



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ  
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΟΠΤΙΚΩΝ ΙΝΩΝ

## Ηλεκτρονικό Βιβλίο για τη Σχεδίαση Μικροκυματικών Κυκλωμάτων

Έργο: ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΣΠΟΥΔΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ & ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ  
στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών του ΕΜΠ

Δράση Δρ.4.4: Ηλεκτρονικό εκπαιδευτικό υλικό βασισμένο σε εξειδικευμένο  
λογισμικό πολυμέσων και προσομοίωσης

Δρ. Καρανάσιου Ειρήνη

Δρ. Τσενές Πέτρος

Αθήνα, Οκτώβριος 2004



# Πίνακας Περιεχομένων

Πίνακας Περιεχομένων .....	1
Πίνακας Σχημάτων .....	3
Πίνακας Πινάκων .....	7
1. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ .....	9
1.1. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΚΑΙ ΕΙΔΗ ΦΙΛΤΡΩΝ .....	9
1.1.1. Γενικά θεωρητικά στοιχεία .....	9
1.1.2. Σχεδιαστική υλοποίηση φίλτρων .....	12
1.1.2.1. Απόκριση Butterworth .....	13
1.1.2.2. Απόκριση Chebyshev .....	15
1.2. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ .....	18
1.2.1. Εισαγωγή .....	18
1.2.2. Προσδιορισμός των συγκεντρωμένων στοιχείων και αρχική προσομοίωση .....	19
1.2.3. Προσδιορισμός των κατανεμημένων στοιχείων και αποτελέσματα .....	21
1.2.4. Layout του φίλτρου .....	24
2. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ .....	25
2.1. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ .....	25
2.1.1. Εισαγωγή .....	25
2.1.2. Θεωρητικά στοιχεία για τρανζίστορς σε μικροκυματικές συχνότητες .....	26
2.1.3. Παράγοντες που επηρεάζουν την επιλογή των τρανζίστορς .....	27
2.1.4. Βασικά μεγέθη χαρακτηρισμού των ενισχυτών .....	27
2.1.4.1. Κέρδος ισχύος .....	28
2.1.4.2. Ευστάθεια .....	29
2.1.4.3. Συντελεστής θορύβου .....	30
2.1.4.4. Προσαρμογή .....	32
2.1.4.5. Μη γραμμική συμπεριφορά ενισχυτών .....	32

2.1.4.6.	Κυκλώματα πόλωσης ενισχυτών .....	34
2.2.	ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ .....	35
2.2.1.	Εισαγωγή.....	35
2.2.2.	DC ανάλυση και κυκλώματα πόλωσης.....	35
2.2.3.	Κυκλώματα προσαρμογής.....	37
2.2.4.	Αποτελέσματα μη γραμμικής ανάλυσης.....	44
2.2.5.	Layout του ενισχυτή .....	46
3.	ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΑΝΑΒΙΒΑΣΤΩΝ ΚΑΙ ΥΠΟΒΙΒΑΣΤΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ .....	47
3.1.	ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΜΙΞΗΣ ΚΑΙ ΕΙΔΗ ΜΙΚΤΩΝ .....	47
3.1.1.	Εισαγωγή.....	47
3.1.2.	Βασικά μεγέθη χαρακτηρισμού των μικτών.....	49
3.1.2.1.	Προσαρμογή θυρών.....	49
3.1.2.2.	Κέρδος μετατροπής.....	50
3.1.2.3.	Σημείο συμπίεσης 1 dB.....	50
3.1.2.4.	Παραμόρφωση λόγω αρμονικών .....	51
3.1.2.5.	Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.....	52
3.1.2.6.	Απομόνωση μεταξύ των θυρών .....	53
3.1.2.7.	Θερμοκρασία θορύβου και εικόνα θορύβου.....	54
3.1.3.	Βασικές τοπολογίες μικτών .....	54
3.1.4.	Ενεργοί μίκτες ενός στοιχείου.....	56
3.1.4.1.	Τρανζίστορες διπλής πύλης.....	56
3.1.4.2.	Μίκτης απλού στοιχείου διπλής πύλης.....	59
3.1.5.	Ισορροπημένοι μίκτες με FETs.....	60
3.1.5.1.	Γενικές αρχές .....	60
3.1.5.2.	Πρακτική υλοποίηση ισορροπημένων FET μικτών .....	62
3.2.	ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ .....	65
3.2.1.	Εισαγωγή.....	65
3.2.2.	DC ανάλυση και κυκλώματα πόλωσης.....	66
3.2.3.	Κυκλώματα προσαρμογής και βαθυπερατό φίλτρο .....	69
3.2.4.	Αποτελέσματα μη γραμμικής ανάλυσης.....	76
3.2.5.	Layout του υποβιβαστή συχνότητας.....	81

## Πίνακας Σχημάτων

Σχήμα 1.1.1. Κυκλωματική διάταξη προσαρμογής φορτίου.....	10
Σχήμα 1.1.2. Κυκλωματική διάταξη βαθυπερατού φίλτρου.....	10
Σχήμα 1.1.3. Σύνδεση φορτίου με πηγή τάσης.....	11
Σχήμα 1.1.4. Συνδεσμολογία βαθυπερατών φίλτρων.....	13
Σχήμα 1.1.5. α) Απόκριση maximally-flat και β) απόκριση equal-ripple.....	13
Σχήμα 1.1.6. Νομόγραμμα για την maximally flat απόκριση.....	14
Σχήμα 1.1.7. Νομόγραμμα για την equal ripple απόκριση.....	16
Σχήμα 1.2.1. Στελέχη γραμμών μεταφοράς που ισοδυναμούν με συγκεντρωμένα στοιχεία L και C.....	19
Σχήμα 1.2.2. Κυκλωματική διάταξη του φίλτρου με συγκεντρωμένα στοιχεία στο ADS.....	20
Σχήμα 1.2.3. Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλώματος φίλτρου με συγκεντρωμένα στοιχεία.....	21
Σχήμα 1.2.4. Το παράθυρο του LineCalc με τη βοήθεια του οποίου προσδιορίζεται το πλάτος των τμημάτων των γραμμών μεταφοράς.....	22
Σχήμα 1.2.5. Κυκλωματική διάταξη του φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία στο ADS.....	23
Σχήμα 1.2.6. Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλώματος φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία.....	24
Σχήμα 1.2.7. Layout του φίλτρου.....	24
Σχήμα 2.1.1. Γενική μορφή δίθυρου δικτύου.....	28
Σχήμα 2.1.2. FET προσαρμοσμένο για μέγιστο κέρδος ( $\Gamma_s \cong 0$ και $\Gamma_L \cong 0$ ).....	29
Σχήμα 2.1.3. Γραφική παράσταση του compression point ενός FET.....	33
Σχήμα 2.1.4. Διάφορα κυκλώματα πόλωσης ενισχυτών.....	34
Σχήμα 2.2.1. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό του σημείου πόλωσης του τρανζίστορ.....	35
Σχήμα 2.2.2. I/V χαρακτηριστικές του pHEMT με πλάτος πύλης 60 x 4 $\mu\text{m}$ .....	36
Σχήμα 2.2.3. Κυκλώματα πόλωσης του μικροκυματικού ενισχυτή.....	37
Σχήμα 2.2.4. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τοπολογίας.....	37
Σχήμα 2.2.5. Συντελεστές ανάκλασης των θυρών και παράμετροι ευστάθειας της μη προσαρμοσμένης τοπολογίας.....	38
Σχήμα 2.2.6. Κυκλωματική διάταξη πολωμένου και προσαρμοσμένου ενισχυτή.....	39
Σχήμα 2.2.7. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της προσαρμοσμένης τοπολογίας.....	40

Σχήμα 2.2.8. Συντελεστές ανάκλασης των θυρών και παράμετροι ευστάθειας της προσαρμοσμένης τοπολογίας. .....	41
Σχήμα 2.2.9. Πλήρης κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τελικής τοπολογίας.....	42
Σχήμα 2.2.10. Οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου και εξόδου και η χαρακτηριστική του κέρδους της τελικής τοπολογίας του μικροκυματικού ενισχυτή χαμηλού θορύβου. ....	42
Σχήμα 2.2.11. Παράμετροι ευστάθειας της τελικής τοπολογίας. ....	43
Σχήμα 2.2.12. Εικόνα θορύβου του ενισχυτή.....	44
Σχήμα 2.2.13. Λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης για τη μη γραμμική ανάλυση.....	45
Σχήμα 2.2.14. Μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου.....	45
Σχήμα 2.2.15. Layout του μικροκυματικού ενισχυτή χαμηλού θορύβου.....	46
Σχήμα 3.1.1. Η λειτουργία του ιδανικού πολλαπλασιαστή. ....	48
Σχήμα 3.1.2. Συχνότητες συνιστωσών μικρού σήματος LO αρμονικών. ....	48
Σχήμα 3.1.3. (α) Ο μίκτης ως απλός διακόπτης και (β) ο μίκτης ως διπλός διακόπτης.....	49
Σχήμα 3.1.4. Ορισμός του σημείου συμπίεσης 1 dB.....	51
Σχήμα 3.1.5. Παράγωγα που οφείλονται στην παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.....	52
Σχήμα 3.1.6. Ορισμός των σημείων σύμπτωσης για τα 2 <sup>ης</sup> και 3 <sup>ης</sup> τάξης παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης.....	53
Σχήμα 3.1.7. Απλές τοπολογίες (α) μίκτη απλού στοιχείου, (β) απλά ισορροπημένου μίκτη και (γ) διπλά ισορροπημένου μίκτη. ....	55
Σχήμα 3.1.8. Ένα τρανζίστορ διπλής πύλης μοντελοποιημένο ως η εν σειρά σύνδεση δύο τρανζίστορς απλής πύλης.....	57
Σχήμα 3.1.9. Παρουσίαση των I/V χαρακτηριστικών ενός FET διπλής πύλης με τη βοήθεια των I/V χαρακτηριστικών του απλού FET θεωρώντας ως παράμετρο (α) τη $V_{gs2}$ , (β) τη $V_{gs1}$ . ....	58
Σχήμα 3.1.10. Μίκτης απλού στοιχείου διπλής πύλης.....	59
Σχήμα 3.1.11. Απλά ισορροπημένος μίκτης με (α) συζεύκτη 180-μοιρών και (β) συζεύκτη 90-μοιρών.....	61
Σχήμα 3.1.12. (α) Διπλά ισορροπημένος μίκτης με FETs διπλής πύλης και (β) ισοδύναμο κύκλωμα.....	62
Σχήμα 3.1.13. Απλά ισορροπημένοι FET μίκτης με (α) FETs διπλής πύλης, (β) FETs απλής πύλης. ....	63
Σχήμα 3.1.14. Τοπολογία απλά ισορροπημένου μίκτη χωρίς τη χρήση LO συζεύκτη.....	64
Σχήμα 3.1.15. Διπλά ισορροπημένος μίκτης που χρησιμοποιεί FETs απλής πύλης.....	65
Σχήμα 3.2.1. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των σημείων πόλωσης των τρανζίστορς της τοπολογίας.....	66
Σχήμα 3.2.2. I/V χαρακτηριστικές του pHEMT με πλάτος πύλης 60 x 4 μm. ....	67
Σχήμα 3.2.3. Καθορισμός των διαφορικών τάσεων που ορίζουν το σημείο πόλωσης.....	68
Σχήμα 3.2.4. Κυκλώματα πόλωσης του υποβιβαστή συχνότητας. ....	68
Σχήμα 3.2.5. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τοπολογίας.....	69
Σχήμα 3.2.6. Συντελεστές ανάκλασης των θυρών της μη προσαρμοσμένης τοπολογίας. ....	70
Σχήμα 3.2.7. Κυκλωματική διάταξη πολωμένου και προσαρμοσμένου υποβιβαστή συχνότητας.....	71

Σχήμα 3.2.8. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της προσαρμοσμένης τοπολογίας.....	71
Σχήμα 3.2.9. Οι συντελεστές ανάκλασης της θύρας εισόδου LO ( $S_{11}$ ), της θύρας εισόδου RF ( $S_{22}$ ) και της θύρας εξόδου IF ( $S_{33}$ ) του υποβιβαστή συχνότητας. ....	72
Σχήμα 3.2.10. Κυκλωματική διάταξη πολωμένου και προσαρμοσμένου υποβιβαστή συχνότητας με βαθυπερατό φίλτρο εξόδου. ....	72
Σχήμα 3.2.11. Ιδανική και πραγματική απόκριση του βαθυπερατού φίλτρου. ....	73
Σχήμα 3.2.12. Οι συντελεστές ανάκλασης της θύρας εισόδου LO ( $S_{11}$ ), της θύρας εισόδου RF ( $S_{22}$ ) και της θύρας εξόδου IF ( $S_{33}$ ) του υποβιβαστή συχνότητας. ....	74
Σχήμα 3.2.13. Πλήρης κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τελικής τοπολογίας.....	74
Σχήμα 3.2.14. Οι συντελεστές ανάκλασης της θύρας εισόδου LO ( $S_{11}$ ), της θύρας εισόδου RF ( $S_{22}$ ) και της θύρας εξόδου IF ( $S_{33}$ ) της τελικής διάταξης του υποβιβαστή συχνότητας.....	75
Σχήμα 3.2.15. Λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης για τη μη γραμμική ανάλυση.....	77
Σχήμα 3.2.16. Λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης για τη μη γραμμική ανάλυση.....	77
Σχήμα 3.2.17. Μεταβολή του κέρδους μετατροπής συναρτήσει της ισχύος του σήματος ταλάντωσης (LO). ...	78
Σχήμα 3.2.18. Μεταβολή του κέρδους μετατροπής συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου (RF) με $P_{LO}=5$ dBm. ....	79
Σχήμα 3.2.19. Φάσμα συχνοτήτων στη θύρα εισόδου του RF σήματος.....	80
Σχήμα 3.2.20. Φάσμα συχνοτήτων στη θύρα εισόδου του LO σήματος. ....	80
Σχήμα 3.2.21. Φάσμα συχνοτήτων στη θύρα εξόδου του IF σήματος.....	81
Σχήμα 3.2.22. Layout του υποβιβαστή συχνότητας. ....	81





## Πίνακας Πινάκων

Πίνακας 1.1.1. Οι τιμές των παραμέτρων $g_n$ (απόκριση Butterworth) για $n=1$ έως 10. ....	15
Πίνακας 1.1.2. Οι τιμές των παραμέτρων $g_n$ (απόκριση Chebyshev) για $n=1$ έως 10.....	17
Πίνακας 1.2.1. Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος πάνω στο οποίο θα σχεδιασθούν οι γραμμές μεταφοράς. .....	19
Πίνακας 1.2.2. Τιμές των παραμέτρων $g_k$ .....	19
Πίνακας 1.2.3. Τιμές των στοιχείων (πηνίων και πυκνωτών) του φίλτρου. ....	20
Πίνακας 1.2.4. Ηλεκτρικά μήκη των κατανεμημένων στοιχείων που αντικαθιστούν τα συγκεντρωμένα.....	21
Πίνακας 1.2.5. Πραγματικά μήκη των κατανεμημένων στοιχείων που αντικαθιστούν τα συγκεντρωμένα.....	22
Πίνακας 2.2.1. Εύρη συχνότητων στα οποία οι θύρες παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης $<-10$ dB. ....	43
Πίνακας 2.2.2. Τιμές των παθητικών στοιχείων για βέλτιστα αποτελέσματα πριν και μετά τη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος. ....	43
Πίνακας 3.2.1. Εύρη συχνότητων στα οποία οι θύρες παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης $<-10$ dB. ....	73
Πίνακας 3.2.2. Εύρη συχνότητων στα οποία οι θύρες παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης $<-10$ dB. ....	76
Πίνακας 3.2.3. Τιμές των παθητικών στοιχείων για βέλτιστα αποτελέσματα πριν και μετά τη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος. ....	76



# 1. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

## 1.1. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΚΑΙ ΕΙΔΗ ΦΙΛΤΡΩΝ

### 1.1.1. Γενικά θεωρητικά στοιχεία

Τα μικροκυματικά φίλτρα χρησιμοποιούνται κυρίως για την απόρριψη σημάτων ανεπιθύμητων συχνοτήτων, ενώ ταυτόχρονα επιτρέπουν τη διέλευση σημάτων συγκεκριμένων συχνοτήτων. Τα πιο συνηθισμένα φίλτρα αυτού του είδους είναι το βαθυπερατό, το υψιπερατό, το ζωνοπερατό και το ζωνοφρακτικό. Τα εν λόγω φίλτρα χρησιμοποιούνται και ως κυκλώματα προσαρμογής φορτίων τα οποία αποτελούνται από ωμική αντίσταση  $R$  και πηνίο ή πυκνωτή. Η μελέτη των Bode και Fano έδειξε ότι υπάρχουν ορισμένοι περιορισμοί όσον αφορά στην προσαρμογή τέτοιων φορτίων. Αποδείχθηκε ότι η απόδοση της μετάδοσης και το εύρος ζώνης της προσαρμογής είναι αλληλοσυγκρουόμενοι στόχοι. Τα βέλτιστα αποτελέσματα, τα οποία είναι δυνατό να επιτευχθούν καθορίζονται από τη σχέση:

$$\int_0^{+\infty} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{R_o C_1} \quad (1.1)$$

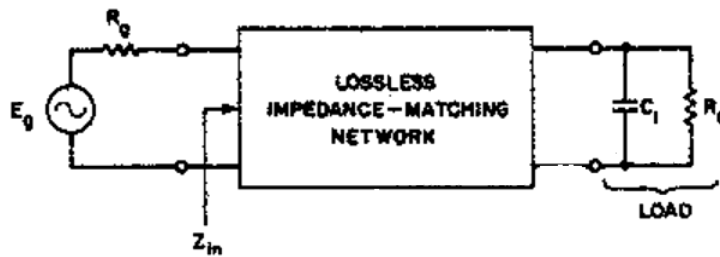
όπου  $\Gamma = \frac{Z_{in} - R_g}{Z_{in} + R_g}$  είναι ο συντελεστής ανάκλασης από την πηγή προς το κύκλωμα προσαρμογής,

$R_g$  είναι η εσωτερική αντίσταση της πηγής και  $C_1$  είναι το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης του φορτίου. Τα παραπάνω φαίνονται στο επόμενο σχήμα

Γνωρίζουμε ότι σε ένα παθητικό κύκλωμα  $0 \leq |\Gamma| \leq 1$ , όπου  $|\Gamma|=1$  όταν έχουμε πλήρη ανάκλαση και  $|\Gamma|=0$  όταν έχουμε τέλεια μετάδοση. Επομένως όσο μεγαλύτερη είναι η ποσότητα

$\ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right|$  τόσο μικρότερη είναι η ανάκλαση. Όμως από τη σχέση (1.1) προκύπτει ότι το εμβαδόν κάτω από την καμπύλη της συνάρτησης  $\ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right|$  ως προς το  $\omega$  δεν μπορεί να γίνει μεγαλύτερο του  $\frac{\pi}{R_0 C_1}$ . Στην περίπτωση που επιθυμείται καλή προσαρμογή στις συχνότητες μεταξύ  $\omega_\alpha$  και  $\omega_\beta$  προκύπτει η ίδια σχέση με την (1.1), περιορισμένη ωστόσο στο συγκεκριμένο εύρος ζώνης:

$$\int_{\omega_\alpha}^{\omega_\beta} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{R_0 C_1} \quad (1.2)$$



Σχήμα 1.1.1. Κυκλωματική διάταξη προσαρμογής φορτίου.

Θεωρητικά βέλτιστη προσαρμογή επιτυγχάνεται όταν  $|\Gamma|=1$  σε όλες τις συχνότητες εκτός από το φάσμα μεταξύ των  $\omega_\alpha$  και  $\omega_\beta$  όπου  $|\Gamma|=0$ . Ωστόσο, με τη βοήθεια της σχέσης (1.2) προκύπτει ότι η βέλτιστη τιμή του  $\Gamma$  που είναι δυνατό να επιτευχθεί δίνεται από τη σχέση:

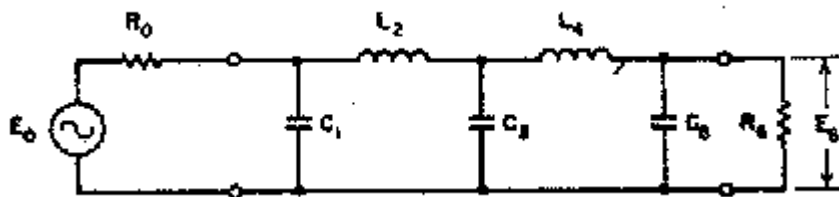
$$|\Gamma| = e^{\frac{-\pi}{(\omega_\beta - \omega_\alpha) R_0 C_1}}, \quad \omega_\alpha \leq \omega \leq \omega_\beta \quad (\alpha)$$

$$|\Gamma| = 1, \quad 0 \leq \omega \leq \omega_\alpha \quad \text{και} \quad \omega_\beta \leq \omega \leq +\infty \quad (\beta)$$

απ' όπου προκύπτει ότι στην περίπτωση μη ωμικού φορτίου δεν είναι δυνατό να επιτευχθεί τέλεια προσαρμογή.

Για την περίπτωση ενός βαθυπερατού φίλτρου, το κυκλωματικό διάγραμμα του οποίου παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.1.2, η φάση της συνάρτησης μεταφοράς ορίζεται από τη σχέση:

$$\varphi = \arg \frac{E_0}{E_6} \text{ rad} \quad (1.4)$$



Σχήμα 1.1.2. Κυκλωματική διάταξη βαθυπερατού φίλτρου.

Η καθυστέρηση φάσης του συγκεκριμένου δικτύου, σε οποιαδήποτε συχνότητα, δίνεται από τη σχέση  $t_p = \frac{\varphi}{\omega}$  sec, ενώ η καθυστέρηση ομάδας από τη σχέση  $t_d = \frac{d\varphi}{d\omega}$  sec. Πολύ σημαντική παράμετρος είναι η καθυστέρηση ομάδας, η οποία καθορίζει το χρόνο που απαιτείται για ένα σήμα να μεταδοθεί διαμέσου ενός δικτύου. Η φάση της συνάρτησης μεταφοράς καθώς η συχνότητα τείνει στο άπειρο πλησιάζει την τιμή  $\frac{n\pi}{2}$  rad όπου n είναι ο αριθμός των στοιχείων του κυκλώματος προσαρμογής.

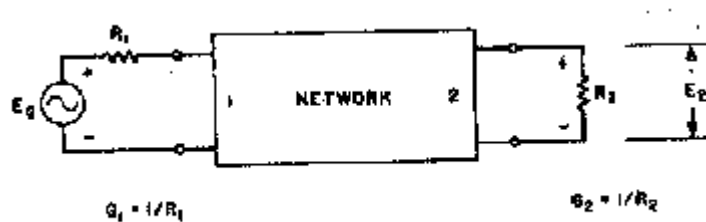
Παρατηρούμε ότι το μεγαλύτερο μέρος της μετατόπισης φάσης λαμβάνει χώρα στο εύρος  $\omega = 0$  rad/sec ως  $\omega = \omega_1$  rad/sec, όπου  $\omega_1$  είναι η συχνότητα αιχμής του φίλτρου. Μια πρόχειρη εκτίμηση της καθυστέρησης ομάδας στο εύρος ζώνης ενός βαθυπερατού φίλτρου δίνεται από τη σχέση:

$$t_d \cong \frac{n\pi}{2\omega_1} \text{ sec} \tag{1.5}$$

όπου και πάλι n είναι ο αριθμός των στοιχείων του φίλτρου. Στην περίπτωση ενός ζωνοπερατού φίλτρου η μετατόπιση φάσης στο εύρος από  $\omega = 0$  ως  $\omega = +\infty$  είναι  $n\pi$  rad όπου n είναι ο αριθμός των συντονιστών, ενώ η καθυστέρηση ομάδας δίνεται από τη σχέση:

$$t_d \cong \frac{n\pi}{\omega_\beta - \omega_\alpha} \text{ sec} \tag{1.6}$$

όπου  $\omega_\alpha$  και  $\omega_\beta$  είναι οι συχνότητες αιχμής του φίλτρου. Σε κατασκευές αργού κύματος (slow-wave structures) χρησιμοποιούνται η ταχύτητα φάσης  $v_p = \frac{1}{t_p}$  και η ταχύτητα ομάδας  $v_g = \frac{1}{t_d}$ , όπου l είναι το φυσικό μήκος του φίλτρου, ενώ τα  $t_p$  και  $t_d$  έχουν οριστεί προηγουμένως.



Σχήμα 1.1.3. Σύνδεση φορτίου με πηγή τάσης.

Στο Σχήμα 1.1.3 παρουσιάζεται ο συνηθισμένος τρόπος σύνδεσης ενός φορτίου με την πηγή τάσης μέσω ενός τυχαίου δικτύου  $N_{12}$ . Για το χαρακτηρισμό του δικτύου χρησιμοποιείται η συνάρτηση εξασθένισης ισχύος (insertion loss function) που ορίζεται από τη σχέση:

$$\frac{P_{2O}}{P_2} = \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 \left| \frac{E_g}{E_2} \right|^2 \quad (1.7)$$

όπου τα  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $E_g$  και  $E_2$  ορίζονται στο Σχήμα 1.1.3 ενώ  $P_2$  είναι η ισχύς που απορροφάται από την  $R_2$  όταν η τελευταία είναι συνδεδεμένη όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.1.3, ενώ  $P_{2O}$  είναι η ισχύς στην  $R_2$  όταν η  $R_2$  συνδέεται απευθείας με την πηγή.

Ωστόσο αντί της σχέσης (1.7) χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο η συνάρτηση μεταφοράς ισχύος:

$$\frac{P_{\text{avail.}}}{P_2} = \frac{1}{4} \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \left| \frac{E_g}{E_2} \right|^2 \quad (1.8)$$

η οποία ονομάζεται και λόγος απωλειών μετατροπής.

Η  $P_{\text{avail.}} = \frac{|E_g|^2}{4R_1}$  είναι η διαθέσιμη ισχύς της πηγής τάσης  $E_g$ , εσωτερικής αντίστασης  $R_1$ , ενώ  $P_2$  είναι η ισχύς που απορροφά η  $R_2$  όταν συνδέεται στην πηγή μέσω του δικτύου  $N_{12}$ . Εάν εκφράσουμε το λόγο  $\frac{P_{\text{avail.}}}{P_2}$  σε dB προκύπτει η σχέση:

$$L_A = 10 \log_{10} \left( \frac{P_{\text{avail.}}}{P_2} \right) \quad \text{dB} \quad (1.9)$$

Ο λόγος απωλειών μετατροπής συνδέεται με τη συνάρτηση απωλειών ισχύος με τη σχέση:

$$L_A = L_i + 10 \log_{10} \frac{(R_1 + R_2)^2}{4R_1R_2} \quad \text{dB} \quad (1.10)$$

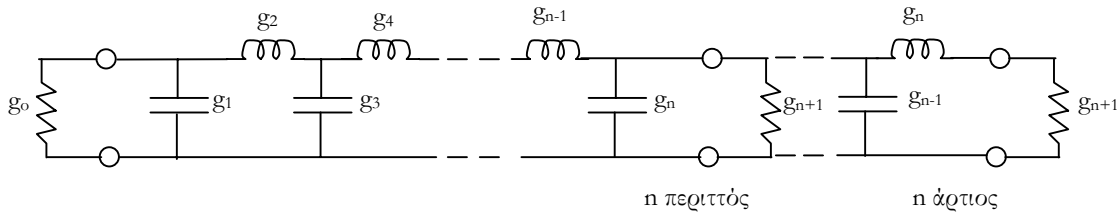
όπου  $L_i = 10 \log_{10} \frac{P_{20}}{P_2}$  dB. Επομένως, εάν  $R_1=R_2$  οι δύο συναρτήσεις ταυτίζονται.

### 1.1.2. Σχεδιαστική υλοποίηση φίλτρων

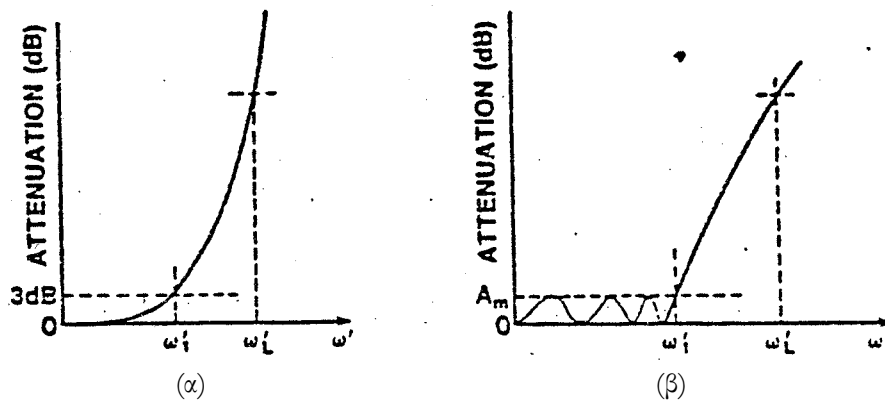
Ο συνδυασμός των πυκνωτών και των πηνίων στο Σχήμα 1.1.4 αποτελεί ένα βαθυπερατό φίλτρο, αφού όπως θα μπορούσε κανείς να παρατηρήσει στις υψηλές συχνότητες οι πυκνωτές συμπεριφέρονται ως βραχυκυκλώματα ενώ τα πηνία ως ανοικτοκυκλώματα. Το πρόβλημα λοιπόν που ανακύπτει είναι η κατάλληλη επιλογή των τιμών των στοιχείων ώστε να ικανοποιούνται κάποιες συγκεκριμένες προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιεί το φίλτρο.

Υπάρχουν πάρα πολλές διαφορετικές λύσεις για τον προσδιορισμό των τιμών των στοιχείων, στην παράγραφο όμως αυτή θα παρουσιασθούν οι δύο επικρατέστερες: α) Maximally flat

(Butterworth) απόκριση (Σχήμα 1.1.5.(α)) και β) Equal-ripple (Chebyshev) απόκριση (Σχήμα 1.1.5.(β)).



Σχήμα 1.1.4. Συνδεσμολογία βαθυπερατών φίλτρων.



Σχήμα 1.1.5. α) Απόκριση maximally-flat και β) απόκριση equal-ripple.

### 1.1.2.1. Απόκριση Butterworth

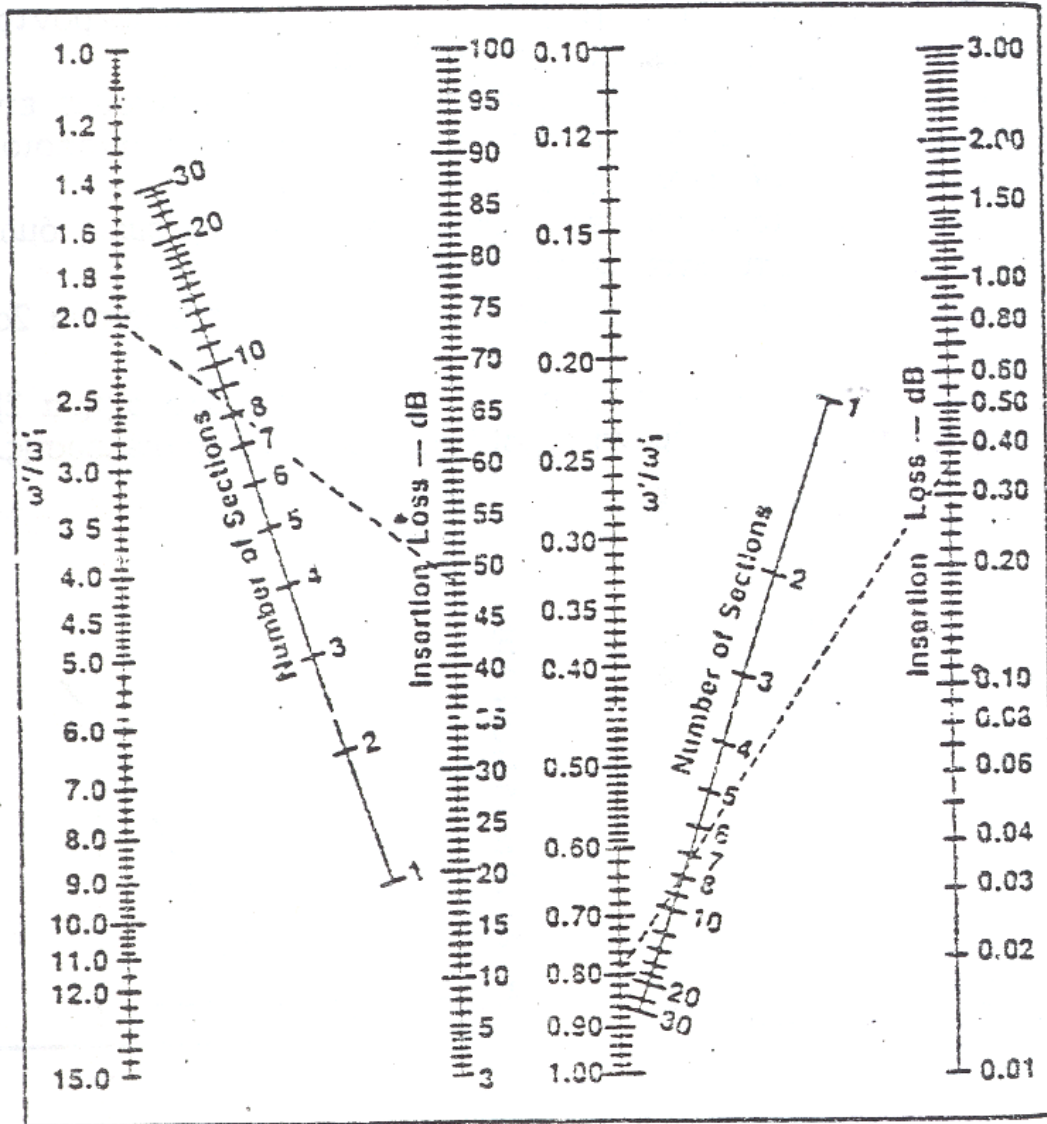
Σε ένα Butterworth low-pass (βαθυπερατό) πρότυπο το ζητούμενο είναι η καμπύλη της εξασθένησης στη ζώνη διέλευσης να είναι όσο το δυνατόν πιο επίπεδη και ταυτόχρονα να αυξάνεται μονότονα καθώς αυξάνεται η συχνότητα. Η τιμή της εξασθένησης σε decibels για μια τέτοια απόκριση δίνεται από τη σχέση:

$$I_L = 10 \cdot \log(1 + \omega'^{2n}) \tag{1.11}$$

όπου  $n$  είναι ο βαθμός του φίλτρου, δηλαδή ο αριθμός των στοιχείων που χρειάζονται για να επιτευχθεί η συγκεκριμένη απόκριση.

Με τη βοήθεια του νομογράμματος που εμφανίζεται στο Σχήμα 1.1.6 μπορούμε εύκολα να υπολογίσουμε το βαθμό του φίλτρου που χρειαζόμαστε. Το νομόγραμμα αυτό μας δίνει πληροφορίες για την εξασθένηση σε σχέση με το βαθμό του φίλτρου. Στις περισσότερες περιπτώσεις ως  $\omega'_1$  ορίζεται η συχνότητα για την οποία η εξασθένηση παίρνει την τιμή 3 dB κι άρα στο Σχήμα 1.1.6 το αριστερό τμήμα αντιπροσωπεύει την περιοχή αποκοπής ( $\omega' / \omega'_1 \geq 1$ ), ενώ το δεξί τη ζώνη διέλευσης

( $\omega'/\omega'_1 \leq 1$ ). Για παράδειγμα για  $\omega'/\omega'_1 = 2$  και  $n=8$  έχουμε εξασθένηση περίπου 48 dB, ενώ για  $\omega'/\omega'_1 = 0.8$  η εξασθένηση είναι περίπου 0.35 dB.



Σχήμα 1.1.6. Νομόγραμμα για την maximally flat απόκριση.

Για ένα Butterworth low-pass πρότυπο οι τιμές των  $g_k$  όπως φαίνονται στο Σχήμα 1.1.4 μπορούν να υπολογισθούν από τις σχέσεις:

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_k &= 2 \cdot \sin \left[ \frac{(2 \cdot k - 1) \cdot \pi}{2 \cdot n} \right] \text{ με } k=1,2,\dots,n \\
 g_{n+1} &= 1 \text{ για όλα τα } n
 \end{aligned}
 \tag{1.12}$$



VALUE OF n	$\epsilon_1$	$\epsilon_2$	$\epsilon_3$	$\epsilon_4$	$\epsilon_5$	$\epsilon_6$	$\epsilon_7$	$\epsilon_8$	$\epsilon_9$	$\epsilon_{10}$	$\epsilon_{11}$
1	2.000	1.000									
2	1.414	1.414	1.000								
3	1.000	2.000	1.000	1.000							
4	0.7654	1.848	1.848	0.7654	1.000						
5	0.6180	1.618	2.000	1.618	0.6180	1.000					
6	0.5176	1.414	1.932	1.932	1.414	0.5176	1.000				
7	0.4450	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.4450	1.000			
8	0.3902	1.111	1.663	1.962	1.962	1.663	1.111	0.3902	1.000		
9	0.3473	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.3473	1.000	
10	0.3129	0.9080	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.9080	0.3129	1.000

**Πίνακας 1.1.1.** Οι τιμές των παραμέτρων  $g_n$  (απόκριση Butterworth) για  $n=1$  έως 10.

Ο Πίνακας 1.1.1 συγκεντρώνει τις τιμές των παραμέτρων  $g_n$  για  $n=1$  έως 10.

