το ρεύμα της πύλης προς την πηγή. Από το διάγραμμα της χαρακτηριστικής καμπύλης του τρανζίστορ (I_D - Drain Current-mA συναρτήσεως της V_{DS} - Drain to source Voltage - V) του Παραρτήματος I, επιλέγουμε $V_D = 4\text{ V}$ και $V_{GS} = -0,8\text{ V}$ από όπου προκύπτει $I_{DS} = 10\text{ mA}$.

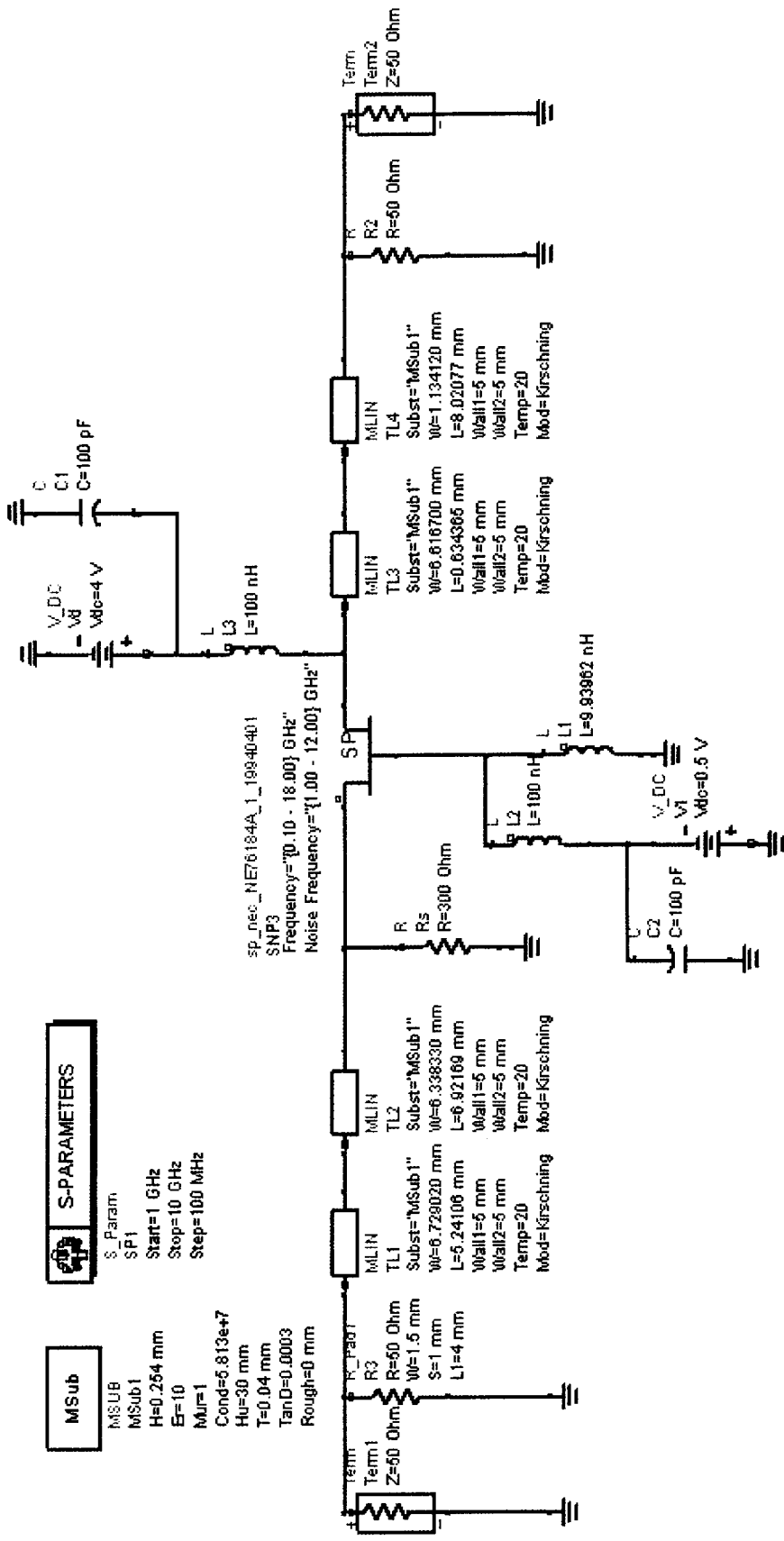
Στο κύκλωμα πόλωσης του σχήματος 4.22 προστίθενται τα πηνία στραγγαλισμού (L_2, L_3) τα οποία εμποδίζουν τα σήματα υψηλής συχνότητας του μικροκυματικού κυκλώματος του σχήματος 4.19 να φτάσουν στο dc κύκλωμα πόλωσης και οι πυκνωτές παράκαμψης (C_1, C_2) οι οποίοι γειώνουν οποιοδήποτε σήμα υψηλής συχνότητας φτάσει στο dc κύκλωμα και δεν διαταράσσουν το ρεύμα απαγωγού-πηγής I_{DS} (σχήμα 4.23). Με τον τρόπο αυτό ενοποιούνται το μικροκυματικό κύκλωμα του σχήματος 4.19 με το dc κύκλωμα του σχήματος 4.22 και προκύπτει το ενοποιημένο κύκλωμα του σχήματος 4.24. Η τιμή της αυτεπαγωγής των πηνίων και της χωρητικότητας των πυκνωτών είναι περίπου δεκαπλάσια της μεγαλύτερης επαγωγής και της χωρητικότητας του μικροκυματικού κυκλώματος.



Σχήμα 4.22: Κύκλωμα πόλωσης του *FET GaAs* του ταλαντωτή του σχήματος 4.19.



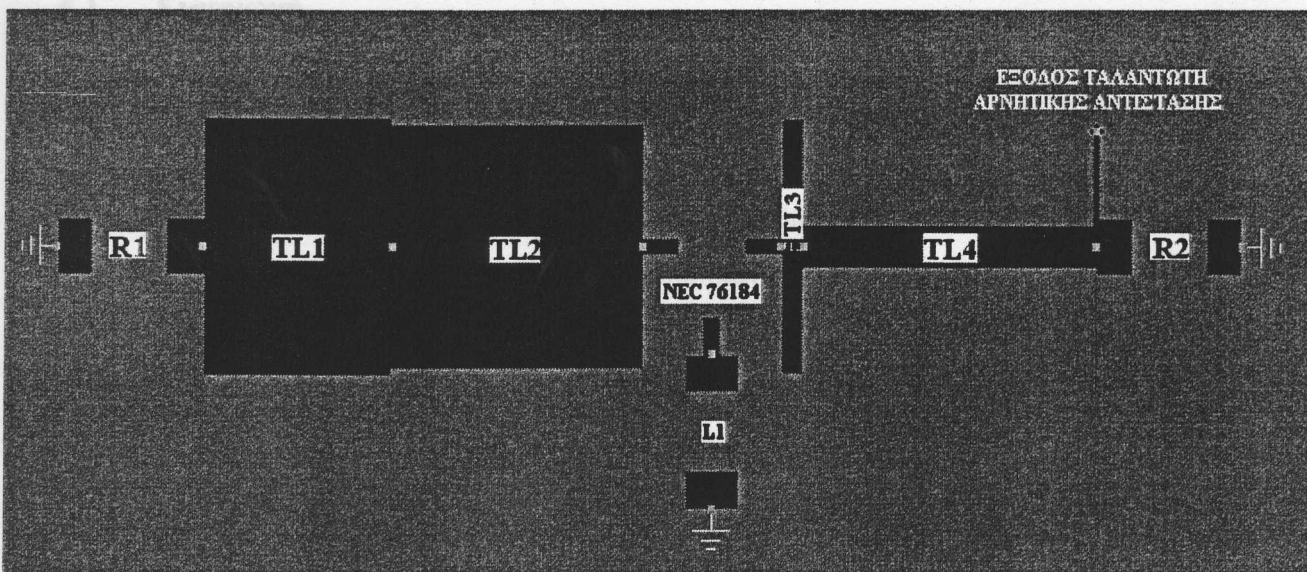
Σχήμα 4.23: Κύκλωμα πόλωσης του *FET GaAs* του ταλαντωτή του σχήματος 4.19, που περιλαμβάνει πηνία “στραγγαλισμού” και πυκνωτές παράκαμψης.



Σχήμα 4.24: Ενοποιημένο κύκλωμα (μικροκυματικό και κύκλωμα πόλωσης) του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης του σχήματος 4.19.

4.6 Σχεδιασμός του στρώματος φυσικής τοποθέτησης (layout) του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης

Με βάση τις διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών του σχήματος 4.19 και λαμβάνοντας υπόψη τις φυσικές διαστάσεις του *FET* και των διακριτών στοιχείων του κυκλώματος σχεδιάστηκε με τη βοήθεια του *ADS* το στρώμα φυσικής τοποθέτησης (layout) όπως φαίνεται στο σχήμα 4.25. Με βάση αυτό μπορούν να κατασκευαστούν οι μεταλλικοί αγωγοί πάνω στο υπόστρωμα της μικροταινιακής γραμμής και να τοποθετηθούν με συγκόλληση το τρανζίστορ *FET* και τα διακριτά στοιχεία.



Σχήμα 4.25: Στρώμα φυσικής τοποθέτησης (layout) του μικροκυματικού κυκλώματος του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης.

Ο υποκείμενος πλανητικός σχεδιασμός με βάση το εκτύπωσιμο διαγράμμα του σχήματος 3.8. Τα βήματα που ακολουθήθηκαν κατά το σχεδιασμό του πλανητικού περιγράφονται στις ακόλουθες υπο-παραγράφους.

5.2.1 Καθορισμός των *S*-παραμέτρων του *FET* σε συνδεσμολογία κλειστής πηγής (closed source configuration)

Αρχικά, είναι απαραίτητο να καθοριστούν οι παράμετροι σκέδασης του *FET* (*S*-παραμέτροι) σε συνδεσμολογία κλειστής πηγής, και η σύνθετη αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ. Αυτό μπορεί να γίνει άμεσα, προποροποιώντας τη διάταξη του σχήματος 5.1 στο *ADS*, όπου οι τερματισμοί των 50Ω αριστερά και δεξιά του τρανζίστορ, περισώζουν τις θύρες εισόδου-εξόδου. Οι *S*-παραμέτροι του *FET* για το εύρος συχνότητας 1-10 GHz παρουσιάζονται στον πίνακα 3.1, ενώ οι τιμές της σύνθετης αντίστασης εισόδου Z_{in} για ίδιο εύρος συχνοτήτων παρουσιάζονται στον πίνακα 5.2.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗ ΘΕΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ ΣΤΑ 4 GHz, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ FET GaAs

5.1 Εισαγωγή

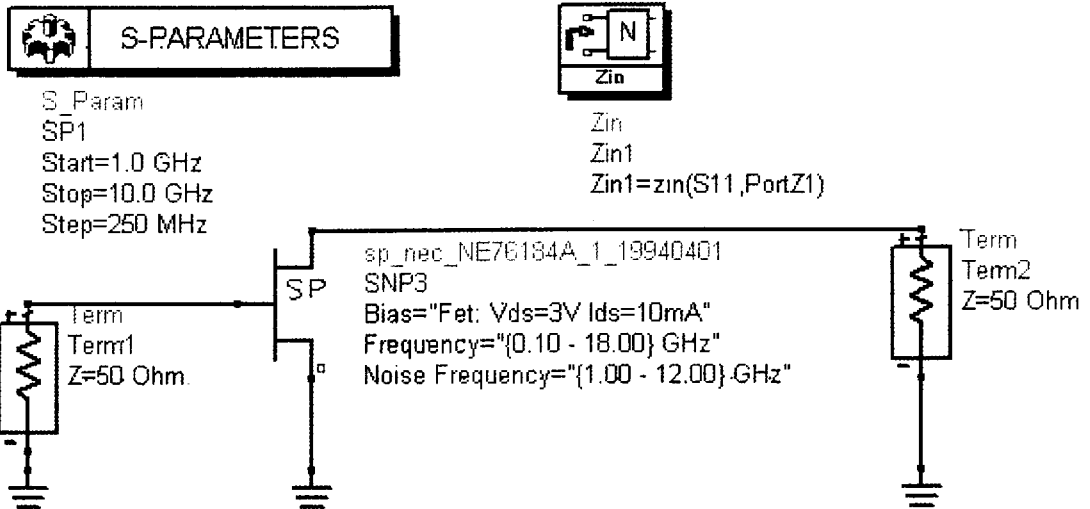
Στο Κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται η διαδικασία που ακολουθήθηκε για το σχεδιασμό ενός ταλαντωτή με θετική ανάδραση (σχήμα 3.2) και συχνότητα ταλάντωσης στα 4 GHz. Οι εφαρμογές αυτού του τύπου ταλαντωτή είναι παρόμοιες με εκείνες του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης. Ο σχεδιασμός, η προσομοίωση και η βελτιστοποίηση του ταλαντωτή πραγματοποιήθηκαν με τη βοήθεια του λογισμικού ADS (Advanced Design System) και η τοπολογία του τελικού κυκλώματος υλοποιήθηκε με μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς (microstrips). Το μικροκυματικό τρανζίστορ FET GaAs που χρησιμοποιήθηκε, ήταν το NE76184A της NEC (Παράρτημα Ι), το οποίο μπορεί να λειτουργήσει στις συχνότητες 0,10–18 GHz.

5.2 Διαδικασία σχεδιασμού

Ο συγκεκριμένος ταλαντωτής σχεδιάστηκε με βάση το κυκλωματικό διάγραμμα του σχήματος 3.8. Τα βήματα που ακολουθήθηκαν κατά το σχεδιασμό του ταλαντωτή, περιγράφονται στις ακόλουθες υπο-παραγράφους.

5.2.1 Καθορισμός των S-παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής (common source configuration)

Αρχικά, είναι απαραίτητο να καθοριστούν οι παράμετροι σκέδασης του FET (S-παραμέτροι) σε συνδεσμολογία κοινής πηγής και η σύνθετη αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ. Αυτό μπορεί να γίνει άμεσα, προσομοιώνοντας τη διάταξη του σχήματος 5.1 στο ADS, όπου οι τερματισμοί των 50 Ω αριστερά και δεξιά του τρανζίστορ, παριστάνουν τις θύρες εισόδου-εξόδου. Οι S-παραμέτροι του FET για το εύρος συχνοτήτων 1-10 GHz παρουσιάζονται στον πίνακα 5.1, ενώ οι τιμές της σύνθετης αντίστασης εισόδου Z_{in} για ίδιο εύρος συχνοτήτων παρουσιάζονται στον πίνακα 5.2.



Σχήμα 5.1: Κυκλωματικό διάγραμμα για τον υπολογισμό των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής.

