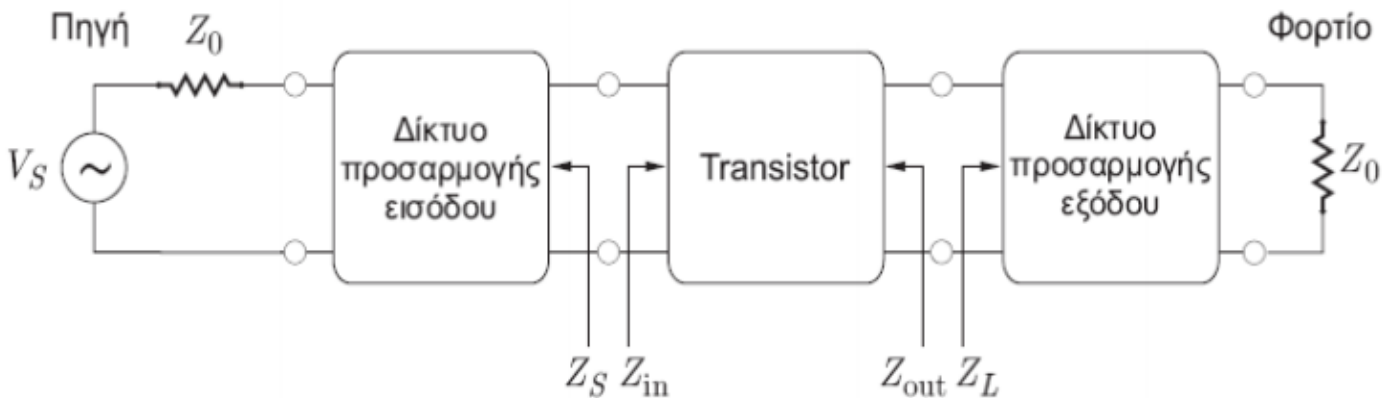


ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΓΙΑ ΜΕΓΙΣΤΟ ΚΕΡΔΟΣ



ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Καραγκούνης Δημήτριος ΑΕΜ: 2528

Κεχαγιάς Δημήτριος ΑΕΜ: 2555

Επιβλέπων: Δρ. Τσίτσος Π. Στυλιανός, Αναπληρωτής Καθηγητής

Σέρρες, Απρίλιος 2016

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΑ	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΘΕΩΡΙΑ ΓΡΑΜΜΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ.....	6
2.1 Εισαγωγή	6
2.2 Το Κατανεμημένο Μοντέλο Γραμμής Μεταφοράς.....	8
2.2.1 Διάδοση κύματος σε γραμμή μεταφοράς με απώλειες.....	10
2.2.2 Γραμμή χωρίς απώλειες.....	11
2.3 Ο Συντελεστής Ανάκλασης Γ	12
2.4 Προσαρμογή φορτίου.....	13
2.4.1 Στάσιμα κύματα – Συντελεστής VSWR.....	14
2.4.2 Σύνθετη αντίσταση εισόδου.....	16
2.4.3 Απώλεια παρεμβολής.....	17
2.5 Ο Χάρτης Smith.....	18
2.5.1 Περιγραφή του Χάρτη Smith	19
2.5.2 Χρησιμότητα του Χάρτη Smith	21
2.6 Τεχνικές Προσαρμογής – Ο Μετασχηματιστής $\lambda/4$	21
2.6.1 Ανάλυση με την έννοια της σύνθετης αντίστασης	22
2.6.2 Ανάλυση με τη μέθοδο των πολλαπλών ανακλάσεων.....	23
2.7 Άλλες Τεχνικές Προσαρμογής.....	25
2.7.1 Σύνθετη αντίσταση βραχυκυκλωμένης γραμμής.....	27
2.7.2 Σύνθετη αντίσταση ανοιχτοκυκλωμένης γραμμής	28
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ	30
3.1 Εισαγωγή	30
3.1.1 Οι Παράμετροι Σκέδασης S.....	31
3.2 Χαρακτηριστικά των Μικροκυματικών Τρανζίστορ.....	32
3.2.1 Μικροκυματικά Τρανζίστορ Επίδρασης Πεδίου (FET)	33
3.2.2 Μικροκυματικά Διπολικά Τρανζίστορ (BJT).....	36
3.3 Κέρδος και Ευστάθεια	38
3.3.1 Κέρδη ισχύος δίθυρου δικτύου	38
3.3.2 Ευστάθεια (Stability)	43
3.3.3 Σχεδιασμός για Μέγιστο Κέρδος (συζυγής προσαρμογή).....	48
3.4 Ενισχυτές Ισχύος.....	50
3.4.1 Χαρακτηριστικά των ενισχυτών ισχύος	51
3.4.2 Μη γραμμικά χαρακτηριστικά των τρανζίστορ.....	51
3.4.3 Σχεδιασμός ενισχυτή ισχύος τάξης A.....	52
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ , ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ	54
4.2 Καθορισμός των S-παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής.....	54
4.3 Εύρεση κατάλληλης συχνότητας ευστάθειας του ενισχυτή	58
4.3.1 Υπολογισμός των Γ_S και Γ_L για τη συχνότητα των 3 GHz και του γεωμετρικού τύπου των κύκλων ευστάθειας	61
4.4 Καθορισμός των κυκλωμάτων εισόδου και εξόδου του ενισχυτή για την	62
συχνότητα των 3 GHz.....	62
4.5 Προσομοίωση ενισχυτή με μικροταινιακές γραμμές.....	66
4.5.1 Βελτιστοποίηση της λειτουργίας του ενισχυτή	68
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ - ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ	73

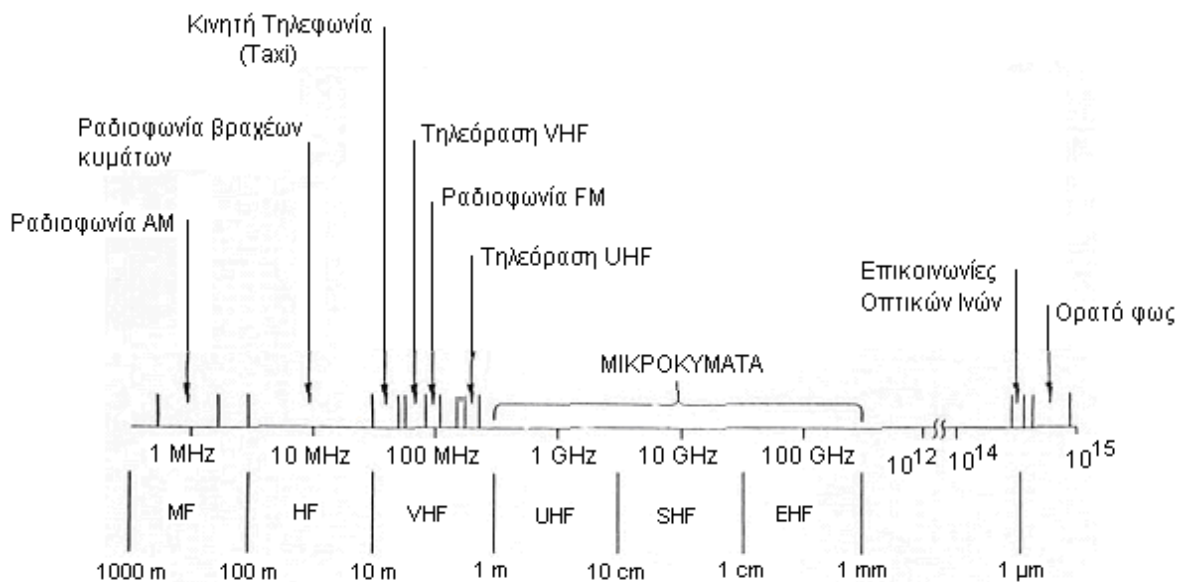
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (Α) : ΤΟ DATASHEET ΤΟΥ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ FHX04LG	75
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι.....	80
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ.....	81
Π.1 Μικροταινιακές γραμμές	81
Π.2 Μετατροπή διακριτών στοιχείων σε μικροταινιακές γραμμές.....	81
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ : ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ	85
ΠΙ.1 Τυχαία αναζήτηση (Random search).....	85
ΠΙ.1 Αναζήτηση κλίσης (Gradient search).....	85
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙV.....	86
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	92

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΑ

Η επιστήμη των Μικροκυμάτων ξεκίνησε με την ανάπτυξη του ραντάρ και επεκτάθηκε κατά τη διάρκεια του 2^{ου} Παγκοσμίου Πολέμου. Η ανακάλυψη των μικροκυματικών πηγών όπως το κλύστρον και το μάγνητρον άνοιξε τη συχνότητα των Γιγάκυκλων ($\text{GHz}=10^9\text{Hz}$) στους Μηχανικούς Τηλεπικοινωνιών. Η εμπορική χρησιμοποίηση των δορυφόρων έφερε επανάσταση στις Τηλεπικοινωνίες και οι μικροκυματικές ζεύξεις αντικατέστησαν πολλά χιλιόμετρα τηλεφωνικών καλωδίων.

Τα μικροκύματα ουσιαστικά είναι ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία σε συχνότητες από μερικές εκατοντάδες MHz μέχρι μερικές εκατοντάδες GHz. Για σύγκριση, το σήμα από έναν ραδιοσταθμό AM είναι περίπου 1 MHz και το σήμα από έναν σταθμό FM είναι περίπου 100 MHz. Στο **Σχήμα 1.1** φαίνεται το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα που χρησιμοποιείται από τον άνθρωπο για την υλοποίηση διάφορων εφαρμογών, οι οποίες επίσης αναγράφονται για περαιτέρω σύγκριση.

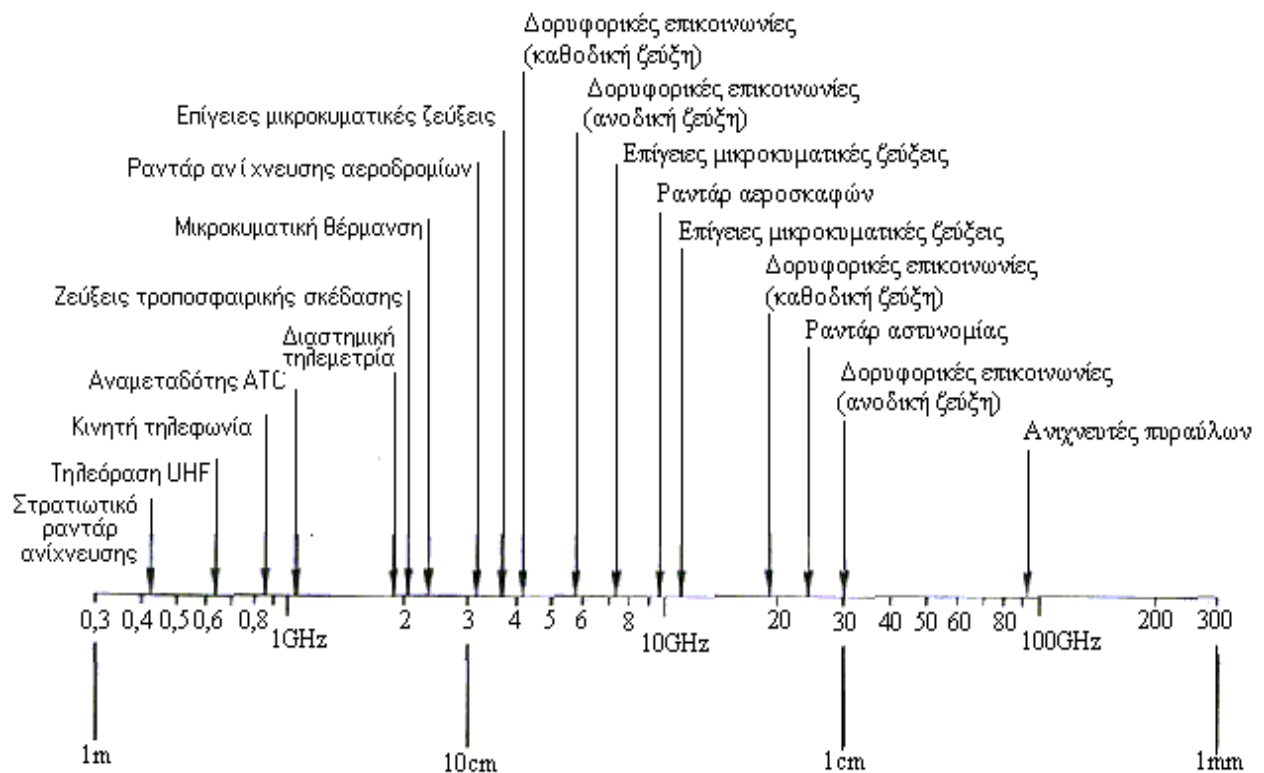


Σχήμα 1.1: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα από συχνότητες MHz έως 10^{15} Hz και εφαρμογές.

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό ενός μικροκυματικού σήματος είναι ότι μπορεί να διαδοθεί μέσα από την ιονόσφαιρα με ελάχιστες απώλειες. Όμως, οι υδρατμοί, η βροχή, το όζον και το οξυγόνο απορροφούν τα μικροκύματα σε ορισμένες συχνότητες. Η ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία σε συχνότητες της τάξεως δεκάδων MHz και κάτω, δεν μπορεί να εισχωρήσει στην ιονόσφαιρα αλλά ανακλάται πίσω. Τα μικροκύματα όμως, μπορούν να εισχωρήσουν στην ιονόσφαιρα υφιστάμενα κάποια περίθλαση. Έτσι οι διαστημικές επικοινωνίες χρησιμοποιούν μικροκύματα.

Ένα άλλο στοιχείο των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων υψηλών συχνοτήτων είναι ότι ως φέροντα κύματα μπορούν να συγκεντρώσουν περισσότερη πληροφορία μέσα στο εύρος ζώνης τους. Για παράδειγμα, η τυπική συχνότητα φέροντος ενός σήματος AM είναι $1 MHz$ και η πληροφορία της μουσικής και της φωνής (που ονομάζονται ακουστική πληροφορία) περιέχονται σε ένα εύρος ζώνης $40 kHz$, δηλαδή 4% του φέροντος. Αν χρησιμοποιηθεί ένα κύμα $10 GHz$ ως φέρον, τότε ένα εύρος ζώνης 1% θα είναι $100 MHz$, που σημαίνει ότι $100 MHz/40 KHz = 25000$ ξεχωριστές ομάδες ακουστικής πληροφορίας μπορούν θεωρητικά να διευθετηθούν.

Πέρα από τις τηλεπικοινωνίες, η επιστήμη των μικροκυμάτων έχει εφαρμογές και σε άλλους τομείς, όπως είναι η απομάκρυνση οργανικού θείου και άλλων πιθανών ρυπαντών από τον άνθρακα, η ανίχνευση των δινο-ρευμάτων σε ένα κομμάτι μετάλλου με ρωγμές, στην Ιατρική για τη καταπολέμηση του καρκίνου κλπ.. Στο **Σχήμα 1.2** δίνεται έμφαση στο μικροκυματικό φάσμα και αναφέρονται ενδεικτικά οι εφαρμογές που υλοποιούνται στα διάφορα εύρη συχνοτήτων.



Σχήμα 1.2: Το μικροκυματικό φάσμα από υπό-GHz συχνότητες μέχρι εκατοντάδες GHz εφαρμογές.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΘΕΩΡΙΑ ΓΡΑΜΜΩΝ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ

2.1 Εισαγωγή

Το μεγάλο πρόβλημα που προκύπτει στις συχνότητες των μικροκυμάτων είναι το μέγεθος του μήκους κύματος του σήματος.

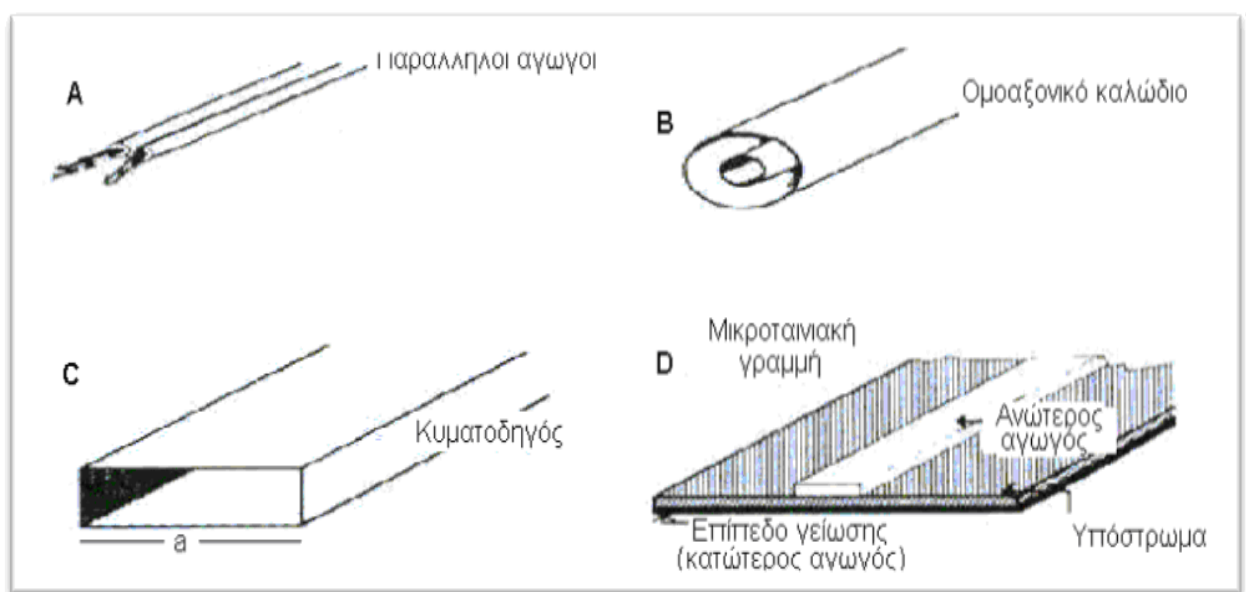
Τα μήκη κύματος των σημάτων χαμηλών και μεσαίων συχνοτήτων είναι πολύ μεγαλύτερα από τις φυσικές διαστάσεις των συσκευών. Για παράδειγμα, το μήκος κύματος μια γραμμής ηλεκτρικής ενέργειας στα 50 Hz είναι 6.000 χλμ. ενώ για ένα σήμα συχνότητας 1 MHz το μήκος κύματος είναι 300 μ.. Ο μεγάλος λόγος διαστάσεων μήκους κύματος προς συσκευή, έχει σαν αποτέλεσμα πολύ μικρές διαφορές φάσεως σε διαφορετικά σημεία. Αυτή η μικρή διαφορά φάσεως κάνει την ανάλυση και το σχεδιασμό κυκλωμάτων εύκολη υπόθεση, καθώς κάθε συσκευή επεξεργάζεται το «ίδιο» κομμάτι πληροφορίας εξαιτίας των πολύ μικρών διαφορών φάσεως στην εκπομπή και τη λήψη.

Ωστόσο, στις μικροκυματικές συχνότητες τα μήκη κύματος είναι συγκρίσιμα ή και μικρότερα από τις φυσικές διαστάσεις των συσκευών και των καλωδίων. Για παράδειγμα, ένα σήμα συχνότητας 10 GHz έχει μήκος κύματος 3 cm.. Όπως αντιλαμβάνεται κανείς, η γωνία φάσεως μεταξύ δύο γειτονικών σημείων μπορεί να είναι αρκετά μεγάλη. Το γεγονός αυτό δυσκολεύει την υλοποίηση κυκλωμάτων στις μικροκυματικές συχνότητες. Σε αντίθεση με τις χαμηλές συχνότητες όπου τα μήκη των καλωδίων δεν λαμβάνονται υπ' όψιν, τα μήκη των μικροκυματικών αγωγών παίζουν σημαντικό ρόλο στον καθορισμό της συνολικής συμπεριφοράς ενός μικροκυματικού κυκλώματος. Τα απλά καλώδια δεν είναι σε θέση να μεταφέρουν μικροκυματική ενέργεια αποτελεσματικά, διότι ακτινοβολούν μεγάλο μέρος της στον περιβάλλοντα χώρο. Συνεπώς απαιτούνται ειδικού τύπου αγωγοί, οι οποίοι ονομάζονται «**γραμμές μεταφοράς**».

Με τον όρο **γραμμή μεταφοράς** αναφερόμαστε στο μέσον που χρησιμοποιείται για τη σύνδεση και τη μεταφορά ισχύος από ένα σημείο σε ένα άλλο. Ιδιαίτερα όμως για τις υψηλές συχνότητες όπου οι φυσικές διαστάσεις των κυκλωμάτων είναι συγκρίσιμες με το μήκος κύματος και οι καθυστερήσεις διάδοσης των σημάτων παραπλήσιες με την περίοδό τους, οι γραμμές μεταφοράς επιτελούν επιπλέον έναν πιο σύνθετο ρόλο: στο μετασχηματισμό της φαινόμενης αντίστασης ενός κυκλώματος και ως εκ τούτου στην επίτευξη προσαρμογής μεταξύ των βαθμίδων, ούτως ώστε να επιτυγχάνεται μέγιστη μεταφορά ισχύος, σύμφωνα με το θεώρημα της συζυγούς προσαρμογής. Οι παραπάνω όροι επεξηγούνται και αναλύονται στις επόμενες ενότητες.

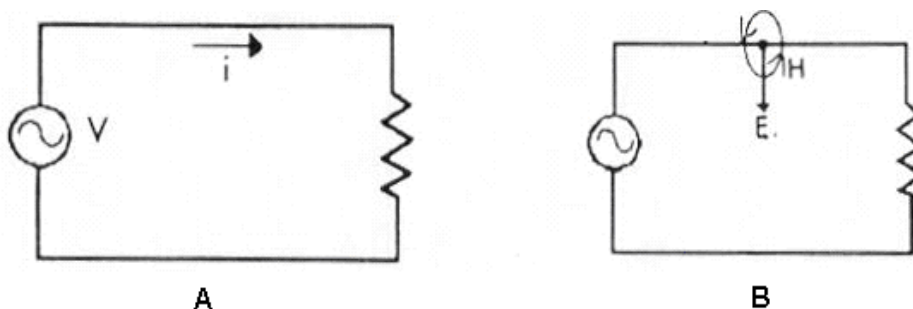
Στην πιο απλή της μορφή, μια γραμμή μεταφοράς είναι ένα ζευγάρι αγωγών που συνδέουν δύο ηλεκτρικά συστήματα, στοιχεία ή συσκευές. Με απλά λόγια, μία γραμμή μεταφοράς οδηγεί τα ηλεκτρονικά σήματα από τη πηγή στο φορτίο. Οι γραμμές μεταφοράς που χρησιμοποιούνται ευρέως φαίνονται στο **Σχήμα 2.1** ως εξής:

- A) **Γραμμή μεταφοράς δύο παράλληλων και απομονωμένων αγωγών**, όπως είναι η γραμμή δύο συρμάτων και πιο ειδικά η γραμμή συνεστραμμένου ζεύγους.
- B) **Ομοαξονικό καλώδιο**. Αποτελείται από έναν εξωτερικό σωληνωτό συρμάτινο πλέγμα (το οποίο περιβάλλεται από φύλλο αλουμινίου) και έναν εσωτερικό αγωγό (περιβαλλόμενο από μονωτικό στρώμα πλαστικού). Η όλη διάταξη καλύπτεται από εξωτερική πλαστική μόνωση. Ίσως ο πιο δημοφιλής και οικείος τύπος γραμμής μεταφοράς καθώς χρησιμοποιήθηκε κατά κόρον για τη μεταφορά του τηλεοπτικού σήματος (επίγειου ή δορυφορικού) στο δέκτη αλλά και σε ενισχυτές για τη μεταφορά ηχητικών σημάτων.
- C) **Κυματοδηγός**. Οι κυματοδηγοί είναι συνήθως μεταλλικοί σωλήνες με ορθογωνική, κυκλική ή ελλειψοειδή εγκάρσια διατομή. Οι κυματοδηγοί διαφέρουν από τα ομοαξονικά καλώδια (ή άλλες γραμμές μεταφοράς) καθώς ενώ μοιάζει με εξωτερικό περίβλημα ενός ομοαξονικού καλωδίου, δεν έχει κεντρικό αγωγό.
- D) **Μικροταινιακή γραμμή**. Αποτελείται από μια πολύ μικρού πάχους αγώγιμη ταινία (ανώτερος αγωγός) τοποθετημένη πάνω σε διηλεκτρική πλάκα, που αποκαλείται υπόστρωμα. Η κάτω πλευρά του υποστρώματος καλύπτεται ολόκληρη από αγωγό και γειώνεται. Αποτελεί την πλέον εύχρηση και σύμφορη από πολλές πλευρές (απώλειες, εύρος ζώνης, κόστος και ευκολία κατασκευής) γραμμή μεταφοράς για μικροκυματικά κυκλώματα.



Εικόνα 2.1: Τέσσερις κοινές γραμμές μεταφοράς: A) Παράλληλα καλώδια, (B) Ομοαξονικό καλώδιο, (C) Ορθογωνικός κυματοδηγός και (D) Μικροταινιακή γραμμή.

Οι γραμμές μεταφοράς, μπορούν συνήθως να αναλυθούν από τη γνώση των χαρακτηριστικών της τάσεως, του ρεύματος και της αντιστάσεώς τους. Ας θεωρήσουμε τη σύνδεση όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.1 A**, όπου το μέτωπο της τάσεως και του ρεύματος ταξιδεύουν κατά το μήκος του προς τα εμπρός αγωγού και του αγωγού επιστροφής. Επειδή οι τάσεις είναι απευθείας ανάλογες με τα ηλεκτρικά πεδία και τα ρεύματα σχετίζονται άμεσα με τα μαγνητικά πεδία, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το **Σχήμα 2.1 B**, είναι το εναλλακτικό ισοδύναμο του πρώτου. Το πεδίο πρέπει να ακολουθεί το φυσικό περίγραμμα των γραμμών μεταφοράς. Στην ουσία οι δύο αγωγοί «οδηγούν» τη διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου από τη πηγή στο φορτίο. Μερικά από τα πεδία ακτινοβολούνται μακριά.



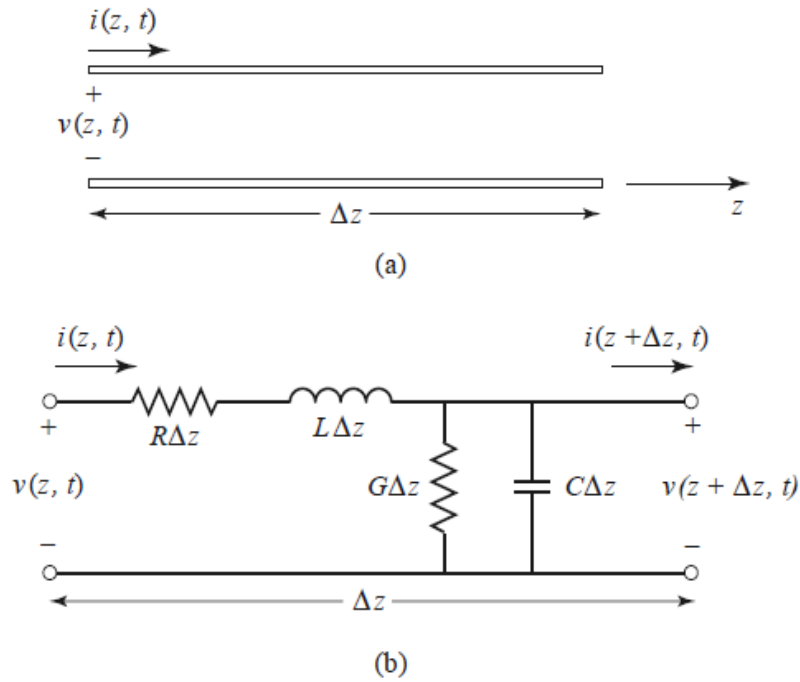
Σχήμα 2.1: Ένα απλό ηλεκτρικό κύκλωμα μπορεί να εκφραστεί (A) με τάση V και ρεύμα i ή (B) με ηλεκτρικό πεδίο E και μαγνητικό πεδίο H .

2.2 Το Κατανεμημένο Μοντέλο Γραμμής Μεταφοράς

Η κύρια διαφορά μεταξύ της θεωρίας κυκλωμάτων και της θεωρίας γραμμών μεταφοράς, είναι το ηλεκτρικό μήκος των γραμμών, το οποίο πλέον όχι μόνο λαμβάνεται υπ' όψιν αλλά παίζει και σημαντικό ρόλο στη σχεδίαση. Το μέγεθος των γραμμών μεταφοράς μπορεί να είναι ποσοστό του μήκους κύματος ή πολλά μήκη κύματος.

Έτσι, μια γραμμή μεταφοράς είναι ένα **κύκλωμα κατανεμημένων παραμέτρων**, όπου, κατά μήκος της, οι τάσεις και τα ρεύματα μπορούν να μεταβάλλονται κατά μέτρο και φάση. Όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.2**, μια γραμμή μεταφοράς συχνά παριστάνεται σχηματικά σαν γραμμή δύο παράλληλων συρμάτων, επειδή οι γραμμές μεταφοράς έχουν το λιγότερο δύο αγωγούς. Το μικρό τμήμα γραμμής μήκους Δz στην **Σχήμα 2.2a**, μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν ένα κύκλωμα διακριτών (lumped) στοιχείων (αντιστάσεων, πυκνωτών, πηνίων) όπως φαίνεται στην **Σχήμα 2.2b**, όπου τα R , L , G και C είναι μεγέθη ανά μονάδα μήκους, που ορίζονται ως εξής:

- R = αντίσταση σε σειρά ανά μονάδα μήκους, σε Ω/m .
- L = αυτεπαγωγή σε σειρά ανά μονάδα μήκους, σε H/m .
- G = παράλληλη αγωγιμότητα ανά μονάδα μήκους, σε S/m .
- C = παράλληλη χωρητικότητα ανά μονάδα μήκους, σε F/m .



Σχήμα 2.2: Ορισμοί τάσης και ρεύματος και ισοδύναμο κύκλωμα για ένα στοιχειώδες μήκος γραμμής μεταφοράς. (α) Ορισμοί ρεύματος και τάσης. (β) Ισοδύναμο κύκλωμα διακριτών στοιχείων.

Η επαγωγή σε σειρά L , αντιπροσωπεύει την ολική επαγωγή των δύο αγωγών και η παράλληλη χωρητικότητα C οφείλεται στην κοντινή απόσταση μεταξύ των δύο αγωγών. Η αντίσταση σε σειρά R οφείλεται στην πεπερασμένη αγωγιμότητα των αγωγών, και η παράλληλη αγωγιμότητα G οφείλεται στις διηλεκτρικές απώλειες στο υλικό μεταξύ των αγωγών. Συνεπώς τα R και G αντιπροσωπεύουν απώλειες. Ένα πεπερασμένο μήκος γραμμής μεταφοράς μπορεί να θεωρηθεί ως πολλά τμήματα της μορφής του σχ. 2.2b, συνδεδεμένα σε σειρά.

Αν στο κύκλωμα του σχ. 2.2b εφαρμοστεί ο νόμος του Kirchhoff για την τάση, προκύπτει:

$$u(z, t) - R \times \Delta z \times i(z, t) - L\Delta \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - u(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.1 \alpha)$$

ενώ ο νόμος του Kirchhoff για το ρεύμα δίνει:

$$i(z, t) - G \times \Delta z \times u(z + \Delta z, t) - G \times \Delta z \frac{\partial u(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (2.2 \beta)$$

Διαιρώντας τις δύο παραπάνω εξισώσεις δια Δz και παίρνοντας το όριο καθώς $\Delta z \rightarrow 0$, προκύπτουν οι εξής διαφορικές εξισώσεις:

- $\frac{\partial u(z, t)}{\partial z} = -R \times i(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.2 \alpha)$

- $\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G \times u(z, t) - C \frac{\partial u(z, t)}{\partial t} \quad (2.2 \beta)$

Οι εξισώσεις αυτές λέγονται και *τηλεγραφικές εξισώσεις*, διότι περιγράφουν τη γραμμή μεταφοράς στο πεδίο του χρόνου.

Υπό συνθήκες σταθερής ημιτονικής κατάστασης, με πεδία μεταβαλλόμενα συνημιτονικά ως προς τον χρόνο, απλοποιούνται ως εξής:

$$\bullet \frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L) \times I(z) \quad (2.3 \alpha)$$

$$\bullet \frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C) \times V(z) \quad (2.3 \beta)$$

2.2.1 Διάδοση κύματος σε γραμμή μεταφοράς με απώλειες

Λύνοντας ταυτοχρόνως τις εξισώσεις (2.3), προκύπτουν οι παρακάτω κυματικές εξισώσεις για τα $V(z)$ και $I(z)$:

$$\bullet \frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (2.4 \alpha)$$

$$\bullet \frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad (2.4 \beta)$$

$$\text{όπου } \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2.5)$$

είναι η μιγαδική σταθερά διάδοσης και είναι συνάρτηση της συχνότητας. Οι λύσεις οδεύοντος κύματος των εξισώσεων (2.4) που προκύπτουν, είναι της μορφής:

$$\bullet V(z) = V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z} \quad (2.6 \alpha)$$

$$\bullet I(z) = I_o^+ e^{-\gamma z} + I_o^- e^{\gamma z} \quad (2.6 \beta)$$

όπου ο όρος $e^{-\gamma z}$ αντιπροσωπεύει διάδοση κύματος στη διεύθυνση $+z$ και ο όρος $e^{\gamma z}$ διάδοση στη διεύθυνση $-z$. Αντικαθιστώντας στην (2.6α) την τάση από την (2.6β), προκύπτει η παρακάτω σχέση για το ρεύμα της γραμμής:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_o^+ e^{-\gamma z} + V_o^- e^{\gamma z}] \quad (2.7)$$

Παρατηρούμε ότι σύγκριση με την (2.6β) μας επιτρέπει να ορίσουμε το παρακάτω μέγεθος Z_o ,

$$Z_o = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.8)$$

γνωστό και ως **χαρακτηριστική αντίσταση** της γραμμής μεταφοράς, η οποία συνδέει τη τάση με το ρεύμα της γραμμής μέσω της σχέσης:

$$\frac{V_o^+}{I_o^+} = Z_o = \frac{-V_o^-}{I_o^-} \quad (2.9)$$

Έτσι η (2.6 β) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_o^-}{Z_0} e^{\gamma z} \quad (2.10)$$

Επιστρέφοντας στο πεδίο του χρόνου, οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος γράφονται αντίστοιχα:

$$\bullet \quad u(z,t) = |V_o^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_o^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (2.11)$$

$$\bullet \quad i(z,t) = \frac{|I_o^+|}{Z_0} \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} - \frac{|I_o^-|}{Z_0} \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (2.12)$$

όπου ϕ^\pm είναι η γωνία φάσης της μιγαδικής τάσης V_o^\pm . Οι εξισώσεις αυτές είναι γνωστές και ως **εξισώσεις οδεύοντος κύματος**. Επίσης, το μήκος κύματος λ και η φασική ταχύτητα v_μ δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.13)$$

$$v_\mu = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2.14)$$

2.2.2 Γραμμή χωρίς απώλειες

Η παραπάνω λύση ισχύει για μια γενική γραμμή μεταφοράς με απώλειες. Όπως φάνηκε, η σταθερά διάδοσης και η χαρακτηριστική αντίσταση είναι μιγαδικά μεγέθη. Σε πολλές πρακτικές περιπτώσεις ωστόσο, η απώλεια της γραμμής είναι πολύ μικρή και μπορεί να αγνοηθεί, οπότε τα παραπάνω αποτελέσματα απλοποιούνται. Έτσι θέτοντας στην (2.5) όπου $R=G=0$, προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC}$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.14)$$

$$\alpha = 0 \quad (2.15)$$

Όπως ήταν αναμενόμενο για μια γραμμή χωρίς απώλειες, η σταθερά εξασθένισης α , είναι μηδέν. Η εξίσωση (2.8) που δίνει την χαρακτηριστική αντίσταση, απλοποιείται και γίνεται:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.16)$$

που είναι ένας πραγματικός αριθμός. Οι εξισώσεις οδεύοντος κύματος σε μια γραμμή χωρίς απώλειες δίνονται από τις σχέσεις:

$$\bullet \quad V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z} \quad (2.17 \alpha)$$

$$\bullet \quad I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_o^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.18 \beta)$$

Τέλος, το μήκος κύματος λ και η φασική ταχύτητα v_μ ορίζονται αντίστοιχα ως εξής:

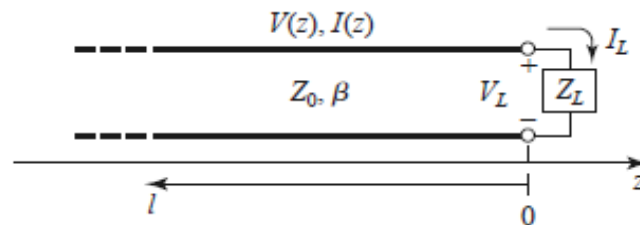
$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (2.19)$$

$$v_\mu = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.20)$$

2.3 Ο Συντελεστής Ανάκλασης Γ

Στη παράγραφο αυτή θα εξεταστεί μια βασική ιδιότητα των κατανεμημένων συστημάτων: η ανάκλαση κύματος σε μια γραμμή μεταφοράς. Οι ανακλάσεις μέσα σε μια γραμμή μεταφοράς σημαίνουν ότι έχουμε ανεπαρκή μεταφορά ισχύος (και πληροφορίας) από τη πηγή στο φορτίο. Η ανάκλαση προκαλεί επίσης και παραμόρφωση της πληροφορίας.

