



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και υλοποίηση τρισταδιακού ολοκληρωμένου
ενισχυτή ισχύος, συχνότητας λειτουργίας 145GHz, σε
τεχνολογία BiCMOS 0,13μm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της

Δήμητρας Φιτσώρου

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2021



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ,
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και υλοποίηση τρισταδιακού ολοκληρωμένου
ενισχυτή ισχύος, συχνότητας λειτουργίας 145GHz, σε
τεχνολογία BiCMOS 0,13μm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της

Δήμητρας Φιτσώρου

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 9^η Μαρτίου.

.....
Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής
Ε.Μ.Π.

.....
Ευστάθιος Συκάς
Καθηγητής
Ε.Μ.Π.

.....
Ευάγγελος Χριστοφόρου
Καθηγητής
Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2021



NATIONAL TECHNICAL UNIVERSITY OF ATHENS
SCHOOL OF ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING
DIVISION OF COMMUNICATIONS, ELECTRONICS and
INFORMATION SYSTEMS

**Design of an three-staged differential cascode amplifier for
145GHz applications in an SiGe BiCMOS 0.13 μ m technology**

DIPLOMA THESIS

of

Dimitra Fitorou

Supervisor: Yannis Papananos
Professor , NTUA

Athens, March 2021

.....

Δήμητρα Φιτσώρου

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Δήμητρα Φιτσώρου, 2021.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως σκοπό τη σχεδίαση, την προσομοίωση και εν τέλει την κατασκευή ενός ολοκληρωμένου διαφορικού ενισχυτή που πρόκειται να χρησιμοποιηθεί ως driver εξόδου (πρόγραμμα οδήγησης) ενός πομπού σε RF συχνότητες (micro-wave). Ένας τέτοιος ενισχυτής κατέχει σημαντικό ρόλο στις διάφορες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές.

Το μεγαλύτερο μέρος της εργασίας πραγματοποιήθηκε στην Infineon Technologies AG. Η σχεδίαση του ενισχυτή υλοποιήθηκε στην 0.13μm SiGe BiCMOS τεχνολογία B11HFC που μας παρείχε η εταιρεία και με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 145 GHz. Αρχικά, επιλέχθηκε η αρχιτεκτονική να βασίζεται σε διαφορική διαμόρφωση τριών σταδίων. Επομένως, σχεδιάστηκαν κατάλληλα balun. Ένα balun διαιρεί το σήμα που εισέρχεται από εισόδο μονού ακροδέκτη σε ένα ζεύγος διαφορικών σημάτων, ενώ κατά την έξοδο μετατρέπει το διαφορικό σήμα σε σήμα ενός άκρου μέσω ενός δεύτερου balun ίδιας μορφής. Μετά την ολοκλήρωση της σχεδίασης με στοιχεία της βιβλιοθήκης B11HFC και εφόσον το κύκλωμα τηρούσε τις απαιτήσεις που τέθηκαν, ακολούθησε η κατασκευή του ενισχυτή σε επίπεδο Layout. Συγκεκριμένα, μεταλλικές στρώσεις χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή των διαφόρων στοιχείων του κυκλώματος. Στις προσομοιώσεις λήφθηκαν υπόψη και οι επαφές σύνδεσης pads, τα οποία εξασφαλίζουν την επικοινωνία της πλακέτας με το εξωτερικό περιβάλλον, με σκοπό να διαπιστωθεί το ποσό της επίδρασής τους στη λειτουργία του κυκλώματος. Η επίδρασή τους τελικά αποδείχτηκε μικρή, οπότε η διαδικασία σχεδίασης συνεχίστηκε με τη σχεδίαση πλακέτας και την ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση αυτής. Τέλος, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που εξήχθησαν παρουσιάζονται στα τελευταία κεφάλαια.

Σε μεγάλη έκταση της εργασίας γίνεται σύγκριση της απόδοσης και των διαφορετικών τεχνικών μεταξύ του σχεδιασμού του ενισχυτή σε επίπεδο στοιχείων βιβλιοθήκης B11HFC και στη τελική Layout μορφή του. Η διαδικασία σχεδίασης ολοκληρώθηκε επιτυχώς και έφτασε μέχρι την εξαγωγή tape-out, όπου και το σχέδιο στάλθηκε σε εργοστάσιο για να υλοποιηθεί η κατασκευή του.

Λέξεις Κλειδιά:

Διαφορικός Ενισχυτής ισχύος, τρία στάδια, micro-wave συχνότητες, 145 GHz, πρόγραμμα οδήγησης εξόδου (output driver), balun, SiGe BiCMOS.

Abstract

The aim of the present thesis is the design, simulation and finally construction of a differential amplifier, which is going to be used as an output driver of a transmitter in RF frequencies (mm-wave). Such an amplifier holds an important role in several telecommunication applications.

The biggest part of the project was realised at Infineon Technologies AG. The design of the amplifier was implemented at the 0.13 μ m SiGe BiCMOS technology B11HFC, which was provided by the company, and with a central operating frequency of 145 GHz. At first the architecture was decided to be based on a three stages differential configuration. Therefore the appropriate baluns were designed. A balun divides the single-ended signal at the input into a pair of differential signals, while at the output the differential signal transforms into a single-ended one through a second balun of the same type. After the completion of the design with components from the B11HFC library and since the circuit met the requirements set, began the construction of the amplifier in a layout level. Specifically, the different parts of the circuit were built using metal layers. During the simulation the brass pads - which connect the board with the external environment- were also taken into account, in order to ascertain the amount of their effect on the operation of the circuit. Their effect was small, so the process of the construction continued with the design of the board and its electromagnetic simulation. In the end, the results of the simulation were drawn and are analyzed in the last chapters.

A long part of the project holds the comparison in the performance characteristics between the two designing techniques of the amplifier : with components of the library B11HFC level and the final layout form. The process of the design was completed successfully and reached the tape-out phase, where the design was sent to a lab to be manufactured.

Key Words:

Differential power amplifier, three stages, microwave frequencies, 145GHz, output driver, balun, SiGe BiCMOS

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στην διεθνή εταιρεία Infineon Technologies AG στη πόλη Villach της Αυστρίας. Η πρώτη επαφή με τον εργασιακό τομέα καθώς και η ζωή σε μια χώρα του εξωτερικού αποτέλεσαν μια πρωτόγνωρη, πολύτιμη εμπειρία για μένα.

Με την ολοκλήρωση της, θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες σε όλους όσους συνέβαλλαν στην εκπόνησή της.

Πρωτίστως ευχαριστώ θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ.Ιωάννη Παπανάνο για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε εξ'αρχής, αναθέτοντάς μου το συγκεκριμένο θέμα, την επιστημονική του καθοδήγηση και την εξαιρετική συνεργασία.

Μεγάλο ευχαριστώ στους Ιωάννη Πέτσα (διδασκτορικό φοιτητή) και Μαρία Τζιτζιλάκη (ηλεκτρολόγο μηχανικό) για τις εποικοδομητικές τους υποδείξεις και την πολύτιμη συμβολή τους στην ολοκλήρωση αυτής της εργασίας.

Ευχαριστώ ιδιαίτερα τη συμφοιτήτριά και συγγάτοικό μου Αναστασία Κουταλιανού με την οποία μοιραστήκαμε όλη αυτή την εμπειρία. Επίσης ευχαριστώ τους συναδέλφους Χρήστο Θάμο, Ιωάννη Κούσπαρη, Αρτεμισία Σουμπασάκου, Άγγελο Αλεξόπουλο, Βασίλη Λιακώνη, Κωνσταντίνο Γαλανόπουλο και τον καθηγητή κ.Ανάργυρο Παπαγεωργίου, οι οποίοι έκαναν ευχάριστη τη καθημερινότητα στο Villach. Ευχαριστίες και στον κ.Franz Dielacher για την άριστη συνεργασία.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω την αγαπημένη μου ξαδέρφη Άννα Σίμου για τη βοήθειά της κατά τη συγγραφή της εργασίας. Δε θα μπορούσα να μην αναφέρω τους φίλους μου Νικολέττα, Χριστίνα, Δέσποινα, Ειρήνη, Γιάννη, Μαρία, καθώς και τους συμφοιτητές και φίλους μου Ελένη, Στέλιο, Νίκο, Κίμωνα, Αλέξανδρο, Ειρήνη, Σοφία, Κωνσταντίνο, που βρίσκονταν δίπλα μου αυτά τα χρόνια.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στους γονείς μου, Ιωάννη και Ασπασία, καθώς και τις αδερφές μου Ιωάννα και Νικολέττα για τη στήριξη σε όλες τις επιλογές μου και την αγάπη τους που αποτελεί κινητήριο δύναμη.

Περιεχόμενα

Περίληψη	1
Abstract	3
Ευχαριστίες	5
Περιεχόμενα	7
Κατάλογος Γραφημάτων	9
Κατάλογος Πινάκων	11
	13
1 Εισαγωγή	13
1.1 Κίνητρο για τη Συγγραφή της Διπλωματικής Εργασίας	13
1.2 Συστήματα μικροκυματικών συχνοτήτων	13
2 Βασική Θεωρία	15
2.1 Υ, Z και ABCD παράμετροι	15
2.2 Παράμετροι S	18
2.3 Κριτήρια Ευστάθειας	20
2.4 Ορισμοί Κερδών Ισχύος	23
2.5 Εξισώσεις επίτευξης μέγιστου Κέρδους	23
2.6 Γραμμές Μεταφοράς	25
2.7 Έλεγχος Γραμμικότητας	27
2.8 Ανάλυση Monte Carlo	29
3 Χαρακτηρισμός Ενισχυτή	31
3.1 Επιλογή τάξης λειτουργίας του ενισχυτή	31
3.2 Επιλογή της ενεργού συσκευής για τη υλοποίηση του ενισχυτή	33
3.3 Επιλογή αριθμού σταδίων	34
3.4 Κριτήρια επιλογής σχεδίασης ενισχυτή ισχύος διαφορικού έναντι μονού ακροδέκτη	35
4 Balun	37
4.1 Σκοπός	37
4.2 Ορισμός	37
4.3 Προδιαγραφές απόδοσης ενός Balun	38
4.4 Σχεδιασμός Layout του Balun	41
4.5 Αποτελέσματα των προσομοιώσεων	43
5 Βήματα σχεδίασης του διαφορικού ενισχυτή	47
5.1 Επιλογή μοντέλου και μεγέθους τρανζίστορ	47
5.1.1 Επιλογή είδους transistor για την υλοποίηση του ενισχυτή	47
5.1.2 Επιλογή γεωμετρίας τρανζίστορ	48
5.1.3 Υπολογισμός εμβαδού τρανζίστορ	49

5.2	Τάση τροφοδοσίας VDD	50
5.3	Υπολογισμός συχνότητας αποκοπής f_t	52
5.4	Γραμμή μεταφοράς μεταξύ των τρανζίστορ του cascode	54
5.5	Κυκλώματα Πόλωσης	56
5.6	Σχεδίαση κυκλώματος εξόδου	59
5.7	Σχεδίαση ενδιάμεσων κυκλωμάτων	61
5.8	Σχεδίαση κυκλώματος εισόδου	62
6	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων	65
6.1	Υπολογισμός S παραμέτρων	65
6.2	Εύρος Συχνοτήτων 3dB	68
6.3	Έλεγχος ευστάθειας	69
6.3.1	Διαφορικός τρόπος λειτουργίας	70
6.3.2	Κοινός τρόπος λειτουργίας	71
6.4	Υπολογισμός Ισχύος Εξόδου	72
6.5	Σημείο συμπίεσης 1dB - P1dB	73
6.6	Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης IP3	74
6.7	Απόκριση του ενισχυτή στον χρόνο	75
6.8	Εφαρμογή μεθόδου Load Pull	75
6.9	Monte Carlo	77
6.10	Πίνακας αποτελεσμάτων	78
7	Φυσικός Σχεδιασμός (Layout)	79
7.1	Διάταξη της πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος PCB	79
7.1.1	Pads και GSG pads	81
7.1.2	Κυκλώματα προστασίας ESD	83
7.1.3	Bondwires	84
7.2	Επιφάνεια εδάφους Vss	85
7.3	Αναλυτική Layout μορφή της ενεργούς συσκευής	86
7.4	Κυκλώματα Πόλωσης	88
7.5	Κατάλληλα διαμορφωμένα κομμάτια του ενισχυτή σε layout	89
7.6	Bypass Πυκνωτές	92
7.7	Cheesing και Filling	94
8	Προσομοιώσεις Ενισχυτή σε Φυσικό Επίπεδο	95
8.1	S parameters	95
8.2	Εύρος Συχνοτήτων 3dB	97
8.3	Έλεγχος ευστάθειας	98
8.4	Ισχύς Εξόδου Pout	99
8.5	Σημείο Συμπίεσης 1dB	100
8.6	Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης IP3	101
8.7	Απόκριση του ενισχυτή στο χρόνο	102
8.8	Πίνακες αποτελεσμάτων	103
9	Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις	105
9.1	Ανακεφαλαίωση	105
9.2	Σχολιασμός Αποτελεσμάτων	105
9.3	Μελλοντικές Επεκτάσεις	106

Κατάλογος Γραφημάτων

1.1	Block Διάγραμμα ενός FM πομπού	14
2.1	Δίθυρο δίκτυο για αναπαράσταση των πινάκων Y και Z	16
2.2	(a)Δίθυρο για ABCD μήτρα (b)Σύνδεση δίθυρων δικτύων εν σειρά([1] σελ.189)	17
2.3	Δίθυρο δίκτυο για αναπαράσταση των S παραμέτρων ([3] σελ.50)	18
2.4	Ενισχυτής ενός σταδίου μαζί με τα δίκτυα αντιστοίχισης ([1] σελ.562)	24
2.5	Γραμμή μεταφοράς συνδεδεμένη με φορτίο εμπέδησης Z_L	25
2.6	Παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης 2^{nS} & 3^{nS} τάξης λόγω εφαρμογής δύο τόνων $f_1 < f_2$.	27
2.7	Καμπύλες εύρεσης του σημείου παρεμβολής 3^{nS} τάξης [8]	29
2.8	Καμπύλη κανονικής κατανομής [11]	30
3.1	Οι κυματομορφές και οι φάσεις του σήματος εξόδου κάθε κλάσης [13]	32
3.2	Ενισχυτής μονού ακροδέκτη [14]	35
3.3	Διαφορικός ενισχυτής [14]	36
4.1	Σχηματικό Διάγραμμα τυπικής μορφής balun	39
4.2	1: 1 Stacked balun με μεσαία λήψη (1: 1 Stacked centre-tapped balun)	41
4.3	Η τελική Layout μορφή του Balun	42
4.4	Διατάξεις balun για πραγματοποίηση μετρήσεων	43
4.5	Διάγραμμα συντελεστί σύζευξης (k factor)	44
4.6	Μέτρηση της απώλειας εισαγωγής μέσω της παραμέτρου S_{21}	45
4.7	Ανισορροπία Πλάτους του Balun (dB)	46
4.8	Ανισορροπία Φάσης του Balun (dB)	46
5.1	Απλοποιημένη διάταξη SiGe HBT του BEBCBEB [19].	48
5.2	Διάγραμμα συχνότητας ft ως προς την ένταση ρεύματος με παραμετρικές τιμές του πάχους του εκπομπού του τρανζίστορ.	49
5.3	Διάγραμμα συχνότητας ft ως προς την ένταση ρεύματος με 4u, 5u και 6u ως προς το πάχος του εκπομπού του τρανζίστορ.	50
5.4	Σχηματικό για τον προσδιορισμό της συχνότητας ft συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη I_c της κασκοδικής τοπολογίας.	52
5.5	Διάγραμμα της συχνότητας ft συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη I_c .	53
5.6	Cascode συνδεσμολογία με γραμμή μεταφοράς ανάμεσα στα transistors [20]	54
5.7	Cascode συνδεσμολογία με γραμμή μεταφοράς ανάμεσα στα transistors	55
5.8	Διάγραμμα μεταβολής του κέρδους ανάλογα με το μήκος της γραμμής μεταφοράς	55
5.9	Κασκοδικός καθρέπτης ρεύματος	57
5.10	Σημεία λειτουργίας DC του κυκλώματος πόλωσης	58
5.11	Κύκλωμα εξόδου μαζί με balun εξόδου	59
5.12	Οι S παράμετροι που προέκυψαν από το σχηματικό 5.11.	60
5.13	Το τελικό κύκλωμα του 3^{0u} σταδίου με το balun εξόδου	60
5.14	Ενδιάμεσο κύκλωμα του ενισχυτή	61
5.15	Κύκλωμα εισόδου μαζί με balun εισόδου	62
5.16	Οι S παράμετροι που προέκυψαν από το σχηματικό 5.15	62
5.17	Το τελικό κύκλωμα του 1^{0u} σταδίου με το balun εισόδου	63
5.18	Το τελικό κύκλωμα του 2^{0u} σταδίου	63

5.19	Σχηματικό Ολικού Κυκλώματος	64
6.1	Η παραμέτρος $S_{11}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας	65
6.2	Η παραμέτρος $S_{22}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας	66
6.3	Η παραμέτρος $S_{12}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας	66
6.4	Το κέρδος $S_{21}(dB)$ με επισημασμένη την κεντρική συχνότητα $f_o = 145GHz$	67
6.5	Διάγραμμα $S_{21}(dB)$ με επισημασμένα σημεία για εύρος συχνοτήτων 3dB	68
6.6	Διάγραμμα του συντελεστή ευστάθειας k του 3-σταδιακού ενισχυτή	69
6.7	Διάγραμμα του συντελεστή ευστάθειας $B1f$ του 3-σταδιακού ενισχυτή	69
6.8	Κύκλωμα ενός σταδίου σε διαφορικό τρόπο λειτουργίας	70
6.9	Διάγραμμα παράγοντα k για το 1ο στάδιο του ενισχυτή	70
6.10	Κύκλωμα κοινού τρόπου λειτουργίας ενός σταδίου	71
6.11	Διάγραμμα παράγοντα k για το 1ο στάδιο του ενισχυτή	71
6.12	Διάγραμμα Ισχύος εξόδου $P_{out}(dBm)$ συναρτήσει της ισχύος εισόδου P_{in} (dBm)	72
6.13	Διάγραμμα ισχύος για εύρεση σημείου συμπίεσης 1dB	73
6.14	Καμπύλες εύρεσης του σημείου παρεμβολής 3^{ns} τάξης	74
6.15	Απόκριση του ενισχυτή στον χρόνο	75
6.16	Κύκλοι ισχύος της Load pull ανάλυσης	76
6.17	Ιστόγραμμα του κέρδους για 300 δείγματα	77
6.18	Ιστόγραμμα της ισχύος εξόδου για 300 δείγματα	78
7.1	Απλοποιημένη μορφολογία του chip του ενισχυτή [29]	80
7.2	GSG pads	82
7.3	Διάγραμμα χωρητικής συμπεριφοράς των GSG pads συναρτήσει της συχνότητας	82
7.4	Pad τροφοδοσίας με κύκλωμα προστασίας ESD	83
7.5	Transistor BEBCBEB 220nm*5um σε Layout επίπεδο	86
7.6	Layout των κυκλωμάτων πόλωσης	88
7.7	Layout κυκλώματος εισόδου	89
7.8	Layout των δύο κάτω transistor των cascode στους διαφορικούς ακροδέκτες	89
7.9	Ενδιάμεσο μέρος του ενισχυτή σε layout μορφή	90
7.10	Layout κυκλώματος εισόδου	91
7.11	Σχηματικό του ενισχυτή με τα προσομοιωμένα μέρη του	91
7.12	Two numerical solutions	93
7.13	Συνολικό Layout του διαφορικού ενισχυτή στα 145GHz	94
8.1	Διάγραμμα παραμέτρου $S_{11}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας	95
8.2	Διάγραμμα παραμέτρου $S_{12}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας	96
8.3	Διάγραμμα παραμέτρου $S_{21}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας	96
8.4	Διάγραμμα παραμέτρου $S_{22}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας	97
8.5	Διάγραμμα $S_{21}(dB)$ με επισημασμένα σημεία για εύρος συχνοτήτων 3dB	97
8.6	Διάγραμμα του συντελεστή ευστάθειας k	98
8.7	Διάγραμμα του συντελεστή ευστάθειας $B1f$	98
8.8	Διάγραμμα Ισχύος εξόδου $P_{out}(dBm)$ συναρτήσει της ισχύος εισόδου P_{in} (dBm)	99
8.9	Διάγραμμα ισχύος για εύρεση σημείου συμπίεσης 1dB	100
8.10	Καμπύλες εύρεσης του σημείου παρεμβολής 3^{ns} τάξης	101
8.11	Φάσμα τάσης στην έξοδο του ενισχυτή	102
8.12	Απόκριση του ενισχυτή στον χρόνο	102

Κατάλογος Πινάκων

4.1	Συγκεντρωτικός πίνακας απόδοσης του balun	46
6.1	Συγκεντρωτικός πίνακας απόδοσης του ενισχυτή	78
8.1	Συγκεντρωτικός πίνακας απόδοσης του ενισχυτή σε μορφή Layout	103
8.2	Πίνακας σύγκρισης των αποδόσεων κάθε φάσης σχεδίασης του ενισχυτή . . .	104

Κεφάλαιο 1 : Εισαγωγή

1 Εισαγωγή

Στο Κεφάλαιο εισαγωγής, αναλύονται το κίνητρο και οι στόχοι εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας. Επιπλέον, παρέχεται στον αναγνώστη ένα σημείο αναφοράς ως προς τη σύγχρονη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων σε μικροκυματικές (millimeter-wave) και THz συχνότητες. Τέλος, παρουσιάζεται σχεδιαγραμματικά το σύστημα ενός πομπού.