Πίνακας 5.1: Οι τιμές των S -παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής (εύρος συχνοτήτων 1–10 GHz).

freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
1.000GHz	0.970 / -31.000	0.040 / 69.000	3.754 / 152.000	0.741 / -19.000
1.250GHz	0.951 / -38.500	0.049 / 64.000	3.690 / 145.000	0.730 / -23.500
1.500GHz	0.932 / -46.000	0.058 / 59.000	3.626 / 138.000	0.720 / -28.000
1.750GHz	0.908 / -53.500	0.067 / 54.000	3.560 / 132.000	0.708 / -32.000
2.000GHz	0.884 / -61.000	0.076 / 49.000	3.494 / 126.000	0.696 / -36.000
2.250GHz	0.862 / -68.000	0.082 / 45.500	3.417 / 119.500	0.681 / -40.000
2.500GHz	0.841 / -75.000	0.088 / 42.000	3.341 / 113.000	0.666 / -44.000
2.750GHz	0.812 / -82.000	0.093 / 38.000	3.260 / 107.000	0.652 / -48.000
3.000GHz	0.784 / -89.000	0.097 / 34.000	3.179 / 101.000	0.638 / -52.000
3.250GHz	0.762 / -96.000	0.102 / 30.500	3.106 / 95.500	0.622 / -55.500
3.500GHz	0.741 / -103.000	0.106 / 27.000	3.034 / 90.000	0.605 / -59.000
3.750GHz	0.718 / -110.500	0.110 / 23.500	2.954 / 84.000	0.590 / -63.000
4.000GHz	0.695 / -118.000	0.114 / 20.000	2.873 / 78.000	0.574 / -67.000
4.250GHz	0.673 / -125.000	0.116 / 17.000	2.801 / 73.000	0.560 / -70.500
4.500GHz	0.652 / -132.000	0.118 / 14.000	2.728 / 68.000	0.547 / -74.000
4.750GHz	0.636 / -138.500	0.120 / 11.000	2.662 / 62.500	0.532 / -78.000
5.000GHz	0.620 / -145.000	0.121 / 8.000	2.595 / 57.000	0.517 / -82.000
5.250GHz	0.607 / -152.000	0.122 / 5.000	2.527 / 52.000	0.505 / -85.500
5.500GHz	0.593 / -159.000	0.123 / 2.000	2.459 / 47.000	0.493 / -89.000
5.750GHz	0.582 / -165.500	0.124 / -0.500	2.394 / 42.000	0.483 / -93.500
6.000GHz	0.571 / -172.000	0.124 / -3.000	2.329 / 37.000	0.472 / -98.000
6.250GHz	0.564 / -178.500	0.123 / -5.000	2.271 / 32.500	0.463 / -101.500
6.500GHz	0.556 / 175.000	0.123 / -7.000	2.212 / 28.000	0.453 / -105.000
6.750GHz	0.550 / 169.000	0.124 / -9.000	2.155 / 23.500	0.447 / -109.000
7.000GHz	0.545 / 163.000	0.124 / -11.000	2.099 / 19.000	0.440 / -113.000
7.250GHz	0.542 / 157.000	0.124 / -12.500	2.047 / 14.500	0.435 / -117.000
7.500GHz	0.538 / 151.000	0.124 / -14.000	1.995 / 10.000	0.430 / -121.000
7.750GHz	0.537 / 145.000	0.124 / -15.500	1.949 / 5.500	0.426 / -125.000
8.000GHz	0.535 / 139.000	0.124 / -17.000	1.903 / 1.000	0.423 / -129.000
8.250GHz	0.537 / 133.500	0.125 / -18.500	1.862 / -3.250	0.421 / -133.250
8.500GHz	0.539 / 128.000	0.126 / -20.000	1.822 / -7.500	0.418 / -137.500
8.750GHz	0.541 / 122.500	0.126 / -21.500	1.781 / -11.750	0.415 / -141.750
9.000GHz	0.543 / 117.000	0.127 / -23.000	1.740 / -16.000	0.413 / -146.000
9.250GHz	0.548 / 111.500	0.128 / -24.000	1.700 / -20.500	0.412 / -151.000
9.500GHz	0.554 / 106.000	0.128 / -25.000	1.661 / -25.000	0.411 / -156.000
9.750GHz	0.562 / 101.000	0.130 / -27.000	1.623 / -29.000	0.411 / -161.000
10.00GHz	0.569 / 96.000	0.131 / -29.000	1.586 / -33.000	0.411 / -166.000

Πίνακας 5.2: Οι τιμές της σύνθετης αντίστασης εισόδου Z_{in} του FET (εύρος συχνοτήτων $1-10\text{ GHz}$).

freq	Zin1
1.000GHz	180.025 / -86.615
1.250GHz	142.815 / -85.384
1.500GHz	117.403 / -84.404
1.750GHz	98.777 / -83.143
2.000GHz	84.479 / -81.956
2.250GHz	73.779 / -80.903
2.500GHz	64.894 / -79.787
2.750GHz	57.346 / -78.075
3.000GHz	50.855 / -76.191
3.250GHz	45.190 / -74.571
3.500GHz	40.181 / -72.658
3.750GHz	35.415 / -70.192
4.000GHz	31.180 / -67.158
4.250GHz	27.654 / -63.656
4.500GHz	24.520 / -59.321
4.750GHz	21.891 / -54.757
5.000GHz	19.596 / -49.123
5.250GHz	17.443 / -42.014
5.500GHz	15.764 / -33.247
5.750GHz	14.654 / -23.784
6.000GHz	14.092 / -13.269
6.250GHz	13.974 / -2.475
6.500GHz	14.432 / 7.986
6.750GHz	15.268 / 16.774
7.000GHz	16.497 / 24.387
7.250GHz	17.985 / 30.910
7.500GHz	19.759 / 36.284
7.750GHz	21.720 / 40.833
8.000GHz	23.907 / 44.523
8.250GHz	26.019 / 47.590
8.500GHz	28.318 / 50.131
8.750GHz	30.804 / 52.221
9.000GHz	33.484 / 53.918
9.250GHz	36.325 / 55.589
9.500GHz	39.407 / 56.947
9.750GHz	42.421 / 58.154
10.00GHz	45.692 / 59.141

Από τους παραπάνω πίνακες προκύπτει ότι οι τιμές των S -παραμέτρων και η τιμή της Z_{in} στη συχνότητα των 4 GHz , έχουν ως εξής:

$$S_{11}=0,695/-118^\circ, S_{12}=0,114/20^\circ, S_{21}=2,873/78^\circ, S_{22}=0,574/-67^\circ,$$

$$Z_{in}=31,180/-67,158^\circ \Omega$$

(5.1)

5.2.2 Υπολογισμός των σύνθετων αντιστάσεων του T δικτύου του ταλαντωτή αρνητικής ανάδρασης

Αρχικά, αφού μετατραπούν σε καρτεσιανή μορφή οι τιμές των S -παραμέτρων (σχέση 5.1), υπολογίζονται από αυτές οι τιμές των A, B, C, D παραμέτρων και των z -παραμέτρων, χρησιμοποιώντας τους πίνακες μετατροπής του Παραρτήματος IV:

$$S_{11} = 0,695/-118^\circ \Leftrightarrow S_{11} = -0,3262 - j0,6136$$

$$S_{12} = 0,114/20^\circ \Leftrightarrow S_{12} = 0,1071 + j0,03899$$

$$\begin{aligned}
S_{21} &= 2,873/78^\circ & \Leftrightarrow & S_{21} = 0.5973 + j2,8102 \\
S_{22} &= 0,574/-67^\circ & \Leftrightarrow & S_{22} = 0,2242 - j0,5283 \\
A &= 0,0638 - j0,1290 & z_{11} &= 30,0606 - j20,5437 \\
B &= -11,1952 - j7,2395 & z_{12} &= 8,8097 - j4,8135 \\
C &= 0,0034 - j0,0019 & z_{21} &= 220,5375 + j124,0029 \\
D &= 0,1326 - j0,3102 & z_{22} &= 67,729 - j51,9801
\end{aligned} \tag{5.2}$$

Στη συνέχεια, από τις τιμές των παραμέτρων A, B, C, D (σχέσεις 5.2) και της σύνθετης αντίστασης εισόδου του τρανζίστορ Z_{in} , υπολογίζεται η σύνθετη αντίσταση φορτίου του τρανζίστορ Z_{LL} από τη σχέση (3.8):

$$Z_{LL} = 50,1895 + j1,1841 \Omega \tag{5.3}$$

Στη συνέχεια από τη σχέση (3.9) υπολογίζεται η παράμετρος A_I , χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους από τις (5.2) και (5.3):

$$A_I = 1,1954 + j1,5667 \tag{5.4}$$

Επιλέγοντας ένα επαγωγικό φορτίο $Z_L = j60 \Omega$ για τη σύνθετη αντίσταση Z_L του δικτύου T του σχήματος 3.8 και κέρδος βρόγχου ανάδρασης $G_{loop} = -1$ (θετική ανάδραση), οι σύνθετες αντιστάσεις Z_S και Z_F του δικτύου T (σχήμα 3.8) μπορούν να υπολογιστούν από τις σχέσεις (3.12) και (3.16):

$$Z_S = 140,04 + j37,55 \Omega \tag{5.5}$$

$$Z_F = 17,1582 - j94,9718 \Omega \tag{5.6}$$

Η επιλογή της $Z_L = j60 \Omega$ και του $G_{loop} = -1$, γίνεται κατά τρόπο ώστε οι τιμές των Z_L , Z_S και G_{loop} να ικανοποιούν τους περιορισμούς που θέτουν οι σχέσεις (3.4) και (3.5).

5.2.3 Υλοποίηση του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με διακριτά στοιχεία

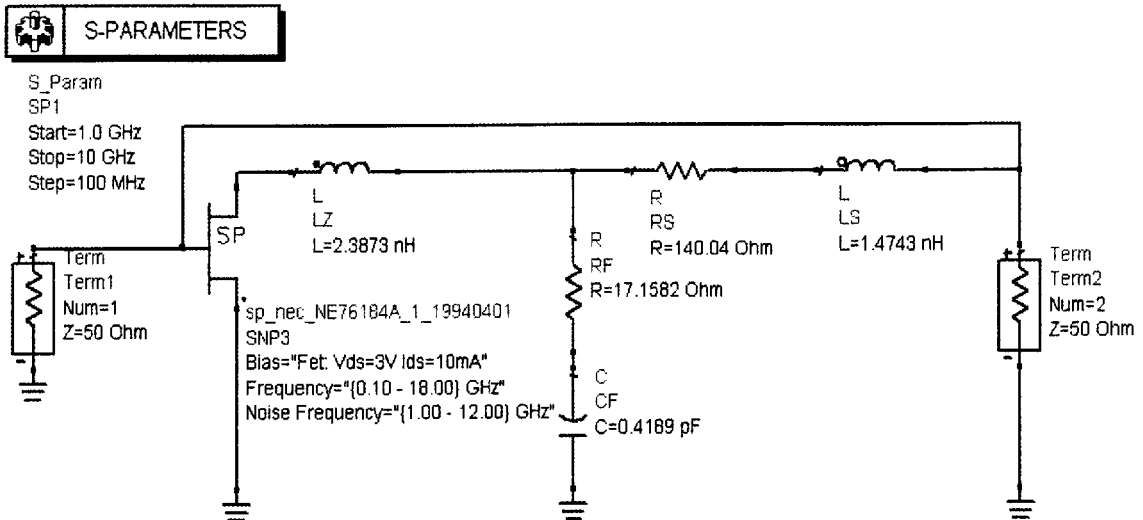
Η σύνθετη αντίσταση $Z_L = j60 \Omega$, αποτελείται από ένα φανταστικό μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα επαγωγικό φορτίο $X_L = j60 = j\omega L$. Επομένως, μπορεί να παρασταθεί από ένα πηνίο του οποίου η αυτεπαγωγή υπολογίζεται από τη σχέση $L = \frac{X_L}{2\pi f} = 2,3873 \text{ nH}$ (για συχνότητα λειτουργίας $f = 4\text{GHz}$).

Η σύνθετη αντίσταση $Z_S = 140,04 + j37,55 \Omega$, αποτελείται από ένα πραγματικό μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα ωμικό φορτίο $140,04 \Omega$ και σε ένα φανταστικό

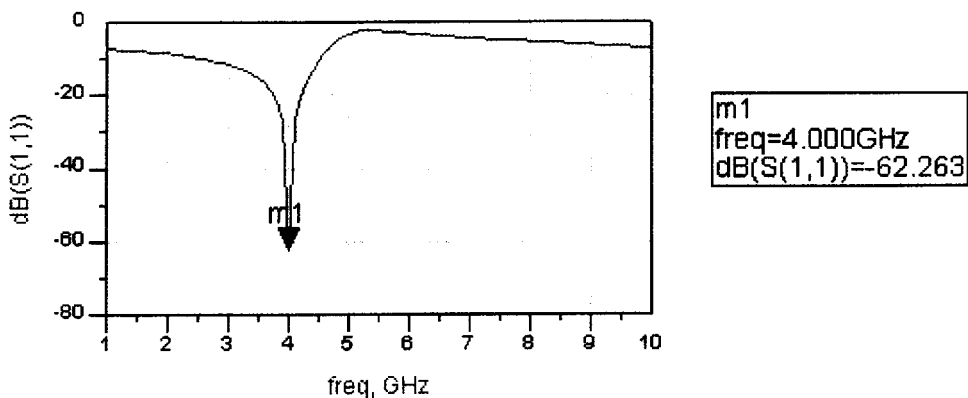
μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα επαγωγικό φορτίο $X_L=j37,55=j\omega L$, απ' όπου προκύπτει η τιμή του πηνίου $L=\frac{X_L}{2\pi f}=1,4743 \text{ nH}$ (για συχνότητα λειτουργίας $f=4\text{GHz}$).

Η σύνθετη αντίσταση $Z_F=17,1582-j94,9718 \ \Omega$, αποτελείται από ένα πραγματικό μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα ωμικό φορτίο $17,1582 \ \Omega$ και σε ένα φανταστικό μέρος το οποίο αντιστοιχεί σε ένα χωρητικό φορτίο $X_C = -j94,9718 = -\frac{1}{j\omega C}$, απ' όπου προκύπτει η τιμή του πυκνωτή $C=-\frac{1}{2\pi f X_c}=0,4189 \text{ pF}$ (για συχνότητα λειτουργίας $f=4\text{GHz}$).

Με βάση τους παραπάνω υπολογισμούς κατασκευάζεται το κυκλωματικό διάγραμμα του σχήματος 5.2. Στο σχήμα 5.3 φαίνεται η γραφική παράσταση της παραμέτρου S_{11} (dB) συναρτήσει της συχνότητας f (GHz).



Σχήμα 5.2: Κυκλωματικό διάγραμμα του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με διακριτά στοιχεία.