Στο **Σχήμα 2.3** φαίνεται μια γραμμή μεταφοράς χωρίς απώλειες, χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 και μήκους l , που τερματίζεται με φορτίο αντίστασης Z_L .



Σχήμα 2.3: Γραμμή μεταφοράς τερματισμένη σε μια σύνθετη αντίσταση φορτίου Z_L .

Έστω ότι ένα προσπίπτον κύμα της μορφής $V_o^+ e^{-j\beta z}$ παράγεται από μια πηγή στην περιοχή $z < 0$. Σε προηγούμενη ενότητα προσδιορίστηκε ότι ο λόγος της τάσης προς το ρεύμα για ένα τέτοιο οδεύον κύμα, είναι η χαρακτηριστική αντίσταση. Όταν όμως η γραμμή τερματίζεται σε ένα τυχαίο φορτίο ($Z_L \neq Z_0$), δημιουργείται ένα **ανακλώμενο κύμα** ορισμένου πλάτους. Η ολική τάση και το ολικό ρεύμα τότε στη γραμμή μπορεί να γραφεί ως άθροισμα προσπίπτοντος και ανακλώμενου κύματος:

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + V_o^- e^{j\beta z} \quad (2.21 \alpha)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_o^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.21 \beta)$$

Η ολική τάση στο φορτίο (δηλαδή, στο σημείο $z = 0$) συνδέεται με το ολικό ρεύμα, μέσω της σύνθετης αντίστασης φορτίου, επομένως θα πρέπει να ισχύει:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_o^+ + V_o^-}{V_o^+ - V_o^-} Z_0$$

Αν η σχέση αυτή επιλυθεί ως προς V_o^- , προκύπτει:

$$V_o^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_o^+$$

Διαιρώντας κατά μέλη με V_o^+ , καταλήγουμε σε μια ορισμένη ποσότητα $\frac{V_o^-}{V_o^+}$. Η ποσότητα αυτή ορίζεται ως ο λόγος του προσπίπτοντος προς το ανακλώμενο κύμα και ονομάζεται **συντελεστής ανάκλασης της τάσεως, Γ** :

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.22)$$

Τα ολικά κύματα τάσεως και ρεύματος στη γραμμή, θα είναι:

$$V(z) = V_o^+ e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z} \quad (2.23 \alpha)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \Gamma \frac{V_o^+}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.23 \beta)$$

Σε μια γενικότερη θεώρηση, ο **συντελεστής ανάκλασης Γ** μπορεί να οριστεί όχι μόνο πάνω στο φορτίο ($z = 0$) αλλά και σε οποιοδήποτε σημείο ℓ πάνω στη γραμμή. Θέτοντας $z = -\ell$ στην εξίσωση (2.21α), ο λόγος της ανακλώμενης προς τη προσπίπτουσα συνιστώσα θα είναι:

$$\Gamma(\ell) = \frac{V_o^- e^{-j\beta\ell}}{V_o^+ e^{j\beta\ell}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta\ell} \quad (2.24)$$

όπου $\Gamma(0)$ είναι ο συντελεστής ανάκλασης στο σημείο $z = 0$ (δηλαδή στο φορτίο) και υπολογίζεται από τη σχέση (2.22).

2.4 Προσαρμογή φορτίου

Όταν η σύνθετη αντίσταση του φορτίου είναι ίση με τη χαρακτηριστική (πραγματική) αντίσταση της γραμμής μεταφοράς ($Z_L=Z_0$) τότε δεν παρατηρείται ανακλώμενο κύμα, και ως εκ τούτου $\Gamma=0$. Έτσι έχουμε πλήρη διάδοση του κύματος στο φορτίο. Ένα τέτοιο φορτίο ονομάζεται **προσαρμοσμένο** (στη γραμμή), επειδή δεν ανακλά το προσπίπτον κύμα.

Ας θεωρηθεί τώρα, η μέση τιμή (στο πεδίο του χρόνου) της ροής ισχύος στη γραμμή, στο σημείο z . Θα έχουμε:

$$P_{av} = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left\{ V(z) I(z)^* \right\} = \frac{1}{2} \frac{|V_o^+|^2}{Z_0} \operatorname{Re} \left\{ -\Gamma^* e^{-2j\beta z} - |\Gamma|^2 \right\}$$

Οι δύο όροι στις αγκύλες, είναι της μορφής $A - A^* = 2j \operatorname{Im}(A)$, είναι δηλαδή καθαρά μιγαδικοί αριθμοί, οπότε η τελευταία σχέση απλοποιείται στη μορφή:

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_o^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2) \quad (2.25)$$

Η σχέση αυτή δείχνει ότι η μέση ροή ισχύος είναι σταθερή σε κάθε σημείο της γραμμής, και ότι η ολική ισχύς που παρέχεται στο φορτίο (P_{av}) είναι ίση με τη προσπίπτουσα ισχύ ($|V_o^+|^2 / 2Z_0$) μείον την ανακλώμενη $(|V_o^-|^2 |\Gamma|^2 / 2Z_0)$. Αυτό σημαίνει ότι, αν $\Gamma = 0$ τότε στο φορτίο παρέχεται η μέγιστη ισχύς, ενώ αν $|\Gamma| = 1$ τότε δεν παρέχεται καθόλου ισχύς.

Η παραπάνω συζήτηση υποθέτει ότι η γεννήτρια είναι επίσης προσαρμοσμένη, δηλαδή δεν συμβαίνει εκ νέου ανάκλαση του ανακλώμενου κύματος για $z < 0$.

Όταν το φορτίο δεν είναι προσαρμοσμένο, τότε δεν παρέχεται στο φορτίο ολόκληρη η διαθέσιμη ισχύς από τη γεννήτρια. Η «απώλεια» αυτή ονομάζεται **απώλεια επιστροφής** (Return Loss, RL), μετράται σε dB και ορίζεται ως εξής.

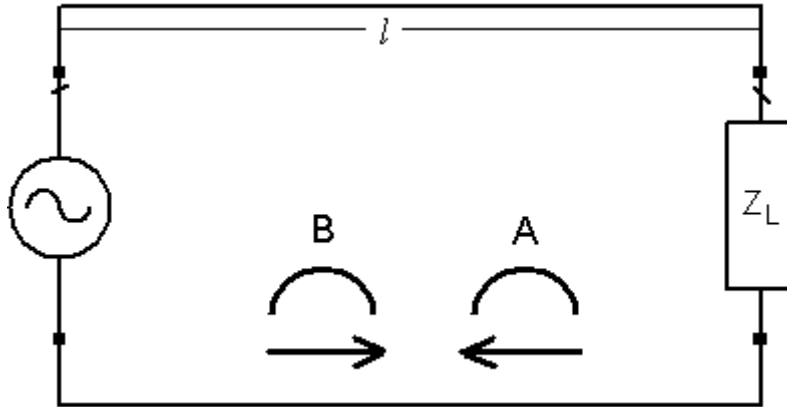
$$RL = -20 \log |\Gamma| \text{ dB} \quad (2.26)$$

Συνεπώς, ένα προσαρμοσμένο φορτίο ($\Gamma = 0$) έχει άπειρη απώλεια επιστροφής (καθόλου ανακλώμενη ισχύς) και το μέτρο της τάσης στη γραμμή είναι $|V(z)| = |V_o^+|$, που είναι μια σταθερά. Μια τέτοια γραμμή ονομάζεται ορισμένες φορές και ως *επίπεδη* (flat). Αντιθέτως, μία ολική ανάκλαση ($|\Gamma| = 1$) δίνει απώλεια επιστροφής 0 dB, δηλαδή ανακλάται το 100% της προσπίπτουσας ισχύς.

2.4.1 Στάσιμα κύματα – Συντελεστής VSWR

Ας θεωρήσουμε και πάλι, μια γενική περίπτωση στην οποία η αντίσταση της γραμμής δεν είναι ίδια με αυτή του φορτίου ($Z_0 \neq Z_L$). Το μέτωπο του κύματος χτυπά το φορτίο Z_L με αποτέλεσμα ένα μέρος της ενέργειας να απορροφάται, ενώ η υπόλοιπη ανακλάται. Το ανακλώμενο κύμα ταξιδεύει προς τα πίσω και συναντά ένα νέο μέτωπο κύματος B (το οποίο δημιουργήθηκε λίγο χρόνο μετά το A) όπως φαίνεται και στο **Σχήμα 2.4**. Το προς τα εμπρός (προσπίπτον) και το ανακλώμενο κύμα μπορούν να συνυπάρχουν και αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Τότε λέμε ότι δημιουργείται ένα **στάσιμο κύμα**. Από τις εξισώσεις (2.23) φαίνεται ότι η τάση και το ρεύμα πάνω στη γραμμή, προκύπτουν από την υπέρθεση ενός προσπίπτοντος και ενός ανακλώμενου κύματος.

Το ανακλώμενο κύμα απουσιάζει μόνο όταν $\Gamma = 0$, που συμβαίνει όταν η σύνθετη αντίσταση φορτίου είναι ίση με τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς ($Z_L = Z_0$), δηλαδή όταν υπάρχει προσαρμογή.



Σχήμα 2.4: Δημιουργία στάσιμου κύματος

Έτσι, από την (2.23 α), προκύπτει:

$$|V(z)| = |V_o^+| |1 + \Gamma e^{2j\beta z}| = |V_o^+| |1 + \Gamma e^{-2j\beta \ell}| = |V_o^+| |1 + |\Gamma| e^{j(\theta - 2\beta \ell)}| \quad (2.27)$$

όπου $\ell = -z$ είναι η θετική απόσταση μετρούμενη από το φορτίο ($z = 0$) και θ η γωνία φάσης του συντελεστή ανάκλασης ($\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$). Η σχέση αυτή δείχνει ότι το μέτρο της τάσης ταλαντεύεται με τη θέση z , κατά μήκος της γραμμής. Η μέγιστη τιμή (όταν για τον φασικό όρο ισχύει $e^{j(\theta - 2\beta \ell)} = 1$) δίνεται από τη σχέση:

$$V_{\max} = |V_o^+| (1 + |\Gamma|) \quad (2.28)$$

Η ελάχιστη τιμή σημειώνεται όταν ο φασικός όρος γίνεται $e^{j(\theta - 2\beta \ell)} = -1$, και τότε θα ισχύει:

$$V_{\min} = |V_o^+| (1 - |\Gamma|) \quad (2.29)$$

Καθώς το $|\Gamma|$ αυξάνεται, παρατηρείται ότι το πηλίκο του V_{\max} προς το V_{\min} αυξάνει επίσης. Ο λόγος αυτός ονομάζεται **λόγος στάσιμου κύματος** και επειδή η τάση είναι γενικά η πιο σημαντική παράμετρος που μετρείται, τον αποκαλούμε **λόγο στάσιμου κύματος της τάσεως (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR)**. Οπότε:

$$VSWR = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.30)$$

Η ποσότητα αυτή χρησιμοποιείται συχνότατα, καθώς αποτελεί κύριο παράγοντα που καταδεικνύει το ποσοστό ανακλάσεως της ισχύος σε μια γραμμή μεταφοράς και επομένως, εκφράζει το μέτρο της προσαρμογής μιας γραμμής στο φορτίο.

Όπως φαίνεται και από τη σχέση (2.30) ο VSWR είναι ένας πραγματικός αριθμός, δηλαδή μεγαλύτερος ή ίσος με τη μονάδα. Στην ιδανική περίπτωση, $VSWR = 1$ και $\Gamma = 0$, οπότε δεν υπάρχει ανάκλαση ισχύος και όλη η διαθέσιμη ισχύς αποδίδεται στο φορτίο, άρα επιτυγχάνεται προσαρμογή. Στη περίπτωση που $|\Gamma_0| = 1$, τότε $VSWR = \infty$ και όλη η προσπίπτουσα ισχύς ανακλάται.

Από την (2.27) προκύπτει επίσης ότι η απόσταση ανάμεσα σε δύο διαδοχικά μέγιστα (ή ελάχιστα) της τάσης είναι $\ell = 2\pi/2\beta = \pi\lambda/2\pi = \lambda/2$, ενώ η απόσταση ανάμεσα σε ένα μέγιστο και ένα ελάχιστο είναι $\ell = \pi/2\beta = \lambda/4$, όπου λ είναι το μήκος κύματος στη γραμμή μεταφοράς.

Σε πρακτικές εφαρμογές, σχεδόν πάντα είναι αδύνατον να επιτευχθεί $Z_L = Z_0$, ή ισοδύναμα $VSWR = 1$. Συνήθως τίθενται κάποια όρια ανοχής του VSWR σε συγκεκριμένο εύρος ζώνης και πάντα ανάλογα με την εφαρμογή. Έτσι γίνονται δεκτές τιμές του VSWR πχ. 1.01 ή 1.1 .

2.4.2 Σύνθετη αντίσταση εισόδου

Όπως είδαμε παραπάνω, ο συντελεστής ανακλάσεως Γ μπορεί να προσδιορισθεί για οποιοδήποτε σημείο ℓ πάνω στη γραμμή, σύμφωνα με την εξίσωση (2.24). Η σχέση αυτή είναι χρήσιμη για την εκτίμηση της προσαρμογής του φορτίου, κατά μήκος της γραμμής. Έχει ήδη φανεί ότι η πραγματική ροή ισχύος στη γραμμή είναι μια σταθερά, ενώ το πλάτος της τάσης, για μια μη-προσαρμοσμένη γραμμή, ταλαντώνεται με τη θέση κατά μήκος της γραμμής. Καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η σύνθετη αντίσταση που «φαίνεται» μέσα στη γραμμή, πρέπει επίσης να μεταβάλλεται με τη θέση.

Έτσι, λέμε ότι η **σύνθετη αντίσταση εισόδου** που φαίνεται κοιτάζοντας προς το φορτίο (ή αλλιώς **φαινόμενη αντίσταση**), θα είναι:

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = \frac{V_0^+ \left[e^{j\beta\ell} + \Gamma e^{-j\beta\ell} \right]}{V_0^+ \left[e^{j\beta\ell} - \Gamma e^{-j\beta\ell} \right]} Z_0 = \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta\ell}} Z_0 \quad (2.31)$$

όπου, για τα $V(z)$ και $I(z)$ χρησιμοποιήθηκαν οι σχέσεις (2.23 α,β). Μία ακόμη πιο χρήσιμη μορφή προκύπτει αν εισαχθεί στην παραπάνω σχέση, η (2.22), οπότε θα έχουμε:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{j\beta\ell} + (Z_L - Z_0)e^{-j\beta\ell}}{(Z_L + Z_0)e^{j\beta\ell} - (Z_L - Z_0)e^{-j\beta\ell}} = Z_0 \frac{Z_L \cos \beta\ell + jZ_0 \sin \beta\ell}{Z_0 \cos \beta\ell + jZ_L \sin \beta\ell} \Leftrightarrow$$

$$\boxed{Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta\ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta\ell}} \quad (2.32)$$

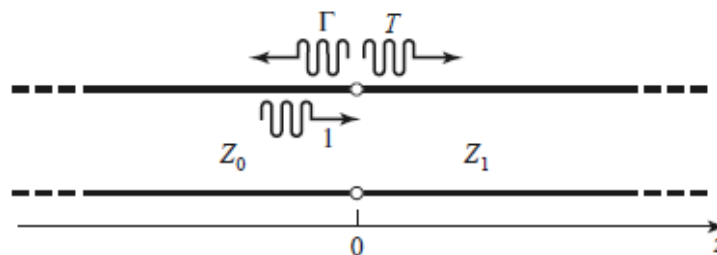
Η σχέση αυτή είναι σημαντική, γιατί δίνει την αντίσταση εισόδου γραμμής μεταφοράς ορισμένου μήκους με τυχαία αντίσταση φορτίου, γι' αυτό και θα αναφέρεται ως **εξίσωση της σύνθετης αντίστασης γραμμής μεταφοράς**.

2.4.3 Απώλεια παρεμβολής

Έστω μια γραμμή μεταφοράς, χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 , που τροφοδοτεί μια άλλη γραμμή διαφορετικής χαρακτηριστικής αντίστασης Z_1 , όπως δείχνει το **Σχ. 2.9**. Αν η γραμμή αντίστασης Z_1 είναι άπειρου μήκους ή αν τερματίζεται στη δική της χαρακτηριστική αντίσταση (οπότε δεν υπάρχουν ανακλάσεις από το άκρο της), τότε η γραμμή τροφοδοσίας «βλέπει» σαν σύνθετη αντίσταση εισόδου την Z_1 , άρα ο συντελεστής ανάκλασης Γ είναι:

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

Το προσπίπτον κύμα δεν ανακλάται ολοκληρωτικά. Ένα μέρος του μεταδίδεται στη δεύτερη γραμμή με πλάτος τάσης που δίνεται από τον συντελεστή μετάδοσης T .



Σχήμα 2.5: Ανάκλαση και μετάδοση στο σημείο σύνδεσης δύο γραμμών μεταφοράς με διαφορετικές χαρακτηριστικές αντιστάσεις.

Από την (2.23 α), η τάση για $z < 0$ είναι:

$$V(z) = V_o^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z})$$

όπου V_o^+ είναι το πλάτος της τάσης του προσπίπτοντος κύματος στη γραμμή τροφοδοσίας. Το κύμα τάσης για $z > 0$, όταν δεν υπάρχουν ανακλάσεις, οδεύει μόνο προς τα έξω και μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$V(z) = V_o^+ T e^{-j\beta z}, \text{ για } z > 0$$

Εξισώνοντας αυτές τις δύο τάσεις στο $z = 0$, προκύπτει ο συντελεστής μετάδοσης T :

$$T = 1 + \Gamma = 1 + \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0}$$

Ο συντελεστής μετάδοσης μεταξύ δύο σημείων κυκλώματος αποκαλείται συνηθέστερα ως **απώλεια παρεμβολής (Insertion Loss, IL)**. Αποτελεί χρήσιμη ποσότητα και συχνά εκφράζεται σε dB από τη σχέση:

$$IL = -20 \log |T| \text{ dB}$$

2.5 Ο Χάρτης Smith

Όπως είδαμε, η ακριβής σχέση μεταξύ του συντελεστή ανακλάσεως και της αντίστασης φορτίου Z_L ενός στοιχείου που συνδέεται σε μία γραμμή μεταφοράς, δίνεται από τη σχέση:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

Η παραπάνω σχέση είναι αρκετά στους υπολογισμούς, επειδή περιλαμβάνει τη σύνθετη αντίσταση και το συντελεστή ανακλάσεως που είναι μιγαδικοί αριθμοί. Το 1939 όμως, ο Philip Smith παρουσίασε ένα διάγραμμα που απλουστεύει τους υπολογισμούς γραμμών μεταφοράς. Το διάγραμμα αυτό είναι γνωστό ως «**Χάρτης Smith**» και χρησιμοποιείται μέχρι σήμερα, ενώ αποτελεί επίσης βασικό εργαλείο υπολογισμών σε σύγχρονα λογισμικά πακέτα CAD για μικροκυματικά συστήματα.

Ο χάρτης Smith είναι στην πραγματικότητα ένα πολικό διάγραμμα του συντελεστή ανακλάσεως, πάνω στο οποίο χαράσσονται γραμμές της σύνθετης αντίστασης. Έτσι, ένα σημείο πάνω στο χάρτη, εκφράζει την ακριβή σχέση ανάμεσα σε αυτές τις δυο ποσότητες.

Πιο συγκεκριμένα, ο **συντελεστής ανακλάσεως** εκφράζεται σε πολικές συντεταγμένες, δηλαδή με τη μορφή:

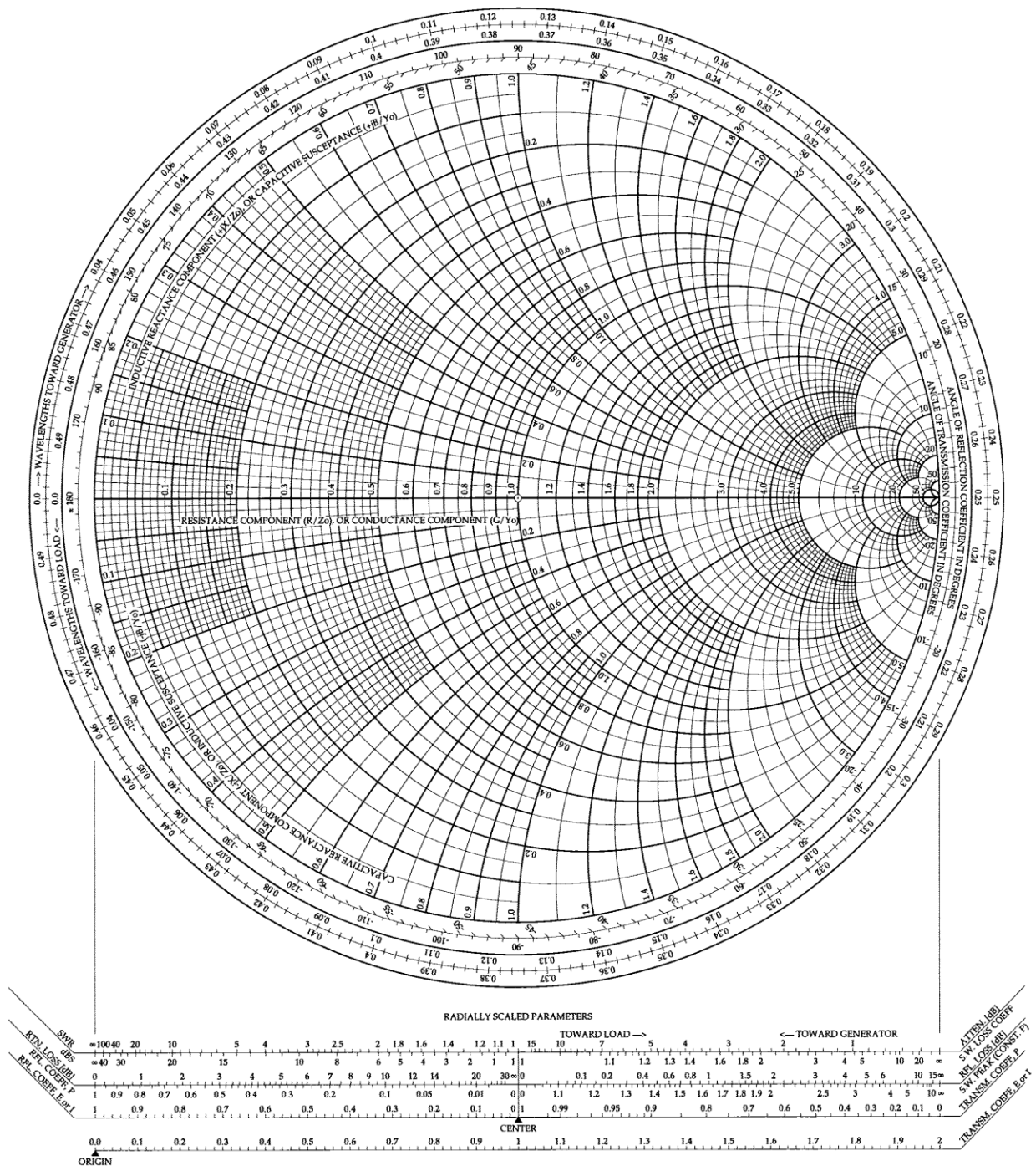
$$\Gamma = \rho \angle \theta$$

όπου ρ το πλάτος του συντελεστή ανακλάσεως και θ η γωνία φάσεως του συντελεστή. Έτσι για παράδειγμα ένας συντελεστής $\Gamma = 0,35 \angle 60^\circ$, σημαίνει ότι το ανακλώμενο κύμα τάσεως έχει πλάτος το οποίο είναι το 35% του προσπίπτοντος κύματος (αφού μέγιστο $\Gamma = 1$, άρα 100% ανάκλαση) και η φάση του ανακλώμενου κύματος προηγείται του προσπίπτοντος κατά 60 μοίρες.

Η **σύνθετη αντίσταση** εκφράζεται ως το άθροισμα μιας ωμικής αντίστασης (R) και μιας επαγωγικής (jX) ή χωρητικής ($-jX$) αντίστασης:

$$Z = R + jX$$

Ωστόσο σε πολλές εφαρμογές, και ειδικά όταν μελετάμε παράλληλα κυκλώματα, είναι πιο χρήσιμη η **σύνθετη αγωγιμότητα** Y της γραμμής η οποία ορίζεται ως το αντίστροφο της αντίστασης, δηλαδή $Y = 1/Z$. Μία χρήσιμη ιδιότητα του χάρτη Smith είναι ότι η αγωγιμότητα υπολογίζεται εύκολα αν περιστρέψουμε το σημείο που παριστάνει την Z κατά 180° γύρω από το κέντρο του χάρτη.



Σχήμα 2.6: Ο Χάρτης Smith.

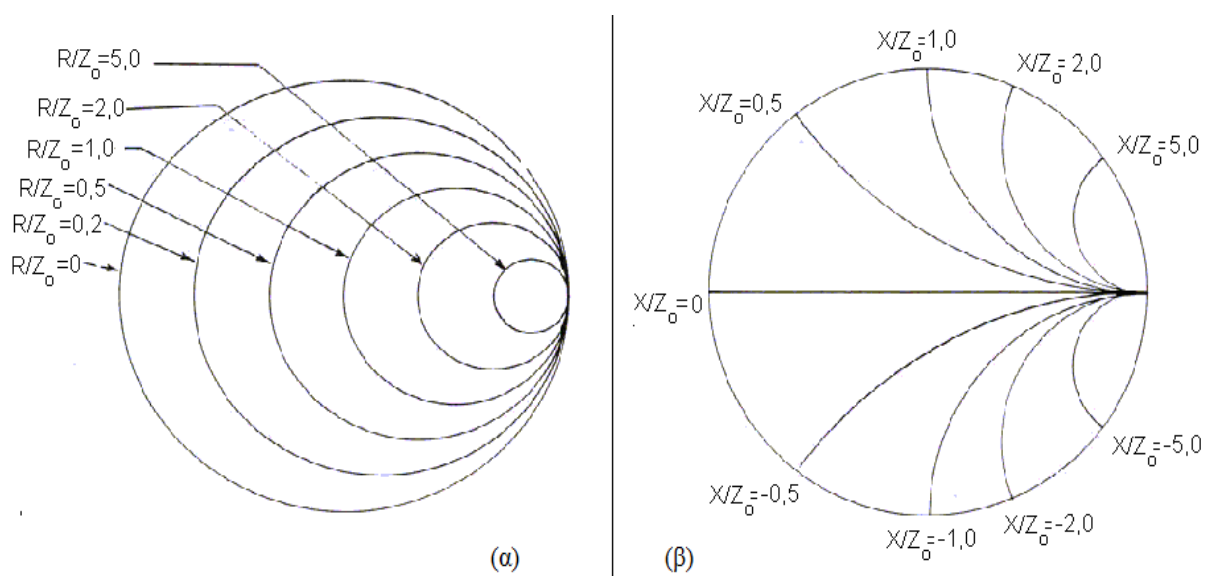
2.5.1 Περιγραφή του Χάρτη Smith

Στη παράγραφο αυτή θα δοθεί μια βασική περιγραφή του χάρτη Smith, και του τρόπου προσδιορισμού των σημείων του συντελεστή ανακλάσεως και σύνθετης αντίστασης.

Το μέτρο του συντελεστή ανακλάσεως (ρ) μετρείται με το μήκος της ακτίνας από το κέντρο του κύκλου και η γωνία του (θ) βρίσκεται αν τραβήξουμε μία γραμμή από το κέντρο, μέχρι το σημείο και έξω στην περιφέρεια του χάρτη στην κλίμακα που ονομάζεται «ΓΩΝΙΑ

ΤΟΥ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΑΝΑΚΛΑΣΕΩΣ ΣΕ ΜΟΙΡΕΣ» (“ANGLE OF REFLECTION COEFFICIENT IN DEGREES”).

Οι γραμμές της ωμικής αντίστασης είναι κύκλοι που έχουν τα κέντρα τους στον οριζόντιο άξονα, όπως φαίνεται στο **Σχήμα 2.7 α**. Μεγαλύτερες τιμές ωμικής αντίστασης αντιστοιχούν σε μικρότερους κύκλους των οποίων τα κέντρα βρίσκονται προοδευτικά προς τα δεξιά του κέντρου του χάρτη. Οι γραμμές της επαγωγικής ή χωρητικής αντίστασης είναι τόξα που έχουν αρχή στο δεξιό άκρο του χάρτη (**Σχήμα 2.7 β**). Όλες οι τιμές της επαγωγικής αντίστασης είναι θετικές και βρίσκονται πάνω από την κεντρική οριζόντια γραμμή, ενώ οι τιμές της χωρητικής αντίστασης είναι αρνητικές και βρίσκονται κάτω από την κεντρική οριζόντια γραμμή. Στη κεντρική οριζόντια γραμμή η τιμή της επαγωγικής ή χωρητικής αντίστασης είναι μηδέν, και ως εκ τούτου κάθε σύνθετη αντίσταση που βρίσκεται πάνω σ' αυτήν τη γραμμή είναι καθαρά ωμική. Στο κέντρο του χάρτη, θεωρούμε τη τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης της γραμμής (Z_0) που μελετάμε, ανάλογα με την εφαρμογή. Οι τιμές της αντίστασης που φαίνονται στα **Σχήματα 2.7 α,β** δεν είναι τιμές σε *Ohm* αλλά είναι **κανονικοποιημένες τιμές** ως προς τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς. Αν π.χ. $Z_0=50 \text{ Ohm}$, τότε ο κύκλος $R/Z_0=2$ παριστάνει μία ωμική αντίσταση 100 Ohm .



Σχήμα 2.7: (α) Κανονικοποιημένοι κύκλοι ωμικής αντίστασης, (β) Κανονικοποιημένα τόξα επαγωγικής και χωρητικής αντίστασης.

Όταν οι καμπύλες των **Σχημάτων 2.7α,β** συνδυάζονται, συνθέτουν τον χάρτη Smith που φαίνεται στο **Σχήμα 2.6**.

2.5.2 Χρησιμότητα του Χάρτη Smith

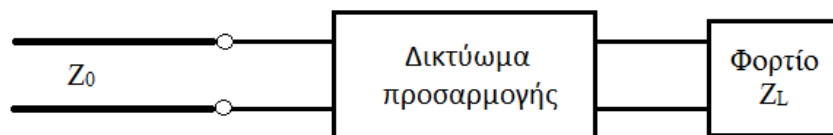
Παρ' όλη τη ραγδαία εξέλιξη της υπολογιστικής ισχύος και των αυτοματοποιημένων λογισμικών σχεδιασμού κυκλωμάτων (CAD), ο χάρτης Smith παραμένει πολύτιμο γραφικό εργαλείο, καθώς οπτικοποιεί τα προσαρμοστικά φαινόμενα σε μια γραμμή μεταφοράς, χωρίς την διεκπεραίωση δύσκολων υπολογισμών. Ακόμα και τα ίδια τα λογισμικά υπολογιστών προσομοιάζουν τη φιλοσοφία του χάρτη Smith για τον υπολογισμό της προσαρμογής. Από τις κυριότερες χρήσεις του χάρτη Smith είναι:

- 1) Εύρεση του συντελεστή ανάκλασης, όταν είναι γνωστή η σύνθετη αντίσταση (και αντιστρόφως).
- 2) Εύρεση της σύνθετης αγωγιμότητας.
- 3) Μεταφορά της σύνθετης αντίστασης πάνω σε γραμμή μεταφοράς.
- 4) Εύρεση του συντελεστή VSWR.

2.6 Τεχνικές Προσαρμογής – Ο Μετασχηματιστής $\lambda/4$

Για την επίτευξη της επιθυμητής προσαρμογής, έχουν αναπτυχθεί τεχνικές σχεδιασμού κυκλωμάτων ή τροποποιήσεις που εξαλείφουν ανεπιθύμητα ανακλώμενα κύματα. Η θεωρία των γραμμών μεταφοράς μας λέει ότι αυτό επιτυγχάνεται θέτοντας την αντίσταση του φορτίου ίση με Z_0 , δηλαδή με τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς.

Η βασική ιδέα της προσαρμογής σύνθετης αντίστασης εικονίζεται στο **Σχήμα 2.6**, που δείχνει ένα δικτύωμα προσαρμογής που τοποθετείται μεταξύ της σύνθετης αντίστασης φορτίου και μιας γραμμής μεταφοράς. Το δικτύωμα προσαρμογής είναι θεωρητικά ιδανικό, χωρίς απώλειες δηλαδή, και σχεδιάζεται έτσι ώστε να παρουσιάζει φαινόμενη αντίσταση ίση με Z_0 . Η προσαρμογή σύνθετης αντίστασης έχει μεγάλη σημασία καθώς έτσι παραδίδεται η μέγιστη δυνατή ισχύς στον φόρτο όταν αυτός είναι προσαρμοσμένος στη γραμμή (υπό την προϋπόθεση ότι και η γεννήτρια είναι προσαρμοσμένη) και ελαχιστοποιείται η απώλεια ισχύος στη γραμμή τροφοδοσίας του φόρτου.



Σχήμα 2.6: Παράδειγμα δικτύωματος προσαρμογής ενός φορτίου σε γραμμή μεταφοράς.

Ας θεωρήσουμε ότι το δικτύωμα προσαρμογής είναι μια γραμμή μεταφοράς με μήκος ίσο με το ένα τέταρτο του μήκους κύματος ή γενικότερα πολλαπλάσιο του, δηλαδή

$\ell = \lambda/4 + n\lambda/2$, για $n = 1, 2, 3, \dots$ κλπ. Τότε παίρνοντας την εξίσωση της σύνθετης αντίστασης γραμμής μεταφοράς που ορίστηκε από τη σχέση (2.32), καταλήγουμε ότι η σύνθετη αντίσταση εισόδου αυτής της γραμμής θα είναι:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.33)$$

Μια τέτοια γραμμή ονομάζεται **μετασχηματιστής $\lambda/4$** , επειδή μετασχηματίζει τη σύνθετη αντίσταση φορτίου κατά τρόπο αντιστρόφως εξαρτώμενο από τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής. Ο μετασχηματιστής $\lambda/4$ αποτελεί ένα πολύ χρήσιμο και πρακτικό κύκλωμα για τη προσαρμογή σύνθετης αντίστασης, ενώ επίσης δείχνει παρασιτικά τις ιδιότητες των στάσιμων κυμάτων σε μια μη προσαρμοσμένη γραμμή. Στις επόμενες παραγράφους θα αναπτυχθούν δύο διαφορετικές αναλύσεις για τον υπολογισμό της σύνθετης αντίστασης του μετασχηματιστή $\lambda/4$, οι οποίες συμφωνούν ως προς το τελικό αποτέλεσμα.

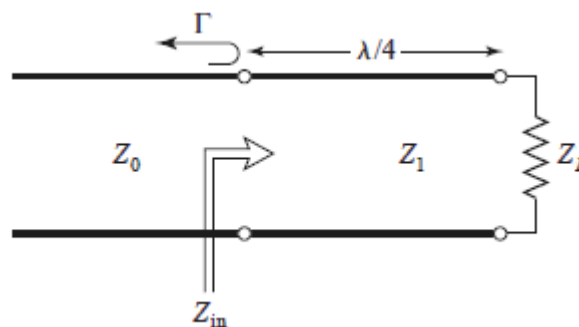
2.6.1 Ανάλυση με την έννοια της σύνθετης αντίστασης

Το **Σχήμα 2.7** που φαίνεται παρακάτω, δείχνει ένα κύκλωμα μετασχηματιστή $\lambda/4$. Η σύνθετη αντίσταση φορτίου Z_L και η χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση της γραμμής τροφοδοσίας Z_0 , θεωρούνται ως δεδομένες. Τα δύο αυτά στοιχεία συνδέονται με ένα τμήμα γραμμής μεταφοράς άγνωστης χαρακτηριστικής αντίστασης Z_1 , μήκους $\lambda/4$ που θα δώσει $\Gamma = 0$. Από τη σχέση (2.32), η σύνθετη αντίσταση εισόδου θα είναι:

$$Z_{in} = \frac{R_L + jZ_1 \tan \beta\ell}{Z_1 + jZ_L \tan \beta\ell} \quad (2.34)$$

που υπολογίζεται για $\beta\ell = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$. Διαιρώντας αριθμητή και παρονομαστή με $\tan \beta\ell$ και λαμβάνοντας το όριο $\beta\ell \rightarrow \pi/2$, προκύπτει:

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (2.35)$$



Σχήμα 2.7: Ο μετασχηματιστής προσαρμογής ενός τετάρτου κύματος ($\lambda/4$).

