

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

Σχεδίαση Ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος στην Ku-band για εφαρμογές VSAT

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΧΙΛΛΕΥΣ ΓΡ. ΔΡΕΤΤΑΣ

Επιβλέπων: ΝΙΚΟΛΑΟΣ Κ. ΟΥΖΟΥΝΟΓΛΟΥ Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2004



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

Σχεδίαση Ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος στην Ku-band για εφαρμογές VSAT

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΑΧΙΛΛΕΥΣ ΓΡ. ΔΡΕΤΤΑΣ

Επιβλέπων: ΝΙΚΟΛΑΟΣ Κ. ΟΥΖΟΥΝΟΓΛΟΥ Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 13^η Ιουλίου 2003.

Ν. ΟυζούνογλουΚ. ΝικήταΚαθηγητής ΕΜΠΚαθηγήτρια ΕΜΠΑν. Καθηγήτρια ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2004

Αχιλλεύς Γρ. Δρέττας Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών

Copyright © Αχιλλεύς Δρέττας Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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 την χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου.

Περιεχόμενα

ו אוןאון אווא און או	13
Abstract	15
Ευχαριστίες	17
Πρόλογος	19
Α. Θεωρητικό Μέρος	21
Κεφάλαιο 1: Εισαγωγικά Στοιχεία	23
1.1 Συστήματα VSAT	23
	26
1.2.1 Η έννοια της γραμμικότητας	26
1.2.2 Μέτρα γραμμικότητας	26
1.2.3 Γραμμικότητα και επικοινωνίες	30
1.3 Αποδοτικότητα	30
1.4 Τάξεις λειτουργίας ενισχυτών ισχύος	31
1.4.1 Τάξη λειτουργίας και αποδοτικότητα	32
1.4.2 Τάξη λειτουργίας, γραμμικότητα και ισχύς εξόδου	33
1.5 Μικροκυματικά τρανζίστορ	34
Κεφάλαιο 2: Μικροταινία	39
2.1 Εισανωνή	39
2.2 Υπολογισμοί με στατικές μεθόδους	40
2.2.1 Τύποι νια σύνθεση (Ζ₀ δοθέν)	
2.2.2 Τύποι για ανάλυση (ψ/h δοθέν)	42
2.2.3 Ακρίβεια των δοθέντων τύπων	42
2.3 Υπολογισμοί που λαμβάνουν υπόψιν την διασπορά	42
Καράλαιο 2: Οσυρία Σχοδίασρο Γραμμικών Μικορκιματικών Ενισχυτιών	45
κ	
3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ΜΕ)	45
3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους	45
3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ΜΕ) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ΜΕ	40 45 46 48
3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ΜΕ) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ΜΕ 3.4 Ορισμός του Κέρδους	45 46 48 49
3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ΜΕ) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ΜΕ 3.4 Ορισμός του Κέρδους 3.5 Ευστάθεια	45 46 48 49 51
3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ΜΕ) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ΜΕ 3.4 Ορισμός του Κέρδους 3.5 Ευστάθεια 3.5.1 Η έννοια της ευστάθειας.	45 46 48 49 51 51
3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ΜΕ) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ΜΕ 3.4 Ορισμός του Κέρδους 3.5 Ευστάθεια 3.5.1 Η έννοια της ευστάθειας 3.5.2 Κύκλοι ευστάθειας	40 45 46 48 49 51 51 52
3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ΜΕ) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ΜΕ 3.4 Ορισμός του Κέρδους 3.5 Ευστάθεια 3.5.1 Η έννοια της ευστάθειας 3.5.2 Κύκλοι ευστάθειας 3.5.3 Ευστάθεια άγευ όρων και συντελεστής ευστάθειας	45 46 48 49 51 51 52 54
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ME	45 46 48 49 51 51 52 54 56
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ME	45 46 48 49 51 51 52 54 56 56
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ME	45 46 48 49 51 51 52 54 56 61
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME)	45 46 48 51 51 51 52 54 56 61 61
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME)	45 46 48 49 51 51 52 54 56 61 61 64
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME)	45 46 48 49 51 51 51 52 54 56 61 61 64 65
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ME 3.4 Ορισμός του Κέρδους 3.5 Ευστάθεια 3.5.1 Η έννοια της ευστάθειας 3.5.2 Κύκλοι ευστάθειας 3.5.3 Ευστάθεια άνευ όρων και συντελεστής ευστάθειας 3.5.4 Κρίσιμες συχνότητες για την ευστάθεια 3.5.5 Τεχνικές σταθεροποίησης 3.6 Σχεδίαση Κέρδους 3.6.1 Μονόδρομη Σχεδίαση 3.6.3 Κύκλοι διαθέσιμου κέρδους και κέρδους λειτουργίας 	45 46 48 51 51 52 54 56 61 61 64 65 69
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ME 3.4 Ορισμός του Κέρδους 3.5 Ευστάθεια 3.5.1 Η έννοια της ευστάθειας 3.5.2 Κύκλοι ευστάθειας 3.5.3 Ευστάθεια άνευ όρων και συντελεστής ευστάθειας 3.5.4 Κρίσιμες συχνότητες για την ευστάθεια 3.5.5 Τεχνικές σταθεροποίησης 3.6 Σχεδίαση Κέρδους 3.6.1 Μονόδρομη Σχεδίαση 3.6.3 Κύκλοι διαθέσιμου κέρδους και κέρδους λειτουργίας 3.7 Κύκλοι Σταθερής Εικόνας Θορύβου 3.8 Κύκλοι Σταθερού VSWR 	45 46 48 49 51 51 52 54 56 61 61 65 69 71
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME)	45 46 48 49 51 51 52 56 61 61 64 69 71 74
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME) 3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους 3.3 Σχέσεις ισχύος ME 3.4 Ορισμός του Κέρδους 3.5 Ευστάθεια 3.5.1 Η έννοια της ευστάθειας 3.5.2 Κύκλοι ευστάθειας 3.5.3 Ευστάθεια άνευ όρων και συντελεστής ευστάθειας 3.5.4 Κρίσιμες συχνότητες για την ευστάθεια 3.5.5 Τεχνικές σταθεροποίησης 3.6 Σχεδίαση Κέρδους 3.6.1 Μονόδρομη Σχεδίαση 3.6.3 Κύκλοι διαθέσιμου κέρδους και κέρδους λειτουργίας 3.7 Κύκλοι Σταθερής Εικόνας Θορύβου 3.8 Κύκλοι Σταθερού VSWR 3.9 ΜΕ πολλών βαθμίδων 3.10 Σχεδίαση Κυκλωμάτων Πόλωσης 	45 46 48 49 51 51 52 54 56 61 61 64 65 61 64 65 71 74 76
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME)	45 46 48 49 51 51 52 54 56 61 61 64 65 69 71 74 76 80
 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME)	45 46 48 49 51 51 52 54 56 61 61 64 69 71 74 76 80 81
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME)	45 45 48 49 51 51 52 54 56 61 61 64 65 61 64 65 71 74 76 80 81 81
 3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ME)	45 45 48 49 51 51 52 54 56 61 64 65 61 64 69 71 74 80 81 81 82

4.3.1 Εισαγωγή	84
4.3.2 Συζεύκτες	84
4.3.3 Αρχιτεκτονικές για την σύζευξη ισχύος	93
Β. Πρακτικό Μέρος	101
Κεφάλαιο 5: Σχεδίαση Ενισχυτή Ισχύος Ku-band για εφαρμογές VSAT	103
5.1 Προδιαγραφές και βασικές σχεδιαστικές αποφάσεις	103
5.2 Προκαταρκτική μελέτη και επιλογή των τρανζίστορ	104
5.3 Χαρακτηριστικά τεχνολογίας κατασκευής	106
5.4 Διαδικασία της σχεδίασης	107
5.4.1. Σχεδίαση των κυκλωμάτων πόλωσης	107
5.4.2. Σχεδίαση των επιμέρους βαθμίδων	124
5.4.3 Ένωση όλων των βαθμίδων	158
5.5 Σχεδίαση κυκλωμάτων τροφοδοσίας	163
5.6 Συζήτηση επί των προδιαγραφών	172
Γ. Παραρτήματα	175
Παράρτημα 1: Πυκνωτές Σύζευξης και Πυκνωτές Παράκαμψης	177
Παράρτημα 2: Φύλλα προδιαγραφών	181
Βιβλιογραφία	255

Πίνακας Σχημάτων

Σχήμα 1.1 – Δικτύο VSAT τοπολογίας mesh [7]	24
Σχήμα 1.2 – Δικτύο VSAT τοπολογίας αστερά [7]	24
Σχήμα 1.3 – Τύπικα χαρακτηριστικά κεντρικού σταθμού Δικτύου VSAT [7]	25
Σχήμα 1.4 – Χαρακτηριστική ισχύος εισόδου – εξόδου [2]	26
ΣΧΗΜΑ 1.5 – ΦΑΣΜΑ ΙΣΧΥΟΣ ΕΞΟΔΟΥ ΟΤΑΝ ΣΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΕΦΑΡΜΟΖΕΤΑΙ ΣΗΜΑ ΔΥΟ)
τονων [1]	28
Σχήμα 1.6 – Επίπεδο ισχύος προιοντός ενδοδιαμορφώσης στην σύχνοτητα	
2F ₂ -F ₁ [2]	29
Σχήμα 1.7 – Ταξείς Α, Β, ΑΒ και C [2]	31
Σχήμα 1.8 – Αποδοτικότητα σύναρτησεί της γωνίας αγώγης [3]	32
Σχήμα 1.9- Αναλύση αρμονικών σήματος εξόδου σύναρτησεί της γωνίας	
αγωγής [3]	33
Σχήμα 1.10 - Αποδοτικότητα και ίσχυς εξόδου σύναρτησεί της γωνίας αγώγη:	Σ
[3]	34
Σχήμα 1.11 – ΕΓκαρΣία τομή MESFET και JFET [2]	35
Σχήμα 1.12 – Ισοδύναμο ασθενούς σηματός MESFET [1]	36
Σχήμα 1.13 – Ισοδύναμο ασθενούς σηματός MESFET σε συσκευάσια [1]	36
Σχήμα 1.14 – Εγκαρσία τομή ΗΕΜΤ [1]	37
Σχημα 2.1 – Γεωμετρία Μικροταινίας [8]	39
Σχήμα 3.1 – Αρχιτεκτονική ΜΕ [2]	45
Σχήμα 3.2 – Απλοποιήμενο σχήμα μίας βαθμίδας ΜΕ [2]	47
Σχημα 3.3 – Σύνακολούθο διαγραμμα ροής σηματός [2]	47
Σχημα 3.4 – Αποδειξή της εξισσής (3.2) [2]	48
Σχημα 3.5 – Κύκλοι ευσταθείας	53
Σχήμα 3.6 – Κύκλοι ευσταθείας πορτάς εισόδου [2]	54
Σχήμα 3.7 – Κύκλοι ευσταθείας πορτάς εξόδου [2]	54
Σχήμα 3.8 – Ευσταθεία ανές ορών (επίπεδο Γ _s), $ S_z < 1$ [2]	55
	57
$\Sigma_{XHMA} 3.9 - \Lambda_{YHZH} AN 112 TAZEON HA ZTAGEPOHOHZH [Z]$	57
	58
	50
$\Sigma_{XHMA} = 1$ [APA/VID/IT 2 FINDE2 II DIO FPONO KEDAOS METATROPUS [2]	61
ZXHMA 3.12 - ZYMBO/12MOITTA TO MONOΔΡΟΜΟ ΚΕΡΔΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΓΙΗΣ [Z]	67
$\Sigma_{XHIMA} = 2.14$ Σχαφοαιζιασι εία τι μι παράεραφο 0.7[2]	70
ZXHMA 3.14 - ΖΥΜΒΟΛΙΣΜΟΓΓΙΑ ΤΗΝ ΠΑΡΑΓΡΑΦΟ 9.7 [2]	7/
$\sum \text{IMA 3.16} - \text{ME 2 21Adim} [1]$	76
$\Sigma_{\text{XHMA}} = \frac{1}{2} \sum_{\alpha \in \mathcal{A}} \sum_{\alpha \in $	75
	// 70
Σ XHMA 3.10 - RYKAUMA HOAUZHZ FET METPAMMEZ METAQOPAZ	70
	19
	A -
	<u>></u>
MH ΓΡΑΜΜΙΚΟΤΗΤΕΣ ΕΝΩ Η ΔΙΑΚΕΚΟΜΜΕΝΗ ΓΡΑΜΜΗ ΛΑΜΒΑΝΕΙ ΥΠΟΨΙΝ ΚΑΓΠ.	ک 01
AZUENINZ MITI PAMIMIKUTITEZ ENTUZ THZI PAMIMIKHZ TEPIUZHZ [3]	01
Δ ΠΙΛΗ 4.2 – ΑΠΟΛΗΣΗ ΙΖΑΤΟΣ Γ _{ΟUT} (Γ _{IN}) ΕΝΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΓΙΑ ΜΙΙ ΑΔΙΚΗ ΣΥΖΥΓΗ ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΑΡΜΟΓΗ ΙΣΥΥΔΣ [2]	ດວ
	02 02
	00 01
	04

Σχήμα 4.5 – Wilkinson [5]	.85
Σχήμα 4.6 – Αποκρίση Συχνοτητάς Wilkinson [5]	.87
ΣχΗΜΑ 4.7 – BRANCH LINE [5]	.88
Σχήμα 4.8 – Αποκρίση Σύχνοτητας Branch Line [5]	.90
Σχήμα 4.9 – Συζεύκτης παραλλήλων γραμμών [5]	.91
Σχήμα 4.10 – Εκδοσείς του συζεύκτη παραλλήλων γραμμών [5]	.92
Σχήμα 4.11 – Ισοσταθμισμένος ενισχύτης [1]	.93
Σχήμα 4.12 – Ο σύντελεστής ευσταθείας κ ένος ισοσταθμισμένου ενισχύτη	ΣE
ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕ ΤΟΝ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ Κ ΤΩΝ ΕΠΙΜΕΡΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ [3]	95
Σχήμα 4.13 – Ισοσταθμισμένος ενισχύτης με συζεύκτες Lange [2]	.95
Σχήμα 4.14 – Ισοσταθμισμένος ενισχύτης με σύζεγκτές Wilkinson [2]	.96
Σχήμα 4.15 – Μεθόδος για τον σύνδυασμό της ισχύος περισσότερων των δύο	0
τρανζιστορ [5]	.98
Σχημα 4.16 - Απόδοση της συζεύξης ισχύος της μεθόδου του σχηματός 4.1	15
ΣΕ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΜΕ ΤΟΝ ΑΡΙΘΜΟ ΤΩΝ ΣΥΝΔΥΑΖΟΜΕΝΩΝ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΤΗΣ	
ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΑΝΑ ΜΟΝΟΠΑΤΙ [5]	.99
Σχήμα 5.1 – Η αλύσιδα των ενισχυτικών βαθμίδων του ύπο σχεδιάση ενισχύτι	Н
1	106
Σχήμα 5.2- Κανόνες σχεδιάσης1	106
Σχήμα 5.3 – MSUB component για προσομοιώση δικτύων με μicrostrip	
COMPONENTS 1	107
Σχήμα 5 4 – Στοχός της βελτιστοποιήσης 1	109
Σχήμα 5.5 – Σχηματικό του κύκλοματος πολόσης με πλατός λεπτής γραμμ	НΣ
10 ΜΙ – ΜΕ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗΣ	110
Σχήμα 5.6 – Σχηματικό του κύκλοματος πολόσης με πλάτος λεπτής γραμμ	НΣ
10 ΜΙΙ – ΧΟΡΙΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗΣ	111
Σχήμα 5.7 – Σχηματικό του κύκλοματος πολόσης με πλατός λεπτής γραμμι	 ΗΣ
40 MI	112
Σχήμα 5.8 – Αποτελέσχματα προσομοιόσης για το λικτύο του σχήματος 5.3.1	114
Σχήμα 5.9 – Σύμβολισμοί Για τα κύκλοματα πολοσής	114
Σ XHMA 5 10 – ΠΥΚΝΟΤΗΣ ATC100A101	116
ΣXHMA 5 11 – ΠΥΚΝΟΤΗΣ ATC600S1R8	117
ΣXHMA 5 12 – ΠΥΚΝΟΤΗΣ ATC600S0R7	118
Σ XHMA 5 13 – FEOMETPIA TON PADS	119
Σ XHMA 5 14 – LAYOUT TOY AIKTYOY TOY SXHMATOS 5.3	120
Σ XHMA 5 15 – LAYOUT TOY AIKTYOY TOY SXHMATOS 5 4	121
Σ XHMA 5 16 – LAYOUT TOY AIKTYOY TOY SXHMATOS 5 5	122
Σ XHMA 5 17 – Το LAYOUT ΤΟΥ ΒΑΣΙΚΟΤΕΡΟΥ ΤΜΗΜΑΤΟΣ ΤΟΥ ΛΙΚΤΥΟΥ ΠΟΛΟΣΗΣ 1	123
Σχήμα 5.18 - Αποτελεσματά ηλεκτρομαγικήτει στη μικιτού τοι Δικττοι πολιζείτει η	120
ΠΟΛΟΣΗΣ ΤΟΥ ΣΧΗΜΑΤΟΣ 5.3	124
Σχημα 5 19 – Χαρακτηριστικά FHX13I G	128
Σ XHMA 5.20 – ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ EHX13I G	130
ΣXHMA 5.20 – 21 AOEI OHOHIZITT Η XTOLO	132
Σ XHMA 5.22 - ΛΙΔΡΡΥΘΜΙΣΗ ΓΙΑ ΤΗΝ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΝ VSWR ΤΟΥ ΚΕΡΛΟΥΣ	102
και της ενσταθείας ταντούροια	133
5 Σχήμα 5.23 – Φυσικο ι ανοι με της προτής ενισχυτικής βαρμιάας	13/
5χημα 5.24 – Το μομεντιμή componient Για την προτοκοιοσή της προτης	
	104
	135
ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ	135
ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ	135 136 137
ΕΝΙΣΧΥΤΙΚΗΣ ΒΑΘΜΙΔΑΣ	135 136 137 138

Σχήμα 5.28 – Δεύτερη βαθμίδα FLK017WF	139
Σχήμα 5.29 – Οι δύο πρωτές βαθμίδες	141
Σχήμα 5.30 – Χαρακτηριστικά MGFK30V4045	143
Σχήμα 5.31 – Πολώση MGFK30V4045	144
Σχήμα 5.32 – Τρίτη βαθμίδα MGFK30V4045	144
Σχήμα 5.33 – FLM1414-4F	146
Σχημα 5.34 – FLM1414-15F	148
Σχήμα 5.35 – Διαιρέτης Wilkinson	150
Σχήμα 5.36 – Momentum component simulation fia ton diaipeth Wilkin	ISON
	152
Σχήμα 5.37 – Προτελευταία βαθμίδα	153
Σχήμα 5.38 – Τελευταία βαθμίδα	154
Σхнма 5.39 – FLM1414-12F	156
Σχήμα 5.40 – Οι τρείς τελευταίες βαθμίδες	157
Σχήμα 5.41 – Ο πλήρης ενισχύτης	160
Σχήμα 5.42 – Layout ενισχύτη	162
Σχήμα 5.43 – Κύκλωμα πολώσης GaAs FET	163
Σχήμα 5.44 – Τύπικος ρυθμίζομενος regulator	166
Σχήμα 5.45 – Προσομοιώση λειτουργίας του ρυθμίστη LM138	167
Σχήμα 5.46 – Κύκλωμα προστάσιας	169
Σχήμα 5.47 – Προσομοιώση κύκλωματος προστάσιας απούσας της αρνητ	ΓΙΚΗΣ
ΤΑΣΗΣ	170
Σχήμα 5.48 – Προσομοιώση κύκλωματος προστάσιας με παρούσα την αρ	NHTIKH
τάσης των -3V	170
Σχημα 5.49 – Κύκλωμα προστάσιας με γεννητρία παλμών στην είσοδο	
ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΤΟΥ ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΥ	171
Σχήμα Π1.1 – Πύκνωτης σύζευξης	178
Σχημα Π1.2 – Πύκνωτης παρακαμψης	178
Σχήμα Π1.3 – Η εμπεδήση σε σύναρτηση με την σύχνοτητα	180
Σχήμα Π1.4 – Απωλείες S_{21} σε σύναρτηση με την σύχνοτητα	180

Περίληψη

Αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και η σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου γραμμικού ενισχυτή ισχύος στην Ku-band με την χρήση γραμμών μεταφοράς μικροταινίας. Ο ενισχυτής είναι προορίζεται να χρησιμοποιηθεί σε μεγάλους επίγειους κεντρικούς σταθμούς VSAT (hub). Η σχεδίαση έγινε με την βοήθεια του Advanced System Design (ADS) της Agilent Technologies.

Αναλυτικά, όπως προέκυψαν από την προσομοίωση, οι προδιαγραφές του ενισχυτή είναι: ζώνη λειτουργίας 14 – 14.5 GHz, ισχύς εξόδου στο σημείο συμπίεσης 1 dB ίση με 48 dBm (ιδανικά), G_{1dB} = 53.1 dB, εικόνα θορύβου μικρότερη των 10 dB, λειτουργία τάξης Α και αποδοτικότητα 20%. Σημειώνεται ότι επειδή οι μόνες παράμετροι που διαθέτονταν για τα χρησιμοποιούμενα GaAs FET ήταν οι S-παράμετροι ασθενούς σήματος, δεν ήταν δυνατό να πραγματοποιηθούν προσομοιώσεις μη γραμμικής φύσεως, και ως εκ τούτου, να προσδιορισθούν με την βοήθεια του ADS, το ακριβές σημείο συμπίεσης 1 dB και το σημείο σύμπτυξης.

Το παρόν σύγγραμμα, εκτός από την παρουσίαση της σχεδίασης του εν λόγω ενισχυτή, περιέχει ένα σχετικά εκτενές θεωρητικό μέρος που αποτελεί το θεωρητικό υπόβαθρο της σχεδίασης.

Λέξεις Κλειδιά

Σχεδίαση, Ενισχυτής, Ενισχυτής Ισχύος, Μικροκυματικός Ενισχυτής, Μικροκυματικός Ενισχυτής Ισχύος, ζώνη Κυ, VSAT, Μικροταινία, GaAs FET, ADS.

Abstract

The subject of this diploma thesis is the design of a Ku-band Solid State Power Amplifier in microstrip transmission line technology. This amplifier is intended to be used in large VSAT hubs. The design was performed with the aid of the Advanced System Design (ADS) of Agilent Technologies.

Specifically, the specifications of the amplifier are; band of operation 14 – 14.5 GHz, output power at the 1dB compression point, 48 dBm (ideally), power gain at the 1 dB compression point, 53.1 dB, noise figure less than 10 dB, class A of operation and 20%. It is noted that the only available data for the simulation were the small-signal S-parameters. Therefore, it was not possible to perform non-linear simulations in order to define the precise output power at the 1dB compression point and the precise intercept point.

This thesis, apart from the presentation of the design process of the amplifier mentioned above, contains a relatively long theoretical part with the purpose to cover theoretically the design.

Key Words

Design, Amplifier, Power Amplifier, PA, HPA, Microwave, Ku-band, VSAT, Microstrip, MIC, GaAs FET, ADS.

Ευχαριστίες

Ευχαριστώ θερμά τον κ. Καθ. Νικόλαο Ουζούνογλου για την ευκαιρία που μου έδωσε να εργαστώ πάνω σε ένα θέμα που βρίσκεται στην αιχμή της υψηλής τεχνολογίας και για την αμέριστη συμπαράσταση του, όχι μόνον σε ό,τι αφορά στην διπλωματική εργασία, αλλά και για οποιοδήποτε άλλο θέμα με έχει απασχολήσει σχετικά με την μετέπειτα ακαδημαϊκή μου σταδιοδρομία.

Ευχαριστώ θερμά τον κ. Δρ. Γεώργιο Στρατάκο για την καθοδήγησή του στην διεκπεραίωση της σχεδίασης. Η συμβολή του υπήρξε καθοριστική. Η εμπειρία του στη σχεδίαση μικροκυματικών κυκλωμάτων ήταν ο πολυτιμότερός μου σύμμαχος.

Πρόλογος

Σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου μικροκυματικού ενισχυτή υψηλής ισχύος στην Κυ ζώνη για εφαρμογές VSAT.

Η έννοια του ολοκληρωμένου μικροκυματικού ενισχυτή υποδηλώνει την χρήση τρανζίστορ σε μορφή ψηφίδων σε συνδυασμό με κάποια τεχνολογία ολοκλήρωσης. Εν προκειμένω, η ολοκλήρωση γίνεται σε επίπεδο τυπωμένου κυκλώματος με την χρήση γραμμών μεταφοράς μικροταινίας (microstrip). Ολοκληρωμένα μικροκυματικά κυκλώματα αυτού του τύπου ανήκουν στην κατηγορία των MICs (Microwave Integrated Cicruits). Τέτοια ολοκληρωμένα κυκλώματα μπορούν να παραχθούν και με την χρήση άλλων διατάξεων γραμμών μεταφοράς πέραν της μικροταινίας, όπως η σχισμοταινία κ.ά. Το αντίπαλο δέος της τεχνολογίας των MICs είναι η τεχνολογία των MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits) όπου η ολοκλήρωση γίνεται σε επίπεδο ψηφίδας. Τα πλεονεκτήματα αυτής της τεχνολογίας είναι προφανή όσον αφορά στην σμίκρυνση, ωστόσο, δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή ενισχυτών με υψηλή ισχύ εξόδου. Συχνά, οι ολοκληρωμένοι ενισχυτές ισχύος ονομάζονται και ενισχυτές ισχύος στερεάς κατάστασης (Solid State Power Amplifiers, SSPAs) σε αντιδιαστολή με τους ενισχυτές τύπου σωλήνα οδεύοντος κύματος (Travelling Wave Power Amplifiers, TWTAs), που χρησιμοποιούν μια τελείως διαφορετική αρχή λειτουργίας που δεν βασίζεται στη χρήση μικροκυματικών ημιαγώγιμων στοιχείων.

Όπως θα δούμε, τα δορυφορικά δίκτυα VSAT χρησιμοποιούν κεντρικούς επίγειους σταθμούς (hubs) με κεραίες μεγάλης διαμέτρου και ενισχυτές υψηλής ισχύος προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν οι απαιτήσεις σε διάμετρο κεραιών και ισχύ εκπομπών για τους πελάτες – τερματικά VSAT και συνάμα το κόστος των εξοπλισμών και της εγκατάστασής τους. Στα πλαίσια αυτής της εργασίας θα σχεδιασθεί ένας ενισχυτής ισχύος για έναν μεγάλο επίγειο κεντρικό σταθμό. Είναι ενδεικτικό να αναφερθεί ότι το συνολικό κόστος της κατασκευής ενός ενισχυτή ισχύος σαν και αυτόν που σχεδιάζεται είναι της τάξεως των αρκετών χιλιάδων ευρώ.

Η σχεδίαση μικροκυματικών ενισχυτών ισχύος είναι ένας τομέας που γνωρίζει τα τελευταία χρόνια αξιοσημείωτη άνθηση. Σε κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα, είτε πρόκειται για ένα μικρό κινητό τηλέφωνο είτε για έναν δορυφορικό σταθμό, υπάρχει τουλάχιστον ένας ενισχυτής ισχύος. Πέραν των τηλεπικοινωνιών, η παραγωγής ισχύος στις μικροκυματικές συχνότητες χρησιμοποιείται σε συστήματα ραντάρ, στην επεξεργασία εικόνων, σε μετατροπείς DC/DC, κ.ά. Γίνεται σαφές ότι το πεδίο εφαρμογών είναι τεράστιο. Πολύ συχνά, οι μικροκυματικοί ενισχυτές ισχύος θεωρούνται ο κυριότερος παράγων σε όρους κόστους, κατανάλωσης ισχύος, αξιοπιστίας και απόδοσης του συστήματος.

Παρόλο που θα μπορούσε να θεωρηθεί ότι είναι ένα παλιό αντικείμενο, η σχεδίαση μικροκυματικών ενισχυτών ισχύος βρίσκεται συνεχώς υπό εξέλιξη.

Η εισαγωγή των ψηφιακών επικοινωνιών έχει μεταλλάξει αρκετά το αντικείμενο επαναπροσδιορίζοντας πολλές από τις αρχές σχεδίασης. Όσο ανεβαίνουν οι συχνότητες εμφανίζονται νέα προβλήματα σε σχέση με τις δυνατότητες των χρησιμοποιούμενων τεχνολογιών και μαζί δημιουργούνται νέες προκλήσεις για τον μηχανικό.

Επιστημονικά είναι αναμφισβήτητα ένα πολυσυλλεκτικό αντικείμενο καθότι βρίσκεται στην συμβολή των τηλεπικοινωνιών και της αναλογικής σχεδίασης. Είναι δύσκολο να προσδιοριστεί επακριβώς, αλλά θα μπορούσε να ειπωθεί ότι ο κορμός του γνωστικού υποβάθρου της σχεδίασης μικροκυματικών ενισχυτών αποτελείται από τη θεωρία των μικροκυμάτων, των ψηφιακών συστημάτων επικοινωνιών και κάποιων αρχών της αναλογικής σχεδίασης.

Η σημαντικότερη όμως δυσκολία έγκειται στο γεγονός ότι δεν υπάρχουν a priori τεχνικές σχεδίασης, μια συστηματική μεθοδολογία που να εξασφαλίζει εκ των προτέρων την ακρίβεια των αποτελεσμάτων. Το να σχεδιασθεί ένας ενισχυτής απέχει παρασάγγας από το να κατασκευαστεί και να δουλεύει στην πράξη. Βέβαια, η χρήση μοντέρνων προγραμμάτων CAD απλοποιεί αρκετά τα πράγματα αλλά δεν πρέπει να θεωρείται η λύση σε όλα τα προβλήματα. Είναι χαρακτηριστικό ότι τα προγράμματα προσομοίωσης μπορούν να «εξαναγκαστούν» σε σχεδιαστικές λύσεις που δεν είναι στην πράξη υλοποιήσιμες.

Η διάρθρωση αυτής της διπλωματικής εργασίας έχει ως εξής: Στο μέρος Α (κεφάλαια 1,2,3,4) γίνεται η παρουσίαση των σημαντικότερων θεωρητικών στοιχείων της σχεδίασης ενισχυτών ισχύος. Το κεφάλαιο 1 είναι εισαγωγικό και δίδει κάποια βασικά στοιχεία για έννοιες σχετικές με την σχεδίαση των ενισχυτών ισχύος όπως η γραμμικότητα και η αποδοτικότητα. Το κεφάλαιο 2 αφορά στην σχεδίαση μικροκυματικών τυπωμένων κυκλωμάτων με την χρήση μικροταινίας. Τα κεφάλαια 3 και 4 αποτελούν τον κορμό της θεωρίας σχεδίασης ενισχυτών ισχύος. Συγκεκριμένα, το κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται η θεωρία σχεδίασης γραμμικών ενισχυτών με την χρήση των S-παραμέτρων ασθενούς σήματος και το κεφάλαιο 4 εισάγει τις απαραίτητες προεκτάσεις για την σχεδίαση ενισχυτών ισχύος τάξης Α. Στο μέρος Β (κεφάλαιο 5) γίνεται αναλυτική παρουσίαση της διαδικασίας σχεδίασης του ενισχυτή.

Α. Θεωρητικό Μέρος

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγικά Στοιχεία

1.1 Συστήματα VSAT

Το ακρωνύμιο VSAT προέρχεται από το "Very Small Aperture Terminals" που σε ακριβή μετάφραση σημαίνει «τερματικά πολύ μικρού ανοίγματος» και αναφέρεται σε επίγειους δορυφορικούς σταθμούς με μικρή διάμετρο κεραίας και πομπού χαμηλής ισχύος (στην επίσημη ορολογία του ΕΛΟΤ οι σταθμοί αυτοί αναφέρονται ως μικροσταθμοί). Οι κεραίες τους ξεκινούν από 60 cm και φτάνουν μέχρι τα 2.4 m το πολύ και η ισχύς εξόδου των πομπών τους είναι της τάξεως των λίγων watt. Οι μικροσταθμοί συνιστούν τα τερματικά του δικτύου VSAT, του οποίου αντικειμενικός στόχος είναι η παροχή τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών στους πελάτες – μικροσταθμούς με χαμηλό κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας.

Η τεχνολογία του VSAT μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μια πλειάδα από εφαρμογές που μπορεί να είναι είτε μονόδρομες, όπως μετάδοση τηλεοπτικών προγραμμάτων (TV broadcasting) είτε αμφίδρομες, όπως ιδιωτικά δίκτυα VPN, κίνηση IP, τηλεφωνία, τηλεδιάσκεψη κ.ά. Η ανερχόμενη ζεύξη ενός μικροσταθμού έχει περιορισμένο εύρος, μέχρι 64 Kbps συνήθως, ενώ το εύρος της κατερχόμενης ζεύξης μπορεί να είναι μεγαλύτερο, συχνά μέχρι 512 kbps, ώστε να μπορεί να υποστηρίξει πιο απαιτητικές εφαρμογές.

Το πλεονέκτημα των δικτύων VSAT είναι ότι δίνουν την δυνατότητα να παρακαμφθεί το δημόσιο δίκτυο για την εξυπηρέτηση της τηλεπικοινωνιακής κίνησης. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό γιατί μπορεί να γίνει εφικτή η μείωση του κόστους αλλά και επειδή μειώνει τον χρόνο εγκατάστασης. Για να γίνει σαφές το τελευταίο, ας πάρουμε το παράδειγμα μιας επιχείρησης που έχει πολλά παραρτήματα διασκορπισμένα γεωγραφικά σε μια ευρεία περιοχή. Για την διασύνδεση αυτών των παραρτημάτων με τα κεντρικά, αν χρησιμοποιούνταν το δημόσιο δίκτυο θα έπρεπε να χρησιμοποιηθούν μισθωμένες γραμμές που σε πολλές περιπτώσεις είτε δεν διατίθενται σε κάποιες περιοχές είτε ο χρόνος εγκατάστασής τους είναι μεγάλος. Αντίθετα, η εγκατάσταση των τερματικών VSAT μπορεί να γίνει ταχύτατα.

Υπάρχουν δύο βασικές τοπολογίες που μπορεί να έχει ένα δίκτυο VSAT. Η πρώτη είναι η *meshed* (= περιπλεκόμενη), στην οποία όπως φαίνεται στο σχήμα 1.1, η επικοινωνία μεταξύ των επιμέρους σταθμών γίνεται με εγκατάσταση απευθείας συνδέσεων μεταξύ τους μέσω του γεωστατικού δορυφόρου. Η δεύτερη τοπολογία είναι η *star-shaped* (μορφής αστέρα) που φαίνεται στο σχήμα 1.2 και στην οποία για την επικοινωνία των μικροσταθμών μεσολαβεί επίσης ένας κεντρικός επίγειος σταθμός, το hub (πλήμνη). Είναι δυνατόν σε ένα δίκτυο VSAT να συνυπάρχουν αυτές οι δύο τοπολογίες.



Σχήμα 1.1 – Δίκτυο VSAT τοπολογίας mesh [7]



Σχήμα 1.2 – Δίκτυο VSAT τοπολογίας αστέρα [7]

Το κύριο μειονέκτημα της πρώτης τοπολογίας είναι ότι είναι δυνατόν, λόγω της περιορισμένης ισχύος εξόδου του εκπομπού και της μικρής διαμέτρου των κεραιών πομπού και δέκτη, να μην μπορούν να επικοινωνήσουν δύο σταθμοί που είναι αρκετά απομακρυσμένοι μεταξύ τους. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί με την χρήση κεραιών μεγαλύτερης διαμέτρου αλλά κάτι τέτοιο αυξάνει το κόστος του μικροσταθμού αναιρώντας σε μεγάλο βαθμό το πρωταρχικό πλεονέκτημα του VSAT.

Η δεύτερη τοπολογία δεν αντιμετωπίζει το ίδιο πρόβλημα αφού ο κεντρικός σταθμός διαθέτει κεραία μεγάλης διαμέτρου και ενισχυτή μεγάλης ισχύος εξόδου. Έτσι, ο κεντρικός σταθμός λαμβάνει τα σήματα των μικροσταθμών, τα ενισχύει και τα επανεκπέμπει προς τον δορυφόρο, μέσω του οποίου τα λαμβάνουν οι παραλήπτες μικροσταθμοί. Εξάλλου, με αυτή την τοπολογία γίνεται δυνατή η εξυπηρέτηση υπηρεσιών broadcasting από τον κεντρικό σταθμό προς τους μικροσταθμούς. Το μειονέκτημα στην περίπτωση της τοπολογίας αστέρα είναι ότι διπλασιάζεται η καθυστέρηση από μικροσταθμό σε μικροσταθμό αλλά και το τηλεπικοινωνιακό φορτίο που πρέπει να εξυπηρετήσει ο δορυφόρος.

Στο σχήμα 1.3 φαίνονται τα τυπικά χαρακτηριστικά ενός κεντρικού σταθμού.

Transmit frequency band	14.0–14.5 GHz (Ku-band)		
B	5.925–6.425 GHz (C-band)		
Receive frequency band	10.7 – 12.75 GHz (Ku-band)		
	3.625-4.2GHz (C-band)		
Antenna			
Type of antenna	Axisymmetric dual reflector (Cassegrain)		
Diameter	2 to 5 m (compact hub)		
	5 to 8m (medium hub)		
	8 to 10 m (large hub)		
TX/RX isolation	30dB		
Voltage Standing Wave	1.25:1		
Ratio (VSWR)			
Polarisation	Linear orthogonal at Ku-band		
	Circular orthogonal at C-band		
Polarisation adjustment	±90° for linear polarised antenna		
Cross polarisation isolation	35 dB on axis		
Sidelobe envelope	29 – 2510g <i>θ</i>		
Azimuth travel	120 degrees		
Positioning	5 to 90 degrees		
Tracking	0.01 / S Stantrack at Ku hand if antanna larger than 4 m		
Wind speed:	Stephackar Ru-band it anterna larger than 4 in		
operation	50 to 70 km /b		
survival	180 km/h		
Deicing	Electric		
Dower annlifier			
Output power	2 1EW SSDA at Ku band		
Output power	5 20 W SSPA at C band		
	50_100 TWT at Ku band		
	100_200 TWT at C-band		
Power setting	0.5 dB steps		
Frequency steps	100 kHz to 500 kHz		
Low noise receiver			
Noise temperature	80–120 K at Ku-band		
reibe temperature	35–55 K at C-band		
Operating temperature	-30°C to +55°C		
SSPA: Solid State Power Amplifier T	SSPA: Solid State Power Amplifier TWT: Travelling Wave Tube		

Σχήμα 1.3 – Τυπικά χαρακτηριστικά κεντρικού σταθμού δικτύου VSAT [7]

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι η κατασκευή ενός ενισχυτή ισχύος στην Kuband για την εξυπηρέτηση των αναγκών ενός μεγάλου κεντρικού σταθμού. Παρατηρούμε από το σχήμα 1.2 ότι ο κεντρικός σταθμός θα πρέπει να εξυπηρετήσει πολλές συνδέσεις ταυτόχρονα, Επομένως, θα πρέπει να υποστηρίζει κάποιο σύστημα πολλαπλής προσπέλασης που μπορεί να είναι FDMA, TDMA, CDMA ή κάποιος συνδυασμός τους. Η σημασία αυτής της παρατήρησης για την σχεδίαση του ενισχυτή θα γίνει σαφής στην συζήτηση περί γραμμικότητας.

1.2 Γραμμικότητα

Η ανάγκη για γραμμικότητα (linearity) είναι ένα από τα πρωταρχικά στοιχεία που καθορίζουν την σχεδίαση των σύγχρονων μικροκυματικών ενισχυτών ισχύος. Η επίτευξη γραμμικής λειτουργίας γίνεται είτε με χρήση μιας αλυσίδας γραμμικών ενισχυτικών βαθμίδών είτε με τον συνδυασμό μη γραμμικών ενισχυτών ισχύος. Στο σημείο αυτό θα δοθούν μερικές βασικές έννοιες. Στο κεφάλαιο 4, που αφορά στην Σχεδίαση Ενισχυτών Ισχύος, θα δοθούν περισσότερες λεπτομέρειες σχετικά με θέματα συναφή με την γραμμικότητα.

1.2.1 Η έννοια της γραμμικότητας

Ένα σύστημα είναι γραμμικό όταν το σήμα εξόδου v_{out} είναι σταθερό πολλαπλάσιο του σήματος εισόδου v_{in} ανεξάρτητα από την τιμή v_{in}. Σε μια διαφορετική διατύπωση, αυτό σημαίνει ότι το κέρδος του A (ο λόγος v_{out} / v_{in}) είναι σταθερό, ανεξάρτητα από το σήμα εισόδου v_{in}.

Στην πράξη, η συμπεριφορά των ενισχυτών απέχει από αυτό το ιδανικό μοντέλο και μόνο αν ληφθεί κατάλληλη πρόνοια κατά την σχεδίαση θα μπορέσουμε να κατασκευάσουμε έναν κατά προσέγγιση γραμμικό ενισχυτή. Το γεγονός αυτό οφείλεται στην εγγενή μη γραμμικότητα των τρανζίστορ.

Η μη γραμμική λειτουργία των ενισχυτών μπορεί να καταταχθεί στην ασθενή μη γραμμικότητα και στην ισχυρή μη γραμμικότητα, κάθε μια από τις οποίες οφείλεται σε διαφορετικούς λόγους. Η ασθενής μη γραμμικότητα αποδίδεται στο γεγονός ότι τα τρανζίστορ, ακόμα και όταν είναι πολωμένα σε κατάλληλη περιοχή και εφαρμόζεται σ' αυτά ένα ασθενές σήμα, είναι μόνο κατά προσέγγιση γραμμικά αφού η χαρακτηριστική τους ενσωματώνει και όρους ανώτερης τάξης. Η ισχυρή μη γραμμικότητα αρχίζει να εμφανίζεται καθώς πλησιάζουμε προς τα όρια λειτουργίας των τρανζίστορ.