Σχήμα 5.3: Γραφική παράσταση της παραμέτρου S_{11} συναρτήσει της συχνότητας

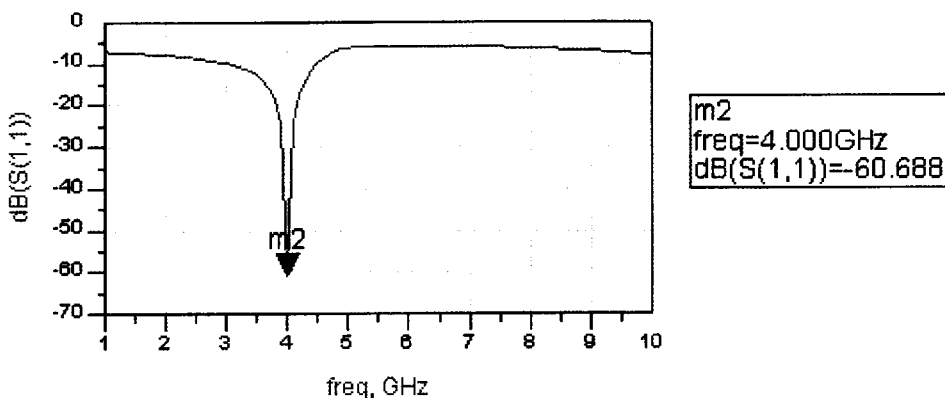
Από το παραπάνω σχήμα είναι προφανές ότι η παράμετρος σκέδασης S_{11} (η οποία εκφράζει το συντελεστή ανάκλασης εισόδου του ταλαντωτή) λαμβάνει την ελάχιστη τιμή της (-62 dB περίπου), στη συχνότητα των 4 GHz. Το γεγονός αυτό δείχνει ότι η συχνότητα συντονισμού του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης που σχεδιάστηκε (σχήμα 5.2) είναι τα 4 GHz.

5.3 Βελτιστοποίηση του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με διακριτά στοιχεία

Για τη βελτίωση της απομόνωσης του ταλαντωτή του σχήματος 5.2, σε συχνότητες εκτός της συχνότητας ταλάντωσης, χρησιμοποιήθηκαν οι συναρτήσεις βελτιστοποίησης random και gradient του ADS (Παράρτημα III). Οι στόχοι που τέθηκαν σε αυτή την περίπτωση ήταν οι εξής:

- **Συχνότητα συντονισμού: 4 GHz**
- **Μέγιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -60$ dB στα 4 GHz.**
- **Ελάχιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -30$ dB, στις συχνότητες $3,9$ GHz και $4,1$ GHz. Ελάχιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -7$ dB σε όλες τις υπόλοιπες συχνότητες.**

Στο σχήμα 5.4 φαίνεται η βελτιστοποιημένη απόκριση του ταλαντωτή ανάδρασης του σχήματος 5.2.



Σχήμα 5.4: Γραφική παράσταση της βελτιστοποιημένης παραμέτρου S_{11} συναρτήσει της συχνότητας σε για το κύκλωμα του σχήματος 5.2.

Συγκρίνοντας τα διαγράμματα 5.4 και 5.2, παρατηρούμε ακριβή συντονισμό στα 4 GHz και σημαντική βελτίωση της απομόνωσης στις υπόλοιπες συχνότητες (εκτός της συχνότητας συντονισμού). Στον πίνακα 5.3 παρουσιάζονται οι αρχικές και οι βελτιστοποιημένες τιμές καθώς και το ποσοστό μεταβολής τους.

Πίνακας 5.3: Αρχικές – βελτιστοποιημένες τιμές και ποσοστό μεταβολής.

ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΑΡΧΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ	ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΜΕΝΕΣ ΤΙΜΕΣ	ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ (%)
L_Z	2,3873 nH	3,3521 nH	40,41
R_S	140,0400 Ω	130,1670 Ω	-7,05
L_S	1,4743 nH	1,7665 nH	19,82
R_F	17,1582 Ω	109,5350 Ω	538,38
C_F	0,4189 pF	0,3382 pF	-19,26

5.4 Σχεδιασμός και προσομοίωση ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με μικροταινιακές γραμμές

Οι βελτιστοποιημένες τιμές των πηνίων του σχήματος 5.2, μπορούν να αντικατασταθούν με μικροταινιακές γραμμές. Οι μικροταινιακές γραμμές που θα χρησιμοποιηθούν χαρακτηρίζονται από τις ακόλουθες παραμέτρους:

- Σχετική διηλεκτρική σταθερά, $\epsilon_r = 10$.
- Πάχος υποστρώματος, $d = 0,254\text{mm}$.
- Πάχος μεταλλικού αγωγού, $T = 0,04\text{mm}$.
- Αγωγιμότητα μετάλλου (χαλκός), $\sigma = 5,813 \cdot 10^7\text{ S/m}$ (στους 20°C).

Η διαδικασία που ακολουθήθηκε περιγράφεται στο Παράρτημα II. Από την εξίσωση II.12 του Παραρτήματος II, προκύπτει $X_L = Z_0 \beta \ell = L\omega$ (όπου $\omega = 2\pi f_0$, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$

και $\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$, $f_0 = 4\text{ GHz}$). Έτσι, υπολογίζονται τα μήκη των γραμμών ($l_Z = 6,7043\text{ mm}$

και $l_S = 3,5273\text{ mm}$) που αντιστοιχούν στα πηνία, για χαρακτηριστική αντίσταση γραμμών $Z_0 = 150\ \Omega$ (οι βελτιστοποιημένες τιμές των πηνίων $L_Z = 3,3521\text{ nH}$ και $L_S = 1,7665\text{ nH}$ λαμβάνονται από τον πίνακα 5.3). Στη συνέχεια τα μήκη των γραμμών μετατρέπονται σε μοίρες από την σχέση $l(^{\circ}) = \frac{l(\text{mm})}{\lambda_0} 360^{\circ}$ όπου $\lambda_0 = 0,075\text{ m}$ και

προκύπτει $l_Z(^{\circ}) = 32,181^{\circ}$ και $l_S(^{\circ}) = 16,931^{\circ}$. Με βάση τα δεδομένα αυτά, μπορούν να υπολογιστούν οι διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών για το σχεδιασμό του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με μικροταινιακές γραμμές. (Παράρτημα II, εξισώσεις (II.1), (II.3), (II.4), (II.5) και (II.6)). Στον πίνακα 5.4 φαίνονται τα αποτελέσματα των αυτών των υπολογισμών. Εναλλακτικά, οι διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών μπορούν να υπολογιστούν με το υπο-πρόγραμμα LineCalc του ADS. Η σύγκριση

μεταξύ θεωρητικών υπολογισμών και υπολογισμών με το LineCalc παρουσιάζεται στον πίνακα 5.5.

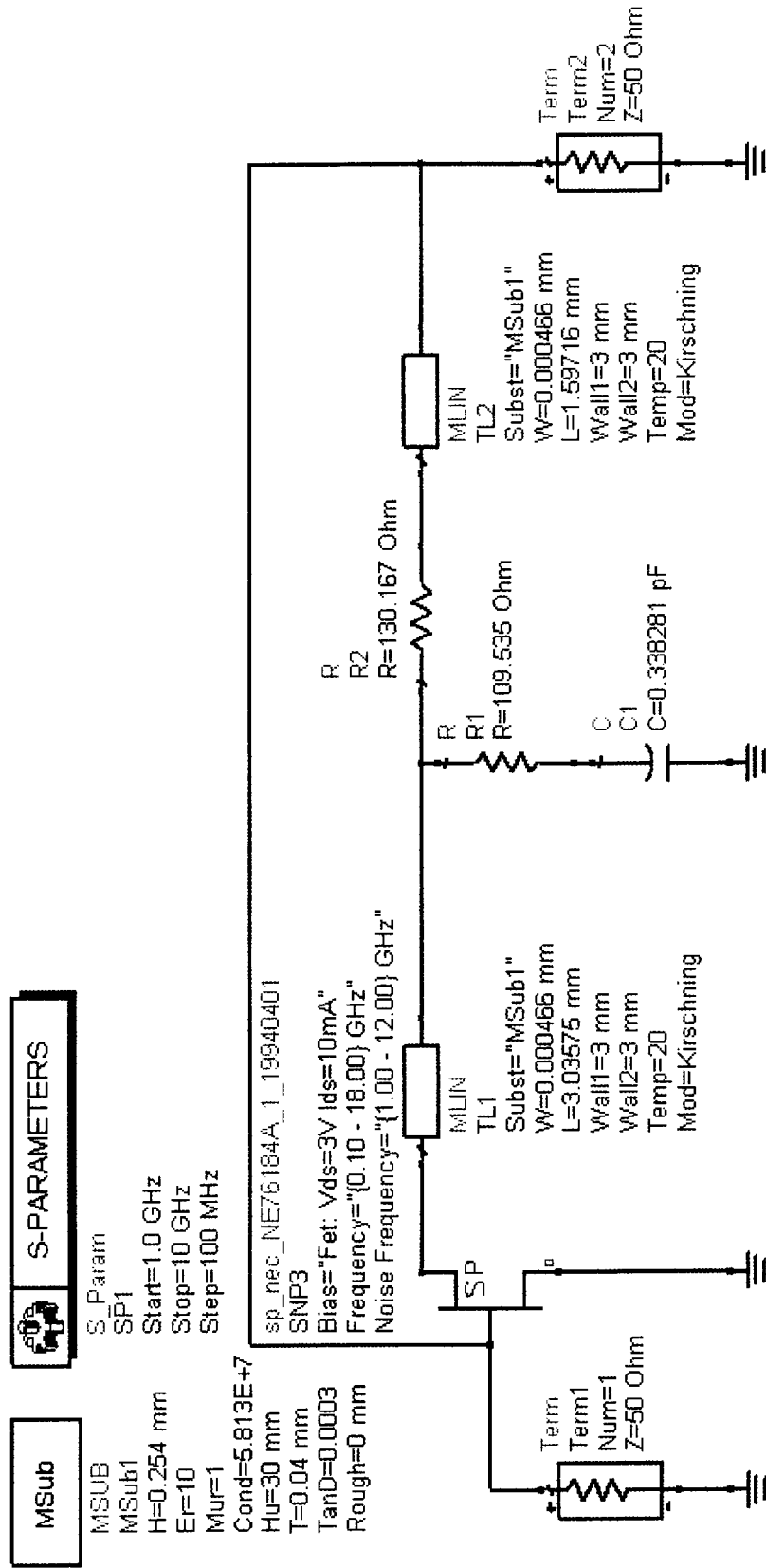
Το κυκλωματικό διάγραμμα του ταλαντωτή ανάδρασης με μικροταινιακές γραμμές παρουσιάζεται στο σχήμα 5.5 και η απόκρισή του στο σχήμα 5.6.

Πίνακας 5.5: Διαστάσεις μικροταινιακών γραμμών με βάση το Παράρτημα II και το υπο-πρόγραμμα LineCalc του ADS.

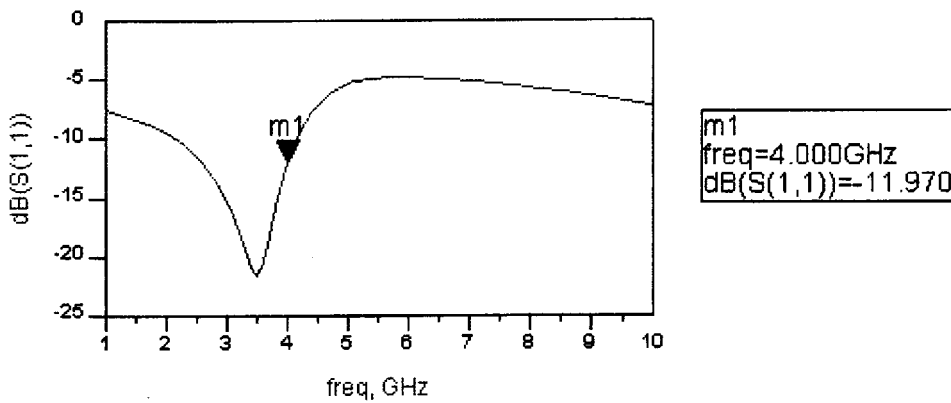
ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΜΕ ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΟΣ II		
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2
ΠΛΑΤΟΣ W (mm)	0,00047	0,00047
ΜΗΚΟΣ L (mm)	2,8119	1,4794
ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΜΕ LineCalc ΤΟΥ ADS		
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2
ΠΛΑΤΟΣ W (mm)	0,000466	0,000466
ΜΗΚΟΣ L (mm)	3,0357	1,5971
ΔΙΑΦΟΡΕΣ (%)		
ΜΙΚΡΟΤΑΙΝΙΑΚΗ ΓΡΑΜΜΗ	TL 1	TL 2
ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΠΛΑΤΟΥΣ (%)	-0,85	-0,85
ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ ΜΗΚΟΥΣ (%)	7,96	7,96

Πίνακας 5.4: Αποτελέσματα υπολογισμών για μικροταινιακές γραμμές (με μπλε χρώμα είναι οι αποδεκτές τιμές).

Χαρακτηριστικές αντιστάσεις $Z_0(\text{Ohm})$	Μήκη (μίρες)	A (Παράρτ. II εξίσ. 4)	B (Παράρτ. II εξίσ. 5)	W/d με A (Παράρτ. II εξίσ. 3)	W με A (mm) (Παράρτ. II εξίσ. 3)	W/d με B (Παράρτ. II εξίσ. 3)	W με B (mm) (Παράρτ. II εξίσ. 3)	ϵ_c με A	ϵ_c με B	Μήκος I μικροταινιακής γραμμής σε mm
150,0000	32,1810	6,06020	1,24845	0,0187	0,00047	-0,4033	-0,1024	5,6774	5,6774	2,8119
150,0000	16,9310	6,06020	1,24845	0,0187	0,00047	-0,4033	-0,1024	5,6774	5,6774	1,4794



Σχήμα 5.5: Κυκλωματικό διάγραμμα ταλαντωτή θετικής ανάρτασης με μικροταινιακές γραμμές.



Σχήμα 5.6: Γραφική παράσταση της S_{11} παραμέτρου σε dB συναρτήσει της συχνότητας σε GHz για το κύκλωμα του σχήματος 5.5.

Από το παραπάνω σχήμα είναι προφανές ότι η παράμετρος σκέδασης S_{11} (η οποία εκφράζει το συντελεστή ανάκλασης εισόδου του ταλαντωτή) λαμβάνει την ελάχιστη τιμή της (-22 dB περίπου), στη συχνότητα των $3,5\text{ GHz}$. Το γεγονός αυτό δείχνει ότι η συχνότητα συντονισμού του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης που σχεδιάστηκε (σχήμα 5.5) είναι τα $3,5\text{ GHz}$, δηλαδή κατά 500 MHz μικρότερη από την προβλεπόμενη συχνότητα των 4 GHz .