### 1.1.2.2. Απόκριση Chebyshev

Στην περίπτωση της απόκρισης Chebyshev η τιμή της εξασθένησης παραμένει κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο  $A_m$  έως μια συγκεκριμένη συχνότητα  $\omega'_1$  και κατόπιν αυξάνεται μονότονα με την αύξηση της συχνότητας. Η εξασθένηση σε decibels στη ζώνη διέλευσης δίνεται από τη σχέση:

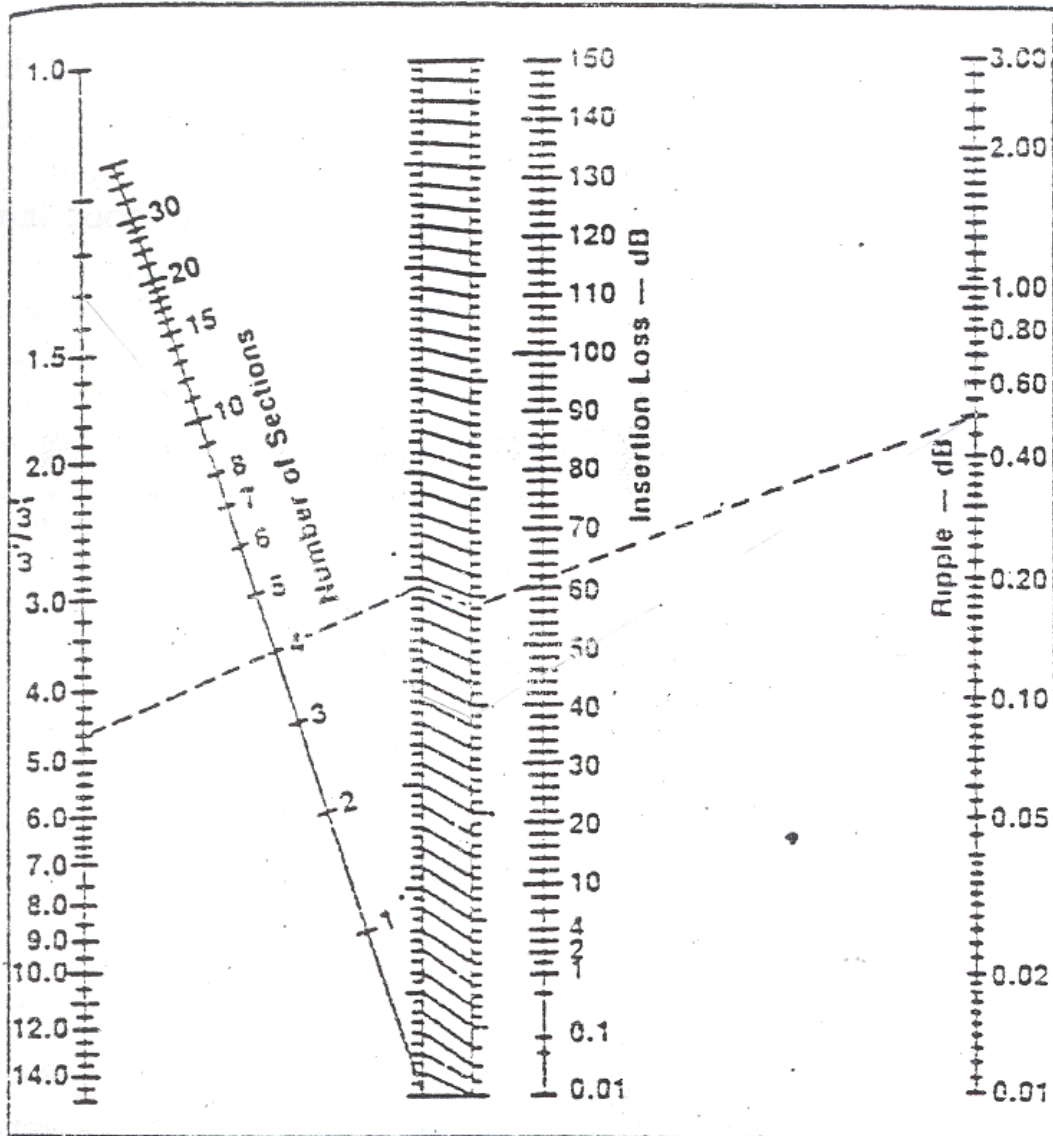
$$A = 10 \cdot \log \left[ 1 + \left( 10^{A_m/10} - 1 \right) \cdot \cos^2 \left( n \cdot \cos^{-1} \omega' \right) \right] \tag{1.13}$$

ενώ στη ζώνη αποκοπής από τη σχέση:

$$A = 10 \cdot \log \left[ 1 + \left( 10^{A_m/10} - 1 \right) \cdot \cosh^2 \left( n \cdot \cosh^{-1} \omega' \right) \right] \tag{1.14}$$

όπου  $n$  είναι και πάλι ο βαθμός του φίλτρου,  $A_m$  είναι το εύρος της κυμάτωσης σε dB και  $\omega'_1$  είναι το εύρος ζώνης για το οποίο η εξασθένηση έχει τιμή μικρότερη από  $A_m$ .

Το νομόγραμμα που παρουσιάζεται στο όπως και στην προηγούμενη περίπτωση (φίλτρα Butterworth) μας βοηθά να υπολογίσουμε το βαθμό του φίλτρου που χρειαζόμαστε. Για παράδειγμα με κυμάτωση 0.5 dB για  $\omega' / \omega'_1 = 4.6$  η εξασθένηση ενός φίλτρου 4<sup>ου</sup> βαθμού είναι περίπου 61 dB.



Σχήμα 1.1.7. Νομόγραμμα για την equal ripple απόκριση.

Οι τιμές των στοιχείων για απόκριση Chebyshev μπορούν να υπολογιστούν από τις σχέσεις:

$$g_0 = 1, g_1 = \frac{4 \cdot a_1}{\gamma},$$

$$g_k = \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} \text{ με } k=2,3,\dots,n \tag{1.15}$$

και  $g_{n+1} = 1$  όπου  $n$  περιττός /  $g_{n+1} = \coth^2(\beta/4)$  όπου  $n$  άρτιος

όπου:

$$a_k = \sin \left[ \frac{(2 \cdot k - 1) \cdot \pi}{2 \cdot n} \right], \quad b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left( \frac{k \cdot \pi}{n} \right),$$

$$\beta = \ln \left( \coth \left( \frac{A_m}{17.37} \right) \right) \text{ και } \gamma = \sinh \left( \frac{\beta}{2 \cdot n} \right)$$
(1.16)

VALUE OF n	$\epsilon_1$	$\epsilon_2$	$\epsilon_3$	$\epsilon_4$	$\epsilon_5$	$\epsilon_6$	$\epsilon_7$	$\epsilon_8$	$\epsilon_9$	$\epsilon_{10}$	$\epsilon_{11}$
0.01 db ripple											
1	0.0960	1.0000									
2	0.4488	0.4077	1.1007								
3	0.6291	0.9702	0.6291	1.0000							
4	0.7128	1.2003	1.3212	0.6476	1.1007						
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0000					
6	0.7813	1.3600	1.6896	1.5350	1.4970	0.7098	1.1007				
7	0.7969	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7969	1.0000			
8	0.8072	1.4130	1.7824	1.6833	1.8529	1.6193	1.5554	0.7333	1.1007		
9	0.8144	1.4270	1.8043	1.7125	1.9057	1.7125	1.8043	1.4270	0.8144	1.0000	
10	0.8196	1.4369	1.8192	1.7311	1.9362	1.7590	1.9055	1.6527	1.5817	0.7446	1.1007
0.1 db ripple											
1	0.3052	1.0000									
2	0.8430	0.6220	1.3554								
3	1.0315	1.1474	1.0315	1.0000							
4	1.1088	1.3061	1.7703	0.8180	1.3554						
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0000					
6	1.1681	1.4039	2.0562	1.5170	1.9029	0.8618	1.3554				
7	1.1811	1.4228	2.0966	1.5733	2.0966	1.4228	1.1811	1.0000			
8	1.1897	1.4346	2.1199	1.6010	2.1699	1.5640	1.9444	0.8778	1.3554		
9	1.1956	1.4425	2.1345	1.6167	2.2053	1.6167	2.1345	1.4425	1.1956	1.0000	
10	1.1999	1.4481	2.1444	1.6265	2.2253	1.6418	2.2046	1.5821	1.9628	0.8853	1.3554
0.2 db ripple											
1	0.4342	1.0000									
2	1.0378	0.6745	1.5386								
3	1.2275	1.1525	1.2275	1.0000							
4	1.3028	1.2844	1.9761	0.8468	1.5386						
5	1.3394	1.3370	2.1660	1.3370	1.3394	1.0000					
6	1.3598	1.3632	2.2394	1.4555	2.2394	0.8838	1.5386				
7	1.3722	1.3781	2.2756	1.5001	2.2756	1.3781	1.3722	1.0000			
8	1.3804	1.3875	2.2963	1.5217	2.3413	1.4925	2.1349	0.8972	1.5386		
9	1.3860	1.3938	2.3093	1.5340	2.3728	1.5340	2.3093	1.3938	1.3860	1.0000	
10	1.3901	1.3983	2.3181	1.5417	2.3904	1.5536	2.3720	1.5066	2.1514	0.9034	1.5386
0.5 db ripple											
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

**Πίνακας 1.1.2.** Οι τιμές των παραμέτρων  $g_n$  (απόκριση Chebyshev) για  $n=1$  έως 10.

Ο Πίνακας 1.1.2 περιλαμβάνει τις τιμές των  $g_k$  για  $n=1$  έως 10 και για διάφορες τιμές κυμάτωσης (ripple). Στις περισσότερες περιπτώσεις η τιμή της κυμάτωσης κυμαίνεται μεταξύ 0.01 dB (δηλαδή VSWR=1:1.1) και 0.2 dB (δηλαδή VSWR=1:1.54).

Έχοντας προσδιορίσει τις τιμές  $g_k$  μπορούμε στη συνέχεια να βρούμε τις τιμές των στοιχείων χρησιμοποιώντας τις σχέσεις:

$$L_k = g_k \cdot \left( \frac{Z_o}{\omega_{LP}} \right) \text{ και } C_k = g_k \cdot \left( \frac{1}{\omega_{LP} \cdot Z_o} \right) \quad (1.17)$$

όπου  $\omega_{LP}$  είναι το απαιτούμενο εύρος ζώνης.

## 1.2. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΟΥ ΒΑΘΥΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ

### 1.2.1. Εισαγωγή

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιασθεί αρκετά αναλυτικά ένα παράδειγμα σχεδίασης μικροκυματικού βαθυπερατού φίλτρου τύπου Chebyshev με χαρακτηριστικά: ripple=0.1 dB,  $\omega'_1 = 2$  GHz,  $\omega' = 2.6$  GHz και A=30 dB. Η σχεδίαση θα βασιστεί στη συνδεσμολογία που παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.1.4, έχοντας όμως αντικαταστήσει τα συγκεντρωμένα στοιχεία (πυκνωτές και πηνία) με κατανεμημένα (γραμμές μεταφοράς). Θα χρησιμοποιηθεί το λογισμικό Advanced Design System (ADS).

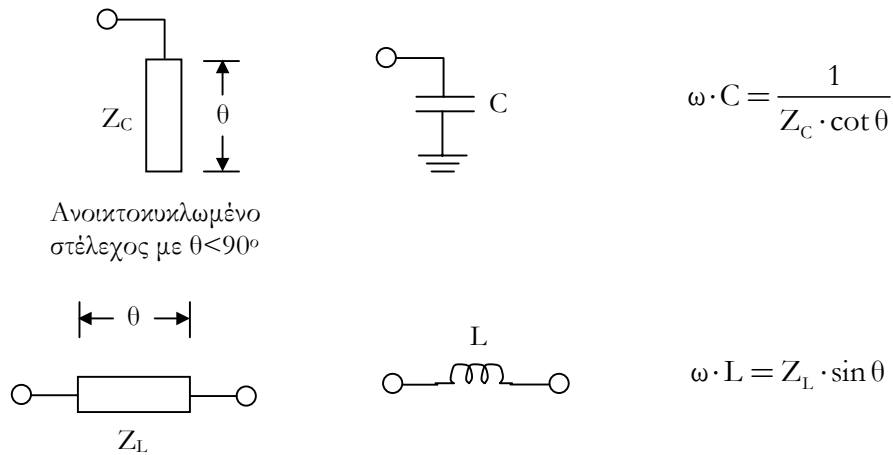
Στο παρουσιάζονται τα στελέχη γραμμών μεταφοράς που ισοδυναμούν με πυκνωτή τοποθετημένο παράλληλα προς τη γη και πηνίο τοποθετημένο εν σειρά με το υπόλοιπο κύκλωμα. Τα στελέχη αυτά θα χρησιμοποιηθούν για τη σχεδίαση του φίλτρου. Συγκεκριμένα, ο πυκνωτής που τοποθετημένος παράλληλα προς τη γη μπορεί να αντικατασταθεί από ένα ανοικτοκυκλωμένο στέλεχος γραμμής μεταφοράς ηλεκτρικού μήκους  $\theta < 90^\circ$  και χαρακτηριστικής αντίστασης  $Z_C$ , μικρότερη από 50 Ω. Η σχέση που συνδέει τα χαρακτηριστικά μεγέθη του στελέχους με την τιμή του πυκνωτή είναι:

$$\omega \cdot C = \frac{1}{Z_C \cdot \cot \theta} \quad (1.18)$$

Το εν σειρά συνδεδεμένο πηνίο μπορεί να αντικατασταθεί από τμήμα γραμμής μεταφοράς ηλεκτρικού μήκους  $\theta$  και χαρακτηριστικής αντίστασης  $Z_L$ , μεγαλύτερη από 50 Ω. Η σχέση που συνδέει τα χαρακτηριστικά μεγέθη του τμήματος της γραμμής μεταφοράς με την τιμή του πηνίου είναι:

$$\omega \cdot L = Z_L \cdot \sin \theta \quad (1.19)$$

Στις σχέσεις (1.18) και (1.19)  $\theta$  είναι το ηλεκτρικό μήκος της γραμμής και ισχύει  $\theta = 2 \cdot \beta \cdot l$ , όπου  $\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$  η σταθερά διάδοσης και  $l$  το φυσικό μήκος της γραμμής.



**Σχήμα 1.2.1.** Στελέχη γραμμών μεταφοράς που ισοδυναμούν με συγκεντρωμένα στοιχεία L και C.

Ο Πίνακας 1.2.1 περιλαμβάνει τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος πάνω στο οποίο θα σχεδιασθούν οι γραμμές μεταφοράς.

Σχετική διηλεκτρική επιτρεπτότητα	$\epsilon_r=3.38$
Πάχος διηλεκτρικού υποστρώματος	$h=0.51 \text{ mm}$
Πάχος αγωγού πάνω στο διηλεκτρικό υπόστρωμα	$\tau=50 \mu\text{m}$
Απώλειες διηλεκτρικού	$\text{tand}=0.0035$

**Πίνακας 1.2.1.** Τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος πάνω στο οποίο θα σχεδιασθούν οι γραμμές μεταφοράς.

### 1.2.2. Προσδιορισμός των συγκεντρωμένων στοιχείων και αρχική προσομοίωση

Με βάση τις τιμές των A, ripple,  $\omega'_1$  και  $\omega'$ , από το νομόγραμμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.1.7, προσδιορίζεται ότι το φίλτρο είναι 9<sup>ου</sup> βαθμού. Στη συνέχεια είτε με τη βοήθεια των σχέσεων (1.15) και (1.16) είτε από τις τιμές που συγκεντρώνει ο Πίνακας 1.1.2, προσδιορίζονται οι τιμές των παραμέτρων  $g_k$  (Πίνακας 1.2.2).

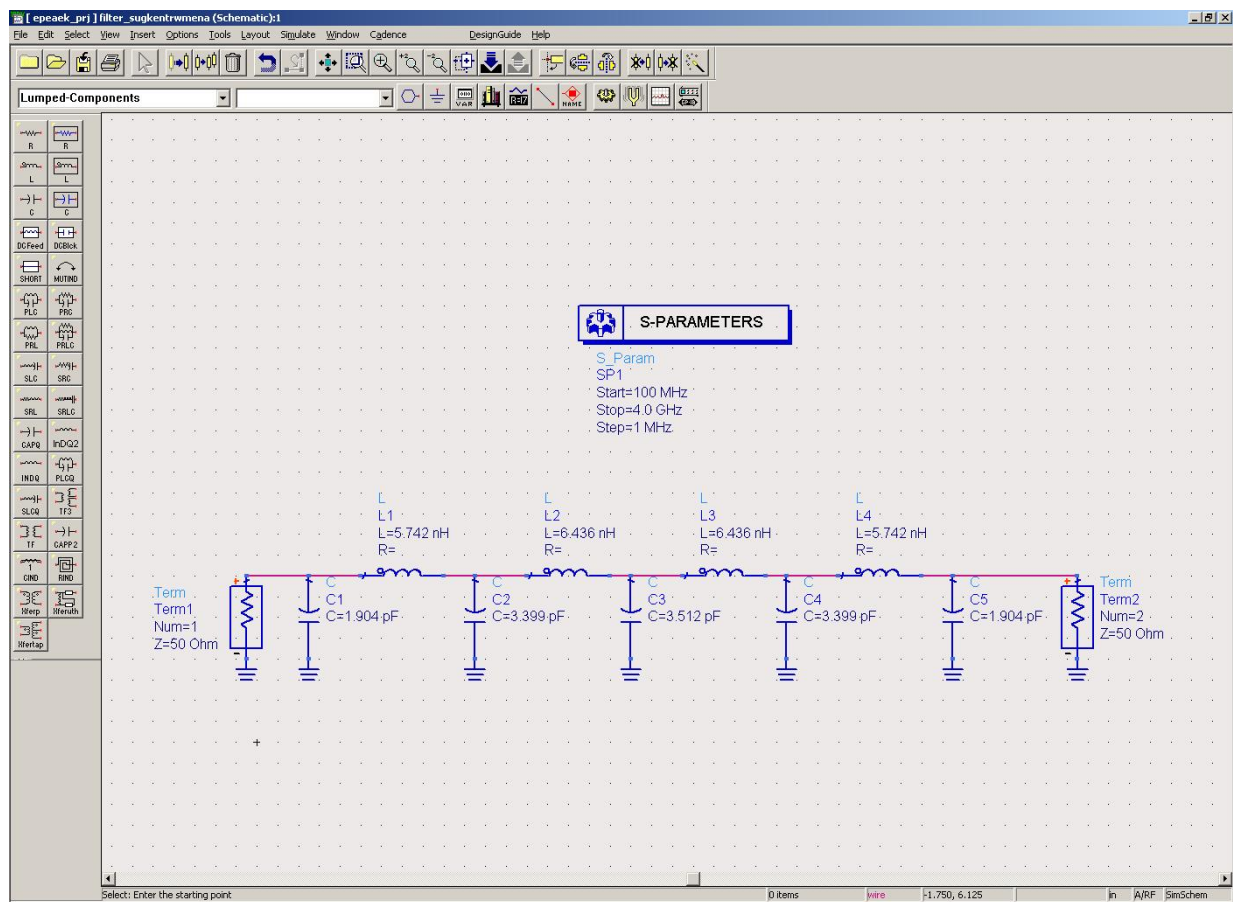
$g_1=1.1956$	$g_2=1.4425$	$g_3=2.1345$	$g_4=1.6167$	$g_5=2.2053$
$g_6=1.6167$	$g_7=2.1345$	$g_8=1.4425$	$g_9=1.1956$	

**Πίνακας 1.2.2.** Τιμές των παραμέτρων  $g_k$ .

Με χρήση των τιμών που συγκεντρώνει ο Πίνακας 1.2.2 και της σχέσης (1.17), προσδιορίζονται οι τιμές των πηνίων και των πυκνωτών που θα χρησιμοποιηθούν στην κυκλωματική διάταξη (Πίνακας 1.2.3).

$C_1=1.904 \text{ pF}$	$C_3=3.399 \text{ pF}$	$C_5=3.512 \text{ pF}$	$C_7=3.399 \text{ pF}$	$C_9=1.904 \text{ pF}$
$L_2=5.742 \text{ nH}$	$L_4=6.436 \text{ nH}$	$L_6=6.436 \text{ nH}$	$L_8=5.742 \text{ nH}$	

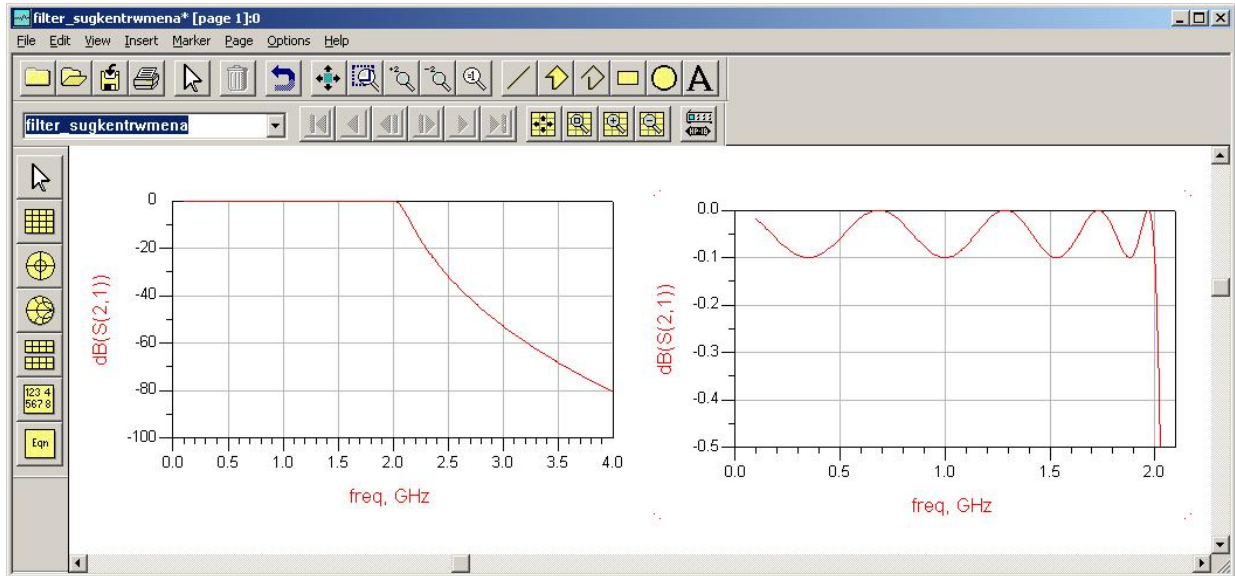
**Πίνακας 1.2.3.** Τιμές των στοιχείων (πηνίων και πυκνωτών) του φίλτρου.



**Σχήμα 1.2.2.** Κυκλωματική διάταξη του φίλτρου με συγκεντρωμένα στοιχεία στο ADS.

Αρχικά, για επιβεβαίωση των τιμών που υπολογίστηκαν για τα  $L$  και  $C$ , πραγματοποιείται προσομοίωση της κυκλωματικής διάταξης με τα αντίστοιχα συγκεντρωμένα στοιχεία. Στο Σχήμα 1.2.2 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη του υπό σχεδίαση φίλτρου στο σχεδιαστικό και προσομοιωτικό πρόγραμμα HP ADS. Στη διάταξη εκτός από τους πυκνωτές και τα πηνία στις θύρες του φίλτρου συνδέονται δύο τερματισμοί (Term) χαρακτηριστικής αντίστασης  $50 \Omega$ , οι οποίοι είναι απαραίτητοι για να προσδιορισθεί στο λογισμικό η χαρακτηριστική αντίσταση σύμφωνα με την οποία θα υπολογισθούν οι  $s$ -παράμετροι της διάταξης. Για να πραγματοποιηθεί η  $S$ -parameter ανάλυση απαραίτητο είναι το στοιχείο  $S\_Param$  όπου προσδιορίζεται ότι η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί ως

προς τη συχνότητα με εύρος μεταβολής από 100 MHz έως 4 GHz και βήμα 1 MHz. Στο Σχήμα 1.2.3 παρουσιάζεται ο συντελεστής μετάδοσης του φίλτρου τόσο σε ολόκληρο το εύρος της προσομοίωσης όσο και μόνο στην περιοχή διέλευσης. Και από τις δύο γραφικές παραστάσεις είναι φανερό ότι το εύρος ζώνης διέλευσης του φίλτρου είναι 2 GHz, ενώ από την πρώτη διαπιστώνεται επίσης ότι στη συχνότητα  $\omega' = 2.6$  GHz οι απώλειες που παρουσιάζει το φίλτρο είναι μεγαλύτερες από 30 dB. Τέλος, στη δεύτερη γραφική παράσταση φαίνεται ότι η κυμάτωση της χαρακτηριστικής του φίλτρου είναι ακριβώς 0.1 dB σε ολόκληρο το εύρος ζώνης διέλευσης.



Σχήμα 1.2.3. Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλώματος φίλτρου με συγκεντρωμένα στοιχεία.

### 1.2.3. Προσδιορισμός των κατανεμημένων στοιχείων και αποτελέσματα

Επόμενο βήμα στη σχεδίαση αποτελεί η αντικατάσταση των συγκεντρωμένων στοιχείων από τα κατανεμημένα. Για τα ανοικτοκυκλωμένα στελέχη που θα αντικαταστήσουν τους πυκνωτές επιλέγουμε  $Z_C=20 \Omega$  και χρησιμοποιώντας τη σχέση (1.18) και τις τιμές που συγκεντρώνει ο Πίνακας 1.2.3 προσδιορίζουμε τα ηλεκτρικά τους μήκη (Πίνακας 1.2.4). Ομοίως, επιλέγοντας χαρακτηριστική αντίσταση  $Z_L=85 \Omega$  και χρησιμοποιώντας τόσο τη σχέση (1.19) όσο και τις τιμές των πηνίων που συγκεντρώνει ο Πίνακας 1.2.3 προσδιορίζουμε τα ηλεκτρικά μήκη των τμημάτων γραμμών μεταφοράς που αντικαθιστούν τα πηνία.

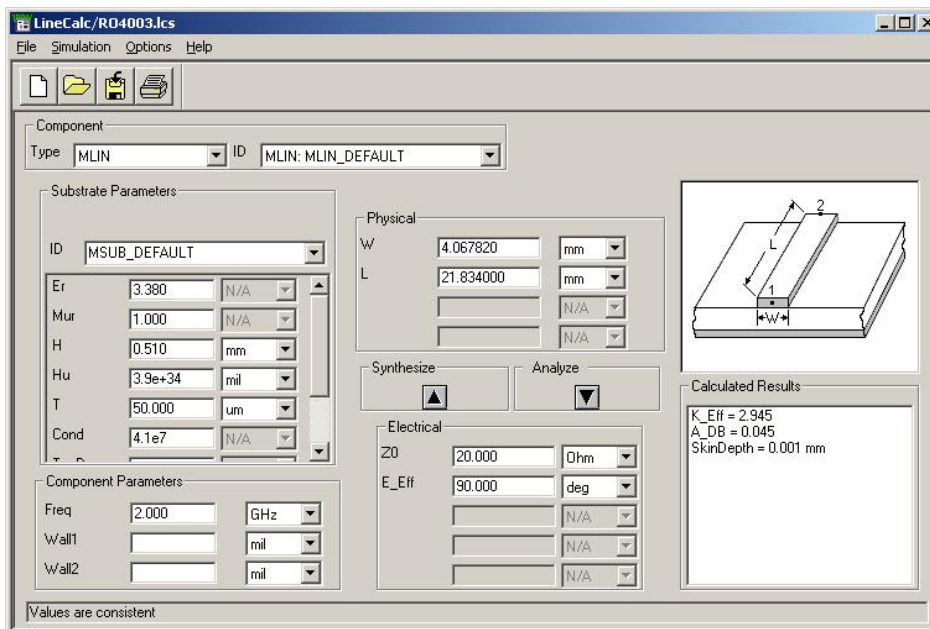
$\theta_{C1}=25.57^\circ$	$\theta_{C3}=40.51^\circ$	$\theta_{C5}=41.43^\circ$	$\theta_{C7}=40.51^\circ$	$\theta_{C9}=25.57^\circ$
$\theta_{L2}=58.09^\circ$	$\theta_{L4}=72.08^\circ$	$\theta_{L6}=72.08^\circ$	$\theta_{L8}=58.09^\circ$	

Πίνακας 1.2.4. Ηλεκτρικά μήκη των κατανεμημένων στοιχείων που αντικαθιστούν τα συγκεντρωμένα.

Με δεδομένο ότι τα μοντέλα των γραμμών μεταφοράς που θα χρησιμοποιηθούν για την προσομοίωση έχουν ως παραμέτρους τα πραγματικά πλάτη και μήκη και όχι τις χαρακτηριστικές αντιστάσεις και τα ηλεκτρικά μήκη πρέπει να γίνει μια τελευταία μετατροπή. Ο Πίνακας 1.2.5 συγκεντρώνει τις τιμές των πραγματικών μηκών των κατανεμημένων στοιχείων που αντικαθιστούν τους πυκνωτές και τα πηνία και υπολογίσθηκαν γνωρίζοντας ότι για το ηλεκτρικό μήκος της γραμμής ισχύει  $\theta = 2 \cdot \beta \cdot l$ , όπου  $\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$  η σταθερά διάδοσης και  $l$  το φυσικό μήκος της γραμμής. Για τον προσδιορισμό των πλατών των τμημάτων γραμμών μεταφοράς που αντιστοιχούν στις χαρακτηριστικές αντιστάσεις  $Z_C$  και  $Z_L$  γίνεται χρήση του LineCalc που αποτελεί εργαλείο προσομοίωσης του ADS. Στο Σχήμα 1.2.4 παρουσιάζεται το περιβάλλον του LineCalc. Στο αριστερό τμήμα του συμπληρώνουμε τα στοιχεία του υποστρώματος πάνω στο οποίο θα βρίσκονται οι γραμμές μεταφοράς (Πίνακας 1.2.1) και στο δεξί θέτοντας την τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης υπολογίζεται αυτόματα το πλάτος της γραμμής. Η διαδικασία μπορεί να χρησιμοποιηθεί και αντίστροφα αφού όταν γνωρίζουμε το πλάτος της γραμμής μπορούμε να υπολογίσουμε τη χαρακτηριστική της αντίσταση.

$l_{C1} = 5.328 \text{ mm}$	$l_{C3} = 8.439 \text{ mm}$	$l_{C5} = 8.632 \text{ mm}$	$l_{C7} = 8.439 \text{ mm}$	$l_{C9} = 5.328 \text{ mm}$
$l_{L2} = 12.102 \text{ mm}$	$l_{L4} = 15.017 \text{ mm}$	$l_{L6} = 15.017 \text{ mm}$	$l_{L8} = 12.102 \text{ mm}$	

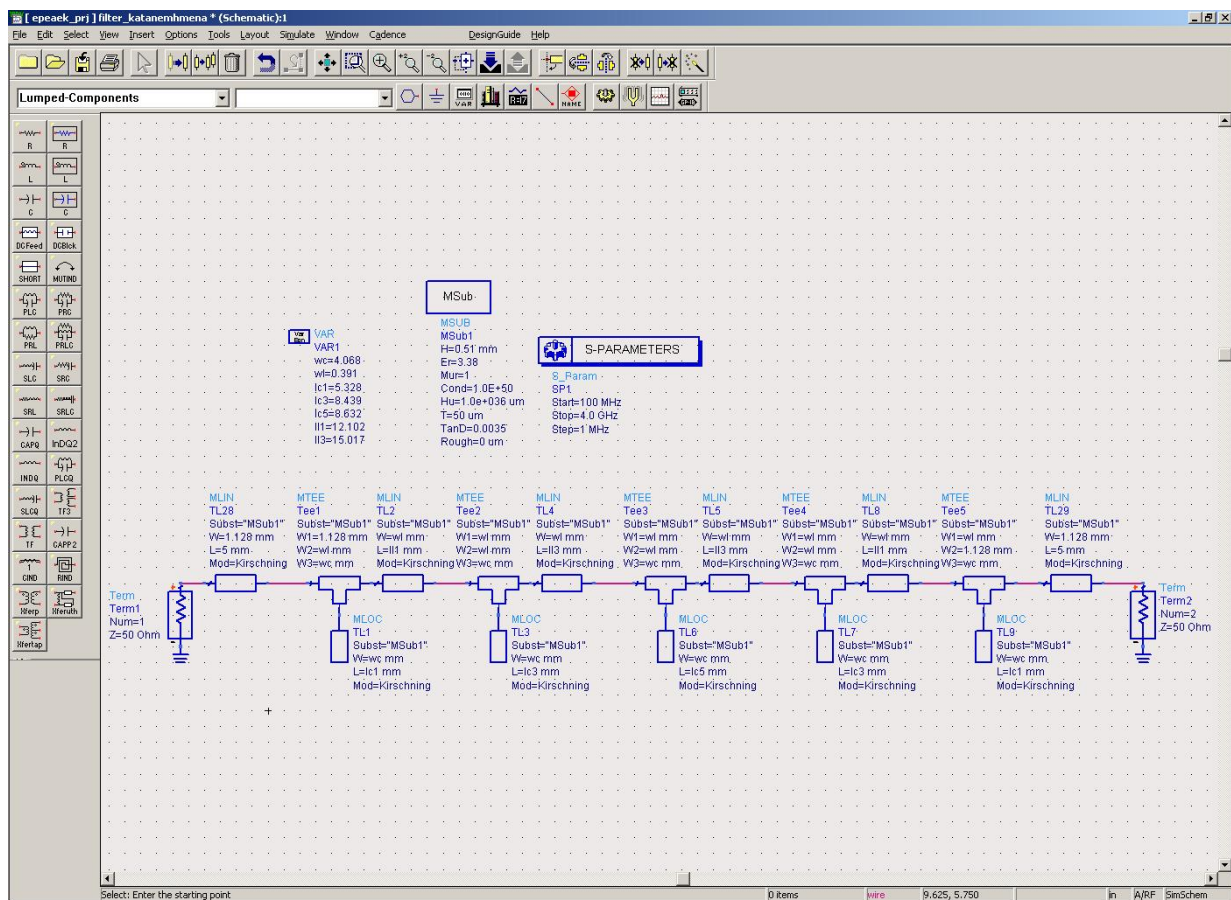
**Πίνακας 1.2.5.** Πραγματικά μήκη των κατανεμημένων στοιχείων που αντικαθιστούν τα συγκεντρωμένα.



**Σχήμα 1.2.4.** Το παράθυρο του LineCalc με τη βοήθεια του οποίου προσδιορίζεται το πλάτος των τμημάτων των γραμμών μεταφοράς.



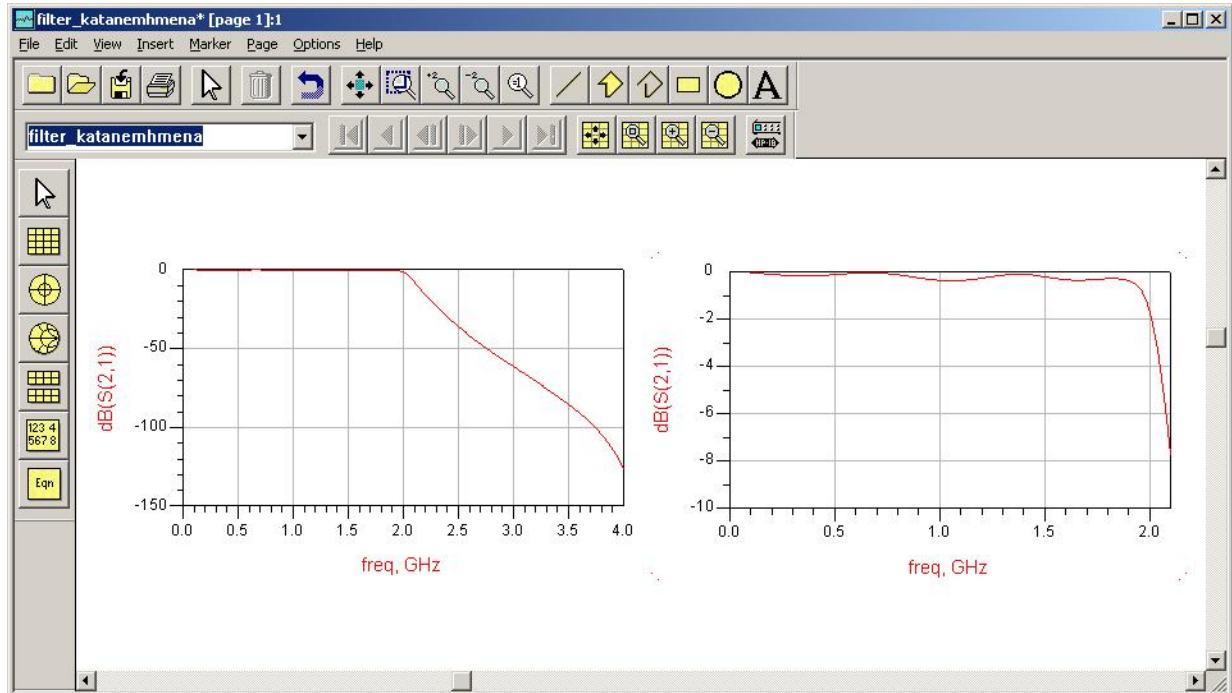
Στο Σχήμα 1.2.5 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη του υπό σχεδίαση φίλτρου στο ADS. Στη διάταξη φαίνονται τα ανοικτοκυκλωμένα στελέχη που αντικαθιστούν τους πυκνωτές (MLOC), τα τμήματα των γραμμών μεταφοράς που αντικαθιστούν τα πηνία (MLIN), τα τμήματα διασύνδεσης των γραμμών μεταφοράς και των ανοικτοκυκλωμένων στελεχών (MTEE) καθώς και δύο τμήματα γραμμών μεταφοράς στην είσοδο και στην έξοδο του φίλτρου χαρακτηριστικής αντίστασης 50 Ω (πλάτος  $w=1.128$  mm) και μήκους  $l=5$  mm που χρησιμεύουν μόνο για να είναι δυνατή η διασύνδεση του πραγματικού φίλτρου με άλλα κυκλώματα ή το μετρητικό εξοπλισμό. Εκτός από το στοιχείο S\_Param όπου προσδιορίζεται ότι η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί ως προς τη συχνότητα με εύρος μεταβολής από 100 MHz έως 4 GHz και βήμα 1 MHz χρησιμοποιείται και το στοιχείο MSub στο οποίο ορίζονται τα χαρακτηριστικά του υποστρώματος.



Σχήμα 1.2.5. Κυκλωματική διάταξη του φίλτρου με κατανομημένα στοιχεία στο ADS.

Στο Σχήμα 1.2.6 παρουσιάζεται ο συντελεστής μετάδοσης του φίλτρου τόσο σε ολόκληρο το εύρος της προσομοίωσης όσο και μόνο στην περιοχή διέλευσης. Και από τις δύο γραφικές παραστάσεις είναι φανερό ότι το εύρος ζώνης διέλευσης του φίλτρου είναι 2 GHz, ενώ από την πρώτη διαπιστώνεται επίσης ότι στη συχνότητα  $\omega' = 2.6$  GHz οι απώλειες που παρουσιάζει το φίλτρο είναι μεγαλύτερες από 30 dB. Τέλος, στη δεύτερη γραφική παράσταση φαίνεται ότι η κυμάτωση της

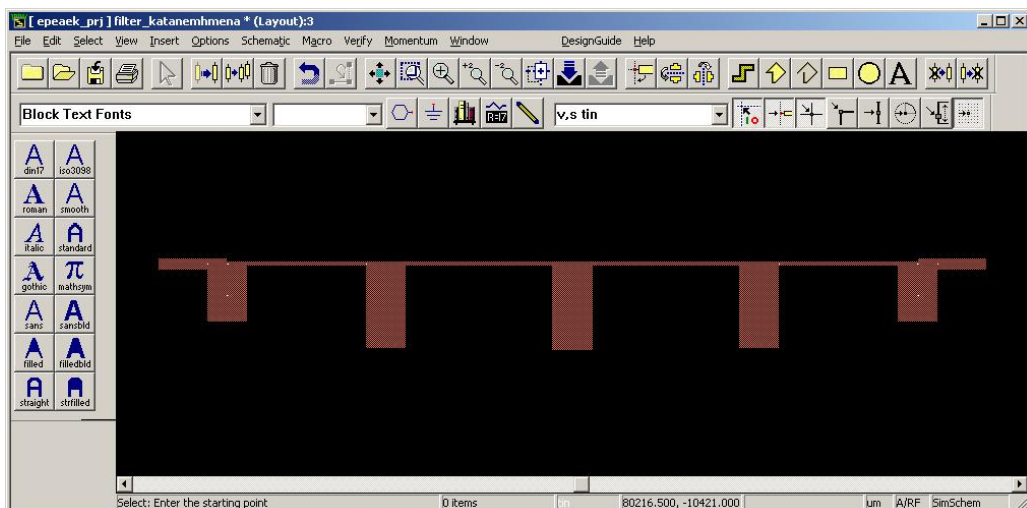
χαρακτηριστικής του φίλτρου είναι μεγαλύτερη από την επιθυμητή που ήταν 0.1 dB, ενώ οι απώλειες ακριβώς στο όριο της ζώνης διέλευσης είναι περίπου 2 dB.



Σχήμα 1.2.6. Αποτελέσματα προσομοίωσης κυκλώματος φίλτρου με κατανεμημένα στοιχεία.

#### 1.2.4. Layout του φίλτρου

Στο Σχήμα 1.2.7 παρουσιάζεται το layout του φίλτρου. Οι διαστάσεις του είναι 8.5 cm x 1.0 cm.



Σχήμα 1.2.7. Layout του φίλτρου.