1.1 Κίνητρο για τη Συγγραφή της Διπλωματικής Εργασίας

Μία από τις πιο θεμελιώδεις διαφορές στον κόσμο των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων βρίσκεται μεταξύ των ψηφιακών και αναλογικών κυκλωμάτων. Η διπλωματική αυτή ασχολείται αποκλειστικά με τα δεύτερα. Η υλοποίηση του πρώτου αναλογικού ολοκληρωμένου κυκλώματος πυροδότησε μια σειρά σχεδίασης συστημάτων που επέτρεπε τη σύνδεσή τους με τον πραγματικό κόσμο, παρέχοντας αρκετές πληροφορίες για τα αναλογικά σήματα, όπως ηλεκτρομαγνητικά κύματα, ήχος, θερμοκρασία κ.α.. Με την πάροδο των χρόνων αυξήθηκε η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων RF, καταλήγοντας στο σήμερα που τα συστήματα μικροκυματικών συχνοτήτων αποτελούν τη βάση στις περισσότερες εφαρμογές τηλεπικοινωνιών και απεικόνισης.

Τέθηκε επομένως ως σκοπός η ενασχόληση και η εμβάνθυνση στη θεωρία των μικροκυματικών συχνοτήτων μέσω της σχεδίασης ενός ενισχυτή σε αρκετά υψηλή συχνότητα λειτουργίας. Η διαθέσιμη βιβλιογραφία για αυτές τις συχνότητες λειτουργίας ήταν αρκετά περιορισμένη. Ωστόσο, η μελέτη των σχετικών δημοσιευμένων περιοδικών, papers και συνεδρίων, αποτέλεσε κατευθυντήρια οδό για τον καθορισμό των στόχων που επιθυμούμαι να επιτελεί ο ενισχυτής που επρόκειτο να σχεδιάσουμε. Συγκεκριμένα :

- Συχνότητα λειτουργίας : 145GHz.
- Κέρδος Ισχύος $\geq 28dB$.
- Ισχύς κορεσμού $\geq 10dBm$.

Αυτή η διπλωματική εργασία αποσκοπούσε και στην εξοικείωση με ηλεκτρομαγνητικά προγράμματα προσομοίωσης Sonnet EM και Momentum Virtuoso. Για αυτό τέθηκε ως πρόκληση η σχεδίαση ενός τέτοιου ενισχυτή σε chip, καθώς απαιτούσε ιδιαίτερη προσοχή στα βήματα που θα ακολουθηθούν.

1.2 Συστήματα μικροκυματικών συχνοτήτων

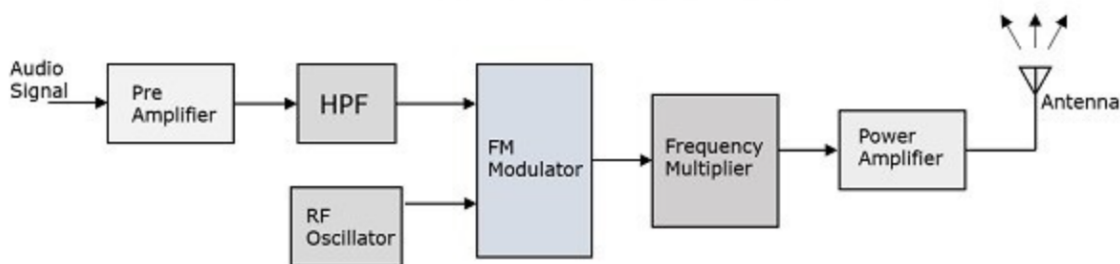
Τα συστήματα μικροκυμάτων χρησιμοποιούν υψηλότερες συχνότητες, όπου το μήκος κύματος $\lambda = c / f$ είναι μεγέθους εκατοστών ή χιλιοστών. Έτσι, η προσέγγιση κυκλώματος μέσω lumped στοιχείων αποτυγχάνει, λόγω του ότι αυτές οι δομές αποτελούν σημαντικό κομμάτι του μήκους κύματος. Σε ένα σύστημα ραντάρ, το μικρό μήκος κύματος επιτρέπει

την κατασκευή αρκετά κατευθυντικής κεραίας, έτσι ώστε μια δέσμη ακτινοβολίας να εστιάζει σε μια δεδομένη κατεύθυνση.

Οι συχνότερες μικροκυμάτων (mm-wave) πάνω από 100 GHz προσφέρουν τη δυνατότητα υλοποίησης ενός ευρέος φάσματος εφαρμογών που σχετίζονται με τις τηλεπικοινωνίες, την υγεία, την ασφάλεια και τον βιομηχανικό έλεγχο ποιότητας. Η βελτίωση της χωρικής ανάλυσης με τη συχνότητα καθιστά τους πομπούς sub-millimeter κύματων κατάλληλους για ορισμένες από τις προαναφερθείσες εφαρμογές.

Ο ενισχυτής ισχύος αποτελεί ένα από τα βασικότερα στοιχεία της αλυσίδας ενός πομπού, καθώς τοποθετείται στην άκρη του και μέσω αυτού παράγεται το τελικό σήμα, το οποίο αποδίδεται στην κεραία, όπως απεικονίζεται στην παρακάτω διάταξη. Καταναλώνει την περισσότερη ισχύ συγκριτικά με τα προηγούμενα στάδια επεξεργασίας σήματος, γι' αυτό τα χαρακτηριστικά σχεδίασης και η συμπεριφορά του ελέγχονται διεξοδικά.

Πριν ξεκινήσει η υλοποίησή του, αξίζει να αναφερθεί το γεγονός ότι η διαδικασία σχεδίασης ενός ενισχυτή ραδιοφωνικών συχνοτήτων διαφέρει από αυτή σε ακουστικές συχνότητες. Ένας λόγος που συμβαίνει αυτό, όπως καταγράφηκε στην αρχή του κεφαλαίου, είναι ότι σε χαμηλότερες συχνότητες το μήκος κύματος θεωρείται αμελητέο σε σύγκριση με τα στοιχεία που απαρτίζουν το κύκλωμα, επομένως, τα κυματικά χαρακτηριστικά του σήματος δεν λαμβάνονται υπόψη. Επιπλέον, οι ενεργές συσκευές περιέχουν όλο και μεγαλύτερες τιμές αντιστάσεων, παρασιτικών χωρητικοτήτων και αυτεπαγωγών, καθώς αυξάνεται η συχνότητα.



Σχήμα 1.1: Block Διάγραμμα ενός FM πομπού

Κεφάλαιο 2 : Βασική Θεωρία για ανάλυση μικροκυματικών δικτύων

2 Βασική Θεωρία

Τα μικροκυματικά δίκτυα είναι βασικά δομικά στοιχεία στην ανάλυση των RF συστημάτων. Τέτοια δίκτυα χρησιμοποιούνται για την επιλογή / απόρριψη ή διαχωρισμό / συνδυασμό σημάτων σε διαφορετικές συχνότητες σε ένα πλήθος RF / μικροκυματικών συστημάτων και εξοπλισμού. Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι να περιγράψει διάφορες έννοιες δικτύου και να παράσχει εξισώσεις που είναι χρήσιμες για την ανάλυση του ενισχυτή.

Επίσης το δεύτερο κομμάτι που θα απασχολήσει στο κεφάλαιο αυτό είναι η κατανόηση των εννοιών ευστάθειας και γραμμικότητας ενός κυκλώματος, οι οποίες θα αποδειχτούν απαραίτητες για την σχεδίαση του ενισχυτή μετέπειτα. Αναφέρονται σκιαγραφικά η ανάλυση Monte Carlo και μέρος της θεωρίας των γραμμών μεταφοράς, που θα χρησιμοποιηθούν στις RF εφαρμογές.

2.1 Y, Z και ABCD παράμετροι

Μελετώντας την σχέση μεταξύ των ρευμάτων και των τάσεων ενός απλού δίθυρου δικτύου, όπως αυτού που παρουσιάζεται στις εικόνες 2.1 και 2.2(α), καταλήγουμε στο ορισμό των πινάκων [Y], [Z] και [ABCD]. Συγκεκριμένα :

□ Y παράμετροι

Η αγωγιμότητα βραχυκυκλώματος ή αλλιώς οι Y παράμετροι ενός δίθυρου δικτύου ορίζονται ως εξής :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Στη γενικευμένη περίπτωση ενός δικτύου με n θύρες, η αγωγιμότητα υπολογίζεται από τον τύπο :

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0 \text{ για } k \neq j} \quad (2.2)$$

στον οποίο ισχύει $V_k = 0$, δηλαδή θεωρούνται βραχυκυκλωμένες όλες οι άλλες θύρες (n-1) του δικτύου εκτός από αυτή που εξετάζουμε κάθε φορά.

□ **Z παράμετροι**

Η σύνθετη αντίσταση ανοικτού κυκλώματος ή αλλιώς οι Z παράμετροι ενός δίθυρου δικτύου ορίζονται ως εξής :

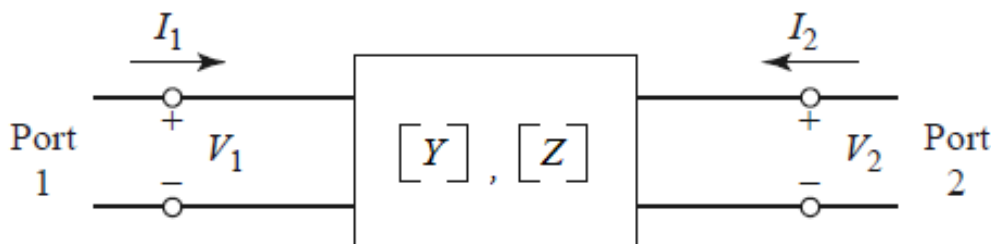
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Στη γενικευμένη περίπτωση ενός δικτύου με n θύρες, η εμπέδηση υπολογίζεται από τον τύπο :

$$Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j} \Big|_{I_k=0 \text{ για } k \neq j} \quad (2.4)$$

στον οποίο ισχύει $I_k = 0$, άρα όλες οι θύρες (n-1) του δικτύου, εκτός από αυτή που εξετάζουμε κάθε φορά, συμπεριφέρονται σαν ανοικτά κυκλώματα. Στις σχέσεις 2.2 και 2.4 παρατηρείται ότι ο ένας πίνακας είναι ο αντίστροφος του άλλου :

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (2.5)$$



Σχήμα 2.1: Δίθυρο δίκτυο για αναπαράσταση των πινάκων Y και Z

□ **ABCD παράμετροι**

Οι αναπαραστάσεις παραμέτρων Y και Z μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον χαρακτηρισμό ενός δικτύου μικροκυμάτων με αυθαίρετο αριθμό θυρών. Ωστόσο, τα περισσότερα κυκλώματα υψηλής συχνότητας αποτελούνται από μια σειρά συστημάτων δύο θυρών που συνδέονται διαδοχικά, όπως παρουσιάζεται στην εικόνα 2.2(b). Σε αυτήν την περίπτωση, η ανάλυση απλοποιείται σημαντικά, εάν οι δύο θύρες περιγράφονται από το πίνακα ABCD ή αλυσίδα για κάθε δίκτυο δύο θυρών.

Ο πίνακας ABCD ορίζεται για ένα δίκτυο δύο θυρών (Σχήμα 2.2(a)) ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$\text{όπου } A = \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_2=0}, \quad B = \frac{V_1}{I_2} \Big|_{V_2=0}, \quad C = \frac{I_1}{V_2} \Big|_{I_2=0}, \quad D = \frac{I_1}{I_2} \Big|_{V_2=0}$$

Παρατηρείται ότι αν ισχύει $A=D$, το κύκλωμα είναι συμμετρικό.

Αξίζει να αναφερθεί ότι στις εικόνες 2.2 η κατεύθυνση του ρεύματος I_2 είναι συμβατικά αντίθετη από αυτή της εικόνας 2.1. Αυτή η σύμβαση πάρθηκε για την διευκόλυνση των σειριακών δικτύων (αλυσίδας), που αντιπροσωπεύουν οι ABCD πίνακες. Στη συνέχεια, μελετώντας τις τάσεις και τα ρεύματα ξεχωριστά στη θύρα 1 και 2 του δικτύου 2.2(b), όπως στη σχέση 2.6, προοκύπτουν :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

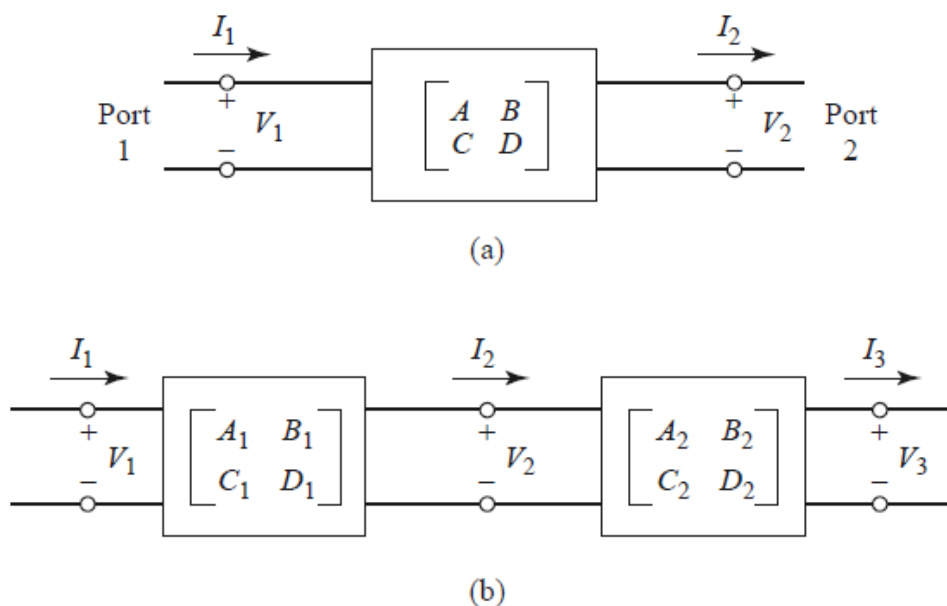
$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Η συνολική μήτρα ABCD της σύνδεσης δύο δικτύων δύο θυρών διαμορφώνεται ως:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

σύμφωνα με το οποίο αποδεικνύεται ότι η μήτρα ABCD της σύνδεσης των δύο δικτύων προκύπτει ακριβώς από τον πολλαπλασιασμό των πινάκων ABCD που αντιπροσωπεύουν από τις δύο μεμονωμένες θύρες (σχέσεις 2.7 και 2.8). Επισημαίνεται ότι η σειρά πολλαπλασιασμού των στοιχείων του πίνακα πρέπει να είναι ίδια με τη σειρά με την οποία τα δίκτυα είναι διατεταγμένα.

Η χρησιμότητα της αναπαράστασης του πίνακα ABCD έγκειται στο γεγονός ότι με βάση τους πίνακες ABCD για στοιχειώδη δίκτυα δύο θυρών, μπορούν να δημιουργηθούν εξισώσεις για πιο περίπλοκα δίκτυα μικροκυμάτων, που αποτελούνται από αλυσίδες αυτών των απλών διθύρων. Στις συχνότητες μικροκυμάτων, οι πίνακες μετάδοσης ABCD και οι S-παράμετροι παίζουν κεντρικό ρόλο.



Σχήμα 2.2: (a) Δίθυρο για ABCD μήτρα (b) Σύνδεση δίθυρων δικτύων εν σειρά ([1] σελ.189)

2.2 Παράμετροι S

Σε αυτήν την ενότητα αναπτύσσονται γενικευμένες παράμετροι σκέδασης ενός ενισχυτή και σημειώνεται το κέρδος της ενεργούς συσκευής με τη χρήση των παραμέτρων S. Ένας γραμμικός ενισχυτής μπορεί να αναπαρασταθεί ως δίθυρο κύκλωμα με ισοδύναμη πηγή Thevenin στη θύρα 1 και φορτίο στη θύρα 2, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3.

Οι παραδοσιακές παράμετροι γραμμικού δικτύου που χρησιμοποιούνται σε χαμηλές συχνότητες θέτουν πολλές προκλήσεις στις μετρήσεις και την ανάλυση κυκλώματος υψηλής συχνότητας. Συγκεκριμένα οι Y και Z παράμετροι επιλέγονται συνήθως για ηλεκτρονικά χαμηλής συχνότητας, ενώ οι παράμετροι S και ABCD χρησιμοποιούνται ευρέως στα RF κυκλώματα. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι παράμετροι Y και Z απαιτούν συνθήκες μέτρησης ανοικτού κυκλώματος ή βραχυκυκλώματος, που είναι δύσκολο να πραγματοποιηθούν με ακρίβεια σε υψηλές συχνότητες. Αντίθετα, οι παράμετροι S μετρώνται υπό ελεγχόμενες, πεπερασμένες συνθήκες σύνθετης αντίστασης.[2]

Ενώ οι παράμετροι Y και Z βασίζονται σε τάσεις και ρεύματα, οι όροι "προσπίπτον" και "ανακλώμενο" φέρον κύμα προτιμούνται για τον ακριβέστερο χαρακτηρισμό των S παραμέτρων. Οι εξισώσεις των κανονικοποιημένων προσπίπτοντων (a) και ανακλώμενων (b) κυμάτων τάσεως σε ένα σύστημα με χαρακτηριστική εμπέδηση Z_o διαμορφώνονται ως εξής :

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.10)$$

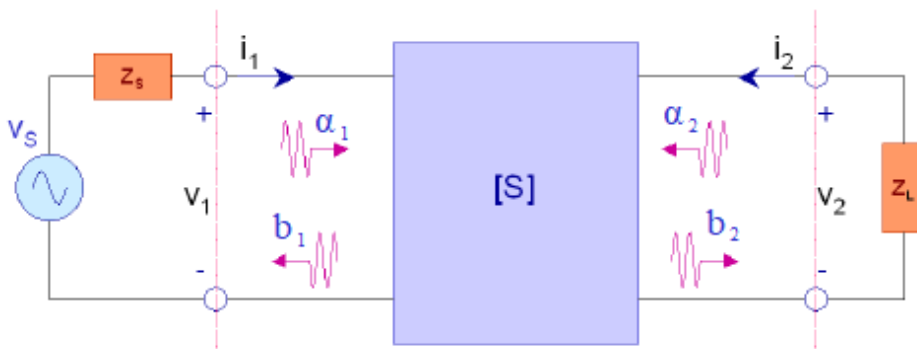
$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.11)$$

Οι παράμετροι σκέδασης ή αλλιώς S ορίζονται ως ο λόγος ενός προσπίπτοντος και ενός ανακλώμενου φέροντος κυμάτος. Σε ένα δίθυρο δίκτυο, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3, παίρνουν τη μορφή:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (2.12)$$

όπου η συνθήκη $a_n = 0$ υπαινίσσεται τέλει ταίριασμα σύνθετης αντίστασης (χωρίς ανάκλαση από την εμπέδηση τερματικού). Σε μορφή πίνακα [S] ισχύει :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$



Σχήμα 2.3: Δίθυρο δίκτυο για αναπαράσταση των S παραμέτρων ([3] σελ.50)

Καθεμία από τις τέσσερις S παραμέτρους ενός δίθυρου κυκλώματος φέρει συγκεκριμένο τεχνικό όρο RF ως τρόπο χαρακτηρισμού των κυμάτων από τα οποία απαρτίζεται, και έκφραση της χρησιμότητας της. Συγκεκριμένα :

- S_{11} : Απώλεια επιστροφής εισόδου (ή συντελεστής ανάκλασης εισόδου)
- S_{12} : Απομόνωση (ή αντίστροφο κέρδος)
- S_{21} : Κέρδος ισχύος
- S_{22} : Απώλεια επιστροφής εξόδου(ή συντελεστής ανάκλασης εξόδου)

Γενικά οι παράμετροι S είναι σύνθετοι αριθμοί και είναι βολικό να εκφράζονται σε μορφή μιγαδικών αριθμών με πλάτος και φάση :

$$S_{mn} = |S_{mn}|e^{j\varphi_{mn}} \quad (2.14)$$

Συνήθως υπολογίζονται σε decibel (dB) ως $20\log|S_{mn}|$.

