



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ  
ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ ΑΠΟ 8 ΕΩΣ 12 GHz ΣΕ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ  
MIC**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΑΛΛΙΟΠΗ Η. ΝΙΚΗΤΑ

**Επιβλέπων :** ΝΙΚΟΛΑΟΣ Κ. ΟΥΖΟΥΝΟΓΛΟΥ  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2003





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ  
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

## ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ ΑΠΟ 8 ΕΩΣ 12 GHz ΣΕ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ MIC

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΚΑΛΛΙΟΠΗ Η. ΝΙΚΗΤΑ

**Επιβλέπων :** ΝΙΚΟΛΑΟΣ Κ. ΟΥΖΟΥΝΟΓΛΟΥ  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Νοεμβρίου 2003.

.....  
Νικόλαος Ουζούνογλου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Δήμητρα Κακλαμάνη  
Επικ. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....  
Κωνσταντίνα Νικήτα  
Αναπλ. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2003

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

	Σελίδα
<u>Περιεχόμενα</u>	5
<u>Πίνακας Πινάκων</u>	7
<u>Πίνακας Σχημάτων</u>	7
<u>Πίνακας Γραφικών Παραστάσεων</u>	8
<u>Περίληψη</u>	10
<u>Abstract</u>	11
<b><u>Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή</u></b>	13
1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας	13
<b><u>Κεφάλαιο 2: Γενικά Θεωρητικά Στοιχεία</u></b>	15
2.1 Εισαγωγή	15
2.2 Τρανζίστορ σε μικροκυματικές συχνότητες	15
2.3 Compression point	17
2.4 Μη γραμμική συμπεριφορά ενισχυτών	18
2.5 Τάξεις ενισχυτών	18
2.6 Microstrip line	21
<b><u>Κεφάλαιο 3: Θεωρητικά Στοιχεία στην Σχεδίαση Μικροκυματικών ενισχυτών</u></b>	26
3.1 Εισαγωγή	26
3.2 Προσαρμογή	27
3.3 Θεωρία ευστάθειας	27
3.4 Κέρδος ενισχυτή	31
3.4.1 Κέρδος ισχύος	31
3.4.2 Κύκλοι σταθερού $G_p$	32
3.4.3 Κύκλοι σταθερού $G_a$	33
3.5 Κύκλοι σταθερού VSWR	34
3.6 Θεωρία θορύβου	36
3.7 Κυκλώματα πόλωσης	39
3.8 Ευρυζώνιοι ενισχυτές	41
<b><u>Κεφάλαιο 4: Διαδικασία μελέτης και σχεδίασης ενισχυτή ισχύος ευρείας ζώνης στα 8 -12 GHz</u></b>	45
4.1 Εισαγωγή	45
4.2 Προδιαγραφές του ενισχυτή και επιλογή των τρανζίστορ	46
4.3 Επιλογή τεχνολογίας κατασκευής	46
4.4 Μελέτη των τρανζίστορ που θα χρησιμοποιηθούν	48
4.4.1 Επιλογή του dc σημείου λειτουργίας του κάθε τρανζίστορ	48
4.4.2 Μελέτη των τρανζίστορ σε σχέση με το compression point και τις αρμονικές τους	51

4.4.3 Εύρεση και μελέτη των παραμέτρων σκέδασης για τρανζίστορ χωρίς προσαρμογή	57
4.5 Σύγκριση γραμμικών και μη γραμμικών μοντέλων των τρανζίστορ που έχουν επιλεχθεί	64
4.6 Επιλογή και τοποθέτηση βαθμίδων στον τελικό ενισχυτή	73
4.7 Τελική επιλογή τοπολογίας και μεθόδου σχεδίασης	74
<b><u>Κεφάλαιο 5: Υλοποίηση ενισχυτή ισχύος ευρείας ζώνης στα 8 -12 GHz</u></b>	76
5.1 Εισαγωγή	76
5.2 Σχεδίαση των τριών πρώτων βαθμίδων του ενισχυτή	77
5.3 Σχεδίαση του δεύτερου τμήματος του ενισχυτή	79
5.4 Προσομοίωση όλων των βαθμίδων	80
5.5 Σχεδίαση των κυκλωμάτων πόλωσης	88
5.6 Τελική μορφή ενισχυτή	91
5.7 Ηλεκτρομαγνητικοί περιορισμοί	95
5.8 Σχεδίαση κυκλωμάτων dc τροφοδοσίας	98
<b><u>Κεφάλαιο 6: Συμπεράσματα</u></b>	102
6.1 Συμπεράσματα από την παρούσα εργασία	102
6.2 Μελλοντική εργασία	103
<b><u>Παράρτημα A: Data Sheets Transistors</u></b>	104
<b><u>Βιβλιογραφία</u></b>	118

## ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 4.1: Προδιαγραφές του ευρυζώνιου ενισχυτή	Σελίδα 46
---	--------------

## ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 2.1: Διαψηφιακή διάταξη μικροκυματικού τρανζίστορ	15
Σχήμα 2.2: Διατομή FET με επαφές Schottky GaAs	16
Σχήμα 2.3: Compression point	17
Σχήμα 2.4 : Γεωμετρία μικροταινίας	21
Σχήμα 3.1: Ενισχυτής μιας βαθμίδας	26
Σχήμα 3.2 : Ευστάθεια άνευ όρων	29
Σχήμα 3.3 : Περιοχή ευστάθειας ενισχυτή	30
Σχήμα 3.4: Βαθμίδα ενίσχυσης	31
Σχήμα 3.5: Σχεδίαση ενισχυτή τρανζίστορ με μέγιστο κέρδος	32
Σχήμα 3.6: Ισοδύναμο κύκλωμα θορύβου αντίστασης	36
Σχήμα 3.7: Έξοδος δύο εν σειρά ενισχυτών	37
Σχήμα 3.8: Προτεινόμενα κυκλώματα πόλωσης	40
Σχήμα 3.9: Χαρακτηριστικές I-V και προτεινόμενα σημεία πόλωσης	40
Σχήμα 3.10: Μπλοκ διάγραμμα ενός ευρυζώνιου ενισχυτή	42
Σχήμα 3.11: Τοπολογίες ευρυζώνιων ενισχυτών	43
Σχήμα 4.1: Κύκλωμα για την εύρεση του dc σημείου	48
Σχήμα 4.6: Σχηματικό προσομοίωσης αρμονικών	51
Σχήμα 4.11: Σχηματικό προσομοίωσης compression point	54
Σχήμα 4.16: Σχηματικό για ανάλυση S παραμέτρων	57
Σχήμα 4.29: Σχηματικό προσομοίωσης γραμμικών και μη μοντέλων	64
Σχήμα 4.39: Επιλογή των βαθμίδων του ενισχυτή	73
Σχήμα 5.1: Σχηματικό της πρώτης τριάδας τρανζίστορ	76
Σχήμα 5.2: Τα Components Msub και Optim	77
Σχήμα 5.3: Στόχοι προσαρμογής του πρώτου τμήματος	78
Σχήμα 5.5: Σχηματικό του δεύτερου τμήματος του ενισχυτή	79
Σχήμα 5.6: Στόχοι προσαρμογής για το δεύτερο τμήμα	79
Σχήμα 5.8: Σχηματικό δίθουρου	81
Σχήμα 5.9: Σχηματικό όλων των βαθμίδων του ενισχυτή	81
Σχήμα 5.15: Σχηματικό τελικής μορφής ενισχυτή	85
Σχήμα 5.19: Οι επιλογές για την ευστάθεια	87
Σχήμα 5.21: Βασικό κύκλωμα πόλωσης	88
Σχήμα 5.22: Κύκλωμα πόλωσης	89
Σχήμα 5.31: Layout για το τρανζίστορ ATF13736	93

Σχήμα 5.32: Layout του τελικού ενισχυτή	94
Σχήμα 5.33: Layout για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση τυπικών γραμμών μεταφοράς	95
Σχήμα 5.36: Layout για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των πιο κοντινών στοιχείων	97
Σχήμα 5.38: Κύκλωμα dc τροφοδοσίας των τρανζίστορ	99
Σχήμα 5.39: Αποτελέσματα dc ανάλυσης	100

## ΠΙΝΑΚΑΣ ΓΡΑΦΙΚΩΝ ΠΑΡΑΣΤΑΣΕΩΝ

Σχήμα 4.2: I-V χαρακτηριστική για το MGF2407A	49
Σχήμα 4.3: I-V χαρακτηριστική για το MGF2415A	49
Σχήμα 4.4: I-V χαρακτηριστική για το MGF2430A	50
Σχήμα 4.5: I-V χαρακτηριστική για το ATF13786	50
Σχήμα 4.7: Προσομοίωση αρμονικών για το MGF2407A και σήμα εισόδου 8GHz	52
Σχήμα 4.8: Προσομοίωση αρμονικών για το MGF2415A και σήμα εισόδου 8GHz	52
Σχήμα 4.9: Προσομοίωση αρμονικών για το MGF2430A και σήμα εισόδου 8GHz	53
Σχήμα 4.10: Προσομοίωση αρμονικών για το ATF13786 και σήμα εισόδου 8GHz	53
Σχήμα 4.12: Γραφικές για το compression point του MGF2407A	55
Σχήμα 4.13: Γραφικές για το compression point του MGF2415A	55
Σχήμα 4.14: Γραφικές για το compression point του MGF2430A	56
Σχήμα 4.15: Γραφικές για το compression point του ATF13786	56
Σχήμα 4.17: Η παράμετρος S(1,1) του MGF2407A	58
Σχήμα 4.18: Η παράμετρος S(2,2) του MGF2407A	58
Σχήμα 4.19: Οι παράμετροι S(1,2) και S(2,1) του MGF2407A	59
Σχήμα 4.20: Η παράμετρος S(2,1) του MGF2407A σε πολικό διάγραμμα	59
Σχήμα 4.21: Η παράμετρος S(1,1) του MGF2415A	59
Σχήμα 4.22: Η παράμετρος S(2,2) του MGF2415A	60
Σχήμα 4.23: Οι παράμετροι S(1,2) και S(2,1) του MGF2415A	60
Σχήμα 4.24: Η παράμετρος S(2,1) του MGF2415A σε πολικό διάγραμμα	60
Σχήμα 4.25: S παράμετροι του MGF2430A	61
Σχήμα 4.26: Η παράμετρος S(2,1) του MGF2430A σε πολικό διάγραμμα	62
Σχήμα 4.27: S παράμετροι του ATF13786	63
Σχήμα 4.28: Η παράμετρος S(2,1) του ATF13786 σε πολικό διάγραμμα	63
Σχήμα 4.30: Αποτελέσματα σύγκρισης S παραμέτρων του MGF2407A	66
Σχήμα 4.31: Αποτελέσματα σύγκρισης S παραμέτρων του MGF2415A	67
Σχήμα 4.32: Αποτελέσματα σύγκρισης S παραμέτρων του MGF2430A	68



Σχήμα 4.33: Αποτελέσματα σύγκρισης S παραμέτρων του ATF13786	70
Σχήμα 4.34: I-V χαρακτηριστική για το ATF13736	71
Σχήμα 4.35: Η παράμετρος S(1,1) του ATF13736	71
Σχήμα 4.36: Η παράμετρος S(2,2) του ATF13736	71
Σχήμα 4.37: Οι παράμετροι S(1,2) και S(2,1) του ATF13736	72
Σχήμα 4.38: Η παράμετρος S(2,1) του ATF13736 σε πολικό διάγραμμα	72
Σχήμα 5.4: Αποτελέσματα προσομοίωσης της πρώτης τριάδας	78
Σχήμα 5.7: Αποτελέσματα προσαρμογής για την δεύτερη τριάδα	80
Σχήμα 5.10: Η παράμετρος σκέδασης S(1,1)	82
Σχήμα 5.11: Η S(1,1) σε χάρτη Smith	82
Σχήμα 5.12: Η παράμετρος σκέδασης S(2,2)	83
Σχήμα 5.13: Η S(2,2) στο χάρτη Smith	83
Σχήμα 5.14: Το κέρδος S(2,1)	84
Σχήμα 5.17: Η παράμετρος S(2,2)	86
Σχήμα 5.18: Ο συντελεστής S(2,1)	86
Σχήμα 5.20: Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων ευστάθειας	87
Σχήμα 5.23: Συντελεστής ανάκλασης του κυκλώματος πόλωσης για το gate των τρανζίστορ	90
Σχήμα 5.24: Συντελεστής ανάκλασης για την πόλωση του drain στο ATF13736	90
Σχήμα 5.25: Αποτέλεσμα για την πόλωση του drain στο MGF2407A	90
Σχήμα 5.16: Ο συντελεστής ανάκλασης S(1,1)	86
Σχήμα 5.26: Αποτέλεσμα ανάκλασης στο drain του MGF2415A	91
Σχήμα 5.27: Αποτέλεσμα για την πόλωση του drain στο MGF2430A	91
Σχήμα 5.28: Αποτέλεσμα για την S(1,1) στο τελικό κύκλωμα του ενισχυτή	92
Σχήμα 5.29: Τελική μορφή για τον συντελεστή S(2,2)	92
Σχήμα 5.30: Το κέρδος S(2,1) στο τελικό κύκλωμα του ενισχυτή	92
Σχήμα 5.34: Αποτέλεσμα συζευγμένων γραμμών μεταφοράς	96
Σχήμα 5.35: Διάδοση σε συζευγμένες γραμμές με ελάχιστη απόσταση	96
Σχήμα 5.37: Αποτέλεσμα διάδοσης στα πιο κοντινά σημεία του ενισχυτή	97
Σχήμα 5.40: Χρονοκαθυστέρηση εφαρμογής αρνητικής τάσης σε σχέση με την θετική	101

## Περίληψη

Ο σκοπός της διπλωματικής εργασίας ήταν η μελέτη και σχεδίαση ενός ενισχυτή ισχύος ευρείας ζώνης στις μικροκυματικές συχνότητες των 8 έως 12 GHz. Η λεπτομερειακή παρουσίαση της σχεδίασης έγινε με στόχο την κατασκευή του ενισχυτή στην τεχνολογία της μικροταινίας και για να αποτελέσει βάση για περαιτέρω βήματα στη σχεδίαση ευρυζώνιων ενισχυτών στο εργαστήριο Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών του ΕΜΠ.

Συγκεκριμένα, έγινε μελέτη όλων εκείνων των θεωρητικών στοιχείων που παίζουν σημαντικό ρόλο σε αυτό το είδος των ενισχυτών. Κατόπιν, παρουσιάστηκε ο τρόπος με τον οποίο δουλεύουμε σε τέτοιες περιπτώσεις και τα βήματα που ακολουθούμε για μια επιτυχημένη σχεδίαση. Επιπλέον, γίνεται μελέτη των τρανζίστορ που θα χρησιμοποιηθούν και σύγκριση των γραμμικών και μη γραμμικών μοντέλων τους, με σκοπό τη χρησιμοποίηση των καλύτερων. Ύστερα, αφού εξετάστηκαν και συγκρίθηκαν οι διάφοροι μέθοδοι σχεδίασης καταλήξαμε στην βέλτιστη που θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε.

Με βάση όλα τα στοιχεία που ερευνήσαμε και κατόπιν βελτιώσεων και προσομοιώσεων μέσω του προγράμματος ADS καταλήξαμε στο τελικό σχηματικό του ενισχυτή. Επόμενο βήμα ήταν η σχεδίαση του layout και η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση της συμπεριφοράς των γραμμών μεταφοράς. Η εργασία ολοκληρώθηκε με την σχεδίαση των κυκλωμάτων πόλωσης και dc τροφοδοσίας.

Η μεθοδολογία που αναπτύχθηκε και παρουσιάστηκε μπορεί να γίνει οδηγός για επέκταση στη σχεδίαση ενισχυτών ευρείας ζώνης κατασκευάζοντας ενισχυτές με επιπλέον βελτιωμένα χαρακτηριστικά. Αυτό σημαίνει ότι μπορεί να αυξηθεί η απαίτηση σε ισχύ, σε εύρος ζώνης και σε κέρδος.

## Λέξεις κλειδιά

Σχεδίαση, Ενισχυτής, Μικροκυματικός Ευρυζώνιος Ενισχυτής, Ενισχυτής Ισχύος, Μικροταινία, Τρανζίστορ GaAs FET, Ηλεκτρομαγνητική Προσομοίωση, Κυκλώματα Πόλωσης, DC κυκλώματα, ADS

## **ABSTRACT**

The purpose of this work is to study and design a broadband power amplifier that operates over the microwave frequencies of 8 to 12 GHz. The detailed description of the design process aims to provide the guidelines for the construction of such structures at the Laboratory of Microwave and Fiber Optics of National Technical University of Athens.

More precisely, in this text we study all the theoretical elements regarding the design of such amplifiers. Next, we present the proposed design method and all the necessary steps for a successful end-product. We display the operation of the transistors that are going to be used and compare their linear and non-linear models so as to use the more appropriate for our application. Lastly, we discuss about the possible design methods and choose the best for our case.

Using all the above elements we performed simulations using the Agilent ADS program and we optimized our initial design. We made the layout of the final amplifier and we simulated electromagnetically the coupling of the metal lines. The design process ends with the implementation of the bias circuits and the ones for the DC supply.

The presented methodology was developed so as to provide guidelines for the design of microwave broadband amplifiers. It can be used for designs with even more strict specifications regarding the power output, the frequency bandwidth or the gain.

## **Keywords**

Design, Amplifier, Microwave Broadband Amplifier, Power Amplifier, Microstrip, GaAs FET Transistor, Electromagnetic simulations, Bias Circuits, DC supply circuits, ADS



# **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1**

## ***ΕΙΣΑΓΩΓΗ***

### **1.1 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας**

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη, σχεδίαση και προσομοίωση μέσω προγράμματος CAD ενός μικροκυματικού ενισχυτή ισχύος ευρείας ζώνης για συχνότητες από 8 έως 12 GHz (microwave broadband power amplifier). Παρουσιάζεται με λεπτομέρεια η μεθοδολογία σχεδίασής του και οι τρόποι αντιμετώπισης των πιθανών προβλημάτων που προκύπτουν εξαιτίας της λειτουργίας του σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων που καλύπτει αρκετά GHz. Επιπλέον, γίνεται αναφορά σε τεχνικές βελτιστοποίησης της συμπεριφοράς του, εξετάζονται οι κατασκευαστικές δυσκολίες της τεχνολογίας (MIC) που θα χρησιμοποιηθεί για την υλοποίηση του ενισχυτή και τρόποι για να αντιμετωπιστούν.

Η εργασία είναι δομημένη ως εξής: Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται περιληπτικά κάποια γενικά θεωρητικά στοιχεία για τους μικροκυματικούς ενισχυτές, την τεχνολογία των μικροταινιών και τα μικροκυματικά τρανζίστορ.

Ακολουθως, στο τρίτο κεφάλαιο αναφερόμαστε στα πιο σπουδαία θεωρητικά στοιχεία που αφορούν τη σχεδίαση και την κατασκευή ενός μικροκυματικού ενισχυτή, στις τοπολογίες των ευρυζώνιων ενισχυτών και στα πιο σπουδαία χαρακτηριστικά τους.

Στο τέταρτο κεφάλαιο ξεκινά η μελέτη και η σχεδίαση του εν λόγω ενισχυτή βάση των προδιαγραφών που ετέθησαν. Γίνεται ο υπολογισμός των διαφόρων παραμέτρων του, εξάγονται οι βαθμίδες που θα χρησιμοποιηθούν στο τελικό κύκλωμα και συγκρίνονται τα διαθέσιμα μοντέλα των τρανζίστορ για να επιλεγεί το καλύτερο. Μελετήθηκαν από τη βιβλιογραφία οι διάφορες μέθοδοι σχεδίασης και καταλήξαμε στη βέλτιστη για την περίπτωση μας λύση, όπου τα προβλήματα είναι λιγότερα και πιο εύκολα αντιμετωπίσιμα.

Στο πέμπτο κεφάλαιο σχεδιάζουμε σταδιακά τον ενισχυτή με βάση τα στοιχεία του προηγούμενου κεφαλαίου. Έπειτα από αλληπάλληλες βελτιώσεις και προσομοιώσεις καταλήξαμε στο καλύτερο αποτέλεσμα, όσο αφορά τη συμπεριφορά και απόδοση του ενισχυτή, και παραθέτουμε τα επιμέρους γραφικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Κατόπιν έγινε φυσική σχεδίαση του τελικού κυκλώματος (layout) και ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση της

συμπεριφοράς των μικροταινιακών γραμμών του. Πέρα του RF τμήματος του ενισχυτή, μελετήθηκαν και σχεδιάστηκαν τα κυκλώματα πόλωσης των τρανζίστορ, τα οποία είναι ενεργά ώστε να αντισταθμίζονται οι θερμοκρασιακές μεταβολές και να προστατεύεται ο ενισχυτής από τυχαίες και επικίνδυνες διακυμάνσεις της τροφοδοσίας.

Τέλος, στο έκτο κεφάλαιο παραθέτουμε τα συμπεράσματα που προέκυψαν κατά τη διάρκεια αυτής της μελέτης και προτάσεις για μελλοντική εργασία.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

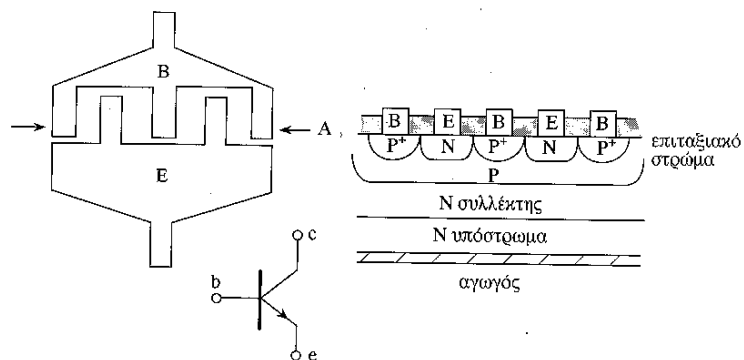
## **ΓΕΝΙΚΑ ΘΕΩΡΗΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ**

### **2.1 Εισαγωγή**

Υπάρχουν δυο βασικές μορφές ενισχυτών: Ο ενισχυτής ισχύος PA (power amplifier) και ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου LNA (low noise amplifier). Ο ενισχυτής ισχύος χρησιμοποιείται για να ενισχύσει το σήμα που θέλουμε να μεταδώσουμε και επιδιώκουμε μέσω κατάλληλων κυκλωμάτων προσαρμογής να επιτύχουμε μέγιστο κέρδος. Αντίθετα, στον ενισχυτή LNA στόχος είναι η ελαχιστοποίηση του συντελεστή θορύβου. Για να πετύχουμε αυτούς τους στόχους στον PA η προσαρμογή ξεκινά από το φορτίο, ενώ στον LNA η προσαρμογή ξεκινά από την πηγή σήματος. Στη συνέχεια θα αναφέρουμε μερικά γενικά θεωρητικά στοιχεία που αφορούν τους μικροκυματικούς ενισχυτές.

### **2.2 Τρανζίστορ σε μικροκυματικές συχνότητες**

Τα τρανζίστορ μικροκυματικών συχνοτήτων είναι ημιαγώγιμα στοιχεία τριών ακροδεκτών. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μια πλειάδα εφαρμογών ξεκινώντας από ενίσχυση σήματος και πηγαίνοντας στη σχεδίαση κυκλωμάτων ψηφιακής λογικής.



**Σχήμα 2.1:** Διαψηφιακή διάταξη μικροκυματικού τρανζίστορ

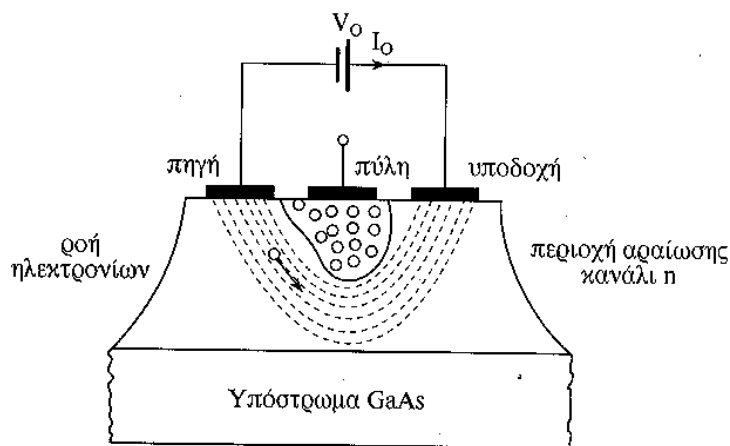
Η βασική αρχή λειτουργίας των στοιχείων αυτών είναι ότι χρησιμοποιούν την τάση μεταξύ δυο ακροδεκτών για να ελέγξουν το ρεύμα που τρέχει στον τρίτο ακροδέκτη.

Υπάρχουν δυο κύριοι τύποι ημιαγωγών με τρεις ακροδέκτες :

- ◆ Το διπολικό τρανζίστορ ( Bipolar Junction Transistor – BJT)
- ◆ Το τρανζίστορ εγκαρσίου πεδίου ( Field – Effect Transistor – FET )

Στα τρανζίστορ εγκαρσίου πεδίου διακρίνουμε τις πιο σημαντικές κατηγορίες οι οποίες είναι οι εξής :

- ◆ Το FET μετάλλου οξειδίου ημιαγωγού (MOSFET, metal-oxide semiconductor FET)
- ◆ Τα στοιχεία Αρσενικούχου Γαλλίου (GaAs MESFET)



**Σχήμα 2.2:** Διατομή FET με επαφές Schottky GaAs

Κάθε τύπος από τα παραπάνω τρανζίστορ είναι εξίσου σημαντικός και προσφέρει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα και έχει ιδιαίτερες περιοχές εφαρμογής. Για παράδειγμα τα διπολικά τρανζίστορ μπορούν να λειτουργήσουν σε υψηλότερες τροφοδοσίες και τραβούν μικρότερο ρεύμα για δεδομένη ισχύ από ότι τα FET. Τα FET έχουν το πλεονέκτημα ότι μπορούν να γίνουν ιδιαίτερα μικρά σε σχέση με τα διπολικά τρανζίστορ και άρα καταλαμβάνουν μικρό χώρο πάνω σε ένα πλακίδιο ολοκληρωμένου κυκλώματος. Επιπρόσθετα, η διαδικασία που ακολουθείται για την κατασκευή τους είναι σχετικά απλή. Τα MOS προσφέρουν απλούστερα κυκλώματα πόλωσης, υψηλό κέρδος και αυξημένη ανθεκτικότητα.

Το GaAs χρησιμοποιείται στην κατασκευή διακριτών στοιχείων για μικροκυματικές εφαρμογές ,στην περιοχή των εκατοντάδων MHz. Το σημαντικότερο πλεονέκτημα του GaAs τρανζίστορ έναντι των άλλων (που έχουν σα βάση κατασκευής το πυρίτιο ), είναι το ότι τα ηλεκτρόνια μέσα σε αυτό κινούνται πολύ γρηγορότερα. Άρα για τις ίδιες τάσεις εισόδου τα στοιχεία GaAs έχουν υψηλότερα ρεύματα εξόδου και συνεπώς μεγαλύτερη διαγωγιμότητα  $g_m$  από τα αντίστοιχα στοιχεία πυριτίου. Τα μεγαλύτερα



ρεύματα εξόδου επιτρέπουν την ταχύτερη φόρτιση και εκφόρτιση των πυκνωτών φορτίου και των παρασιτικών χωρητικότητων, άρα είναι δυνατές οι μεγαλύτερες ταχύτητες λειτουργίας.

Οι παράγοντες που λαμβάνουμε υπόψη για την επιλογή ενός τρανζίστορ είναι πολλοί. Οι σημαντικότεροι είναι:

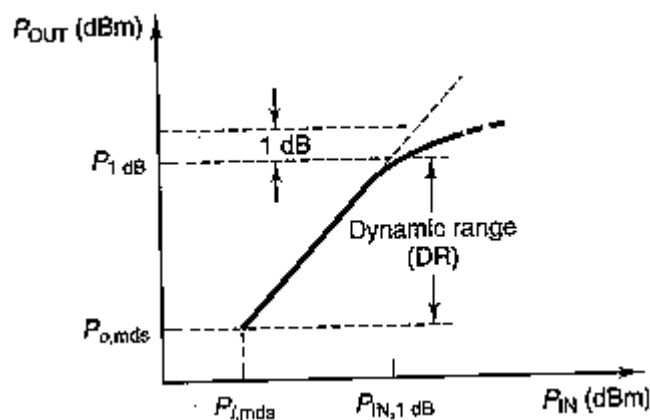
- ◆ Η συχνότητα λειτουργίας
- ◆ Το compression point
- ◆ Η μέση ισχύς εξόδου

Ακόμη υπάρχουν και άλλοι παράγοντες για την επιλογή ενός τρανζίστορ, δευτερεύουσας σημασίας όπως η μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας, το κόστος, η αξιοπιστία της εταιρίας κατασκευής, οι απαιτήσεις σε τροφοδοσία.

Μια από τις πιο σημαντικές χρήσεις των μικροκυματικών τρανζίστορ είναι η χρησιμοποίησή τους σαν προενισχυτές χαμηλού θορύβου στα συστήματα τηλεπικοινωνιών και ραντάρ. Ευρεία εφαρμογή επίσης εμφανίζεται και στα τρανζίστορ ισχύος που κατασκευάζονται από πυρίτιο, σε εφαρμογές όπως μικροκυματικές ζεύξεις, ραντάρ με στοιχειοκεραίες ελέγχου της φάσης, συστήματα συναγερμού κ.α.

## 2.3 Compression point

Η ισχύς εξόδου στην οποία το κέρδος πέφτει 1 dB κάτω από το γραμμικό κέρδος καλείται 1dB compression point και συμβολίζεται με  $P_{1dB}$ . Το compression point είναι χαρακτηριστικό για κάθε τρανζίστορ και αναφέρεται στα data sheets αυτού. Στα περισσότερα τρανζίστορ η ισχύς, μετά το compression point, πέφτει πολύ γρήγορα φτάνοντας σε ένα μέγιστο. Το μέγιστο αυτό αποτελεί την πλήρη κορεσμένη ισχύ εξόδου και έχει τιμή περίπου 3-4 dB πάνω από το compression point. Για να αποφύγουμε, κατά τη σχεδίαση, μη γραμμική συμπεριφορά των τρανζίστορ, επιλέγουμε τα τρανζίστορ ώστε να δίνουν έξοδο 3-4 dB κάτω από το compression point τους.



Σχήμα 2.3: Compression point

## 2.4 Μη γραμμική συμπεριφορά ενισχυτών

Σε ένα ιδανικό γραμμικό ενισχυτή η ισχύς εισόδου με την ισχύ εξόδου συνδέονται με τη σχέση:

$$P_{OUT}=G*P_{IN}$$

δηλαδή ιδανικά ο ενισχυτής έχει σταθερά χαρακτηριστικά σε όλο το εύρος ζώνης λειτουργίας του, άρα σταθερό κέρδος, που είναι ο λόγος της ισχύς εξόδου με την ισχύ εισόδου και γραμμική φάση. Επιπλέον, ένας ιδανικός ενισχυτής δεν έχει μνήμη. Αυτό σημαίνει ότι η απόκριση του ενισχυτή κάθε χρονική στιγμή καθορίζεται από την τιμή του σήματος εισόδου εκείνη ακριβώς τη χρονική στιγμή και καθόλου από τις προηγούμενες.

Ωστόσο, στην πράξη, καθώς αυξάνεται η ισχύς εισόδου η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή γίνεται μη γραμμική και η ισχύς στην έξοδο θα έχει μικρότερη τιμή από την αναμενόμενη, που θα παίρναμε στην ιδανική περίπτωση. Πρακτικά, λοιπόν, οι ενισχυτές είναι μη γραμμικά στοιχεία με κέρδος εξαρτώμενο από τη συχνότητα, μη γραμμική φάση και μνήμη. Αυτή η μη γραμμική συμπεριφορά των ενισχυτών εισάγει παραμόρφωση στο σήμα που θέλουμε να ενισχυθεί.

Η διαπίστωση της μη γραμμικότητας ενός ενισχυτή γίνεται με πολλούς τρόπους. Ο απλούστερος είναι η μέτρηση του  $P_{1dB}$ , ή ακόμη παρατηρώντας την απόκριση εισάγοντας ένα σήμα εισόδου με μεταβλητό πλάτος. Ένας άλλος τρόπος είναι να εισάγουμε σήμα που αποτελείται από δυο τόνους ίδιου πλάτους και με συχνότητες πολύ κοντά η μια στην άλλη, δηλαδή της μορφής:

$$V_{IN}(t) = A\cos(2\pi f_1 t) + A\cos(2\pi f_2 t)$$

Η εφαρμογή του παραπάνω σήματος σε ένα μη γραμμικό ενισχυτή παράγει στην έξοδο τις πρώτες, δεύτερες και τρίτες αρμονικές του σήματος, καθώς και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης. Από αυτά τα προϊόντα μερικά έχουν συχνότητες πολύ κοντινές στις συχνότητες λειτουργίας  $f_1$  και  $f_2$  του ενισχυτή, με κυριότερες τις  $2f_1-f_2$  και  $2f_2-f_1$ . Το αποτέλεσμα είναι να προκαλούν παραμόρφωση στην έξοδο και άσκοπη κατανάλωση ισχύος.

## 2.5 Τάξεις ενισχυτών

Ο τρόπος με τον οποίο τα τρανζίστορ λειτουργούν ή πολώνονται ονομάζεται τάξη λειτουργίας και καθορίζεται από την κυματομορφή του ρεύματος του συλλέκτη που προκύπτει όταν εφαρμόζεται στην είσοδο κάποιο σήμα.

Μια σημαντική λειτουργία που επιτελεί το στάδιο εξόδου σε ένα ενισχυτή είναι να δημιουργεί τη χαμηλή αντίσταση εξόδου που χρειάζεται, έτσι ώστε ο ενισχυτής να μεταβιβάζει το σήμα στο φορτίο χωρίς απώλεια κέρδους. Το πιο

απαιτητικό σημείο στη σχεδίαση ενός σταδίου εξόδου είναι ότι πρέπει να μεταβιβάσει στο φορτίο την απαιτούμενη ισχύ με αποτελεσματικό τρόπο. Αυτό σημαίνει ότι η ισχύς που καταναλώνεται στα τρανζίστορ του σταδίου εξόδου πρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο χαμηλή. Η απαίτηση αυτή προκύπτει από το γεγονός ότι η ισχύς που καταναλώνεται σε ένα τρανζίστορ αυξάνει τη θερμοκρασία ένωσης. Υπάρχει μια μέγιστη τιμή πέραν της οποίας το τρανζίστορ καταστρέφεται.

Η γωνία αγωγής του τρανζίστορ επηρεάζει τη γραμμικότητα και την απόδοση του ενισχυτή, που είναι αντιστρόφως ανάλογες έννοιες αφού όσο αυξάνει το ένα μέγεθος τόσο μειώνεται το άλλο.

Υπάρχουν διάφορες τάξεις ενισχυτών όπως οι A, B, AB, C, D, E και F. Παρακάτω θα αναλύσουμε τις πιο σημαντικές από αυτές.

### Τάξη A

Το στάδιο τάξης A πολώνεται με ρεύμα  $I_C$  μεγαλύτερο από το πλάτος του ρεύματος  $I_C$ . Έτσι το τρανζίστορ τάξης A άγει καθ' όλο τον κύκλο του σήματος εισόδου, δηλαδή η γωνία αγωγής είναι  $360^\circ$ . Ο δείκτης αποδοτικότητας μετατροπής ενέργειας ορίζεται ως εξής:

$$\eta = \frac{\text{ισχύς\_φορτίου\_}P_L}{\text{ισχύς\_τροφοδοτικού\_}P_S}$$

Αν υποθέσουμε ότι η τάση εξόδου είναι ημιτονική πλάτους  $V_o'$ , θα έχω μέση ισχύ στο φορτίο που θα δίνεται από τη σχέση:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o'^2}{R_L}$$

Ενώ η συνολική μέση ισχύς τροφοδοσίας είναι:

$$P_S = 2V_{CC}I$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις παίρνω την τιμή του  $\eta$ , ενώ για  $V_o' = V_{CC}$  παίρνω τη μέγιστη αποδοτικότητα:

$$\eta = \frac{1}{4} \frac{V_o'^2}{V_{CC}^2}$$

$$\eta_{\max} = \frac{1}{4}$$

Η μέγιστη αποδοτικότητα που λαμβάνεται είναι 25%. Επειδή αυτή είναι σχετικά μικρή, η βαθμίδα εξόδου τάξης A σπάνια χρησιμοποιείται σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεγάλη ισχύς (μεγαλύτερη από 1 Watt). Ακόμη, στην πράξη, η τάση εξόδου κρατείται σε χαμηλότερες τιμές για να αποφευχθεί ο κορεσμός των τρανζίστορ και κατά συνέπεια οι μη γραμμικές παραμορφώσεις. Έτσι, η αποδοτικότητα που επιτυγχάνεται είναι μεταξύ 10% και 20%.

### Τάξη B

Το στάδιο τάξης B πολώνεται με μηδενικό ρεύμα dc. Έτσι το τρανζίστορ σε ένα στάδιο τάξης B άγει κατά το μισό μόνο κύκλο του ημιτονοειδούς σήματος εισόδου και η γωνία αγωγής είναι 180°. Άρα, το ρεύμα εξόδου δεν είναι καθαρό ημίτονο και για να πάρουμε ολόκληρη την κυματομορφή στην έξοδο χρησιμοποιούμε άλλο ένα συμπληρωματικό τρανζίστορ. Αυτό συνδέεται με τέτοιο τρόπο ώστε να μην άγουν και τα δυο τρανζίστορ ταυτόχρονα. Το κύκλωμα λειτουργεί με το λεγόμενο push-pull τρόπο. Το ένα τρανζίστορ σπρώχνει ρεύμα προς το φορτίο όταν η  $V_1$  είναι αρνητική. Η μέση ισχύς στο φορτίο και η συνολική ισχύς των τροφοδοτικών είναι αντίστοιχα:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o'^2}{R_L}$$

$$P_S = \frac{2}{\pi} \frac{V_o'}{R_L} V_{CC}$$

Έτσι η αποδοτικότητα δίνεται από τη σχέση:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_o'}{V_{CC}}$$

Άρα η μέγιστη αποδοτικότητα λαμβάνεται όταν  $V_o' = V_{CC}$  οπότε έχω:

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 78.5\%$$

Βλέπουμε ότι η αποδοτικότητα στους ενισχυτές τάξης B έχει τιμή πολύ μεγαλύτερη από ότι σε αυτούς τάξης A όμως, οι ενισχυτές τάξης B είναι λιγότερο γραμμικοί. Ακόμη, σε αντίθεση με τα στάδια τάξης A όπου η μέγιστη

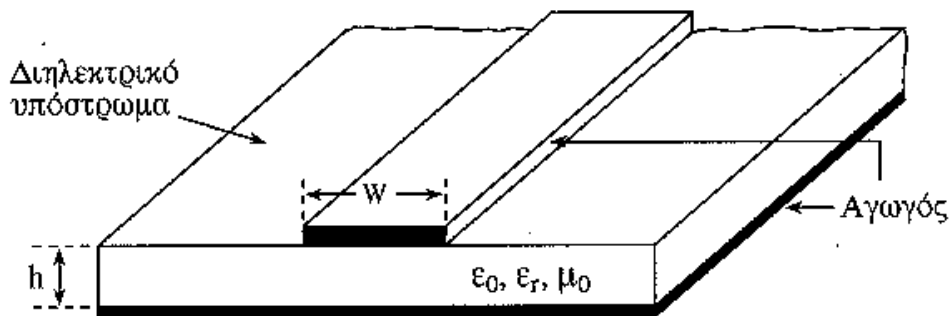
κατανάλωση ισχύος συμβαίνει υπό συνθήκες ηρεμίας (μηδενικό σήμα εισόδου), η κατανάλωση ισχύος ηρεμίας των σταδίων τάξης B είναι μηδέν.

### Τάξη AB

Η τάξη AB είναι μια ενδιάμεση τάξη μεταξύ των A και B. Σε αυτή το τρανζίστορ πολώνεται με ένα μη μηδενικό dc ρεύμα, αλλά πολύ χαμηλότερο από τη μέγιστη τιμή ρεύματος του ημιτονοειδούς σήματος. Το αποτέλεσμα είναι ότι το τρανζίστορ άγει για διάστημα ελαφρώς μεγαλύτερο του μισού κύκλου. Η γωνία αγωγής που προκύπτει είναι μεγαλύτερη από  $180^\circ$  αλλά πολύ μικρότερη από  $360^\circ$ . Το στάδιο τάξης AB έχει άλλο ένα τρανζίστορ που με τη σειρά του άγει για διάστημα ελαφρώς μεγαλύτερο του αρνητικού μισού κύκλου. Το ρεύμα από τα δυο τρανζίστορ συνδυάζεται στο φορτίο. Στα διαστήματα κοντά στο μηδέν άγουν και τα δυο τρανζίστορ. Η αποδοτικότητα των ενισχυτών τάξης AB είναι ανάλογη αυτών τάξης B.