## 2. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

### 2.1. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ

#### 2.1.1. Εισαγωγή

Οι μικροκυματικοί ενισχυτές συνδυάζουν ενεργά στοιχεία με παθητικά κυκλώματα γραμμών μεταφοράς για να παρέχουν λειτουργίες κρίσιμες σε μικροκυματικά συστήματα. Η σχεδίαση τέτοιων διατάξεων βασίζεται στη θεωρία γραμμών μεταφοράς, στη θεωρία δίθυρων δικτύων και στη χρήση του χάρτη Smith. Η ανάπτυξη της έννοιας της μήτρας των S-παραμέτρων γεννήθηκε από την ανάγκη να χαρακτηρίζονται τα ενεργά κυκλώματα και οι ενισχυτές από μια μορφή που αναγνώριζε την απαίτηση για προσαρμοσμένο τερματισμό παρά για ανοικτοκυκλωμένο ή βραχυκυκλωμένο τερματισμό.

Οι βασικές γενικές αρχές σχεδίασης ενός μικροκυματικού ενισχυτή με χρήση τρανζίστορ είναι οι εξής:

- Αρχικά, προσδιορίζονται οι προδιαγραφές του ενισχυτή (π.χ το κέρδος  $G$ , το συντελεστή θορύβου  $NF$ , το εύρος ζώνης  $BW$  κ.λ.π). Ένας ενισχυτής χαρακτηρίζεται κυρίως, από το κέρδος, τη γραμμικότητα, το συντελεστή θορύβου, καθώς και από τους συντελεστές ανάκλασης εισόδου και εξόδου.
- Επιλέγεται η τεχνολογία κατασκευής (microstrip, MMIC, κ.λ.π.) ανάλογα με τη συχνότητα λειτουργίας και την εφαρμογή.
- Επιλέγονται τα κατάλληλα τρανζίστορ προκειμένου να ικανοποιούνται οι προδιαγραφές που έχουν τεθεί για τον ενισχυτή, καθώς και τα μοντέλα προσομοίωσης των αντίστοιχων προγραμμάτων.
- Σχεδιάζονται τα κυκλώματα προσαρμογής στην είσοδο και την έξοδο των βαθμίδων του ενισχυτή με στόχο την βελτιστοποίηση του ενισχυτή (π.χ. επίτευξη ελάχιστου συντελεστή

θορύβου όταν πρόκειται για LNA-Low Noise Amplifier ή την επίτευξη μέγιστου κέρδους όταν πρόκειται για PA -Power Amplifier (π.χ .ειδικότερα στο HP ADS-Advanced Design System,  $G_{MAX}$  για μέγιστο κέρδος με τέλεια προσαρμογή εισόδου και εξόδου,  $NF_{MIN}$  για ελάχιστο συντελεστή θορύβου, κλπ).

- Προσδιορίζονται τα σημεία πόλωσης των FET εάν αυτά δεν προτείνονται από τους κατασκευαστές των τρανζίστορ και σχεδιάζονται κατάλληλα τα κυκλώματα πόλωσης καθώς και τα κυκλώματα τροφοδοσίας.
- Πραγματοποιείται ηλεκτρομαγνητικός έλεγχος της διάταξης για την αποφυγή σύζευξης μεταξύ των γραμμών μεταφοράς.
- Κατασκευάζονται και έπειτα ρυθμίζονται (tuning) οι ενισχυτές και υπολογίζονται τα τελικά χαρακτηριστικά τους.

### 2.1.2. Θεωρητικά στοιχεία για τρανζίστορ σε μικροκυματιές συχνότητες

Τα κυριότερα είδη τρανζίστορ για εφαρμογές σε υψηλές συχνότητες λειτουργίας είναι:

- Διπολικά τρανζίστορ (BJT)
- GaAs MESFET
- MOS τρανζίστορ

Δεν υπάρχουν συγκεκριμένοι κανόνες που να διέπουν τη βέλτιστη επιλογή τρανζίστορ, αφού τα δεδομένα και οι απαιτήσεις αλλάζουν ανά εφαρμογή. Ενδεικτικά, παρακάτω αναφέρονται κάποια βασικά κριτήρια επιλογής ανάλογα με τις χαρακτηριστικές ιδιότητες κάθε τύπου τρανζίστορ:

- Τα διπολικά τρανζίστορ λειτουργούν και σε υψηλότερες τροφοδοσίες από ό,τι τα GaAs τρανζίστορ, ενώ ταυτόχρονα απαιτούν μικρότερη ένταση ρεύματος για δεδομένη ισχύ.
- Τα GaAs τρανζίστορ προτιμώνται για εφαρμογές σε υψηλές συχνότητες λόγω της μεγαλύτερης κινητικότητας των ηλεκτρονίων στα GaAs τρανζίστορ από ότι στα διπολικά.
- Τα LDMOS (MOS τρανζίστορ) προσφέρουν απλούστερα κυκλώματα πόλωσης, υψηλό κέρδος και αυξημένη ανθεκτικότητα.

Ο τρόπος με τον οποίο τα τρανζίστορ λειτουργούν ή πολώνονται ονομάζεται τάξη λειτουργίας και καθορίζεται από την κυματομορφή του ρεύματος συλλέκτη που προκύπτει όταν εφαρμόζεται στην είσοδο κάποιο σήμα. Η τάξη λειτουργίας ή πιο συγκεκριμένα η γωνία αγωγής του τρανζίστορ επηρεάζει τη γραμμικότητα και την απόδοση του ενισχυτή. Σε οποιαδήποτε σχεδίαση η γραμμικότητα και η απόδοση είναι αντικρουόμενοι στόχοι: όσο αυξάνει η γραμμικότητα τόσο μειώνεται η απόδοση και αντίστροφα.

### 2.1.3. Παράγοντες που επηρεάζουν την επιλογή των τρανζίστορς

Η επιλογή ενός τρανζίστορ για μια συγκεκριμένη εφαρμογή καθορίζεται από πολλούς παράγοντες. Αυτοί αναφέρονται στα φύλλα προδιαγραφών κάθε τρανζίστορ και αφορούν κυρίως στα εξής:

- Συχνότητες λειτουργίας
- Μέση ισχύς εξόδου
- Αποδοτικότητα
- Γραμμικότητα (που συνδέεται με τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης)
- Απαιτήση σε μέγιστη ισχύ

Την τελική επιλογή επηρεάζουν και κάποια δευτερεύοντα κριτήρια, όπως:

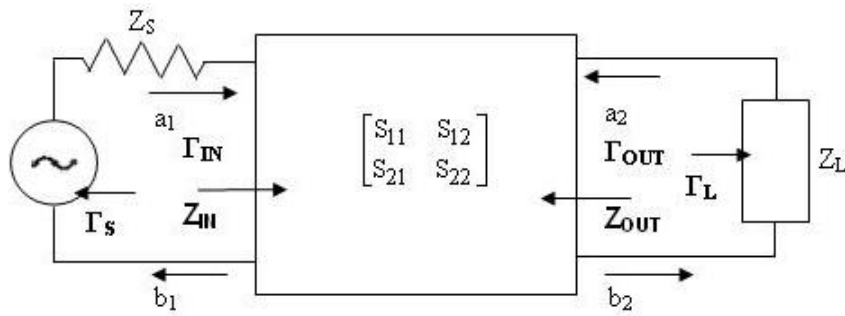
- Κόστος
- Διαθεσιμότητα (αριθμός προμηθευτών, χρόνοι παράδοσης)
- Απαιτήσεις σε τροφοδοσία
- Αξιοπιστία εταιριών παραγωγής τρανζίστορ
- Μέγιστη θερμοκρασία λειτουργίας
- Φυσικές διαστάσεις τρανζίστορ

### 2.1.4. Βασικά μεγέθη χαρακτηρισμού των ενισχυτών

Τα βασικά χαρακτηριστικά των τρανζίστορς, καθώς και οι παράγοντες που επηρεάζουν την κατάλληλη επιλογή τους, είναι άρρηκτα συνδεδεμένα με τις προδιαγραφές του ενισχυτή που πρόκειται να σχεδιαστεί και οι οποίες είναι:

- Το κέρδος ισχύος (Power Gain  $P_T$ )
- Ο συντελεστής θορύβου (Noise Figure NF)
- Το VSWR εισόδου και εξόδου
- Το 1-dB compression point
- Η ευστάθεια (stability)
- Το δυναμικό εύρος (dynamic range)

Οι παράμετροι αυτές, αφορούν τόσο στη γραμμική ανάλυση των FET (s-parameter ανάλυση) – όπως το κέρδος, το εύρος, η προσαρμογή εισόδου και εξόδου κ.ά. – όσο και στη μη γραμμική (harmonic balance), όπως το compression point του κάθε FET. Για την ανάλυση των εν λόγω παραμέτρων, όπως αυτή παρουσιάζεται παρακάτω, θεωρείται η γενική μορφή του δικτύου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1.1.



Σχήμα 2.1.1. Γενική μορφή δίθυρου δικτύου.

#### 2.1.4.1. Κέρδος ισχύος

Το κέρδος μετατροπής ισχύος  $G_T$ , το κέρδος ισχύος  $G_P$  και το διαθέσιμο κέρδος ισχύος  $G_A$  ορίζονται ως εξής:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{\text{Ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο}}{\text{Ισχύς διαθέσιμη από την πηγή}} \quad (2.1)$$

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{\text{Ισχύς στο φορτίο}}{\text{Ισχύς εισόδου στον ενισχυτή}} \quad (2.2)$$

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{\text{Διαθεσιμη ισχύς στη θύρα εξόδου του ενισχυτή}}{\text{Διαθεσιμη ισχύς στη θύρα εισόδου του ενισχυτή}} \quad (2.3)$$

Στη συνέχεια αναφέρονται οι τύποι για τον προσδιορισμό του κέρδους ισχύος μετατροπής, όπως δίνονται στη βιβλιογραφία. Η ανάλυση βασίζεται στις  $S$  παραμέτρους, οι οποίες μετρώνται με σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου  $Z_0$  και αυθαίρετες σύνθετες αντιστάσεις για την πηγή  $Z_S$  και το φορτίο  $Z_L$ , όπως φαίνονται στο Σχήμα 2.1.1.

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (2.4)$$

που  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_L$  είναι οι συντελεστές ανάκλασης της πηγής και του φορτίου αντίστοιχα και  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  είναι οι  $S$ -παραμέτροι του ενισχυτή ή του τρανζίστορ. Για την περίπτωση του μονόδρομου κέρδους ισχύος μεταφοράς, το κέρδος της ανάστροφης ισχύος ισούται με μηδέν ( $|S_{12}|^2 = 0$ ).

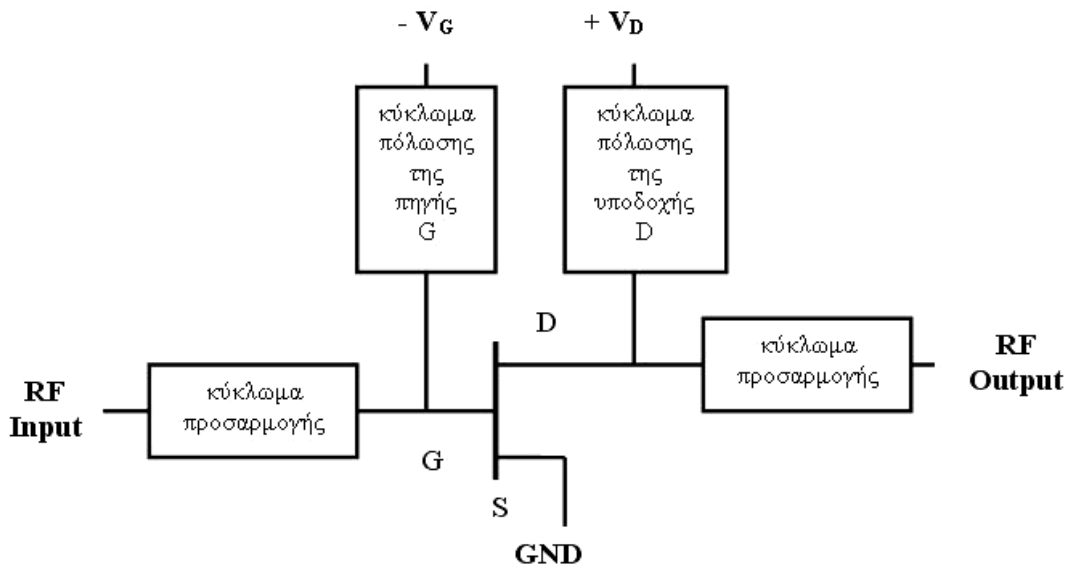
Επομένως:

$$G_{TU} = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2}{|(1 - S_{11}\Gamma_S)(1 - S_{22}\Gamma_L)|^2} \quad (2.5)$$

Μέγιστο κέρδος μετατροπής επιτυγχάνεται όταν  $\Gamma_S = \Gamma_{IN}^*$  και  $\Gamma_L = \Gamma_{OUT}^*$ , δηλαδή όταν το δίθυρο είναι συζυγώς προσαρμοσμένο στις θύρες εισόδου και εξόδου. Σε αυτή την περίπτωση το κέρδος ονομάζεται μέγιστο διαθέσιμο κέρδος, το οποίο είναι:

$$G_{TU_{MAX}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |\Gamma_{IN}|^2)(1 - |\Gamma_{OUT}|^2)} \quad (2.6)$$

Ο ενισχυτής στην πράξη οδηγείται από μία πηγή με εσωτερική αντίσταση  $Z_o$  (50 Ohm συνήθως) ενώ το φορτίο απαιτείται επίσης, να έχει αντίσταση  $Z_o$ . Έτσι, για να επιτευχθεί μέγιστη μεταφορά ισχύος θα πρέπει στην είσοδο και την έξοδο του ενεργού στοιχείου να παρεμβληθούν κυκλώματα προσαρμογής με τα οποία θα επιτευχθεί συζυγής προσαρμογή, καθώς και ευστάθεια για όλες τις συχνότητες, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1.2.



Σχήμα 2.1.2. FET προσαρμοσμένο για μέγιστο κέρδος ( $\Gamma_s \cong 0$  και  $\Gamma_L \cong 0$ ).

#### 2.1.4.2. Ευστάθεια

Στις μικροκυματικές συχνότητες οι παρασιτικές χωρητικότητες είναι δυνατό να προκαλέσουν ταλαντώσεις αν δεν γίνει προσεκτικός σχεδιασμός και κατασκευή. Ενδείξεις ταλάντωσης είναι παροδικές αλλαγές στις dc παραμέτρους, η εμφάνιση ισχύος στην έξοδο χωρίς ισχύ εισόδου κ.λ.π. Ταλαντώσεις μπορούν να συμβούν και σε συχνότητες εκτός του εύρους ζώνης λειτουργίας του ενισχυτή. Ένας απλός έλεγχος για ταλαντώσεις μπορεί να γίνει με συνδυασμό ενός αναλυτή φάσματος ευρείας ζώνης και ενός ταλαντωτή. Παρατηρώντας το φάσμα εξόδου, καθώς το σήμα εισόδου μεταβάλλεται αργά μέσω του ταλαντωτή, η απουσία θεμελιωδών και ενδοδιαμορφωμένων σημάτων ταλάντωσης, είναι ικανή να επιβεβαιώσει σταθερή λειτουργία. Η ευστάθεια μπορεί να εξεταστεί χρησιμοποιώντας τις S παραμέτρους του διθύρου. Διακρίνουμε δύο τύπους ευστάθειας στους ενισχυτές:

α) Ευστάθεια υπό όρους:

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

β) Ευστάθεια άνευ όρων:

Ισχύει όταν  $|\Gamma_{IN}| < 1$  και  $|\Gamma_{OUT}| < 1$  για όλες τις πιθανές τιμές των  $\Gamma_S, \Gamma_L$  σε μία ορισμένη συχνότητα λειτουργίας. Αν το κύκλωμα είναι ευσταθές άνευ όρων, οποιοδήποτε φορτίο ή πηγή μπορεί να συνδεθεί στην είσοδο ή στην έξοδο του κυκλώματος χωρίς να προκληθούν ταλαντώσεις. Έτσι προκύπτουν οι ακόλουθες συνθήκες για ευστάθεια διθύρου, στο οποίο  $|S_{11}| < 1$  και  $|S_{22}| < 1$ , άνευ όρων:

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (2.7)$$

$$|\Delta| < 1 \text{ όπου } \Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21} \quad (2.8)$$

#### 2.1.4.3. Συντελεστής θορύβου

Η τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων μέσα στα κυκλώματα δημιουργεί θόρυβο, ο οποίος αποτελεί κύριο περιοριστικό παράγοντα στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Σε κάθε μικροκυματικό ενισχυτή μια μικρή ποσότητα ισχύος μπορεί να μετρηθεί στην έξοδο χωρίς σήμα εισόδου και είναι γνωστή ως ισχύς θορύβου του ενισχυτή. Ο συνολικός θόρυβος που παράγεται αποτελείται από το θόρυβο που εισέρχεται στον ενισχυτή συν το θόρυβο που παράγει ο ίδιος ο ενισχυτής. Σε ένα FET οι κύριες πηγές θορύβου είναι ο θερμικός θόρυβος του αγωγού, ο θόρυβος βολής ο οποίος προκαλείται από το ρεύμα διαρροής της πύλης και ο θόρυβος μεταβολής κατά  $1/f$ , ο οποίος προκαλείται από επιφανειακά φαινόμενα.

Θερμικός θόρυβος ή θόρυβος Johnson καλείται ο παραγόμενος θόρυβος από την τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων λόγω της θερμικής διέγερσής τους. Ο θόρυβος αυτός είναι ομοιόμορφος σε ολόκληρο το φάσμα (λευκός θόρυβος). Ο θόρυβος βολής ή Schottky αποδίδεται στη διακύμανση του αριθμού των φορέων στους ημιαγωγούς. Ο θόρυβος τυχαίων αυξομειώσεων οφείλεται στη διέλευση του ρεύματος μεταξύ υποδοχής και πηγής (flicker noise) και μεταβάλλεται περίπου κατά  $1/f$  για τις χαμηλές συχνότητες. Προκαλείται από την επανασύνδεση και παραγωγή των φορέων στην επιφάνεια του κρυστάλλου.

Ο συντελεστής θορύβου NF έχει οριστεί προκειμένου να είναι δυνατός ο ποσοτικός προσδιορισμός του θορύβου που παράγει εσωτερικά ένα στοιχείο. Εξ' ορισμού ο NF είναι ο λόγος της ισχύος του θορύβου στην είσοδο του κυκλώματος που εξετάζεται προς την ισχύ του θορύβου, ο



οποίος λαμβάνεται στην έξοδο εάν η μόνη πηγή θορύβου ήταν ο θερμικός θόρυβος στην εσωτερική αντίσταση  $R_s$  της πηγής σήματος. Έτσι, ο συντελεστής θορύβου είναι μια ποσότητα η οποία συγκρίνει το θόρυβο σε έναν πραγματικό ενισχυτή με αυτόν σε έναν ιδανικό ενισχυτή (χωρίς θόρυβο).

Ορίζουμε τον παράγοντα θορύβου ως:

$$F = \frac{\text{Λόγος ισχύων σήματος προς θόρυβο στην είσοδο}}{\text{Λόγος ισχύων σήματος προς θόρυβο στην έξοδο}} \quad (2.9)$$

ή ισοδύναμα:

$$NF = 10 \log \frac{S_{P_i}/N_{P_i}}{S_{P_o}/N_{P_o}} = 20 \log \frac{S_{V_i}/N_{V_i}}{S_{V_o}/N_{V_o}} \quad (2.10)$$

Το πηλίκο  $S_p/N_p$  ονομάζεται λόγος (ισχύος) σήματος – προς – θόρυβο, ενώ το  $S_v/N_v$  ονομάζεται λόγος τάσης σήματος – προς – θόρυβο. Είναι προφανές ότι ένας ιδανικός (άνευ θορύβου) ενισχυτής έχει  $NF = 1$ . Ο συντελεστής θορύβου για ένα διθύρο ενισχυτή δίνεται από τη σχέση:

$$NF = NF_{\min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_0|}{(1 - |\Gamma_s|^2) |1 + \Gamma_0|^2} \quad (2.11)$$

όπου  $r_n$  είναι η ισοδύναμη κανονικοποιημένη αντίσταση θορύβου του διθύρου,  $\Gamma_s$  ο συντελεστής ανάκλασης της πηγής και  $\Gamma_0$  ο συντελεστής ανάκλασης της πηγής για τον ελάχιστο συντελεστή θορύβου  $NF_{\min}$ . Οι ποσότητες  $r_n$ ,  $\Gamma_0$  και  $N_{\min}$  είναι γνωστές ως παράμετροι θορύβου και δίνονται από τον κατασκευαστή του FET. Έτσι, ένας ελάχιστος συντελεστής θορύβου μπορεί να επιτευχθεί με την κατάλληλη επιλογή των συντελεστών ανάκλασης. Το πρόβλημα που συνεχώς προκύπτει είναι ότι ελάχιστος συντελεστής θορύβου και μέγιστο κέρδος ισχύος αποτελούν αντικρουόμενους στόχους και δεν μπορούν να επιτευχθούν ταυτόχρονα. Η δυνατότητα σχεδίασης στο χάρτη Smith των σταθερών κύκλων συντελεστή θορύβου μαζί με τους σταθερούς κύκλους διαθέσιμου κέρδους ισχύος και η επιλογή συντελεστών ανάκλασης, οι οποίοι θα συμβιβάσουν το συντελεστή θορύβου με το κέρδος, στην πράξη δεν προτιμάται. Συνήθως ανάλογα με την εφαρμογή γίνεται ιεράρχηση των επιθυμητών στόχων ως προς το κέρδος και το συντελεστή θορύβου. Θεωρώντας έναν ενισχυτή με n-βαθμίδες σε σειρά με τιμή κέρδους  $G_i$  για καθεμιά και τιμές παράγοντα θορύβου  $F_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  τότε αποδεικνύεται εύκολα ότι:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.12)$$

Από τη σχέση (2.12) προκύπτει ότι ο συντελεστής θορύβου ενός πολυβάθμιου ενισχυτή καθορίζεται κυρίως, από το συντελεστή θορύβου της πρώτης βαθμίδας ενίσχυσης, του οποίου το πρώτο τρανζίστορ συνήθως επιλέγεται να έχει πιο χαμηλό συντελεστή θορύβου από τα υπόλοιπα της ίδιας αλλά και των επόμενων βαθμίδων.

#### 2.1.4.4. Προσαρμογή

Σημαντική παράμετρος σχεδίασης ενός ενισχυτή, που αποτελεί και κρίσιμο χαρακτηριστικό για την ορθή λειτουργία του, είναι η καλή προσαρμογή στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή. Ο έλεγχος αυτής γίνεται με την ανάλυση των S-παραμέτρων και συγκεκριμένα με τους συντελεστές ανάκλασης εισόδου και εξόδου,  $S_{11}$  και  $S_{22}$  αντιστοίχως. Αυτοί οι συντελεστές καθορίζουν ουσιαστικά την ποσότητα ισχύος που εισέρχεται στον ενισχυτή ή σε μία ενδιάμεση ενισχυτική βαθμίδα (συντελεστής  $S_{11}$ ) και την ποσότητα ισχύος που απορροφά το φορτίο ή η επόμενη ενισχυτική βαθμίδα (συντελεστής  $S_{22}$ ). Μέτρο καλής προσαρμογής είναι και ο λόγος στασίμων κυμάτων VSWR ο οποίος διατυπώνεται στις ακόλουθες σχέσεις για την είσοδο και την έξοδο αντίστοιχα:

$$\text{VSWR}_1 = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad \text{VSWR}_2 = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|} \quad (2.13)$$

Γενικά στην πράξη, αποδεκτές τιμές των συντελεστών ανάκλασης θεωρούνται οι  $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$  και  $|S_{22}| < -10 \text{ dB}$ , όπως αυτές μετρώνται με χρήση αναλυτή δικτύων (network analyzer).

#### 2.1.4.5. Μη γραμμική συμπεριφορά ενισχυτών

Ένας ενισχυτής καλείται γραμμικός όταν η ισχύς εξόδου αυξάνεται γραμμικά με την ισχύ εισόδου. Ο λόγος των δύο αυτών ισχύων είναι το κέρδος ισχύος  $G$ . Επομένως, σε ένα ιδανικά γραμμικό ενισχυτή το σήμα εξόδου συνδέεται με το σήμα εισόδου σύμφωνα με τη σχέση:

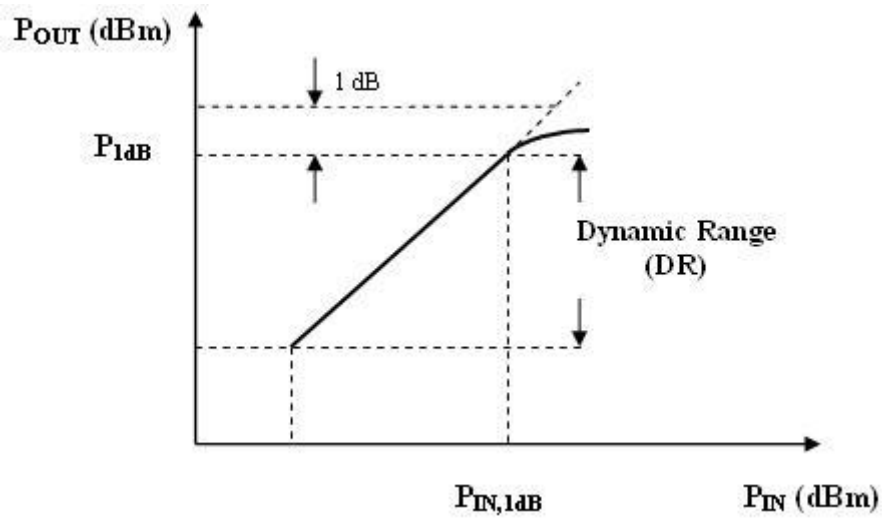
$$V_{\text{OUT}}(t) = G \cdot V_{\text{IN}}(t) \quad (2.14)$$

ανεξάρτητα από το επίπεδο του σήματος εισόδου. Ιδανικά ένας ενισχυτής έχει σταθερά χαρακτηριστικά στο εύρος ζώνης του σήματος εισόδου, δηλαδή σταθερό κέρδος, γραμμική φάση άρα σταθερή καθυστέρηση. Επιπλέον, ένας ιδανικός ενισχυτής δεν έχει μνήμη, δηλαδή η απόκριση του ενισχυτή, κάθε χρονική στιγμή, καθορίζεται από την τιμή του σήματος εισόδου εκείνη τη χρονική στιγμή και καθόλου από τις προηγούμενες. Πρακτικά οι ενισχυτές είναι μη γραμμικά στοιχεία, έχουν κέρδος εξαρτώμενο από τη συχνότητα, μη γραμμική φάση και μνήμη. Αυτό μεταφράζεται ουσιαστικά ότι καθώς αυξάνεται η ισχύς εισόδου, η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή γίνεται μη γραμμική και η ισχύς εξόδου γίνεται μικρότερη από την αναμενόμενη, θεωρώντας ότι ο ενισχυτής ήταν γραμμικός για όλες τις πιθανές τιμές του σήματος εισόδου. Η μη γραμμική συμπεριφορά των ενισχυτών προκαλεί παραμόρφωση του σήματος εισόδου. Σύμφωνα με τα παραπάνω, η σχέση που συνδέει την είσοδο με την έξοδο σε ένα μη γραμμικό ενισχυτή, είναι της μορφής:

$$V_{\text{OUT}}(t) = G_1 V_{\text{IN}}(t) + G_2 V_{\text{IN}}^2(t) + G_3 V_{\text{IN}}^3(t) + \dots + G_n V_{\text{IN}}^n(t) \quad (2.15)$$

Η ισχύς εξόδου στην οποία το κέρδος του ενισχυτή ελαττώνεται κατά 1 dB από το γραμμικό κέρδος λέγεται 1 dB compression point και συμβολίζεται ως  $P_{1\text{dB}}$  και είναι χαρακτηριστικό μέγεθος

για κάθε τρανζίστορ. Στα περισσότερα τρανζίστορ η ισχύς, μετά το compression point ελαττώνεται γρήγορα αποκτώντας ένα μέγιστο, το οποίο αποτελεί την ισχύ κορεσμού εξόδου, η οποία έχει τιμή περίπου 3-4 dB μεγαλύτερη από το compression point:



Σχήμα 2.1.3. Γραφική παράσταση του compression point ενός FET.

Πρακτικά, η διαπίστωση της μη γραμμικότητας ενός ενισχυτή γίνεται εισάγοντας ένα σήμα στην είσοδο και αυξάνοντας το πλάτος του σταδιακά ώστε να παρατηρηθεί η μη γραμμική απόκρισή του. Απλούστερος ακόμα τρόπος είναι η μέτρηση του P<sub>1dB</sub>, ενώ διαδεδομένος είναι η διαπίστωση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο κατά τη διέγερση της ενισχυτικής βαθμίδας με δύο συχνότητες, πολύ κοντινές μεταξύ τους, στο απαιτούμενο εύρος ζώνης.

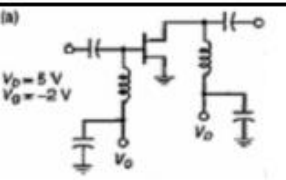
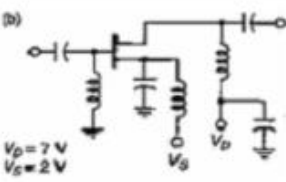
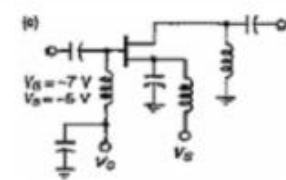
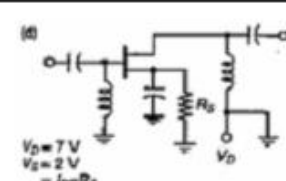
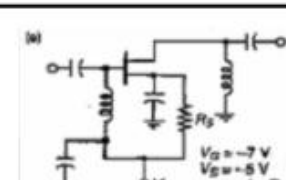
Όπως προκύπτει από τη θεωρία και αναφέρθηκε παραπάνω, μια σοβαρή πηγή παραμόρφωσης είναι αυτή που προκύπτει από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που γεννώνται όταν εφαρμοστούν στην είσοδο του ενισχυτή δύο τόνοι. Τότε για ένα μη γραμμικό ενισχυτή, το σήμα εξόδου θα αποτελείται από ένα dc όρο, τις θεμελιώδεις συχνότητες  $f_1$  και  $f_2$  ενισχυμένες, τις αρμονικές των θεμελιωδών συχνοτήτων, καθώς και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης. Πράγματι, λοιπόν, αν εφαρμοστεί ένα σήμα της μορφής:

$$V_{IN}(t) = A \cos(2\pi f_1 t) + A \cos(2\pi f_2 t) \quad (2.16)$$

σε μη γραμμικό ενισχυτή, τότε το σήμα εξόδου περιέχει τις πρώτες, δεύτερες και τρίτες αρμονικές του σήματος αλλά και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης. Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης  $2f_1 - f_2$  και  $2f_2 - f_1$  είναι πολύ κοντά στις συχνότητες λειτουργίας του ενισχυτή  $f_1$  και  $f_2$  προκαλώντας παραμόρφωση στην έξοδο.

## 2.1.4.6. Κυκλώματα πόλωσης ενισχυτών

Σημαντικό βήμα κατά τη σχεδίαση των ενισχυτών αποτελεί η σχεδίαση των κυκλωμάτων πόλωσης της πύλης (gate) και της υποδοχής (drain) των FETs. Διάφορα κυκλώματα πόλωσης παρουσιάζονται ενδεικτικά στο Σχήμα 2.1.4. Σε αυτά εμφανίζεται τόσο η πολικότητα των πηγών όσο και η ακολουθία εφαρμογής των τάσεων για την αποφυγή καταστροφής του FET. Για παράδειγμα, αν το κύκλωμα DC πόλωσης είναι το (α) και η υποδοχή πολωθεί με θετική τάση πριν την πύλη, το τρανζίστορ θα λειτουργήσει στιγμιαία έξω από την περιοχή λειτουργίας του. Έτσι, η σωστή ακολουθία βημάτων είναι η εξής: εφαρμογή αρνητικής τάσης στην πύλη ( $V_g < 0$ ) και στη συνέχεια εφαρμογή τάσης στην υποδοχή ( $V_d > 0$ )

FIGURE	HOW	AMPLIFIER CHARACTERISTICS	POWER SUPPLY USED
(a) 	Apply $V_G$ Then $V_D$	Low noise, High gain High Power	Bipolar, Minimum source inductance
(b) 	Apply $V_S$ , Then $V_D$	Same as (a)	Positive supply
(c) 	Apply $V_S$ , Then $V_G$	Same as (a)	Negative supply
(d) 	Apply $V_D$	Low noise, High gain High Power, Lower efficiency, Gain easily adjusted by varying $R_S$	Unipolar, incorporating $R_S$ , automatic, transient
(e) 	Apply $V_G$	Same as (d)	Negative unipolar, incorporating $R_S$

Σχήμα 2.1.4. Διάφορα κυκλώματα πόλωσης ενισχυτών.

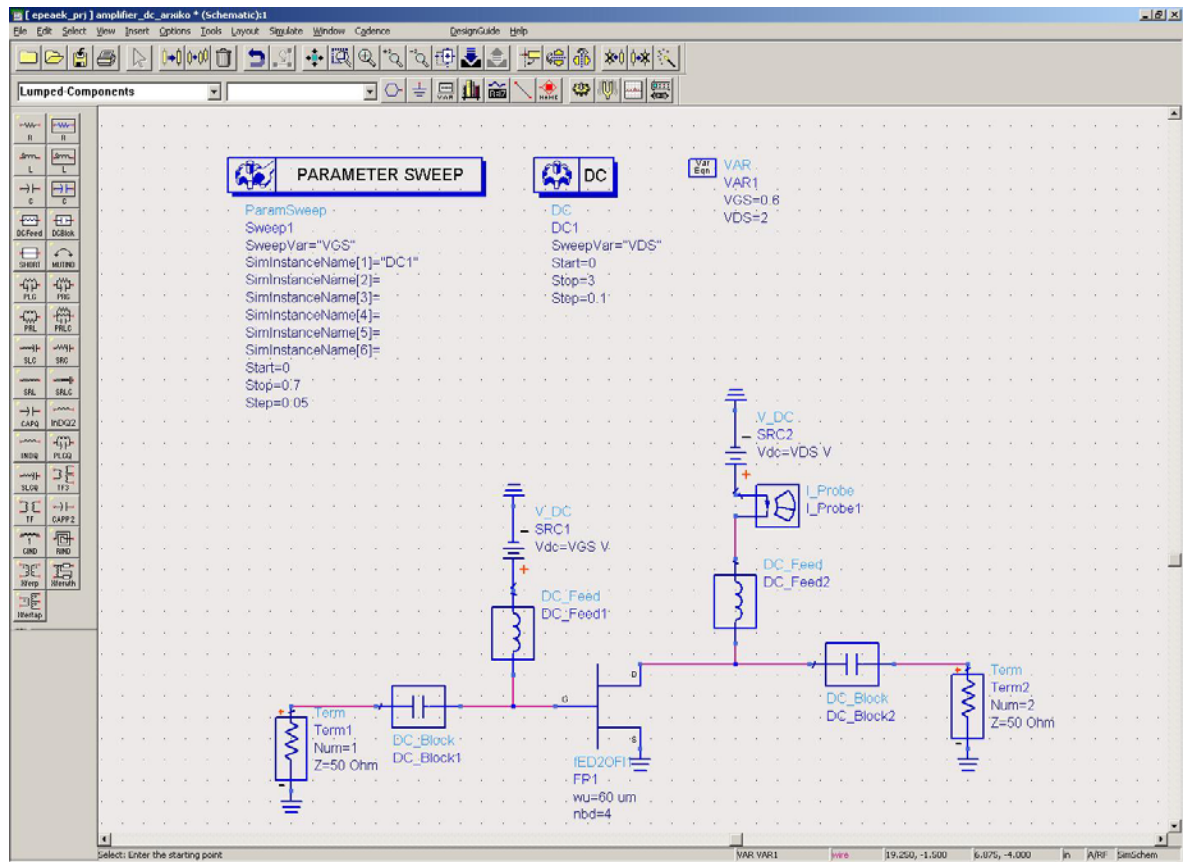
## 2.2. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

### 2.2.1. Εισαγωγή

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιασθεί αρκετά αναλυτικά ένα παράδειγμα σχεδίασης μικροκυματικού ενισχυτή χαμηλού θορύβου υπό τη μορφή μονολιθικού μικροκυματικού ολοκληρωμένου κυκλώματος (Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC), χρησιμοποιώντας την enhancement / depletion mode  $0.18\mu\text{m}$  pHEMT τεχνολογία του OMMIC-Philips GaAs foundry. Ο ενισχυτής θα πρέπει να λειτουργεί με κεντρική συχνότητα  $f=10\text{ GHz}$  και εύρος ζώνης  $\Delta f=1\text{ GHz}$  έχοντας κέρδος τουλάχιστον  $10\text{ dB}$  και συντελεστή θορύβου μικρότερο από  $2\text{ dB}$ .

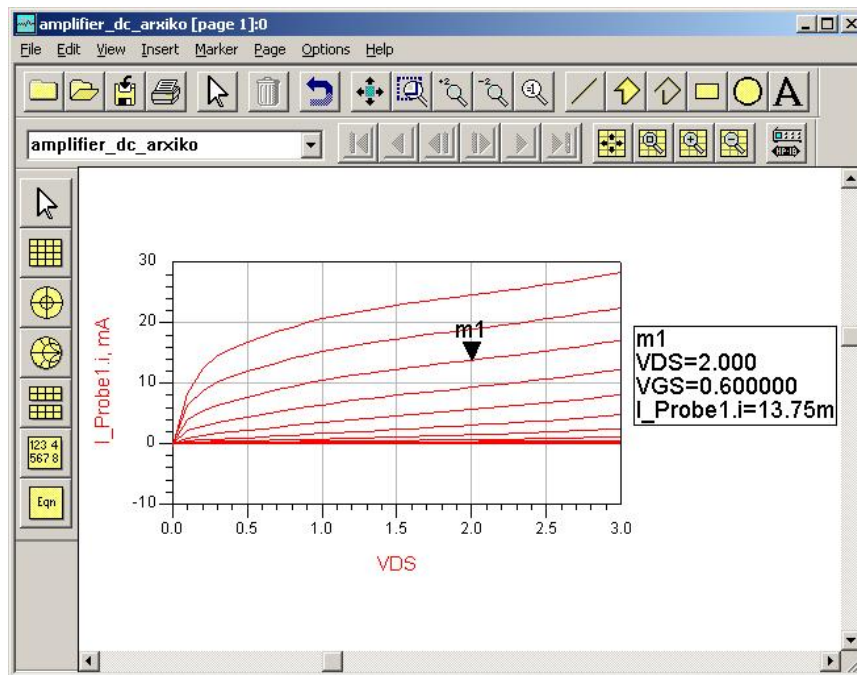
### 2.2.2. DC ανάλυση και κυκλώματα πόλωσης

Με δεδομένο ότι το απαιτούμενο κέρδος δεν είναι ιδιαίτερα υψηλό για την υλοποίηση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου θα χρησιμοποιηθεί μόνο ένα E-mode pHEMT με πλάτος πύλης  $60\text{ x }4\text{ }\mu\text{m}$ . Αρχικά, χρησιμοποιώντας το ADS, θα προσδιορισθεί το σημείο πόλωσης του τρανζίστορ.