1.2.2 Μέτρα γραμμικότητας

Στο σχήμα 1.4 απεικονίζεται η χαρακτηριστική ισχύος εισόδου – ισχύος εξόδου ενός ενισχυτή σε μια συχνότητα.



Σχήμα 1.4 – Χαρακτηριστική ισχύος εισόδου – εξόδου [2]

Στην χαρακτηριστική αυτή μπορούμε να διακρίνουμε τρεις περιοχές: Την γραμμική περιοχή στην οποία η ισχύς εξόδου αυξάνει ανάλογα προς την ισχύ εισόδου, την μη γραμμική περιοχή στην οποία η ισχύς εξόδου αυξάνει ανάλογα προς την ισχύ εισόδου, την μη γραμμική περιοχή στην οποία η ισχύς εξόδου αυξάνει με αύξηση της ισχύος εισόδου αλλά όχι ανάλογα και τέλος, την περιοχή κόρου στην οποία η ισχύς εξόδου είναι σταθερή ανεξάρτητα από την ισχύ εισόδου. Η γραμμική περιοχή είναι μόνο κατά προσέγγιση γραμμική αφού υπάρχουν πάντα ασθενείς μη γραμμικότητες. Καθώς αυξάνει η ισχύς εισόδου αρχίζουν και επιδρούν οι ισχυρές μη γραμμικότητες του ενισχυτή με αποτέλεσμα την καμπύλωση της χαρακτηριστικής και την μείωση του κέρδους. Στην περιοχή κόρου, ο ενισχυτής έχει φτάσει στο όριο λειτουργίας του και δεν μπορεί να αποδώσει περισσότερη ισχύ.

Το σημείο συμπίεσης 1 dB (1 dB compression point) είναι το σημείο στο οποίο οι ισχυρές μη γραμμικότητες του ενισχυτή μειώνουν το κέρδος κατά ένα dB σε σχέση με το κέρδος στην γραμμική περιοχή λειτουργίας. Αν συμβολίσουμε με G_{1dB} το μειωμένο κατά 1dB κέρδος και με G₀ το γραμμικό κέρδος, θα είναι προφανώς:

$$G_{1dB}(dB) = G_0(dB) - 1$$
 (1.1)

Με P_{out,1dB} συμβολίζουμε την ισχύ εξόδου στο σημείο συμπίεσης 1 dB και αποτελεί ένα μέτρο της δυνατότητας του ενισχυτή σε ισχύ εξόδου. P_{in,1dB} είναι η αντίστοιχη ισχύς εισόδου. Προφανώς ισχύει:

$$P_{out,1dB}(dBm) - P_{in,1dB}(dBm) = G_{1dB}(dB)$$
(1.2)

Στο σχήμα 1.4 βλέπουμε επίσης του συμβολισμούς P_{in,mds} και P_{out,mds}. P_{in,mds} είναι η ελάχιστη ανιχνεύσιμη ισχύς του σήματος εισόδου (minimum detectable signal input power). P_{out,mds} είναι η αντίστοιχη ισχύς στην έξοδο.

Η γραμμική περιοχή κατά σύμβαση εκτείνεται από P_{in,mds} έως P_{in,1dB} σε όρους ισχύος εισόδου και από P_{out,mds} έως P_{out,1dB} σε όρους ισχύος εξόδου. Παρόλα αυτά, μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι το σημείο συμπίεσης 1 dB είναι μάλλον ένα σημείο μέτριας μη γραμμικότητας παρά ένα σημείο ασθενούς μη γραμμικότητας. Για το λόγο αυτό και προκειμένου να αυξηθεί κατά το δυνατόν η γραμμικότητα, επιλέγεται συνήθως λειτουργία των ενισχυτών κατά 3-4 dB κάτω από το P_{out,1dB}.

Δυναμικό εύρος d_R (Dynamic Range) είναι το εύρος της περιοχής που η ισχύς εξόδου είναι μέσα στα όρια της γραμμικής περιοχής. Ήτοι

$$d_{R} = P_{out,1dB}(dBm) - P_{in,mds}(dBm)$$
(1.3)

Όπως κάθε μη γραμμικό κύκλωμα, οι ενισχυτές υψηλής ισχύος δημιουργούν αρμονικές παραμορφώσεις (harmonic distortion), δηλαδή φασματικές συνιστώσες σε συχνότητες πολλαπλάσιες της θεμελιώδους συχνότητας. Προφανώς, η εμφάνιση αυτών των συνιστωσών έχει ως αποτέλεσμα την μείωση της ισχύος της θεμελιώδους αρμονικής. Η αρμονική παραμόρφωση προσδιορίζεται ως το επίπεδο, εκφρασμένο σε dB, της συνολικής ισχύος του αρμονικού περιεχομένου της εξόδου ως προς την ισχύ της θεμελιώδους συχνότητας.

Μια ακόμη ανεπιθύμητη ιδιότητα των ενισχυτών ισχύος είναι η ύπαρξη της λεγόμενης παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion, IMD). Παρόλο που είναι υπαρκτή σε κάθε ενισχυτή, όπως και η αρμονική παραμόρφωση, είναι σαφώς πιο εμφανής στην υψηλής ισχύος περιοχή ενός ενισχυτή όπου η μη γραμμικότητα γίνεται πιο έντονη και οι όροι τρίτης τάξης γίνονται πιο ισχυροί. Σε αντίθεση με την αρμονική παραμόρφωση, η IMD είναι προϊόν της εφαρμογής στην είσοδο ενός ενισχυτή δύο αδιαμόρφωτων σημάτων με ελαφρώς διαφορετική συχνότητα. Για παράδειγμα, αν θεωρήσουμε ότι εφαρμόζονται στην είσοδο ενός ενισχυτή δύο ημιτονικά σήματα

$$v(t) = A\cos 2\pi f_1 t + A\cos 2\pi f_2 t$$
(1.4)

με f₂ ελαφρώς μεγαλύτερο του f₁ και ότι η έξοδος του μη γραμμικού ενισχυτή μπορεί να αναπαρασταθεί από την δυναμοσειρά (η χρησιμοποίηση δυναμοσειρών για την μελέτη της μη γραμμικότητας επιβάλλει σημαντικούς περιορισμούς καθότι δεν μπορεί να εκφράσει της μετατόπιση στην φάση των συνιστωσών της εξόδου αλλά μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εισαγωγικό επίπεδο για να απεικονιστούν ορισμένες βασικές ιδιότητες της γραμμικότητας)

$$v_{0}(t) = a_{1}v(t) + a_{2}v^{2}(t) + a_{3}v^{3}(t)$$
(1.5)

τότε, η έξοδος του ενισχυτή θα περιέχει φασματικές συνιστώσες στις συχνότητες dc, f₁, f₂, 2f₁, 2f₂, 3f₁, 3f₂, f₁± f₂, 2f₁± f₂, 2f₂± f₁. Οι συχνότητες 2f₁, 2f₂ είναι οι δεύτερης τάξεως αρμονικές (second order harmonics), οι συχνότητες 3f₁, 3f₂ είναι οι τρίτης τάξεως αρμονικές (third order harmonics), οι συχνότητες f₁± f₂ είναι τα δεύτερης τάξεως προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (second order intermodulation products) και οι συχνότητες 2f₁± f₂, 2f₂± f₁ είναι τα τρίτης τάξεως προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (second order intermodulation products) και οι συχνότητες 2f₁± f₂, 2f₂± f₁ είναι τα τρίτης τάξεως προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (second order intermodulation products) και οι συχνότητες 2f₁± f₂, 2f₂± f₁ είναι τα τρίτης τάξεως προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (third order intermodulation products). Εξ' αυτών, ιδιαίτερα επικίνδυνα είναι τα 2f₁- f₂ και 2f₂- f₁ διότι βρίσκονται εντός του εύρους ζώνης λειτουργίας του ενισχυτή. Στο σχήμα 1.5 φαίνονται παραστατικά το φάσμα ισχύος στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή, όταν εφαρμόζεται στην είσοδο το σήμα της σχέσης (1.4).



Σχήμα 1.5 – Φάσμα ισχύος εξόδου όταν στην είσοδο εφαρμόζεται σήμα δύο τόνων [1]

Αν μετρήσουμε την ισχύ του προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξεως $P_{out}(2f_2-f_1)$ σε σχέση με την ισχύ εισόδου στην συχνότητα f_2 , $P_{in}(f_2)$, παίρνουμε την παράσταση του σχήματος 1.3. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και η παράσταση της ισχύος εξόδου στην συχνότητα f_2 , $P_{out}(f_2)$ σε σχέση με την ισχύ εισόδου $P_{in}(f_2)$. Το σημείο σύμπτυξης τρίτης τάξεως (third order Intercept Point, IP) είναι το σημείο στο οποίο συναντάται η προέκταση της γραμμικής περιοχής της χαρακτηριστικής $P_{out}(f_2)$ - $P_{in}(f_2)$ με την χαρακτηριστική $P_{out}(2f_2-f_1)$ - $P_{in}(f_2)$. Σημαντικό είναι παρατηρήσουμε ότι η κλήση της $P_{out}(2f_2-f_1)$ - $P_{in}(f_2)$ είναι αυτής της $P_{out}(f_2)$ - $P_{in}(f_2)$. Αυτό αποδεικνύεται εύκολα με παρατήρηση των συντελεστών του αναπτύγματος της (1.5) κατόπιν αντικατάστασης της (1.4).



Σχήμα 1.6 – Επίπεδο ισχύος προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης στην συχνότητα 2f₂-f₁ [2]

Η ισχύς IP_{out} είναι ιδεατή. Παρόλα αυτά είναι ένα χρήσιμο μέγεθος για να υπολογίζουμε τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξεως σε διάφορα επίπεδα ισχύος. Μπορεί να αποδειχθεί ότι

$$\mathsf{P}_{\mathsf{out}}\left(2\mathsf{f}_2 - \mathsf{f}_1\right) = 3\mathsf{P}_{\mathsf{out}}\left(\mathsf{f}_2\right) - 2\mathsf{I}\mathsf{P}_{\mathsf{out}} \tag{1.6}$$

Όπως φαίνεται στο σχήμα, η παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης IMD προσδιορίζεται ως το επίπεδο, σε dB, της ισχύος του προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης σε σχέση με την ισχύ του επιθυμητού σήματος. Είναι

$$IMD = P_{out}(f_2) - P_{out}(2f_2 - f_1)$$
(1.7)

και λόγω της (1.6) έπεται

$$IMD = \frac{2}{3} \left(IP_{out} - P_{out} \left(2f_2 - f_1 \right) \right)$$
(1.8)

Τέλος, στο σχήμα επίσης φαίνεται το μέγεθος d_f (spurious free dynamic range), που προσδιορίζεται ως το IMD όταν η ισχύς του προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης είναι ίση με την ελάχιστη ανιχνεύσιμη ισχύ σήματος στην έξοδο, P_{out,mds}. Δηλαδή,

$$d_{f} = \frac{2}{3} \left(IP_{out} - P_{out,mds} \right)$$
(1.9)

1.2.3 Γραμμικότητα και επικοινωνίες

Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, στην περίπτωση που όλο το εύρος ζώνης καταλαμβάνεται από ένα μόνο σήμα διαμορφωμένο κατά γωνία, τότε η μη γραμμική περιοχή και η περιοχή κόρου περιορίζουν την ισχύ εξόδου του ενισχυτή χωρίς όμως να επιφέρουν παραμόρφωση. Αν όμως το προς ενίσχυση σήμα αποτελείται από πολλά επιμέρους κανάλια, όπως γίνεται για παράδειγμα στα συστήματα FDMA, η ύπαρξη της μη γραμμικής περιοχής έχει δυσμενής επιπτώσεις καθώς δημιουργούνται προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που βρίσκονται εντός του εύρους ζώνης και τα οποία παραμορφώνουν το χρήσιμο σήμα.

Στην παραπάνω απλουστευμένη ανάλυση, υποτέθηκε ότι όταν στην είσοδο εφαρμόζεται μοναδικό σήμα, το πλάτος του είναι σταθερό. Κάτι τέτοιο εκ πρώτης μοιάζει μη περιοριστικό για την ανάλυση αφού τα δορυφορικά σήματα είναι πάντα διαμορφωμένα κατά γωνία, στην πράξη όμως απέχει από την πραγματικότητα διότι ακόμα και σε ένα τέτοιο σήμα το πλάτος δεν είναι απόλυτα σταθερό λόγω επιδράσεως του θορύβου. Για να μελετήσουμε την περίπτωση αυτή, ας θεωρηθεί ως είσοδος σε μη γραμμικό ενισχυτή το σήμα

$$\mathbf{x}(t) = [\mathbf{A} + \Delta(t)]\cos(\omega_{c}t + \theta(t) + \psi)$$
(1.10)

Στην ανωτέρω σχέση, ω_C είναι η φέρουσα συχνότητα στην οποία πραγματοποιείται η ενίσχυση, Δ(t) η μεταβολή της περιβάλλουσας, ανεπιθύμητη στα σήματα διαμορφωμένα κατά γωνία και θ(t) η διαμόρφωση γωνίας που έχει ενσωματωθεί στο φέρον. Το σήμα εξόδου του μη γραμμικού ενισχυτή θα είναι της μορφής

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{A} + \Delta(t))\mathbf{\cos}(\mathbf{\omega}_{c}t + \theta(t) + \phi(\mathbf{A} + \Delta(t)) + \psi)$$
(1.11)

Η συνάρτηση φ ονομάζεται κέρδος ΑΜ/ΡΜ και η συνάρτηση g ονομάζεται κέρδος ΑΜ/ΑΜ. Βλέπουμε ότι λόγω του κέρδους ΑΜ/ΡΜ εισάγεται θόρυβος φάσης, που παραμορφώνει το σήμα πληροφορίας. Το σημαντικό αυτό πρόβλημα μπορεί να υπερπηδηθεί με χρήση με τοποθέτηση ζωνοπερατού περιοριστή πριν από τον ενισχυτή με στόχο την σταθεροποίηση του πλάτους του προς ενίσχυση σήματος.

1.3 Αποδοτικότητα

Η αποδοτικότητα (efficiency) στην μετατροπή της ισχύος τροφοδοσίας σε ισχύ του ενισχυμένου σήματος είναι ένα μέγεθος μεγάλης σημασίας από πρακτική άποψη. Τα σύγχρονα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών επιβάλλουν υψηλές απαιτήσεις στην σχεδίαση των ενισχυτών ισχύος. Ο ενισχυτής ενός κινητού τηλέφωνου πρέπει να είναι όσο το δυνατόν αποδοτικότερος γίνεται για να μην καταναλώνεται η ισχύς της μπαταρίας. Οι σταθμοί βάσης έχουν επίσης απαιτήσεις ως προς την αποδοτικότητα λόγω των περιορισμών στην παροχή ισχύος και στην ψύξη.

Όπως και στη γραμμικότητα, οι απαιτήσεις που τίθενται στον σχεδιαστή για την αποδοτικότητα καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό την τελική σχεδίαση ως προς τις μεθόδους και τις τεχνολογίες που θα χρησιμοποιηθούν, την πολυπλοκότητα και το κόστος της τελικής υλοποίησησης.

Εδώ θα δοθούν μερικοί εισαγωγικοί ορισμοί. Στο κεφάλαιο 4 γίνεται περισσότερη συζήτηση για της μεθόδους αύξησης της αποδοτικότητας.

Η αποδοτικότητα
 n ορίζεται ως το πηλίκο της ισχύος του σήματος εξόδου
 $P_{\rm RF}$ προς την παρεχόμενη από την τροφοδοσία ισχύ
 $P_{\rm DC}$. Είναι δηλαδή

$$n = \frac{P_{RF,OUT}}{P_{DC}}$$
(1.12)

Ένας πιο αξιοκρατικός ορισμός είναι αυτός της **PAE** (Power Added Efficiency),

$$\mathsf{PAE} = \frac{\mathsf{P}_{\mathsf{RF},\mathsf{OUT}} - \mathsf{P}_{\mathsf{RF},\mathsf{IN}}}{\mathsf{P}_{\mathsf{DC}}}$$
(1.13)

1.4 Τάξεις λειτουργίας ενισχυτών ισχύος



Σχήμα 1.7 – Τάξεις Α, Β, ΑΒ και C [2]

Ως γνωστόν, η τάξη λειτουργίας ενός τρανζίστορ καθορίζεται από την **γωνία αγωγής Θ**, δηλαδή το μέρος του κύκλου ενός ημιτονοειδούς σήματος κατά το οποίο το τρανζίστορ ενισχύει το σήμα εισόδου. Το σχήμα 1.7 υπενθυμίζει τις διαφορές μεταξύ των τάξεων Α, Β, ΑΒ και C. Υποτίθεται ότι το τρανζίστορ διαθέτει μια τέλεια γραμμική περιοχή λειτουργίας και ότι δεν φτάνει ποτέ στον κορεσμό. Πολώνοντας κατάλληλα το τρανζίστορ, ρυθμίζεται εύκολα η γωνία αγωγής. Έτσι, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.7, στην τάξη Α το τρανζίστορ πολώνεται με ρεύμα I_c μεγαλύτερο από το πλάτος του ρεύματος του σήματος. Έτσι, το τρανζίστορ τάξης Α άγει καθ' όλον τον κύκλο του σήματος εισόδου, δηλαδή η γωνία αγωγής είναι Θ_A=360°. Αντίθετα στην τάξη Β, το τρανζίστορ πολώνεται με μηδενικό dc ρεύμα. Έτσι, το τρανζίστορ άγει κατά το μισό μόνο κύκλο του ημιτονοειδούς σήματος εισόδου και η γωνία αγωγής είναι Θ_B=180°.

Η τάξη ΑΒ πολώνει το τρανζίστορ σε μη μηδενικό ρεύμα, αλλά πολύ χαμηλότερο από την μέγιστη τιμή ρεύματος του ημιτονοειδούς σήματος. Το αποτέλεσμα είναι ότι το τρανζίστορ παρουσιάζει μια ενδιάμεση συμπεριφορά με ΘΑΒ ελαφρώς μεγαλύτερο από 180° αλλά πολύ μικρότερο από 360°. Τέλος, στην τάξη C το τρανζίστορ άγει για λιγότερο από μισό κύκλο και είναι Θ_C < 180°.



1.4.1 Τάξη λειτουργίας και αποδοτικότητα

Σχήμα 1.8 – Αποδοτικότητα συναρτήσει της γωνίας αγωγής [3]

Μπορούμε εύκολα να δούμε ότι όσο μειώνεται η γωνία αγωγής, μειώνεται και το μέσο ή dc ρεύμα και επομένως η κατανάλωση των τροφοδοτικών, με τελικό αποτέλεσμα να αυξάνει η αποδοτικότητα. Μπορεί εύκολα να αποδειχθεί ότι η αποδοτικότητα συναρτήσει της γωνίας αγωγής είναι

$$n = -\frac{\Theta - \sin\Theta}{2\left[\Theta \cos\left(\frac{\Theta}{2}\right) - 2\sin\left(\frac{\Theta}{2}\right)\right]}$$

Για την τάξη Α, Θ=360° = 2π, οπότε n=50%. Για την τάξη Β, Θ=180° = π, οπότε n=78.5%. Στο σχήμα 1.8 φαίνεται η παράσταση της αποδοτικότητας ως προς την γωνία αγωγής.

Η αύξηση της αποδοτικότητας είναι το βασικό κίνητρο που οδηγεί στην χρήση των τάξεων B, AB και C. Οι τάξεις αυτές ονομάζονται και **τάξεις μειωμένης γωνίας αγωγής (reduced conduction angle modes)** για προφανής λόγους. Πολύ συχνά αποκαλούνται επίσης ως συμβατικές τάξεις (conventional modes) διότι η ιδέα της μείωσης της γωνίας αγωγής για την αύξηση της αποδοτικότητας είναι πολύ παλιά. Σήμερα, χρησιμοποιούνται συχνά προωθημένες τεχνικές για την αύξηση της αποδοτικότητας.

1.4.2 Τάξη λειτουργίας, γραμμικότητα και ισχύς εξόδου



Σχήμα 1.9– Ανάλυση αρμονικών σήματος εξόδου συναρτήσει της γωνίας αγωγής [3]

Η τάξη Α είναι η μόνη που λειτουργεί με γραμμικό τρόπο. Αυτό βεβαίως δεν σημαίνει ότι απαλείφονται και οι ασθενείς μη γραμμικότητες στην γραμμική περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ που εκ των πραγμάτων υπάρχουν και εδώ δεν φαίνονται στην χαρακτηριστική του τρανζίστορ του σχήματος 1.7 για λόγους ευκολίας. Είναι φανερό ότι η μείωση της γωνίας αγωγής δημιουργεί έντονες μη γραμμικότητες που χρήζουν ιδιαίτερης αντιμετωπίσεως. Στο σχήμα 1.9 παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της ανάλυσης Fourier για το σήμα εξόδου. Βλέπουμε ότι δημιουργούνται αρμονικές ανώτερης τάξης που συνήθως καταπιέζονται με κατάλληλο τερματισμό. Το θέμα αυτό δεν θα μας απασχολήσει εδώ. Κατ' αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται γραμμική λειτουργία με χρήση τεχνικών που εγγενώς είναι μη γραμμικές. Εξάλλου, όπως επιβεβαιώνεται και από το σχήμα 1.9, η αύξηση του πλάτους των αρμονικών ανώτερης τάξης επηρεάζει το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής. Αύξηση της γωνίας αγωγής στην περιοχή της τάξης C έχει ως αποτέλεσμα την μείωση της ισχύος της θεμελιώδους αρμονικής του τρανζίστορ κάτω από τις προδιαγραφές του για λειτουργία τάξης Α. Παρόλα αυτά, επειδή δεν καταναλώνεται ισχύς dc, η αποδοτικότητα μεγιστοποιείται και προσεγγίζει το 100%. Το σχήμα 1.10 απεικονίζει την μεταβολή της αποδοτικότητας και της ισχύος εξόδου συναρτήσει της γωνίας αγωγής.



Σχήμα 1.10 – Αποδοτικότητα και ισχύς εξόδου συναρτήσει της γωνίας αγωγής [3]

1.5 Μικροκυματικά τρανζίστορ

Αντικείμενο αυτής της παραγράφου δεν είναι η διεξοδική μελέτη των μικροκυματικών τρανζίστορ. Κάτι τέτοιο ξεφεύγει από τα πλαίσια αυτού του συγγράμματος. Άλλωστε, η βιβλιογραφία σχετικά με την λειτουργία, τα χαρακτηριστικά και την κατασκευή των μικροκυματικών τρανζίστορ είναι εκτενής. Η εξέλιξη της τεχνολογίας στον τομέα της κατασκευής τρανζίστορ είναι αδιάκοπη και συνεχώς παράγονται τρανζίστορ που βασίζονται σε νέες τεχνολογίες, ικανές για υψηλότερες συχνότητες λειτουργίας, υψηλότερο κέρδος και ισχύ και χαμηλότερη εικόνα θορύβου. Στην παράγραφο αυτή θα εστιάσουμε σε μια βασική περιγραφή της τεχνολογίας των GaAs MESFETs, που είναι εξαιρετικά διαδεδομένη και αποτελεί ταυτόχρονα την βάση για άλλες βελτιωμένες τεχνολογίες που βελτιώνουν τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ. Θα αναφερθούμε επίσης στην κατηγορία των Hetero FET και στα HEMTs που ανήκουν στην κατηγορία αυτή.



GaAs MESFET (Gallium Arsenide Metal Semiconductor FET)

Σχήμα 1.11 – Εγκάρσια τομή MESFET και JFET [2]

Στο σχήμα 1.11 φαίνεται η τομή ενός MESFET. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και ένα JFET για να γίνουν σαφείς οι διαφορές τους. Τα MESFETs διαφέρουν από τα JFETs κυρίως στο ότι η πύλη από την ανάστροφα πολωμένη επαφή ρη που απομονώνει την πύλη από το κανάλι έχει αντικατασταθεί από μια επαφή Schottky. Έτσι, τα MESFETs λειτουργικά δεν διαφέρουν από τα JFETs, αφού ο έλεγχος του καναλιού γίνεται με τον ίδιο τρόπο. Ωστόσο, η χρήση της επαφής Schottky επιφέρει ένα κέρδος ζωτικής σημασίας. Η υψηλή χωρητικότητα που οφείλεται στο ηλεκτρόδιο της πύλης και στην ανάστροφα πολωμένη επαφή pn έχει ως αποτέλεσμα τα JFETs να παρουσιάζουν πολύ χαμηλή συχνότητα αποκοπής, περίπου 1 GHz. Αντίθετα, τα MESFETs παρουσιάζουν πολύ υψηλότερες συχνότητες αποκοπής με τα GaAs MESFETs να χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές έως περίπου 70 GHz. Το ημιαγώγιμο υλικό κατασκευής των τελευταίων είναι το GaAs. Η κινητικότητα των ηλεκτρονίων σε αυτό είναι πολύ υψηλότερη αυτής στο Si, με αποτέλεσμα τα GaAs MESFETs να παρουσιάζουν εξαιρετικά βελτιωμένη απόκριση συχνότητας και απόδοση ως προς τον θόρυβο.

Είναι επίσης διαθέσιμα και GaAs MESFETs ισχύος. Αυτά είναι συνήθως διαθέσιμα σε «εσωτερικώς προσαρμοσμένες» συσκευασίες (internally matched) που περιλαμβάνουν πολλά GaAs MESFETs χαμηλής ισχύος ενωμένα παράλληλα.

Στο σχήμα 1.12 φαίνεται το ισοδύναμο ασθενούς σήματος ενός MESFET σε συνδεσμολογία κοινής πηγής. Τυπικές τιμές για μήκος πύλης ίσο με 1μm και πλάτος ίσο με 250 μm είναι C_i = 0.3 pF, C_{gd} = 0.02 pF, C_{ds} = 0.05 pF, r_{ds} = 600 Ω, r_i = 2.5 Ω και g_m = 40 mS. Όταν η χωρητικότητα C_{gd} είναι πολύ μικρή και μπορεί να αμεληθεί, το MESFET δεν παρουσιάζει ανάδραση από την έξοδο στην είσοδο και το τρανζίστορ γίνεται μονόδρομο.



Σχήμα 1.12 – Ισοδύναμο ασθενούς σήματος MESFET [1]

Μοιραία, σε συσκευασμένη μορφή το MESFET θα παρουσιάζει στους ακροδέκτες του παρασιτικές αντιστάσεις και επαγωγές. Στο σχήμα 1.13 φαίνεται το ισοδύναμο του σχήματος 1.12 μετά την προσθήκη των παρασιτικών στοιχείων. Τυπικές τιμές για τις παρασιτικές επαγωγές κυμαίνονται από 0.1 nH έως 0.9 nH και για τις αντιστάσεις από 0.2 Ω έως 0.1 Ω.



Σχήμα 1.13 – Ισοδύναμο ασθενούς σήματος MESFET σε συσκευασία [1]

Παρόλο που είναι χρήσιμο να γνωρίζει κανείς τα μοντέλα αυτά, στην σχεδίαση βολεύει σαφώς η χρήση των S-παραμέτρων που παρέχουν μια πιο μακροσκοπική θεώρηση των χαρακτηριστικών των τρανζίστορ.

HEMT (High Electron Mobility Τρανζίστορ)

Τα HEMTs ανήκουν στην κατηγορία των HFET (Hetero FET) τα οποία εκμεταλλεύονται τα πλεονεκτήματα των απότομων μεταβάσεων μεταξύ στρωμάτων διαφορετικών ημιαγώγιμων υλικών, όπως το GaAlAs και το GaAs στην περίπτωση των HEMTs. Αυτή είναι και η βασική διαφοροποίηση σε σχέση με MESFET. Το αποτέλεσμα είναι ότι καταφέρνουν να ξεπεράσουν την συχνότητα αποκοπής των MESFET, ενώ ταυτόχρονα διατηρούν τα χαμηλά επίπεδα θορύβου και την υψηλή ισχύ εξόδου. Στην πράξη, HEMTs έχουν χρησιμοποιηθεί ακόμα και σε συχνότητες που ξεπερνούν τα 100 GHz. Στο
σχήμα 1.14 δίδεται η εγκάρσια τομή ενός ΗΕΜΤ χωρίς ωστόσο να επεξηγούνται ορισμένες λεπτομέρειες που ξεφεύγουν από τα πλαίσια αυτού του συγγράμματος.



Σχήμα 1.14 – Εγκάρσια τομή ΗΕΜΤ [1]

Κεφάλαιο 2

Μικροταινία

2.1 Εισαγωγή

Η χρήση τυπωμένων κυκλωμάτων στις μικροκυματικές συχνότητες βρίσκει μεγάλη εφαρμογή στην πράξη. Ο πιο συχνά χρησιμοποιούμενος τύπος γραμμής μεταφοράς για την κατασκευή τέτοιων κυκλωμάτων είναι η **μικροταινία (microstrip)**. Η γεωμετρία της μικροταινίας απεικονίζεται στο σχήμα 2.1.



Σχήμα 2.1 – Γεωμετρία Μικροταινίας [8]

Η μικροταινία αποτελείται από έναν αγωγό πλάτους w που βρίσκεται πάνω στην επιφάνεια διηλεκτρικής πλάκας πάχους h και διηλεκτρικής επιτρεπτότητας ε_r που ονομάζεται υπόστρωμα. Η άλλη πλευρά του διηλεκτρικού υποστρώματος είναι καλυμμένη με αγωγό.

Είναι γνωστό ότι συστήματα γραμμών μεταφοράς που περιβάλλονται από ένα μοναδικό ομοιόμορφο διηλεκτρικό υλικό μπορούν να υποστηρίξουν έναν μοναδικό ρυθμό σε μια περιοχή συχνοτήτων (για παράδειγμα, ρυθμό TEM για ομοαξονικές γραμμές, TE για κυματοδηγούς, κ.ά.). Επίσης, συστήματα κυματοδήγησης που αποτελούνται από δύο απομονωμένους αγωγούς και περιβάλλονται από ομοιόμορφο διηλεκτρικό υλικό υποστηρίζουν διάδοση με ρυθμό TEM και μηδενική συχνότητα αποκοπής. Όπως είναι φανερό από την γεωμετρία της, η μικροταινία περιλαμβάνει δύο απομονωμένους αγωγούς. Από την άλλη όμως, η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων δεν γίνεται αμιγώς στο χώρο του διηλεκτρικού. Σαν αποτέλεσμα, η διάδοση γίνεται σε ρυθμούς που αποτελούνται από μια σύνθεση από κύματα TE και TM με μικρές διαμήκης συνιστώσες, που ονομάζονται υβριδικά κύματα. Ισοδύναμα, μπορεί να θεωρηθεί ότι ο επικρατέστερος ρυθμός είναι TEM. Αυτός ο τρόπος κυματοδήγησης ονομάζεται σχεδόν TEM (quasi TEM).

Η ανάλυση των χαρακτηριστικών διάδοσης σε αυτόν τον ρυθμό βασίζεται στην θεώρηση της ενεργούς διηλεκτρικής επιτρεπτότητας (effective dielectric permeability) ε_{eff}, που από φυσικής άποψης εκφράζει την διηλεκτρική επιτρεπτότητα ενός ισοδύναμου συστήματος κυματοδήγησης του

οποίου η διηλεκτρική επιτρεπτότητα είναι ε_{eff} παντού και στο οποίο η διάδοση γίνεται σε καθαρό ρυθμό ΤΕΜ. Πρακτικά, η ενεργή διηλεκτρική επιτρεπτότητα ε_{eff} συσχετίζεται με την σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα του υποστρώματος ε_r και με τα μεγέθη της γεωμετρίας της μικροταινίας w και h. Το πάχος t του αγωγού της άνω επιφανείας επηρεάζει την τιμή της σε μικρότερο βαθμό και συχνά αμελείται.

Η ταχύτητα φάσης στην μικροταινία μπορεί να γραφεί ως

$$u_{p} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$
(2.1)

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός. Το μήκος κύματος της μικροταινίας δίνεται από

$$\lambda_{g} = \frac{u_{p}}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{\lambda_{0}}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$
(2.2)

,όπου λ₀ είναι το μήκος κύματος στον κενό χώρο. Βλέπουμε ότι το μήκος κύματος της μικροταινίας είναι μικρότερο από το μήκος κύματος στον κενό χώρο. Αυτό βοηθά στην σμίκρυνση των τυπωμένων κυκλωμάτων.

Η χαρακτηριστική αντίσταση της μικροταινίας είναι

$$Z_{0} = \frac{1}{u_{p}C} = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{cC} = Z_{01}\sqrt{\varepsilon_{eff}}$$
(2.3)

,όπου C είναι η ισοδύναμη χωρητικότητα της γραμμής ανά μονάδα μήκους και Z₀₁ η χαρακτηριστική αντίσταση της ιδεατής μικροταινίας που προκύπτει αν από την πραγματική μικροταινία αφαιρεθεί το διηλεκτρικό υπόστρωμα.

Η επιστημονική έρευνα εστιάζει την προσοχή της στην εκτίμηση των μεγεθών e_{eff} και C, που είναι απαραίτητα για τον υπολογισμό της χαρακτηριστικής αντίστασης και του μήκους κύματος που είναι απαραίτητα κατά την σχεδίαση μικροκυματικών δικτύων. Αντικείμενο αυτού του κεφαλαίου δεν είναι η εμβάθυνση στις τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την μοντελοποίηση των γραμμών μεταφοράς. Εδώ απλώς θα δοθούν τα πορίσματα των επιστημονικών εργασιών υπό την μορφή τύπων που υπολογίζουν την ε_{eff} και την Ζ₀ σαν συνάρτηση των μεγεθών h, w και e_r.

2.2 Υπολογισμοί με στατικές μεθόδους

Ένας σημαντικός αριθμός εργασιών έχουν γίνει με την βοήθεια στατικών μεθόδων αναλύσεως, οι οποίες δεν λαμβάνουν υπόψιν την επίδραση της συχνότητας στην ενεργή διηλεκτρική επιτρεπτότητα και την χαρακτηριστική

αντίσταση Z₀. Είναι ωστόσο σκόπιμο να παρουσιαστούν εδώ για τους εξής λόγους:

- Τα αποτελέσματα αυτών των μεθόδων είναι αρκετά ακριβή ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν μέχρι και συχνότητες μερικών GHz
- Σε υψηλότερες συχνότητες μέχρι και το όριο όπου μπορεί να χρησιμοποιηθεί η μικροταινία, αυτά τα «στατικά» αποτελέσματα μπορούν και πάλι να αξιοποιηθούν με την προσθήκη αναγκαίων προεκτάσεων.

2.2.1 Τύποι για σύνθεση (Ζ₀ δοθέν)

Οι τύποι που δίνονται παρακάτω ισχύουν για υποστρώματα αλουμίνας (8< ϵ_r <12). Για μικρούς πλάτους μικροταινίες (όταν Z₀ > (44 - 2 ϵ_r) Ω):

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{\exp H'}{8} - \frac{1}{4\exp H'}\right)^{-1}$$
(2.4)

όπου

$$H' = \frac{Z_0 \sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right)$$
(2.5)

Με την προϋπόθεση ότι από την σχέση (2.4) είναι w/h<1.3 (ή ισοδύναμα ότι Z₀ > (63 - 2ε_r) Ω), η ενεργή διηλεκτρική επιτρεπτότητα υπολογίζεται:

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_{\text{r}} + 1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2H'} \left(\frac{\varepsilon_{\text{r}} - 1}{\varepsilon_{\text{r}} + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\varepsilon_{\text{r}}} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right\}^{-2}$$
(2.6)

,όπου το Η' δίδεται από την σχέση (2.6) σαν συνάρτηση του Ζ0 ή εναλλακτικά, αντιστρέφοντας την (2.4):

$$H' = \ln\left\{4 + \sqrt{16\left(\frac{h}{w}\right)^2 + 2}\right\}$$
(2.7)

Για μεγάλου πλάτους μικροταινίες (όταν $Z_0 < (44 - 2ε_r) \Omega$):

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ \left(d_{\varepsilon} - 1 \right) - \ln\left(2d_{\varepsilon} - 1 \right) \right\} + \frac{e_{r} - 1}{\pi e_{r}} \left\{ \ln\left(d_{\varepsilon} - 1 \right) + 0.293 - \frac{0.517}{e_{r}} \right\}$$
(2.8)

όπου ο όρος dε δίνεται από την σχέση:

$$d_{\varepsilon} = \frac{59.95\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(2.9)

Με την προϋπόθεση ότι από την σχέση (2.8) είναι w/h>1.3 (ή ισοδύναμα ότι Z₀ < (63 - 2ε_r) Ω), η ενεργή διηλεκτρική επιτρεπτότητα υπολογίζεται:

$$\varepsilon_{\rm eff} = \frac{\varepsilon_{\rm r} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{\rm r} - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{\rm h}{\rm w} \right)^{-0.555}$$
(2.10)

Εναλλακτικά, η τελευταία σχέση εκφράζεται σε συνάρτηση με την χαρακτηριστική αντίσταση

$$\epsilon_{\rm eff} = \frac{\epsilon_{\rm r}}{0.96 + \epsilon_{\rm r} (0.109 - 0.004\epsilon_{\rm r}) \{ \log(10 + Z_{\rm o}) - 1 \}}$$
(2.11)

Η τελευταία σχέση έχει ακρίβεια ±0.2% για ε_r =10 και 8≤Z₀≤45 Ω.

2.2.2 Τύποι για ανάλυση (w/h δοθέν)

Για στενές γραμμές (w/h < 3.3)

$$Z_{0} = \frac{119.9}{\sqrt{2(\varepsilon_{r}+1)}} \left[\ln \left\{ 4\frac{h}{w} + \sqrt{16\left(\frac{h}{w}\right)^{2} + 2} \right\} \right]$$
(2.12)

Για πλατιές γραμμές (w/h > 3.3)

$$Z_{0} = \frac{119.9\pi}{2\sqrt{\epsilon_{r}}} \left[\frac{w}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln\left(e\pi^{2}/16\right)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_{r}-1}{\epsilon_{r}^{2}}\right) + \frac{\epsilon_{r}+1}{2\pi\epsilon_{r}} \left\{ \ln\frac{\pi e}{2} + \ln\left(\frac{w}{2h}+0.94\right) \right\} \right]^{-1}$$

$$(2.13)$$

Μετά τον υπολογισμό του Z₀ είναι δυνατόν να υπολογιστεί το ε_{eff} με την βοήθεια των τύπων που δόθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο.

2.2.3 Ακρίβεια των δοθέντων τύπων

Σε όλες τις περιπτώσεις ο λόγος w/h υπολογίζεται με ακρίβεια του ±1%. Για στενές γραμμές w/h<1.3, το $ε_{eff}$ έχει ένα σφάλμα +0.5-0.0 %. Όταν w/h>1.3, το $ε_{eff}$ έχει ένα σφάλμα ±0.25%. Οι εκφράσεις για το Z₀ έχουν ακρίβεια του ±1%.

2.3 Υπολογισμοί που λαμβάνουν υπόψιν την διασπορά

Οι μέθοδοι της προηγούμενης παραγράφου θεωρούν ότι η ενεργή διηλεκτρική επιτρεπτότητα ε_{eff} και κατ' επέκταση η ταχύτητα φάσης u_p παραμένουν σταθερές με την συχνότητα, οπότε η σταθερά διάδοσης β=2π/λ_g=(2π/u_p)f είναι

ανάλογη της συχνότητας. Δυστυχώς, στην πραγματικότητα διαπιστώνεται ότι η μικροταινία εμφανίζει διασπορά, δηλαδή, η σταθερά διάδοσης δεν είναι ακριβώς ανάλογη της συχνότητας. Το φαινόμενο αυτό μπορεί να μοντελοποιηθεί θεωρώντας ότι η ενεργή διηλεκτρική επιτρεπτότητα εeff εμφανίζει εξάρτηση από την συχνότητα. Υπάρχουν πολυάριθμες επιστημονικές εργασίες που προσπαθούν να παράγουν αναλυτικές εκφράσεις της μορφής ε_{eff}(f). Εδώ απλώς δίδεται το ακριβέστερο ίσως μοντέλο που οφείλεται στους Kirschning και Jansen [που μάλιστα είναι αυτό που χρησιμοποιείται στους υπολογισμούς από το ADS]:

$$\varepsilon_{\text{eff}}(f) = \varepsilon_{r} - \frac{\varepsilon_{r} - \varepsilon_{\text{eff}}}{1 + P(f)}$$
(2.14)

όπου εeff είναι η ενεργή διηλεκτρική επιτρεπτότητα που υπολογίζεται με τις στατικές μεθόδους της προηγούμενης παραγράφου και P(f) να δίνεται από τον τύπο

$$P(f) = P_1 P_2 \left\{ \left(0.1844 + P_3 P_4 \right) 10 fh \right\}^{1.5763}$$
(2.15)

όπου

$$\begin{split} P_{1} &= 0.27488 + \left\{ 0.6315 + 0.525 / \left(1 + 0.157 fh\right)^{20} \right\} \frac{w}{h} - \\ &- 0.065683 \exp\left(-8.7513 \frac{w}{h}\right) \\ P_{2} &= 0.33622 \left\{ 1 - \exp\left(-0.03442e_{r}\right) \right\} \\ P_{3} &= 0.0363 \exp\left(-4.6 \frac{w}{h}\right) \left[1 - \exp\left\{-\left(\frac{fh}{3.87}\right)^{4.97} \right\} \right] \end{split} \tag{2.16}$$

$$P_{4} &= 1 + 2.751 \left[1 - \exp\left\{-\left(\frac{\epsilon_{r}}{15.916}\right)^{8} \right\} \right]$$

Σύμφωνα με τους Kirschning και Jansen, η ακρίβεια αυτού του μοντέλου είναι καλύτερη από ±0.6% για συχνότητες μέχρι 60 GHz. Οι περιορισμοί του μοντέλου αυτού είναι

$$1 \le \varepsilon_r \le 20$$

$$0.1 \le \frac{W}{h} \le 100$$

$$0 \le \frac{h}{\lambda_0} \le 0.13$$

(2.17)

Η επίδραση της συχνότητας στην χαρακτηριστική αντίσταση Z₀ είναι λιγότερο σημαντική και συχνά αμελείται. Ωστόσο, εργασία έχει γίνει και σε αυτό το θέμα με την πιο ακριβή έκφραση να είναι:

$$Z_{0}(f) = Z_{0T} - \frac{Z_{0T} - Z_{0}}{1 + G\left(\frac{f}{f_{P}}\right)^{2}}$$
(2.18)

Σε αυτή την σχέση Z₀ είναι η χαρακτηριστική αντίσταση που προκύπτει από της στατικές μεθόδους της προηγούμενης παραγράφου, Z_{0T} δίδεται από καμπύλες, το f_P από

$$f_{\rm P} = \frac{Z_0}{2\mu_0 h}$$
(2.19)

και μ₀ είναι η απόλυτη μαγνητική διαπερατότητα. Ο παράγων G είναι καθαρά εμπειρικός και υπολογίζεται σαν συνάρτηση του Z₀ για κάθε διηλεκτρικό ξεχωριστά. Για παράδειγμα, για διηλεκτρικό αλουμίνας πάχους 0.65 mm (Alsimag 805, ε_r=10.15) είναι:

$$G = \left(\frac{Z_0 - 3}{60}\right)^{1/2} + 0.001Z_0$$
 (2.20)

με τη χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 να παίρνει τιμές από το εύρος $30 \le Z_0 \le 70$ Ω και την συχνότητα $2 \le f \le 18$ GHz.