Παρόμοια με τις παραμέτρους αγωγιμότητας Y και εμπέδησης Z, η μήτρα σκέδασης μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης και για τον πλήρη χαρακτηρισμό της συμπεριφορά γραμμικού κυκλώματος n-θυρών. Γνωρίζοντας την γενικευμένη μορφή μιας S παραμέτρου, που περιγράφει τη σχέση μεταξύ της προσπίπτουσας a_i και αντανακλώμενης b_i , κυματομορφής τάσης :

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ για } k \neq j} \quad (2.15)$$

και ομοίως :

$$[b] = [S][a] \quad (2.16)$$

προκύπτει ο πίνακας που περιλαμβάνει όλες τις S παραμέτρους ενός δικτύου N θυρών ως εξής :

$$S_{mn} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

2.3 Κριτήρια Ευστάθειας

Σε αντίθεση με τα παθητικά στοιχεία, τα οποία δεν ταλαντώνονται ποτέ, μια ενεργή συσκευή μπορεί είτε να είναι σε θέση να ενισχύσει ένα σήμα είτε να διατηρησει μια συνεχή ταλάντωση. Δεδομένου ότι ο στόχος είναι να σχεδιαστεί συσκευή που λειτουργεί ως ενισχυτής, πρέπει να αποφευχθούν λανθασμένες ταλαντώσεις, οι οποίες δεν αποτελούν συνεχή ταλάντωση με σταθερό πλάτος και συχνότητα, αλλά μια χαοτική συμπεριφορά, η οποία καθιστά τον ενισχυτή ασταθή. Στο πλαίσιο αυτό, είναι απαραίτητη η μελέτη των συνθηκών ευστάθειας ενός ενισχυτή [3].

Προκειμένου να καταλήξουμε στα κριτήρια ευστάθειας, πρέπει αρχικά να αναλυθεί η λογική των συντελεστών ανάκλασης που αναφέρθηκαν και στο κεφάλαιο των S παραμέτρων. Θεωρούμε τον ενισχυτή σαν ένα μικροκυματικό δίθυρο και θέτουμε ως Z_s και Z_L τις εμπεδήσεις εισόδου και εξόδου αντίστοιχα.

Γενικά για έναν συντελεστή ανάκλασης ισχύει ο τύπος :

$$\Gamma_i = \frac{\text{Ανακλώμενο Κύμα}}{\text{Προσπίπτον Κύμα}} = \frac{b_i}{a_i} = \frac{V_i^-}{V_i^+}$$

Ως συντελεστής ανάκλασης που κοιτάει προς το φορτίο ορίζεται :

$$\Gamma_L = \frac{b_L}{a_L} \implies b_L = \Gamma_L a_L \quad (2.18)$$

Επίσης από την εικόνα 2.3 φαίνεται ότι ισχύει:

$$\begin{aligned} V_L^+ &= -V_2^+ = V_2^- \iff a_L = b_2 \\ V_L^- &= -V_2^- = V_2^+ \iff b_L = a_2 \end{aligned} \quad (2.19)$$

Αντικαθιστώντας τις σχέσεις 2.19 στη σχέση 2.18 προκύπτει :

$$a_2 = \Gamma_L b_2 \quad (2.20)$$

Στο δίθυρο κύκλωμα του ενισχυτή τα φέροντα κύματα εισόδου και εξόδου συνδεούνται με τη μορφή εξισώσεων ως εξής :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.21)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.22)$$

Συνδυάζοντας το σύνολο των παραπάνω πληροφοριών, ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου διαμορφώνεται ως:

$$\begin{aligned} \Gamma_{IN} &= \frac{b_1}{a_1} \xrightarrow{\text{Σχέση 2.21}} \Gamma_{IN} = \frac{S_{11}a_1 + S_{12}a_2}{a_1} \xrightarrow{\text{Σχέση 2.20}} \Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}\Gamma_L b_2}{a_1} \xrightarrow{\text{Σχέση 2.22}} \\ &\implies \Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Με την ίδια διαδικασία, από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει και ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου :

$$\Gamma_{OUT} = \frac{b_2}{a_2} \implies \Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.24)$$

Κύκλοι ευστάθειας :

Η ανάλυση ευστάθειας δίθυρων είναι όμοια για όλα τα είδη ενισχυτή. Γενικά, είναι πιθανό να συμβεί ταλάντωση, εάν η σύνθετη αντίσταση είτε της θύρας εισόδου είτε της εξόδου αποτελείται από αρνητικό πραγματικό μέρος. Μπορούμε να ορίσουμε τις απαιτήσεις για την άνευ όρων ευστάθεια δίθυρων δικτύων, επιβάλλοντας το πλάτος των συντελεστών ανάκλασης εισόδου και εξόδου να είναι μικρότερο από τη μονάδα για κάθε παθητικό φορτίο και αντίσταση πηγής [2]. Αυτό συνεπάγεται ότι :

$$\begin{aligned} |\Gamma_{IN}| &< 1 \\ |\Gamma_{OUT}| &< 1 \end{aligned} \quad (2.25)$$

Επομένως αν $|\Gamma_{IN}| < 1$ και $|\Gamma_{OUT}| < 1$ για όλες τις παθητικές πηγές και την αντίσταση φορτίου, ο ενισχυτής θεωρείται άνευ όρων ευσταθής. Σε διαφορετική περίπτωση αναφέρεται ως δυνητικά ασταθής.

Όταν ένα κύκλωμα είναι δυνητικά ασταθές, υπάρχουν τιμές των εμπεδήσεων πηγής Γ_S και φορτίου Γ_L για τις οποίες είναι θετικό το πραγματικό μέρος των σύνθετων αντιστάσεων εισόδου Γ_{IN} και εξόδου Γ_{OUT} . Αυτές οι τιμές των Γ_S και Γ_L μπορούν να καθοριστούν στον χάρτη Smith με συγκεκριμένη γραφική ανάλυση.

Αρχικά καθορίζονται οι τιμές Γ_S και Γ_L για τις οποίες ισχύει $|\Gamma_{IN}| = 1$ και $|\Gamma_{OUT}| = 1$. Σύμφωνα με τις σχέσεις 2.23 και 2.24, που υπολογίστηκαν προηγουμένως, προκύπτουν οι εξισώσεις :

$$|\Gamma_{IN}| = 1 \implies \left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.26)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = 1 \implies \left| \Gamma_S - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.27)$$

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

Οι λύσεις των παραπάνω εξισώσεων ως προς τα Γ_S και Γ_L βρίσκονται σε δύο κύκλους, τους επονομαζόμενους κύκλους ευστάθειας.

- Κύκλος Ευστάθειας Εξόδου (τιμές Γ_L για $|\Gamma_{IN}| = 1$)

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

$$\text{Ακτίνα Κύκλου : } R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

- Κύκλος Ευστάθειας Εισόδου (τιμές Γ_S για $|\Gamma_{OUT}| = 1$)

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

$$\text{Ακτίνα Κύκλου : } R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

Για να πληρούται η άνευ όρων ευστάθεια, θα πρέπει οι κύκλοι ευστάθειας να βρίσκονται εντελώς εκτός του χάρτη Smith, το οποίο εκφράζεται μαθηματικά :

$$||C_L| - R_L| > 1 \text{ για } |S_{11}| < 1$$

$$||C_S| - R_S| > 1 \text{ για } |S_{22}| < 1$$

Κριτήριο Ευστάθειας Rollet :

Η εύρεση των παραπάνω κύκλων βοηθάει στο καθορισμό τιμών για τα Γ_S και Γ_L , όπου ο ενισχυτής είναι ευσταθής. Υπάρχει ωστόσο πιο εύκολη διαδικασία για την πιστοποίηση άνευ όρων ευστάθειας, η οποία βασίζεται στο γεγονός ότι η συνθήκη $0 < |\Gamma_{S,L}| < 1$ αντιστοιχεί σε μια παράμετρο μεγαλύτερη της μονάδας, γνωστή ως «παράγοντας k ». Η μέθοδος k -factor είναι γνωστή επίσης και ως Rollet's κριτήριο ευστάθειας. Αποτελεί την πιο συχνά χρησιμοποιούμενη μέθοδο. Βασίζεται στις παραμέτρους σκέδασης μιας ενεργής συσκευής. Για να εκτιμηθεί αριθμητικά αυτή η κατάσταση ευστάθειας, οι παράγοντες ευστάθειας Rollet υπολογίζονται ως εξής:

$$k_f = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2.28)$$

$$k_f > 1$$

και

$$\Delta = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| \quad (2.29)$$

$$\Delta < 1$$

Οι συνθήκες $k_f > 1$ και $\Delta < 1$ πρέπει να ικανοποιούνται ταυτόχρονα.

Ορίζεται επίσης η βοηθητική παράμετρος ευστάθειας B_{1f} η οποία χρησιμοποιείται και στο πρόγραμμα προσομοίωσης Cadence και θα μελετηθεί για επαλήθευση της ευστάθειας του ενισχυτή :

$$B_{1f} = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (2.30)$$

$$B_{1f} > 0$$

Η ευστάθεια ενός κυκλώματος ενισχυτή εξαρτάται συνήθως από τη συχνότητα δεδομένου ότι τα δίκτυα αντιστοίχισης εισόδου και εξόδου εξαρτώνται γενικά από τη συχνότητα. Επομένως είναι δυνατό ένας ενισχυτής να είναι σταθερός στη σχεδιαστική του συχνότητα, αλλά ασταθής σε άλλες συχνότητες [1]. Στην πράξη εάν $k > 1$, η συσκευή δεν θα εμφανίζει ποτέ συντελεστή ανάκλασης εισόδου ή εξόδου με πλάτος μεγαλύτερο από την μονάδα, ανεξάρτητα από το πως θα είναι το τελικό κύκλωμα αντιστοίχισης. Αυτό δημιουργεί επομένως μια πρόσθετη συνθήκη σχετικά με τη ευστάθεια της συσκευής.

Τέλος, πρέπει να επισημανθεί ότι η αναπτύξη της ευστάθειας σε αυτήν τη διπλωματική περιορίζεται σε δίθυρα κυκλώματα ενισχυτή, όπου οι S παράμετροι της ενεργής συσκευής μπορούν να υπολογιστούν χωρίς ταλαντώσεις πάνω από τη ζώνη συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Επομένως, η αποκλειστική έκφραση των προβλημάτων μέσω δίθυρων κυκλωμάτων εισάγει μερικούς περιορισμούς, που δεν είναι αρκετά γενικοί για ορισμένες εφαρμογές. Για το θέμα αυτό παρατίθενται δύο αρχεία στη βιβλιογραφία [4],[5] προς διεξοδική μελέτη και εύρεση της απόλυτης ευστάθειας υπό όλες τις συνθήκες [6]. Βέβαια, η απλή συνθήκη $k > 1$ είναι αναμφίβολα μια καλή πρακτική οδηγία που πρέπει να ακολουθηθεί κατά τη σχεδίαση ενισχυτή και στα πλαίσια αυτής της εργασίας.

2.4 Ορισμοί Κερδών Ισχύος

Η πιο σημαντική μέτρηση στο σχεδιασμό ενισχυτή μας είναι το συνολικό κέρδος του. Υπάρχει ένα πλήθος διαφορετικών ορισμών κέρδους, καθένας από τους οποίους αποδεικνύεται χρήσιμος σε διαφορετικά στάδια της διαδικασίας σχεδιασμού. Καθένας παρέχει πληροφορίες σχετικά με την απόδοση ενός ενισχυτή και η χρήση όλων επιτρέπει την επίτευξη συστηματικού σχεδιασμού. Οι βασικοί ορισμοί κέρδους είναι :

- **Κέρδος Ισχύος:** είναι ο λόγος της ισχύος που καταναλώνεται στην αντίσταση του φορτίου Z_L προς την ισχύ που οδηγείται στην είσοδο του δίθυρου. Αυτό το κέρδος, είναι ανεξάρτητο της σύνθετης αντίστασης της πηγής Z_S και τα χαρακτηριστικά κάποιων ενεργών στοιχείων του δίθυρου ενδέχεται να εξαρτώνται από την Z_S .

$$G = \frac{P_L}{P_{in}}$$

- **Διαθέσιμο Κέρδος Ισχύος:** είναι ο λόγος της διαθέσιμης ισχύος του δίθυρου προς την διαθέσιμη ισχύ από την πηγή. Σε αυτό το κέρδος υποθέτουμε conjugate matching και στο φορτίο της πηγής αλλά και στο φορτίο της εξόδου, πράγμα το οποίο δηλώνει εξάρτηση από την Z_S και Z_L .

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}}$$

- **Κέρδος μετατροπής ισχύος:** είναι ο λόγος της ισχύος που αποδίδεται στο φορτίο προς την ισχύ που είναι διαθέσιμη από την πηγή, πράγμα το οποίο δηλώνει την εξάρτηση από την Z_S και Z_L [7][1].

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}$$

2.5 Εξισώσεις επίτευξης μέγιστου Κέρδους

Στην εικόνα 2.4 παρουσιάζεται ένα μικροκυματικό δίκτυο ενισχυτή ενός σταδίου μαζί με τα δίκτυα αντιστοίχισης (matching) εισόδου και εξόδου. Τα matching κυκλώματα χρησιμοποιούνται για τη σωστή μετατροπή της αντίστασης εισόδου Z_{in} και εξόδου Z_{out} στην αντίσταση πηγής και φορτίου Z_S και Z_L αντίστοιχα. Το πιο χρήσιμο κέρδος ορισμός για τον σχεδιασμό ενισχυτή είναι το κέρδος μετατροπής ισχύος, το οποίο επιθυμείται να φτάσει την μέγιστη δυνατή τιμή του στην προκειμένη εργασία. Ορίζουμε ξεχωριστό πραγματικό κέρδος για το δίκτυο αντιστοίχισης εισόδου (πηγή) G_S , τον κεντρικό κορμό του μονοσταδιακού ενισχυτή G_o και την έξοδο (φορτίο) G_L . Το συνολικό κέρδος μετατροπεία προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό τους :

$$G_{Tmax} = G_S G_o G_L \quad (2.31)$$

Τα κέρδη υπολογίζονται σε decibel (dB), επομένως ο πολλαπλασιασμός των κερδών αντιστοιχίζεται σε άθροιση των επιμέρους dB. Οι εξισώσεις τους ξεχωριστά μετά από ανάλυση του κυκλώματος βρέθηκαν :

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \quad (2.32)$$

$$G_o = |S_{21}|^2 \quad (2.33)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.34)$$

Το G_o παραμένει σταθερό για δεδομένη συνδεολογία τρανζίστορ ως κεντρικός κορμός του ενισχυτή. Επομένως, το συνολικό κέρδος μετατροπής ισχύος του ενισχυτή επηρεάζεται από τα κέρδη G_S και G_L των τμημάτων αντιστοίχισης. Το μέγιστο κέρδος θα επιτευχθεί όταν τα μέρη του κυκλώματος παράσχουν τέλεια αντιστοιχία μεταξύ της εμπέδησης της πηγής ή του φορτίου και του τρανζίστορ του ενισχυτή.

Η μέγιστη μεταφορά ισχύος από το δίκτυο αντιστοίχισης εισόδου ή εξόδου στο τρανζίστορ θα συμβεί, όταν ο συντελεστής αντανάκλασης εισόδου ή εξόδου είναι συζυγής αυτού της πηγής ή του φορτίου αντίστοιχα, δηλαδή όταν :

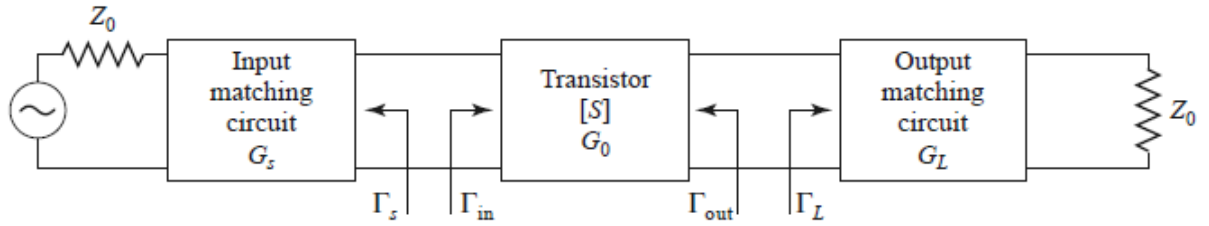
$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \text{ και } \Gamma_{out} = \Gamma_L^* \quad (2.35)$$

Συνεπώς η σχέση 2.32 του κέρδους G_S μετατρέπεται αναλόγως :

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S^*\Gamma_S|^2} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - |\Gamma_S|^2|^2} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} \quad (2.36)$$

Το συνολικό κέρδος μετατροπής ισχύος διαμορφώνεται ως εξής :

$$G_{Tmax} = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.37)$$



Σχήμα 2.4: Ενισχυτής ενός σταδίου μαζί με τα δίκτυα αντιστοίχισης ([1] σελ.562)

Στις εξισώσεις 2.23 και 2.24 για τους συντελεστές ανάκλασης αντικαθιστούμε τις σχέσεις 2.35. Επιλύοντας αναλυτικά αυτές τις δύο εξισώσεις ως προς Γ_S και Γ_L καταλήγουμε στις σχέσεις :

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (2.38)$$

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (2.39)$$

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

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

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

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

Για να επιτευχθεί το μέγιστο δυνατό κέρδος, επιλέγουμε τις λύσεις των Γ_S και Γ_L , για τις οποίες ισχύουν οι συνθήκες : $|\Gamma_S| < 1$ και $|\Gamma_L| < 1$, και τις αντικαθιστούμε στις εξισώσεις των ζητούμενων εμπεδησεων εισόδου και εξόδου.

$$Z_S = \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} Z_0 \quad (2.40)$$

$$Z_L = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} Z_0 \quad (2.41)$$

όπου Z_0 η σύνθετη αντίσταση της θύρας.

2.6 Γραμμές Μεταφοράς

Οι γραμμές μετάδοσης έπαιξαν πάντα σημαντικό ρόλο στα ολοκληρωμένα κυκλώματα υψηλής συχνότητας. Χρησιμοποιούνται στη σχεδίαση ως στοιχεία αντιστοίχισης κυκλώματος ή αναπόφευκτα, ως διασύνδεση μεταξύ μπλοκ κυκλωμάτων [2].

Σε κυκλώματα που σχεδιάζονται σε RF συχνότητες, προτιμάται η χρήση γραμμών μεταφοράς έναντι των συγκεντρωτικών (lumped) στοιχείων, όπως τα πηνία. Η βασική διαφορά μεταξύ τους είναι το ηλεκτρικό μέγεθος. Οι φυσικές διαστάσεις του δικτύου είναι πολύ μικρότερες από το ηλεκτρικό μήκος κύματος, ενώ οι γραμμές μετάδοσης σε μέγεθος μπορεί να αποτελούν αξιόλογο κομμάτι του μήκους κύματος. Συγκεκριμένα ισχύει :

$$\lambda = \frac{V_p}{f_0}$$

$$\text{όπου : } V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.42)$$

$$\text{και ισχύει } l = \frac{\lambda}{n}$$

όπου λ : μήκος κύματος, l : μήκος γραμμής μεταφοράς, f_0 : συχνότητα ενδιαφέροντος, $c = 3 * 10^8$ m/s: ταχύτητα φωτός ϵ_{eff} : σφάλμα και n : θετικός αριθμός (n σχέση υποδηλώνει ότι το μήκος γραμμής είναι συγκρίσιμο του μήκους κύματος)

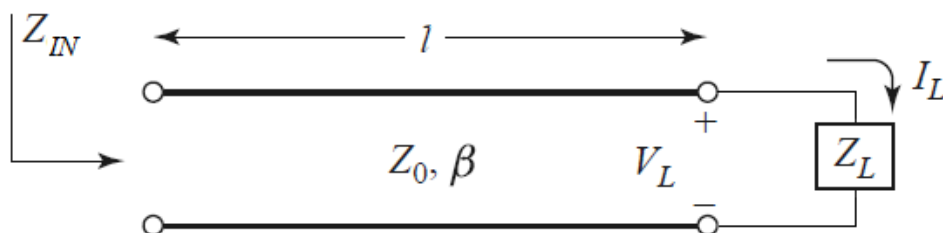
Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5, μια γραμμή μετάδοσης συχνά απεικονίζεται σχηματικά ως γραμμή δύο συρμάτων, διότι οι γραμμές μετάδοσης (για εγκάρσια ηλεκτρομαγνητική διάδοση κυμάτων [TEM]) έχουν πάντα τουλάχιστον δύο αγωγούς [1]. Οι πιο σημαντικές παράμετροι που περιγράφουν την απόδοση υψηλής συχνότητας μιας γραμμής μεταφοράς είναι η χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 , και η σταθερά διάδοσης γ , που αναγράφεται ως :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2.43)$$

$$\mu\epsilon : \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.44)$$

όπου α : σταθερά εξασθένησης (Nepers/Length) και β : σταθερά φάσης (σε Radians/Length). Στην περίπτωση μιας γραμμής μετάδοσης χωρίς απώλειες, η σταθερά διάδοσης είναι καθαρά φανταστική :

$$\gamma = j\beta \quad \text{και} \quad \alpha = 0 \quad (2.45)$$



Σχήμα 2.5: Γραμμή μεταφοράς συνδεδεμένη με φορτίο εμπέδησης Z_L

Έτσι, μια γραμμή μετάδοσης είναι μια κατανεμημένη παράμετρος, όπου οι τάσεις και τα ρεύματα μπορεί να ποικίλουν σε μέγεθος και φάση σύμφωνα με το μήκος της, ενώ η συννηθισμένη ανάλυση κυκλώματος ασχολείται με στοιχεία, όπου η τάση και το ρεύμα δεν ποικίλλει αισθητά ως προς τη φυσική διάσταση των στοιχείων.