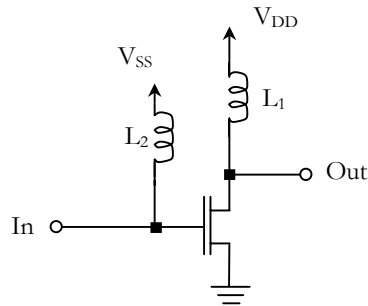
Σχήμα 2.2.1. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό του σημείου πόλωσης του τρανζίστορ.

Στο Σχήμα 2.2.1 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη που σχεδιάζεται στο ADS και χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του σημείου πόλωσης του FET. Η κυκλωματική διάταξη εκτός από το τρανζίστορ περιλαμβάνει δύο πηγές τάσης ( $V_{DS}$  και  $V_{GS}$ ) που χρησιμοποιούνται για την πόλωση της υποδοχής και της πύλης του τρανζίστορ αντίστοιχα, τα στοιχεία εφαρμογής του DC σήματος ( $DC\_Feed$ ) που αποτρέπουν τα AC σήματα να φθάσουν στις πηγές συνεχούς τάσης, τα στοιχεία αποκοπής του DC σήματος ( $DC\_Block$ ) που αποτρέπουν τα DC σήματα να φθάσουν στους τερματισμούς ( $Term$ ) της διάταξης και το αμπερόμετρο ( $I\_Probe$ ) που χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του συνεχούς ρεύματος που εισέρχεται στην υποδοχή του FET. Για να πραγματοποιηθεί η DC ανάλυση απαραίτητα είναι τόσο το στοιχείο DC όπου προσδιορίζεται ότι η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί με μεταβλητή την τάση που επιβάλλεται στην υποδοχή του FET ( $V_{DS}$ ) με εύρος μεταβολής από 0 V έως 3 V και βήμα 0.1 V όσο και το στοιχείο Parameter sweep με το οποίο καθορίζεται ότι παράμετρος της προσομοίωσης θα αποτελεί η τιμή της τάσης που επιβάλλεται στην πύλη του FET ( $V_{GS}$ ) με εύρος μεταβολής από 0 V έως 0.7 V και βήμα 0.05 V. Τέλος με το στοιχείο Var δίνονται αρχικές τιμές στις μεταβλητές  $V_{DS}=2$  V και  $V_{GS}=0.6$  V.



**Σχήμα 2.2.2.** I/V χαρακτηριστικές του pHEMT με πλάτος πύλης  $60 \times 4 \mu\text{m}$ .

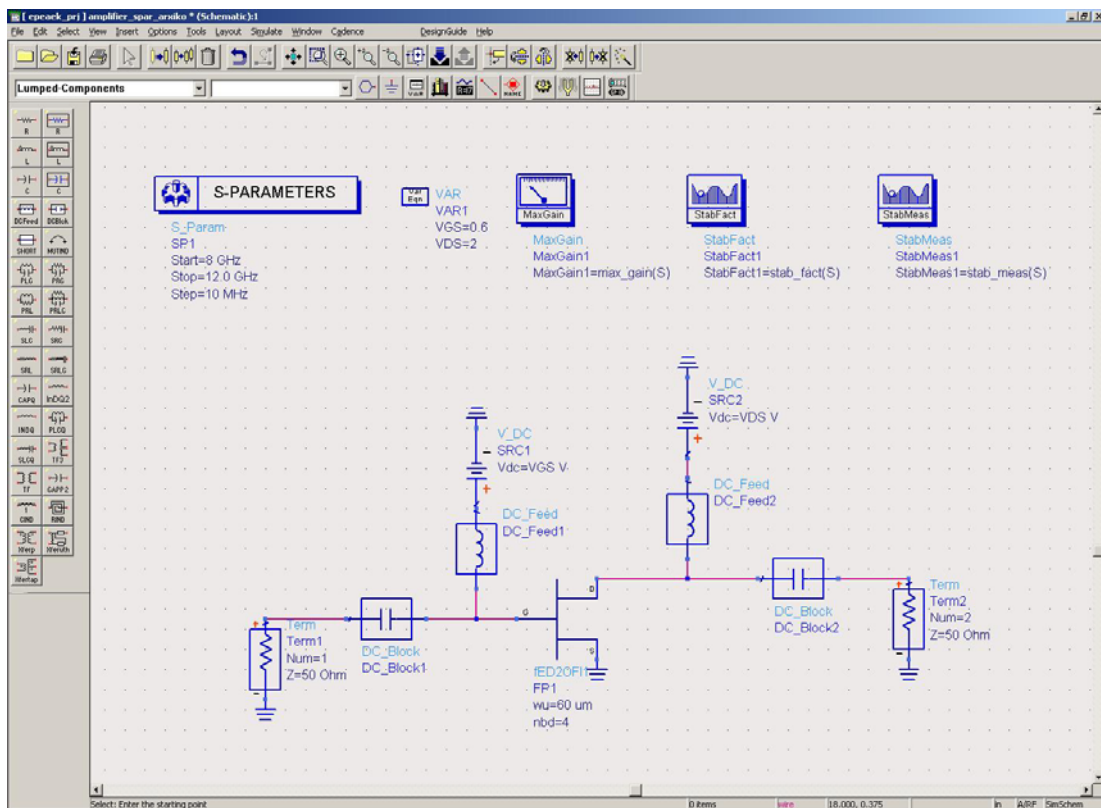
Στο Σχήμα 2.2.2 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της DC ανάλυσης. Το σημείο m1 προσδιορίζει το σημείο πόλωσης του FET που αντιστοιχεί σε  $V_{DS}=2$  V,  $V_{GS}=0.6$  V και  $I_D \approx 14$  mA. Θεωρώντας ότι οι διατιθέμενες εξωτερικές τάσεις είναι  $V_{DD}=2$  V και  $V_{SS}=0.6$  V δε θα χρειαστεί να χρησιμοποιηθούν διαιρέτες τάσεως ή άλλα ειδικά κυκλώματα πόλωσης παρά μόνο πηνία στην υποδοχή και στην πύλη του τρανζίστορ ώστε να μην υπάρχει διαρροή του μικροκυματικού σήματος προς τα τροφοδοτικά (Σχήμα 2.2.3). Η συνολική dc κατανάλωση του ενισχυτή είναι περίπου 28 mW.



Σχήμα 2.2.3. Κυκλώματα πόλωσης του μικροκυματικού ενισχυτή.

### 2.2.3. Κυκλώματα προσαρμογής

Η κυκλωματική διάταξη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.2.1 δεν είναι προσαρμοσμένη, δηλαδή οι τιμές των αντιστάσεων των θυρών εισόδου και εξόδου δεν είναι ίσες με  $Z_0=50 \Omega$ . Για να προσλαμβάνεται η μέγιστη ισχύς από την πηγή του σήματος εισόδου, αλλά και για να είναι δυνατή η απόδοση της μέγιστης ισχύος του σήματος στην έξοδο, πρέπει οι θύρες του ενισχυτή να είναι προσαρμοσμένες.



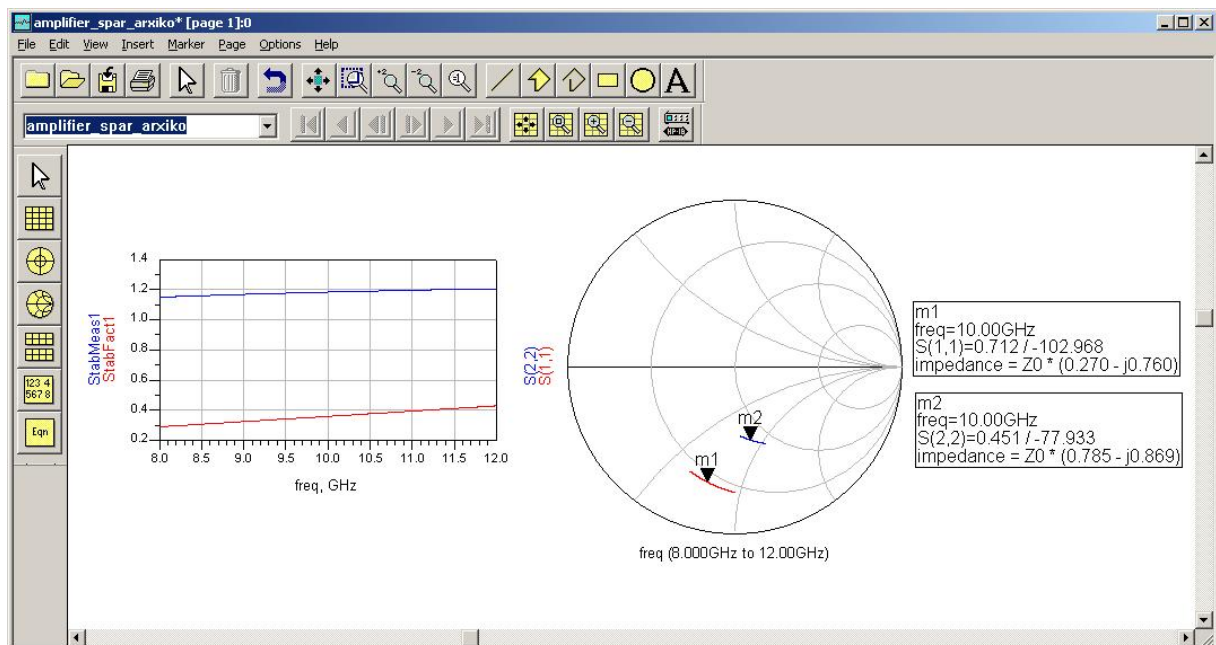
Σχήμα 2.2.4. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τοπολογίας.



Στο Σχήμα 2.2.4 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη που σχεδιάζεται στο ADS και χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό των αρχικών συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τοπολογίας. Η χρησιμοποιούμενη τοπολογία δε διαφέρει σε τίποτα από αυτήν που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 2.2.1 και χρησιμοποιήθηκε για την DC ανάλυση. Για να πραγματοποιηθεί η S-parameter ανάλυση απαραίτητο είναι το στοιχείο S\_Param όπου προσδιορίζεται ότι η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί ως προς τη συχνότητα με εύρος μεταβολής από 8 GHz έως 12 GHz και βήμα 10 MHz. Χρησιμοποιείται επίσης το στοιχείο MaxGain που δίνει τη δυνατότητα προσδιορισμού του μέγιστου δυνατού κέρδους της διάταξης όταν οι θύρες της τοπολογίας είναι προσαρμοσμένες. Προσδιορίζοντας το μέγιστο δυνατό κέρδος εύκολα διαπιστώνεται αν μπορεί να επιτευχθεί το επιθυμητό κέρδος με τη συγκεκριμένη πόλωση και τρανζίστορ ή πρέπει να χρησιμοποιηθεί FET μεγαλύτερου πλάτους και / ή σημείο πόλωσης που αντιστοιχεί σε μεγαλύτερο ρεύμα πόλωσης. Τα στοιχεία StabFact και StabMeas χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των παραμέτρων K (σχέση (2.17)) και b (σχέση (2.18)), αντίστοιχα, με τη βοήθεια των οποίων προσδιορίζεται αν ο ενισχυτής είναι ευσταθής άνευ όρων ή όχι. Για να υπάρχει ευστάθεια άνευ όρων πρέπει  $K > 1$  και  $b > 0$  για σχεδόν ολόκληρο το εύρος ζώνης.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} \quad (2.17)$$

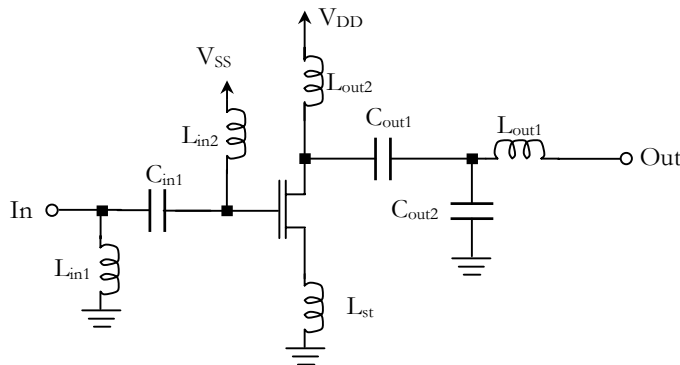
$$b = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2 \quad (2.18)$$



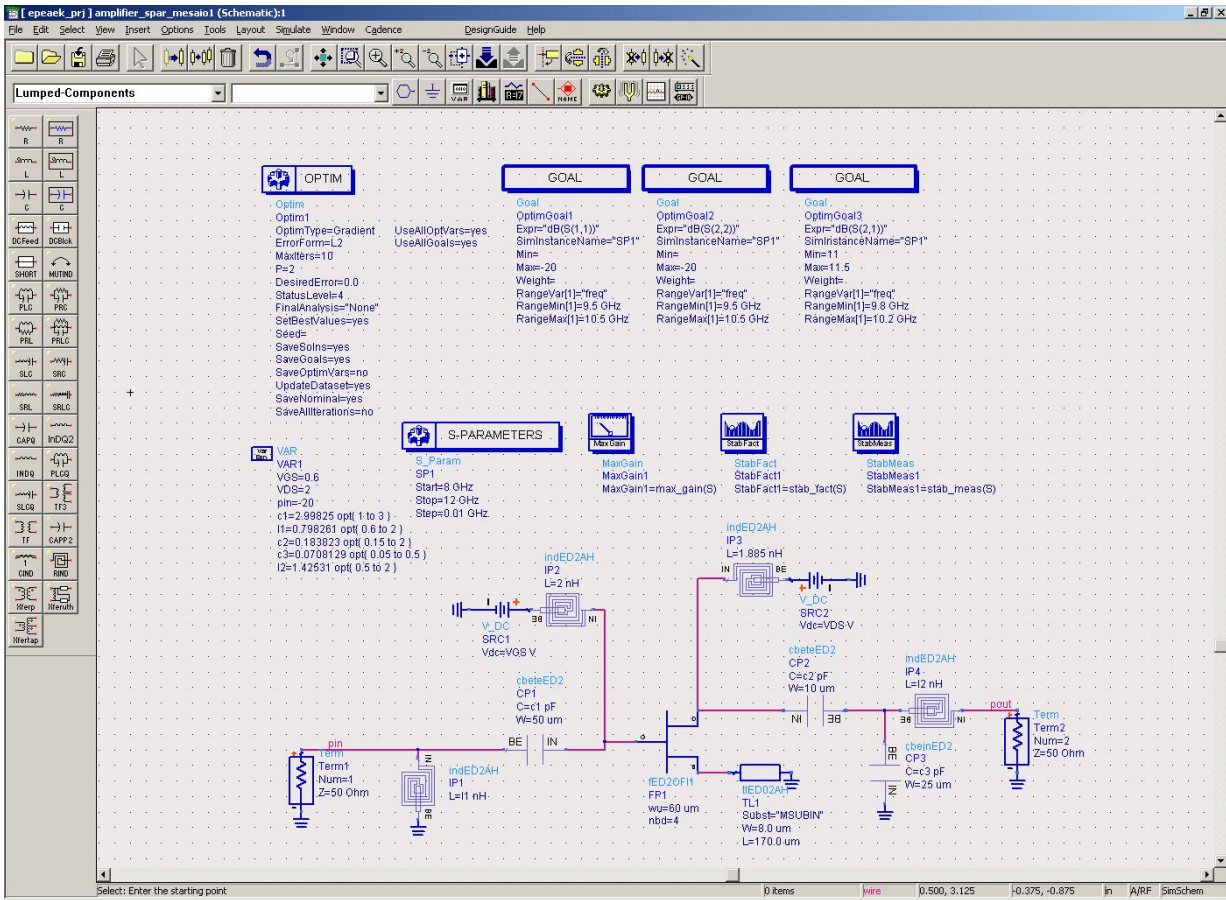
Σχήμα 2.2.5. Συντελεστές ανάκλασης των θυρών και παράμετροι ευστάθειας της μη προσαρμοσμένης τοπολογίας.



Στο Σχήμα 2.2.5 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της S-parameter προσομοίωσης, όπου είναι φανερό ότι οι θύρες της τοπολογίας δεν είναι προσαρμοσμένες και ταυτόχρονα η διάταξη δεν είναι ευσταθής άνευ όρων. Για την προσαρμογή των θυρών γίνεται πάντα προσπάθεια να χρησιμοποιούνται οι πιο απλές διατάξεις, έτσι ώστε να μην καταλαμβάνουν μεγάλη επιφάνεια. Χρησιμοποιώντας γνωστές μεθόδους, αλλά και τη διαδικασία βελτιστοποίησης του προγράμματος προσομοίωσης, προκύπτει το προσαρμοσμένο κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 2.2.6. Στο Σχήμα 2.2.7 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη που σχεδιάζεται στο ADS και χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό των απαιτούμενων τιμών των παθητικών στοιχείων ώστε να επιτευχθεί προσαρμογή των θυρών της τοπολογίας καθώς και άνευ όρων ευστάθεια του ενισχυτή. Στις θέσεις των πηνίων και των πυκνωτών δεν χρησιμοποιούνται ιδανικά μοντέλα, αλλά τα μοντέλα της βιβλιοθήκης του OMMIC-Philips GaAs foundry, έτσι ώστε να ληφθούν υπόψη όσο το δυνατόν περισσότερες μη ιδανικότητες. Αξίζει επίσης να αναφερθεί ότι στη θέση του πηνίου που συνδέεται στην πηγή του FET χρησιμοποιείται τμήμα γραμμής μεταφοράς που παρουσιάζει παρόμοια επαγωγική συμπεριφορά με το πηνίο. Εκτός από τα στοιχεία S\_Param, MaxGain, StabFact και StabMeas (η χρησιμότητα των οποίων αναφέρθηκε προηγουμένως) γίνεται και χρήση των στοιχείων Optim και Goal για να είναι δυνατή η διαδικασία βελτιστοποίησης του προγράμματος. Στα στοιχεία Goal ορίζονται τα επιθυμητά αποτελέσματα της προσομοίωσης. Στο στοιχείο Goal με όνομα OptimGoal1, για παράδειγμα, ορίζεται ότι ο συντελεστής ανάκλασης της θύρας εισόδου σε μονάδες dB ( $\text{dB}(S(1,1))$ ) επιθυμούμε να είναι μικρότερος από  $-20$  dB στο εύρος συχνοτήτων από 9.5 GHz έως 10.5 GHz. Με παρόμοιο τρόπο ορίζονται και τα αντίστοιχα στοιχεία για το συντελεστή ανάκλασης της θύρας εξόδου και το συντελεστή μετάδοσης (κέρδος). Στο στοιχείο Optim ορίζεται η μέθοδος βελτιστοποίησης που θα ακολουθηθεί από το λογισμικό, ο αριθμός των επαναλήψεων (προσπαθειών για επίτευξη των στόχων), οι στόχοι (Goals) που θα ληφθούν υπόψη και άλλες παράμετροι. Τέλος στο στοιχείο Var όπου καθορίζονται οι αρχικές τιμές των παθητικών στοιχείων ορίζεται για κάθε μία από αυτές το εύρος μεταβολής εντός του οποίου θα πρέπει η διαδικασία βελτιστοποίησης να αναζητεί τις τιμές που θα οδηγήσουν στα επιθυμητά αποτελέσματα.

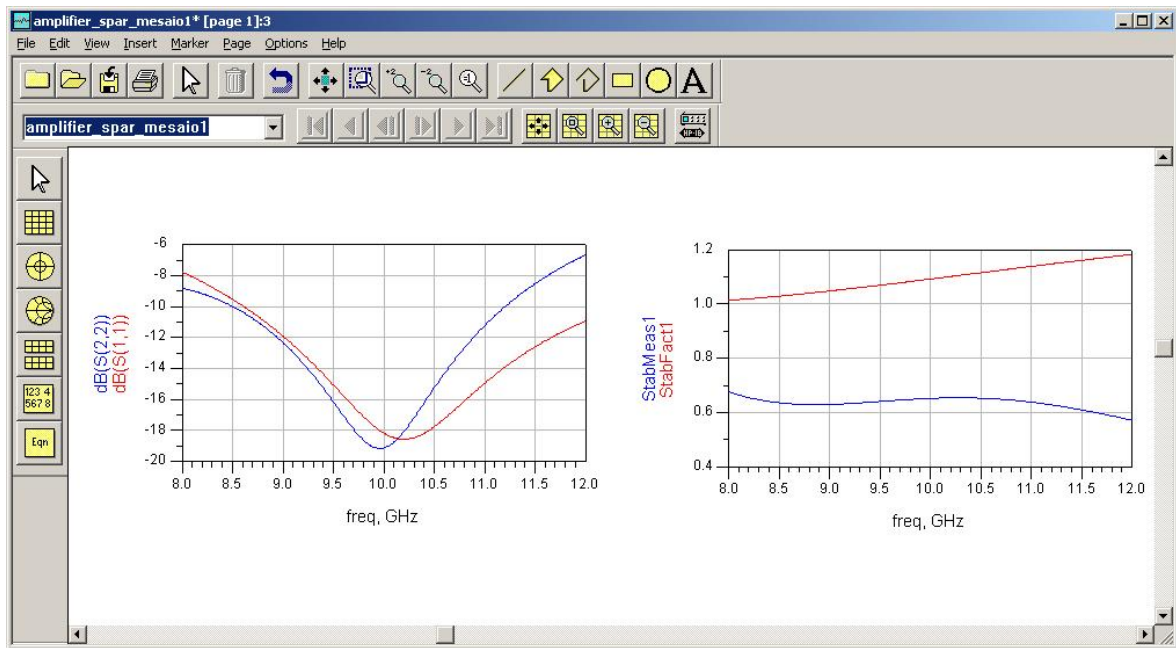


**Σχήμα 2.2.6.** Κυκλωματική διάταξη πολωμένου και προσαρμοσμένου ενισχυτή.



Σχήμα 2.2.7. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της προσαρμοσμένης τοπολογίας.

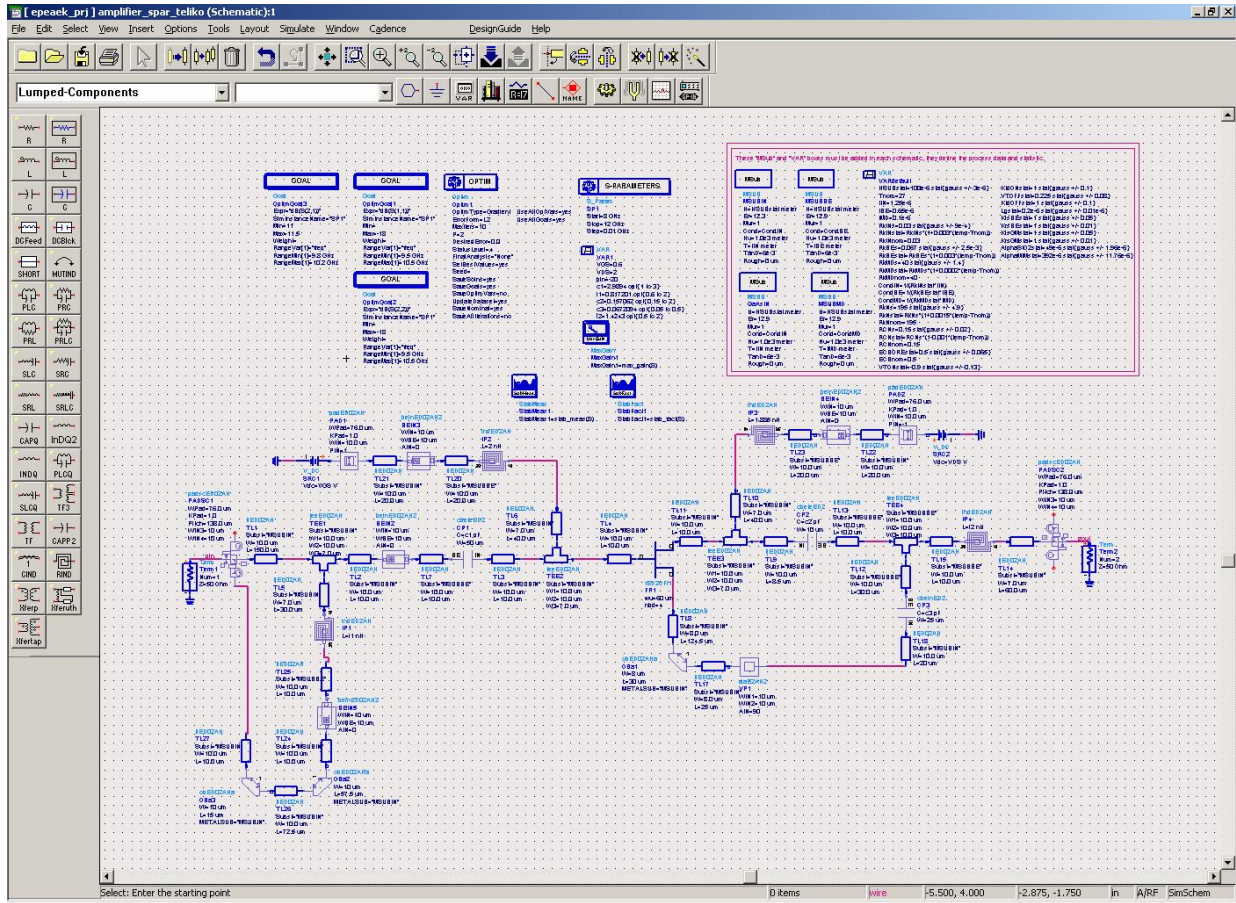
Στο Σχήμα 2.2.8 παρουσιάζονται οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών του ενισχυτή σε μονάδες dB συναρτήσει της συχνότητας και οι παράμετροι ευστάθειας. Είναι εμφανές ότι τόσο η θύρα εισόδου όσο και η θύρα εξόδου του ενισχυτή είναι προσαρμοσμένες, ενώ ταυτόχρονα ο ενισχυτής παρουσιάζει ευστάθεια άνευ όρων. Σημειώνεται ότι τα αποτελέσματα που αφορούν στην ευστάθεια πρέπει στην πραγματικότητα να εξετάζονται σε πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης από το εύρος ζώνης λειτουργίας του ενισχυτή, κάτι που θα γίνει στη συνέχεια.



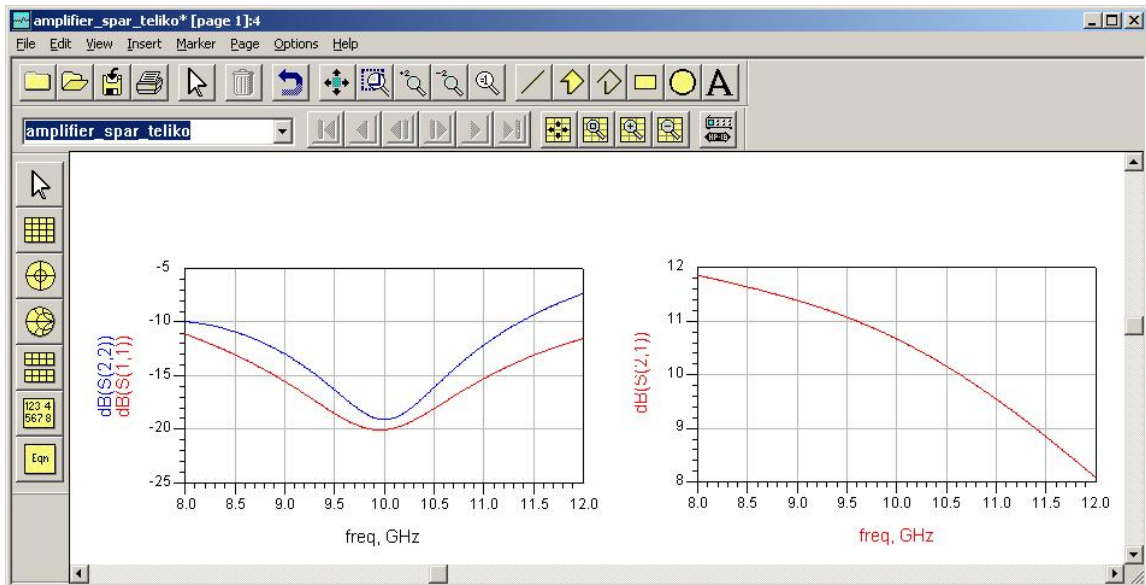
**Σχήμα 2.2.8.** Συντελεστές ανάκλασης των θυρών και παράμετροι ευστάθειας της προσαρμοσμένης τοπολογίας.

Στη συνέχεια σχεδιάζεται το layout του κυκλώματος (θα δοθεί σε επόμενη παράγραφο) και πραγματοποιείται και πάλι προσομοίωση έχοντας προσθέσει στη βασική τοπολογία όλα τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται στη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος, όπως τμήματα γραμμών μεταφοράς για τη διασύνδεση των διαφόρων στοιχείων, ακροδέκτες εισόδου και εξόδου του μικροκυματικού σήματος, ακροδέκτες εισόδου των DC σημάτων, νίας (σημεία που αντιστοιχούν σε γη στο ολοκληρωμένο κύκλωμα) κλπ. Στο Σχήμα 2.2.9 παρουσιάζεται η πλήρης κυκλωματική διάταξη. Είναι αρκετά πιο περίπλοκη από τη διάταξη που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 2.2.7 αφού περιλαμβάνει και το πιο μικρό τμήμα γραμμής μεταφοράς που χρησιμοποιήθηκε στη φυσική σχεδίαση ώστε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης να είναι όσο το δυνατόν πιο ακριβή. Πρέπει να σημειωθεί ότι τα επιπλέον στοιχεία (τμήματα γραμμών μεταφοράς, νίας,...) μεταβάλλουν την απόκριση της διάταξης κι επομένως χρειάζεται και πάλι να χρησιμοποιηθούν οι τεχνικές βελτιστοποίησης του προγράμματος ώστε να προσδιορισθούν εκ νέου οι ακριβείς τιμές των παθητικών στοιχείων και να είναι και πάλι προσαρμοσμένες κατάλληλα οι θύρες του ενισχυτή. Είναι φυσικό ότι οι αλλαγές στις τιμές ορισμένων στοιχείων επιφέρουν αλλαγές στις φυσικές διαστάσεις τους κι επομένως αλλαγές στη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος που μπορεί να προξενήσουν καινούριες μεταβολές στα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Η διαδικασία φυσικής σχεδίασης, προσομοίωσης και επαναπροσδιορισμού των κατάλληλων τιμών των παθητικών στοιχείων επαναλαμβάνεται μερικές φορές μέχρι τα επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα. Στο Σχήμα 2.2.10 παρουσιάζονται οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών του ενισχυτή και ο συντελεστής μετάδοσης (κέρδος) σε μονάδες dB συναρτήσει της συχνότητας. Ο

Πίνακας 2.2.1 συγκεντρώνει τα εύρη συχνοτήτων στα οποία οι θύρες του ενισχυτή παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης μικρότερο από  $-10$  dB.



Σχήμα 2.2.9. Πλήρης κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τελικής τοπολογίας.



Σχήμα 2.2.10. Οι συντελεστές ανάκλασης των θυρών εισόδου και εξόδου και η χαρακτηριστική του κέρδους της τελικής τοπολογίας του μικροκυματικού ενισχυτή χαμηλού θορύβου.



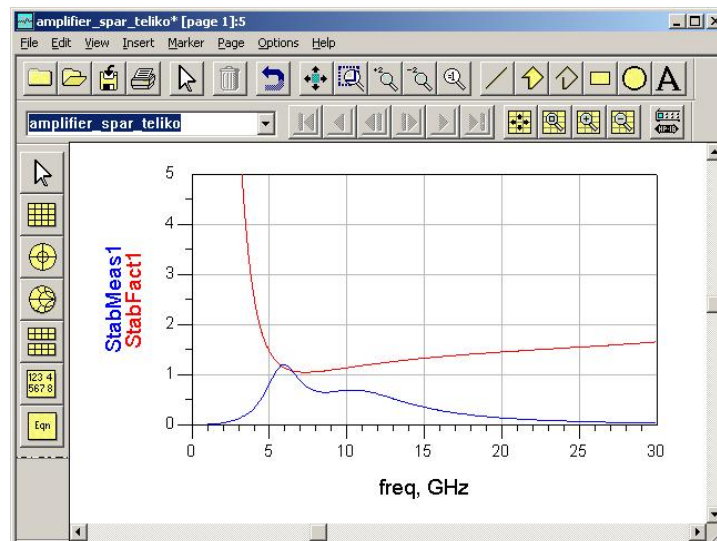
Θύρα	Εισόδου	Εξόδου
Εύρος συχνοτήτων (GHz)	7.7-12.7	8.0-11.4

**Πίνακας 2.2.1.** Εύρη συχνοτήτων στα οποία οι θύρες παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης  $<-10$  dB.

Ο Πίνακας 2.2.2 συγκεντρώνει τις τιμές των παθητικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται στα υποκυκλώματα προσαρμογής του ενισχυτή. Με την ένδειξη αρχική τιμή καθορίζονται οι τιμές των στοιχείων της τοπολογίας που παρουσιάσθηκε στο Σχήμα 2.2.7, ενώ με την ένδειξη τελική τιμή οι τιμές των στοιχείων της τοπολογίας που παρουσιάσθηκε στο Σχήμα 2.2.9. Οι διαφορές, όπου υπάρχουν, είναι πολύ μικρές.

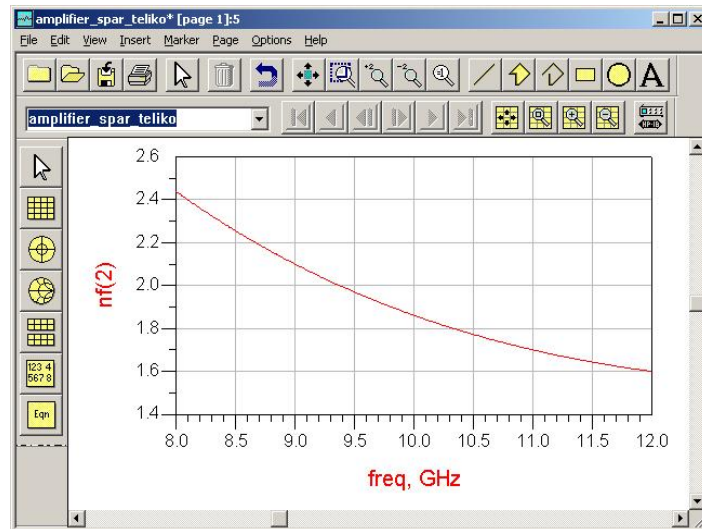
Παθητικό στοιχείο	Αρχική τιμή	Τελική τιμή
$L_{in1}$	0.80 nH	0.82 nH
$C_{in1}$	3.0 pF	3.0 pF
$L_{in2}$	2.0 nH	2.0 nH
$L_{out1}$	1.43 nH	1.42 nH
$L_{out2}$	1.89 nH	1.89 nH
$C_{out1}$	0.18 pF	0.16 pF
$C_{out2}$	0.07 pF	0.07 pF

**Πίνακας 2.2.2.** Τιμές των παθητικών στοιχείων για βέλτιστα αποτελέσματα πριν και μετά τη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος.



**Σχήμα 2.2.11.** Παράμετροι ευστάθειας της τελικής τοπολογίας.

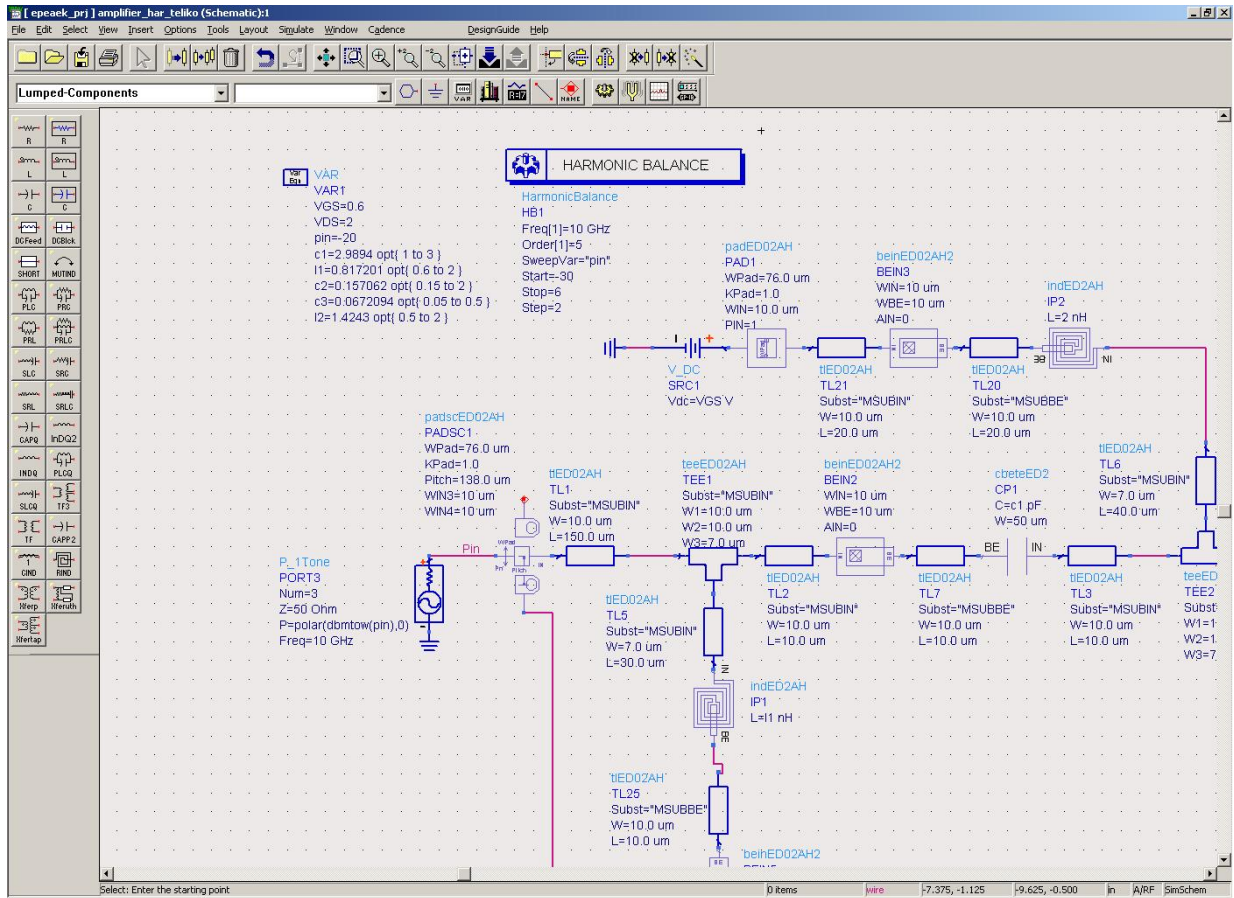
Στο Σχήμα 2.2.11 παρουσιάζονται οι παράμετροι ευστάθειας  $K$  και  $b$  σε αρκετά μεγάλο εύρος συχνοτήτων (1 GHz έως 30 GHz). Παντού στο εύρος αυτό ισχύει  $K > 1$  και  $b > 0$  κι επομένως ο ενισχυτής παρουσιάζει ευστάθεια άνευ όρων. Τέλος, στο Σχήμα 2.2.12 παρουσιάζεται η εικόνα θορύβου (NF) του ενισχυτή και είναι εμφανές ότι στο εύρος ζώνης λειτουργίας του ενισχυτή (9.5 GHz έως 10.5 GHz) ισχύει  $NF < 2$  dB.