Η σχέση (2.18) μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μια επαναληπτική διαδικασία υπολογισμού του w μέχρι να επιτευχθεί ικανοποιητική ακρίβεια.

Κεφάλαιο 3

Θεωρία Σχεδίασης

Γραμμικών Μικροκυματικών Ενισχυτών

3.1 Χαρακτηριστικά Μικροκυματικών Ενισχυτών (ΜΕ)

Ένας ενισχυτής αποτελείται από μία ή περισσότερες ενισχυτικές βαθμίδες. Στο επόμενο σχήμα απεικονίζεται σε γενικές γραμμές η αρχιτεκτονική ενός ΜΕ.



Σχήμα 3.1 – Αρχιτεκτονική ΜΕ [2]

Το ενεργό στοιχείο χαρακτηρίζεται από τις S-παραμέτρους του στο συγκεκριμένο σημείο πόλωσης. Ως «ενεργό στοιχείο» θα αναφέρουμε στο οποιοδήποτε ένεργό κύκλωμα παρεμβάλλεται εξής μεταξύ TOU προσαρμοστικού κυκλώματος εισόδου και του προσαρμοστικού κυκλώματος εξόδου. Το αν το κύκλωμα αυτό είναι απλώς ένα τρανζίστορ ή μια πολύπλοκη ενισχυτική τοπολογία δεν επηρεάζει καθόλου την ανάλυση των παραγράφων που ακολουθούν. Αυτή ακριβώς η μακροσκοπική θεώρηση είναι η αξία της χρήσης των S-παραμέτρων στην σχεδίαση ΜΕ. Στην απλούστερη περίπτωση το ενεργό στοιχείο είναι απλώς ένα τρανζίστορ, οπότε ο ΜΕ του σχήματος είναι μια απλή ενισχυτική βαθμίδα. Τα δίθυρα δίκτυα προσαρμογής χρησιμοποιούνται για να μειώσουν τις ανεπιθύμητες ανακλάσεις και να βελτιώσουν τα χαρακτηριστικά λειτουργίας του ΜΕ. Ένα σύνολο των πιο αντιπροσωπευτικών χαρακτηριστικών λειτουργίας ενός ΜΕ παρατίθενται ακολούθως:

- Συχνότητα λειτουργίας και εύρος ζώνης (σε Hz)
- Κέρδος ενίσχυσης και σταθερότητα αυτού εντός της ζώνης λειτουργίας (σε dB)
- Ισχύς εξόδου (σε dBm)
- Δείκτης στασίμων κυμάτων σε είδος και έξοδο (VSWR)
- Εικόνα θορύβου (σε dB)

- Γραμμικότητα ενισχυτή, που χαρακτηρίζεται με ποικίλους τρόπους
- Απαιτήσεις τροφοδοσίας (σε V και Α)

Το θέμα της γραμμικότητας καθώς και της ισχύος εξόδου που είναι άρρηκτα συνδεδεμένο με το πρώτο θα μελετηθούν ξεχωριστά στο επόμενο κεφάλαιο καθότι αποτελούν κεντρικά θέματα των ενισχυτών ισχύος. Αντικείμενο αυτού του κεφαλαίου είναι η παρουσίαση της θεωρίας σχεδίασης γραμμικών ΜΕ. Το πρόβλημα της σχεδίασης συνοψίζεται ουσιαστικά στο να βρεθεί ένας συστηματικός τρόπος συσχετισμού των ανωτέρω προδιαγραφών με τις συνθήκες προσαρμογής σε είσοδο και έξοδο. Πιο συγκεκριμένα, αυτό που ενδιαφέρει είναι να βρεθούν φόρμουλες που να δίδουν το κέρδος, τον δείκτη στάσιμων κυμάτων και την εικόνα θορύβου κ.λ.π. σαν συνάρτηση των συντελεστών ανάκλασης Γ_S, Γ_{in}, Γ_L, Γ_{out} (πρόβλημα ανάλυσης) και απαιτούμενες τιμές για τους συντελεστές ανάκλασης (πρόβλημα σύνθεσης).

Για να γίνει δυνατή η προσέγγιση του ανωτέρω προβλήματος, θα πρέπει πρώτα να δοθούν μερικά εισαγωγικά στοιχεία για την περιγραφή των ΜΕ με χρήση των S-παραμέτρων τους και να παρουσιασθούν ορισμένες εκφράσεις για την ισχύ. Στη συνέχεια θα εισαχθούν τα απαραίτητα εργαλεία που βοηθούν στην σχεδίαση ενός ευσταθούς ενισχυτή με καθορισμένες προδιαγραφές για το κέρδος, τον θόρυβο και τον VSWR. Κοινός τόπος σε αυτά τα εργαλεία είναι η εύρεση εξισώσεων κύκλου που μπορούν να παρασταθούν στον χάρτη Smith.

Τονίζεται εξαρχής ότι στο εξής κάθε φορά που θα δίδεται μια σχέση που περιλαμβάνει τις S-παραμέτρους, αυτή θα αναφέρεται σε μια συχνότητα και με καθορισμένο σημείο πόλωσης, αφού οι S-παράμετροι μεταβάλλονται με την συχνότητα και τις συνθήκες πόλωσης του ενισχυτή.

3.2 Περιγραφή ενισχυτή με τις S-παραμέτρους

Οι ορισμοί και η σημασία των S-παραμέτρων ενός πολύθυρου μικροκυματικού δικτύου θεωρούνται γνωστοί. Εδώ απλώς θα επισημανθούν ορισμένα σημεία που έχουν ιδιαίτερη σημασία για τους ME.

Ένα ΜΕ, όπως και κάθε άλλο δίθυρο δίκτυο, ανεξαρτήτως από την εσωτερική του δομή, μπορεί να χαρακτηριστεί πλήρως από την μήτρα σκέδασης ή την μήτρα S-παραμέτρων του σε συγκεκριμένη συχνότητα και συνθήκες πόλωσης.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$
(3.1)

Στην γενικότερη περίπτωση είναι S₁₂≠0, δηλαδή υπάρχει ανάδραση από την έξοδο στην είσοδο. Αυτό δημιουργεί ορισμένες πολύ σημαντικές επιπλοκές. Η παράμετρος S₁₁ ταυτίζεται με τον συντελεστή ανάκλασης εισόδου Γ_{in} υπό την προϋπόθεση ότι στην έξοδο υπάρχει τέλεια προσαρμογή (Γ_L=0). Ομοίως, η παράμετρος S₂₂ ταυτίζεται με τον συντελεστή ανάκλασης εξόδου υπό την προϋπόθεση ότι υπάρχει τέλεια προσαρμογή στην είσοδο (Γ_S=0). Στην γενικότερη περίπτωση που δεν ισχύουν οι ανωτέρω προϋποθέσεις, ισχύει:

$$\Gamma_{\rm in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_{\rm L}}{1 - S_{22}\Gamma_{\rm L}}$$
(3.2)

$$\Gamma_{\text{out}} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_{\text{S}}}{1 - S_{11}\Gamma_{\text{S}}}$$
(3.3)

Κατόπιν αλγεβρικών πράξεων, οι ανωτέρω εκφράσεις μπορούν επίσης να γραφτούν ως:

$$\Gamma_{\rm in} = \frac{S_{11} - \Gamma_{\rm L}\Delta}{1 - S_{22}\Gamma_{\rm L}} \tag{3.4}$$

$$\Gamma_{\text{out}} = \frac{S_{22} - \Gamma_{\text{s}} \Delta}{1 - S_{11} \Gamma_{\text{s}}}$$
(3.5)

,όπου

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \tag{3.6}$$

Η απόδειξη των παραπάνω σχέσεων μπορεί να γίνει πολύ εύκολα με την χρήση διαγραμμάτων ροής σήματος. Υποθέτοντας ότι τα δίκτυα προσαρμογής εισόδου και εξόδου έχουν ενσωματωθεί στο φορτίο εισόδου και εξόδου, αντίστοιχα, το σχήμα 3.1 απλουστεύεται σε αυτό του σχήματος 3.2. Στο σχήμα 3.3 απεικονίζεται το συνακόλουθο διάγραμμα ροής σήματος. Εξ' ορισμού, είναι Γ_{in}=b₁/α₁. Στο σχήμα 3.3 παρουσιάζεται η πορεία απόδειξης της σχέσης (3.2). Για την σχέση (3.3) μπορεί να ακολουθηθεί παρόμοια διαδικασία.



Σχήμα 3.2 – Απλοποιημένο σχήμα μιας βαθμίδας ΜΕ [2]



Σχήμα 3.3 – Συνακόλουθο διάγραμμα ροής σήματος [2]





$$\underbrace{\begin{array}{c}b_{S} \ 1 \\ \Gamma_{S} \\ b_{1}\end{array}}_{b_{1}} S_{11} + \underbrace{S_{12}S_{21}}_{1 - S_{22}\Gamma_{L}} \Gamma_{L} \Longrightarrow \underbrace{\begin{array}{c}b_{S} \ 1 \\ \Gamma_{S} \\ D_{1}\end{array}}_{b_{1}} \Gamma_{in} = \underbrace{b_{1}}_{a_{1}} = S_{11} + \underbrace{S_{12}S_{21}}_{1 - S_{22}\Gamma_{L}} \Gamma_{L}$$

Σχήμα 3.4 – Απόδειξη της εξίσωσης (3.2) [2]

3.3 Σχέσεις ισχύος ΜΕ

Με αναφορά στο σχήμα 3.2, ισχύει:

$$b_{s} = b_{1}' - a_{1}'\Gamma_{s} = b_{1}'(1 - \Gamma_{in}\Gamma_{s})$$
(3.7)

Η ισχύς του προσπίπτοντος κύματος στην είσοδο του ενισχυτικού στοιχείου είναι:

$$P_{inc} = \frac{\left| b_{1}^{\prime} \right|^{2}}{2} = \frac{1}{2} \frac{\left| b_{s} \right|^{2}}{\left| 1 - \Gamma_{in} \Gamma_{s} \right|^{2}}$$
(3.8)

Εκ του ορισμού του συντελεστή ανάκλασης εισόδου Γ_{in}, η ισχύς που εισέρχεται στον ενισχυτή είναι:

$$P_{in} = P_{inc} \left(1 - \left| \Gamma_{in} \right|^{2} \right) = \frac{1}{2} \frac{\left| b_{s} \right|^{2}}{\left| 1 - \Gamma_{in} \Gamma_{s} \right|^{2}} \left(1 - \left| \Gamma_{in} \right|^{2} \right)$$
(3.9)

Η ισχύς αυτή μεγιστοποιείται όταν ισχύει η **συνθήκη συζυγούς μιγαδικής προσαρμογής** στην είσοδο του ενισχυτή, $Z_{in}=Z_s^*$, ή σε όρους συντελεστών ανάκλασης, $\Gamma_{in}=\Gamma_s^*$. Η συνθήκη αυτή αναφέρεται και ως **συνθήκη μέγιστης μεταβίβασης ισχύος** από την πηγή στην είσοδο του ενισχυτή. Αντιστοίχως, ορίζεται η συνθήκη μέγιστης μεταβίβασης ισχύος από την έξοδο του ενισχυτή στο φορτίο ως Z_{out}=Z^{*}_L ή Γ_{out}=Γ^{*}_L.

Υπό την συνθήκη μέγιστης μεταβίβασης ισχύος στην είσοδο, ορίζεται η διαθέσιμη ισχύς Ρ_Αως:

$$P_{A} = P_{in} \Big|_{\Gamma_{in} = \Gamma_{S}^{*}} = \frac{1}{2} \frac{\left| b_{S}' \right|^{2}}{1 - \left| \Gamma_{S} \right|^{2}}$$
(3.10)

Όπως γίνεται σαφές και από το όνομά της, η ισχύς P_A είναι η μέγιστη ισχύς που μπορεί να εισρεύσει στην είσοδο του ενισχυτικού στοιχείου. Η ισχύς αυτή δεν ταυτίζεται με την ισχύ της πηγής $|b_s|^2/2$ αφού όπως έχει γίνει σαφές από τα παραπάνω, η προσπίπτουσα ισχύς στο ενισχυτικό στοιχείο είναι μόνο ένα μέρος της ισχύος της πηγής. Η μεγιστοποίηση της εισρέουσας ισχύος P_{in} συμβαίνει όταν ισχύει η συνθήκη συζυγούς προσαρμογής στην είσοδο, οπότε P_{in}=P_A.

Τέλος, η ισχύς που διατίθεται στο φορτίο είναι:

$$P_{L} = \frac{1}{2} |b_{2}|^{2} \left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)$$
(3.11)

3.4 Ορισμός του Κέρδους

Σε αυτό το σημείο μπορούμε να ορίσουμε το κέρδος μετατροπής G_T (transducer power gain) ως το πηλίκο της ισχύος που διατίθεται στο φορτίο P_L προς την διαθέσιμη ισχύ P_A από την πηγή.

$$G_{T} = \frac{i\sigma\chi\dot{\upsilon}\varsigma \pi o\upsilon \,\delta i\alpha\tau(\theta\epsilon\tau\alpha i\,\sigma\tau \sigma\,\phi o\rho\tau(o)}{\delta i\alpha\theta\dot{\epsilon}\sigma i\mu\eta\,i\sigma\chi\dot{\upsilon}\varsigma\,\alpha\pi\dot{\sigma}\,\tau\eta\nu\,\pi\eta\gamma\dot{\eta}} = \frac{P_{L}}{P_{A}}$$
(3.12)

Λαμβάνοντας υπόψιν τις (3.7) και (3.8), προκύπτει:

$$G_{T} = \frac{P_{L}}{P_{A}} = \frac{|b_{2}|^{2}}{|b_{S}|^{2}} \left(1 - |\Gamma_{S}|^{2}\right) \left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)$$
(3.13)

Στην σχέση αυτή θα πρέπει να προσδιορισθεί ο λόγος $|b_2|/|b_s|$. Ξαναγράφουμε για ευκολία την (3.7)

$$b_{s} = (1 - \Gamma_{in} \Gamma_{s}) \alpha_{1}$$
(3.14)

Εξάλλου, από το σχήμα 3.3 φαίνεται ότι:

$$b_2 = \frac{S_{21}\alpha_1}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$
(3.15)

Ο απαιτούμενος λόγος είναι:

$$\frac{|b_2|}{|b_s|} = \frac{S_{21}}{(1 - S_{22}\Gamma_L)(1 - \Gamma_{in}\Gamma_s)}$$
(3.16)

Αντικαθιστώντας την (3.16) στην (3.13), παίρνουμε:

$$G_{T} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{S}|^{2}\right) |S_{21}|^{2} \left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{22} \Gamma_{L}\right|^{2} \left|1 - \Gamma_{in} \Gamma_{S}\right|^{2}}$$
(3.17)

Επιπρόσθετα, κατόπιν αλγεβρικών πράξεων, μπορούμε να καταλήξουμε στην έκφραση:

$$G_{T} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{S}|^{2}\right) |S_{21}|^{2} \left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{11} \Gamma_{S}\right|^{2} \left|1 - \Gamma_{out} \Gamma_{L}\right|^{2}}$$
(3.18)

Οι σχέσεις αυτές αποτελούν την βάση της θεωρίας σχεδίασης γραμμικών Μ.Ε. με καθορισμένο κέρδος. Συχνά είναι δυνατό να αμεληθεί η επίδραση της ανάδρασης του ενισχυτή (S₁₂=0). Στην περίπτωση αυτή, οι (3.17) και (3.18) απλοποιούνται στην παρακάτω σχέση που ορίζει το μονόδρομο κέρδος μετατροπής G_{TU} (unilateral power gain).

$$G_{TU} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{s}|^{2}\right) |S_{21}|^{2} \left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{11} \Gamma_{s}\right|^{2} \left|1 - S_{22} \Gamma_{L}\right|^{2}}$$
(3.19)

Ορίζουμε επίσης το διαθέσιμο κέρδος G_A (available power gain) ως το πηλίκο της ισχύος εξόδου του ενισχυτή προς την διαθέσιμη ισχύ από την πηγή. Προφανώς, το διαθέσιμο κέρδος ταυτίζεται με το κέρδος μετατροπής όταν έχουμε μέγιστη μεταβίβαση ισχύος στην έξοδο. Είναι

$$G_{A} = \frac{i σ \chi \dot{υ} \varsigma ε \xi \dot{0} \delta 0 υ του ε v i σ \chi υ τ \dot{\eta}}{\delta i α θ \dot{ε} σ i μ \eta i σ \chi \dot{υ} \varsigma α π \dot{0} τ η v π η γ \dot{\eta}} = G_{T} \Big|_{\Gamma_{L} = \Gamma_{out}^{*}}$$
(3.20)

Με χρήση της (3.15), προκύπτει

$$G_{A} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{S}|^{2}\right)|S_{21}|^{2}}{\left|1 - S_{11}\Gamma_{S}\right|^{2}\left(1 - |\Gamma_{out}|^{2}\right)}$$
(3.21)

Τέλος, ορίζουμε ως **κέρδος λειτουργίας (operating power gain)** ή απλώς **κέρδος (power gain)** το πηλίκο της ισχύος φορτίου P_L προς την ισχύ εισόδου του ενισχυτή P_{in}.

$$G = \frac{i\sigma\chi\dot{\upsilon}\varsigma\,\phio\rho\tau iou}{i\sigma\chi\dot{\upsilon}\varsigma\,\sigma\tau\eta\nu\,\epsilon i\sigma\sigma\delta\sigma\,\tauou\,\epsilon\nu i\sigma\chi u\tau\dot{\eta}} = \frac{P_{L}}{P_{in}}$$
(3.22)

Ισχύει:

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{P_L}{P_A} \frac{P_A}{P_{in}} = G_T \frac{P_A}{P_{in}}$$
(3.23)

Συνδυάζοντας τις (3.9), (3.10) και (3.18), παίρνουμε:

$$G = \frac{\left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)|S_{21}|^{2}}{\left|1 - S_{22}\Gamma_{L}\right|^{2}\left(1 - |\Gamma_{in}|^{2}\right)}$$
(3.24)

Όπως είναι φυσικά αναμενόμενο, η τελευταία σχέση μπορεί να προκύψει από την (3.14) θέτοντας Γ_{in} = Γ_s^* .

3.5 Ευστάθεια

3.5.1 Η έννοια της ευστάθειας

Μια από τις πρώτες απαιτήσεις που πρέπει να ικανοποιεί ένας ME είναι η ευσταθής λειτουργία. Το πρόβλημα των ταλαντώσεων λόγω αστάθειας μπορεί να ιδωθεί υποθέτοντας ότι έχουμε μια γραμμή μεταφοράς κατά μήκος της οποίας μεταδίδεται ένα κύμα τάσης. Αν στον τερματισμό είναι $|\Gamma_o| > 1$ τότε το ανακλώμενο κύμα θα έχει μεγαλύτερο πλάτος από το προσπίπτον με αποτέλεσμα να προκαλείται αστάθεια. Αντίθετα, αν $|\Gamma_o| < 1$ το ανακλώμενο κύμα έχει μειωμένο πλάτος σε σχέση με το προσπίπτον.

Παρόμοια, για να είναι ευσταθής μια βαθμίδα ΜΕ θα πρέπει τα πλάτη των συντελεστών ανάκλασης στις ασυνέχειες να είναι μικρότερα της μονάδος. Δηλαδή, θα πρέπει:

$$\left|\Gamma_{\rm s}\right| < 1 \tag{3.25\alpha}$$

$$\left| \Gamma_{L} \right| < 1 \tag{3.25\beta}$$

$$\left|\Gamma_{\rm in}\right| = \left|\frac{S_{11} - \Gamma_{\rm L}\Delta}{1 - S_{22}\Gamma_{\rm L}}\right| < 1 \tag{3.25\gamma}$$

$$\left|\Gamma_{\text{out}}\right| = \left|\frac{S_{22} - \Gamma_{\text{S}}\Delta}{1 - S_{11}\Gamma_{\text{S}}}\right| < 1 \tag{3.25\delta}$$

3.5.2 Κύκλοι ευστάθειας

Στις σχέσεις (3.25), οι συντελεστές S₁₁, S₂₂ και Δ είναι σταθεροί για δεδομένη συχνότητα. Επομένως, οι μόνες παράμετροι στις συνθήκες των εξισώσεων (3.25) είναι οι Γ_L , Γ_S .

Όσον αφορά στην πόρτα εξόδου του ενισχυτή, πρέπει δεδομένης της (3.25β), να βρεθεί η συνθήκη που πρέπει να ικανοποιεί το Γ_L για να πληρείται η απαίτηση (3.25γ) για ευστάθεια στην είσοδο. Όπως αναμένεται λόγω της επίδρασης της αναδράσεως, η συνθήκη ευστάθειας για τον συντελεστή ανάκλασης εισόδου Γ_{in} εξαρτάται από τις συνθήκες προσαρμογής στην πλευρά της εξόδου. Αντίστοιχα, η συνθήκη ευστάθειας για τον συντελεστή ανάκλασης εξόδου Γ_{out} εξαρτάται από τις συνθήκες προσαρμογής στην πλευρά της εξόδου Γ_{out} εξαρτάται από τις συνθήκες προσαρμογής στην πλευρά της εισόδου.

Γράφοντας τις μιγαδικές ποσότητες που εμφανίζονται στην (3.25γ) ως άθροισμα του πραγματικού και του μιγαδικού τους μέρους,

$$S_{11} = S_{11}^{R} + jS_{11}^{I}, S_{22} = S_{22}^{R} + jS_{22}^{I}, \Delta = \Delta^{R} + j\Delta^{I}, \Gamma_{L} = \Gamma_{L}^{R} + j\Gamma_{L}^{I}$$
(3.26)

,κατόπιν αντικαθιστώντας στην εξίσωση $|\Gamma_{in}| = 1$ και κάνοντας εν συνεχεία μερικές αλγεβρικές πράξεις, καταλήγουμε στην εξίσωση του **κύκλου** ευστάθειας για την πόρτα εξόδου, που δίδεται παρακάτω.

$$\left(\Gamma_{L}^{R}-C_{out}^{R}\right)^{2}+\left(\Gamma_{L}^{I}-C_{out}^{I}\right)^{2}=r_{out}^{2}$$
(3.27)

όπου η ακτίνα του κύκλου δίδεται από

$$\mathbf{r}_{out} = \frac{|\mathbf{S}_{12}\mathbf{S}_{21}|}{\left|\left|\mathbf{S}_{22}\right|^{2} - \left|\boldsymbol{\Delta}\right|^{2}\right|}$$
(3.28)

και το κέντρο του κύκλου βρίσκεται πάνω στο μιγαδικό επίπεδο του Γ_L στο σημείο

$$C_{out} = C_{out}^{R} + jC_{out}^{I} = \frac{\left(S_{22} - S_{11}^{*}\Delta\right)}{\left|S_{22}\right|^{2} - \left|\Delta\right|^{2}}$$
(3.29)

Όσον αφορά στην πόρτα εισόδου, με παρόμοιο τρόπο εξάγεται η εξίσωση του κύκλου ευστάθειας για την πόρτα εισόδου. Είναι

$$\left(\Gamma_{s}^{R} - C_{in}^{R}\right)^{2} + \left(\Gamma_{s}^{I} - C_{in}^{I}\right)^{2} = r_{in}^{2}$$
(3.30)

όπου η ακτίνα του κύκλου δίδεται από

$$\mathbf{r}_{in} = \frac{|\mathbf{S}_{12}\mathbf{S}_{21}|}{\left\|\mathbf{S}_{11}\right\|^{2} - \left|\boldsymbol{\Delta}\right|^{2}}$$
(3.31)

και το κέντρο του κύκλου βρίσκεται πάνω στο μιγαδικό επίπεδο του Γ∟ στο σημείο

$$C_{in} = C_{in}^{R} + jC_{in}^{I} = \frac{\left(S_{11} - S_{22}^{*}\Delta\right)}{\left|S_{11}\right|^{2} - \left|\Delta\right|^{2}}$$
(3.32)

Στο σχήμα που ακολουθεί δίδονται παραδείγματα κύκλων ευστάθειας.



(α) Κύκλος ευστάθειας πόρτας εξόδου
 (β) Κύκλος ευστάθεια πόρτας εισόδου
 Σχήμα 3.5 – Κύκλοι ευστάθειας

Τα σημεία των κύκλων ευστάθειας εκφράζουν τις οριακές περιπτώσεις κατά τις οποίες γίνεται $|\Gamma_{in}| = 1$ και $|\Gamma_{out}| = 1$. Το ερώτημα που επομένως τίθεται στην συνέχεια, είναι ποια περιοχή των μιγαδικών επιπέδων Γ_L και Γ_S , με $|\Gamma_L| < 1$ και $|\Gamma_S| < 1$, ικανοποιούν την απαίτηση $|\Gamma_{in}| < 1$ και $|\Gamma_{out}| < 1$, αντίστοιχα. Για να απαντήσουμε στο ερώτημα αυτό ας υποθέσουμε ότι έχουμε την περίπτωση του κύκλου ευστάθειας της πόρτας εξόδου που εικονίζεται στο σχήμα 3.4α. Αναδιατυπώνοντας, το ερώτημα είναι κατά πόσο η περιοχή ευστάθειας είναι αυτή που ορίζεται από την τομή των κυκλικών δίσκων $|\Gamma_L| < 1$ και $|\Gamma_{in}| < 1$ ή αντιθέτως, είναι η περιοχή εντός του κυκλικών δίσκων $|\Gamma_L| < 1$ που δεν ανήκει στον κυκλικό δίσκο $|\Gamma_i| < 1$. Προκειμένου να βρούμε την σωστή απάντηση αρκεί να σκεφτούμε ως εξής: Αν $\Gamma_L=0$, τότε $|\Gamma_{in}| = |S_{11}|$ και έχουμε δύο πιθανές εκδοχές. Αν $|S_{11}| < 1$,τότε και $|\Gamma_{in}| < 1$, οπότε το κέντρο του μιγαδικού επιπέδου (το σημείο $\Gamma_L=0$) είναι σημείο που ανήκει στην περιοχή ασταθούς λειτουργίας.

Αντίστοιχες παρατηρήσεις ισχύουν και για την περίπτωση της ευστάθειας στην πόρτα εισόδου, κατά την οποία ελέγχεται η τιμή του S₂₂. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνονται χαρακτηριστικά παραδείγματα. Η γραμμοσκιασμένη περιοχή του μιγαδικού επιπέδου είναι αυτή που εξασφαλίζει ευστάθεια στο μιγαδικό επίπεδο Γ_L (σχήμα 3.6) ή το μιγαδικό επίπεδο Γ_S (σχήμα 3.7).



Σχήμα 3.6 – Κύκλοι ευστάθειας πόρτας εισόδου [2]



Σχήμα 3.7 – Κύκλοι ευστάθειας πόρτας εξόδου [2]

3.5.3 Ευστάθεια άνευ όρων και συντελεστής ευστάθειας

Στα παραπάνω παραδείγματα είδαμε ότι η ευστάθεια επιτυγχάνεται για ορισμένες τιμές των συντελεστών ανάκλασης Γ_S και Γ_L. Σε αυτή την περίπτωση έχουμε δηλαδή **ευστάθεια με όρους** ή εν δυνάμει αστάθεια. Αντίθετα, αν για οποιαδήποτε τιμή του Γ_S επιτυγχάνεται ευστάθεια στο επίπεδο Γ_S και ταυτόχρονα για οποιαδήποτε τιμή του Γ_L επιτυγχάνεται ευστάθεια στο επίπεδο Γ_L, τότε έχουμε **ευστάθεια άνευ όρων.**



Σχήμα 3.8 – Ευστάθεια άνευ όρων (επίπεδο Γ_{s}), $|S_{11}| < 1$ [2]

Αναδιατυπώνοντας, σε αυτή την περίπτωση θα πρέπει $|S_{11}| < 1$ και $|S_{22}| < 1$ ενώ ταυτοχρόνως οι κύκλοι $|\Gamma_{in}| = 1$ και $|\Gamma_{out}| = 1$ να βρίσκονται εξολοκλήρου εκτός των κύκλων $|\Gamma_L| = 1$ και $|\Gamma_S| = 1$. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα εικονίζεται στο σχήμα 3.8. Στο σχήμα αυτό φαίνεται μόνο το μιγαδικό επίπεδο Γ_S. Αντίστοιχη συνθήκη πρέπει να ισχύει και στο μιγαδικό επίπεδο Γ_L.

Σε μια πιο αυστηρή μαθηματικά διατύπωση, θα πρέπει για $|S_{_{11}}| < 1$ και $|S_{_{22}}| < 1$ να ισχύουν οι εξής συνθήκες:

$$||C_{in}| - r_{in}| > 1$$
 (3.33)

$$\left|\mathbf{C}_{\text{out}}\right| - \mathbf{r}_{\text{out}}\right| > 1 \tag{3.34}$$

Ξεκινώντας από τις συνθήκες αυτές αποδεικνύεται ότι, ισοδύναμα, για να έχουμε ευστάθεια άνευ όρων θα πρέπει

$$k = \frac{1 - \left|S_{11}\right|^2 - \left|S_{22}\right|^2 + \left|\Delta\right|^2}{2\left|S_{12}\right|\left|S_{21}\right|} > 1$$
(3.35)

και ταυτόχρονα $|\Delta| < 1$.

Ο συντελεστής k ονομάζεται συντελεστής ευστάθειας (stability or Rollett factor).

Ευστάθεια άνευ όρων έχουμε και όταν ο κύκλος $|\Gamma_{L}| = 1$ ή $|\Gamma_{S}| = 1$ βρίσκεται εξ' ολοκλήρου εντός του κύκλου $|\Gamma_{in}| = 1$ ή $|\Gamma_{out}| = 1$, αντίστοιχα. Μπορεί να αποδειχθεί ότι και αυτή η περίπτωση καλύπτεται με την χρήση του παραπάνω κριτηρίου.

Το πρόβλημα της ευστάθειας είναι σε μεγάλο βαθμό συνδεδεμένο με την ανάδραση της ενισχυτικής βαθμίδας. Αν υποθέσουμε ότι έχουμε τρανζίστορ με $|S_{12}| = 0$, τότε είναι Γ_{in}=S₁₁ και Γ_{out}=S₂₂ ανεξάρτητα από τις τιμές των Γ_L και Γ_s και δεδομένου ότι $|S_{11}| < 1$ και $|S_{22}| < 1$, το τρανζίστορ είναι ευσταθές άνευ όρων. Ωστόσο η ζωτικής σημασίας απαίτηση για $|S_{11}| < 1$ και $|S_{22}| < 1$ δεν ισχύει de facto, ιδίως σε περιπτώσεις μονοδρόμησης. Περισσότερα σχετικά με το θέμα αυτό θα ειπωθούν στο επόμενο εδάφιο.

3.5.4 Κρίσιμες συχνότητες για την ευστάθεια

Επαναλαμβάνεται ότι η ανωτέρω ανάλυση αφορά μια συχνότητα με καθορισμένες τις συνθήκες πόλωσης του ενισχυτή. Η ίδια ανάλυση θα πρέπει να επαναληφθεί σε όλο το επιθυμητό εύρος συχνοτήτων. Τονίζεται ιδιαιτέρως ότι το εύρος αυτό **δεν** ταυτίζεται με το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας. Ταλαντώσεις που οφείλονται σε αστάθεια εκτός της ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας του ΜΕ είναι ανεπιθύμητες καθότι είναι ικανές να καταστρέψουν τον ενισχυτή. Επομένως, επισημαίνεται ρητώς ότι η ευστάθεια στην λειτουργία του ενισχυτή θα πρέπει να εξασφαλισθεί **παντού** στον χώρο των συχνοτήτων. Για το σκοπό αυτό βεβαίως αρκεί να ελεγχθεί η ευστάθεια σε εκείνη την περιοχή συχνοτήτων όπου υπάρχει υποψία για παρουσίαση προβλημάτων ταλάντωσης. Όπως θα έχει γίνει αντιληπτό μέχρι στιγμής αλλά και όπως αποκαλύπτεται από την σχέση (3.35), ο κύριος παράγων που επιδρά στην ευστάθεια είναι το γινόμενο $|S_{12}S_{21}|$. Οι περιοχές συχνοτήτων στις οποίες η τιμή αυτού του παράγοντα είναι αυξημένη εμφανίζουν μεγαλύτερο κίνδυνο ταλάντωσης.

3.5.5 Τεχνικές σταθεροποίησης

Αν βρεθεί ότι η λειτουργία ενός τρανζίστορ είναι ασταθής στο επιθυμητό εύρος ζώνης συχνοτήτων, τότε επιβάλλεται να ληφθούν τα απαραίτητα μέτρα για την επίτευξη ευστάθειας. Για τον σκοπό αυτό υπάρχουν εν γένει δύο τεχνικές. Η πρώτη σχετίζεται με τη χρήση αντιστάσεως είτε σε σειρά είτε παράλληλα στην είσοδο ή και στην έξοδο του ενισχυτικού στοιχείου για να επιτευχθεί

ευστάθεια. Η δεύτερη αφορά στη χρήση δικτυώματος ανάδρασης με σκοπό τον έλεγχο της τιμής της παραμέτρου S₁₂.

Χρήση αντιστάσεων σε είσοδο και έξοδο

Οι συνθήκες αστάθειας $|\Gamma_{in}| > 1$ και $|\Gamma_{out}| > 1$ γράφονται σε όρους εμπεδήσεων υπό την εξής μορφή:

$$\left|\Gamma_{in}\right| = \left|\frac{Z_{in} - Z_{0}}{Z_{in} + Z_{0}}\right| > 1 \ \kappa \alpha i \ \left|\Gamma_{in}\right| = \left|\frac{Z_{in} - Z_{0}}{Z_{in} + Z_{0}}\right| > 1$$
(3.36)

OI σχέσεις αυτές υποδηλώνουν ότι Re{Z_{in}}<0 και Re{Z_{out}}<0. Επομένως ένας τρόπος να σταθεροποιηθεί το ενεργό στοιχείο είναι να προστεθεί εν σειρά μια αντίσταση ή παράλληλα μια αγωγιμότητα στην απαιτούμενη πόρτα, έτσι ώστε να επιτευχθεί η συνθήκη Re{ $Z_{in} + R_{in} + Z_s$ } >0 (σύνδεση σε σειρά) ή Re{ $Y_{in} + G_{in} + Y_s$ } >0 (σύνδεση παράλληλα) για την πόρτα εισόδου και Re{ $Z_{out} + R_{out} + Z_L$ } >0 (σύνδεση σε σειρά) ή Re{ $Y_{out} + G_{out} + Y_L$ } >0 (σύνδεση σε σειρά) σχήμα. Βεβαίως, για να έχουμε ευστάθεια άνευ όρων θα πρέπει η παραπάνω συνθήκες να ικανοποιούνται ανεξάρτητα από τις τιμές των φορτίων εισόδου και εξόδου.



(α) Αντίσταση σε σειρά

(β)Αντίσταση παράλληλα

Σταθεροποίηση της πόρτας εισόδου με τη χρήση αντίστασης σε σειρά ή παράλληλα



(γ) Αντίσταση σε σειρά
 (δ)Αντίσταση παράλληλα
 Σταθεροποίηση της πόρτας εξόδου με τη χρήση αντίστασης σε σειρά ή παράλληλα
 Σχήμα 3.9 – Χρήση αντιστάσεων για σταθεροποίηση [2]

Ένα πρακτικός τρόπος για να προσδιορισθεί η απαιτούμενη τιμή της αντίστασης που πρέπει να προστεθεί καθώς και ο τρόπος με τον οποίο πρέπει να συνδεθεί βασίζεται στην χρήση χάρτη Smith πάνω στον οποίο έχουν χαραχτεί οι κύκλοι ευστάθειας για την πόρτα εισόδου και εξόδου. Η ακριβής διαδικασία υποδεικνύεται με το παράδειγμα που ακολουθεί.

<u>Παράδειγμα</u>

Δίδεται στο σχήμα που ακολουθεί ένας χάρτης Smith με χαραγμένους τους κύκλους ευστάθειας για τις πόρτες εισόδου και εξόδου ενός τρανζίστορ σε κάποια συχνότητα. Ζητούνται να βρεθούν οι κατάλληλες τιμές R_{in}', G_{in}', R_{out}' και G_{out}' που θα σταθεροποιήσουν το τρανζίστορ.



Σχήμα 3.10 – Κύκλοι ευστάθειας των πορτών εισόδου και εξόδου για την εύρεση των απαιτούμενων τιμών για τις αντιστάσεις σταθεροποίησης [2]

Όπως φαίνεται στο ως άνω σχήμα, ο κύκλος σταθερής αντίστασης r'=0.33 υποδεικνύει την ελάχιστη τιμή της αντίστασης που πρέπει να συνδεθεί σε σειρά με την πόρτα εισόδου του τρανζίστορ για να σταθεροποιήσει την πόρτα αυτή. Αν συνδεθεί ένα παθητικό κύκλωμα αριστερά της αντίστασης με τιμή R_{in}'=0.33*Z₀=16.5 Ω (Z₀=50 Ω), τότε η ολική εμπέδηση θα βρίσκεται μέσα στον κύκλο r'=0.33 και επομένως μέσα στην ευσταθή περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ. Με παρόμοιους συλλογισμούς μπορούν να βρεθούν και οι υπόλοιπες τιμές.

Οι ανωτέρω ανάλυση αφορά σε μια συχνότητα και δεν εγγυάται ότι σε κάποια άλλη συχνότητα δεν θα εμφανίζονται προβλήματα ταλάντωσης. Προφανώς, για να γίνει σταθεροποίηση σε ένα εύρος συχνοτήτων θα πρέπει χρησιμοποιηθούν εκείνες οι τιμές αντιστάσεων που θα επιλύουν το πρόβλημα ταυτόχρονα σε όλες τις συχνότητες. Πάντως, λόγω της σύζευξης μεταξύ εισόδου και εξόδου, είναι συνήθως αρκετό να χρησιμοποιηθεί αντίσταση σε μια μόνο από τις πόρτες. Το αν θα εκλεγεί μια μόνο πόρτα και το ποια θα είναι αυτή αποτελεί μια σχεδιαστική επιλογή που σχετίζονται και με άλλα θέματα εκτός από αυτή καθαυτή την επίτευξη ευστάθειας, τα οποία αναλύονται παρακάτω.

Η χρήση αντιστάσεων για την σταθεροποίηση, παρ' ότι αποτελεί την μοναδική ουσιαστικά επιλογή στις υψηλές μικροκυματικές συχνότητες (άνω των 10 GHz), δεν είναι άμοιρη μειονεκτημάτων. Η χρήση αντιστάσεων για την σταθεροποίηση συνοδεύεται από μείωση του μέγιστου κέρδους και αύξηση του συντελεστή θορύβου. Ουσιαστικά το πρόβλημα της σταθεροποίησης ανάγεται στην εύρεση των κατάλληλων αντιστάσεων που θα επιλύσουν τα προβλήματα ταλάντωσης αλλά ταυτόχρονα δεν θα μειώνουν το κέρδος και δεν θα αυξάνουν τον συντελεστή θορύβου πέρα από τα όρια που καθορίζουν οι απαιτήσεις της εφαρμογής. Η εύρεση της βέλτιστης επιλογής δεν είναι πάντα εύκολη υπόθεση και απαιτεί την αφιέρωση σημαντικού μέρους της προσπάθειας και χρόνου που απαιτείται για την σχεδίασης του ME.