## 2.6 Microstrip line

Όπως προαναφέραμε ,τα τελευταία χρόνια η τεχνολογία των τυπωμένων μικροκυματικών κυκλωμάτων βρίσκει μεγάλη εφαρμογή στην πράξη. Το κυριότερο στοιχείο αυτών των κυκλωμάτων είναι η μικροταινία και έχει τη γεωμετρία που φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 2.4 : Γεωμετρία μικροταινίας

Η μικροταινία αποτελείται από έναν αγωγό πλάτους  $w$  και βρίσκεται στην πάνω επιφάνεια διηλεκτρικής πλάκας πάχους  $h$  που ονομάζεται υπόστρωμα. Η άλλη πλευρά του διηλεκτρικού υποστρώματος είναι καλυμμένη με αγωγό. Οι διαστάσεις  $w$  και  $h$  χαρακτηρίζουν τη συμπεριφορά της μικροταινίας και αναζητούνται κατά την σχεδίαση. Άλλη μια σημαντική παράμετρος είναι η διηλεκτρική επιτρεπτικότητα  $\epsilon_r$  (στην περίπτωση όπου  $\epsilon_r = 1$  η μικροταινία λέγεται ταινιογραμμή) και προέρχεται από τον τύπο  $\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0$  όπου  $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$  F/m.

Οι γραμμές του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου στην μικροταινία δεν περιέχονται εξ' ολοκλήρου στο υπόστρωμα, η διάδοση δεν είναι λειτουργία ηλεκτρομαγνητικής διάδοσης TEM αλλά υποθέτουμε μια σχεδόν TEM κατάσταση. Θεωρώντας τη σχεδόν TEM κατάσταση η ταχύτητα φάσης  $U_p$  είναι:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ff}}}$$

όπου  $c$  είναι η ταχύτητα του φωτός και  $\epsilon_{ff}$  η ενεργός διηλεκτρική επιπεριεπτότητα.

Η  $\epsilon_{ff}$  της μικροταινίας σχετίζεται με την  $\epsilon_r$  του διηλεκτρικού του υποστρώματος και συνυπολογίζει την επίδραση ηλεκτρομαγνητικών πεδίων. Η χαρακτηριστική αντίσταση της μικροταινίας δίνεται από:

$$Z_o = \frac{1}{v_p C}$$

όπου  $C$  είναι η χωρητικότητα ανά μήκος της μικροταινίας. Το μήκος κύματος της μικροταινίας δίνεται από:

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{ff}}} = \frac{\lambda_o}{\sqrt{\epsilon_{ff}}}$$

όπου  $\lambda_o$  το μήκος κύματος στο κενό.

Η εκτίμηση των  $\epsilon_{ff}$  και  $C$  που είναι βασισμένη σε σχεδόν TEM (quasi-TEM) διάδοση, είναι ακριβής για σχεδιαστικούς σκοπούς σε χαμηλότερες συχνότητες μικροκυμάτων. Σε υψηλότερες όμως μικροκυματικές συχνότητες οι συνιστώσες του γεωγραφικού μήκους των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων είναι σημαντικές και η υπόθεση του σχεδόν TEM δεν ισχύει. Για μηδενική τιμή του πάχους του αγωγού ( $t/h < 0.005$ ) ισχύει:

Για  $W/h < 1$ :

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ff}}} \ln(8h/W + 0.25W/h)$$

με

$$\epsilon_{ff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} [(1 + 12h/W)^{(-1/2)} + 0.004(1 - W/h)^2]$$

ενώ για  $W/h > 1$ :

ενώ για  $W/h > 1$ :

$$Z_o = \frac{120\pi / \sqrt{\varepsilon_{ff}}}{W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)}$$

όπου:

$$\varepsilon_{ff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 12h/W)^{(-1/2)}$$

Βασιζόμενοι στα αποτελέσματα από τις παραπάνω σχέσεις και σε πειραματικά δεδομένα το μήκος κύματος της μικροταινίας (με την ίδια θεώρηση) είναι:

Για  $W/h > 0.6$ :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[ \frac{\varepsilon_r}{1 + 0.63(\varepsilon_r - 1)(W/h)^{0.1255}} \right]^{1/2}$$

και για  $W/h < 0.6$ :

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \left[ \frac{\varepsilon_r}{1 + 0.6(\varepsilon_r - 1)(W/h)^{0.0297}} \right]^{1/2}$$

ένα επιπλέον σεί εξισώσεων για σχεδιαστικούς σκοπούς που συνδέουν τα  $Z_o$ ,  $\varepsilon_r$  με λόγο  $W/h$  είναι το παρακάτω με μηδενικό πάχος του αγωγού ( $t/h < 0.005$ ).

Για  $W/h < 2$ :

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}$$

Για  $W/h > 2$ :

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} [\ln(B - 1) + 0.39 - 0.61/\varepsilon_r] \right\}$$

όπου

$$A = \frac{Z_o}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} (0.23 + 0.11/\epsilon_r)$$

και 
$$B = \frac{377\pi}{2Z_o\sqrt{\epsilon_r}}$$

Όλες οι παραπάνω εξισώσεις τροποποιούνται ώστε να περιλαμβάνουν το πάχος του αγωγού. Το πρώτο αποτέλεσμα ενός αγωγού πεπερασμένου πάχους  $t$  είναι να αυξήσει τη χωρητικότητα. Γι' αυτό γίνεται με κάποια διόρθωση αντικαθιστώντας το  $W$  με το ενεργό  $W_{eff}$ . Η επόμενη σχέση για το  $W_{eff}/h$  είναι χρήσιμη όταν  $t < h$ ,  $t < W/2$  (αυτοί οι περιορισμοί ικανοποιούνται όταν το διηλεκτρικό υπόστρωμα έχει τυπικό πάχος 0.002in):

Για  $W/h > 1/2\pi$  :

$$\frac{W_{eff}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} (1 + \ln 4\pi W/t)$$

Για  $W/h < 1/2\pi$  :

$$\frac{W_{eff}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{W}{\pi h} (1 + \ln 4\pi W/h)$$

Όλοι οι παραπάνω τύποι είναι έγκυροι σε συχνότητες όπου ισχύει η υπόθεση της σχεδόν TEM λειτουργίας. Όταν η σχεδόν TEM λειτουργία δεν είναι έγκυρη, τα  $\epsilon_{ff}$  και  $Z_o$  είναι συναρτήσεις της συχνότητας και υπάρχει διασπορά του σήματος της μικροταινίας. Η ταχύτητα φάσης της μικροταινίας μικραίνει όταν αυξηθεί η συχνότητα, όπως επίσης και η χαρακτηριστική αντίσταση της μικροταινίας άρα και η  $W_{eff}$  μειώνεται.

Η ανώτατη συχνότητα για την οποία δεν έχουμε διασπορά είναι:

$$f_o (GHz) = 0.3 \sqrt{\frac{Z_o}{h(cm)\sqrt{\epsilon_r} - 1}}$$

Ακολουθεί μια πιο αναλυτική έκφραση η οποία δείχνει την επίδραση της διασποράς στην  $\epsilon_{ff}$ :

$$\epsilon_{ff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{ff}}{1 + G(f/f_p)^2}$$



$$\text{με } f_p = \frac{Z_0}{8\pi h} \text{ και } G = 0.6 + 0.009Z_0.$$

Παρατηρώ ότι όταν  $f_p \gg f$  τότε  $\text{eff}(f) \sim \text{eff}$ . Με άλλα λόγια οι γραμμές υψηλής αντίστασης σε λεπτά υποστρώματα έχουν μικρότερη διασπορά.

Ένα άλλο χαρακτηριστικό της μικροταινίας είναι οι απώλειές της. Η σταθερά απώλειας είναι συνάρτηση της γεωμετρίας της μικροταινίας, των ηλεκτρικών ιδιοτήτων του διηλεκτρικού υποστρώματος, των αγωγών και της συχνότητας. Υπάρχουν δύο τύποι απωλειών: αυτή του διηλεκτρικού υποστρώματος  $\alpha_d$  και των ωμικών απωλειών  $\alpha_c$  εξαιτίας των αγωγών. Οι απώλειες μπορούν να εκφραστούν ανά μονάδα μήκους χρησιμοποιώντας τον παράγοντα  $\alpha = \alpha_d + \alpha_c$ . Για διηλεκτρικά με μικρές απώλειες ισχύει:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\varepsilon_f (\varepsilon_{ff} - 1) \tan \delta}{\sqrt{\varepsilon_{ff}} (\varepsilon_r - 1) \lambda_0}, \text{ όπου } \tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon}$$

ενώ ο συντελεστής ποιότητας της μικροταινίας υπολογίζεται από τον τύπο:

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha}, \text{ με } \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

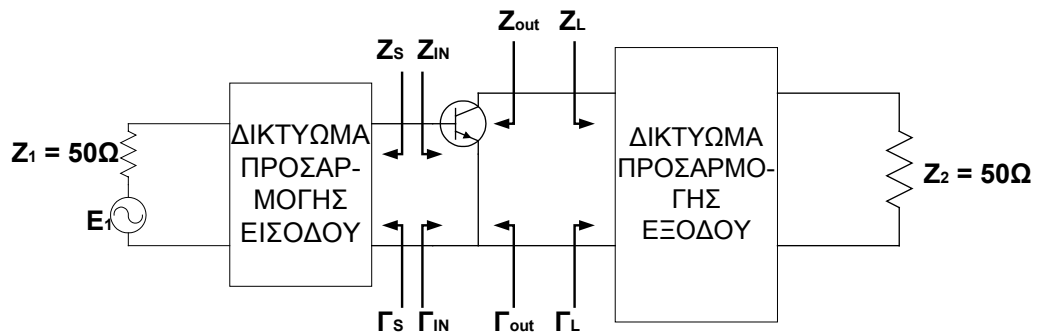
Με βάση τις παραπάνω τροποποιημένες εξισώσεις μπορούν να υπολογιστούν τα χαρακτηριστικά των γραμμών μεταφοράς και να χρησιμοποιηθούν στο σχεδιασμό προσαρμοσμένων δικτύων. Έτσι, η μικροταινία χρησιμοποιείται για τη σχεδίαση γραμμών μεταφοράς, ανοικτοκυκλωμένων και βραχυκυκλωμένων στελεχών.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

## **ΘΕΩΡΗΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΣΤΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ**

### **3.1 Εισαγωγή**

Ένας μικροκυματικός ενισχυτής αποτελείται συνήθως από έναν αριθμό τρανζίστορ στη σειρά τα οποία είναι το βασικό στοιχείο ενίσχυσης σήματος. Το κύκλωμα του ενισχυτή περιέχει κυκλώματα προσαρμογής στην είσοδο και την έξοδο του και ενδεχομένως να διαθέτει ανάδραση για μεγαλύτερη ευστάθεια. Καθένα τρανζίστορ με τα αντίστοιχα κυκλώματα προσαρμογής αποτελεί και μια βαθμίδα του ενισχυτή. Το γενικό κύκλωμα μιας τέτοιας βαθμίδας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



**Σχήμα 3.1:** Ενισχυτής μιας βαθμίδας

Μια πλήρης σχεδιαστική προσπάθεια πρέπει να περιλαμβάνει μελέτη για την ευστάθεια, το κέρδος, το θόρυβο, την προσαρμογή εισόδου και εξόδου και τα κυκλώματα πόλωσης του ενισχυτή. Παρακάτω θα αναπτύξουμε κάποιες γενικές αρχές σχεδίασης ενισχυτών.

### 3.2 Προσαρμογή

Μια σημαντική παράμετρος που πρέπει να λαμβάνεται υπόψη κατά τη σχεδίαση ενός ενισχυτή είναι η πιστοποίηση της καλής προσαρμογής στην είσοδο και στην έξοδό του. Αυτό γίνεται με ανάλυση των S παραμέτρων και πιο συγκεκριμένα των συντελεστών ανάκλασης  $S_{11}$  και  $S_{22}$ . Η  $S_{11}$  καθορίζει το ποσοστό της ισχύος εισόδου που εισέρχεται στον ενισχυτή ή σε μια ενδιάμεση βαθμίδα, ενώ η  $S_{22}$  καθορίζει αντίστοιχα το ποσοστό της ισχύος εξόδου που απορροφάται από το φορτίο ή το επόμενο στάδιο. Μέτρο της καλής προσαρμογής είναι ο λόγος στασίμων κυμάτων VSWR ο οποίος για την είσοδο και την έξοδο είναι:

$$VSWR_1 = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}$$

$$VSWR_2 = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|}$$

Γενικά κατά τη σχεδίαση ενισχυτών θεωρούμε ότι οι αποδεκτές τιμές των συντελεστών ανάκλασης είναι  $S_{11} < -10$  dB και  $S_{22} < -10$  dB. Αυτές είναι και οι τιμές που θα τεθούν στόχοι κατά την βελτιστοποίηση του τελικού κυκλώματος.

### 3.3 Θεωρία ευστάθειας

Είναι γνωστό πως οποιοσδήποτε ενισχυτής με κέρδος ισχύος μπορεί να ταλαντώσει αν εφαρμοστεί εξωτερική θετική ανάδραση. Επίσης τα παθητικά στοιχεία πάντοτε παράγουν συντελεστές ανάκλασης με μέτρο μικρότερο της μονάδας. Όμως στην κατασκευή ενισχυτών χρησιμοποιούνται τρανζίστορ, τα οποία είναι ενεργά στοιχεία. Σε τέτοιες υλοποιήσεις ενδέχεται το μέτρο κάποιου συντελεστή ανάκλασης να είναι μεγαλύτερο από τη μονάδα κάνοντας τον ενισχυτή ασταθή και προκαλώντας ταλαντώσεις. Στις μικροκυματικές συχνότητες και μόνο οι παρασιτικές χωρητικότητες είναι ικανές να προκαλέσουν ταλαντώσεις αν δε γίνει προσεκτικός σχεδιασμός και κατασκευή. Ενδείξεις ταλάντωσης είναι παροδικές αλλαγές στις dc παραμέτρους, η εμφάνιση ισχύος στην έξοδο χωρίς να υπάρχει ισχύς στην είσοδο κ.α. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι υπάρχουν εφαρμογές όπου επιδιώκουμε την δημιουργία μίας ελεγχόμενης ταλάντωσης (π.χ. στους ταλαντωτές). Πάντως η ευστάθεια γενικά είναι ζητούμενο και η μελέτη της πολύ σημαντική για κάθε μικροκυματική εφαρμογή. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1 για να έχουμε ευστάθεια πρέπει να ισχύουν τα εξής:

$$|\Gamma_S| < 1,$$

$$|\Gamma_L| < 1,$$

$$|\Gamma_{IN}| < 1 \quad \text{και}$$

$$|\Gamma_{OUT}| < 1$$

Διακρίνουμε δυο τύπους ευσταθείας στους ενισχυτές :

◆ Ευστάθεια με όρους

Ισχύει όταν οι συντελεστές ανάκλασης  $\Gamma_{IN}$  και  $\Gamma_{OUT}$  που εμφανίζονται παρατηρώντας προς την είσοδο και έξοδο του τρανζίστορ έχουν μέτρο μικρότερο της μονάδας για ορισμένες τιμές των συντελεστών ανάκλασης  $\Gamma_S$  και  $\Gamma_L$  και σε μια ορισμένη συχνότητα λειτουργίας.

◆ Ευστάθεια χωρίς όρους

Ισχύει όταν οι συντελεστές ανάκλασης  $\Gamma_{IN}$  και  $\Gamma_{OUT}$  που εμφανίζονται στην είσοδο και έξοδο του τρανζίστορ έχουν μέτρο μικρότερο της μονάδας για όλες τις πιθανές τιμές των συντελεστών ανάκλασης  $\Gamma_S$  και  $\Gamma_L$  σε μια ορισμένη συχνότητα λειτουργίας.

Πολλές φορές ένα ενισχυτής μπορεί να είναι ευσταθής για συγκεκριμένους τερματισμούς και ασταθής για άλλους. Συνήθως ενδιαφέρει η ευστάθεια για κάθε είδους τερματισμό ή αλλιώς ευστάθεια άνευ όρων, όπως προαναφέραμε. Μάλιστα είναι σημαντικό να υπάρχει ευστάθεια από την μηδενική συχνότητα μέχρι και λίγο πιο πάνω από τη συχνότητα λειτουργίας. Για τη μελέτη της ευσταθείας ορίζουμε τους συντελεστές  $K$  και  $\Delta$ :

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

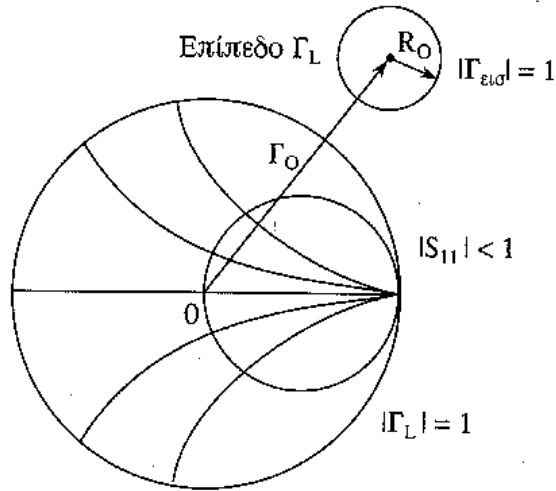
$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

Αποδεικνύεται ότι οι συνθήκες για ευστάθεια άνευ όρων είναι οι ακόλουθες:

$$K > 1 \quad \text{και} \\ |\Delta| < 1$$

ή  $K > 1$

και  $B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$  όπου  $B > 0$



**Σχήμα 3.2 :** Ευστάθεια άνευ όρων

Τέλος, υπάρχει το ενδεχόμενο να μας ενδιαφέρει η ευστάθεια για συγκεκριμένους τερματισμούς. Σε αυτή την περίπτωση εάν  $|\Gamma_S|$  και  $|\Gamma_L| < 1$  τότε για να έχουμε ευστάθεια θα πρέπει  $|\Gamma_{IN}|$  και  $|\Gamma_{OUT}| < 1$ . Αποδεικνύεται ότι ο γεωμετρικός τόπος των  $\Gamma_L$  για τους οποίους  $|\Gamma_{IN}| = 1$  είναι κύκλος στο επίπεδο  $\Gamma_L$  με ακτίνα:

$$r_L = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{22}|^2 - |\Delta|^2|}$$

και κέντρο:

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

Όταν  $|S_{11}| < 1$  η ευσταθής περιοχή για τον συντελεστή  $\Gamma_L$  είναι αυτή που περιέχει την αρχή των αξόνων και έχει όριο τον ανωτέρω κύκλο. Όταν  $|S_{11}| > 1$  η ευσταθής περιοχή είναι αυτή που δεν περιέχει την αρχή των αξόνων.

Από τη θεωρία είναι επίσης γνωστό ότι ο γεωμετρικός τόπος των  $\Gamma_S$  για τους οποίους  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  είναι κύκλος στο επίπεδο  $\Gamma_L$  με ακτίνα:

$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

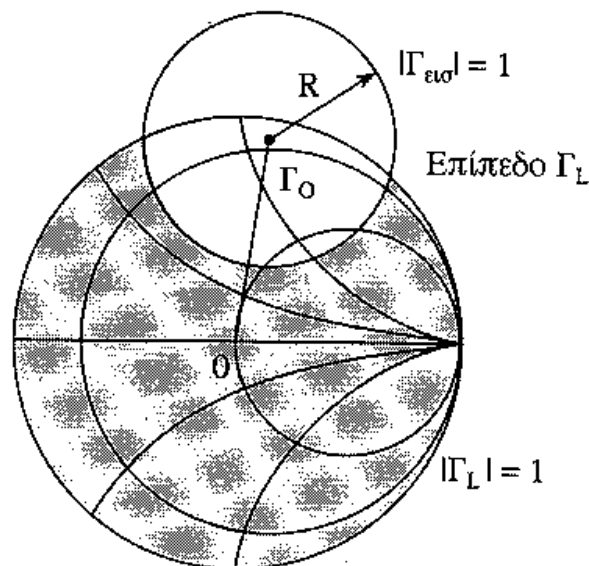
και κέντρο:

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$

Όταν  $|S_{22}| < 1$  η ευσταθής περιοχή για τον συντελεστή  $\Gamma_S$  είναι αυτή που περιέχει την αρχή των αξόνων και έχει όριο τον ανωτέρω κύκλο. Όταν  $|S_{22}| > 1$  η ευσταθής περιοχή είναι αυτή που δεν περιέχει την αρχή των αξόνων. Ακόμη και όταν  $|\Gamma_{IN}| < 1$ ,  $|\Gamma_{OUT}| > 1$  ένα κύκλωμα είναι ευσταθές αρκεί:

$$\text{Re}(Z_S + Z_{in}) > 0$$

$$\text{Re}(Z_L + Z_{out}) > 0$$

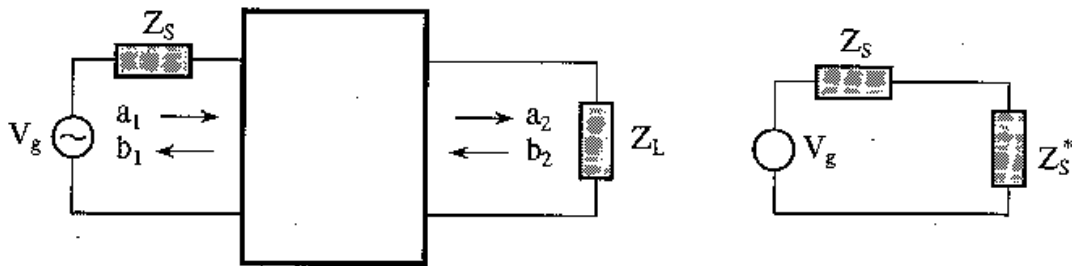


**Σχήμα 3.3 :** Περιοχή ευστάθειας ενισχυτή

### 3.4 Κέρδος ενισχυτή

#### 3.4.1 Κέρδος ισχύος

Στο σχήμα δείχνουμε το λειτουργικό διάγραμμα ενός μικροκυματικού ενισχυτή που οδηγείται από μια πηγή τάσης με εσωτερική αντίσταση  $Z_s$  και έχει φορτίο στην έξοδό του  $Z_L$ .



Σχήμα 3.4: Βαθμίδα ενίσχυσης

Στο ίδιο σχήμα δείχνουμε τις κανονικοποιημένες κυματικές τάσεις στην είσοδο και στην έξοδο του δίθυρου. Η επιβεβλημένη τιμή της πηγής τάσης είναι  $V_g$  ενώ, όπως πάντα, η αντίσταση αναφοράς είναι η χαρακτηριστική αντίσταση  $Z_0$ .

Για την ανάλυση που ακολουθεί ορίζουμε το κέρδος μετατροπής ισχύος  $G_T$ , το κέρδος ισχύος  $G_P$  και το διαθέσιμο κέρδος ισχύος  $G_A$  ως εξής:

$$G_T = \frac{P_{απ}}{P_{δi}} = \frac{\text{Ισχύς που απορροφά το φορτίο}}{\text{Διαθέσιμη ισχύς από την πηγή}},$$

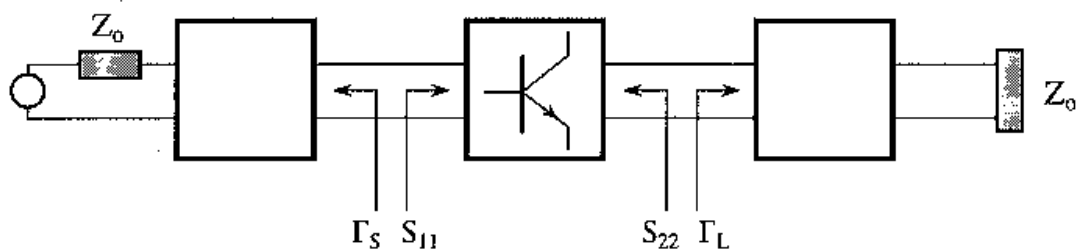
$$G_P = \frac{P_{απ}}{P_{IN}} = \frac{\text{Ισχύς που απορροφά το φορτίο}}{\text{Ισχύς εισόδου του δικτύου}} \quad \text{και}$$

$$G_A = \frac{P_{δδ}}{P_{δi}} = \frac{\text{Διαθέσιμη ισχύς από το δίκτυο}}{\text{Διαθέσιμη ισχύς από την πηγή}}$$

Χρησιμοποιώντας τις S παραμέτρους του ενισχυτή ή του τρανζίστορ και τους συντελεστές ανάκλασης για την πηγή  $\Gamma_s$  και το φορτίο  $\Gamma_L$  προκύπτει ότι το κέρδος μετατροπής είναι:

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma_L|^2) (1-|\Gamma_S|^2)}{\left| (1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{22}\Gamma_S\Gamma_L \right|^2}$$

Αυτή η σχέση δείχνει ότι για να επιτευχθεί μέγιστη μεταφορά ισχύος τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο θα πρέπει οι συντελεστές ανάκλασης που βλέπει το τρανζίστορ στην είσοδο και στην έξοδο να είναι  $S_{11}^*$  και  $S_{22}^*$ . Σε αυτή την περίπτωση η είσοδος και η έξοδος του δίθυρου είναι συζυγώς προσαρμοσμένες και αυτό γίνεται εφικτό με την παρεμβολή κατάλληλων κυκλωμάτων προσαρμογής, τα οποία πρέπει να συμβάλλουν και στην ευστάθεια για όλες τις συχνότητες.



**Σχήμα 3.5:** Σχεδίαση ενισχυτή τρανζίστορ με μέγιστο κέρδος

Στην περίπτωση όπου  $S_{12}=0$  ο ενισχυτής καλείται μονοδρομικός. Σε ένα μονοδρομικό ενισχυτή θεωρώντας ότι  $\Gamma_S=S_{11}^*$  και  $\Gamma_L=S_{22}^*$  προκύπτει ότι το μέγιστο διαθέσιμο κέρδος  $G_a$  είναι ίσο με:

$$G_a = G_{TU, \max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)}$$

### 3.4.2 Κύκλοι σταθερού $G_P$

Όταν ένα δίθυρο δεν είναι μονόδρομο χρησιμοποιούμε τους κύκλους σταθερού  $G_P$  κατά την σχεδίαση ενός ενισχυτή. Διακρίνουμε δυο περιπτώσεις:

♦ Ευστάθεια άνευ όρων: Οι κύκλοι σταθερού  $G_P$  έχουν κέντρο στο επίπεδο του  $\Gamma_L$  το οποίο δίνεται από την ακόλουθη σχέση:



$$C_p = \frac{g_p C_2^*}{1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)}$$

και ακτίνα ίση με:

$$r_p = \frac{[1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_p + |S_{12} S_{21}|^2 g_p^2]^{\frac{1}{2}}}{|1 + g_p (|S_{22}|^2 - |\Delta|^2)|}$$

όπου  $C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^*$

$$\text{και } g_p = \frac{G_p}{|S_{21}|^2}$$

Το μέγιστο κέρδος είναι

$$G_{p,\max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} (K - \sqrt{K^2 - 1})$$

και προκύπτει από ένα σημείο του  $\Gamma_L$ , το  $\Gamma_{ML}$ .

♦ Ευστάθεια υπό όρους. Οι κύκλοι σταθερού  $G_p$  στο επίπεδο  $\Gamma_L$  παραμένουν οι ίδιοι με τους παραπάνω. Όμως υπάρχει ένα μέγιστο  $G_p$  που διατηρείται η ευστάθεια. Αυτό προκύπτει για  $K = 1$  και είναι

$$G_{p,MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$

όπου MSG σημαίνει μέγιστο ευσταθές κέρδος (Maximum Stable Gain).

### 3.4.3 Κύκλοι σταθερού $G_\alpha$

Κατά τον ίδιο τρόπο, υπάρχουν οι κύκλοι σταθερού κέρδους  $G_\alpha$ , στο επίπεδο  $\Gamma_S$ , με κέντρο

$$C_a = \frac{g_a C_1^*}{1 + g_a (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)}$$

και ακτίνα

$$r_a = \frac{[1 - 2K |S_{12} S_{21}| g_a + |S_{12} S_{21}|^2 g_a^2]^{\frac{1}{2}}}{|1 + g_a (|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)|}$$

όπου  $C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^*$

$$\text{και } g_p = \frac{G_A}{|S_{21}|^2}$$

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι θεωρητικά ένα δίθυρο μπορεί να πάρει οποιαδήποτε τιμή  $K$  και  $|\Delta|$ . Πρακτικά, όμως, τα παραγόμενα τρανζίστορ είναι ευσταθή άνευ όρων ή ασταθή με  $K < 1$  και  $|\Delta| < 1$ . Συνήθως, τρανζίστορ με  $K < 0$  παράγονται για εφαρμογές ταλαντωτών, διότι τότε χρειάζεται αστάθεια στο μεγαλύτερο μέρος του χάρτη Smith.

### 3.5 Κύκλοι σταθερού VSWR

Αποδεικνύεται ότι υπάρχουν γεωμετρικοί τόποι – κύκλοι στα επίπεδα  $\Gamma_s, \Gamma_L$  που συνεπάγονται σταθερά VSWR εισόδου και εξόδου. Ας θυμηθούμε ότι ισχύει

$$(VSWR)_{IN} = \frac{1 + |\Gamma_a|}{1 - |\Gamma_a|}$$

$$(VSWR)_{OUT} = \frac{1 + |\Gamma_b|}{1 - |\Gamma_b|}$$

όπου:

$$|\Gamma_a| = \left| \frac{\Gamma_{IN} - \Gamma_S^*}{1 - \Gamma_{IN} \Gamma_S} \right|$$

$$|\Gamma_b| = \left| \frac{\Gamma_{OUT} - \Gamma_L^*}{1 - \Gamma_{OUT} \Gamma_L} \right|$$

δηλαδή το VSWR εισόδου εξαρτάται από το  $\Gamma_S$ , αλλά και από το  $\Gamma_L$  μέσω του  $\Gamma_{IN}$ . Αντίστοιχα το VSWR εξόδου εξαρτάται και από το  $\Gamma_L$  αλλά και από το  $\Gamma_S$  μέσω του  $\Gamma_{OUT}$ . Για δεδομένο  $\Gamma_{IN}$ , οι κύκλοι σταθερού (VSWR)<sub>IN</sub>, δηλαδή σταθερού  $|\Gamma_a|$ , στο επίπεδο  $\Gamma_S$ , έχουν κέντρο

$$C_{Vi} = \frac{\Gamma_{IN}^* (1 - |\Gamma_a|^2)}{1 - |\Gamma_a \Gamma_{IN}|^2}$$

και ακτίνα

$$r_{Vi} = \frac{|\Gamma_a| (1 - |\Gamma_{IN}|^2)}{1 - |\Gamma_a \Gamma_{IN}|^2}$$

Αντίστοιχα, για δεδομένο  $\Gamma_{OUT}$ , οι κύκλοι σταθερού (VSWR)<sub>OUT</sub>, δηλαδή σταθερού  $|\Gamma_b|$ , στο επίπεδο  $\Gamma_L$ , έχουν κέντρο

$$C_{Vo} = \frac{\Gamma_{OUT}^* (1 - |\Gamma_b|^2)}{1 - |\Gamma_b \Gamma_{OUT}|^2}$$

$$r_{Vo} = \frac{|\Gamma_b| (1 - |\Gamma_{OUT}|^2)}{1 - |\Gamma_b \Gamma_{OUT}|^2}$$

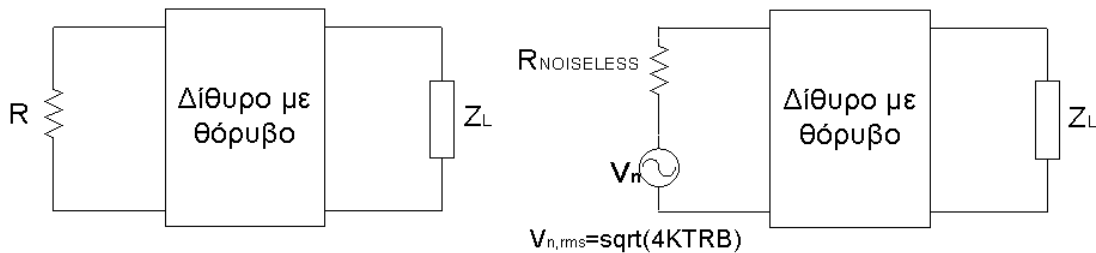
### 3.6 Θεωρία θορύβου

Είναι γνωστό ότι κάθε παθητικό ή ενεργητικό ηλεκτρικό στοιχείο εκτός από την επιθυμητή συμπεριφορά, εισάγει και μια ποσότητα θορύβου στο τελικό σήμα. Ένας μικροκυματικός ενισχυτής, για παράδειγμα, ακόμη και με μηδενική ισχύ εισόδου παρουσιάζει μια ισχύ εξόδου, την καλούμενη και ισχύ θορύβου του ενισχυτή. Επίσης, ο ενισχυτής ενισχύει το σήμα που δέχεται στην είσοδο του, το οποίο περιλαμβάνει και θόρυβο. Έτσι ο θόρυβος που παρουσιάζεται στην έξοδο του ενισχυτή αποτελείται από τον θόρυβο εισόδου ενισχυμένο, καθώς και από τον θόρυβο που δημιουργήθηκε στο εσωτερικό του.

Ο θόρυβος που παράγεται από τον ίδιο τον ενισχυτή είναι κυρίως τριών ειδών: θερμικός, θόρυβος βολής και θόρυβος κατά 1/f. Ο θερμικός θόρυβος παράγεται από τις διακυμάνσεις λόγω της θερμικής διέγερσης των ηλεκτρονίων. Ο θόρυβος βολής προκαλείται από το ρεύμα διαρροής της πύλης και αποδίδεται στη διακύμανση του αριθμού των φορέων στους ημιαγωγούς. Ο θόρυβος μεταβολής κατά 1/f, οφείλεται στα επιφανειακά φαινόμενα. Η επανασύνδεση και παραγωγή των φορέων στην επιφάνεια του κρυστάλλου, δημιουργεί θόρυβο που οφείλεται στις τυχαίες αυξομειώσεις στη διέλευση του ρεύματος μεταξύ της υποδοχής και της πηγής και μεταβάλλεται περίπου κατά 1/f στις χαμηλές συχνότητες.

Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε ένα θορυβώδη ενισχυτή συνδεδεμένο σε μια θορυβώδη αντίσταση. Η rms τιμή της τάσης θορύβου της αντίστασης είναι :

$$v_{n,rms} = \sqrt{4kTBR}$$



**Σχήμα 3.6:** Ισοδύναμο κύκλωμα θορύβου αντίστασης

και μπορεί να θεωρηθεί σαν σήμα εισόδου. Η θορυβώδης αντίσταση μπορεί να αντικατασταθεί από μια πηγή  $V_{n,rms}$  και μια αθόρυβη αντίσταση. Η διαθέσιμη ισχύς θορύβου της αντίστασης είναι :

$$P_N = \frac{v_{n,rms}^2}{4R} = kTB$$

Ο συντελεστής θορύβου, χρησιμοποιείται για ενεργά δίκτυα και περιγράφει την συμπεριφορά τους ως προς τον θόρυβο. Πάντα μετριέται σε θερμοκρασία 290<sup>0</sup> K και ισούται με το πηλίκο της ολικής διαθέσιμης ισχύος στην έξοδο του ενισχυτή προς την διαθέσιμη ισχύ θορύβου από την αντίσταση :

$$F = \frac{P_{N_o}}{P_{N_i} G_A}$$

όπου

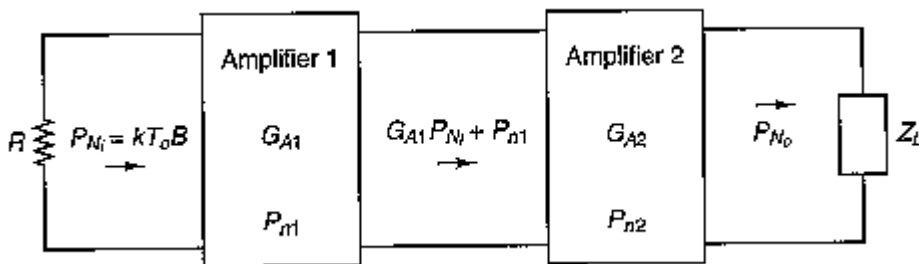
- $P_{N_o}$  : η συνολική διαθέσιμη ισχύς θορύβου στην έξοδο του ενισχυτή
- $P_{N_i} : kT_o B$  : η διαθέσιμη ισχύς θορύβου αντίστασης R για εύρος ζώνης B και σε θερμοκρασία 290<sup>0</sup> K
- $G_A$  : το διαθέσιμο κέρδος ισχύος

Εφόσον  $G_A = \frac{P_{S_o}}{P_{S_i}}$  με το  $P_{S_o}$  να είναι η διαθέσιμη ισχύς στην έξοδο και το  $P_{S_i}$  η διαθέσιμη ισχύς στην είσοδο, προκύπτει:

$$F = \frac{P_{S_i} / P_{N_i}}{P_{S_o} / P_{N_o}} = \frac{V_{S_i} / V_{N_i}}{V_{S_o} / V_{N_o}}$$

όπου  $P_S / P_N$  ο λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο και  $V_S / V_N$  ο λόγος τάσης σήματος προς θόρυβο.

Έστω ότι έχουμε συνδεδεμένους σε σειρά δυο ενισχυτές :



Σχήμα 3.7: Έξοδος δύο εν σειρά ενισχυτών

Ο ολικός συντελεστής θορύβου είναι:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A_1}}$$

δηλαδή η συμβολή του δεύτερου ενισχυτή μειώνεται σημαντικά με το κέρδος του πρώτου. Όταν δημιουργείται το ερώτημα ποιος από τους δυο ενισχυτές

πρέπει να τοποθετηθεί πρώτος για ελαχιστοποίηση του συντελεστή θορύβου, η απάντηση είναι αυτός με το μικρότερο συντελεστή  $M$ , όπου  $M$  ισούται με :

$$M = \frac{F-1}{1-\frac{1}{G_A}}$$

Για περισσότερα των δύο δίθυρων συνδεδεμένων σε σειρά, ο συντελεστής θορύβου γίνεται :

$$F = F_1 + \frac{F_2-1}{G_{A_1}} + \frac{F_3-1}{G_{A_1}G_{A_2}} + \dots$$

Έστω ο δίθυρος ενισχυτής του σχήματος 3.1. Αποδεικνύεται ότι ο συντελεστής θορύβου του ενισχυτή αυτού, είναι :

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1-|\Gamma_s|^2)|1+\Gamma_{opt}|^2}$$

όπου:

$F_{\min}$  : ο ελάχιστος συντελεστής θορύβου του ενισχυτή,

$r_n$  : η ισοδύναμη κανονικοποιημένη αντίσταση θορύβου του δίθυρου,

$\Gamma_s$  : ο συντελεστής ανάκλασης του κυκλώματος προσαρμογής εισόδου όπως φαίνεται από το τρανζίστορ και

$\Gamma_{opt}$  : ο συντελεστής  $\Gamma_s$  για τον οποίο ο συντελεστής θορύβου γίνεται ελάχιστος.

Τα  $r_n$ ,  $\Gamma_{opt}$ ,  $F_{\min}$  δίνονται από τον κατασκευαστή του τρανζίστορ και αποτελούν τις παραμέτρους θορύβου του. Στο επίπεδο  $\Gamma_s$  υπάρχουν κύκλοι σταθερού θορύβου. Ορίζουμε την παράμετρο συντελεστή θορύβου  $N_i$  ίση με:

$$N_i = \frac{F_i - F_{\min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2$$

με τους κύκλους σταθερού θορύβου να έχουν κέντρο

$$C_{F_i} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N_i}$$

και ακτίνα

$$r_{F_i} = \frac{1}{1+N_i} \sqrt{N_i^2 + N_i(1-|\Gamma_{opt}|^2)}$$

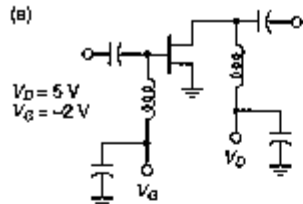
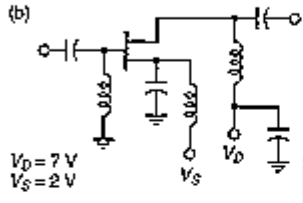
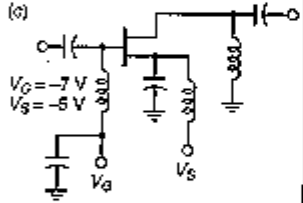
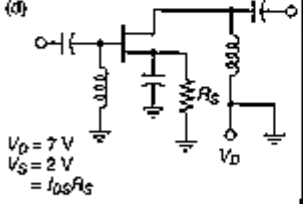
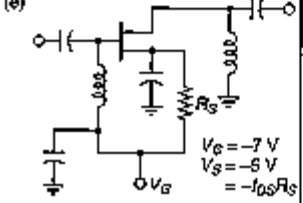
Σχεδόν πάντα το μέγιστο κέρδος και ο ελάχιστος συντελεστής θορύβου για κάποιο τρανζίστορ δεν αντιστοιχούν στο ίδιο σημείο του επιπέδου  $\Gamma_S$ . Μέσω των κύκλων σταθερού θορύβου και σταθερού κέρδους επιτυγχάνεται συνήθως ένας συμβιβασμός μεταξύ των δυο αυτών αντικρουόμενων απαιτήσεων.