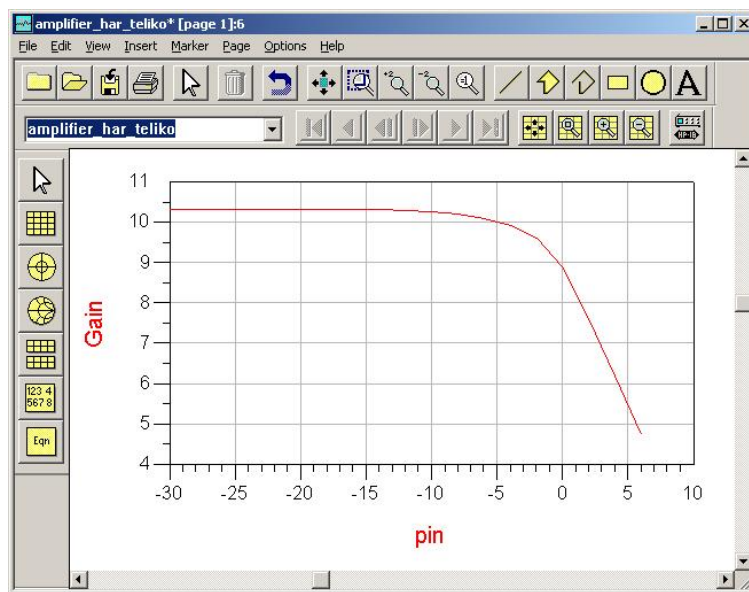
Σχήμα 2.2.12. Εικόνα θορύβου του ενισχυτή.

#### 2.2.4. Αποτελέσματα μη γραμμικής ανάλυσης

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιασθεί ο τρόπος μη γραμμικής ανάλυσης (Harmonic Balance) του ενισχυτή καθώς και το βασικότερο αποτέλεσμά της που είναι ο προσδιορισμός του 1 dB σημείου συμπίεσης του ενισχυτή. Στο Σχήμα 2.2.13 παρουσιάζεται μία λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης για τη μη γραμμική ανάλυση. Απαραίτητο στοιχείο για τέτοιου είδους προσομοίωση αποτελεί το Harmonic Balance στο οποίο καθορίζεται η συχνότητα με την οποία θα πραγματοποιηθεί η ανάλυση καθώς και ο αριθμός των χρησιμοποιούμενων αρμονικών της. Στη χρησιμοποιούμενη πηγή για το σήμα εισόδου (P\_1Tone) προσδιορίζεται αριθμητικά η συχνότητα (10 GHz), ενώ η τιμή της ισχύος μέσω μεταβλητής (dbmtow(pin)). Στο στοιχείο Harmonic Balance καθορίζεται επίσης ότι η μεταβλητή pin θα χρησιμοποιηθεί ως παράμετρος με εύρος μεταβολής από -30 dBm έως 6 dBm και βήμα 2 dBm. Επίσης φαίνεται και το όνομα Pin που έχει δοθεί στον κόμβο που συνδέεται η πηγή του σήματος εισόδου, διαδικασία που ακολουθείται για όλους τους κόμβους στους οποίους επιθυμείται να προσδιορισθεί το φασματικό περιεχόμενο των σημάτων.



Σχήμα 2.2.13. Λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης για τη μη γραμμική ανάλυση.

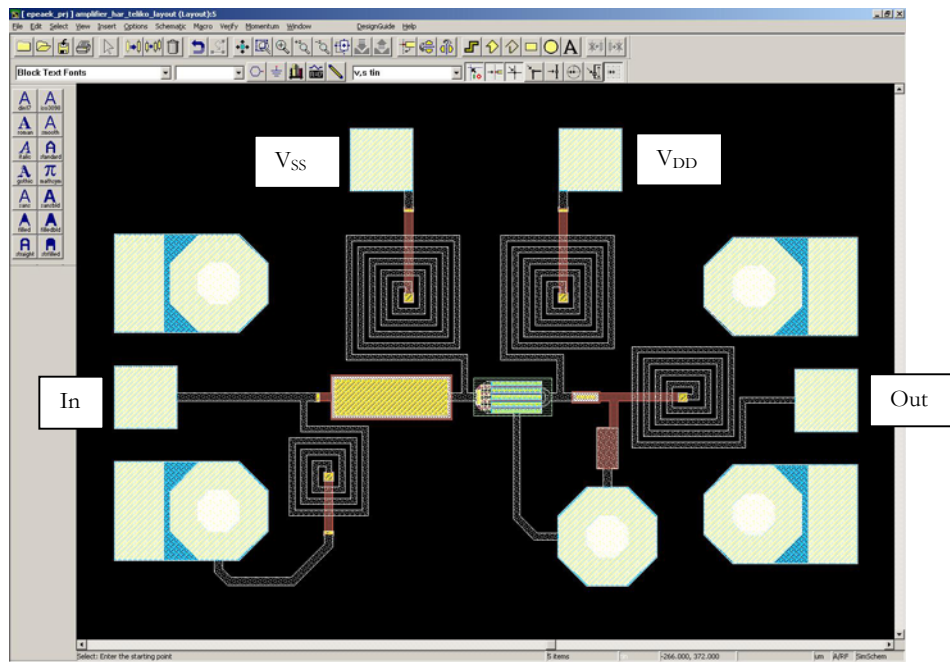


Σχήμα 2.2.14. Μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου.

Στο Σχήμα 2.2.14 παρουσιάζεται η μεταβολή του κέρδους του ενισχυτή συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου και είναι εμφανές ότι μειώνεται κατά 1 dB από τη μέγιστη τιμή του όταν η ισχύς του RF σήματος εισόδου γίνει  $P_{in} = -1$  dBm και επομένως το σημείο συμπίεσης 1 dB του ενισχυτή παρουσιάζεται για ισχύ του RF σήματος εισόδου -1 dBm.

### 2.2.5. Layout του ενισχυτή

Στο Σχήμα 2.2.15 παρουσιάζεται το layout του μικροκυματικού ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Το ολοκληρωμένο περιλαμβάνει συνολικά τέσσερις ακροδέκτες (pads). Έναν για την εφαρμογή του σήματος εισόδου, έναν για το σήμα εξόδου και δύο για τη διασύνδεση των συνεχών τάσεων ( $V_{DD}$  και  $V_{SS}$ ). Οι διαστάσεις του ολοκληρωμένου κυκλώματος είναι  $900\mu\text{m} \times 570\mu\text{m}$  και επομένως καταλαμβάνει επιφάνεια περίπου ίση με  $0.5\text{ mm}^2$ .



Σχήμα 2.2.15. Layout του μικροκυματικού ενισχυτή χαμηλού θορύβου.



### 3. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΑΝΑΒΙΒΑΣΤΩΝ ΚΑΙ ΥΠΟΒΙΒΑΣΤΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

#### 3.1. ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΜΙΞΗΣ ΚΑΙ ΕΙΔΗ ΜΙΚΤΩΝ

##### 3.1.1. Εισαγωγή

Οι μίκτες αποτελούν μία από τις βασικότερες υπομονάδες οποιουδήποτε πομποδέκτη και χρησιμοποιούνται για τη μετατόπιση των σημάτων σε συχνότητες όπου μπορούν εύκολα και περισσότερο αποδοτικά να ενισχυθούν και να αποδιαμορφωθούν, ενώ μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν και ως ανιχνευτές φάσης. Ο κάθε μίκτης είναι ουσιαστικά ένας πολλαπλασιαστής. Το χαρακτηριστικό αυτό φαίνεται στο Σχήμα 3.1.1 όπου παρουσιάζεται ένας ιδανικός πολλαπλασιαστής με δύο ημιτονοειδή σήματα στις εισόδους του. Το σήμα που εφαρμόζεται στην RF θύρα έχει συχνότητα φέροντος  $\omega_s$  και διαμορφωμένο πλάτος  $A(t)$ , ενώ το LO σήμα είναι ένα καθαρό ημίτονο συχνότητας  $\omega_p$ . Εκτελώντας απλές τριγωνομετρικές πράξεις διαπιστώνουμε ότι το σήμα εξόδου αποτελείται από διαμορφωμένες συνιστώσες στις συχνότητες αθροίσματος και διαφοράς, ενώ με τη βοήθεια του φίλτρου αποκόπτεται η συχνότητα αθροίσματος και παραμένει μόνο η διαφορά.

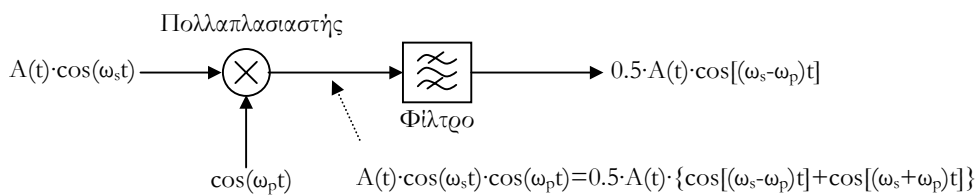
Ευτυχώς ο ιδανικός πολλαπλασιαστής δεν είναι το μοναδικό στοιχείο που μπορεί να πραγματοποιήσει μίξη. Οποιοδήποτε μη γραμμικό στοιχείο μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως μίκτης. Η χρήση μη ιδανικών πολλαπλασιαστών έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία LO αρμονικών και πολλών διαφορετικών προϊόντων μίξης πέραν του επιθυμητού με αποτέλεσμα η συνιστώσα επιθυμητής συχνότητας να πρέπει να φιλτραριστεί από τα υπόλοιπα σήματα. Η χρήση ενός μη ιδανικού πολλαπλασιαστή μπορεί να παρουσιαστεί περιγράφοντας την I/V χαρακτηριστική του μη γραμμικού στοιχείου μέσω μίας σειράς:

$$I = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot V + \alpha_2 \cdot V^2 + \alpha_3 \cdot V^3 + \dots \quad (3.1)$$

και θέτοντας το  $V$  ίσο με το άθροισμα των δύο εισόδων του πολλαπλασιαστή που φαίνεται στο Σχήμα 3.1.1. Μετά από μερικές αλγεβρικές και τριγωνομετρικές πράξεις βρίσκουμε ότι το αποτέλεσμα είναι ένα σήμα που διατηρεί τη διαμόρφωση, αλλά έχει μετατοπιστεί στη συχνότητα διαφοράς. Εάν θεωρήσουμε ότι η τάση του διαμορφωμένου σήματος εισόδου είναι πολύ μικρότερη από την αντίστοιχη του LO σήματος, τότε το ρεύμα περιλαμβάνει συνιστώσες μικρού σήματος στις συχνότητες:

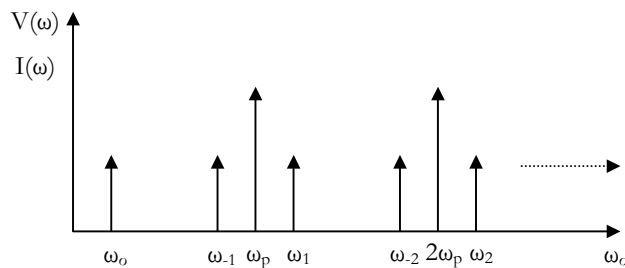
$$\omega_{\pm n} = \pm\omega_o + n \cdot \omega_p \quad (3.2)$$

όπου  $\omega_o = \omega_s - \omega_p$  είναι η συχνότητα διαφοράς και  $n=0, 1, 2, 3, \dots$ . Οι συχνότητες αυτές φαίνονται στο Σχήμα 3.1.2 και απέχουν από κάθε LO αρμονική κατά  $\omega_o$ .



**Σχήμα 3.1.1.** Η λειτουργία του ιδανικού πολλαπλασιαστή.

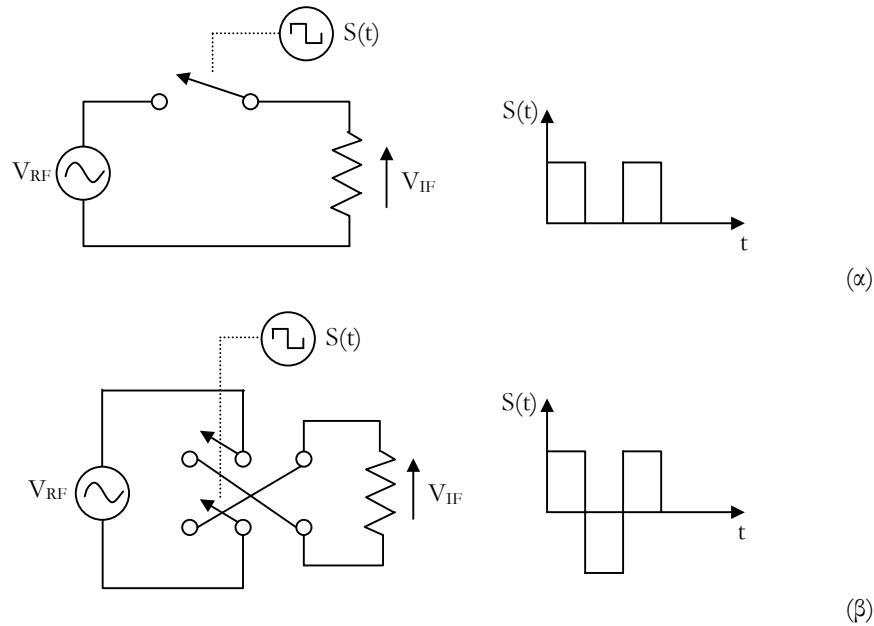
Ένας άλλος τρόπος με τον οποίο μπορούμε να παρουσιάσουμε τη λειτουργία του μίκτη είναι με τη βοήθεια ενός διακόπτη. Στο Σχήμα 3.1.3.(α) παρουσιάζεται ένας μίκτης μοντελοποιημένος ως διακόπτης που διακόπτει την RF κυματομορφή περιοδικά σύμφωνα με την LO συχνότητα. Υπάρχει περίπτωση η κυματομορφή διακοπής να μην παρουσιάζει duty cycle 50% με αποτέλεσμα να περιέχει όλες τις αρμονικές της βασικής συχνότητας, καθώς και μια dc συνιστώσα. Τότε η επιθυμητή έξοδος πρέπει και πάλι να διαχωριστεί από τα υπόλοιπα παράγωγα.



**Σχήμα 3.1.2.** Συχνότητες συνιστωσών μικρού σήματος LO αρμονικών.

Στο Σχήμα 3.1.3.(β) φαίνεται ένας άλλος μίκτης με αντίστοιχη μοντελοποίηση. Αντί να διακόπτεται απλά το ρεύμα μεταξύ των RF και IF θύρων, ο διακόπτης αλλάζει την πολικότητα της RF τάσης περιοδικά. Το πλεονέκτημα αυτού του μίκτη έναντι του προηγούμενου είναι ότι η LO κυματομορφή δεν περιέχει dc συνιστώσα κι επομένως το αποτέλεσμα της μίξης δεν περιέχει συνιστώσα στην RF συχνότητα. Επομένως, αν και δε χρησιμοποιούνται φίλτρα, οι RF και IF θύρες

αυτού του μίκτη είναι απομονωμένες. Οι διπλά ισορροπημένοι μίκτες που θα παρουσιαστούν σε επόμενη παράγραφο είναι πραγματοποιήσεις αυτού του είδους μίκτη.



**Σχήμα 3.1.3.** (α) Ο μίκτης ως απλός διακόπτης και (β) ο μίκτης ως διπλός διακόπτης.

### 3.1.2. Βασικά μεγέθη χαρακτηρισμού των μικτών

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιαστούν μερικά από τα βασικότερα μεγέθη χαρακτηρισμού των μικτών. Όπως έχει γίνει ήδη κατανοητό κάθε κυκλωματική διάταξη μίκτη περιλαμβάνει τρεις θύρες: α) τη θύρα του σήματος εισόδου, β) τη θύρα του σήματος του ταλαντωτή και γ) τη θύρα του σήματος εξόδου. Ανάλογα με το εάν ο μίκτης λειτουργεί ως υποβιβαστής ή αναβιβαστής συχνότητας στη θύρα εισόδου συνδέεται το σήμα RF ή το σήμα IF αντίστοιχα, ενώ το αντίστροφο συμβαίνει στη θύρα εξόδου. Στη συνέχεια θα ορισθούν τα βασικά μεγέθη χαρακτηρισμού των μικτών θεωρώντας ότι η λειτουργία που πραγματοποιείται είναι αυτή της υποβίβασης συχνότητας, γεγονός που δεν έχει ιδιαίτερη σημασία αφού με ακριβώς αντίστροφο τρόπο μπορεί να γίνει ο ορισμός κάθε μεγέθους χαρακτηρισμού και στην περίπτωση της αναβίβασης συχνότητας, βοηθά όμως ώστε να μην υπάρχουν παρερμηνείες για το ποιο θεωρείται σήμα εισόδου και ποιο σήμα εξόδου σε κάθε περίπτωση.

#### 3.1.2.1. Προσαρμογή θυρών

Για να είναι δυνατή η μέγιστη μεταφορά ισχύος και να αποφεύγεται η δημιουργία στασίμων κυμάτων, τα υποκυκλώματα ενός τηλεπικοινωνιακού πομποδέκτη πρέπει να παρουσιάζουν στα σημεία διασύνδεσής τους ίσες τιμές αντιστάσεων εισόδου και εξόδου. Η τιμή των αντιστάσεων που επιλέγεται συνήθως είναι 50 Ω και όταν ισχύει αυτή η παραδοχή τότε αναφέρεται ότι οι θύρες εισόδου και εξόδου των υποκυκλωμάτων είναι προσαρμοσμένες στα 50 Ω. Με δεδομένο ότι η τιμή της αντίστασης

εισόδου κάθε θύρας μεταβάλλεται με τη συχνότητα, γίνεται προσπάθεια η κάθε θύρα να είναι προσαρμοσμένη σε εύρος συχνοτήτων που αντιστοιχεί στο εύρος συχνοτήτων του σήματος που εισέρχεται ή εξέρχεται από αυτήν. Επομένως στην περίπτωση του υποβιβαστή συχνότητας η θύρα εισόδου πρέπει να είναι προσαρμοσμένη για εύρος συχνοτήτων που αντιστοιχεί στο εύρος του σήματος εισόδου (RF), η θύρα εξόδου για εύρος συχνοτήτων που αντιστοιχεί στο εύρος του σήματος εξόδου (IF) και η θύρα του ταλαντωτή για εύρος συχνοτήτων που αντιστοιχεί στο εύρος του σήματος του ταλαντωτή (LO).

Συνήθως τρόπος χαρακτηρισμού της ποιότητας της προσαρμογής αποτελεί ο λόγος στασίμων κυμάτων τάσης (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR):

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\rho_L|}{1 - |\rho_L|} \quad (3.3)$$

όπου  $\rho_L$  είναι ο συντελεστής ανάκλασης και δίνεται από τη σχέση:

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

ενώ  $Z_L$  είναι η τιμή της αντίστασης εισόδου της κάθε θύρας και  $Z_0=50 \Omega$  η τιμή σύμφωνα με την οποία πραγματοποιείται η προσαρμογή.

### 3.1.2.2. Κέρδος μετατροπής

Ως κέρδος μετατροπής ενός υποβιβαστή συχνότητας ορίζεται ο λόγος της διαθέσιμης ισχύος του σήματος εξόδου στο φορτίο εξόδου προς τη διαθέσιμη ισχύ του σήματος εισόδου στη θύρα εισόδου:

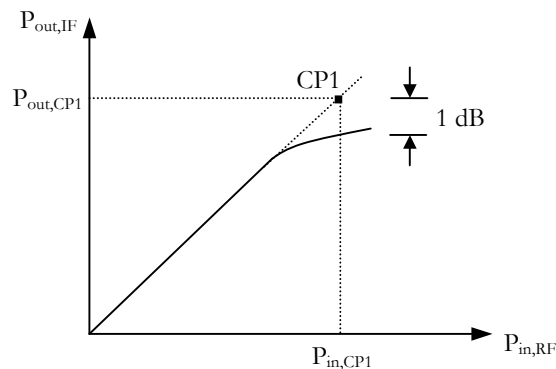
$$G = \frac{P_{\text{out,IF}}}{P_{\text{in,RF}}} \quad (3.5)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι σε αντίθεση με άλλα υποκυκλώματα πομποδεκτών το κέρδος μετατροπής των μικτών ορίζεται με προσδιορισμό των ισχύων των σημάτων εισόδου και εξόδου σε διαφορετικές συχνότητες. Επίσης, όταν ο μίκτης έχει υλοποιηθεί με τη χρήση διόδων τότε το κέρδος μετατροπής είναι μικρότερο της μονάδας ή αρνητικός αριθμός εάν υπολογίζεται σε dB (απώλειες μετατροπής), ενώ όταν έχει υλοποιηθεί με τη χρήση τρανζίστορς τότε μπορεί να παρουσιάζει θετικό κέρδος μετατροπής (ειφρασμένο σε dB).

### 3.1.2.3. Σημείο συμπίεσης 1 dB

Παρά το γεγονός ότι η μίξη πραγματοποιείται με τη χρήση μη γραμμικών κυκλωμάτων, η διαδικασία της μίξης μπορεί να χαρακτηριστεί γραμμική αφού στην περίπτωση ενός υποβιβαστή συχνότητας η ισχύς του σήματος εξόδου (IF) συνδέεται γραμμικά με την ισχύ του σήματος εισόδου

(RF) μέσω του κέρδους μετατροπής. Στην πραγματικότητα το φαινόμενο αυτό δεν ισχύει για όλο το εύρος τιμών ισχύος του σήματος εισόδου. Καθώς αυξάνεται η ισχύς του σήματος εισόδου η γραμμικότητα χάνεται από μία συγκεκριμένη τιμή ισχύος και πάνω. Στο Σχήμα 3.1.4 παρουσιάζεται ποιοτικά η σχέση μεταξύ της ισχύος του σήματος εισόδου και της ισχύος του σήματος εξόδου όπου είναι φανερό η γραμμικότητα που επικρατεί για χαμηλές τιμές ισχύος καθώς και η συμπίεση που παρουσιάζεται από ένα σημείο και έπειτα με αποτέλεσμα η αύξηση της ισχύος του σήματος εξόδου να μην είναι ανάλογη της αύξησης της ισχύος του σήματος εισόδου. Το σημείο όπου η πραγματική τιμή της ισχύος του σήματος εξόδου είναι κατά 1 dB χαμηλότερη από την αναμενόμενη ιδανική τιμή που ακολουθεί τη γραμμικότητα ονομάζεται σημείο συμπίεσης 1 dB (1 dB Compression Point). Το σημείο συμπίεσης 1 dB περιγράφεται είτε από την τιμή της ισχύος του σήματος εισόδου και αναφέρεται ως σημείο συμπίεσης εισόδου 1 dB ( $P_{in,CP1}$ ), είτε από την τιμή ισχύος του σήματος εξόδου και αναφέρεται ως σημείο συμπίεσης εξόδου 1 dB ( $P_{out,CP1}$ ). Το γεγονός αυτό χρήζει ιδιαίτερης προσοχής αφού αυτές οι δύο τιμές είναι διαφορετικές όταν η τιμή του κέρδους μετατροπής είναι διαφορετική από 0 dB.



**Σχήμα 3.1.4.** Ορισμός του σημείου συμπίεσης 1 dB.

### 3.1.2.4. Παραμόρφωση λόγω αρμονικών

Κατά την υποβίβαση ενός RF σήματος ( $f_{RF}$ ) με τη χρήση ενός σήματος ταλάντωσης LO ( $f_{LO}$ ), εκτός από το σήμα διαφοράς IF ( $f_{IF}$ ) και τα σήματα που εμφανίζονται γύρω από τις αρμονικές του σήματος LO (σχέση (3.2)) στην έξοδο του υποβιβαστή παρουσιάζονται όλα τα παράγωγα της μίξης των αρμονικών των σημάτων RF και LO (spurious responses):

$$f_{IF,m,n} = m \cdot f_{RF} + n \cdot f_{LO} \quad (3.6)$$

όπου  $m, n = \dots -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3 \dots$ . Τις περισσότερες φορές αυτά τα παράγωγα είναι ιδιαίτερα αδύναμα, ενώ υπάρχει μεγάλη πιθανότητα να βρίσκονται εκτός της ζώνης ενδιαφέροντος του σήματος εξόδου. Για να αποφευχθεί πάντως η εμφάνισή τους απαιτείται σωστό φίλτράρισμα των σημάτων εισόδου και ταλάντωσης ώστε να αποκοπούν κατά το δυνατόν περισσότερα οι αρμονικές τους. Με

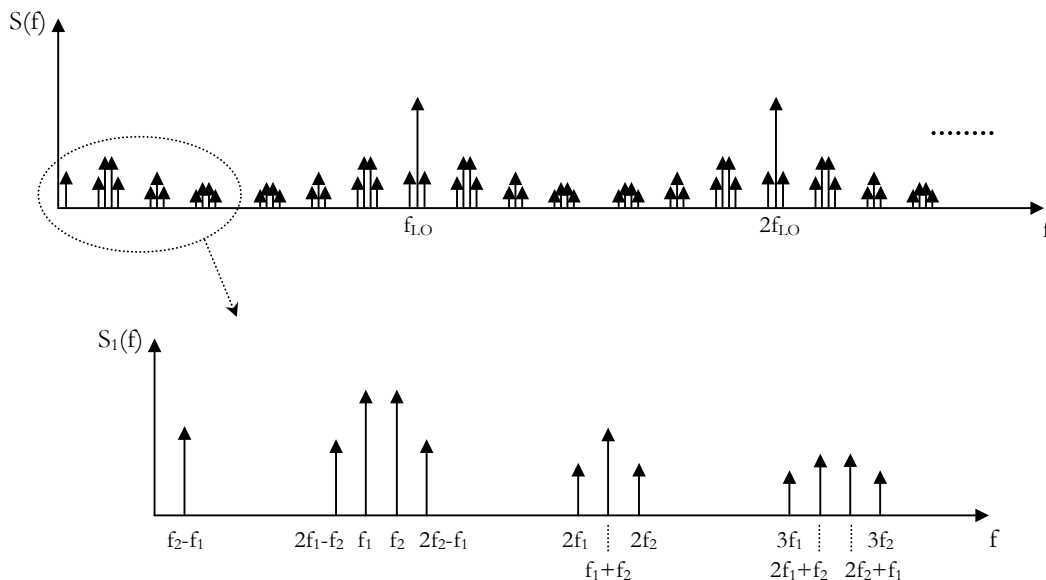
δεδομένο όμως ότι η ύπαρξη αρμονικών μικρής τάξης, που δεν αποκόβονται ιδιαίτερα εύκολα, μπορεί να οδηγήσει σε παράγωγα παραμόρφωσης λόγω αρμονικών που βρίσκονται εντός του φάσματος ενδιαφέροντος του σήματος εξόδου, ο καλύτερος τρόπος για να αποφύγουμε την παρουσία τους είναι η σωστή επιλογή των συχνοτήτων των σημάτων εισόδου, εξόδου και ταλάντωσης ώστε όλοι οι συνδυασμοί τους (σχέση (3.6)) να βρίσκονται εκτός του φάσματος ενδιαφέροντος.

### 3.1.2.5. Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης

Όταν στην είσοδο του RF σήματος ενός υποβιβαστή συχνότητας υπάρχουν δύο διαφορετικά σήματα των οποίων οι συχνότητες ( $f_{RF1}$  και  $f_{RF2}$ ) διαφέρουν λίγο μεταξύ τους, τότε στην έξοδο του εμφανίζονται διάφορα παράγωγα λόγω της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) σε συχνότητες που δίνονται από τη σχέση:

$$f_{IM} = \pm q \cdot f_{RF1} \pm r \cdot f_{RF2} \pm p \cdot f_{LO} \quad (3.7)$$

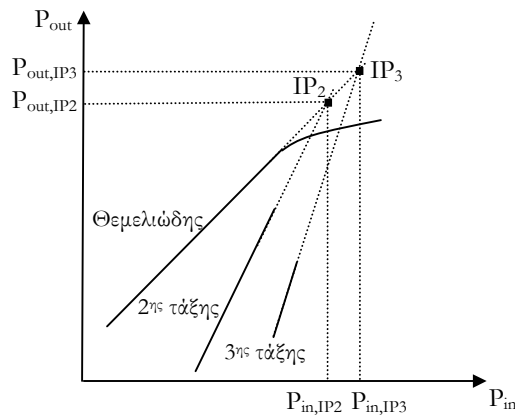
όπου οι μεταβλητές  $q$ ,  $r$  και  $p$  είναι θετικοί ακέραιοι αριθμοί. Η παρουσία αυτών των παραγώγων οφείλεται στις μη γραμμικότητες των στοιχείων που χρησιμοποιούνται για τη μίξη. Στο Σχήμα 3.1.5 παρουσιάζεται ποιοτικά το φάσμα εξόδου ενός υποβιβαστή όπου φαίνονται όλα τα παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης. Τόσο στην περιοχή των χαμηλών συχνοτήτων όσο και γύρω από κάθε αρμονική της συχνότητας του σήματος ταλάντωσης παρουσιάζεται ομοιόμορφα ένα σύνολο παραγώγων που σχεδιάστημε και σε μεγαλύτερες διαστάσεις ώστε να φανούν αναλυτικά οι συχνότητές τους. Σημειώνουμε ότι  $f_1 = f_{RF1} - f_{LO}$  και  $f_2 = f_{RF2} - f_{LO}$ .



Σχήμα 3.1.5. Παράγωγα που οφείλονται στην παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.

Τα πιο σημαντικά από άποψη ισχύος παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης είναι τα δεύτερης ( $q+r=2$ ) και τρίτης ( $q+r=3$ ) τάξης. Θεωρώντας ότι τα σήματα εισόδου του υποβιβαστή είναι αρκετά μικρά

ώστε ο τελευταίος να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή, τα παράγωγα δεύτερης και τρίτης τάξης έχουν κέρδος μετατροπής διπλάσιο και τριπλάσιο αντίστοιχα από αυτό του επιθυμητού σήματος εξόδου. Στο Σχήμα 3.1.6 παρουσιάζεται ποιοτικά η χαρακτηριστική μετατροπής του επιθυμητού σήματος εξόδου ( $f_1$  ή  $f_2$ ) καθώς και οι χαρακτηριστικές μετατροπής των παραγώγων 2<sup>ης</sup> και 3<sup>ης</sup> τάξης που έχουν διπλάσια και τριπλάσια αντίστοιχα κλίση από αυτήν του επιθυμητού σήματος. Το σημείο τομής της χαρακτηριστικής του παραγώγου 2<sup>ης</sup> τάξης με τη γραμμική προέκταση της χαρακτηριστικής της θεμελιώδους ονομάζεται σημείο σύμπτωσης 2<sup>ης</sup> τάξης (2-order Intercept Point, IP2), ενώ το σημείο τομής της χαρακτηριστικής του παραγώγου 3<sup>ης</sup> τάξης με τη γραμμική προέκταση της χαρακτηριστικής της θεμελιώδους ονομάζεται σημείο σύμπτωσης 3<sup>ης</sup> τάξης (3-order Intercept Point, IP3). Τα σημεία σύμπτωσης περιγράφονται είτε από τις τιμές της ισχύος του σήματος εισόδου και αναφέρονται ως σημεία σύμπτωσης εισόδου ( $P_{in,IP2}$  και  $P_{in,IP3}$ ), είτε από τις τιμές ισχύος του σήματος εξόδου και αναφέρονται ως σημεία σύμπτωσης εξόδου ( $P_{out,IP2}$  και  $P_{out,IP3}$ ).



**Σχήμα 3.1.6.** Ορισμός των σημείων σύμπτωσης για τα 2<sup>ης</sup> και 3<sup>ης</sup> τάξης παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης.

Με τη βοήθεια των χαρακτηριστικών που παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.1.6 μπορεί να αποδειχθεί ότι η τιμή της ισχύος εξόδου του παραγώγου  $n$ <sup>ης</sup> τάξης δίνεται από τη σχέση:

$$P_{out,IPn} = n \cdot P_{out,IF} - (n - 1) \cdot P_{out,IPn} \quad (3.8)$$

όπου  $P_{out,IF}$  είναι η τιμή της ισχύος του επιθυμητού σήματος IF και  $P_{out,IPn}$  το σημείο σύμπτωσης εξόδου του παραγώγου  $n$ <sup>ης</sup> τάξης.

### 3.1.2.6. Απομόνωση μεταξύ των θυρών

Οι παρασιτικές ζεύξεις μεταξύ των θυρών ενός μίκτη έχουν ως αποτέλεσμα οι θύρες να μην είναι πλήρως απομονωμένες μεταξύ τους και ποσοστό της ισχύος του σήματος που εφαρμόζεται σε μία θύρα να εμφανίζεται στις άλλες δύο. Οι πιο σημαντικές από αυτές τις διαρροές είναι οι ζεύξεις μεταξύ της θύρας LO και της θύρας IF καθώς και μεταξύ της θύρας LO και της θύρας RF. Παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον η τιμή της απομόνωσης LO-IF, δηλαδή το ποσοστό της ισχύος

του σήματος LO που διαρρέει στη θύρα IF, γιατί η παρουσία ενός ισχυρού LO σήματος στην θύρα εξόδου μπορεί να οδηγήσει σε κορεσμό τον IF ενισχυτή που έπεται του υποβιβαστή συχνότητας. Ο ενισχυτής μπορεί να οδηγηθεί σε κορεσμό παρά το γεγονός ότι η συχνότητα του σήματος ταλάντωσης είναι πολύ μακριά από το εύρος συχνοτήτων του σήματος IF επειδή συνήθως το κέρδος του είναι πολύ μεγάλο. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει επίσης η τιμή της απομόνωσης LO-RF, δηλαδή το ποσοστό της ισχύος του σήματος LO που διαρρέει στη θύρα RF, επειδή αποτέλεσμα αυτής της διαρροής είναι η μίξη του σήματος ταλάντωσης με τον εαυτό του που οδηγεί στη δημιουργία μίας ανεπιθύμητης dc συνιστώσας στην έξοδο του υποβιβαστή.

### 3.1.2.7. Θερμοκρασία θορύβου και εικόνα θορύβου

Σε αντίθεση με διάφορα άλλα υποκυκλώματα πομποδεκτών (ενισχυτές, φίλτρα κ.α.) στην περίπτωση των μικτών η θερμοκρασία θορύβου ορίζεται με δύο τρόπους: α) μονόπλευρη θερμοκρασία θορύβου (single sideband noise temperature,  $T_{SSB}$ ) και β) δίπλευρη θερμοκρασία θορύβου (double sideband noise temperature,  $T_{DSB}$ ). Ο προσδιορισμός της μονόπλευρης θερμοκρασίας θορύβου γίνεται θεωρώντας ότι ο θόρυβος που εμφανίζεται στην IF θύρα εξόδου του υποβιβαστή προέρχεται μόνο από το RF σήμα εισόδου και κανένα άλλο σήμα που ενδέχεται να εμφανίζεται στην είσοδο. Γνωρίζουμε όμως ότι το IF σήμα εξόδου μπορεί να είναι αποτέλεσμα του υποβιβασμού τόσο του RF σήματος όσο και του ειδώλου του. Επομένως, ο προσδιορισμός της δίπλευρης θερμοκρασίας θορύβου γίνεται θεωρώντας ότι ο θόρυβος που εμφανίζεται στην IF θύρα εξόδου του υποβιβαστή προέρχεται τόσο από το RF σήμα εισόδου όσο και από το σήμα ειδώλου του. Στην περίπτωση που το κέρδος μετατροπής είναι το ίδιο τόσο για το σήμα εισόδου όσο και για το σήμα ειδώλου του αποδεικνύεται ότι η τιμή της μονόπλευρης θερμοκρασίας θορύβου είναι ακριβώς διπλάσια της τιμής της δίπλευρης θερμοκρασίας θορύβου:

$$T_{SSB} = 2 \cdot T_{DSB} \quad (3.9)$$

Με αντίστοιχο τρόπο ορίζονται δύο ειδών εικόνες θορύβου και αποδεικνύεται ότι οι τιμές τους συνδέονται με τη σχέση:

$$NF_{SSB} = NF_{DSB} + 3\text{dB} \quad (3.10)$$

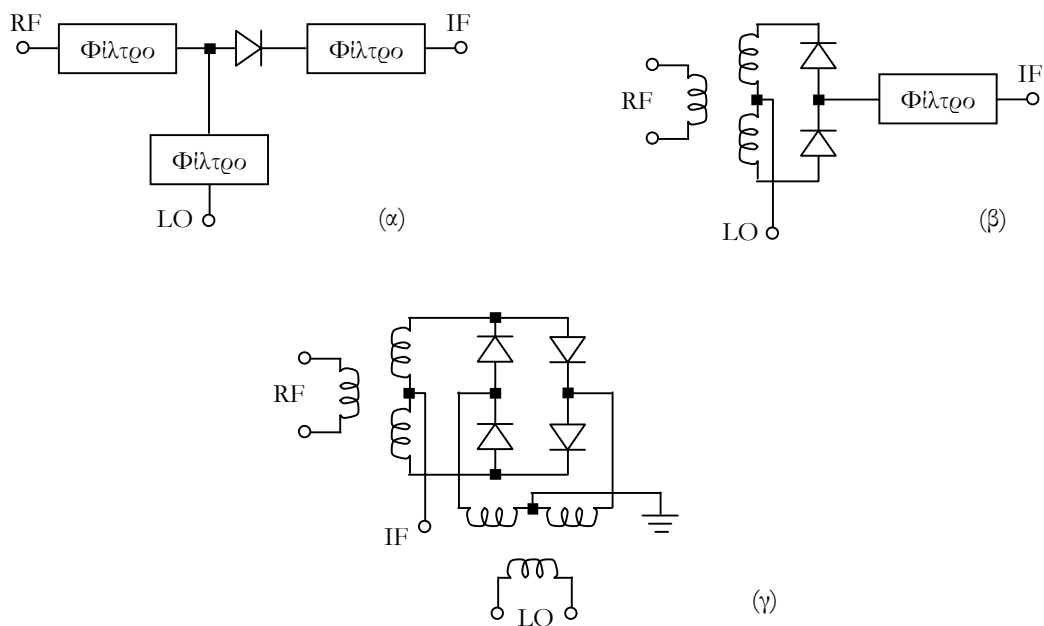
### 3.1.3. Βασικές τοπολογίες μικτών

Απλά FETs ή δίοδοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως μίκτες, ενώ συχνά χρησιμοποιούνται δύο, τέσσερα ή ακόμα και οκτώ στοιχεία σε ισορροπημένη δομή. Οι ισορροπημένοι μίκτες (balanced mixers) παρουσιάζουν σημαντικά πλεονεκτήματα συγκρινόμενοι με τους μίκτες απλού στοιχείου (single-device mixers). Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα, η έμφυτη RF-IF απομόνωση του



μίκτη διακοπτόμενης πολικότητας (που πραγματοποιείται πάντα ως ισορροπημένο κύκλωμα), έχει ήδη παρουσιασθεί. Ένα άλλο πλεονέκτημα είναι η RF-LO έμφυτη απομόνωση. Ένας ισορροπημένος μίκτης απορρίπτει τον AM θόρυβο από την LO πηγή, καθώς επίσης και συγκεκριμένα παράγωγα που οφείλονται στην παραμόρφωση λόγω των αρμονικών (spurious). Το εύρος της απόρριψης εξαρτάται από πρακτικά χαρακτηριστικά της σχεδίασης, αλλά στις περισσότερες περιπτώσεις είναι τουλάχιστον 10 με 20 dB. Η απόρριψη οφείλεται στη σχέση των διαφορών φάσεων των τάσεων στο κύκλωμα και έχει ως αποτέλεσμα να μην απαιτείται συγκεκριμένο φιλτράρισμα στις διάφορες θύρες.