Μια σημαντική παράμετρος που πρέπει να λάβει υπόψιν ο σχεδιαστής είναι το κατά πόσο το χρησιμοποιούμενο ενεργό στοιχείο είναι ευσταθές άνευ όρων εντός της ζώνης λειτουργίας. Αν ισχύει κάτι τέτοιο, τα πράγματα απλοποιούνται αρκετά καθότι είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν δικτυώματα που θα συντονίζονται εντός τις ζώνης λειτουργίας, με αποτέλεσμα να μην επηρεάζεται το κέρδος και ο συντελεστής θορύβου. Ένα τέτοιο δικτύωμα είναι για παράδειγμα ο παράλληλος συνδυασμός ενός πηνίου και ενός πυκνωτή, οι τιμές των οποίων είναι κατάλληλα επιλεγμένες ώστε να επιτυγχάνεται ο παράλληλος συντονισμός στην κεντρική συχνότητα της σχεδίασης. Συνδέοντας αυτό το δικτύωμα σε σειρά με την αντίσταση σταθεροποίησης των σχημάτων 3.9β ή 3.9δ, εξασφαλίζεται η ευσταθής λειτουργία του ενισχυτή ενώ ταυτόχρονα δεν επηρεάζεται η απόδοσή του ως προς το κέρδος και τον θόρυβο. Στις υψηλότερες μικροκυματικές συχνότητες που δεν είναι διαθέσιμα τέτοια δικτυώματα χρησιμοποιούνται τμήματα γραμμών μεταφοράς που δημιουργούν ανοικτοκύκλωμα. Περισσότερα για αυτήν την περίπτωση αναφέρονται στην παράγραφο 9.9.

Αν πάντως εντός της ζώνης λειτουργίας υπάρχει το ενδεχόμενο της αστάθειας, τότε ο σχεδιαστής θα πρέπει να αυξήσει τον συντελεστή ευστάθειας, όχι όμως πολύ πάνω από 1, διότι τότε θα μειωθεί το κέρδος και θα αυξηθεί ο θόρυβος. Τέλος, θα πρέπει σε κάθε περίπτωση να λαμβάνεται

υπόψιν η επίδραση της θερμοκρασίας, η γήρανση του τρανζίστορ και η ανοχή στις τιμές των χρησιμοποιούμενων αντιστάσεων ώστε να διατηρείται η ευστάθεια κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες.

Χρήση δικτυώματος ανάδρασης

Μια συνηθισμένη τεχνική σταθεροποίησης στις χαμηλότερες μικροκυματικές συχνότητες βασίζεται στη χρήση δικτυωμάτων που συνδέονται μεταξύ της εξόδου και της εισόδου του ενισχυτικού στοιχείου με σκοπό τον επηρεασμό της παραμέτρου ανάδρασης. Υπενθυμίζουμε ότι η ανάδραση από την έξοδο στην είσοδο που ενέχει εγγενώς το τρανζίστορ είναι η σημαντικότερη αιτία προβλημάτων ταλάντωσης.

Στην περίπτωση των δικτυωμάτων ανάδρασης, είναι πιο πρόσφορη η χρήση των Υ-παραμέτρων αντί των S-παραμέτρων. Τούτο διότι το δικτύωμα που προστίθεται μπορεί να θεωρηθεί ως ένα δίθυρο που συνδέεται παράλληλα με το δίθυρο του ενισχυτικού στοιχείου.

Ένα χρήσιμο κριτήριο για την ευστάθεια ενός δίθυρου σαν συνάρτηση των Υπαραμέτρων του δίδεται με την βοήθεια του παράγοντα Κ (Stern factor). Είναι

$$K = \frac{2(g_{i} + G_{s})(g_{o} + G_{L})}{|y_{f}y_{r}| + Re(y_{f}y_{r})}$$
(3.37)

όπου $g_i=Re\{y_i\}$, $g_o=Re\{y_o\}$, $G_S=Re\{Y_S\}$, $G_L=Re\{Y_L\}$, με Y_S και Y_L τις αγωγιμότητες πηγής και φορτίου, αντίστοιχα και

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{i} & \mathbf{y}_{r} \\ \mathbf{y}_{f} & \mathbf{y}_{o} \end{bmatrix}$$
(3.38)

η μήτρα αγωγιμοτήτων του δίθυρου.

Αν K>1 έχουμε ευστάθεια άνευ όρων, ενώ για K<1 έχουν εν δυνάμει αστάθεια. Με αναφορά στο σχήμα (3.11), η μήτρα Υ-παραμέτρων του ολικού δίθυρου θα είναι:

$$Y_{o\lambda} = Y_1 + Y_2 \tag{3.39}$$



Σχήμα 3.11 – Παράλληλη σύνδεση δίθυρων [9]

Με κατάλληλη επιλογή της παραμέτρου Y_{2,12} μπορούμε είτε να μηδενίσουμε την παράμετρο Y_{oλ,12} (μονοδρόμηση) είτε να μηδενίσουμε το μιγαδικό της μέρος (εξουδετέρωση). Σημειώνεται ότι η μονοδρόμηση του ενεργού στοιχείου δεν έχει ως de facto αποτέλεσμα την σταθεροποίηση του ΜΕ. Ενδεχομένως να απαιτείται η χρήση κάποιας αντίστασης μικρής τιμής, όπως θα φαίνεται και από την σχέση (3.37)

Συνηθέστερα χρησιμοποιούνται δικτυώματα RL ή RC σε σειρά. Τονίζεται ιδιαιτέρως ότι η χρήση βρόχου ανάδρασης δεν είναι δυνατή στις υψηλότερες μικροκυματικές συχνότητες για ποικίλους λόγους (έλλειψη πηνίων σε συχνότητες άνω των 7 GHz με την υπάρχουσα τεχνολογία, γεωμετρικοί περιορισμοί, παρασιτικά φαινόμενα στα διακριτών παθητικά στοιχείά κ.ά.).

3.6 Σχεδίαση Κέρδους

3.6.1 Μονόδρομη Σχεδίαση

Εκτός από το να διασφαλισθεί ότι ο ενισχυτής λειτουργεί χωρίς προβλήματα ταλαντώσεων, η ανάγκη για επίτευξη του επιθυμητού κέρδους είναι μια απαίτηση ζωτικής σημασίας στην σχεδίαση ΜΕ. Αν η επίδραση της ανάδρασης μπορεί να αμεληθεί χωρίς σημαντικό σφάλμα (S₁₂), μπορούμε να υιοθετήσουμε την χρήση του μονόδρομου κέρδους μετατροπής G_{TU} που προσδιορίστηκε στην (3.19). Η εξίσωση αυτή γράφεται εκ νέου κατά τέτοιο τρόπο ώστε να γίνεται φανερή η συνεισφορά των επιμέρους στοιχείων του κυκλώματος. Με αναφορά στο σχήμα (3.12), γράφουμε

$$G_{TU} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{s}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{11}\Gamma_{s}\right|^{2}} |S_{21}|^{2} \frac{\left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{22}\Gamma_{L}\right|^{2}} = G_{s} \times G_{0} \times G_{L}$$
(3.40)

,όπου ορίζονται





Σχήμα 3.12 – Συμβολισμοί για το μονόδρομο κέρδος μετατροπής [2]

Επειδή οι περισσότεροι υπολογισμοί γίνονται σε dB, η (3.40) συχνά εκφράζεται ως

$$G_{TU}(dB) = G_{S}(dB) + G_{0}(dB) + G_{L}(dB)$$
(3.42)

Είναι φανερό ότι το G_S και το G_L είναι κέρδη που σχετίζονται με τα προσαρμοστικά κυκλώματα ενώ το G_0 σχετίζεται με τα εσωτερικά χαρακτηριστικά του χρησιμοποιούμενου ενισχυτικού στοιχείου. Όπως φαίνεται από την (3.41) τα G_S και G_L μπορούν να είναι μεγαλύτερα του μηδενός, πράγμα το οποίο σε πρώτη προσέγγιση μπορεί να φαίνεται παράλογο. Η εξήγηση είναι ότι χωρίς τα προσαρμοστικά κυκλώματα μπορεί να είναι σημαντικές οι απώλειες στην είσοδο και την έξοδο του τρανζίστορ. Η χρήση των προσαρμοστικών κυκλωμάτων σκοπό έχει να μειώσει αυτές τις απώλειες και για το λόγο αυτό κατά παράβαση της αυστηρότητας τα G_S και G_L θεωρούνται ότι είναι κέρδη.

Το μέγιστο μονόδρομο κέρδος μετατροπής $G_{TU,max}$ επιτυγχάνεται όταν τόσο η είσοδος όσο και η έξοδος είναι προσαρμοσμένη, $\Gamma_s = \Gamma_{in}^* = S_{11}^*$ και $\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = S_{22}^*$ (αφού $S_{12}=0$), οπότε μεγιστοποιούνται τα G_S και G_L . Σε αυτή την περίπτωση είναι

$$G_{S,max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$
(3.42)

$$G_{L,max} = \frac{1}{1 - \left|S_{22}\right|^2}$$
(3.43)

Γράφοντας τα G_S και G_L σε μορφή κανονικοποιημένη ως προς την μέγιστη τιμή τους, παίρνουμε

$$g_{s} = \frac{G_{s}}{G_{s,max}} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{s}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{11}\Gamma_{s}\right|^{2}} \left(1 - |S_{11}|^{2}\right)$$
(3.44)

$$g_{L} = \frac{G_{L}}{G_{L,max}} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{22}\Gamma_{L}\right|^{2}} \left(1 - |S_{22}|^{2}\right)$$
(3.45)

Παρόλο που παραπάνω θεμελιώθηκαν χρήσιμες εξισώσεις για τον υπολογισμό του κέρδους συναρτήσει των συνθηκών προσαρμογής (πρόβλημα ανάλυσης), αυτό που μας ενδιαφέρει είναι κυρίως το αντίστροφο πρόβλημα, δηλαδή με ποιες τιμές πετυχαίνουμε ένα ορισμένο κέρδος. Η λύση του προβλήματος αυτού προϋποθέτει την αντιστροφή της

$$g_{i} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{i}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{ii}\Gamma_{i}\right|^{2}} \left(1 - |S_{ii}|^{2}\right)$$
(3.46)

για τον συντελεστή ανάκλασης Γ_i. Ο δείκτης ii=11,22 αν i=S,L ,αντίστοιχα. Το αποτέλεσμα είναι ένας κύκλος στο μιγαδικό επίπεδο με παράμετρο το gi. Το κέντρο του κύκλου βρίσκεται στο

$$d_{g_{i}} = \frac{g_{i}S_{ii}^{*}}{1 - |S_{ii}|^{2}(1 - g_{i})}$$
(3.47)

και ακτίνα που δίδεται

$$r_{g_{i}} = \frac{\sqrt{1-g_{i}} \left(1-|S_{ii}|^{2}\right)}{1-|S_{ii}|^{2} \left(1-g_{i}\right)}$$
(3.48)

Μερικές παρατηρήσεις που μπορούν να γίνουν για τον παραμετρικό γεωμετρικό τόπο που προσδιορίζεται από τις (3.47) και (3.48) είναι:

• Το μέγιστο κέρδος $G_{i,max} = \frac{1}{1 - |S_{ii}|^2}$ επιτυγχάνεται για $\Gamma_i = S_{ii}^*$, που ταυτίζεται με τον κύκλο του οποίου το κέντρο είναι στο $d_{\alpha_i} = S_{ii}^*$ και η

ακτίνα του είναι μηδενική $r_{\alpha} = 0$

- Όλοι οι κύκλοι έχουν το κέντρο τους σε μια ευθεία που ενώνει το κέντρο του μιγαδικού επιπέδου με το σημείο S_{ii}*. Όσο πιο μικρό είναι το κέρδος, τόσο πιο πολύ το κέντρο του κύκλου πλησιάζει προς το κέντρο και τόσο πιο μεγάλη είναι η ακτίνα του r_g .
- Για την ειδική περίπτωση που Γ_i=S^{*}_{ii}, το κανονικοποιημένο κέρδος • γίνεται $\mathbf{g}_{i} = 1 - \left| \mathbf{S}_{ii} \right|^{2}$ και επομένως η ακτίνα και το κέντρο έχουν την ίδια τιμή $d_{g_i} = r_{g_i} = \frac{\left|S_{_{ii}}\right|}{1 + \left|S_{_{ii}}\right|^2}$. Αυτό σημαίνει ότι ο κύκλος $G_i = 1$ ή 0 dB πάντα

περνάει από το κέντρο του μιγαδικού επιπέδου Γ_i.

Τέλος, σημαντικό είναι να επισημανθεί ότι ήταν δυνατό να διαχωρίσουμε την σύνθεση των προσαρμοστικών κυκλωμάτων ακριβώς επειδή αμελήσαμε την ανάδραση του ενισχυτικού στοιχείου.

Η υπόθεση της αμελητέας ανάδρασης ενέχει κάποιο σφάλμα στον προσδιορισμό του κέρδους μετατροπής. Για την εκτίμηση αυτού του σφάλματος γράφουμε τον λόγο των

$$\frac{G_{T}}{G_{TU}} = \frac{1}{\left|1 - \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{L}\Gamma_{S}}{(1 - S_{11}\Gamma_{S})(1 - S_{22}\Gamma_{L})}\right|^{2}}$$
(3.49)

Εκ του οποίου φαίνεται καθαρά ότι $G_T \le G_{TU}$, δηλαδή ότι με την υπόθεση του μονόδρομου ενισχυτικού στοιχείου υπερεκτιμάται το κέρδος.

Το μέγιστο σφάλμα λαμβάνεται για την μέγιστη τιμή του μονόδρομου κέρδους μετατροπής $G_{TU,max}$, όταν δηλαδή $\Gamma_s = \Gamma_{in}^* = S_{11}^*$ και $\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = S_{22}^*$, οπότε

$$\frac{G_{T}}{G_{TU,max}} = \frac{1}{\left|1 - \frac{S_{12}S_{21}S_{11}^{*}S_{22}^{*}}{\left(1 - \left|S_{11}\right|^{2}\right)\left(1 - \left|S_{22}\right|^{2}\right)}\right|^{2}}$$
(3.50)

Εκ της (3.50), ο λόγος G_T/G_{TU} φράσσεται από

$$(1+U)^2 < \frac{G_T}{G_{TU}} < (1-U)^2$$
 (3.51)

Όπου ο όρος U είναι ένα μέτρο του σφάλματος στο κέρδος μετατροπής της προσσέγγισης S₁₂=0.

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$$
(3.52)

Στο όριο που S₁₂=0 βλέπουμε ότι U=0 όπως αναμένονταν. Για να είναι δικαιολογημένη μια τέτοια προσέγγιση θα πρέπει το U να είναι μικρό. Πάντως, το U παρέχει μια συντηρητική εκτίμηση, δίδοντας το μέγιστο σφάλμα.

3.6.2 Αμφίδρομη Σχεδίαση

Πολλές φορές η υιοθέτηση της μεθόδου της προηγούμενης παραγράφου στη σχεδίαση ΜΕ είναι ακατάλληλη διότι η υπόθεση S₁₂=0 οδηγεί σε σημαντικό σφάλμα στον υπολογισμό του κέρδους. Σ' αυτές τις περιπτώσεις θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν αναλλοίωτες οι εξισώσεις των συντελεστών ανάκλασης εισόδου και εξόδου του ενισχυτικού στοιχείου. Η μεγιστοποίηση του κέρδους επιβάλλεται όταν

$$\Gamma_{\rm S}^{*} = \Gamma_{\rm in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_{\rm L}}{1 - S_{22}\Gamma_{\rm L}} = \frac{S_{11} - \Gamma_{\rm L}\Delta}{1 - S_{22}\Gamma_{\rm L}}$$
(3.53)

και ταυτόχρονα

$$\Gamma_{L}^{*} = \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_{S}}{1 - S_{11}\Gamma_{S}} = \frac{S_{22} - \Gamma_{S}\Delta}{1 - S_{11}\Gamma_{S}}$$
(3.54)

,όταν έχουμε δηλαδή ταυτόχρονη συζυγή προσαρμογή (simultaneous conjugate match). Η τιμές των Γ_S και Γ_L που ικανοποιούν το παραπάνω σύστημα είναι

$$\Gamma_{\rm MS} = \frac{B_1}{2C_1} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{B_1}{C_1}\right)^2 - 4\frac{C_1^*}{C_1}}$$
(3.55)

,όπου

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^* \Delta \text{ kar } B_1 = 1 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 + |S_{11}|^2$$
 (3.56)

Αντίστοιχα

$$\Gamma_{\rm ML} = \frac{B_2}{2C_2} - \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{B_2}{C_2}\right)^2 - 4\frac{C_2^*}{C_2}}$$
(3.57)

,όπου

$$C_2 = S_{22} - S_{11}^* \Delta$$
 και $B_2 = 1 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 + |S_{22}|^2$ (3.58)

3.6.3 Κύκλοι διαθέσιμου κέρδους και κέρδους λειτουργίας

Όταν ο όρος ανάδρασης S_{12} δεν μπορεί να αμεληθεί, ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου Γ_{in} εξαρτάται από τον συντελεστή ανάκλασης Γ_L . Επιπλέον, ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου Γ_{out} εξαρτάται από τον συντελεστή ανάκλασης Γ_S. Λόγω αυτής της αλληλοεξάρτησης, η μονόδρομη προσέγγιση δεν είναι κατάλληλη στη σχεδίαση για ένα προκαθορισμένο κέρδος.

Στην αμφίδρομη σχεδίαση, στην οποία λαμβάνεται υπόψιν η αλληλοεξάρτηση μεταξύ των συνθηκών προσαρμογής εισόδου και εξόδου, υπάρχουν δύο εναλλακτικές μέθοδοι για την σχεδίαση ενός ΜΕ με προκαθορισμένο κέρδος.

Η πρώτη μέθοδος χρησιμοποιεί το κέρδος λειτουργίας, του οποίου ο υπολογισμός βασίζεται στην σχέση (3.24). Εξ' ορισμού του κέρδους λειτουργίας, υποτίθεται ότι υπάρχει συζυγής προσαρμογή από την πλευρά της εισόδου Γ_{in}=Γ_s^{*}. Σκοπός της μεθόδου είναι να βρεθούν ρητές παραμετρικές εκφράσεις που να καθορίζουν το απαιτούμενο Γ_L σαν συνάρτηση του ζητούμενου κέρδους λειτουργίας. Αυτή η μέθοδος έχει ως αποτέλεσμα μοναδιαίο δείκτη στάσιμων κυμάτων εισόδου (VSWR_{in}=1).

Η δεύτερη μέθοδος χρησιμοποιεί το διαθέσιμο κέρδος, του οποίου ο υπολογισμός βασίζεται στην σχέση (3.20). Εξ' ορισμού του κέρδους λειτουργίας, υποτίθεται ότι υπάρχει συζυγής προσαρμογή από την πλευρά της εξόδου Γ_{out} = Γ_{L}^{*} . Σκοπός της μεθόδου είναι να βρεθούν ρητές παραμετρικές εκφράσεις που να καθορίζουν το απαιτούμενο Γ_{S} σαν συνάρτηση του ζητούμενου διαθέσιμου κέρδους. Αυτή η μέθοδος προτιμάται όταν θέλουμε να πετύχουμε μοναδιαίο δείκτη στάσιμων κυμάτων στην έξοδο (VSWR_{out}=1) παρά στην είσοδο.

Κύκλοι σταθερού κέρδους λειτουργίας

Γράφουμε την (3.24) στην μορφή

$$G = \frac{\left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)|S_{21}|^{2}}{\left|1 - S_{22}\Gamma_{L}\right|^{2}\left(1 - |\Gamma_{in}|^{2}\right)} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{22}\Gamma_{L}\right|^{2}\left(1 - \left|S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{L}}{1 - S_{22}\Gamma_{L}}\right|^{2}\right)}|S_{21}|^{2} = g_{0}|S_{21}|^{2}$$
(3.59)

όπου χρησιμοποιήσαμε την (3.4) για το Γ_{in} . Το g_0 είναι

$$g_{0} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{22}\Gamma_{L}\right|^{2}\left(1 - \left|S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_{L}}{1 - S_{22}\Gamma_{L}}\right|^{2}\right)} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{L}|^{2}\right)}{\left|1 - S_{22}\Gamma_{L}\right|^{2} - \left|S_{11} - \Delta\Gamma_{L}\right|}$$
(3.60)

Η (3.60) μπορεί να αναστραφεί και να γραφεί στην μορφή μιας εξίσωσης κύκλου για τον συντελεστή ανάκλασης $\Gamma_{\rm L}$

$$\left|\Gamma_{L}-\mathsf{d}_{g_{0}}\right|=\mathsf{r}_{g_{0}} \tag{3.61}$$

με κέντρο το σημείο του μιγαδικού επιπέδου Γι που δίδεται από

$$d_{g_0} = \frac{g_0 \left(S_{22} - \Delta S_{11}^*\right)^*}{1 + g_0 \left(\left|S_{22}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2\right)}$$
(3.62)

και ακτίνα που δίδεται από

$$\mathbf{r}_{g_{0}} = \frac{\sqrt{1 - 2kg_{0} |S_{12}S_{21}| + g_{0}^{2} |S_{12}S_{21}|^{2}}}{\left|1 + g_{0} \left(\left|S_{22}\right|^{2} - \left|\Delta\right|^{2}\right)\right|}$$
(3.63)

,όπου k είναι ο συντελεστής ευστάθειας της σχέσης (3.35).

Ένα παράδειγμα ενός κύκλου G=8 dB για ένα BJT με I_C =10 mA και V_{CE} = 6 V στην συχνότητα f=2.4 GHz, φαίνεται πάνω στον χάρτη Smith του ακόλουθου σχήματος.



Σχήμα 3.13 – Κύκλος σταθερού κέρδους λειτουργίας [2]

Στην πράξη, με βάση την προηγούμενη μέθοδο, χαράσσεται πάνω στον χάρτη Smith ο κύκλος με το επιθυμητό κέρδος λειτουργίας. Εν συνεχεία, γίνεται αυθαίρετα η επιλογή του Γ_L πάνω από τον κύκλο και υπολογίζεται η απαιτούμενη Γ_S ώστε $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$. Σε πολλές περιπτώσεις όμως, το Γ_S πρέπει να ικανοποιεί ορισμένους περιορισμούς (για παράδειγμα, να παρουσιάζει την επιθυμητή απόδοση ως προς τον θόρυβο). Τέτοιες επιπρόσθετες απαιτήσεις περιορίζουν τις επιλογές για το Γ_S και ως εκ τούτου, τις δυνατές επιλογές για το Γ_L . Ένας τρόπος για ικανοποιηθούν ταυτοχρόνως και οι δύο απαιτήσεις (το Γ_L να βρίσκεται πάνω στον κύκλο του επιθυμητού κέρδους και το Γ_S να ικανοποιεί την συνθήκη για τον θόρυβο) είναι με συνεχής δοκιμές, όπου κάθε φορά επιλέγεται αυθαίρετα μια τιμή για το Γ_L πάνω από τον κύκλο του επιθυμητού κέρδους λειτουργίας και εν συνεχεία ελέγχεται αν το Γ_S ικανοποιεί την απαιτούμενη συνθήκη. Αυτή η μέθοδος, αν και απλή, είναι χρονοβόρα.

Μια πιο επιστημονική προσέγγιση στο θέμα αυτό βασίζεται στην αντιστοίχηση των κύκλων σταθερού κέρδους λειτουργίας από το μιγαδικό επίπεδο Γ_L σε κύκλους στο μιγαδικό επίπεδο Γ_S, δηλαδή

$$\left| \boldsymbol{\Gamma}_{\rm S} - \boldsymbol{\mathsf{d}}_{\rm g_{\rm S}} \right| = \boldsymbol{\mathsf{r}}_{\rm g_{\rm S}} \tag{3.64}$$

Οι εξισώσεις για το κέντρο του κύκλου d_{g_s} και την ακτίνα του r_{g_s} προσδιορίζονται με βάση την απαίτηση Γ_{in} = Γ_s^* . Ισοδύναμα

$$\Gamma_{\rm S}^* = \frac{S_{11} - \Gamma_{\rm L} \Delta}{1 - S_{22} \Gamma_{\rm L}} \tag{3.65}$$

ή

$$\Gamma_{L} = \frac{S_{11} - \Gamma_{S}^{*}}{\Delta - S_{22} \Gamma_{S}^{*}}$$
(3.66)

Αντικαθιστώντας την (3.66) στην (3.61) παίρνουμε

$$\left|\frac{S_{11} - \Gamma_{s}^{*}}{\Delta - S_{22}\Gamma_{s}^{*}} - d_{g_{0}}\right|^{2} = r_{g_{0}}^{2}$$
(3.67)

που μπορεί να ξαναγραφεί στην μορφή (3.64), όπου το κέντρο του κύκλου d_{gs} είναι

$$d_{g_{s}} = \frac{\left(1 - S_{22}d_{g_{0}}\right)\left(S_{11} - \Delta d_{g_{0}}\right)^{*} - r_{g_{0}}^{2}\Delta^{*}S_{22}}{\left|1 - S_{22}d_{g_{0}}\right|^{2} - r_{g_{0}}^{2}\left|S_{22}\right|^{2}}$$
(3.68)

και η ακτίνα του r_{gs}

$$\mathbf{r}_{g_{S}} = \frac{\mathbf{r}_{g_{0}} \left| \mathbf{S}_{12} \mathbf{S}_{21} \right|}{\left\| 1 - \mathbf{S}_{22} \mathbf{d}_{g_{0}} \right|^{2} - \mathbf{r}_{g_{0}}^{2} \left| \mathbf{S}_{22} \right|^{2}}$$
(3.69)

Κύκλοι σταθερού διαθέσιμου κέρδους

Σε εκείνες τις περιπτώσεις που είναι προτιμότερο να επιτύχουμε τέλεια προσαρμογή από την πλευρά της εξόδου του ενισχυτικού στοιχείου, χρησιμοποιείται η μέθοδος που στηρίζεται στην χρήση του διαθέσιμου κέρδους. Παρόμοια με την προηγούμενη περίπτωση, το αποτέλεσμα δίδεται στην μορφή εξίσωσης κύκλου, του οποίου το κέντρο και η ακτίνα εξαρτώνται από το επιθυμητό διαθέσιμο κέρδος. Ο κύκλος είναι

$$\left|\Gamma_{\rm S}-{\rm d}_{\rm g_a}\right|={\rm r}_{\rm g_a} \tag{3.70}$$

με κέντρο το σημείο του μιγαδικού επιπέδου Γ_S που δίδεται από

$$d_{g_{a}} = \frac{g_{a} \left(S_{11} - \Delta S_{22}^{*}\right)^{*}}{1 + g_{a} \left(\left|S_{11}\right|^{2} - \left|\Delta\right|^{2}\right)}$$
(3.71)

και ακτίνα που δίδεται από

$$r_{g_{0}} = \frac{\sqrt{1 - 2kg_{a} |S_{12}S_{21}| + g_{a}^{2} |S_{12}S_{21}|^{2}}}{\left|1 + g_{a} \left(|S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2}\right)\right|}$$
(3.72)

,όπου k είναι ο συντελεστής ευστάθειας της σχέσης (3.35). Ο συντελεστής ga υπολογίζεται από

$$g_{a} = \frac{G_{A}}{\left|S_{21}\right|^{2}}$$
 (3.73)

Παρόμοια με τους κύκλους σταθερού κέρδους λειτουργίας, ένας κύκλος σταθερού διαθέσιμου κέρδους στο μιγαδικό επίπεδο Γ_S μπορεί να αντιστοιχηθεί σ' ένα κύκλο στο μιγαδικό επίπεδο Γ_L. Είναι

$$\left|\Gamma_{L} - \mathbf{d}_{g_{i}}\right| = \mathbf{r}_{g_{i}} \tag{3.74}$$

με το κέντρο του κύκλου να είναι

$$d_{g_{I}} = \frac{\left(1 - S_{11}d_{g_{a}}\right)\left(S_{22} - \Delta d_{g_{a}}\right)^{*} - r_{g_{a}}^{2}\Delta^{*}S_{11}}{\left|1 - S_{11}d_{g_{a}}\right|^{2} - r_{g_{a}}^{2}\left|S_{11}\right|^{2}}$$
(3.75)

και η ακτίνα του r_{gs}

$$\mathbf{r}_{g_{S}} = \frac{\mathbf{r}_{g_{0}} \left| \mathbf{S}_{12} \mathbf{S}_{21} \right|}{\left\| 1 - \mathbf{S}_{22} \mathbf{d}_{g_{0}} \right\|^{2} - \mathbf{r}_{g_{0}}^{2} \left| \mathbf{S}_{22} \right\|^{2}}$$
(3.76)

3.7 Κύκλοι Σταθερής Εικόνας Θορύβου

Σε πολλές εφαρμογές, η ανάγκη για ενίσχυση του σήματος σε χαμηλό επίπεδο θορύβου είναι επιτακτική. Δυστυχώς όμως, η απαίτηση για χαμηλό επίπεδο θορύβου ανταγωνίζεται με παράγοντες όπως η ευστάθεια και το κέρδος. Για παράδειγμα, η επίτευξη της βέλτιστης δυνατής απόδοσης ως προς το θόρυβο ταυτόχρονα με την μεγιστοποίηση του κέρδους δεν είναι δυνατή. Είναι επομένως απαραίτητο να θεμελιωθεί μια μέθοδος που να επιτρέπει την αναπαράσταση της απόδοσης του ΜΕ ως προς τον θόρυβο πάνω στο χάρτη Smith, ώστε να είναι δυνατή η αντιπαραβολή με τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του (κέρδος, ευστάθεια κ.λ.π.) και να μπορούν να γίνουν οι κατάλληλοι συμβιβασμοί μεταξύ του θορύβου και των χαρακτηριστικών αυτών.

Ως γνωστόν, το μέγεθος που χαρακτηρίζει την επίδοση ενός δίθυρου είναι η εικόνα θορύβου (noise figure). Παραλείποντας τον ορισμό και τα υπόλοιπα εισαγωγικά στοιχεία που θεωρούνται γνωστά εδώ, δίδεται η ακόλουθη σχέση για την εικόνα θορύβου ενός δίθυρου ενισχυτή. Είναι

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s} \left| Y_s - Y_{opt} \right|^2$$
(3.77)

ή ισοδύναμα

$$F = F_{min} + \frac{G_n}{R_s} \left| Z_s - Z_{opt} \right|^2$$
(3.78)

,όπου Z_s =1/ Y_s είναι η εμπέδηση της πηγής. Οι σταθερές F_{min} , R_n =1/ G_n , Y_{opt} =1/ Z_{opt} δίδονται από τον κατασκευαστή του ενισχυτή. Πιο συγκεκριμένα, είναι

- F_{min}, η ελάχιστη (ή βέλτιστη) εικόνα θορύβου (minimum or optimum noise figure), της οποίας η τιμή εξαρτάται, εκτός από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά του ενισχυτή, από της συνθήκες πόλωσης και την συχνότητα λειτουργίας. Αν ο ενισχυτής δεν παρήγαγε θόρυβο, θα ήταν F_{min}=1.
- R_n/G_n, η ισοδύναμη αντίσταση / αγωγιμότητα θορύβου (equivalent noise resistance / conductance).
- Y_{opt} / Z_{opt} , η βέλτιστη αγωγιμότητα / εμπέδηση πηγής. Αντί της αγωγιμότητας ή της εμπέδησης, συχνά χρησιμοποιείται ο βέλτιστος συντελεστής ανάκλασης Γ_{opt}. Ως γνωστόν, ισχύει

$$Y_{opt} = Y_0 \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}}$$
(3.79)

Στην συνέχεια μετατρέπουμε την (3.77) ώστε να περιλαμβάνει όρους συντελεστών ανάκλασης. Εκτός της (3.78) χρησιμοποιούμε την

$$Y_{s} = Y_{0} \frac{1 - \Gamma_{s}}{1 + \Gamma_{s}}$$
(3.80)

Εξάλλου

$$G_{s} = Re\{Y_{s}\} = Y_{0} \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{|1 + \Gamma_{s}|^{2}}$$
(3.81)

οπότε αντικαθιστώντας τις (3.79),(3.80),(3.81) στην (3.77), παίρνουμε

$$F = F_{min} + \frac{4R_{n}}{Z_{0}} \frac{\left|\Gamma_{s} - \Gamma_{opt}\right|^{2}}{\left(1 - \left|\Gamma_{s}\right|^{2}\right)\left|1 + \Gamma_{opt}\right|^{2}}$$
(3.82)

Με βάση την (3.82) ο σχεδιαστής μπορεί μεταβάλλοντας το να επιτύχει την επιθυμητή εικόνα θορύβου. Με την επιλογή Γ_{s} = Γ_{opt} επιτυγχάνεται η ελάχιστη εικόνα θορύβου. Για να δούμε πώς ακριβώς μια εικόνα θορύβου, έστω F_{k} , σχετίζεται με τον συντελεστή ανάκλασης Γ_{s} , αναδιατάσσουμε την (3.82), οπότε προκύπτει η ακόλουθη εξίσωση κύκλου.

$$\left|\Gamma_{\rm S}-{\rm d}_{\rm F_{\rm k}}\right|={\rm r}_{\rm F_{\rm k}} \tag{3.83}$$

με το κέντρο του κύκλου να είναι

$$d_{F_k} = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + Q_k}$$
(3.84)

και η ακτίνα του

$$r_{F_{k}} = \frac{\sqrt{\left(1 - \left|\Gamma_{opt}\right|^{2}\right)Q_{k} + Q_{k}^{2}}}{1 + Q_{k}}$$
(3.85)

όπου

$$Q_{k} = \left|1 + \Gamma_{opt}\right|^{2} \left(\frac{F_{k} - F_{min}}{4R_{n}/Z_{0}}\right)$$
(3.86)

Σε σχέση με τις (3.85) και (3.86) μπορούν να γίνουν οι ακόλουθες παρατηρήσεις.

- Η ελάχιστη εικόνα θορύβου είναι F_k = F_{min}, της οποίας ο γεωμετρικός τόπος εκφυλίζεται στο σημείο d_{F_k} = Γ_{opt} (r_{F_k} = 0).
- Όλοι οι κύκλοι σταθερής εικόνας θορύβου έχουν τα κέντρα τους πάνω στην ευθεία γραμμή που ενώνει την αρχή του μιγαδικού επιπέδου Γ_S με το σημείο Γ_{opt}. Όσο πιο μεγάλη είναι η εικόνα θορύβου τόσο πιο κοντά στην αρχή μετακινείται το κέντρο του κύκλου και τόσο πιο μεγάλη γίνεται η ακτίνα του.

3.8 Κύκλοι Σταθερού VSWR

Οι προδιαγραφές ενός ενισχυτή συνήθως περιλαμβάνουν την μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή του δείκτη στάσιμων κυμάτων VSWR σε είσοδο και έξοδο. Όπως είναι γνωστό, τον ρόλο αυτό επιτελούν τα προσαρμοστικά κυκλώματα στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή. Όμως, στην συζήτηση μέχρι τώρα καθορίζονταν οι απαιτούμενες τιμές των Γ_S και Γ_L για την επίτευξη των επιθυμητών προδιαγραφών για την ευστάθεια, το κέρδος και την εικόνα θορύβου. Έτσι, γίνεται επιτακτική η ανάγκη να βρεθεί μια μέθοδος που, παρόμοια με αυτές των προηγούμενων παραγράφων, να απεικονίζει τους VSWR εισόδου και εξόδου πάνω στο μιγαδικό επίπεδο των Γ_S και Γ_L, αντίστοιχα. Το πρόβλημα είναι ότι ο VSWR εισόδου εξαρτάται λόγω της ανάδρασης και από τον Γ_S. Έτσι, η σχεδίαση των κύκλων VSWR εισόδου και εξόδου και εξόδου δεν μπορεί να γίνει ταυτόχρονα και για την σχεδίαση θα πρέπει να υιοθετηθεί μια επαναληπτική διαδικασία δοκιμών μέχρι να βρεθεί μια ικανοποιητική λύση.



Σχήμα 3.14 – Συμβολισμοί για την παράγραφο 9.7 [2]

Έστω ο ΜΕ του σχήματος (3.14). Οι δύο VSWR που είναι μέρος των προδιαγραφών του ΜΕ είναι κατά τα γνωστά

$$VSWR_{IMN} = \frac{1 + |\Gamma_{IMN}|}{1 - |\Gamma_{IMN}|}$$
(3.87)

$$VSWR_{OMN} = \frac{1 + |\Gamma_{OMN}|}{1 - |\Gamma_{OMN}|}$$
(3.88)

Η μεταδιδόμενη ισχύς στην είσοδο του προσαρμοστικού κυκλώματος (με την φυσική υπόθεση Γ_S'=0) είναι

$$\mathsf{P}_{\mathsf{transmitted}} = \mathsf{P}_{\mathsf{A}} \left(1 - \left| \mathsf{\Gamma}_{\mathsf{IMN}} \right|^2 \right) \tag{3.89}$$

Εξάλλου, σύμφωνα με τις (3.9) και (3.10) είναι

$$P_{in} = P_{A} \frac{\left(1 - |\Gamma_{s}|^{2}\right) \left(1 - |\Gamma_{in}|^{2}\right)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_{s}|}$$
(3.90)

Με την υπόθεση ότι το προσαρμοστικό κύκλωμα εισόδου δεν έχει απώλειες, είναι P_{transmitted} = P_{in}, εκ του οποίου έπεται

$$\Gamma_{\rm IMN} \Big| = \left| \frac{\Gamma_{\rm in}^* - \Gamma_{\rm S}}{1 - \Gamma_{\rm S} \Gamma_{\rm in}} \right| \tag{3.91}$$

Από την σχέση αυτή επιβεβαιώνεται αυτό που είναι θεωρητικά αναμενόμενο, δηλαδή ότι όταν έχουμε συνθήκες συζυγούς προσαρμογής $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ είναι $|\Gamma_{IMN}| = 0$ και αντίστροφα.

Αντίστοιχα στην έξοδο θα ισχύει
$$\left|\Gamma_{OMN}\right| = \left|\frac{\Gamma_{out}^* - \Gamma_{L}}{1 - \Gamma_{L}\Gamma_{out}}\right|$$
(3.92)

Ομοίως, από την σχέση αυτή επιβεβαιώνεται ότι όταν έχουμε συνθήκες συζυγούς προσαρμογής $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ είναι $|\Gamma_{OMN}| = 0$ και αντίστροφα.

Η εξίσωση (3.91) μπορεί να μετατραπεί σε μια εξίσωση κύκλου για το Γ_{S}

$$\left|\Gamma_{\rm S} - \mathbf{d}_{\rm V_{\rm IMN}}\right| = \mathbf{r}_{\rm V_{\rm IMN}} \tag{3.93}$$

με το κέντρο του κύκλου να είναι

$$d_{V_{IMN}} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{IMN}|^{2}\right)\Gamma_{in}^{*}}{1 - |\Gamma_{IMN}\Gamma_{S}|^{2}}$$
(3.94)

και η ακτίνα του

$$r_{V_{IMN}} = \frac{\left(1 - |\Gamma_{in}|^{2}\right)|\Gamma_{IMN}|}{1 - |\Gamma_{IMN}\Gamma_{s}|^{2}}$$
(3.95)

Βλέπουμε ότι το κέντρο και η ακτίνα του κύκλου VSWR εισόδου εξαρτώνται από τον συντελεστή ανάκλασης στη είσοδο Γ_{in}, που με την σειρά του εξαρτάται από τον συντελεστή ανάκλασης του φορτίου Γ_L.

Με μια πανομοιότυπη διαδικασία μπορούμε να βρούμε την αντίστοιχη εξίσωση κύκλου για τον VSWR στην έξοδο. Είναι

$$\left| \Gamma_{\rm L} - d_{\rm V_{OMN}} \right| = r_{\rm V_{OMN}} \tag{3.96}$$

με το κέντρο του κύκλου να είναι

$$d_{V_{OMN}} = \frac{\left(1 - \left|\Gamma_{OMN}\right|^{2}\right)\Gamma_{out}^{*}}{1 - \left|\Gamma_{OMN}\Gamma_{L}\right|^{2}}$$
(3.97)

και η ακτίνα του

$$r_{V_{OMN}} = \frac{\left(1 - \left|\Gamma_{out}\right|^{2}\right)\left|\Gamma_{OMN}\right|}{1 - \left|\Gamma_{OMN}\Gamma_{L}\right|^{2}}$$
(3.98)

Βλέπουμε ότι το κέντρο και η ακτίνα του κύκλου VSWR εξόδου εξαρτώνται από τον συντελεστή ανάκλασης στη είσοδο Γ_{out}, που με την σειρά του εξαρτάται από τον συντελεστή ανάκλασης του πηγής Γ_s.

Από τα παραπάνω είναι προφανές ότι οι κύκλοι VSWR_{IMN} και VSWR_{OMN} δεν μπορούν να χαραχθούν ταυτόχρονα. Θα πρέπει να γίνει μια συγκεκριμένη

υπόθεση για τον Γ_L για να χαραχθούν κύκλοι σταθερού VSWR_{IMN}. Κατόπιν, επιλέγοντας το Γ_S πάνω από κάποιον από αυτούς τους κύκλους, μπορεί να υπολογιστεί ο προκύπτων. Αυτή η διαδικασία θα πρέπει να επαναληφθεί για τις διάφορες επιλογές (Γ_S, Γ_L) που ικανοποιούν τις υπόλοιπες απαιτήσεις της σχεδίασης μέχρι να βρεθεί μια ικανοποιητική επιλογή για τους και VSWR_{OMN}. Εναλλακτικά, η διαδικασία θα μπορούσε να ξεκινήσει επιλέγοντας κάποιο Γ_S, εν συνεχεία χαράσσοντας κύκλους VSWR_{OMN}, επιλέγοντας από εκεί κάποιο Γ_L και τελικά υπολογίζοντας το προκύπτον VSWR_{IMN}.