Για να επιτευχθεί $\Gamma = 0$, θα πρέπει $Z_{IN} = Z_0$, άρα η χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση Z_1 θα είναι:

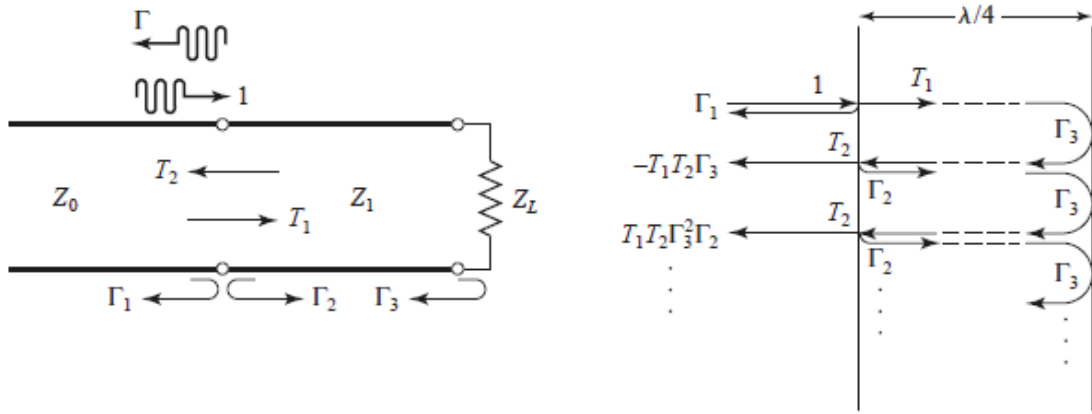
$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (2.36)$$

και δεν θα υπάρχουν στάσιμα κύματα στη γραμμή τροφοδοσίας (VSWR=1), μολονότι θα υπάρχουν στάσιμα κύματα στο τμήμα προσαρμογής $\lambda/4$. Η παραπάνω συνθήκη ισχύει μόνο για μήκος τμήματος προσαρμογής $\lambda/4$ ή για κάθε περιττό πολλαπλάσιό του. Συνεπώς, τέλεια προσαρμογή μπορεί να επιτευχθεί σε μία και μόνο συχνότητα.

2.6.2 Ανάλυση με τη μέθοδο των πολλαπλών ανακλάσεων

Το **Σχήμα 2.8** δείχνει ένα κύκλωμα μετασχηματιστή $\lambda/4$ με συντελεστές ανάκλασης και μετάδοσης που ορίζονται ως εξής:

- Γ : Ολικός συντελεστής ανάκλασης, κύματος που προσπίπτει στον μετασχηματιστή $\lambda/4$.
- Γ_1 : Μερικός συντελεστής ανάκλασης, κύματος που προσπίπτει στο φορτίο Z_1 από τη γραμμή Z_0 , και δίνεται από τη σχέση:
$$\Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0}$$
- Γ_2 : Μερικός συντελεστής ανάκλασης, κύματος που προσπίπτει στο φορτίο Z_0 από τη γραμμή Z_1 , και δίνεται από τη σχέση:
$$\Gamma_2 = \frac{Z_0 - Z_1}{Z_0 + Z_1} = -\Gamma_1$$
- Γ_3 : Μερικός συντελεστής ανάκλασης, κύματος που προσπίπτει στο φορτίο Z_L από τη γραμμή Z_1 , και δίνεται από τη σχέση:
$$\Gamma_3 = \frac{R_L - Z_1}{R_L + Z_1}$$
- T_1 : Μερικός συντελεστής μετάδοσης, κύματος από τη γραμμή Z_0 στη γραμμή Z_1 , και δίνεται από τη σχέση:
$$T_1 = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0}$$
- T_2 : Μερικός συντελεστής μετάδοσης, κύματος από τη γραμμή Z_1 στη γραμμή Z_0 , και δίνεται από τη σχέση:
$$T_2 = \frac{2Z_0}{Z_1 + Z_0}$$



Σχήμα 2.8: Ανάλυση πολλαπλών ανακλάσεων μετασχηματιστή $\lambda/4$.

Εξετάζοντας τώρα τον μετασχηματιστή $\lambda/4$ στο πεδίο του χρόνου, έστω ένα κύμα που οδεύει κατά μήκος της γραμμής τροφοδοσίας Z_0 προς τον μετασχηματιστή. Μόλις το κύμα φτάσει στην επαφή με τη γραμμή Z_1 , βλέπει μόνο μία σύνθετη αντίσταση Z_1 , αφού δεν έχει φτάσει ακόμα στο φορτίο Z_L , άρα δεν μπορεί να αισθανθεί την επίδρασή του. Μέρος το κύματος ανακλάται με συντελεστή Γ_1 , και μέρος του μεταδίδεται στη γραμμή Z_1 με συντελεστή T_1 . Στη συνέχεια, το μεταδιδόμενο κύμα οδεύει κατά $\lambda/4$ και βρίσκει το φορτίο, ανακλάται με ένα συντελεστή Γ_3 και οδεύει προς τα πίσω πάλι κατά $\lambda/4$, φτάνοντας στην επαφή με την Z_0 . Μέρος του κύματος αυτού μεταδίδεται (προς τα αριστερά) στη γραμμή Z_0 με συντελεστή T_2 , και μέρος του ανακλάται πάλι πίσω προς το φορτίο με συντελεστή Γ_2 . Η διαδικασία αυτή συνεχίζεται με ένα άπειρο αριθμό παλιδρομούντων κυμάτων, οπότε ο ολικός συντελεστής ανάκλασης Γ , εκφράζει το άθροισμα όλων αυτών των μερικών ανακλάσεων. Αφού κάθε μία από τις διαδρομές αυτές του κύματος από και προς τον μετασχηματιστή $\lambda/4$, προκαλεί μία ολίσθηση φάσης 180° (90° από και 90° προς), ο ολικός συντελεστής ανάκλασης Γ , μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\Gamma = \Gamma_1 - T_1 T_2 \Gamma_3 + T_1 T_2 \Gamma_2 \Gamma_3^2 - T_1 T_2 \Gamma_2^2 \Gamma_3^2 + \dots \Leftrightarrow$$

$$\Gamma = \Gamma_1 - T_1 T_2 \Gamma_3 \sum_{n=0}^{\infty} (-\Gamma_2 \Gamma_3)^n \quad (2.37)$$

Επειδή $|\Gamma_3| < 1$ και $|\Gamma_2| < 1$, με τη βοήθεια της μαθηματικής σειράς $\sum_{n=0}^{\infty} x^n = \frac{1}{1-x}$ για $|x| < 1$, η σχέση (2.39) γίνεται:

$$\Gamma = \Gamma_1 - \frac{T_1 T_2 \Gamma_3}{1 + \Gamma_2 \Gamma_3} = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_1 \Gamma_2 \Gamma_3 - T_1 T_2 \Gamma_3}{1 + \Gamma_2 \Gamma_3} \quad (2.38)$$

Με τη βοήθεια της σχέσης (2.39), ο αριθμητής της σχέσης (2.40) μετατρέπεται ως εξής:

$$\begin{aligned}\Gamma_1 - \Gamma_3(\Gamma_1^2 + T_1 T_2) &= \Gamma_1 - \Gamma_3 \left[\frac{(Z_1 - Z_0)^2}{(Z_1 + Z_0)^2} + \frac{4Z_1 Z_0}{(Z_1 + Z_0)^2} \right] \\ &= \Gamma_1 - \Gamma_3 = \frac{(Z_1 - Z_0)(Z_L + Z_1) - (Z_L - Z_1)(Z_1 + Z_0)}{(Z_1 + Z_0)(Z_L + Z_1)} \Leftrightarrow \\ \Gamma &= \frac{2(Z_1^2 - Z_0 Z_L)}{(Z_1 + Z_0)(Z_L + Z_1)}\end{aligned}$$

Για να έχουμε προσαρμογή θα πρέπει $\Gamma = 0$, οπότε εφαρμόζοντας το στην τελευταία σχέση καταλήγουμε και πάλι ότι $Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}$.

Η παραπάνω ανάλυση δείχνει ότι η προσαρμοστική δράση του μετασχηματιστή $\lambda/4$ επιτυγχάνεται με κατάλληλη επιλογή της χαρακτηριστικής αντίστασης και του μήκους του τμήματος προσαρμογής, έτσι ώστε η υπέρθεση όλων των μερικών ανακλάσεων να δίνει ολικό αποτέλεσμα μηδέν. Κάτω από συνθήκες σταθερής κατάστασης, ένα άπειρο άθροισμα κυμάτων που οδεύουν κατά την ίδια κατεύθυνση και φορά και με την ίδια φασική ταχύτητα, μπορεί να συμψηφισθεί σε ένα μοναδικό οδεύον κύμα. Έτσι, το άπειρο πλήθος των κυμάτων που οδεύουν κατά τη μία και την αντίθετη φορά στο τμήμα προσαρμογής, μπορεί να αναχθεί σε δύο μόνο κύματα, οδεύοντα σε αντίθετες κατευθύνσεις..

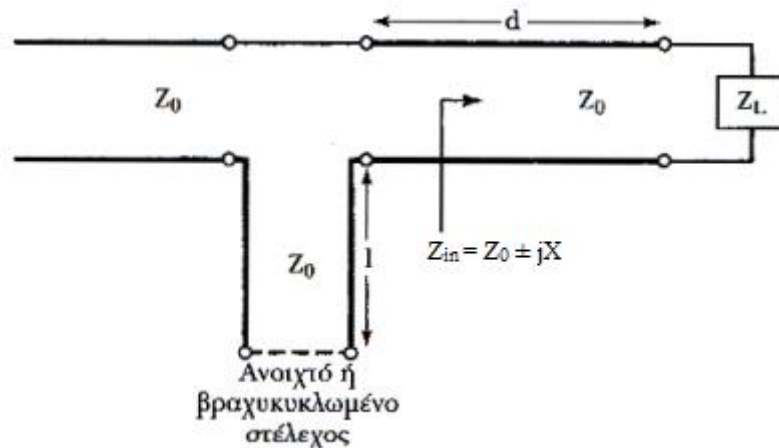
2.7 Άλλες Τεχνικές Προσαρμογής

Προφανώς για να επιτευχθεί η προσαρμογή φορτίου, ο τρόπος δεν είναι μονοσήμαντος. Ακριβώς όπως ένα κατάλληλο τμήμα μιας γραμμής μεταφοράς μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως μετασχηματιστής, έτσι και άλλες διατάξεις των γραμμών μεταφοράς μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Έτσι, το δικτύωμα προσαρμογής μπορεί να είναι μια βραχυκυκλωμένη ή ανοιχτοκυκλωμένη γραμμή μεταφοράς τοποθετημένη παράλληλα ή σε σειρά. Έχει παρατηρηθεί και αποδειχθεί, ότι μια βραχυκυκλωμένη γραμμή διατηρεί τις ιδιότητες μιας επαγωγικής αντίστασης (όπως είναι πχ. ένα πηνίο), ενώ μια ανοιχτοκυκλωμένη γραμμή εμφανίζει παρόμοιες ιδιότητες με μια χωρητική αντίσταση (όπως είναι πχ. ένας πυκνωτής). Το γεγονός αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό, καθώς τα κυκλώματα αυτά μπορούν να κατασκευαστούν πολύ ευκολότερα και φθηνότερα με μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς (σε σύγκριση με τα διακριτά στοιχεία) και να δουλέψουν σε πολύ υψηλές συχνότητες.

Μια επιπλέον παράμετρος που επηρεάζει τη προσαρμογή σε αυτές τις περιπτώσεις, είναι επίσης η απόστασή του προσαρμοστικού στελέχους από το φορτίο, εκτός από το μήκος της γραμμής του και τη σύνθετη αντίσταση του ή σύνθετη αγωγιμότητα αντίστοιχα, όταν μιλάμε για παράλληλο στέλεχος (stub).

Έτσι, η βασική ιδέα της επίτευξης προσαρμογής είναι η ακόλουθη:

- α) Για τη περίπτωση στελέχους σε σειρά, η απόσταση από το φορτίο επιλέγεται έτσι ώστε η σύνθετη αντίσταση Z που φαίνεται κοιτώντας προς το φορτίο, να είναι της μορφής $Z_0 \pm jX$ ⁽¹⁾. Τότε η μιγαδική αντίσταση του στελέχους επιλέγεται $\mp jX$ ⁽²⁾ (δηλαδή με αντίθετο πρόσημο αντίστοιχα με τη περίπτωση), οπότε επιτυγχάνεται προσαρμογή. (Σχήμα 2.9)

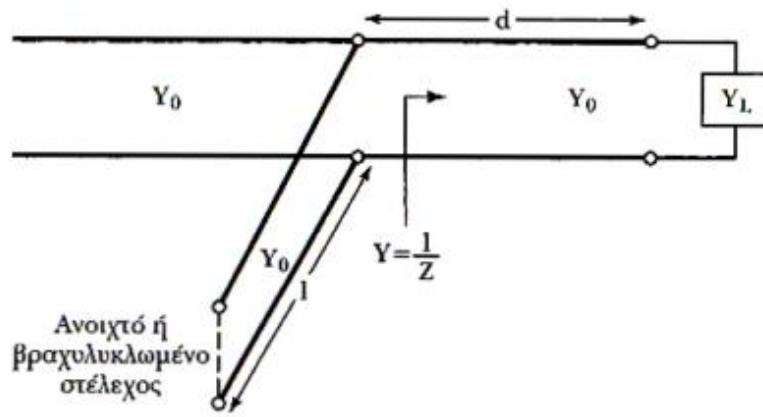


Σχήμα 2.9: Κύκλωμα προσαρμογής με τοποθέτηση εν σειρά βραχυκυκλωμένου ή ανοιχτοκυκλωμένου Στελέχους (stub).

- β) Για τη περίπτωση παράλληλου στελέχους, η απόσταση από το φορτίο επιλέγεται έτσι ώστε η σύνθετη αγωγιμότητα Y που φαίνεται κοιτώντας προς το φορτίο, να είναι της μορφής $Y_0 \pm jX$ ⁽¹⁾. Τότε η μιγαδική αντίσταση του στελέχους επιλέγεται $\mp jX$ ⁽²⁾, δηλαδή με αντίθετο πρόσημο (αντίστοιχα με τη περίπτωση), οπότε επιτυγχάνεται προσαρμογή (Σχήμα 2.10).

¹ $Z_0 + jX$: περίπτωση βραχυκυκλωμένου στελέχους σε σειρά | $Y_0 + jX$: περίπτωση παράλληλου βραχυκυκλωμένου στελέχους
 $Z_0 - jX$: περίπτωση ανοιχτοκυκλωμένου στελέχους σε σειρά | $Y_0 - jX$: περίπτωση παράλληλου ανοιχτοκυκλωμένου στελέχους

² $+jX$: επαγωγική αντίσταση | $-jX$: χωρητική αντίσταση

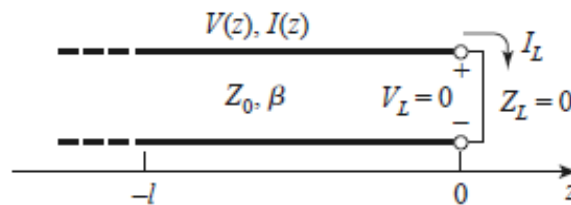


Σχήμα 2.10: Κύκλωμα προσαρμογής με τοποθέτηση παράλληλου βραχυκυκλωμένου ή ανοιχτοκυκλωμένου στελέχους.

Η μελέτη των παραπάνω περιπτώσεων θα παραμείνει στα πλαίσια της απλής αναφοράς τους. Στις επόμενες παραγράφους θα προσδιορισθούν απλά οι εξισώσεις υπολογισμού των σύνθετων αντιστάσεων για κάθε μια από τις περιπτώσεις αυτές.

2.7.1 Σύνθετη αντίσταση βραχυκυκλωμένης γραμμής

Ας θεωρηθεί αρχικά το κύκλωμα της γραμμής μεταφοράς που φαίνεται στο **Σχήμα 2.11**, όπου η γραμμή τερματίζεται σε ένα **βραχυκύκλωμα**, (δηλαδή, $Z_L = 0$).



Σχήμα 2.11: Γραμμή μεταφοράς τερματισμένη σε βραχυκύκλωμα.

Από την (2.22) φαίνεται ότι ο συντελεστής ανάκλασης βραχυκυκλώματος είναι $\Gamma = -1$, οπότε από την σχέση (2.24) προκύπτει ότι ο λόγος στάσιμου κύματος είναι άπειρος. Τότε, η τάση και το ρεύμα στη γραμμή θα είναι:

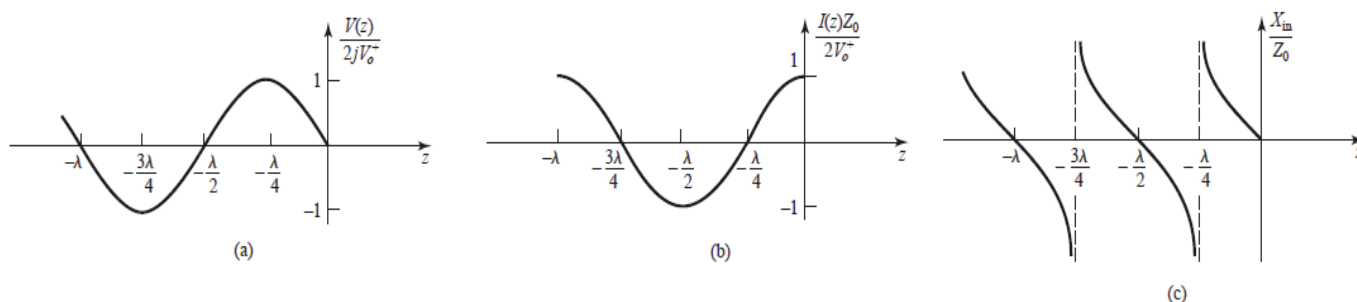
$$V(z) = V_0^+ \left[e^{-j\beta z} - e^{j\beta z} \right] = -2jV_0^+ \sin \beta z \quad (2.39 \alpha)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} \left[e^{-j\beta z} + e^{j\beta z} \right] = \frac{2V_0^+}{Z_0} \cos \beta z \quad (2.39 \beta)$$

που δείχνει ότι $V=0$ στο φορτίο (πράγμα αναμενόμενο για βραχυκύκλωμα), ενώ το ρεύμα εκεί είναι μέγιστο. Έτσι, η σύνθετη αντίσταση εισόδου που υπολογίζεται από το πηλίκο $V(z)/I(z)$ για $z = -\ell$, θα είναι:

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta\ell \quad (2.39 \gamma)$$

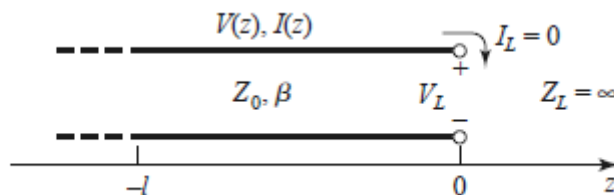
δηλαδή είναι καθαρά φανταστική για κάθε μήκος ℓ και λαμβάνει όλες τις τιμές μεταξύ $+j\infty$ και $-j\infty$. Η παραπάνω σχέση δείχνει επίσης ότι η σύνθετη αντίσταση είναι περιοδική στο σημείο ℓ , δηλαδή είναι επαναλαμβανόμενη κάθε $\lambda/2$. Η τάση, το ρεύμα και η μιγαδική αντίσταση για βραχυκυκλωμένη γραμμή, παριστάνονται γραφικά στο **Σχήμα 2.12**.



Σχήμα 2.12: Μεταβολή (α) της τάσης, (β) του ρεύματος και (γ) της σύνθετης αντίστασης κατά μήκος βραχυκυκλωμένης γραμμής μεταφοράς.

2.7.2 Σύνθετη αντίσταση ανοιχτοκυκλωμένης γραμμής

Ας θεωρηθεί τώρα η **ανοιχτοκυκλωμένη γραμμή** (δηλαδή, $Z_L = \infty$) του **σχ. 2.13**. Παίρνοντας τη σχέση (2.22), διαιρώντας αριθμητή και παρονομαστή με το Z_L και παίρνοντας $Z_L \rightarrow \infty$, προκύπτει ότι ο συντελεστής ανάκλασης στην περίπτωση αυτή είναι $\Gamma=1$ και ο λόγος στασίμου κύματος είναι και πάλι άπειρος.



Σχήμα 2.13: Γραμμή μεταφοράς που τερματίζεται σε ανοιχτό κύκλωμα.

Από τις (2.23 α,β), η τάση και το ρεύμα στη γραμμή είναι:

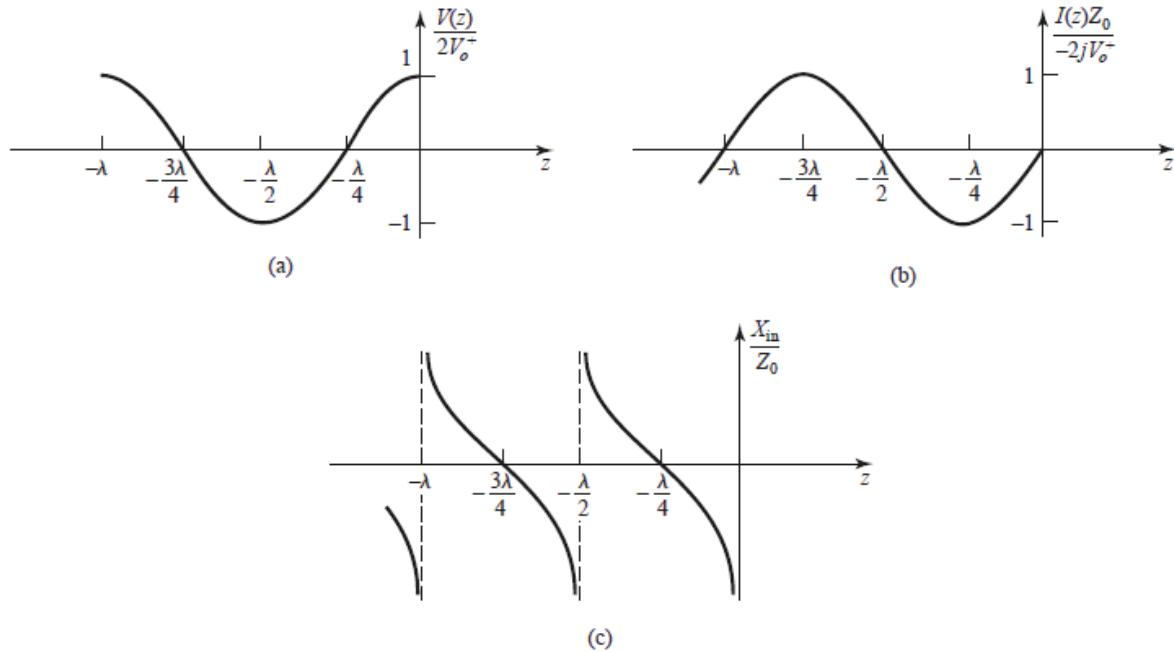
$$V(z) = V_o^+ \left[e^{-j\beta z} + e^{j\beta z} \right] = 2V_o^+ \cos \beta z \quad (2.40 \alpha)$$

$$I(z) = \frac{V_o^+}{Z_0} \left[-e^{-j\beta z} + e^{j\beta z} \right] = \frac{-2jV_o^+}{Z_0} \sin \beta z \quad (2.40 \beta)$$

που τώρα δείχνουν ότι στο φορτίο το ρεύμα είναι $I=0$ (όπως αναμενόταν για ανοιχτό κύκλωμα), ενώ η τάση είναι μέγιστη. Η σύνθετη αντίσταση εισόδου θα είναι τώρα:

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta \ell \quad (2.40 \gamma)$$

η οποία είναι επίσης καθαρά μιγαδική (φανταστική) για κάθε μήκος ℓ . Η τάση, το ρεύμα και η μιγαδική αντίσταση εισόδου ανοιχτού κυκλώματος, παριστάνονται γραφικά στο **Σχήμα 2.14**.



Σχήμα 2.14: Μεταβολή: (α) της τάσης, (β) του ρεύματος και (c) της σύνθετης αντίστασης κατά μήκος ανοιχτο-κυκλωμένης γραμμής μεταφοράς.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

3.1 Εισαγωγή

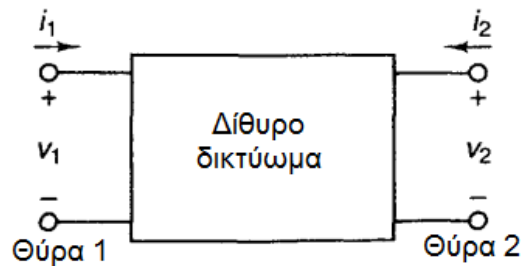
Η ενίσχυση είναι η πιο βασική και κυρίαρχη λειτουργία στα μικροκυματικά συστήματα. Το σήμα λαμβάνεται εξασθενημένο στην πλευρά του δέκτη και στη συνέχεια διέρχεται από την ενισχυτική βαθμίδα η οποία το ενισχύει σε κατάλληλη στάθμη, για την μετέπειτα επεξεργασία του.

Οι πρώτοι μικροκυματικοί ενισχυτές χρησιμοποιούσαν **λυχνίες κλύστρον** ή **οδεύοντος κύματος**, καθώς και διατάξεις στερεάς κατάστασης, όπως οι **δίοδοι σήραγγος** ή **varactor**, που είναι διατάξεις με δυο ακροδέκτες. Λόγω όμως της δραματικής ανάπτυξης της τεχνολογίας των τρανζίστορ από το 1970 και μετά, οι περισσότεροι σύγχρονοι ενισχυτές χρησιμοποιούν διατάξεις στερεάς κατάστασης με τρεις ακροδέκτες, όπως τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (FET) από αρσενικούχο γάλλιο (GaAs), διπολικά τρανζίστορ πυριτίου (BJT), διπολικά τρανζίστορ ετεροεπαφής (HBT) και τρανζίστορ μεγάλης ευκινησίας ηλεκτρονίων (High Electron Mobility Transistors - HEMT). Οι μικροκυματικοί ενισχυτές με τρανζίστορ, είναι συμπαγείς, φτηνοί, αξιόπιστοι και μπορούν εύκολα να ολοκληρωθούν είτε σε υβριδικά είτε σε μονολιθικά ολοκληρωμένα κυκλώματα. Λειτουργούν σε συχνότητες μέχρι τα 100 GHz και σε εφαρμογές που απαιτούν χαμηλό δείκτη θορύβου, μεγάλο εύρος ζώνης και μέτρια ισχύ. Στις εφαρμογές που απαιτούν πάρα πολύ μεγάλες συχνότητες και ισχύ, χρησιμοποιούνται ακόμα οι λυχνίες, αλλά σταδιακά εκτοπίζονται καθώς βελτιώνονται συνεχώς οι επιδόσεις των μικροκυματικών τρανζίστορ.

Οι μικροκυματικές πηγές εξελίσσονται παράλληλα με τους μικροκυματικούς ενισχυτές. Οι πρώτες πηγές με λυχνίες (κλύστρον - μάγνητρον), έδωσαν τη θέση τους στις ημιαγωγικές διατάξεις αρνητικής αντίστασης με δυο ακροδέκτες, όπως οι **δίοδοι Gunn** και **IMPATT**. Η εμφάνιση των μικροκυματικών τρανζίστορ οδήγησε στην κατασκευή πηγών στερεάς κατάστασης που λειτουργούν σε ευρύ φάσμα συχνοτήτων και μέτριες τιμές ισχύος. Τέτοιες πηγές βρίσκονται σήμερα, σε παγκόσμια κλίμακα, σε συστήματα ραντάρ, τηλεπικοινωνιών και μετρήσεων.

3.1.1 Οι Παράμετροι Σκέδασης S

Γενικά, ένα τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί ως ένα δίθυρο δικτύωμα (ν-θυρο στη γενική περίπτωση), δηλαδή μια διάταξη δύο θυρών – μίας εισόδου και μίας εξόδου, το οποίο μπορεί να χαρακτηριστεί με ένα σύνολο γραμμικώς ανεξάρτητων εξισώσεων που συνδέουν τα ρεύματα και τις τάσεις των θυρών 1 και 2, με φορές αναφοράς όπως φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.1: Αναπαράσταση δίθυρου δικτύου

Στη σχεδίαση μικροκυματικών κυκλωμάτων ωστόσο, η αναφορά σε τάσεις, ρεύματα ή αντιστάσεις δεν είναι εύχρηστες, εξαιτίας του γεγονότος ότι οι τάσεις και τα ρεύματα στις θύρες των δικτύων είναι κυματικού χαρακτήρα και παρουσιάζονται φαινόμενα ανάκλασης κατά την πρόσπτωσή τους σε αυτές. Αντί λοιπόν της συνολικής φαινόμενης τάσης V_i και του ρεύματος I_i , που εμφανίζονται στις θύρες του δικτύου, προτιμήθηκε μια απεικόνιση των κυμάτων που προσπίπτουν και ανακλώνται σε κάθε θύρα. Αυτή η απεικόνιση εκφράζεται μέσω των λεγόμενων **παραμέτρων σκέδασης S** (ή απλούστερα S-παραμέτρων).

Για ένα δίθυρο δικτύωμα, το σύνολο των παραμέτρων S που περιγράφουν τα ανακλώμενα σε συνάρτηση με τα προσπίπτοντα κύματα σε κάθε θύρα του δικτύου, καλείται πίνακας των S-παραμέτρων και είναι ο ακόλουθος:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Η φυσική σημασία των παραμέτρων αυτών είναι μεγάλης σημασίας στη μετέπειτα ανάλυση και στο σχεδιασμό του ενισχυτή. Συγκεκριμένα:

- S_{11} : δείχνει το συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο (δλδ, στη θύρα 1) όταν στην έξοδο (δλδ, στη θύρα 2) δεν εμφανίζεται προσπίπτον κύμα.
- S_{21} : δείχνει το συντελεστή διάδοσης από τη θύρα 1 στη θύρα 2 και ουσιαστικά εκφράζει το **κέρδος** (ή **απολαβή**).
- S_{12} : αποτελεί τον ανάστροφο συντελεστή διάδοσης, από τη θύρα 2 στη θύρα 1.

- S_{22} : δείχνει το συντελεστή ανάκλασης στην έξοδο όταν στην είσοδο δεν εμφανίζεται προσπίπτον κύμα.

Το πλεονέκτημα της χρήσης των S-παραμέτρων απορρέει από τον ίδιο τους τον ορισμό. Συνδέοντας στην έξοδο μία γραμμή μεταφοράς και τερματίζοντάς την με τη χαρακτηριστική της αντίσταση, μπορούμε να μετρήσουμε σχετικά εύκολα το συντελεστή ανάκλασης της εισόδου αλλά και τον συντελεστή διάδοσης από τη θύρα 1 στη θύρα 2. Η ίδια διαδικασία μπορεί να ακολουθηθεί και για την έξοδο. Επιπλέον, χρησιμοποιώντας ωμικούς τερματισμούς για τη μέτρηση των S-παραμέτρων ενός ενεργού στοιχείου (BJT τρανζίστορ, FET, κ.ο.κ.) έχουμε το πλεονέκτημα απάλειψης ανεπιθύμητων ταλαντώσεων, που πιθανόν να προέκυπταν με τη χρήση προσαρμογέων με τμήματα ανοικτοκυκλωμένης ή γραμμής μεταφοράς. Πρέπει επίσης να τονιστεί ότι, οι S-παραμέτροι έχουν ισχυρή εξάρτηση από τη συχνότητα και ως εκ τούτου μεταβάλλονται έντονα με αυτήν.

3.2 Χαρακτηριστικά των Μικροκυματικών Τρανζίστορ

Τα μικροκυματικά τρανζίστορ χρησιμοποιούνται στους ενισχυτές, ταλαντωτές, διακόπτες, μεταλλάκτες φάσης, μείκτες και ενεργά φίλτρα. Οι περισσότερες από τις διατάξεις αυτές χρησιμοποιούν διπολικά τρανζίστορ πυριτίου ή τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (Field Effect Transistors - FET) από αρσενικούχο γάλλιο (GaAs). Η τεχνολογία των διπολικών διατάξεων πυριτίου είναι πλέον ώριμη και φτηνή σε σύγκριση με εκείνη των τρανζίστορ από GaAs. Τα διπολικά τρανζίστορ προσφέρουν μεγάλο κέρδος και ικανές ποσότητες ισχύος στις χαμηλότερες συχνότητες, ενώ τα FET από GaAs έχουν καλύτερο δείκτη θορύβου και λειτουργούν σε πολύ μεγαλύτερες συχνότητες. Τα σημερινά διπολικά τρανζίστορ πυριτίου περιορίζονται σε εφαρμογές κάτω των 10 GHz, πρόσφατες όμως εξελίξεις όπως το διπολικό τρανζίστορ ετεροεπαφής (heterojunction bipolar transistor - HBT) επιτρέπουν τη λειτουργία τους και στην περιοχή χιλιοστομετρικών κυμάτων. Τα FET από GaAs λειτουργούν σε συχνότητες μέχρι και πάνω από τα 100 GHz. Η σύγκριση του κέρδους και του δείκτη θορύβου, συναρτήσει της συχνότητας, των σύγχρονων μικροκυματικών τρανζίστορ, φαίνεται στον **Πίνακα 3.1**.

Η σχεδίαση ενισχυτών βασίζεται κυρίως στα χαρακτηριστικά που εκδηλώνονται στους ακροδέκτες του τρανζίστορ, που εκφράζονται είτε συναρτήσει των παραμέτρων S της διάταξης, είτε συναρτήσει των τιμών των στοιχείων ενός ισοδυνάμου κυκλώματος. Στη σχεδίαση θα χρησιμοποιηθεί περισσότερο η μέθοδος των παραμέτρων S, που είναι βολική και ακριβής, παρ' όλο που απαιτεί τη γνώση των παραμέτρων S του τρανζίστορ (που βρίσκονται με μετρήσεις), στην περιοχή των συχνοτήτων λειτουργίας της διάταξης. Η εύρεση των παραμέτρων S του τρανζίστορ δεν είναι συνήθως δύσκολο πρόβλημα παρά μόνον όταν η

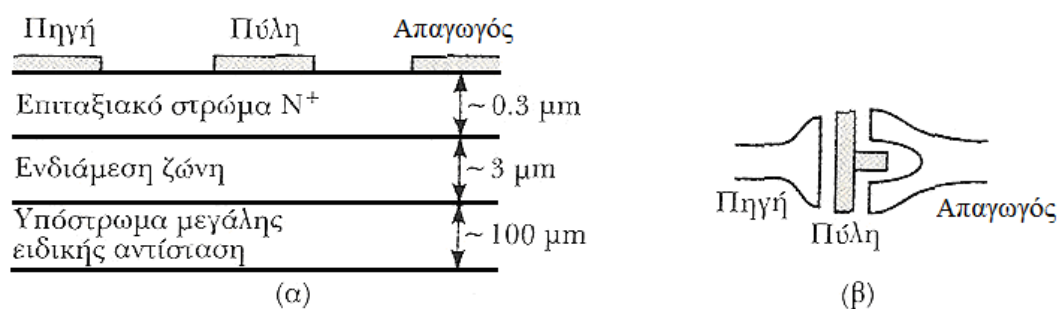
περιοχή αυτή των συχνοτήτων είναι πολύ μεγάλη διότι, συνήθως, οι παράμετροι S μεταβάλλονται αργά με τη συχνότητα. Σε αντίθεση, αν χρησιμοποιηθεί ένα καλό μοντέλο ισοδύναμου κυκλώματος του τρανζίστορ, εκείνο που χρειάζεται μόνο, είναι ο υπολογισμός μερικών παραμέτρων του κυκλώματος που είναι γενικά, σταθερές, σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Το μοντέλο ισοδύναμου κυκλώματος επίσης προσφέρει μια καλύτερη συσχέτιση της λειτουργίας της διάταξης με τις φυσικές παραμέτρους της.

Πίνακας 3.1 Σύγκριση των μικροκυματικών τρανζίστορ όσον αφορά το κέρδος και τον δείκτη θορύβου. Το κέρδος (Gain) και ο δείκτης θορύβου (F_{min}) δίνονται σε dB.

Συχνότητα (GHz)	GaAs FET		GaAs HEMT		Διπολικό πυριτίου		GaAs HBT	
	Κέρδος	F_{mi} n	Κέρδος	F_{min}	Κέρδος	F_{min}	Κέρδος	F_{min}
4	20	0.5	-	-	15	2.5	-	-
8	16	0.7	-	-	9	4.5	-	-
12	12	1.0	22	0.5	6	8.0	20	4.0
18	8	1.2	16	0.9	-	-	16	-
36	-	-	12	1.7	-	-	10	-
60	-	-	8	2.6	-	-	7	-

3.2.1 Μικροκυματικά Τρανζίστορ Επίδρασης Πεδίου (FET)

Τα μικροκυματικά FET χρησιμοποιούνται σε συχνότητες που φτάνουν βαθιά μέσα στην περιοχή των χιλιοστομετρικών κυμάτων (περιοχή συχνοτήτων EHF, **Σχήμα 1.1**), προσφέροντας μεγάλο κέρδος και χαμηλό δείκτη θορύβου. Λόγω των χαρακτηριστικών αυτών, τα FET από GaAs είναι εκείνα που επιλέγονται για την κατασκευή υβριδικών και μονολιθικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων σε συχνότητες πάνω από 5 GHz. Η δομή ενός FET από GaAs φαίνεται στο **Σχήμα 3.2**.

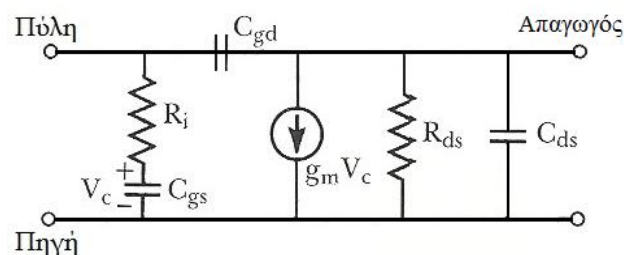


Σχήμα 3.2: (α) Τομή FET από GaAs. (β) Άποψη από επάνω, απ' όπου φαίνονται επαφές του απαγωγού, της πύλης και της πηγής.