Με δεδομένο ότι η ισχύς εισόδου μοιράζεται σε διάφορα στοιχεία, είναι ευνόητο ότι ο ισορροπημένος μίκτης παρουσιάζει πολύ καλύτερο χειρισμό της ισχύος από ότι ένας μίκτης απλού στοιχείου. Για το λόγο αυτό καθώς και για την απόρριψη συγκεκριμένων spurious παραγώγων η τοπολογία του ισορροπημένου μίκτη επιλέγεται σε εφαρμογές που πρέπει να χειριστούν ισχυρά σήματα. Δυστυχώς στα διάφορα στοιχεία μοιράζεται και η LO ισχύς, με αποτέλεσμα οι απαιτήσεις σε ισχύ για το σήμα ταλάντωσης να είναι πολύ μεγαλύτερες.



**Σχήμα 3.1.7.** Απλές τοπολογίες (α) μίκτη απλού στοιχείου, (β) απλά ισορροπημένου μίκτη και (γ) διπλά ισορροπημένου μίκτη.

Οι ισορροπημένοι μίκτες χωρίζονται σε δύο ομάδες: α) τους απλά ισορροπημένους μίκτες (single-balanced mixers) και β) τους διπλά ισορροπημένους μίκτες (double-balanced mixers). Οι απλά ισορροπημένοι μίκτες χρησιμοποιούν δύο στοιχεία μίξης και συνήθως πραγματοποιούνται ως δύο απλών στοιχείων μίκτης συνδεδεμένοι με 180 ή 90-μοιρών συζεύκτες. Οι διπλά ισορροπημένοι μίκτες αποτελούνται από τέσσερα στοιχεία που συνδέονται μέσω συζευκτών ή μετασχηματιστών. Η τοπολογία είναι συνήθως αρκετά πολύπλοκη με αποτέλεσμα να είναι δύσκολος ο ξεχωριστός

συντονισμός των στοιχείων κι έτσι παρουσιάζουν μεγαλύτερες απώλειες μετατροπής (ή μικρότερο κέρδος μετατροπής) από ότι οι απλά ισορροπημένοι μίκτες ή οι μίκτες απλών στοιχείων.

Στο Σχήμα 3.1.7 παρουσιάζονται οι βασικότερες τοπολογίες των τριών διαφορετικών ειδών μικτών. Αναλυτικότερα, παρουσιάζεται ένας μίκτης απλού στοιχείου όπου τα RF, LO και IF σήματα διαχωρίζονται με φίλτρα (Σχήμα 3.1.7.(α)), ένας απλά ισορροπημένος μίκτης που χρησιμοποιεί μετασχηματιστή (Σχήμα 3.1.7.(β)), αν και μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε πολλά διαφορετικά είδη συζευκτών 180-μοιρών, και τέλος ο μίκτης δακτυλίου (Σχήμα 3.1.7.(γ)) που αποτελεί το κλασικότερο παράδειγμα διπλά ισορροπημένου μίκτη.

### 3.1.4. Ενεργοί μίκτες ενός στοιχείου

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιαστούν οι βασικές αρχές που διέπουν τη λειτουργία των μικτών που είναι υλοποιημένοι με τη χρήση ενός ή δύο ενεργών στοιχείων κι επομένως ανήκουν στην κατηγορία των ενεργών μικτών απλού στοιχείου. Αρχικά θα γίνει αναφορά στα τρανζίστορες διπλής πύλης που χρησιμοποιούνται πολλές φορές στη θέση του ενός τρανζίστορα απλής πύλης, έχοντας ως αποτέλεσμα τη βελτιωμένη απομόνωση μεταξύ των θυρών.

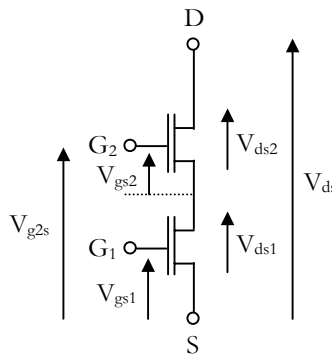
#### 3.1.4.1. Τρανζίστορες διπλής πύλης

Τα τρανζίστορες διπλής πύλης (dual-gate FETs) δεν είναι καινούργια στην ηλεκτρονική υψηλών συχνοτήτων. Διπλής πύλης MOSFETs πυριτίου χρησιμοποιούνται ως ενισχυτές και μίκτες σε VHF και UHF δέκτες χαμηλού θορύβου από τη δεκαετία του '60. Τα MOSFETs διπλής πύλης παρουσιάζουν ασθενέστερη ενδοδιαμόρφωση και καλύτερο αυτόματο έλεγχο του κέρδους από τα διπολικά τρανζίστορες αν και έχουν ελαφρώς υψηλότερες εικόνες θορύβου.

Ένα MESFET διπλής πύλης έχει όμοια δομή με ένα στοιχείο απλής πύλης εκτός του ότι περιλαμβάνει μία δεύτερη πύλη μεταξύ της πρώτης πύλης και της υποδοχής. Αυτή η επιπλέον πύλη έχει διάφορες επιδράσεις στη λειτουργία του στοιχείου. Η βασική της χρήση είναι να ελέγχει τη διαγωγιμότητα μικρού σήματος της πρώτης πύλης κι επομένως το RF κέρδος του στοιχείου. Η δυνατότητα αυτή είναι ιδιαίτερα χρήσιμη στην περίπτωση του ενισχυτή εισόδου ενός δέκτη, αφού ενδέχεται στην είσοδο του ενισχυτή να εμφανίζονται RF σήματα διαφορετικών επιπέδων ισχύος. Επίσης, με δεδομένο ότι η δεύτερη πύλη είναι συνήθως γειωμένη για την RF συχνότητα, δρα ως διαχωριστικό στοιχείο μεταξύ της υποδοχής και της πρώτης πύλης μειώνοντας τη χωρητικότητα ανάδρασης  $C_{gd}$  σε πολύ χαμηλή τιμή. Η χαμηλή τιμή της χωρητικότητας ανάδρασης εξασφαλίζει καλή ευστάθεια και υψηλό μέγιστο διαθέσιμο κέρδος. Δυστυχώς όμως η εικόνα θορύβου του FET διπλής πύλης είναι συνήθως 1 dB χειρότερη από την αντίστοιχη του στοιχείου απλής πύλης.

Το γεγονός ότι η διαγωγιμότητα του FET διπλής πύλης μεταβάλλεται σύμφωνα με την τάση της δεύτερης πύλης, καθιστά το FET αυτό χρήσιμο ως μίκτη. Σε εφαρμογές μίξης το σήμα του τοπικού ταλαντωτή επιβάλλεται συνήθως στη δεύτερη πύλη (αυτή που βρίσκεται πιο κοντά στην υποδοχή), ενώ η RF είσοδος επιβάλλεται στην πρώτη πύλη. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται LO-RF απομόνωση της τάξης των 20 dB κι έτσι αποφεύγουμε τη χρήση ισορροπημένου μίκτη ή τουλάχιστον απλοποιείται το RF φίλτρο εισόδου. Η απλοποίηση αυτή στην κυκλωματική διάταξη ενός δέκτη είναι ιδιαίτερα πολύτιμη στους GaAs δέκτες των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

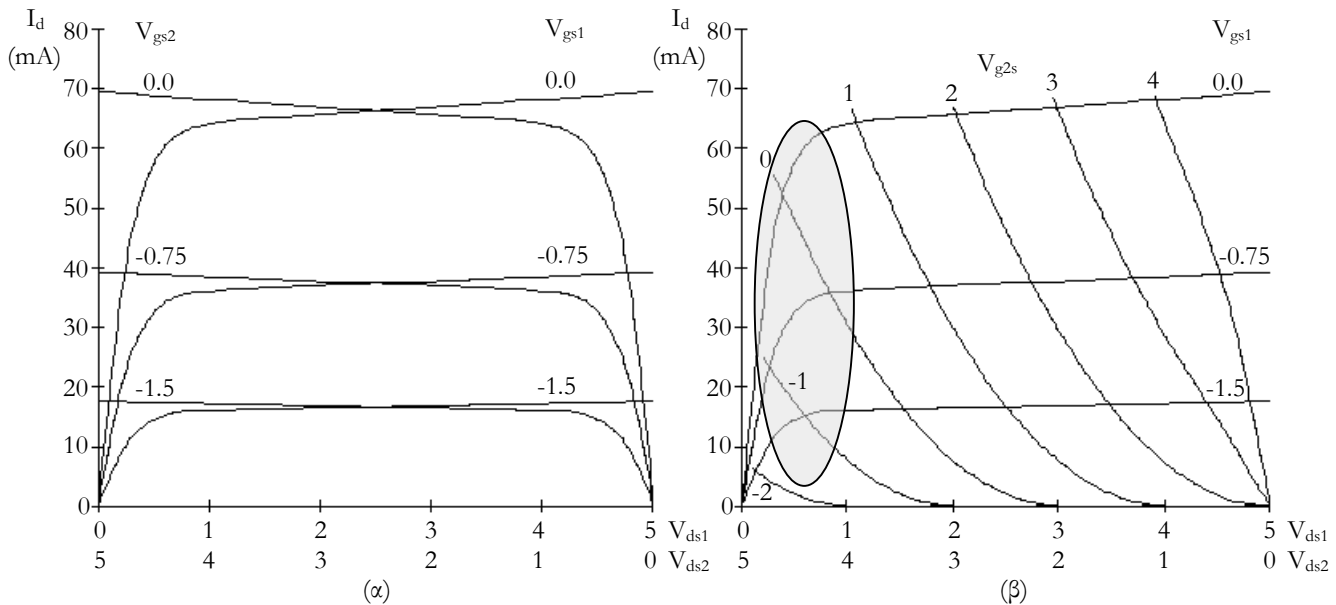
Συνήθως τα MESFETs διπλής πύλης μοντελοποιούνται ως δύο FETs απλής πύλης που είναι εν σειρά συνδεδεμένα (Σχήμα 3.1.8). Η τοπολογία αυτή είναι όμοια με την αντίστοιχη ενός cascode ενισχυτή που χρησιμοποιεί διακριτά στοιχεία απλής πύλης. Για να είναι σε θέση το δεύτερο FET να ελέγχει τη διαγωγιμότητα του πρώτου, πρέπει το πρώτο τρανζίστορ (‘κάτω’ τρανζίστορ) να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή. Η κατάσταση αυτή είναι διαφορετική από την περίπτωση του cascode ενισχυτή, όπου και τα δύο FETs λειτουργούν στον κορεσμό.



**Σχήμα 3.1.8.** Ένα τρανζίστορ διπλής πύλης μοντελοποιημένο ως η εν σειρά σύνδεση δύο τρανζίστορς απλής πύλης.

Οι I/V χαρακτηριστικές του FET διπλής πύλης μπορούν να προσδιοριστούν από τις αντίστοιχες των στοιχείων απλής πύλης παρατηρώντας τρεις πολύ φανερές συνθήκες: α) από τα κανάλια των δύο στοιχείων διέρχεται το ίδιο ρεύμα, β)  $V_{ds1} + V_{ds2} = V_{ds}$  και γ)  $V_{gs2} = V_{gs2s} - V_{ds1}$ . Οι επιβαλλόμενες τάσεις είναι οι  $V_{ds}$ ,  $V_{gs2s}$  και  $V_{gs1}$ . Για να υπολογίσουμε το ρεύμα υποδοχής για οποιοδήποτε συνδυασμό των επιβαλλόμενων τάσεων, θεωρούμε τη  $V_{ds1}$  ως ανεξάρτητη μεταβλητή που μεταβάλλεται από μηδέν έως  $V_{ds}$  μέχρι να προσδιορισθεί η τιμή για την οποία τα ρεύματα υποδοχής των δύο στοιχείων γίνουν ίσα. Η I/V συμπεριφορά του FET διπλής πύλης είναι αρκετά πιο πολύπλοκη από αυτήν του στοιχείου απλής πύλης. Όπως και στην περίπτωση των στοιχείων απλής πύλης τα ρεύματα και των δύο στοιχείων ελέγχονται από τις διαφορές τάσεως μεταξύ των αντίστοιχων πυλών και πηγών. Η τάση πύλης-πηγής του ‘κάτω’ τρανζίστορ,  $V_{gs1}$ , είναι επιβαλλόμενη τάση, ενώ στην περίπτωση του ‘πάνω’ τρανζίστορ η επιβαλλόμενη τάση,  $V_{gs2s}$ , δεν ταυτίζεται με την τάση πύλης-πηγής,  $V_{gs2}$ , η οποία εξαρτάται από την τάση του κόμβου που συνδέει τα κανάλια των δύο FETs και δεν είναι

εξωτερικά προσβάσιμος. Η τάση του κόμβου αυτού,  $V_{ds1}$ , μπορεί να έχει οποιαδήποτε τιμή μεταξύ μηδέν και  $V_{ds}$ , αρκεί να ικανοποιείται η συνθήκη ισότητας των δύο ρευμάτων.



**Σχήμα 3.1.9.** Παρουσίαση των I/V χαρακτηριστικών ενός FET διπλής πύλης με τη βοήθεια των I/V χαρακτηριστικών του απλού FET θεωρώντας ως παράμετρο (α) τη  $V_{gs2}$ , (β) τη  $V_{gs1}$ .

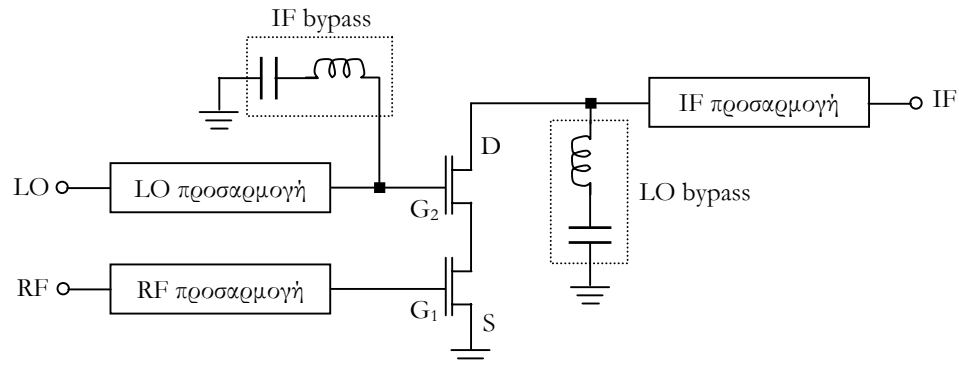
Στο Σχήμα 3.1.9 παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο μπορούμε να προσδιορίσουμε τις I/V χαρακτηριστικές του FET διπλής πύλης στηριζόμενοι στις χαρακτηριστικές των στοιχείων απλής πύλης. Στο Σχήμα 3.1.9.(α) φαίνονται οι χαρακτηριστικές των δύο στοιχείων για επιβαλλόμενη τάση  $V_{ds}=5$  V. Οι καμπύλες είναι τοποθετημένες έτσι ώστε το άθροισμα των τάσεων υποδοχής-πηγής των δύο τρανζίστορ να ισούται με  $V_{ds}$ . Το ρεύμα που διέρχεται από το FET διπλής πύλης προσδιορίζεται στο σημείο όπου τέμνονται οι χαρακτηριστικές των δύο στοιχείων. Εάν, για παράδειγμα, το ‘πάνω’ FET λειτουργεί σε  $V_{gs2}=-0.75$  V, ενώ το ‘κάτω’ FET παρουσιάζει  $V_{gs1}=-1.5$  V, τότε το ρεύμα υποδοχής είναι 18 mA και η τάση καναλιού του ‘πάνω’ τρανζίστορ πλησιάζει τα μηδέν volts. Στο Σχήμα 3.1.9.(β) φαίνεται ένα αντίστοιχο σύνολο καμπυλών για το ίδιο στοιχείο, όπου οι καμπύλες του ρεύματος του δευτέρου στοιχείου σχεδιάζονται με παράμετρο τη  $V_{gs2}$ , την τάση μεταξύ της δεύτερης πύλης και της πηγής του ‘κάτω’ τρανζίστορ. Το Σχήμα 3.1.9.(β) έχει προέλθει από το Σχήμα 3.1.9.(α) με κατάλληλη σχεδίαση ώστε τα σημεία να χαρακτηρίζονται από σταθερή  $V_{gs2}$ . Το δεύτερο σύνολο χαρακτηριστικών παρουσιάζει με καλύτερο τρόπο την επίδραση των τάσεων πύλης στα σημεία λειτουργίας από ότι το πρώτο σύνολο επειδή οι παράμετροι που χρησιμοποιεί είναι οι εξωτερικά επιβαλλόμενες τάσεις. Είναι φανερό ότι σημαντική μεταβολή στη διαγωγιμότητα του πρώτου τρανζίστορ λόγω της τάσης  $V_{gs2}$ , επιτυγχάνεται μόνο όταν το ‘κάτω’ τρανζίστορ είναι πολωμένο στη γραμμική περιοχή, ενώ το ‘πάνω’ τρανζίστορ στον κορεσμό. Η γκρι περιοχή στο Σχήμα 3.1.9.(β)

παρουσιάζει την περιοχή στην οποία πρέπει να βρίσκονται τα σημεία πόλωσης των δύο στοιχείων ώστε να έχουμε επιτυχή μίξη ή ενίσχυση ελεγχόμενου κέρδους.

### 3.1.4.2. Μίκτης απλού στοιχείου διπλής πύλης

Οι μίκτες που αποτελούνται από ένα FET διπλής πύλης παρουσιάζουν ένα σημαντικό πλεονέκτημα έναντι αυτών που αποτελούνται από ένα FET μίας πύλης: τα LO και RF σήματα επιβάλλονται σε διαφορετικές πύλες και με δεδομένο ότι η χωρητικότητα μεταξύ των πυλών είναι μικρή, επιτυγχάνεται αρκετά καλή RF-LO απομόνωση. Επομένως μπορούμε σε αρκετές εφαρμογές, όπου διαφορετικά θα ήταν απαραίτητη η χρήση ισορροπημένων μικτών, να χρησιμοποιήσουμε μίκτες ενός στοιχείου (π.χ. σε ολοκληρωμένα κυκλώματα όπου οι συζεύκτες και τα φίλτρα καταλαμβάνουν μεγάλη επιφάνεια).

Τα FETs διπλής πύλης παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 3.1.4.1 και είδαμε ότι ο καλύτερος τρόπος μοντελοποίησής τους είναι ως δύο εν σειρά συνδεδεμένα FETs μίας πύλης. Στις περιπτώσεις που δεν υποστηρίζεται η τεχνολογία των FETs διπλής πύλης, όχι μόνο πραγματοποιείται η ανάλυση με τη συγκεκριμένη μοντελοποίηση, αλλά και σχεδιάζεται το κύκλωμα χρησιμοποιώντας δύο FETs απλής πύλης με κατάλληλη συνδεσμολογία. Θεωρούμε ότι το LO σήμα επιβάλλεται στην πύλη του ‘πάνω’ FET, ενώ το RF σήμα στην πύλη του ‘κάτω’ FET.



**Σχήμα 3.1.10.** Μίκτης απλού στοιχείου διπλής πύλης.

Μία βασική ιδιότητα της συνδεσμολογίας αυτής είναι ότι και τα δύο στοιχεία παραμένουν στην περιοχή κορεσμού μόνο για μια πολύ μικρή περιοχή μεταβολής των τάσεων πόλωσης που εφαρμόζονται στις πύλες, γεγονός που μπορεί εύκολα να διαπιστωθεί από το Σχήμα 3.1.9.(α). Και τα δύο στοιχεία βρίσκονται στον κορεσμό όταν τόσο η  $V_{ds1}$  όσο και η  $V_{ds2}$  είναι μεγαλύτερες από 1 V, κάτι που συμβαίνει μόνο όταν  $V_{gs1} \approx V_{gs2}$ . Όμως, εφαρμόζοντας την LO τάση στην πύλη του ‘πάνω’ τρανζίστορ μεταβάλλεται η  $V_{gs2}$  σε αρκετά μεγάλο φάσμα τιμών με αποτέλεσμα να είναι αδύνατο να παραμείνουν στον κορεσμό και τα δύο FETs σε όλο τον κύκλο του LO σήματος. Επιπλέον, η εφαρμογή του LO στη δεύτερη πύλη έχει ως αποτέλεσμα η διαγωγιμότητα του ‘κάτω’ FET να μη μεταβάλλεται με τον ίδιο τρόπο όπως στην περίπτωση του μίκτη απλού στοιχείου μονής πύλης.

Έχει αποδειχθεί ότι ο ιδανικότερος τρόπος λειτουργίας του μίκτη απλού στοιχείου διπλής πύλης είναι το εφαρμοζόμενο LO σήμα να οδηγεί το 'κάτω' FET εναλλάξ εντός και εκτός κορεσμού κατά τη διάρκεια μίας περιόδου, κάτι που συμβαίνει όταν η τάση υποδοχής του 'κάτω' FET μειώνεται και αυξάνεται κατά τη διάρκεια του κύκλου του LO. Όταν η τάση υποδοχής του 'κάτω' FET είναι μικρή τότε η διαγωγιμότητά του είναι χαμηλή και η αγωγιμότητα υποδοχής-πηγής είναι σχετικά μεγάλη. Όταν η τάση αυτή αυξάνεται, τότε το 'κάτω' τρανζίστορ εισέρχεται στον κορεσμό, η διαγωγιμότητα είναι σχετικά μεγάλη, ενώ η αγωγιμότητα υποδοχής-πηγής μειώνεται. Η περιοχή των I/V χαρακτηριστικών στην οποία λειτουργούν τα στοιχεία εμφανίζεται ως γκρι στο Σχήμα 3.1.9.(β). Η αυξομείωση των δύο παραμέτρων,  $g_{ds}$  και  $g_m$ , προκαλεί τη μίξη στο 'κάτω' τρανζίστορ.

Το 'πάνω' τρανζίστορ βρίσκεται στον κορεσμό για το μεγαλύτερο μέρος του LO κύκλου και επομένως λειτουργεί ως ακόλουθος πηγής για το LO σήμα και ως ενισχυτής κοινής πύλης για το IF σήμα. Όπως και στην περίπτωση του στοιχείου μονής πύλης η υποδοχή του στοιχείου διπλής πύλης (του 'πάνω' τρανζίστορ) πρέπει να γειωθεί ως προς το LO σήμα. Το βραχυκύκλωμα αυτό διατηρεί την τάση της υποδοχής σταθερή και εγγυάται ότι το 'πάνω' FET παραμένει στον κορεσμό για το μεγαλύτερο μέρος του LO κύκλου.

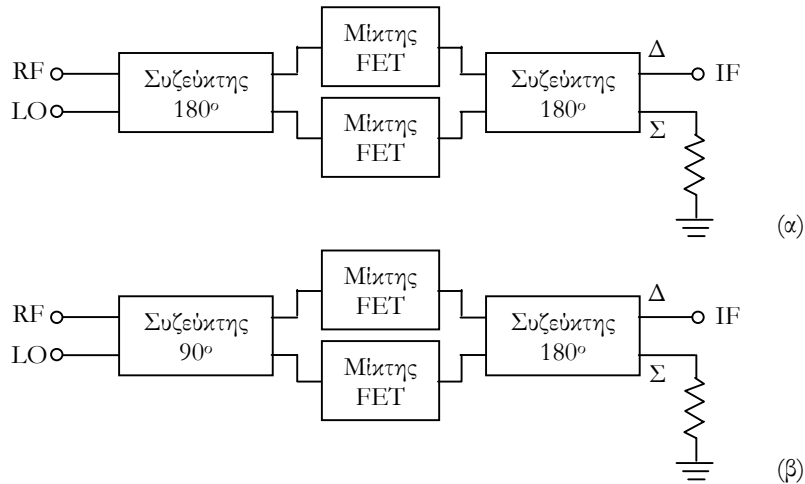
### 3.1.5. Ισορροπημένοι μίκτες με FETs

#### 3.1.5.1. Γενικές αρχές

Οι ισορροπημένοι μίκτες μπορούν να πραγματοποιηθούν με στοιχεία απλής ή διπλής πύλης. Και τα δύο στοιχεία είναι χρήσιμα στην περίπτωση των απλά ισορροπημένων μικτών, ενώ το FET διπλής πύλης είναι ιδιαίτερα κατάλληλο για τις τοπολογίες των διπλά ισορροπημένων μικτών. Τα FETs δεν μπορούν να τοποθετηθούν αντίστροφα όπως οι διόδοι, με αποτέλεσμα να είναι απαραίτητη η χρησιμοποίηση IF συζευκτών, κάτι που δε χρειάζεται όταν χρησιμοποιούμε διόδους. Επομένως απαιτούνται πολλαπλοί συζεύκτες, γεγονός που αυξάνει το μέγεθος του μίκτη και περιορίζει τη λειτουργικότητα για τις μονολιθικές εφαρμογές.

Στο Σχήμα 3.1.11 φαίνονται οι δύο βασικοί τύποι των απλά ισορροπημένων μικτών που χρησιμοποιούν FETs απλής πύλης. Όπως και οι ισορροπημένοι μίκτες που χρησιμοποιούν διόδους, παρουσιάζουν έμφυτη LO-RF απομόνωση, απόρριψη των spurious παραγώγων και απόρριψη του θορύβου από την πηγή LO. Η απόρριψη των παραγώγων ενδοδιαμόρφωσης είναι πολύ πιο έντονη στην περίπτωση της τοπολογίας που χρησιμοποιεί το συζεύκτη 180-μοιρών από ότι στην περίπτωση της τοπολογίας που χρησιμοποιεί το συζεύκτη 90-μοιρών, ενώ η ευστάθεια της πρώτης τοπολογίας είναι πολύ λιγότερο ευαίσθητη στην ποιότητα προσαρμογής των θυρών των RF και LO σημάτων. Και στις δύο περιπτώσεις ως έξοδο θεωρούμε τη Δ θύρα του συζεύκτη εξόδου. Όπως και στην περίπτωση

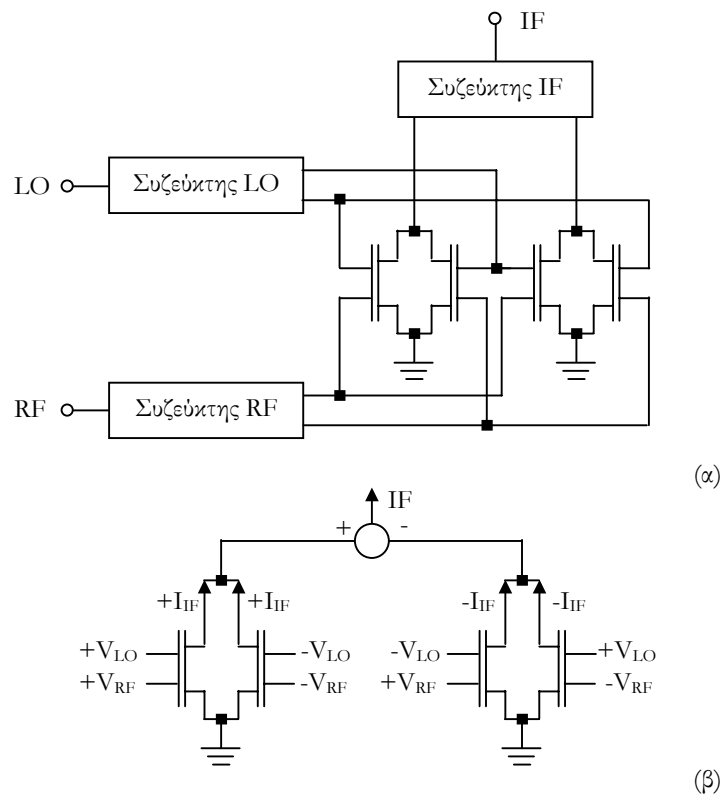
των ισορροπημένων μικτών με διόδους, το κέρδος μετατροπής και η εικόνα θορύβου ενός ιδανικού ισορροπημένου μίκτη με FETs είναι ακριβώς ίδια με τα αντίστοιχα ενός μίκτη απλού στοιχείου. Αντίθετα η ισχύς εξόδου και τα σημεία σύμπτωσης παρουσιάζουν αύξηση κατά 3 dB λόγω της σύζευξης ισχύος που πραγματοποιείται. Στους πραγματικούς μίκτες οι απώλειες και οι ανισορροπίες των συζευκτών αυξάνουν τις απώλειες μετατροπής και την εικόνα θορύβου και περιορίζουν την απόρριψη των αρτίων  $\nu$   $\nu$   $\nu$  παραγώγων καθώς και των παραγώγων ενδοδιαμόρφωσης.



**Σχήμα 3.1.11.** Απλά ισορροπημένοι μίκτης με (α) συζεύκτη 180-μοιρών και (β) συζεύκτη 90-μοιρών.

Οι διπλά ισορροπημένοι FET μίκτες παρουσιάζουν τα ίδια πλεονεκτήματα με τους διπλά ισορροπημένους μίκτες που χρησιμοποιούν διόδους σε σχέση με τους απλά ισορροπημένους μίκτες και τους μίκτες απλών στοιχείων: α) έμφυτη απομόνωση μεταξύ των θυρών, β) μεγάλο εύρος ζώνης και γ) απόρριψη όλων των αρτίων  $\nu$   $\nu$   $\nu$  παραγώγων. Στο Σχήμα 3.1.12.(α) παρουσιάζεται ένας διπλά ισορροπημένος μίκτης που κάνει χρήση των FETs διπλής πύλης. Αποτελείται από τέσσερα στοιχεία που συνδέονται με τρόπο ανάλογο με αυτόν του πολλαπλασιαστή Gilbert. Τα RF και LO σήματα επιβάλλονται στις πύλες και το IF σήμα εξάγεται από τις υποδοχές με χρήση συζευκτών. Όπως όλοι οι ενεργοί μίκτες, έτσι κι αυτός απαιτεί dc κυκλώματα πόλωσης και προσαρμογής που δε φαίνονται στο σχήμα. Οι υποδοχές των FETs είναι κατ' ουσίαν γη για τα RF και LO σήματα κι επομένως, σε αντίθεση με τους μίκτες απλών στοιχείων, δεν απαιτούνται ιδιαίτερα κυκλώματα για την πραγματοποίηση RF/LO βραχυκυκλωμάτων σε αυτές.

Στο Σχήμα 3.1.12.(β) παρουσιάζεται η λειτουργία του μίκτη. Η τάση  $V_{LO}(t)$  του σήματος LO επιβάλλεται στις 'πάνω' πύλες των στοιχείων με τις φάσεις που φαίνονται. Δύο στοιχεία οδηγούνται από κάθε θύρα του LO συζεύκτη, με αποτέλεσμα η διαγωγιμότητα του κάθε στοιχείου να μεταβάλλεται φασικά με το LO σήμα. Η τάση  $V_{RF}(t)$  του σήματος RF επιβάλλεται στις 'κάτω' πύλες των στοιχείων με διαφορετικό συνδυασμό φάσεων. Η IF έξοδος είναι ανάλογη του συνδυασμού της διαγωγιμότητας και της RF τάσης κι επομένως τα IF ρεύματα σε κάθε ζεύγος των FETs είναι αντίθετα και πρέπει να συνδυαστούν με έναν IF συζεύκτη.



**Σχήμα 3.1.12.** (α) Διπλά ισορροπημένος μίκτης με FETs διπλής πύλης και (β) ισοδύναμο κύκλωμα.

Τόσο οι συζεύκτες όσο και οι διαφορετικές πύλες παρέχουν απομόνωση μεταξύ των RF και LO σημάτων κι επειδή το κύκλωμα είναι συμμετρικό η σύζευξη από το LO στο RF (και από το RF στο LO) πρέπει να είναι η ίδια σε όλα τα στοιχεία. Η διαρροή του LO μέσω των FETs εμφανίζεται με πανομοιότυπο τρόπο στις +RF και -RF θύρες του συζεύκτη, με αποτέλεσμα το LO σήμα στην RF θύρα εισόδου του συζεύκτη να είναι (ιδανικά) μηδενικό. Ακόμα κι αν η ισορροπία του RF συζεύκτη δεν είναι ιδανική στην LO συχνότητα, η χρήση των διαφορετικών πυλών παρέχει σημαντική απομόνωση που φθάνει τα 15 με 20 dB.

### 3.1.5.2. Πρακτική υλοποίηση ισορροπημένων FET μικτών

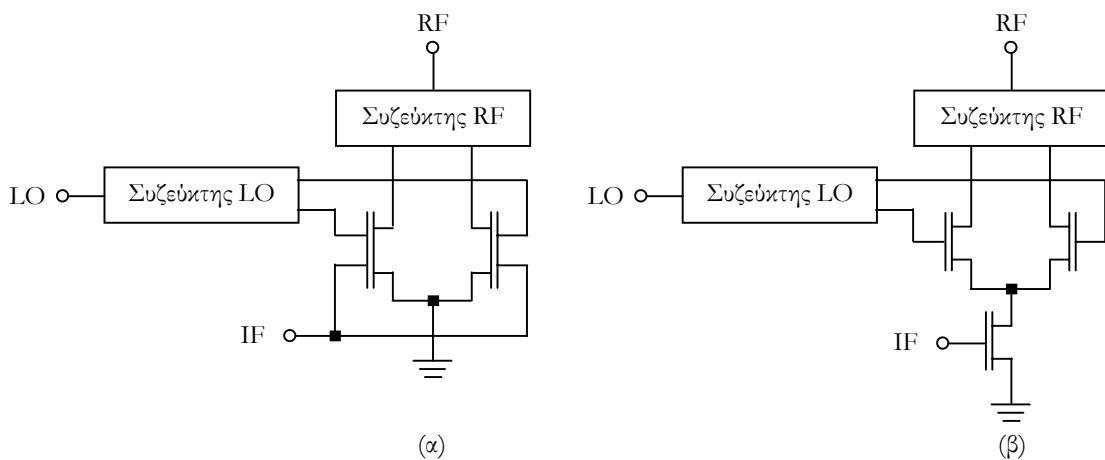
Αν και αρχικά τα μονολιθικά μικροκυματικά ολοκληρωμένα κυκλώματα (Monolithic Microwave Integrated Circuits, MMICs) χρησιμοποιήθηκαν για τη σχεδίαση μικτών απλών στοιχείων, η πιο λογική πραγματοποίηση μονολιθικών μικτών είναι σε ισορροπημένη δομή. Οι ισορροπημένοι μίκτες κατασκευάζονται γενικά ευκολότερα και φθηνότερα από τους μίκτες απλών στοιχείων. Αν και περιλαμβάνουν δύο, τέσσερα ή και οκτώ στοιχεία, η έμφυτη απομόνωση και η απόρριψη των spurious παραγώγων που προσφέρουν, μειώνει, αν όχι εξαφανίζει, την ανάγκη για φίλτρα ή διπλέκτες. Παρά την ύπαρξη σχετικά μεγάλου αριθμού στοιχείων (δύο πλήρεις μίκτες και



δύο συζεύκτες) και τα δύο κυκλώματα που παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.1.11 χρησιμοποιούνται στη σχεδίαση MMICs.

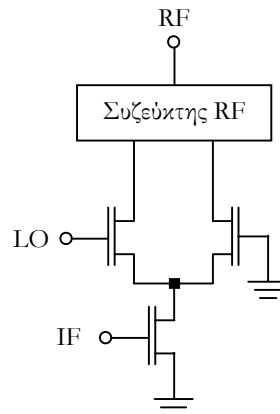
Στο Σχήμα 3.1.13 φαίνονται δύο διαφορετικές πραγματοποιήσεις του απλά ισορροπημένου μίκτη. Ο μίκτης που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1.13.(α) αποτελεί το ένα μέρος του διπλά ισορροπημένου μίκτη που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 3.1.5.1 και λειτουργεί με παρόμοιο τρόπο (εδώ εμφανίζεται ως αναβιβαστής συχνότητας). Αν και τα δύο ανεξάρτητα FETs λειτουργούν όπως οι συνηθισμένοι μίκτες διπλής πύλης, το κύκλωμα είναι ένας πραγματικά ισορροπημένος μίκτης κι όχι μια απλή σύνδεση δύο ανεξάρτητων μικτών. Με δεδομένο ότι το LO σήμα επιβάλλεται στις πύλες με διαφορά φάσης, ενώ το IF σήμα επιβάλλεται εν φάση, η IF θύρα είναι κατ' ουσίαν γη για τις LO διαρροές. Το γεγονός αυτό παρέχει στο μίκτη σημαντική LO-IF απομόνωση, πολύ μεγαλύτερη από αυτήν που παρέχει ένας μίκτης απλού στοιχείου διπλής πύλης.

Ο μίκτης που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1.13.(β) αποτελεί μέρος μιας πιο πρακτικής τοπολογίας διπλά ισορροπημένου μίκτη αφού δεν απαιτεί τη χρήση τρανζίστορες διπλής πύλης. Τα FETs της συγκεκριμένης διάταξης λειτουργούν με διαφορετικό τρόπο από ότι τα FETs των μικτών απλών στοιχείων ή των ισορροπημένων μικτών διπλής πύλης. Επειδή τα 'πάνω' FETs οδηγούνται από τις εξόδους του LO συζεύκτη, ο κόμβος της κοινής πηγής αποτελεί κατ' ουσίαν γη για το LO σήμα, με αποτέλεσμα να μη λειτουργούν ως ακόλουθοι πηγής όπως θα συνέβαινε στην περίπτωση των μικτών διπλής πύλης. Όπως και στην περίπτωση του FET διπλής πύλης, μόνο το ένα από τα δύο FETs μπορεί να βρίσκεται σε κορεσμό. Το RF ρεύμα των υποδοχών των 'πάνω' τρανζίστορες είναι ανάλογο του IF ρεύματος της υποδοχής του 'κάτω' τρανζίστορος κι επομένως για να μεγιστοποιήσουμε το κέρδος μετατροπής πρέπει το 'κάτω' FET να βρίσκεται στον κορεσμό, ενώ τα 'πάνω' FETs να λειτουργούν ως διακόπτες σε αντίθεση με το FET διπλής πύλης, όπου το 'πάνω' FET βρίσκεται στον κορεσμό.



**Σχήμα 3.1.13.** Απλά ισορροπημένοι FET μίκτες με (α) FETs διπλής πύλης, (β) FETs απλής πύλης.

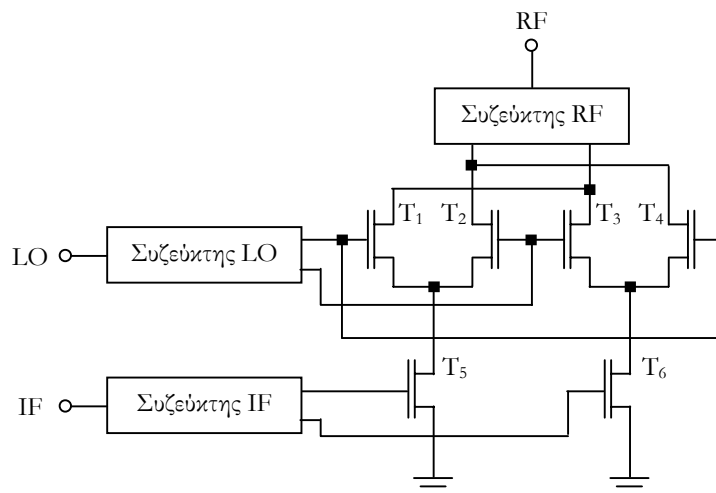
Ο μίκτης λειτουργεί ουσιαστικά ως ένας ενισχυτής (το 'κάτω' τρανζίστορ) που ακολουθείται από ένα διακόπτη που λειτουργεί στην LO συχνότητα (το 'πάνω' ζεύγος των FETs) και διακόπτει περιοδικά το ρεύμα εξόδου του 'κάτω' FET. Επομένως μίξη πραγματοποιείται μεταξύ της LO συχνότητας και του επιβαλλόμενου IF σήματος. Τα παραγόμενα RF ρεύματα στις υποδοχές των 'πάνω' FETs έχουν διαφορά φάσης 180-μοιρών κι επομένως πρέπει να συνδυαστούν από ένα συζεύκτη, γεγονός που σημαίνει ότι το συγκεκριμένο κύκλωμα αντιστοιχεί σε διακόπτη πολικότητας και λειτουργεί όπως η διάταξη που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 3.1.3.(β). Σε αντίθεση με τους διπλά ισορροπημένους μίκτες, η υποδοχές των 'πάνω' FETs δεν αποτελούν κατ' ουσίαν γη για τα IF και LO σήματα κι επομένως πρέπει να χρησιμοποιηθεί κάποιου είδους φίλτρο για την απόρριψη των σημάτων αυτών. Κατά τη σχεδίαση υποβιβαστών συχνότητας μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε βαθυπερατά κυκλώματα συγκεντρωμένων L-C στοιχείων. Το φιλτράρισμα αυτό είναι πολύ πιο δύσκολο όταν αναφερόμαστε σε αναβιβαστές συχνότητας όπου η τιμή της συχνότητας του σήματος ταλάντωσης βρίσκεται συνήθως πολύ κοντά στο εύρος ζώνης του συζεύκτη εξόδου με αποτέλεσμα το LO να μην απορρίπτεται από το συζεύκτη.