5.5 Βελτιστοποίηση του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς

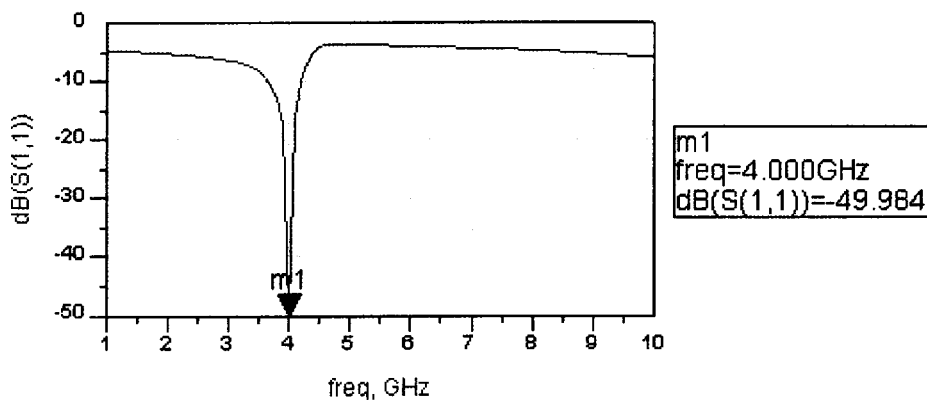
Λόγω της χαμηλότερης - από την προβλεπόμενη - συχνότητας συντονισμού του ταλαντωτή του σχήματος 5.5 και για να παρέχει ο ταλαντωτής καλύτερη απομόνωση στις υπόλοιπες συχνότητες, η διάταξη βελτιστοποιήθηκε με τη βοήθεια του λογισμικού *ADS* το οποίο διαθέτει διάφορες συναρτήσεις βελτιστοποίησης, π.χ. random, gradient, minimax κλπ. (Παράρτημα III). Επομένως, τα μήκη των μικροταινιακών γραμμών, οι αντιστάσεις και ο πυκνωτής του ταλαντωτή του σχήματος 5.5 μπορούν να μεταβληθούν εντός ορισμένων ορίων, ώστε να επιτευχθούν οι παρακάτω στόχοι:

- Συχνότητα συντονισμού: 4 GHz .
- Μέγιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -50\text{ dB}$ στα 4 GHz .
- Στις συχνότητες των $3,9\text{ GHz}$ και $4,1\text{ GHz}$ ελάχιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -30\text{ dB}$.
- Ελάχιστη τιμή της παραμέτρου σκέδασης $S_{11} = -7\text{ dB}$ σε όλες τις υπόλοιπες συχνότητες.

Στον πίνακα 5.6 παρουσιάζονται οι αρχικές και οι βελτιστοποιημένες τιμές των στοιχείων του κυκλώματος 5.5, καθώς και το ποσοστό μεταβολής τους, ενώ στο σχήμα 5.7 παρουσιάζεται η βελτιστοποιημένη απόκριση του ταλαντωτή.

Πίνακας 5.7: Αρχικές, βελτιστοποιημένες τιμές και ποσοστό μεταβολής.

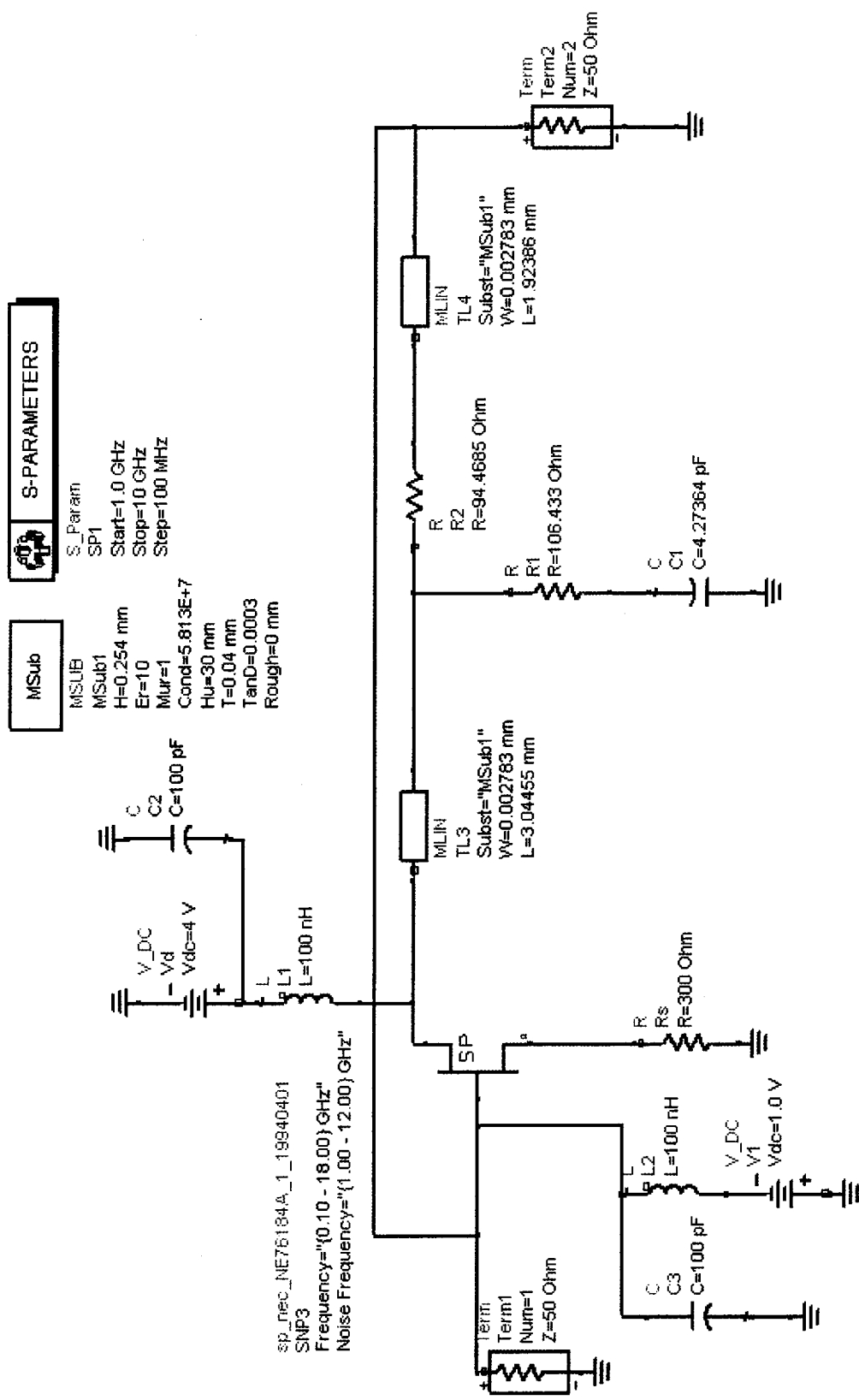
ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΑΡΧΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ	ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΜΕΝΕΣ ΤΙΜΕΣ	ΠΟΣΟΣΤΟ ΜΕΤΑΒΟΛΗΣ (%)
TL1(mm)	3,3521	2,1291	-29,86
R _S (Ω)	130,1670	11,0366	-87,13
TL2(mm)	1,7665	1,0002	4328,74
R _F (Ω)	109,5350	14,0898	-91,52
C _F (pF)	0,3382	14,9816	-37,37



Σχήμα 5.7: Γραφική παράσταση της βελτιστοποιημένης παραμέτρου S_{11} συναρτήσει της συχνότητας για το κύκλωμα του σχήματος 5.5.

5.6 Πόλωση του *FET GaAs* του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης

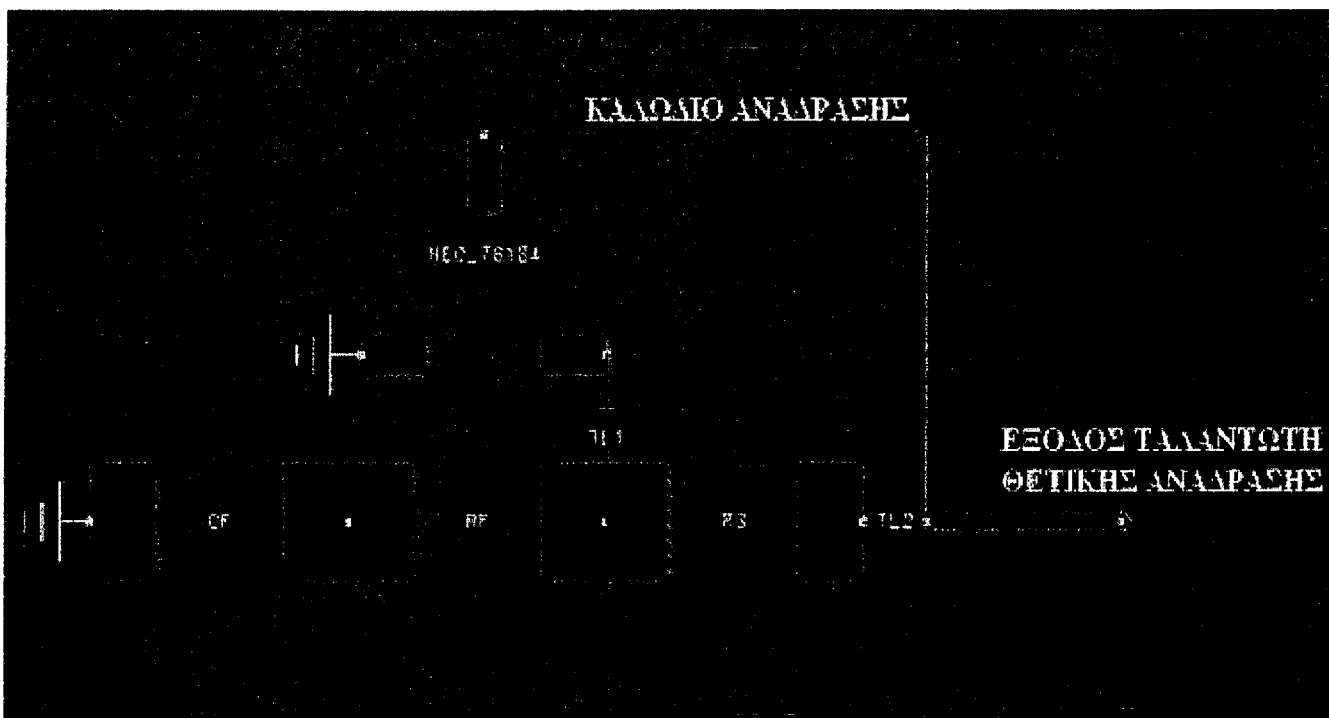
Ο ταλαντωτής θετικής ανάδρασης του σχήματος 5.5 χρησιμοποιεί το ίδιο τρανζίστορ *FET* με τον ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης που σχεδιάστηκε στο προηγούμενο Κεφάλαιο. Συνεπώς χρησιμοποιούνται και εδώ τα κυκλώματα πόλωσης των σχημάτων 4.22 και 4.23. Το ενοποιημένο κύκλωμα του ταλαντωτή ανάδρασης παριστάνεται στο σχήμα 5.8.



Σχήμα 5.8: Ενοποιημένο κύκλωμα (μικροκυματικό και κύκλωμα πόλωσης) του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης του σχήματος 5.5.

5.7 Σχεδιασμός του στρώματος φυσικής τοποθέτησης (layout) του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης

Με βάση τις διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών του σχήματος 5.5 και λαμβάνοντας υπόψη τις φυσικές διαστάσεις του *FET* και των διακριτών στοιχείων του κυκλώματος σχεδιάστηκε με τη βοήθεια του *ADS* το στρώμα φυσικής τοποθέτησης (layout) όπως φαίνεται στο σχήμα 5.9. Με βάση αυτό μπορούν να κατασκευαστούν οι μεταλλικοί αγωγοί πάνω στο υπόστρωμα της μικροταινιακής γραμμής και να τοποθετηθούν με συγκόλληση το τρανζίστορ *FET* και τα διακριτά στοιχεία.



Σχήμα 5.9: Στρώμα φυσικής τοποθέτησης (layout) του μικροκυματικού κυκλώματος του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Με βάση τα αποτελέσματα που προέκυψαν από το σχεδιασμό ταλαντωτών αρνητικής αντίστασης και θετικής ανάδρασης στα Κεφάλαια 4 και 5, μπορούν να εξαχθούν τα ακόλουθα συμπεράσματα:

- **Ταλαντωτής αρνητικής αντίστασης**

Ο ταλαντωτής αρνητικής αντίστασης σχεδιάστηκε αρχικά με ιδανικές γραμμές και στη συνέχεια με μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς και τα αποτελέσματα δεν ήταν ικανοποιητικά. Παρατηρήθηκε μια απόκλιση από την προβλεπόμενη συχνότητα συντονισμού και όχι καλή απομόνωση στις υπόλοιπες συχνότητες. Αυτό συνέβη, για το λόγο ότι οι μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς παρουσιάζουν ωμικές και διηλεκτρικές απώλειες, λόγω της πεπερασμένης αγωγιμότητας του μεταλλικού αγωγού και της πεπερασμένης τιμής του $\tan\delta$. Απαιτήθηκε σημαντικός χρόνος βελτιστοποίησης για να επιτευχθούν τα επιθυμητά αποτελέσματα και σημαντικές αποκλίσεις από τις αρχικά υπολογισμένες διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών. Επιπλέον, ακόμη και μετά τη βελτιστοποίηση παρατηρήθηκε ένας δευτερεύων συντονισμός, όπου εντοπίζεται και η πρώτη αρμονική συχνότητα του ταλαντωτή. Τέλος από το σχήμα 4.25 προέκυψε ότι οι φυσικές διαστάσεις του layout του ταλαντωτή είναι αρκετά μεγάλες.

- **Ταλαντωτής θετικής ανάδρασης**

Η μέθοδος σχεδιασμού του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης με διακριτά στοιχεία δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα. Όμως, χρησιμοποιώντας ένα διακριτό στοιχείο κυκλώματος απαιτεί χειροκίνητη λειτουργία τοποθέτησης των μικροκυματικών πυκνωτών και των πηνίων του τυπωμένου κυκλώματος, γεγονός που ανεβάζει το κόστος κατασκευής. Για το λόγο αυτό τα διακριτά στοιχεία αντικαταστάθηκαν με μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς, όπου και πάλι προέκυψε απόκλιση από την προβλεπόμενη συχνότητα. Για να επιτευχθούν τα επιθυμητά αποτελέσματα απαιτήθηκε και πάλι βελτιστοποίηση, από την οποία προέκυψαν πολύ λεπτά τμήματα μικροταινιακής γραμμής (τα οποία απαιτούνται για την υλοποίηση των πηνίων), τα οποία πρακτικώς είναι αδύνατον να κατασκευαστούν. Συνεπώς, παρ' ότι η απόκριση

του βελτιστοποιημένου ταλαντωτή θετικής ανάδρασης είναι καλύτερη από την απόκριση του βελτιστοποιημένου ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης (σχήματα 4.21 και 5.7) και επιπλέον οι φυσικές διαστάσεις του ταλαντωτή θετικής ανάδρασης είναι μικρότερες από εκείνες του ταλαντωτή αρνητικής αντίστασης, στην πράξη δεν μπορεί να υλοποιηθεί με μικροταινιακές γραμμές.