### 3.7 Κυκλώματα πόλωσης

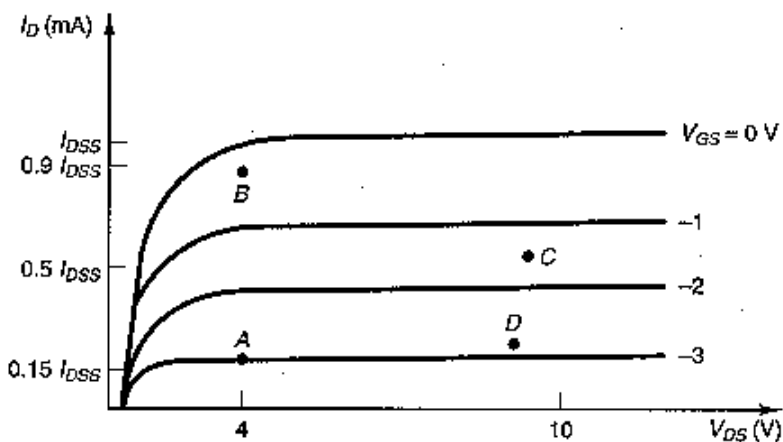
Μια από τις πιο σημαντικές διαδικασίες κατά τη σχεδίαση ενός μικροκυματικού κυκλώματος και ειδικότερα ενός ενισχυτή είναι η επιλογή και σχεδίαση κατάλληλων κυκλωμάτων πόλωσης στη πύλη (Gate) και την υποδοχή (Drain) του FET τα οποία θέτουν το τρανζίστορ σε κάποιο σημείο πόλωσης Q. Τα κυκλώματα αυτά θα πρέπει να είναι τέτοια, ώστε να εξασφαλίζουν σταθερότητα του σημείου Q κατά τις διάφορες μεταβολές των παραμέτρων του τρανζίστορ και της θερμοκρασίας. Λέγεται συχνά ότι τα κυκλώματα πόλωσης είναι ο πιο παραμελημένος παράγοντας κατά τη σχεδίαση ενισχυτών. Οι επιπτώσεις ενός κακού κυκλώματος πόλωσης μπορεί να είναι πολύ επιβλαβείς, πράγμα που πρέπει να μας κάνει ιδιαίτερα προσεκτικούς κατά τη σχεδιάσή τους. Τα κυκλώματα πόλωσης σχεδιάζονται ξεχωριστά από τα υπόλοιπα τμήματα του ενισχυτή. Θα πρέπει ο συντελεστής ανάκλασης όπως φαίνεται από το υπόλοιπο κύκλωμα να έχει μέτρο μονάδα και φάση μηδέν, στη συχνότητα λειτουργίας. Δηλαδή να θεωρείται από το υπόλοιπο κύκλωμα σαν ανοικτοκύκλωμα. Το οποίο είναι πολύ σημαντικό ώστε να μην καταναλώνεται RF ισχύς εκεί. Άλλωστε αν διέλθει κάποιο RF σήμα από το κύκλωμα πόλωσης προς την πηγή ενδέχεται να την καταστρέψει.

Στο σχήμα 3.8 φαίνονται κάποια χαρακτηριστικά κυκλώματα πόλωσης που χρησιμοποιούνται στους μικροκυματικούς ενισχυτές. Στη στήλη «How», περιγράφεται η σειρά με την οποία πρέπει να εφαρμοστούν οι τάσεις πόλωσης για να μην καταστραφεί το τρανζίστορ. Στη στήλη «Amplifier Characteristics» δίνονται ορισμένες ιδιότητες του εκάστοτε κυκλώματος. Τέλος, το «power supply used» δείχνει τον τύπο της πηγής dc.

Η επιλογή του κατάλληλου σημείου πόλωσης ποικίλει ανάλογα με την συγκεκριμένη εφαρμογή. Στο σχήμα 3.9 φαίνονται οι χαρακτηριστικές  $I_D-V_{DS}$  για κάποιο τρανζίστορ και τέσσερα διαφορετικά σημεία A, B, C και D. Το σημείο A χρησιμοποιείται σε εφαρμογές χαμηλού θορύβου και χαμηλής ισχύος. Για μια τέτοια εφαρμογή συστήνεται το ρεύμα πόλωσης να επιλέγεται ίσο με το 15% του  $I_{DSS}$ . Αν απαιτείται χαμηλός θόρυβος αλλά υψηλότερο κέρδος, συστήνεται το σημείο B, όπου  $I_D=0.9 I_{DSS}$ . Αν χρειάζεται μια μεγαλύτερη ισχύς εισόδου, επιλέγεται το σημείο C, όπου  $I_D=0.5 I_{DSS}$ . Στο σημείο αυτό διατηρείται η τάξη λειτουργίας A. Αν απαιτείται λειτουργία σε τάξη AB ή B χρησιμοποιείται το σημείο D.

Figure	How	Amplifier characteristics	Power supply used
(a) 	Apply $V_G$ , then $V_D$	Low noise High gain High power High efficiency	Bipolar, Minimum source inductance
(b) 	Apply $V_D$ , then $V_S$	[same as (a)]	Positive supply
(c) 	Apply $V_S$ , then $V_G$	[same as (a)]	Negative supply
(d) 	Apply $V_D$	Low noise High gain High power Lower efficiency Gain easily adjusted by varying $R_S$	Unipolar, incorporating $R_S$ , automatic transient protection
(e) 	Apply $V_G$	[same as (d)]	Negative unipolar, incorporating $R_S$

Σχήμα 3.8: Προτεινόμενα κυκλώματα πόλωσης



Σχήμα 3.9: Χαρακτηριστικές I-V και προτεινόμενα σημεία πόλωσης



Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, συμπεραίνουμε ότι ένα κύκλωμα πόλωσης και το σημείο Q πρέπει :

- ♦ Να φαίνεται σαν ανοικτοκύκλωμα από το υπόλοιπο κύκλωμα στη συχνότητα λειτουργίας

- ♦ Να συμβιβάζει τις απαιτήσεις για λειτουργία με χαμηλό θόρυβο, υψηλό κέρδος, υψηλή ισχύ εξόδου και κατάλληλη τάση τροφοδοσίας.

### 3.8 Ευρυζώνιοι ενισχυτές

Είναι γνωστό πως ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή παρουσιάζει πολλές δυσκολίες γιατί πρέπει να λάβουμε πολλές παραμέτρους υπόψη μας, ο σχεδιασμός, λοιπόν, ενός ευρυζώνιου ενισχυτή παρουσιάζει επιπλέον δυσκολίες οι οποίες απαιτούν προσεκτική μελέτη. Βασικά, ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή σταθερού κέρδους σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων είναι συνάρτηση του ορθού σχεδιασμού των δικτύων προσαρμογής, ή του δικτύου της ανατροφοδότησης, με το σκοπό να αντισταθμίσει τις μεταβολές του  $|S_{21}|$  ως προς τη συχνότητα. Κατά τον σχεδιασμό του ενισχυτή ίσως χρειάζεται να χρησιμοποιηθούν πιο εξειδικευμένες τεχνικές σύνθεσης των δικτύων προσαρμογής. Μερικές από τις δυσκολίες που εμφανίζονται κατά των σχεδιασμό είναι οι εξής:

- ♦ Οι μεταβολές των  $|S_{21}|$  και  $|S_{12}|$  με τη συχνότητα. Το  $|S_{21}|$  μειώνεται με τη συχνότητα με ρυθμό συνήθως 6 dB/οκτάβα ενώ το  $|S_{12}|$  αυξάνεται με τον ίδιο ρυθμό. Οι αποκλίσεις του  $|S_{12}S_{21}|$  με τη συχνότητα είναι σημαντικές για την ευστάθεια του κυκλώματος.

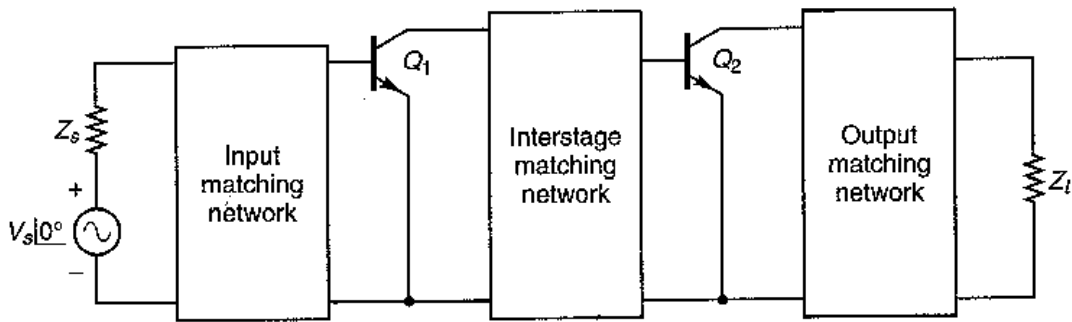
- ♦ Οι παράμετροι σκέδασης  $S_{11}$  και  $S_{22}$  είναι εξαρτώμενες από τη συχνότητα και οι αποκλίσεις τους είναι σημαντικές για τη λειτουργία σε ευρεία ζώνη συχνοτήτων όπως επιθυμούμε.

- ♦ Σε κάποιες συχνότητες εμφανίζονται προβλήματα σε σχέση με το θόρυβο και το VSWR.

Δύο είναι οι τεχνικές για την αντιμετώπιση τέτοιων των προβλημάτων. Στην πρώτη χρησιμοποιούνται αντισταθμισμένα δίκτυα προσαρμογής και στη δεύτερη μία αρνητική ανατροφοδότηση. Η πρώτη τεχνική περικλείει ενδιάμεσα δίκτυα προσαρμογής σε είσοδο και έξοδο για να αντισταθμίζουν τις αλλαγές του  $|S_{21}|$  με τη συχνότητα. Τα δίκτυα προσαρμογής σχεδιάζονται για να δώσουν τον καλύτερο VSWR σε είσοδο και έξοδο. Όμως, εξαιτίας του μεγάλου εύρους ζώνης ο VSWR θα πρέπει να είναι ο βέλτιστος γύρω από τις συχνότητες των προδιαγραφών και ο σχεδιασμός ενός ισοζυγισμένου ενισχυτή ίσως είναι χρήσιμος. Ο σχεδιασμός με αυτή τη μέθοδο μπορεί να γίνει αναλυτικά με χρήση χάρτη Smith, αλλά λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας προτιμάται η χρήση σχεδιαστικών προγραμμάτων. Τα δίκτυα προσαρμογής προκύπτουν είτε χρησιμοποιώντας τεχνικές σύνθεσης απλούστερων δικτύων τα οποία αποτελούνται από απλούς συνδυασμούς παθητικών στοιχείων, είτε χρησιμοποιώντας μικροκυματικά φίλτρα. Τα τελευταία εξασφαλίζουν μια δεδομένη στάθμη απωλειών στο επιθυμητό εύρος ζώνης.

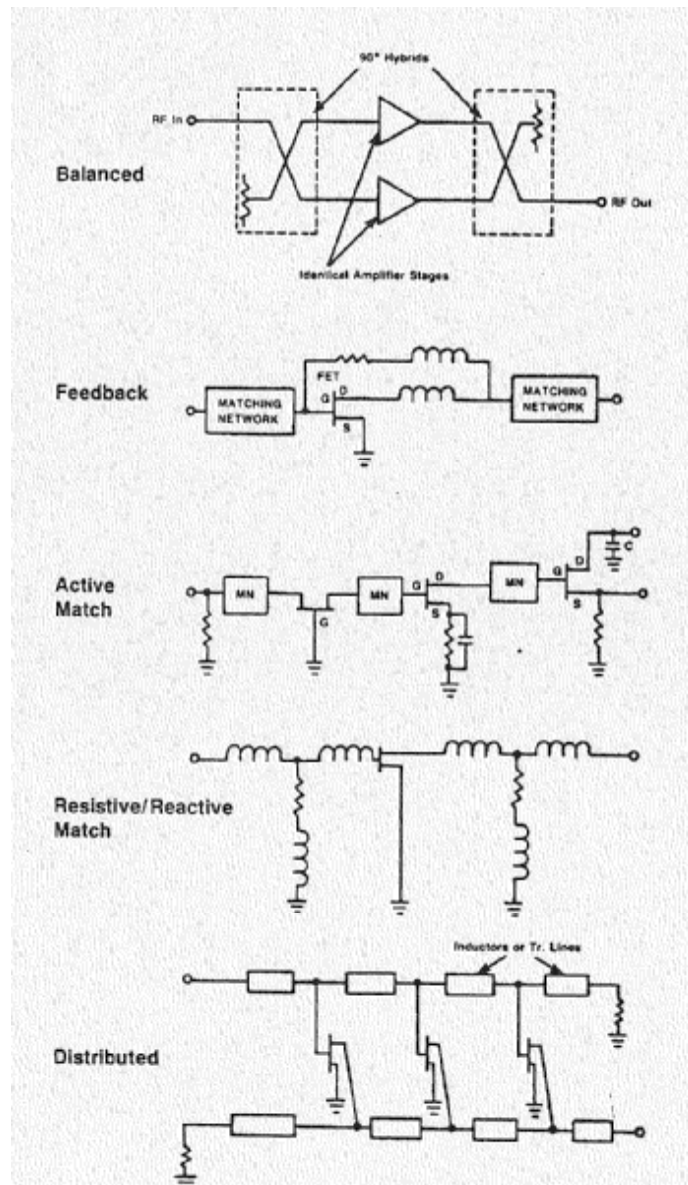
Το τελικό δίκτυο μπορεί να μετασχηματιστεί σε ένα κύκλωμα μικροταινιών κατάλληλο για να χρησιμοποιηθεί στις μικροκυματικές συχνότητες.

Στο σχήμα 3.10 φαίνεται το σχηματικό ενός ευρυζώνιου ενισχυτή. Παρατηρούμε ότι περιλαμβάνει και ένα ενδιάμεσο δίκτυο προσαρμογής. Τα κέρδη των τρανζίστορ  $Q_1$  και  $Q_2$  μειώνονται με την αύξηση της συχνότητας. Η προσαρμογή σε είσοδο και έξοδο θα πρέπει να εξασφαλίζει ότι τα τρανζίστορ θα έχουν σταθερό κέρδος στο εύρος ζώνης που καθορίζουν οι προδιαγραφές. Το ενδιάμεσο δίκτυο προσαρμογής έχει χαρακτηριστική μεταφοράς με θετική κλίση ώστε και αυτό με τη σειρά του να συμβάλει στη σταθεροποίηση του τελικού κέρδους ως προς τη συχνότητα. Η παραπάνω προσέγγιση απαιτεί την ορθή μοντελοποίηση των τρανζίστορ με παθητικά δίκτυα ώστε να λάβουμε υπόψη μας τις εσωτερικές απώλειες κατά τη σχεδίαση των δικτύων προσαρμογής.



**Σχήμα 3.10:** Μπλοκ διάγραμμα ενός ευρυζώνιου ενισχυτή

Υπάρχουν διάφοροι τύποι ευρυζώνιων ενισχυτών που χρησιμοποιούνται ανάλογα με την εφαρμογή, τη δυσκολία και την τεχνολογία κατασκευής που χρησιμοποιούμε. Στο σχήμα 3.11 παραθέτουμε πέντε από αυτούς τους τύπους.



**Σχήμα 3.11:** Τοπολογίες ευρυζώνιων ενισχυτών

Στην τοπολογία *balanced* ο ενισχυτής είναι προσαρμοσμένος μόνο από την μια πλευρά. Το προσαρμοσμένο ζεύγος χρησιμοποιείται για να διατηρεί την ισορροπία που επιτυγχάνεται με δύο ευρυζώνιους Lange couplers. Ο μονόπλευρα τερματισμένος ενισχυτής συνήθως δεν πληρεί τις απαιτήσεις για επίπεδο κέρδος, χαμηλή εικόνα θορύβου και καλή ευστάθεια. Οι ακροδέκτες του ενισχυτή είναι τερματισμένοι στα 50 Ω, το οποίο αποτελεί εγγύηση για ευστάθεια. Αν ένα στάδιο αποτύχει, το συνολικό κέρδος πέφτει γύρω στα 6 dB, το οποίο ίσως να αποτελεί ανεκτό σφάλμα για ορισμένες εφαρμογές.

Στους *feedback* ενισχυτές χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα RL σε σειρά σαν ανατροφοδότηση ανάμεσα στην υποδοχή και στην πύλη του FET. Με

αυτή την τοπολογία βελτιώνεται η προσαρμογή εισόδου και εξόδου και η ευστάθεια, αλλά ελαττώνεται το κέρδος στις χαμηλότερες συχνότητες.

Όταν χρησιμοποιούμε active προσαρμογή έχουμε ένα FET κοινής πύλης στην είσοδο και ένα FET κοινής υποδοχής στην έξοδο του κύριου FET για προσαρμογή στα 50 Ω. Αυτή η τοπολογία είναι χρήσιμη για μονολιθικούς ενισχυτές που λειτουργούν μέχρι τα 10 GHz.

Στην τεχνική της resistive προσαρμογής χρησιμοποιούνται αντιστάσεις σαν ένα μέρος των δικτύων προσαρμογής και είναι πολύ παρεμφερή με τη μέθοδο της reflective προσαρμογής.

Τέλος, στους distributed ενισχυτές χρησιμοποιούνται πολλές γραμμές μεταφοράς χωρίς ωστόσο να αυξάνονται οι παρασιτικές χωρητικότητες. Σε αυτή την τοπολογία τα FET συνδεδεμένα με πηνία σε σειρά συμπεριφέρονται σαν μια αποτελεσματική γραμμή μεταφοράς χαμηλής διέλευσης. Τερματίζοντας αυτές τις γραμμές με αντιστάσεις φορτίου, έχουμε τα μη επιθυμητά σήματα να είναι διασκορπισμένα και τα επιθυμητά να προστίθενται στη φάση εξόδου του ενισχυτή. Αυτό καταλήγει σε επίπεδο κέρδος και χαμηλό VSWR. Η εν λόγω τεχνική χρησιμοποιείται σε μονολιθικούς και υβριδικούς ενισχυτές.

Συμπερασματικά, λοιπόν, η επιλογή της εκάστοτε τεχνικής απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή και αφού γίνει η επιλογή ανάλογα με τις σχεδιαστικές μας ανάγκες χρειάζεται μελέτη και εξέταση όλων των αντικρουόμενων χαρακτηριστικών ώστε να καταλήξουμε στη βέλτιστη λύση.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

## **ΔΙΑΔΙΚΑΣΙΑ ΜΕΛΕΤΗΣ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ ΣΤΑ 8- 12 GHz**

### **4.1 Εισαγωγή**

Στο κεφάλαιο αυτό αναλύονται τα βήματα που ακολουθήθηκαν κατά τη σχεδίαση του ευρυζώνιου ενισχυτή ισχύος για 8-12 GHz. Περιληπτικά η διαδικασία μπορεί να περιγραφεί ως εξής:

- ◆ Αρχικά θέτουμε τις προδιαγραφές του ενισχυτή, για παράδειγμα το κέρδος G, το συντελεστή θορύβου NF, το εύρος ζώνης BW κ.α.
- ◆ Στη συνέχεια με βάση τις προδιαγραφές αυτές επιλέγουμε τα κατάλληλα τρανζίστορ σύμφωνα με τα data sheets.
- ◆ Επιλέγουμε την τεχνολογία κατασκευής (microstrip, MMIC κ.λ.π.) ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργίας και την τελική εφαρμογή.
- ◆ Μελετάμε τα τρανζίστορ ώστε να σχεδιάσουμε τα κατάλληλα κυκλώματα προσαρμογής στην είσοδο και στην έξοδο τους, τα οποία θα αποτελέσουν τη βάση για τα αντίστοιχα των διάφορων βαθμίδων του ενισχυτή. Το αποτέλεσμα είναι η βελτιστοποίηση του ενισχυτή ανάλογα με την εφαρμογή του, για παράδειγμα εξαγωγή μέγιστου κέρδους αν πρόκειται για έναν PA ή ελάχιστο συντελεστή θορύβου για κάποιον LNA.
- ◆ Υπολογίζουμε τον αριθμό των βαθμίδων που αναμένεται να έχει ο ενισχυτής με βάση τα τρανζίστορ που έχουμε ήδη επιλέξει, όπως επίσης και με ποια σειρά θα τα τοποθετήσουμε.
- ◆ Καταλήγουμε στην τοπολογία του κυκλώματος που θα χρησιμοποιήσουμε και τη βελτιστοποιούμε.
- ◆ Προσδιορίζουμε τα σημεία πόλωσης των τρανζίστορ και σχεδιάζουμε τα αντίστοιχα κυκλώματα πόλωσης και τροφοδοσίας.
- ◆ Πραγματοποιούμε ηλεκτρομαγνητικό έλεγχο στις πιο κοντινές γραμμές μεταφοράς για να αποφύγουμε μεγάλες ασυνέχειες και φαινόμενα σύζευξης.

## 4.2 Προδιαγραφές του ενισχυτή και επιλογή των τρανζίστορ

Οι προδιαγραφές που θα πρέπει να ικανοποιεί ο ενισχυτής ισχύος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι οι εξής:

Προδιαγραφή	Τιμή
Κέρδος	40 dB
Μεταβολή κέρδους	+/- 1 dB
Λόγος στασίμων κυμάτων στην είσοδο και στην έξοδο	2:1, δηλαδή <-10 dB
Ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας	8-12 GHz
Ισχύς εξόδου στο σημείο συμπίεσης κατά 1 dB	+30 dBm
TOI (Third Order Intercept Point) at output	+42 dBm
Εξωτερική τάση τροφοδοσίας	+15 Volts
Θερμοκρασιακή περιοχή λειτουργίας	-20 έως +80 Celsius

**Πίνακας 4.1:** Προδιαγραφές του ευρυζώνιου ενισχυτή

Τα τρανζίστορ που αναζητήσαμε προκειμένου να ικανοποιηθούν οι πιο πάνω προδιαγραφές ανήκαν στον τύπο GaAs FET. Συγκεκριμένα αναζητήσαμε FET στο internet, αλλά και στις βιβλιοθήκες του προγράμματος ADS. Τα βασικά κριτήρια για την επιλογή τους ήταν το κέρδος και η ισχύς εξόδου στο compression point, στοιχεία που ήταν διαθέσιμα στα data sheets αυτών. Τελικά από όσα εξετάστηκαν καταλήξαμε στα MESFET MGF2407A, MGF2415A και MGF2430A της Mitsubishi. Για τις προενισχυτικές βαθμίδες προτιμήσαμε τα MESFET χαμηλής ισχύος ATF13736 και ATF36077 της Agilent.

## 4.3 Επιλογή τεχνολογίας κατασκευής

Αφού επιλέξαμε τα τρανζίστορ έγινε έλεγχος της τεχνολογίας κατασκευής. Όπως αναφέραμε θα χρησιμοποιηθεί η τεχνολογία της μικροταινίας ή αλλιώς MIC (Μικροκυματικών Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων). Η επιλογή της βασίστηκε στα ιδιαίτερως χρήσιμα χαρακτηριστικά της τα οποία είναι:

- Η συνολική δομή των μικροταινιακών κυκλωμάτων είναι αρκετά ανθεκτική, με αποτέλεσμα να μπορούν να ανταπεξέλθουν σε σχετικά υψηλά επίπεδα τάσεων και ισχύος τα οποία εμφανίζονται στους ενισχυτές ισχύος.
- Μπορούν να μεταδοθούν DC και AC σήματα.

- Εξαιτίας των πεδίων του υποστρώματος, το μήκος κύματος του σήματος στον ενισχυτή είναι μειωμένο σε σχέση με αυτό του ελεύθερου χώρου. Αυτό συμβάλλει στην περαιτέρω μείωση της τελικής διαστάσης της κατασκευής.
- Επιτρέπει τη διόρθωση σχεδιαστικών και κατασκευαστικών λαθών εκ των υστέρων.
- Είναι σημαντικά πιο οικονομική σε σχέση με την τεχνολογία MMIC (όπου η κατασκευή των μικροκυματικών κυκλωμάτων γίνεται σε ολοκληρωμένη μορφή).
- Στις συχνότητες που ενδιαφερόμαστε είναι επιτρεπτή η χρήση αυτής της τεχνολογίας, ενώ σε υψηλότερες συχνότητες η τεχνολογία των MMIC είναι προτιμότερη.

Τα χαρακτηριστικά της μικροταινίας και του υποστρώματος που χρησιμοποιήσαμε ήταν:

*Σχετική διηλεκτρική σταθερά  $\epsilon_r$ : 3.38*  
*Πάχος υποστρώματος H: 0.51 mm*  
*Απώλειες  $T_{and}$ : 0.0035*  
*Πάχος γραμμής μεταφοράς T: 30  $\mu$ m*  
*Αγωγιμότητα γραμμής Cond:  $3 \cdot 10^7$  S/m*  
*Τραχύτητα επιφάνειας αγωγού Rough: 1  $\mu$ m*  
*Σχετική διαπερατότητα  $Mur$ : 1*  
*Χαρακτηριστική αντίσταση αναφοράς: 50  $\Omega$*

Κατά τη διαδικασία σχεδίασης χρησιμοποιήθηκε το σχεδιαστικό πακέτο HP-ADS (Hewlett Packard Advanced Design System) της Hewlett Packard, το οποίο αντιπροσωπεύει τη σύγχρονη γενιά σχεδιαστικών πακέτων και αποτελεί μετεξέλιξη των πακέτων EESOF και HPMDS της ίδιας εταιρείας. Το πακέτο αυτό επιτρέπει τη σχεδίαση μικροκυματικών κυκλωμάτων και την προσομοίωση τους σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Προσφέρει τη δυνατότητα ανάλυσης ενός κυκλώματος ως προς τις S παραμέτρους του, την ευστάθεια, τη συμπεριφορά του κατά τη διέλευση μεγάλου σήματος, την DC ανάλυση του και μια πλειάδα άλλων εφαρμογών. Επίσης, επιτρέπει την ανάπτυξη σχεδίου του κυκλώματος σε πραγματική μορφή (layout), όπως και την ανάλυση της ηλεκτρομαγνητικής συμπεριφοράς του με τον πρόσομοιωτή MOMENTUM που τον έχει ενσωματωμένο. Τέλος, το πρόγραμμα αυτό προσφέρει το πολύ σημαντικό εργαλείο της βελτιστοποίησης (optimization). Με αυτό το εργαλείο είναι δυνατή η εύρεση των τιμών για διάφορα στοιχεία του κυκλώματος για τις οποίες βελτιστοποιούνται κάποια επιθυμητά χαρακτηριστικά του κυκλώματος.

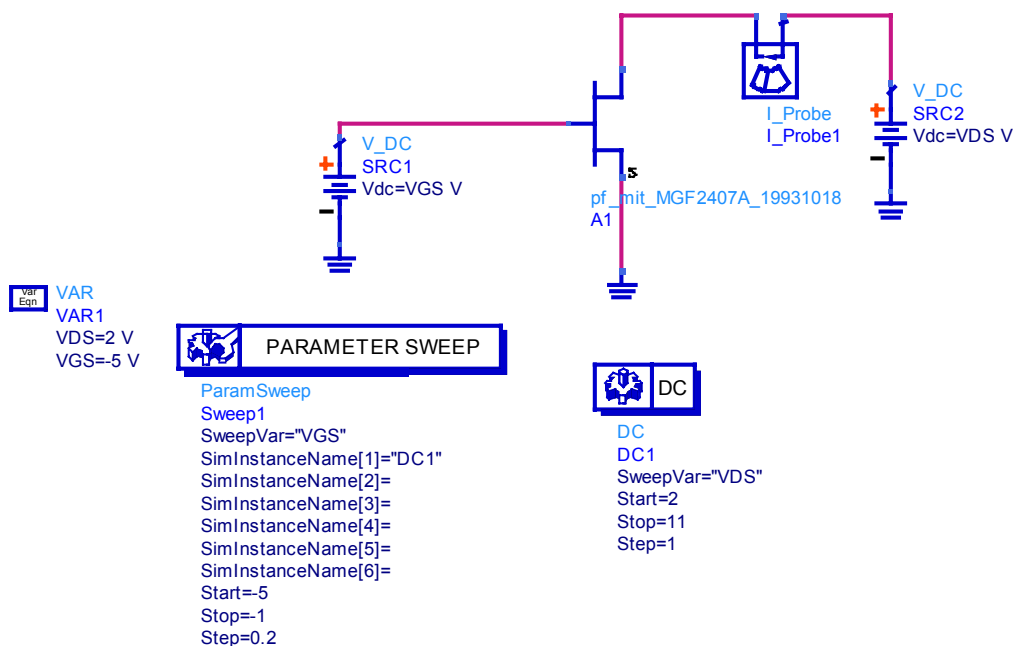
Επιπλέον, κατά το σχεδιασμό και την προσομοίωση των κυκλωμάτων τροφοδοσίας χρησιμοποιήσαμε το σχεδιαστικό πρόγραμμα Pspice (Microsim Eval 8), αφού στις βιβλιοθήκες του ADS δεν υπήρχαν τα απαραίτητα στοιχεία.

## 4.4 Μελέτη των τρανζίστορ που θα χρησιμοποιηθούν

Τα τρανζίστορ που επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε είναι τα MESFET MGF2407A, MGF2415A και MGF2430A της Mitsubishi, ενώ από τα MESFET χαμηλής ισχύος διαλέξαμε το ATF13736 της Agilent. Δυστυχώς, διαπιστώσαμε ότι στις βιβλιοθήκες του ADS υπήρχαν τα μη γραμμικά μοντέλα των MGF2407A, MGF2415A και MGF2430A, ενώ το αντίστοιχο μοντέλο του ATF13736 δεν ήταν διαθέσιμο. Για το λόγο αυτό αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε το μη γραμμικό μοντέλο του ATF13786 που είναι ένα παραπλήσιο τρανζίστορ χαμηλής ισχύος της ίδιας εταιρείας.

### 4.4.1 Επιλογή του dc σημείου λειτουργίας του κάθε τρανζίστορ

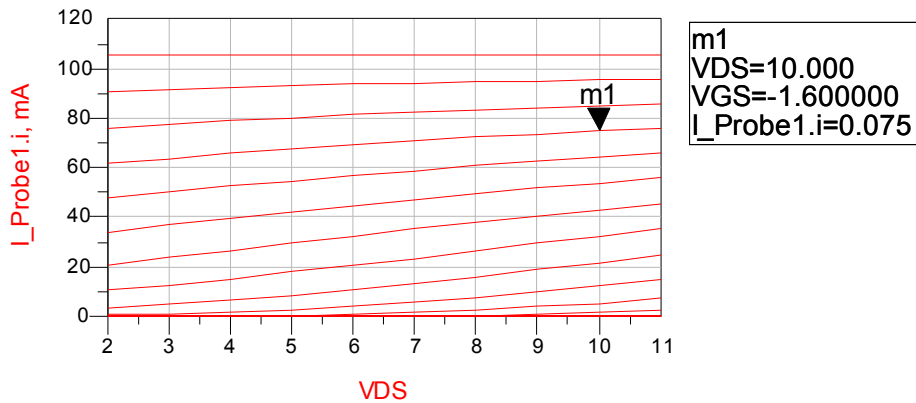
Διαπιστώσαμε από τα data sheets ότι το επιθυμητό κέρδος του κάθε τρανζίστορ στο εύρος ζώνης που μας ενδιαφέρει απαιτεί συγκεκριμένη τιμή πόλωσης. Με γνώμονα αυτό, εξετάσαμε τις DC χαρακτηριστικές τους ώστε να ελέγξουμε το ρεύμα υποδοχής τους ως προς τις διάφορες συνθήκες πόλωσης. Το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για την ανάλυση αυτή είναι το εξής:



Σχήμα 4.1: Κύκλωμα για την εύρεση του dc σημείου

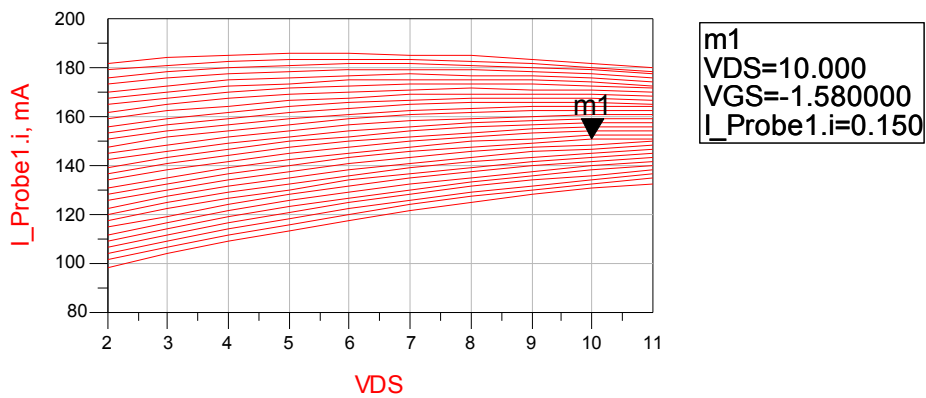
Στο σχήμα φαίνεται η χρήση του Parameter Sweep το οποίο μεταβάλλει τη DC τάση, όπως επίσης και η χρήση του αμπερομέτρου I\_Probe για την μέτρηση του ρεύματος. Τα αποτελέσματα από την παραπάνω προσομοίωση φαίνονται στο σχήμα 4.2:





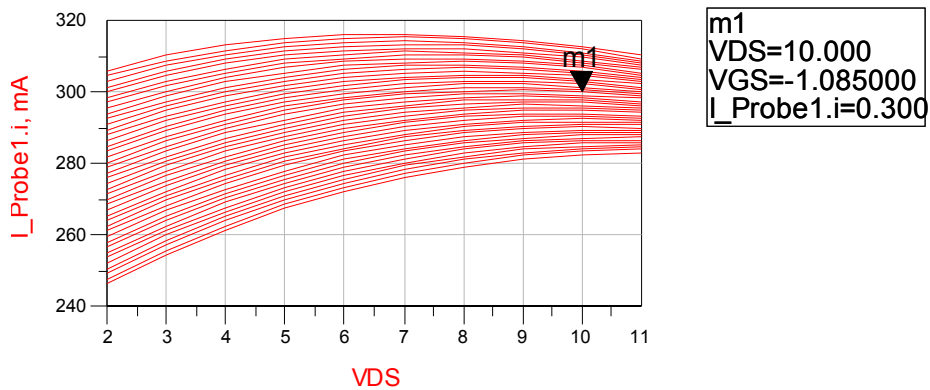
**Σχήμα 4.2:** I-V χαρακτηριστική για το MGF2407A

Διαπιστώνουμε με τη βοήθεια του marker ότι το MGF2407A για να πολωθεί στα  $V_{DS} = 10\text{ V}$  και  $I_{DS} = 75\text{ mA}$  θα πρέπει να έχει  $V_{GS} = -1.6\text{ V}$ . Χρησιμοποιώντας το ίδιο σχηματικό για το τρανζίστορ MGF2415A λαμβάνουμε την έξοδο του σχήματος 4.3:



**Σχήμα 4.3:** I-V χαρακτηριστική για το MGF2415A

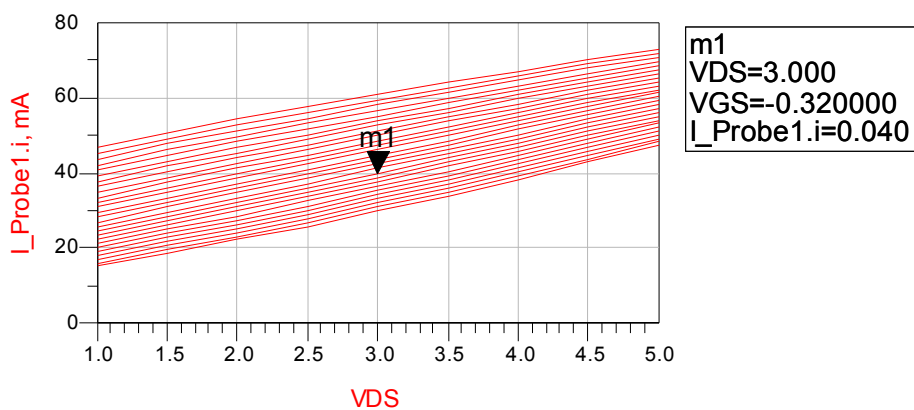
Βλέπουμε ότι στην περίπτωση που το MGF2415A έχει  $V_{DS} = 10\text{ V}$  τότε για να έχουμε  $I_{DS} = 150\text{ mA}$  πρέπει  $V_{GS} = -1.58\text{ V}$ . Παρόμοια για το τρανζίστορ MGF2430A έχουμε:



**Σχήμα 4.4:** I-V χαρακτηριστική για το MGF2430A

Παρατηρούμε, λοιπόν, από τις παραπάνω καμπύλες και με τη βοήθεια του marker, ότι όταν το MGF2430A έχει  $V_{DS} = 10 \text{ V}$  τότε για  $I_{DS} = 300 \text{ mA}$  πρέπει το  $V_{GS} = -1.085 \text{ V}$ .

Τέλος για το ATF13786 προκύπτει:

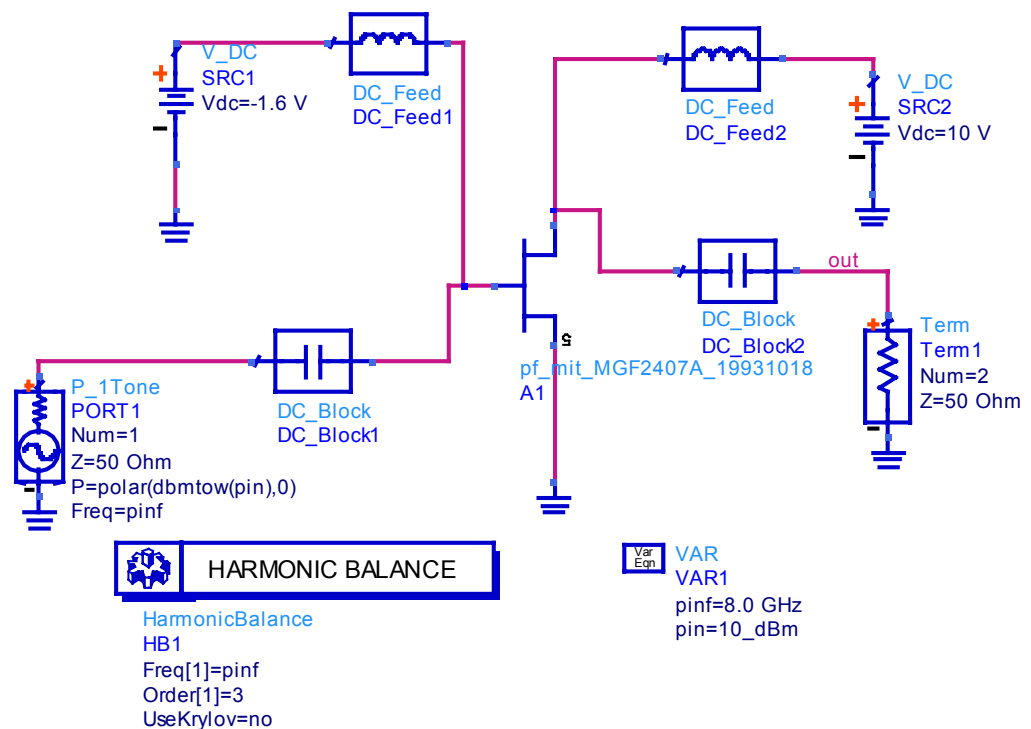


**Σχήμα 4.5:** I-V χαρακτηριστική για το ATF13786

όπου όταν  $V_{DS} = 3 \text{ V}$ , για να έχουμε  $I_{DS} = 40 \text{ mA}$  θα πρέπει  $V_{GS} = -0.32 \text{ V}$ .