3.9 ΜΕ πολλών βαθμίδων



Σχήμα 3.15 – ΜΕ 2 σταδίων [1]

Όταν το κέρδος που μπορεί να δώσει μια ενισχυτική βαθμίδα δεν είναι αρκετό, μπορούν να χρησιμοποιηθούν περισσότερες βαθμίδες σε διαδοχή για την αύξηση του συνολικού κέρδους. Ένα τυπικό παράδειγμα ενός BJT ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 3.15. Στο σχήμα αυτό, εκτός από τα προσαρμοστικά δίκτυα εισόδου και εξόδου περιλαμβάνεται ένα ενδιάμεσο προσαρμοστικό δίκτυο μεταξύ των δύο BJTs ("interstage matching network").

Στην πράξη, αυτός ο ενισχυτής θα υπόκειται σε περιορισμούς πολλαπλούς περιορισμούς, οπότε θα πρέπει να γίνουν συμβιβασμοί μεταξύ των επί μέρους προδιαγραφών. Ωστόσο, εν είδει άσκησης στα όσα αναφέρθηκαν μέχρι τώρα, αναφέρουμε δύο χαρακτηριστικές επιλογές. Αν θέλουμε να πετύχουμε μεγιστοποίηση του κέρδους, επιλέγουμε τους συντελεστές ανάκλασης ώστε:

$$\Gamma_{s} = (\Gamma_{IN,1})^{*}$$

$$\Gamma_{IN,M} = (\Gamma_{OUT,1})^{*}$$

$$\Gamma_{OUT,M} = (\Gamma_{IN,2})^{*}$$

$$\Gamma_{L} = (\Gamma_{OUT,2})^{*}$$
(3.99)

Σε μια σχεδίαση που απαιτεί ελαχιστοποίηση της εικόνας θορύβου, επιλέγουμε:

$$\Gamma_{s} = \Gamma_{opt,1}$$

$$\Gamma_{IN,M} = (\Gamma_{OUT,1})^{*}$$

$$\Gamma_{OUT,M} = \Gamma_{opt,2}$$

$$\Gamma_{L} = (\Gamma_{OUT,2})^{*}$$
(3.100)

όπου Γ_{opt,1} και Γ_{opt,2} είναι οι βέλτιστοι συντελεστές ανάκλασης για τον θόρυβο για το πρώτο και το δεύτερο BJT, αντίστοιχα.

Γνωρίζουμε ότι μια αλυσίδα δίθυρων δικτύων έχει συνολική εικόνα θορύβου που δίδεται από την σχέση

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$
(3.101)

όπου F_1 , F_2 είναι οι εικόνες θορύβου των επιμέρους δίθυρων και G_1 είναι το κέρδος του πρώτου δίθυρου.



Αν θέλουμε να εφαρμόσουμε την σχέση αυτή στην περίπτωση του ενισχυτή δύο σταδίων του σχήματος 3.15, θα πρέπει πρώτα να καθορίσουμε με ακρίβεια ποια είναι τα επιμέρους δίθυρα. Η καταλληλότερη επιλογή είναι να περιλαμβάνουμε σε κάθε τρανζίστορ το προσαρμοστικό δίκτυο που βρίσκεται στην είσοδο του, εκτός από το τελευταίο τρανζίστορ στο οποίο περιλαμβάνουμε και το προσαρμοστικό δίκτυο στην έξοδο. Για την προκειμένη περίπτωση ο χωρισμός γίνεται όπως φαίνεται στο σχήμα 3.16, οπότε το κέρδος G₁ ταυτίζεται με το διαθέσιμο κέρδος της πρώτης ενισχυτικής βαθμίδας.

Επίσης, αποδεικνύεται ότι το σημείο σύμπτυξης τρίτης τάξης του συνολικού δίθυρου είναι

$$IP = \frac{1}{\frac{1}{IP_2} + \frac{1}{G_2IP_1}}$$
(3.102)

όπου IP₁ και IP₂ είναι τα σημεία σύμπτυξης τρίτης τάξης που σχετίζονται με τα δίθυρου 1 και 2, αντίστοιχα και G₂ είναι το κέρδος του δίθυρου 2.

3.10 Σχεδίαση Κυκλωμάτων Πόλωσης

Μέχρι τώρα υποθέταμε ότι τα χρησιμοποιούμενα ενεργά στοιχεία είναι πολωμένα κατά κάποιο τρόπο σε κάποιο καθορισμένο σημείο και στρέφαμε την προσοχή μας στο πώς, έχοντας ως δεδομένο τις S-παραμέτρους του ενεργού στοιχείου σ' αυτό το σημείο, θα επιτύχουμε με την χρήση προσαρμοστικών κυκλωμάτων τις απαιτούμενες προδιαγραφές για την ευστάθεια, το κέρδος, τον θόρυβο και τους VSWR σε είσοδο και έξοδο. Το πώς ακριβώς επιτυγχάνεται η πόλωση, ιδίως όταν αυτά είναι διακριτά τρανζίστορ, είναι ένα θέμα που χρήζει ιδιαίτερης προσοχής. Θα εστιάσουμε σε κυκλώματα για GaAs FET, που όπως εξηγήθηκε στο κεφάλαιο 1, αποτελούν μονόδρομο στις υψηλές μικροκυματικές συχνότητες.

Σκοπός των κυκλωμάτων αυτών είναι να παρέχουν τις κατάλληλες συνθήκες (dc τάσεις ή ρεύματα) πόλωσης στα τρανζίστορ κατά αδιαφανή τρόπο για την σχεδίαση στην ζώνη λειτουργίας του ενισχυτή. Σαν ένα γενικό πλαίσιο μπορεί να ειπωθεί ότι μεταξύ του τροφοδοτικού και του ακροδέκτη του τρανζίστορ θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα δίθυρο δίκτυο που να απομονώνει το μικροκυματικό σήμα από την τροφοδοσία dc, δηλαδή να λειτουργεί ως ανοικτοκύκλωμα για το μικροκυματικό σήμα. Θα πρέπει δηλαδή να μην εισέρχεται μικροκυματική ισχύς στον κλάδο της τροφοδοσίας. Αυτή η απαίτηση είναι ζωτικής σημασίας για τους εξής λόγους.

A) Σε περίπτωση που υπάρχουν απώλειες ισχύος προς τον κλάδο της τροφοδοσίας μειώνεται το κέρδος ισχύος.

B) Δεν πρέπει να εισέρχεται ισχύς στον κλάδο της τροφοδοσίας διότι είναι πιθανόν να καταστραφεί η τροφοδοσία.

Τέλος, τονίζεται ότι η συνθήκη ανοικτοκυκλώματος θα πρέπει να ισχύει ανεξάρτητα από το φορτίο που συνδέεται στο δίθυρο από την πλευρά του τροφοδοτικού.

Κυκλώματα πόλωσης GaAs FET

Στο σχήμα 3.17 φαίνονται διάφοροι τρόποι πόλωσης ενός GaAs FET. Εδώ χρησιμοποιούνται RFCs (RF Coils) που παρουσιάζουν υψηλή εμπέδηση στην συχνότητα σχεδίασης. Πάντα έχουν κάποια συχνότητα συντονισμού στην οποία μεγιστοποιείται η εμπέδηση και γι' αυτό θα πρέπει να αντικατασταθούν από τα πλήρη ισοδύναμα κυκλώματά τους αν θέλουμε να υπολογίσουμε με ακρίβεια την συμπεριφορά του κυκλώματος.



Σχήμα 3.17 – Τοπολογίες πόλωσης GaAs FET [1]

Οι πυκνωτές που χρησιμοποιούνται στις τροφοδοσίες σ' όλες τις περιπτώσεις του σχήματος 3.17 είναι πυκνωτές παράκαμψης (bypass capacitors) που σκοπό έχουν να γειώνουν τον θόρυβο που προέρχεται από τα τροφοδοτικά. Λόγω των παρασιτικών επαγωγών, οι πυκνωτές αυτοί εμφανίζουν παράλληλους συντονισμούς σε κάποιες περιοχές του φάσματος, με αποτέλεσμα να μην γειώνουν τυχόν θόρυβο σε αυτή την περιοχή. Για τον λόγο αυτό συχνά υιοθετείται η χρήση συστοιχιών πυκνωτών, καθένας από τους οποίους λειτουργεί ως βραχυκύκλωμα σε διαφορετική περιοχή του φάσματος συχνοτήτων. Επίσης, στα (b) έως (e) χρησιμοποιούνται πυκνωτές για την γείωση της πηγής στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας. Εξάλλου, στην είσοδο και την έξοδο χρησιμοποιούνται πυκνωτές σύζευξης (dc block capacitors) που αποκόπτουν την dc συνιστώσα του ρεύματος. Στο παράρτημα 1 δίνονται περισσότερες λεπτομέρειες για την συμπεριφορά των πυκνωτών στα μικροκυματικά κυκλώματα καθώς και για την χρήση τους ως πυκνωτών σύζευξης και πυκνωτών παράκαμψης.

Στην περίπτωση του (d) η αντίσταση στην πηγή παρέχει αυτομάτως την ζητούμενη αρνητική V_{GS} αφού V_{GS} =- I_{DS} R_S . Ταυτόχρονα, λειτουργεί ως αρνητική ανάδραση που σταθεροποιεί το ρεύμα I_{DS} . Αν το I_{DS} τείνει να αυξηθεί, το V_{GS} τείνει να μειωθεί συγκρατώντας έτσι την αύξηση του I_{DS} . Το πρόβλημα σε αυτή την περίπτωση είναι ότι η προσθήκη της R_S αυξάνει τον θόρυβο και μειώνει το κέρδος. Ακόμα και αν χρησιμοποιηθεί πυκνωτής παράκαμψης, δεν αποφεύγονται τα επαγωγικά παρασιτικά φαινόμενα με αποτέλεσμα το πρόβλημα να μην λύνεται με ικανοποιητικό τρόπο.

Για τον λόγο αυτό στην σχεδίαση μικροκυματικών συχνοτήτων προτιμάται η τοπολογία πόλωσης του (α) στην οποίες η πηγή του FET είναι γειωμένη. Το κύριο μειονέκτημα αυτή της μεθόδου είναι ότι απαιτεί διπολική τροφοδοσία προκειμένου να επιτευχθεί V_{GS} < 0 και V_{DS} > 0.

Θα πρέπει επίσης να δοθεί προσοχή στο πώς εφαρμόζεται η διπολική τάση. Αν εφαρμοστεί η θετική V_D πριν την αρνητική V_G, τότε το GaAs FET θα λειτουργήσεις εκτός των προδιαγραφών του και θα καταστραφεί.



Σχήμα 3.18 – Κύκλωμα πόλωσης FET με γραμμές μεταφοράς

RFCs είναι διαθέσιμα για συχνότητες παράλληλου συντονισμού μέχρι 7 GHz το πολύ. Σε υψηλότερες μικροκυματικές συχνότητες αντικαθίστανται από τμήματα γραμμών μεταφοράς μήκους Ig/4 που δημιουργούν την απαιτούμενη συνθήκη ανοικτοκυκλώματος στην συχνότητα σχεδίασης f_o, όποιο και αν είναι το φορτίο της τροφοδοσίας. Στο σχήμα 3.18 απεικονίζεται το κύκλωμα πόλωσης ενός FET με γραμμές μεταφοράς. Διακρίνονται δύο πανομοιότυπα

δίκτυα στην υποδοχή και την πύλη του FET που δημιουργούν την συνθήκη ανοικτοκυκλωματος.



Σχήμα 3.19 – Βασικό τμήμα δικτύου πόλωσης

Στο σχήμα 3.19 φαίνεται το δίκτυο που δημιουργεί την απαιτούμενη συνθήκη. Ακολουθεί μια σύντομη περιγραφή της λειτουργίας αυτού του κυκλώματος πόλωσης. Η ανοικτοκυκλωμένη γραμμή μεταφοράς $\lambda_g/4$, όπου λ_g είναι το μήκος κύματος στην γραμμή μεταφοράς στην κεντρική συχνότητα της σχεδίασης, δημιουργεί στο σημείο σύνδεσης της με τον κατακόρυφο κλάδο άπειρη αγωγιμότητα, δηλαδή Y₁=∞. Επομένως, η αγωγιμότητα στο άνω άκρο της δεύτερης γραμμής μεταφοράς είναι άπειρη, ανεξάρτητα από την τιμή Y₂, δηλαδή, Y₃=Y₁+Y₂=∞+Y₂=∞. Η δεύτερη γραμμή μεταφοράς $\lambda_g/4$ μετατρέπει το βραχυκύκλωμα σε ανοικτοκύκλωμα, δηλαδή Y₄=0 ή Z₄=∞ στην κεντρική συχνότητα της σχεδίασης. Εφόσον το εύρος ζώνης λειτουργίας BW δεν είναι πολύ μεγάλο ή καλύτερα ο συντελεστής ποιότητας (quality factor) Q=BW/f₀ είναι αρκετά μικρός, η συνθήκη ανοικτοκυκλώματος θα ισχύει με πολύ καλή προσέγγιση σε όλο το εύρος ζώνης λειτουργίας.

Ως γνωστόν σε μια γραμμή μεταφοράς μήκους Ι που συνδέεται φορτίο Ζ_L, η αντίσταση εισόδου Ζ_i θα είναι:

$$Z_{i} = Z_{0} \frac{Z_{L} \cos(\beta I) + j Z_{0} \sin(\beta I)}{j Z_{L} \sin(\beta I) + Z_{0} \cos(\beta I)}$$
(3.102)

,όπου β=2π/ λ_g . Για I= $\lambda_g/4$ είναι

$$Z_{i} = \frac{Z_{o}^{2}}{Z_{L}}$$
 (3.103)

και επομένως για Z_L=0 παίρνουμε Z_i=∞ και για Z_L=∞ παίρνουμε Z_i=0. Στην πράξη όμως δεν είναι ιδανικά Z_L=0 ή Z_L=∞ και προκειμένου να γίνεται η μετατροπή από βραχυκύκλωμα σε ανοικτοκύκλωμα και αντίστροφα με ικανοποιητικό τρόπο, επιλέγουμε:

Για μετατροπή από βραχυκύκλωμα σε ανοικτοκύκλωμα: Ζ₀ πολύ μεγάλο Για μετατροπή από ανοικτοκύκλωμα σε βραχυκύκλωμα: Ζ₀ πολύ μικρό Αυτό πρακτικά, για υλοποιήσεις με γραμμές μικροταινίας, σημαίνει ότι η μικροταινία του κατακόρυφου κλάδου πρέπει να είναι στενή (W μικρό) και η ανοικτοκυκλωμένη μικροταινία πλατιά (W μεγάλο).

Ένα πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου προκύπτει από το γεγονός ότι ταυτόχρονα η γραμμή είναι λ_g/2 στις συχνότητες 2f_o, 4f_o κ.λ.π. με αποτέλεσμα να βραχυκυκλώνονται οι άρτιες αρμονικές και να εκμηδενίζεται το κέρδος τους. Επιπλέον, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν αντιστάσεις για την σταθεροποίηση του τρανζίστορ εκτός της ζώνης λειτουργίας χωρίς να θυσιάζεται το κέρδος και η απόδοση του τρανζίστορ ως προς θόρυβο.

3.11 Σύνοψη και σχολιασμός

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε το βασικό θεωρητικό υπόβαθρο της σχεδίασης μικροκυματικών ενισχυτών. Οι βασικές αυτές αρχές αφορούν την σχεδίαση γραμμικών ενισχυτών ασθενούς σήματος αλλά όπως θα δούμε στην συνέχεια, μπορούν να επεκταθούν και στην περίπτωση της σχεδίασης γραμμικών ενισχυτών ισχύος εφόσον ληφθεί η κατάλληλη πρόνοια. Το πιο βασικό ποιοτικό στοιχείο που γίνεται σαφές μέσα από την προηγούμενη παρουσίαση είναι η αλληλεπίδραση μεταξύ εισόδου και εξόδου, γεγονός που δεν επιτρέπει εν γένει τον διαχωρισμό της σχεδίασης των προσαρμοστικών κυκλωμάτων της εξόδου. Εξετάστηκε η ευστάθεια, οι μέθοδοι για την επίτευξη καθορισμένων προδιαγραφών ως προς το κέρδος, την εικόνα θορύβου και τον δείκτη στάσιμων κυμάτων VSWR σε είσοδο και έξοδο.

Η ανάλυση αυτή όπως τονίστηκε γίνεται για συγκεκριμένες τιμές των παραμέτρων και επομένως, για μια συχνότητα και καθορισμένες συνθήκες πόλωσης. Στην πράξη, ο περιορισμός ως προς την συχνότητα κρίνεται ιδιαίτερα σημαντικός καθότι δεν επιτρέπει τον ευέλικτο σχεδιασμό ενισχυτών. Το κενό αυτό καλύπτεται βεβαίως με την χρήση των προγραμμάτων CAD που μπορούν γρήγορα να επαναλάβουν την ίδια ανάλυση για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων.

Κεφάλαιο 4

Σχεδίαση Ενισχυτών Ισχύος

4.1 Ενισχυτές τάξης Α και Γραμμικοί Ενισχυτές

Στο προηγούμενο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν τεχνικές σχεδίασης για μέγιστο ή αυθαίρετο κέρδος, χαμηλό θόρυβο και χαμηλό VSWR, που βασίζονταν στη χρήση των S-παραμέτρων ασθενούς σήματος. Οι παράμετροι αυτές δεν παρουσιάζουν εξάρτηση από την ισχύ και είναι χρήσιμες για σχεδίαση γραμμικών ενισχυτών. Οι S-παράμετροι ασθενούς σήματος μπορούν υπό ορισμένες συνθήκες να χρησιμοποιηθούν και σε ενισχυτές ισχύος που λειτουργούν σε τάξη A. Για τάξεις AB, B και C, που όπως είδαμε λειτουργούν μη γραμμικά, οι S-παράμετροι ασθενούς σήματος δεν είναι κατάλληλες για σχεδίαση.

Τονίζεται ιδιαιτέρως το «υπό ορισμένες συνθήκες» και τούτο διότι πολλές φορές συγχέονται οι όροι ενισχυτής τάξης Α και γραμμικός ενισχυτής, τουλάχιστον όσον αφορά στους ενισχυτές ισχύος. Στην πραγματικότητα, μπορεί ένας ενισχυτής τάξης Α να είναι μη γραμμικός και ένας γραμμικός ενισχυτής δεν αποτελείται απαραιτήτως από στάδια τάξης Α.



Σχήμα 4.1 – σημείο πόλωσης για FET τάξης Α. Η συνεχής γραμμή αναπαριστά το λιγότερο ρεαλιστικό μοντέλο που λαμβάνει υπόψιν μόνο τις ισχυρές μη γραμμικότητες ενώ η διακεκομμένη γραμμή λαμβάνει υπόψιν και τις ασθενής μη γραμμικότητες εντός της γραμμικής περιοχής [3]

Ο επακριβής ορισμός της λειτουργίας σε τάξη Α δόθηκε στο κεφάλαιο 1. Εκεί για λόγους ευκολίας υποτέθηκε ότι στην περιοχή λειτουργίας η χαρακτηριστική του τρανζίστορ είναι τέλεια γραμμική. Στην πραγματικότητα, βεβαίως, η

χαρακτηριστική περιέχει στην γραμμική περιοχή ασθενείς μη γραμμικότητες, όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.1. Καθώς το επίπεδο του σήματος εισόδου αυξάνει, αυτές οι μη γραμμικότητες γίνονται εντονότερες και στην έξοδο του τρανζίστορ παράγονται αρμονικές ανώτερης τάξης και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης με σημαντικό περιεχόμενο. Στην πράξη βεβαίως το δίκτυο προσαρμογής της εξόδου σχεδιάζεται ώστε να καταπιέζει τις αρμονικές ανώτερης τάξης. Όταν τα γραμμικά φαινόμενα γίνονται πολύ έντονα, ο ενισχυτής δεν μπορεί πλέον να χαρακτηρισθεί ως γραμμικός παρόλο που θεωρείται ότι λειτουργεί σε τάξη Α.

Είδαμε ότι η ισχύς συμπίεσης 1 dB δίδει τα όρια της γραμμικής περιοχής. Εφόσον λαμβάνεται πρόνοια ώστε το ενεργό στοιχείο να λειτουργεί εντός αυτής της περιοχής, τότε μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι S-παράμετροι ασθενούς σήματος για την σχεδίαση. Αν παρατηρήσουμε την χαρακτηριστική ισχύος εισόδου - εξόδου του σχήματος 1.4 θα δούμε ότι το σημείο συμπίεσης 1 dB είναι μάλλον ένα σημείο μέτριας μη γραμμικότητας παρά ένα σημείο ασθενούς μη γραμμικότητας. Για τον λόγο αυτό οι σχεδιαστές συνήθως προτιμούν να λειτουργούν τα τρανζίστορ 3-4 dB κάτω από το ονομαστικό P_{out,1dB} για ικανοποιητική γραμμικότητα.

4.2 Παράμετροι Ισχύος για ΜΕ Α Τάξης

Θα δούμε στην παράγραφο αυτή ότι η ισχύς P_{out,1dB} εξαρτάται από τις συνθήκες προσαρμογής στην έξοδο. Η συσχέτιση των συνθηκών προσαρμογής με την ισχύ P_{out,1dB} είναι μια μη γραμμική μορφή παραμέτρων που μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην σχεδίαση ενισχυτών τάξης A.



Σχήμα 4.2 – Απόκριση ισχύος P_{out} (P_{in}) ενός ενισχυτή για μιγαδική συζυγή προσαρμογή και προσαρμογή ισχύος [3]

Για παράδειγμα, στο σχήμα 4.2 βλέπουμε την χαρακτηριστική ισχύος εισόδου - εξόδου ενός ενισχυτή τάξης Α με δύο διαφορετικές συνθήκες προσαρμογής στης έξοδο. Η συνεχής γραμμή δείχνει την απόκριση ενός ενισχυτή που είναι προσαρμοσμένος στην έξοδο για την μεγιστοποίηση του κέρδους. Η

διακεκομμένη γραμμή αναφέρεται στον ίδιο ενισχυτή όταν το δίκτυο προσαρμογής εξόδου έχει ρυθμιστεί ώστε να μεγιστοποιείται η ισχύς P_{out,1dB} του ενισχυτή. Όπως μπορούμε να επιβεβαιώσουμε και από αυτό το σχήμα, η συζυγής μιγαδική προσαρμογή έχει ως αποτέλεσμα το P_{out,1dB} να είναι περίπου 2 dB μικρότερο από το μέγιστο δυνατό. Δυστυχώς, τα τρανζίστορ ισχύος είναι τα πιο ακριβά μέρη ενός ενισχυτή ισχύος και η απώλεια 2 dB ισχύος επιβαρύνει το κόστος του ενισχυτή σε πολύ σημαντικό βαθμό. Θα πρέπει επομένως η συνθήκη της «προσαρμογής ισχύος» να λαμβάνεται σοβαρά υπόψιν, παρά το γεγονός ότι σε αυτή την περίπτωση το κέρδος είναι κατά 1 dB περίπου μικρότερο από το μέγιστο κέρδος.

Η είσοδος στις περισσότερες περιπτώσεις δεν επηρεάζει την ισχύ P_{out,1dB} και υποτίθεται ότι είναι προσαρμοσμένη για την κατά το δυνατόν αύξηση του κέρδους. Υπάρχουν πάντως κάποια διπολικά τρανζίστορ που παρουσιάζουν σημαντική εξάρτηση της P_{out,1dB} από τις συνθήκες προσαρμογής στην είσοδο. Τα τρανζίστορ αυτά παρουσιάζουν αυτήν την εξάρτηση κοντά στην μέγιστη συχνότητα που μπορούν να χρησιμοποιηθούν και επομένως αυτή η κατάσταση μπορεί να αποφευχθεί χρησιμοποιώντας τρανζίστορ τεχνολογίας υψηλότερων συχνοτήτων.

Στο παραπάνω παράδειγμα έγινε σαφής η εξάρτηση της ισχύος P_{out,1dB} από τις συνθήκες προσαρμογής στην έξοδο. Το επόμενο βήμα είναι να καταγραφούν μετρήσεις του P_{out,1dB} για μια πλειάδα συνθηκών προσαρμογής στην έξοδο. Αυτές οι μετρήσεις καλούνται συχνά **load-pull μετρήσεις** και καταγράφονται υπό την μορφή γεωμετρικών τόπων σταθερού P_{out,1dB} πάνω στον μιγαδικό επίπεδο Γ_L. Αυτοί οι γεωμετρικοί τόποι καλούνται **power contours**. Ένα παράδειγμα φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί. Τονίζεται ότι οι μετρήσεις αυτές αφορούν μια συχνότητα και συγκεκριμένες συνθήκες πόλωσης.



Σχήμα 4.3 – Power contours ενός ενισχυτή [3]

Παρατηρεί κανείς ότι οι γεωμετρικοί τόποι σταθερών P_{out,1dB} δεν είναι κύκλοι. Αυτό σε μια απλουστευμένη προσέγγιση οφείλεται στην μη γραμμικότητα του ενισχυτή όταν λειτουργεί στο σημείο συμπίεσης 1 dB.

4.3 Τεχνικές Σύζευξης Ισχύος

4.3.1 Εισαγωγή

Όταν υπάρχει απαίτηση για ισχύ εξόδου μεγαλύτερη από αυτή που μπορεί να παρέχει ένα μικροκυματικό τρανζίστορ, τότε χρησιμοποιούνται τεχνικές για την σύζευξη της ισχύος δύο ή περισσοτέρων τρανζίστορ (power combining techniques).

Οι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται συνηθέστερα και στις οποίες θα εστιάσουμε την προσοχή μας βασίζονται στην χρήση συζευκτών ισχύος.



Σχήμα 4.4 – Η απλούστερη τοπολογία σύζευξης ισχύος

Στο σχήμα 4.4 φαίνεται η πιο απλή περίπτωση. Ο συζεύκτης στην είσοδο διαιρεί την εισερχόμενη ισχύ σε δύο ίσα μέρη (γι' αυτό καλείται και διαιρέτης), τα οποία εν συνεχεία ενισχύονται έκαστο από τους ενισχυτές Α ή Β και συνδυάζονται στην έξοδο με την βοήθεια του συζεύκτη. Στην ιδανική περίπτωση που οι δύο ενισχυτές είναι πανομοιότυποι και τέλεια προσαρμοσμένοι και που οι συζεύκτες δεν έχουν απώλειες, η ισχύς στην έξοδο του δικτύου θα είναι διπλάσια της ισχύος στις εξόδους των ενισχυτών και το κέρδος του δικτύου θα είναι ίσο με το κέρδος κάθε ενισχυτή.

Ωστόσο, στην πράξη η συμπεριφορά του παραπάνω δικτύου επηρεάζεται σημαντικά από τα χαρακτηριστικά των συζευκτών και από τις ατέλειες στην προσαρμογή των ενισχυτών. Στην συνέχεια θα αναφερθούμε λεπτομερέστερα στην περίπτωση του σχήματος 4.4 αλλά και σε πιο πολύπλοκες τοπολογίες, είναι όμως σκόπιμο να παρουσιάσουμε πρώτα ορισμένα χαρακτηριστικά των συζευκτών.

4.3.2 Συζεύκτες

Οι συζεύκτες (couplers) είναι παθητικά αμφίδρομα δίκτυα που μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε για την σύζευξη της ισχύος δύο ή περισσοτέρων εισόδων σε μια έξοδο είτε για την κατανομή της ισχύος της εισόδου στις εξόδους. Στην απλούστερη περίπτωση, ένας συζεύκτης είναι 2 δρόμων, όπως αυτοί του σχήματος 4.4. Δηλαδή, ανάλογα με την λειτουργία που επιτελεί, είτε

συζευγνύει στην έξοδο την ισχύ που εισέρχεται στις δύο εισόδους του, είτε διαχωρίζει την ισχύ που εισέρχεται στην είσοδο σε δύο μέρη, ένα σε κάθε έξοδο. Υπάρχουν ωστόσο και συζεύκτες / διαιρέτες Ν δρόμων (N>2). Οι πιο διαδεδομένοι συζεύκτες 2 δρόμων είναι ο διαιρέτης Wilkinson, ο συζεύκτης Branch Line και ο συζεύκτης Lange.

4.3.2.1 Διαιρέτης Wilkinson

Ένας διαιρέτης Wilkinson φαίνεται στο σχήμα 4.5.



Σχήμα 4.5 –Wilkinson [5]

Πρόκειται για ένα δίκτυο τριών θυρών. Όταν διεγείρεται η θύρα 1, τότε η θύρα αυτή αποτελεί την θύρα εισόδου και οι θύρες 2 και 3 είναι οι θύρες εξόδου. Στην περίπτωση αυτή το δίκτυο του σχήματος 4.5 συμπεριφέρεται ως διαιρέτης. Στην περίπτωση που διεγείρονται οι θύρες 2 και 3, η θύρα 1 αποτελεί την θύρα εξόδου και το δίκτυο συμπεριφέρεται ως συζεύκτης.

Το μήκος των γραμμών μεταφοράς στο σχήμα 4.5 είναι $\lambda_g/4$, όπου λ_g είναι το μήκος κύματος της γραμμής στην κεντρική συχνότητα. Οι S-παράμετροι του μπορούν να υπολογιστούν με τη βοήθεια (even-odd mode analysis). Στην κεντρική συχνότητα είναι

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\frac{\pi}{2}} & e^{-j\frac{\pi}{2}} \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 \\ e^{-j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(4.1)

Για την περιγραφή των ιδιοτήτων του συζεύκτη Wilkinson χρησιμοποιούνται συχνά τα ακόλουθα μεγέθη:

- OI $\alpha \pi \omega \lambda \epsilon i \epsilon \varsigma$ $\epsilon \pi i \sigma \tau \rho o \phi \eta \varsigma$ (return loss) $\sigma \tau i \varsigma$ $\theta \omega \rho \epsilon \varsigma$ $\tau o u$, $\gamma i \alpha$ $\pi \alpha \rho \alpha \delta \epsilon i \gamma \mu \alpha RL_1 = 10 \log |S_{11}|^2$.
- Ο συντελεστής σύζευξης (coupling factor) μεταξύ των θυρών 1 και 2 $CP_{12} = 10 \log |S_{21}|^2$ και των θυρών 1 και 3.

• Η απομόνωση (isolation) μεταξύ των θυρών εξόδου 2 και 3, $IL_{23} = 10 \log |S_{23}|^2$

Ακολουθεί μια σύντομη περιγραφή της λειτουργίας του διαιρέτη Wilkinson. Όταν οι θύρες 2 και 3 τερματίζονται στα $Z_0 \Omega$, η θύρα εισόδου 1 βλέπει μια αντίσταση εισόδου των $Z_0 \Omega$, όπως εξάλλου φαίνεται από το $S_{11} = 0$ ή ισοδύναμα από το $RL_1 = -\infty$.

Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι κάθε γραμμή $\lambda_g/4$ μετατρέπει τον τερματισμό των $Z_0 \Omega$ σε $2Z_0 \Omega$. Τότε η θύρα 1 βλέπει αντιστάσεις των $2Z_0 \Omega$ σε παράλληλη σύνδεση και έτσι παράγεται η επιθυμητή αντίσταση εισόδου των $Z_0 \Omega$. Για να γίνει αυτή η μετατροπή πρέπει να επιλεγεί η χαρακτηριστική αντίσταση των γραμμών ως $\sqrt{(2Z_0)Z_0} = \sqrt{2}Z_0$. Στην αντίσταση των 2 $Z_0 \Omega$ δεν καταναλώνεται ισχύς όταν ίσα φορτία είναι συνδεδεμένα στις θύρες 2 και 3.

Όταν δεν υπάρχει ιδανικός τερματισμός $Z_0 \Omega$ σε κάποια θύρα εξόδου, για παράδειγμα στην θύρα 2, δημιουργείται ένα ανακλώμενο κύμα το οποίο διαχωρίζεται σε δύο μέρη. Το ένα διαδίδεται κατά μήκος της γραμμής και το άλλο μέσω της αντίστασης. Αυτά τα δύο κύματα συναντώνται στην θύρα 3 με 180° διαφορά φάσης και έτσι αλληλοεξουδετερώνονται. Η επιλογή της τιμής της αντίστασης ως 2 $Z_0 \Omega$ γίνεται έτσι ώστε τα δύο αυτά κύματα να έχουν ίσα πλάτη. Παρόμοιος συλλογισμός μπορεί να γίνει για την περίπτωση που η θύρα 3 είναι αυτή που δεν τερματίζεται σε ιδανικό φορτίο $Z_0 \Omega$. Το αποτέλεσμα είναι ότι ιδανικά οι θύρες εξόδου εμφανίζουν τέλεια απομόνωση, δηλαδή ότι S_{23} =0 ή IL_{23} =-∞.

Έστω τώρα ότι προσπίπτει ένα κύμα a₁ στη θύρα 1 του διαιρέτη. Στις θύρες 2 και 3 εξέρχονται τα κύματα

$$b_2 = S_{21}a_1 = \frac{e^{j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}}a_1$$
(4.2)

και

$$b_3 = S_{31}a_1 = \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}}a_1 \tag{4.3}$$

Βλέπουμε δηλαδή η ισχύς των κυμάτων εξόδου είναι

$$|\mathbf{b}_2|^2 = |\mathbf{b}_3|^2 = |\mathbf{S}_{21}|^2 |\mathbf{a}_1|^2 = |\mathbf{S}_{31}|^2 |\mathbf{a}_1|^2 = \frac{|\mathbf{a}_1|^2}{2}$$
 (4.4)

δηλαδή, η μισή της ισχύος στην είσοδο. Ισοδύναμα, οι συντελεστές σύζευξης είναι CP₁₂ = CP₁₃ = 3 dB.

Εξάλλου παρατηρούμε από τις σχέσεις (1.2) και (1.3) τα κύματα που εξέρχονται από τις θύρες 2 και 3 έχουν την ίδια φάση. Το γεγονός αυτό

κατατάσσει τον Wilkinson στους λεγόμενους **in-phase** συζεύκτες. Αυτό όπως θα δούμε έχει ως συνέπεια σε πρακτικές συνθήκες, όπου οι θύρες 2 και 3 δεν τερματίζονται σε ιδανικά φορτία Z₀, ο διαιρέτης Wilkinson να πάσχει από ένα σοβαρό πρόβλημα. Ο δείκτης VSWR στην πόρτα 1 θα είναι χειρότερος από τον VSWR των φορτίων των θυρών 2 και 3, δηλαδή, χειρότερος από τους VSWR εισόδου των ενισχυτών. Αντίθετα, όπως θα δούμε στην συνέχεια, η χρήση διαιρετών με διαφορά φάσης 90° μεταξύ των εξόδων έχει ως αποτέλεσμα ο δείκτης VSWR την είσοδο τους να είναι ιδανικά 1 ακόμα και όταν ο διαιρέτης δεν τερματίζεται από ιδανικό φορτίο Z₀.

Όπως προαναφέρθηκε, ο διαιρέτης Wilkinson μπορεί να χρησιμοποιηθεί και για την σύζευξη ισχύος εφαρμόζοντας δύο σήματα εισόδου a₂ και a₃ στις θύρες 2 και 3, αντίστοιχα. Αν η θύρα 1 τερματίζεται με φορτίο Z₀, τότε το σήμα εξόδου στην θύρα 1 θα είναι ίσο με

$$b_{1} = S_{12}a_{2} + S_{13}a_{3} = \frac{e^{j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}}(a_{2} + a_{3})$$
(4.5)

Av $a_2=a_3$ τότε η ισχύς στην έξοδο είναι $|b_1|^2 = 2|a_2|^2 = 2|a_3|^2$, δηλαδή, διπλάσια από την ισχύ κάθε εισόδου.



Σχήμα 4.6 – Απόκριση Συχνότητας Wilkinson [5]

Τέλος, στο σχήμα 4.6 απεικονίζεται η μεταβολή των παραμέτρων του συζεύκτη Wilkinson. Η γωνία θ είναι το ηλεκτρικό μήκος που ως γνωστόν ορίζεται ως

$$\theta = \beta I = \frac{2\pi}{\lambda_g} I = \frac{2\pi}{u_p} f I$$
(4.6)

,όπου β είναι η σταθερά διάδοσης, Ι το μήκος της γραμμής και u_p η ταχύτητα φάσης. Στην κεντρική συχνότητα όπου I=λ_g/4 είναι θ=90°.

Παρατηρούμε ότι η παράμετρος $|S_{21}|^2$ παρουσιάζει πολύ μικρή εξάρτηση από την συχνότητα και ότι ουσιαστικά το εύρος ζώνης του περιορίζεται από την ελάχιστη ανεκτή απομόνωση μεταξύ των πορτών 2 και 3 και τις απώλειες επιστροφής στην είσοδο. Το εύρος ζώνης του πάντως μπορεί να αυξηθεί με χρήση διαιρετών Wilkinson πολλαπλών τμημάτων (multi-section).

4.3.2.2 Συζεύκτης Branch Line

Στο σχήμα 4.7 φαίνεται ένας συζεύκτης Branch Line.



Σχήμα 4.7 – Branch Line [5]

Οι τιμές των στοιχείων που φαίνονται είναι για CP = 3 dB αλλά είναι δυνατόν να επιτευχθεί ανισοκατανομή των ισχύων στις θύρες εξόδου για άλλες τιμές. Το μήκος των γραμμών μεταφοράς είναι $\lambda_0/4$, όπου λ_0 είναι το μήκος κύματος της γραμμής στην κεντρική συχνότητα. Βλέπουμε ότι διαθέτει 4 θύρες, σε αντίθεση με τον Wilkinson που έχει 3 θύρες. Οι S-παράμετροι του μπορούν να υπολογιστούν (even-odd mode analysis). Στην κεντρική συχνότητα είναι

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & e^{j\frac{\pi}{2}} & e^{j\pi} & 0\\ e^{j\frac{\pi}{2}} & 0 & 0 & e^{j\pi}\\ e^{j\pi} & 0 & 0 & e^{j\frac{\pi}{2}}\\ 0 & e^{j\pi} & e^{j\frac{\pi}{2}} & 0 \end{bmatrix}$$
(4.7)

Όταν προσπίπτει ένα κύμα a, στην θύρα εισόδου 1, τότε στις θύρες 2 και 3 εξέρχονται τα κύματα

$$b_2 = S_{21}a_1 = \frac{e^{j\frac{n}{2}}}{\sqrt{2}}a_1$$
(4.8)

και

$$b_3 = S_{31}a_1 = \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}}a_1$$
 (4.9)

Από την θύρα 4 δεν εξέρχεται κύμα, αφού $S_{41} = 0$. Βλέπουμε ότι η ισχύς των κυμάτων στις εξόδους είναι

$$|\mathbf{b}_2|^2 = |\mathbf{b}_3|^2 = \frac{|\mathbf{a}_1|^2}{2}$$
 (4.10)

Εξάλλου, παρατηρούμε ότι το κύμα που εξέρχεται από την θύρες 2 προηγείται του κύματος που εξέρχεται από την θύρα 3 κατά 90°. Το γεγονός αυτό κατατάσσει τον συζεύκτη Branch Line στους λεγόμενους **quadrature** συζεύκτες. Το χαρακτηριστικό αυτό, όπως ειπώθηκε και νωρίτερα, είναι εξαιρετικά χρήσιμο. Ο λόγος θα γίνει σαφής σύντομα.

Λόγω της συμμετρίας της διάταξης, όταν διεγείρεται η θύρα 4, τα κύματα θα εξέρχονται από τις πόρτες 2 και 3, μόνο που αυτή τη φορά θα προηγείται το κύμα που εξέρχεται από την θύρα 3. Παρόμοια, όταν διεγείρεται η θύρα 2, τα κύματα θα εξέρχονται από τις πόρτες 1 και 4, με το κύμα στην θύρα 1 να προηγείται του κύματος της θύρας 4. Τέλος, όταν διεγείρεται η θύρα 3, τα κύματα θα εξέρχονται από τις πόρτες 1 και 4, με το κύμα στην θύρα 3, τα κύματα θα εξέρχονται από τις πόρτες 1 και 4, με το κύμα στην θύρα 3, τα κύματα θα εξέρχονται από τις πόρτες 1 και 4, με το κύμα στην θύρα 4 να προηγείται του κύματος της θύρας 1. Η θύρα από την οποία δεν εξέρχεται κάθε φορά κύμα καλείται στην βιβλιογραφία ως **απομονωμένη θύρα (isolated port)**. Η θύρα από την οποία εξέρχεται το κύμα που προηγείται καλείται ως **συζευγμένη θύρα (coupled)**.

Έστω ότι ο Branch Line χρησιμοποιείται για την σύζευξη ισχύος εφαρμόζοντας δύο σήματα εισόδου a_2 και a_3 στις θύρες 2 και 3, αντίστοιχα. Αν η θύρα 1, που είναι η θύρα εξόδου σε αυτήν την περίπτωση, τερματίζεται με φορτίο Z_0 , τότε το σήμα στην θύρα 1 ίσο με

$$b_{1} = S_{12}a_{2} + S_{13}a_{3} = \frac{e^{j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}} \left(a_{2} + a_{3}e^{j\frac{\pi}{2}}\right)$$
(4.11)

Av $a_2 = a_3 e^{\frac{i\pi}{2}}$, δηλαδή τα σήματα εισόδου έχουν ίσα πλάτη αλλά έχουν διαφορά φάσης 90°, η ισχύς στην έξοδο θα είναι $|b_1|^2 = 2|a_2|^2 = 2|a_3|^2$, δηλαδή, διπλάσια από την ισχύ σε κάθε είσοδο.



Τέλος, στο σχήμα 4.8 παρουσιάζεται η μεταβολή των παραμέτρων του συζεύκτη Branch Line.

Σχήμα 4.8 – Απόκριση Συχνότητας Branch Line [5]

4.3.2.3 Συζεύκτης Παράλληλων Γραμμών

Στο σχήμα 4.9 φαίνεται ο συζεύκτης παραλλήλων γραμμών.