Διαπιστώθηκε ότι το πλάτος τάσης, τουλάχιστον για μια αναντιστοιχία γραμμής, εξαρτάται από την θέση που θα μετρηθεί στη γραμμή. Επομένως, και η αντίσταση που "κοιτάζει" στο εσωτερικό της γραμμής μεταφοράς ποικίλλει ανάλογα με τη θέση της. Σε απόσταση $z=l$ από το αυθαίρετο φορτίο Z_L , η αντίσταση εισόδου της γραμμής υπολογίζεται :

$$Z_{IN} = Z_o \frac{Z_L + jZ_o \tanh(\gamma l)}{Z_o + jZ_L \tanh(\gamma l)} \quad (2.46)$$

Για να μπορέσουμε να υπολογίσουμε πιο εύκολα τις διάφορες τιμές που χαρακτηρίζουν μία γραμμή μεταφοράς, θεωρούμε τη γραμμή ως δίθυρο μικροκυματικό δίκτυο και εφαρμόζουμε ανάλυση ABCD παραμέτρων. Το απλούστερο και πιο κοινό αναλυτικό μοντέλο αυτό περιλαμβάνει ABCD πίνακα ενός διθύρου ως συνάρτηση των Z_0 , γ και του μήκους της γραμμής μεταφοράς l .

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_o \sinh \gamma l \\ \frac{\sinh \gamma l}{Z_o} & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

όπου i_1 , v_1 και i_2 , v_2 , είναι τα ρεύματα και οι τάσεις στην είσοδο και την έξοδο των δύο θυρών, αντίστοιχα.

$$\begin{aligned} A &= \cosh \gamma l & B &= Z_o \sinh \gamma l \\ C &= \frac{\sinh \gamma l}{Z_o} & D &= \cosh \gamma l \end{aligned} \quad (2.48)$$

Από την υπολογισμένη ABCD-μύτρα ως συνάρτηση της συχνότητας, οι παράμετροι της γραμμής μετάδοσης μπορούν να ληφθούν εύκολα ως εξής :

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{\operatorname{acosh}(A)}{l} \\ Z_0 &= \sqrt{\left(\frac{B}{C}\right)} \end{aligned} \quad (2.49)$$

Κατά τον σχεδιασμό των γραμμών μεταφοράς στο Cadence χρησιμοποιήθηκε ανάλυση S παραμέτρων, επομένως χρειάστηκε η μετατροπή των ABCD παραμέτρων σε κατάλληλα διαμορφωμένες συναρτήσεις των S παραμέτρων, όπως αναγράφονται :

$$A = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (2.50)$$

$$B = Z_p \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (2.51)$$

$$C = \frac{1}{Z_p} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (2.52)$$

$$D = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \quad (2.53)$$

Ως Z_p συμβολίζεται η τιμή της σύνθετης αντίστασης που περιέχουν οι θύρες του κυκλώματος.

2.7 Έλεγχος Γραμμικότητας

Ως ενισχυτής ισχύος ορίζεται ένα μη γραμμικό σύστημα που παράγει αρμονικά συστατικά εκτός από τη συχνότητα, που αντιστοιχεί στο σήμα διέγερσης, όταν λειτουργεί υπό καθεστώς μεγάλου σήματος. Υπάρχουν δύο βασικά στοιχεία για τον προσδιορισμό του μεγέθους της παραμόρφωσης σε αυτά τα αρμονικά συστατικά : η αρμονική παραμόρφωση και η ενδοδιαμόρφωση (intermodulation).

Αρμονική παραμόρφωση

Η αρμονική παραμόρφωση εμφανίζεται, όταν εισάγεται ένα ταλαντωμένο σήμα σε ένα μη γραμμικό στοιχείο. Με άλλα λόγια, η θεμελιώδης αρμονική είσοδος σε ένα κύκλωμα ενισχυτή θα παραγάγει πολλαπλές αρμονικές υψηλότερης τάξης στην έξοδο. Κάθε αρμονική συχνότητα θα είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας εισόδου (σταθμισμένη από τη σχετική ευαισθησία σε κάθε συχνότητα εντός του εύρους ζώνης του στοιχείου) για $n = 0, 1, 2, \dots$. Επίσης το πλάτος κάθε αρμονικής συνήθως μειώνεται, καθώς η τάξη αυξάνεται. Το πλάτος των επιπλέον αρμονικών πρέπει ιδανικά να είναι το ελάχιστο δυνατό, ώστε να μην προκληθούν δυσάρεστα αποτελέσματα στην απόκριση του κυκλώματος.

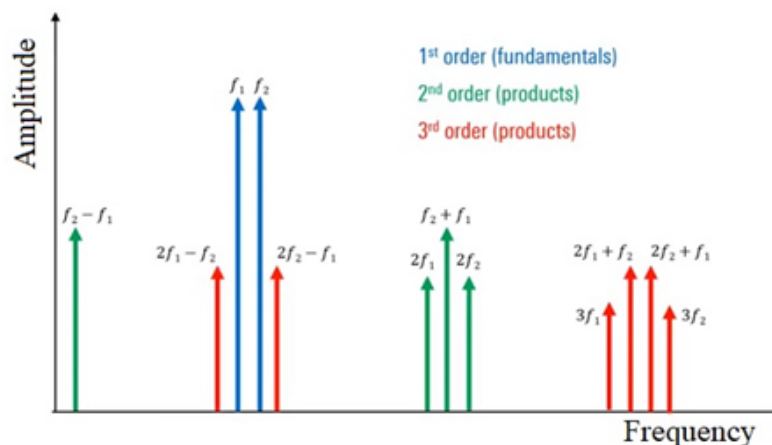
Ως ολική αρμονική παραμόρφωση, ή THD, ορίζεται ο λόγος του αθροίσματος των ισχύων όλων των αρμονικών συχνοτήτων, από τη 2η αρμονική και πάνω, προς την ισχύ της θεμελιώδους συχνότητας. Η θεμελιώδης συχνότητα είναι η κύρια συχνότητα του σήματος, δηλαδή, η συχνότητα που θα προσδιοριζόταν, εάν το σύστημα δεν έφερε παραμόρφωση.

$$THD = \frac{\sum_{n \geq 2} P_{out}(nf_o)}{P_{out}(nf_o)} \quad (2.54)$$

Αυτά τα σχήματα εκφράζονται σε dBc ή decibel σε σχέση με την ισχύ στη θεμελιώδη συχνότητα f_o . Συχνά, αυτές οι αρμονικές βρίσκονται έξω από τη ζώνη διέλευσης του ενισχυτή και έτσι δεν επηρεάζουν το επιθυμητό σήμα στη συχνότητα f_o .

Ενδοδιαμόρφωση

Μια ελαφρώς πιο ρεαλιστική εικόνα της παραμόρφωσης παρέχεται κατά την εξέταση της εξόδου ενός ενισχυτή, όταν διεγείρεται από δύο ή περισσότερα σήματα. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ενδοδιαμόρφωση (ή IMD) και αποτελεί ένα σημαντικό μέτρο γραμμικότητας για ευρύ φάσμα μικροκυματικών και RF συστημάτων [3].



Σχήμα 2.6: Παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} & 3^{ης} τάξης λόγω εφαρμογής δύο τόνων $f_1 < f_2$.

Η μέτρηση του IMD ξεκινά με την έγχυση δύο τόνων του σήματος εισόδου σε μια υπό εξέταση συσκευή. Το IMD περιγράφει το λόγο (σε dB) μεταξύ της ισχύος εξόδου στη θεμελιώδη συχνότητα προς την ισχύ εξόδου των προϊόντων παραμόρφωσης τρίτης τάξης. Ένας απόλυτα γραμμικός ενισχυτής θα παραγάγει ένα σήμα εξόδου, που περιλαμβάνει μόνο τους δύο τόνους στις ακριβώς ίδιες συχνότητες με το σήμα εισόδου, αλλά σε ενισχυμένη μορφή. Αντίθετα, ένας πιο ρεαλιστικός ενισχυτής θα παραγάγει στην έξοδο του επιπλέον τόνους σε συχνότητες διαφορετικές από αυτές των δύο τόνων εισόδου.

Οι επιπλέον αυτοί τόνοι είναι καθορισμένο σε ποιες συχνότητες θα εμφανιστούν. Αρμονικές παρατηρούνται σε συχνότητες που ικανοποιούν τις σχέσεις $f_i \pm f_j$ και $2f_i \pm f_j$ για $i, j=1, 2$. Ένας ευκολομνημόνευτος κανόνας για την αντιστοίχιση των συχνοτήτων με τις τάξεις των αρμονικών αναφέρει πως το άθροισμα των συντελεστών των δύο εξαρχής συχνοτήτων, που αποτελούν την νέα συχνότητα παραμόρφωσης, φανερώνει την τάξη. Συγκεκριμένα :

- Συχνότητες παραμόρφωσης 2^{ης} τάξης : $2f_1, 2f_2, f_1 \pm f_2$ και $f_2 \pm f_1$.
- Συχνότητες παραμόρφωσης 3^{ης} τάξης : $3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2$ και $2f_2 \pm f_1$.

Για την κατανόηση των παραπάνω παρατηρήσεων βοηθάει το σχήμα 2.6. Δύο από τα πιο δύσκολα προϊόντα παραμόρφωσης είναι οι τόνοι που δημιουργούνται λόγω παραμόρφωσης τρίτης τάξης και εμφανίζονται στις συχνότητες $2f_1 - f_2$ και $2f_2 - f_1$, ακριβώς δίπλα στους δύο τόνους εισόδου, διότι βρίσκονται εντός του εύρους ζώνης και μπορεί να προκαλέσουν μεγάλη παραμόρφωση σήματος, θόρυβο, διαρροή σε γειτονικά κανάλια, κ.α..

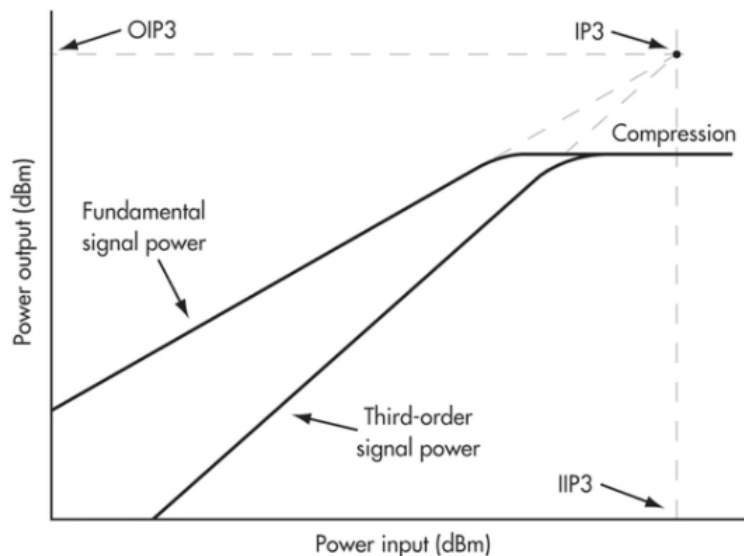
Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης

Ο λόγος της ενδοδιαμόρφωσης εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το επίπεδο ισχύος των θεμελιωδών τόνων εισόδου. Επομένως, μια σχετική μέτρηση που είναι γνωστή ως σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης TOI (third-order intercept), χρησιμοποιείται επίσης για τον προσδιορισμό των χαρακτηριστικών του κυκλώματος. Θεμελιώδης αρχή του TOI αποτελεί το γεγονός ότι για κάθε αύξηση 1-dB στην ισχύ των τόνων εισόδου, τα προϊόντα τρίτης τάξης θα αυξάνονται κατά 3 dB.

Στην εικόνα 2.7 παρουσιάζεται στο ίδιο διάγραμμα το γραμμικά ενισχυμένο σήμα της συχνότητας εισόδου καθώς και το σήμα εξόδου που προκύπτει λόγω της παραμόρφωσης 3^{ης} τάξης σε λογαριθμική κλίμακα. Παρατηρείται πως αν οι δύο αυτές γραφικές παραστάσεις είχαν ιδανική συμπεριφορά, θα τέμνονταν θεωρητικά σε ένα σημείο το οποίο και ορίστηκε ως σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης IP3. Στη πραγματικότητα δεν τέμνονται ποτέ σε αυτό το σημείο, διότι από μία συγκεκριμένη τιμή ισχύος εισόδου και πάνω, η τάση εξόδου δεν αυξάνεται γραμμικά. Οι γραμμές κέρδους αρχίζουν να λυγίζουν και να οδηγούνται σε συμπίεση. Επομένως, το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης IP3 ή TOI αποτελεί μια θεωρητική έννοια που διπλώνει το θεωρητικό επίπεδο ισχύος, στο οποίο τα αποτελέσματα πρώτης και τρίτης τάξης είναι ίσα. Αποτελεί μια χρήσιμη προδιαγραφή που συνδυάζει την έννοια του IMD με το επίπεδο ισχύος στο οποίο μετρήθηκε. Το IP3 υπολογίζεται πάντα ως συνάρτηση του IMD (ή αλλιώς IM3) ως εξής:

$$IP3 = \frac{|IM3|}{2} + P_{fundamental \ tone} \quad (2.55)$$

Γραφικά το σημείο στο οποίο τέμνονται οι καμπύλες είναι το σημείο που η τετμημένη του σημείου τομής αποκαλείται ως σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εισόδου (3rd Order Input Intercept Point - IIP3) και η τεταγμένη του ως σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εξόδου (3rd Order Output Intercept Point - OIP3).



Σχήμα 2.7: Καμπύλες εύρεσης του σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης [8]

2.8 Ανάλυση Monte Carlo

Κατά το σχεδιασμό ενός κυκλώματος σε μορφή chip, υπάρχουν εκατοντάδες στοιχεία, τα οποία δεν είναι δυνατόν να είναι αμετάβλητα σε κάθε PCB που παράγεται. Όλα τα ηλεκτρονικά εξαρτήματα, όπως πυκνωτές, αντιστάσεις, πηνία και τρανζίστορ, παράγονται με ποσοστό ανοχής στις τιμές τους. Αυτό σημαίνει ότι η τιμή τους, όταν μετρηθούν σε πραγματικές συνθήκες, θα έχει μια απόκλιση από την προδιαγεγραμμένη τιμή. Σε ορισμένες εφαρμογές, η ακρίβεια είναι ζωτικής σημασίας και η διαφορά στις τιμές μπορεί να επηρεάσει τη λειτουργικότητα του κυκλώματος. Για το λόγο αυτό ως τελευταίο κομμάτι της θεωρίας, που χρειάζεται για την απόκτηση καλής εικόνας για την πιθανότητα αποτυχίας του σχεδιασμού, παρουσιάζεται η ανάλυση Monte Carlo. Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας δεν έγινε εμβάθυνση στην ανάλυση αυτή. Ωστόσο, αναφέρονται λίγα χαρακτηριστικά της με σκοπό να κατανοηθούν τα αποτελέσματα που προέκυψαν και παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 6.9.

Ως ανάλυση Monte Carlo ορίζεται η διαδικασία προσομοίωσης που δημιουργεί πιθανότητες κινδύνου χρησιμοποιώντας ένα μαθηματικό μοντέλο. Η μέθοδος παρέχει ένα εύρος πιθανών αποτελεσμάτων με βάση τις διάφορες παραμέτρους που μετρώνται στην ανάλυση. Αφορά στη δημιουργία προγνωστικών αποτελεσμάτων κατάστασης που βασίζονται σε παράγοντες κατανομής που μπορεί να επηρεάσουν το αποτέλεσμα του σχεδιασμού. Λαμβάνει υπόψη το μέγιστο και ελάχιστο όριο κάθε παραμέτρου και επαναλαμβάνει τυχαία την προσομοίωση με διαφορετικές τιμές [9].

Υπάρχουν διάφοροι παράγοντες που προκαλούν την εμφάνιση τυχαίων διακυμάνσεων στις παραμέτρους ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος. Ένας από αυτούς είναι ο τυχαίος τρόπος καθορισμού των άκρων, όταν καθορίζονται οι περιοχές που σχηματίζουν τους αντιστάτες και τις ενεργές συσκευές. Επιπρόσθετα, σημαντικό παράγοντα μπορεί να αποτελέσουν και οι τυχαίες διακυμάνσεις κατά μήκος του υποστρώματος κατά τη διάχυση των προσμίξεων. Αυτές οι αιτίες συνήθως προκαλούν Gaussian (ή αλλιώς κανονική) κατανομή των παραμέτρων, η οποία είναι η βάση της ανάλυσης Monte Carlo [10].

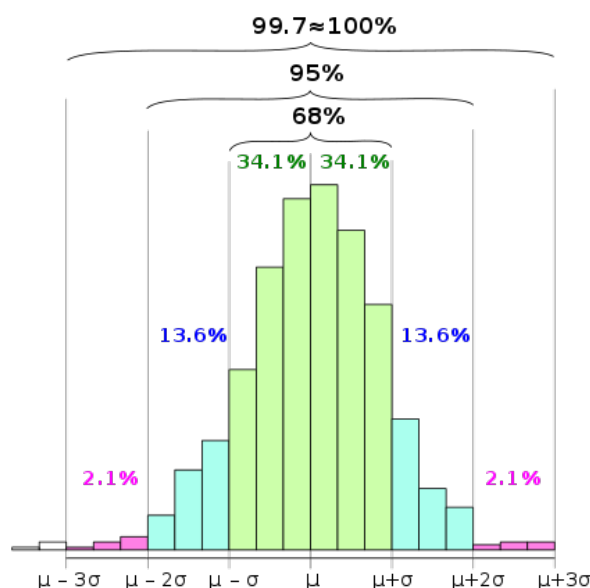
Η Gaussian κατανομή μιας παραμέτρου x καθορίζεται από μία συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας $P(x)$ που δίνεται από τη σχέση :

$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}$$

όπου μ : η μέση τιμή του x

και σ : η τυπική απόκλιση της κατανομής

Η σημασία αυτής της συνάρτησης έγκειται στο ότι για ένα συγκεκριμένο κύκλωμα που επιλέγεται τυχαία από μια μεγάλη συλλογή κυκλωμάτων, η πιθανότητα να λάμβάνει τιμές μεταξύ του x και του $(x+dx)$ δίνεται από τον όρο $P(x)dx$, ο οποίος αποτελεί το εμβαδόν κάτω από την καμπύλη $P(x)$ στο διάστημα από x έως $(x+dx)$ [10].



Σχήμα 2.8: Καμπύλη κανονικής κατανομής [11]

Μέσω της ανάλυσης Monte Carlo επιθυμείται οι παράμετροι, που μετριοούνται και έχουν μεγάλη σημασία για τη συμπεριφορά του ενισχυτή, να εμφανίζουν κανονική ή σχεδόν κανονική κατανομή ακόμα και στις ακραίες συνθήκες που θα επιβάλλει η προσομοίωση.

Ενδέχεται ωστόσο οι καμπύλες που θα εμφανιστούν να παρουσιάσουν κλίση και κύρτωση. Όταν η καμπύλη είναι απόλυτα συμμετρική γύρω από τη μέση τιμή, όπως στην εικόνα 2.8, τότε η κλίση της είναι 0. Όταν η κατανομή έχει μεγαλύτερη ουρά προς τα αριστερά, η κλίση είναι αρνητική, ενώ θετική κλίση υπάρχει, όταν η ουρά είναι μεγαλύτερη προς τα δεξιά. Ο όρος "κύρτωση" δηλώνει πόσο μυτερή ή ομαλή είναι η καμπύλη σε σύγκριση με μια κανονική κατανομή. Μια καμπύλη που είναι στενότερη από την κανονική κατανομή χαρακτηρίζεται ως έχουσα θετική κύρτωση. Αυτές οι δύο παράμετροι θα μας βοηθήσουν να συγκρίνουμε πόσο κοντά είναι η διανομή των δεδομένων μας σε μια «τέλεια» κανονική διανομή.