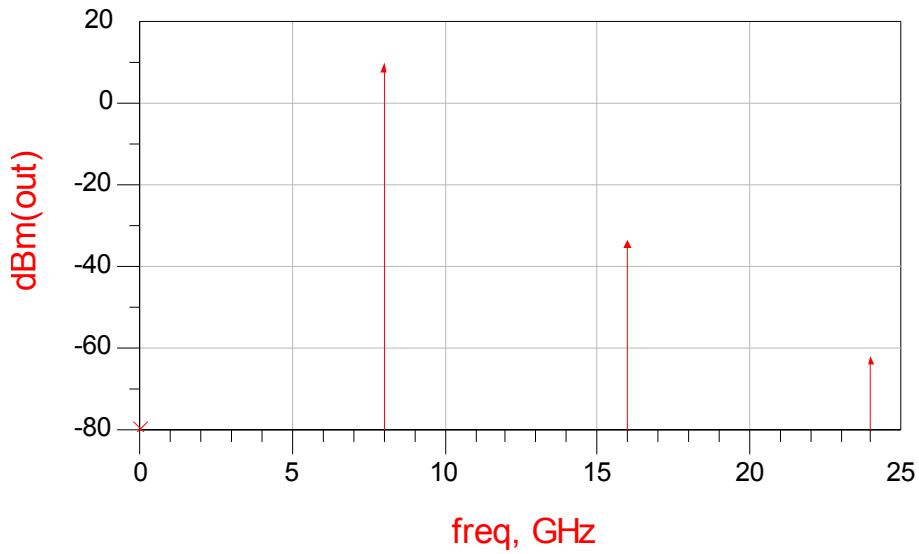
#### 4.4.2 Μελέτη των τρανζίστορ σε σχέση με το *compression point* και τις αρμονικές τους

Σε αυτή την παράγραφο εξετάζουμε τη συμπεριφορά των τεσσάρων τρανζίστορ ως προς τις αρμονικές τους. Συνήθως σε τέτοιες περιπτώσεις ενδιαφερόμαστε για την τρίτη αρμονική. Στο ADS η ανάλυση τους γίνεται από το μενού *Simulation H-B* → *Harmonic Balance*. Στο gate του τρανζίστορ τοποθετείται μία πηγή ισχύος, η οποία βρίσκεται στο *Sources Freq Domain* → *P1Tone*, και τροφοδοτεί το κύκλωμα με ένα σήμα ενός τόνου. Οι μεταβλητές σε αυτή την περίπτωση είναι δύο: η ισχύς εισόδου *Pin* και η συχνότητά της *freq*. Το σχηματικό που χρησιμοποιήθηκε κατά την ανάλυση παρουσιάζεται στο σχήμα 4.6.



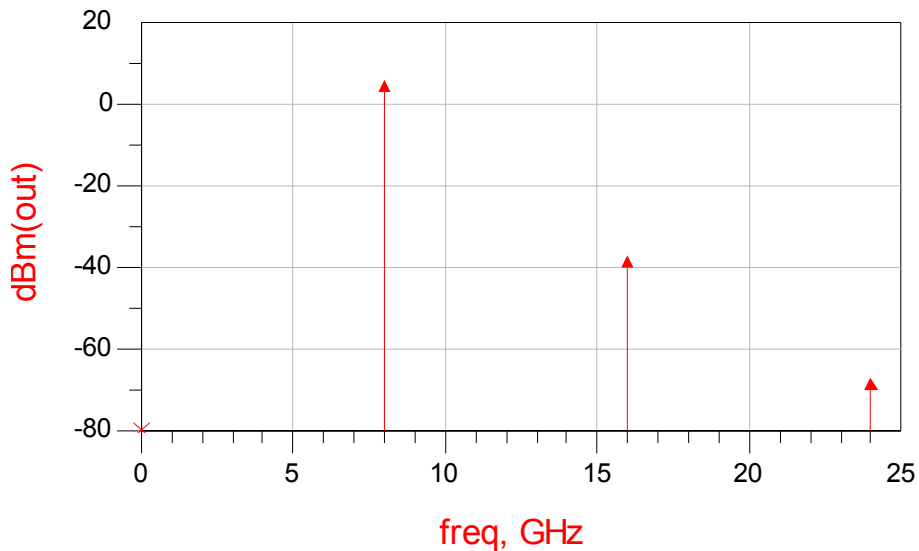
**Σχήμα 4.6:** Σχηματικό προσομοίωσης αρμονικών

Στο σχήμα 4.6 χρησιμοποιούμε το MGF2407A. Τα DC\_Block και DC\_Feed απαιτούνται για την αποκοπή των dc και ac σημάτων αντίστοιχα από τους τερματισμούς και τις πολώσεις. Με τον τρόπο αυτό το RF κομμάτι είναι πλέον ανεξάρτητο από τα κυκλώματα πόλωσης και τροφοδοσίας. Επίσης παρατηρούμε στο σχηματικό ότι το τρανζίστορ έχει πολωθεί με τις τιμές που βρέθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Στο σχήμα 4.7 παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της προσομοίωσης για είσοδο 8 GHz.



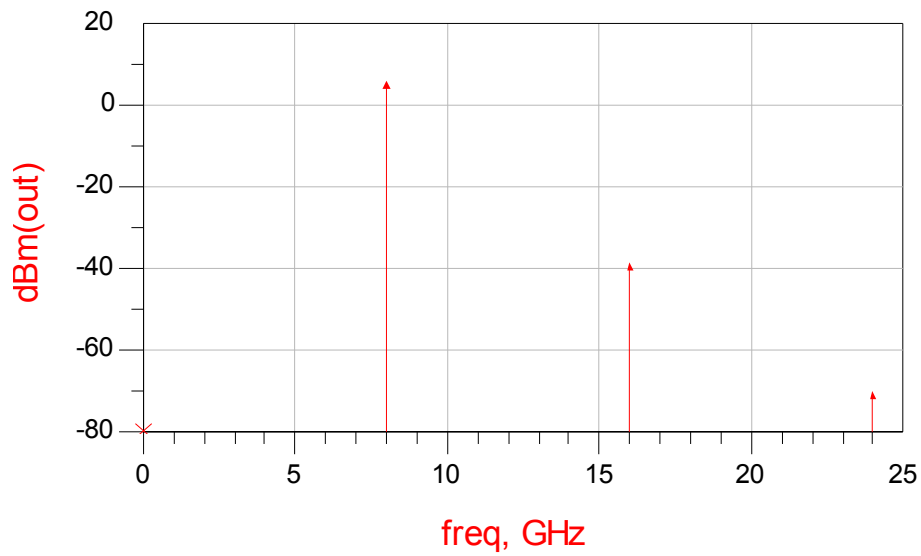
**Σχήμα 4.7:** Προσομοίωση αρμονικών για το MGF2407A και σήμα εισόδου 8GHz

Αν αντικαταστήσουμε στο κύκλωμα του σχήματος 4.6 το MGF2407A με το MGF2415A και αλλάξουμε κατάλληλα τις πολώσεις το αποτέλεσμα της προσομοίωσης αρμονικών για είσοδο 8 GHz δίνεται στο σχήμα 4.8.



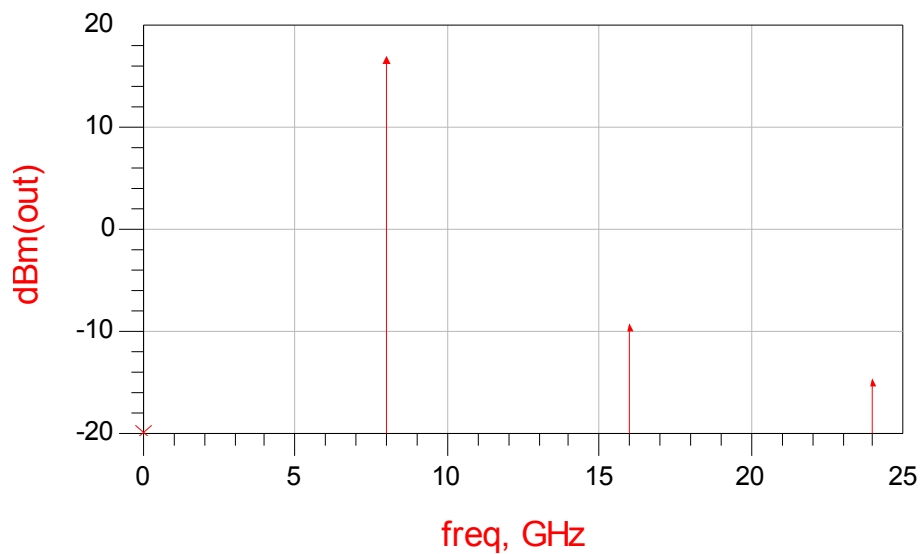
**Σχήμα 4.8:** Προσομοίωση αρμονικών για το MGF2415A και σήμα εισόδου 8GHz

Ομοίως η έξοδος που προκύπτει για το MGF2430A είναι:



**Σχήμα 4.9:** Προσομοίωση αρμονικών για το MGF2430A και σήμα εισόδου 8GHz

Και τέλος για το ATF13786 έχω:



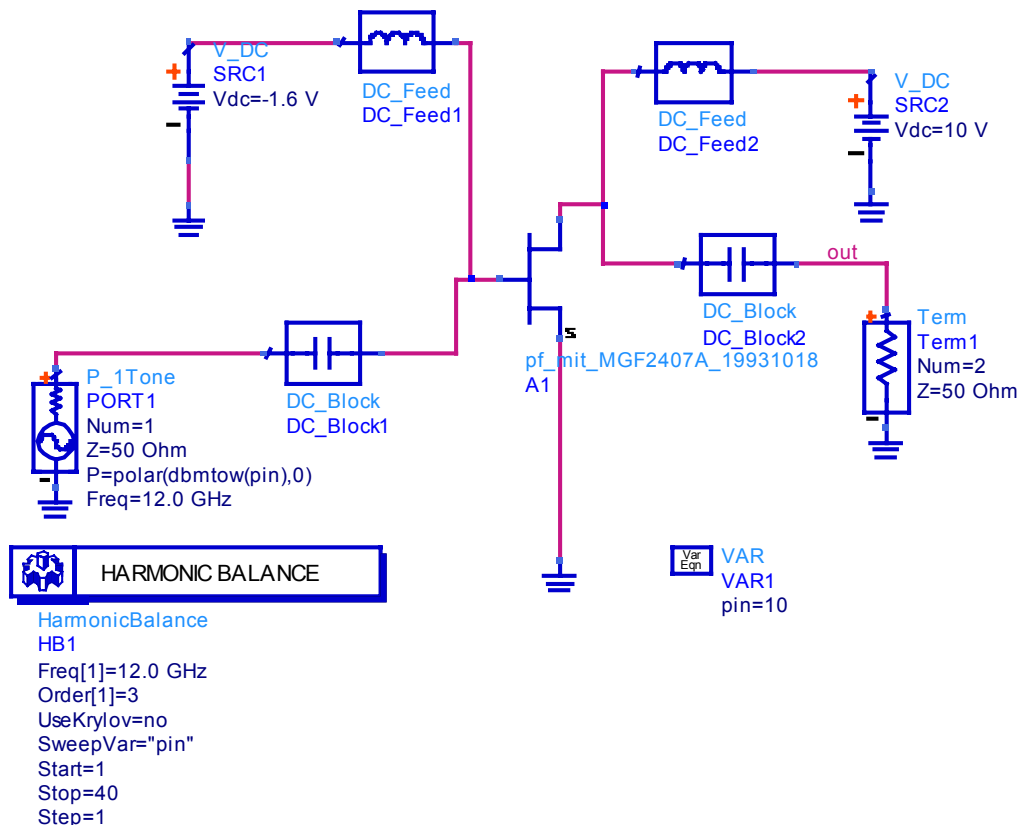
**Σχήμα 4.10:** Προσομοίωση αρμονικών για το ATF13786 και σήμα εισόδου 8GHz

Συμπερασματικά, από τα παραπάνω αποτελέσματα καταλήγουμε στα εξής:

- Το επίπεδο των δύο άλλων αρμονικών και ειδικά της τρίτης αρμονικής είναι πολύ χαμηλό σε σχέση με της πρώτης.

- Η ισχύς των αρμονικών πέφτει αναλόγως της τάξης τους.
- Στην συχνότητα των 8GHz οι αρμονικές είχαν την υψηλότερη τιμή τους για τις συγκεκριμένες πόλωσεις. Στις υπόλοιπες συχνότητες είναι αρκετά μικρότερες.

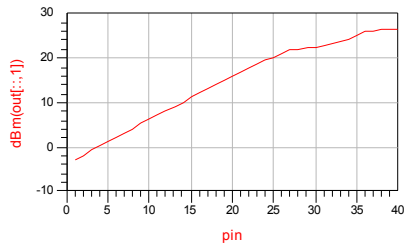
Στη συνέχεια εκτελέστηκαν προσομοιώσεις για την εύρεση του compression point των τρανζίστορ και για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήσαμε το κύκλωμα του σχήματος 4.11.



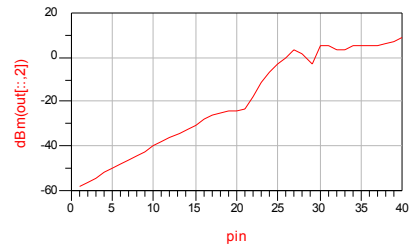
**Σχήμα 4.11:** Σχηματικό προσομοίωσης compression point

Το παραπάνω κύκλωμα μοιάζει αρκετά με αυτό του σχήματος 4.6, μόνο που στην εντολή του Harmonic Balance έγιναν κάποιες αλλαγές. Για να βρεθεί το 1dB compression point μεταβάλλουμε την ισχύ εισόδου  $P_{in}$  και παρατηρούμε την ισχύ στην έξοδο  $P_{out}$  για μία σταθερή συχνότητα.

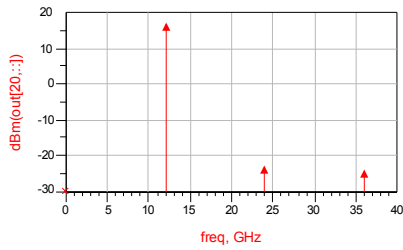
Στο σχήμα 4.12(α) παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της προσομοίωσης για το compression point. Σε αυτό παρατηρώ ότι πράγματι για μικρές τιμές της  $P_{in}$  ισχύει η γραμμική σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου, αλλά για τις μεγαλύτερες μετατρέπεται σε καμπύλη. Στο σχήμα 4.12(β) βλέπουμε τη δεύτερη αρμονική στην έξοδο συναρτήσει της εισόδου. Στα 4.12(γ) και 4.12(δ) βλέπουμε όλες τις αρμονικές ως προς τη συχνότητα για τάση εισόδου 20dBm στη μία περίπτωση και στην άλλη όλες τις αρμονικές για τάσεις εισόδου από 1dBm ως 40dBm.



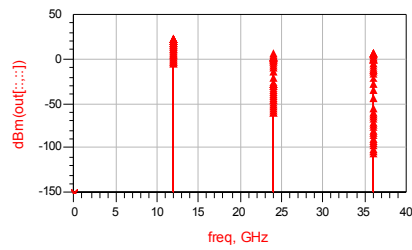
(α)



(β)



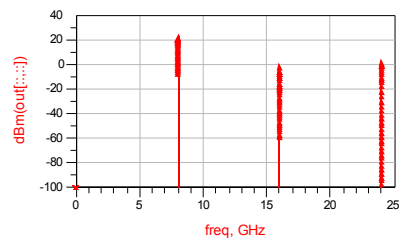
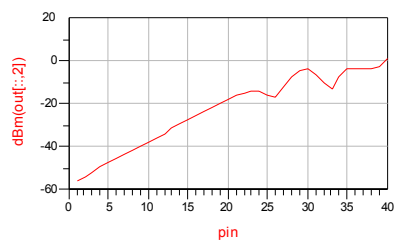
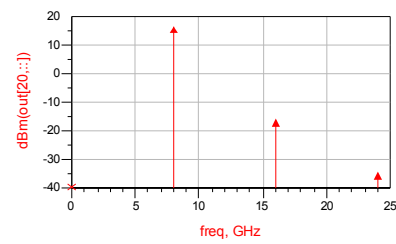
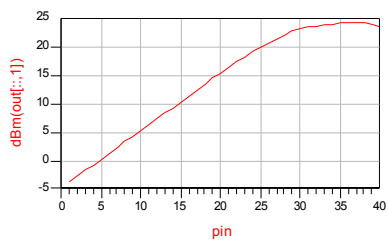
(γ)



(δ)

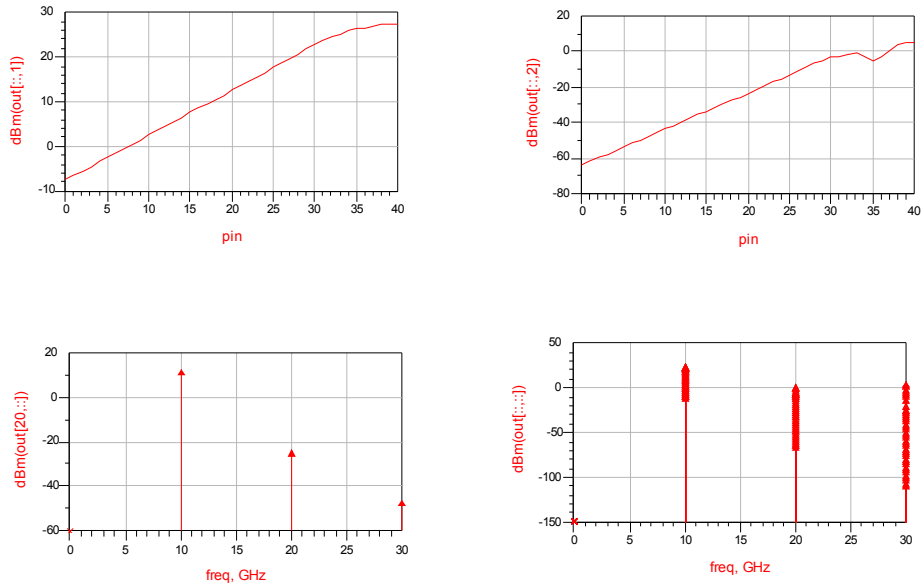
**Σχήμα 4.12:** Γραφικές για το compression point του MGF2407A

Στο κύκλωμα 4.11 με ανάλογη διαδικασία για το MGF2415A βρίσκουμε το compression point και τις αρμονικές του. Οι καμπύλες του σχήματος 4.13 δίνουν την έξοδο του ADS.

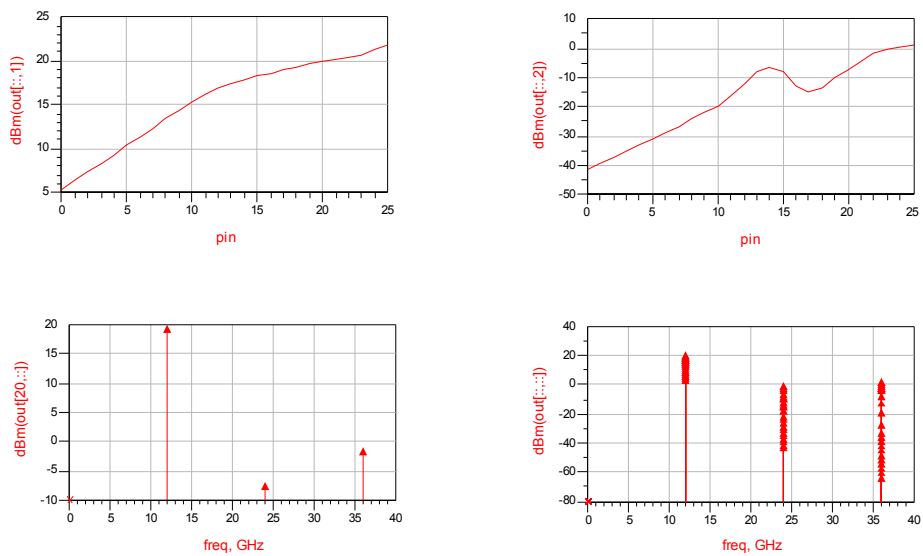


**Σχήμα 4.13:** Γραφικές για το compression point του MGF2415A

Ομοίως στα σχήματα 4.14 και 4.15 παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα για το MGF2430A και ATF13786 αντίστοιχα.



**Σχήμα 4.14:** Γραφικές για το compression point του MGF2430A



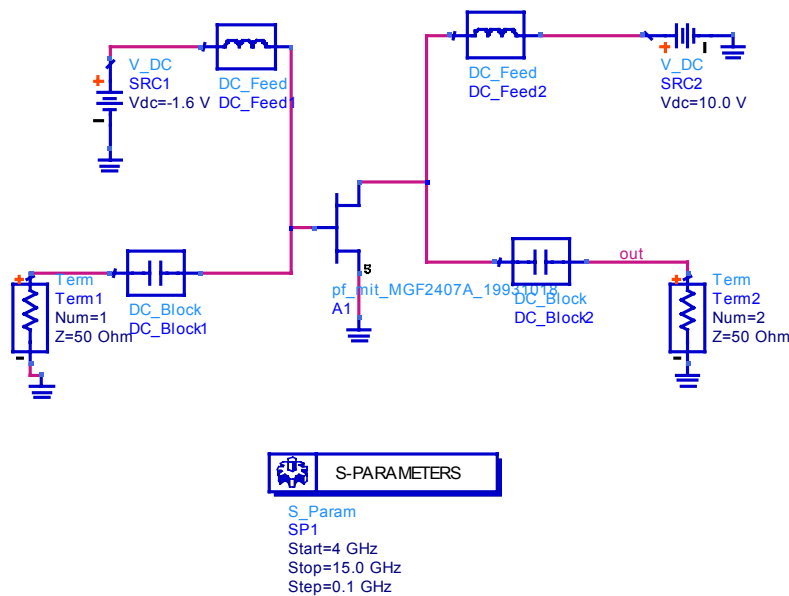
**Σχήμα 4.15:** Γραφικές για το compression point του ATF13786



Οι καμπύλες αυτές είναι ιδιαίτερα χρήσιμες κατά τη διάρκεια της σχεδίασης γιατί μας υποδεικνύουν τις γραμμικές περιοχές λειτουργίας των τρανζίστορ. Με βάση αυτές, όπως θα φανεί στις επόμενες παραγράφους, φροντίσαμε τα MESFET να βρίσκονται στη γραμμική περιοχή ώστε να επιτυγχάνουμε καλύτερη απόδοση και χαμηλότερες αρμονικές.

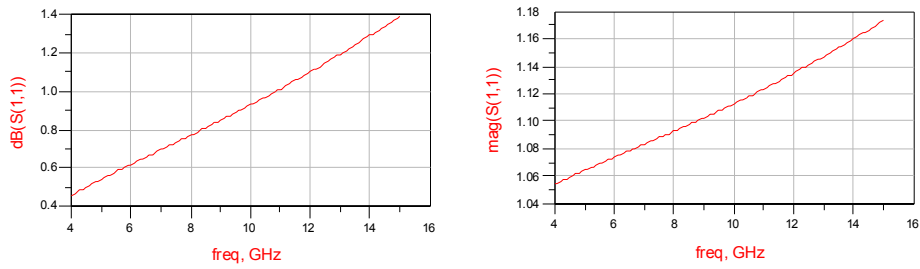
#### 4.4.3 Εύρεση και μελέτη των παραμέτρων σκέδασης για τρανζίστορ χωρίς προσαρμογή

Στο σημείο αυτό θα εξετάσουμε τα τρανζίστορ ως προς τις παραμέτρους σκέδασής τους. Χρησιμοποιούμε την ανάλυση *Simulation S\_Param*→*S-PARAMETERS* από το ADS. Το σχηματικό που χρησιμοποιήθηκε για την ανάλυση αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 4.16.



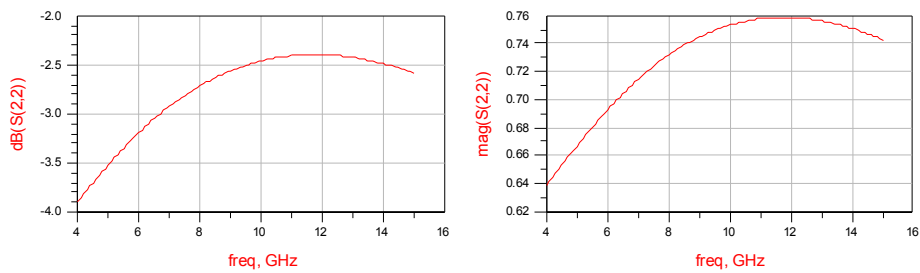
**Σχήμα 4.16:** Σχηματικό για ανάλυση S παραμέτρων

Προσομοιώνοντας το παραπάνω κύκλωμα για το MGF2407A προκύπτουν οι S παράμετροι των παρακάτω σχημάτων. Η  $S(1,1)$  εκφράζει το συντελεστή ανάκλασης στην θύρα 1 και στο σχήμα 4.17 παρουσιάζεται σε dB αλλά και το μέτρο της.



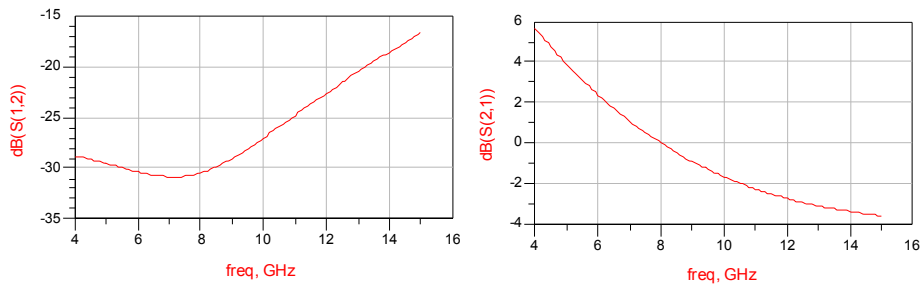
**Σχήμα 4.17:** Η παράμετρος S(1,1) του MGF2407A

Η S(2,2) εκφράζει το συντελεστή ανάκλασης στην θύρα 2. Το ADS έδωσε τις γραφικές παραστάσεις του σχήματος 4.18 όπου και εδώ η S(2,2) είναι εκφρασμένη σε dB και σε μέτρο.

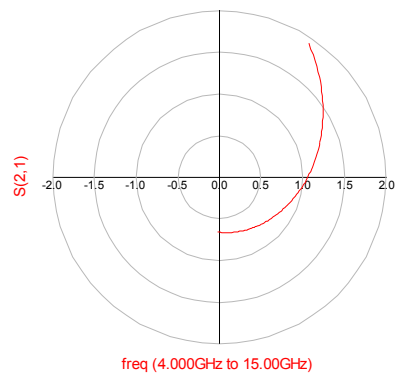


**Σχήμα 4.18:** Η παράμετρος S(2,2) του MGF2407A

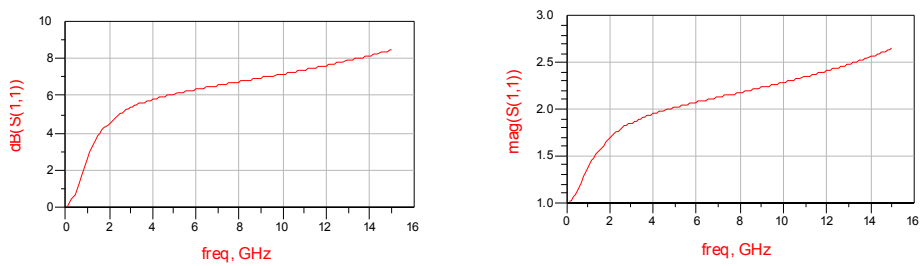
Παρακάτω βλέπουμε την παράμετρο σκέδασης S(1,2), το επονομαζόμενο ανάστροφο κέρδος, που εκφράζει τον συντελεστή αντίστροφης μετάδοσης του τρανζίστορ, δηλαδή το ποσοστό του σήματος της θύρας 2 που εξέρχεται από τη θύρα 1. Επιπλέον, στο σχήμα 4.19 δείχνουμε την παράμετρο S(2,1) εκφρασμένη σε dB, που αποτελεί το συντελεστή ορθής μετάδοσης και εκφράζει το κέρδος. Κατόπιν παρουσιάζεται ο ίδιος συντελεστής σε πολικό διάγραμμα.



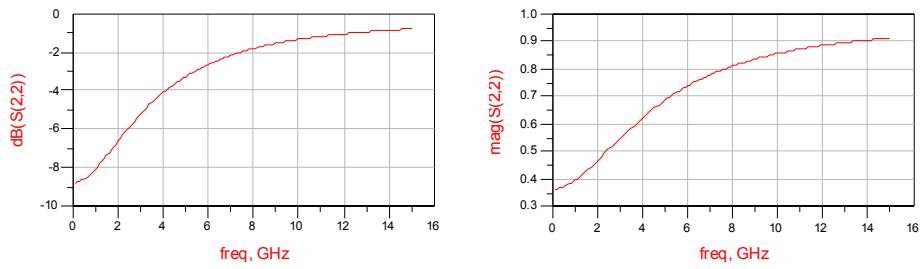
**Σχήμα 4.19:** Οι παράμετροι  $S(1,2)$  και  $S(2,1)$  του MGF2407A



Για το τρανζίστορ MGF2415A παίρνω από το αντίστοιχο κύκλωμα τα επόμενα γραφήματα των παραμέτρων σκέδασης. Οι  $S(1,1)$  και  $S(2,2)$  είναι:

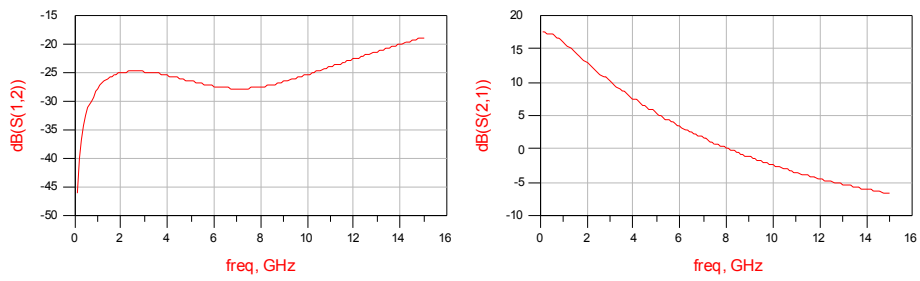


**Σχήμα 4.21:** Η παράμετρος  $S(1,1)$  του MGF2415A

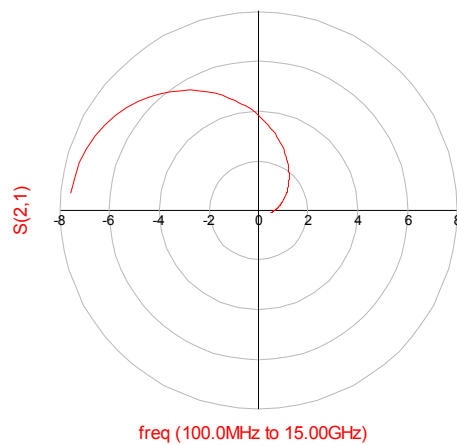


**Σχήμα 4.22:** Η παράμετρος S(2,2) του MGF2415A

Όσο αφορά τα κέρδη S(1,2) και S(2,1) έχω :

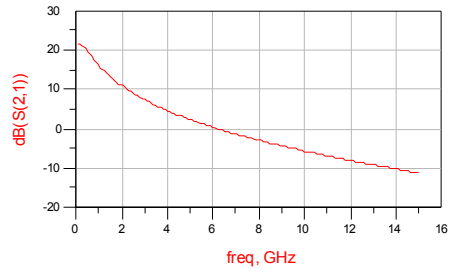
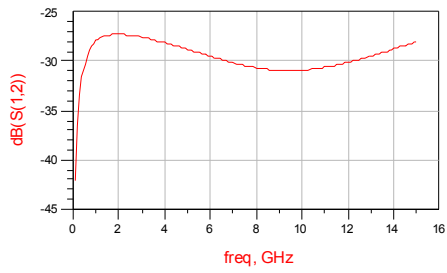
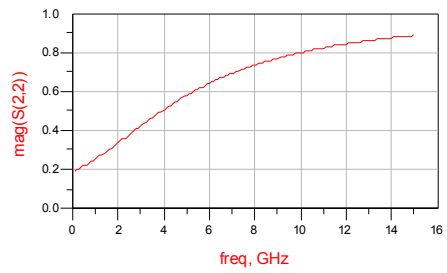
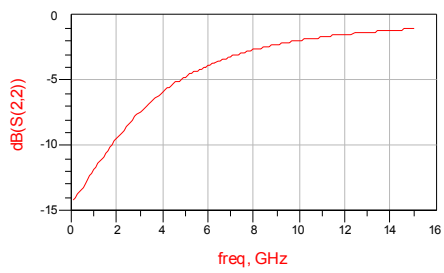
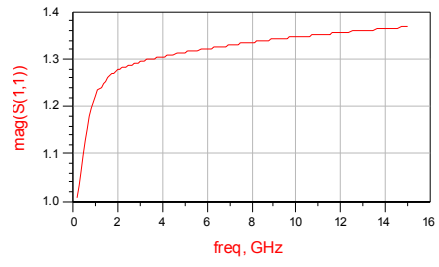
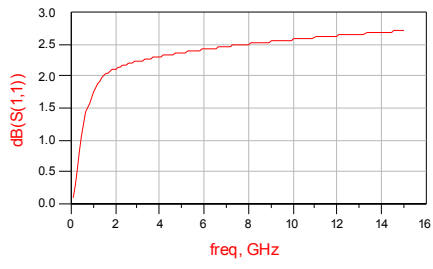


**Σχήμα 4.23:** Οι παράμετροι S(1,2) και S(2,1) του MGF2415A

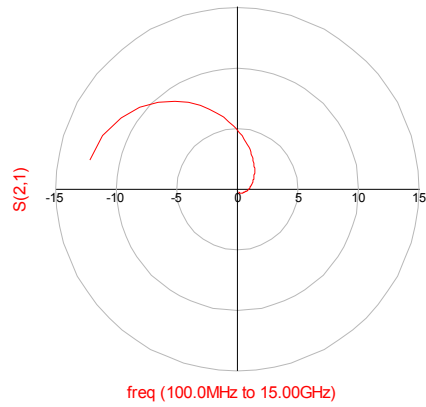


**Σχήμα 4.24:** Η παράμετρος S(2,1) του MGF2415A σε πολικό διάγραμμα

Αν τώρα τοποθετήσουμε το τρανζίστορ MGF2430A στο σχήμα 4.16, η προσομοίωση θα δώσει τις ακόλουθες παραμέτρους σκέδασης:

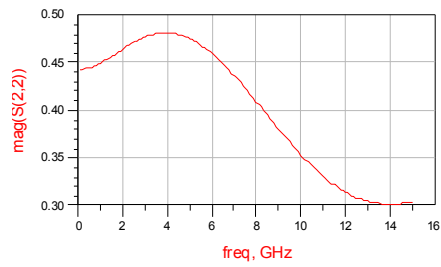
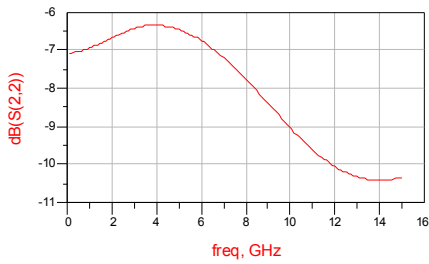


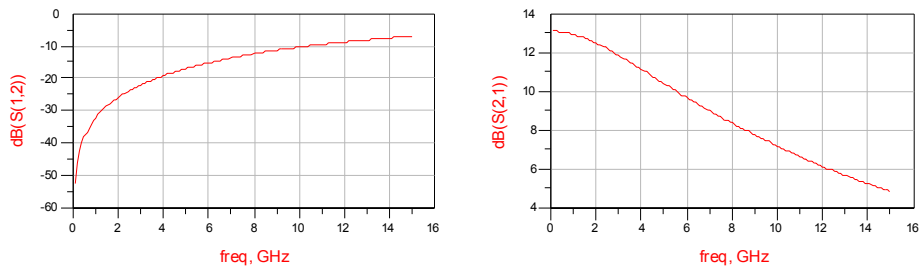
Σχήμα 4.25: S παράμετροι του MGF2430A



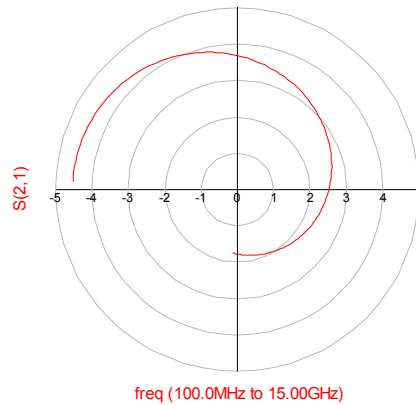
**Σχήμα 4.26:** Η παράμετρος  $S(2,1)$  του MGF2430A σε πολικό διάγραμμα

Τέλος για το τρανζίστορ ATF13786 προκύπτει:





**Σχήμα 4.27:** S παράμετροι του ATF13786

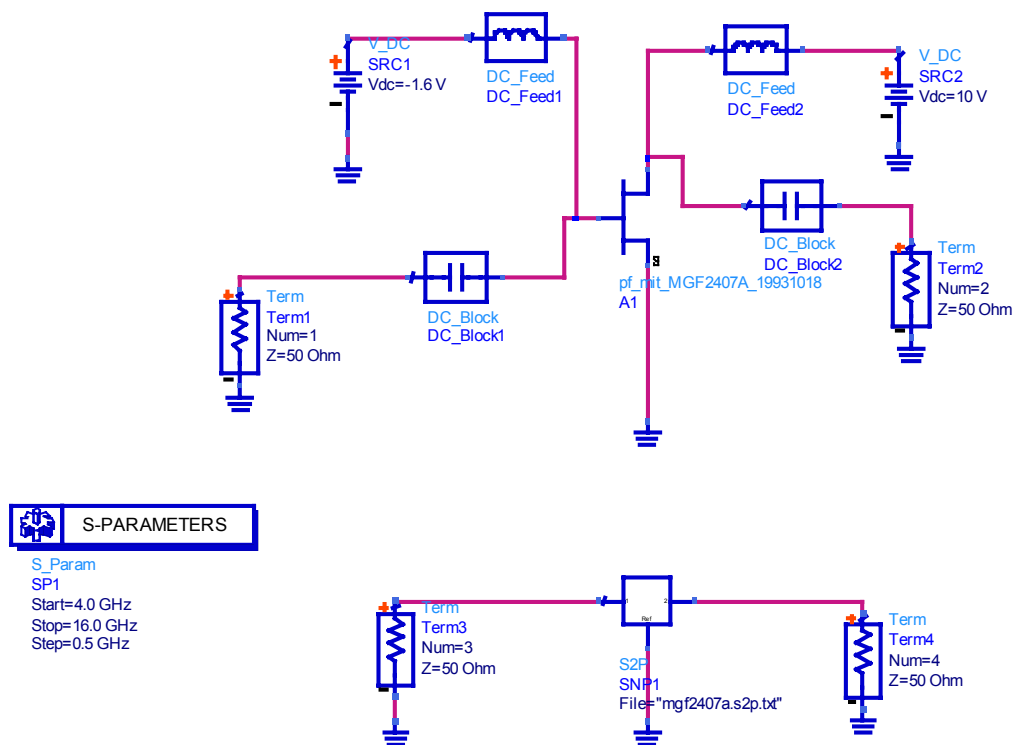


**Σχήμα 4.28:** Η παράμετρος  $S(2,1)$  του ATF13786 σε πολικό διάγραμμα

Συμπερασματικά, λοιπόν, από τα παραπάνω διαγράμματα προκύπτει ότι τα τρανζίστορ MGF2407A, MGF2415A και MGF2430A έχουν θετική  $S(1,1)$ , δηλαδή το μέτρο της  $S(1,1)$  είναι μεγαλύτερο της μονάδας, οπότε και είναι ασταθής από τη φύση τους σύμφωνα με τις προσομοιώσεις του ADS. Θα πρέπει να σημειωθεί ότι στην πράξη αυτό δεν ισχύει. Στην  $S(2,2)$  δεν παρουσιάζεται κάτι αντίστοιχο. Επίσης, για την  $S(1,2)$  θέλουμε να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη ώστε να έχουμε μόνο ορθή μετάδοση, δηλαδή το σήμα να διαδίδεται από την είσοδο (πύρτα 1) προς την έξοδο (πύρτα 2). Με το τρανζίστορ ATF13786 δεν παρουσίασε κάποιο ανάλογο πρόβλημα.