Οι καλές τιμές του κέρδους και του δείκτη θορύβου των FET από GaAs οφείλονται, στη μεγαλύτερη ευκινησία που έχουν τα ηλεκτρόνια μέσα στα GaAs σε σύγκριση με το πυρίτιο, και στην απουσία θορύβου βολής. Κατά τη λειτουργία, η θετική τάση V_{ds} ωθεί τα ηλεκτρόνια από την πηγή (source) στον απαγωγό (drain). Τότε, η τάση του σήματος εισόδου στην πύλη διαμορφώνει τα ηλεκτρόνια αυτά της πλειονότητας (majority carriers) και προκύπτει ενίσχυση τάσης. Η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας προσδιορίζεται από το μήκος της πύλης (gate). Σύγχρονα FET έχουν μήκη πύλης της τάξης των 0,3 μέχρι 0,6 μm που αντιστοιχούν σε ανώτατα όρια συχνότητας 100 μέχρι 50 GHz.

Το ισοδύναμο κύκλωμα ενός FET από GaAs, για ανάλυση μικρού σήματος, φαίνεται στο **Σχήμα 3.3**, όπου η σύνδεση είναι κοινής πηγής. Τα στοιχεία του, και οι τυπικές τιμές τους, έχουν ως εξής :

- R_i (εν σειρά αντίσταση της πύλης) = 7 Ω
- R_{ds} (αντίσταση απαγωγού - πηγής) = 400 Ω
- C_{gs} (χωρητικότητα πύλης - πηγής) = 0,3 pF
- C_{ds} (χωρητικότητα απαγωγού - πηγής) = 0,12 pF
- C_{gd} (χωρητικότητα πύλης - απαγωγού) = 0,01 pF
- g_m (διαγωγιμότητα (transconductance)) = 40 mS



Σχήμα 3.3: Ισοδύναμο κύκλωμα FET GaAs για μικρά σήματα. Η σύνδεση είναι κοινής πηγής.

Το μοντέλο αυτό δεν περιλαμβάνει παρασιτικά φαινόμενα λόγω της συσκευασίας του τρανζίστορ, ή οποία εισάγει μικρές αντιστάσεις και αυτεπαγωγές στους τρεις ακροδέκτες, λόγω των επαφών και των συγκολλήσεων. Η γεννήτρια ρεύματος $g_m V_c$ εξαρτάται από την τάση στα άκρα του πυκνωτή πύλης - πηγής και από την χωρητικότητα C_{gs} και κάτω από κανονικές συνθήκες λειτουργίας (όπου η θύρα 1 είναι η πύλη και η θύρα 2 είναι ο απαγωγός), δίνει μια τιμή $|S_{21}| \gg 1$. Η αντίστροφη διαδρομή του σήματος, που δίνεται από το S_{12} , οφείλεται αποκλειστικώς στη χωρητικότητα C_{gd} , που είναι πολύ μικρή και στην πράξη μπορεί να αγνοηθεί. Αρά, $S_{12} = 0$ και η διάταξη λέγεται μονόπλευρη (unilateral).

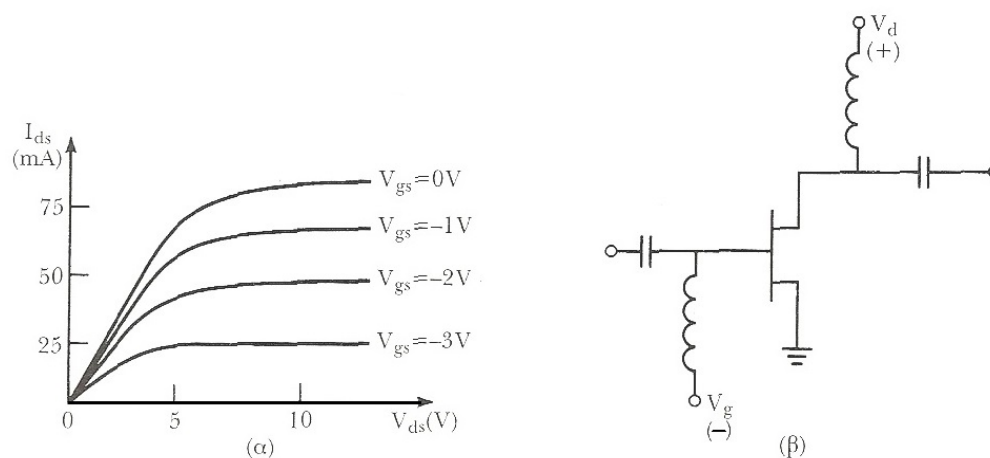
Με βάση το μοντέλο ισοδυνάμου κυκλώματος του **Σχήματος 3.3**, υπολογίζεται η ανώτατη συχνότητα λειτουργίας του τρανζίστορ. Ορίζεται πρώτα το κέρδος ρεύματος βραχυκυκλώματος, G_i^{SC} , ως το πηλίκο του ρεύματος απαγωγού προς το ρεύμα πύλης, όταν η έξοδος είναι βραχυκυκλωμένη. Για μονόπλευρη διάταξη, όπου το C_{gd} υποτίθεται μηδέν, θα είναι :

$$G_i^{SC} = \frac{I_d}{I_g} = \left| \frac{g_m V_C}{I_g} \right| = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \quad (3.1)$$

Το ανώτατο όριο συχνότητας, f_r , είναι η συχνότητα όπου το κέρδος ρεύματος βραχυκυκλώματος γίνεται μονάδα, άρα :

$$f_r = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (3.2)$$

Για σωστή λειτουργία, το τρανζίστορ πρέπει να πολωθεί με μια τάση DC στο κατάλληλο σημείο λειτουργίας. Η πόλωση εξαρτάται από την εφαρμογή (χαμηλός θόρυβος, μεγάλο κέρδος, μεγάλη ισχύς), από την τάξη του ενισχυτή (τάξη A, τάξη AB, τάξη B) και από τον τύπο του τρανζίστορ (διπολικό, FET, HBT, HEMT). Μια τυπική οικογένεια καμπυλών DC ρεύματος I_{ds} συναρτήσει της V_{ds} , για FET GaAs, φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



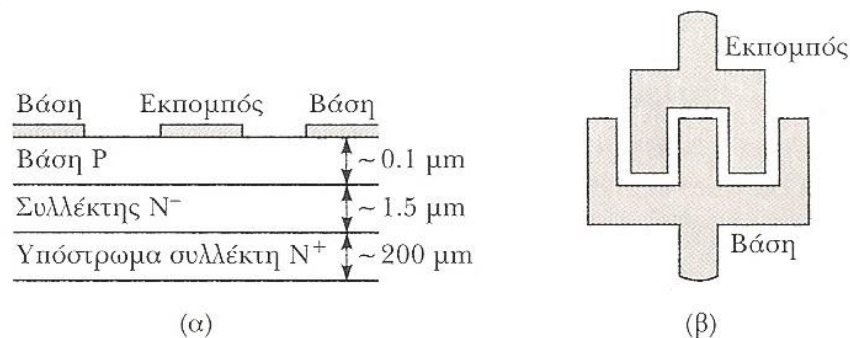
Σχήμα 3.4: (α) Χαρακτηριστικά DC ενός FET από GaAs. (β) Κύκλωμα πόλωσης και αποσύζευξης ενός FET από GaAs.

Για να είναι ο θόρυβος χαμηλός, το ρεύμα απαγωγού επιλέγεται να είναι το 15% περίπου του I_{dss} (ρεύμα κορεσμού απαγωγού - πηγής). Κυκλώματα μεγαλύτερης ισχύος απαιτούν μεγαλύτερες τιμές ρεύματος απαγωγού. Η DC τάση πόλωσης πρέπει να εφαρμόζεται στην πύλη και στον απαγωγό χωρίς να εμποδίζει τη διαδρομή του σήματος RF. Αυτό γίνεται όπως στο **Σχήμα 3.4(β)**, που δείχνει τα κυκλώματα πόλωσης και αποσύζευξης για τροφοδοσία διπλής πόλωσης. Τα RF πηνία υψηλής επαγωγής (RF chokes) εξασφαλίζουν πολύ μικρή αντίσταση για την πόλωση, και πολύ μεγάλη σύνθετη αντίσταση στις συχνότητες RF

αποτρέποντας έτσι βραχυκύκλωση του μικροκυματικού σήματος από την τροφοδοσία της πόλωσης. Ομοίως οι πυκνωτές αποσύζευξης εισόδου και εξόδου μπλοκάρουν το DC από τις γραμμές εισόδου και εξόδου, ενώ επιτρέπουν τη διέλευση μικροκυματικών σημάτων. Υπάρχουν και πολλοί άλλοι τύποι κυκλωμάτων πόλωσης, που αντισταθμίζουν τις μεταβολές της θερμοκρασίας και της διάταξης, και συνεργάζονται με τροφοδοσίες μιας μόνο πόλωσης.

3.2.2 Μικροκυματικά Διπολικά Τρανζίστορ (BJT)

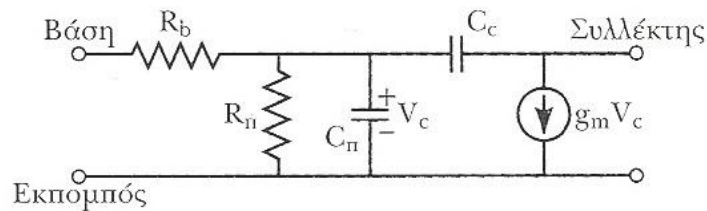
Τα μικροκυματικά διπολικά τρανζίστορ είναι συνήθως τύπου npn, και σε συχνότητες κάτω από τα 2 GHz προτιμώνται έναντι των FET αρσενικούχου γαλλίου επειδή έχουν μεγαλύτερο κέρδος και χαμηλότερο κόστος. Τα διπολικά τρανζίστορ εκδηλώνουν θόρυβο βολής καθώς και θερμικό θόρυβο, οπότε ο δείκτης θορύβου τους είναι χειρότερος από εκείνον των FET GaAs. Η δομή τους φαίνεται στο **Σχήμα 3.5**. Σε αντίθεση με τα FET, τα διπολικά τρανζίστορ οδηγούνται από ρεύμα, και συγκεκριμένα το ρεύμα βάσης διαμορφώνει το ρεύμα του συλλέκτη. Το ανώτατο όριο συχνότητας λειτουργίας ενός διπολικού τρανζίστορ προσδιορίζεται από το μήκος της βάσης, που είναι της τάξης των 0,1 μm .



Σχήμα 3.5: (α) Τομή μικροκυματικού διπολικού τρανζίστορ πυριτίου (β) Άποψη από επάνω, που δείχνει τις επαφές βάσης και εκπομπού.

Ένα μοντέλο ισοδύναμου κυκλώματος μικροκυματικού διπολικού τρανζίστορ, για ανάλυση μικρού σήματος, φαίνεται στο **Σχήμα 3.6**. Η σύνδεση είναι κοινού εκπομπού και τα στοιχεία του, με τις τυπικές τιμές τους, είναι τα εξής:

- R_b (αντίσταση της βάσης) = 7 Ω
- R_n (ισοδύναμη αντίσταση π) = 110 Ω
- C_π (ισοδύναμη χωρητικότητα π) = 18 pF
- C_C (χωρητικότητα του συλλέκτη) = 18 pF
- g_m (διαγωγιμότητα) = 900 mS



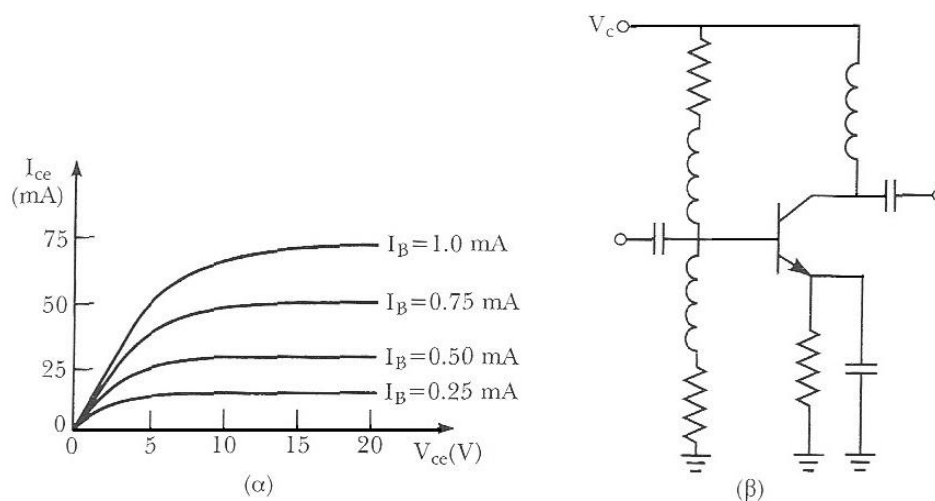
Σχήμα 3.6: Απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα, υβριδικού - π, διπολικού τρανζίστορ σε σύνδεση κοινού εκπομπού.

Η διαγωγιμότητα των διπολικών τρανζίστορ είναι πολύ μεγαλύτερη από εκείνη των FET από GaAs, για το λόγο αυτό η ισχύς είναι πολύ μεγαλύτερη στις χαμηλότερες συχνότητες. Η μεγαλύτερη χωρητικότητα στο μοντέλο αυτό του διπολικού τρανζίστορ προκαλεί μείωση του κέρδους στις υψηλότερες συχνότητες. Το μοντέλο του **σχήματος 3.6** είναι δημοφιλές επειδή μοιάζει με το ισοδύναμο ενός FET. Σε μεγαλύτερα όμως εύρη ζώνης πλεονεκτούν άλλα, πολυπλοκότερα μοντέλα. Επιπλέον, το μοντέλο αυτό αγνοεί τις παρασιτικές αντιστάσεις και αυτεπαγωγές των συγκολλήσεων στη βάση και τον εκπομπό.

Με βάση το ισοδύναμο του **σχήματος 3.6**, η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας, f_r , προκύπτει όταν το κέρδος ρεύματος βραχυκυκλώματος γίνει ίσο με τη μονάδα, όπως και στα FET:

$$f_r = \frac{g_m}{2\pi C_\pi} \quad (3.3)$$

Τα DC λειτουργικά χαρακτηριστικά ενός διπολικού τρανζίστορ φαίνονται στο **Σχήμα 3.7(α)**. Όπως και στα FET, το σημείο πόλωσης εξαρτάται από την εφαρμογή και το είδος του τρανζίστορ. Μικρά ρεύματα συλλέκτη δίνουν καλύτερο δείκτη θορύβου, ενώ μεγαλύτερα ρεύματα συλλέκτη δίνουν καλύτερο κέρδος ισχύος. Το **Σχήμα 3.7(β)** δείχνει ένα τυπικό κύκλωμα πόλωσης και αποσύζευξης διπολικού τρανζίστορ με τροφοδοσία μιας μόνο πόλωσης.



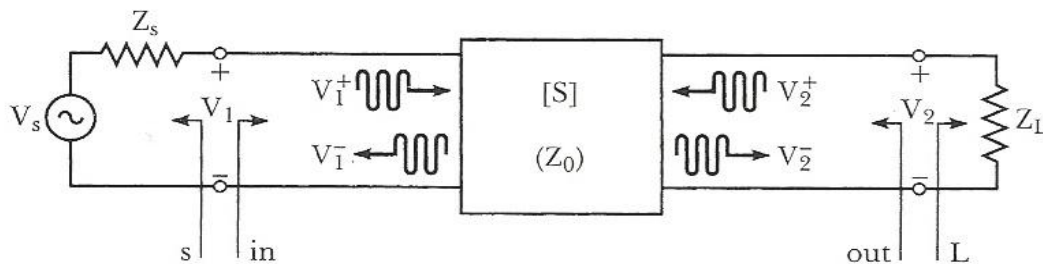
Σχήμα 3.7: (α) DC χαρακτηριστικά πυριτικού διπολικού τρανζίστορ (β) Κύκλωμα πόλωσης και αποσύζευξης διπολικού τρανζίστορ.

3.3 Κέρδος και Ευστάθεια

Στην ενότητα αυτή θα εξαχθούν σχέσεις υπολογισμού του κέρδους και της ευστάθειας (stability) ενός δίθυρου ενισχυτή συναρτήσει των παραμέτρων S του τρανζίστορ. Οι σχέσεις αυτές θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια για τη σχεδίαση ενισχυτών.

3.3.1 Κέρδη ισχύος δίθυρου δικτύου

Έστω ένα δίθυρο δίκτυο με πίνακα παραμέτρων σκέδασης [S], συνδεδεμένο με τις σύνθετες αντιστάσεις πηγής και φορτίου Z_s και Z_L , αντίστοιχως (Σχήμα 3.8).



Σχήμα 3.8: Δίθυρο δίκτυο με σύνθετες αντιστάσεις πηγής και φορτίου.

Θα εξαχθούν σχέσεις υπολογισμού τριών ειδών κέρδους, συναρτήσει των παραμέτρων S του δίθυρου δικτύου, καθώς και σχέσεις υπολογισμού των συντελεστών ανάκλασης Γ_s και Γ_L (πηγής και φορτίου, αντίστοιχα). Έτσι, έχουμε:

- **Κέρδος ισχύος (Power Gain):** $G = P_L / P_{in}$, είναι ο λόγος της ισχύος που καταναλώνεται στο φορτίο Z_L , προς την ισχύ που προσφέρεται στην είσοδο του δίθυρου δικτύου. Το κέρδος αυτό είναι ανεξάρτητο του Z_s , παρ' όλο που μερικά ενεργά κυκλώματα έχουν ισχυρή εξάρτηση από το Z_s .
- **Διαθέσιμο κέρδος (Available gain):** $G_A = P_{avn} / P_{avs}$ είναι ο λόγος της ισχύος που είναι διαθέσιμη από το δίθυρο δίκτυο προς την ισχύ που είναι διαθέσιμη από την πηγή. Αυτή προϋποθέτει συζυγή προσαρμογή τόσο της πηγής όσο και του φορτίου και εκδηλώνει ισχυρή εξάρτηση από το Z_s , όχι όμως από το Z_L .
- **Κέρδος ισχύος μετατροπέα (Transducer power gain):** $G_T = P_L / P_{avs}$ είναι ο λόγος της ισχύος που είναι διαθέσιμη στο φορτίο προς την ισχύ που είναι διαθέσιμη από την πηγή. Το κέρδος αυτό έχει ισχυρή εξάρτηση από τις Z_s και Z_L .

Οι ορισμοί αυτοί διαφέρουν κυρίως ως προς τον τρόπο προσαρμογής πηγής και φορτίου με την δίθυρη διάταξη. Αν η είσοδος και η έξοδος είναι και οι δυο συζυγώς προσαρμοσμένες με το δίθυρο, τότε το κέρδος μεγιστοποιείται, και έχουμε $G = G_A = G_T$.

Με βάση το σχήμα 2.7, ο συντελεστής ανάκλασης που "βλέπει" κανείς κοιτάζοντας προς το φορτίο, είναι:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.4)$$

ενώ ο συντελεστής ανάκλασης που "βλέπει" κανείς κοιτάζοντας προς την πηγή, είναι:

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (3.5)$$

όπου Z_0 είναι η χαρακτηριστική αντίσταση αναφοράς για τις παραμέτρους S του δίθυρου δικτύου.

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου του τερματισμένου δίθυρου δικτύου θα είναι μη-προσαρμοσμένη. Ο συντελεστής ανάκλασης Γ_{in} υπολογίζεται με τη βοήθεια ενός γραφήματος ροής σήματος ή με την ανάλυση που ακολουθεί.

Από τον ορισμό των παραμέτρων S, ισχύει $V_2^+ = \Gamma_L V_2^-$ άρα:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad (3.6 \alpha)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad (3.6 \beta)$$

Απαλείφοντας το V_2^- από την (3.6 α) και επιλύοντας ως προς V_1^-/V_1^+ , προκύπτει:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{11}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3.7 \alpha)$$

όπου Z_{in} είναι η σύνθετη αντίσταση που "βλέπει" κανείς κοιτάζοντας μέσα από την θύρα 1 του τερματισμένου δικτύου. Ομοίως, ο συντελεστής ανάκλασης που φαίνεται κοιτάζοντας μέσα από την θύρα 2 του δικτύου, όταν η θύρα 1 τερματίζεται στην Z_s , είναι:

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.7 \beta)$$

Με διαίρεση τάσης, προκύπτει:

$$V_1 = V_S \frac{Z_{in}}{Z_S + Z_{in}} = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + \Gamma_{in})$$

Χρησιμοποιώντας της σχέση:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}$$

από την (3.7 α) και επιλύοντας ως προς V_1^+ , προκύπτει:

$$V_1^+ = \frac{V_s(1-\Gamma_s)}{2(1-\Gamma_s\Gamma_{in})} \quad (3.8)$$

Αν θεωρηθούν τιμές κορυφής για όλες τις τάσεις, η μέση ισχύς που παρέχεται στο δικτύωμα θα είναι :

$$P_{in} = \frac{1}{2Z_0} = |V_1^+|^2 (1-|\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_s|^2 |1-\Gamma_s|^2}{8Z_0 |1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2} (1-|\Gamma_{in}|^2) \quad (3.9)$$

όπου χρησιμοποιήθηκε και η (3.8). Η ισχύς που παρέχεται στον φορτίο θα είναι:

$$P_L = \frac{|V_2^-|^2}{2Z_0} (1-|\Gamma_L|^2) \quad (3.10)$$

Επιλύοντας την (3.6 β) ως προς V_2^- , αντικαθιστώντας στην (3.10) και σε συνδυασμό με την (3.8), προκύπτει:

$$P_L = \frac{|V_1^+|^2 |S_{21}|^2 (1-|\Gamma_L|^2)}{2Z_0 |1-S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{|V_s|^2 |S_{21}|^2 (1-|\Gamma_L|^2) |1-\Gamma_s|^2}{8Z_0 |1-S_{22}\Gamma_L|^2 |1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2} \quad (3.11)$$

Έτσι το **κέρδος ισχύος** θα είναι:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma_L|^2)}{(1-|\Gamma_{in}|^2) |1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.12)$$

Η ισχύς που είναι διαθέσιμη από την πηγή, P_{avs} , είναι η μέγιστη ισχύς που μπορεί να παραδοθεί στο δίκτυο. Αυτό συμβαίνει όταν η σύνθετη αντίσταση εισόδου του τερματισμένου δικτύου είναι συζυγώς προσαρμοσμένη με τη σύνθετη αντίσταση της πηγής. Από την (3.9), επομένως, προκύπτει:

$$P_{avs} = P_{in}^* = \frac{|V_s|^2 |1-\Gamma_s|^2}{8Z_0 (1-|\Gamma_s|^2)}, \quad \text{με } \Gamma_{in} = \Gamma_s \quad (3.13)$$

Ομοίως, η ισχύς που είναι διαθέσιμη από το δίκτυο, P_{avn} , είναι η μέγιστη ισχύς που μπορεί να παραδοθεί στο φορτίο. Από την (3.11), λοιπόν:

$$P_{avn} = P_L = \frac{|V_s|^2 |S_{21}|^2 (1-|\Gamma_{out}|^2) |1-\Gamma_s|^2}{8Z_0 |1-S_{22}\Gamma_{out}|^2 |1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2}, \quad \text{με } \Gamma_L = \Gamma_{out} \quad (3.14)$$

Από την (3.7 α), αποδεικνύεται ότι:

$$|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2 = \frac{|1-S_{11}\Gamma_s|^2 (1-|\Gamma_{out}|^2)^2}{|1-S_{22}\Gamma_{out}|^2}, \quad \text{με } \Gamma_L = \Gamma_{out}$$

Οπότε η (3.14) γίνεται:

$$P_{avn} = \frac{|V_s|^2 |S_{21}|^2 |1-\Gamma_s|^2}{8Z_0 |1-S_{11}\Gamma_s|^2 (1-|\Gamma_{out}|^2)} \quad (3.15)$$

Σημειώνεται ότι τα P_{avs} και P_{avn} έχουν εκφραστεί συναρτήσει της τάσης της πηγής V_s , που είναι ανεξάρτητη των σύνθετων αντιστάσεων εισόδου ή φορτίου. Αν τα μεγέθη αυτά είχαν εκφραστεί συναρτήσει του V_1^+ , θα μπορούσε να προκληθεί σύγχυση αφού το V_1^+ είναι διαφορετικό στους υπολογισμούς καθενός απ' τα μεγέθη P_L , P_{avs} και P_{avn} .

Από τις (3.13) και (3.15), το **διαθέσιμο κέρδος ισχύος** είναι:

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (3.16)$$

ενώ από τις (3.11) και (3.13) το **κέρδος ισχύος του μετατροπέα** είναι:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.17)$$

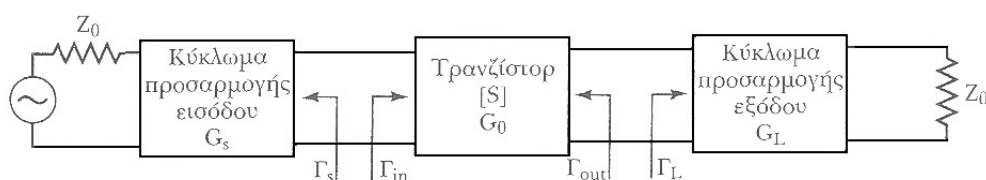
Μια ειδική περίπτωση κέρδους ισχύος μετατροπέα είναι, όταν τόσο η είσοδος όσο και η έξοδος, προσαρμόζονται ώστε να μηδενίζονται οι ανακλάσεις (περίπτωση αντίθετη από τη συζυγή προσαρμογή). Τότε, $\Gamma_L = \Gamma_s = 0$, οπότε η (3.17) γίνεται:

$$G_T = |S_{21}|^2 \quad (3.18)$$

Μια άλλη ειδική περίπτωση είναι το **μονόπλευρο κέρδος ισχύος μετατροπέα, G_{TU}** , όπου $S_{12} = 0$ (ή αμελητέο). Το χαρακτηριστικό αυτό της μη αντιστρεπτότητας, είναι κοινό σε πολλά πρακτικά κυκλώματα ενισχυτών. Από την (2.6α), προκύπτει $\Gamma_{in} = S_{11}$ όταν $S_{12} = 0$, οπότε από την (3.17) προκύπτει:

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.19)$$

Το κύκλωμα του **Σχήματος 3.9** είναι ένα μοντέλο μικροκυματικού ενισχυτή με τρανζίστορ, μιας βαθμίδας. Το δίκτυο προσαρμογής στις δύο πλευρές του τρανζίστορ μετασχηματίζει τη σύνθετη αντίσταση, Z_0 , εισόδου και εξόδου, στις σύνθετες αντιστάσεις πηγής και φορτίου, Z_s και Z_L .



Σχήμα 3.9: Γενικό κύκλωμα ενισχυτή με τρανζίστορ.

Το πιο χρήσιμο κέρδος για τη σχεδίαση ενισχυτή είναι το κέρδος ισχύος μετατροπέα (εξίσ. 3.17), που συμπεριλαμβάνει την μη-προσαρμογή τόσο της πηγής όσο και του φορτίου. Από την (3.17) επομένως, μπορούν να οριστούν, ξεχωριστά, οι παράγοντες ενεργού κέρδους, για το δικτύωμα προσαρμογής της εισόδου (πηγής), για το ίδιο το τρανζίστορ, και για το δίκτυο προσαρμογής της εξόδου (φορτίου):

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in} \Gamma_S|^2} \quad (3.20 \alpha)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (3.20 \beta)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3.20 \gamma)$$

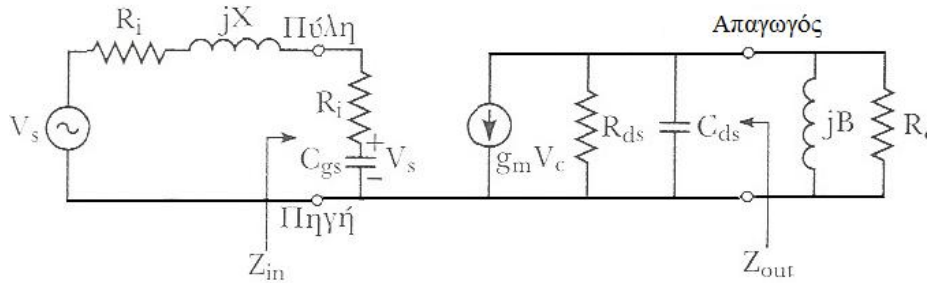
Με βάση τους ορισμούς αυτούς, το συνολικό κέρδος του μετατροπέα θα είναι $G_T = G_S G_0 G_L$. Τα ενεργά κέρδη από τα G_S και G_L οφείλονται στην προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης του τρανζίστορ με τη σύνθετη αντίσταση Z_0 .

Αν το τρανζίστορ είναι μονόπλευρο, τότε το $S_{12} = 0$ ή είναι αμελητέο, οπότε παραλείπεται. Τότε η (3.7) γίνεται $\Gamma_{in} = S_{11}$, $\Gamma_{out} = S_{22}$ και το κέρδος του μονόπλευρου μετατροπέα θα είναι $G_T = G_S G_0 G_L$, όπου τα G_S , G_0 και G_L δίνονται και πάλι από τις σχέσεις (3.20 α,β,γ).

Οι παραπάνω σχέσεις είναι συναρτήσεις των παραμέτρων S του τρανζίστορ. Εναλλακτικά, μπορούν να βρεθούν σχέσεις υπολογισμού του κέρδους, συναρτήσει των παραμέτρων του ισοδύναμου κυκλώματος του τρανζίστορ. Ως παράδειγμα θα υπολογιστεί το κέρδος μονόπλευρου μετατροπέα ενός συζυγώς προσαρμοσμένου FET από GaAs, με βάση το ισοδύναμο κύκλωμα του **Σχήματος 3.3** (με $C_{gd} = 0$). Για τη συζυγή προσαρμογή του τρανζίστορ, επιλέγονται οι σύνθετες αντιστάσεις πηγής και φορτίου που φαίνονται στο **Σχήμα 3.10**. Αν ληφθεί ως τιμή της εν σειρά επαγωγικής φανταστικής αντίστασης της πηγής, η $X = 1/(\omega C_{gs})$, τότε $Z_{in} = Z_s^*$. Αν επίσης ληφθεί ως τιμή της παράλληλης επαγωγικής φανταστικής αγωγιμότητας του φορτίου, η $B = -\omega C_{ds}$, τότε $Z_{out} = Z_L^*$. Με τον τρόπο αυτό εξαλείφονται τα στοιχεία φανταστικής αντίστασης του ισοδύναμου κυκλώματος του FET. Με διαίρεση τάσης, τότε, $V_c = V_s / (2j\omega R_i C_{gs})$, οπότε το κέρδος προκύπτει:

$$G_{TU} = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{\frac{1}{8} |g_m V_c|^2 R_{ds}}{\frac{1}{8} |V_s|^2 / R_i} = \frac{g_m^2 R_{ds}}{4\omega^2 R_i C_{gs}^2} = \frac{R_{ds}}{4R_i} \left(\frac{f_r}{f} \right)^2$$

όπου στο τελευταίο βήμα, το κέρδος εκφράστηκε συναρτήσει της συχνότητας αποκοπής f_r , χρησιμοποιώντας την σχέση (3.2). Το κέρδος επομένως ενός συζυγώς προσαρμοσμένου ενισχυτή FET μειώνεται ανάλογα με τον παράγοντα $1/f^2$, δηλαδή 6 dB ανά οκτάβα.



Σχήμα 3.10: Ισοδύναμο κύκλωμα μονόπλευρου FET και απολήξεις πηγής και φορτίου για τον υπολογισμό του κέρδους ισχύος του μονόπλευρου μετατροπέα.

3.3.2 Ευστάθεια (Stability)

Σε αυτή την παράγραφο, θα εξεταστεί η ευστάθεια του ενισχυτή. Στο κύκλωμα του **σχήματος 3.9**, οι ταλαντώσεις είναι ισχυρές, αν η σύνθετη αντίσταση είτε της θύρας εισόδου είτε της θύρας εξόδου έχει αρνητικό πραγματικό μέρος. Τότε $|\Gamma_{in}| > 1$ ή $|\Gamma_{out}| > 1$. Επειδή τα Γ_{in} και Γ_{out} εξαρτώνται από τα κυκλώματα προσαρμογής πηγής και φορτίου, η ευστάθεια του ενισχυτή θα εξαρτάται από τα Γ_S και Γ_L των κυκλωμάτων προσαρμογής. Ορίζονται έτσι δυο τύποι ευστάθειας:

1. **Πλήρης ευστάθεια (unconditional stability):** Το δικτύωμα είναι πλήρως ευσταθές αν $|\Gamma_{in}| < 1$ και $|\Gamma_{out}| < 1$ για όλες τις παθητικές αντιστάσεις πηγής και φορτίου (δηλαδή, $|\Gamma_S| < 1$ και $|\Gamma_L| < 1$).
2. **Υπό συνθήκη ευστάθεια (conditional stability):** Το δικτύωμα είναι υπό συνθήκη ευσταθές αν $|\Gamma_{in}| < 1$ και $|\Gamma_{out}| < 1$ μόνο σε ένα ορισμένο εύρος τιμών των παθητικών αντιστάσεων πηγής και φορτίου. Η κατάσταση αυτή λέγεται και **πιθανώς ασταθής**.

Σημειώνεται ότι η συνθήκη ευστάθειας ενός δικτύου εξαρτάται από τη συχνότητα. Μπορεί δηλαδή ένας ενισχυτής να είναι ευσταθής στη συχνότητα σχεδίασης, αλλά ασταθής σε άλλες συχνότητες.

Εφαρμόζοντας τις παραπάνω απαιτήσεις πλήρους ευστάθειας στην (3.7), προκύπτει ότι τα Γ_S και Γ_L πρέπει να ικανοποιούν τις ακόλουθες συνθήκες:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (3.21 \alpha)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (3.21 \beta)$$

Αν η διάταξη είναι μονόπλευρη ($S_{12} = 0$), οι παραπάνω συνθήκες συμπύσσονται στις $|S_{11}| < 1$ και $|S_{22}| < 1$ που αρκούν για μια πλήρη ευστάθεια.

Οι παραπάνω ανισότητες ορίζουν μια περιοχή τιμών των Γ_S και Γ_L , όπου ο ενισχυτής είναι ευσταθής. Η εύρεση της περιοχής αυτής διευκολύνεται με την βοήθεια του χάρτη Smith, αν σχεδιαστούν οι κύκλοι ευστάθειας εισόδου και εξόδου. Οι κύκλοι ευστάθειας ορίζονται ως ο γεωμετρικός τόπος των σημείων του επιπέδου του Γ_L (ή του Γ_S), για τα οποία $|\Gamma_{in}|=1$ (ή $|\Gamma_{out}|=1$) και καθορίζουν τα όρια μεταξύ των περιοχών ευστάθειας και πιθανής αστάθειας ως προς τις τιμές των Γ_S και Γ_L .