**Σχήμα 3.1.14.** Τοπολογία απλά ισορροπημένου μίκτη χωρίς τη χρήση LO συζεύκτη.

Σε μερικές περιπτώσεις είναι δυνατό να αποφύγουμε τη χρήση του LO συζεύκτη. Στο Σχήμα 3.1.14 παρουσιάζεται μία τροποποίηση του κυκλώματος που φαίνεται στο Σχήμα 3.1.13.(β), όπου η μία LO πύλη γειώνεται, ενώ στην άλλη επιβάλλεται το LO σήμα απ' ευθείας από την LO πηγή. Στη διάταξη αυτήν το 'κάτω' τρανζίστορ χρησιμοποιείται ως πηγή ρεύματος, ενώ το ζεύγος των FETs λειτουργεί ως διαφορικός ενισχυτής. Στην ιδανική περίπτωση η LO τάση μοιράζεται εξίσου μεταξύ των πυλών των δύο τρανζίστορς, κατάσταση που είναι δύσκολο να επιτευχθεί στην πραγματικότητα αφού η πεπερασμένη αντίσταση εξόδου του 'κάτω' FET εμποδίζει την ομοιόμορφη διανομή και προκαλεί ανισορροπία στο μίκτη. Πάντως, μία τέτοια τοπολογία μπορεί να είναι χρήσιμη στην περίπτωση όπου δεν απαιτείται μεγάλη ισορροπία, ενώ η μη χρησιμοποίηση του συζεύκτη είναι ιδιαίτερης σημασίας.

Η κυκλωματική διάταξη που χρησιμοποιείται τις περισσότερες φορές για τη σχεδίαση ενεργών, διπλά ισορροπημένων μίκτην είναι αυτή που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 3.1.12.(α). Στις περιπτώσεις που δεν είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί τεχνολογία διπλής πύλης, χρησιμοποιούνται ελαφρώς τροποποιημένες τοπολογίες που κάνουν χρήση στοιχείων απλής πύλης. Στο Σχήμα 3.1.15 παρουσιάζεται η τοπολογία ενός διπλά ισορροπημένου μίκτη που χρησιμοποιεί στοιχεία απλής πύλης. Ο μίκτης αποτελείται από δύο απλά ισορροπημένους μίκτες (Σχήμα 3.1.13.(β)) και με δεδομένο ότι χρησιμοποιείται ένας IF συζεύκτης για να οδηγηθούν τα 'κάτω' τρανζίστορες με διαφορά φάσης, οι υποδοχές των 'πάνω' pHEMTs συνδέονται ανά δύο διασταυρωμένες. Τα σημεία όπου ενώνονται οι υποδοχές των 'πάνω' pHEMTs είναι κατ' ουσίαν γη τόσο για το IF όσο και για το LO σήμα, με αποτέλεσμα να έχουμε το βέλτιστο αποτέλεσμα απόρριψης των σημάτων αυτών στην έξοδο χωρίς τη χρήση φίλτρων. Ένα άλλο πλεονέκτημα του μίκτη αυτού είναι ότι η παράλληλη σύνδεση των υποδοχών προικαλεί μείωση στο μισό της RF αντίστασης σε σχέση με την περίπτωση του απλά ισορροπημένου μίκτη. Η αντίσταση αυτή προσαρμόζεται ευκολότερα στο RF φορτίο που είναι συνήθως 50 Ω.



Σχήμα 3.1.15. Διπλά ισορροπημένος μίκτης που χρησιμοποιεί FETs απλής πύλης.

## 3.2. ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

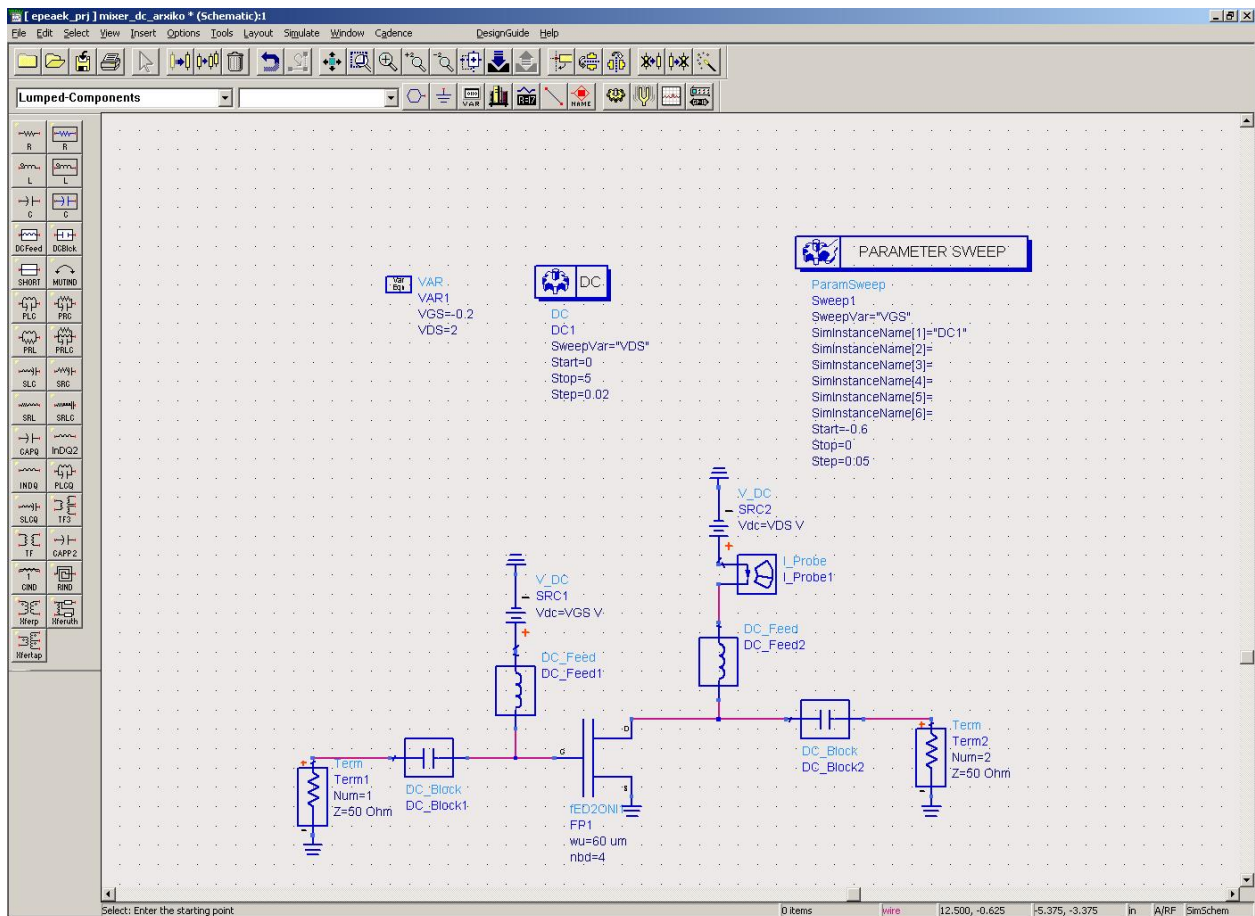
### 3.2.1. Εισαγωγή

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιασθεί αρκετά αναλυτικά ένα παράδειγμα σχεδίασης υποβιβαστή συχνότητας υπό τη μορφή μονολιθικού μικροκυματικού ολοκληρωμένου κυκλώματος, χρησιμοποιώντας την enhancement / depletion mode 0.18μm pHEMT τεχνολογία του OMMIC-Philips GaAs foundry. Για τη σχεδίαση του υποβιβαστή θα χρησιμοποιηθεί η τοπολογία που

παρουσιάστηκε στο Σχήμα 3.1.10 θεωρώντας ως σήματα εισόδου: LO σήμα  $f_{LO}=11.5$  GHz και RF σήμα  $f_{RF}=17$  GHz, ενώ ως σήμα εξόδου: IF σήμα  $f_{IF}=5.5$  GHz.

### 3.2.2. DC ανάλυση και κυκλώματα πόλωσης

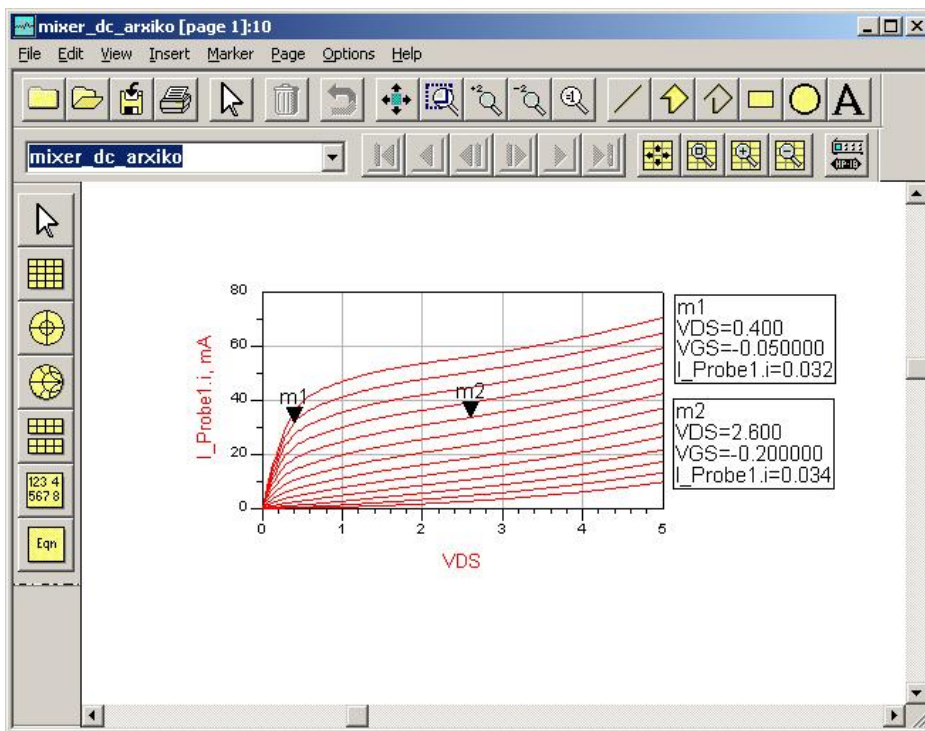
Για την υλοποίηση του υποβιβαστή συχνότητας θα χρησιμοποιηθούν δύο D-mode pHEMTs με πλάτος πύλης  $60 \times 4$   $\mu\text{m}$ . Αρχικά, χρησιμοποιώντας το ADS, θα προσδιορισθούν τα σημεία πόλωσης των δύο τρανζίστορς στην περιοχή που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 3.1.9 και όπως εξηγήθηκε αποτελεί την περιοχή βέλτιστης απόδοσης της συγκεκριμένης τοπολογίας.



**Σχήμα 3.2.1.** Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των σημείων πόλωσης των τρανζίστορς της τοπολογίας.

Στο Σχήμα 3.2.1 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη που σχεδιάζεται στο ADS και χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του σημείου πόλωσης του κάθε FET. Η κυκλωματική διάταξη εκτός από το τρανζίστορ περιλαμβάνει δύο πηγές τάσης (VDS και VGS) που χρησιμοποιούνται για την πόλωση της υποδοχής και της πύλης του τρανζίστορ αντίστοιχα, τα στοιχεία εφαρμογής του DC σήματος (DC\_Feed) που αποτρέπουν τα AC σήματα να φθάσουν στις πηγές συνεχούς τάσης, τα στοιχεία αποκοπής του DC σήματος (DC\_Block) που αποτρέπουν τα DC σήματα να φθάσουν στους

τερματισμούς (Term) της διάταξης και το αμπερόμετρο (I\_Probe) που χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό του συνεχούς ρεύματος του εισέρχεται στην υποδοχή του FET. Για να πραγματοποιηθεί η DC ανάλυση απαραίτητα είναι τόσο το στοιχείο DC όπου προσδιορίζεται ότι η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί με μεταβλητή την τάση που επιβάλλεται στην υποδοχή του FET (VDS) με εύρος μεταβολής από 0 V έως 5 V και βήμα 0.02 V όσο και το στοιχείο Parameter sweep με το οποίο καθορίζεται ότι παράμετρος της προσομοίωσης θα αποτελεί η τιμή της τάσης που επιβάλλεται στην πύλη του FET (VGS) με εύρος μεταβολής από -0.6 V έως 0 V και βήμα 0.05 V. Τέλος με το στοιχείο Var δίνονται αρχικές τιμές στις μεταβλητές  $V_{DS}=2$  V και  $V_{GS}=-0.2$  V.



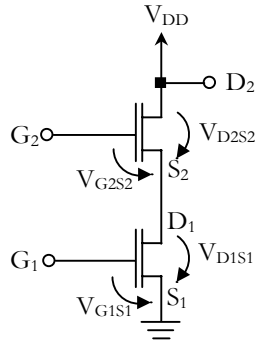
Σχήμα 3.2.2. I/V χαρακτηριστικές του pHEMT με πλάτος πύλης  $60 \times 4 \mu\text{m}$ .

Στο Σχήμα 3.2.2 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της DC ανάλυσης. Το σημείο m1 προσδιορίζει το σημείο πόλωσης του 'κάτω' FET στην πύλη του οποίου επιβάλλεται το RF σήμα, ενώ το σημείο m2 προσδιορίζει το σημείο πόλωσης του 'πάνω' FET στην πύλη του οποίου επιβάλλεται το LO σήμα. Με αντιστροφή των χαρακτηριστικών που αντιστοιχούν στο 'πάνω' FET παράγεται εύκολα εικόνα ανάλογη με αυτήν που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.1.9.(α) κι επομένως διαπιστώνουμε ότι έχουν πολωθεί τα δύο στοιχεία εντός της γκρι περιοχής που φαίνεται στο Σχήμα 3.1.9.(β).

Το σημείο πόλωσης του 'κάτω' FET αντιστοιχεί σε  $V_{D1S1}=0.4$  V,  $V_{G1S1}=-0.05$  V και  $I_D \approx 33$  mA, ενώ το σημείο πόλωσης του 'πάνω' FET αντιστοιχεί σε  $V_{D2S2}=2.6$  V,  $V_{G2S2}=-0.2$  V και  $I_D \approx 33$  mA. Στο Σχήμα 3.2.3 προσδιορίζονται οι διαφορικές τάσεις που χρησιμοποιούνται για τον ορισμό των σημείων πόλωσης. Με δεδομένο ότι  $V_{D1S1}=0.4$  V και  $V_{G2S2}=-0.2$  V εύκολα προσδιορίζουμε ότι  $V_{G2S1}=V_{D1S1}+V_{G2S2}=0.2$  V και  $V_{D2S1}=V_{D2S2}+V_{D1S1}=3$  V. Επομένως, οι απαιτούμενες εξωτερικές τάσεις

είναι  $V_{DD}=V_{D2S1}=3\text{ V}$ ,  $V_{G2}=V_{G2S1}=0.2\text{ V}$  και  $V_{G1}=V_{G1S1}=-0.05\text{ V}$ . Θεωρώντας ότι οι διατιθέμενες εξωτερικές τάσεις είναι  $V_{DD1}=+3\text{V}$ ,  $V_{DD2}=+0.4\text{ V}$  και  $V_{SS}=-0.1\text{ V}$  οι διαφορετικές τιμές των τάσεων που επιθυμούμε πρέπει να παραχθούν με τη βοήθεια διαιρετών τάσεως. Για να παράγουμε την τάση  $V_{G2}=0.2\text{ V}$  χρησιμοποιούμε διαιρέτη τάσεως με αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  που ικανοποιούν τη σχέση:

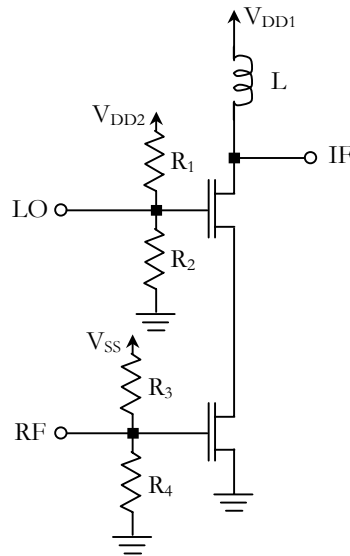
$$V_{G2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD2} \Rightarrow R_1 = R_2 \quad (3.11)$$



Σχήμα 3.2.3. Καθορισμός των διαφορικών τάσεων που ορίζουν το σημείο πόλωσης.

Ομοίως για να παράγουμε την τάση  $V_{G1}=-0.05\text{ V}$  χρησιμοποιούμε διαιρέτη τάσεως με αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_4$  που ικανοποιούν τη σχέση:

$$V_{G1} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot V_{SS} \Rightarrow R_3 = R_4 \quad (3.12)$$



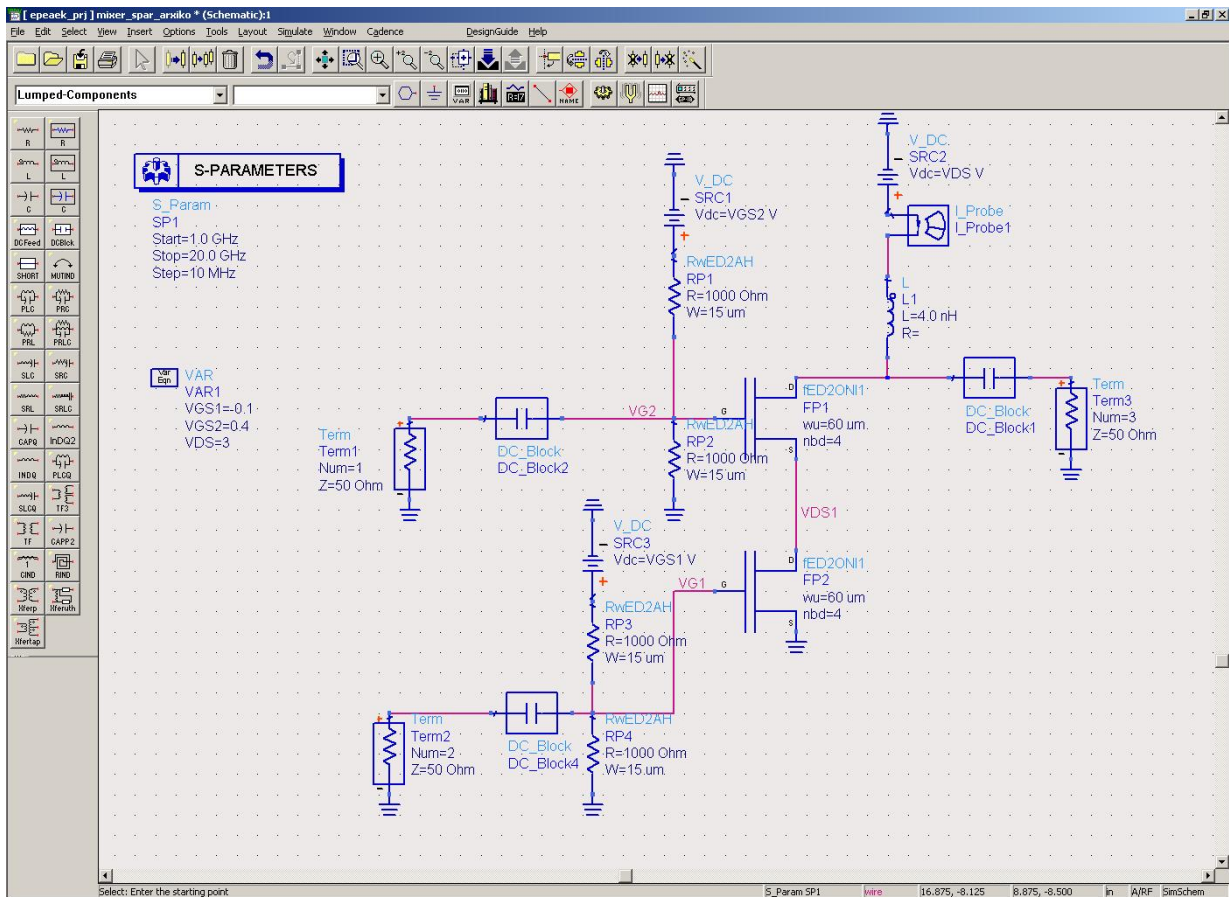
Σχήμα 3.2.4. Κυκλώματα πόλωσης του υποβιβαστή συχνότητας.

Για κάθε ζεύγος αντιστάσεων  $R_1$ ,  $R_2$  και  $R_3$ ,  $R_4$ , μπορούμε να επιλέξουμε την τιμή της μίας αντίστασης και στη συνέχεια να υπολογίσουμε την τιμή της άλλης. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή των αντιστάσεων τόσο το καλύτερο, αλλά και τόσο μεγαλύτερη επιφάνεια χρειάζονται εντός του ολοκληρωμένου. Με βάση όλα τα παραπάνω, οι τιμές των αντιστάσεων των διαιρετών τάσεως που

επιλέγονται είναι:  $R_1=R_2=R_3=R_4=1\text{ k}\Omega$ . Η υποδοχή του ‘πάνω’ τρανζίστορ συνδέεται στην τάση πόλωσης μέσω πηνίου ώστε να μην υπάρχει διαρροή του σήματος προς το τροφοδοτικό. Η συνολική dc κατανάλωση του μίκτη είναι περίπου 100 mW.

### 3.2.3. Κυκλώματα προσαρμογής και βαθυπερατό φίλτρο

Η κυκλωματική διάταξη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.2.4 δεν είναι προσαρμοσμένη, δηλαδή οι τιμές των αντιστάσεων των θυρών εισόδου και εξόδου δεν είναι ίσες με  $Z_o=50\ \Omega$ . Για να προσλαμβάνεται η μέγιστη ισχύς τόσο από την πηγή LO του σήματος ταλάντωσης, όσο και από την πηγή του RF σήματος, αλλά και για να είναι δυνατή η απόδοση της μέγιστης ισχύος του IF σήματος στην έξοδο, πρέπει οι θύρες του μίκτη να είναι προσαρμοσμένες.

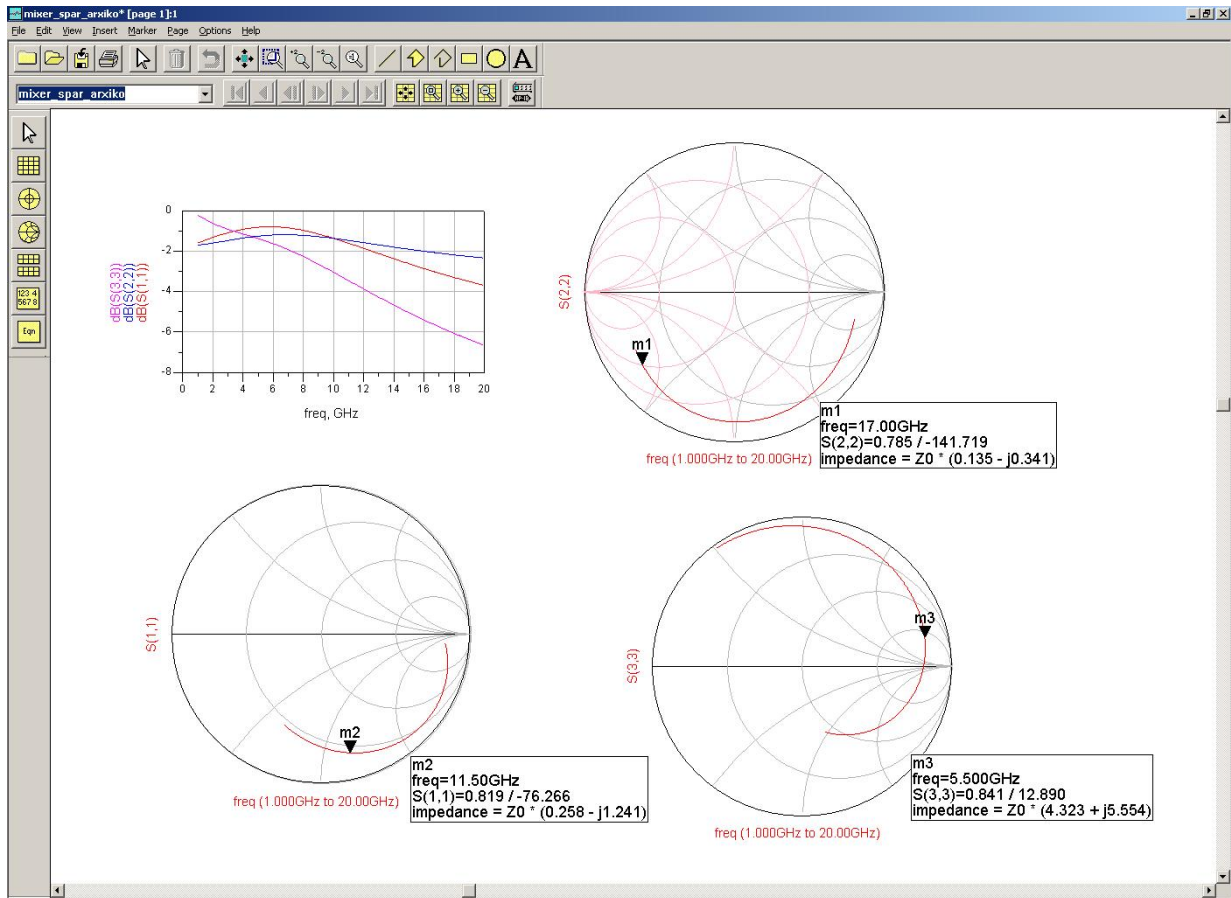


**Σχήμα 3.2.5.** Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τοπολογίας.

Στο Σχήμα 3.2.5 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη που σχεδιάζεται στο ADS και χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό των αρχικών συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τοπολογίας. Είναι φανερό ότι έχουν τοποθετηθεί οι διαιρέτες τάσεως, οι τρεις τερματισμοί της τοπολογίας καθώς και οι τιμές των πηγών τάσεως με χρήση του στοιχείου Var. Για να



πραγματοποιηθεί η S-parameter ανάλυση απαραίτητο είναι το στοιχείο S\_Param όπου προσδιορίζεται ότι η ανάλυση θα πραγματοποιηθεί ως προς τη συχνότητα με εύρος μεταβολής από 1 GHz έως 20 GHz και βήμα 10 MHz.

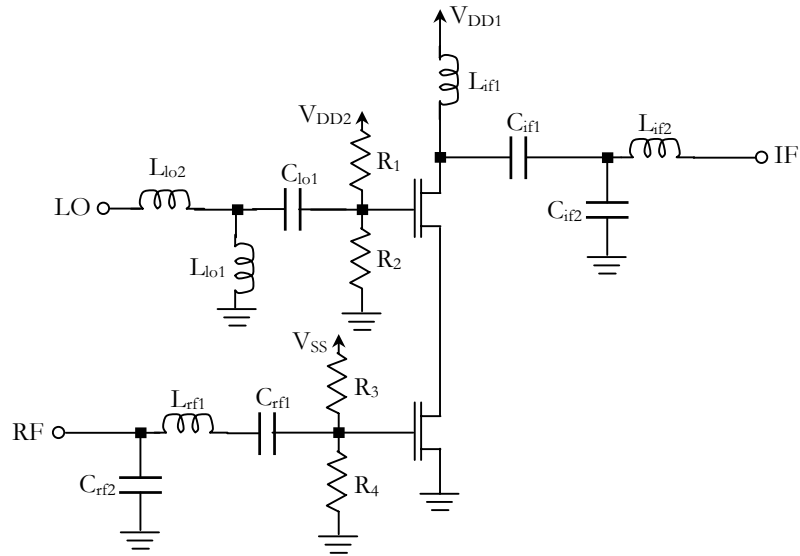


Σχήμα 3.2.6. Συντελεστές ανάκλασης των θυρών της μη προσαρμοσμένης τοπολογίας.

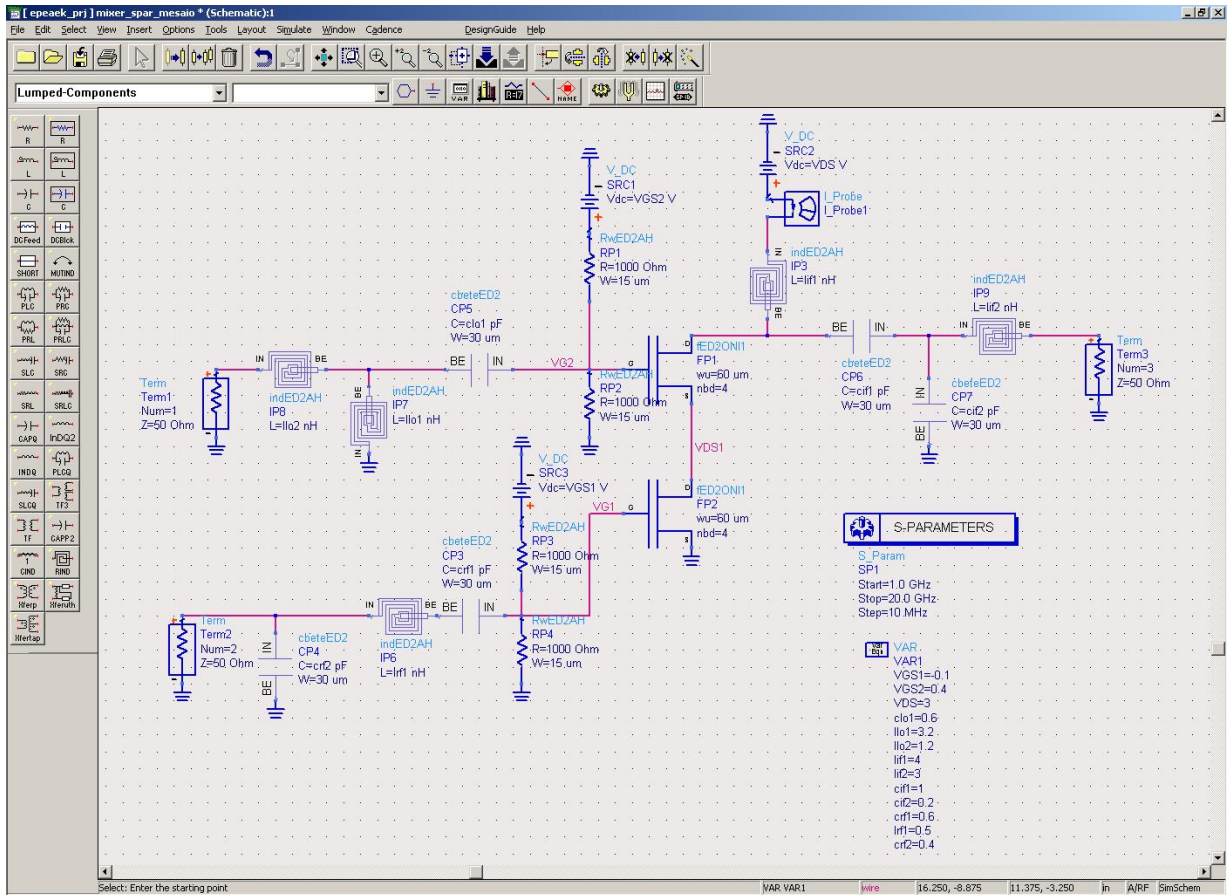
Στο Σχήμα 3.2.6 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της S-parameter προσομοίωσης, όπου είναι φανερό ότι καμία από τις τρεις θύρες της τοπολογίας δεν είναι προσαρμοσμένη. Οι χάρτες Smith  $S(1,1)$ ,  $S(2,2)$  και  $S(3,3)$  παρουσιάζουν τους συντελεστές ανάκλασης στις θύρες LO, RF και IF, αντίστοιχα.

Για την προσαρμογή των θυρών γίνεται πάντα προσπάθεια να χρησιμοποιούνται οι πιο απλές διατάξεις, έτσι ώστε να μην καταλαμβάνουν μεγάλη επιφάνεια. Χρησιμοποιώντας γνωστές μεθόδους, αλλά και τη διαδικασία βελτιστοποίησης του προγράμματος προσομοίωσης, προκύπτει το προσαρμοσμένο κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 3.2.7. Στο Σχήμα 3.2.8 παρουσιάζεται η κυκλωματική διάταξη που σχεδιάζεται στο ADS και χρησιμοποιείται για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της προσαρμοσμένης τοπολογίας. Στις θέσεις των αντιστάσεων, των πηνίων και των πυκνωτών δεν χρησιμοποιούνται ιδανικά μοντέλα, αλλά τα μοντέλα της βιβλιοθήκης του OMMIC-Philips GaAs foundry, έτσι ώστε να ληφθούν υπόψη όσο το δυνατόν περισσότερες μη ιδανικότητες.



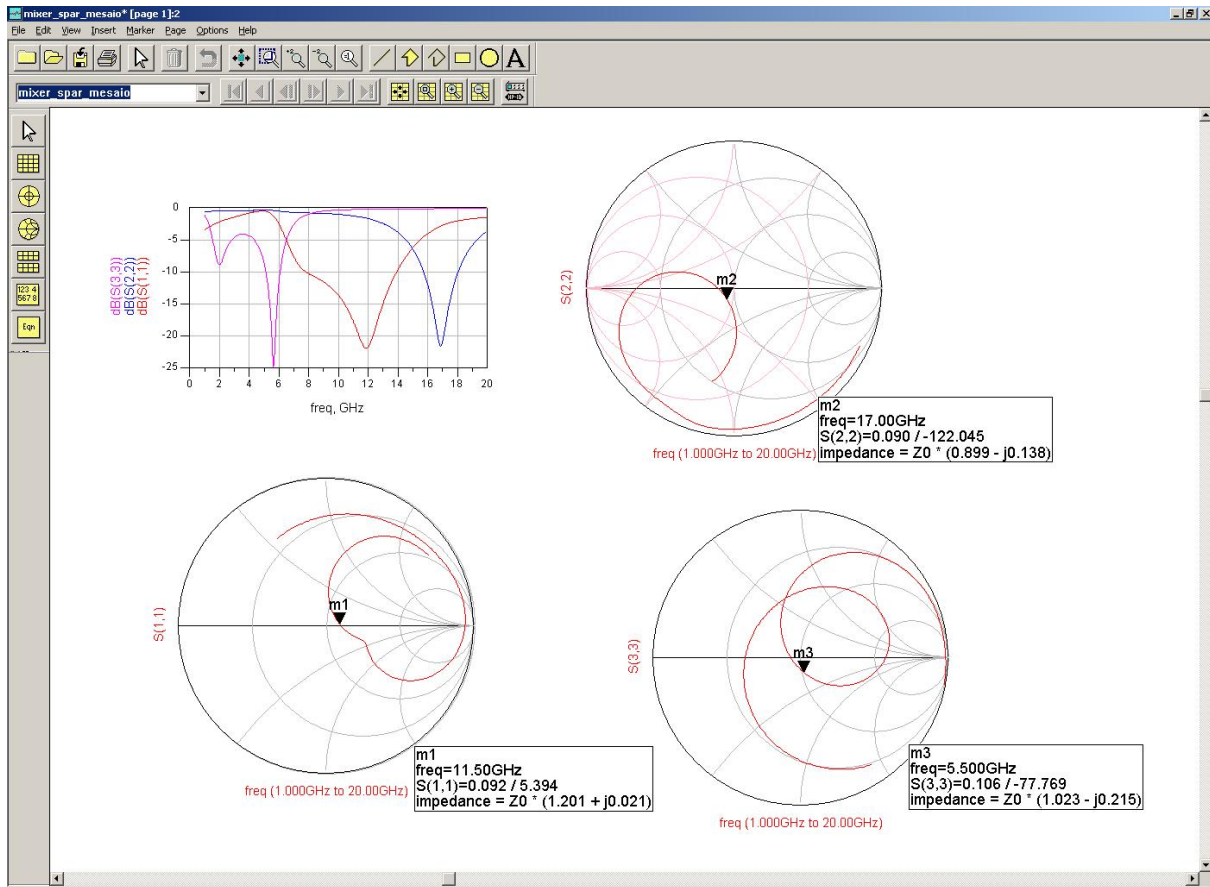


Σχήμα 3.2.7. Κυκλωματική διάταξη πολωμένου και προσαρμοσμένου υποβιβαστή συχνότητας.

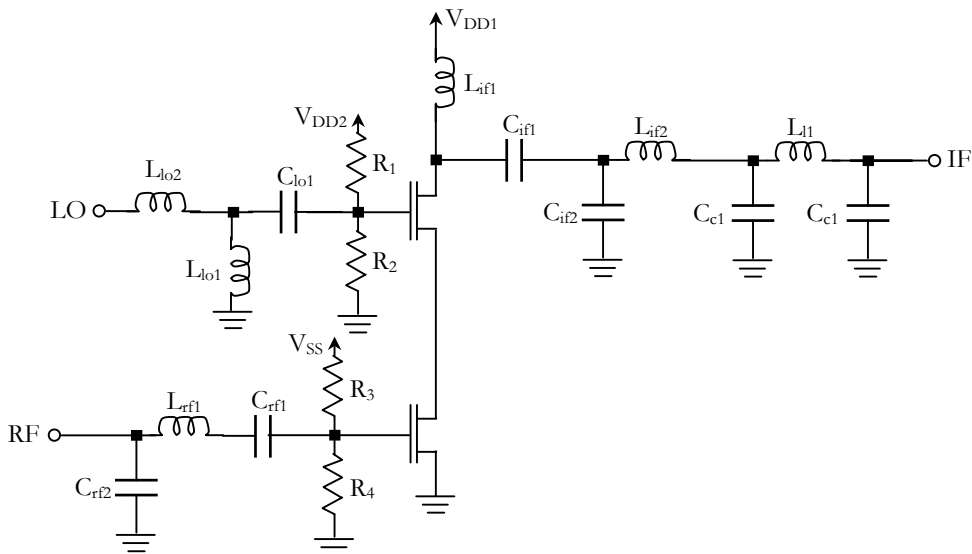


Σχήμα 3.2.8. Κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της προσαρμοσμένης τοπολογίας.

Στο Σχήμα 3.2.9 παρουσιάζονται οι συντελεστές ανάκλασης όλων των θυρών του υποβιβαστή συχνότητας τόσο σε μονάδες dB συναρτήσει της συχνότητας όσο και σε χάρτη Smith, όπου γίνεται φανερό ότι όλες οι θύρες του υποβιβαστή είναι προσαρμοσμένες στο αντίστοιχο εύρος ζώνης.