Σχήμα 4.9 – Συζεύκτης παραλλήλων γραμμών [5]

Οι γραμμές έχουν μήκος $\lambda_g/4$ όπου λ_g είναι το μήκος κύματος στην κεντρική συχνότητα. Ρυθμίζοντας τα πλάτη των συζευγμένων γραμμών καθώς και την μεταξύ τους απόσταση μπορεί να επιτευχθεί ο επιθυμητός συντελεστής σύζευξης. Ο συζεύκτης αυτός είναι επίσης τετράθυρο και ανήκει στην κατηγορία των quadrature συζευκτών. Υπό αυτή την έννοια η λειτουργία του είναι παρόμοια με αυτή του Branch Line. Ωστόσο, ο συζεύκτης παράλληλων γραμμών έχει σημαντικά πλεονεκτήματα. Είναι πολύ μικρός σε μέγεθος, έχει μεγαλύτερο εύρος ζώνης και θεωρητικά σε όλες τις συχνότητες η διαφορά φάσης είναι 90°, έχει άπειρη απομόνωση και αντιστάσεις εισόδου στις θύρες ίσες με Z_0 . Ωστόσο, η κατασκευή του είναι ιδιαίτερα δύσκολη.



Σχήμα 4.10 – Εκδόσεις του συζεύκτη παραλλήλων γραμμών [5]

Το πρόβλημα είναι ότι για να επιτευχθεί συντελεστής σύζευξης ίσος με 3 dB, θα πρέπει οι δύο γραμμές να είναι πολύ λεπτές και η μεταξύ τους απόσταση πολύ μικρή. Το δεύτερο είναι και το κυριότερο πρόβλημα. Η μεταξύ τους απόσταση μπορεί να αυξηθεί με την περαιτέρω μείωση του πλάτους των γραμμών και χρησιμοποιώντας τος τοπολογίες των σχημάτων 4.10α και 4.10β. Μπορούν να κατασκευαστούν συζεύκτες και με 6 ή ακόμα περισσότερες γραμμές αλλά τότε τα πλάτη των γραμμών γίνονται πολύ μικρά. Η τοπολογία του σχήματος 4.10β με τις 4 παράλληλες γραμμές θεωρείται η βέλτιστη. Σε πρακτικές εφαρμογές θα ήθελε κανείς οι θύρες εξόδου να βρίσκονται από την ίδια πλευρά. Αυτό επιτυγχάνεται με την διάταξη του σχήματος 4.10γ, που είναι γνωστός ως συζεύκτης Lange.

4.3.3 Αρχιτεκτονικές για την σύζευξη ισχύος

Επανερχόμαστε τώρα στην περίπτωση του σχήματος 4.4 και υποθέτουμε ότι οι εικονιζόμενοι συζεύκτες είναι τύπου **quadrature** με συντελεστή σύζευξης 3 dB. Μια τέτοια περίπτωση φαίνεται στο σχήμα 4.7 μαζί με τους απαραίτητους συμβολισμούς για την ανάλυση που θα ακολουθήσει. Υποτίθεται ότι Z₀ = 50 Ω.



Σχήμα 4.11 – Ισοσταθμισμένος ενισχυτής [1]

Έστω ότι η θύρα 1 του συζεύκτη στην είσοδο διεγείρεται από το σήμα a1. Στις θύρες 2 και 3, τα εξερχόμενα σήματα θα είναι όπως είδαμε

$$b_2 = a_1 \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}}$$
(4.12)

στην θύρα 2 και

$$b_3 = a_1 \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}}$$
(4.13)

στην θύρα 3.

Αν υποθέσουμε ότι οι ενισχυτές Α και Β δεν είναι τέλεια προσαρμοσμένοι στην αντίσταση Z_0 θα διαθέτουν μη μηδενικούς συντελεστές ανάκλασης Γ_{in,Α} και Γ_{in,B}, αντίστοιχα και τα εισερχόμενα σήματα στις θύρες 2 και 3 του συζεύκτη εισόδου θα είναι

$$a_2 = \Gamma_{in,A} a_1 \frac{e^{-i\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}}$$
 (4.14)

στην θύρα 2 και

$$a_3 = \Gamma_{in,B} a_1 \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}}$$
 (4.15)

στην θύρα 3.

Κατά συνέπεια, το εξερχόμενο σήμα στην θύρα 1 θα είναι

$$b_{1} = a_{2} \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}} + a_{3} \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}} = \Gamma_{in,A} a_{1} \frac{e^{-j\pi}}{2} + \Gamma_{in,B} a_{1} \frac{e^{-j2\pi}}{2} = a_{1} \frac{e^{-j\pi}}{2} \left(\Gamma_{in,A} - \Gamma_{in,B}\right)$$
(4.16)

Επομένως, ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο είναι

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} \rightarrow$$

$$\Gamma_{in} = \frac{e^{-j\pi}}{2} \left(\Gamma_{in,A} - \Gamma_{in,B} \right) \qquad (4.17)$$

Υποθέτοντας ότι ο συζεύκτης στην έξοδο είναι τέλεια τερματισμένος, οι δύο ενισχυτές θα βλέπουν στην έξοδο τους φορτίο 50 Ω οπότε θα είναι

$$\Gamma_{in,A} = S_{11}^{A}$$

$$\Gamma_{in,B} = S_{11}^{B}$$
(4.18)

Έπεται ότι

$$S_{11} = \frac{e^{-j\pi}}{2} \left(S_{11}^{A} - S_{11}^{B} \right)$$
(4.19)

Υποθέτοντας επίσης ότι έχουμε τέλειο τερματισμό στην είσοδο, μπορεί να αποδειχθεί ότι με παρόμοιο τρόπο ότι

$$S_{21} = \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{2} \left(S_{21}^{A} + S_{21}^{B} \right)$$

$$S_{12} = \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{2} \left(S_{12}^{A} + S_{12}^{B} \right)$$

$$S_{22} = \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{2} \left(S_{22}^{A} - S_{22}^{B} \right)$$
(4.20)

Αν οι ενισχυτές στους δύο κλάδους είναι πανομοιότυποι, θα είναι

$$\begin{split} S_{11} &= S_{22} = 0 \\ S_{21} &= S_{21}^{A} = S_{21}^{B} \\ S_{12} &= S_{12}^{A} = S_{12}^{B} \end{split} \tag{4.21}$$

Ο μηδενισμός των S₁₁ και S₂₂ αποτελεί μια εξαιρετική ιδιότητα που καταρχήν βρίσκει χρήση στην σχεδίαση ευρυζώνιων ενισχυτών. Ο ενισχυτής του σχήματος 4.7 ονομάζεται **ισοσταθμισμένος ενισχυτής (balanced amplifier)**. Οι δύο ενισχυτές σχεδιάζονται για σταθερό κέρδος στην ζώνη λειτουργίας χωρίς να υπάρχει απαίτηση για αρκετό χαμηλό VSWR στις εισόδους και στις εξόδους. Κατόπιν με την χρήση των quadrature συζευκτών, επιτυγχάνεται ιδανικά VSWR ίσο με τη μονάδα.

π

Παρόλα αυτά η μέθοδος αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στην σχεδίαση ενισχυτών ισχύος, αφού η ισχύς εξόδου είναι διπλάσια της ισχύος εισόδου των ενισχυτών. Επιπλέον, το πολύ χαμηλό VSWR είναι πάντα μια πολύ χρήσιμη ιδιότητα καθότι διευκολύνει στην διασύνδεση της βαθμίδας του ισοσταθμισμένου ενισχυτή με άλλες βαθμίδες. Πέραν αυτού, η τοπολογία αυτή συνεισφέρει και στην σταθερότητα. Στο σχήμα 4.12 φαίνεται ένα παράδειγμα που δείχνει την βελτίωση στην σταθερότητα.



Σχήμα 4.12 – Ο συντελεστής ευστάθειας k ενός ισοσταθμισμένου ενισχυτή σε σύγκριση με τον συντελεστή ευστάθειας k των επιμέρους ενισχυτών [3]

Πρέπει να τονιστεί το γεγονός ότι τα παραπάνω πλεονεκτήματα του ισοσταθμισμένου ενισχυτή είναι απόρροια της χρήσης quadrature συζευκτών. Τα μείον στις σχέσεις (4.19) και (4.20) οφείλονται ακριβώς σε αυτό τον λόγο. Ωστόσο, ο ισοσταθμισμένος ενισχυτής μπορεί να κατασκευαστεί και με την χρήση συζευκτών Wilkinson με την προσθήκη δύο τμημάτων γραμμών μεταφοράς λ₀/4 κατά τον τρόπο που φαίνεται στην υλοποίηση του σχήματος 4.13. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται ο ίδιος ενισχυτής κατασκευασμένος με την χρήση συζευκτών Lange.



Σχήμα 4.13 – Ισοσταθμισμένος ενισχυτής με συζεύκτες Lange [2]



Σχήμα 4.14 – Ισοσταθμισμένος ενισχυτής με συζεύκτες Wilkinson [2]

Αν στο σχήμα 4.11 χρησιμοποιηθούν in-phase συζεύκτες, τότε ο ενισχυτής δεν είναι ισοσταθμισμένος και ισχύει

$$\begin{split} S_{11} &= \frac{e^{-j\pi}}{2} \left(S_{11}^{A} + S_{11}^{B} \right) \\ S_{21} &= \frac{e^{-j\pi}}{2} \left(S_{21}^{A} + S_{21}^{B} \right) \\ S_{12} &= \frac{e^{-j\pi}}{2} \left(S_{12}^{A} + S_{12}^{B} \right) \\ S_{22} &= \frac{e^{-j\pi}}{2} \left(S_{22}^{A} + S_{22}^{B} \right) \end{split}$$
(4.22)

Είναι πλέον σαφές ότι όταν χρησιμοποιούνται δύο πανομοιότυποι ενισχυτές, η παράμετρος S₁₁ στην έξοδο της διάταξης είναι ίση με την παράμετρο S₁₁ των ενισχυτών. Δηλαδή, αν δεν επιτευχθεί καλή προσαρμογή των ενισχυτών, το πρόβλημα μεταφέρεται στην είσοδο. Το ίδιο ισχύει αντίστοιχα και για την πλευρά της εξόδου. Έτσι, εξηγείται αυτό που αναφέρθηκε νωρίτερα: στην καλύτερη περίπτωση ο VSWR στην είσοδο και την έξοδο της διάταξης θα είναι στην καλύτερη περίπτωση ίσος με τους VSWR στην είσοδο και την έξοδο των ενισχυτών.

Έχει ιδιαίτερη αξία να εξετάσουμε την συμπεριφορά του ισοσταθμισμένου ενισχυτή όταν τερματίζεται εξωτερικά στην έξοδο του από μη ιδανικό φορτίο. Για τον σκοπό αυτό επανερχόμαστε στην ανάλυση του σχήματος 4.11. Αν G είναι το διαθέσιμο κέρδος των πανομοιότυπων ενισχυτών A και B, τότε εκ του ορισμού του διαθέσιμου κέρδους (υπενθυμίζουμε για λόγους που θα γίνουν σαφής στην συνέχεια ότι το διαθέσιμο κέρδος δεν εξαρτάται από τις συνθήκες πόλωσης στην έξοδο), τα κύματα στις εξόδους των ενισχυτή B, όπου τα b₂ και b₃ δίνονται από τις σχέσεις (4.12) και (4.13), αντίστοιχα. Έπεται ότι τα κύματα στις εξόδους των ενισχυτών A και B είναι ατις εξόδους των ενισχυτών A και B είναι ατις σχέσεις των ενισχυτών A και B είναι αντίστοιχα.

$$\sqrt{G} a_1 \frac{e^{j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}}$$
 (4.23)

και

$$\sqrt{G} a_1 \frac{e^{j\pi}}{\sqrt{2}}$$
(4.24)

Το κύμα στην θύρα 3 του συζεύκτη εξόδου θα είναι

$$\left(\sqrt{G} a_1 \frac{e^{j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}} \right) \frac{e^{j\pi}}{\sqrt{2}} + \left(\sqrt{G} a_1 \frac{e^{j\pi}}{\sqrt{2}} \right) \frac{e^{j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}} =$$

$$= \sqrt{G} a_1 e^{j\frac{3\pi}{2}}$$
(4.25)

και το ανακλώμενο κύμα λόγω του μη ιδανικού τερματισμού

$$\Gamma_{\rm L}\sqrt{\rm G}\,a_1{\rm e}^{-{\rm i}\frac{3\pi}{2}} \tag{4.26}$$

όπου Γ_L είναι ο συντελεστής ανάκλασης του φορτίου που συνδέεται στην έξοδο. Επομένως, τα εξερχόμενα κύματα από τις θύρες 1 και 4 του συζεύκτη εξόδου είναι

$$\left(\Gamma_{L}\sqrt{G} a_{1}e^{j\frac{3\pi}{2}}\right)\frac{e^{j\pi}}{\sqrt{2}} = \Gamma_{L}\sqrt{G} \frac{a_{1}}{\sqrt{2}}e^{j\frac{5\pi}{2}}$$
(4.27)

και

$$\left(\Gamma_{L}\sqrt{G} a_{1} e^{-j\frac{3\pi}{2}}\right) \frac{e^{-j\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}} = \Gamma_{L}\sqrt{G} \frac{a_{1}}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{4\pi}{2}}$$
(4.28)

,αντίστοιχα. Είδαμε όμως ότι τα κύματα εισόδου στις θύρες 1 και 4 του συζεύκτη εξόδου είναι αυτά που δίνονται από τις σχέσεις (4.22) και (4.23). Επομένως, ο συντελεστής ανάκλασης του φορτίου των ενισχυτών Α και Β είναι

$$\frac{\Gamma_{L}\sqrt{G} \frac{a_{1}}{\sqrt{2}} e^{-\frac{5\pi}{2}}}{\sqrt{G} a_{1} \frac{e^{-\frac{\pi}{2}}}{\sqrt{2}}} = \Gamma_{L}$$
(4.29)

για τον ενισχυτή Α και

$$\frac{\Gamma_{L}\sqrt{G} \frac{a_{1}}{\sqrt{2}} e^{-j\frac{4\pi}{2}}}{\sqrt{G} a_{1} \frac{e^{-j\pi}}{\sqrt{2}}} = -\Gamma_{L}$$
(4.30)

Το τελευταίο είναι ένα ιδιαίτερα σημαντικό αποτέλεσμα. Από σύγκριση των σχέσεων (4.29) και (4.30) παρατηρούμε ότι όταν το συζεύκτης εξόδου του ισοσταθμισμένου ενισχυτή τερματίζεται από μη ιδανικό φορτίο, οι συντελεστές ανάκλασης που βλέπουν οι δύο ενισχυτές στην έξοδο τους είναι ίσοι κατά μέτρο [και ίσοι με τον συντελεστή ανάκλασης του φορτίου στην έξοδο του ισοσταθμισμένου ενισχυτή] αλλά διαφέρουν κατά 180°. Οι πρακτικές συνέπειες αυτού του γεγονότος είναι δύο. Κατ' αρχήν, αν δεν τερματίζεται ο ισοσταθμισμένος ενισχυτής με ιδανικό φορτίο τότε οι δύο ενισχυτές, λόνω του διαφορετικού φορτίου εξόδου, θα έχουν διαφορετική ισχύ εξόδου P_{1dB}. Δεύτερον, στην οριακή περίπτωση ανοικτοκυκλώματος [ή βραχυκυκλώματος] στην έξοδο οι συντελεστές ανάκλασης στις εξόδους των ενισχυτών θα είναι 1 [-1] για τον Α και -1 [1] για τον Β. Βέβαια, τα πρόσημα εναλλάσσονται αν εναλλαγούν οι ρόλοι των θυρών 3 και 4 του συζεύκτη εξόδου. Μάλιστα, μακριά από την κεντρική συχνότητα όπου $|S_{12}| \neq 1/\sqrt{2}$ ο συντελεστής ανάκλασης για τον έναν από τους δύο ενισχυτές θα είναι μεγαλύτερος του 1 και για τον άλλο μικρότερος του -1. Επομένως, ο πρώτος θα απορροφά μέρος της ισχύος που παράγει ο δεύτερος. Αυτό μπορεί να οδηγήσει στην καταστροφή του πρώτου. Αυτό το πρόβλημα αποφεύγεται όταν χρησιμοποιούνται διαιρέτες Wilkinson λόγω της εγγενούς συμμετρίας τους.



Σχήμα 4.15 – Μέθοδος για τον συνδυασμό της ισχύος περισσοτέρων των δύο τρανζίστορ [5]

Αν θέλουμε να συνδυάσουμε περισσότερα των δύο τρανζίστορ, τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε πολλαπλούς συζεύκτες σε μια δενδροειδή τοπολογία σαν και αυτή του σχήματος 4.15. Κάθε συζεύκτης μπορεί να είναι είτε quadrature είτε in-phase. Είναι προφανές ότι στην περίπτωση αυτή ο αριθμός των τρανζίστορ είναι δύναμη του 2. Υπάρχουν εναλλακτικές επιλογές, όπως αυτή της χρήσης συζευκτών Ν δρόμων και η μέθοδος της σειριακής σύζευξης ισχύος (Serial power combining) που είναι λιγότερο διαδεδομένες και δεν θα συζητηθούν εδώ.

Στην πράξη η ισχύς εξόδου περιορίζεται εκτός από την ισχύ εξόδου των επιμέρους τρανζίστορ και από την αποδοτικότητα της σύζευξης. Η αποδοτικότητα της σύζευξης καθορίζεται από της ωμικές απώλειες του δικτύου σύζευξης στην έξοδο και τις διαφοροποιήσεις στο πλάτος και στην φάση των συνιστωσών του σήματος εξόδου του συζεύκτη (κάθε συνιστώσα οφείλεται στο σήμα κάθε μιας από τις εισόδους του συζεύκτη στην έξοδο). Αν υποθέσουμε ότι δεν υφίστανται διαφορές ως προς το πλάτος και την φάση, τότε η επίδραση των ωμικών απωλειών του συζεύκτη στην αποδοτικότητα της σύζευξης σύζευξης απώλειας του συζεύκτη στην εξοδο).

$$n_{c} \stackrel{\scriptscriptstyle \triangle}{=} \frac{$$
ισχύς εξόδου} συνολική ισχύς εισόδου (όλες οι θύρες) (4.31)

,Ν είναι ο αριθμός των ενισχυτών που συζευγνύονται και |L| είναι οι ωμικές απώλειες σε dB του μονοπατιού από κάποια από τις δύο εισόδους ενός εκ των πανομοιότυπων συζευκτών προς την έξοδο του.



Σχήμα 4.16 – Απόδοση της σύζευξης ισχύος της μεθόδου του σχήματος 4.15 σε συνάρτηση με τον αριθμό των συνδυαζόμενων τρανζίστορ και της απώλειες ανά μονοπάτι [5]

Η επίδραση των διαφοροποιήσεων στο πλάτος και τη φάση μεταξύ των σημάτων που πρόκειται να συνδυαστούν έχει μελετηθεί από αρκετούς συγγραφείς και το κυριότερο πόρισμα είναι ότι η αποδοτικότητα της σύζευξης δεν είναι ιδιαίτερα ευαίσθητη σε αυτόν τον παράγοντα. Για το λόγο αυτό, δεν θα σχολιασθεί περαιτέρω εδώ.

Β. Πρακτικό Μέρος

Κεφάλαιο 5

Σχεδίαση Ενισχυτή Ισχύος

Ku-band για εφαρμογές VSAT

5.1 Προδιαγραφές και βασικές σχεδιαστικές αποφάσεις

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι η σχεδίαση ενός μικροκυματικού ενισχυτή ισχύος στην Ku-band. Όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 1.1, ο ενισχυτής αυτός προορίζεται να χρησιμοποιηθεί σε μεγάλους κεντρικούς σταθμούς (hub) δικτύων VSAT. Η ανάγκη για γραμμικότητα όταν ενισχυόμενο σήμα αποτελείται από πολλαπλά φέροντα είναι επιτακτική. Επιπλέον, ακόμα και όταν δεν ισχύει κάτι τέτοιο, οι μη γραμμικότητες δημιουργούν θόρυβο φάσης λόγω της μετατροπής AM/PM αν το ενισχυόμενο σήμα λόγω θορύβου μη σταθερή περιβάλλουσα. Εδώ πάντως θα σχεδιάσουμε έναν γραμμικό ενισχυτή.

Οι προδιαγραφές του ενισχυτή είναι:

Ισχύς εξόδου στο σημείο συμπίεσης 1 dB, P _{out,1dB}	48 dBm
Ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας	14 - 14.5 GHz
Κέρδος στο σημείο συμπίεσης 1 dB, G _{1dB}	≥ 48 dB
Δείκτης στάσιμων κυμάτων VSWR σε είσοδο και έξοδο	< 2:1
Σημείο σύμπτυξης τρίτης τάξης, ΙΡ ₃	60 dBm
Εικόνα θορύβου, F	< 10 dB
Τροφοδοσία	24 V / 40 A

Η ισχύς εξόδου των 48 dBm είναι αρκετά υψηλή και προϋποθέτει, όπως θα δούμε στην συνέχεια την σύζευξη τεσσάρων GaAs FET υψηλής ισχύος 42 dBm. Η ισχύς του σήματος εισόδου στο σημείο συμπίεσης 1 dB, P_{in,1dB}, πρέπει να είναι το πολύ 0 dBm. Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος G_{1dB} πρέπει να είναι τουλάχιστον 48 dBm.

Ο ενισχυτής που σχεδιάσθηκε λειτουργεί σε τάξη Α. Αυτό σημαίνει ότι τα επιμέρους στάδια λειτουργούν σε τάξη Α. Μάλιστα, για να επιτευχθεί κατά το δυνατόν γραμμική λειτουργία λειτουργούν αρκετά κάτω, τουλάχιστον 3 dB, από το σημείο τους $P_{out,1dB}$ όταν το σήμα στην είσοδο του ενισχυτή είναι ίσο με $P_{in,1dB}$.

Η επιλογή της τάξης Α δεν δημιουργεί πρόβλημα ως προς την ελάχιστη απαιτούμενη αποδοτικότητα, όπως αυτή προκύπτει από της προδιαγραφές. Πράγματι, με την ισχύ της τροφοδοσίας να είναι 24 V x 40 A = 960 W και την ζητούμενη ισχύ εξόδου ίση με 10^{1.8} W = 63 W, η ελάχιστη αποδοτικότητα που

πρέπει να επιτευχθεί είναι περίπου 6,6%, τιμή κατά πολύ μικρότερη από την αποδοτικότητα των επιμέρους τρανζίστορ.

Εξάλλου, η επιλογή της τάξεως Α αποτέλεσε ουσιαστικά μονόδρομο, δεδομένου ότι οι κατασκευαστές των FET δίνουν μόνο τις S-παραμέτρους ασθενούς σήματος και επομένως θα ήταν αδύνατο να εφαρμοστούν πιο πολύπλοκα σχήματα στα οποία τα FET των επιμέρους σταδίων θα λειτουργούσαν μη γραμμικά.

Πρέπει να τονιστεί εξαρχής, ότι η μη διαθεσιμότητα μη γραμμικών μοντέλων για τα FET ή άλλων μη γραμμικών σχεδιαστικών παραμέτρων περιορίζει εκ των πραγμάτων την δυνατότητα να γίνουν ορισμένες πολύ χρήσιμες – και από σχεδιαστικής και διδακτικής άποψης – προσομοιώσεις μη γραμμικής φύσεως, όπως η ανάλυση του σημείου P_{out,1dB}, του επιπέδου των αρμονικών ανώτερης τάξης, του επίπεδου των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης κ.λ.π. Επομένως, κάποιες από τις προδιαγραφές, όπως το P_{out,1dB} και το σημείο IP₃ δεν είναι δυνατό να εξασφαλισθούν σε επίπεδο προσομοίωσης. Παρόλα αυτά, μπορούν να γίνουν κάποιες πρόχειρες εκτιμήσεις στο χαρτί, όπως θα δούμε παρακάτω.

Το ίδιο ισχύει και για τον συντελεστή θορύβου καθότι οι κατασκευαστές δεν παρέχουν μετρήσεις του θορύβου για FET ισχύος. Ωστόσο, αυτός ο περιορισμός δεν είναι σοβαρός διότι η προδιαγραφή για εικόνα θορύβου μικρότερη από 10 dB δεν είναι καθόλου απαιτητική. Το γεγονός αυτό είναι απόλυτα λογικό καθότι όπως αναφέραμε οι ενισχυτές ισχύος είναι τα τελευταία τμήματα των τηλεπικοινωνιακών δικτύων πριν τις κεραίες και επομένως, η επίδραση τους στην απόδοση του συνολικού συστήματος ως προς τον θόρυβο δεν είναι σημαντική.

5.2 Προκαταρκτική μελέτη και επιλογή των τρανζίστορ

Το πρώτο βήμα στην σχεδίαση ενός ΜΕ είναι η επιλογή των τρανζίστορ. Ασφαλώς, τα σημαντικότερα κριτήρια είναι η ζώνη λειτουργίας του κάθε τρανζίστορ καθώς και η ισχύς εξόδου του. Από τα τρανζίστορ που ικανοποιούν αυτές τις απαιτήσεις, μπορεί να γίνει η τελική επιλογή με βάση μια σειρά από κριτήρια, όπως το σημείο σύμπτυξης τρίτης τάξης, η εικόνα θορύβου, το κέρδος και η αποδοτικότητα. Η σημασία αυτών των κριτηρίων μεταβάλλεται, ανάλογα με την θέση κάθε τρανζίστορ στην αλυσίδα του ενισχυτή.

Εν προκειμένω, όσον αφορά την τελευταίες δύο βαθμίδες χρησιμοποιήθηκε το τρανζίστορ με την υψηλότερη ισχύ εξόδου (42 dBm) που ήταν διαθέσιμο στο εμπόριο. Πρόκειται για το FLM1414-15F της Fujistu. Για τα τρανζίστορ των υπολοίπων σταδίων η επιλογή μεταξύ των υποψηφίων τρανζίστορ έγινε με βάση το υψηλότερο κέρδος. Εν γένει, όσο υψηλότερο είναι το κέρδος των επιμέρους σταδίων, τόσο λιγότερα στάδια απαιτούνται και τόσο οικονομικότερη γίνεται η σχεδίαση. Μεγάλες διαφορές στην αποδοτικότητα δεν παρατηρήθηκαν που ούτως ή άλλως αποκτά μικρότερη σημασία όσο

κινούμαστε προς στάδια μικρότερης ισχύος. Τα τρανζίστορ που επιλέχθηκαν τελικά καταγράφονται στον παρακάτω πίνακα μαζί με τις προδιαγραφές τους για το κέρδος και την ισχύ εξόδου.

Κατασκευαστής	Μοντέλο	Κέρδος	Ισχύς Ρ _{out,1dB}
Fujitsu	FLM1414-15F	6 dB (G _{1dB})	42 dBm
Fujitsu	FLM1414-12F	5 dB (G _{1dB})	40.5 dBm
Fujitsu	FLM1414-4F	6 dB (G _{1dB})	36 dBm
Mitsubishi	MGFK30V4045	8 dB (G _{LP})	31 dBm
Fujitsu	FLK017WF	7.5 dB (G _{1dB})	20.5 dBm
Fujitsu	FHX13LG	12 dB (G _{ASC})	13 dBm

Με G_{LP} σημειώνεται το γραμμικό κέρδος, με G_{1dB} το κέρδος στο σημείο συμπίεσης 1 dB και για το FHX13LG, με G_{ASC} (associated gain) το κέρδος που σχετίζεται με μια συγκεκριμένη επίδοση για τον θόρυβο. Σημειώνεται ότι για το FHX13LG δίνεται η ισχύς $P_{out,1dB}$ και το κέρδος στην συχνότητα των 12 GHz. Συγκεκριμένα δίδεται $P_{out,1dB}$ = 14 dBm και G_{ASC} = 13 dB. Επειδή στις συχνότητες της σχεδίασης αναμένεται μια μικρή μείωση στις τιμές αυτές, στον παραπάνω πίνακα έχει προσεγγιστικά γραφεί $P_{out,1dB}$ = 13 dBm και G_{ASC} = 12 dB. Τα φύλλα προδιαγραφών όλων των χρησιμοποιούμενων τρανζίστορ δίνονται στο τέλος.

Τα FLM1414-15F, FLM1414-12F, FLM1414-4F και MGFK30V4045 είναι εσωτερικά προσαρμοσμένα στα 50 Ω. Τα FLK017WF είναι διακριτό GaAs FET. Το FHX13LG είναι επίσης διακριτό, τεχνολογίας HEMT. Το συγκεκριμένο τρανζίστορ παρουσιάζει εξαιρετική επίδοση ως προς τον θόρυβο. Όπως ειπώθηκε νωρίτερα, η απόδοση ως προς τον θόρυβο δεν είναι ζωτικής σημασίας για του ενισχυτές ισχύος και γι' αυτό δεν είναι και αυστηρές οι προδιαγραφές ως προς τον θόρυβο. Τα τρανζίστορ αυτού του είδους χρησιμοποιούνται συνήθως σε ενισχυτές χαμηλού θορύβου. Ωστόσο εδώ επιλέχθηκε περισσότερο για διδακτικούς σκοπούς, επειδή δίνονται παράμετροι θορύβου και ήταν δυνατό να υπολογιστεί η εικόνα θορύβου.

Τα κέρδη που δίνονται από τους κατασκευαστές είναι ενδεικτικά. Δεν προσδιορίζονται οι συνθήκες προσαρμογής κάτω από τις οποίες επιτυγχάνονται. Μάλιστα, σε πολλές περιπτώσεις δεν προσδιορίζεται καν η ακριβής συχνότητα για τις οποίες ισχύουν οι παρεχόμενες τιμές. Για τον λόγο αυτό η ακρίβεια της προκαταρκτικής ανάλυσης που ακολουθεί είναι περιορισμένη. Είναι όμως μια απαραίτητη διαδικασία που πρέπει να γίνεται κάθε φορά που σχεδιάζεται ένας ενισχυτής για να επιλέγονται τα σωστά τρανζίστορ για κάθε βαθμίδα.

Για την ακρίβεια, τα παραπάνω τρανζίστορ δεν είναι αυτά που επιλέχθηκαν κατά την διαδικασία της προκαταρκτικής μελέτης στο χαρτί. Ακριβώς επειδή αυτή η μελέτη δεν αποδεικνύεται ιδιαίτερα ακριβής, στην πράξη κατόπιν των πρώτων αποπειρών για την σχεδίαση του ενισχυτή θεωρήθηκε απαραίτητο ότι έπρεπε να γίνουν ορισμένες αλλαγές για την σωστή λειτουργία των επιμέρους σταδίων και την βελτιστοποίηση της σχεδίασης.

Για τον λόγο αυτό δεν φαίνονται λογικές ορισμένες επιλογές, όπως φαίνεται από το block διάγραμμα που ακολουθεί.



Σχήμα 5.1 – Η αλυσίδα των ενισχυτικών βαθμίδων του υπό σχεδίαση ενισχυτή

Για παράδειγμα, η επιλογή του MGFK30V4045 φαντάζει υπερβολική και οικονομικά σπάταλη, καθότι σύμφωνα με του υπολογισμούς του παραπάνω σχήματος, το συγκεκριμένο τρανζίστορ λειτουργεί 9 dB κάτω από το P_{out,1dB} του. Εκ των υστέρων, θα αποδειχθεί ότι το συγκεκριμένο τρανζίστορ θα λειτουργεί 6 dB κάτω από το P_{out,1dB} του.

5.3 Χαρακτηριστικά τεχνολογίας κατασκευής

Η σχεδίαση του ενισχυτή θα γίνει σε μικροταινία. Το χρησιμοποιούμενο διηλεκτρικό είναι το RO4003C της Rogers Corporation. Τα βασικότερα χαρακτηριστικά του είναι:

Σχετική διηλεκτρική σταθερά ε _r	3.38
Πάχος υποστρώματος Η	0.51 mm
Συντελεστής απωλειών tanδ	0.0027

Όσον αφορά στον αγωγό, έχει πάχος T=45 μm και μπορεί να θεωρηθεί ότι δεν έχει ωμικές απώλειες και ότι είναι τέλεια λείος (μηδενική τραχύτητα).

Ο κατασκευαστής δίδει κάποιους τυπικούς κανόνες για την σχεδίαση (design rules) των στοιχείων μικροταινίας. Αυτοί δίδονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.2– Κανόνες σχεδίασης

Στο ADS schematic, οποιαδήποτε δίκτυο που περιλαμβάνει microstrip component για να προσομοιωθεί θα πρέπει να περιλαμβάνει το MSUB component που εικονίζεται στο σχήμα 5.3.



Σχήμα 5.3 – MSUB component για προσομοίωση δικτύων με microstrip components

5.4 Διαδικασία της σχεδίασης

Στην παράγραφο αυτή θα γίνει αναλυτική παρουσίαση της διαδικασίας σχεδίασης του ενισχυτή. Το πρώτο βήμα σε αυτή τη διαδικασία είναι η σχεδίαση των κυκλωμάτων πόλωσης για την υποδοχή και την πύλη των FET. Κατόπιν γίνεται η σχεδίαση των επιμέρους βαθμίδων.

Η σχεδίαση μιας βαθμίδας μικρού σήματος συνίσταται ουσιαστικά σε δύο βήματα. Πρώτον πρέπει να εξασφαλισθεί ότι είναι ευσταθές άνευ όρων παντού στο πεδίο της συχνότητας. Εν συνεχεία, το τρανζίστορ προσαρμόζεται σε φορτίο εισόδου και εξόδου 50 Ω. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται οι S-παράμετροι που δίδονται από τους κατασκευαστές των τρανζίστορ. Οι παράμετροι αυτές ισχύουν για συγκεκριμένες συνθήκες πόλωσης που προτείνουν οι κατασκευαστές. Έτσι παραλείπεται ένα σύνηθες βήμα στην σχεδίαση των ενισχυτικών βαθμίδων που είναι η μελέτη της συμπεριφοράς των τρανζίστορ για της διάφορες συνθήκες πόλωσης και η τελική επιλογή του σημείου πόλωσης. Το κριτήριο στην σχεδίαση των προσαρμοστικών κυκλωμάτων μια βαθμίδας μικρού σήματος είναι η μεγιστοποίηση του κέρδους.

Η σχεδίαση μιας βαθμίδας μεγάλου σήματος ακολουθεί παρόμοια βήματα με την διαφορά ότι θα πρέπει να γίνεται προσαρμογή ισχύος στην έξοδο και όχι να επιδιώκεται το μέγιστο κέρδος. Επίσης, στα δύο τελευταία στάδια θα πρέπει να γίνει σύζευξη ισχύος οπότε θα πρέπει να σχεδιαστούν οι συζεύκτες και τα σχετικά δίκτυα.

Τελικά, ενώνονται οι βαθμίδες και γίνεται βελτιστοποίηση.

5.4.1. Σχεδίαση των κυκλωμάτων πόλωσης

Η λειτουργία που επιτελούν τα δικτύων πόλωσης αναλύθηκε διεξοδικά στην παράγραφο 3.9. Εδώ θα υλοποιήσουμε ένα κύκλωμα που βασίζεται στο δίκτυο του σχήματος 3.18.

Είδαμε επίσης ότι για υλοποιήσεις σε μικροταινιακές γραμμές μεταφοράς, η μικροταινία του κατακόρυφου κλάδου του σχήματος 3.18 πρέπει να είναι στενή (W μικρό) και η ανοικτοκυκλωμένη μικροταινία πλατιά (W μεγάλο).

Στην πράξη, μια μικροταινία ορισμένου πλάτους και μήκους μπορεί να άγει ορισμένο μέγιστο dc ρεύμα. Αν ξεπερασθεί αυτό το όριο θα αυξηθεί η θερμοκρασία σε επίπεδα μη ανεκτά και τελικά, η μικροταινία θα καταστραφεί. Μπορούμε να αυξήσουμε το μέγιστο dc ρεύμα αυξάνοντας το πλάτος της μικροταινίας.

Στο παρακάτω πίνακα σημειώνονται τα ρεύματα υποδοχής των χρησιμοποιούμενων FET, όπως αναγράφονται στα φύλλα προδιαγραφών.

Μοντέλο	Ρεύμα Υποδοχής Ι _{DS} (mA)
FLM1414-15F	4355
FLM1414-12F	3600
FLM1414-4F	1100
MGFK30V4045	350
FLK017WF	40
FHX13LG	10

Για ρεύμα υποδοχής μέχρι 1 Α, μια μικροταινία μήκους 120 mil (περίπου ίσο με λ_g/4 στην συχνότητα 14.25 GHz για το δοθέν διηλεκτρικό του υποστρώματος) αρκεί να έχει πλάτος10 mil. Για ρεύμα έως 5Α, μια μικροταινία του ιδίου μήκους πρέπει να έχει πλάτος 40 mil.

Με βάση αυτές τις προκαταρκτικές σημειώσεις, σχεδιάσθηκαν στο ADS τα δίκτυα των σχημάτων 5.5, 5.6 και 5.7. Στις γραμμές TL34 αυτών των σχημάτων συνδέεται η τροφοδοσία. Επίσης, στις TL31, TL32 και TL33 των τριών σχημάτων γίνονται διατομές κατά την φάση της κατασκευής για την σύνδεση με την γείωση. Επομένως, οι διαστάσεις αυτών των γραμμών επιλέχθηκαν έτσι ώστε να υπακούν στο κανόνες σχεδίασης που δόθηκαν στο σχήμα 5.2. Παρατηρούμε ότι αντί για ανοικτοκυκλωμένες γραμμές έχουν χρησιμοποιηθεί radial stubs, διότι επιτεύχθηκαν στην προσομοίωση καλύτερα αποτελέσματα. Τα δίκτυα των σχημάτων 5.5 και 5.6 έχουν πλάτος λεπτής γραμμής ίσο με 10 mil. Διαφέρουν στο γεγονός ότι το δεύτερο δεν περιλαμβάνει αντίσταση σταθεροποίησης. Τα FHX13LG και FLK017WF είναι διακριτά FET και δεν είναι παντού ευσταθή. Οι αντιστάσεις των κυκλωμάτων πόλωσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την σταθεροποίηση ενός τρανζίστορ εκτός της ζώνης λειτουργίας. Το δίκτυο του σχήματος 5.7 έχει πλάτος λεπτής γραμμής ίσο με 40 mil. Δεν περιλαμβάνει αντίσταση σταθεροποίησης αφού θα χρησιμοποιηθεί σε εσωτερικώς προσαρμοσμένα FET που είναι ευσταθή. Επομένως, το δίκτυο του σχήματος 5.5 θα χρησιμοποιηθεί στις πύλες και τις υποδοχές των FHX13LG και FLK017WF. Το δίκτυο του σχήματος 5.6 θα χρησιμοποιηθεί στις πύλες όλων των υπόλοιπων FET καθώς επίσης και στην υποδοχή του MGFK30V4045. Τέλος, το δίκτυο του σχήματος 5.7 θα χρησιμοποιηθεί στις υποδοχές των υπόλοιπων FET.
Για τον προσδιορισμό των τιμών των πλατών και των μηκών έγινε βελτιστοποίηση, ώστε η αντίσταση εισόδου στην θύρα 1 να γίνει πρακτικά άπειρη. Ο στόχος που τέθηκε, φαίνεται στο σχήμα 5.4.

GOAL
Goal OptimGoal2 Expr="mag(Zin1)" SimInstanceName="SP1" Min=1e5 Max=1e5 Weight= RangeVar[1]="freq" RangeMin[1]=14.25 GHz RangeMax[1]=14.25 GHz

Σχήμα 5.4 – Στόχος της βελτιστοποίησης



Σχήμα 5.5 – Σχηματικό του κυκλώματος πόλωσης με πλάτος λεπτής γραμμής 10 mil – με αντίσταση σταθεροποίησης



Σχήμα 5.6 – Σχηματικό του κυκλώματος πόλωσης με πλάτος λεπτής γραμμής 10 mil – χωρίς αντίσταση σταθεροποίησης



Σχήμα 5.7 – Σχηματικό του κυκλώματος πόλωσης με πλάτος λεπτής γραμμής 40 mil

Στην συνέχεια παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το δίκτυο του σχήματος 5.5. Προφανώς, όταν η αντίσταση εισόδου είναι άπειρη, ο συντελεστής ανάκλασης είναι μονάδα.





Σχήμα 5.8 – Αποτελέσματα προσομοίωσης για το δίκτυο του σχήματος 5.3

Τα αποτελέσματα για τα δίκτυα των σχημάτων 5.6 και 5.7 είναι παρόμοια και παραλείπονται.

Επειδή τα παραπάνω δίκτυα πρόκειται να χρησιμοποιηθούν σε πολλές περιπτώσεις, είναι βολικό να χρησιμοποιούμε τις δυνατότητες για ιεραρχική σχεδίαση που δίνει το ADS. Έτσι, δημιουργούμε συμβολισμούς για τα παραπάνω δίκτυα που θα χρησιμοποιούνται στα σχηματικά των δικτύων που θα ακολουθήσουν.



Σχήμα 5.9 – Συμβολισμοί για τα κυκλώματα πόλωσης

Στο παραπάνω σχήμα, το dc_feed είναι το σύμβολο του δικτύου του σχήματος 5.5 και το dc_feed_b είναι το σύμβολο ενός πανομοιότυπου δικτύου που έχει περιστραφεί κατά τον κατακόρυφο άξονα το οποίο διευκολύνει τη δημιουργία του φυσικού layout. Επίσης, το dc_feed_nores είναι το σύμβολο του δικτύου του σχήματος 5.6 και το dc_feed_b_nores είναι το σύμβολο του δικτύου του σχήματος 5.7. Σημειώνεται ότι η resistor είναι παράμετρος που μπορεί να καθορίζει ο σχεδιαστής κάθε φορά που χρησιμοποιεί τα σύμβολα dc_feed_b. Δηλαδή, το δίκτυο του σχήματος 5.5 είναι παράμετρος resistor καθορίζει το part number της αντίστασης σταθεροποίησης.