Οι εξισώσεις του κύκλου ευστάθειας εξόδου βρίσκονται ως εξής (η διαδικασία για τον κύκλο ευστάθειας εισόδου είναι η ίδια, απλώς αλληλο-αντικαθίστανται τα S_{11} και S_{22}). Η συνθήκη $|\Gamma_{in}| = 1$ εκφράζεται με τη βοήθεια της (3.21α):

$$\left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = 1 \quad (3.22)$$

$$\text{ή} \quad \left| S_{11} - S_{22}\Gamma_L + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = 1$$

Ορίζοντας τώρα την ορίζουσα Δ του πίνακα σκέδασης, ως :

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.23)$$

η (3.22) γράφεται:

$$\left| S_{11} - \Delta\Gamma_L + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| = 1 \quad (3.24)$$

Υψώνουμε και τα δυο μέρη στο τετράγωνο, και απλοποιούμε:

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + |\Delta|^2 |\Gamma_L|^2 - 2\Re\{\Gamma_L S_{11}^* + \Delta^* \Gamma_L^* S_{11}\} &= 1 + |S_{22}|^2 |\Gamma_L|^2 - 2\Re\{\Gamma_L^* S_{22}^* + S_{22} \Gamma_L\} \\ |\Delta|^2 |\Gamma_L|^2 - |\Delta|^2 \Gamma_L^* \Gamma_L - |S_{22}|^2 - \Delta S_{11}^* \Gamma_L^* - (S_{22}^* - \Delta^* S_{11}) \Gamma_L^* &= |S_{11}|^2 - 1 \\ \Gamma_L \Gamma_L^* - \frac{|S_{22}|^2 - \Delta S_{11}^* \Gamma_L^* + (S_{22}^* - \Delta^* S_{11}) \Gamma_L^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} &= \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Προσθέτοντας και στα δυο μέρη τον όρο $\frac{|S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$, προκύπτει:

$$\begin{aligned} \left| \Gamma_L - \frac{S_{22} - \Delta S_{11}^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|^2 &= \frac{|S_{11}|^2 - 1}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} + \frac{|S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \Rightarrow \\ \left| \Gamma_L - \frac{S_{22} - \Delta S_{11}^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| &= \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \end{aligned} \quad (3.26)$$

Στο μιγαδικό επίπεδο Γ , μια εξίσωση της μορφής $|\Gamma - C| = R$ αντιπροσωπεύει ένα κύκλο με κέντρο το C (μιγαδικός αριθμός) και ακτίνα R (πραγματικός αριθμός). Με την εξίσωση (3.26) επομένως, ορίζεται ο κύκλος ευστάθειας εξόδου, με κέντρο το C_L και ακτίνα R_L , όπου:

$$C_L = \frac{S_{22} - \Delta S_{11}^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{κέντρο}) \quad (3.27 \alpha)$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{ακτίνα}) \quad (3.27 \beta)$$

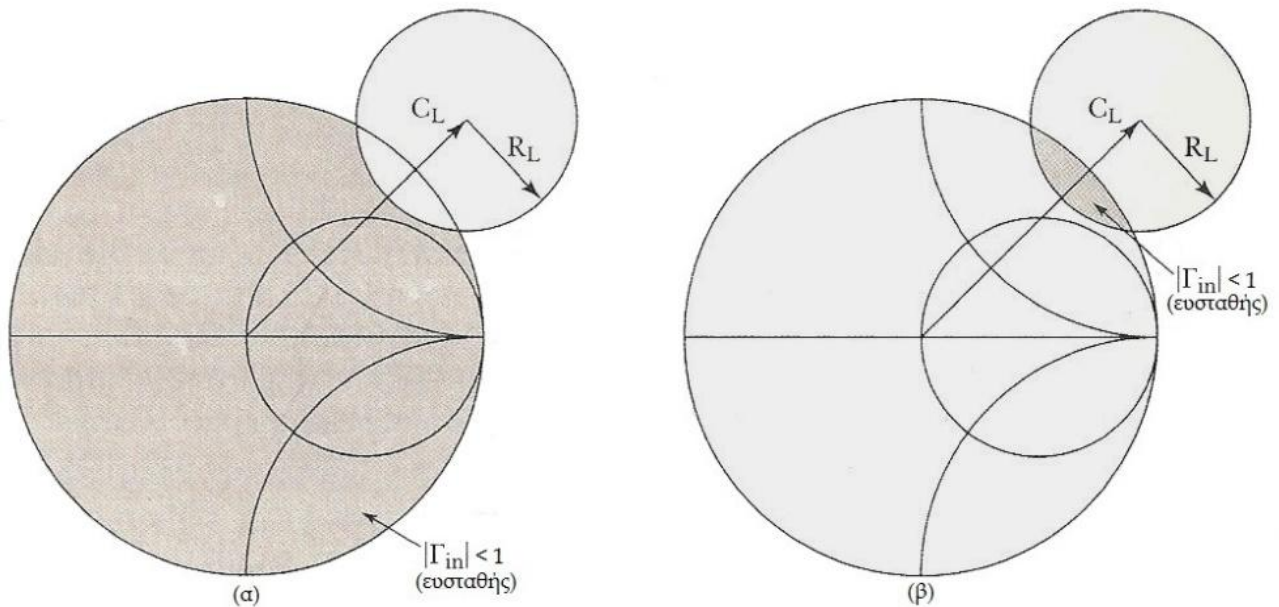
Αλληλο-αντικαθιστώντας τα S_{11} και S_{22} , προκύπτει ο κύκλος ευστάθειας εισόδου, με :

$$C_S = \frac{S_{11} - \Delta S_{22}^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (\text{κέντρο}) \quad (3.28 \alpha)$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (\text{ακτίνα}) \quad (3.28 \beta)$$

Με δεδομένες τις παραμέτρους S της διάταξης, μπορούν να σχεδιαστούν οι κύκλοι ευστάθειας εισόδου και εξόδου και να βρεθούν τα σημεία όπου $|\Gamma_{in}| = 1$ και $|\Gamma_{out}| = 1$. Στη μια πλευρά του κύκλου ευστάθειας εισόδου, θα ισχύει $|\Gamma_{out}| < 1$ και στην άλλη $|\Gamma_{out}| > 1$. Ομοίως, στη μια πλευρά του κύκλου ευστάθειας εξόδου θα ισχύει $|\Gamma_{in}| < 1$ και στην άλλη $|\Gamma_{in}| > 1$. Μένει λοιπόν να προσδιοριστούν οι περιοχές του χάρτη Smith που αντιπροσωπεύουν την ευσταθή περιοχή, όπου $|\Gamma_{in}| < 1$ και $|\Gamma_{out}| < 1$.

Ας θεωρηθούν οι κύκλοι ευστάθειας εξόδου στο επίπεδο Γ_L , με $|S_{11}| < 1$ και $|S_{11}| > 1$ (**Σχήμα 3.11**). Αν τεθεί $Z_L = Z_0$, τότε $\Gamma_L = 0$, και από την (2.22α), $|\Gamma_{in}| = |S_{11}|$. Αν τώρα $|S_{11}| < 1$, τότε $|\Gamma_{in}| < 1$, άρα το $\Gamma_L = 0$ πρέπει να είναι στην ευσταθή περιοχή. Αυτό σημαίνει ότι το κέντρο του χάρτη Smith ($\Gamma_L = 0$), είναι στην ευσταθή περιοχή, επομένως, όλο το τμήμα του χάρτη Smith ($|\Gamma_L| < 1$) που είναι έξω από τον κύκλο ευστάθειας, ορίζει την ευσταθή περιοχή για το Γ_L . Η περιοχή αυτή είναι γραμμοσκιασμένη στο σχ. 3.11(α). Εναλλακτικά, αν τεθεί $Z_L = Z_0$ αλλά είναι $|S_{11}| > 1$, τότε $|\Gamma_{in}| > 1$ για $\Gamma_L = 0$, οπότε το κέντρο του χάρτη Smith είναι στην ασταθή περιοχή. Στην περίπτωση αυτή, η ευσταθής περιοχή είναι το εσωτερικό τμήμα του κύκλου ευστάθειας που τέμνει το χάρτη Smith (σχ. 2.11β). Οι ίδιες σχέσεις ισχύουν και για τον κύκλο ευστάθειας εισόδου.



Σχήμα 3.11: Κύκλοι ευστάθειας εξόδου, πλήρως ευσταθούς διάταξης: **(α)** $|S_{11}| < 1$, **(β)** $|S_{11}| > 1$.

Αν η διάταξη είναι πλήρως ευσταθής, οι κύκλοι ευστάθειας πρέπει να είναι εντελώς έξω από τον χάρτη Smith (ή να τον περικλείουν ολόκληρο). Με μαθηματικό τρόπο, αυτό εκφράζεται με τις σχέσεις:

$$|R_L| > 1, \text{ για } |S_{11}| < 1 \quad (3.29 \alpha)$$

$$|R_L| > 1, \text{ για } |S_{11}| > 1 \quad (3.29 \beta)$$

Αν $|S_{11}| > 1$ ή $|S_{22}| > 1$, ο ενισχυτής δεν μπορεί να είναι πλήρως ευσταθής, διότι πάντοτε μπορεί μια σύνθετη αντίσταση πηγής ή φορτίου να είναι Z_0 , οπότε $\Gamma_S = 0$ ή $\Gamma_L = 0$, με συνέπεια $|\Gamma_{in}| > 1$ ή $|\Gamma_{out}| > 1$.

Εναλλακτικά, μπορεί να αποδειχθεί ότι ο ενισχυτής είναι πλήρως ευσταθής, αν πληρούνται οι ακόλουθες αναγκαίες και ικανές συνθήκες:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.30)$$

και $|\Delta| < 1 \quad (3.31)$

Η απόδειξη αρχίζει από τις (3.21). Για να είναι ο ενισχυτής πλήρως ευσταθής, η πρώτη συνθήκη που πρέπει να πληρούται, κατά την (2.21α), είναι η για όλα τα $|\Gamma_L| < 1$.

Η ανισότητα γράφεται και ως:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1$$

$$\begin{aligned}
&= \left| \frac{1}{S_{22}} \left(S_{22}S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_{22}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right) \right| < 1 \\
&= \left| \frac{1}{S_{22}} \left(A + \frac{S_{12}S_{21}}{1-S_{22}\Gamma_L} \right) \right| < 1 \tag{3.32}
\end{aligned}$$

Έστω τώρα ότι $\Gamma_L = |\Gamma_L|e^{j\theta}$. Οι επιτρεπτές τιμές του Γ_L , για ένα παθητικό φορτίο και παθητικό προσαρμοσμένο δίκτυο, πρέπει να βρίσκονται μέσα σε ένα μοναδιαίο κύκλο που ορίζεται από την $|\Gamma_L| = 1$. Ο παράγων $1/(1-|S_{22}|^2)$ μετασχηματίζει τον κύκλο αυτό σε ένα άλλο κύκλο με κέντρο στο $1/(1-|S_{22}|^2)$ και ακτίνα $|S_{22}|/\sqrt{1-|S_{22}|^2}$. Αυτό φαίνεται αν τεθεί $|\Gamma_L| = 1$ και γραφεί ο παράγων αυτός ως:

$$\frac{1}{1-S_{22}e^{j\theta}} = \frac{1}{1-|S_{22}|e^{j\theta}}$$

και αν επίσης παρατηρηθεί ότι οι ελάχιστες και μέγιστες τιμές του παράγοντα αυτού σημειώνονται για $\theta = 0$ και π , αντιστοίχως και είναι $1/(1-|S_{22}|)$ και $1/(1+|S_{22}|)$, αντιστοίχως. Το κέντρο επομένως του κύκλου προκύπτει από τη μέση τιμή των δυο αυτών τιμών, $1/2 [1/(1-|S_{22}|) + 1/(1+|S_{22}|)] = 1/(1-|S_{22}|^2)$, ενώ η ακτίνα από το μισό της διαφοράς τους, $1/2 [1/(1-|S_{22}|) - 1/(1+|S_{22}|)] = |S_{22}|/(1-|S_{22}|^2)$.

Έτσι, $1/(1-S_{22}e^{j\theta}) = 1/(1-|S_{22}|^2) + (|S_{22}|e^{j\theta})/(1-|S_{22}|^2)$, οπότε η (2.33) γράφεται:

$$\frac{1}{S_{22}} \left(A + \frac{S_{12}S_{21}}{1-|S_{22}|^2} \right) + \frac{S_{12}S_{21}|S_{22}|e^{j\psi}}{1-|S_{22}|^2} < 1 \tag{3.33}$$

που πρέπει να αληθεύει για όλες τις τιμές της γωνίας ψ . Το αριστερό μέρος γίνεται μέγιστο για την τιμή εκείνη του ψ που εξισώνει τις φασικές γωνίες των δυο όρων, οπότε η (2.33) απλοποιείται στην:

$$0 \leq \frac{1}{|S_{22}|} \left| A + \frac{S_{12}S_{21}}{1-|S_{22}|^2} \right| < 1 - \frac{|S_{22}S_{21}|}{1-|S_{22}|^2} \tag{3.34}$$

Υψώνουμε στο τετράγωνο και τα δυο μέρη της ανισότητας αυτής και απλοποιούμε:

$$|S_{12}S_{21}|^2 + |\Delta|^2 \left(1 - |S_{22}|^2 \right) \geq \Delta S_{12}^* S_{21}^* + \Delta^* S_{12} S_{21} < |S_{22}|^2 \left(1 - 2|S_{12}S_{21}| - |S_{22}|^2 \right)$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση $\Delta S_{12}^* S_{21}^* + \Delta^* S_{12} S_{21} = |S_{11}|^2 |S_{22}|^2 - |S_{12}S_{21}|^2 - |\Delta|^2$, προκύπτει:

$$2|S_{12}S_{21}| < 1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2 \tag{3.35}$$

που είναι ίδια με τη συνθήκη (3.30). Επειδή το K παραμένει αμετάβλητο μετά την αλληλοαντικατάσταση των S_{11} και S_{22} , συμπεραίνεται ότι η συνθήκη (3.30) αρμόζει τόσο στην $|\Gamma_{out}| < 1$, όσο και στην $|\Gamma_{in}| < 1$.

Το δεξιό μέρος της (2.35) υποδεικνύει ότι $0 < 1 - |S_{22}| - |S_{12}S_{21}|$, ενώ μια αντίστοιχη σχέση προκύπτει από την (2.21β): $0 < 1 - |S_{11}| - |S_{12}S_{21}|$. Προσθέτοντας τις ανισότητες αυτές:

$$2|S_{12}S_{21}| < 2 - |S_{11}| - |S_{22}|$$

Από την τριγωνική ανισότητα είναι γνωστό ότι:

$$| |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \leq |S_{11}S_{22}| + |S_{12}S_{21}|$$

επομένως:

$$2|S_{12}S_{21}| < 2 - |S_{11}| - |S_{22}| \Leftrightarrow$$

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - \frac{1}{2}(|S_{11}| + |S_{22}|) \Leftrightarrow$$

$$|S_{12}S_{21}| < 1 - \frac{1}{2}(|S_{11}| + |S_{22}|) \tag{3.36}$$

που είναι ίδια με την (2.31). Αποδείχτηκε συνεπώς ότι **ένα δίθυρο δίκτυο είναι πλήρως ευσταθές, αν και μόνον αν $K > 1$ και $|\Delta| < 1$.**

Αν η διάταξη είναι μόνο υπό συνθήκη ευσταθής, τα σημεία λειτουργίας για τα Γ_S και Γ_L πρέπει να επιλεγούν στην ευσταθή περιοχή και είναι καλή πρακτική να ελέγχεται η ευστάθεια σε αρκετές συχνότητες κοντά στη συχνότητα σχεδίασης. Αν είναι δυνατόν να γίνει αποδεκτή μια σχεδίαση με κέρδος μικρότερου του μέγιστου, τότε το τρανζίστορ μπορεί να γίνει πλήρως ευσταθές με τη χρησιμοποίηση φορτίων ωμικής αντίστασης.

Παρ' όλο που ο έλεγχος για πλήρη ευστάθεια μέσω των K και Δ (σχέσεις 2.31 - 2.32) είναι μαθηματικά αυστηρός, δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη σύγκριση της σχετικής ευστάθειας δυο ή περισσότερων διατάξεων, διότι εμπεριέχει περιορισμούς σε δυο παραμέτρους. Προσφάτως ανεδείχθη ένα άλλο κριτήριο, που, αντί για δυο παραμέτρους (K και Δ) περιλαμβάνει μόνο μία, την **παράμετρο "μ"**:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^*\Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \tag{3.37}$$

Αν λοιπόν $\mu > 1$, η διάταξη είναι πλήρως ευσταθής. Επιπλέον, οι μεγαλύτερες τιμές του μ οδηγούν σε μεγαλύτερη ευστάθεια.

3.3.3 Σχεδιασμός για Μέγιστο Κέρδος (συζυγής προσαρμογή)

Μετά τον προσδιορισμό της ευστάθειας του τρανζίστορ και τον εντοπισμό των ευσταθών περιοχών για τα Γ_S και Γ_L στο χάρτη Smith, ακολουθεί η σχεδίαση των τμημάτων προσαρμογής εισόδου και εξόδου. Αφού το G_0 (Σχέση 3.20β) ενός τρανζίστορ είναι σταθερό και

δεδομένο, το συνολικό κέρδος του ενισχυτή θα εξαρτάται από τα κέρδη G_S και G_L , των τμημάτων προσαρμογής. Μέγιστο κέρδος επιτυγχάνεται όταν τα τμήματα αυτά προσφέρουν συζυγή προσαρμογή μεταξύ της σύνθετης αντίστασης της πηγής ή του φορτίου και του τρανζίστορ. Επειδή τα περισσότερα τρανζίστορ εμφανίζουν σημαντικά κακή προσαρμογή (μεγάλο $|S_{11}|$ και $|S_{22}|$), θα προκύπτει συχνοτική απόκριση στενής ζώνης.

Με βάση το **Σχήμα 3.9**, είναι γνωστό ότι μέγιστη μεταφορά ισχύος, από το δίκτυο προσαρμογής της εισόδου προς το τρανζίστορ, συμβαίνει όταν:

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad (3.38 \alpha)$$

και η μέγιστη μεταφορά ισχύος από το τρανζίστορ προς το δίκτυο προσαρμογής της εξόδου, συμβαίνει όταν:

$$\Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (3.38 \beta)$$

Οι δυο αυτές συνθήκες μεγιστοποιούν το συνολικό κέρδος του μετατροπέα, με την προϋπόθεση ότι τα κυκλώματα προσαρμογής δεν έχουν απώλειες. Από τη σχέση (3.17), το μέγιστο αυτό κέρδος θα είναι:

$$G_{T_{max}} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|} |\Gamma_{21}| \frac{1 - |\Gamma_L|}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.39)$$

Στη γενικότερη περίπτωση αμφίπλευρου τρανζίστορ, το Γ_{in} επηρεάζεται από το Γ_{out} και αντιστρόφως, άρα τα τμήματα εισόδου και εξόδου πρέπει να προσαρμόζονται ταυτοχρόνως. Εισάγοντας την (3.38) στην (3.7), προκύπτουν οι αναγκαίες εξισώσεις:

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.40)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (3.41)$$

Για την επίλυση ως προς Γ_S , οι παραπάνω εξισώσεις γράφονται κατ' αρχήν ως ακολούθως:

$$\Gamma_S = S_{11}^* + \frac{S_{12}^*S_{21}^*}{1/\Gamma_L^* - S_{22}^*}$$

$$\Gamma_L^* = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

όπου $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. Αντικαθιστώντας στην πρώτη από αυτές το Γ_L^* από τη δεύτερη, προκύπτει, με ανάπτυξη:

$$\begin{aligned} & \Gamma_S(1 - |S_{22}|^2) + \Gamma_S^2(\Delta S_{22}^* - S_{11}) \\ &= \Gamma_S(\Delta S_{11}^* S_{22}^* - |S_{11}|^2 - \Delta S_{12}^* S_{21}^*) + S_{11}^*(1 - |S_{22}|^2) + S_{12}^* S_{21}^* S_{22} \end{aligned}$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση $\Delta(S_{11}^* S_{22}^* - S_{12}^* S_{21}^*) = |\Delta|^2$, η τελευταία εξίσωση παίρνει τη μορφή δευτεροβάθμιας εξίσωσης ως προς Γ_S :

$$(S_{11} - \Delta S_{22}^*)\Gamma_S^2 + (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1)\Gamma_S + (S_{11}^* - \Delta S_{22}) = 0 \quad (3.42)$$

Η λύση της είναι:

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4C_1}}{2C_1} \quad (3.43 \alpha)$$

Με όμοιο τρόπο, η λύση ως προς Γ_L , είναι:

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4C_2}}{2C_2} \quad (3.43 \beta)$$

Οι μεταβλητές B_1, C_1, B_2, C_2 , ορίζονται ως

$$B_1 = 1 + \Gamma_{11} - \Gamma_{22} - \Gamma \quad (3.44\alpha)$$

$$B_2 = 1 + \Gamma_{22} - \Gamma_{11} - \Gamma \quad (3.44\beta)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22} \quad (3.44\gamma)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11} \quad (3.44\delta)$$

Για τη μονόπλευρη περίπτωση, τα αποτελέσματα είναι πολύ απλούστερα. Όταν $S_{12} = 0$, οι σχέσεις (3.40) και (3.41) δείχνουν ότι $\Gamma_S = S_{11}^*$ και $\Gamma_L = S_{22}^*$. Τότε η μέγιστη απολαβή του μετατροπέα (σχέση 3.39), γίνεται:

$$G_{T_{max}} = \frac{1}{1 - \Gamma_{11}} \Gamma_{21} \frac{1}{1 - \Gamma_{22}} \quad (3.45)$$

3.4 Ενισχυτές Ισχύος

Οι ενισχυτές ισχύος χρησιμοποιούνται στα τελικά στάδια των ραδιο-αναμεταδοτών καθώς και στα ραντάρ, για την αύξηση της ακτινοβολούμενης ισχύος. Για παράδειγμα στα συστήματα των κινητών επικοινωνιών για την αναμετάδοση ομιλίας και δεδομένων, η τυπική ισχύς εξόδου των αναμεταδοτών κυμαίνεται στα 100-500 mW ή στα 1-100 W στις περιπτώσεις των ραντάρ και των ασύρματων ραδιοζεύξεων ανάμεσα σε σταθερά σημεία. Σημαντικές παράμετροι στους ενισχυτές αυτούς είναι η αποδοτικότητα, η απολαβή (κέρδος), η παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης καθώς και λοιπές επιδράσεις λόγω θερμοκρασίας. Ένα τρανζίστορ μπορεί να παρέχει ισχύ εξόδου της τάξεως των 10-100 W στις συχνότητες UHF, ενώ στις υψηλότερες περιορίζονται συνήθως στα 10 W.

Μέχρι στιγμής έχουμε θεωρήσει μόνο ενισχυτές μικρού σήματος, το οποίο σημαίνει ότι η ισχύς του σήματος εισόδου είναι αρκετά χαμηλή έτσι ώστε να θεωρούμε ότι ο ενισχυτής λειτουργεί γραμμικά. Οι παράμετροι σκέδασης στις γραμμικές συσκευές είναι επακριβώς ορισμένες και δεν εξαρτώνται από την στάθμη της ισχύος του σήματος εισόδου ή από τη σύνθετη αντίσταση εξόδου, γεγονός που απλοποιεί το σχεδιασμό ενισχυτών σταθερού κέρδους

και χαμηλού θορύβου. Σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος εισόδου, τα τρανζίστορ δεν συμπεριφέρονται γραμμικά. Σε αυτή τη περίπτωση οι σύνθετες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του τρανζίστορ εξαρτώνται από την στάθμη ισχύος του σήματος εισόδου, γεγονός που περιπλέκει πολύ τον σχεδιασμό των ενισχυτών ισχύος.

3.4.1 Χαρακτηριστικά των ενισχυτών ισχύος

Οι ενισχυτές ισχύος, είναι συνήθως τα πιο ενεργοβόρα μέρη στις περισσότερες φορητές ασύρματες συσκευές. Έτσι η αποδοτικότητα του ενισχυτή αποτελεί σημαντικό παράγοντα. Μπορούμε να θεωρήσουμε την αποδοτικότητα ενός ενισχυτή ως το μέτρο της ισχύος εξόδου προς την ισχύ εισόδου:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} \quad (3.46)$$

Αναφερόμαστε συνήθως σε αυτή τη ποσότητα ως *αποδοτικότητα απαγωγού - drain efficiency* (ή *αποδοτικότητα συλλέκτη - collector efficiency*). Μειονέκτημα αυτού του ορισμού αποτελεί το γεγονός ότι δεν λαμβάνεται υπ' όψιν η ισχύς που αποδίδεται στη είσοδο του ενισχυτή. Επειδή συνήθως οι περισσότεροι ενισχυτές ισχύος έχουν σχετικώς μικρά κέρδη, η αποδοτικότητα που υπολογίζεται από τη παραπάνω σχέση (3.46) τείνει να υπερτιμάται σε σχέση με τη πραγματική της τιμή, οδηγώντας σε λάθος αποτελέσματα.

Ένα καλύτερο μέτρο της αποδοτικότητας ενός ενισχυτή, το οποίο συμπεριλαμβάνει και την επίδραση της εισερχόμενης ισχύος, είναι η λεγόμενη προστιθέμενη αποδοτικότητα ισχύος (power added efficiency) - PAE, και η οποία ορίζεται ως:

$$\eta_{\text{PAE}} = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{DC}}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} = \left(1 - \frac{1}{G}\right) \eta \quad (3.47)$$

όπου G είναι η απολαβή (κέρδος) ισχύος του ενισχυτή. Οι ενισχυτές των κινητών τηλεφώνων, οι οποίοι είναι κατασκευασμένοι με διπολικά τρανζίστορ πυριτίου, έχουν προστιθέμενη αποδοτικότητα της τάξεως του 80% στις συχνότητες των 800-900 MHz. Η αποδοτικότητα αυτή μειώνεται όσο αυξάνεται η συχνότητα. Συνήθως οι ενισχυτές ισχύος σχεδιάζονται έτσι ώστε να παρέχουν μέγιστη αποδοτικότητα, ακόμα και αν αυτό συνεπάγεται μειωμένη απολαβή (κέρδος) σε σχέση με τη μέγιστη δυνατή.

3.4.2 Μη γραμμικά χαρακτηριστικά των τρανζίστορ

Οι μη-γραμμικότητες μπορεί να οδηγήσουν στην δημιουργία ανεπιθύμητων συχνοτήτων και παραμόρφωση, λόγω ενδοδιαμόρφωσης. Τέτοια φαινόμενα αποτελούν σοβαρά ζητήματα

στις ασύρματες επικοινωνίες και ειδικότερα στα συστήματα εκπομπής με πολλαπλά φέροντα σήματα, στα οποία μπορεί να εμφανισθούν ανεπιθύμητα σήματα σε γειτονικά κανάλια.

Μια πολύ σημαντική παράμετρος των ενισχυτών ισχύος, είναι η απολαβή (κέρδος) του ενισχυτή στο σημείο συμπίεσης 1dB (*compressed gain*), η οποία συμβολίζεται ως G_1 . Αν θεωρήσουμε ως G_0 τη γραμμική απολαβή ισχύος, τότε θα ισχύει:

$$G_1(dB) = G_0(dB) - 1 \quad (3.48)$$

Ένα τρανζίστορ συμπεριφέρεται γραμμικά για ισχύ σημάτων αρκετά κάτω από το σημείο συμπίεσης 1 dB (IP_{1dB}) και έτσι οι παράμετροι σκέδασης δεν εξαρτώνται ούτε από την ισχύ του σήματος εισόδου ούτε από την σύνθετη αντίσταση εξόδου. Ωστόσο, όταν το επίπεδο ισχύος είναι συγκρίσιμο ή ξεπερνά το σημείο συμπίεσης 1 dB, οι παράμετροι σκέδασης εξαρτώνται τόσο από την ισχύ του σήματος εισόδου όσο και από την σύνθετη αντίσταση εξόδου (όπως επίσης και από τη συχνότητα, τη πόλωση και τη θερμοκρασία). Ως εκ τούτου, οι παράμετροι σκέδασης στην μη-γραμμικότητα, δεν μπορούν να οριστούν μοναδικώς και δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν στη θέση των γραμμικών συντελεστών σκέδασης. (Ωστόσο για τους υπολογισμούς ευστάθειας, οι γραμμικές παράμετροι σκέδασης μπορούν να χρησιμοποιηθούν γενικά, αποδίδοντας καλά αποτελέσματα).

Ένας πιο χρήσιμος τρόπος για τον χαρακτηρισμό των τρανζίστορ σε συνθήκες μη-γραμμικότητας, είναι η μέτρηση του κέρδους και της ισχύος εξόδου συναρτήσει των σύνθετων αντιστάσεων εισόδου και εξόδου. Ένας τρόπος να γίνει αυτό, είναι με τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης στην πηγή και το φορτίο Γ_s και Γ_L (ή των σύνθετων αντιστάσεων Z_s και Z_L) για τις οποίες, το κέρδος ισχύος μεγιστοποιείται για συγκεκριμένη ισχύ εξόδου (OP_{1dB}), συναρτήσει της συχνότητας.

Ένας δεύτερος τρόπος είναι με τον σχεδιασμό στον χάρτη Smith των περιγραμμάτων της συνεχούς ισχύος εξόδου ως συνάρτηση του συντελεστή ανάκλασης στο φορτίο Γ_L , όταν το τρανζίστορ είναι συζυγώς προσαρμοσμένο με την είσοδο. Τα περιγράμματα αυτά σχεδιάζονται αυτοματοποιημένα με τη χρήση υπολογιστών.

3.4.3 Σχεδιασμός ενισχυτή ισχύος τάξης A

Οι ενισχυτές τάξης A, αποτελούν τη πιο απλή και την περισσότερο χρησιμοποιημένη μορφή ενισχυτικής διάταξης, καθώς σε αυτή την τάξη ανήκουν οι περισσότεροι γραμμικοί ενισχυτές χαμηλού θορύβου. Συμπεριφέρονται γραμμικά από τη φύση τους, με το τρανζίστορ να πολώνεται, έτσι ώστε να άγει καθ' όλη τη διάρκεια του κύκλου του σήματος εισόδου. Έτσι, οι παραμορφώσεις είναι ελάχιστες και παράγεται μέγιστο πλάτος σήματος στην έξοδο. Η

πλειοψηφία των τηλεπικοινωνιακών πομπών στην ζώνη UHF ή και υψηλότερα (μέχρι μερικά GHz), βασίζονται σε ενισχυτές ισχύος τάξης A. Έχουν θεωρητική μέγιστη αποδοτικότητα της τάξεως του 50% μόλις, καθώς για την επίτευξη πολύ μεγάλων ισχύων στην έξοδο, αυξάνονται πάρα πολύ η κατανάλωση ρεύματος και οι απώλειες λόγω θερμότητας. Ωστόσο χρησιμοποιήθηκαν ευρέως λόγω της απλότητάς τους και της αναγκαιότητας για χαμηλή παραμόρφωση.

Στο **Κεφάλαιο 4** θα γίνει σχεδιασμός και υλοποίηση ενός ενισχυτή τάξης A. Επειδή οι ενισχυτές τάξης A είναι γραμμικοί (στην ιδανική περίπτωση), είναι πολλές φορές εφικτό να χρησιμοποιήσουμε τις παραμέτρους σκέδασης μικρού σήματος για τον σχεδιασμό, καθώς η απόκλιση είναι ελάχιστη και οι υπολογισμοί ευκολότεροι. Εξέχουσας σημασίας είναι να ελέγξουμε την ευστάθεια της συσκευής, όπως ελέχθη στη θεωρία που αναπτύχθηκε. Για τον σκοπό αυτό μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι παράμετροι σκέδασης μικρού σήματος, καθώς οι όποιες αστάθειες ξεκινούν από χαμηλές στάθμες σήματος. Η ευστάθεια αποτελεί σημαντική υπόθεση στους ενισχυτές ισχύος, καθώς οι ταλαντώσεις υψηλής ισχύος που μπορεί να προκύψουν, μπορούν εύκολα να καταστρέψουν τις ενεργές συσκευές καθώς και τα αντίστοιχα κυκλώματα. Τέλος, τα κυκλώματα προσαρμογής μπορούν να σχεδιαστούν για μέγιστη μεταφορά ισχύος (συζυγής προσαρμογή). Τα προσαρμοστικά στοιχεία θα πρέπει να έχουν χαμηλές απώλειες, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται καλή αποδοτικότητα, ειδικότερα στην έξοδο όπου τα ρεύματα είναι υψηλότερα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ, ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ ΥΨΗΛΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΓΙΑ ΜΕΓΙΣΤΟ ΚΕΡΔΟΣ

4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το Κεφάλαιο σχεδιάζεται και υλοποιείται ένας ενισχυτής ισχύος υψηλών συχνοτήτων για μέγιστο κέρδος, με την βοήθεια του λογισμικού ADS. Για τον σχεδιασμό χρησιμοποιήθηκαν ένα μικροκυματικό τρανζίστορ επιδράσεως πεδίου (FET) από GaAs (FHX04LG της Fujitsu) και μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς για τις γραμμές πύλης και απαγωγού του FET, καθώς και για τα κυκλώματα προσαρμογής.

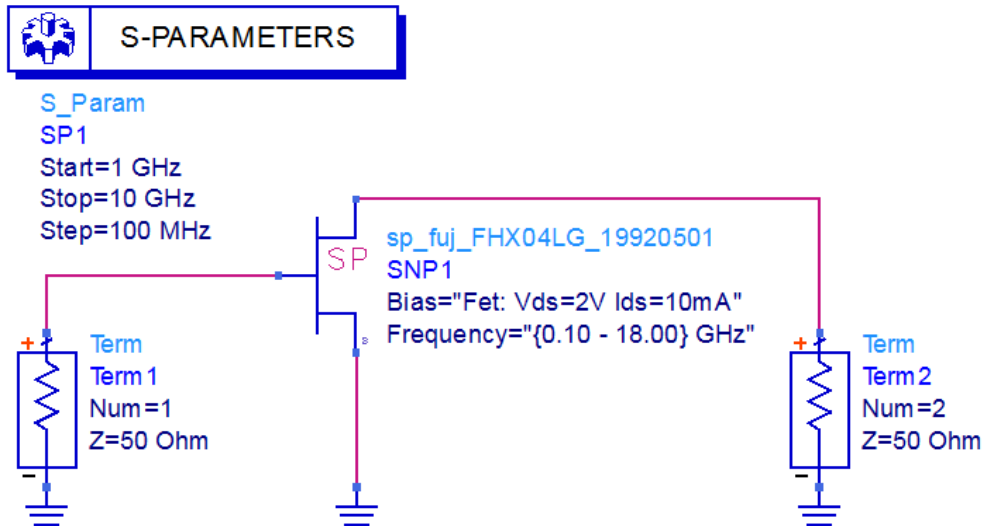
Τα βήματα που ακολουθήθηκαν για τον σχεδιασμό του ενισχυτή περιγράφονται παρακάτω:

- Καθορισμός παραμέτρων σκέδασης του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής.
- Αναζήτηση και εύρεση κατάλληλης συχνότητας στην οποία ο ενισχυτής παρουσιάζει ευστάθεια με χρήση μαθηματικών τύπων (θεωρητικά).
- Προσομοίωση στο ADS με ιδανικές γραμμές (TLIN) στη συχνότητα ευστάθειας.
- Χρήση χάρτη Smith για τη σχεδίαση των δικτύων προσαρμογής εισόδου και εξόδου.
- Εύρεση διαστάσεων μικροταινιακών γραμμών με χρήση του υποπρογράμματος LineCalc του ADS.
- Προσομοίωση στο ADS με μικροταινιακές γραμμές (MLIN).
- Βελτιστοποίηση της λειτουργίας του ενισχυτή.
- Σχεδίαση διάταξης φυσικής τοποθέτησης (Layout).

4.2 Καθορισμός των S-παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής

Για τον καθορισμό των παραμέτρων σκέδασης του FET (S-παραμέτροι), γίνεται προσομοίωση της διάταξης του Σχήματος 4.1 στο ADS (όπου έχουν ληφθεί υπόψη οι συνθήκες πόλωσης του FET). Οι τερματισμοί των 50 Ω αριστερά και δεξιά του τρανζίστορ παριστάνουν τις θύρες εισόδου – εξόδου. Οι τιμές των παραμέτρων σκέδασης που προκύπτουν για εύρος συχνοτήτων 1 -10 GHz, παρουσιάζονται

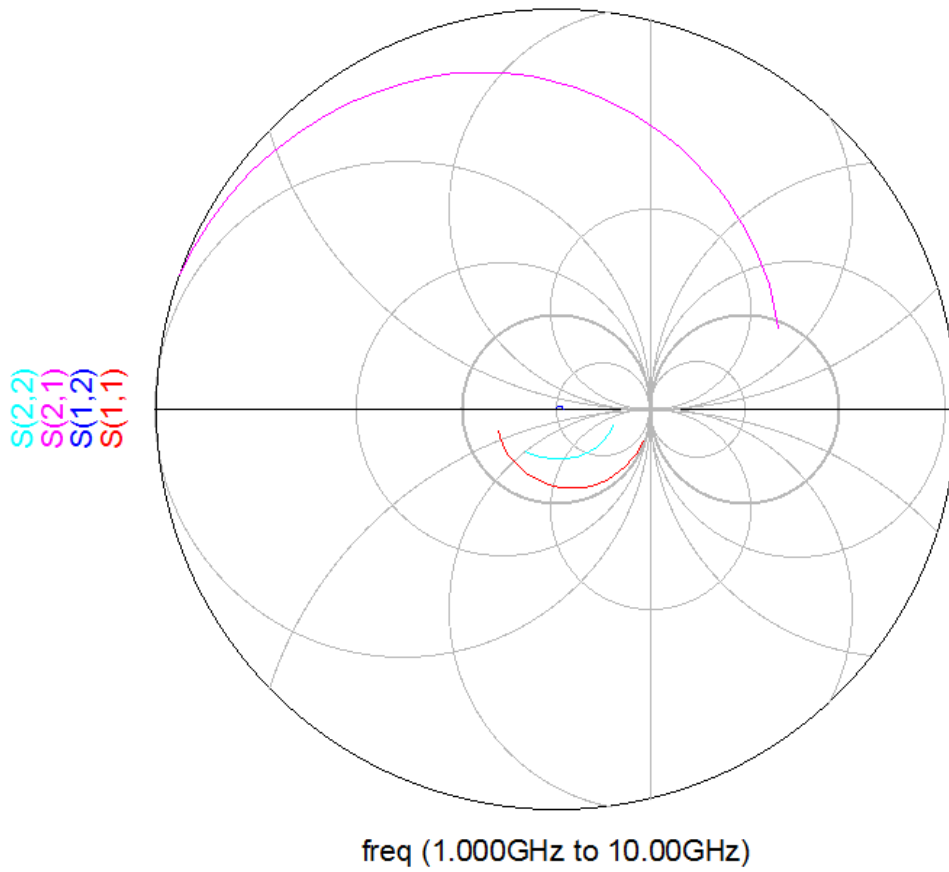
στον Πίνακα 4.1 και η απεικόνισή τους στον χάρτη Smith, στο Σχήμα 4.2. Η μεταβολή του μέτρου των παραμέτρων σκέδασης σε dB, συναρτήσει της συχνότητας παριστάνεται στα Σχήματα 4.3, 4.4, 4.5, 4.6.