Κεφάλαιο 3 : Χαρακτηρισμός Ενισχυτή

3 Χαρακτηρισμός Ενισχυτή

Το Κεφάλαιο αυτό αποτελεί μια συγκεντρωτική παρουσίαση των αποφάσεων που πάρθηκαν σχετικά με την επίτευξη των στόχων που τέθηκαν εξαρχής στο κεφάλαιο 1, πριν ξεκινήσει η σχεδίαση του ενισχυτή. Διαμορφώνεται μέσω αυτού του κεφαλαίου μια καθαρή εικόνα του σκελετού του ενισχυτή, η υλοποίηση του οποίου αναλύεται στο 5^ο κεφάλαιο.

Σε αυτό το σημείο, υπενθυμίζονται οι βασικοί στόχοι που τέθηκαν για τη σχεδίαση του ενισχυτή σε RF συχνότητες με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 145GHz :

- Κέρδος Ισχύος $\geq 28dB$.
- Ισχύς κορεσμού $\geq 10dBm$.

3.1 Επιλογή τάξης λειτουργίας του ενισχυτή

Οι ενισχυτές κατατάσσονται σε κατηγορίες ανάλογα με την κυματομορφή του ρεύματος συλλέκτη, ο οποίος προκύπτει, όταν εφαρμόζεται στην είσοδο του τρανζίστορ κάποιο σήμα. Οι κατηγορίες αυτές αναγνωρίζονται ως τάξεις ενισχυτών, που κυμαίνονται από την τάξη A έως την T. Ταξινομούνται σε δύο μεγάλες κατηγορίες ανάλογα με τη επιθυμητή χρήση του τρανζίστορ :

- ενισχυτές ισχύος, στους οποίους το τρανζίστορ λειτουργεί ως μια πηγή ρεύματος που ελέγχεται από το σήμα εισόδου και το επίπεδο πόλωσης. Την ενότητα αυτή απαρτίζουν οι τάξεις A, B, AB και C. Στις κλάσεις αυτές, οι αρμονικές υπάρχουν μόνο στο ρεύμα υποδοχής.
- ενισχυτές ισχύος, στους οποίους λειτουργεί ως διακόπτης. Εδώ εντάσσονται οι τάξεις D, E, F, F^{-1} , S και T και χαρακτηρίζονται ως κλάσεις λειτουργίας βασισμένες σε πεπερασμένο αριθμό αρμονικών.

Οι υψηλότερες κατηγορίες(D, E, F, F^{-1} , S και T) χρησιμοποιούν τον ενισχυτή ως διακόπτη και σ'αυτές μπορεί να επιτευχθεί πολύ υψηλή απόδοση. Ωστόσο, στις επικοινωνίες η πλειονότητα των πομπών που λειτουργούν σε κατεξοχήν υψηλές συχνότητες, βασίζονται σε ισχύ κατηγορίας A, AB ή B ενισχυτών λόγω της ανάγκης για προϊόντα χαμηλής παραμόρφωσης [1]. Επομένως, σε αυτήν την ενότητα εξετάζονται συνοπτικά οι ενισχυτές κλάσης A, AB, B και C, που διαφοροποιούνται μεταξύ τους ανάλογα το σχήμα των κυματομορφών τάσης και ρεύματος και τη γωνία αγωγιμότητας ρεύματος [2].

Ενισχυτής Τάξης A

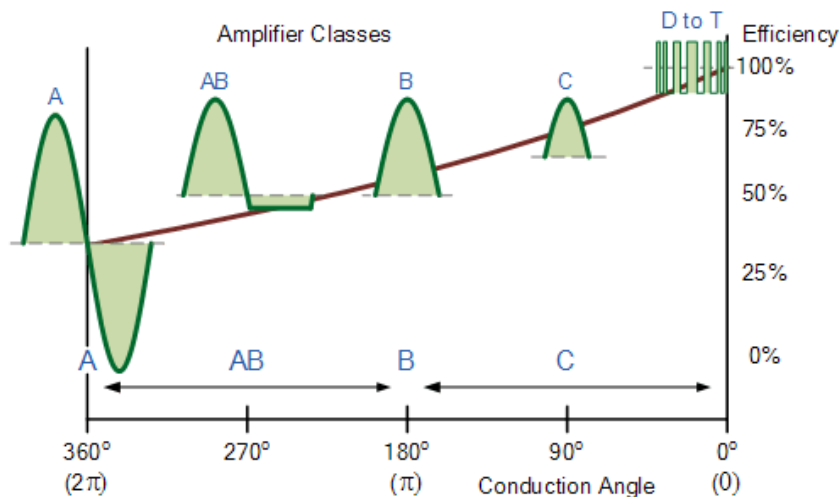
Οι ενισχυτές κατηγορίας A είναι γραμμικά κυκλώματα, όπου το τρανζίστορ είναι πολωμένο να άγει σε ολόκληρο το εύρος του κύκλου του σήματος εισόδου. Δηλαδή η συσκευή είναι πάντα «ενεργοποιημένη» και η γωνία αγωγής είναι 2π [2]. Δεδομένου ότι ένας ενισχυτής κλάσης A λειτουργεί στη γραμμική περιοχή, η τάση πόλωσης βάσης τρανζίστορ πρέπει να επιλέγεται σωστά, για να διασφαλιστεί η σωστή λειτουργία και η χαμηλή παραμόρφωση. Ωστόσο, καθώς η συσκευή εξόδου είναι ενεργοποιημένη ανά πάσα στιγμή, προωθεί συνεχώς ρεύμα, το οποίο προκαλεί μια συνεχή απώλεια ισχύος στον ενισχυτή. Λόγω αυτής της συνεχούς απώλειας ισχύος, οι ενισχυτές τάξης A έχουν μια θεωρητική μέγιστη απόδοση 40-50%, καθιστώντας τους ακατάλληλους για ενισχυτές υψηλής ισχύος. Επομένως, αποτελούν κυκλώματα χαμηλής απόδοσης, αλλά έχουν εξαιρετικά γραμμική συμπεριφορά, και για αυτό οι περισσότεροι ενισχυτές μικρού σήματος και χαμηλού θορύβου λειτουργούν ως κυκλώματα τάξης A.

Ενισχυτής Τάξης B

Το τρανζίστορ σε έναν ενισχυτή τάξης B είναι σχεδιασμένο να άγει ρεύμα μόνο κατά το ήμισυ του κύκλου σήματος εισόδου, δηλαδή η γωνία αγωγιμότητας του είναι π . Η έξοδος του ενισχυτή τάξης B περιέχει την ενισχυμένη έκδοση του μισού μόνο σήματος εισόδου, αλλά αντλεί μόνο ένα μικρό ρεύμα διαρροής, όταν δεν εφαρμόζεται σήμα [12]. Συνήθως χρησιμοποιούνται δύο συμπληρωματικά τρανζίστορ ως ενισχυτές push-pull τάξης B, για να παράσχουν ενίσχυση σε ολόκληρο τον κύκλο. Η θεωρητική απόδοση ενός ενισχυτή κλάσης B είναι περίπου 78%.

Ενισχυτής Τάξης C

Η σχεδίαση ενισχυτή τάξης C έχει τη μεγαλύτερη απόδοση, αλλά τη χειρότερη γραμμικότητα των κατηγοριών ενισχυτών που αναφέρονται εδώ. Οι προηγούμενες τάξεις, A, B και AB θεωρούνται γραμμικοί ενισχυτές, καθώς το εύρος και η φάση των σημάτων εξόδου σχετίζονται γραμμικά με το πλάτος και τη φάση των σημάτων εισόδου. Ωστόσο, ο ενισχυτής κλάσης C έχει το τρανζίστορ κοντά στην αποκοπή για περισσότερο από το μισό του κύκλου σήματος εισόδου. Με άλλα λόγια, η γωνία αγωγιμότητας για το τρανζίστορ είναι σημαντικά μικρότερη από 180 μοίρες. Βέβαια, μπορεί επιτύχει αποδοτικότητα κοντά στο 100 % [1].



Σχήμα 3.1: Οι κυματομορφές και οι φάσεις του σήματος εξόδου κάθε κλάσης [13]

Ενισχυτής Τάξης AB

Ο ενισχυτής Class AB είναι ένας συμβιβασμός μεταξύ των ενισχυτών τάξης A και B. Ρέει λιγότερο dc ρεύμα από ό,τι με την τάξη A, όταν υπάρχει αμελητέο σήμα εισόδου, και η παραμόρφωση είναι μικρότερη από της τάξης B. Η γωνία αγωγιμότητάς του μπορεί να είναι οπουδήποτε μεταξύ π και 2π .

Αξίζει να σημειωθεί πως οι ενισχυτές κατηγορίας B, AB και C γενικά δεν χρησιμοποιούνται σε ευρυζωνικές συνδέσεις εφαρμογές ή σε υψηλές συχνότητες (π.χ. πάνω από 20 GHz), κυρίως λόγω του προβλήματος διατήρησης της σταθερότητας. Οι ενισχυτές τάξης A αποτελούν στη περίπτωση αυτή η προτινόμενη λύση, καθώς ο σχεδιασμός είναι απλούστερος και ο ενισχυτής είναι πιο ανεκτικός σε παρασιτικές συμπεριφορές.[12]

Από όλη τη παραπάνω ανάλυση καταλήγουμε στο συμπέρασμα πως ο ενισχυτής θα σχεδιαστεί ως τάξη A, με σκοπό να διατηρήσει τη γραμμικότητά του στο καλύτερο δυνατό επίπεδο. Επομένως, η απόφαση αυτή συνεπάγεται ότι η απόδοση PAE του θα είναι πολύ μικρή, καθώς δεν αποτελεί ενισχυτή υψηλής ισχύος. Κατά το σχεδιασμό του στο επίκεντρο του ενδιαφέροντος βρίσκεται η επίτευξη υψηλού κέρδους.

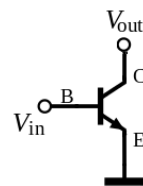
Κατά τη διαδικασία ανάγνωσης papers σχετικά με τον ενισχυτή στα 145GHz, για τον αποκλεισμό ορισμένων, έπρεπε να παρθούν αποφάσεις σχετικά με το είδος της ενεργούς συσκευής, καθώς και με τη σχεδίαση ενισχυτή μονού ή διαφορικού ακροδέκτη.

3.2 Επιλογή της ενεργού συσκευής για τη υλοποίηση του ενισχυτή

Πρωταρχικό βήμα στη σχεδίαση ενός ενισχυτή ισχύος είναι η επιλογή της ενεργού συσκευής (active device). Οι τοπολογίες κοινού εκπομπού (common-emitter (CE)) / κοινής πηγής (common-source (CS)) και κασκοδική (cascode) χρησιμοποιούνται συχνότερα σε ενισχυτές υψηλής απόδοσης. Μετά από ανάζητηση πάνω σε τοπολογίες ενισχυτών που χρησιμοποιούνται ως οδηγοί εξόδου, φαίνεται ότι υπάρχουν τρεις διαφορετικοί τύποι, που επιλέγονται ως ενεργές συσκευές (active device) των ενισχυτών σε υψηλές συχνότητες. Αναλυτικότερα :

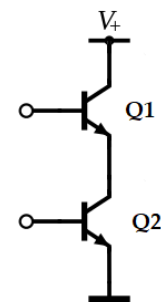
Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού (CE) / κοινής πηγής (CS) :

Αποτελεί το πιο απλό σε σχεδιασμό κύκλωμα, καθώς απαιτούνται τα μισά σε πλήθος transistors. Επομένως, είναι εύκολο να υλοποιηθεί. Ωστόσο, παρέχει χαμηλότερο κέρδος σε σύγκριση με μια κασκοδική συνδεσμολογία, γεγονός που αποτελεί βασικό παράγοντα απορριψής αυτής της επιλογής, μιας και το μέγιστο δυνατό κέρδος συνιστά πρωταρχικό στόχο στη σχεδίαση αυτού του ενισχυτή.



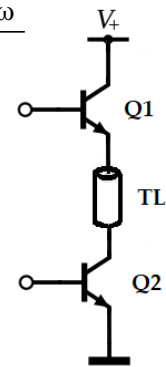
Απλή κασκοδική συνδεσμολογία :

Παρέχει υψηλότερο κέρδος και εύρος ζώνης (bandwidth) από το CE / CS. Συγκρίνοντας και τις δυο αυτές συνδεσμολογίες σε συγκεκριμένη συχνότητα, μπορούν να χρησιμοποιηθούν μικρότερα σε μέγεθος τρανζίστορ, για να επιτευχθεί η ίδια ισχύς εξόδου, καθώς επίσης και μικρότερα παρασιτικά στοιχεία με πιθανώς καλύτερη αντιστοίχιση (matching) στην κασκοδική συνδεσμολογία από ό,τι στο CE / CS. Επίσης, επιτυγχάνεται πιο εύκολα ευστάθεια, λόγω της πολύ καλής απομόνωσης του σταδίου εξόδου από το στάδιο εισόδου. Σε συνοχή όμως με την προαναφερθείσα ανάλυση, μια κασκοδική συνδεσμολογία είναι σαφώς πιο περίπλοκη από ένα κύκλωμα κοινού εκπομπού.



Κασκοδική συνδεσμολογία με στοιχείο μεταξύ του κάτω και του άνω τρανζίστορ του κασκοδικού :

Η τοπολογία αυτή έχει τα πλεονεκτήματα της απλής κασκοδικής συνδεσμολογίας, ενώ επιπρόσθετα, με το στοιχείο ανάμεσα στα δύο τρανζίστορ του κασκοδικού επιτυγχάνεται ακόμη υψηλότερη τιμή κέρδους και ισχύος. Ωστόσο, χρειάζεται προσοχή ως προς την επιλογή του ενδιάμεσου στοιχείου, διότι το υψηλό ρεύμα που περνά μέσα από τον κλάδο που περιλαμβάνει το επαγωγικό στοιχείο προκαλεί την αύξηση της επίδρασης των παρασιτικών στοιχείων και μείωση της απόδοσης όσον αφορά στην ισχύ εξόδου και το κέρδος του κυκλώματος. Επομένως, το στοιχείο μεταξύ των τρανζίστορ πρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο απλό, και γι'αυτό προτιμάται ένα πηνίο ή μια απλή γραμμή μεταφοράς με επαγωγικό χαρακτήρα.



Ενώ οι ενισχυτές CE / CS μπορούν να λειτουργήσουν σε πολύ χαμηλότερες τάσεις τροφοδοσίας και να παράσχουν υψηλότερη απόδοση προστιθέμενης ισχύος (ειδικά στην περίπτωση που δεν απαιτείται υψηλό κέρδος και δεν υπάρχει μεγάλος αριθμός σταδίων), έχουν πολύ χαμηλότερη απομόνωση εισόδου-εξόδου και κατά συνέπεια παρέχουν χαμηλότερο κέρδος. Αυτή η ανατροφοδότηση μεταξύ συλλέκτη (κόμβος εξόδου) και βάσης (κόμβος εισόδου) κάνει την εμπέδηση εξόδου του ενισχυτή CE / CS να φαίνεται πιο ωμική και πιο χωρητική από το στάδιο cascode (για το ίδιο μέγεθος τρανζίστορ και συνθήκες πόλωσης), εκεί όπου δεν υπάρχει σχεδόν καμία ανατροφοδότηση από την έξοδο στην είσοδο λόγω της ac γείωσης της βάσης.

Λαμβάνοντας υπ'όψιν τους επιθυμητούς στόχους του ενισχυτή, όπως το όσο δυνατόν υψηλότερο κέρδος εξόδου, ο ενισχυτής θα αποτελείται από κυκλώματα πολλαπλών σταδίων. Η τοπολογία ενός κασκοδικού είναι η κατάλληλη για σχεδιασμό πολλαπλών σταδίων ενισχυτή που ταιριάζει με ένα συγκεκριμένο φορτίο, καθώς δεν υπάρχει σχεδόν καθόλου επίδραση στην απόδοση και την αντιστοίχιση με το προηγούμενο στάδιο. Γι' αυτούς τους λόγους, τα κυκλώματα CE / CS απορρίπτονται και αντ'αυτών επιλέγεται η κασκοδική συνδεσμολογία με ενδιάμεσο επαγωγικό στοιχείο .

3.3 Επιλογή αριθμού σταδίων

Στα περισσότερα συστήματα, ένας ενισχυτής μονού σταδίου δεν παρέχει επαρκές κέρδος ή εύρος ζώνης ή δεν επιτυγχάνεται απόλυτα η σχεδίαση των κυκλωμάτων αντιστοίχισης εισόδου ή εξόδου. Η λύση είναι ο συνδυασμός πολλαπλών σταδίων ενίσχυσης. . Δεδομένου ότι έναν από τους πιο βασικούς στόχους της σχεδίασης του ενισχυτή αποτελεί το μέγιστο δυνατό κέρδος, επιλέγεται να σχεδιαστεί ένας πολυσταδιακός ενισχυτής. Γνωρίζοντας πλέον την μορφή της ενεργούς συσκευής που θα αποτελεί τον ενισχυτή, μελετήσαμε την συμπεριφορά της ως προς το κέρδος. Συγκεκριμένα, μετά απο προσομοιώσεις θεωρήθηκε ως μια τυπική τιμή κέρδους ενός απλού κασκοδικού κυκλώματος με ιδανικά στοιχεία και συνθήκες τα 14dB περίπου, όταν η τάση τροφοδοσίας του συλλέκτη κυμαίνεται μεταξύ 3V έως 4V και η συχνότητες λειτουργίας του είναι τα 145GHz.

Προκειμένου να επιτευχθεί ο στόχος των 28dB επιλέγεται να σχεδιαστεί ένας ενισχυτής τριών σταδίων. Το συμπέρασμα αυτό προέκυψε από το γεγονός ότι με δύο στάδια πιθανόν να προσεγγίζονταν τα 28dB κέρδους, ωστόσο αυτό θα συνέβαινε με τα ιδανικά στοιχεία. Στη συνέχεια που θα σχεδιαζόταν ο ενισχυτής με κατάλληλη επιμετάλλωση, θα προέκυπτε αρκετή μείωση στο κέρδος. Επομένως επιλέχθηκε η τρισταδιακή συνδεσμολογία για να υπάρχει περιθώριο να γίνονται αποδεκτές κάποιες απώλειες dB.

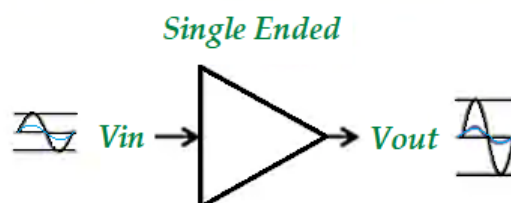
3.4 Κριτήρια επιλογής σχεδίασης ενισχυτή ισχύος διαφορικού έναντι μονού ακροδέκτη

Ένα σήμα μονής εισόδου (single-ended) είναι μη ισορροπημένο εξ ορισμού και λογίζεται ως διαφορά μεταξύ του σήματος ενδιαφέροντος και ενός σταθερού σημείου αναφοράς, συνήθως της γείωσης, το οποίο χρησιμεύει ως μονοπάτι επιστροφής του σήματος. Επομένως, ένα καλώδιο συνδέεται από κάθε πηγή σήματος στη διεπαφή λήψης δεδομένων. Η μέτρηση είναι η διαφορά μεταξύ του σήματος και της γείωσης ή της γης στη διεπαφή. Αυτή η μέθοδος βασίζεται στην πηγή σήματος που είναι γειωμένη, καθώς επίσης στο γεγονός ότι η γείωση της πηγής σήματος και η γείωση της διεπαφής έχουν την ίδια τιμή.

Αντίθετα τα διαφορικά σήματα (differential signals) αποτελούνται από ζεύγη ισορροπημένων σημάτων που κινούνται γύρω από ένα σημείο αναφοράς σε ίσα, αλλά αντίθετα πλάτη. Το σύνθετο διαφορικό σήμα αντιστοιχεί στη διαφορά μεταξύ θετικών και αρνητικών ισορροπημένων σημάτων.