Πυκνωτές παράκαμψης για τον θόρυβο

Οι συστοιχίες των πυκνωτών στα παραπάνω δίκτυα χρησιμοποιούνται, όπως προαναφέρθηκε στην παράγραφο 3.9, για την γείωση του θορύβου που προέρχεται από την τροφοδοσία. Πρόκειται δηλαδή για πυκνωτές παράκαμψης, εκ των οποίων καθένας εμφανίζει ελάχιστη εμπέδηση σε διαφορετική περιοχή συχνοτήτων. Тα ATC100A101 model, ATC600SR07 model και ATC600SR07 model είναι μοντέλα των αντίστοιχων πυκνωτών, τα οποία είτε επειδή δεν υπήρχαν στο ADS, είτε επειδή δεν ήταν αρκετά ακριβή, τα δημιουργήσαμε εμείς κατά τον ίδιο τρόπο που δημιουργήσαμε πριν συμβολισμούς για τα δίκτυα πόλωσης. Παρακάτω παρουσιάζονται διαγράμματα του συντελεστή S(2,1) των πυκνωτών ως προς τη συχνότητα. Στο σημείο αυτό ίσως κρίνεται σκόπιμο οι αναγνώστες να διαβάσουν το παράρτημα 1.





Σχήμα 5.10 – Πυκνωτής ΑΤC100Α101





Σχήμα 5.11 – Πυκνωτής ATC600S1R8





Οι τιμές των στοιχείων των ισοδύναμων μοντέλων προσδιορίσθηκαν με την βοήθεια λογισμικού που παρέχει η κατασκευάστρια εταιρεία ΑΤC. Στα μοντέλα αυτά δεν περιέχεται ο παράλληλος πυκνωτής C_p που μοντελοποιεί τους παράλληλους συντονισμούς. Έτσι, εξηγείται η διαφοροποίηση μεταξύ της προσομοίωσης του ισοδύναμου μοντέλου και των πειραματικών μετρήσεων.

Θεωρώντας ως ένα κατώφλι πάνω από το οποίο η απόδοση του πυκνωτή παράκαμψης είναι ικανοποιητική το dB(S(2,1)) = -0.4, όπως φαίνεται από τις μετρήσεις του S(2,1) για τους τρεις πυκνωτές, ο ATC100A101 γειώνει τον θόρυβο έως 2.75 GHz, ο ATC600S1R8 γειώνει τον θόρυβο από 2.8 GHz έως τα 17.3 GHz και ο ATC600S0R7 γειώνει τον θόρυβο από 7 GHz έως τα 18.6 GHz.

Ο πυκνωτής ATC600S0R7 που παρουσιάζει εξαιρετική επίδοση στην ζώνη λειτουργίας θα χρησιμοποιηθεί και ως πυκνωτής σύζευξης των επιμέρους σταδίων.

Φυσικό layout

Για να παραχθεί το φυσικό layout ενός δικτύου θα πρέπει όλα τα στοιχεία του να συνοδεύονται από layout. Τα στοιχεία τύπου R_conn και C_conn δεν έχουν διαστάσεις και χρησιμοποιούνται για την μοντελοποίηση των παρασιτικών φαινομένων. Ο πυκνωτής C_pad1 συνοδεύεται από παραμετρικό layout για τα λεγόμενα pads του πυκνωτή, που είναι τα υπόβαθρα από μικροταινία πάνω στα οποία επικολλούνται οι ακροδέκτες των πυκνωτών. Η γεωμετρία των pads φαίνεται στο σχήμα 5.13. Για τις διαστάσεις τους, χρησιμοποιήθηκαν τυπικές τιμές W=47 mil, S=0.5 mm. Η τιμή του L₁ προκύπτει αφαιρώντας από το συνολικό μήκος των πυκνωτών το 2S=1 mm.



Σχήμα 5.13 – Γεωμετρία των pads

Παρακάτω δίδεται παραγόμενο layout για το δίκτυο των σχημάτων 5.5, 5.6 και 5.7. Με μπλε κύκλους σημειώνονται οι διατομές για την γείωση.



Σχήμα 5.14 – Layout του δικτύου του σχήματος 5.3



Σχήμα 5.15 – Layout του δικτύου του σχήματος 5.4



Σχήμα 5.16 – Layout του δικτύου του σχήματος 5.5

Προσομοίωση στο Momentum

Επειδή τα δίκτυα πόλωσης χρησιμοποιούνται σε κάθε στάδιο και η συμπεριφορά τους είναι βασική για την συνολική λειτουργία του ενισχυτή, πριν προχωρήσουμε στην παρουσίαση της σχεδίασης των επιμέρους βαθμίδων, θα πραγματοποιήσουμε ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση για να επιβεβαιώσουμε την ακρίβεια των προηγούμενων προσομοίωση για να επίπεδο ADS schematic. Η προσομοίωση στο επίπεδο αυτό γίνεται με χρήση προσεγγιστικών τύπων που έχουν παραχθεί για την μοντελοποίηση της συμπεριφοράς των διαφόρων microstrip components. Αντίθετα, το Momentum είναι λογισμικό ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης και παράγει ακριβείς λύσεις λαμβάνοντας υπόψιν τις ιδιαιτερότητες κάθε σχεδίασης (όπως για παράδειγμα φαινόμενα σύζευξης μεταξύ κοντινών components).

Στο σχήμα 5.17 φαίνεται το layout του βασικότερου τμήματος του δικτύου πόλωσης του σχήματος 5.5. Όπως έχει γίνει σαφές, στο τμήμα αυτό οφείλεται η δημιουργία της συνθήκης ανοικτοκυκλώματος στην είσοδο του δικτύου πόλωσης.



Σχήμα 5.17 – Το layout του βασικότερου τμήματος του δικτύου πόλωσης

Η ηλεκτρομαγνητική ανάλυση με την βοήθεια του Momentum έδωσε τα παρακάτω αποτελέσματα.



Σχήμα 5.18 – Αποτελέσματα ηλεκτρομαγνητικής ανάλυσης για το δίκτυο πόλωσης του σχήματος 5.3

5.4.2. Σχεδίαση των επιμέρους βαθμίδων

Όπως προαναφέρθηκε, η σχεδίαση των επιμέρους βαθμίδων γίνεται είτε με σκοπό την μεγιστοποίηση του κέρδους είτε για την μεγιστοποίηση της ισχύος P_{out,1dB}. Τα τρανζίστορ των τεσσάρων πρώτων βαθμίδων που λειτουργούν αρκετά κάτω από το επίπεδο P_{out,1dB} προσαρμόζονται με σκοπό την κατά το δυνατόν μεγιστοποίηση του κέρδους. Με το «κατά το δυνατόν» υπονοείται το γεγονός ότι η μεγιστοποίηση αυτή δεν μπορεί να γίνει με αυστηρά κριτήρια συζυγούς μιγαδικής προσαρμογής στην κεντρική συχνότητα της σχεδίασης διότι τότε, ενδεχομένως στις συχνότητες εκατέρωθεν της κεντρικής συχνότητας να εμφανίζονται ανεπιθύμητα φαινόμενα όπως υψηλό VSWR και χαμηλό κέρδος. Εν γένει, στόχος μας, παράλληλα με την αύξηση του κέρδους, θα είναι η ικανοποιητική προσαρμογή στα 50 Ω σε είσοδο και έξοδο σε όλο το εύρος ζώνης λειτουργίας έτσι ώστε κατά την ένωση των επιμέρους βαθμίδων να μην υπάρξουν σοβαρές αποκλείσεις στο κέρδος και στα VSWR εισόδου και εξόδου του ενισχυτή από το αναμενόμενο. Όπου λοιπόν είναι δυνατόν θα γίνει προσπάθεια ο συντελεστής ανάκλασης σε είσοδο και έξοδο να είναι από -15 dB και κάτω.

Η τελευταία βαθμίδα είναι ουσιαστικά αυτή που καθορίζει την ισχύ εξόδου του ενισχυτή. Για το λόγο αυτό η σχεδίαση πρέπει να γίνει με μη γραμμικά κριτήρια διασφαλίζοντας ότι τα χρησιμοποιούμενα τρανζίστορ λειτουργούν σύμφωνα με την προδιαγραφή τους για το P_{out,1dB}. Για τον σκοπό αυτό, επειδή τα τρανζίστορ ισχύος είναι εσωτερικά προσαρμοσμένα στα 50 Ω, θα πρέπει το φορτίο εξόδου τους να είναι περίπου 50 Ω. Περισσότερα για αυτό το θέμα αναφέρονται στην συνέχεια. Ανάλογη πρόνοια πρέπει να ληφθεί και για τα τρανζίστορ των δύο προηγούμενων σταδίων. Αν δεν γίνει κάτι τέτοιο, το φορτίο εξόδου των τρανζίστορ αυτών ενδεχομένως να είναι τέτοιο που να μειώνει σημαντικά την ισχύ εξόδου τους Ρ_{out,1dB} και τα τρανζίστορ να οδηγούνται στην μη γραμμική περιοχή λειτουργίας.

Όπως προκύπτει από τα παραπάνω, είναι βολικό για την σχεδίαση ο ενισχυτής να χωριστεί νοητά σε δύο επιμέρους ενισχυτές. Ο πρώτος αποτελεί τον προενισχυτή ή «οδηγό» του δευτέρου, δηλαδή παρέχει την απαιτούμενη στάθμη ισχύος στην είσοδο του δεύτερου, του ενισχυτή ισχύος. Υπάρχουν αρκετοί λόγοι που συνηγορούν προς αυτόν το χωρισμό. Ο σημαντικότερος είναι ότι η σχεδίαση του οδηγού γίνεται από την αρχή προς το τέλος με κριτήρια μικρού σήματος και σκοπό την μεγιστοποίηση του κέρδους, ενώ αντίθετα, η σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος γίνεται από το τέλος προς την αρχή με σκοπό την μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου P_{out,1dB} των τρανζίστορ ισχύος.

Όπως θα φανεί στην συνέχεια, τα τρία τελευταία σταδία λειτουργούν λιγότερο από 3 dB κάτω από το προδιαγραφόμενο P_{out,1dB}, οπότε είναι σκόπιμο να περιληφθούν στον ενισχυτή ισχύος. Τα υπόλοιπα στάδια συνιστούν τον προενισχυτή.

Σύμφωνα με αυτή την προσέγγιση, η σχεδίαση ξεκινάει από τον ενισχυτή ισχύος και την τελευταία βαθμίδα. Κάθε φορά που σχεδιάζεται μια βαθμίδα υπολογίζεται το συνολικό κέρδος της αλυσίδας από της είσοδο την προκείμενης βαθμίδας μέχρι την έξοδο της τελευταίας βαθμίδας και στην συνέχεια η ισχύς που πρέπει να οδηγεί η επόμενη προς σχεδίαση βαθμίδα. Έτσι, επιβεβαιώνεται κατά πόσο έχει επιλεχθεί το κατάλληλο τρανζίστορ κατά την προκαταρτική μελέτη. Μόλις τελειώσει η σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος, προσδιορίζεται το συνολικό του κέρδος και υπολογίζεται η ισχύς εξόδου και το ελάχιστο κέρδος για τον προενισχυτή. Κατόπιν τούτου, είμαστε σε θέση να συνεχίσουμε με την σχεδίαση του ενισχυτή ξεκινώντας από την πρώτη βαθμίδα. Κάθε φορά υπολογίζουμε το συνολικό κέρδος των σταδίων που έχουν σχεδιασθεί και όταν επιτύχουμε το απαιτούμενο ελάχιστο κέρδος έχει ολοκληρωθεί η σχεδίαση των βαθμίδων.

Κατά την παρουσίαση θα παραβιαστεί αυτή η στρατηγική και για λόγους καθαρά διδακτικούς, θα γίνει πρώτα η παρουσίαση της σχεδίασης του προενισχυτή και κατόπιν του ενισχυτή ισχύος [είναι προτιμότερο για διδακτικούς λόγους να παρουσιαστούν πρώτα τα θέματα που αφορούν την σχεδίαση μικρού σήματος όπως η σταθεροποίηση, η προσαρμογή με σκοπό την μεγιστοποίηση του κέρδους παρά θέματα που αφορούν στα στάδια υψηλής ισχύος όπως η σύζευξη FET και η προσαρμογή ισχύος].

Τα προσαρμοστικά κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν για την προσαρμογή των επιμέρους βαθμίδων αποτελούνταν από δύο γραμμές μικροταινίας. Ως γνωστόν, μια τέτοια τοπολογία δεν παρέχει την δυνατότητα ελέγχου του συντελεστή ποιότητας (quality factor) και επομένως του εύρους ζώνης των προσαρμοστικών κυκλωμάτων. Αυτή η προσέγγιση αμελεί το σοβαρό θέμα της καταπίεσης των αρμονικών εκτός του εύρους ζώνης του ενισχυτή. Δυστυχώς, αυτή ήταν μια επιβεβλημένη επιλογή δεδομένου ότι δεν ήταν δυνατό να γίνουν προσομοιώσεις μη γραμμικής φύσεως. Βεβαίως, η καταπίεση των αρμονικών στα πρώτα στάδια ενός ενισχυτή τάξης Α δεν αποτελεί πρωτεύον θέμα αφού αυτά λειτουργούν κατά τρόπο γραμμικό και οι αρμονικές ανώτερης τάξης και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης είναι σχετικά περιορισμένα. Το ίδιο δεν ισχύει για την τελευταία βαθμίδα όταν οδηγείται στο σημείο συμπίεσης 1 dB όπου η μη γραμμικότητες αρχίζουν να γίνονται εμφανείς.

Α. Σχεδίαση του προενισχυτή

Όπως προκύπτει από το σχήμα 5.30β που αφορά στο κέρδος το τελευταίων βαθμίδων και το οποίο δεν μπορεί να αλλάξει για λόγους που θα είναι σαφείς αργότερα, προκειμένου το συνολικό κέρδος του ενισχυτή να παραμένει σταθερό μέσα στο εύρος ζώνης λειτουργίας, το κέρδος του προενισχυτή πρέπει να είναι 29.2 dB στα 14 GHz για το ελάχιστο συνολικό γραμμικό κέρδος των 49 dB και να αυξάνεται γραμμικά με την αύξηση της συχνότητας ώστε στα 14.5 GHz η συνολική αύξηση να είναι 2.6 dB. Το ελάχιστο συνολικό γραμμικό κέρδος των 49 dB αφορά σε ισχύ εισόδου P_{in,1dB} ίση με 0 dBm. Επειδή το χρησιμοποιούμενο τρανζίστορ του πρώτου σταδίου έχει P_{in,1dB} περίπου 0 dBm, επιθυμούμε η ισχύς εισόδου του ενισχυτή να μην ξεπερνάει τα -3 dBm. Επομένως, το ελάχιστο γραμμικό κέρδος μεταβάλλεται στα 52 dB. Έτσι, το ελάχιστο επιθυμητό κέρδος στα 14 GHz είναι 32.2 dB και επιπλέον 2.6 dB στα 14.5 GHz.

Σχεδίαση της πρώτης βαθμίδας: Fujitsu FHX13LG

Προκαταρκτική μελέτη των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ

Για την τοπολογία του σχήματος 5.19α, με S-parameters simulation ελήφθησαν τα αποτελέσματα των σχημάτων 5.19β:





Σχήμα 5.19 – Χαρακτηριστικά FHX13LG

Το FHX13LG διαθέτει υψηλό κέρδος, εξαιρετική επίδοση ως προς τον θόρυβο και είναι ευσταθές άνευ όρων στην περιοχή της ζώνης λειτουργίας του ενισχυτή. Δεν ισχύει το ίδιο για τις συχνότητες από 0 έως 8 GHz και από 17.5 GHz έως 20 GHz, όπου ενδεχομένως να παρουσιάζει προβλήματα ταλάντωσης. Το πρόβλημα αυτό θα αντιμετωπιστεί στην συνέχεια με την χρήση αντιστάσεων σταθεροποίησης.

Σταθεροποίηση του τρανζίστορ

Στο σχήμα 5.20α φαίνεται το δίκτυο του σταθεροποιημένου τρανζίστορ. Στην είσοδο και την έξοδο χρησιμοποιούνται τα δίκτυα πόλωσης dc_feed και dc_feed_b, αντίστοιχα. Για την σταθεροποίηση έχουν χρησιμοποιηθεί οι αντιστάσεις με part number 149 και 112. Θα περίμενε κανείς ότι θα ήταν αρκετό το Tee7 να συνδεθεί με την υποδοχή του τρανζίστορ με μια γραμμή πλάτους όσο το πλάτος του ακροδέκτη της υποδοχής και το Tee6 να συνδεθεί

με την υποδοχή του τρανζίστορ με μια γραμμή πλάτους όσο το πλάτος του ακροδέκτη της πύλης του τρανζίστορ. Στην πράξη κάτι τέτοιο δημιουργούσε κατόπιν προβλήματα στην προσαρμογή του δικτύου, την επίτευξη ικανοποιητικά χαμηλού VSWR σε είσοδο - έξοδο και υψηλού κέρδους. Βλέπουμε δηλαδή ότι στην πράξη η διαδικασία της σταθεροποίησης του τρανζίστορ είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την διαδικασία της προσαρμογής και επίτευξης των επιθυμητών προδιαγραφών, ακόμα και όταν η σταθεροποίηση αφορά συχνότητες εκτός του εύρους ζώνης λειτουργίας όπου υπάρχει η δυνατότητα της σταθεροποίησης χωρίς την μείωση του μέγιστου κέρδους. Τα προβλήματα αυτά ξεπεράστηκαν όταν χρησιμοποιήθηκαν τοπολογίες της μορφής του σχήματος 520β. Η συγκεκριμένη περίπτωση αφορά στο δίκτυο που μεσολαβεί μεταξύ του κυκλώματος πόλωσης της υποδοχής του FHX13LG και του ακροδέκτη εξόδου. Η TL69 έχει πλάτος υποχρεωτικά ίσο το πλάτος του ακροδέκτη εισόδου (20 mil εδώ). Η TL43 μπορεί να έχει ένα αρκετά μεγάλο πλάτος (αρκεί να υπακούει στον περιορισμό W/H<100 που επιβάλλει το μοντέλο του ADS). Αν όμως το πλάτος αυτό υπερβαίνει την τιμή 5*WSMALL, τότε θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί και η γραμμή TL65, της οποίας το πλάτος υποχρεωτικά δεν υπερβαίνει την τιμή αυτή (λόγω περιορισμού στο χρησιμοποιούμενο μοντέλο MTEE του ADS). Ένα άλλο σημείο που πρέπει να τονιστεί είναι ότι, παρόλο που αυτό θα διευκόλυνε την διαδικασία προσαρμογής, το μήκος του δικτύου που μεσολαβεί μεταξύ του δικτύου πόλωσης και του ακροδέκτη εισόδου δεν μπορεί να είναι αυθαίρετα μεγάλο γιατί από κάποιο σημείο και μετά αρχίζουν να δημιουργούνται προβλήματα ταλάντωσης. Από τα παραπάνω γίνεται σαφές ότι οι τιμές των πλατών και των μηκών αυτών των γραμμών δεν προσδιορίζονται μονοσήμαντα από την απαίτηση το δίκτυο του σχήματος 5.20α να είναι ευσταθές άνευ όρων διότι τότε ενδεχομένως να μην λύνεται ικανοποιητικά το πρόβλημα της προσαρμογής. Το πώς ακριβώς εργαζόμαστε ώστε να λυθούν ταυτοχρόνως και τα δύο προβλήματα θα παρουσιαστεί στην συνέχεια. Εδώ πάντως παρουσιάζονται τα τελικά αποτελέσματα.





Σχήμα 5.20 – Σταθεροποίηση FHX13LG

Η ανάλυση πραγματοποιήθηκε για το εύρος συχνοτήτων που δίνονται από τον κατασκευαστή. Είναι k>1 και το δίκτυο είναι ευσταθές άνευ όρων. Δεν είμαστε ωστόσο σε θέση να εξασφαλίσουμε ότι θα ισχύει και το ίδιο αν μεταβληθεί η θερμοκρασία και επηρεαστούν τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ. Επίσης, παρατηρούμε ότι το μέγιστο κέρδος δεν έχει μεταβληθεί ουσιαστικά στην ζώνη λειτουργίας.

Επειδή είναι ωφέλιμο για πρακτικούς λόγους, το δίκτυο του σχήματος 5.18α θα χρησιμοποιείται εις το εξής με το σύμβολο του σχήματος 5.18γ.

<u>Προσαρμογή</u>

Στο σχήμα 5.21α απεικονίζεται η πλήρης ενισχυτική βαθμίδα, στην οποία σε σχέση με το δίκτυο του σχήματος 5.20α, έχουν προστεθεί τα απαιτούμενα στοιχεία για την προσαρμογή του τρανζίστορ. Επειδή πρόκειται για την πρώτη ενισχυτική βαθμίδα, δεν μας ενδιαφέρει να πετύχουμε στην είσοδο το αυστηρό dB(S(1,1))<-15, παρά μόνο να ισχύει η προδιαγραφή για τον VSWR εισόδου, δηλαδή VSWR_{in}<2. Στην έξοδο, αν αυτό είναι εφικτό επιθυμούμε να πετύχουμε dB(S(1,1))<-15 ώστε κατά την ένωση των βαθμίδων να μην

υπάρχουν σοβαρές αποκλείσεις από τα αναμενόμενα. Βεβαίως, πάντα ενδιαφερόμαστε για την κατά το δυνατόν μεγιστοποίηση του κέρδους.

Στην πράξη βλέπουμε ότι ο VSWR στην είσοδο είναι ελαφρώς μεγαλύτερος από τον επιτρεπτό. Το πρόβλημα αυτό θα επιλυθεί εύκολα στην συνέχεια με βελτιστοποίηση περισσότερων βαθμίδων από κοινού. Επίσης βλέπουμε ότι dB(S(2,2))<-14, που είναι μια ικανοποιητική τιμή. Η εικόνα θορύβου της πρώτης βαθμίδας δεν ξεπερνάει τα 1.3 dB και εύκολα αντιλαμβάνεται κανείς ότι η προδιαγραφή για την εικόνα θορύβου του ενισχυτή θα επιτευχθεί εύκολα. Τέλος, το κέρδος είναι υψηλό, πάνω από 12 dB.





Σχήμα 5.21 – Πρώτη βαθμίδα FHX13LG

Όπως φαίνεται από το σχήμα 5.21α, είναι L4=249.8, δηλαδή το μήκος της TL17 είναι μισό μήκος κύματος και προφανώς, αυτή η γραμμή μπορεί να αποκοπεί. Ωστόσο, επειδή μετά την βελτιστοποίηση του συνολικού ενισχυτή τα μήκη θα μεταβληθούν και ενδέχεται η γραμμή αυτή να είναι χρήσιμη, δεν πρέπει να την αφαιρέσουμε σε αυτό το σημείο.

Όπως αναφέραμε πριν, η διαδικασία της σχεδίασης της βαθμίδας συνίσταται στην ικανοποίηση δύο αλληλοσυγκρουόμενων στόχων. Ο πρώτος είναι η σταθεροποίηση του δικτύου του σχήματος 5.20α ενώ ο δεύτερος είναι η ικανοποίηση των προδιαγραφών για το κέρδος και τους VSWR του δικτύου του σχήματος 5.21α. Για να βρεθεί μια λύση που να ικανοποιεί ταυτόχρονα και τους δύο στόχους μπορεί να ακολουθεί η εξής διαδικασία. Αρχικά, βρίσκεται μια λύση που λύνει το πρόβλημα της ευστάθειας. Κατόπιν, μεταβάλλονται μόνο τα L1, L2, L3, L4 με στόχο την μείωση των VSWR και την αύξηση του κέρδους. Τέλος, χρησιμοποιείται η διαρρύθμιση του σχήματος 5.22 και μεταβάλλοντας τόσα τα L1, L2, L3, L4, όσο και τα μήκη και πλάτη του σχήματος 5.20α, βελτιώνονται τα VSWR και το κέρδος προσέχοντας ώστε ο συντελεστής ευστάθειας για το δίκτυο του σχήματος 5.20α να μην γίνει μικρότερος του 1.



Σχήμα 5.22 – Διαρρύθμιση για την βελτιστοποίηση των VSWR, του κέρδους και της ευστάθειας ταυτόχρονα.

Φυσικό layout

Το παραγόμενο layout για το δίκτυο του σχήματος 5.21α απεικονίζεται στο σχήμα 5.23.



Σχήμα 5.23 – Φυσικό layout της πρώτης ενισχυτικής βαθμίδας

Momentum Component Simulation

To ADS παρέχει την δυνατότητα της προσομοίωσης μέσα από το περιβάλλον του schematic δικτύων που περιλαμβάνουν ενεργά και παθητικά στοιχεία μαζί με microstrip components των οποίων οι S-παράμετροι υπολογίζονται με την βοήθεια του Momentum.

Κατ' αυτό τον τρόπο μπορεί να αναλυθεί η ενισχυτική βαθμίδα που σχεδιάστηκε στο σύνολο της αντικαθιστώντας τα μοντέλα των microstrip components που χρησιμοποιήθηκαν μέχρι τώρα με τα αυξημένης ακρίβειας μοντέλα που παρέχει η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση των microstrip components στο Momentum.

Στο σχήμα 5.24 φαίνεται το layout του σχήματος 5.23 μετά την απαλοιφή του FET και των παθητικών στοιχείων. Επίσης, όπως φαίνεται στο σχήμα, παραλείπεται το ανώτερο τμήμα των δικτύων πόλωσης που ως γνωστόν, δεν επηρεάζει την συμπεριφορά της ενισχυτικής βαθμίδας κοντά στην κεντρική

συχνότητα. Στις θύρες P1 και P2 έχουν προστεθεί μικρά τμήματα γραμμών μήκους 100 μm (TL54 και TL55) που δεν επηρεάζουν ουσιαστικά την ανάλυση αλλά είναι απαραίτητα στο να αντιληφθεί το πρόγραμμα ποιο είναι το πλάτος των θυρών και να υπολογίσει σωστά την χαρακτηριστική αντίσταση. Το προκύπτον layout αποτελεί ένα στοιχείο που μπορεί να χρησιμοποιηθεί στο περιβάλλον του schematic και ονομάζεται στην ορολογία του ADS momentum component.



Σχήμα 5.24 – Το momentum component για την προσομοίωση της πρώτης ενισχυτικής βαθμίδας

Στο σχήμα 5.25 φαίνονται η διαρρύθμιση για την προσομοίωση και τα αποτελέσματα αυτής. Επίσης δίδονται τα αποτελέσματα της προηγούμενης προσομοίωσης στο schematic για σύγκριση.





Σχήμα 5.25 – Momentum component simulation

Παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης είναι πολύ κοντά στα αποτελέσματα που πήραμε με την χρήση των μοντέλων του schematic.

Σχεδίαση της δεύτερης βαθμίδας: Fujitsu FLK017WF

Προκαταρκτική μελέτη των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ

Για την τοπολογία του σχήματος 5.26α, με S-parameters simulation ελήφθησαν τα αποτελέσματα των σχημάτων 5.26β:







Προβλήματα ταλάντωσης ενδέχεται να παρουσιαστούν σε συχνότητες έως 5.5 GHz. Το θέμα αυτό θα αντιμετωπιστεί στην συνέχεια με την χρήση αντιστάσεων σταθεροποίησης.

Σταθεροποίηση του τρανζίστορ

Στο σχήμα 5.27α φαίνεται το δίκτυο του σταθεροποιημένου τρανζίστορ. Για την σταθεροποίηση έχουν χρησιμοποιηθεί οι αντιστάσεις με part number 196 και 120.



Σχήμα 5.27 – Σταθεροποίηση FLK017WF

Προσαρμογή

Στο σχήμα 5.28α παρουσιάζεται η δεύτερη βαθμίδα του ενισχυτή και στο σχήμα 5.28β τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Βλέπουμε ότι η προσαρμογή στην είσοδο και στην έξοδο δεν είναι ιδιαίτερα ικανοποιητική. Εξάλλου είδαμε πριν ότι ο VSWR στην είσοδο της πρώτης βαθμίδας είναι ελαφρώς μεγαλύτερος από το 2. Στην συνέχεια θα αντιμετωπιστούν τα δύο





Σχήμα 5.28 – Δεύτερη βαθμίδα FLK017WF

Πρώτες δύο βαθμίδες

Στο σχήμα 5.29α έχουν συνενωθεί οι δύο πρώτες βαθμίδες. Στο σχήμα 5.29β φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης πριν την βελτιστοποίηση και στο 5.29γ μετά την βελτιστοποίηση. Οι τιμές των μηκών για τα στοιχεία προσαρμογής μετά την βελτιστοποίηση φαίνονται στο σχήμα 5.26α.





Σχήμα 5.29 – Οι δύο πρώτες βαθμίδες

Πλέον, ο VSWR εισόδου είναι μικρότερος από 2 και στην έξοδο έχει επιτευχθεί ικανοποιητική προσαρμογή.

Σχεδίαση της τρίτης βαθμίδας: Mitsubishi MGFK30V4045

Προκαταρκτική μελέτη των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ

Το χρησιμοποιούμενο FET είναι εσωτερικά προσαρμοσμένο στα 50 Ω, πράγμα που εκτός των άλλων σημαίνει ότι ο κατασκευαστής έχει φροντίσει ώστε να είναι ευσταθές άνευ όρων, οπότε δεν χρειάζεται να ανησυχούμε για την ευστάθεια.







Σχήμα 5.30 – Χαρακτηριστικά MGFK30V4045

Εδώ φαίνεται ότι k>1 για το εύρος συχνοτήτων όπου δίνονται οι Sπαράμετροι, αλλά το ίδιο ισχύει παντού. Από τα διαγράμματα του σχήματος 5.30β φαίνεται επίσης ότι οι συντελεστές ανάκλασης S(1,1) και S(2,2) είναι αρκετά μικροί, όπως αναμένονταν δεδομένου ότι το FET είναι εσωτερικά προσαρμοσμένο. Ωστόσο, δίκτυα προσαρμογής πρέπει να συμπεριλαμβάνονται και στις βαθμίδες των εσωτερικά προσαρμοσμένων τρανζίστορ γιατί δίνουν την αναγκαία ευελιξία στην διαμόρφωση των χαρακτηριστικών του ενισχυτή.

Προσθήκη δικτύων πόλωσης

Επειδή το FET είναι ευσταθές άνευ όρων, τα δίκτυα πόλωσης δεν περιλαμβάνουν αντιστάσεις. Όπως και προηγούμενα, για την σύνδεση των δικτύων πόλωσης με τους ακροδέκτες εισόδου και εξόδου χρησιμοποιούνται πολλαπλά τμήματα γραμμών μεταφοράς διαφορετικού πλάτους κατά τον τρόπο που φαίνεται στο σχήμα 5.31.





Σχήμα 5.31 – Πόλωση MGFK30V4045

Προσαρμογή

Στο σχήμα 5.32α παρουσιάζεται η δεύτερη βαθμίδα του ενισχυτή και στο σχήμα 5.32β τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Βλέπουμε ότι η προσαρμογή στην είσοδο και στην έξοδο δεν είναι ιδιαίτερα ικανοποιητική. Εξάλλου είδαμε πριν ότι ο VSWR στην είσοδο της πρώτης βαθμίδας είναι ελαφρώς μεγαλύτερος από το 2. Στην συνέχεια θα αντιμετωπιστούν τα δύο αυτά προβλήματα με την από κοινού προσομοίωση των δύο πρώτων βαθμίδων.



Σχήμα 5.32 – Τρίτη βαθμίδα MGFK30V4045


Σχεδίαση της τέταρτης βαθμίδας: Fujitsu FLM1414-4F

Σύμφωνα με τα μέχρι τώρα αποτελέσματα οι 3 πρώτες βαθμίδες θα έχουν μέγιστο κέρδος 29-30 dB που είναι φανερό ότι δεν αρκεί σύμφωνα με τις προδιαγραφές που τέθηκαν στην αρχή της παραγράφου για τον προενισχυτή.



Σχήμα 5.33 – FLM1414-4F

Με την προσθήκη της τέταρτης βαθμίδας είναι πλέον εφικτές οι προδιαγραφές που τέθηκαν για τον προενισχυτή.

Β. Σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος

Σχεδίαση της έκτης και έβδομης βαθμίδας

Η σχεδίαση της τελευταίας βαθμίδας που περιλαμβάνει συστοιχία τεσσάρων συζευγμένων FLM1414-15F, είναι ζωτικής σημασίας για την επίτευξη της προδιαγραφής για την ισχύ εξόδου P_{out,1dB}. Σύμφωνα με όσα συζητήθηκαν στο κεφάλαιο 4, οι πιο κρίσιμοι παράγοντες για την επίτευξη της προδιαγραφής για την ισχύ εξόδου P_{out,1dB} είναι δύο. Πρώτον, το φορτίο στην έξοδο του εσωτερικώς προσαρμοσμένου FLM1414-15F να είναι κοντά στα 50 Ω ώστε το FET να λειτουργεί σύμφωνα με την προδιαγραφή της ισχύος εξόδου του και δεύτερον, οι χρησιμοποιούμενοι συζεύκτες να έχουν την μέγιστη δυνατή αποδοτικότητα στην σύζευξη ισχύος.

Εξάλλου, όσον αφορά στην προτελευταία βαθμίδα, επιθυμούμε αυτή να λειτουργεί 3 dB κάτω από το P_{out,1dB} της. Για να ισχύει αυτή η απαίτηση θα πρέπει να ληφθούν και σε αυτή την περίπτωση τα απαραίτητα μέτρα ώστε να διασφαλισθεί η μεγιστοποίηση της ισχύος P_{out,1dB} στην έξοδο της.

<u>Σχεδίαση FLM1414-15F</u>

Όσον αφορά στην προσαρμογή ισχύος, ο κατασκευαστής υποτίθεται ότι σχεδιάζει και ελέγχει τα FET ώστε αυτά να λειτουργούν σύμφωνα με την προδιαγραφή εξόδου τους κάπου κοντά στα 50 Ω, ποιος όμως είναι ο ακριβής τερματισμός που το επιτυγχάνει μας είναι άγνωστο. Το θέμα έχει αντιμετωπιστεί στην βιβλιογραφία και έχει αποδειχθεί ότι ακόμα και μικρές μεταβολές από αυτήν τον τερματισμό μπορούν να έχουν σημαντικό κόστος όσον αφορά την ισχύ εξόδου του τρανζίστορ. Εδώ, δεδομένου ότι δεν διαθέτουμε load-pull μετρήσεις, θα περιοριστούμε κατά την σχεδίαση για το FLM1414-15F να εξασφαλίσουμε ότι ο συντελεστής ανάκλασης Γ_L στην έξοδό του δεν είναι μεγαλύτερος από τα -12 dB.

Στο σχήμα 5.30ε φαίνεται η διαρρύθμιση που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της τιμής του συντελεστή ανάκλασης Γ_L=S(3,3) του φορτίου εξόδου του

τρανζίστορ. Στο σχήμα 5.30στ επιβεβαιώνεται ότι το S(3,3) είναι το πολύ -12 dB. Βεβαίως, κάτι τέτοιο ισχύει για τερματισμό των 50 Ω και θα πρέπει να είμαστε ιδιαίτερα προσεκτικοί ώστε στην πράξη να ισχύει αυτό ο περιορισμός.





Σχήμα 5.34 – FLM1414-15F

Επιλογή τύπου και σχεδίαση συζευκτών

Στο κεφάλαιο 4 έγινε μια εκτενής συζήτηση για τις ιδιότητες των διαφόρων τύπων συζευκτών. Για την σύζευξη των τεσσάρων FLM1414-15F θα χρησιμοποιηθεί αλληλουχία συζευκτών 2 δρόμων κατά τον τρόπο που περιγράφεται στην παράγραφο 4.3. Εκ των συζευκτών 2 δρόμων, ο συζεύκτης Lange διαθέτει χωρίς καμία αμφιβολία τα πιο ελκυστικά χαρακτηριστικά αλλά στην πράξη είναι αδύνατο να υλοποιηθεί στις συχνότητες της σχεδίασης για συντελεστή σύζευξης 3 dB. Έτσι, η επιλογή περιορίζεται ουσιαστικά μεταξύ του διαιρέτη Wilkinson και του συζεύκτη Branch Line. Καθένας τους έχει πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Συνοπτικά, το κύριο πλεονέκτημα του Branch Line είναι ότι είναι quadrature. Από την άλλη, ο Wilkinson είναι εξαιρετικά απλός στην κατασκευή του. Σε μια προσπάθεια να συνδυαστούν τα δύο αυτά πλεονεκτήματα, τελικά επιλέχθηκε η χρήση του Wilkinson μαζί με την προσθήκη μια γραμμής λ/4. Αυτή η επιλογή δεν είναι άμοιρη μειονεκτημάτων. Όπως είδαμε στην παράγραφο 4.3, η προσθήκη των γραμμών δημιουργεί διαφοροποιήσεις μεταξύ των πλατών των συζευγνυόμενων κυμάτων που μειώνουν της αποδοτικότητα της σύζευξης. Ωστόσο, αυτή η μείωση μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα τόσο γιατί όπως είδαμε η αποδοτικότητα δεν είναι ιδιαίτερα ευαίσθητη στις διαφοροποιήσεις των πλατών καθώς επίσης και επειδή αυτή καθεαυτή η μείωση του πλάτους είναι πολύ μικρή [όπως μπορεί να φανεί από το φύλλο προδιαγραφών του χρησιμοποιούμενου διηλεκτρικού, για μήκος γραμμής λα/4 x 0.2 dB/inch = 0.03 dB περίπου]. Εξάλλου, όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.3, η χρήση συζευκτών ισχύος παρουσιάζει ορισμένα μειονεκτήματα (που δεν επαναλαμβάνονται εδώ) όταν το φορτίο τερματισμού δεν είναι 50 Ω.





Σχήμα 5.35 – Διαιρέτης Wilkinson

Στο σχήμα 5.35 φαίνεται ο διαιρέτης Wilkinson μαζί με τα πιο σημαντικά αποτελέσματα της προσομοίωσης. Η αντίσταση R3 συνδέεται με τις θύρες 2 και 3 μέσω δύο γραμμών μήκους 18 mil. Από αυτό τον γεωμετρικό περιορισμό προκύπτουν τα μήκη των TL1 και TL2. Κατόπιν, τα μήκη των TL3 και TL4 προκύπτουν κατόπιν βελτιστοποίησης, ώστε οι παράμετροι S(2,1), S(3,1) να είναι ίσες με -3 dB. Βλέπουμε ότι επιτυγχάνεται dB(S(3,1))=-3.1 περίπου με μια διακύμανση της τάξης του 0,01 που είναι ένα ιδιαίτερα ικανοποιητικό αποτέλεσμα.

Momentum Component Simulation

Επειδή η σχεδίαση του συζεύκτη είναι καθοριστικής σημασίας, κρίνεται σκόπιμο να πραγματοποιηθεί ηλεκτρομαγνητική ανάλυση για να εξασφαλίσουμε ότι δεν υπάρχουν σοβαρές αποκλείσεις από τα παραπάνω αποτελέσματα.





Σχήμα 5.36 – Momentum component simulation για τον διαιρέτη Wilkinson

Παρατηρούμε ότι ο συντελεστής σύζευξης παραμένει αμετάβλητος. Εξάλλου, η υποβάθμιση των απωλειών επιστροφής δεν πρέπει να προβληματίζει.

Σχεδίαση της έκτης βαθμίδας

Στο σχήμα 5.37 απεικονίζεται η προτελευταία βαθμίδα. Παρατηρούμε ότι οι VSWR σε είσοδο και έξοδο είναι εξαιρετικά μικροί παρόλο που ο συζεύκτης στην είσοδο τερματίζεται από μη ιδανικό φορτίο [στο σχήμα 5.34 είδαμε ότι ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου στο FLM1414-15F είναι περί τα -15 dB].





Σχήμα 5.37 – Προτελευταία βαθμίδα

Σχεδίαση της έβδομης βαθμίδας

Στο σχήμα 5.38 απεικονίζεται η τελευταία βαθμίδα.



Σχήμα 5.38 – Τελευταία βαθμίδα

Σημειώνεται ότι ο συζεύκτης στην έξοδο τερματίζεται από φορτίο 50 Ω και επομένως, το φορτίο που θα βλέπουν τα τέσσερα FLM1414-15 θα είναι 50 Ω. Έτσι, επιβεβαιώνεται ότι ο συντελεστής ανάκλασης στην έξοδο τους θα είναι ουσιαστικά ίδιος με αυτόν του σχήματος 5.30. Εξάλλου, στο σχήμα 5.33 παρατηρούμε ότι ο δείκτης στάσιμων κυμάτων στην είσοδο της τελευταίας βαθμίδας είναι 1.05 περίπου και επομένως, το φορτίο που βλέπει στην έξοδό της η προτελευταία βαθμίδα είναι με πολύ καλή προσέγγιση 50 Ω. Έτσι και πάλι επιβεβαιώνεται ότι το φορτίο που θα βλέπουν τα δύο FLM1414-15 της προτελευταίας βαθμίδας θα είναι 50 Ω.

Το ελάχιστο γραμμικό κέρδος της τελευταίας βαθμίδας είναι 5.3 dB (14.5 GHz) και δεν αναμένεται να μεταβληθεί σημαντικά κατά την ένωση των επιμέρους βαθμίδων του ολικού ενισχυτή. Επομένως, το προτελευταίο σταδίου θα οδηγεί ισχύ που κατά μέγιστο θα είναι 48 – 4.3 = 43.7 dBm, τιμή που είναι 45 – 43.7 = 1.3 dBm κάτω από την ισχύ εξόδου της P_{out,1dB} της. Ο υπολογισμός αυτός επιβεβαιώνει την ανάγκη για την λήψη πρόνοια όσον αφορά στο φορτίο εξόδου των FLM1414-15F της προτελευταίας βαθμίδας.