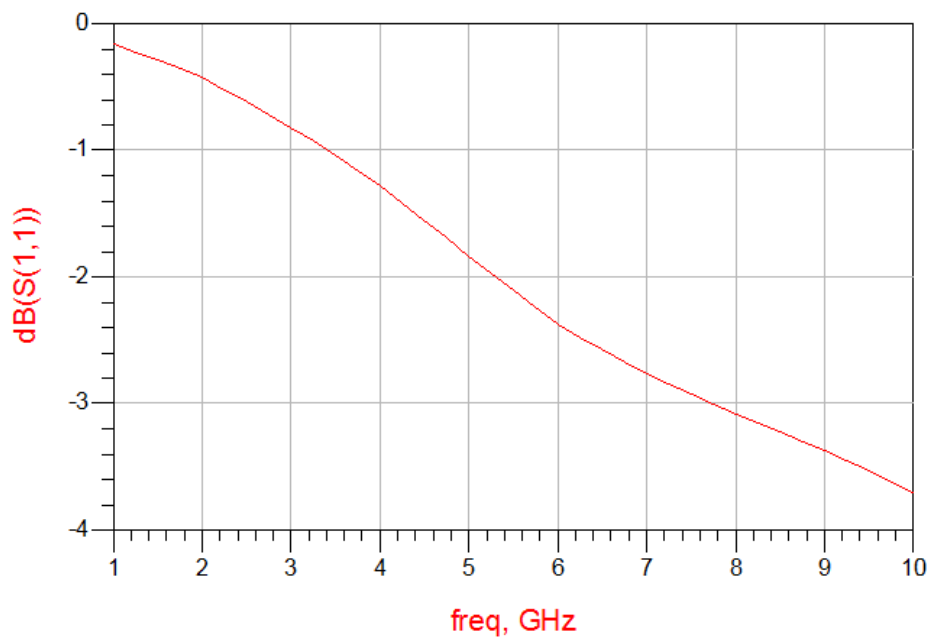
Σχήμα 4.1: Κυκλωματικό διάγραμμα υπολογισμού των S-παραμέτρων του FET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής.

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

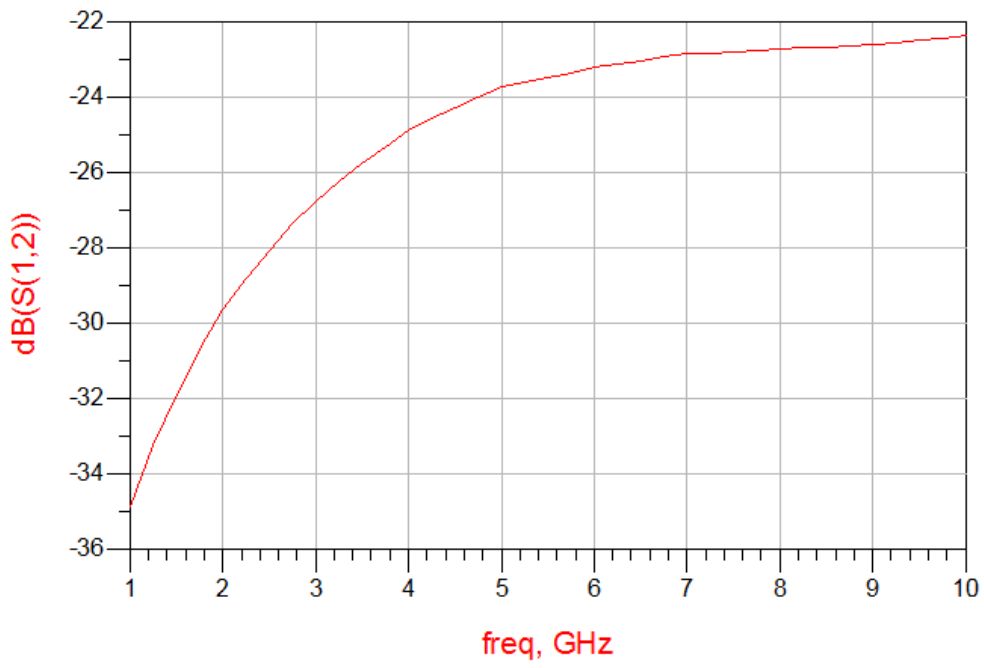
freq	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
1.000 GHz	0.982 / -20.000	0.018 / 74.800	4.257 / 160.400	0.620 / -15.200
1.250 GHz	0.975 / -24.750	0.022 / 71.825	4.221 / 155.800	0.616 / -18.625
1.500 GHz	0.967 / -29.500	0.026 / 68.850	4.185 / 151.200	0.612 / -22.050
1.750 GHz	0.959 / -34.250	0.029 / 65.875	4.149 / 146.600	0.608 / -25.475
2.000 GHz	0.952 / -39.000	0.033 / 62.900	4.113 / 142.000	0.604 / -28.900
2.250 GHz	0.941 / -43.575	0.036 / 60.050	4.068 / 137.575	0.599 / -32.275
2.500 GHz	0.931 / -48.150	0.039 / 57.200	4.024 / 133.150	0.595 / -35.650
2.750 GHz	0.920 / -52.725	0.043 / 54.350	3.979 / 128.725	0.590 / -39.025
3.000 GHz	0.910 / -57.300	0.046 / 51.500	3.934 / 124.300	0.585 / -42.400
3.250 GHz	0.898 / -61.775	0.049 / 48.700	3.884 / 119.975	0.580 / -45.750
3.500 GHz	0.886 / -66.250	0.051 / 45.900	3.835 / 115.650	0.575 / -49.100
3.750 GHz	0.875 / -70.725	0.054 / 43.100	3.785 / 111.325	0.569 / -52.450
4.000 GHz	0.863 / -75.200	0.057 / 40.300	3.735 / 107.000	0.564 / -55.800
4.250 GHz	0.850 / -79.475	0.059 / 37.800	3.673 / 102.850	0.558 / -59.150
4.500 GHz	0.836 / -83.750	0.061 / 35.300	3.611 / 98.700	0.552 / -62.500
4.750 GHz	0.823 / -88.025	0.063 / 32.800	3.549 / 94.550	0.547 / -65.850
5.000 GHz	0.809 / -92.300	0.065 / 30.300	3.487 / 90.400	0.541 / -69.200
5.250 GHz	0.797 / -96.250	0.066 / 27.975	3.423 / 86.550	0.537 / -72.400
5.500 GHz	0.784 / -100.200	0.067 / 25.650	3.359 / 82.700	0.533 / -75.600
5.750 GHz	0.772 / -104.150	0.068 / 23.325	3.295 / 78.850	0.528 / -78.800
6.000 GHz	0.760 / -108.100	0.069 / 21.000	3.231 / 75.000	0.524 / -82.000
6.250 GHz	0.752 / -111.675	0.070 / 19.275	3.178 / 71.475	0.523 / -84.900
6.500 GHz	0.744 / -115.250	0.070 / 17.550	3.124 / 67.950	0.522 / -87.800
6.750 GHz	0.735 / -118.825	0.071 / 15.825	3.071 / 64.425	0.522 / -90.700
7.000 GHz	0.727 / -122.400	0.072 / 14.100	3.018 / 60.900	0.521 / -93.600
7.250 GHz	0.720 / -125.675	0.072 / 12.550	2.968 / 57.500	0.522 / -96.375
7.500 GHz	0.714 / -128.950	0.072 / 11.000	2.918 / 54.100	0.522 / -99.150
7.750 GHz	0.707 / -132.225	0.073 / 9.450	2.867 / 50.700	0.523 / -101.925
8.000 GHz	0.701 / -135.500	0.073 / 7.900	2.817 / 47.300	0.524 / -104.700
8.250 GHz	0.695 / -138.600	0.073 / 6.325	2.777 / 43.925	0.527 / -107.375
8.500 GHz	0.690 / -141.700	0.073 / 4.750	2.737 / 40.550	0.531 / -110.050
8.750 GHz	0.684 / -144.800	0.074 / 3.175	2.696 / 37.175	0.534 / -112.725
9.000 GHz	0.678 / -147.900	0.074 / 1.600	2.656 / 33.800	0.538 / -115.400
9.250 GHz	0.672 / -150.875	0.074 / 0.200	2.620 / 30.400	0.541 / -117.975
9.500 GHz	0.665 / -153.850	0.075 / -1.200	2.584 / 27.000	0.545 / -120.550
9.750 GHz	0.659 / -156.825	0.075 / -2.600	2.548 / 23.600	0.548 / -123.125
10.00 GHz	0.653 / -159.800	0.076 / -4.000	2.512 / 20.200	0.552 / -125.700



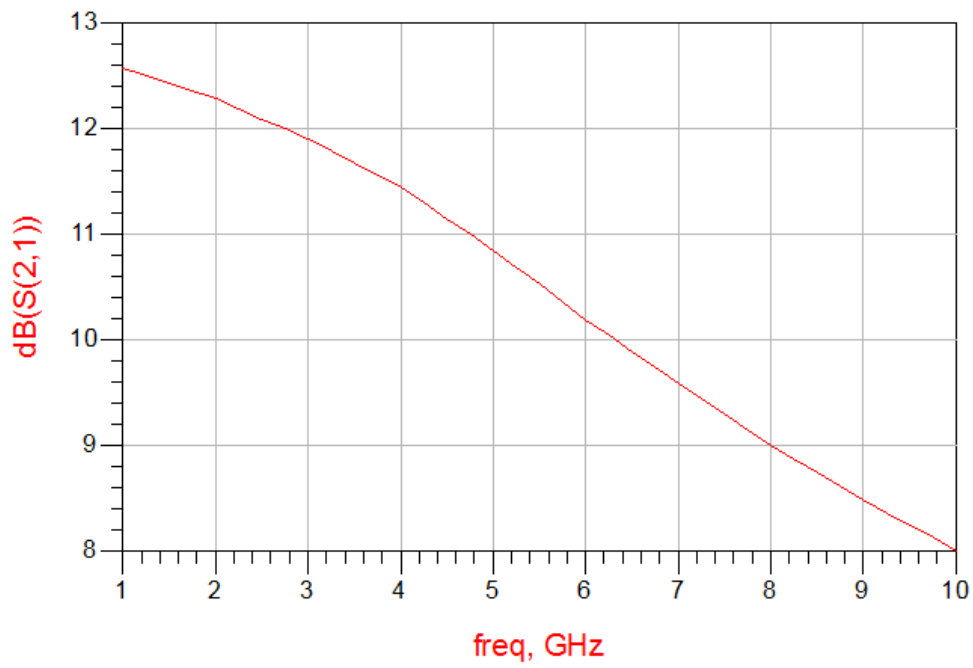
Σχήμα 4.2: Απεικόνιση των S -παραμέτρων του FET του σχήματος 4.1 στον χάρτη Smith.



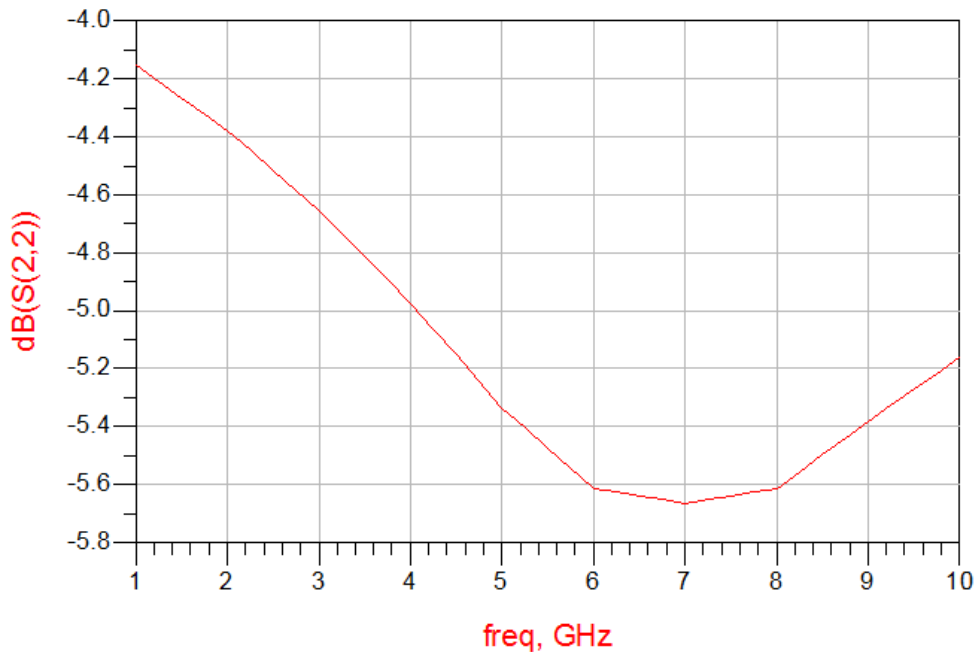
Σχήμα 4.3: Παράμετρος σκέδασης S_{11} (απώλειες επιστροφής στη θύρα εισόδου) του FET .



Σχήμα 4.4: Παράμετρος σκέδασης S_{12} (απομόνωση) του FET.



Σχήμα 4.5: Παράμετρος σκέδασης S_{21} (κέρδος) του FET.



Σχήμα 4.6: Παράμετρος σκέδασης S_{22} (απώλειες επιστροφής στη θύρα εξόδου) του FET.

4.3 Εύρεση κατάλληλης συχνότητας ευστάθειας του ενισχυτή

Η συνθήκη ευστάθειας ενός δικτύου υψηλών συχνοτήτων εξαρτάται από τη συχνότητα. Μπορεί δηλαδή ένας ενισχυτής να είναι ευσταθής στη συχνότητα σχεδίασης αλλά ασταθής σε άλλες συχνότητες.

Η αναζήτηση και εύρεση κατάλληλης συχνότητας στην οποία ο ενισχυτής παρουσιάζει ευστάθεια, έγινε αρχικά με χρήση μαθηματικών τύπων (θεωρητικά), σύμφωνα με αυτά που έχουν αναφερθεί στο **3^ο Κεφάλαιο** της πτυχιακής εργασίας. Σύμφωνα με τις εξισώσεις (3.30) και (3.31), για να είναι πλήρως ευσταθής μία διάταξη, θα πρέπει:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |K|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad \text{και} \quad |A| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

Οι συχνότητες που μελετήθηκαν για την ευστάθεια ήταν 1 GHz, 2 GHz, 3 GHz, 4 GHz και 5 GHz. Σε κάθε μια από τις συχνότητες αυτές ωστόσο, βρέθηκε ότι $K < 1$. Έτσι, μελετήθηκε περαιτέρω η ευστάθεια με τη χρήση των κύκλων ευστάθειας πάνω στον χάρτη Smith, εφαρμόζοντας τη θεωρία των παραγράφων **3.3.2** και **3.3.3** της παρούσας εργασίας, για τον σχεδιασμό των κύκλων και του υπολογισμού των συντελεστών Γ_S και Γ_L . Έτσι, βρέθηκε ότι **στη συχνότητα των 3 GHz το τρανζίστορ είναι υπό συνθήκη ευσταθές**, καθώς τα Γ_S και Γ_L βρίσκονται στο όριο των αντίστοιχων κύκλων ευστάθειας, όπως φαίνεται και στο **Σχήμα 4.7**. Στις υπόλοιπες περιπτώσεις, εμπίπτουν εξ' ολοκλήρου στην ασταθή περιοχή. Στους παρακάτω πίνακες δίνονται τα αποτελέσματα στις συχνότητες που μελετήθηκαν, καθώς και ο χάρτης Smith με τους κύκλους ευστάθειας για τη συχνότητα των 3 GHz. Στην συχνότητα αυτή, το FET παρουσιάζει υψηλή ανάκλαση σε κάθε θύρα (παράμετροι S_{11} και S_{22}

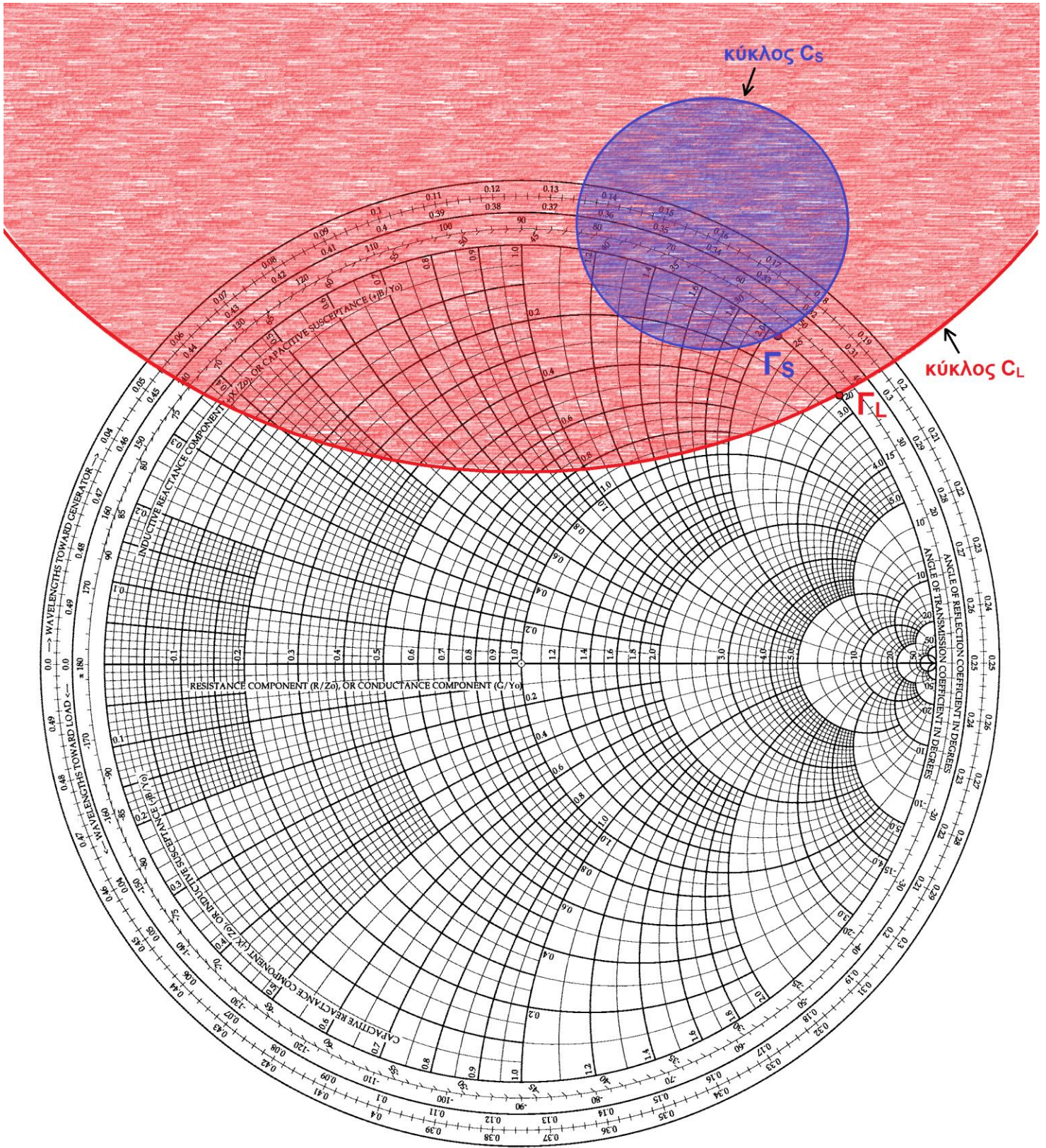
του Πίνακα 4.1), συνεπώς απαιτείται προσαρμογή της εισόδου και εξόδου του FET με κατάλληλα κυκλώματα προσαρμογής.

Πίνακας 4.2: Τιμές S-παραμέτρων που μελετήθηκαν για την ευστάθεια, σε διάφορες συχνότητες.

Συχνότητα (GHz)	S(1,1)	S(1,2)	S(2,1)	S(2,2)
1	$0.982 \angle -20^\circ$	$0.018 \angle 74.8^\circ$	$4.257 \angle 160.4^\circ$	$0.62 \angle -15.2^\circ$
2	$0.952 \angle -39^\circ$	$0.033 \angle 62.9^\circ$	$4.113 \angle 142^\circ$	$0.604 \angle -28.9^\circ$
3	$0.910 \angle -57.3^\circ$	$0.046 \angle 51.5^\circ$	$3.934 \angle 124.3^\circ$	$0.585 \angle -42.4^\circ$
4	$0.863 \angle -75.2^\circ$	$0.057 \angle 40.3^\circ$	$3.735 \angle 107^\circ$	$0.564 \angle -55.8^\circ$
5	$0.809 \angle -92.3^\circ$	$0.065 \angle 30.3^\circ$	$3.487 \angle 90.4^\circ$	$0.541 \angle -69.2^\circ$

Πίνακας 4.3: Τιμές παραμέτρων Δ , K , Γ_S και Γ_L , σε διάφορες συχνότητες.

Συχνότητα (GHz)	$ \Delta $	K	Γ_S	Γ_L	Κατάσταση
1	$0,6131 \angle -28^\circ$	$0,177 \angle 85.6^\circ$	$1 \angle 17,9^\circ$	$1 \angle 14,7^\circ$	Ασταθές
2	$0,6483 \angle -57,16^\circ$	$0,5495 \angle 155,1^\circ$	$1 \angle 34,9^\circ$	$1 \angle 39,5^\circ$	Ασταθές
3	$0,545 \angle 80,42^\circ$	$0,3518 \angle -175,8^\circ$	$1 \angle 51,2^\circ$	$1 \angle 39,6^\circ$	Υπό συνθήκη ευσταθές
4	$0,502 \angle -106,2^\circ$	$0,445 \angle -147,3^\circ$	$1 \angle 68,29$	$1 \angle 52,68$	Ασταθές
5	$0,448 \angle -131,88^\circ$	$0,559 \angle -120,7^\circ$	$1 \angle 62$	$1 \angle 67$	Ασταθές



Σχήμα 4.7: Οι κύκλοι ευστάθειας εισόδου και εξόδου (C_S και C_L).

- : Η ασταθής περιοχή για την είσοδο ($S_{22} < 1$)
- : Η ασταθής περιοχή για την έξοδο ($S_{11} < 1$)

4.3.1 Υπολογισμός των Γ_S και Γ_L για τη συχνότητα των 3 GHz και του γεωμετρικού τύπου των κύκλων ευστάθειας

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται οι μαθηματικοί υπολογισμοί των συντελεστών Γ_S και Γ_L για την συχνότητα των 3 GHz, με βάση τα όσα θεωρητικά αναφέρθηκαν στην **παράγρ. 3.3.3** :

- $\Delta = S_{11} \times S_{22} - S_{12} \times S_{21} = (0,91 \angle -57,3) \times (0,585 \angle -42,4) - (0,046 \angle 51,5) \times (3,934 \angle 124,3) = (0,53235 \angle -99,7) - (0,180964 \angle 175,8) = 0,5456 \angle -80,42$

- $$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \times S_{12} \times S_{21}} = \frac{1 - |0,91 \angle -57,3|^2 - |0,585 \angle -42,4|^2 + |0,5456 \angle -80,42|^2}{2 \times (0,046 \angle 51,5) \times (3,934 \angle 124,3)} =$$

$$\frac{1 - 0,8281 - 0,3425 + 0,2967}{2 \times (0,18964 \angle 175,8)} = \frac{0,1273}{0,3619 \angle 175,8} = 0,3518 \angle -175,8$$

- $B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 1 + 0,8281 - 0,3425 - 0,2967 = 1,1889$

- $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 1 + 0,3422 - 0,8281 - 0,2976 = 0,2165$

- $C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* = 0,91 \angle -57,3 - (0,5456 \angle -80,42) \times (0,585 \angle 42,4) = (0,4916 - 0,7657 j) - (0,2514 - 0,1965 j) = 0,2401 - 0,5691 j = 0,617 \angle -67,122^\circ$

- $C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* = (0,585 \angle -42,4) - (0,5456 \angle -80,42) \times (0,91 \angle 57,3) = (0,4319 - 0,3944 j) - (0,4566 - 0,1949 j) = -0,0247 - 0,1994 j = 0,201 \angle -97,035^\circ$

- $$\Gamma_S = \frac{B_1 - \sqrt{B_1 - 4 \times |C_1|^2}}{2 \times C_1} = \frac{1,1889 - \sqrt{1,1889^2 - 4 \times |0,617 \angle -67,12|^2}}{2 \times (0,617 \angle -67,12)} = \frac{1,1889 - \sqrt{1,4134 - 1,5227}}{1,234 \angle -67,12}$$

$$= \frac{1,1889 - 0,3305 j}{1,234 \angle -67,12} = \frac{1,234 \angle -15,54}{1,234 \angle -67,12} = 1 \angle 51,2^\circ$$

- $$\Gamma_L = \frac{B_2 - \sqrt{B_2 - 4 \times |C_2|^2}}{2 \times C_2} = \frac{0,2165 - \sqrt{0,2165^2 - 4 \times |0,201 \angle -97,035|^2}}{2 \times (0,2 \angle -97,035)} = \frac{0,2165 - \sqrt{0,0468 - 0,161}}{0,4 \angle -97,035}$$

$$= \frac{0,217 - 0,3379 j}{0,401 \angle -97,035} = \frac{0,401 \angle -57,35}{0,401 \angle -97,035} = 1 \angle 39,6^\circ$$

Για τους κύκλους ευστάθειας θα έχουμε:

Κύκλος ευστάθειας εισόδου:

- $$C_s = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{[(0,91 \angle -57,3) - (0,5456 \angle -80,42) \times (0,585 \angle 42,4)]^*}{|0,91 \angle -57,3|^2 - |0,5456 \angle -80,42|^2}$$

$$= \frac{[(0,4916 - 0,7657 j) - (0,2514 - 0,1965 j)]^*}{0,8281 - 0,2976} = \frac{0,2402 + 0,5692 j}{0,5305} = \frac{0,6178 \angle 67,12}{0,5305} = 1,16 \angle 67,12^\circ$$

$$\bullet R_s = \frac{|S_{12} \times S_{21}|}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{|(0,046 \angle 51,5) \times (3,934 \angle 124,3)|}{|0,91 \angle -57,3|^2 - |0,5456 \angle -80,42|^2} = \frac{|0,1809 \angle 175,8|}{0,8281 - 0,297679} = \frac{0,1809}{0,5305} = 0,34$$

Κύκλος ευστάθειας εξόδου:

$$\bullet C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{[(0,585 \angle -42,4) - (0,5456 \angle -80,42) \times (0,91 \angle 57,3)]^*}{|0,585 \angle -42,4|^2 - |0,5456 \angle -80,42|^2}$$

$$= \frac{[(0,4319 - 0,3944j) - (0,4566 - 0,1949j)]^*}{0,342225 - 0,297679} = \frac{-0,0247 + 0,1995j}{0,044546} = \frac{0,2010 \angle 97,05}{0,044546} = 4,51 \angle 97,05^\circ$$

$$\bullet R_L = \frac{|S_{12} \times S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{|(0,046 \angle 51,5) \times (3,934 \angle 124,3)|}{|0,585 \angle -42,4|^2 - |0,5456 \angle -80,42|^2} = \frac{|0,1809 \angle 175,8|}{0,342225 - 0,297679} = \frac{0,1809}{0,044546} = 4,06$$

4.4 Καθορισμός των κυκλωμάτων εισόδου και εξόδου του ενισχυτή για την συχνότητα των 3 GHz

Τα κυκλώματα προσαρμογής προσδιορίζονται με τη χρήση του χάρτη Smith. Για τον υπολογισμό του κυκλώματος εισόδου, πρώτα απ' όλα βρίσκουμε το σημείο Γ_s (συντελεστής ανάκλασης εισόδου). Ο συντελεστής αυτός αναπαριστά τη σύνθετη αντίσταση εισόδου (Z_s) που φαίνεται "βλέποντας" προς την σύνθετη αντίσταση της πηγής Z_0 . Το προσαρμοστικό κύκλωμα που θα υπολογίσουμε θα πρέπει να μετατρέπει τη σύνθετη αντίσταση Z_0 στην Z_s . Υπάρχουν πολλοί τρόποι για να γίνει αυτό, όμως εμείς θα χρησιμοποιήσουμε την μέθοδο ενός παράλληλου ανοιχτοκυκλωμένου τμήματος γραμμής (stub) ακολουθούμενο από μια εν σειρά γραμμή, που μας προσφέρει τη ζητούμενη μετατροπή. Στη συνέχεια, προσδιορίζουμε την κανονικοποιημένη αγωγιμότητα y_s πάνω στο χάρτη, προεκτείνουμε το σημείο μέχρι τον εξωτερικό κύκλο του χάρτη Smith για να βρούμε το μήκος του stub και περιστρέφουμε το σημείο αυτό με φορά αντίθετη από αυτή του ρολογιού (δηλαδή κινούμενοι προς το φορτίο, πάνω στο χάρτη) μέχρι το σημείο να συμπέσει στον κύκλο $1 + j\beta$.

Οπότε, για τη προσαρμογή της εισόδου έχουμε:

$$\Gamma_s = 1 \angle 51,2^\circ$$

Από τον χάρτη Smith (**Σχήμα 4.8**), προκύπτει ότι το μήκος της εν σειρά γραμμής, εκφρασμένο σε μονάδες μήκους κύματος, είναι:

$$0,429\lambda - 0,25\lambda = 0,179\lambda$$

Έπειτα προεκτείνουμε το σημείο "ακολουθώντας" το τόξο πάνω στο οποίο συμπίπτει, μέχρι τον εξωτερικό κύκλο του χάρτη Smith και διαβάζουμε εκ νέου το μήκος κύματος. Στη δική μας περίπτωση το τόξο είναι μηδενικό και συμπίπτει με την ευθεία κεντρική γραμμή οπότε, το μήκος της παράλληλης ανοιχτοκυκλωμένης γραμμής, εκφρασμένο σε μονάδες μήκους κύματος είναι $0,25\lambda$.

Η ίδια διαδικασία ακολουθείται και για το κύκλωμα προσαρμογής εξόδου. Ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου είναι:

$$\Gamma_L = 1 \angle 39,6$$

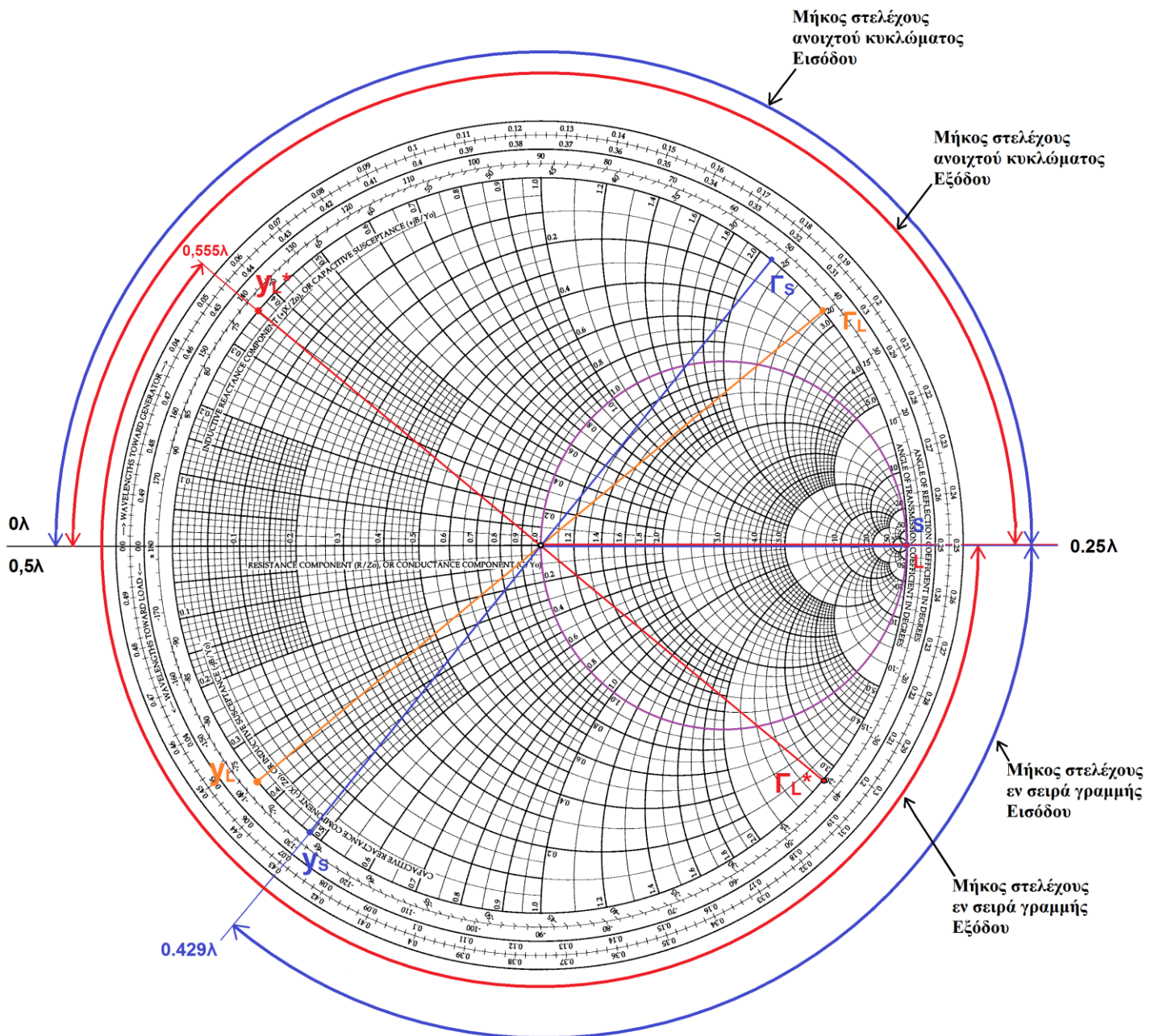
Για να έχουμε μέγιστο κέρδος στην έξοδο, θα πρέπει να εφαρμόσουμε συζυγή προσαρμογή. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι αντί για το Γ_L , θα χρησιμοποιήσουμε τον συζυγή του (Γ_L^*) για τον υπολογισμό του κυκλώματος εξόδου:

$$\Gamma_L^* = 1 \angle -39,6$$

Από τον χάρτη Smith (**Σχήμα 4.8**), προκύπτει ότι το μήκος της εν σειρά γραμμής, εκφρασμένο σε μονάδες μήκους κύματος, είναι:

$$0,555\lambda - 0,25\lambda = 0,305\lambda$$

Το μήκος της παράλληλης ανοιχτοκυκλωμένης γραμμής είναι $0,25\lambda$ και προκύπτει με την ίδια λογική όπως και στην είσοδο.



Σχήμα 4.8: Καθορισμός των κυκλωμάτων προσαρμογής εισόδου και εξόδου του ενισχυτή για τη συχνότητα των 3 GHz, με χρήση του χάρτη Smith.

4.4 Προσομοίωση ενισχυτή με ιδανικές γραμμές μεταφοράς

Μετά τον καθορισμό των κυκλωμάτων προσαρμογής εισόδου και εξόδου του ενισχυτή, αρχικά η διάταξη προσομοιώνεται με ιδανικές (χωρίς απώλειες) γραμμές μεταφοράς (**Σχήμα 4.9**), ενώ οι παράμετροι σκέδασης παρουσιάζονται στα **Σχήματα 4.10, 4.11**.