## 4.5 Σύγκριση γραμμικών και μη γραμμικών μοντέλων των τρανζίστορ που έχουν επιλεχθεί

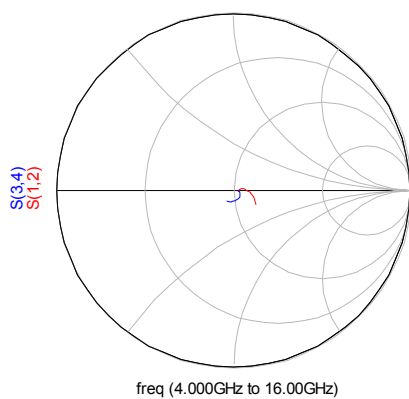
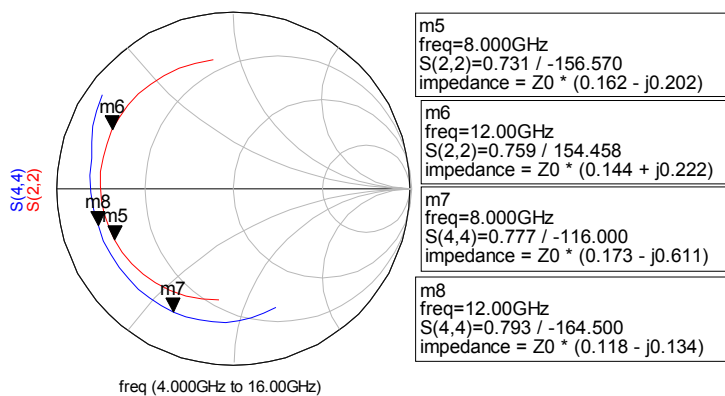
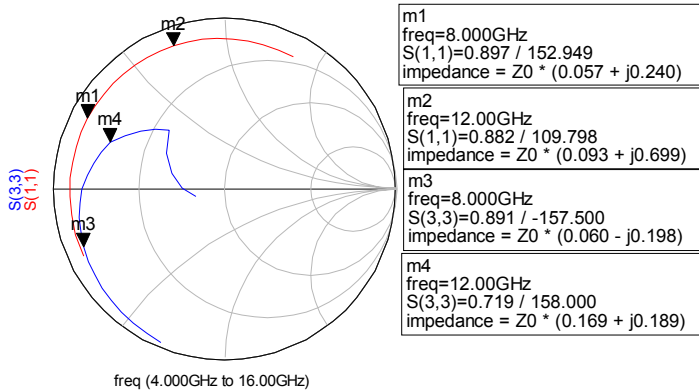
Το επόμενο βήμα είναι να συγκρίνουμε τα γραμμικά μοντέλα των τρανζίστορ με τα αντίστοιχα μη γραμμικά και να αποφανθούμε για τα προβλήματα που μπορεί να προκύψουν στην πράξη από τυχούσες διαφορές. Επειδή στο ADS δεν υπάρχουν τα γραμμικά μοντέλα των MGF2407A, MGF2415A και MGF2430A βρήκαμε από την ηλεκτρονική διεύθυνση της Mitsubishi ([www.mitsubishichips.com](http://www.mitsubishichips.com)) τα αρχεία των γραμμικών μοντέλων. Κατόπιν στο ADS μέσω της διαδικασίας: *Component Library* → *Analog/RF* → *Data Items* → *S2P*, επιλέγουμε αυτό το κατάλληλο δίθυρο ώστε μέσω αυτού να διαβάζονται τα αρχεία των S παραμέτρων των γραμμικών μοντέλων. Στο σχήμα 4.29 δείχνουμε το κύκλωμα που χρησιμοποιήσαμε για αυτή την ανάλυση:

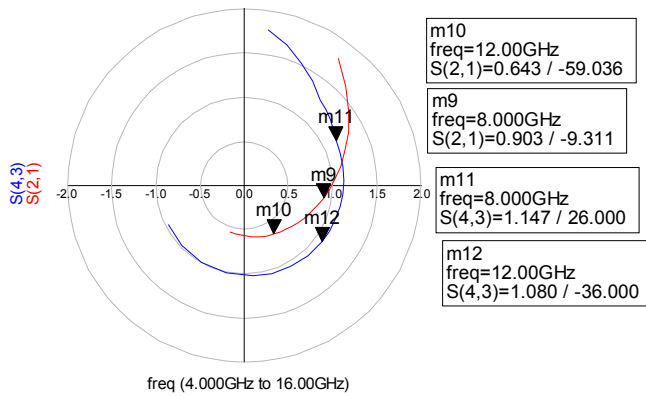


Σχήμα 4.29: Σχηματικό προσομοίωσης γραμμικών και μη μοντέλων

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων δείχνονται στους χάρτες Smith των επόμενων σχημάτων. Σε αυτά αντιστοιχίσαμε κατάλληλα τις θύρες, δηλαδή η παράμετρος  $S(1,1)$  του μη γραμμικού αντιστοιχίζεται στην  $S(3,3)$  του γραμμικού και ούτω καθεξής. Για το MGF2407A προκύπτει:

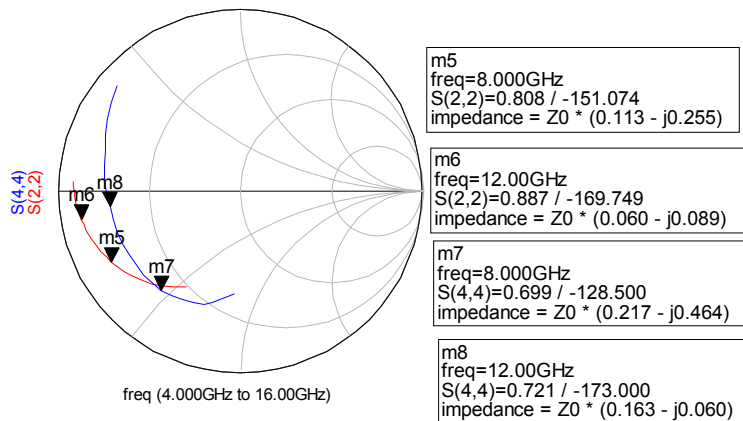
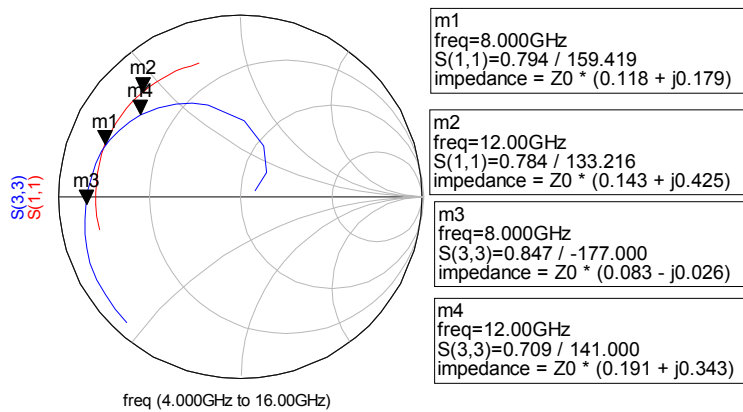


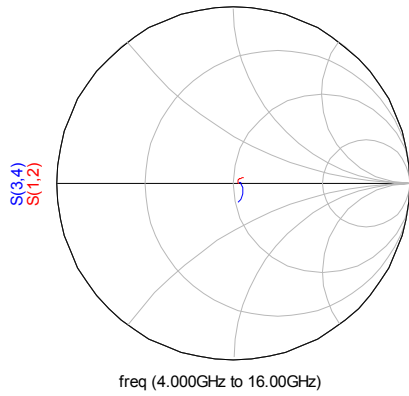




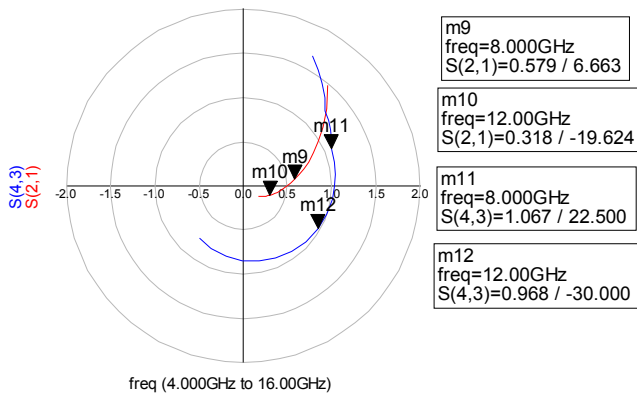
**Σχήμα 4.30:** Αποτελέσματα σύγκρισης S παραμέτρων του MGF2407A

Παρόμοια, τοποθετώντας το MGF2415A στο κύκλωμα του σχήματος 4.29 τότε προκύπτουν οι παρακάτω S παράμετροι:





freq (4.000GHz to 16.00GHz)



m9  
freq=8.000GHz  
S(2,1)=0.579 / 6.663

m10  
freq=12.00GHz  
S(2,1)=0.318 / -19.624

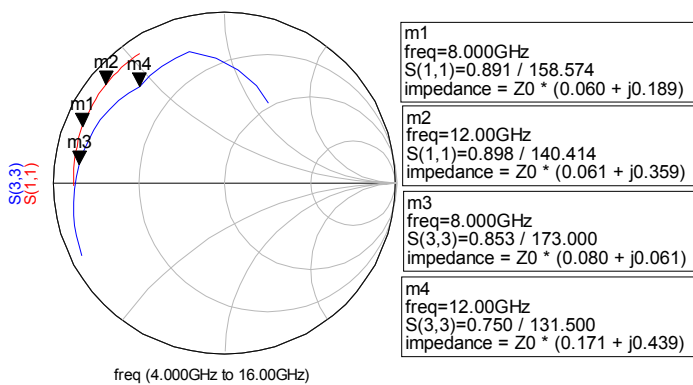
m11  
freq=8.000GHz  
S(4,3)=1.067 / 22.500

m12  
freq=12.00GHz  
S(4,3)=0.968 / -30.000

freq (4.000GHz to 16.00GHz)

**Σχήμα 4.31:** Αποτελέσματα σύγκρισης S παραμέτρων του MGF2415A

Ομοίως τα γραμμικά και μη μοντέλα του MGF2430A δίνουν τα εξής γραφήματα:



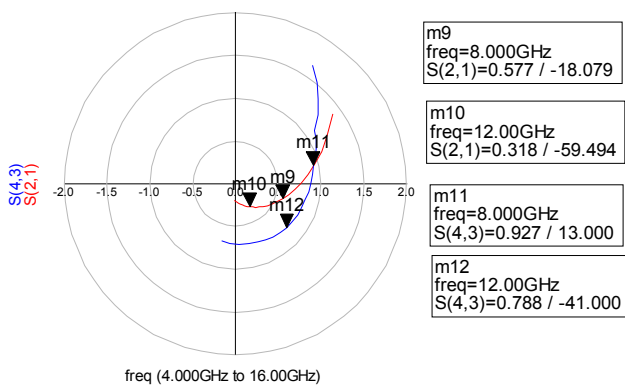
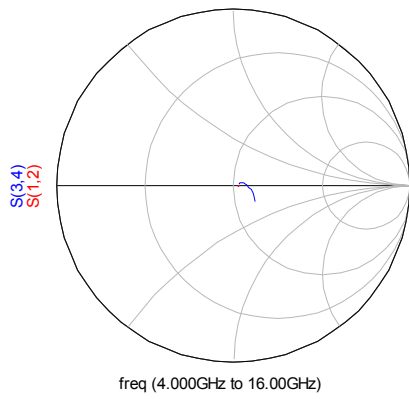
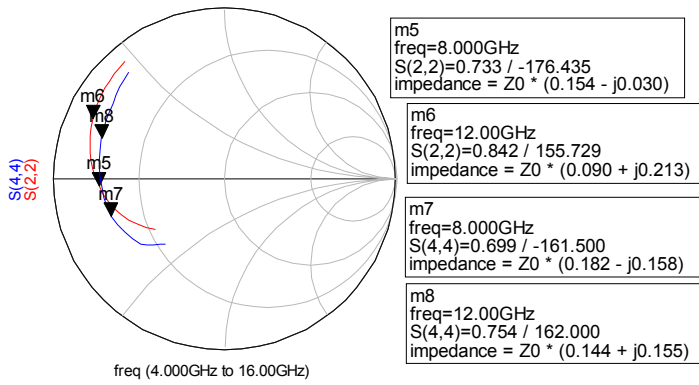
m1  
freq=8.000GHz  
S(1,1)=0.891 / 158.574  
impedance = Z0 \* (0.060 + j0.189)

m2  
freq=12.00GHz  
S(1,1)=0.898 / 140.414  
impedance = Z0 \* (0.061 + j0.359)

m3  
freq=8.000GHz  
S(3,3)=0.853 / 173.000  
impedance = Z0 \* (0.080 + j0.061)

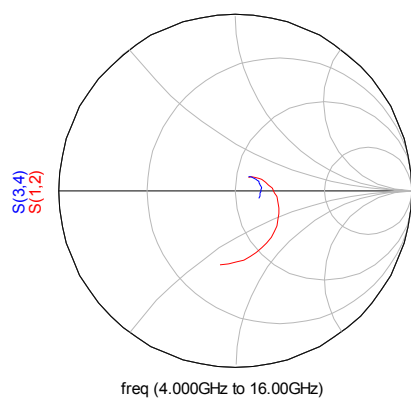
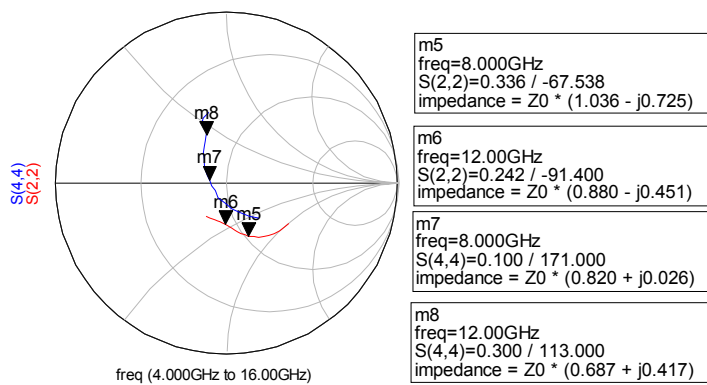
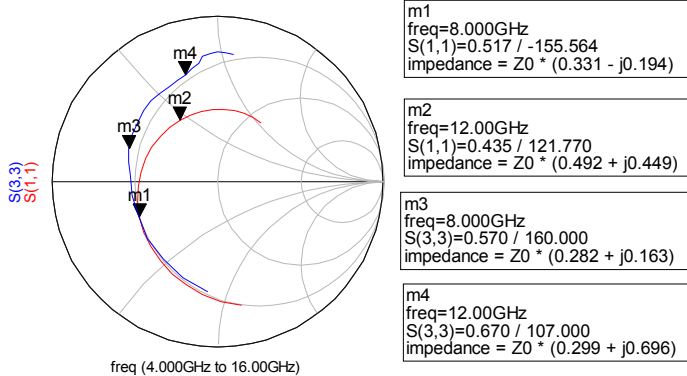
m4  
freq=12.00GHz  
S(3,3)=0.750 / 131.500  
impedance = Z0 \* (0.171 + j0.439)

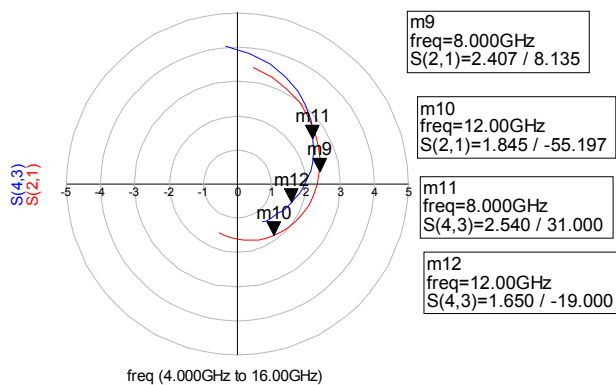
freq (4.000GHz to 16.00GHz)



**Σχήμα 4.32:** Αποτελέσματα σύγκρισης S παραμέτρων του MGF2430A

Τέλος για το ATF13786 ακολουθούν οι εξής παράμετροι σκέδασης :



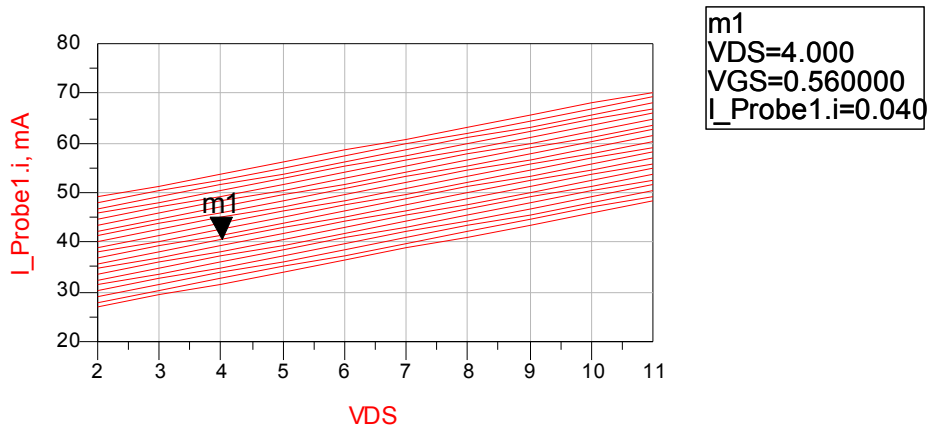


**Σχήμα 4.33:** Αποτελέσματα σύγκρισης S παραμέτρων του ATF13786

Συγκρίνοντας τις παραμέτρους σκέδασης των γραμμικών και μη μοντέλων που φαίνονται στους παραπάνω χάρτες Smith παρατηρούμε ότι τα δεδομένα για τις S παραμέτρους που παρέχονται από τη Mitsubishi αποκλίνουν από αυτά που παίρνουμε από τις βιβλιοθήκες του ADS. Μάλιστα όσο αυξάνει η συχνότητα τόσο και μεγαλώνει η απόκλιση. Σχετικά μικρότερη απόκλιση παρουσιάζουν τα μοντέλα του MGF2430A.

Συμπερασματικά, λοιπόν, υπάρχουν δυο σοβαροί λόγοι που μας οδηγούν στη διαπίστωση ότι η χρήση των γραμμικών μοντέλων κατά τη σχεδίαση του ενισχυτή είναι μία πιο αξιόπιστη λύση έναντι της χρήσης των μη γραμμικών. Ο ένας λόγος είναι ότι οι S παράμετροι που προκύπτουν από τα γραμμικά μοντέλα είναι πλησιέστερα στα πειραματικά αποτελέσματα. Ο δεύτερος είναι αυτός που αναφέραμε κατά την μελέτη των τρανζίστορ σχετικά με τις διακυμάνσεις που παρουσιάζουν οι παράμετροι σκέδασης των μη γραμμικών μοντέλων κατά τις προσομοιώσεις του ADS. Βέβαια εδώ θα πρέπει να συμπληρώσουμε ότι ένα σημαντικό μειονέκτημα των γραμμικών μοντέλων είναι ότι δεν παρέχουν τη δυνατότητα να εκτελέσουμε κάποια είδη προσομοιώσεων όπως το επίπεδο της τρίτης αρμονικής, το 1 dB compression point. Επιτρέπουν την προσομοίωση μόνο ως προς τις παραμέτρους σκέδασης.

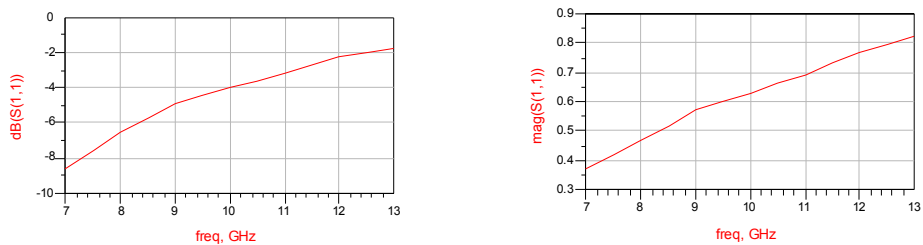
Άρα σε αυτό το σημείο θα πρέπει να εξετάσουμε για το γραμμικό μοντέλο του ATF13736 την κατάλληλη επιλογή του σημείου πόλωσης και τις S παραμέτρους τού. Σημειώνουμε εδώ ότι αν και με το μη γραμμικό ATF13786 δεν έχουμε κάποιο πρόβλημα στη θέση του θα χρησιμοποιήσουμε το γραμμικό ATF13736 γιατί τα μοντέλα των υπόλοιπων τρανζίστορ είναι γραμμικά. Είναι φανερό ότι δε θα εξυπηρετούσε σε κάτι η χρήση μη γραμμικών μοντέλων για ορισμένα τρανζίστορ και η χρήση γραμμικών σε κάποια άλλα. Το σημείο πόλωσης για το ATF13736 βρίσκεται από το κύκλωμα του σχήματος 4.1, όπως κάναμε και για τα υπόλοιπα MESFET.



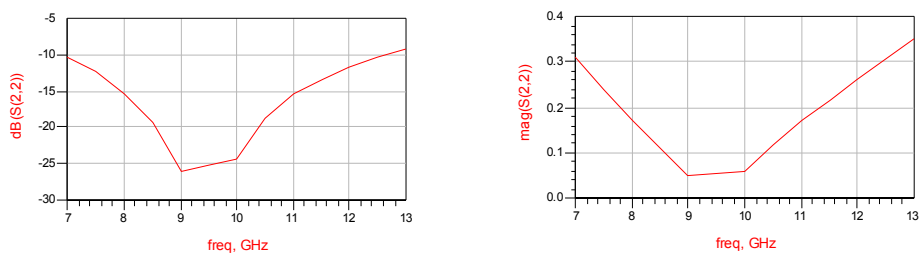
**Σχήμα 4.34:** I-V χαρακτηριστική για το ATF13736

Η καμπύλη του σχήματος 4.34 είναι η dc χαρακτηριστική του ATF13736. Με τη χρήση ενός marker προκύπτει ότι αν το ATF13736 έχει  $V_{DS} = 4\text{ V}$  τότε για να ισχύει  $I_{DS} = 40\text{ mA}$  θα πρέπει  $V_{GS} = 0.56\text{ V}$ .

Με βάση το σχηματικό του σχ. 4.16 προκύπτουν οι παραμέτροι σκέδασης του ATF13736. Στα σχήματα 4.35 και 4.36 παρουσιάζονται οι  $S(1,1)$  και  $S(2,2)$  εκφρασμένες σε dB και μέτρο.

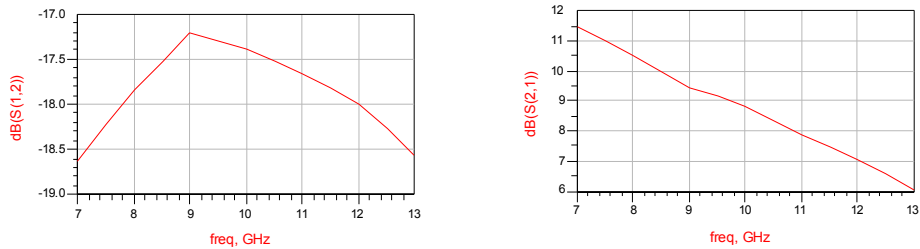


**Σχήμα 4.35:** Η παράμετρος  $S(1,1)$  του ATF13736

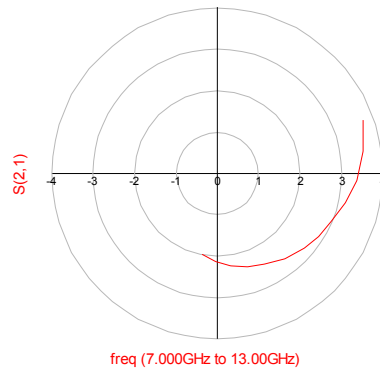


**Σχήμα 4.36:** Η παράμετρος  $S(2,2)$  του ATF13736

Στη συνέχεια δίνεται το ανάστροφο κέρδος  $S(1,2)$  και η  $S(2,1)$ .



**Σχήμα 4.37:** Οι παράμετροι  $S(1,2)$  και  $S(2,1)$  του ATF13736



**Σχήμα 4.38:** Η παράμετρος  $S(2,1)$  του ATF13736 σε πολικό διάγραμμα

Από τις παραπάνω γραφικές για το ATF13736 παρατηρώ ότι στην θύρα 2, ο συντελεστής ανάκλασης  $S(2,2)$  είναι κάτω από  $-10$  dB στο εύρος που μας ενδιαφέρει, άρα η έξοδος σε αυτό το τρανζίστορ δίνει καλά αποτελέσματα προσαρμογής από τη φύση του. Η  $S(1,1)$  δεν είναι σε τόσο ικανοποιητικά επίπεδα, αλλά φυσικά είναι μικρότερη του μηδενός. Το κέρδος  $S(2,1)$  στο εύρος συχνοτήτων που ενδιαφερόμαστε κυμαίνεται από 11 έως 7 dB.

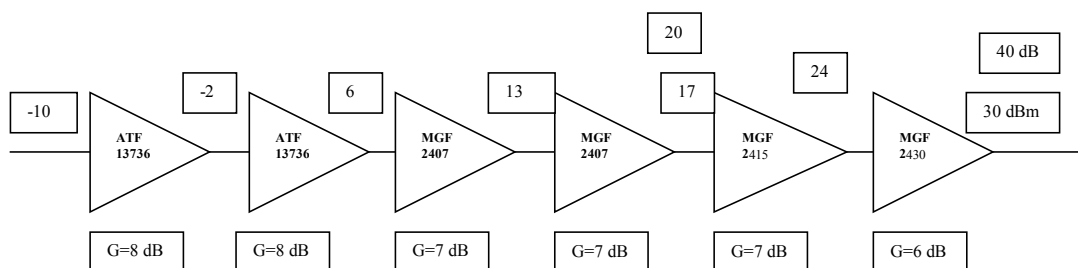


#### 4.6 Επιλογή και τοποθέτηση βαθμίδων στον τελικό ενισχυτή

Σε αυτή την ενότητα υπολογίζεται με βάση το επιθυμητό κέρδος, την τιμή ισχύος στο 1dB compression point και των αντίστοιχων χαρακτηριστικών των τρανζίστορ που έχουμε επιλέξει, πόσες βαθμίδες θα χρησιμοποιήσουμε και με ποια σειρά, ώστε να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές. Αμέσως προκύπτει ότι η τελευταία βαθμίδα του ενισχυτή θα αποτελείται από το MGF2430A, διότι αυτό το τρανζίστορ λόγω του ρεύματος  $I_{DS} = 300 \text{ mA}$  που μπορεί να αντέξει είναι σε θέση να οδηγήσει την έξοδο του ενισχυτή. Επίσης η πρώτη βαθμίδα του ενισχυτή θα αποτελείται από το ATF13736, διότι είναι τρανζίστορ χαμηλής ισχύος με ρεύμα υποδοχής  $I_{DS} = 40 \text{ mA}$  και είναι κατάλληλο για τις βαθμίδες της προενίσχυσης στην είσοδο του ενισχυτή.

Ξεκινώ την τοποθέτηση των βαθμίδων από το τέλος προς την αρχή παίρνοντας για τους υπολογισμούς τις δυσμενέστερες τιμές κέρδους και compression point όπως αυτές προέκυψαν από τις προσομοιώσεις και τα data sheets. Στην έξοδο απαιτείται 40 dB κέρδος και η ισχύς στο σημείο συμπίεσης κατά 1 dB να είναι 30 dBm. Από το MGF2430A αναμένω κέρδος 6 dB, άρα η ισχύς στην είσοδό του πρέπει να είναι 24 dBm. Στην προτελευταία βαθμίδα θα χρησιμοποιηθεί το MGF2415A το οποίο αντέχει αρκετό ρεύμα και δίνει κέρδος 7 dB. Έτσι, θα έπρεπε να αναμένω ότι η τρίτη από το τέλος βαθμίδα να παρέχει ισχύ 17 dBm. Το πρόβλημα είναι ότι για μία τέτοια είσοδο το MGF2415A βρίσκεται γύρω από το 1dB compression point του και για το λόγο αυτό αυξήσαμε την είσοδο στα 20 dBm. Σε αυτό το σημείο μπορώ να χρησιμοποιήσω το MGF2407A που αναμένω να έχει κέρδος 7 dB και άρα στην έξοδο του τέταρτου σταδίου από το τέλος η ισχύς θα είναι 13 dBm. Στη συνέχεια χρησιμοποιώ για άλλη μία φορά το MGF2407A και επομένως στην είσοδό του αναμένω να έχω 6 dBm. Από το σημείο αυτό και πέρα επειδή τα ρεύματα είναι αρκετά μικρά μπορώ να χρησιμοποιήσω το ATF13736, το οποίο παρέχει 8 dB κέρδος. Στην έξοδο της έκτης βαθμίδας από το τέλος, λοιπόν, θα έχω -2 dBm και διαπιστώνω ότι χρειάζεται αλλό ένα ATF13736 και έχω στην είσοδο του τελικού κυκλώματος -10 dBm.

Από τα παραπάνω διαπιστώνω ότι οι έξι αυτές βαθμίδες είναι αρκετές για να πετύχουν το κέρδος των 40 dB της προδιαγραφής. Στο σχήμα 4.39 δίνεται το μπλοκ διάγραμμα του ενισχυτή και σε κάθε σημείο αναφέρουμε τα αναμενόμενα κέρδη και επίπεδα ισχύος.



Σχήμα 4.39: Επιλογή των βαθμίδων του ενισχυτή

## 4.7 Τελική επιλογή τοπολογίας και μεθόδου σχεδίασης

Ανάμεσα στις διάφορες τεχνικές που προσπαθήσαμε να χρησιμοποιήσουμε κατά τη διαδικασία της σχεδίασης του ενισχυτή προέκυψαν διάφορες δυσκολίες. Για παράδειγμα αρχικά έγινε απόπειρα υπολογισμού με βάση τους κύκλους σταθερού κέρδους όπου προσαρμόζουμε κάθε τρανζίστορ στο εύρος που μας ενδιαφέρει και κατόπιν τα ενώνουμε. Στη συνέχεια χρησιμοποιώντας το εργαλείο της βελτιστοποίησης (optimization) από το ADS προσπαθήσαμε να πάρουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Κάτι τέτοιο, όμως, δεν ήταν εφικτό διότι σε μερικά τα τρανζίστορ οι κύκλοι σταθερού κέρδους είτε προέκυπταν έξω από το χάρτη Smith, είτε για ορισμένες συχνότητες ήταν στο κάτω ημικύκλιο και για τις υπόλοιπες στο πάνω, πράγμα που καθιστούσε αδύνατο την έρευση του κατάλληλου κυκλώματος προσαρμογής σε όλο το εύρος συχνοτήτων. Ένας επιπλέον λόγος ήταν ότι οι βαθμίδες είναι πολλές με αποτέλεσμα να απαιτείται πολύ χρόνος για τους υπολογισμούς και το τελικό κύκλωμα ενδέχεται να μην ικανοποιεί της προδιαγραφές λόγω πολυπλοκότητας.

Στην τεχνολογία της μικροταινίας είναι απαγορευτικό να χρησιμοποιήσουμε ενισχυτή feedback, διότι αν σε ορισμένα τρανζίστορ ή σε όλο τον ενισχυτή βάλουμε ανατροφοδότηση τότε οι επιπλέον γραμμές θα δημιουργήσουν ένα πηνίο μεγάλης τιμής. Αυτό θα θέσει σε κίνδυνο την ευστάθειά του και κυρίως θα προκαλέσει σημαντική μείωση στο κέρδους του. Περιορισμός υπάρχει επίσης και στη χρήση πηνίων διότι τα στοιχεία αυτά είναι πολύ εύκολο να ταλαντώσουν κατά την υλοποίηση μικροκυματικών κυκλωμάτων. Οι πυκνωτές αποτελούν μεγάλο πρόβλημα όσο αφορά την ευστάθεια αν και είναι προτιμότερο να αποφεύγονται. Υπάρχουν και πυκνωτές που είναι απαραίτητοι κατά την ένωση των βαθμίδων με την είσοδο και έξοδο του ενισχυτή αλλά και μεταξύ τους. Αυτοί ονομάζονται πυκνωτές αποσύζευξης.

Ιδανικά, τα τρανζίστορ της αλυσίδας του σχήματος 4.39 πρέπει να είναι τοποθετημένα στην ίδια ευθεία και ενώνονται με γραμμές μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης  $50 \Omega$ . Κατά μήκος τους ενώνονται τα διάφορα stubs, δηλαδή ανοικτοκυκλώματα και βραχυκυκλώματα, ώστε να επιτύχουμε την προσαρμογή και το κέρδος που καθορίζουν οι προδιαγραφές. Διαπιστώσαμε ότι κάτι τέτοιο δεν ήταν δυνατό εξαιτίας, κυρίως, του μεγάλου αριθμού των βαθμίδων. Μία πιο εφικτή προσέγγιση είναι να μεταβάλλεται η τιμή της αντίστασης των γραμμών μεταφοράς, ώστε ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου της μίας βαθμίδας να ισούται με τον συζυγή συντελεστή ανάκλασης εξόδου της προηγούμενης βαθμίδας. Οι ακροδέκτες του ενισχυτή είναι τερματισμένοι στα  $50\Omega$ .

Με βάση τα παραπάνω καταλήξαμε στην εξής διαδικασία σχεδίασης:

Χωρίζουμε τον ενισχυτή σε δύο τμήματα των τριών τρανζίστορ και τα προσαρμόσουμε αναμένοντας το ανάλογο κέρδος. Κατόπιν ενώνουμε τις δύο τριάδες και εξαλείφουμε τυχόν προβλήματα εκτελώντας optimization. Η μελέτη των τρανζίστορ ανά τρία πλεονεκτεί έναντι των υπολοίπων συνδυασμών (πχ αν παίρναμε τρία τμήματα των δύο τρανζίστορ), διότι είναι

πιο εύκολο να αντιμετωπίσουμε τυχούσες διακυμάνσεις, ώστε να πετύχουμε τη σωστή προσαρμογή και να πάρουμε όσο πιο επίπεδο κέρδος γίνεται.

Εδώ, θα πρέπει να τονίσουμε ότι υπάρχουν κάποιοι βασικοί περιορισμοί της συγκεκριμένης τεχνολογίας που θα πρέπει να προσέξουμε. Το πρώτο είναι ότι δεν επιτρέπεται η χρήση βραχυκυκλωμένων στελεχών, διότι κατά την υλοποίηση ενός τέτοιου κυκλώματος σε μικροταινία δεν υπάρχει τρόπος βραχυκύκλωσης προς τη γη. Το δεύτερο είναι ότι θα πρέπει να αποφύγουμε τις high Q γραμμές μεταφοράς, δηλαδή το πλάτος  $W$  μιας γραμμής να μην είναι δυσανάλογο του μήκους της  $L$ . Τέλος, σημαντικό είναι να τηρήσουμε τους κανόνες ελάχιστης απόστασης μεταξύ παράλληλων γραμμών μεταφοράς και ελάχιστης διατομής των οπών που οδηγούν στη γη.

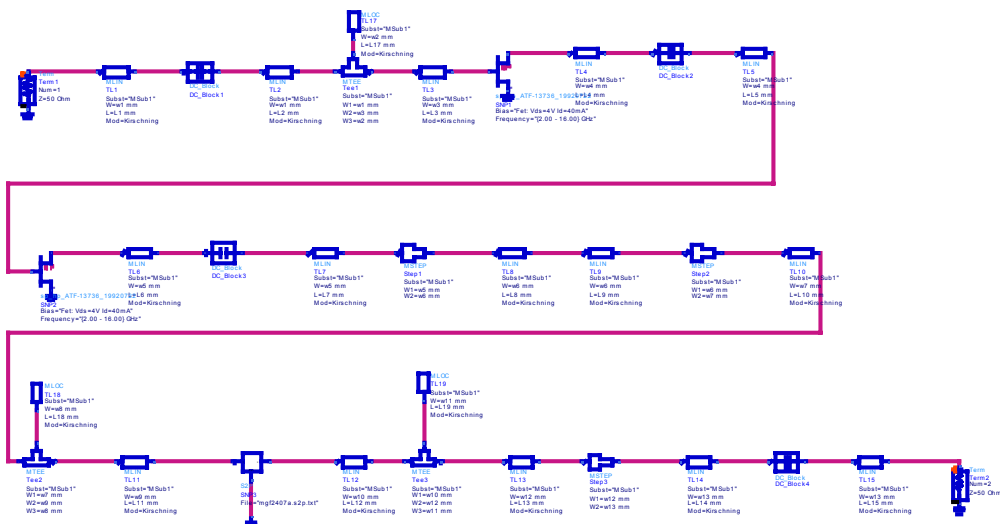
Με βάση, λοιπόν, τα θεωρητικά στοιχεία που παρουσιάστηκαν για τη σχεδίαση ενισχυτών, αλλά και τους διάφορους πρακτικούς και κατασκευαστικούς κανόνες προχωρήσαμε στη σχεδίαση του ενισχυτή.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

## ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ ΣΤΑ 8-12 GHz

### 5.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα παραθέσουμε το τελικό στάδιο σχεδίασης του ενισχυτή. Περιγράφουμε την μέθοδο που εφαρμόσαμε, πως υλοποιήσαμε το κύκλωμα, τις βελτιστοποιήσεις που απαιτήθηκαν και πως φτάσαμε στα τελικά αποτελέσματα. Κατόπιν, παρουσιάζουμε τη φυσική σχεδίαση του ενισχυτή, δηλαδή το layout και την ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση των γραμμών μεταφοράς του, ώστε να διαπιστώσουμε αν εμφανίζονται φαινόμενα σύζευξης. Τέλος, ολοκληρώνουμε τη σχεδίαση με τα κυκλώματα της πόλωσης και της dc τροφοδοσίας που είναι απαραίτητα για τη λειτουργία των MESFET.



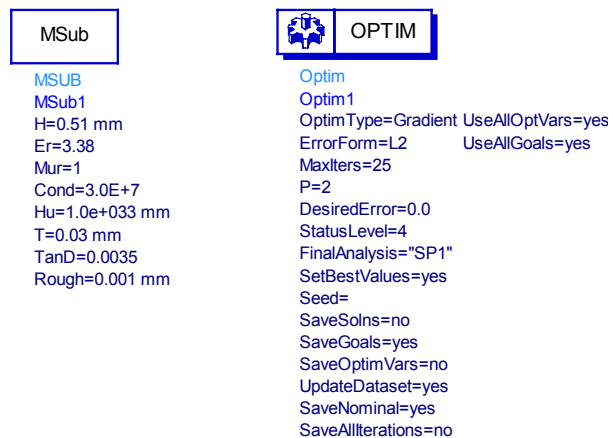
Σχήμα 5.1: Σχηματικό της πρώτης τριάδας τρανζίστρο

## 5.2 Σχεδίαση των τριών πρώτων βαθμίδων του ενισχυτή

Στο προηγούμενο κεφαλαίο είδαμε ότι το πρώτο τμήμα του ενισχυτή αποτελείται από δυο ATF13736 και ένα MGF2407A. Με βάση της S παραμέτρους των τρανζίστορ σχεδιάζουμε το παρακάτω κύκλωμα.

Στο κύκλωμα του σχήματος 5.1 βλέπουμε ότι στη θέση των πυκνωτών αποσύζευξης αρχικά βάζουμε DC\_Block. Στο τελικό σχέδιο θα τα αντικαταστήσουμε με πυκνωτές μεγάλης τιμής, ώστε να αποκόπτονται τα dc σήματα, ενώ τα RF να διαδίδονται ανέπαφα.

Επίσης, για την εκτέλεση της προσομοίωσης χρειάζεται η επιλογή Tlines-Microstrip→MSUB όπου εισάγουμε τα στοιχεία της τεχνολογίας κατασκευής το οποίο φαίνεται στο σχήμα 5.2. Στο ίδιο σχήμα δείχνουμε και την επιλογή Optim/Stat/Yield/DOE→Optim με την οποία εκτελούμε τη βελτιστοποίηση. Η ανάλυση και προσαρμογή του κυκλώματος γίνεται με προσομοίωση των S παραμέτρων και τα αποτελέσματα εξάγονται από την παράμετρο VAR.



Σχήμα 5.2: Τα Components Msub και Optim

Στα σχηματικά των κυκλωμάτων που θα ακολουθήσουν χρησιμοποιήθηκαν τα εξής μοντέλα μικροταινιών, με δεδομένα τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος και του αγωγού:

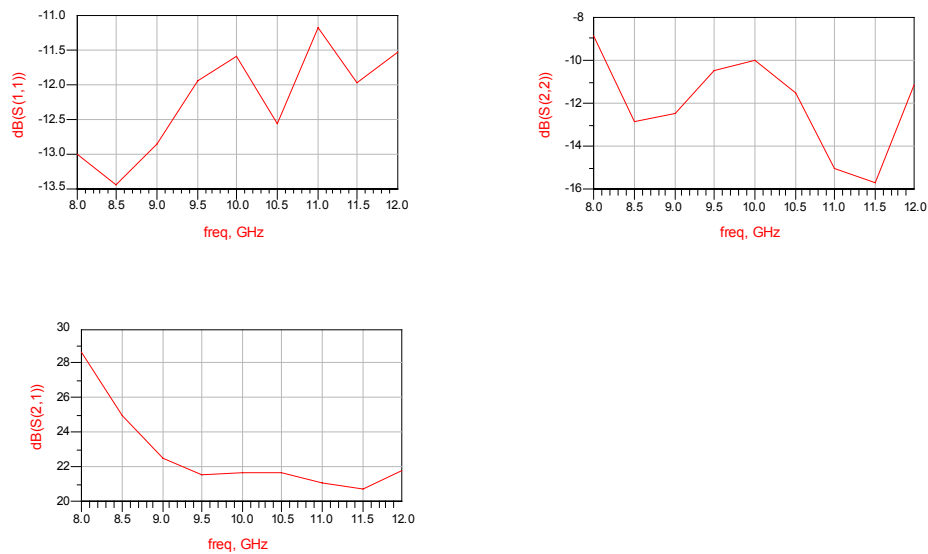
- **MLIN:** Απλή γραμμή μεταφοράς
- **MLEF, MLOC:** Ανοικτοκυκλώματα
- **MSTEP:** Μεταβολή πλάτους
- **MTEE:** Ένωση τριών στοιχείων σε ένα σημείο
- **MCROS:** Ένωση τεσσάρων στοιχείων σε ένα σημείο

Ακόμη κάθε στόχος προς επίτευξη ορίζεται από την επιλογή Goal:

GOAL	GOAL	GOAL
Goal OptimGoal1 Expr="dB(S(1,1))" SimInstanceName="SP1" Min= Max=-12 Weight= RangeVar[1]="freq" RangeMin[1]=8 GHz RangeMax[1]=12 GHz	Goal OptimGoal2 Expr="dB(S(2,2))" SimInstanceName="SP1" Min= Max=-12 Weight= RangeVar[1]="freq" RangeMin[1]=8 GHz RangeMax[1]=12 GHz	Goal OptimGoal3 Expr="dB(S(2,1))" SimInstanceName="SP1" Min=23 Max= Weight= RangeVar[1]="freq" RangeMin[1]=8 GHz RangeMax[1]=12 GHz

**Σχήμα 5.3:** Στόχοι προσαρμογής του πρώτου τμήματος

Παρακάτω παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της ανάλυσης. Παρατηρούμε ότι το κύκλωμα του σχήματος 5.1 είναι κατάλληλο για να χρησιμοποιηθεί στον τελικό ενισχυτή αφού ήδη μας δίνει αποτελέσματα που βρίσκονται εντός των προδιαγραφών.