Εξάλλου, το ολικό ελάχιστο γραμμικό κέρδος των δύο τελευταίων βαθμίδων θα είναι 5.3 + 5.8 = 11.1 dB, τιμή που δεν αναμένεται να μεταβληθεί σημαντικά κατά την συνένωση των επιμέρους βαθμίδων του ολικού ενισχυτή. Επομένως, το τρανζίστορ της πέμπτης βαθμίδας θα οδηγεί ισχύ που κατά μέγιστο θα είναι 48 – 10.1 = 37.9 dBm, τιμή που είναι 40.5 – 37.9 = 2.6 dBm κάτω από την ισχύ εξόδου της $P_{out,1dB}$ της. Έτσι και εδώ επιβεβαιώνεται η ανάγκη για την λήψη πρόνοιας όσον αφορά στο φορτίο εξόδου των FLM1414-15F της πέμπτης βαθμίδας.



Σχεδίαση της πέμπτης βαθμίδας: Fujitsu FLM1414-12F



Σχήμα 5.39 – FLM1414-12F

Το ελάχιστο κέρδος και των τριών βαθμίδων του ενισχυτή ισχύος περίπου 5.3 + 5.8 + 6.1 = 17.2 dB (14.5 GHz). Επομένως, το τρανζίστορ του πέμπτου σταδίου θα οδηγεί ισχύ που κατά μέγιστο θα είναι 48 – 16.2 = 31.8 dBm, τιμή που είναι 36 – 31.8 = 4.2 dBm κάτω από την ισχύ εξόδου P_{out,1dB}. Αυτή η τιμή είναι αρκετά μεγάλη ώστε η σχεδίαση της τέταρτης βαθμίδας να γίνει με καθαρά κριτήρια μικρού σήματος.

Προσομοίωση των τριών τελευταίων βαθμίδων

Οι παραπάνω υπολογισμοί επιβεβαιώνονται από την προσομοίωση των τριών τελευταίων σταδίων που φαίνονται στο σχήμα 5.40.



Σχήμα 5.40 – Οι τρεις τελευταίες βαθμίδες

Το κέρδος κυμαίνεται από 17.2 έως 19.8. Αυτή η μεταβολή θα πρέπει να εξουδετερωθεί κατά την βελτιστοποίηση μεταβάλλοντας τα μήκη των προσαρμοστικών στοιχείων του προενισχυτή. Θα ήταν καταστροφικό να γίνει κάτι τέτοιο για τον ενισχυτή ισχύος γιατί τότε θα μεταβάλλονταν τα φορτία εξόδου των βαθμίδων ισχύος κατά μη ελεγχόμενο τρόπο με απρόβλεπτες συνέπειες.

5.4.3 Ένωση όλων των βαθμίδων

Στο σχήμα 5.34 φαίνεται ο πλήρης ενισχυτής.



(α) Σχηματικό ενισχυτή





Σχήμα 5.41 – Ο πλήρης ενισχυτής

Οι αναγραφόμενες τιμές για τα μήκη είναι αυτές που προέκυψαν κατόπιν βελτιστοποίησης. Στόχος ήταν η σταθεροποίηση του κέρδους χωρίς όμως να μειωθεί η μέση τιμή του σημαντικά. Κατά την βελτιστοποίηση αφαιρέθηκαν

κάποια γραμμές μικροταινίας είτε επειδή ήταν πολύ μικρές είτε επειδή το μήκος τους προσέγγιζε το ένα μήκος κύματος.

Το μέσο γραμμικό κέρδος είναι 54.1 dB. Επομένως, το κέρδος στο σημείο συμπίεσης 1 dB είναι G_{1dB} = 53.1 dB. Στην ιδανική περίπτωση που η ισχύς εξόδου $P_{out,1dB}$ είναι $P_{out,1dB}$ = 48 dBm, τότε η ισχύς $P_{in,1dB}$ = - 5.1 dBm. Θα πρέπει να επιβεβαιώσουμε ότι για αυτήν την ισχύ εισόδου τα FET όλων των σταδίων πλην του τελευταίου λειτουργούν πράγματι εντός της γραμμικής περιοχής, όπως επιδιώκαμε μέχρι τώρα. Είναι P_{out} = P_{in} + G_{max} , όπου P_{out} η ζητούμενη ισχύς εξόδου, P_{in} = - 5.1 dBm και G_{max} το μέγιστο γραμμικό κέρδος εντός της περιοχής [14 GHz, 14.5 GHz]. Υποθέτουμε ότι η ισχύς εξόδου κάθε σταδίου είναι σταθερή εντός της περιοχής [14 GHz, 14.5 GHz] αφού δεν διαθέτουμε περισσότερες πληροφορίες. Επομένως

Στάδιο	G _{max} (dB)	P _{out} (dBm)	P _{out,1Db} (dBm)	Pout - Pout,1dB
1°	12.446	7,346	13	-5,7
2°	21,135	16,035	20.5	-4,5
3°	30,032	24,932	31	-6,1
4°	36,713	31,613	36	-4,4
5°	42,957	37,857	40.5	-2,6
6°	48,775	43,675	45	-1,3

Η τελική προσομοίωση επιβεβαιώνει ότι τα στάδια ασθενούς σήματος του προενισχυτή λειτουργούν τουλάχιστον 4 dB κάτω από την ονομαστική τιμή των χρησιμοποιούμενων τρανζίστορ.

<u>Φυσικό layout</u>

Στο επόμενο σχήμα φαίνεται το παραγόμενο layout του πλήρους ενισχυτή. Στο τέλος δίδεται ένα μεγεθυμένο layout στο οποίο απεικονίζονται τα επιμέρους στοιχεία του ενισχυτή με περισσότερη λεπτομέρεια.



Σχήμα 5.42 – Layout ενισχυτή

5.5 Σχεδίαση κυκλωμάτων τροφοδοσίας

Είδαμε ότι η καλύτερη επιλογή όσον αφορά στην τοπολογία πόλωσης των GaAs FETs στις μικροκυματικές συχνότητες είναι αυτή στην οποία η πηγή είναι γειωμένη. Ωστόσο, η απευθείας γείωση της πηγής, εκτός του ότι δημιουργεί την ανάγκη για διπολική τροφοδοσία, αφήνει το σημείο πόλωσης του FET απροστάτευτο από τις θερμοκρασιακές μεταβολές. Επομένως, δημιουργείται ανάγκη για την χρήση ενεργών κυκλωμάτων τροφοδοσίας που παρέχουν τον απαραίτητο μηχανισμό ανάδρασης που κρατά το σημείο πόλωσης του FET σταθερό παρά την όποια θερμοκρασιακή μεταβολή.



Σχήμα 5.43 – Κύκλωμα πόλωσης GaAs FET

Το συνηθέστερο κύκλωμα που χρησιμοποιείται για αυτό το σκοπό φαίνεται στο σχήμα 5.43. Στο σχήμα αυτό παραλείπονται οι λεπτομέρειες της ενισχυτικής βαθμίδας του FET και απεικονίζονται μόνο ενδεχόμενες αντιστάσεις που υπάρχουν σε υποδοχή και πύλη για σταθεροποίηση. Το Q1 μπορεί να είναι οποιοδήποτε PNP χαμηλής συχνότητας με την απαιτούμενη δυνατότητα σε ρεύμα. Το PNP BJT Q2 είναι του ιδίου τύπου με το Q1 και έχει βραχυκυκλωμένη την βάση του με τον συλλέκτη του ώστε να λειτουργεί ως δίοδος. Χρησιμεύει στην σταθεροποίηση του Q1 έναντι των θερμοκρασιακών μεταβολών. Το κύκλωμα αυτό παρέχει την απαιτούμενη V_{DS} ρυθμίζοντας τις αντιστάσεις R₁ και R₂. Το ρεύμα I_{DS} ρυθμίζεται με χρήση της αντιστάσεως R3. Πράγματι, θεωρώντας αμελητέο το ρεύμα βάσης του Q1, ισχύει:

$$V_{B,Q1} = V_{DD} - IR_1 - V_{EB}$$

$$V_{B,Q1} = V_{DD} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{DD} - V_{EB}) - V_{EB}$$
(5.1)

,αφού το ρεύμα Ι που διαρρέει την αντίσταση R_1 είναι $I = \frac{V_{DD} - V_{EB}}{R_1 + R_2}$. Επομένως, η τάση V_1 θα είναι

$$V_{1} = V_{B,Q1} + V_{EB}$$

$$V_{1} = V_{DD} - \frac{R_{1}}{R_{1} + R_{2}} (V_{DD} - V_{EB})$$
(5.2)

ή

$$V_{1} = \frac{1}{1 + \frac{R_{1}}{R_{2}}} \left(V_{DD} + \frac{R_{1}}{R_{2}} V_{EB} \right)$$
(5.3)

Βλέπουμε λοιπόν ότι, δεδομένων των V_{DD} και V_{EB} , ο λόγος $\frac{R_1}{R_2}$ καθορίζει την

τιμή της V₁.

Λύνοντας ως προς
$$\frac{R_1}{R_2}$$
, βρίσκουμε
 $\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{DD} - V_1}{V_1 - V_{EB}}$ (5.4)

Αν ο απαιτούμενος λόγος είναι μικρός, δηλαδή η V_1 δεν είναι πολύ μικρότερη της V_{DD} , τότε όπως φαίνεται από την σχέση (5.4), η επίδραση της V_{EB} είναι μικρή και τυχόν μεταβολές της λόγω θερμοκρασιακών μεταβολών είναι ανεπαίσθητες.

Προφανώς η απαιτούμενη V_1 καθορίζεται από την σχέση $V_1=V_{DS}+I_{DS}R_D$.

Εξάλλου, όσον αφορά στο ρεύμα υποδοχής του FET, I_{DS}, ισχύουν τα εξής. Υποθέτοντας ότι το ρεύμα πύλης του FET είναι αμελητέο, το ρεύμα εκπομπού του Q1 θα είναι

$$I_{E,Q1} \approx I_{C,Q1} = \frac{V_{GS} - V_{GG}}{R_4}$$
 (5.5)

και το ρεύμα I_{DS}

$$I_{\rm DS} = \frac{V_{\rm DD} - V_{\rm DS}}{R_3} - I_{\rm E,Q1}$$
(5.6)

Επιλέγοντας την R_4 αρκετά μεγάλη, το ρεύμα $I_{E,Q1}$ είναι αμελητέο σε σχέση με τον πρώτο όρο και η R_3 καθορίζεται από την

$$R_{3} = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_{DS}}$$
(5.7)

Συνοψίζοντας, επιλέγοντας μια μεγάλη R4 πετυχαίνουμε να περιορίσουμε τα ρεύματα συλλέκτη και βάσης του Q1. Υπό την προϋπόθεση ότι τα ρεύματα

αυτά καθώς και το ρεύμα πύλης του FET είναι αμελητέα, μπορούμε μέσω των (5.4) και (5.7) να προσδιορίσουμε τις R₁, R₂ και R₃. Σημειώνεται ότι η απαίτηση για μηδενικό ρεύμα πύλης είναι ακριβής για FET μικρού σήματος, όμως, για FET ισχύος γίνεται λιγότερο ακριβής οπότε η R₃ θα πρέπει να μικρύνει σε σχέση με την τιμή που υπολογίζεται από την (5.7) ώστε να παρέχεται το απαιτούμενο ρεύμα I_{DS}.

Μπορούμε εύκολα να διαπιστώσουμε ότι το κύκλωμα αυτό παρέχει τον απαραίτητο μηχανισμό σταθεροποίησης των V_{DS} και I_{DS} ως εξής:

- Υποθέτουμε ότι αυξάνει το ρεύμα (λόγω θερμοκρασιακής μεταβολής ή αλλαγής του FET)
- Τότε, η πτώση τάση κατά μήκος της R₃ αυξάνει, μειώνοντας την V_{BE,Q1}
 και κατ' επέκταση το ρεύμα I_{C,Q1}.
- Έτσι, μειώνεται η πτώση τάσης κατά μήκος της R₄. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μειωθεί η V_{GS} και να εξουδετερωθεί η αύξηση του ρεύματος I_{DS}.

Η τάση V_{DD} πρέπει να είναι καλά σταθεροποιημένη ώστε η προκύπτουσα V_{DS} να μην παρουσιάζει διακυμάνσεις. Για τον σκοπό αυτό θα χρησιμοποιηθούν ρυθμιστές τάσης (voltage regulators) που θα μετατρέπουν την τάση της εξωτερικής τροφοδοσίας των 24 V στις επιθυμητές τιμές V_{DD}. Η αρνητική τάση V_{GG} μπορεί να παραχθεί με την χρήση αναστροφέων (inventers) που έχουν την δυνατότητα να μετατρέπουν την θετική τάση σε αρνητική. Σημειωτέον ότι κάθε ρυθμιστής τάσης - αναστροφέας έχει μια ορισμένη δυνατότητα σε ρεύμα εξόδου. Οι τιμές των V_{DD} και V_{GG} πρέπει να είναι μικρότερες από τις μέγιστες ανεκτές τιμές για τα V_{DS} και V_{GS} κάθε FET ώστε να ελαχιστοποιηθεί η πιθανότητα καταστροφής του FET σε περίπτωση σφάλματος.

Εν προκειμένω, οι απαιτούμενη τάση τροφοδοσίαςV₁ για καθένα από τα FET, καθορίζεται στον παρακάτω πίνακα.

Μοντέλο	I _{DS} (mA)	V _{DS} (V)	V _{DS,max} (V)	V _{GS,max} (V)	R _D (Ω)	V ₁ (V)
FLM1414-15F	4355	10	15	-5	0	10
FLM1414-12F	3600	10	15	-5	0	10
FLM1414-4F	1100	10	15	-5	0	10
MGFK30V4045	350	8	15	-5	0	8
FLK017WF	40	10	15	-5	178	17.12
FHX13LG	10	2	3.5	-3	147	3.47

Δυστυχώς, δεν ήταν δυνατή η μείωση της αντίστασης στην υποδοχή του FLK017WF κάτω από τα 178 Ω γιατί τότε ο συντελεστής ευστάθειας του δικτύου του σχήματος 5.20α γίνονταν κάτω από μονάδα. Αυτό μας υποχρεώνει να χρησιμοποιήσουμε μια τάση αναφοράς VDD για το FLK017WF που είναι μεγαλύτερη από το V_{DS,max} αλλά κάτι τέτοιο δεν πρέπει να δημιουργήσει πρόβλημα.

Σημειωτέον ότι η ισχύς που καταναλώνεται στις αντιστάσεις υποδοχής των FHX13LG και FLK017WF είναι 14,7 mW και 284,8 mW, τιμές που πρέπει να είναι μέσα στα όρια ανοχής των χρησιμοποιούμενων αντιστάσεων.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν ρυθμιστές τάσης για την μετατροπή της τάσης των 24 V στην κατάλληλη V_{DD}, που σε κάθε περίπτωση είναι αυτή που φαίνεται στον επόμενο πίνακα. Στο ίδιο πίνακα αναγράφεται και το απαιτούμενο ρεύμα υποδοχής για κάθε FET.

Μοντέλο	I _{DS} (mA)	V ₁ (V)	V _{DD} (V)
FLM1414-15F	4355	10	12
FLM1414-12F	3600	10	12
FLM1414-4F	1100	10	12
MGFK30V4045	350	8	12
FLK017WF	40	17.12	18
FHX13LG	10	3.47	3.5

Είναι δυνατόν λοιπόν να χρησιμοποιηθεί ένας ρυθμιστής τάσης που έχει μέγιστο dc ρεύμα εξόδου ίσο με 5Α για κάθε FLM1414-15F (σύνολο 6) που θα μετατρέπει τα 24 V σε 11 V, ένας ακόμα ρυθμιστής τάσης των 5Α για τα FLM1414-4F και MGFK30V4045 που θα μετατρέπει τα 24 V σε 11 V, ένας ρυθμιστής για το FLK017WF που θα μετατρέπει τα 24 V σε 11 V και ένας ρυθμιστής για το FLK017WF που θα μετατρέπει τα 11 V (του ρυθμιστή των FLM1414-4F και MGFK30V4045) σε 3.5 V. Ένας τυπικός ρυθμιστής τάσης των 5Α είναι ο LM138. Για τα FLK017WF και FHX13LG μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο LM317 που είναι των 100 mA.

Στο σχήμα 5.44 φαίνεται ένας τυπικός ρυθμιζόμενος regulator τριών ακροδεκτών του οποίου μπορούμε να καθορίσουμε την τάση εξόδου με χρήση των αντιστάσεων R₁, R₂. Είναι

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$
(5.8)



Σχήμα 5.44 – Τυπικός ρυθμιζόμενος regulator

OI V_{REF} και I_{ADJ} είναι σταθερές που καθορίζονται από τον κατασκευαστή. Για το LM138 είναι V_{REF} = 1.24 V και I_{ADJ} = 45 μA. Για το LM317 είναι V_{REF} = 1.25 V και I_{ADJ} = 50 μA.

Λύνοντας την (5.8) ως προς την R2 παίρνουμε

$$R_{2} = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{\frac{V_{REF}}{R_{1}} + I_{ADJ}}$$
(5.9)

Επιλέγοντας της R_1 μπορούμε από την τελευταία σχέση να υπολογίσουμε την απαιτούμενη R_2 . Στον πίνακα 5.5.3 φαίνονται οι R_1 , R_2 για τους ρυθμιστές του κυκλώματος τροφοδοσίας του ενισχυτή.

FET	V _{OUT} (V)	REG	R ₁ (kΩ)	R ₂ (kΩ)
FLM1414-15F	12	LM138	1	8.37
FLM1414-12F	12	LM138	1	8.37
FLM1414-4F	12	LM138	1	8.37
MGFK30V4045	12	LM138	1	8.37
FLK017WF	18	LM317	1	13.35
FHX13LG	3.5	LM317	1	1.79

Στο σχήμα 5.45 φαίνεται η προσομοίωση της λειτουργίας του LM138 στο PSpice. Η αντίσταση R8 έχει τον ρόλο του φορτίου και η τιμή της επιλέχθηκε για ρεύμα εξόδου των 5Α.



Σχήμα 5.45 – Προσομοίωση λειτουργίας του ρυθμιστή LM138

Όσον αφορά στην αρνητική τάση αναφοράς, αρκεί να χρησιμοποιηθεί μια κοινή V_{GG} ίση με -3V. Το πλήθος των αναστροφέων που πρέπει να χρησιμοποιηθούν εξαρτάται από τις απαιτήσεις σε ρεύμα από την αρνητική τροφοδοσία. Το ρεύμα πύλης του μεγαλύτερης ισχύος FLM1414-15F δεν ξεπερνά τα 50 mA, ωστόσο οι απαίτηση σε κάθε βαθμίδα για ρεύμα από την αρνητική τροφοδοσία είναι σαφώς περισσότερο, όπως θα δούμε σύντομα. Δυστυχώς, οι βιβλιοθήκες του PSpice δεν ενσωματώνουν αντιστροφείς. Ωστόσο, η ρύθμισή τους είναι παρόμοια με αυτή του LM138.

Έχοντας πλέον καθορίσει τις απαιτούμενες V_{DD} , V_{GG} και V_1 , επιστρέφουμε στο κύκλωμα τροφοδοσίας του σχήματος 5.43 για να προσδιορίσουμε τις αντιστάσεις R_1 , R_2 και R_3 . Σε κάθε περίπτωση, η R_4 θα είναι 10 kΩ. Δυστυχώς δεν διαθέτουμε μοντέλα για τα FET για προσομοίωση. Εδώ απλώς θα καθορίσουμε τις ζητούμενες αντιστάσεις με βάση τις σχέσεις (5.4) και (5.7). Τα αποτελέσματα δίνονται στον ακόλουθο πίνακα.

Μοντέλο	I _{DS} (mA)	V ₁ (V)	V _{DD} (V)	R ₁ (kΩ)	R ₂ (kΩ)	R ₃ (Ω)
FLM1414-15F	4355	10	12	1	4.68	0.46
FLM1414-12F	3600	10	12	1	4.68	0.56
FLM1414-4F	1100	10	12	1	4.68	1.82
MGFK30V4045	350	8	12	1	1.84	11.43
FLK017WF	40	17.12	18	1	18.71	22
FHX13LG	10	3.47	3.5	1	94	3

Ένα τελευταίο θέμα που πρέπει να αντιμετωπιστεί είναι αυτό της προστασίας των FET σε περίπτωση που υπάρξει κάποιο σφάλμα στην παροχή της αρνητικής τάσης και γενικότερα, της σωστής αλληλουχίας της αρνητικής και θετικής τάσης κατά την εκκίνηση και την διακοπή της τροφοδοσίας του ενισχυτή. Είδαμε ότι τα GaAs FETs είναι εξαιρετικά ευαίσθητα στη σειρά με την οποία ενεργοποιούνται και απενεργοποιούνται η αρνητική και η θετική τάση. Είναι ρητή ανάγκη κατά την εκκίνηση του ενισχυτή να ενεργοποιείται πρώτα η αρνητική τάση V_{GG} και κατόπιν η θετική τάση V_{DD}. Επίσης, κατά την διακοπή της τροφοδοσίας, θα πρέπει να διακοπεί πρώτα η θετική τάση και μετά η αρνητική τάση. Σε περίπτωση που εφαρμοστεί θετική τάση απούσας αρνητικής τάσης, έστω και για μικρό χρονικό διάστημα, το FET θα λειτουργήσει εκτός της ασφαλούς περιοχής λειτουργίας και θα καταστραφεί.

Το σχήμα 5.46 απεικονίζει ένα κύκλωμα που παρέχει προστασία στην περίπτωση το υπάρχει σφάλμα στην παροχή αρνητικής τάσης και επιπλέον, φροντίζει ώστε σε κάθε περίπτωση να εφαρμόζονται η αρνητική και θετική τάση στα τροφοδοτούμενα FETs με την σωστή αλληλουχία. Όταν στον ακροδέκτη της αρνητικής τάσης δεν εφαρμόζεται τάση, το Q2 είναι σε αποκοπή, οπότε η τάση στον ακροδέκτη εισόδου του regulator είναι μηδενική και προφανώς, V_{DD}=0.



Σχήμα 5.46 – Κύκλωμα προστασίας

Όταν εφαρμοστεί η αρνητική τάση των -3V, το NPN Q2 αρχίζει να άγει και πολώνει το Q1 με ρεύμα βάσης που καθορίζεται με την βοήθεια της αντίστασης R_3 . Έτσι, ενεργοποιείται η είσοδος του regulator και στην έξοδο V_{DD} παίρνουμε την τάση που επιθυμούμε ρυθμίζοντας τις αντιστάσεις R_1 και R_2 . Λόγω της καθυστέρησης διάδοσης που εισάγεται λόγω αυτού του διακοπτικού κυκλώματος μεταξύ του ακροδέκτη της αρνητικής τάσης και της εξόδου VDD, η θετική τάση εμφανίζεται στον ακροδέκτη του VDD μετά από μικρό χρονικό διάστημα.

Στο σχήμα 5.47 φαίνεται ότι αν η αρνητική τροφοδοσία είναι απούσα, τότε η έξοδος V_{DD} είναι μηδέν. Αντίθετα, στο σχήμα 5.48 φαίνεται ότι αν η αρνητική τροφοδοσία των -3 V είναι παρούσα, τότε η έξοδος V_{DD} είναι μεταπίπτει στα 12 V. Τέλος, στο σχήμα 5.49α, στην θέση της αρνητικής τροφοδοσίας έχει τοποθετηθεί γεννήτρια αρνητικών παλμών προκειμένου να διασφαλισθεί ότι ποτέ δεν ανέρχεται η στάθμη της εξόδου V_{DD} στα 12 V χωρίς να έχει προηγούμενα να έχει ενεργοποιηθεί η αρνητική τροφοδοσία και επίσης ότι πρώτα κατέρχεται η στάθμη της εξόδου V_{DD} από τα 12 V και μετά μηδενίζεται η αρνητική τροφοδοσία. Πράγματι, κάτι τέτοιο επιβεβαιώνεται στην προσομοίωση του σχήματος 5.49β.



Σχήμα 5.47 – Προσομοίωση κυκλώματος προστασίας απούσας της αρνητικής τάσης



Σχήμα 5.48 – Προσομοίωση κυκλώματος προστασίας με παρούσα την αρνητική τάσης των -3V



Σχήμα 5.49 – Κύκλωμα προστασίας με γεννήτρια παλμών στην είσοδο αρνητικής τάσης για τον έλεγχο του συγχρονισμού

5.6 Συζήτηση επί των προδιαγραφών

<u>Κέρδος</u>

Είδαμε ότι το γραμμικό κέρδος είναι ίσο με 54.1 dB και επομένως, το κέρδος στο σημείο συμπίεσης 1 dB είναι G_{1dB} = 53.1 dB.

Ισχύς εξόδου στο σημείο συμπίεσης 1 dB

Στην ιδανική περίπτωση που τα FET της τελευταίας βαθμίδας είναι τέλεια προσαρμοσμένα προς την ισχύ, το καθένα θα αποδίδει 42 dBm. Επομένως, αν η αποδοτικότητα των συζευκτών της τελευταίας βαθμίδας ήταν 100%, η ισχύς εξόδου θα ήταν 48 dBm ή 63 W. Όμως, κυρίως λόγω των ωμικών απωλειών, η αποδοτικότητα στη σύζευξη ισχύος θα είναι μειωμένη (βλ. παράγραφο 4.3) της τάξεως του 85-90%.

Εικόνα θορύβου

Η εικόνα θορύβου του πρώτου σταδίου μεγιστοποιείται εντός της ζώνης λειτουργίας στα 14 GHz παίρνοντας την τιμή των 1.3 dB. Στην ίδια συχνότητα, το κέρδος του είναι 12.1 dB. Είναι επομένως έκδηλο ότι το όριο των 10 dB για την εικόνα θορύβου είναι εξασφαλισμένο.

<u>Αποδοτικότητα</u>

Με βάση τον πίνακα που ακολουθεί

Μοντέλο	I _{DS} (mA)	V ₁ (V)
FLM1414-15F (x6)	4355	10
FLM1414-12F	3600	10
FLM1414-4F	1100	10
MGFK30V4045	350	8
FLK017WF	40	17.12
FHX13LG	10	3.47

Βλέπουμε ότι η καταναλισκόμενη ισχύς στις βαθμίδες του ενισχυτή είναι περίπου

 $P_{_{DC}} = 6 \cdot 10 \cdot 4.355 + 10 \cdot 3.6 + 10 \cdot 1.1 + 8 \cdot 0.35 + 17.1 \cdot 0.04 + 3.5 \cdot 0.01 = 311.8W$

Με ισχύ εξόδου 48 dBm ή 63 W, η αποδοτικότητα θα είναι

$$n = \frac{63W}{311.8W} = 20.2\%$$

Βεβαίως, τα κυκλώματα τροφοδοσίας καταναλώνουν επιπλέον ισχύ. Με βάση το σχήμα 5.48 (όπου βλέπουμε ότι το ρεύμα από το τροφοδοτικό των 24 V

είναι ελαφρώς μεγαλύτερο από το ρεύμα στο φορτίο), συμπεραίνουμε ότι το συνολικό ρεύμα που θα πρέπει να αποδίδει το τροφοδοτικό θα πρέπει να είναι περίπου 37.5 A (τα 2.5 A είναι απαιτούνται από τους αντιστροφείς), τιμή που είναι εντός των προδιαγραφών. Η συνολική αποδοτικότητα περιλαμβανομένων των κυκλωμάτων τροφοδοσίας μειώνεται στο

$$n = \frac{63W}{24 \cdot 37.5VA} = 7\%$$

<u>Γραμμικότητα</u>

Όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 3.10, μπορούμε να εκτιμήσουμε την τιμή του σημείου σύμπτυξης τρίτης τάξης ενός ενισχυτή δύο σταδίων με την βοήθεια της σχέσης (3.102). Εν προκειμένω, όπου έχουμε έναν ενισχυτή 7 σταδίων, η σχέση αυτή ανάγεται στην

$$IP = \frac{1}{\frac{1}{IP_{7}} + \frac{1}{G_{7}IP_{6}} + \frac{1}{G_{7}G_{6}IP_{5}} + \frac{1}{G_{7}G_{6}G_{5}IP_{4}} + \frac{1}{G_{7}G_{6}G_{5}G_{4}IP_{3}} + \frac{1}{G_{7}G_{6}G_{5}G_{4}G_{3}IP_{2}} + \frac{1}{G_{7}G_{6}G_{5}G_{4}G_{3}G_{2}IP_{1}}}$$
(5.10)

Επομένως, δεδομένων των κερδών των σταδίων (πλην του πρώτου) και των σημείων σύμπτυξης τους τρίτης τάξης, μπορούμε να υπολογίσουμε το συνολικό σημείο σύμπτυξης τρίτης τάξης.

Πολλές φορές αντί του σημείου σύμπτυξης τρίτης τάξης, IP_{out}, ενός τρανζίστορ δίδεται η παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης IMD σε συγκεκριμένη ισχύ εξόδου (P_{out} at Single Carrier Level, SCL), όταν στην είσοδο εφαρμόζεται μονοτονικό σήμα. Σ' αυτή την περίπτωση, προκειμένου να υπολογισθεί το IP_{out} του τρανζίστορ, χρησιμοποιούνται οι σχέσεις (1.7) και (1.8), που ξαναδίνονται εδώ για ευκολία.

$$IMD = P_{out}(f_2) - P_{out}(2f_2 - f_1)$$
(5.11)

$$IMD = \frac{2}{3} \left(IP_{out} - P_{out} \left(2f_2 - f_1 \right) \right)$$
(5.12)

Εξ' αυτών έπεται ότι

$$IP_{out} = \frac{3}{2}IMD + P_{out} (2f_2 - f_1)$$
 (5.13)

$$IP_{out} = \frac{1}{2}IMD + P_{out}(f_2)$$
(5.14)

Με χρήση της τελευταίας σχέσης μπορεί να υπολογισθεί το IP_{out} ενός τρανζίστορ όταν γνωρίζουμε τα IMD και P_{out} , SCL = $P_{out}(f_2)$.

Παρακάτω παραθέτονται οι δοθείσες προδιαγραφές για τα χρησιμοποιούμενα τρανζίστορ και όπου χρειάζεται υπολογίζεται το IP_{out} τους με βάση την σχέση (5.14).

FET	IMD	Pout, SCL	IP _{out}	IP _{out}
FLM1414-15F	45 dBm	30 dBm	-	52.5 dBm
FLM1414-12F	-	-	-	-
FLM1414-4F	46 dBm	25.5 dBm	-	48.5 dBm
MGFK30V4045	-	-	43dBm	43dBm
FLK017WF	-	-	-	-
FHX13LG	-	-	-	-

Εξάλλου, λαμβάνοντας υπόψιν την (5.13) βλέπουμε ότι το IP_{out} των επιμέρους βαθμίδων διαμορφώνεται όπως στον παρακάτω πίνακα. Η 7^η βαθμίδα λόγω της σύζευξης τεσσάρων FLM1414-15F θα έχει IP_{out} αυξημένο κατά 6 dB σε σχέση με ένα FLM1414-15F. Ομοίως, η 6^η βαθμίδα θα έχει IP_{out} αυξημένο κατά 3 dB σε σχέση με ένα FLM1414-15F.

βαθμίδα	IMD	Pout, SCL	IP _{out}	IP _{out}
7 ^η	45 dBm	30 dBm	-	58.5 dBm
6 ^η	-	-	-	55.5 dBm
5 ^η	46 dBm	25.5 dBm	-	-
4 ^η	-	-	43dBm	48.5 dBm
3 ^η	-	-	-	43dBm
2 ^η	-	-	-	-
1 ^η	-	-	-	-

Επειδή δεν διαθέτουμε πληροφορίες για την γραμμικότητα για όλα τα τρανζίστορ, δεν μπορούμε να υπολογίσουμε το συνολικό IP με βάση την σχέση (5.10). Όμως όπως είναι σαφές από αυτή την σχέση, το συνολικό IP_{out} τρίτης τάξης θα είναι φραγμένο από το IP_{out} τρίτης τάξης της έβδομης βαθμίδας. Δηλαδή, θα είναι μικρότερο από 58.5 dBm. Αν χρησιμοποιήσουμε τυπικές τιμές για το IP_{out} των τρανζίστορ για τα οποία δεν έχουμε πληροφορίες, υπολογίζεται μια τιμή για το συνολικό IP_{out} γύρω στα 55 dBm. Η προσεγγιστική τιμή αυτή είναι υποδεέστερη από τον αρχικό στόχο των 60 dBm, ωστόσο δεν υπάρχει περιθώριο βελτίωσης αφού το FLM1414-15F ήταν το μόνο διαθέσιμο FET στο εμπόριο με τόσο υψηλή ισχύ εξόδου.

<u>VSWR εισόδου / εξόδου</u>

Είδαμε ότι VSWR_{in} ≤ 1.64 και VSWR_{out} ≤ 1.08, τιμές που είναι σαφώς καλύτερες από την μέγιστη ανεκτή τιμή VSWR_{in/out} < 2.

Γ. Παραρτήματα

Παράρτημα 1

Πυκνωτές Σύζευξης και

Πυκνωτές Παράκαμψης

Οι πυκνωτές χρησιμοποιούνται στους μικροκυματικούς ενισχυτές είτε ως πυκνωτές σύζευξης είτε ως πυκνωτές παράκαμψης. Οι πυκνωτές συνδέονται σε σειρά μεταξύ των επιμέρους βαθμίδων με σκοπό να σκοπό να αποκόπτουν την dc συνιστώσα του σήματος και να μεταφέρουν αποδοτικά την ενέργεια του μικροκυματικού σήματος από την μια βαθμίδα στην άλλη. Η αποκοπή της dc συνιστώσας γίνεται εξ' ορισμού. Ωστόσο, η ενεργειακή σύζευξη των βαθμίδων προϋποθέτει την σωστή επιλογή πυκνωτή βάσει μια σειρά από σημαντικές παραμέτρους που εξαρτώνται από την συχνότητα.

Οι πυκνωτές παράκαμψης συνδέονται παράλληλα σε ένα σημείο για μεταφορά ενέργειας από αυτό το σημείο προς τη γη. Η διαφορά με τους πυκνωτές σύζευξης είναι ότι η ενέργεια αυτή αφορά ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων και εκτός της ζώνης λειτουργίας. Επομένως, οι ίδιες αρχές που εφαρμόζονται για τους πυκνωτές σύζευξης εφαρμόζονται και στην περίπτωση των πυκνωτών παράκαμψης με τη διαφορά ότι πρέπει να λαμβάνεται υπόψιν μια ευρύτερη ζώνη συχνοτήτων.



Σχήμα Π1.1 – Πυκνωτής σύζευξης



Σχήμα Π1.2 – Πυκνωτής παράκαμψης

Στο σχήμα Π1.1 φαίνεται ένας πυκνωτής σύζευξης συνδεδεμένος μεταξύ των ενισχυτικών βαθμίδων και στο σχήμα Π1.2 ένας πυκνωτής παράκαμψης. Τόσο στην μια όσο και στην άλλη περίπτωση, ο πυκνωτής C₀ απεικονίζεται με

το ισοδύναμο μοντέλο του. Με R_S συμβολίζεται η ισοδύναμη αντίσταση σε σειρά (Equivalent Series Resistance, ESR), με L_S συμβολίζεται η ισοδύναμη επαγωγή σε σειρά (Equivalent Series Inductance, ESL) και με C_p συμβολίζεται η παρασιτική χωρητικότητα που σχετίζεται με την συχνότητα παράλληλου συντονισμού f_{PR} (parallel resonant frequency). Κάθε πυκνωτής όπως θα δούμε εμφανίζει σε ορισμένα σημεία του φάσματος απότομη αύξηση της εμπέδησής του που μπορούν να μοντελοποιηθούν με την προσθήκη του πυκνωτή C_P. Μακριά από αυτά τα σημεία η επίδραση αυτού του πυκνωτή μπορεί να αμεληθεί.

Στην συνέχεια αναλύονται τα κυριότερα χαρακτηριστικά των πυκνωτών που λαμβάνονται υπόψιν κατά την σχεδίαση, όπως προκύπτουν από την μελέτη του παραπάνω ισοδύναμου κυκλώματος.

Εμπέδηση Πυκνωτή

Το πλάτος της εμπέδησης ενός πυκνωτή προφανώς είναι

$$\sqrt{(ESR)^{2} + (X_{L} - X_{C})^{2}}$$
 (П1.1)

Όπως φαίνεται από αυτή την σχέση η εμπέδηση του πυκνωτή επηρεάζεται σημαντικά από την αντίδρασή του (X_L-X_C). Είναι λοιπόν απαραίτητο να γνωρίζουμε το πλάτος της εμπέδησης στην επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων. Ένας κατάλληλα επιλεγμένος πυκνωτής θα έχει μικρή εμπέδηση σε αυτές τις συχνότητες ώστε, σε περιπτώσεις σύζευξης, η μεταφορά ενέργειας να γίνεται χωρίς απώλειες και σε περιπτώσεις παράκαμψης, η γείωση των επιθυμητών συχνοτήτων να γίνεται όσο το δυνατόν πιο αποδοτικά.

Στην συχνότητα συντονισμού f_{SR} σε σειρά (series resonant frequency) που υπολογίζεται από τον τύπο

$$f_{SR} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_SC_0}} \tag{P1.2}$$

η αντίδραση του πυκνωτή μηδενίζεται και η εμπέδησή του γίνεται ίση με ESR. Σε αυτή την συχνότητα ο πυκνωτής έχει ελάχιστη εμπέδηση. Αντίθετα, στην f_{PR} η εμπέδηση μπορεί να είναι ιδιαίτερα υψηλή. Στο σχήμα Π1.3 φαίνεται το διάγραμμα της εμπέδηση ενός πυκνωτή συναρτήσει της συχνότητας. Στο 1 GHz ελαχιστοποιείται η εμπέδησή του. Η συχνότητα αυτή επομένως ταυτίζεται με την f_{SR}. Όπως φαίνεται από το σχήμα Π1.3, η εμπέδηση του πυκνωτή για συχνότητες κάτω από την f_{SR} επικρατεί ένας όρος της μορφής 1/Cω και η συμπεριφορά είναι χωρητική. Για συχνότητες μεγαλύτερες από την f_{SR} επικρατεί ένας γραμμικός όρος της μορφής Lω και η συμπεριφορά γίνεται επαγωγική.



Σχήμα Π1.3 – Η εμπέδηση σε συνάρτηση με την συχνότητα

Παράμετρος S21

Είδαμε μέχρι τώρα ότι η επισκόπηση του διαγράμματος της εμπέδησης σαν συνάρτηση της συχνότητας μπορεί να μας βοηθήσει να αποφανθούμε αν ένας πυκνωτής είναι κατάλληλος για μια συγκεκριμένη εφαρμογή. Χαμηλή εμπέδηση σημαίνει σύζευξη χωρίς απώλειες και αποδοτική παράκαμψη. Εναλλακτικά, αντί του διαγράμματος της εμπέδησης μπορεί να χρησιμοποιηθεί το διάγραμμα της παραμέτρου S₂₁ του πυκνωτή σαν συνάρτηση της συχνότητας. Το πλεονέκτημα σε αυτή την περίπτωση είναι ότι ο σχεδιαστής δια της παραμέτρου S₂₁ αποκτά άμεση αντίληψη των απωλειών που υπεισέρχονται κατά την μεταφορά της ενέργειας. Στο σχήμα Π1.4 φαίνεται το διάγραμμα αυτό για έναν τυχαίο πυκνωτή.



Σχήμα Π1.4 – Απώλειες S21 σε συνάρτηση με την συχνότητα

Όπως φαίνεται στις συχνότητες 1.6 GHz και 2.4 GHz υπάρχουν απότομα βυθίσματα που οφείλονται σε παράλληλους συντονισμούς. Είναι ιδιαίτερα σημαντικό να λαμβάνεται υπόψιν η παρουσία τέτοιων βυθισμάτων. Αν ένα τέτοιο βύθισμα βρίσκεται εντός της ζώνης ενδιαφέροντος, θα πρέπει ο σχεδιαστής να αποφασίσει κατά πόσο το βάθος του είναι ανεκτό. Συνήθως, αν η παράμετρος S₂₁ δεν υπερβαίνει κατά απόλυτη τιμή μερικά δέκατα του dB, τότε ο υπό εξέταση πυκνωτής μπορεί να θεωρηθεί κατάλληλος.
Παράρτημα 2: Φύλλα προδιαγραφών

Βιβλιογραφία

1. Guillermo Gonzalez, "Microwave τρανζίστορ amplifiers: analysis and design", Prentice Hall, 1997.

2. Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko, "RF circuit design", Prentice Hall, 2000.

3. Steve C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", Artech House, 1999.

4. Steve C. Cripps, "Advanced Techniques in RF Power Amplifier design", Artech House, 2002.

5. John L. B. Walker (Editor), "High Power GaAs FET Amplifiers", Artech House, 1993

6. Terry Edwards, "Foundations for Microstrip Circuit Design", Second Edition, John Wiley & Sons, 1992.

7. Gerard Maral, "VSAT Networks", Second Edition, John Wiley & Sons, 2003.

8. Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου, «Εισαγωγή στα Μικροκύματα», Παπασωτηρίου, 1994.

9. Ν. Ουζούνογλου, Δ. Κακλαμάνη, Σημειώσεις «Τηλεπικοινωνιακή Ηλεκτρονική», 1998.

10. Χ. Καψάλης, Π. Κωττής, «Δορυφορικές Επικοινωνίες», Τζιόλα, 2003.