GENERAL PURPOSE FET N-CHANNEL GaAs MES FET

DESCRIPTION

NE76184A is a N-channel GaAs MES FET housed in ceramic package. The device is fabricated by ion implantation for improved RF and DC performance reliability and uniformity. Its excellent low noise and high associated gain make it suitable for DBS, TVRO, GPS and another commercial systems.

FEATURES

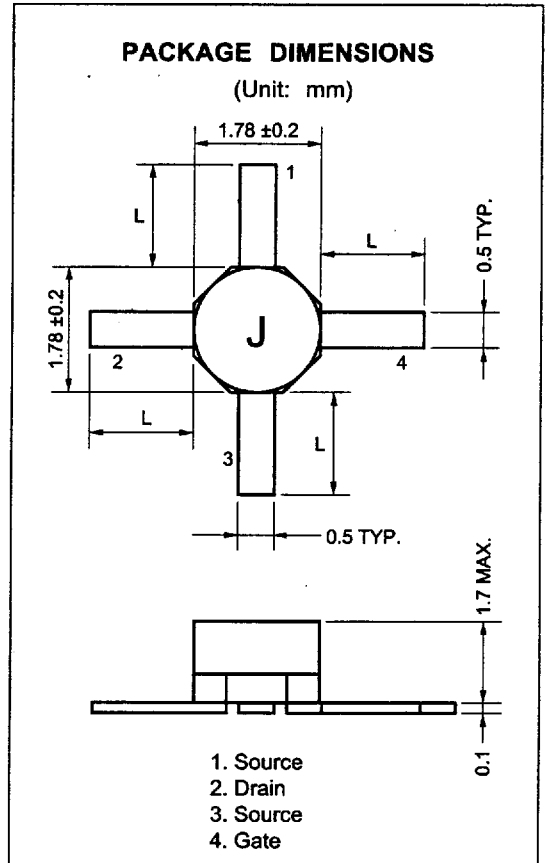
- Low noise figure & High associated gain
NF = 0.8 dB TYP., $G_a = 12$ dB TYP. at $f = 4$ GHz

ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	SUPPLYING FORM	LEAD LENGTH
NE76184A-SL	STICK	L = 1.7 mm MIN.
NE76184A-T1 NE76184A-T1A	Tape & reel	L = 1.0 ± 0.2 mm

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25$ °C)

Drain to Source Voltage	V_{DS}	5.0	V
Gate to Source Voltage	V_{GSO}	-5.0	V
Gate to Drain Voltage	V_{GDO}	-6.0	V
Drain Current	I_D	100	mA
Total Power Dissipation	P_{tot}	300	mW
Channel Temperature	T_{ch}	150	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +150	°C

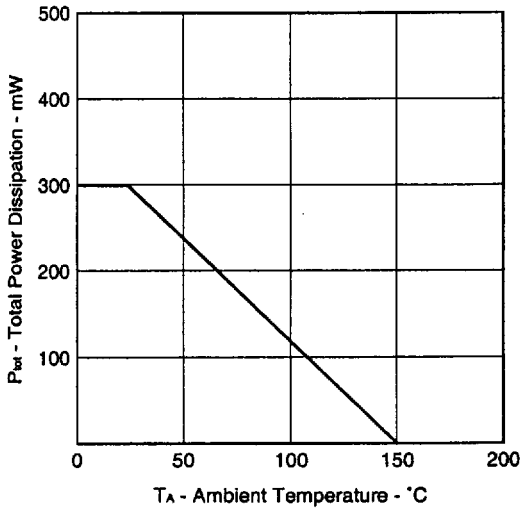
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25$ °C)

PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	TEST CONDITIONS	
Gate to Source Leak Current	I_{GSO}	-	-	10	μA	$V_{GS} = -5$ V	
Saturated Drain Current	I_{DSS}	30	-	100	mA	$V_{DS} = 3$ V, $V_{GS} = 0$	
Gate to Source Cutoff Voltage	$V_{GS(off)}$	-0.5	-	-3.0	V	$V_{DS} = 3$ V, $I_D = 100$ μA	
Transconductance	g_m	20	45	-	mS	$V_{DS} = 3$ V, $I_D = 10$ mA	
Noise Figure	NF	-	0.8	1.4	dB	$V_{DD} = 3$ V $I_D = 10$ mA	
Associated Gain	G_a	-	12	-	dB		$f = 4$ GHz
Power Gain	G_s	-	6	-	dB		$f = 12$ GHz

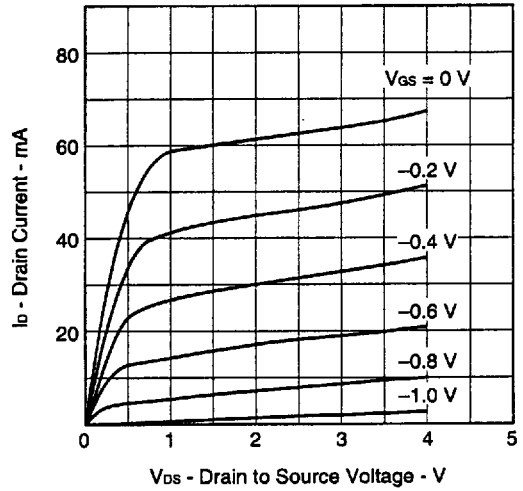
I_{DSS} rank is specified as follows. (K: 30 to 100 mA, N: 30 to 65 mA, M: 55 to 100 mA)

TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$)

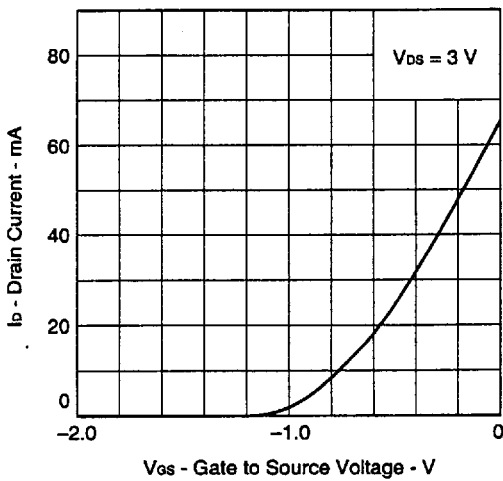
TOTAL POWER DISSIPATION vs. AMBIENT TEMPERATURE



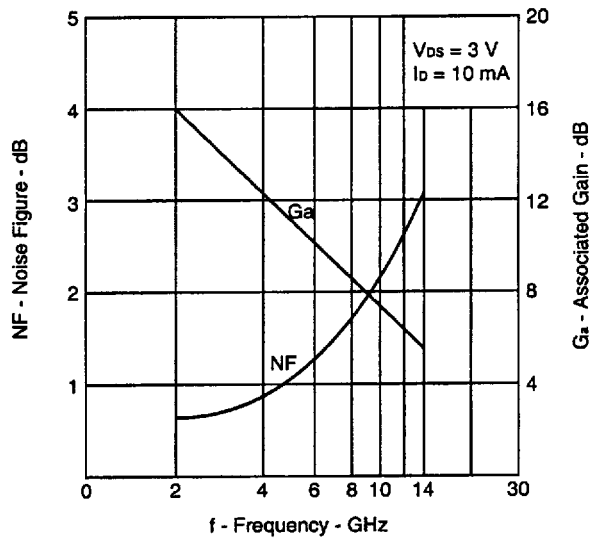
DRAIN CURRENT vs. DRAIN TO SOURCE VOLTAGE



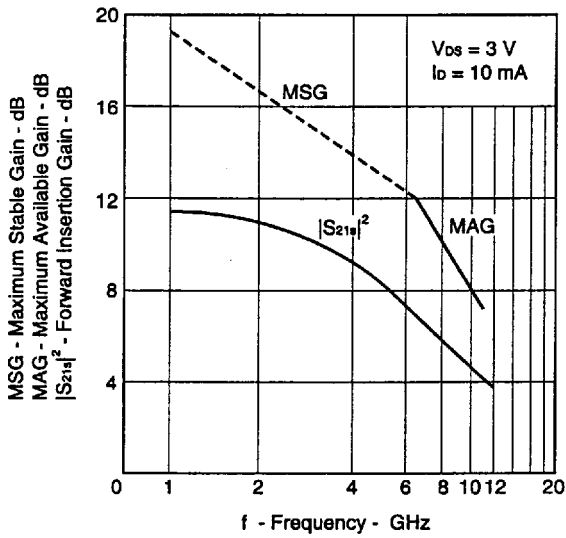
DRAIN CURRENT vs. GATE TO SOURCE VOLTAGE



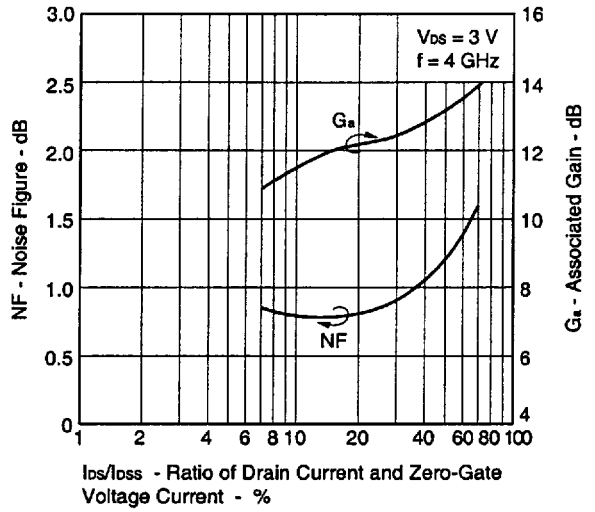
NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. FREQUENCY



MAXIMUM AVAILABLE GAIN, FORWARD INSERTION GAIN vs. FREQUENCY



NOISE FIGURE, ASSOCIATED GAIN vs. RATIO OF DRAIN CURRENT AND ZERO-GATE VOLTAGE CURRENT



Gain Calculations

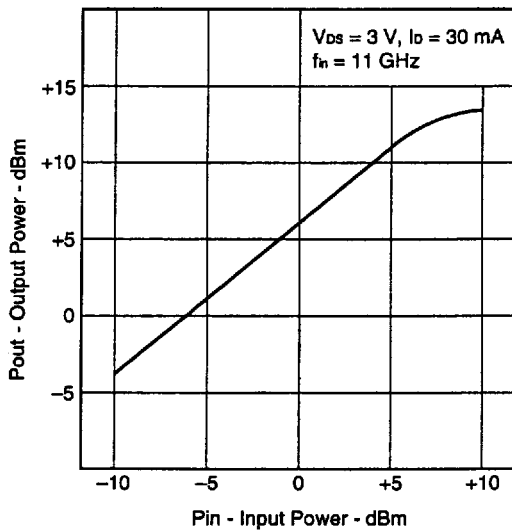
$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}$$

$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12}$$

OUTPUT POWER vs. INPUT POWER

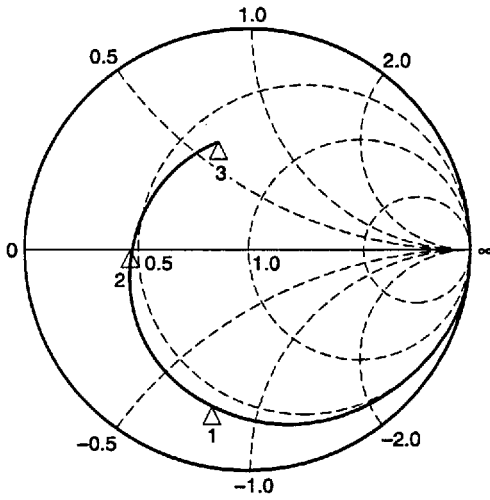


S-PARAMETERS

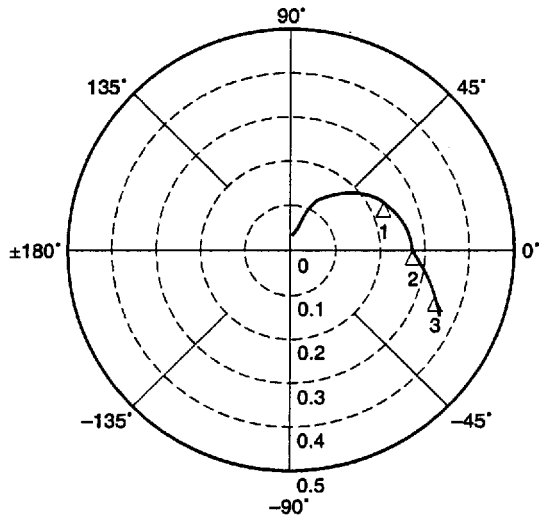
$V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_D = 10\text{ mA}$

START 500 MHz STOP 12 GHz STEP 500 MHz

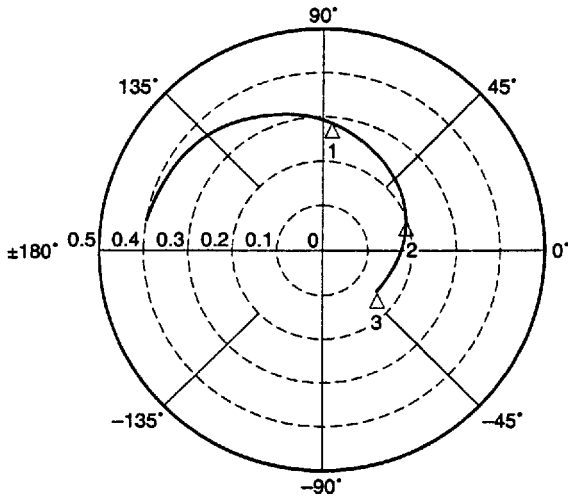
S₁₁



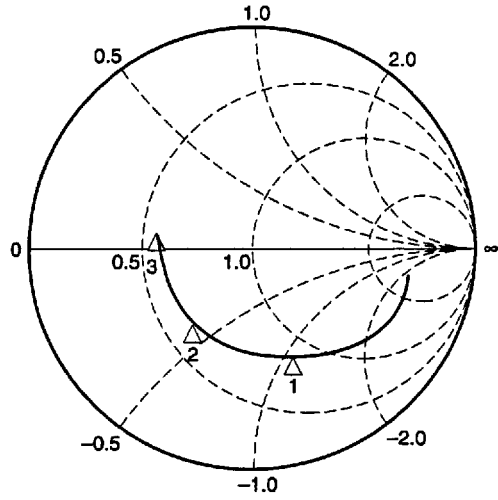
S₁₂



S₂₁



S₂₂



Marker

- 1. 4 GHz
- 2. 8 GHz
- 3. 12 GHz

S-PARAMETER

MAG. AND ANG.