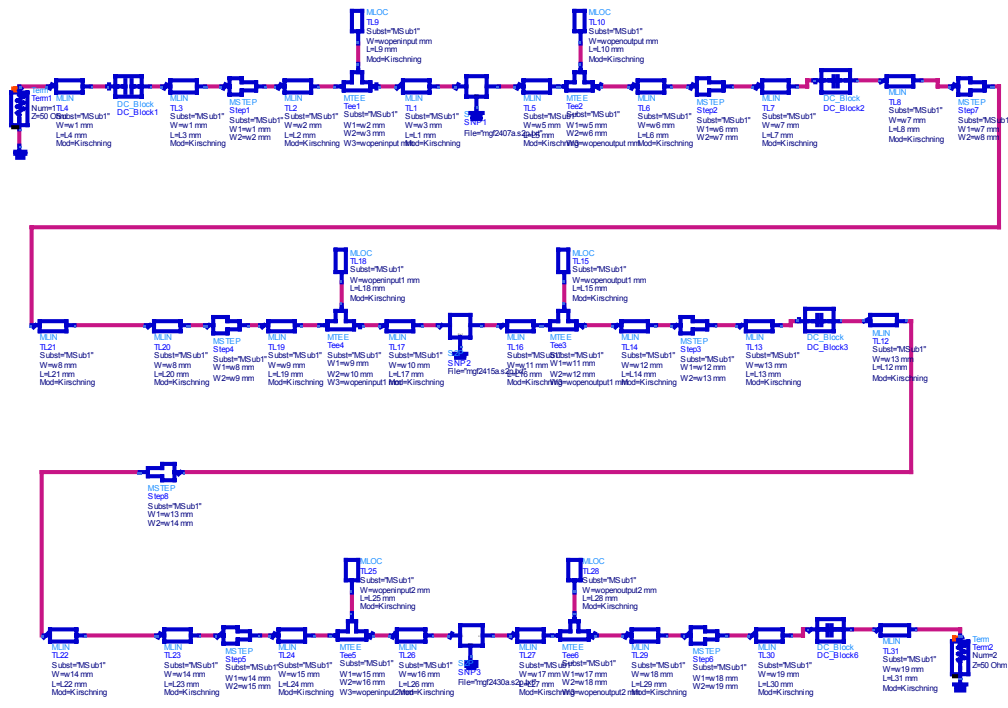


**Σχήμα 5.4:** Αποτελέσματα προσομοίωσης της πρώτης τριάδας

Δεν έγιναν περαιτέρω προσομοιώσεις, διότι όταν θα ενωθούν τα δύο τμήματα αναμένεται μία μικρή μεταβολή των χαρακτηριστικών τους. Από τις καμπύλες βλέπουμε ότι η  $S(1,1)$  είναι κάτω από  $-11$ dB, η  $S(2,2)$  κάτω από  $-10$ dB και η  $S(2,1)$  που εκφράζει το κέρδος πάνω από 21 dB. Οι τιμές αυτές είναι πολύ ικανοποιητικές και μας παρέχουν το περιθώριο να αντιμετωπίσουμε ενδεχόμενες διακυμάνσεις από τα αποτελέσματα του δεύτερου τμήματος.

### 5.3 Σχεδίαση του δεύτερου τμήματος του ενισχυτή

Αντίστοιχα, για την τριάδα των MGF2407A, MGF2415A και MGF2430A υλοποίησα το ακόλουθο κύκλωμα :



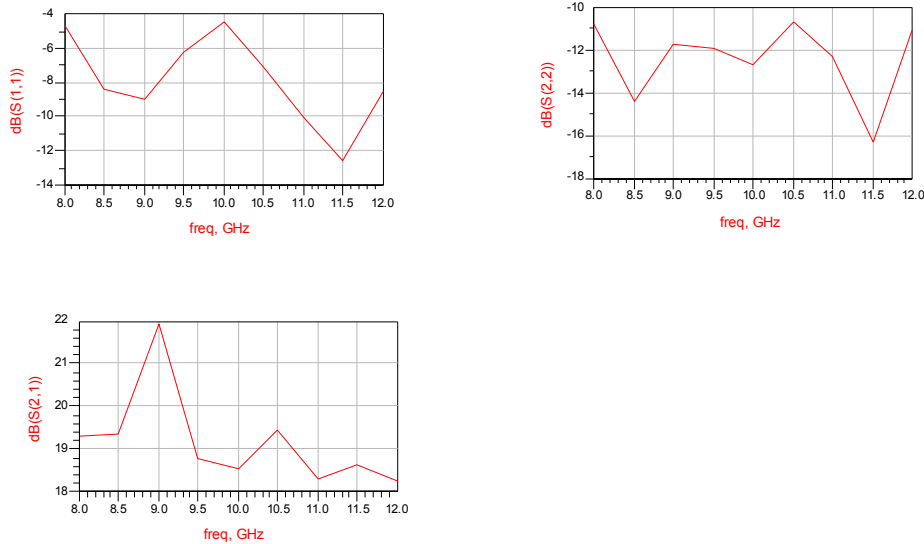
Σχήμα 5.5: Σχηματικό του δεύτερου τμήματος του ενισχυτή

Σε αυτό το τμήμα προσπαθώ να καλύψω τις ελλείψεις του πρώτου κυκλώματος, δηλαδή να πετύχω καλύτερο συντελεστή ανάκλασης στη θύρα 2 και να έχω αυξημένο κέρδος στις συχνότητες εκείνες που στο πρώτο κύκλωμα παρατηρείται πτώση κάτω του επιθυμητού. Τα Goals σε αυτή την περίπτωση είναι:

GOAL	GOAL	GOAL
<b>Goal</b> OptimGoal1 Expr="dB(S(1,1))" SimInstanceName="SP1" Min= Max=-12 Weight= RangeVar[1]="freq" RangeMin[1]=8 GHz RangeMax[1]=12 GHz	<b>Goal</b> OptimGoal2 Expr="dB(S(2,2))" SimInstanceName="SP1" Min= Max=-12 Weight=10 RangeVar[1]="freq" RangeMin[1]=8 GHz RangeMax[1]=12 GHz	<b>Goal</b> OptimGoal3 Expr="dB(S(2,1))" SimInstanceName="SP1" Min=20 Max= Weight=8 RangeVar[1]="freq" RangeMin[1]=8 GHz RangeMax[1]=12 GHz

Σχήμα 5.6: Στόχοι προσαρμογής για το δεύτερο τμήμα

Η ανάλυση έδωσε τα παρακάτω αποτελέσματα :



**Σχήμα 5.7:** Αποτελέσματα προσαρμογής για την δεύτερη τριάδα

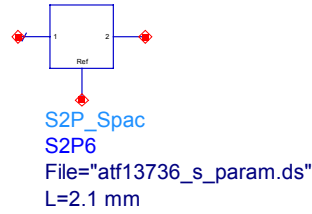
Διαπιστώνω ότι το συγκεκριμένο κύκλωμα είναι σε θέση να μου δώσει τα επίπεδα των παραμέτρων σκέδασης που θέλω. Η  $S(2,2)$ , που θα αποτελέσει και την  $S(2,2)$  του ενισχυτή, είναι κάτω από τα  $-12\text{dB}$  και το  $S(2,1)$  είναι αρκετά πιο υψηλό από αυτό που θέλουμε. Η  $S(1,1)$  δεν είναι και τόσο ικανοποιητική και απαιτεί επιπλέον βελτιστοποίηση.

## 5.4 Προσομοίωση όλων των βαθμίδων

Το επόμενο βήμα είναι να ενώσουμε τα δύο τμήματα αντικαθιστώντας τα DC\_Block με κανονικούς πυκνωτές της σειράς ATC100A, που είναι οι κατάλληλοι για μικροκυματικές συχνότητες. Η κατάλληλη τιμή χωρητικότητας βρέθηκε από προσομοιώσεις του κυκλώματος ότι είναι  $1\text{ pF}$ .

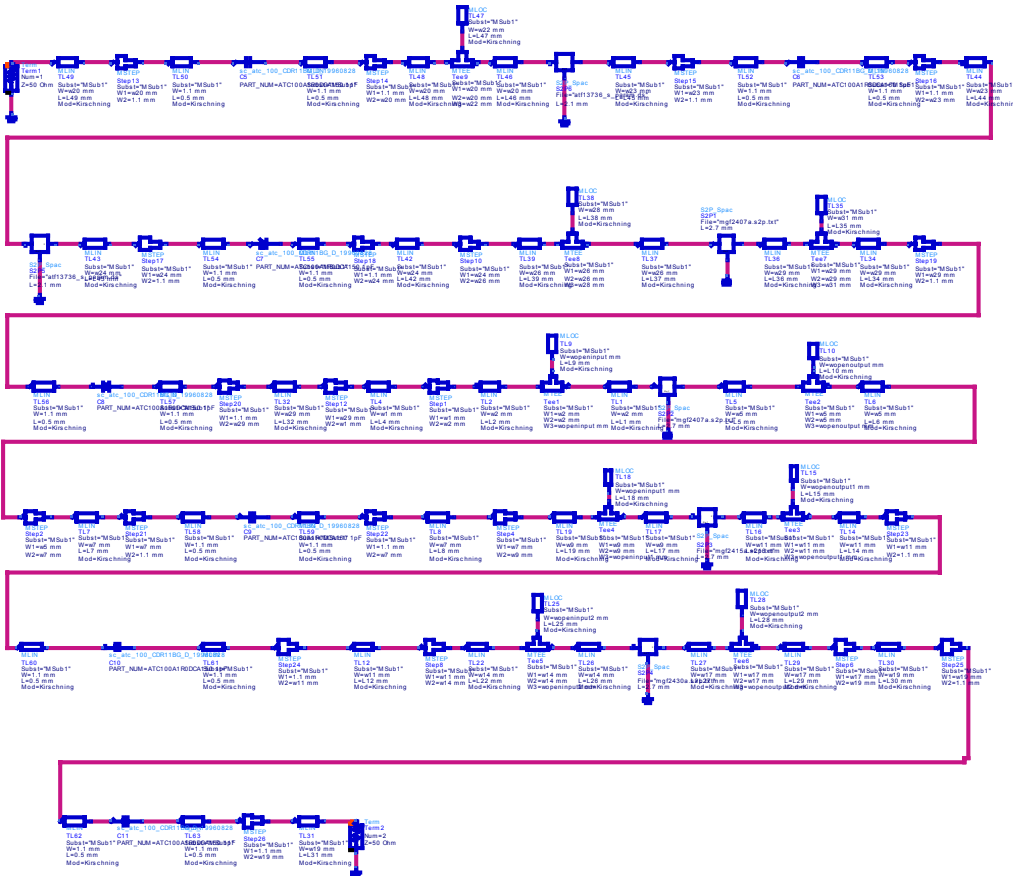
Επίσης, αντικαταστήσαμε κάθε τρανζίστορ με ένα δίθυρο το οποίο έχει και την πληροφορία για το layout. Επιλέγεται από το Library Components  $\rightarrow$  Analog/RF  $\rightarrow$  Lumped\_With Art Work  $\rightarrow$  S2P\_Spac, το σχηματικό του οποίου βλέπουμε στο σχήμα 5.8. Το L αντιπροσωπεύει το κενό που απαιτείται μεταξύ των Gate και Drain στο layout, όπως αυτό υπολογίζεται από τα φύλλα προδιαγραφών του κατασκευαστή για την χειρότερη περίπτωση ανοχής σφάλματος.





Σχήμα 5.8: Σχηματικό δίθρου

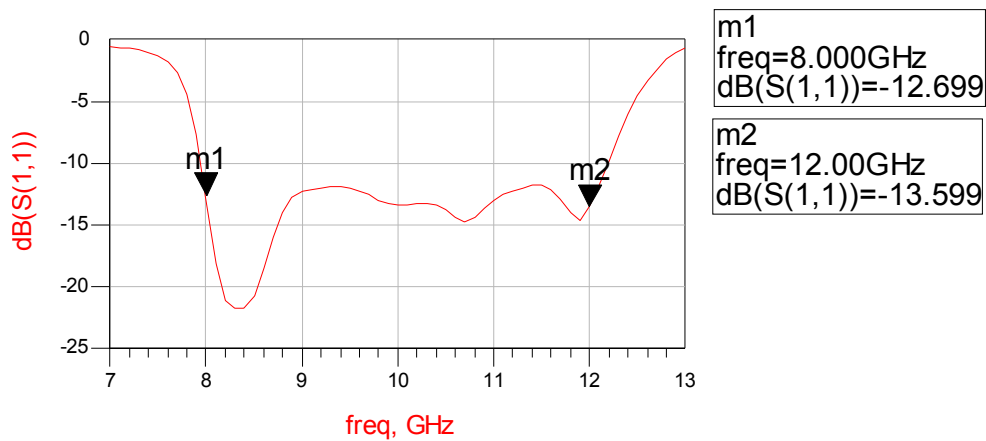
Το κύκλωμα όλου του ενισχυτή παρουσιάζεται παρακάτω :



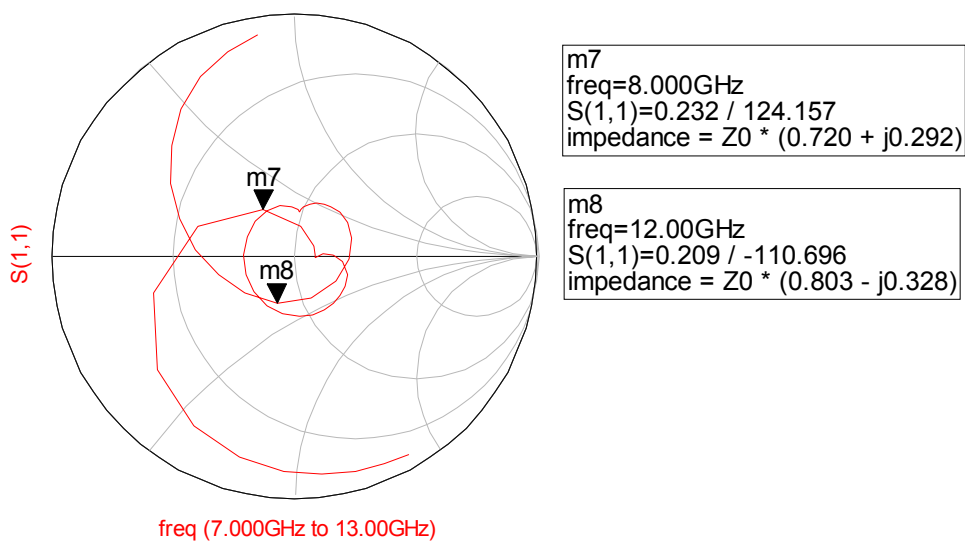
Σχήμα 5.9: Σχηματικό όλων των βαθμίδων του ενισχυτή

Από το κύκλωμα 5.9 πήραμε τα ακόλουθα αποτελέσματα προσομοιώσεων:

Ο συντελεστής ανάκλασης  $S(1,1)$  σε dB και σε χάρτη Smith δίνεται στα σχήματα 5.10 και 5.11:



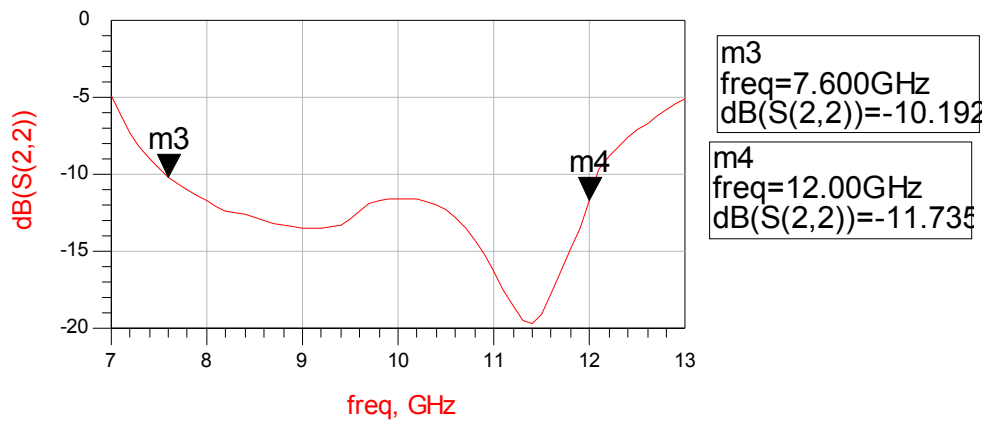
**Σχήμα 5.10:** Η παράμετρος σκέδασης S(1,1)



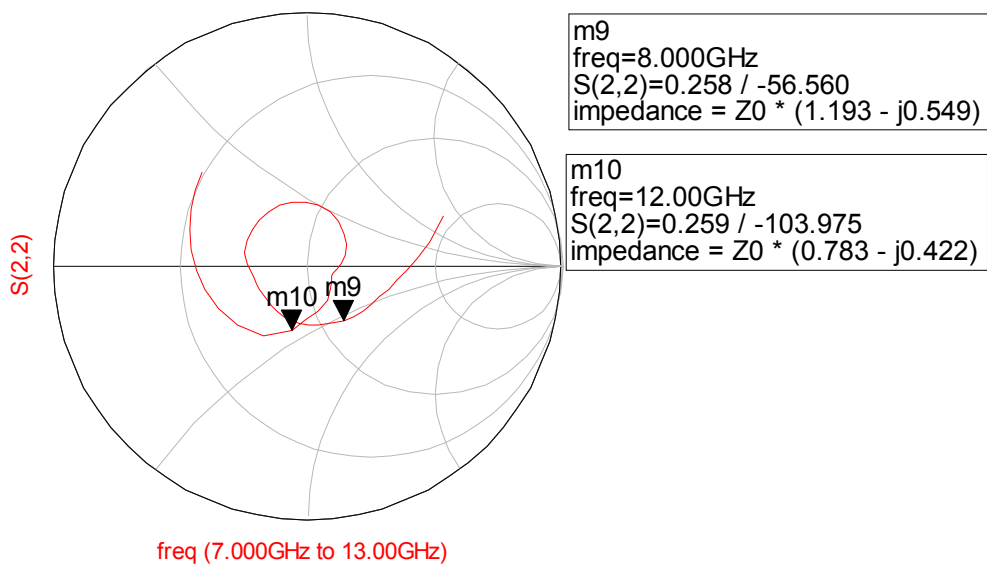
**Σχήμα 5.11:** Η S(1,1) σε χάρτη Smith

Από τις παραπάνω γραφικές συμπεραίνουμε ότι η απαίτηση για S(1,1) μικρότερη των -10 dB ικανοποιείται σε όλο το επιθυμητό εύρος ζώνης και αυτό πιστοποιείται από τον χάρτη Smith όπου η S(1,1) είναι γύρω από τα 50Ω.

Αντίστοιχα για την S(2,2) προκύπτει:



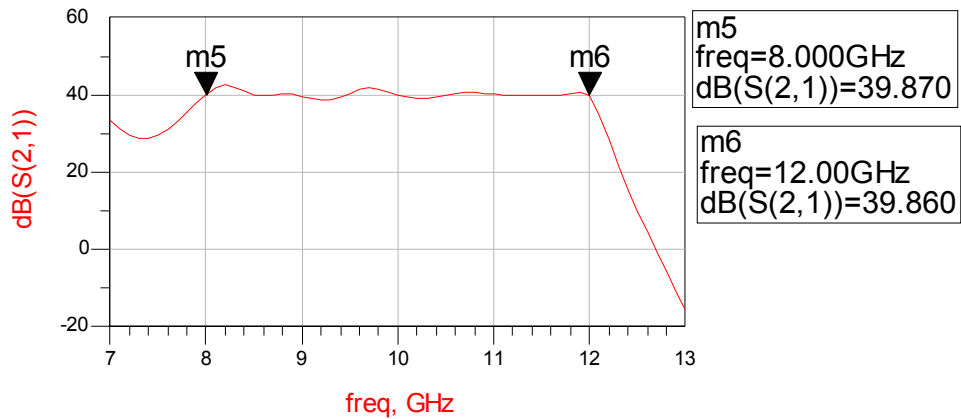
**Σχήμα 5.12:** Η παράμετρος σκέδασης S(2,2)



**Σχήμα 5.13:** Η S(2,2) στο χάρτη Smith

Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι και εδώ η προδιαγραφή για S(2,2) μικρότερη των -10 dB ικανοποιείται.

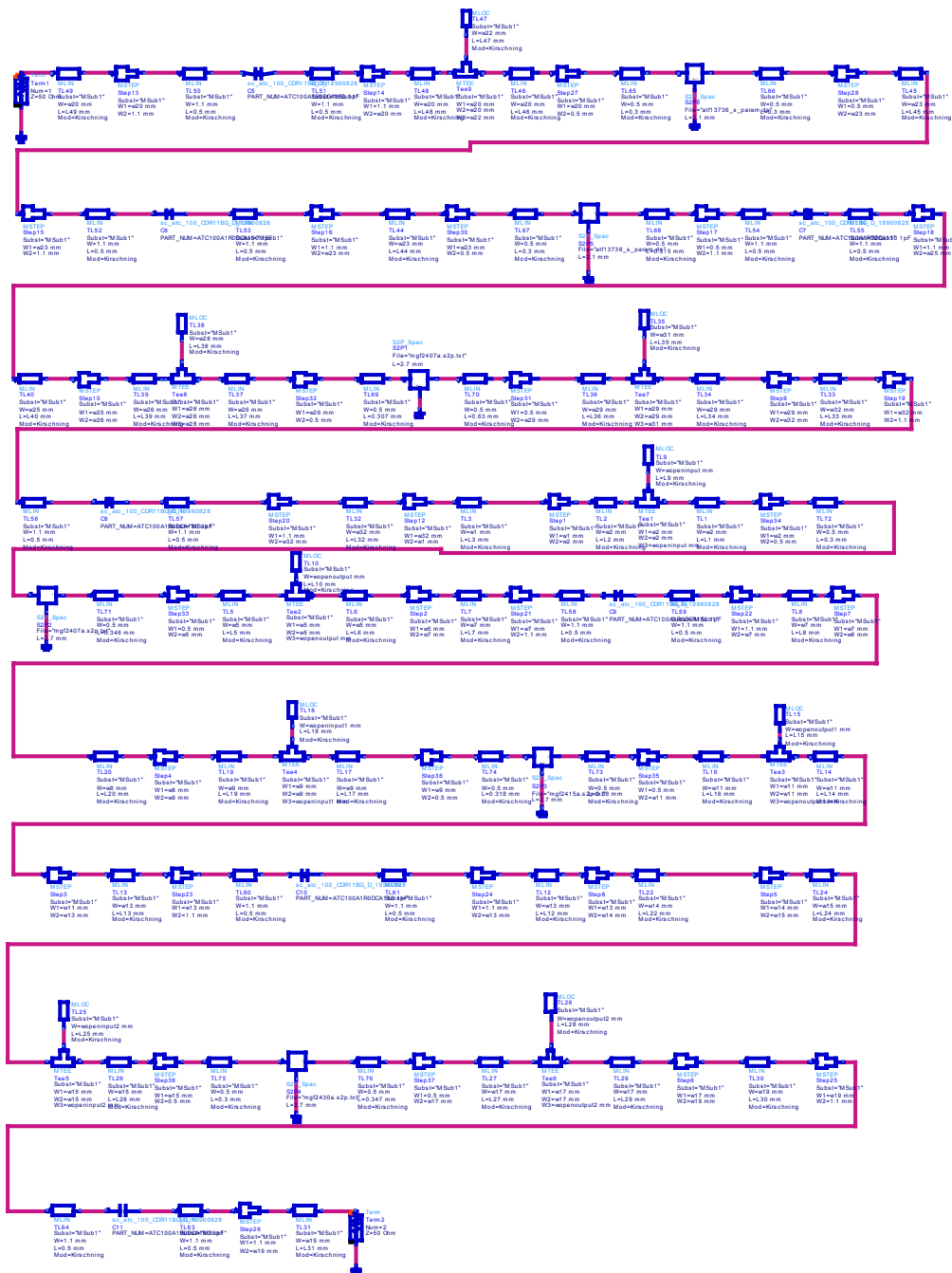
Τέλος, για τον συντελεστή S(2,1) που εκφράζει το κέρδος έχουμε:



**Σχήμα 5.14:** Το κέρδος S(2,1)

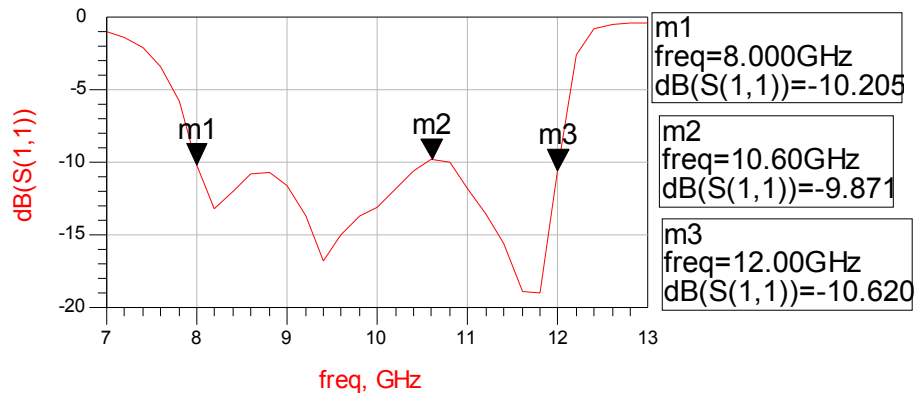
Βλέπουμε, λοιπόν, ότι η προδιαγραφή του κέρδους για 40 dB έχει ήδη ικανοποιηθεί. Μάλιστα παρατηρούμε ότι είναι επίπεδο κέρδος, δηλαδή χωρίς ιδιαίτερες διακυμάνσεις, σε όλο το εύρος των 8-12 GHz. Επίσης μετά την συχνότητα των 12 GHz, πετύχαμε το κέρδος να πέφτει τουλάχιστον κατά 50 dB μέσα στο επόμενο 1 GHz κάτι το οποίο είναι ιδιαίτερα επιθυμητό.

Άρα, παρατηρούμε ότι αυτή η διάταξη δίνει τα αποτελέσματα που θέλουμε. Χρειάζεται, όμως, να γίνουν ορισμένες βελτιστοποιήσεις ώστε οι γραμμές μεταφοράς να έχουν το κατάλληλο πλάτος στα σημεία που θα τοποθετηθούν τα τρανζίστορ, να ικανοποιούν τις απαιτήσεις ενός καλού layout και να αποφευχθούν οι high-Q γραμμές μεταφοράς. Έτσι, το κύκλωμα τροποποιήθηκε ως εξής.

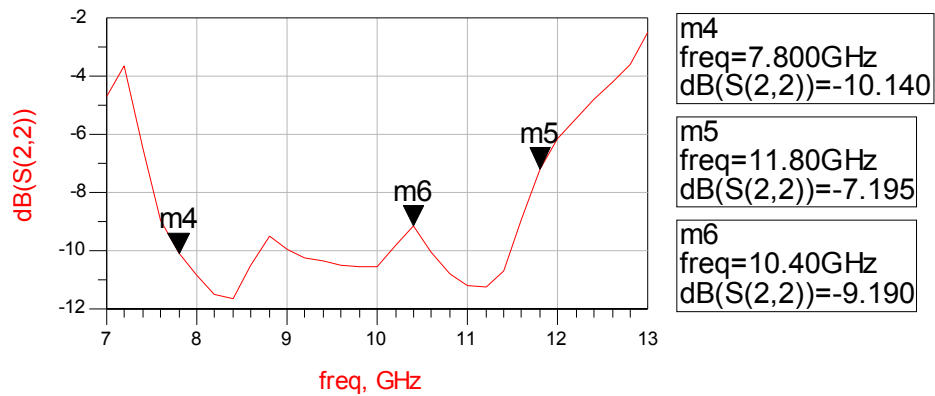


Σχήμα 5.15: Σχηματικό τελικής μορφής ενισχυτή

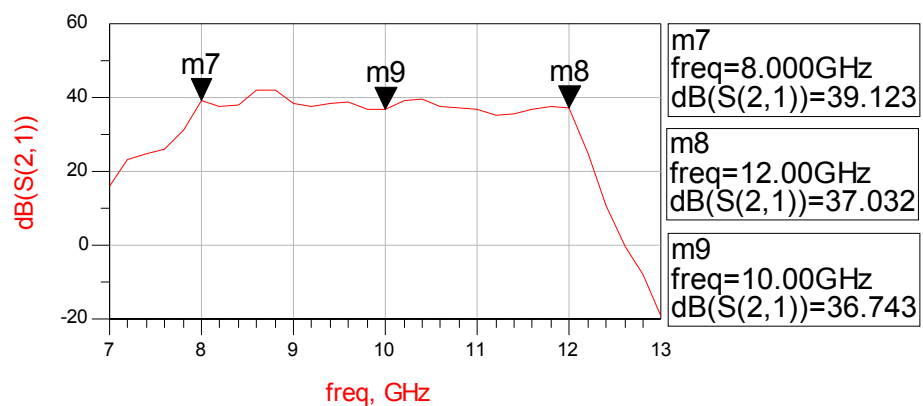
Οι S παράμετροι που προκύπτουν από την προσομοίωση δίνονται στα ακόλουθα σχήματα:



Σχήμα 5.16: Ο συντελεστής ανάκλασης S(1,1)



Σχήμα 5.17: Η παράμετρος S(2,2)



Σχήμα 5.18: Ο συντελεστής S(2,1)

Από τις παραπάνω καμπύλες παρατηρούμε ότι οι παραμέτροι σκέδασης χειροτέρεψαν λίγο. Ωστόσο, αυτό ήταν το καλύτερο αποτέλεσμα που μπορούσε να επιτευχθεί επειδή καμία άλλη μέθοδος δεν το βελτίωνε και έτσι αναγκαστήκαμε να το αποδεχθούμε. Σε περίπτωση που χρειάζεται να κάνουμε κάποιον άλλο συμβιβασμό π.χ. ως προς το κέρδος τότε τοποθετώντας έναν εξασθενητή 2 dB το μειώνουμε ελαφρώς, αλλά βελτιώνουμε την προσαρμογή.

Ακολούθως γίνεται ο τελικός έλεγχος ευστάθειας του κυκλώματος. Από το Library\_Component→Simulation\_S\_Param επιλέγουμε τα StabFact :Rollett Stability Factor (K) και StabMeas. Τα σχηματικά τους δίνονται στο σχήμα 5.19, ενώ στο 5.20 παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της ευστάθειας.

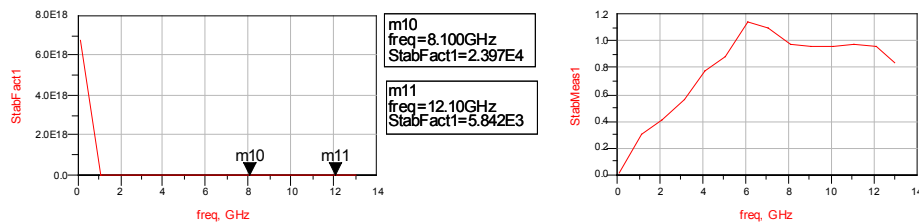


StabFact  
StabFact1  
StabFact1=stab\_fact(S)



StabMeas  
StabMeas1  
StabMeas1=stab\_meas(S)

**Σχήμα 5.19:** Οι επιλογές για την ευστάθεια



**Σχήμα 5.20:** Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων ευστάθειας

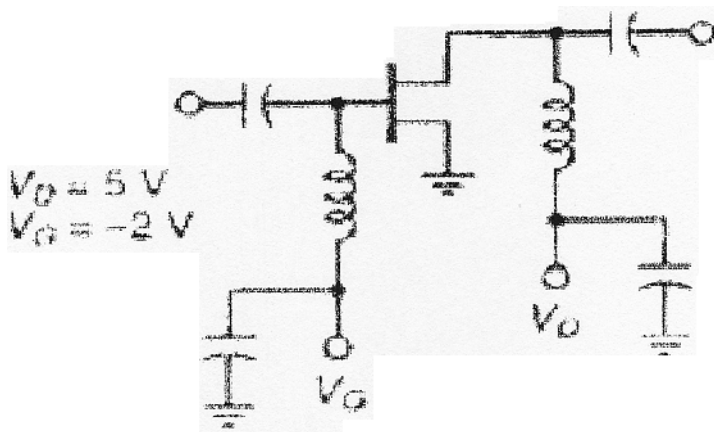
Για να έχουμε ευστάθεια πρέπει ο συντελεστής ευστάθειας K να είναι μεγαλύτερος της μονάδας. Επιπλέον, ο συντελεστής b «καθορισμού ευστάθειας» (stability measure), που δίνεται από τη σχέση:

$$b = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2$$

πρέπει να είναι θετικός. Και οι δύο απαιτήσεις ικανοποιούνται, άρα το κύκλωμα μας είναι ευσταθές.

## 5.5 Σχεδίαση των κυκλωμάτων πόλωσης

Απαραίτητη προϋπόθεση ορθής λειτουργίας του ενισχυτή είναι η σωστή πόλωση των FET. Από τα προτεινόμενα κυκλώματα πόλωσης των FET που αναφέρονται στη βιβλιογραφία επιλέξαμε αυτό του σχήματος 5.21.



Σχήμα 5.21: Βασικό κύκλωμα πόλωσης

Η διαδικασία που ακολουθούμε για να πολώσουμε τόσο την πύλη όσο και την υποδοχή είναι η ίδια. Το πηνίο και ο πυκνωτής που φαίνονται στο σχήμα αντικαθίστανται με γραμμές μεταφοράς  $l_g/4$ . Η επιλογή του μήκους τους έγινε ώστε η είσοδος του DC κυκλώματος να φαίνεται από την RF αλυσίδα ως ανοικτοκύκλωμα και κατά συνέπεια τα RF σήματα να μη διέρχονται από εκεί. Τα μήκη αυτά υπολογίστηκαν με χρήση του ADS, ώστε ο συντελεστής ανάκλασης που θα προκύψει να είναι τοποθετημένος στο δεξί άκρο του χάρτη Smith, όπου θα έχει μέτρο μονάδα και φάση μηδέν, για το εύρος που θέλουμε.

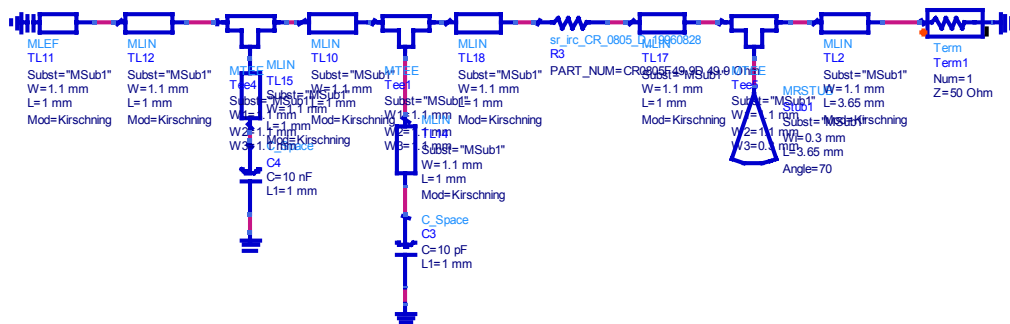
Η σωστή σχεδίαση του κυκλώματος προϋποθέτει πως η συμπεριφορά του, στις συχνότητες λειτουργίας του ενισχυτή, δεν θα επηρεαστεί από οτιδήποτε κι αν συνδεθεί δεξιά του (σχήμα 5.21). Στο υπόλοιπο κύκλωμα πόλωσης τοποθετήσαμε δυο πυκνωτές, έναν πολύ μικρής χωρητικότητας 10 pF και έναν μεγάλης 10 nF. Σκοπός τους είναι να αποκόπτουν τα υψηλόσυχνα και χαμηλόσυχνα σήματα που προέρχονται από την RF αλυσίδα ή τις αρμονικές που παράγει το FET. Πρώτα τοποθετούμε τον πυκνωτή μικρής χωρητικότητας που κόβει τα υψηλόσυχνα σήματα επειδή παρουσιάζει μικρότερες ατέλειες από τον άλλο και έτσι θα επηρεάσει λιγότερο το RF τμήμα. Η αντίσταση στην πύλη έχει μια τυπική τιμή 50  $\Omega$  αφού δε διαρρέεται από ρεύμα, ενώ η αντίσταση στην υποδοχή υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο:

$$R_d = \frac{V_{dd} - V_{ds}}{I_d}$$

όπου  $V_{ds}$  και  $I_d$  είναι η τάση και το ρεύμα στην υποδοχή και το  $V_{dd}$  η τάση τροφοδοσίας της. Στο κύκλωμα μας, αφού ελέγξαμε τα data sheets των τρανζιστορ, είδαμε ότι: για το ATF13736 έχω  $V_{DS}=4V$ ,  $I_{DS}=40mA$ , για το



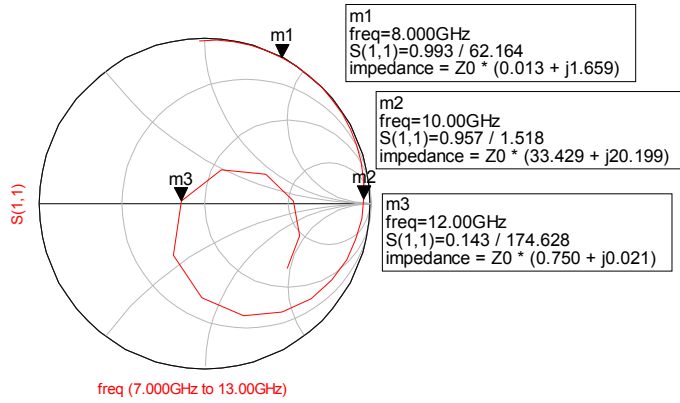
MGF2407A έχω  $V_{DS}=10V$ ,  $I_{DS}=75mA$ , για το MGF2415A έχω  $V_{DS}=10V$ ,  $I_{DS}=150mA$ , για το MGF2430A έχω  $V_{DS}=10V$ ,  $I_{DS}=300mA$ . Βάση αυτών και δεδομένης της  $V_{dd}$  υπολογίσαμε τις αντιστάσεις υποδοχής. Από το κύκλωμα της dc τροφοδοσίας που σχεδιάσαμε, και θα δούμε στο σχήμα 5.38, η  $V_{dd}$  προέκυψε 10.24V. Άρα για τα παραπάνω τρανζίστορ προέκυψαν αντίστοιχα οι εξής τιμές των αντιστάσεων: 156 Ω, 3.2 Ω, 1.6 Ω και 0.8 Ω. Οι αντιστάσεις που θα χρησιμοποιηθούν είναι της σειράς CR0805, οι οποίες αντέχουν ισχύ μέχρι 250 mW. Βάση των αντιστάσεων που υπολογίσαμε και του εκάστοτε  $I_{DS}$  βρίσκουμε την ισχύ στην κάθε αντίσταση. Διαπιστώνουμε ότι για την περίπτωση των 156Ω θα πρέπει να τοποθετήσουμε παράλληλα δυο αντιστάσεις διπλάσιας τιμής, ώστε να αντέχουν αυτή την ισχύ, διότι είμαστε στα όρια αντοχής τους. Η αντίσταση μπαίνει στην συγκεκριμένη θέση όπως θα δούμε στο κύκλωμα του σχήματος 5.22, διότι έτσι κάνει το κύκλωμα πιο ανθεκτικό σε περίπτωση εμφάνισης κάποιας διάθεσης ταλάντωσης. Το σχηματικό του ολοκληρωμένου κυκλώματος πόλωσης φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 5.22: Κύκλωμα πόλωσης

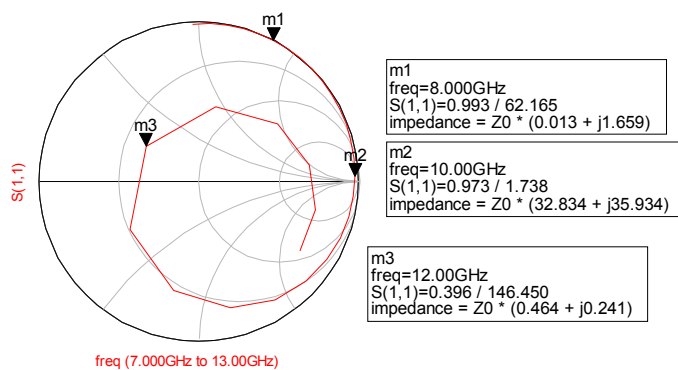
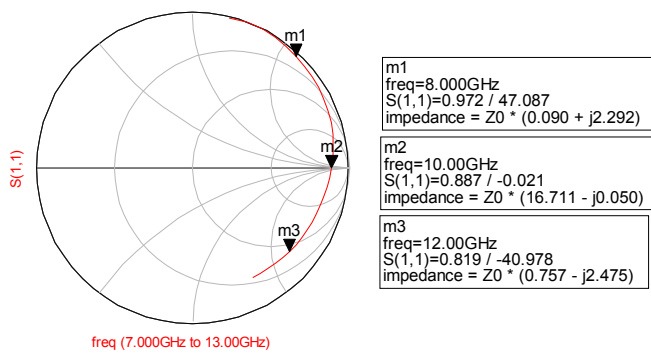
Παρατηρούμε ότι χρησιμοποιήσαμε ένα radial stub, διότι με αυτό μπορούμε να ικανοποιήσουμε σε μεγαλύτερο βαθμό την απαίτηση για το  $S(1,1)$ . Θα δούμε από τις γραφικές που ακολουθούν ότι αυτό είναι πολύ δύσκολο να το καταφέρουμε σε όλο το εύρος των 8-12 GHz που θέλουμε. Ως άμεση συνέπεια αυτού είναι ότι όταν θα προσθέσουμε τα κυκλώματα πόλωσης στο RF τμήμα που σχεδιάσαμε προηγουμένως τα αποτελέσματα θα είναι ελαφρώς χειρότερα.