Τα ηλεκτρικά μήκη των γραμμών υπολογίζονται ως εξής:

$$TL(1): E = 0,25 \times 360 = 90^\circ$$

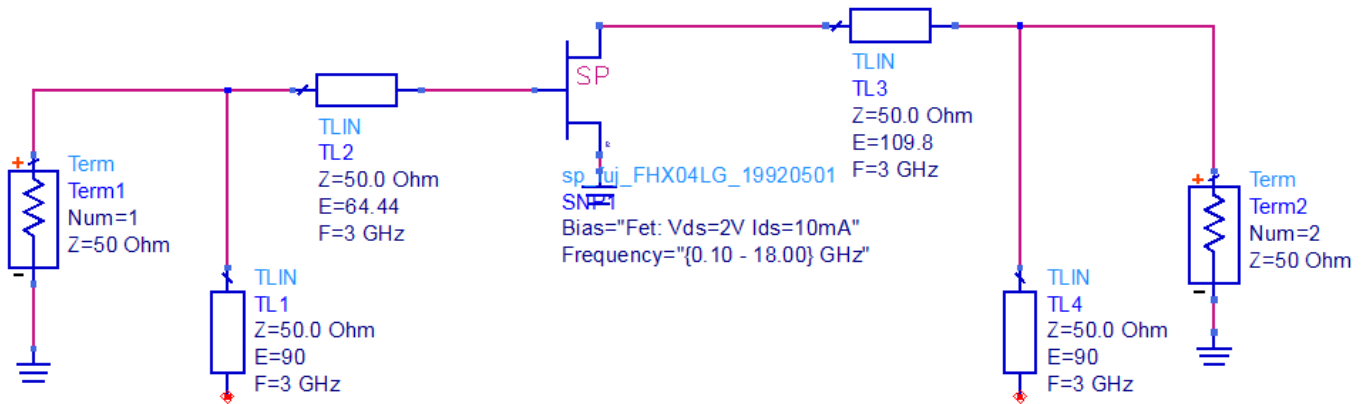
$$TL(2): E = 0,179 \times 360 = 64,44^\circ$$

$$TL(3): E = 0,305 \times 360 = 109,8^\circ$$

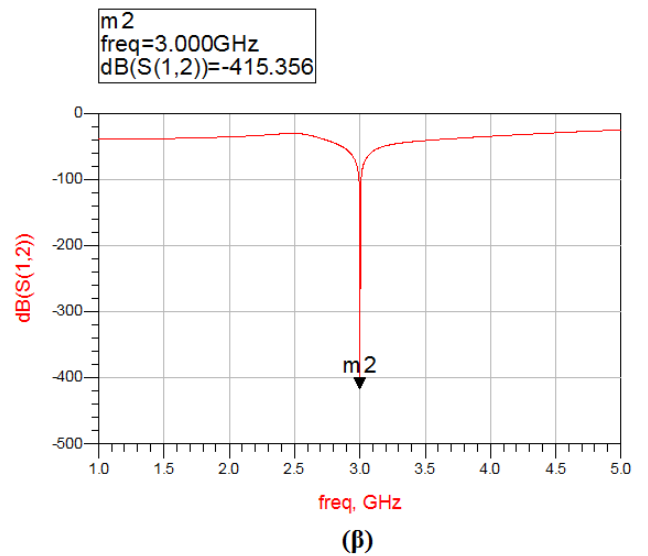
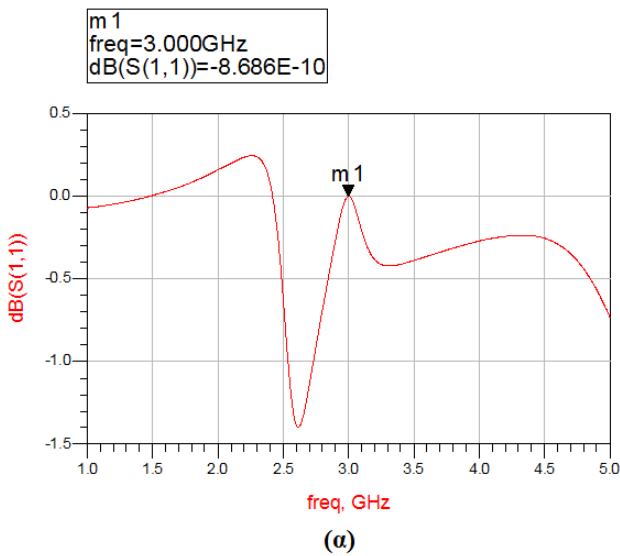
$$TL(4): E = 0,25 \times 360 = 90^\circ$$

S-PARAMETERS

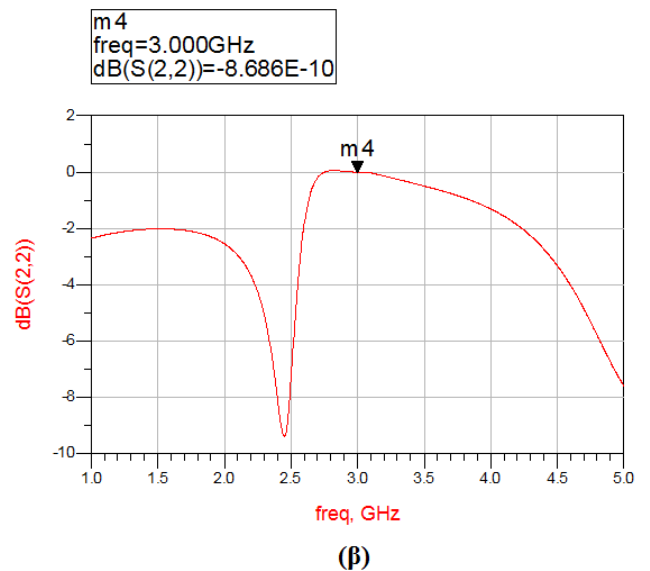
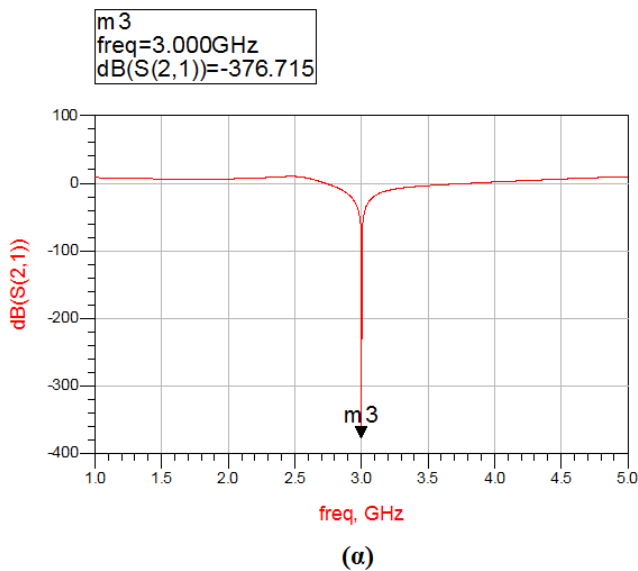
S_Param
 SP1
 Start=1 GHz
 Stop=5 GHz
 Step=1 MHz



Σχήμα 4.9: Διάταξη ενισχυτή με ιδανικές γραμμές (TLIN), στη συχνότητα των 3 GHz.



Σχήμα 4.10: (α) Παράμετρος σκέδασης S_{11} (απώλειες επιστροφής στη θύρα εισόδου) του ενισχυτή.
 (β) Παράμετρος σκέδασης S_{12} (απομόνωση) του ενισχυτή.



Σχήμα 4.11: (α) Παράμετρος σκέδασης S_{21} (κέρδος) του ενισχυτή.
 (β) Παράμετρος σκέδασης S_{22} (απώλειες επιστροφής στη θύρα εξόδου) του ενισχυτή.

Από τα παραπάνω διαγράμματα προκύπτει ότι ο γενικός σχεδιασμός του ενισχυτή είναι ορθός, με την διαφορά ότι η λειτουργία του είναι ικανοποιητική στην συχνότητα των 2,5 GHz περίπου, αντί της επιθυμητής των 3 GHz. Αυτό συμβαίνει λόγω του ότι οι συντελεστές ανάκλασης εισόδου και εξόδου (Γ_S και Γ_L), βρίσκονται οριακά στην ευσταθή περιοχή (**Σχήμα 4.7**).

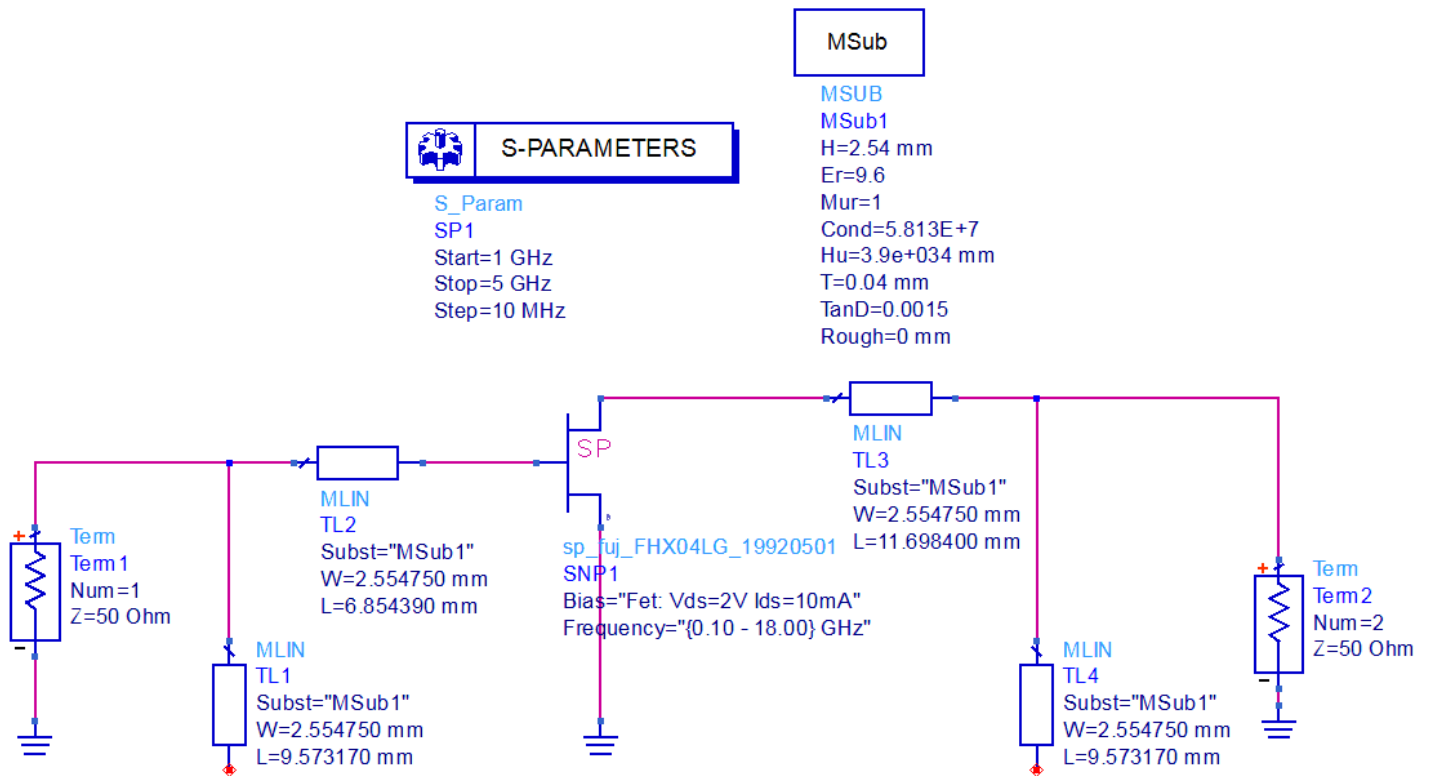
4.5 Προσομοίωση ενισχυτή με μικροταινιακές γραμμές

Στη συνέχεια οι ιδανικές γραμμές αντικαθίστανται από μικροταινιακές γραμμές, οι οποίες χαρακτηρίζονται από διηλεκτρικό υπόστρωμα, με τις ακόλουθες παραμέτρους:

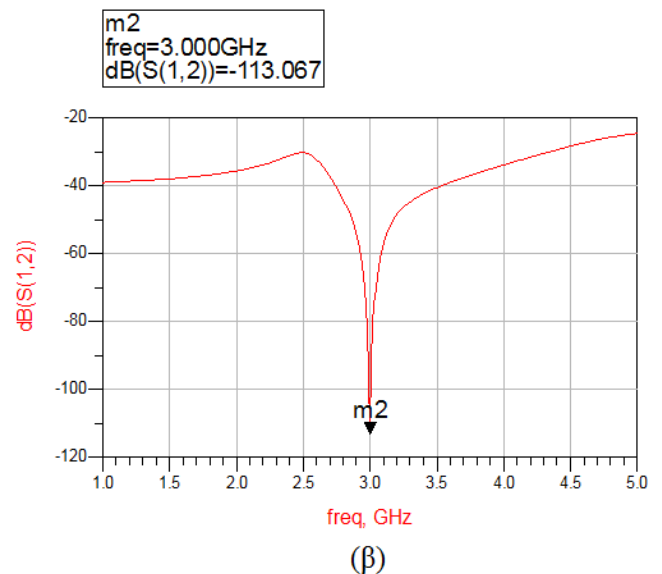
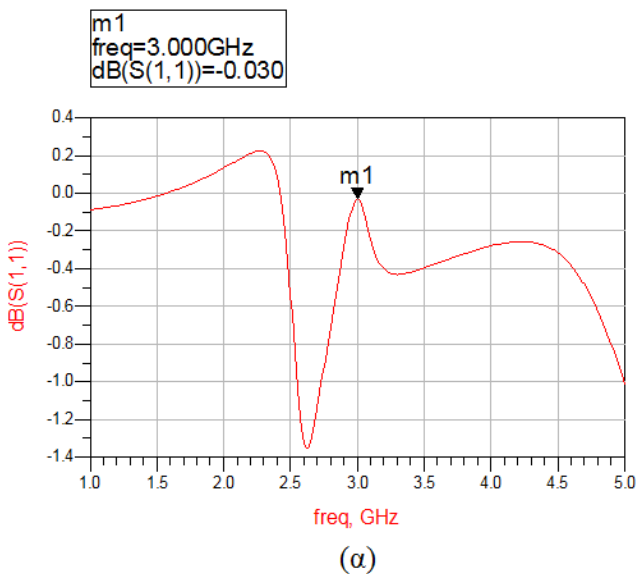
- Διηλεκτρική σταθερά: $\epsilon_r = 9,6$
- Μαγνητική διαπερατότητα: $\mu_{ur} = 1$
- Πάχος υποστρώματος: $H = 2,54 \text{ mm}$
- Πάχος μεταλλικού αγωγού: $T = 0,04 \text{ mm}$
- Αγωγιμότητα μετάλλου (χαλκού): $\text{Cond} = 5,813 \times 10^7 \text{ Siemens/m}$
- Απώλειες διηλεκτρικού: $T_{and} = 0,0015$
- Λειότητα μετάλλου (χαλκού) = 0

Οι φυσικές διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών, υπολογίστηκαν με την βοήθεια του υποπρογράμματος LineCalc του λογισμικού ADS. Θέτοντας τις παραπάνω παραμέτρους του υποστρώματος και εισάγοντας ως δεδομένα την τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης κάθε γραμμής (50 Ohm), το ηλεκτρικό της μήκος και τη συχνότητα λειτουργίας (3 GHz), υπολογίζονται οι φυσικές

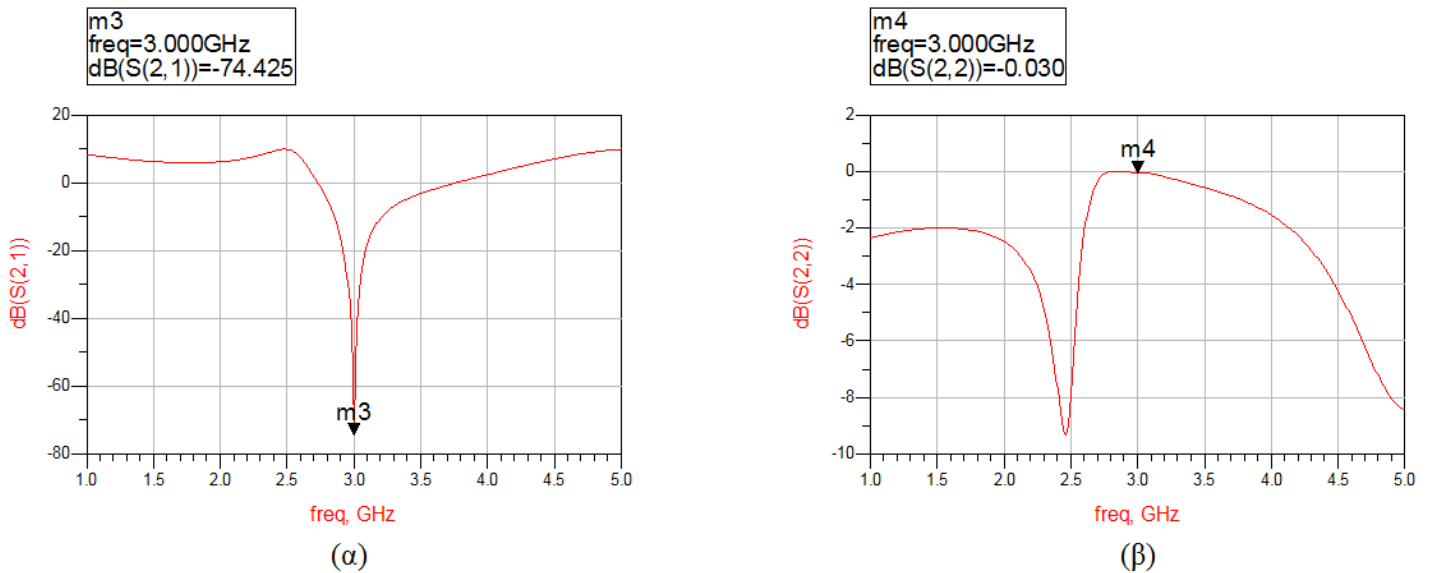
διαστάσεις της κάθε γραμμής (πλάτος W και μήκος L). Έτσι προκύπτει η διάταξη του **Σχήματος 4.12**. Οι παράμετροι σκέδασης της διάταξης αυτής παρουσιάζονται στα **Σχήματα 4.13, 4.14**.



Σχήμα 4.12: Κύκλωμα ενισχυτή με μικροταινιακές γραμμές (MLIN).



Σχήμα 4.13: (α) Παράμετρος σκέδασης S_{11} (απώλειες επιστροφής στη θύρα εισόδου) του ενισχυτή. (β) Παράμετρος σκέδασης S_{12} (απομόνωση) του ενισχυτή.



Σχήμα 4.14: (α) Παράμετρος σκέδασης S_{21} (κέρδος) του ενισχυτή.
 (β) Παράμετρος σκέδασης S_{22} (απώλειες επιστροφής στη θύρα εξόδου) του ενισχυτή.

4.5.1 Βελτιστοποίηση της λειτουργίας του ενισχυτή

Η βελτιστοποίηση της διάταξης του ενισχυτή ισχύος με τη χρήση "συμβατικών μέσων", δηλαδή μέσω θεωρητικών υπολογισμών και χειροκίνητων σχεδιασμών, είναι εκ των πραγμάτων δύσκολη υπόθεση. Για το λόγο αυτό, το λογισμικό ADS παρέχει αυτοματοποιημένους αλγορίθμους και εργαλεία βελτιστοποίησης, έτσι ώστε να επιτύχουμε το βέλτιστο δυνατό αποτέλεσμα στην επιθυμητή συχνότητα και βάσει βεβαίως των επιθυμητών χαρακτηριστικών που θέλουμε να διαθέτει ο ενισχυτής. Τα επιθυμητά χαρακτηριστικά θέτονται στο λογισμικό, ως στόχοι της βελτιστοποίησης. Οι στόχοι που τίθενται είναι τα εξής:

- Η ανακλώμενη ισχύς στην είσοδο (S_{11}) να μην ξεπερνάει τα -20 dB (ή 1%).
- Η ανακλώμενη ισχύς στην έξοδο (S_{22}) να μην ξεπερνάει τα -20 dB (ή 1%).
- Το ελάχιστο αποδεκτό κέρδος ισχύος (S_{21}) του ενισχυτή να είναι 10 dB (ενίσχυση κατά 10 φορές).
- Η απομόνωση του ενισχυτή (S_{12}) να μην ξεπερνάει τα -20 dB (μέγιστη απώλεια επιστροφής από την έξοδο στην είσοδο 1%).

Αφού θέσουμε τους παραπάνω στόχους θα πρέπει να ορισθεί και η μέθοδος βελτιστοποίησης, επίσης με τη προσθήκη κατάλληλων παραμέτρων. Έτσι με τη χρήση της μεταβλητής (OPTIM) στο περιβάλλον του ADS, θέτουμε τις εξής παραμέτρους:

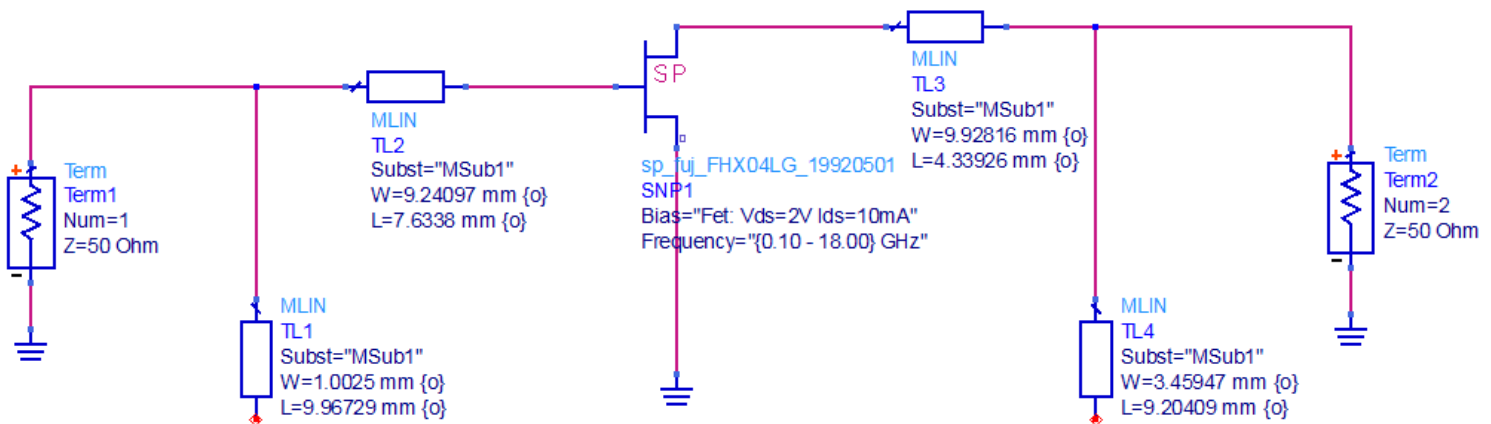
- Τύπος βελτιστοποίησης = Χρήση της συνάρτησης κλίσης (OptimType = Gradient): πρακτικά αυτό σημαίνει ότι το λογισμικό υπολογίζει κάθε φορά τη κλίση της συνάρτησης σφάλματος (ErrorFunction), η οποία και καθορίζει προς ποιά κατεύθυνση θα κινηθεί η βελτιστοποίηση.
- Μέγιστος αριθμός επαναλήψεων (MaxIters): θέτουμε έναν μέγιστο αριθμό επαναλήψεων, δηλαδή πόσες φορές θα προσπαθήσει το λογισμικό να φθάσει στο βέλτιστο αποτέλεσμα. Θέτουμε έναν αρχικό κύκλο επαναλήψεων στις 3000.

- Επιθυμητό σφάλμα = 0.0 (DesiredError): επιδιώκουμε το σφάλμα της βελτιστοποίησης να είναι μηδενικό, δηλαδή να έχουμε τη μέγιστη ακρίβεια. Με άλλα λόγια, θέλουμε το ErrorFunction που θα προκύψει με το πέρας της βελτιστοποίησης να είναι μηδενικό, δηλαδή να πετύχουμε το βέλτιστο αποτέλεσμα.

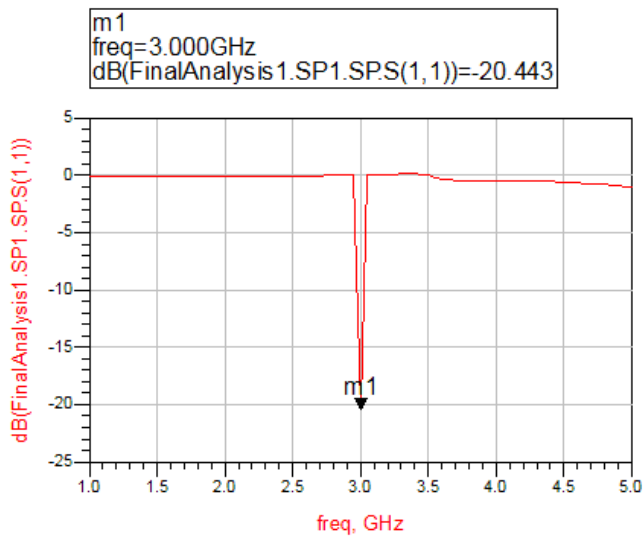
Κατά τη διαδικασία της βελτιστοποίησης το λογισμικό θα ξεκινήσει να βρει, τον συνδυασμό των διαστάσεων όλων των γραμμών, ο οποίος θα μας δώσει το επιθυμητό αποτέλεσμα. Ως εκ τούτου, θα πρέπει να ορίσουμε επίσης το εύρος των τιμών των διαστάσεων μέσα στο οποίο θα κινείται το λογισμικό, για κάθε γραμμή. Έτσι έχουμε:

Γραμμή	Εύρος τιμών μήκους (L)	Εύρος τιμών πλάτους (W)
TL1	1 - 20 mm	1 - 5 mm
TL2	1 - 20 mm	1 - 5 mm
TL3	1 - 20 mm	1 - 5 mm
TL4	1 - 20 mm	1 - 5 mm

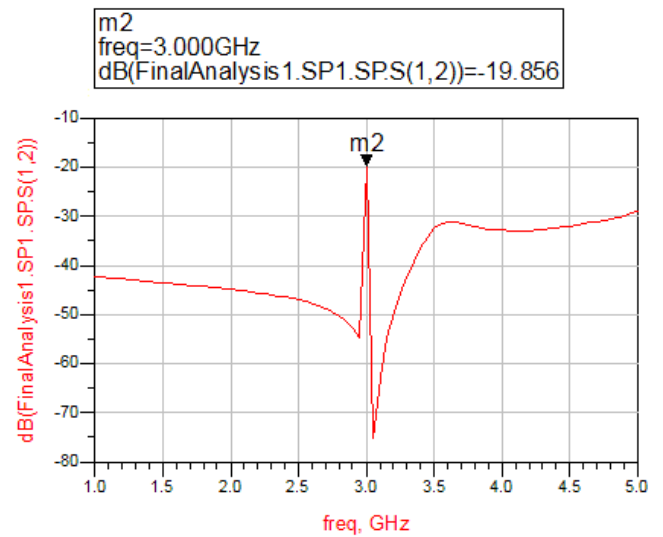
Με την ολοκλήρωση της βελτιστοποίησης, οι διαστάσεις των γραμμών που προέκυψαν, φαίνονται στο Σχήμα 4.15. Στα Σχήματα 4.16 και 4.17, παρουσιάζονται τα βελτιστοποιημένα διαγράμματα των παραμέτρων σκέδασης.



Σχήμα 4.15: Το βελτιστοποιημένο κύκλωμα του ενισχυτή στη συχνότητα των 3 GHz.

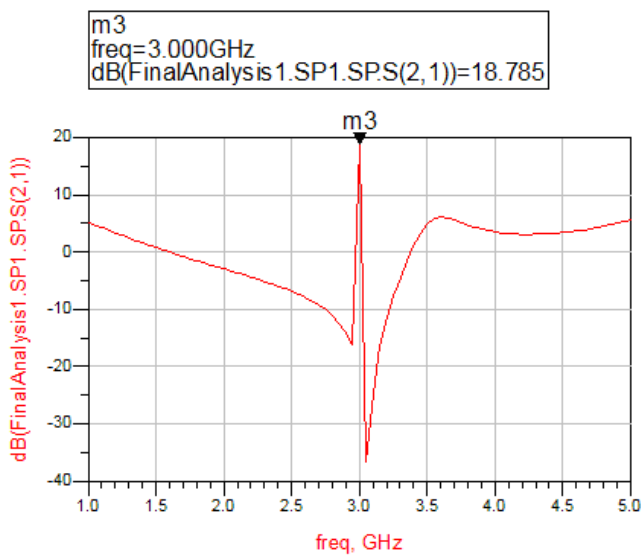


(α)

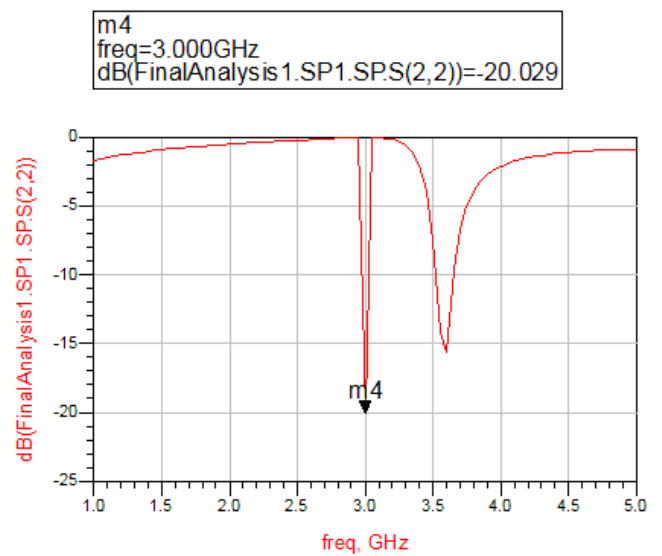


(β)

Σχήμα 4.16: (α) Παράμετρος σκέδασης S_{11} (απώλειες επιστροφής στη θύρα εισόδου) του ενισχυτή.
(β) Παράμετρος σκέδασης S_{12} (απομόνωση) του ενισχυτή.



(α)



(β)

Σχήμα 4.17: (α) Παράμετρος σκέδασης S_{21} (κέρδος) του ενισχυτή.
(β) Παράμετρος σκέδασης S_{22} (απώλειες επιστροφής στη θύρα εξόδου) του ενισχυτή.

Από τα διαγράμματα βλέπουμε ότι η βελτιστοποίηση πέτυχε σχεδόν όλους τους στόχους που είχαμε θέσει. Παρατηρούμε μια μικρή διαφοροποίηση ως προς τον στόχο, στο διάγραμμα απόκρισης της παραμέτρου S_{12} , καθώς είχαμε θέσει στόχο -20 dB, ενώ πήραμε -19,856 dB. Αυτό εξηγείται από την τελική τιμή της συνάρτησης σφάλματος (ErrorFunction, EF) που προέκυψε με το πέρας της βελτιστοποίησης. Η τιμή αυτή είναι 0,0206, ενώ ως στόχος τέθηκε η τιμή 0. Η διαφορά που προκύπτει για τον συντελεστή S_{12} είναι ελάχιστη και δεν επηρεάζει τη συνολική συμπεριφορά.

4.6 Υπολογισμός προστιθέμενης αποδοτικότητας ισχύος (power added efficiency) – PAE

Από τον εξίσ. (3.47) μπορεί να υπολογιστεί η προστιθέμενη αποδοτικότητα ισχύος (power added efficiency) – PAE, για τον ενισχυτή που σχεδιάστηκε. Σύμφωνα με το datasheet (Παράρτημα Α) του συγκεκριμένου τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκε (FHX04LG της FUJITSU), στο σημείο συμπίεσης 1 dB, η ισχύς εξόδου είναι 5 dBm ($3,16 \cdot 10^{-3}$ W) και το κέρδος ισχύος είναι 12 dB περίπου. Συνεπώς, η απαιτούμενη ισχύς εισόδου, θα είναι:

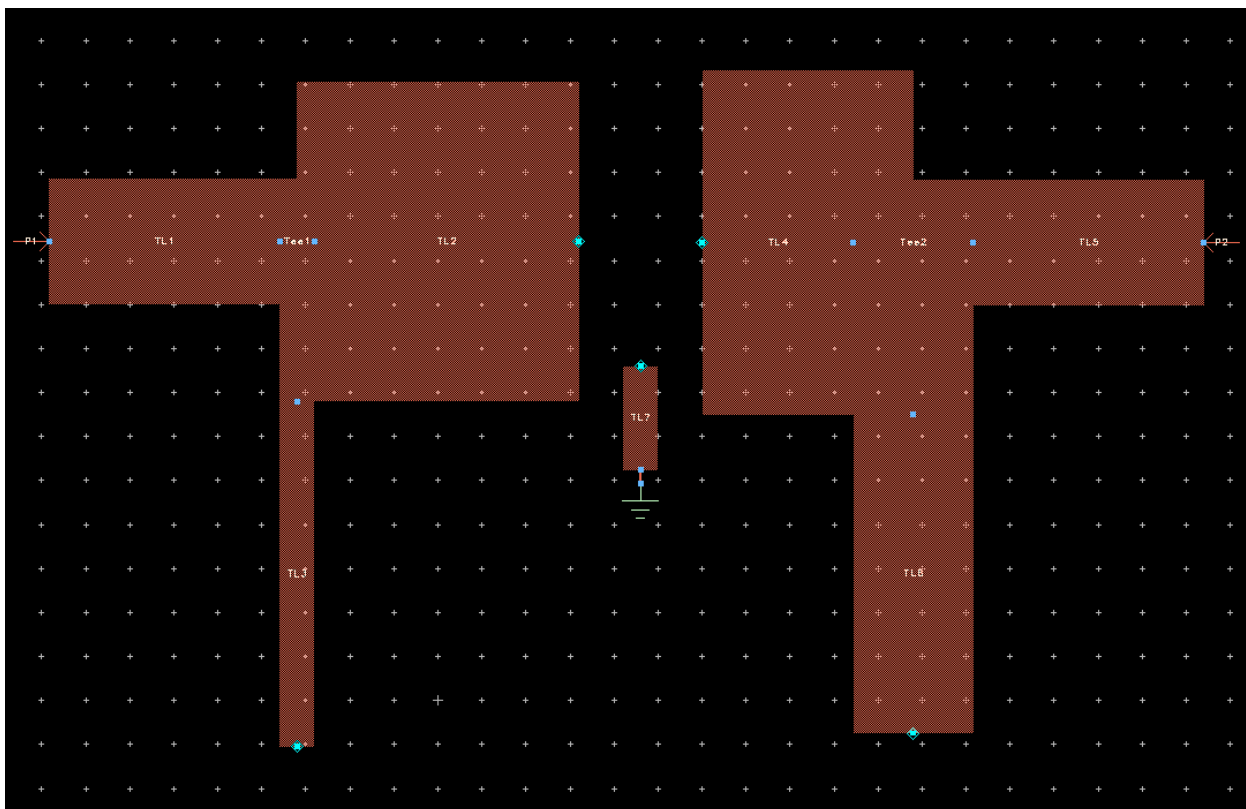
$$P_{in} (dBm) = P_{out} (dBm) - G = 5 - 12 = -7 dBm = 1,995 \cdot 10^{-4} W$$

Συνεπώς, η προστιθέμενη αποδοτικότητα ισχύος υπολογίζεται ως:

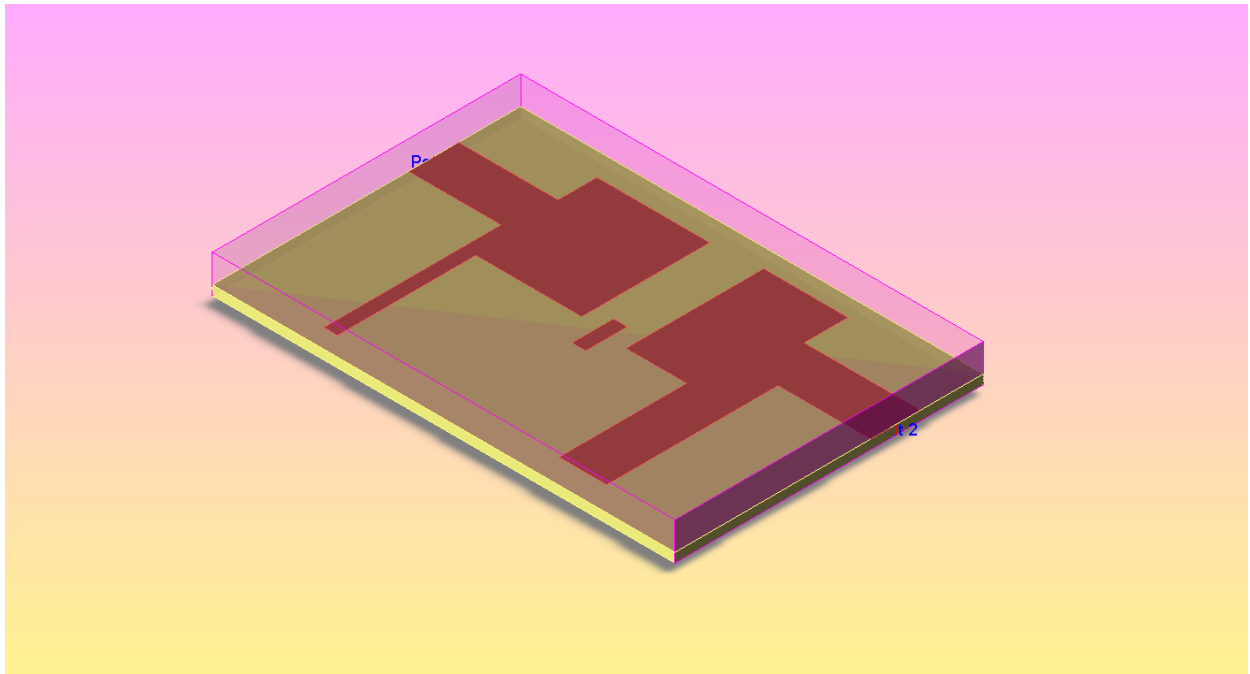
$$\eta_{PAE} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} = \frac{P_{out} - P_{in}}{V_{ds} I_{ds}} = \frac{3,16 \cdot 10^{-3} - 1,995 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 0,148 \quad \text{ή} \quad 14,8\%$$

4.7 Σχεδίαση διάταξης φυσικής τοποθέτησης (Layout)

Με βάση τις διαστάσεις των μικροταινιακών γραμμών που υπολογίστηκαν, παρουσιάζεται η διάταξη φυσικής τοποθέτησης (layout) του ενισχυτή (Σχήματα 4.18 και 4.19).



Σχήμα 4.18: Δισδιάταξη απεικόνιση της διάταξης φυσικής τοποθέτησης (layout) του ενισχυτή.



Σχήμα 4.19: Τρισδιάστατη απεικόνιση της διάταξης φυσικής τοποθέτησης (3D layout) του ενισχυτή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ - ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ

Ο σκοπός της παρούσας εργασίας ήταν η σχεδίαση και υλοποίηση ενός ενισχυτή ισχύος, ο οποίος θα αποφέρει μέγιστο κέρδος ισχύος στην έξοδο. Για το σκοπό αυτό επιχειρήθηκε να επιτευχθούν όσο το δυνατόν χαμηλότερες τιμές για το συντελεστή ανάκλασης τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο, καθώς αυτοί οι δύο παράγοντες παίζουν μεγάλο ρόλο στην τιμή του συνολικού κέρδους του ενισχυτή.