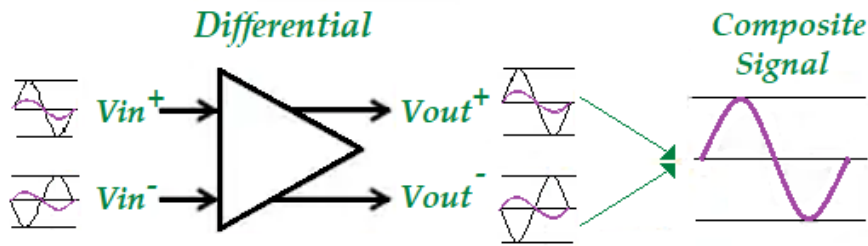
Προκειμένου να γίνει σύγκριση μεταξύ κυκλώματος μονού ακροδέκτη και διαφορικού, υπάρχουν μετρήσεις απόδοσης του συστήματος που οφείλουν να τηρούνται για να σχεδιαστεί ένα καλό συνολικό σύστημα. Ανάλογα με την εφαρμογή και την αρχιτεκτονική, οι προδιαγραφές απόδοσης θα διαφέρουν. Ωστόσο, σε γενικές γραμμές υπάρχουν κοινές εκτιμήσεις που επικρατούν στα συστήματα επικοινωνίας, όπως παραμόρφωση, θόρυβος κ.α. Αρχικά, αναγράφονται αναλυτικά τα πλεονεκτήματα των διαφορικών κυκλωμάτων :

- Τα διαφορικά κυκλώματα είναι λιγότερο ευαίσθητα στον θόρυβο και τις παρεμβολές. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται οι δυο περιπτώσεις στα ακόλουθα σχηματικά. Το πρώτο διάγραμμα αντιπροσωπεύει έναν ενισχυτή με σήμα εισόδου μονού ακροδέκτη. Το μπλε σήμα απεικονίζει κάθε είδους παρεμβολή που εισέρχεται στο σύστημα λόγω κοινής λειτουργίας (common mode interference). Αυτό το σήμα παρεμβολής ενισχύεται στην έξοδο εξίσου με το επιθυμητό σήμα. Είναι δύσκολο να διαχωριστεί το επιθυμητό σήμα από το σήμα παρεμβολής.



Σχήμα 3.2: Ενισχυτής μονού ακροδέκτη [14]

- Αντίθετα, στο δεύτερο διάγραμμα παρουσιάζεται ένας διαφορικός ενισχυτής. Το επιθυμητό σήμα αποτελείται από δύο σήματα αντίθετης πολικότητας, το θετικό και το αρνητικό. Τυχόν παρεμβολές που εισάγονται στις εισόδους θα έχουν την ίδια πολικότητα και στα δύο επίπεδα αναφοράς, όπως απεικονίζεται με πράσινο χρώμα. Αν και τα σήματα παρεμβολής ενισχύονται σε κάθε έξοδο, όταν κοιτάζουμε το σύνθετο σήμα, δηλαδή τη διαφορά μεταξύ των δύο διαφορικών σημάτων, το επιθυμητό σήμα διπλασιάζεται και η παρεμβολή έχει αφαιρεθεί. Ενώ η υλοποίηση ενός ενισχυτή μονού ακροδέκτη είναι ευαίσθητη σε θόρυβο κοινής λειτουργίας, θόρυβο τροφοδοσίας ή EMI, ένας διαφορικός ενισχυτής έχει ανοσία σε αυτές τις παρεμβολές λόγω της ακύρωσής τους.



Σχήμα 3.3: Διαφορικός ενισχυτής [14]

Από την άλλη πλευρά, η σχεδίαση διαφορικών κυκλωμάτων επιφέρει κινδύνους. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα των διαφορικών σημάτων είναι η πιθανότητα ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Εάν το διαφορικό σήμα δεν είναι σωστά ισορροπημένο ή φιλτραρισμένο ή υπάρχει κάποιο σήμα κοινής λειτουργίας, το διαφορικό σήμα που εφαρμόζεται μπορεί να προκαλέσει προβλήματα ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Ένα άλλο σημαντικό μειονέκτημα αποτελεί το γεγονός ότι η μετάδοση διαφορικών σημάτων απαιτεί διπλάσιες γραμμές σήματος σε σύγκριση με τη μετάδοση σήματος σε κύκλωμα μονού ακροδέκτη, συνεπώς αυξάνονται οι παράμετροι και οι κανόνες σχεδιασμού που πρέπει να ληφθούν υπόψη λόγω της πολυπλοκότητας του σχεδιασμού.

Έπειτα από αυτή την εκτενή σύγκριση, επιλέγεται η σχεδίαση διαφορικού ενισχυτή λόγω της εμφανούς υπεροχής των πλεονεκτημάτων του.

Προκειμένου να συνεχιστεί ομαλά η ανάλυση της σχεδίασης ακολουθεί το κεφάλαιο που περιγράφει την υλοποίηση του μετασχηματιστή-Balun, ο οποίος αποτέλεσε καθοριστικό κομμάτι στα μετέπειτα βήματα σχεδίασης που αναφέρονται στο κεφάλαιο 5.

Κεφάλαιο 4 : Balun

4 Balun

Αυτό το Κεφάλαιο αναλύει τη θεωρία σχετικά με τους μετασχηματιστές-balun, οι οποίοι είναι αναπόσπαστο κομμάτι του τελικού κυκλώματος του συγκεκριμένου ενισχυτή που υλοποιείται σε αυτή τη διπλωματική. Επίσης, παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά που καθορίζουν την απόδοση ενός balun, καθώς και την αναλυτική διαδικασία που ακολουθήθηκε για τη σχεδίασή του.

Επιπλέον περιγράφει ορισμένες οδηγίες και προκλήσεις κατά τον σχεδιασμό on-chip μετασχηματιστών baluns κατάλληλων για RF (μικροκυματικά) κυκλώματα PAs (Power Amplifiers). Ο πειραματισμός και η σχεδίαση πολλαπλών συμμετρικών balun με κεντρικό άγγιγμα πραγματοποιήθηκαν στο περιβάλλον ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης επαληθεύονται μέσω της χρήσης του αντίστοιχου μοντέλου μετασχηματιστή balun σε κατάλληλη διάταξη στο πρόγραμμα Cadence SpectreRF.

4.1 Σκοπός

Η σχεδίαση ενός balun κρίθηκε απαραίτητη στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας, εφόσον επιλέχθηκε να σχεδιαστεί ένας διαφορικός ενισχυτής. Οι λόγοι που επιλέχθηκε διαφορικός ενισχυτής έναντι ενισχυτή μονού ακροδέκτη παρουσιάζονται στο κεφάλαιο 5 και συγκεκριμένα στο υποκεφάλαιο (5.1.1). Με γνώμονα ότι η σχεδίαση των κυκλωμάτων εισόδου και εξόδου (input and output matching circuits) ενός διαφορικού ενισχυτή βασίζεται στις σύνθετες αντιστάσεις, που βλέπουν εν τέλει τα διαφορικά άκρα του balun, κρίθηκε σωστό να ταξινομηθεί το κεφάλαιο αυτό πριν την μέθοδο ανάλυσης του κυκλώματος, το οποίο παρουσιάζεται στα Κεφάλαια 5 και 7, ώστε να κατακτηθεί η απαραίτητη γνώση από τον αναγνώστη.

4.2 Ορισμός

Η λέξη «balun» είναι ένας όρος σύντμησης που προκύπτει από τις αρχικές συλλαβές των αγγλικών λέξεων Balanced- «ισορροπημένο» και Unbalanced- «Μη ισορροπημένο», το οποίο «ισορροπημένο» υποδηλώνει μια διαφορική διαμόρφωση, ενώ το «μη ισορροπημένο» αντιπροσωπεύει τη διαμόρφωση με ένα άκρο .Το σήμα μέσω ενός balun μεταβαίνει μεταξύ μιας ισορροπημένης (ονομάζεται επίσης «διαφορική») γραμμής μετάδοσης (transmission line), όπου αντίθετα ρεύματα ταξιδεύουν προς τις γραμμές μετάδοσης του διαφορικού, και μιας μη ισορροπημένης («μονού ακροδέκτη») γραμμής μετάδοσης, όπου το ρεύμα επιστροφής (return current) οδηγείται στο έδαφος [15]. Συγκεντρωτικά, ο όρος Balun σχετίζεται με τα εξής χαρακτηριστικά :

- Ένα balun είναι ένας διαχωριστής ισχύος τριών θυρών .

- Το balun είναι μια αμοιβαία συσκευή που μπορεί να χρησιμοποιηθεί αμφίδρομα. Μεταφέρει το σήμα από κατάσταση μονού ακροδέκτη σε διαφορικό, αλλά και αντίστροφα.
- Οι δύο έξοδοι, ιδανικά, είναι ίσες και αντίθετες :
 - Στην περιοχή συχνοτήτων αυτό σημαίνει ότι οι έξοδοι έχουν μετατόπιση φάσης 180 ° μεταξύ τους.
 - Στο πεδίο χρόνου, σημαίνει ότι η τάση της μιας εξισορροπημένης εξόδου είναι η αρνητική τιμή της άλλης ισορροπημένης εξόδου.

Σε χαμηλές συχνότητες, οι όροι balun και μετασχηματιστής συγχέονταν, επειδή τα baluns χαμηλής συχνότητας υλοποιούνται σχεδόν πάντα χρησιμοποιώντας συζευγμένους μετασχηματιστές ροής. Για τον λόγο αυτό λέγεται συχνά ότι το balun είναι ένας τύπος μετασχηματιστή, αλλά είναι πιο ακριβές να πούμε ότι ένας μετασχηματιστής μπορεί μερικές φορές να χρησιμοποιηθεί για την εφαρμογή ενός balun.[16]

4.3 Προδιαγραφές απόδοσης ενός Balun

Ο στόχος μιας μεθόδου σχεδιασμού για on-chip baluns είναι να υλοποιηθεί με τις χαμηλότερες πιθανές απώλειες στο επιθυμητό εύρος ζώνης και με όσο το δυνατόν καλύτερη σύζευξη μεταξύ των περιοχών που καταλαμβάνει στο chip. Γι' αυτό κρίνεται απαραίτητη η γνώση των κρίσιμων παραμέτρων που χαρακτηρίζουν ένα balun. Με την βοήθεια του σχήματος (4.1), στο οποίο παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο συνδέθηκαν οι θύρες (ports) στα διάφορα άκρα του balun, ορίζονται επαρκώς οι προδιαγραφές απόδοσης που είναι καθοριστικές για την επιλογή του κατάλληλου balun.

Σύζευξη : Με τον όρο σύζευξη δηλώνεται το πόσο ταιριαστές είναι η πρωτεύουσα με τη δευτερεύουσα περιέλιξη του balun. Αναπαριστάται ως παράγοντας k . Όσο πιο κοντά στη μονάδα είναι ο παράγοντας αυτός, επιτυγχάνεται καλύτερη σύζευξη και το μεγαλύτερο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Δίνεται από τον τύπο:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \quad (4.1)$$

όπου

- M είναι η αμοιβαία επαγωγή μεταξύ της πρωτογενούς και της δευτερεύουσας περιέλιξης.
- και L_p , L_s οι τιμές αυτεπαγωγών των μεμονωμένων περιελίξεων

Θα γίνει σχετική ανάλυση του τύπου της σύζευξης στο υποκεφάλαιο (4.5), όπου θα αναλυθεί και ο τρόπος που υπολογίστηκε το balun που σχεδιάστηκε.

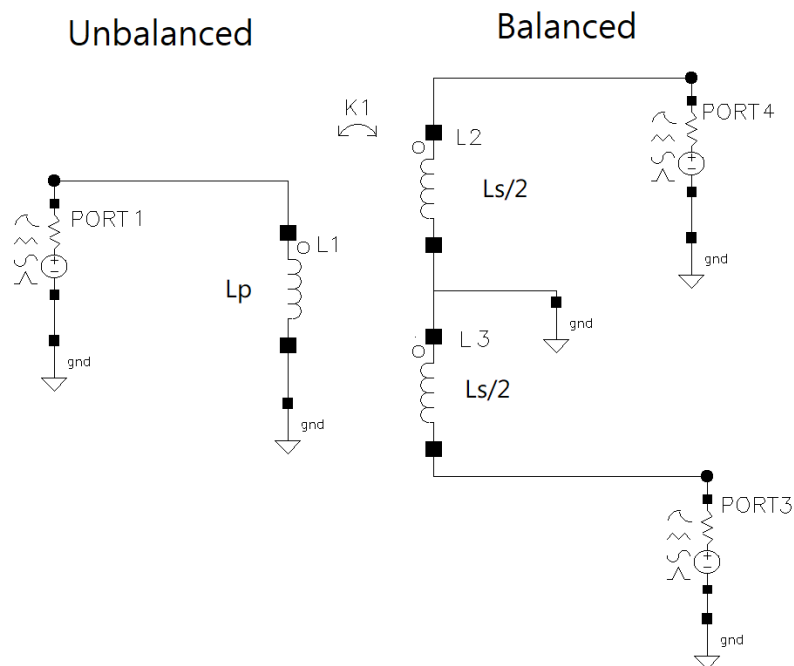
Ανισορροπία πλάτους (ΔΑ): Η ισορροπία πλάτους καθορίζεται από την κατασκευή και την αντιστοίχιση γραμμής. Η διαφορά στην εξασθένιση μεταξύ των 2 σημάτων εξόδου, γενικά, εκφράζεται ως μέγιστη διακύμανση. Αν και ονομάζεται ανισορροπία πλάτους, συνήθως καθορίζεται σε dB και δίνει τη μη αντιστοιχία στο μέγεθος της ισχύος σε κάθε έξοδο. Η σχέση που προκύπτει από S παραμέτρους και χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό αυτής της ανισορροπίας σύμφωνα με την αντίστοιχη τοποθέτηση των θυρών, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα (4.1) είναι :

$$\Delta A = 20 * \log_{10} \frac{S_{31}}{S_{41}} \quad (4.2)$$

Ανισορροπία φάσης (Δθ): Η ισορροπία φάσης είναι το μέτρο του πόσο κοντά η ανεστραμμένη έξοδος είναι στις 180 ° εκτός φάσης με τη μη ανεστραμμένη έξοδο. Ωστόσο, κατά τη σχεδίαση balun η επιθυμητή διαφορά μοιρών αυτή αποκλίνει. Η απόκλιση διαφορά φάσης μεταξύ θυρών από τις 180°, γενικά εκφράζεται ως μέγιστη διακύμανση σε σχέση με 180 ° και μετριέται σε μοίρες. Αποτελεί κρίσιμη παράμετρο για πολλές εφαρμογές balun. Όσον αφορά την εξίσωση υπολογισμού με τους παραμέτρους S (οι θύρες αριθμούνται όπως στο Σχήμα (4.1)):

$$\Delta\theta = 180^\circ - \angle S_{31} - \angle S_{41} \quad (4.3)$$

Εύρος συχνότητας: Όπως συμβαίνει με όλα τα κυκλώματα RF / μικροκυμάτων, κάθε μέτρηση απόδοσης ισχύος μόνο σε ορισμένο εύρος ζώνης. Η αύξηση του εύρους ζώνης από οκτάβα, σε δεκάδα κλπ. χωρίς να θυσιάζεται η απόδοση είναι σημαντική πρόκληση.



Σχήμα 4.1: Σχηματικό Διάγραμμα τυπικής μορφής balun

Συχνότητα Αυτοσυντονισμού (SRF) (Self-Resonant Frequency) : Στην πράξη τα balun έχουν μικρή χωρητικότητα μεταξύ των πρωτεύοντων και των δευτερευόντων περιελίξεων, καθώς και μεταξύ των μεμονωμένων βρόχων σε οποιαδήποτε μεμονωμένη περιέλιξη, σχηματίζοντας παρασιτική χωρητικότητα. Όταν η ηλεκτρική αντίδραση της αυτεπαγωγής και της αυτο-χωρητικότητας στο balun είναι ίση και αντίθετη αντίστοιχα, εμφανίζεται συντονισμός. Ένα balun οποιουδήποτε τύπου σχεδίασης λειτουργεί άσχημα σε συχνότητες κοντά ή πάνω από αυτή του συντονισμού του. Οι σχεδιαστικές εκτιμήσεις για baluns έχουν ως σκοπό να κάνουν τη συχνότητα συντονισμού όσο το δυνατόν μεγαλύτερη από τη συχνότητα λειτουργίας. Καθώς αυξάνονται οι συχνότητες, η σύνθετη αντίσταση της παρασιτικής χωρητικότητας μειώνεται έως τη συχνότητα όπου το μέγεθός της είναι ίσο με αυτό της ιδανικής επαγωγής, η οποία είναι γνωστή ως Self Resonant Frequency (SRF).[17]

Απώλεια εισαγωγής (Insertion Loss): Η εξασθένηση του πλάτους του σήματος. Είναι το μέτρο που δείχνει πόση ενέργεια χάνει το σήμα που διέρχεται από το στοιχείο. Ως εκ τούτου ορίζεται ως η αναλογία μεταξύ της εξερχόμενης ισχύος και της συνολικής ισχύος εισόδου.

$$IL = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 20 * \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4.4)$$

όπου V_{out} , V_{in} η τάση εξόδου και εισόδου αντίστοιχα.

Απώλεια επιστροφής (Return Loss): Η απώλεια της ενέργειας που ανακλάται πίσω λόγω της μη τέλει αντιστάθμισης αντίστασης σε κάθε θύρα. Δείχνει πόση ενέργεια χάνεται από το σήμα εισόδου που αντανακλάται. Η απώλεια επιστροφής είναι ο λόγος μεταξύ της ανακλώμενης ισχύος και της ισχύος εισόδου. Χαρακτηρίζεται από τις S-παραμέτρους S11, S22 και S33 σύμφωνα με το σχήμα (4.1).

$$RL = \frac{P_{ref}}{P_{in}} = 20 * \log_{10} \frac{Z_s + Z_L}{Z_s - Z_L} \quad (4.5)$$

όπου Z_s εμπέδηση πηγής και Z_L εμπέδηση φορτίου.

4.4 Σχεδιασμός Layout του Balun

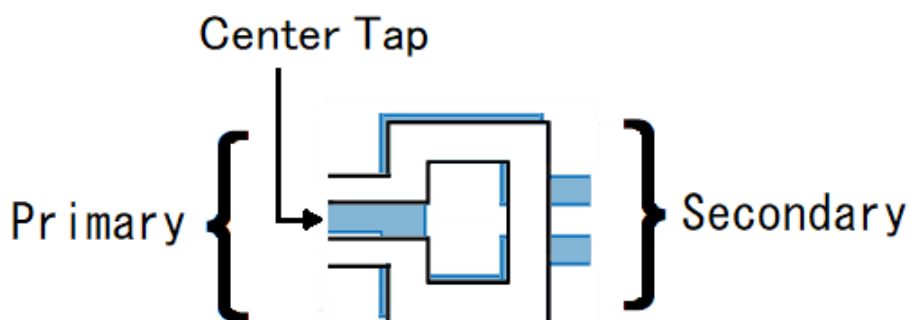
Αφότου τα baluns κατέλαβαν μια θέση μεταξύ της κεραίας και της εισόδου του δέκτη ή της εξόδου του πομπού, οι απώλειές τους είχαν άμεση επιρροή στην εμφάνιση θορύβου (NF) και στην αποδοτικότητα ισχύος. Επομένως, η επιλογή και η σχεδίαση του balun αποτελεί μια σημαντική διαδικασία.

Υπάρχουν πολλά διαφορετικά είδη balun, διότι το σχέδιό τους ποικίλλει ανάλογα τον αριθμό στροφών, αναλογία στροφών, πλάτος τροχιάς και εξωτερική διάμετρος. Με σκοπό την αποφυγή πειραματισμού με όλους αυτούς τους πολλαπλούς τύπους balun και ως εκ τούτου δαπάνης χρόνου, ανατρέχουμε στις απαιτήσεις του κυκλώματος ενισχυτή ισχύος, που έχουν τεθεί εξαρχής ως στόχοι της διπλωματικής εργασίας. Η συχνότητα λειτουργίας (145GHz), δηλαδή οι μικροκυματικές RF συχνότητες, καθώς και ο στόχος επίτευξης όσο το δυνατόν υψηλότερου κέρδους μέσω του ενισχυτή έπαιξαν καθοριστικό ρόλο στο σε ποιες προδιαγραφές απόδοσης του balun πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη βαρύτητα. Τις παραμέτρους αυτές αποτελούν ο συντελεστής ζεύξης k , το εύρος συχνοτήτων και όλες οι απώλειες.

Στη συνέχεια αναλύεται η μέθοδος σχεδιασμού που ακολουθήθηκε βήμα προς βήμα.

Αρχικά, επιλέχθηκε η αναλογία των στροφών να είναι 1:1, δηλαδή ένα πηνίο στο πρωτεύον μέρος του balun και ένα στο δευτερεύον, το οποίο περιλαμβάνει μεσαία λήψη. Οι πολλές στρόφες σε αυτήν τη διαμόρφωση απαιτούν χρήση διαφορετικών μεταλλικών στρωμάτων, που δεν είναι κατάλληλα, καθώς τα περισσότερα υφιστάμενα μοντέλα παρέχουν μόνο ένα ή δύο παχιά μέταλλα (πάχος $> 3 \mu\text{m}$). Επιπλέον, η σχεδίαση σε αυτές τις συχνότητες απαιτεί λεπτό χειρισμό των διαστάσεων, διότι στα 145GHz όλα τα στοιχεία (components) είναι αρκετά μικρά σε μέγεθος και μικρές διαμορφώσεις αλλάζουν τις επιδόσεις. Συνεπώς, σχεδιάστηκε όσο το δυνατόν πιο απλό σε μορφή balun.