V_{DS} = 3 V, I_D = 10 mA

FREQUENCY MHz	S11		S21		S12		S22	
	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.
500.0000	0.993	-14.4	3.919	166.5	0.022	80.3	0.716	-9.9
1000.0000	0.971	-28.4	3.820	153.5	0.042	71.6	0.702	-19.1
1500.0000	0.936	-41.9	3.714	140.9	0.061	62.0	0.682	-28.2
2000.0000	0.896	-54.8	3.562	129.0	0.079	54.1	0.652	-36.8
2500.0000	0.850	-67.4	3.388	117.8	0.092	46.4	0.623	-44.8
3000.0000	0.808	-79.4	3.238	107.0	0.103	39.9	0.592	-52.6
3500.0000	0.761	-91.3	3.069	96.4	0.112	33.5	0.563	-60.9
4000.0000	0.720	-102.7	2.909	86.4	0.120	27.5	0.533	-68.1
4500.0000	0.681	-113.9	2.765	77.0	0.125	22.2	0.501	-75.7
5000.0000	0.647	-124.4	2.623	67.9	0.127	17.6	0.475	-83.5
5500.0000	0.615	-134.9	2.485	59.1	0.131	13.6	0.454	-91.4
6000.0000	0.588	-144.8	2.365	50.7	0.131	9.6	0.437	-98.9
6500.0000	0.566	-154.5	2.252	42.6	0.133	6.5	0.425	-107.1
7000.0000	0.547	-163.6	2.151	34.7	0.135	3.7	0.418	-114.4
7500.0000	0.531	-172.4	2.064	27.3	0.136	1.9	0.414	-121.8
8000.0000	0.517	178.7	1.985	19.6	0.139	-0.8	0.415	-129.3
8500.0000	0.503	169.6	1.909	12.2	0.141	-3.0	0.418	-136.4
9000.0000	0.492	160.5	1.843	5.0	0.143	-5.3	0.418	-143.7
9500.0000	0.482	151.1	1.783	-2.5	0.148	-7.3	0.417	-151.0
10000.0000	0.475	141.3	1.726	-9.6	0.152	-9.4	0.419	-158.4
10500.0000	0.475	131.5	1.668	-17.0	0.156	-11.3	0.418	-166.4
11000.0000	0.477	121.6	1.613	-23.8	0.160	-13.8	0.421	-174.2
11500.0000	0.481	112.1	1.554	-31.0	0.165	-16.2	0.431	177.3
12000.0000	0.489	102.7	1.503	-38.0	0.170	-18.8	0.441	169.6

V_{DS} = 3 V, I_D = 30 mA

FREQUENCY MHz	S11		S21		S12		S22	
	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.	MAG.	ANG.
500.0000	0.990	-16.6	5.304	165.1	0.019	79.5	0.617	-10.3
1000.0000	0.957	-32.6	5.115	150.9	0.037	71.5	0.599	-19.9
1500.0000	0.911	-47.6	4.866	137.4	0.052	62.3	0.577	-28.9
2000.0000	0.860	-62.0	4.587	124.8	0.065	55.0	0.545	-37.4
2500.0000	0.805	-75.5	4.282	113.3	0.075	48.7	0.515	-44.9
3000.0000	0.755	-88.4	4.009	102.5	0.085	42.9	0.485	-52.1
3500.0000	0.707	-100.7	3.741	92.1	0.092	38.2	0.456	-59.4
4000.0000	0.663	-112.5	3.493	82.3	0.097	33.6	0.431	-66.6
4500.0000	0.626	-124.0	3.275	73.3	0.103	30.2	0.404	-73.7
5000.0000	0.594	-134.8	3.078	64.5	0.107	26.7	0.382	-81.2
5500.0000	0.566	-145.4	2.888	56.2	0.110	23.3	0.365	-88.5
6000.0000	0.546	-155.4	2.729	48.2	0.114	21.3	0.351	-96.3
6500.0000	0.528	-165.1	2.581	40.6	0.118	18.6	0.343	-104.1
7000.0000	0.513	-174.3	2.455	33.0	0.122	17.1	0.339	-111.7
7500.0000	0.501	176.9	2.344	25.8	0.128	14.8	0.340	-119.3
8000.0000	0.490	167.9	2.242	18.5	0.133	13.1	0.343	-126.8
8500.0000	0.480	158.9	2.151	11.3	0.139	10.6	0.350	-133.8
9000.0000	0.472	149.8	2.069	4.2	0.147	7.6	0.350	-141.3
9500.0000	0.466	140.6	1.997	-2.7	0.153	5.5	0.352	-148.9
10000.0000	0.465	130.8	1.924	-9.7	0.161	2.2	0.355	-156.2
10500.0000	0.468	121.2	1.855	-16.8	0.168	-0.6	0.357	-165.0
11000.0000	0.476	112.0	1.791	-23.4	0.175	-4.6	0.363	-173.1
11500.0000	0.483	102.7	1.727	-30.4	0.182	-7.6	0.373	178.2
12000.0000	0.494	93.9	1.665	-37.2	0.189	-10.6	0.385	169.9

AMP PARAMETERS

$V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_b = 10\text{ mA}$

FREQUENCY MHz	$G_{U_{max}}$ dB	$G_{A_{max}}$ dB	$ S_{21} ^2$ dB	$ S_{12} ^2$ dB	K	Delay ns	Mason's U dB	G_1 dB	G_2 dB
500.0000	33.77		11.86	-33.16	0.07	0.072	49.375	18.78	3.13
1000.0000	27.00		11.64	-27.43	0.14	0.072		12.40	2.95
1500.0000	23.21		11.40	-24.28	0.23	0.070	29.663	9.10	2.72
2000.0000	20.48		11.03	-22.09	0.30	0.066	28.208	7.04	2.41
2500.0000	18.30		10.60	-20.74	0.37	0.062	25.690	5.57	2.14
3000.0000	16.68		10.21	-19.78	0.43	0.060	25.762	4.60	1.88
3500.0000	15.16		9.74	-18.99	0.50	0.059	24.501	3.76	1.66
4000.0000	13.90		9.28	-18.42	0.57	0.056	23.383	3.17	1.45
4500.0000	12.80		8.83	-18.06	0.64	0.052	21.885	2.71	1.25
5000.0000	11.84		8.38	-17.91	0.72	0.051	20.810	2.35	1.11
5500.0000	10.97		7.91	-17.68	0.79	0.049	20.093	2.06	1.00
6000.0000	10.24		7.48	-17.62	0.86	0.046	18.766	1.84	0.92
6500.0000	9.59		7.05	-17.50	0.92	0.045	18.307	1.67	0.86
7000.0000	9.03		6.65	-17.40	0.98	0.044	17.776	1.54	0.84
7500.0000	8.55	10.85	6.29	-17.35	1.03	0.041	17.422	1.44	0.82
8000.0000	8.13	10.17	5.95	-17.13	1.05	0.042	17.410	1.35	0.82
8500.0000	7.72	9.49	5.62	-17.05	1.09	0.041	16.680	1.27	0.83
9000.0000	7.35	8.99	5.31	-16.87	1.12	0.040	16.073	1.20	0.84
9500.0000	7.00	8.57	5.02	-16.60	1.14	0.042	15.587	1.15	0.83
10000.0000	6.69	8.20	4.74	-16.38	1.15	0.040	14.945	1.11	0.84
10500.0000	6.39	7.84	4.44	-16.16	1.16	0.041	14.161	1.11	0.83
11000.0000	6.12	7.58	4.16	-15.89	1.16	0.038	13.620	1.12	0.85
11500.0000	5.86	7.31	3.83	-15.67	1.16	0.040	12.913	1.14	0.89
12000.0000	5.67	7.19	3.54	-15.37	1.14	0.039	12.582	1.19	0.94

$V_{DS} = 3\text{ V}$, $I_b = 30\text{ mA}$

FREQUENCY MHz	$G_{U_{max}}$ dB	$G_{A_{max}}$ dB	$ S_{21} ^2$ dB	$ S_{12} ^2$ dB	K	Delay ns	Mason's U dB	G_1 dB	G_2 dB
500.0000	33.74		14.49	-34.36	0.09	0.079	38.817	17.17	2.08
1000.0000	26.88		14.18	-28.71	0.19	0.079	41.142	10.77	1.93
1500.0000	23.20		13.74	-25.66	0.29	0.075	31.251	7.71	1.75
2000.0000	20.60		13.23	-23.68	0.38	0.070	29.809	5.84	1.53
2500.0000	18.51		12.63	-22.51	0.47	0.064	27.934	4.53	1.34
3000.0000	16.90		12.06	-21.42	0.55	0.060	27.066	3.67	1.16
3500.0000	15.48		11.46	-20.70	0.63	0.058	26.502	3.00	1.01
4000.0000	14.27		10.86	-20.27	0.72	0.054	24.356	2.51	0.89
4500.0000	13.24		10.30	-19.73	0.79	0.050	24.031	2.16	0.77
5000.0000	12.34		9.76	-19.43	0.87	0.048	22.392	1.89	0.69
5500.0000	11.51		9.21	-19.15	0.94	0.047	20.841	1.68	0.62
6000.0000	10.83		8.72	-18.90	1.00	0.044	20.194	1.54	0.57
6500.0000	10.19	12.13	8.24	-18.55	1.04	0.042	19.396	1.42	0.54
7000.0000	9.66	11.34	7.80	-18.25	1.08	0.042	19.008	1.33	0.53
7500.0000	9.16	10.79	7.40	-17.85	1.09	0.040	18.783	1.26	0.53
8000.0000	8.75	10.29	7.01	-17.50	1.10	0.040	18.372	1.19	0.55
8500.0000	8.35	9.85	6.65	-17.17	1.12	0.040	17.707	1.14	0.57
9000.0000	7.98	9.48	6.32	-16.68	1.11	0.039	17.361	1.10	0.57
9500.0000	7.65	9.10	6.01	-16.32	1.11	0.039	16.512	1.07	0.57
10000.0000	7.33	8.81	5.68	-15.87	1.10	0.039	16.047	1.06	0.59
10500.0000	7.03	8.50	5.37	-15.51	1.10	0.039	15.174	1.07	0.59
11000.0000	6.79	8.33	5.06	-15.16	1.09	0.037	14.844	1.11	0.61
11500.0000	6.55	8.15	4.75	-14.80	1.07	0.039	14.143	1.16	0.65
12000.0000	6.34	8.02	4.43	-14.48	1.05	0.038	13.483	1.22	0.70

RECOMMENDED SOLDERING CONDITIONS

The following conditions (see table below) must be met when soldering this product.

Please consult with our sales offices in case other soldering process is used, or in case soldering is done under different conditions.

<TYPES OF SURFACE MOUNT DEVICE>

For more details, refer to our document "SEMICONDUCTOR DEVICE MOUNTING TECHNOLOGY MANUAL" (IEI-1207).

Soldering process	Soldering conditions	Symbol
Infrared ray reflow	Peak package's surface temperature: 230 °C or below, Reflow time: 30 seconds or below (210 °C or higher), Number of reflow process: 1, Exposure limit*: None	IR30-00
Partial heating method	Terminal temperature: 230 °C or below, Flow time: 10 seconds or below, Exposure limit*: None	

* Exposure limit before soldering after dry-pack package is opened.

Storage conditions: 25 °C and relative humidity at 65 % or less.

Note Do not apply more than a single process at once, except for "Partial heating method".

PRECAUTION Avoid high static voltage and electric fields, because this device is MES FET with GaAs shottky barrier gate.

Caution

The Great Care must be taken in dealing with the devices in this guide.

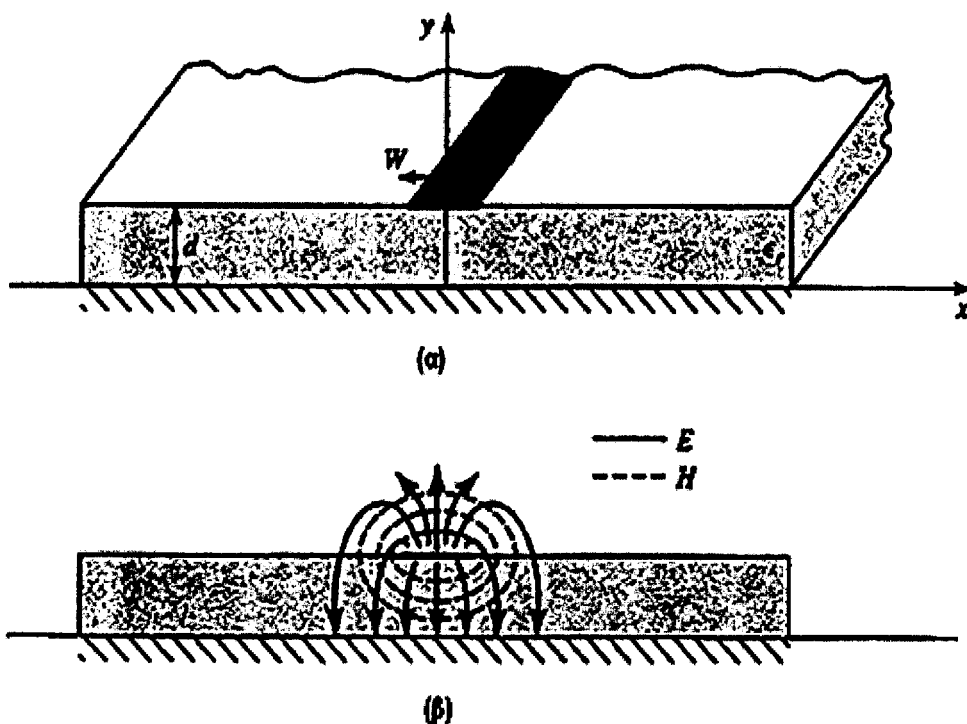
The reason is that the material of the devices is GaAs (Gallium Arsenide), which is designated as harmful substance according to the Japanese law concerned.

Keep the Japanese law concerned and so on, especially in case of removal.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ

ΙΙ.1 Μικροταινιακές γραμμές

Η μικροταινιακή γραμμή (microstrip) είναι ένας από τους πιο διαδεδομένους τύπους επίπεδων γραμμών μεταφοράς, γιατί σχεδιάζεται με φωτολιθογραφικές διεργασίες και μπορεί να ολοκληρωθεί εύκολα με άλλες παθητικές ή ενεργές μικροκυματικές διατάξεις. Η γεωμετρία μιας μικροταινιακής φαίνεται στο σχήμα ΙΙ.1α. Ένας αγωγός με πλάτος W αποτυπώνεται σε ένα λεπτό, γειωμένο διηλεκτρικό υπόστρωμα με πάχος d και σχετική διηλεκτρική σταθερά ϵ_r . Η μορφή του ηλεκτρικού και μαγνητικού πεδίου της μικροταινιακής γραμμής φαίνεται στο σχήμα ΙΙ.1β.