Για το  $S(1,1)$  που αφορά το κύκλωμα πόλωσης για το gate έχουμε:

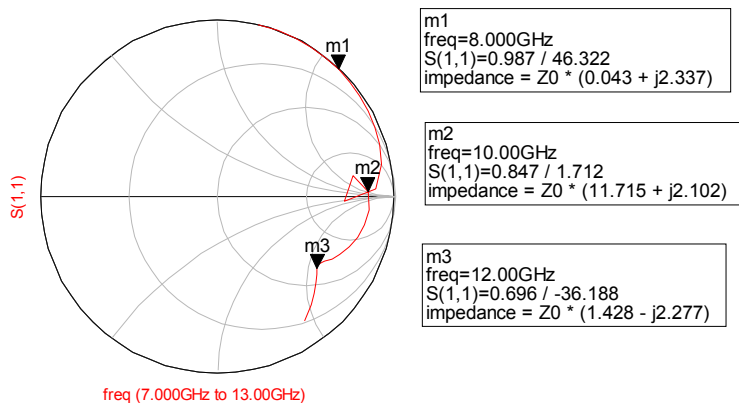


**Σχήμα 5.23:** Συντελεστής ανάκλασης του κυκλώματος πόλωσης για το gate των τρανζίστορ

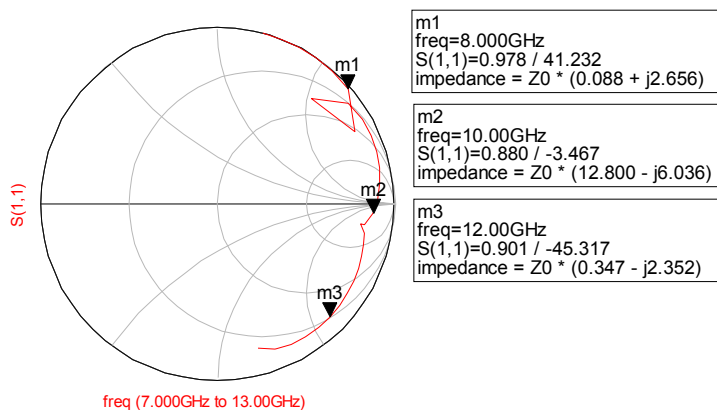
Για τα drain των ATF13736, MGF2407A, MGF2415A και MGF2430A η S(1,1) προκύπτει:



**Σχήμα 5.25:** Αποτέλεσμα για την πόλωση του drain στο MGF2407A



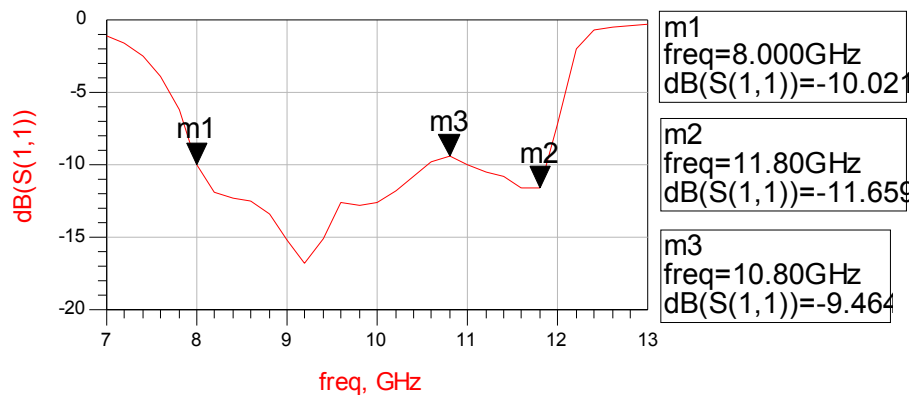
**Σχήμα 5.26:** Αποτέλεσμα ανάκλασης στο drain του MGF2415A



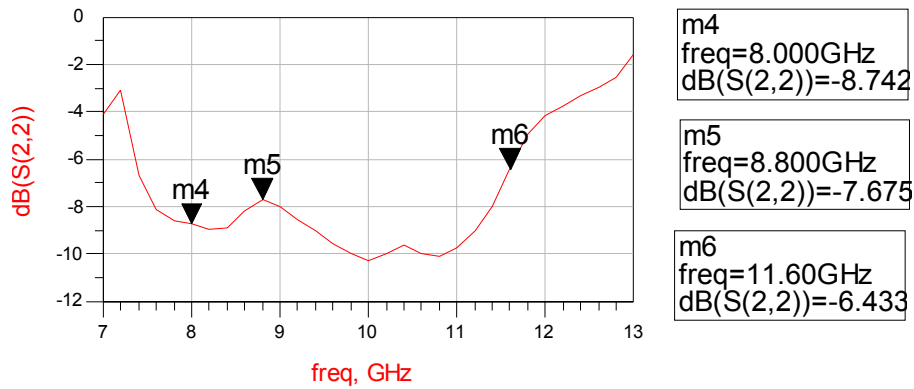
**Σχήμα 5.27:** Αποτέλεσμα για την πόλωση του drain στο MGF2430A

## 5.6 Τελική μορφή ενισχυτή

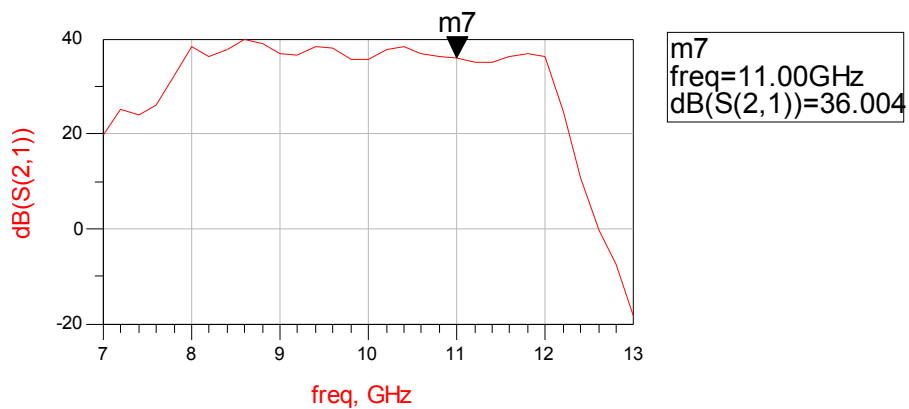
Αν ενώσουμε το RF τμήμα του ενισχυτή που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 5.4 με τα κυκλώματα πόλωσης θα πάρουμε από την προσομοίωση τα εξής αποτελέσματα για τις παραμέτρους σκέδασης S(1,1), S(2,2) και S(2,1):



**Σχήμα 5.28:** Αποτέλεσμα για την S(1,1) στο τελικό κύκλωμα του ενισχυτή



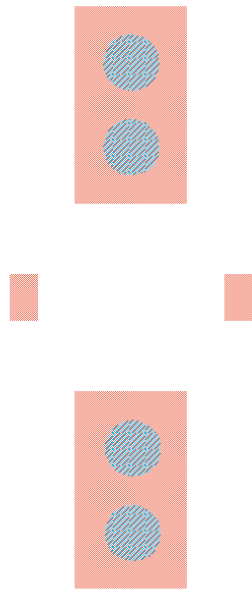
**Σχήμα 5.29:** Τελική μορφή για τον συντελεστή S(2,2)



**Σχήμα 5.30:** Το κέρδος S(2,1) στο τελικό κύκλωμα του ενισχυτή

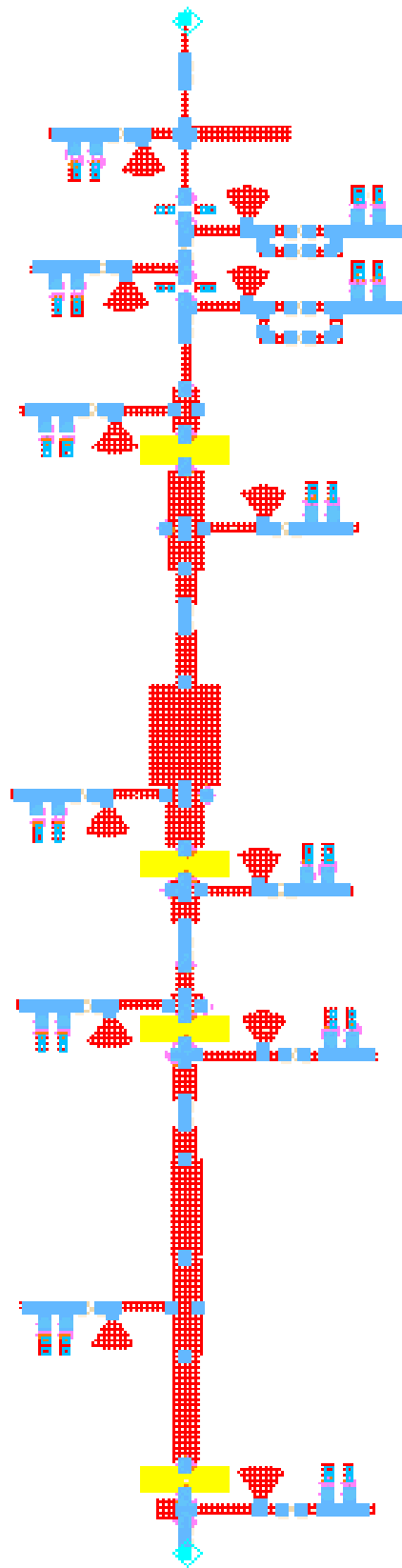
Συμπεραίνουμε, λοιπόν, ότι κατά την πρόσθεση των κυκλωμάτων πόλωσης στο RF τμήμα τα αποτελέσματα χειροτερεύουν. Ο λόγος είναι ότι τα dc feed δεν εξασφαλίζουν την απαίτηση να είναι η  $S(1,1)$  στο δεξί άκρο του χάρτη Smith σε όλο το επιθυμητό εύρος.

Στην συνέχεια, έπρεπε να γίνει η μεταφορά του κυκλώματος σε μορφή layout. Το layout, όπως γνωρίζουμε, είναι η φυσική μορφή του τελικού κυκλώματος, όπως αυτό θα υλοποιηθεί. Για να γίνει αυτή η μεταφορά, πρέπει να λάβουμε υπ' όψιν πολλές σχεδιαστικές παραμέτρους, όπως τις ελάχιστες αποστάσεις μεταξύ των στοιχείων, το ελάχιστο πάχος των γραμμών, το μέγεθος των στοιχείων κ.λ.π. Ταυτόχρονα, πρέπει να ενσωματώσουμε το layout στοιχείων των οποίων δεν υπάρχει στο ADS και που σχεδιάστηκαν από εμάς. Για παράδειγμα στο σχήμα 5.31 δίνεται το layout του ATF13736 που σχεδιάστηκε βάση των αποστάσεων που δίνει ο κατασκευαστής στα data sheets.



**Σχήμα 5.31:** Layout για το τρανζίστορ ATF13736

Τα τρανζίστορ MGF2407A, MGF2415A, MGF2430A πρέπει να βιδωθούν πάνω στην πλακέτα. Για το λόγο αυτό ανοίγεται μια τρύπα στο υπόστρωμα κατάλληλων διαστάσεων. Στο τελικό αποτέλεσμα για το layout του σχήματος 5.32 χρησιμοποιούμε κίτρινο χρώμα για να δείξουμε αυτή ακριβώς την ιδιαιτερότητα.

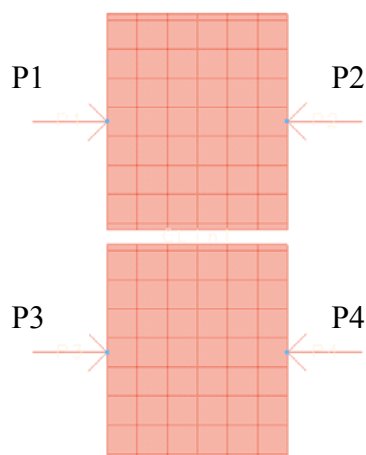


**Σχήμα 5.32:** Layout του τελικού ενισχυτή

## 5.7 Ηλεκτρομαγνητικοί περιορισμοί

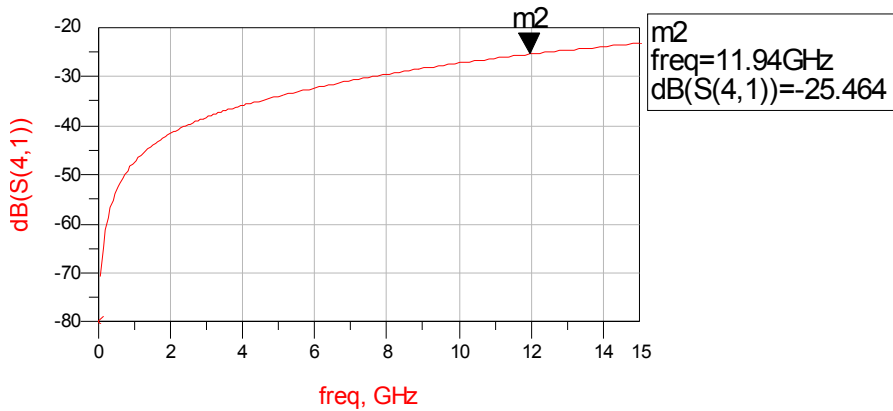
Κατά τη διάρκεια της σχεδίασης ενός κυκλώματος είτε για να εξοικονομήσουμε χώρο, είτε για καλύτερα αποτελέσματα, είτε για καλύτερο layout μερικές φορές έχουμε ελάχιστες διαστάσεις των στοιχείων ή στοιχεία πολύ κοντά. Σε αυτή την περίπτωση θα πρέπει να προσέξουμε τα στοιχεία που είναι κοντά να μην έρθουν σε ηλεκτρομαγνητική σύζευξη μεταξύ τους, κάτι το οποίο είναι ανεπιθύμητο. Γι' αυτό θα προχωρήσουμε σε ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των πιο κοντινών στοιχείων για να δούμε αν αυτά είναι σε σύζευξη.

Αρχικά αποφασίσαμε να κάνουμε μια ανάλυση για δυο γραμμές μεταφοράς αντιπροσωπευτικής τιμής του κυκλώματος μας και αναλόγως του τρόπου συμπεριφοράς τους θα προχωρούσαμε σε περαιτέρω αναλύσεις. Έτσι, επιλέξαμε  $W=2.870\text{mm}$ ,  $L=2.402\text{mm}$  και  $S=0.2\text{mm}$  και πραγματοποιήσαμε το layout του σχήματος 5.33. Ως τιμή του  $S$  χρησιμοποιήσαμε την ελάχιστη απόσταση μεταξύ δυο γραμμών μεταφοράς που δίνεται από τον κατασκευαστή.

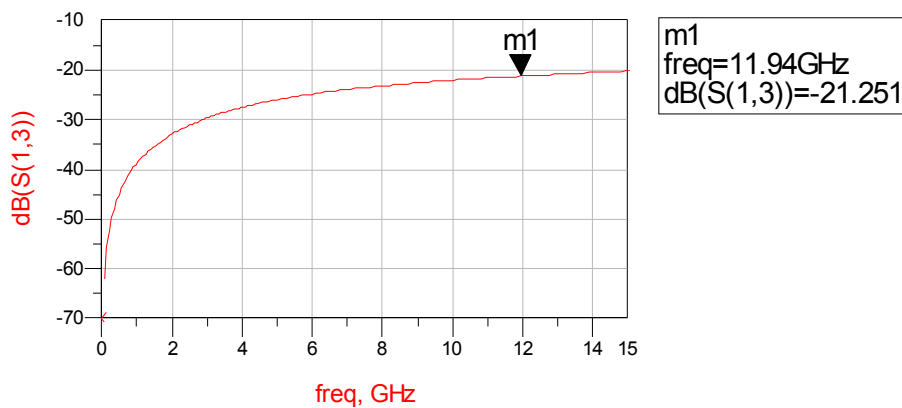


**Σχήμ 5.33:** Layout για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση τυπικών γραμμών μεταφοράς

Αφού έγινε η εισαγωγή στο πρόγραμμα momentum των χαρακτηριστικών του υποστρώματος και του αγωγού πραγματοποιήθηκε η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση του layout αυτού. Τα αποτελέσματα φαίνονται στα σχήματα 5.34 και 5.35.



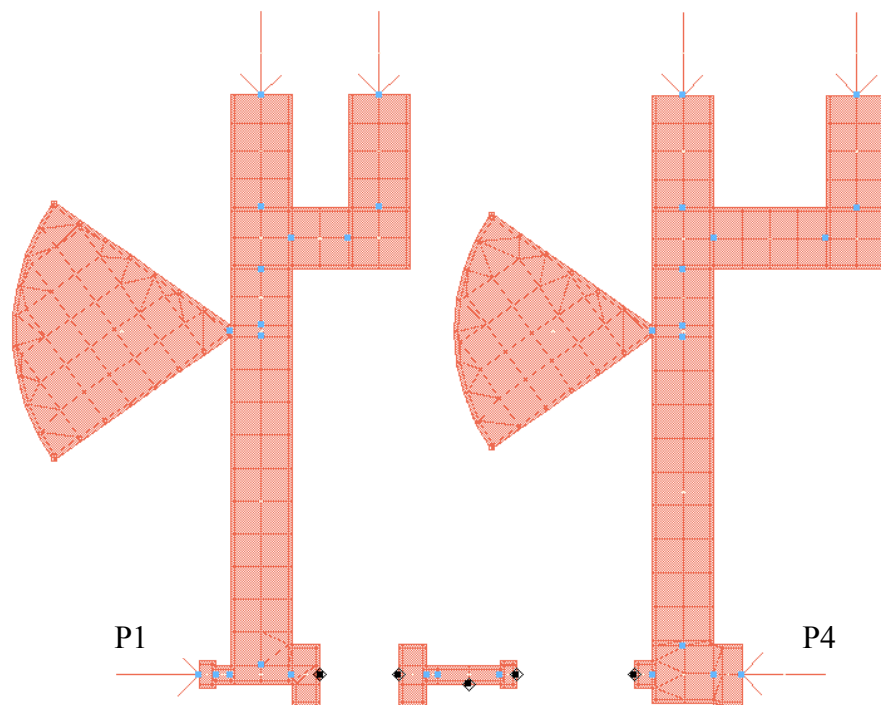
**Σχήμα 5.34:** Αποτέλεσμα συζευγμένων γραμμών μεταφοράς



**Σχήμα 5.35:** Διάδοση σε συζευγμένες γραμμές με ελάχιστη απόσταση

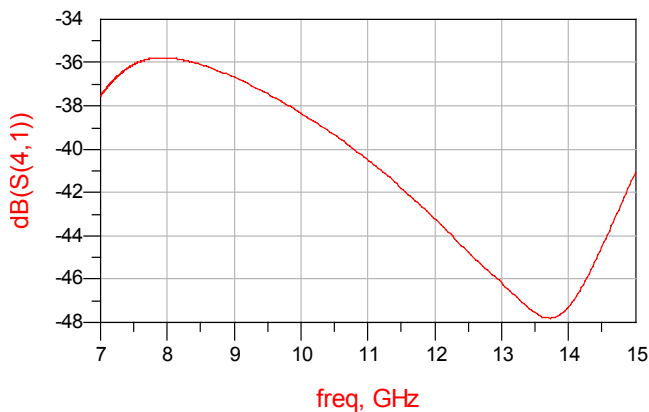
Επειδή το κύκλωμα είναι συμμετρικό, ο συντελεστής  $S(4,1)$  είναι ίδιος με τον  $S(1,4)$ , τον  $S(2,3)$  και τον  $S(3,2)$ . Ομοίως και ο συντελεστής  $S(1,3)$  είναι ίδιος με τον  $S(3,1)$ , τον  $S(2,4)$  και τον  $S(4,2)$ . Από τα παραπάνω αποτελέσματα βλέπουμε ότι για τους συντελεστές  $S(4,1)$  και  $S(1,3)$  η χειρότερη τιμή είναι  $-25.5\text{dB}$  και  $-21.3\text{dB}$  αντίστοιχα. Εμείς γενικά θέλουμε η διάδοση μεταξύ ασύζευκτων γραμμών να γίνεται με συντελεστή κάτω από  $-30\text{dB}$ . Οπότε, τα παραπάνω αποτελέσματα δεν είναι τα ιδανικά αλλά αρκετά ικανοποιητικά. Στο layout μας, όμως, δεν έχουμε καμιά ελάχιστη απόσταση μεταξύ των γραμμών. Αποφασίσαμε, ωστόσο, να κάνουμε έναν έλεγχο στα πιο κοντινά στοιχεία του κυκλώματός μας κάνοντας μία παρόμοια προσομοίωση στο momentum. Το layout των πιο κοντινών στοιχείων είναι:





**Σχήμα 5.36:** Layout για την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση των πιο κοντινών στοιχείων

Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης δίνεται στο σχήμα 5.37.



Παρατηρούμε, λοιπόν, τελικά ότι για τα πιο κοντινά στοιχεία η διέλευση γίνεται με ένα συντελεστή πολύ πιο κάτω από  $-36$  dB. Άρα αφού για την ελάχιστη απόσταση του κυκλώματός μου ικανοποιείται η απαίτηση που προαναφέραμε τότε και για τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος δεν θα έχω κάποιο πρόβλημα σύζευξης.

## 5.8 Σχεδίαση κυκλωμάτων dc τροφοδοσίας

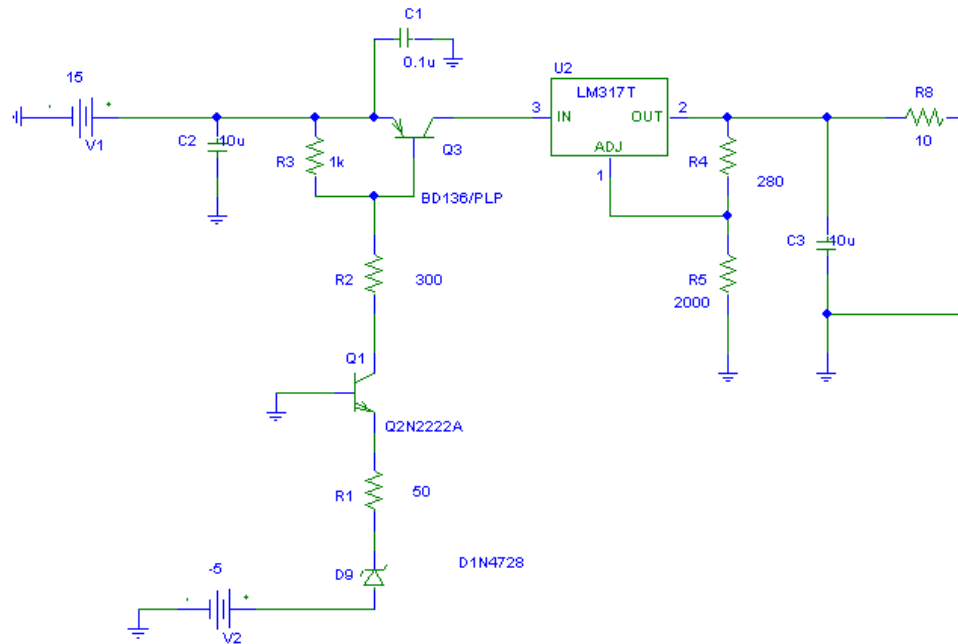
Στις προδιαγραφές που μας δόθηκαν έχουμε σαν εξωτερική τάση τροφοδοσίας τα 15V και θα πρέπει να σχεδιάσουμε ένα κύκλωμα έτσι ώστε με αυτό να είμαστε σε θέση να πολώσουμε τα τρανζίστορ μας στα σημεία που θέλουμε, όπως δείξαμε στο κεφάλαιο 4.

Αρχικά ας δούμε τι ακριβώς θέλουμε να κάνει το dc κύκλωμα που αναζητούμε. Έχουμε μόνο θετική τάση τροφοδοσίας, επειδή όμως για την τάση στην πύλη των GaAs FETs θέλουμε και αρνητική, πρέπει με κάποιον τρόπο να την εξάγουμε από τα 15V που μας δίνονται. Για αυτό λοιπόν αποφασίσαμε να πάρουμε με έναν positive to positive converter από τα 15 V μια μικρότερη τιμή τάσης και κατόπιν με έναν positive to negative converter να αποκτήσουμε την αντίστοιχη αρνητική. Για αυτό το σκοπό επιλέχθηκαν τα ολοκληρωμένα της National LM7805 και LM7660 αντίστοιχα, όπου με το πρώτο υποβιβάζουμε την τάση από τα 15V στα 5 V και κατόπιν με το δεύτερο μετατρέπουμε τα 5V σε  $-5 V$ .

Ένα άλλο σημείο που χρειάζεται να προσέξουμε είναι ότι θέλουμε να σχεδιάσουμε ενεργό κύκλωμα πόλωσης, δηλαδή να περιλαμβάνει τρανζίστορ ώστε να αντισταθμίζονται θερμοκρασιακές μεταβολές. Ακόμη, επειδή χρησιμοποιούμε GaAs FETs θα πρέπει όταν τίθεται σε λειτουργία το κύκλωμα πρώτα να εφαρμόζεται η αρνητική τάση στην πύλη και κατόπιν η θετική στην υποδοχή, ώστε να λειτουργεί το τρανζίστορ στην περιοχή ασφαλούς λειτουργίας και να μην καταστραφεί.

Επειδή τα στοιχεία που θα χρησιμοποιήσουμε για αυτό το κύκλωμα δεν υπάρχουν στο ADS η ανάλυση του κυκλώματος θα γίνει με τη χρήση του Pspice.

Στο σχήμα 5.38 δίνουμε την τοπολογία στην οποία καταλήξαμε και κάναμε τους υπολογισμούς μας θεωρώντας μέγιστο ρεύμα 1A. Άρα το τρανζίστορ Q3 θα πρέπει να επιτρέπει τη διέλευσή του. Από την ηλεκτρονική διεύθυνση [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com) βρήκαμε το rnp τρανζίστορ 2N4918 είναι κατάλληλο. Επειδή αυτό δεν υπήρχε στην βιβλιοθήκη του Pspice κάναμε την προσομοίωση χρησιμοποιώντας το BCD136 που απλά έχει  $I_C = 1.5A$ .



**Σχήμα 5.38:** Κύκλωμα dc τροφοδοσίας των τρανζίστορ

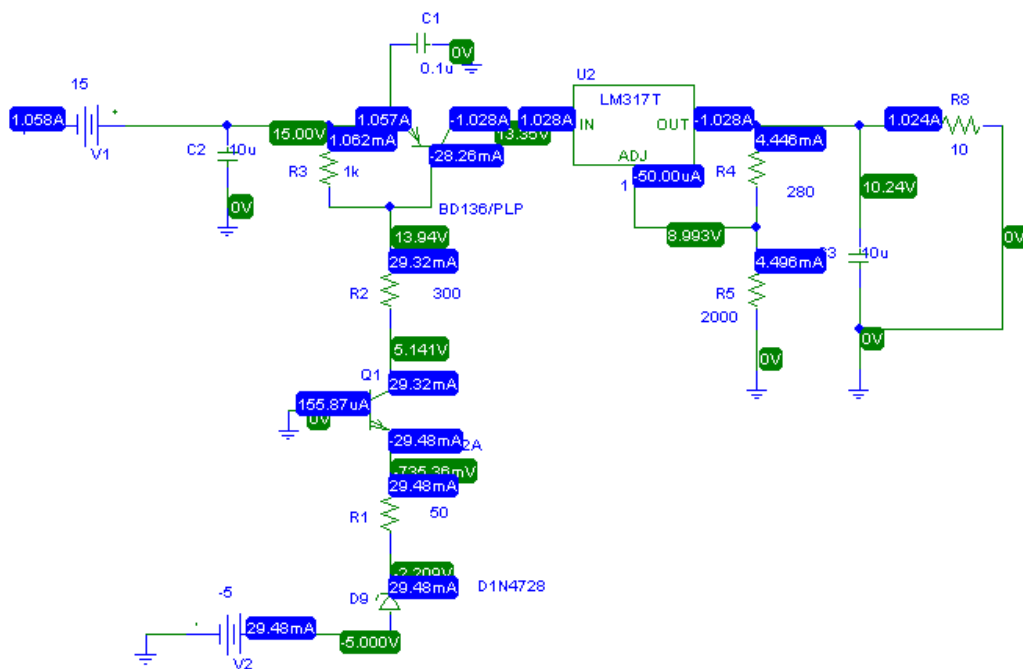
Στο ανωτέρω κύκλωμα η διόδος που χρησιμοποιείται στην πραγματικότητα είναι η zener MBZ5226 3.3 V, απλά στο Pspice χρησιμοποιήθηκε μια άλλη αντίστοιχης τιμής. Οι αντιστάσεις  $R_4$  και  $R_5$  υπολογίστηκαν βάση της σχέσης:

$$V_{out} = V_{REF}(1 + R_5/R_4) + I_{ADJ} \cdot R_2,$$

όπου  $V_{REF} = 1.25 \text{ V}$  και  $I_{ADJ} = 100 \mu\text{A}$ .

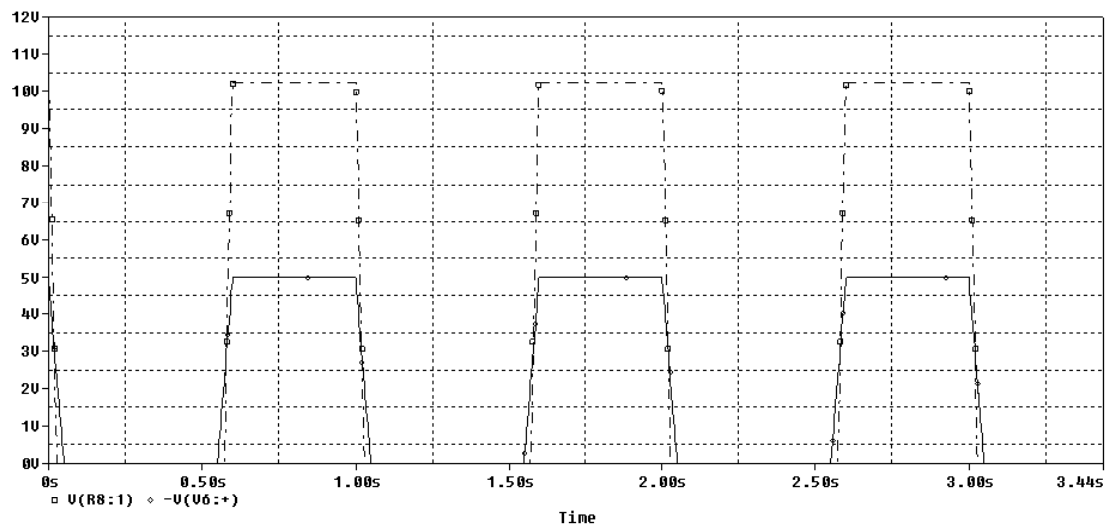
Ακόμη έχουμε βάλει αντίσταση εξόδου  $R_8 = 10\Omega$  μόνο για την προσομοίωση, γιατί αφού αναμένουμε τάση γύρω στα 10V από το φορτίο  $10\Omega$  θα πάρουμε το ρεύμα 1A που απαιτείται στην έξοδο.

Τα αποτελέσματα της παραπάνω προσομοίωσης φαίνονται στο σχήμα 5.39 από όπου παρατηρούμε ότι στην έξοδο έχουμε τάση 10.24V και ρεύμα 1.024A.



**Σχήμα 5.39:** Αποτελέσματα dc ανάλυσης

Ύστερα θέλουμε να δείξουμε ότι πρώτα εφαρμόζονται οι αρνητικές τάσεις και κατόπιν οι θετικές όταν το κύκλωμα τίθεται σε λειτουργία και ότι κατά το κλείσιμό του συμβαίνει το ακριβώς αντίθετο, δηλαδή πρώτα πέφτουν οι θετικές τάσεις και κατόπιν οι αρνητικές. Για αυτό το σκοπό βάλαμε μία πηγή τετραγωνικών παλμών στην είσοδο των  $-5V$  και άλλη μία στα  $15V$  και θελήσαμε να δούμε αν προηγείται η τάση των  $-5V$  έναντι αυτή της εξόδου. Μας ενδιαφέρουν αυτά τα δύο σημεία γιατί από εκεί τροφοδοτούνται τα τρανζίστορ. Η θετική τάση παριστάνεται με την διακεκομμένη γραμμή και η αρνητική είναι ανεστραμμένη για να είναι πιο ευκρινής η λειτουργία. Έτσι έχουμε το σχήμα 5.40.



**Σχήμα 5.40:** Χρονοκαθυστέρηση εφαρμογής αρνητικής τάσης σε σχέση με την θετική

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

## **ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ**

### **6.1 Συμπεράσματα από την παρούσα εργασία**

Στην παρούσα διπλωματική εργασία ασχοληθήκαμε με τη μελέτη και σχεδίαση ενός ενισχυτή ισχύος ευρείας ζώνης στις υψηλές μικροκυματικές συχνότητες. Αναλύσαμε και καλύψαμε όλο το φάσμα όσων πρέπει να προσέχουμε κατά τη σχεδίαση τέτοιων ενισχυτών. Σαν γενικό πόρισμα διαπιστώσαμε ότι πρέπει να γίνεται προσεκτικός και σχολαστικός σχεδιασμός ώστε να ελαχιστοποιήσουμε τα προβλήματα που ενδέχεται να παρουσιαστούν. Σε περίπτωση εμφάνισης τέτοιων δυσκολιών να είμαστε σε θέση να τοποθετηθούμε γιατί συμβαίνει κάτι τέτοιο και πως ενδεχομένως θα το αντιμετωπίσουμε.

Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε περιελάμβανε τη σωστή επιλογή των τρανζίστορ, τη λεπτομερειακή μελέτη τους και την εξέταση της ορθότητας των μοντέλων τους που είναι απαραίτητες προϋποθέσεις για να βασιστούμε στα περαιτέρω βήματα. Μετά η κατάλληλη επιλογή της τεχνολογίας, βάση της εφαρμογής που έχουμε, της συχνότητας που δουλεύουμε και των ιδιοτήτων που μπορεί να εμφανίζει ο ενισχυτής είναι ο επόμενος σημαντικός στόχος μας. Επιπλέον, μια γενική εποπτεία και σύγκριση των τοπολογιών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εκάστοτε εφαρμογή μας δίνει την πιο κατάλληλη μέθοδο για να προχωρήσουμε στη σχεδίαση.

Ειδικότερα στην περίπτωση των ευρυζώνιων ενισχυτών που παρουσιάζονται περισσότεροι παράμετροι που πρέπει να λάβουμε υπ' όψιν μας χρειάζεται ιδιαίτερη διαδικασία και επεξεργασία κάθε βήμα που γίνεται για την υλοποίησή τους. Έμφαση δίνεται στο κέρδος, που θέλουμε να είναι σταθεροποιημένο σε σχέση με τη συχνότητα, στην ευστάθεια του κυκλώματος, στην σωστή πόλωση των τρανζίστορ. Ιδιαίτερα το τελευταίο παίζει σημαντικό ρόλο όταν χρησιμοποιούμε μη γραμμικά μοντέλα που θέλουμε ακρίβεια για το dc σημείο λειτουργίας. Επίσης, τα DC\_Feed που χρησιμοποιούνται πρέπει να είναι κατάλληλα για όλο το εύρος που επιθυμούμε. Αυτό σημαίνει ότι πρέπει να απομονώνουν το RF κομμάτι από το υπόλοιπο DC κομμάτι, ώστε να μην έχουμε διέλευση σημάτων από το ένα τμήμα στο άλλο. Διαπιστώσαμε ότι αυτό είναι ένα βασικό πρόβλημα όταν έχουμε μεγάλο εύρος ζώνης. Είναι δύσκολο να επιτευχθεί ένα σωστό DC\_Feed που θα δουλεύει πολύ καλά σε όλο το εύρος. Όσο αυξάνει το εύρος τόσο πιο δύσκολη γίνεται η ορθή επιλογή των DC\_Feed.

Η σχεδίαση και κατασκευή τέτοιων μικροκυματικών εφαρμογών στην συγκεκριμένη τεχνολογία της μικροταινίας (MIC) μαζί με την τεχνολογία των

μικροκυματικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (MMIC) αποτελούν το παρόν και το μέλλον για τις κατασκευές σε υψηλές συχνότητες. Αυτές οι τεχνικές σε συνδυασμό με την εξέλιξη των GaAs FETs, που η λειτουργικότητά τους στις μικροκυματικές συχνότητες και η ευκαμψία τους τα έχει καταστήσει πολύ δημοφιλή, μας δίνουν λύση στην συνεχώς αυξανόμενη απαίτηση σε εύρος ζώνης της πληροφορίας και στην δέσμευση της χαμηλότερης περιοχής των συχνοτήτων του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος από ήδη υπάρχουσες εφαρμογές.

## 6.2 Μελλοντική εργασία

Επόμενος στόχος από την σχεδίαση που παρουσιάσαμε είναι η κατασκευή και η μέτρηση του ενισχυτή. Συγκρίνοντας τα θεωρητικά αποτελέσματα με τις μετρήσεις που θα προκύψουν, θα μπορέσουμε να αποφανθούμε για την ακρίβεια των μοντέλων, της μεθόδου που ακολουθήσαμε και να βρούμε τρόπους ελαχιστοποίησης ενδεχόμενων διαφορών.

Ακολουθώντας, με γνώμονα τα συνολικά αποτελέσματα, θεωρητικά και πειραματικά, έχουμε τη δυνατότητα να προχωρήσουμε σε επόμενα στάδια. Δηλαδή, μπορούμε κάλλιστα να σχεδιάσουμε έναν ενισχυτή ίδιων προδιαγραφών αλλά μεγαλύτερης ισχύος. Αυτό γίνεται με χρήση δυο πανομοιότυπων ενισχυτών σαν αυτόν που σχεδιάσαμε.

Εξάλλου η χρήση τέτοιων εφαρμογών σε τηλεπικοινωνιακά και δορυφορικά συστήματα, κυρίως για ανάγκες ευρυζωνίων πομπών, έχει καταστήσει την σχεδίαση και κατασκευή τους ιδιαίτερα απαραίτητη. Αυτή η κατεύθυνση ενισχύεται και από το ότι τα τελευταία χρόνια η χρήση των μικροκυματικών και χιλιοστομετρικών κυμάτων, σε παγκόσμια κλίμακα, επέφερε ραγδαία εξέλιξη στην τεχνολογία και κέρδισαν δημοσιότητα σε πολλές εφαρμογές. Η ανάγκη για κατασκευές μικρότερου όγκου και βάρους, η διαρκώς αυξανόμενη απαίτηση για καλύτερη απόδοση και συμπεριφορά, η επιθυμία για ελαχιστοποίηση παρασιτικών επιδράσεων και η ανάγκη για μεγαλύτερη ανθεκτικότητα και μεγαλύτερη ευελιξία καθιέρωσαν πολύ γρήγορα αυτές τις τεχνολογίες ευρέως γνωστές και χρήσιμες. Επιπλέον, να σημειώσουμε ότι τέτοιες κατασκευές βρίσκουν εφαρμογή όχι μόνο σε εργαστηριακές έρευνες, αλλά κυρίως στην παραγωγή στρατιωτικών και εμπορικών προϊόντων.

## **ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α**

### *Transistor Data Sheets*



# MGF2407A

## MICROWAVE POWER GaAs FET

### DESCRIPTION

The MGF2407A, power GaAs FET with an N-channel schottky gate, is designed for use in S to Ku band amplifiers.

### FEATURES

- High output power  
 $P_{1dB} = 24.5 \text{ dBm (TYP.) @ 14.5 GHz}$
- High power gain  
 $G_{LP} = 8 \text{ dB (TYP.) @ 14.5 GHz}$
- High power added efficiency  
 $\eta_{add} = 30\% \text{ (TYP.) @ 14.5 GHz, } P_{1dB}$

### APPLICATION

S to Ku band power amplifiers.