Επόμενη απόφαση που έπρεπε να παρθεί ήταν αν τα πηνία του πρωτεύοντος και δευτερεύοντος θα είναι στο ίδιο επίπεδο/μέταλλο (co-planar) ή στοιβαγμένα το ένα πάνω από το άλλο (stacked). Ωστόσο, σε έναν PA, ο μετασχηματιστής πρέπει να είναι σχεδιασμένος έτσι, ώστε να παρέχει μετασχηματισμό σύνθετης αντίστασης, λειτουργία balun, απομόνωση DC και συχνά DC πόλωση. Η πόλωση (biasing) παρέχεται μέσω κεντραρίσματος (centertapping), που κάνει τη χρήση συμμετρικής μεσαίας λήψης υποχρεωτική. Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός ότι στο δευτερεύον σκέλος θα υπάρχει μεσαία λήψη, η επιλογή συνεπίπεδων περιελίξεων περιπλέκεται και γι' αυτό αποκλήθηκε. Το 1:1 stacked balun με μεσαία λήψη παρουσιάζεται στην εικόνα (4.2). Η πρωτεύουσα περιέλιξη εμφανίζεται με μαύρες γραμμές και οι μπλε γραμμές δείχνουν τη δευτερεύουσα περιέλιξη.



Σχήμα 4.2: 1: 1 Stacked balun με μεσαία λήψη (1: 1 Stacked centre-tapped balun)

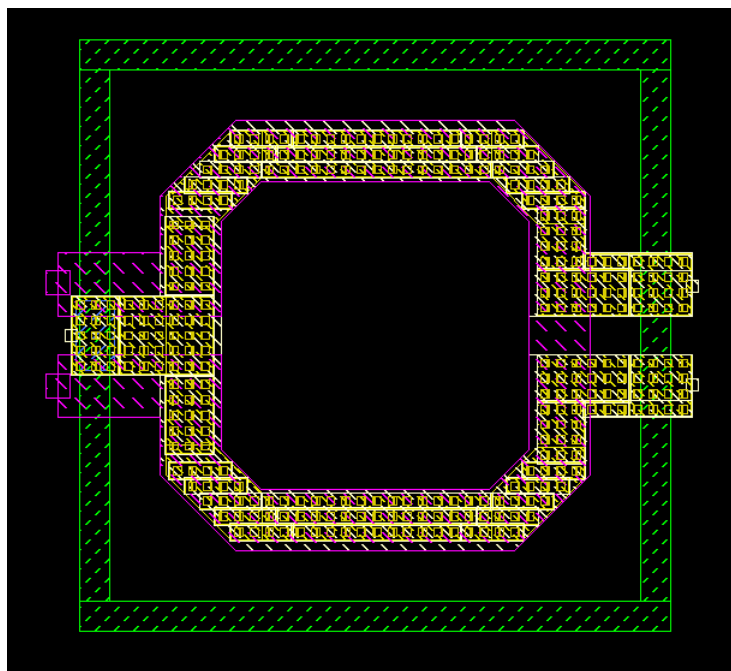
Για πρακτικούς σκοπούς, το balun πρέπει να είναι μικρό και συμβατό με το μέγεθος άλλων επαγωγέων on-chip. Στον μετασχηματιστή οι δομές είναι ως επί το πλείστον μη συμμετρικές, γεγονός που επιδεινώνει τα διαφορικά σήματα. Επομένως, η συμμετρία είναι απαραίτητη σε μετασχηματιστή balun, έτσι ώστε οι ενισχυτές να δουν την ίδια σύνθετη αντίσταση στις δύο διαφορικές θύρες.

Το σημείο εκκίνησης για τον σχεδιασμό μετασχηματιστή balun ήταν ο πειραματισμός σε χειροκίνητο επίπεδο layout στο Cadence Virtuoso. Σχεδιάστηκε ένας ικανοποιητικός αριθμός από συμμετρικά balun με μεσαία λήψη(center-tap) κάνοντας χρήση της ηλεκτρομαγνητικής EM προσομοίωση στο πρόγραμμα Sonnet.

Η τεχνολογία B11HFC της Infineon Technologies AG, στην οποία εργαστήκαμε, περιλαμβάνει (πέραν του αλουμινίου, χαλκού κ.λπ.) μέταλλα ταξινομημένα σε ιεραρχία από το 1 έως το 6 με το μέταλλο 1 να είναι πιο κοντά στο υπόστρωμα. Η χρήση των χαμηλότερων μεταλλικών στρωμάτων αυξάνει τη σύζευξη με το υπόστρωμα, καθώς επίσης μπορεί να διαταράξει τη συμμετρία του balun. Επομένως, τα κατώτερα μέταλλα 1 έως 3 αποφεύχθηκαν να χρησιμοποιηθούν στα πλαίσια του balun. Αντιθέτως, το μέταλλο 6 επιλέχθηκε για τη σχεδίαση της κύριας περιέλιξης.

Δεδομένου ότι ο ενισχυτής θα έχει πολύ λίγα mA ρεύματος στην πλευρά εισόδου (όπως παρουσιάζεται παρακάτω στο Κεφάλαιο 5), απαιτείται υψηλή αυτεπαγωγή. Οι δύο περιελίξεις, που βρίσκονται σε διαφορετικά επίπεδα μετάλλων, τοποθετούνται η μια ακριβώς πάνω στην άλλη με σκοπό τη βελτίωση της σύζευξης (μεγαλύτερος παράγοντας k). Η χρήση παχέων μετάλλων μειώνει επαρκώς τις RF απώλειες, ώστε να υλοποιηθεί ο σχεδιασμός balun στο τσιπ. Συνεπώς, στην δευτερεύουσα περιέλιξη χρησιμοποιούμε τα μέταλλα 4 και 5 μαζί ενωμένα με via4 σε όλη την έκταση της περιέλιξης για να επιτευχθεί ακόμα παχύτερο μέταλλο, καθώς και μεγαλύτερη ομοιότητα μεταξύ κύριας και δευτερεύουσας περιέλιξης ως προς το πάχος.

Στο Σχήμα 4.3 παρουσιάζεται ολοκληρωμένο το Layout του Balun. Με μαύρη γραμμή απεικονίζεται η κύρια περιέλιξη και με κίτρινη τα μέταλλα 4 και 5 της δευτερεύουσας. Η πράσινη γραμμή γύρω από το balun αποτελεί ένα δακτύλιο προστασίας (guard ring) και βρίσκεται κοντά στον πυθμένα (μέταλλο 1) του μονωτή υψηλής τάσης, προς αποτροπή συγκέντρωσης ηλεκτρικού πεδίου κοντά στον αγωγό γραμμής.



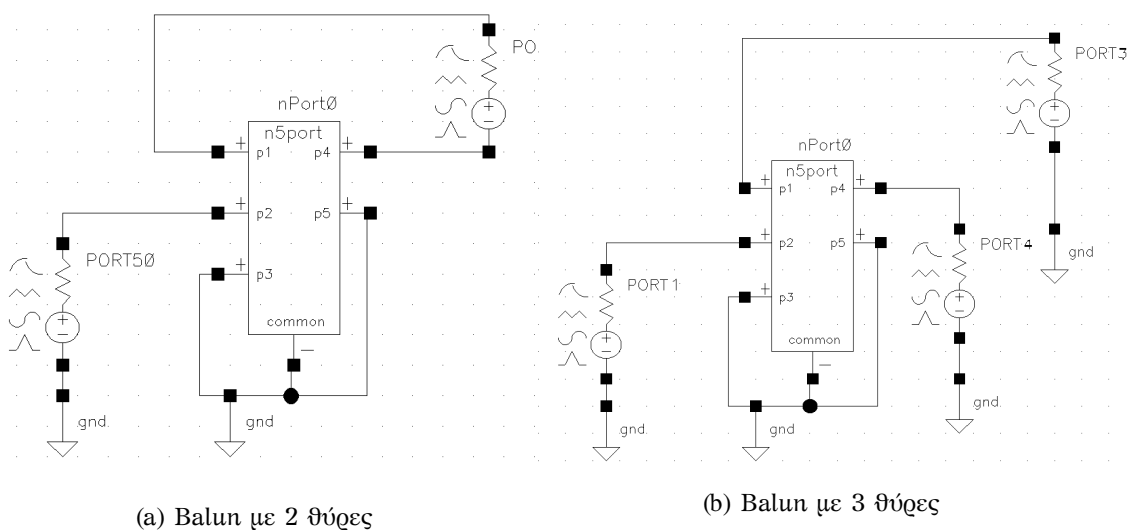
Σχήμα 4.3: Η τελική Layout μορφή του Balun

4.5 Αποτελέσματα των προσομοιώσεων

Ένα συμπαγές μοντέλο για ένα μετασχηματιστή μεσαίας λήψης με δύο ανεξάρτητες θύρες, που παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.4a, χρησιμοποιείται στο περιβάλλον του Cadence για τον υπολογισμό των μέτρων απόδοσης του Balun. Αξίζει να σημειωθεί ότι το σχήμα που παρουσιάζεται είναι ένα στοιχείο της βιβλιοθήκης με 5 πόρτες που αντιπροσωπεύει το balun που προσομοιώθηκε στο Sonnet EM. Συγκεκριμένα :

- οι πόρτες p2 και p5 είναι τα άκρα του πρωτεύοντος τυλίγματος, εκ των οποίων το ένα πρέπει να γειωθεί.
- οι πόρτες p1 και p4 είναι τα άκρα του δευτερεύοντος μέρους.
- η πόρτα p3 αντιπροσωπεύει την μεσαία λήψη.

Μια τυπική σύνθετη αντίσταση 50Ω μονού ακροδέκτη και μια διαφορική αντίσταση εξόδου 100Ω επιλέχθηκαν για την προσομοίωση στο σχήμα 4.4a. Τοποθετήθηκε διαφορική θύρα, ώστε στα άκρα της δεξιάς μεριάς του balun να υπάρχει διαφορά φάσης 180°. Επιπλέον, με 100Ω στη δεύτερη θύρα, οι δύο πλευρές του διαφορικού εκατέρωθεν της μεσαίας λήψης βλέπουν ακριβώς την ίδια εμπέδηση 50Ω λόγω συμμετρίας. Για τον ίδιο λόγο στο σχήμα 4.4b όλες οι θύρες που χρησιμοποιήθηκαν είχαν εμπέδηση 50Ω.



(a) Balun με 2 θύρες

(b) Balun με 3 θύρες

Σχήμα 4.4: Διατάξεις balun για πραγματοποίηση μετρήσεων

Στη συγκεκριμένη διάταξη 4.4a λόγω του ότι χρησιμοποιήθηκαν δύο θύρες έναντι των τριών 4.4b που αναφέραμε κατά την ανάλυση των παραμέτρων του balun στο υποκεφάλαιο 4.3, η εξίσωση υπολογισμού του συντελεστή ζεύξης μεταξύ της κύριας και της δευτερεύουσας περιέλιξης διαμορφώνεται κατάλληλα. Αρχικά, υπολογίζεται η τιμή της αυτεπαγωγής κάθε περιέλιξης με χρήση των Z-παραμέτρων :

$$L_1 = \frac{1}{2\pi f} \text{Im}(Z_{11}) \quad (4.6)$$

$$L_2 = \frac{1}{2\pi f} \text{Im}(Z_{22}) \quad (4.7)$$

όπου Z_{11} και Z_{22} αντιπροσωπεύουν τις σύνθετες εμπεδήσεις των θυρών 1 και 2 αντίστοιχα.

Η αμοιβαία επαγωγή μεταξύ της πρωτογενούς και της δευτερεύουσας περιέλιξης είναι:

$$M = \frac{1}{2\pi f} \text{Im}(Z_{12}) \quad (4.8)$$

όπου Z_{21} είναι η αντίσταση μεταφοράς στη θύρα 1 με ανοιχτή τη θύρα 2. Ονομάζεται επίσης σύνθετη εμπέδηση μεταφοράς ανοικτού κυκλώματος.

Αντικαθιστώντας τις παραπάνω σχέσεις στην εξίσωση 4.1, ο τύπος του συντελεστή ζεύξης διαμορφώνεται ως εξής :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{\text{Im}(Z_{12})}{\sqrt{\text{Im}(Z_{11}) \text{Im}(Z_{22})}} \quad (4.9)$$

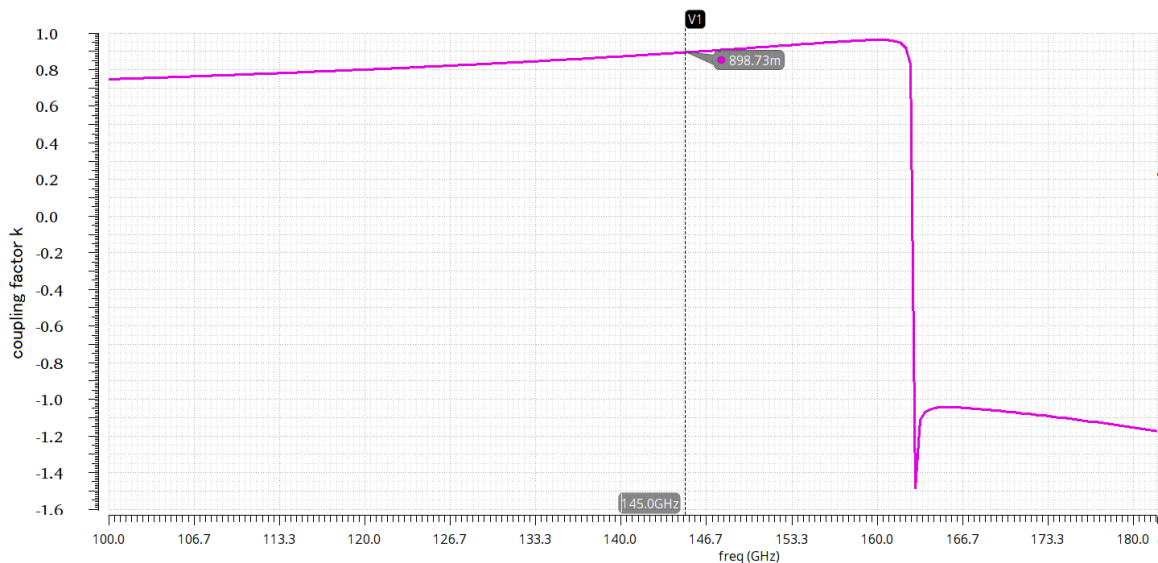
Εφόσον οριστούν οι πέντε παραπάνω εξισώσεις στο ADE L, το οποίο αποτελεί το περιβάλλον Αναλογικού Σχεδιασμού του Cadence, επιλέγεται η ανάλυση προσομοίωσης Sp (S-parameters) με τη συχνότητα ως μεταβλητή σάρωσης. Το διάγραμμα του συντελεστή ζεύξης παρουσιάζεται στην εικόνα 4.5.

Παρατηρείται ότι η τιμή του παράγοντα k είναι πολύ κοντά στη μονάδα με $k > 0.8$ για εύρος συχνοτήτων από 110GHz έως 160GHz, συνεπώς επιτεύχθηκε όσο το δυνατόν καλύτερη σύζευξη.

$$k = 0.89 \text{ at } 145\text{GHz}$$

Μια επιπλέον σημαντική πληροφορία που προκύπτει από αυτή τη γραφική παράσταση είναι η τιμή της συχνότητας αυτοσυντονισμού (SRF), όπου οι τιμές της επαγωγικής και της χωρητικής σύνθετης αντίστασης ταυτίζονται. Καθώς οι συχνότητες αυξάνονται, η αντίσταση της παρασιτικής χωρητικότητας μειώνεται έως ότου το μέγεθος γίνει ίσο με αυτό της ιδανικής επαγωγής. Στο SRF η σύνθετη αντίσταση γίνεται πολύ υψηλή και ο επαγωγέας μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως πνιγμός για εξασθένηση σημάτων κοντά στην SRF. Γι' αυτό, απαιτείται η SRF να διατηρείται μακριά από τη συχνότητα λειτουργίας. Στην προκειμένη περίπτωση απέχει περίπου 18GHz.

$$SRF = 163\text{GHz}$$

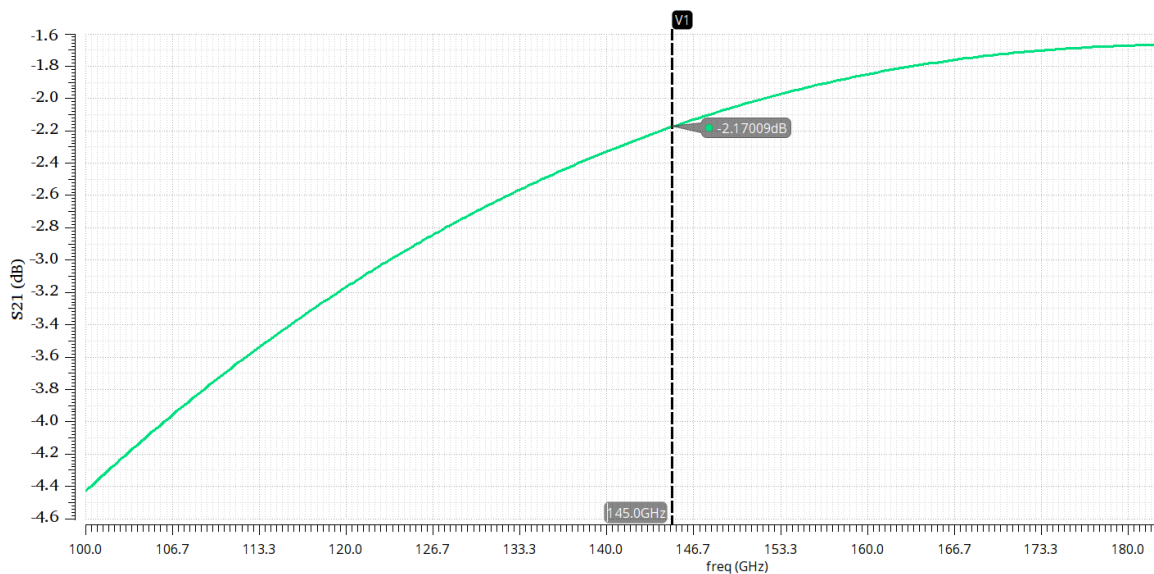


Σχήμα 4.5: Διάγραμμα συντελεστή σύζευξης (k factor)

Ο στόχος επίτευξης όσο το δυνατόν υψηλότερου κέρδους μέσω του ενισχυτή κατέχει κυρίαρχο ρόλο στη διαδικασία σχεδιασμού. Για το λόγο αυτό, ιδιαίτερη προσοχή δίνεται στην απώλεια εισαγωγής του balun, διότι όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της απώλειας αυτής, τόσο περισσότερο περιορίζεται η μέγιστη τιμή κέρδους που μπορεί να φτάσει ο ενισχυτής μας.