Το τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκε (FHX04LG GaAs FET της Fujitsu), είναι ένα τρανζίστορ γενικής χρήσεως και επιλέχθηκε για την ικανότητα απόδοσης μεγάλου κέρδους σε αρκετά υψηλές συχνότητες (μέχρι και 18 GHz). Στον σχεδιασμό που έγινε, υπολογίσθηκαν μόνο οι μικροκυματικές συνιστώσες που χρειάζονται έτσι ώστε ο ενισχυτής να επιτελεί το σκοπό του. Ωστόσο σε συνθήκες πραγματικής λειτουργίας, απαραίτητη είναι επίσης η κατάλληλη πόλωση του τρανζίστορ μέσω των αντίστοιχων κυκλωμάτων. Τα κυκλώματα αυτά θα πρέπει να επιλεγθούν έτσι ώστε να μην υπάρχουν παρεμβολές στο σήμα που ενισχύεται, καθώς κάτι τέτοιο θα επηρεάσει τη συνολική συμπεριφορά του ενισχυτή. Επίσης για την απρόσκοπτη λειτουργία ενός ενισχυτή που αποδίδει υψηλή ισχύ στην έξοδο, είναι απαραίτητη η πολύ καλή απαγωγή της θερμότητας του τρανζίστορ μέσω μιας κατάλληλης ψήκτρας.

Τα κυκλώματα προσαρμογής που υπολογίσθηκαν, εξαρτώνται άμεσα από τη συχνότητα και υπολογίσθηκαν με βάση τους σχεδιαστικούς περιορισμούς που εξασφάλισαν την επίτευξη του μέγιστου κέρδους. Έτσι, θέσαμε μέγιστο επιτρεπτό ποσοστό ανάκλασης 1%. Αυτό το όριο είναι θεμιτό απ' ενός για να καταδειχθεί η ικανότητα της ενισχυτικής διάταξης να επιτυγχάνει πολύ υψηλά ποσοστά κέρδους (ιδανικά το μέγιστο δυνατό). Απ' ετέρου η επίτευξη ανακλάσεων κάτω από το 1% και όσο πλησιάζουμε προς το ιδανικό 0, είναι αρκετά δύσκολη υπόθεση τόσο υπολογιστικά όσο και σε πρακτικές υλοποιήσεις, ενώ δε βελτιώνεται τόσο αισθητά η απόδοση του ενισχυτή.

Όσον αφορά την διαδικασία της βελτιστοποίησης, η μέθοδος που επιλέχθηκε ήταν η συνάρτηση κλίσης (Gradient Optimization), η οποία υποδεικνύει στο λογισμικό την κατεύθυνση προς την οποία πρέπει να μετακινήσει τις επιθυμητές παραμέτρους (στην προκειμένη περίπτωση τα μήκη και τα πλάτη των γραμμών), έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η συνάρτηση σφάλματος (ErrorFunction). Σε κάθε επανάληψη επιχειρείται να βρεθεί η ελάχιστη δυνατή τιμή της συνάρτησης σφάλματος μέχρι εκείνη τη στιγμή. Έτσι παρ' όλο που κάθε επανάληψη διαρκεί περισσότερο, γενικότερα η μέθοδος αυτή συγκλίνει στο επιθυμητό αποτέλεσμα πιο γρήγορα (σε

σχέση με την χρήση της μεθόδου τυχαίας αναζήτησης - Random) και εγγυάται μεγαλύτερη σταθερότητα στον σχεδιασμό. Αποτελεί μια από τις πιο ιδανικές μεθόδους βελτιστοποίησης για κυκλώματα απλών απαιτήσεων.

Τέλος, ως μελλοντική επέκταση της εργασίας, θα μπορούσε να τεθεί ο στόχος της ενίσχυσης για την επίτευξη μέγιστου κέρδους γύρω από μια στενή ζώνη στα 3 GHz (πχ. 2,9 – 3,1 GHz). Η παρούσα σχεδίαση εστιάζει ακριβώς στη συχνότητα των 3 GHz και έτσι οποιαδήποτε ελάχιστη μετατόπιση της συχνότητας θα μπορούσε να προκαλέσει πρόβλημα στην επικοινωνία ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη, και άρα στην μη ομαλή λειτουργία της εκάστοτε εφαρμογής. Προφανώς τα προσαρμοστικά κυκλώματα θα πρέπει να επανακαθοριστούν, ωστόσο οι γενικότερες αρχές του σχεδιασμού παραμένουν σταθερές.

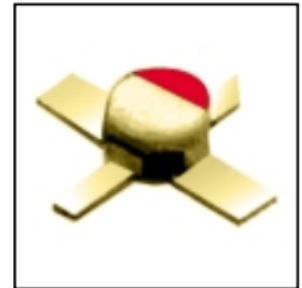
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (Α)

FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT

FEATURES

- Low Noise Figure: 0.75dB (Typ.)@f=12GHz (FHX04)
- High Associated Gain: 10.5dB (Typ.)@f=12GHz
- $L_g \leq 0.25\mu\text{m}$, $W_g = 200\mu\text{m}$
- Gold Gate Metallization for High Reliability
- Cost Effective Ceramic Microstrip (SMT) Package
- Tape and Reel Packaging Available



DESCRIPTION

The FHX04LG, FHX05LG, FHX06LG is a High Electron Mobility Transistor (HEMT) intended for general purpose, low noise and high gain amplifiers in the 2-18GHz frequency range. The devices are packaged in cost effective, low parasitic, hermetically sealed metal-ceramic package for high volume telecommunication, TVRO, VSAT or other low noise applications.

Fujitsu's stringent Quality Assurance Program assures the highest reliability and consistent performance.

ABSOLUTE MAXIMUM RATING (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Rating	Unit
Drain-Source Voltage	V_{DS}	3.5	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	-3.0	V
Total Power Dissipation	P_t^*	180	mW
Storage Temperature	T_{stg}	-65 to +175	$^\circ\text{C}$
Channel Temperature	T_{ch}	175	$^\circ\text{C}$

*Note: Mounted on Al_2O_3 board (30 x 30 x 0.65mm)

Fujitsu recommends the following conditions for the reliable operation of GaAs FETs:

1. The drain-source operating voltage (V_{DS}) should not exceed 2 volts.
2. The forward and reverse gate currents should not exceed 0.2 and -0.05 mA respectively with gate resistance of 4000 Ω .
3. The operating channel temperature (T_{ch}) should not exceed 80 $^\circ\text{C}$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ambient Temperature $T_a=25^\circ\text{C}$)

Item	Symbol	Condition	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Saturated Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 2\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	15	30	60	mA
Transconductance	g_m	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_{DS} = 10\text{mA}$	35	45	-	mS
Pinch-off Voltage	V_p	$V_{DS} = 2\text{V}$, $I_{DS} = 1\text{mA}$	-0.2	-0.7	-1.5	V
Gate Source Breakdown Voltage	V_{GSO}	$I_{GS} = -10\mu\text{A}$	-3.0	-	-	V
Noise Figure	FHX04LG	NF	-	0.75	0.85	dB
Associated Gain				G_{as}	9.5	
Noise Figure	FHX05LG	NF	-	0.9	1.1	dB
Associated Gain				G_{as}	9.5	
Noise Figure	FHX06LG	NF	-	1.1	1.35	dB
Associated Gain				G_{as}	9.5	
Thermal Resistance	R_{th}	Channel to Case	-	300	400	$^\circ\text{C/W}$

AVAILABLE CASE STYLES: LG

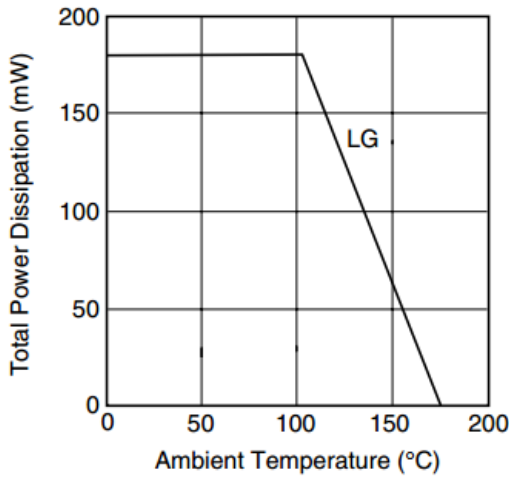
Note: RF parameters are measured on a sample basis as follows:

Lot qty.	Sample qty.	Accept/Reject
1200 or less	125	(0,1)
1201 to 3200	200	(0,1)
3201 to 10000	315	(1,2)
10001 or over	500	(1,2)

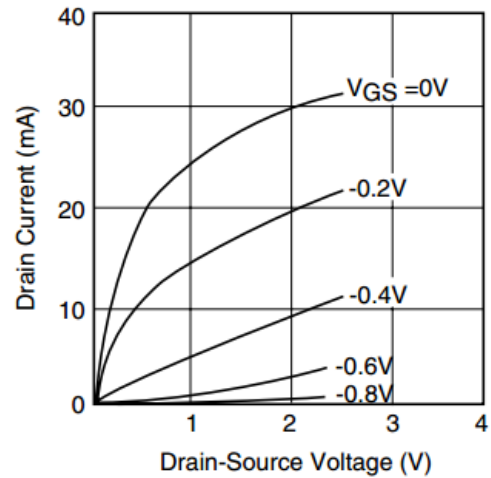
FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT

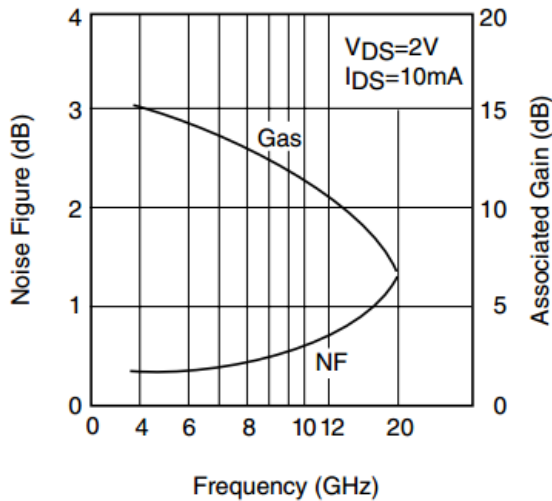
POWER DERATING CURVE



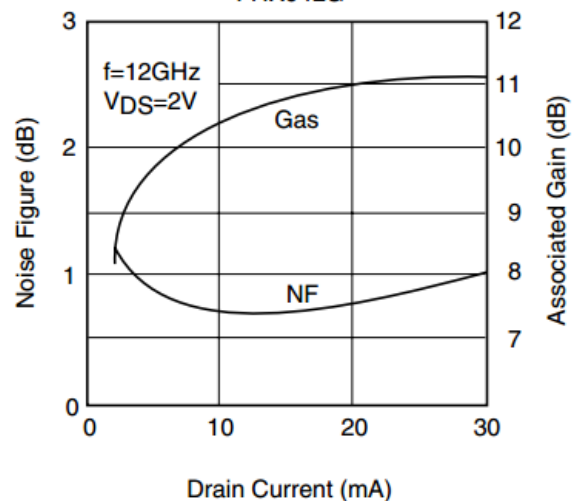
DRAIN CURRENT vs. DRAIN-SOURCE VOLTAGE



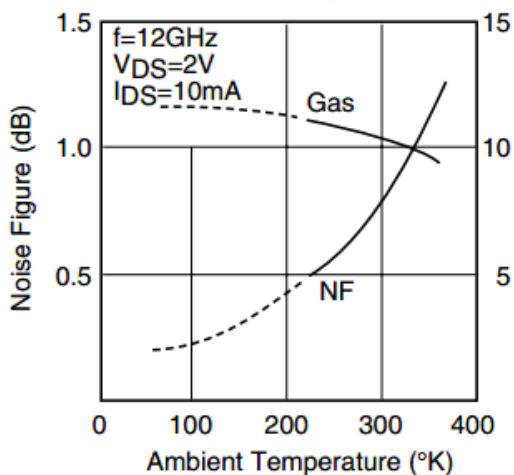
NF & Gas vs. FREQUENCY
FHX04LG



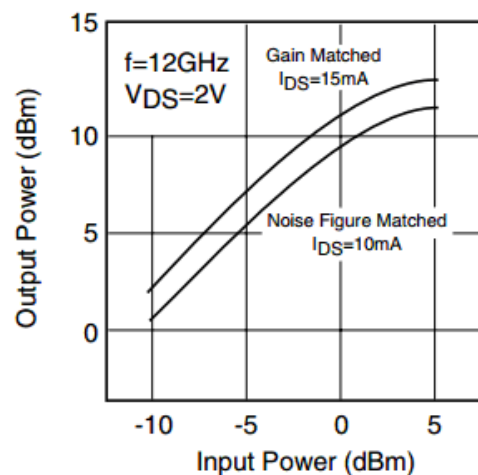
NF & Gas vs. I_{DS}
FHX04LG



NF & Gas vs. TEMPERATURE
FHX04LG



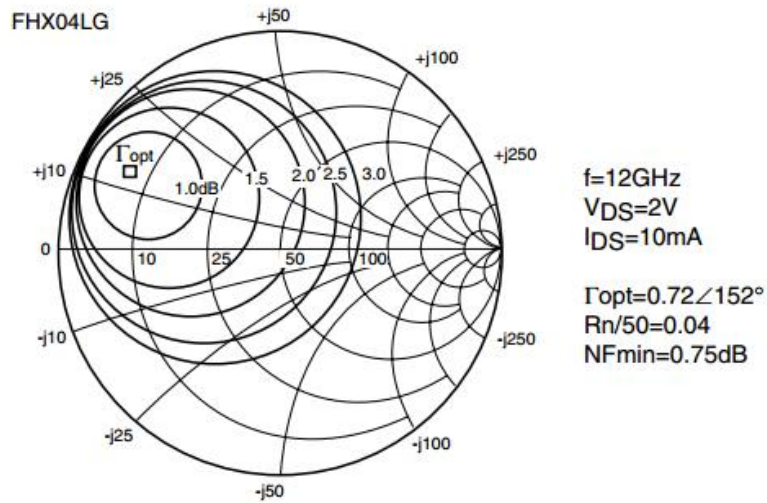
OUTPUT POWER vs. INPUT POWER



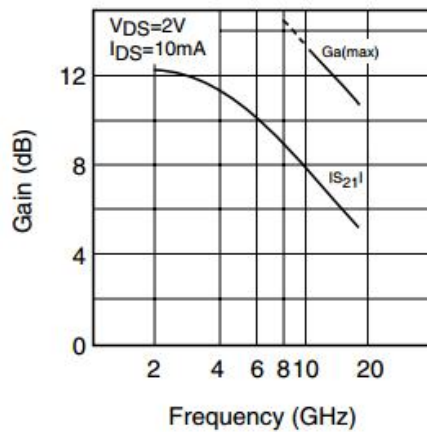
FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT

TYPICAL NOISE FIGURE CIRCLE



Ga(max) AND $|S_{21}|$ vs. FREQUENCY FHX04LG



NOISE PARAMETERS

FHX04LG

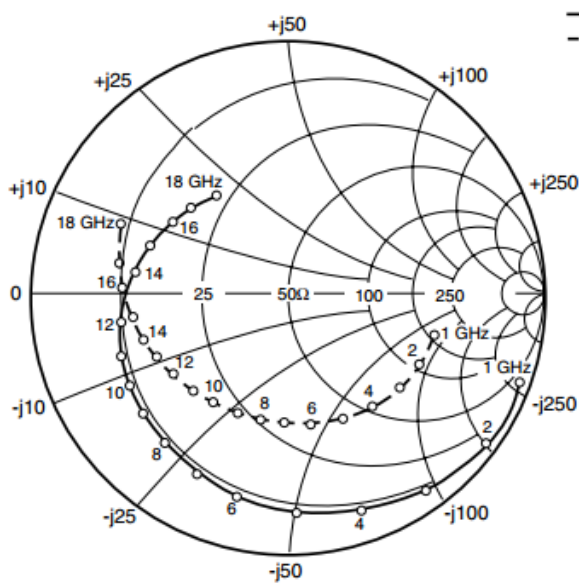
$V_{DS}=2\text{V}, I_{DS}=10\text{MA}$

Freq. (GHz)	Γ_{opt} (MAG)	Γ_{opt} (ANG)	NFmin (dB)	Rn/50
2.0	0.99	29.0	0.33	0.43
4.0	0.97	53.0	0.35	0.30
6.0	0.93	77.0	0.45	0.20
8.0	0.87	101.0	0.55	0.12
10.0	0.80	127.0	0.66	0.07
12.0	0.72	152.0	0.75	0.04
14.0	0.63	178.0	0.88	0.03
16.0	0.53	-156.0	1.05	0.05
18.0	0.42	-129.0	1.30	0.09

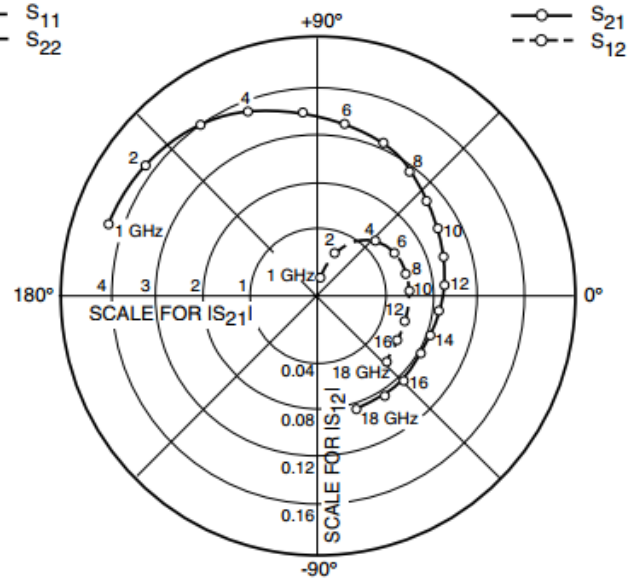
FUJITSU

FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT



○ S₁₁
-○- S₂₂



○ S₂₁
-○- S₁₂

S-PARAMETERS

FHX04LG

$V_{DS} = 2V, I_{DS} = 10mA$

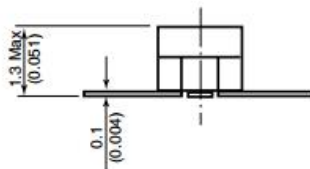
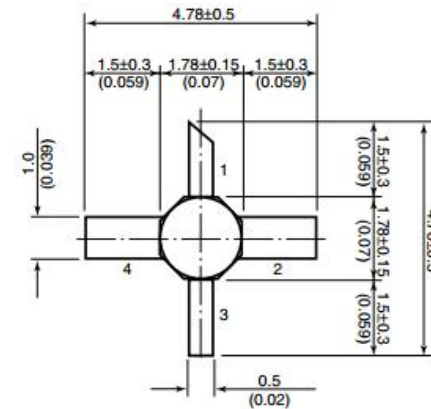
FREQUENCY (GHZ)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
1.0	0.990	-19.3	4.232	162.1	0.016	75.1	0.576	-14.3
2.0	0.965	-37.5	4.115	144.1	0.030	64.8	0.563	-28.1
3.0	0.928	-55.2	3.923	127.4	0.042	53.3	0.546	-41.2
4.0	0.886	-72.1	3.737	110.9	0.052	41.9	0.525	-54.4
5.0	0.844	-88.3	3.518	95.6	0.059	32.2	0.505	-67.6
6.0	0.804	-103.4	3.302	80.8	0.063	23.9	0.489	-80.7
7.0	0.771	-117.4	3.090	66.4	0.066	16.6	0.484	-93.0
8.0	0.741	-129.6	2.876	53.1	0.065	11.5	0.487	-104.5
9.0	0.717	-140.3	2.703	40.7	0.066	4.9	0.497	-115.1
10.0	0.695	-150.8	2.592	28.6	0.065	-0.3	0.503	-124.9
11.0	0.675	-161.2	2.476	16.4	0.064	-3.0	0.517	-135.7
12.0	0.650	-171.5	2.374	4.2	0.064	-6.4	0.534	-145.8
13.0	0.630	178.9	2.277	-7.8	0.063	-9.3	0.552	-156.1
14.0	0.607	170.2	2.176	-19.1	0.064	-12.5	0.585	-164.6
15.0	0.585	161.8	2.144	-30.7	0.065	-16.4	0.617	-171.7
16.0	0.557	151.8	2.151	-43.2	0.066	-22.2	0.642	177.8
17.0	0.522	140.9	2.142	-56.9	0.067	-29.4	0.673	169.5
18.0	0.480	128.4	2.136	-71.2	0.068	-39.2	0.694	159.7



FHX04LG, 05LG, 06LG

Super Low Noise HEMT

Case Style "LG" Metal-Ceramic Hermetic Package



1. Gate
2. Source
3. Drain
4. Source

Unit: mm(inches)

For further information please contact:

FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.

2355 Zanker Rd.

San Jose, CA 95131-1138, U.S.A.

Phone: (408) 232-9500

FAX: (408) 428-9111

www.fcsi.fujitsu.com

FUJITSU MICROELECTRONICS EUROPE, GmbH

Quantum Devices Division

Network House

Norreys Drive

Maidenhead, Berkshire SL6 4FJ

Phone: +44 (0)1628 504800

FAX: +44 (0)1628 504888

CAUTION

Fujitsu Compound Semiconductor Products contain **gallium arsenide (GaAs)** which can be hazardous to the human body and the environment. For safety, observe the following procedures:

- Do not put these products into the mouth.
- Do not alter the form of this product into a gas, powder, or liquid through burning, crushing, or chemical processing as these by-products are dangerous to the human body if inhaled, ingested, or swallowed.
- Observe government laws and company regulations when discarding this product. This product must be discarded in accordance with methods specified by applicable hazardous waste procedures.

Fujitsu Limited reserves the right to change products and specifications without notice. The information does not convey any license under rights of Fujitsu Limited or others.

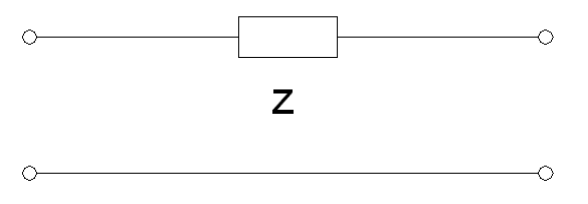
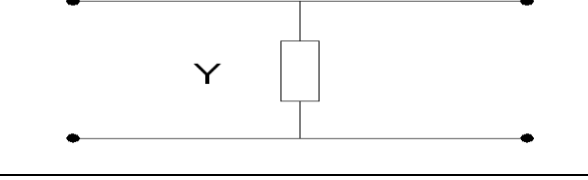
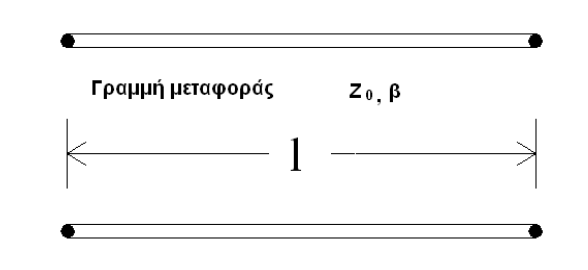
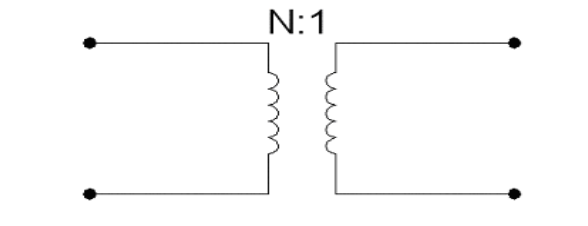
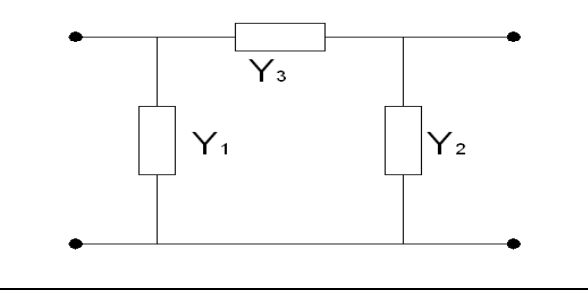
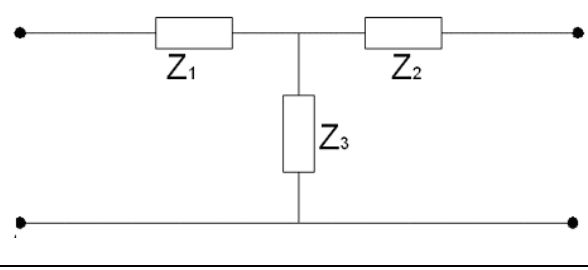
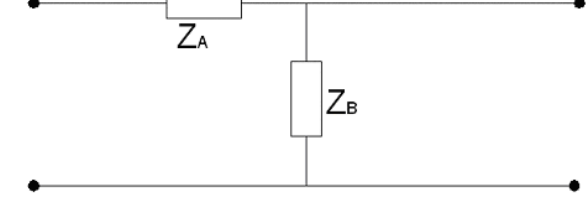
© 1998 FUJITSU COMPOUND SEMICONDUCTOR, INC.

Printed in U.S.A. FCSI0598M200

FUJITSU

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

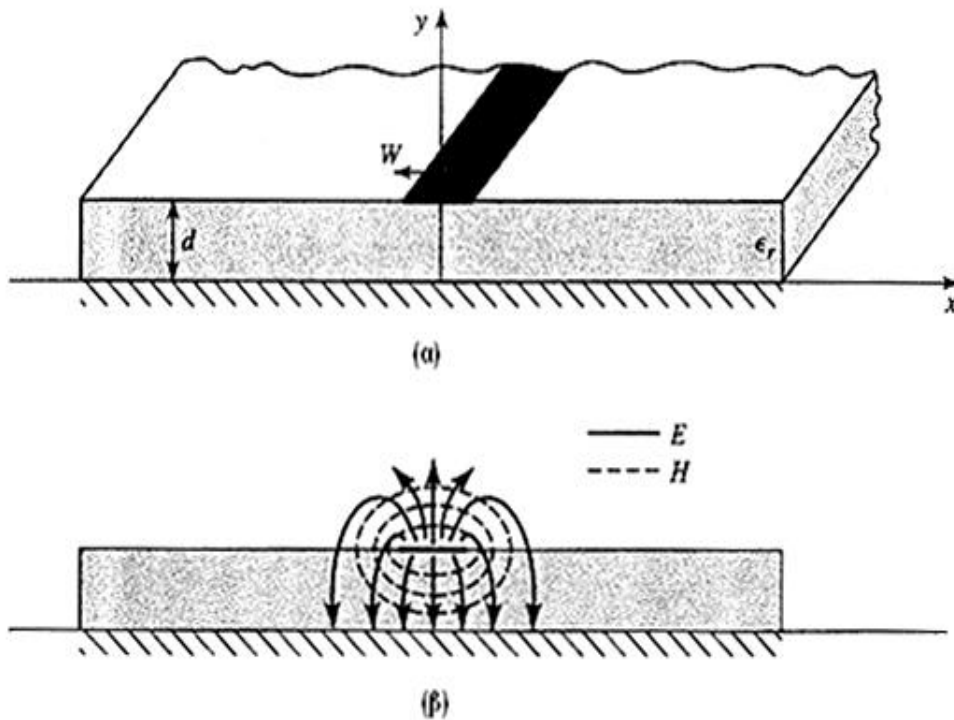
Εδώ αναφέρονται οι παράμετροι ABCD μερικών δίθυρων δικτύων.

Δίθυρο 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>	$A = 1 + Y_2/Y_3$	$B = 1/Y_3$
	$C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
 <p style="text-align: center;">Z_1 Z_2</p> <p style="text-align: center;">Z_3</p>	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_3}$
	$C = \frac{1}{Z_3}$	$D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$
 <p style="text-align: center;">Z_A</p> <p style="text-align: center;">Z_B</p>	$A = 1 + Z_A/Z_B$	$B = Z_A$
	$C = 1/Z_B$	$D = 1$

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:

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

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

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

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

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

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

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

(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:

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

$$B \approx 0 \quad (\text{II.12β})$$

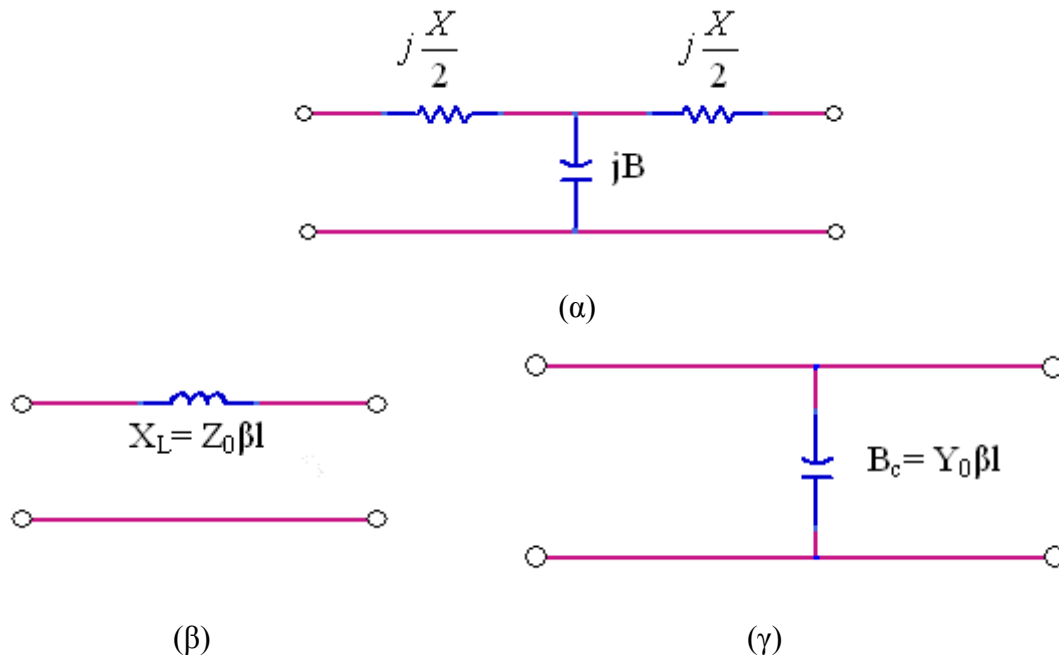
το οποίο σημαίνει ότι η γραμμή συμπεριφέρεται ως μία επαγωγή σε σειρά (II.2β).

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).



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

ΙΙΙ.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.

ΙΙΙ.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

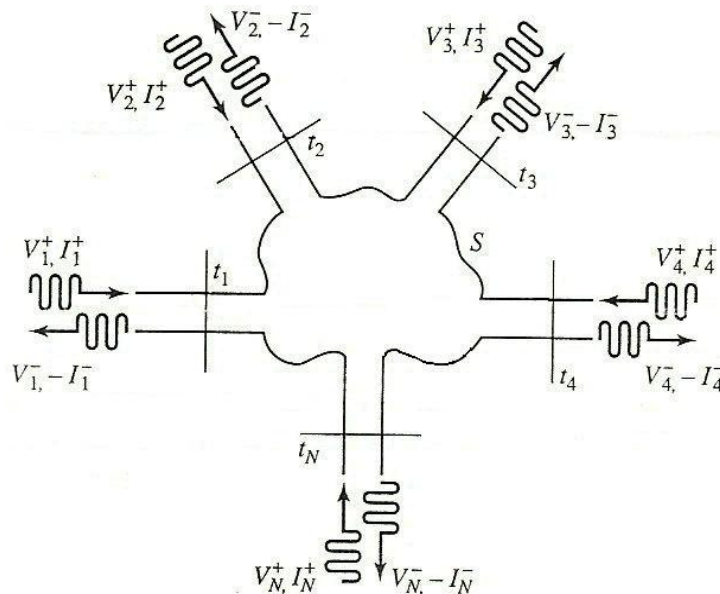
ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΠΟΛΥΘΥΡΩΝ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ

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:

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

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:

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

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

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

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

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

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:

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

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 μικροκυματικών δικτύων.

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:

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

ή

$$\mathbf{V}^- = \mathbf{S} \mathbf{V}^+ \quad (\text{IV.7})$$

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

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

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:

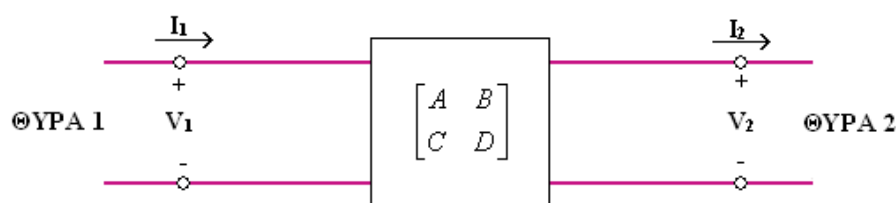
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10}\alpha)$$

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

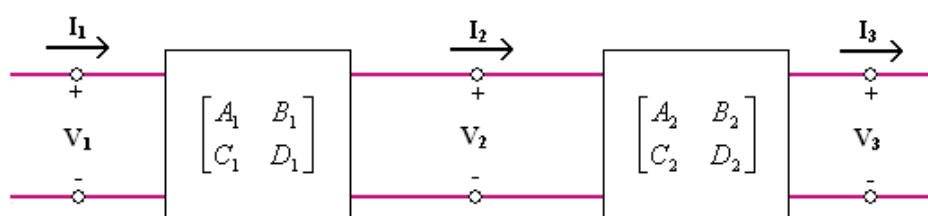
Αντικαθιστώντας την (IV.10β) στην (IV.10α) προκύπτει:

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

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



(α)

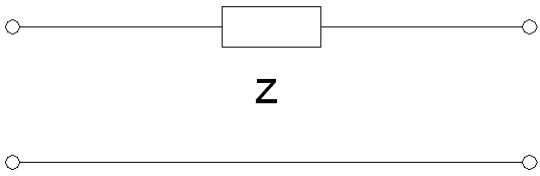
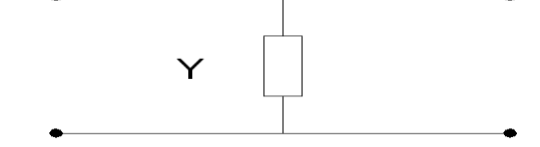
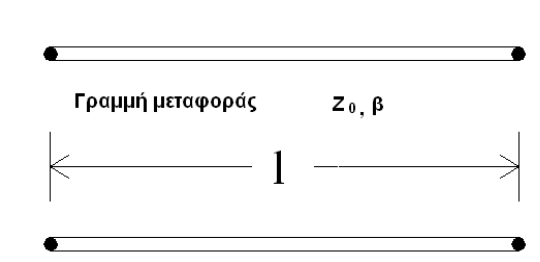
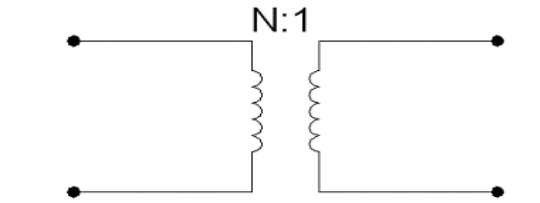
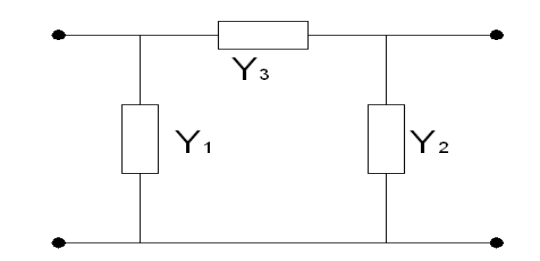
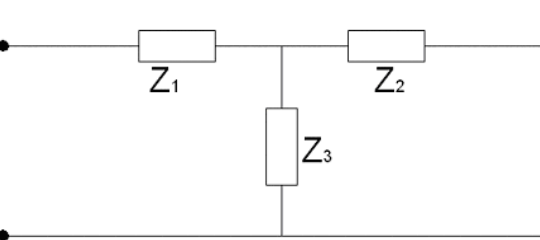
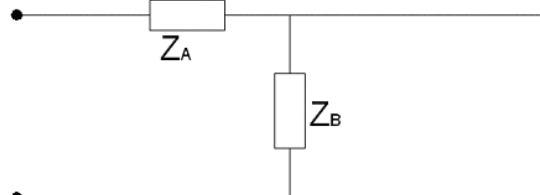


(β)

Σχήμα IV.2: α) Ένα δίθυρο δίκτυο β) Σύνδεση σε σειρά δύο δίθυρων 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 δίθυρων δικτύων. Ο πίνακας IV.1 περιγράφει διάφορα χρήσιμα δίθυρα δίκτυα και τους αντίστοιχους πίνακες $ABCD$.

Πίνακας IV.1: Οι παράμετροι ABCD μερικών χρήσιμων δίθυρων δικτύων.

Δίθυρο Δίκτυο	Παράμετροι ABCD	
	$A = 1$ $C = 0$	$B = Z$ $D = 1$
	$A = 1$ $C = Y$	$B = 0$ $D = 1$
	$A = \cos \beta l$ $C = j \sin \beta l Z_0$	$B = j Z_0 \sin \beta l$ $D = \cos \beta l$
	$A = N$ $C = 0$	$B = 0$ $D = \frac{1}{N}$
	$A = 1 + Y_2/Y_3$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$B = 1/Y_3$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$
	$A = 1 + Z_A/Z_B$ $C = 1/Z_B$	$B = Z_A$ $D = 1$

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. David M. Pozar , "*Microwave Engineering 4th Edition* ", John Wiley & Sons Inc. 2012
2. Ν. Κ. Ουζούνογλου , "*Εισαγωγή στα Μικροκύματα*" Β' Έκδοση , Ε.Μ.Π., Αθήνα 1994
3. Σημειώσεις Μαθήματος "*Τηλεπικοινωνιακά Δίκτυα Υψηλών Συχνοτήτων*", ΤΕΙ Κεντρικής Μακεδονίας (Σέρρες)
4. Advanced Design System (ADS) 2009, Agilent Technologies