### QUALITY GRADE

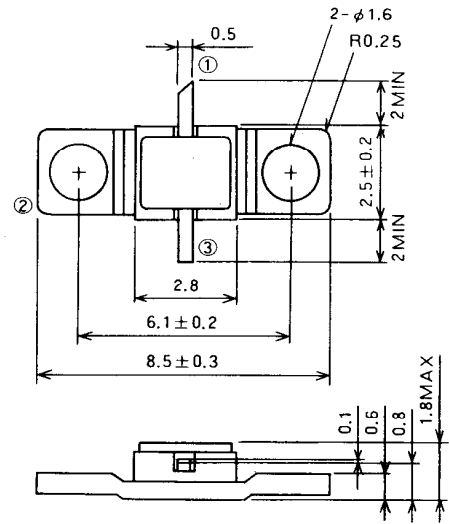
- IG

### RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- $V_{DS} = 10V$
- $I_D = 75mA$
- Refer to Bias Procedure

### OUTLINE DRAWING

Unit: millimeters



- ① GATE
- ② SOURCE
- ③ DRAIN

GF-17

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
$V_{GDO}$	Gate to drain voltage	-15	V
$V_{GSO}$	Gate to source voltage	-15	V
$I_D$	Drain current	200	mA
$I_{GR}$	Reverse gate current	-0.6	mA
$I_{GF}$	Forward gate current	2.5	mA
$P_T$	Total power dissipation *1	1.5	W
$T_{ch}$	Channel temperature	175	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$	Storage temperature	-65 ~ +175	$^\circ\text{C}$

\*1:  $T_C = 25^\circ\text{C}$

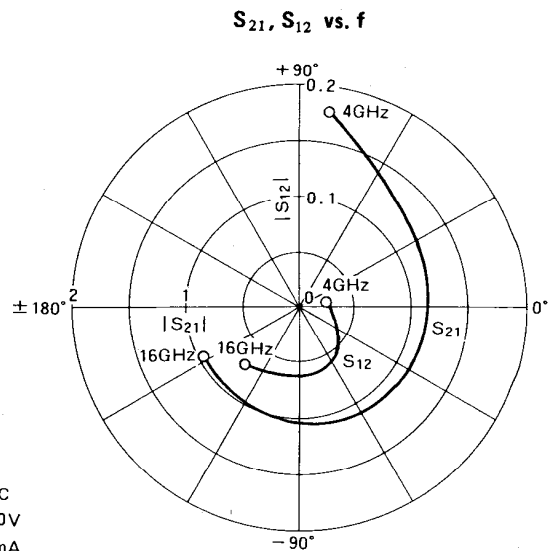
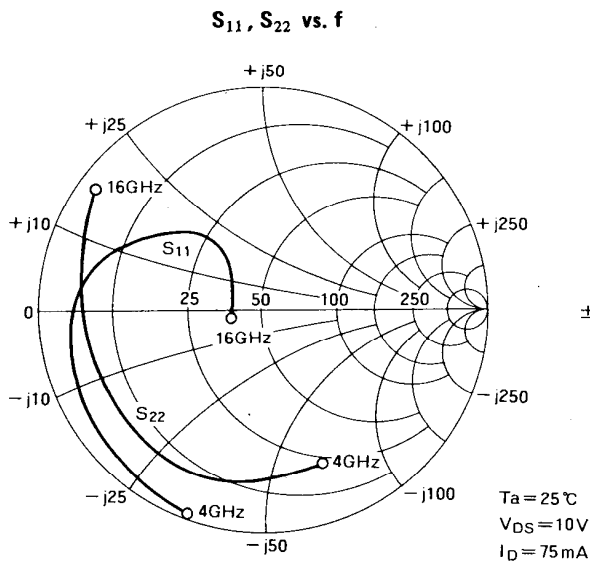
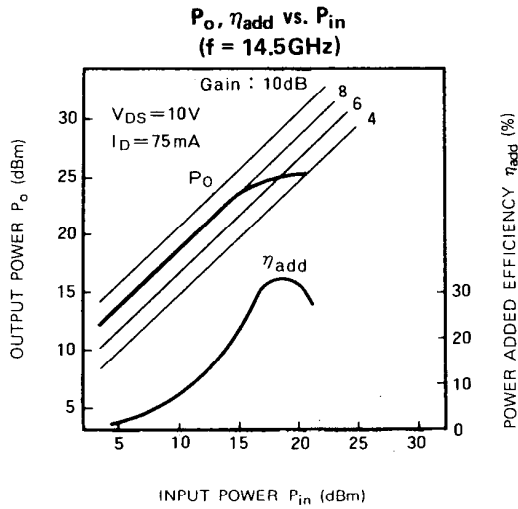
### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$I_{DSS}$	Saturated drain current	$V_{DS} = 3V, V_{GS} = 0V$	100	150	200	mA
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS} = 3V, I_D = 0.5mA$	-1	-2.5	-4	V
$g_m$	Transconductance	$V_{DS} = 3V, I_D = 75mA$	50	65	—	mS
$P_{1dB}$	Output power at 1dB gain compression	$V_{DS} = 10V, I_D = 75mA, f = 14.5GHz,$	23.0	24.5	—	dBm
$G_{LP}$	Linear power gain		7.0	8.0	—	dB
$\eta_{add}$	Power added efficiency at $P_{1dB}$		—	30	—	%
$R_{th(ch-c)}$	Thermal resistance *1	$\Delta V_f$ method	—	—	100	$^\circ\text{C/W}$

\*1: Channel to case

**MICROWAVE POWER GaAs FET**

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



**S PARAMETERS** ( $T_a = 25^\circ\text{C}, V_{DS} = 10\text{V}, I_D = 75\text{mA}$ )

f (GHz)	S Parameters (TYP.)								K	MSG/MAG dB
	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$			
	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)		
4	0.968	-112.5	1.766	81.5	0.024	- 6.0	0.713	- 70.5	0.380	18.7
6	0.929	-135.5	1.279	48.5	0.028	- 6.0	0.758	- 93.5	0.813	16.6
8	0.891	-157.5	1.147	26.0	0.033	- 17.0	0.777	-116.0	0.948	15.4
10	0.833	-180.0	1.111	- 5.0	0.041	- 30.5	0.782	-139.0	1.176	11.8
12	0.719	158.0	1.080	- 36.0	0.050	- 50.0	0.793	-164.5	1.583	8.9
14	0.469	133.5	1.030	- 85.0	0.059	- 82.0	0.818	168.0	2.276	6.1
16	0.172	-165.5	0.967	-153.0	0.073	-123.0	0.911	144.5	1.245	8.2

# MGF2415A

## MICROWAVE POWER GaAs FET

### DESCRIPTION

The MGF2415A, power GaAs FET with an N-channel schottky gate, is designed for use in S to Ku band amplifiers.

### FEATURES

- High output power  
 $P_{1dB} = 27.5 \text{ dBm (TYP.) @ 14.5 GHz}$
- High power gain  
 $G_{LP} = 7.5 \text{ dB (TYP.) @ 14.5 GHz}$
- High power added efficiency  
 $\eta_{add} = 29\% \text{ (TYP.) @ 14.5 GHz, } P_{1dB}$

### APPLICATION

S to Ku band power amplifiers.

### QUALITY GRADE

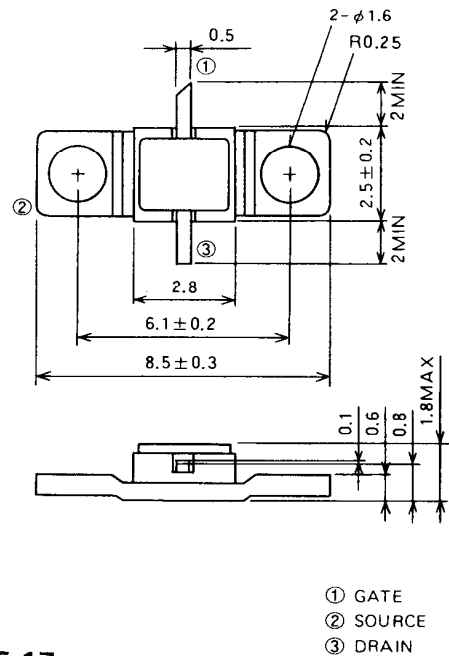
- IG

### RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- $V_{DS} = 10V$
- $I_D = 150mA$
- Refer to Bias Procedure

### OUTLINE DRAWING

Unit: millimeters



GF-17

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_a = 25^\circ C$ )

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
$V_{GDO}$	Gate to drain voltage	-15	V
$V_{GSO}$	Gate to source voltage	-15	V
$I_D$	Drain current	400	mA
$I_{GR}$	Reverse gate current	-1.2	mA
$I_{GF}$	Forward gate current	5.0	mA
$P_T$	Total power dissipation *1	2.5	W
$T_{ch}$	Channel temperature	175	$^\circ C$
$T_{stg}$	Storage temperature	-65 ~ +175	$^\circ C$

\*1:  $T_C = 25^\circ C$

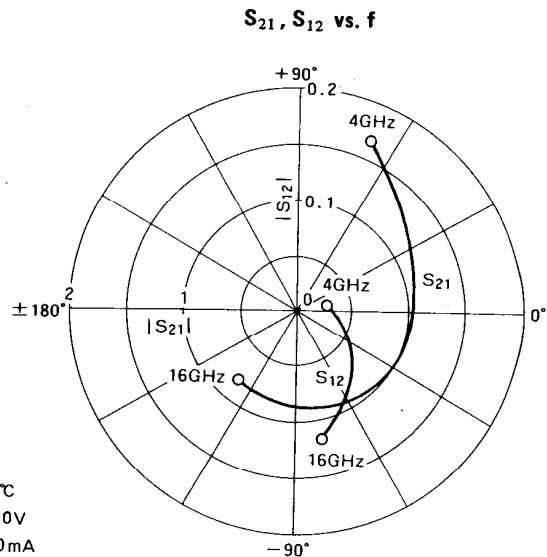
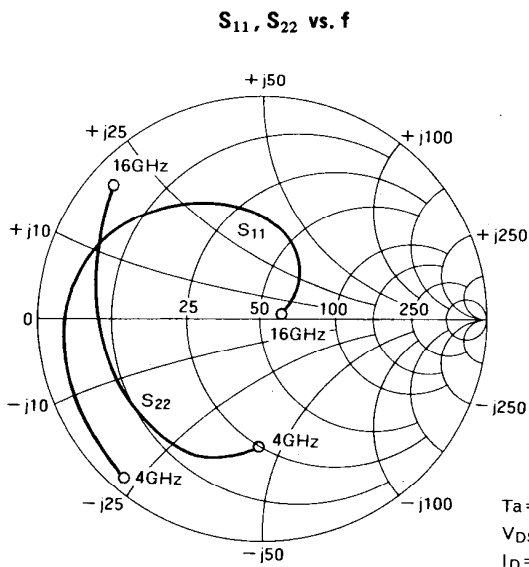
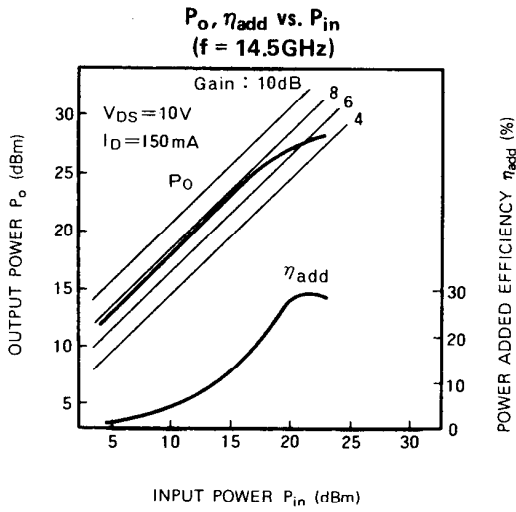
### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a = 25^\circ C$ )

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$I_{DSS}$	Saturated drain current	$V_{DS} = 3V, V_{GS} = 0V$	200	300	400	mA
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS} = 3V, I_D = 1mA$	-1	-2.5	-4	V
$g_m$	Transconductance	$V_{DS} = 3V, I_D = 150mA$	100	130	—	mS
$P_{1dB}$	Output power at 1dB gain compression	$V_{DS} = 10V, I_D = 150mA, f = 14.5GHz,$	26.0	27.5	—	dBm
$G_{LP}$	Linear power gain		6.5	7.5	—	dB
$\eta_{add}$	Power added efficiency at $P_{1dB}$		—	29	—	%
$R_{th(ch-c)}$	Thermal resistance *1	$\Delta V_f$ method	—	—	60	$^\circ C/W$

\*1: Channel to case

**MICROWAVE POWER GaAs FET**

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



**S PARAMETERS** ( $T_a = 25^\circ\text{C}, V_{DS} = 10\text{V}, I_D = 150\text{mA}$ )

f (GHz)	S Parameters (TYP.)								K	MSG/MAG dB
	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$			
	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)		
4	0.930	-132.0	1.656	62.0	0.028	10.0	0.564	-93.5	0.774	17.7
6	0.904	-156.0	1.250	42.5	0.034	2.0	0.654	-108.0	0.884	15.7
8	0.847	-177.0	1.067	22.5	0.040	-6.0	0.699	-128.5	1.248	11.3
10	0.804	162.0	1.010	-8.5	0.045	-14.0	0.704	-149.5	1.521	9.3
12	0.709	141.0	0.968	-30.0	0.052	-22.0	0.721	-173.0	1.917	7.2
14	0.530	109.5	0.869	-78.0	0.069	-41.0	0.772	163.5	2.106	5.0
16	0.083	21.0	0.779	-130.0	0.113	-77.0	0.889	139.5	1.154	6.0

# MGF2430A

## MICROWAVE POWER GaAs FET

### DESCRIPTION

The MGF2430A, power GaAs FET with an N-channel schottky gate, is designed for use in S to Ku band amplifiers.

### FEATURES

- High output power  
 $P_{1dB} = 30.5 \text{ dBm (TYP.) @ 14.5 GHz}$
- High power gain  
 $G_{LP} = 6.5 \text{ dB (TYP.) @ 14.5 GHz}$
- High power added efficiency  
 $\eta_{add} = 27\% \text{ (TYP.) @ 14.5 GHz, } P_{1dB}$

### APPLICATION

S to Ku band power amplifiers.

### QUALITY GRADE

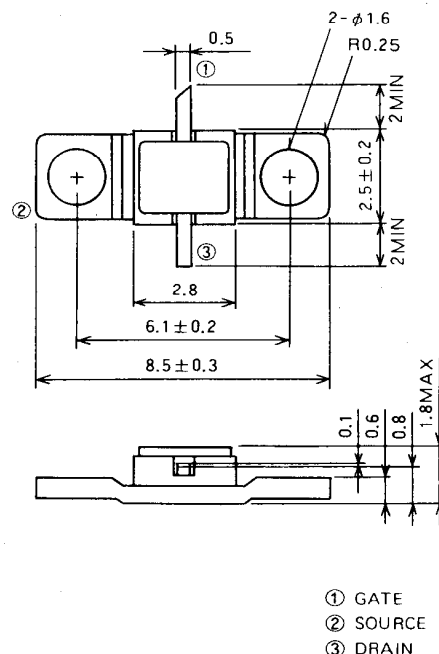
- IG

### RECOMMENDED BIAS CONDITIONS

- $V_{DS} = 10V$
- $I_D = 300mA$
- Refer to Bias Procedure

### OUTLINE DRAWING

Unit: millimeters



GF-17

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_a = 25^\circ C$ )

Symbol	Parameter	Ratings	Unit
$V_{GDO}$	Gate to drain voltage	-15	V
$V_{GSO}$	Gate to source voltage	-15	V
$I_D$	Drain current	800	mA
$I_{GR}$	Reverse gate current	-2.4	mA
$I_{GF}$	Forward gate current	10.0	mA
$P_T$	Total power dissipation *1	5.0	W
$T_{ch}$	Channel temperature	175	$^\circ C$
$T_{stg}$	Storage temperature	-65 ~ +175	$^\circ C$

\*1:  $T_C = 25^\circ C$

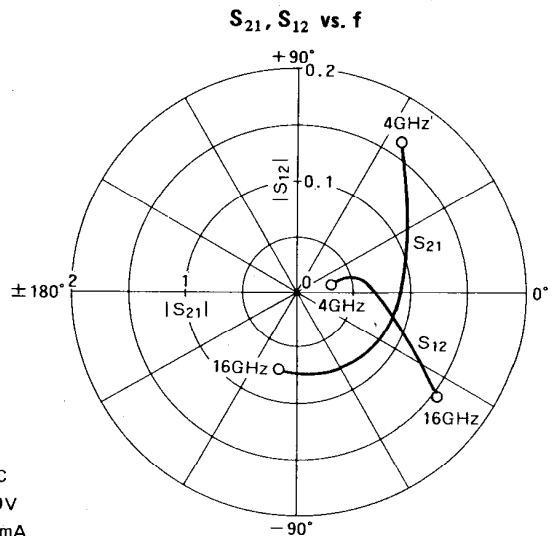
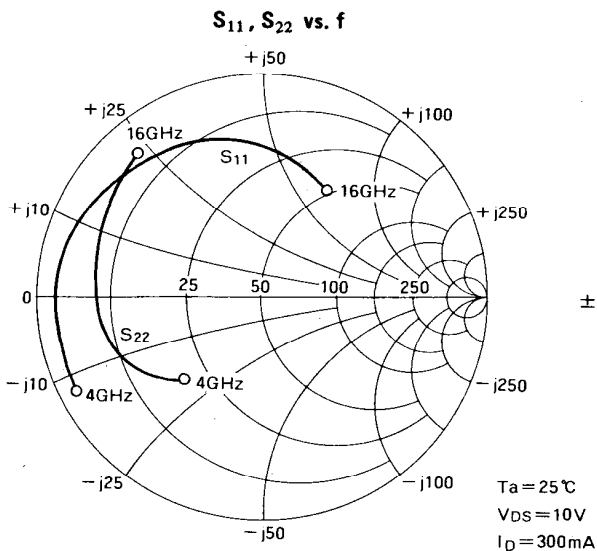
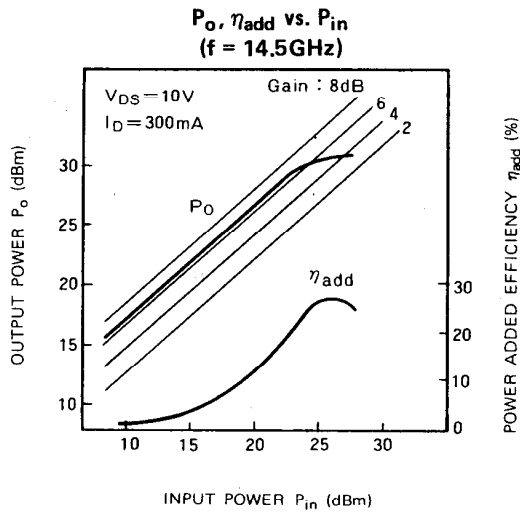
### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a = 25^\circ C$ )

Symbol	Parameter	Test conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
$I_{DSS}$	Saturated drain current	$V_{DS} = 3V, V_{GS} = 0V$	400	600	800	mA
$V_{GS(off)}$	Gate to source cut-off voltage	$V_{DS} = 3V, I_D = 2mA$	-1	-2.5	-4	V
$g_m$	Transconductance	$V_{DS} = 3V, I_D = 300mA$	200	260	—	mS
$P_{1dB}$	Output power at 1dB gain compression	$V_{DS} = 10V, I_D = 300mA, f = 14.5GHz,$	29.0	30.5	—	dBm
$G_{LP}$	Linear power gain		5.5	6.5	—	dB
$\eta_{add}$	Power added efficiency at $P_{1dB}$		—	27	—	%
$R_{th(ch-c)}$	Thermal resistance *1	$\Delta V_f$ method	—	—	30	$^\circ C/W$

\*1: Channel to case

**MICROWAVE POWER GaAs FET**

**TYPICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)**



**S PARAMETERS (Ta=25°C, V<sub>DS</sub>=10V, I<sub>D</sub>=300mA)**

f (GHz)	S Parameters (TYP.)								K	MSG/MAG dB
	S <sub>11</sub>		S <sub>21</sub>		S <sub>12</sub>		S <sub>22</sub>			
	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)	Magn.	Angle (deg.)		
4	0.934	-153.0	1.641	57.0	0.030	18.0	0.513	-132.0	0.501	17.4
6	0.900	-168.0	1.109	34.0	0.035	19.0	0.620	-142.0	0.969	15.0
8	0.853	173.0	0.927	13.0	0.043	20.0	0.699	-161.5	0.811	13.3
10	0.813	153.0	0.830	-13.0	0.052	18.5	0.723	180.0	1.008	11.5
12	0.750	131.5	0.788	-41.0	0.058	13.0	0.754	162.0	1.331	7.9
14	0.790	105.0	0.730	-69.0	0.083	-7.5	0.783	146.0	1.108	7.4
16	0.530	61.0	0.689	-104.0	0.153	-37.0	0.836	132.0	0.681	6.5

# 2–16 GHz Low Noise Gallium Arsenide FET

## Technical Data

### ATF-13736

#### Features

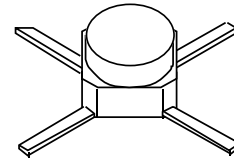
- **Low Noise Figure:**  
1.8 dB Typical at 12 GHz
- **High Associated Gain:**  
9.0 dB Typical at 12 GHz
- **High Output Power:**  
17.5 dB Typical at 12 GHz
- **Cost Effective Ceramic Microstrip Package**
- **Tape-and-Reel Packaging Option Available<sup>[1]</sup>**

#### Description

The ATF-13736 is a high performance gallium arsenide Schottky-barrier-gate field effect transistor housed in a cost effective microstrip package. Its noise figure makes this device appropriate for use in the gain stages of low noise amplifiers operating in the 2-16 GHz frequency range.

This GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length with a total gate periphery of

#### 36 micro-X Package



250 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

#### Electrical Specifications, $T_A = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
NF <sub>O</sub>	Optimum Noise Figure: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$ , $I_{DS} = 20\text{ mA}$	$f = 8.0\text{ GHz}$	dB	1.5	2.2
		$f = 12.0\text{ GHz}$	dB	1.8	
		$f = 14.0\text{ GHz}$	dB	2.1	
G <sub>A</sub>	Gain @ NF <sub>O</sub> : $V_{DS} = 2.5\text{ V}$ , $I_{DS} = 20\text{ mA}$	$f = 8.0\text{ GHz}$	dB	8.0	11.5
		$f = 12.0\text{ GHz}$	dB		9.0
		$f = 14.0\text{ GHz}$	dB		7.0
P <sub>1dB</sub>	Power Output @ 1 dB Gain Compression: $V_{DS} = 4\text{ V}$ , $I_{DS} = 40\text{ mA}$	$f = 12.0\text{ GHz}$	dBm	17.5	
G <sub>1dB</sub>	1 dB Compressed Gain: $V_{DS} = 4\text{ V}$ , $I_{DS} = 40\text{ mA}$	$f = 12.0\text{ GHz}$	dB	8.5	
g <sub>m</sub>	Transconductance: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$	mmho	25	55	
I <sub>DSS</sub>	Saturated Drain Current: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$ , $V_{GS} = 0\text{ V}$	mA	40	50	90
V <sub>P</sub>	Pinch-off Voltage: $V_{DS} = 2.5\text{ V}$ , $I_{DS} = 1\text{ mA}$	V	-4.0	-1.5	-0.5

#### Note:

1. Refer to PACKAGING section "Tape-and-Reel Packaging for Surface Mount Semiconductors".

## ATF-13736 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum <sup>[1]</sup>
V <sub>DS</sub>	Drain-Source Voltage	V	+5
V <sub>GS</sub>	Gate-Source Voltage	V	-4
V <sub>GD</sub>	Gate-Drain Voltage	V	-6
I <sub>DS</sub>	Drain Current	mA	I <sub>DSS</sub>
P <sub>T</sub>	Power Dissipation <sup>[2,3]</sup>	mW	225
T <sub>CH</sub>	Channel Temperature	°C	175
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature <sup>[4]</sup>	°C	-65 to +175

<b>Thermal Resistance:</b>	$\theta_{jc} = 400^{\circ}\text{C}/\text{W}; T_{CH} = 150^{\circ}\text{C}$
<b>Liquid Crystal Measurement:</b>	1 $\mu\text{m}$ Spot Size <sup>[5]</sup>

### Notes:

1. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.
2. T<sub>CASE TEMPERATURE</sub> = 25°C.
3. Derate at 2.5 mW/°C for T<sub>CASE</sub> > 85°C.
4. Storage above +150°C may tarnish the leads of this package making it difficult to solder into a circuit. After a device has been soldered into a circuit, it may be safely stored up to 175°C.
5. The small spot size of this technique results in a higher, though more accurate determination of  $\theta_{jc}$  than do alternate methods. See MEASUREMENTS section for more information.

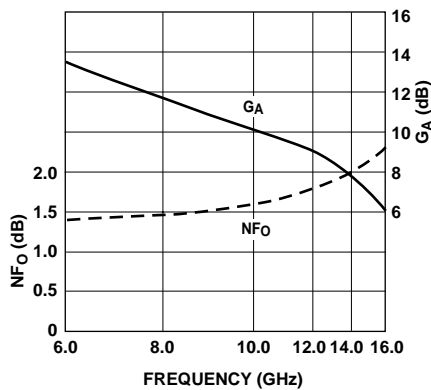
## Part Number Ordering Information

Part Number	Devices Per Reel	Reel Size
ATF-13736-TR1	1000	7"
ATF-13736-STR	10	strip

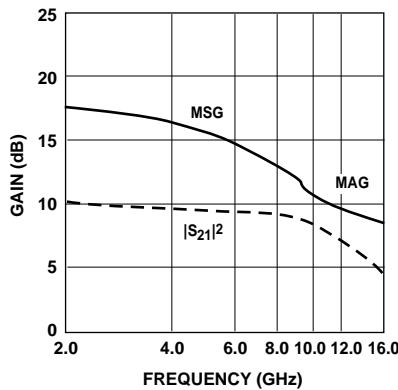
## ATF-13736 Noise Parameters: V<sub>DS</sub> = 2.5 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA

Freq. GHz	NF <sub>O</sub> dB	$\Gamma_{opt}$		R <sub>N</sub> /50
		Mag	Ang	
4.0	1.1	.71	102	.10
6.0	1.3	.55	147	.07
8.0	1.5	.46	-144	.19
12.0	1.8	.50	-40	.88
14.0	2.1	.52	-2	1.17

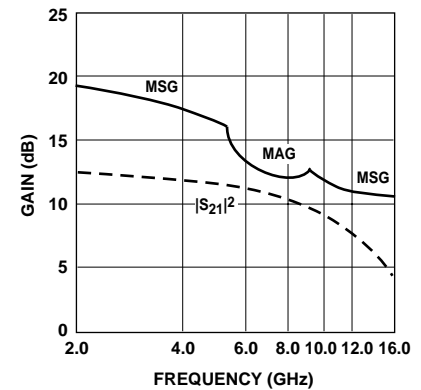
## ATF-13736 Typical Performance, T<sub>A</sub> = 25°C



**Figure 1. Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency.**  
V<sub>DS</sub> = 2.5V, I<sub>DS</sub> = 20 mA, T<sub>A</sub> = 25°C.



**Figure 2. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency.**  
V<sub>DS</sub> = 2.5 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA.



**Figure 3. Insertion Power Gain, Maximum Available Gain and Maximum Stable Gain vs. Frequency.**  
V<sub>DS</sub> = 2.5 V, I<sub>DS</sub> = 20 mA.



**Typical Scattering Parameters, Common Emitter,  $Z_O = 50 \Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DS} = 2.5\text{V}$ ,  $I_{DS} = 20\text{mA}$**

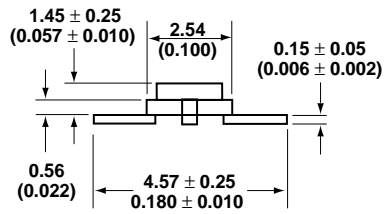
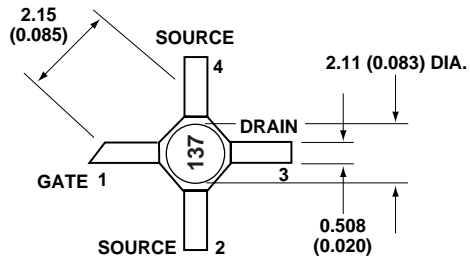
Freq. GHz	$S_{11}$		dB	$S_{21}$		dB	$S_{12}$		$S_{22}$	
	Mag.	Ang.		Mag.	Ang.		Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
2.0	.94	-46	11.0	3.56	128	-26.4	.048	55	.59	-36
3.0	.86	-70	10.2	3.23	109	-25.2	.055	40	.57	-47
4.0	.84	-90	9.8	3.08	91	-23.1	.070	31	.56	-55
5.0	.77	-110	9.6	3.02	69	-20.9	.090	18	.52	-63
6.0	.68	-135	9.9	3.14	51	-19.3	.109	7	.47	-75
7.0	.59	-170	9.9	3.13	24	-18.0	.126	-12	.39	-92
8.0	.54	149	9.5	2.99	-1	-17.6	.132	-27	.30	-112
9.0	.56	112	8.8	2.75	-22	-16.9	.143	-43	.19	-121
10.0	.58	86	8.1	2.53	-43	-16.4	.152	-58	.11	-140
11.0	.60	63	7.6	2.41	-66	-16.5	.149	-73	.09	92
12.0	.64	39	7.0	2.24	-90	-17.1	.140	-81	.15	47
13.0	.68	20	6.4	2.08	-106	-17.6	.132	-90	.19	21
14.0	.70	9	6.0	1.99	-130	-18.0	.126	-97	.19	-3
15.0	.72	-1	5.2	1.83	-145	-18.2	.123	-111	.15	-26
16.0	.74	-17	4.6	1.70	-177	-18.4	.120	-129	.11	-34

**Typical Scattering Parameters, Common Emitter,  $Z_O = 50 \Omega$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{DS} = 4\text{V}$ ,  $I_{DS} = 40\text{mA}$**

Freq. GHz	$S_{11}$		dB	$S_{21}$		dB	$S_{12}$		$S_{22}$	
	Mag.	Ang.		Mag.	Ang.		Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
2.0	.88	-44	13.5	4.73	130	-26.4	.048	64	.67	-28
3.0	.76	-68	13.0	4.47	107	-24.9	.057	52	.61	-39
4.0	.68	-90	12.4	4.19	86	-22.5	.075	39	.57	-46
5.0	.56	-113	12.0	4.00	66	-21.0	.089	32	.52	-52
6.0	.42	-145	11.8	3.90	44	-19.8	.102	21	.44	-61
7.0	.37	161	11.5	3.74	20	-18.6	.117	9	.31	-75
8.0	.47	116	10.5	3.36	-3	-17.9	.128	-5	.17	-95
9.0	.57	90	9.4	2.96	-23	-17.2	.138	-19	.05	-143
10.0	.63	70	8.9	2.77	-41	-17.4	.135	-28	.06	128
11.0	.69	51	7.9	2.47	-63	-17.7	.131	-39	.17	100
12.0	.77	33	7.1	2.26	-82	-18.0	.126	-52	.26	75
13.0	.82	21	6.0	2.00	-101	-18.6	.118	-65	.35	62
14.0	.85	13	5.4	1.86	-117	-19.2	.110	-75	.39	54
15.0	.83	1	4.8	1.73	-134	-19.7	.104	-83	.41	49
16.0	.81	-17	4.4	1.65	-154	-19.8	.102	-103	.42	41

A model for this device is available in the DEVICE MODELS section.

### 36 micro-X Package Dimensions



**Notes:**

1. Dimensions are in millimeters (inches)
2. Tolerances: in .xxx = ± 0.005  
mm .xx = ± 0.13

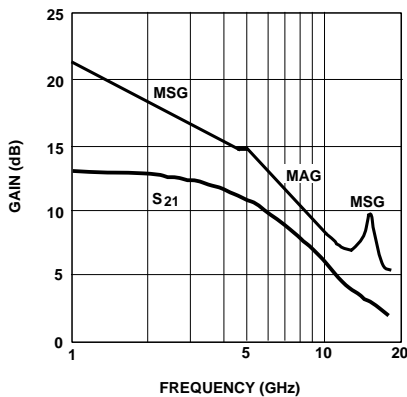
# Surface Mount Gallium Arsenide FET for Oscillators

## Technical Data

### ATF-13786

#### Features

- **Low Cost Surface Mount Plastic Package**
- **High  $f_{MAX}$ :** 60 GHz Typical
- **Low Phase Noise at 10 GHz:** -110 dBc/Hz @ 100 kHz Typical
- **Output Power at 10 GHz:** up to 10 dBm
- **Tape-and-Reel Packaging Option Available**



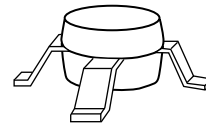
Insertion Power Gain, Maximum Available Gain, and Maximum Stable Gain vs. Frequency.

$V_{DS} = 3\text{ V}$ ,  $I_{DS} = 40\text{ mA}$ .

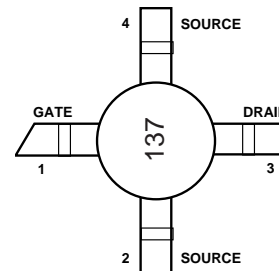
#### Description

Hewlett-Packard's ATF-13786 is a low cost Gallium Arsenide Schottky barrier-gate field effect transistor housed in a surface mount plastic package. This device is designed for use in low cost, surface mount oscillators operating over the RF and microwave frequency ranges. The ATF-13786 has sufficient gain for easy use as a negative R cell, without excess gain that can lead to unwanted oscillations and mode jumping. The gate structure used in the fabrication of this device results in phase noise performance superior to that of most other MESFETs. These features make this device particularly well suited for low power (< +10 dBm) commercial oscillator applications such as are encountered in DBS, TVRO, and MMDS television receivers, or hand-held transceivers operating in the 900 MHz, 2.4 GHz, and 5.7 GHz ISM bands.

#### 85 mil Plastic Surface Mount Package



#### Pin Configuration



This GaAs FET device has a nominal 0.3 micron gate length with a total gate periphery of 250 microns. Proven gold based metallization systems and nitride passivation assure a rugged, reliable device.

## ATF-13786 Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Units	Absolute Maximum <sup>[1]</sup>
V <sub>DS</sub>	Drain-Source Voltage	V	4
V <sub>GS</sub>	Gate-Source Voltage	V	-4
V <sub>GD</sub>	Gate-Drain Voltage	V	-6
I <sub>DS</sub>	Drain Current	mA	I <sub>DSS</sub>
P <sub>T</sub>	Power Dissipation <sup>[2,3]</sup>	mW	225
T <sub>CH</sub>	Channel Temperature	°C	150
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature	°C	-65 to +150

### Notes:

1. Operation of this device above any one of these conditions may cause permanent damage.
2. T<sub>CASE</sub> = 25°C (T<sub>CASE</sub> is defined to be the temperature at the ends of pins 2 and 4 where they contact the circuit board).
3. Derate at 3.1 mW/°C for T<sub>C</sub> > 60°C.

**Thermal Resistance<sup>[2]</sup>:**  $\theta_{jc} = 325^{\circ}\text{C}/\text{W}$

## ATF-13786 Electrical Specifications, T<sub>C</sub> = 25°C, V<sub>DS</sub> = 3 V, I<sub>DS</sub> = 40 mA<sup>[4]</sup> (unless noted)

Symbol	Parameters and Test Conditions	Units	Min.	Typ.	Max.
S <sub>21</sub>   <sup>2</sup>	Insertion Power Gain f = 10 GHz	dB		6.0	
P <sub>1 dB</sub>	Power at 1 dB Gain Compression f = 10 GHz	dBm	15	16.5	
G <sub>1 dB</sub>	1 dB Compressed Gain f = 10 GHz	dB	6.5	7.5	
PN	Phase Noise (100 kHz offset) <sup>[5]</sup> f = 10 GHz	dBc/Hz		-110	
g <sub>m</sub>	Transconductance V <sub>DS</sub> = 3 V, V <sub>GS</sub> = 0 V	mS	25	55	
I <sub>DSS</sub>	Saturated Drain Current V <sub>DS</sub> = 3 V, V <sub>GS</sub> = 0 V	mA	50	70	100
V <sub>P</sub>	Pinchoff Voltage V <sub>DS</sub> = 3 V, I <sub>DS</sub> = 1 mA	V	-2.0	-1.5	-0.5
V <sub>BDG</sub>	Gate - Drain Breakdown Voltage I <sub>DG</sub> = 0.1 mA	V	6.5	7	

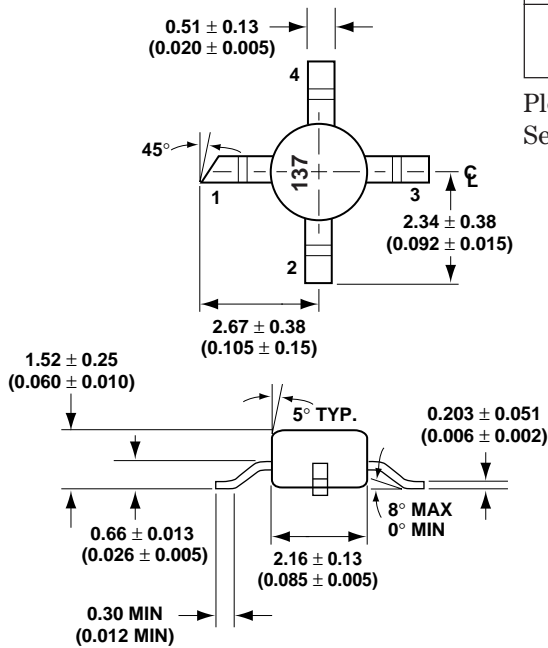
### Notes:

4. Recommended maximum bias conditions for use as an oscillator.
5. The superior phase noise of this product results from the use of a gate structure optimized for noise performance. Typical performance of 10 GHz parallel resonated, lightly coupled oscillator using high Q dielectric resonator.

**Typical Scattering Parameters, Common Source,  $Z_O = 50\Omega$ ,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 40mA$**

Frequency GHz	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
1	0.97	-23	4.80	157	0.03	77	0.46	-13
2	0.88	-46	4.60	135	0.06	66	0.42	-25
3	0.78	-68	4.35	117	0.08	58	0.36	-35
4	0.67	-95	4.02	95	0.11	47	0.28	-48
5	0.57	-125	3.61	75	0.12	37	0.19	-65
6	0.52	-157	3.20	57	0.13	28	0.12	-93
7	0.53	176	2.84	41	0.14	21	0.08	-147
8	0.57	160	2.54	31	0.14	18	0.10	171
9	0.60	143	2.27	16	0.14	12	0.15	148
10	0.63	130	2.04	4	0.15	6	0.19	134
11	0.64	117	1.82	-9	0.14	0	0.25	122
12	0.67	107	1.65	-19	0.14	-4	0.30	113
13	0.72	99	1.55	-29	0.14	-8	0.35	109
14	0.76	97	1.47	-35	0.14	-9	0.39	111
15	0.78	90	1.40	-46	0.14	-14	0.41	108
16	0.77	83	1.32	-58	0.14	-20	0.42	104
17	0.74	77	1.26	-68	0.14	-28	0.43	98
18	0.73	69	1.23	-80	0.14	-36	0.42	93

**85 mil Plastic Surface Mount Package Dimensions**



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES)

**Part Number Ordering Information**

Part Number	Devices per Reel	Reel Size
ATF-13786-TR1	1000	7"
ATF-13786-STR	10	strip

Please refer to the "Tape-and-Reel Packaging for Surface Mount Semiconductors" data sheet for more detailed information.

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- 1) Εισαγωγή στα Μικροκύματα, Ουζούνογλου Νικόλαος, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα 1994.
- 2) Τηλεπικοινωνιακή Ηλεκτρονική, Ουζούνογλου Νικόλαος, Κακλαμάνη Δήμητρα, Εκδόσεις Ε.Μ.Π. 1999.
- 3) Βελτιστοποίηση Σχεδίασης Ενισχυτών Υψηλών Μικροκυματικών Συχνοτήτων με Τεχνολογίες MMIC και MIC, Καραγιάννη Ευαγγελία , Εκδόσεις Ε.Μ.Π., Ζωγράφου, Φεβρουάριος 2000.
- 4) Sedra /Smith Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα, Τόμος Ι, Παπασωτηρίου 1994
- 5) Sedra /Smith Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα, Τόμος ΙΙ, Παπασωτηρίου 1994
- 6) Microwave Transistor Amplifier, Analysis and Design, Guillermo Gonzalez, Prentice Hall.
- 7) Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques, G. Vendelin, A. Pavio, U. Rohde, WILEY Publications.
- 8) Microwave Solid State Circuit Design, I. Bahl, P. Bhartia, WILEY Publications.
- 9) Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators, Pieter L. D. Abrie, Artech House Publishers, Boston, London, 2000.
- 10) HPADS 1.5 Manual, Agilent Technologies.