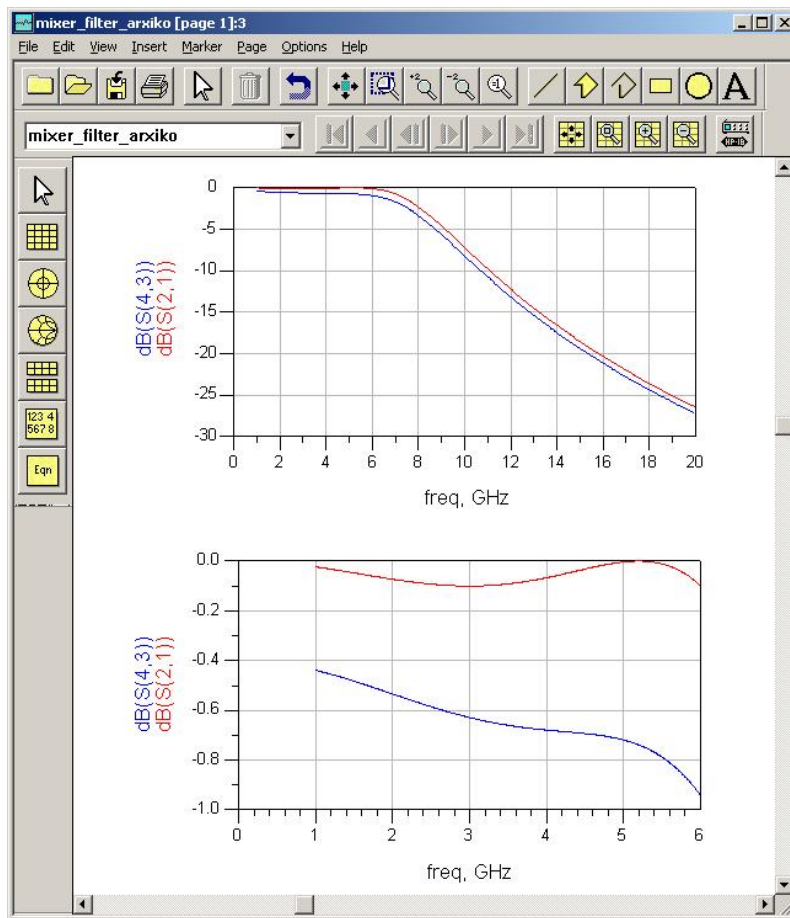


Σχήμα 3.2.9. Οι συντελεστές ανάκλασης της θύρας εισόδου LO ( $S_{11}$ ), της θύρας εισόδου RF ( $S_{22}$ ) και της θύρας εξόδου IF ( $S_{33}$ ) του υποβιβαστή συχνότητας.



Σχήμα 3.2.10. Κυκλωματική διάταξη πολωμένου και προσαρμοσμένου υποβιβαστή συχνότητας με βαθυπερατό φίλτρο εξόδου.

Για να επιτευχθούν μεγαλύτερες τιμές των απομονώσεων LO-IF και RF-IF, στην έξοδο (θύρα IF) τοποθετείται ένα απλό βαθυπερατό φίλτρο Chebyshev τρίτου βαθμού αποτελούμενο από δύο πυκνωτές και ένα πηνίο. Η κυκλωματική διάταξη που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.2.10 είναι η ολοκληρωμένη τοπολογία του υποβιβαστή. Στο Σχήμα 3.2.11 παρουσιάζεται η απόκριση του φίλτρου. Ως dB(S(2,1)) παρουσιάζεται η ιδανική απόκριση και είναι φανερό ότι έχει κυμάτωση 0.1 dB, ζώνη διέλευσης από dc έως 6 GHz, ενώ στις συχνότητες 11.5 GHz και 17 GHz οι απώλειες είναι μεγαλύτερες από 10 dB και 20 dB, αντίστοιχα. Ως dB(S(4,3)) παρουσιάζεται η απόκριση του φίλτρου έχοντας χρησιμοποιήσει τα μοντέλα της βιβλιοθήκης του OMMIC-Philips GaAs foundry και φαίνεται ότι οι απώλειες στη ζώνη διέλευσης δεν είναι μεγαλύτερες από 1 dB.

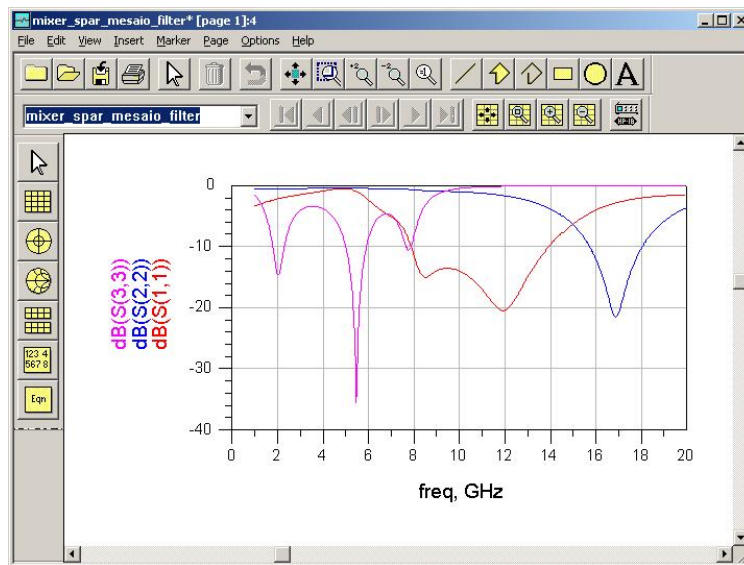


Σχήμα 3.2.11. Ιδανική και πραγματική απόκριση του βαθυπερατού φίλτρου.

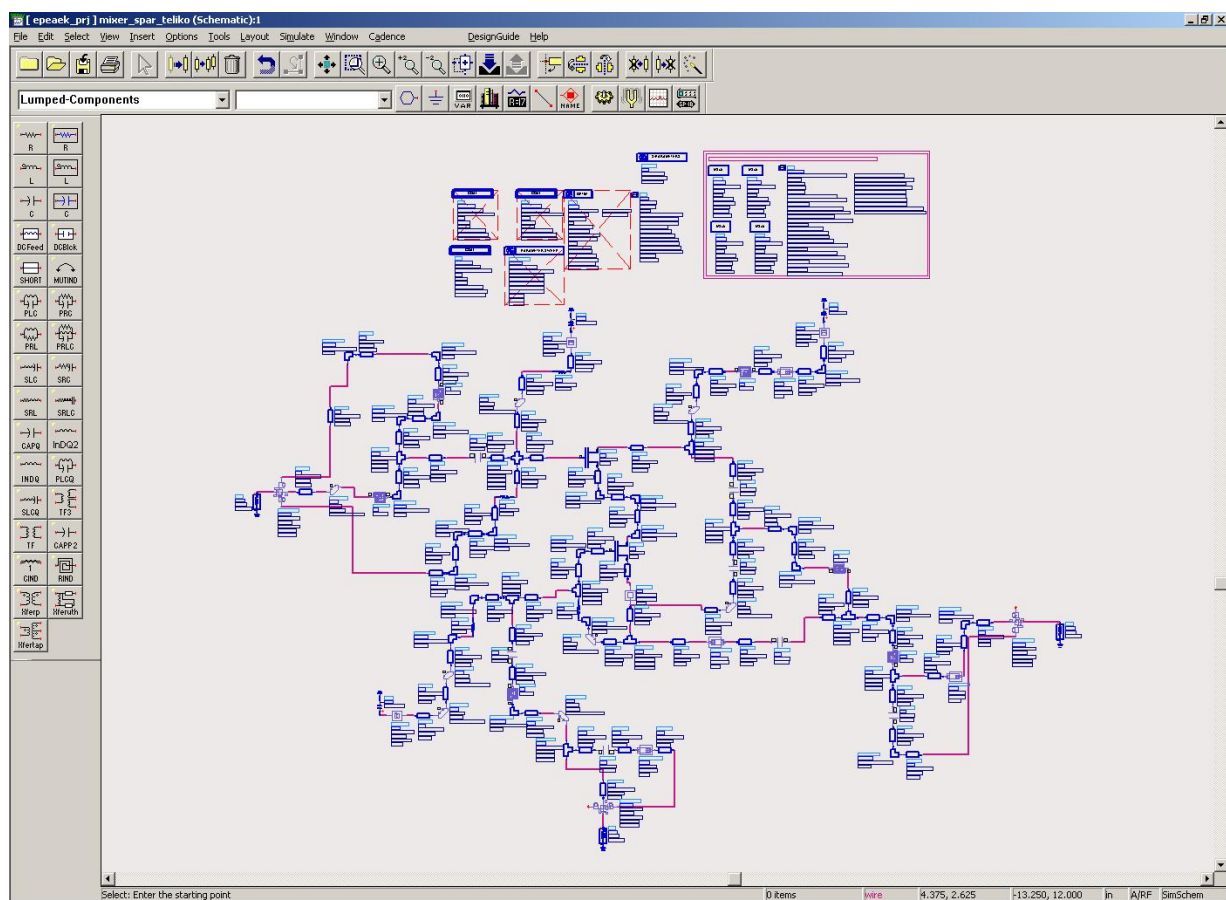
Στο Σχήμα 3.2.12 παρουσιάζονται οι συντελεστές ανάκλασης όλων των θυρών του υποβιβαστή συχνότητας σε μονάδες dB συναρτήσει της συχνότητας. Ο Πίνακας 3.2.1 συγκεντρώνει τα εύρη συχνοτήτων στα οποία οι θύρες του μίκτη παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης μικρότερο από -10 dB.

Θύρα	IF	LO	RF
Εύρος συχνοτήτων (GHz)	5.0-5.9	7.9-13.9	15.7-18.0

Πίνακας 3.2.1. Εύρη συχνοτήτων στα οποία οι θύρες παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης <-10 dB.



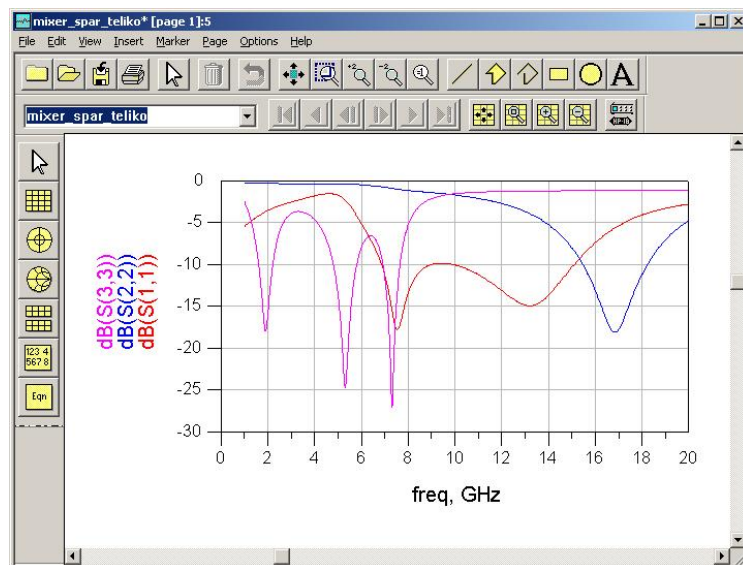
Σχήμα 3.2.12. Οι συντελεστές ανάκλασης της θύρας εισόδου LO ( $S_{11}$ ), της θύρας εισόδου RF ( $S_{22}$ ) και της θύρας εξόδου IF ( $S_{33}$ ) του υποβιβαστή συχνότητας.



Σχήμα 3.2.13. Πλήρης κυκλωματική διάταξη στο ADS για τον προσδιορισμό των συντελεστών ανάκλασης των θυρών της τελικής τοπολογίας.



Στη συνέχεια σχεδιάζεται το layout του κυκλώματος (θα δοθεί σε επόμενη παράγραφο) και πραγματοποιείται και πάλι προσομοίωση έχοντας προσθέσει στη βασική τοπολογία όλα τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται στη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος, όπως τμήματα γραμμών μεταφοράς για τη διασύνδεση των διαφόρων στοιχείων, ακροδέκτες εισόδου και εξόδου των LO, RF και IF σημάτων, ακροδέκτες εισόδου των DC σημάτων, vias (σημεία που αντιστοιχούν σε γη στο ολοκληρωμένο κύκλωμα) κλπ. Στο Σχήμα 3.2.13 παρουσιάζεται η πλήρης κυκλωματική διάταξη. Είναι αρκετά πιο περίπλοκη από τη διάταξη που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 3.2.8 αφού περιλαμβάνει και το πιο μικρό τμήμα γραμμής μεταφοράς που χρησιμοποιήθηκε στη φυσική σχεδίαση ώστε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης να είναι όσο το δυνατόν πιο ακριβή. Πρέπει να σημειωθεί ότι τα επιπλέον στοιχεία (τμήματα γραμμών μεταφοράς, vias,...) μεταβάλλουν την απόκριση της διάταξης κι επομένως χρειάζεται και πάλι να χρησιμοποιηθούν οι τεχνικές βελτιστοποίησης του προγράμματος ώστε να προσδιορισθούν εκ νέου οι ακριβείς τιμές των παθητικών στοιχείων και να είναι και πάλι προσαρμοσμένες κατάλληλα οι θύρες του υποβιβαστή. Είναι φυσικό ότι οι αλλαγές στις τιμές ορισμένων στοιχείων επιφέρουν αλλαγές στις φυσικές διαστάσεις τους κι επομένως αλλαγές στη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος που μπορεί να προξενήσουν καινούριες μεταβολές στα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Η διαδικασία φυσικής σχεδίασης, προσομοίωσης και επαναπροσδιορισμού των κατάλληλων τιμών των παθητικών στοιχείων επαναλαμβάνεται μερικές φορές μέχρι τα επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα. Στο Σχήμα 3.2.14 παρουσιάζονται οι συντελεστές ανάκλασης όλων των θυρών του υποβιβαστή συχνότητας σε μονάδες dB συναρτήσει της συχνότητας. Ο Πίνακας 3.2.2 συγκεντρώνει τα εύρη συχνοτήτων στα οποία οι θύρες του μίκτη παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης μικρότερο από  $-10$  dB.



**Σχήμα 3.2.14.** Οι συντελεστές ανάκλασης της θύρας εισόδου LO ( $S_{11}$ ), της θύρας εισόδου RF ( $S_{22}$ ) και της θύρας εξόδου IF ( $S_{33}$ ) της τελικής διάταξης του υποβιβαστή συχνότητας.

Θύρα	IF	LO	RF
Εύρος συχνοτήτων (GHz)	4.8-5.8	6.9-15.1	15.5-18.2

**Πίνακας 3.2.2.** Εύρη συχνοτήτων στα οποία οι θύρες παρουσιάζουν συντελεστή ανάκλασης <-10 dB.

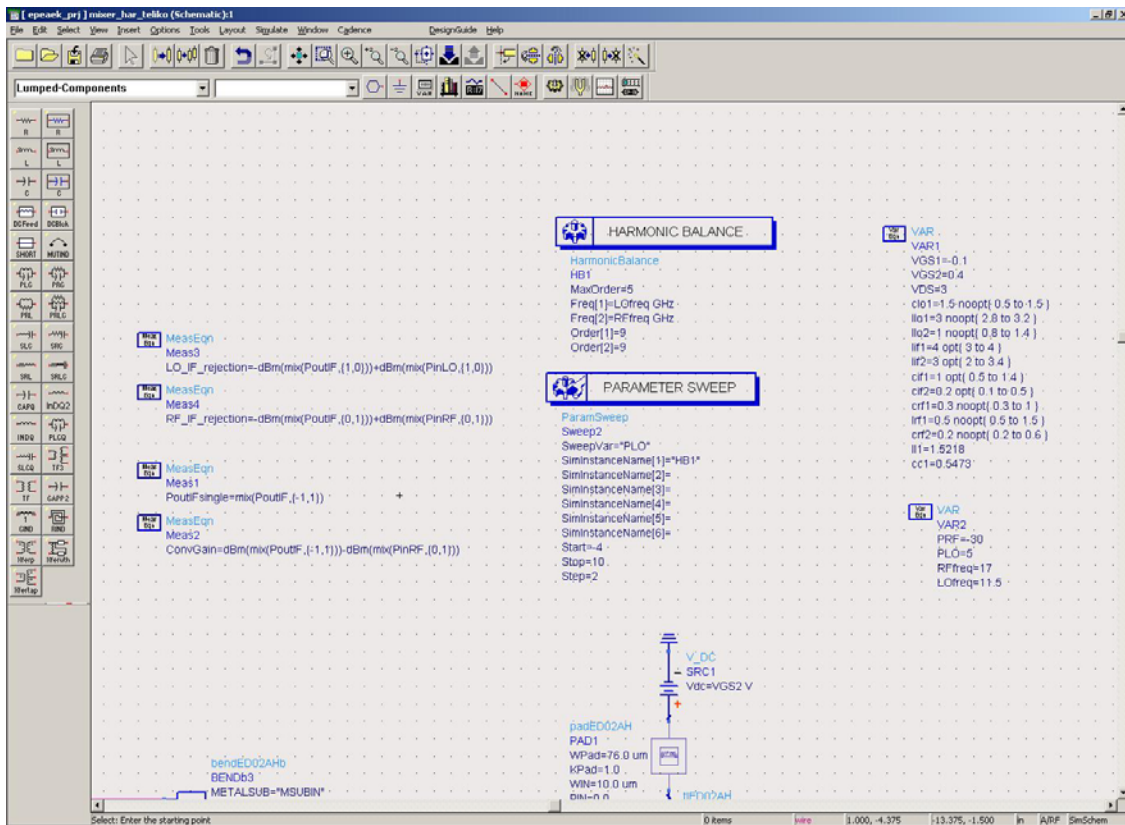
Ο Πίνακας 3.2.3 συγκεντρώνει τις τιμές των παθητικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται στα υποκινλώματα προσαρμογής και φιλτραρίσματος του υποβιβαστή συχνότητας. Με την ένδειξη αρχική τιμή καθορίζονται οι τιμές των στοιχείων της τοπολογίας που παρουσιάσθηκε στο Σχήμα 3.2.8, ενώ με την ένδειξη τελική τιμή οι τιμές των στοιχείων της τοπολογίας που παρουσιάσθηκε στο Σχήμα 3.2.13. Σε μερικές περιπτώσεις η διαφορά μεταξύ των δύο τιμών είναι αρκετά μεγάλη, ενώ σε άλλες δεν υπάρχει καμία διαφορά.

Παθητικό στοιχείο	Αρχική τιμή	Τελική τιμή
$C_{lo1}$	0.6 pF	1.5 pF
$L_{lo1}$	3.2 nH	3 nH
$L_{lo2}$	1.2 nH	1 nH
$C_{rf1}$	0.6 pF	0.3 pF
$L_{rf1}$	0.5 nH	0.5 nH
$C_{rf2}$	0.4 pF	0.2 pF
$L_{if1}$	4 nH	4 nH
$C_{if1}$	1 pF	1 pF
$C_{if2}$	0.2 pF	0.2 pF
$L_{if2}$	3 nH	3 nH
$C_{c1}$	0.55 pF	0.55 pF
$L_{l1}$	1.52 nH	1.52 nH

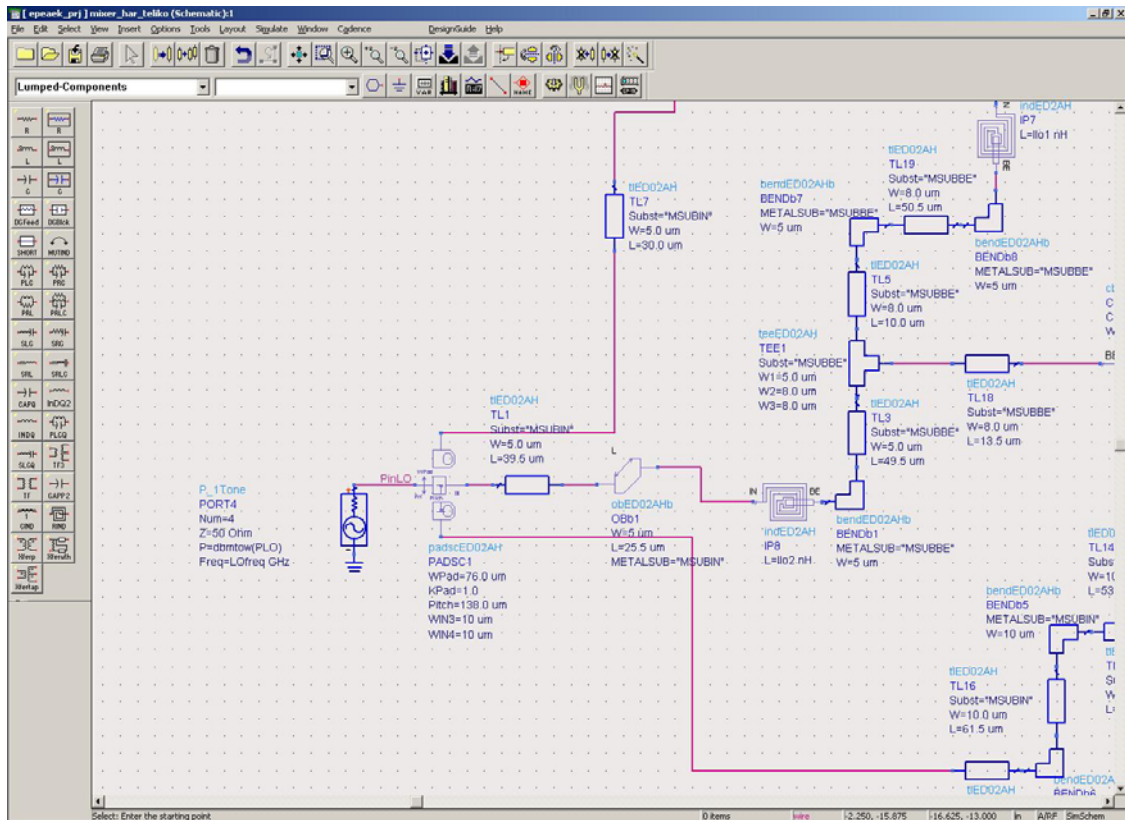
**Πίνακας 3.2.3.** Τιμές των παθητικών στοιχείων για βέλτιστα αποτελέσματα πριν και μετά τη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος.

### 3.2.4. Αποτελέσματα μη γραμμικής ανάλυσης

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιασθεί ο τρόπος μη γραμμικής ανάλυσης (Harmonic Balance) του υποβιβαστή καθώς και τα αποτελέσματά της, όπως είναι ο προσδιορισμός της τιμής της ισχύος του LO σήματος με την οποία επιτυγχάνεται το μέγιστο κέρδος μετατροπής του μίκτη, της περιοχής γραμμικής λειτουργίας του μίκτη, του κέρδους μετατροπής του, των απομονώσεων μεταξύ των θυρών του κλπ. Στο Σχήμα 3.2.15 παρουσιάζεται μία λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης για τη μη γραμμική ανάλυση και συγκεκριμένα για την περίπτωση όπου προσδιορίζεται η τιμή της ισχύος του LO σήματος με την οποία επιτυγχάνεται το μέγιστο κέρδος μετατροπής του μίκτη.

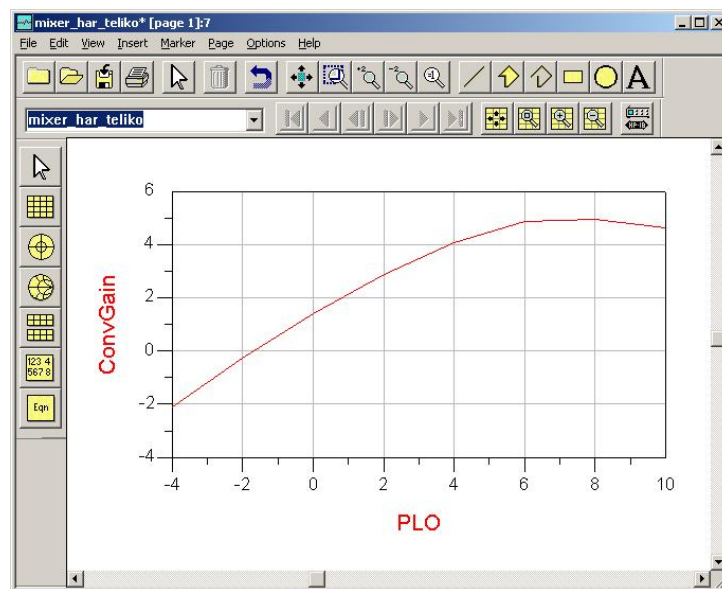


Σχήμα 3.2.15. Λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης για τη μη γραμμική ανάλυση.



Σχήμα 3.2.16. Λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης για τη μη γραμμική ανάλυση.

Απαραίτητο στοιχείο για τέτοιου είδους προσομοίωση αποτελεί το Harmonic Balance στο οποίο καθορίζονται οι δύο βασικές συχνότητες (LOfreq και RFfreq) με τις οποίες θα πραγματοποιηθεί η ανάλυση καθώς και ο αριθμός των χρησιμοποιούμενων αρμονικών κάθε συχνότητας. Οι τιμές των συχνοτήτων προσδιορίζονται σε στοιχείο Var, ενώ οι ίδιες μεταβλητές χρησιμοποιούνται και στις πηγές των LO και RF σημάτων. Στο Σχήμα 3.2.16 παρουσιάζεται άλλη μία λεπτομέρεια της χρησιμοποιούμενης στο ADS διάταξης όπου φαίνεται η χρησιμοποιούμενη για το LO σήμα πηγή (P\_1Tone) με καθορισμένες τιμές για τη συχνότητα και την ισχύ μέσω μεταβλητών (LOfreq και dbmtow(PLO), αντίστοιχα). Επίσης φαίνεται και το όνομα PinLO που έχει δοθεί στον κόμβο που συνδέεται η πηγή LO, διαδικασία που ακολουθείται για όλους τους κόμβους στους οποίους επιθυμείται να προσδιορισθεί το φασματικό περιεχόμενο των σημάτων. Με δεδομένο ότι στη συγκεκριμένη περίπτωση η ισχύς του LO σήματος θα αποτελεί παράμετρο, απαραίτητο είναι και το στοιχείο Parameter Sweep στο οποίο προσδιορίζεται ότι η μεταβλητή PLO θα χρησιμοποιηθεί ως παράμετρος με εύρος μεταβολής από  $-4$  dBm έως  $10$  dBm και βήμα  $2$  dBm. Τα στοιχεία MeasEqn χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό συγκεκριμένων εκφράσεων που θα διευκολύνουν την παρουσίαση των αποτελεσμάτων και τον προσδιορισμό συγκεκριμένων σημάτων σε συγκεκριμένους κόμβους.

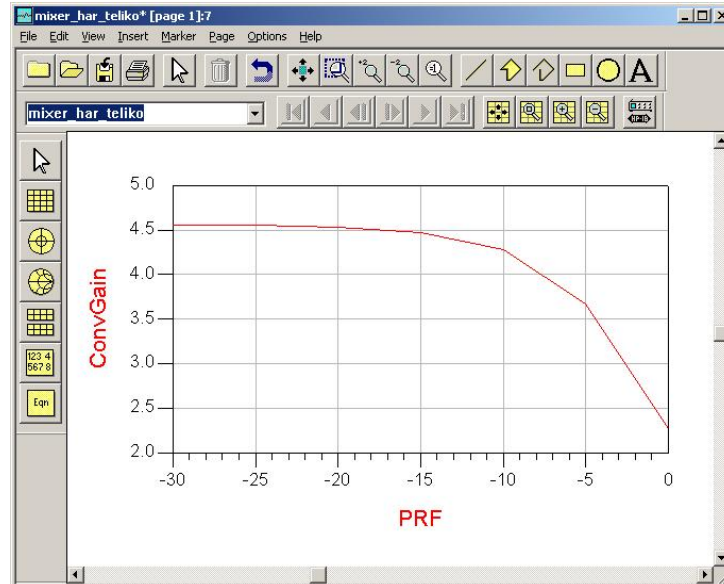


**Σχήμα 3.2.17.** Μεταβολή του κέρδους μετατροπής συναρτήσει της ισχύος του σήματος ταλάντωσης (LO).

Στο Σχήμα 3.2.17 παρουσιάζεται η μεταβολή του κέρδους μετατροπής του μίκτη συναρτήσει της ισχύος του LO σήματος και με δεδομένο ότι  $P_{RF} = -30$  dBm. Παρατηρούμε ότι το κέρδος μετατροπής γίνεται μέγιστο όταν η ισχύς του σήματος ταλάντωσης είναι περίπου  $P_{LO} \approx 6$  dBm και επομένως δεν υπάρχει λόγος να χρησιμοποιηθεί LO σήμα μεγαλύτερης ισχύος. Στη συνέχεια τίθεται σταθερή και ίση με  $P_{LO} = 5$  dBm η ισχύς του LO σήματος, ενώ προσδιορίζεται και πάλι το κέρδος μετατροπής καθώς μεταβάλλεται η τιμή της ισχύος του RF σήματος εισόδου. Τα αποτελέσματα



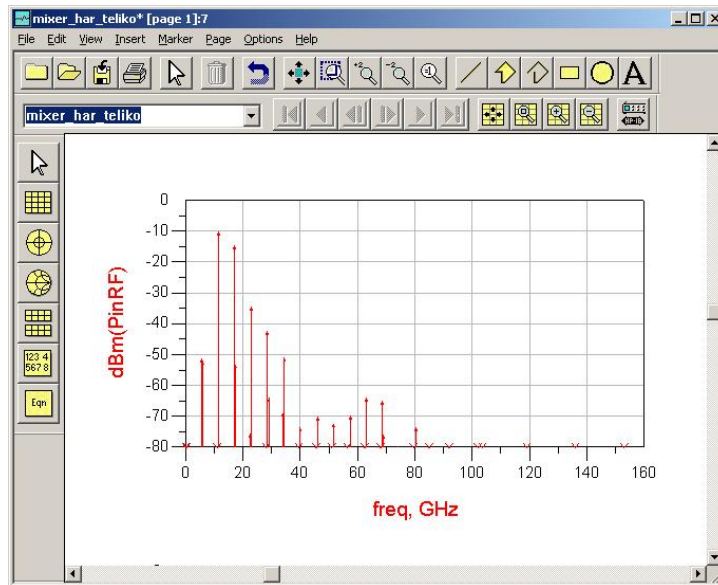
φαίνονται στο Σχήμα 3.2.18. Παρατηρούμε ότι το κέρδος μετατροπής μειώνεται κατά 1 dB από τη μέγιστη τιμή του όταν η ισχύς του RF σήματος εισόδου γίνει  $P_{RF} = -5$  dBm και επομένως το σημείο συμπίεσης 1 dB του υποβιβαστή συχνότητας παρουσιάζεται για ισχύ του RF σήματος εισόδου -5 dBm.



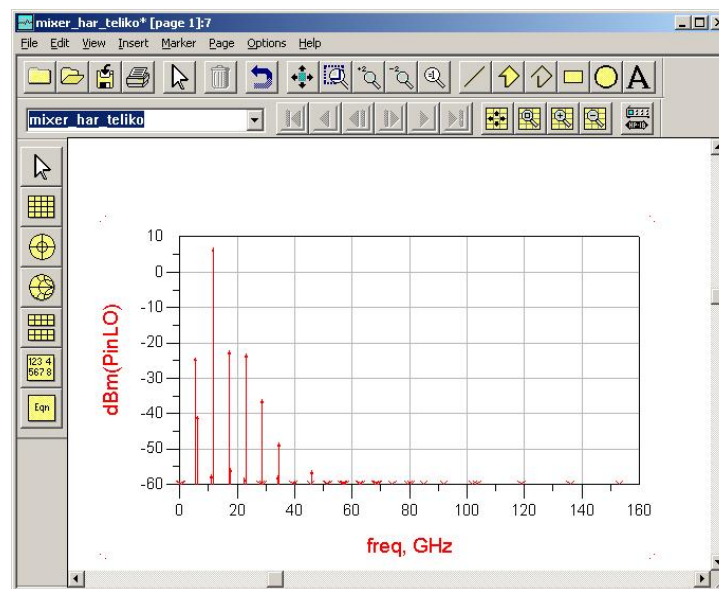
**Σχήμα 3.2.18.** Μεταβολή του κέρδους μετατροπής συναρτήσει της ισχύος του σήματος εισόδου (RF) με  $P_{LO} = 5$  dBm.

Στη συνέχεια εφαρμόζεται LO σήμα ισχύος  $P_{LO} = 5$  dBm (ώστε να είναι μέγιστο το κέρδος μετατροπής) και RF σήμα εισόδου ισχύος  $P_{RF} = -15$  dBm (ώστε η διάταξη να λειτουργεί στην περιοχή όπου το κέρδος μετατροπής παραμένει σταθερό) και παρατηρούμε το φάσμα και στις τρεις θύρες του υποβιβαστή. Στο Σχήμα 3.2.19 παρουσιάζεται το φάσμα στη θύρα RF και είναι εμφανές τόσο το RF σήμα εισόδου, συχνότητας  $f_{RF} = 17$  GHz, όσο και σήμα στη συχνότητα του σήματος ταλάντωσης,  $f_{LO} = 11.5$  GHz, με ισχύ που πλησιάζει τα -10 dBm. Παρατηρούμε επομένως ότι η LO-RF απομόνωση, δηλαδή η διαφορά της ισχύος του σήματος ταλάντωσης που εισάγεται προς την ισχύ του ίδιου σήματος που εμφανίζεται στην RF θύρα, είναι περίπου 15 dB. Επίσης εμφανίζεται στη θύρα αυτή και σήμα στην IF συχνότητα εξόδου με ισχύ μικρότερη από -50 dBm. Επομένως η IF-RF απομόνωση είναι τουλάχιστον μεγαλύτερη από 35 dB. Εύκολα επίσης παρατηρείται ότι δεν υπάρχει σήμα σε οποιαδήποτε συχνότητα με ισχύ μεγαλύτερη από -35 dBm.

Στο Σχήμα 3.2.20 παρουσιάζεται το φάσμα στη θύρα LO. Είναι εμφανές τόσο το LO σήμα εισόδου, συχνότητας  $f_{LO} = 11.5$  GHz, όσο και σήμα στη συχνότητα του RF σήματος εισόδου  $f_{RF} = 17$  GHz με ισχύ περίπου -22 dBm. Παρατηρούμε επομένως ότι η RF-LO απομόνωση είναι μόλις 7 dB. Επίσης εμφανίζεται στη θύρα αυτή και σήμα στην IF συχνότητα εξόδου με ισχύ μικρότερη από -24 dBm, που σημαίνει ότι IF-LO απομόνωση είναι περίπου 15 dB.

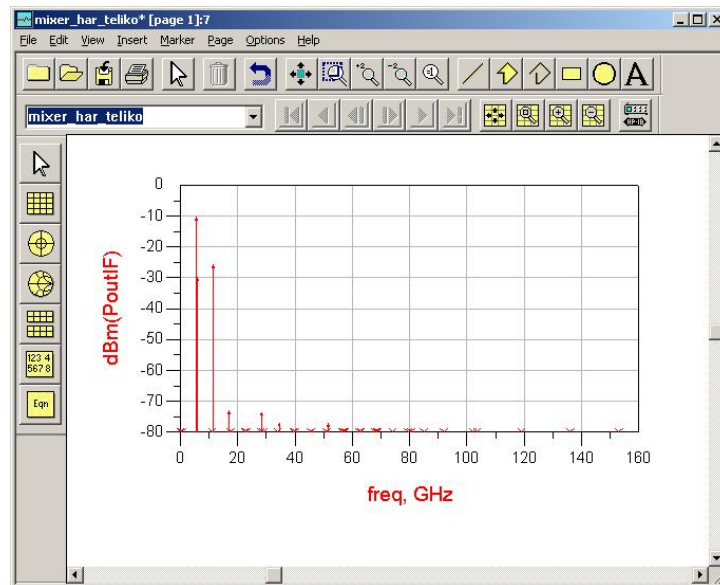


Σχήμα 3.2.19. Φάσμα συχνοτήτων στη θύρα εισόδου του RF σήματος.



Σχήμα 3.2.20. Φάσμα συχνοτήτων στη θύρα εισόδου του LO σήματος.

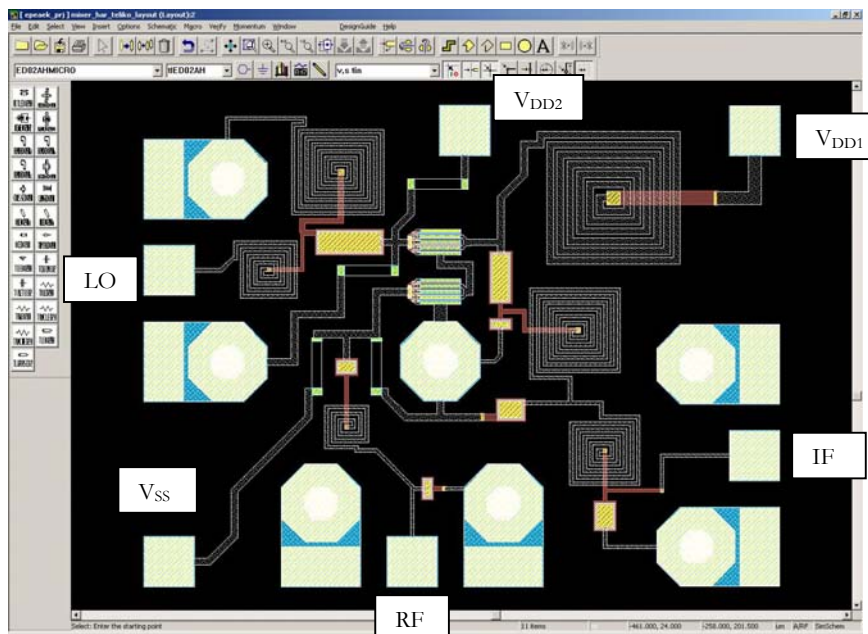
Τέλος, στο Σχήμα 3.2.21 παρουσιάζεται το φάσμα στη θύρα εξόδου IF, όπου είναι εμφανές το IF σήμα εξόδου συχνότητας  $f_{IF}=5.5$  GHz ( $f_{IF}=f_{RF}-f_{LO}$ ) και ισχύος  $P_{IF}=-10$  dBm. Επίσης στη θύρα αυτή εμφανίζεται σήμα με συχνότητα αυτή του RF σήματος εισόδου και ισχύ περίπου -73 dBm, με αποτέλεσμα η RF-IF απομόνωση να είναι περίπου 60 dB. Εύκολα προσδιορίζεται ότι η LO-IF απομόνωση είναι μεγαλύτερη από 30 dB, ενώ παρατηρούμε ότι το παράγωγο που παρουσιάζει τη μεγαλύτερη ισχύ είναι αυτό που αντιστοιχεί σε συχνότητα  $f=6$  GHz ( $f=2 \cdot f_{LO}-f_{RF}=6$  GHz) με ισχύ που δεν ξεπερνά τα -30 dBm.



Σχήμα 3.2.21. Φάσμα συχνοτήτων στη θύρα εξόδου του IF σήματος.

### 3.2.5. Layout του υποβιβαστή συχνότητας

Στο Σχήμα 3.2.22 παρουσιάζεται το layout του υποβιβαστή συχνότητας. Το ολοκληρωμένο περιλαμβάνει συνολικά έξι ακροδέκτες (pads). Έναν για την εφαρμογή του σήματος ταλάντωσης (LO), έναν για το RF σήμα εισόδου, έναν για το IF σήμα εξόδου και τρεις για τη διασύνδεση των τριών τάσεων ( $V_{DD1}$ ,  $V_{DD2}$  και  $V_{SS}$ ). Οι διαστάσεις του ολοκληρωμένου κυκλώματος είναι  $960\mu\text{m} \times 730\mu\text{m}$  και επομένως καταλαμβάνει επιφάνεια περίπου ίση με  $0.7\text{ mm}^2$ .



Σχήμα 3.2.22. Layout του υποβιβαστή συχνότητας.