Σχήμα ΙΙ.1: (α) Μικροταινιακή γραμμή μεταφοράς.
(β) Ηλεκτρικό και μαγνητικό πεδίο της γραμμής.

Η παρουσία του διηλεκτρικού στρώματος συγκεντρώνει τα πεδία μέσα στη διηλεκτρική περιοχή, μεταξύ του αγωγού και του επιπέδου γείωσης, ενώ ένα μικρό μέρος των πεδίων υπάρχει και στον αέρα πάνω από το υπόστρωμα. Για αυτό το λόγο η μικροταινιακή γραμμή δεν μπορεί να υποστηρίξει ένα καθαρά εγκάρσιο ηλεκτρομαγνητικό κύμα (TEM), αφού η φασική ταχύτητα των πεδίων TEM στη

διηλεκτρική περιοχή θα είναι $u_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$, και η σταθερά διάδοσης $\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_r}$, ενώ

στην περιοχή του αέρα θα είναι $u_p = c$ και $\beta = k_0$ (ϵ_r είναι η ισοδύναμη διηλεκτρική σταθερά για τη μικροταινιακή γραμμή). Αφού κάποια από τα πεδία των γραμμών είναι μέσα στην διηλεκτρική περιοχή και κάποια μέσα στον αέρα, η ισοδύναμη διηλεκτρική σταθερά ικανοποιεί τη σχέση $1 \ll \epsilon_e \ll \epsilon_r$, και εξαρτάται από το πάχος του υποστρώματος d και το πλάτος του αγωγού W . Προσεγγιστικά δίνεται από την εξίσωση:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (\text{II.1})$$

Δεδομένων των διαστάσεων μιας μικροταινιακής γραμμής, η χαρακτηριστική σύνθετη αντίστασή της μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{για } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} [W/d + 1,393 + 0,667 \ln(W/d + 1,444)]} & \text{για } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Για δεδομένη χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση Z_0 και διηλεκτρική σταθερά ϵ_r , ο λόγος W/d μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$W/d = \begin{cases} \frac{8\epsilon^A}{e^{2A} - 2} & \text{για } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{για } W/d > 2 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{όπου: } A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{II.4})$$

$$\text{και } B = \frac{377\pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.5})$$

Η εξασθένιση μιας μικροταινιακής γραμμής λόγω των διηλεκτρικών απωλειών υπολογίζεται από τη σχέση:

$$a_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \quad (\text{Np/m}) \quad (\text{II.6})$$

(όπου το $\tan \delta$ εκφράζει τις απώλειες του διηλεκτρικού), ενώ η εξασθένιση λόγω των ωμικών απωλειών του αγωγού δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση:

$$a_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \quad (Np/m) \quad (\text{II.7})$$

(όπου $R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2 \sigma}$ είναι η επιφανειακή ειδική αντίσταση του αγωγού). Για τους περισσότερους τύπους μικροταινιακών γραμμών, οι ωμικές απώλειες του αγωγού είναι πολύ μεγαλύτερες από τις διηλεκτρικές απώλειες.

II.2 Μετατροπή διακριτών στοιχείων σε μικροταινιακές γραμμές

Ένα μικρό τμήμα μιας μικροταινιακής γραμμής μεταφοράς, μπορεί να παρασταθεί προσεγγιστικά από το δίκτυο T του σχήματος II.2α. Οι $ABCD$ παράμετροι ενός μήκους L μιας γραμμής με χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση Z_0 δίνονται στο Παράρτημα IV (πίνακας IV.1). Οι $ABCD$ παράμετροι μπορούν στη συνέχεια να μετατραπούν στις Z παραμέτρους, με τη βοήθεια του πίνακα μετατροπής (πίνακας IV.2):

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{A}{C} = -jZ_0 \cot(\beta \ell) \quad (\text{II.8})$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{1}{C} = -jZ_0 \csc(\beta \ell) \quad (\text{II.9})$$

Τα εν σειρά στοιχεία του ισοδύναμου κυκλώματος T του σχήματος II.2α είναι:

$$Z_{11} - Z_{12} = -jZ_0 \left[\frac{\cos \beta \ell - 1}{\sin \beta \ell} \right] = jZ_0 \tan\left(\frac{\beta \ell}{2}\right) \quad (\text{II.10})$$

ενώ το παράλληλο στοιχείο του είναι Z_{12} . Έτσι, εάν $\beta \ell < \pi/2$, τα εν σειρά στοιχεία έχουν θετική φανταστική αντίσταση (πηνία), ενώ το παράλληλο στοιχείο έχει αρνητική φανταστική αντίσταση (πυκνωτής). Συνεπώς, τα στοιχεία του ισοδύναμου κυκλώματος του σχήματος II.2α λαμβάνουν τις τιμές:

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan\left(\frac{\beta \ell}{2}\right) \quad (\text{II.11α})$$

$$B = \frac{1}{Z_0} \sin(\beta \ell) \quad (\text{II.11β})$$

Αν μία γραμμή έχει μικρό μήκος ($\beta \ell < \pi/4$) και μεγάλη χαρακτηριστική αντίσταση, οι εξισώσεις (II.11) καταλήγουν στις ακόλουθες:

$$X \approx Z_0 \beta \ell \quad (\text{II.12}\alpha)$$

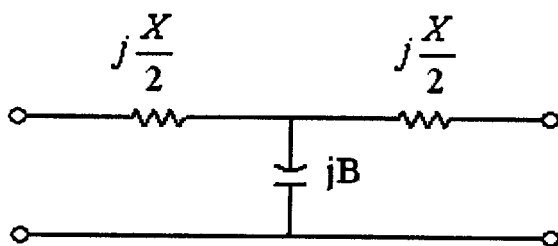
$$B \approx 0 \quad (\text{II.12}\beta)$$

το οποίο σημαίνει ότι η γραμμή συμπεριφέρεται ως μία επαγωγή σε σειρά (II.2β). Αντίστοιχα, για μία γραμμή με μικρό μήκος ($\beta\ell < \pi/4$) και μικρή χαρακτηριστική αντίσταση, προκύπτουν οι εξισώσεις:

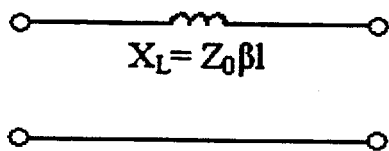
$$X \approx 0 \quad (\text{II.13})$$

$$B \approx Y_0 \beta \ell$$

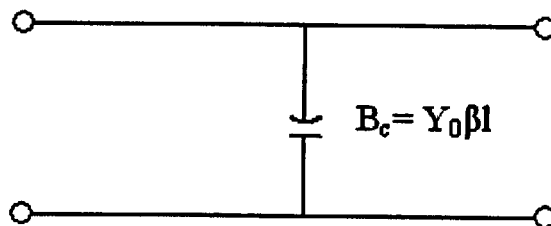
οι οποίες υπονοούν ότι η γραμμή συμπεριφέρεται ως μία παράλληλη χωρητικότητα (σχήμα II.2γ).



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα II.2: Προσεγγιστικά ισοδύναμα κυκλώματα για μικρά τμήματα γραμμών μεταφοράς. (α) Ισοδύναμο κύκλωμα T για τμήμα γραμμής μήκους $\beta\ell \ll \pi/2$ (β) Ισοδύναμο κύκλωμα γραμμής για μικρό $\beta\ell$ και μεγάλο Z_0 (γ) Ισοδύναμο κύκλωμα για μικρό $\beta\ell$ και μικρό Z_0 .

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ

ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ

III.1 Τυχαία αναζήτηση (Random search)

Οι βελτιστοποιητές (optimisers) οι οποίοι χρησιμοποιούν την τυχαία μέθοδο αναζήτησης, φθάνουν στις νέες τιμές μιας παραμέτρου με τη χρησιμοποίηση μιας γεννήτριας τυχαίων αριθμών, δηλαδή με επιλογή ενός τυχαίου αριθμού μέσα από μια ακολουθία.

Η βελτιστοποίηση με την τυχαία μέθοδο αναζήτησης χρησιμοποιεί μια δοκιμαστική συνάρτηση σφάλματος. Ξεκινώντας από ένα αρχικό σύνολο τιμών μιας παραμέτρου για την οποία η συνάρτηση σφάλματος είναι γνωστή, λαμβάνεται ένα νέο σύνολο τιμών, με διατάραξη κάθε μιας από τις αρχικές τιμές και η συνάρτηση σφάλματος επαναξιολογείται.

Για τη βελτιστοποίηση με την τυχαία μέθοδο αναζήτησης, μια δοκιμή εκτελείται για δύο συναρτήσεις σφάλματος: πρώτα εκτελείται μια δοκιμή με τυχαίες τιμές και στη συνέχεια γίνεται αντιστροφή του αλγεβρικού προσήμου κάθε τιμής της παραμέτρου που διαταράσσεται και επαναξιολόγηση της συνάρτησης σφάλματος. Αυτές οι δύο τιμές, που αντιστοιχούν στις θετικές και αρνητικές διαταραχές, συγκρίνονται με την αρχική τιμή της παραμέτρου. Εάν μία τουλάχιστον από αυτές είναι μικρότερη από την αρχική τιμή, το σύνολο τιμών της παραμέτρου για το οποίο η συνάρτηση σφάλματος έχει την ελάχιστη τιμή της, γίνεται το αρχικό σημείο για την επόμενη δοκιμή. Εάν καμία τιμή δεν είναι μικρότερη από την αρχική, το αρχικό σημείο παραμένει το ίδιο για την επόμενη δοκιμή.

III.2 Αναζήτηση κλίσης (Gradient search)

Οι βελτιστοποιητές (optimisers) οι οποίοι χρησιμοποιούν τη μέθοδο αναζήτησης κλίσης, βρίσκουν τη κλίση της συνάρτησης σφάλματος (δηλαδή την κατεύθυνση προς την οποία θα πρέπει να κινηθεί ένα σύνολο τιμών μιας παραμέτρου προκειμένου να μειωθεί η συνάρτηση σφάλματος). Μόλις καθοριστεί η κατεύθυνση, το σύνολο τιμών της παραμέτρου κινείται προς εκείνη την κατεύθυνση έως ότου ελαχιστοποιηθεί η συνάρτηση σφάλματος. Κατόπιν η κλίση επαναξιολογείται. Αυτός ο κύκλος είναι ίσος με μια επανάληψη των βελτιστοποιητών κλίσης. Μία διάταξη που βελτιστοποιείται από έναν βελτιστοποιητή κλίσης έχει τη μικρότερη ευαισθησία (είναι πιο σταθερή) για μικρές αλλαγές στις τιμές των παραμέτρων του.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ IV

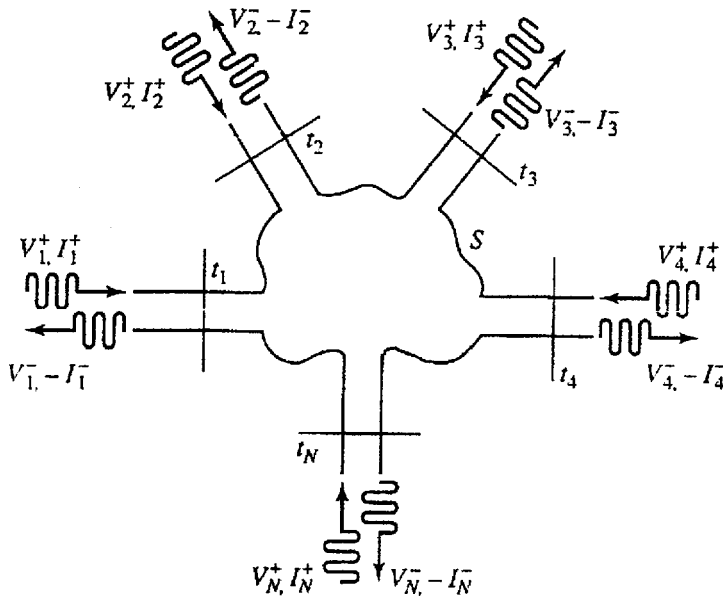
ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΠΟΛΥΘΥΡΩΝ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ

1. Παράμετροι σύνθετης αντίστασης και σύνθετης αγωγιμότητας

Ένα αυθαίρετο μικροκυματικό δίκτυο N -θυρών, απεικονίζεται στο σχήμα IV.1. Οι θύρες εισόδου-εξόδου σ' αυτό το δίκτυο μπορούν να είναι οποιοσδήποτε τύπος γραμμής μεταφοράς που υποστηρίζει ένα μόνο ρυθμό διάδοσης. Εάν μία από τις θύρες αυτές είναι ένας κυματοδηγός που υποστηρίζει περισσότερους από έναν ρυθμούς διάδοσης, μπορούν να προστεθούν επιπλέον θύρες για να λάβουν υπόψη αυτούς τους ρυθμούς. Σε ένα συγκεκριμένο σημείο στη n -οστή θύρα, μπορεί να οριστεί ένα τερματικό επίπεδο t_n , μαζί με τις ισοδύναμες τάσεις και ρεύματα για τα προσπίπτοντα (V_n^+, I_n^+) και τα ανακλώμενα (V_n^-, I_n^-) κύματα. Τα τερματικά επίπεδα είναι απαραίτητα, γιατί παρέχουν μια αναφορά για τη φάση των διανυσμάτων της τάσης και του ρεύματος. Στο n -οστό τερματικό επίπεδο, η συνολική τάση και το ρεύμα δίνονται από τις σχέσεις:

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (\text{IV.1}\alpha)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^- \quad (\text{IV.1}\beta)$$



Σχήμα IV.1: Ένα αυθαίρετο μικροκυματικό δίκτυο N -θυρών.

Ο πίνακας σύνθετης αντίστασης $[Z]$ του μικροκυματικού δικτύου συνδέει αυτές τις τάσεις με τα ρεύματα:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \\ Z_{N1} & \cdots & & Z_{NN} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}$$

ή σε μορφή πίνακα:

$$[V] = [Z][I] \quad (IV.2)$$

Παρόμοια, ορίζεται ο πίνακας σύνθετης αγωγιμότητας $[Y]$ ως:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1N} \\ Y_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \\ Y_{N1} & \cdots & & Y_{NN} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$

ή σε μορφή πίνακα:

$$[I] = [Y][V] \quad (IV.3)$$

Φυσικά, οι πίνακες $[Z]$ και $[Y]$ είναι αντίστροφοι μεταξύ τους.

$$[Y] = [Z]^{-1} \quad (IV.4)$$

Από την (IV.2), προκύπτει ότι η Z_{ij} μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0 \text{ για } k \neq j} \quad (IV.5)$$

Η παραπάνω εξίσωση δηλώνει ότι η παράμετρος Z_{ij} μπορεί να υπολογιστεί αν θεωρήσουμε ένα προσπίπτον κύμα ρεύματος I_j στη θύρα j , θέτοντας ανοιχτά κυκλώματα σε όλες τις άλλες θύρες (έτσι ώστε $I_k=0$ για $k \neq j$) και μετρώντας την τάση ανοιχτού κυκλώματος στη θύρα i . Κατά συνέπεια, η Z_{ii} είναι η σύνθετη αντίσταση εισόδου που φαίνεται στη θύρα i όταν όλες οι άλλες θύρες είναι ανοιχτοκυκλωμένες, και η Z_{ij} είναι η σύνθετη αντίσταση μετάδοσης μεταξύ των θυρών i και j όταν όλες οι άλλες θύρες είναι ανοιχτοκυκλωμένες.

Ομοίως, από την (IV.3) η παράμετρος Y_{ij} μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0 \text{ για } k \neq j} \quad (IV.6)$$

το οποίο σημαίνει ότι η Y_{ij} μπορεί να υπολογιστεί, αν θεωρήσουμε ένα προσπίπτον κύμα τάσης V_j στη θύρα j έχοντας βραχυκυκλωμένες όλες τις άλλες θύρες (έτσι ώστε $V_k=0$ για $k \neq j$) και μετρώντας το ρεύμα βραχυκυκλώματος στη θύρα i .

Γενικά, κάθε στοιχείο του πίνακα $[Z]$ ή $[Y]$ μπορεί να είναι μιγαδικό. Για ένα δίκτυο N -θυρών, οι παράμετροι σύνθετης αντίστασης και αγωγιμότητας είναι $N \times N$ σε μέγεθος, και συνεπώς υπάρχουν $2N^2$ ανεξάρτητες ποσότητες ή βαθμοί ελευθερίας για ένα αυθαίρετο δίκτυο N -θυρών.

2. Παράμετροι σκέδασης (S -παράμετροι)

Οι παράμετροι σκέδασης ενός μικροκυματικού δικτύου με N -θύρες εισόδου-εξόδου, μπορούν να περιγράψουν προσπίπτοντα, ανακλώμενα και μεταδιδόμενα κύματα, τα οποία σχετίζονται άμεσα με πειραματικές μετρήσεις. Συγκεκριμένα, οι παράμετροι σκέδασης συσχετίζουν τα προσπίπτοντα κύματα τάσης στις θύρες του δικτύου, με τα ανακλώμενα κύματα τάσης από τις θύρες του δικτύου. Για μερικά μικροκυματικά στοιχεία και κυκλώματα, οι S -παράμετροι μπορούν να υπολογιστούν χρησιμοποιώντας τεχνικές ανάλυσης δικτύων. Διαφορετικά, μπορούν να μετρηθούν άμεσα με έναν διανυσματικό αναλυτή μικροκυμάτων. Στο δίκτυο N -θυρών του σχήματος IV.1, V_n^+ είναι το πλάτος της τάσης του προσπίπτοντος κύματος στη θύρα n , και V_n^- είναι το πλάτος της τάσης του ανακλώμενου κύματος από τη θύρα n . Ο πίνακας των παραμέτρων σκέδασης $[S]$, ορίζεται με βάση τα προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα τάσης, ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

ή

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (IV.7)$$

Ένα συγκεκριμένο στοιχείο του πίνακα $[S]$ μπορεί να καθοριστεί ως:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ για } k \neq j} \quad (IV.8)$$

Η παραπάνω εξίσωση δηλώνει ότι το στοιχείο S_{ij} του πίνακα $[S]$ μπορεί να υπολογιστεί, αν θεωρήσουμε ένα προσπίπτον κύμα τάσης V_j^+ στη θύρα j και μετρήσουμε το ανακλώμενο κύμα V_i^- που εξέρχεται από τη θύρα i . Τα προσπίπτοντα κύματα σε όλες τις θύρες εκτός από τη θύρα j τίθενται ίσα με μηδέν, το οποίο σημαίνει ότι όλες οι θύρες πρέπει να τερματίζονται σε προσαρμοσμένα φορτία, για την αποφυγή των ανακλάσεων. Κατά συνέπεια, το στοιχείο S_{ii} είναι ο συντελεστής ανάκλασης στη θύρα i όταν όλες οι άλλες θύρες τερματίζονται σε προσαρμοσμένα φορτία και S_{ij} είναι ο συντελεστής μετάδοσης από τη θύρα j στη θύρα i όταν όλες οι άλλες θύρες τερματίζονται σε προσαρμοσμένα φορτία.

2. Παράμετροι μετάδοσης $ABCD$

Οι παράμετροι Z , Y , και S μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να χαρακτηρίσουν ένα μικροκυματικό δίκτυο με αυθαίρετο αριθμό θυρών, όμως στην πράξη πολλά δίκτυα αποτελούνται από μια σύνδεση σε σειρά δύο ή περισσότερων δίθυρων δικτύων. Σ' αυτήν την περίπτωση είναι πιο εύκολο να καθοριστούν οι παράμετροι μετάδοσης $ABCD$, για κάθε δίθυρο δίκτυο.

Ο πίνακας των παραμέτρων $ABCD$, ορίζεται για ένα δίθυρο δίκτυο, από τις συνολικές τάσεις και τα ρεύματα στις δύο θύρες (σχήμα IV.2α), ως εξής :

$$V_1 = AV_2 + BI_2$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2$$

ή σε μορφή πίνακα:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

Το αριστερό μέρος της παραπάνω εξίσωσης, αντιπροσωπεύει την τάση και το ρεύμα στη θύρα 1 του δικτύου, ενώ το δεξιό μέρος αντιπροσωπεύει την τάση και το ρεύμα στη θύρα 2.

Στη σύνδεση σε σειρά δύο ή περισσότερων δίθυρων δικτύων (σχήμα IV.1β), ισχύει:

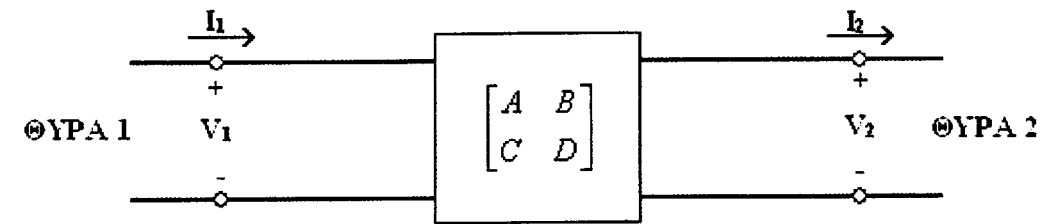
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10α})$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10}\beta)$$

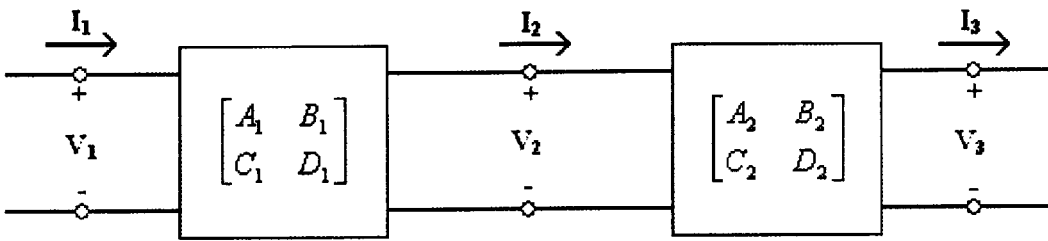
Αντικαθιστώντας την (IV.10β) στην (IV.10α) προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

Η τελευταία σχέση δείχνει ότι ο πίνακας των παραμέτρων $ABCD$ της σύνδεσης σε σειρά των δύο διθύρων δικτύων, είναι ίσος με το γινόμενο των πινάκων των παραμέτρων $ABCD$ του κάθε διθύρου.



(α)



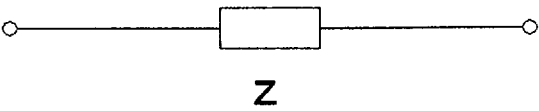

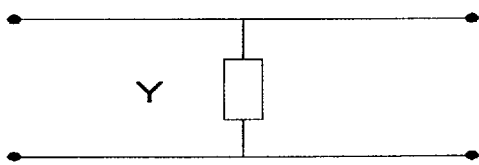
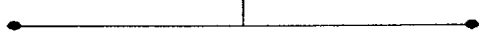
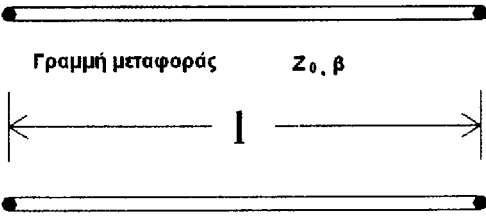
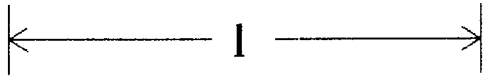
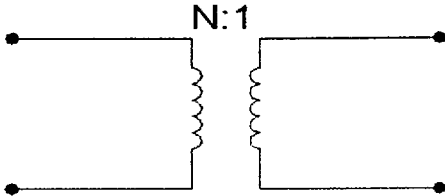

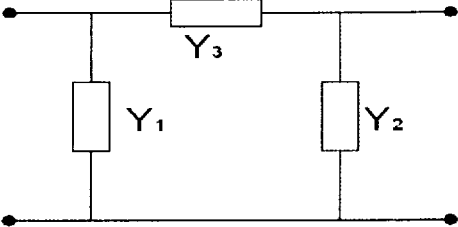
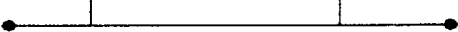
(β)

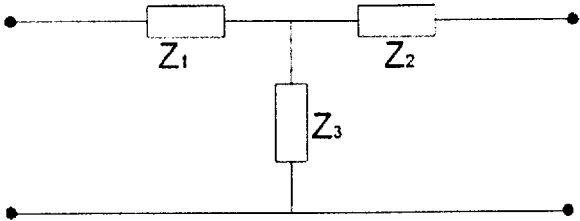
Σχήμα IV.2: α) Ένα δίθυρο δίκτυο β) Σύνδεση σε σειρά δύο διθύρων δικτύων.

Η χρησιμότητα των παραμέτρων $ABCD$ βρίσκεται στο γεγονός ότι μπορεί να δημιουργηθεί μία βιβλιοθήκη $ABCD$ παραμέτρων για στοιχειώδη δίθυρα δίκτυα και να εφαρμοστεί για πιο περίπλοκα δίκτυα, τα οποία αποτελούνται από συνδέσεις σε σειρά απλών διθύρων δικτύων. Ο πίνακας IV.1 περιγράφει διάφορα χρήσιμα δίθυρα δίκτυα και τους αντίστοιχους πίνακες $ABCD$.

Στον πίνακα IV.2, περιγράφονται οι μετασχηματισμοί μεταξύ Z , Y , S και $ABCD$ παραμέτρων.

Πίνακας IV.1: Οι παράμετροι $ABCD$ μερικών χρήσιμων δίθρων δικτύων.

Δίθρο Δίκτυο	Παράμετροι ABCD	
 <p style="text-align: center;">Z</p>	$A = 1$	$B = Z$
	$C = 0$	$D = 1$
 <p style="text-align: center;">Y</p>	$A = 1$	$B = 0$
	$C = Y$	$D = 1$
 <p style="text-align: center;">Γραμμή μεταφοράς Z_0, β</p> <p style="text-align: center;">l</p>	$A = \cos \beta l$	$B = jZ_0 \sin \beta l$
	$C = j(\sin \beta l)/Z_0$	$D = \cos \beta l$
 <p style="text-align: center;">$N:1$</p>	$A = N$	$B = 0$
	$C = 0$	$D = \frac{1}{N}$
 <p style="text-align: center;">Y_3</p> <p style="text-align: center;">Y_1 Y_2</p>	$A = 1 + Y_2/Y_3$	$B = 1/Y_3$
	$C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$

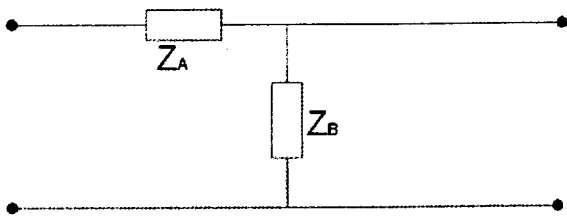


$$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$$

$$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_3}$$

$$C = \frac{1}{Z_3}$$

$$D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$$



$$A = 1 + Z_A / Z_B$$

$$B = Z_A$$

$$C = 1 / Z_B$$

$$D = 1$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ IV

Μετατροπή μεταξύ των παραμέτρων του διδύρου δικτύου

S	Z	Y	$ABCD$
S_{11}	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
S_{12}	$\frac{2Z_{12}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{12}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$
S_{21}	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$	$\frac{-2Y_{21}Y_0}{\Delta Y}$	$\frac{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}$
S_{22}	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12}Z_{21}}{\Delta Z}$	$\frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{\Delta Y}$	$\frac{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}$
Z_{11}	Z_{11}	$\frac{Y_{22}}{ Y }$	$\frac{A}{C}$
Z_{12}	Z_{12}	$\frac{-Y_{12}}{ Y }$	$\frac{AD - BC}{C}$
Z_{21}	Z_{21}	$\frac{-Y_{21}}{ Y }$	$\frac{1}{C}$
Z_{22}	Z_{22}	$\frac{Y_{11}}{ Y }$	$\frac{D}{C}$
Y_{11}	$\frac{Z_{22}}{ Z }$	Y_{11}	$\frac{D}{B}$
Y_{12}	$\frac{-Z_{12}}{ Z }$	Y_{12}	$\frac{BC - AD}{B}$
Y_{21}	$\frac{-Z_{21}}{ Z }$	Y_{21}	$\frac{-1}{B}$
Y_{22}	$\frac{Z_{11}}{ Z }$	Y_{22}	$\frac{A}{B}$
A	$\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	A
B	$\frac{ Z }{Z_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	B
C	$\frac{1}{Z_{21}}$	$\frac{Y_{21}}{- Y }$	C
D	$\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$	$\frac{-Y_{12}}{Y_{21}}$	D

$$|Z| = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}; \quad |Y| = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}; \quad \Delta Y = (Y_{11} + Y_0)(Y_{22} + Y_0) - Y_{12}Y_{21}; \quad \Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12}Z_{21}; \quad Y_0 = 1/Z_0$$

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1]. B. C. Wadell, “Transmission Line Design Handbook”, Artech House, 1991.
- [2]. R.E. Collin, “Foundations for Microwave Engineering”, *McGraw-Hill*, 2nd Edition, 1992.
- [3]. D. M. Pozar, “Microwave Engineering”, *J. Wiley & Sons*, 2nd Edition, 1998.
- [4]. P. L. D. Abrie, “Design of RF and microwave amplifiers and oscillators”, *Artech House*, 2000.
- [5]. Σ. Τσίτσος, “Μικροκυματικές Διατάξεις”, *Διδακτικές Σημειώσεις*, ΑΤΕΙ Σερρών, 2002.