Οι παράμετροι S_{21} και S_{12} (οι οποίοι είναι ίσοι σε ένα παθητικό δίκτυο) συχνά συγχέονται με την απώλεια εισαγωγής. Οι όροι αυτοί ταυτίζονται με την απώλεια εισαγωγής, εάν το φορτίο, η γεννήτρια και το δίκτυο δύο θυρών ταιριάζουν με το ίδιο Z_0 , το οποίο όμως δεν συμβαίνει ποτέ στην πραγματική ζωή. Εάν το δίκτυο είναι ενεργό (όπως ένας ενισχυτής), θα πρέπει να αντιστραφεί ο αριθμητής με τον παρονομαστή για να εκφραστεί το κέρδος εισαγωγής. Ωστόσο, για την μέτρηση του μετασχηματιστή balun η S_{21} θεωρείται επαρκές μέτρο ένδειξης της απώλειας εισαγωγής.[18]

$$S_{21} = 2.17dB$$



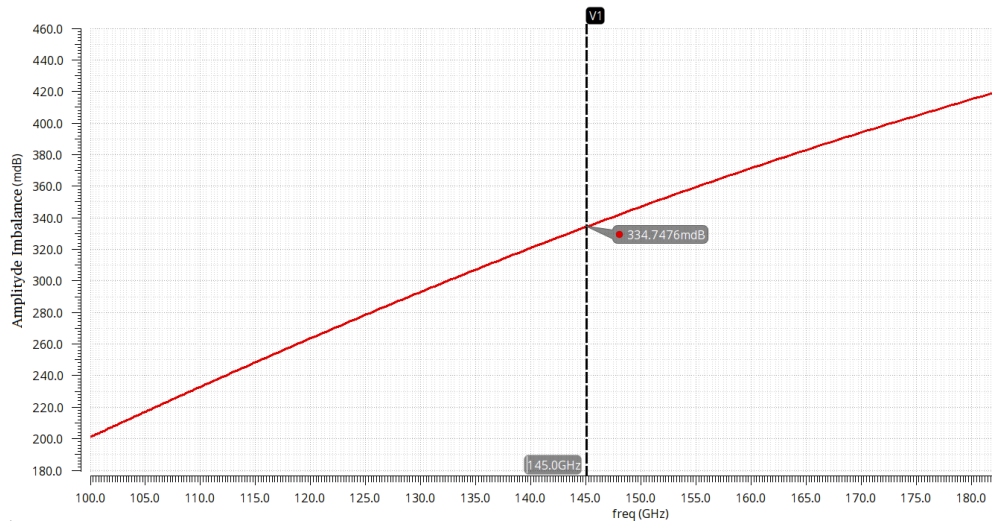
Σχήμα 4.6: Μέτρηση της απώλειας εισαγωγής μέσω της παραμέτρου S_{21}

Για τον υπολογισμό των ανισοροπιών πλάτους και φάσης χρησιμοποιήθηκε το κύκλωμα τριών θυρών που παρουσιάζεται στο σχήμα 4.4b. Οι εξισώσεις 4.2 και 4.3 τροποποιήθηκαν κατάλληλα και τοποθετήθηκαν στο περιβάλλον ADE L. Η ανισοροπία πλάτους μετριέται σε dB και καθορίζεται επίσης από την κατασκευή και την αντιστοίχιση γραμμής. Τυπική διακυμάνση των τιμών ανισοροπίας πλάτους είναι περίπου ± 1 dB. Στη σχεδίασή μας η τιμή αυτή είναι :

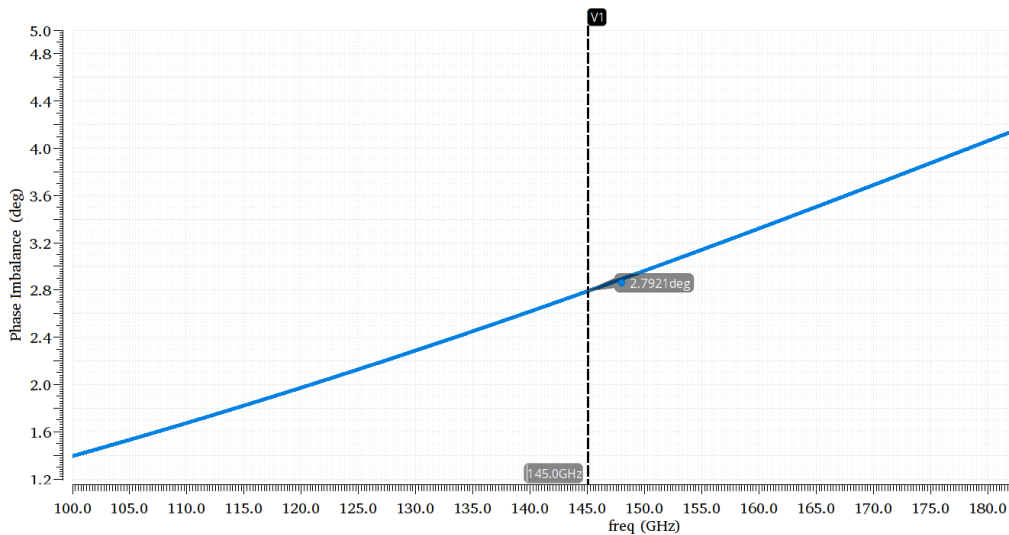
$$\Delta A = 0.34dB$$

Τυπικές τιμές απόκλισης της ισοροπία φάσης για balun πλησιάζουν $\pm 5^\circ$. Στην προκειμένη περίπτωση είναι :

$$\Delta\theta = 2.79deg$$



Σχήμα 4.7: Ανισορροπία Πλάτους του Balun (dB)



Σχήμα 4.8: Ανισορροπία Φάσης του Balun (dB)

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αναγράφονται στον Πίνακα 4.1.

Παράμετροι	Αποτελέσματα στα 145GHz
Coupling k	0.83
Απώλεια Εισαγωγής S_{21}	-2.17dB
Ανισορροπία πλάτους ΔA	0.34dB
Ανισορροπία φάσης $\Delta \theta$	2.79deg
Εύρος συχνότητας	130 – 150GHz
SRF	163.5GHz
Περιοχή που καταλαμβάνει στο chip	42x42μm^2

Πίνακας 4.1: Συγκεντρωτικός πίνακας απόδοσης του balun

Κεφάλαιο 5 : Σχεδίαση ενισχυτή

5 Βήματα σχεδίασης του διαφορικού ενισχυτή

Αυτό το Κεφάλαιο θα παρουσιάσει βήμα προς βήμα τη σχεδίαση του ενισχυτή με τα στοιχεία που παρέχονται από τη βιβλιοθήκη της τεχνολογίας B11HFC και χρησιμοποιώντας στην είσοδο και την έξοδο του το Balun που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

5.1 Επιλογή μοντέλου και μεγέθους τρανζίστορ

5.1.1 Επιλογή είδους transistor για την υλοποίηση του ενισχυτή

Η διπλωματική αυτή, όπως έχει ήδη αναφερθεί, διετελέστηκε στην Infineon Technologies AG με χρήση της τεχνολογίας B11HFC, η οποία περιέχει μία ποικιλία από ηρη SiGe Heterojunction Bipolar Transistors. Στο υποκεφάλαιο αυτό γίνεται μία σύντομη παρουσίαση των διαθέσιμων από την τεχνολογία τρανζίστορ, καθώς και των λόγων που οδήγησαν στην επιλογή του συγκεκριμένου τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκε τελικά. Τα διάφορα είδη transistors μαζί με τις ιδιότητές τους που αναφέρονται στο εγχειρίδιο της τεχνολογίας παρουσιάζονται περιληπτικά στη συνέχεια.

High Voltage ηρη : Σύμφωνα με τις πληροφορίες που παρέχει το εγχειρίδιο της τεχνολογίας B11HFC, η μέγιστη συχνότητα μεταφοράς f_t σε αυτό το μοντέλο ανέρχεται στα 55 GHz, έχει $BV_{ceo} > 2.5V$ και αόριστη, μέχρι στιγμής, τιμή στην συχνότητα f_{max} . Επομένως, τα h_{jt} transistors αυτού του μοντέλου είναι χρήσιμα για εφαρμογές σε χαμηλή συχνότητα. Αυτός είναι και ο βασικός λόγος απόρριψης του μοντέλου, διότι η σχεδίαση θα γίνει σε 145GHz, και όπως είναι φυσικό, είναι απαγορευτική η συγκεκριμένη τιμή του f_t για τις συχνότητες που θα εργαστούμε.

Medium Speed ηρη : Στο συγκεκριμένο μοντέλο η μέγιστη συχνότητα μεταφοράς f_t φτάνει έως τα 80GHz. Όμως η συχνότητα f_{max} , κατά την οποία το μέγιστο διαθέσιμο κέρδος γίνεται μοναδιαίο, δεν είναι ακόμα καθορισμένη. Είναι εμφανές, όπως και προηγουμένως, ότι εξαιτίας της χαμηλής μέγιστης τιμής f_t δεν θα επιλεγεί ούτε το συγκεκριμένο μοντέλο, γιατί είναι εκτός του εύρους των συχνοτήτων ενδιαφέροντος.

High Speed ηρη : Το High Speed ηρη μοντέλο, όπως και τα προαναφερθέντα μοντέλα, περιλαμβάνει h_{jt} τρανζίστορς, των οποίων το πλάτος της μάσκας του εκπομπού ποικίλλει από 0,22 μm μέχρι και 0,34 μm , ενώ το μήκος της μάσκας εκπομπού κυμαίνεται από 0,7 μm έως 10 μm . Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι σε αυτό το μοντέλο παρέχει τη δυνατότητα κατασκευής τρανζίστορς με πολλαπλές βάσεις και εκπομπούς. Ακόμα, η τεχνολογία μας παρέχει τη δυνατότητα σχηματισμού παράλληλων μπλοκ των παραπάνω μοντέλων διπολικών τρανζίστορς.

Συνεπώς, επιλέχθηκαν transistors από το μοντέλο High Speed ηρη. Ωστόσο η διαδικασία επιλογής συγκεκριμένης γεωμετρίας τρανζίστορς θα αναλυθεί στη συνέχεια.

5.1.2 Επιλογή γεωμετρίας τρανζίστορ

Στην προηγούμενη παράγραφο επιλέξαμε το μοντέλο High Speed ηρη τρανζίστορ, που ταιριάζει καλύτερα στην εφαρμογή μας. Τα τρανζίστορς αυτά μπορούν να αποτελούνται από πολλαπλούς συλλέκτες, βάσεις και εκπομπούς. Συγκεκριμένα, υπάρχει η επιλογή των ακόλουθων μοντέλων: BEC (μονής βάσης ηρη τρανζίστορ), BEBC (διπλής βάσης ηρη τρανζίστορ), CBEC, CBEBEC, CECEC, CECEBEC και BEBCBEB. Αυτές οι διαφορετικές διαμορφώσεις διάταξης επηρεάζουν την απόκριση υψηλής συχνότητας και την απόδοση του θορύβου και πρέπει να επιλεγούν προσεκτικά.

Οι παρασιτικές αντιστάσεις του HBT (εκπομπού, βάσης, συλλέκτη και υποστρώματος) παίζουν ζωτικό ρόλο στον σχεδιασμό κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων. Αυτές οι παρασιτικές αντιστάσεις σε συνδυασμό με παρασιτικές χωρητικότητες προκαλούν καθυστερήσεις χρόνου RC και συνεπώς μειώνουν τη μέγιστη ταχύτητα και συχνότητα λειτουργίας.

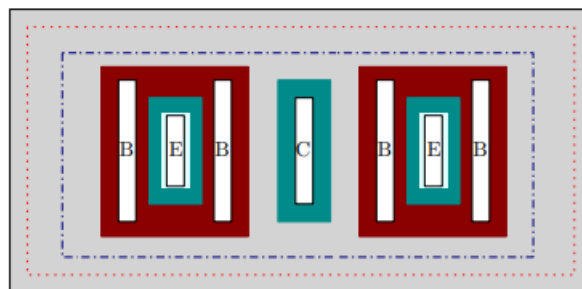
Η επιλογή της σωστής γεωμετρίας τρανζίστορ έχει μεγάλη σημασία προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η επίδραση παρασιτικών χωρητικότητας και αντιστάσεων. Οι επαφές βάσης, εκπομπού και συλλέκτη μπορούν να διευθετηθούν με διάφορους τρόπους. Στα διπολικά τρανζίστορ οι επαφές είναι συνήθως διατεταγμένες ως παράλληλες μεταλλικές ράβδοι, λόγω των σχετικά μεγάλων ρευμάτων και επειδή αυτή η διαμόρφωση παρουσιάζει καλό συμβιβασμό (trade-off) μεταξύ όλων των παραμέτρων του τρανζίστορ. Το τρανζίστορ διπλής βάσης (BEBC) δείχνει μειωμένη αντίσταση βάσης σε σύγκριση με το τρανζίστορ μονής βάσης (BEC), επειδή η βάση έρχεται σε επαφή και από τις δύο πλευρές. Γενικότερα ο μεγαλύτερος αριθμός λωρίδων βάσεων βοηθά στη μείωση του r_B και συνεπώς έχει θετική επίδραση στην απόδοση f_{max} και θορύβου. Επομένως, οι συσκευές με μία βάση, όπως BEC και CBEC αποφεύγονται σε υψηλές συχνότητες [3] [19].

Ωστόσο, η χωρητικότητα βάσης-συλλέκτη της διαμόρφωσης BEBC είναι υψηλότερη, επειδή υπάρχει μεγαλύτερη επικάλυψη μεταξύ της επαφής συλλέκτη - βάσης. Η χωρητικότητα συλλέκτη-υποστρώματος αυξάνεται επίσης, λόγω της μεγαλύτερης έκτασης που καταλαμβάνει το υπόστρωμα (buried layer). Συνεπώς, και η διάταξη BEBC δεν θεωρείται κατάλληλη για τη σχεδιασή μας.

Όσον αφορά την διάταξη CECEC απορρίφθηκε, διότι η layout μορφή της ήταν αρκετά μεγάλη, γεγονός που θα καθιστούσε δύσκολη τη διαχείρισή της στα 145GHz, όπου όλα τα συστατικά είναι πολύ μικρά.

Η αντίσταση βάσης είναι μια από τις πιο σημαντικές παραμέτρους ενός HBT. Η χρήση διπλών ή περισσότερων λωρίδων βάσης επιφέρει πλεονεκτήματα. Αρχικά, το μήκος διδρομής της ροής ρεύματος βάσης είναι μισό, καθώς το ρεύμα μπορεί να εισέλθει και από τις δύο πλευρές του εκπομπού. Επίσης, δεδομένου ότι οι επαφές βάσης είναι παράλληλα τοποθετημένες, η εσωτερική αντίσταση βάσης μειώνεται κατά το ήμισυ. Επομένως, επιλέχθηκε η διαμόρφωση BEBCBEB με κοινό συλλέκτη, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.1, έναντι της CECEBEC, λόγω της υπεροχής της σε αριθμό βάσεων.

BEBCBEB

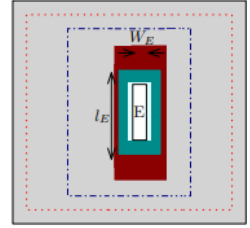


Σχήμα 5.1: Απλοποιημένη διάταξη SiGe HBT του BEBCBEB [19].

5.1.3 Υπολογισμός εμβαδού τρανζίστορ

Για να ολοκληρώσουμε το ευρύτερο κεφάλαιο της επιλογής της ενεργούς συσκευής του ενισχυτή ισχύος της παρούσας εργασίας, θα πρέπει να επιλέξουμε το κατάλληλο μέγεθος για τα τρανζίστορ που αποτελούν την κασκοδική τοπολογία της ενεργούς συσκευής.

Όπως προαναφέρθηκε, το μοντέλο High Speed nηη περιέχει bjt τρανζίστορ, των οποίων τα χαρακτηριστικά, τα οποία μπορούμε να επηρεάσουμε στο Cadence, είναι τα εξής:



- το πλάτος της μάσκας εκπομπού $W_E \rightarrow$ από 0,22 μm έως 0,34 μm
- το μήκος της μάσκας εκπομπού $L_E \rightarrow$ από 0,7 μm μέχρι και 10 μm .

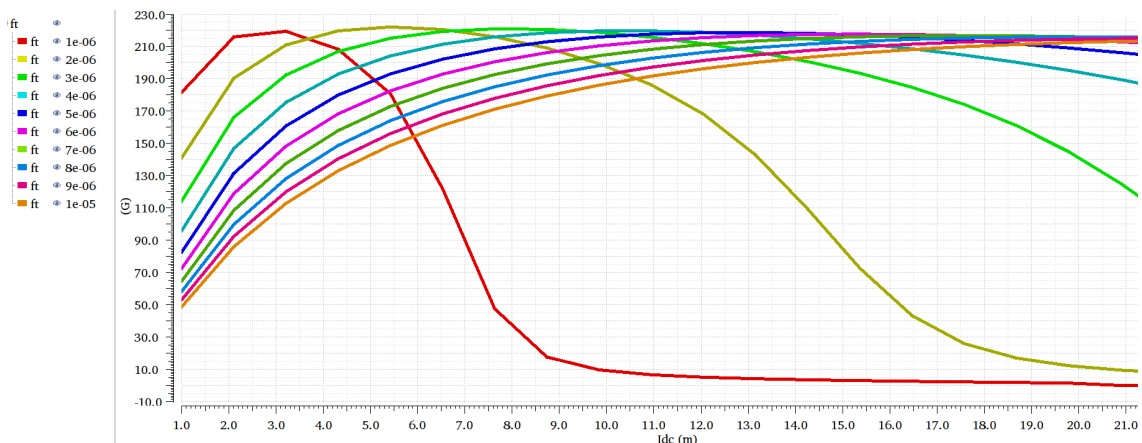
Ο σχεδιαστής κυκλωμάτων έχει την ευελιξία να μορφοποιεί κατάλληλα το L_E και μερικές φορές ακόμη και το W_E . Ωστόσο, η πιο αποδοτική τιμή του πλάτους του εκπομπού είναι η ελάχιστη δυνατή, σύμφωνα με τους κανόνες σχεδιασμού, προκειμένου να διασφαλιστεί η χαμηλότερη δυνατή αντίσταση βάσης. Συνεπώς επί του παρόντος, στη συγκεκριμένη τεχνολογία B11HFC επιλέγεται πλάτος εκπομπού 220 nm.

Προκειμένου να επιτύχουμε το σκοπό μας, που είναι η εύρεση του κατάλληλου εμβαδού των τρανζίστορ, τρέξαμε ft προσομοιώσεις τοποθετώντας διαφορετικά μήκη L_E για τους εκπομπούς των τρανζίστορς, κρατώντας τα πλάτη των επαφών των εκπομπών πάντα σταθερά στα 220 nm.

Για μια ολοκληρωμένη κατανόηση της μεθόδου που ακολουθήθηκε, ο αναγνώστης παραπέμπεται στο υποκεφάλαιο 5.3, ώστε να δει αναλυτικά την διάταξη του κυκλώματος υπολογισμού της συχνότητας ft, όπως παρουσιάζεται στην εικόνα 5.4, και να μπορέσει να αντιληφθεί τα συμπεράσματα που παρουσιάζονται στη συνέχεια αυτού του υποκεφαλαίου.

Η μεθοδολογία, που ακολουθήθηκε, βασίστηκε στο γεγονός ότι το βέλτιστο ρεύμα συλλέκτη καθορίζεται από την «αποτελεσματική» περιοχή εκπομπού και την πυκνότητα ρεύματος συλλέκτη στη μέγιστη συχνότητα αποκοπής. Το μήκος του εκπομπού προκύπτει από το επιθυμητό ρεύμα συλλέκτη.

Τρέχοντας παράλληλα τις δύο μεταβλητές, I_c και L_E , με παραμετρική ανάλυση προέκυψε ένα μεγάλο δείγμα αποτελεσμάτων, το διάγραμμα των οποίων απεικονίζεται στο σχήμα 5.2.



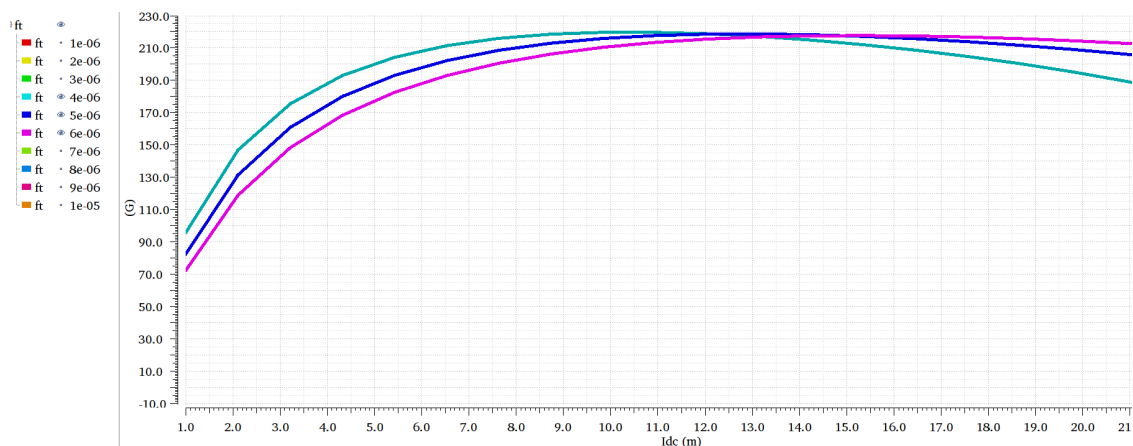
Σχήμα 5.2: Διάγραμμα συχνότητας f_t ως προς την ένταση ρεύματος με παραμετρικές τιμές του πάχους του εκπομπού του τρανζίστορ.

Συγκεκριμένα, με τη χρήση της ανάλυσης εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) υπολογίστηκε η τιμή της συχνότητας αποκοπής f_t συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη, του οποίου οι τιμές πάρθηκαν παραμετρικά από 1mA έως 20mA. Μεταβάλαμε επίσης το μήκος του εκπομπού L_E , και στα δυο τρανζίστορ που απαρτίζουν την κασκοδική συνδεσμολογία, μέσω της παραμετρικής ανάλυσης, με τις τιμές του να κυμαίνονται από 1 μm έως 10 μm , ώστε να παρατηρηθεί η συμπεριφορά του κυκλώματος για τις διάφορες τιμές του μήκους του εκπομπού μέσα στα επιτρεπτά όρια.

Στο αριστερό μέρος του σχήματος 5.2 παρουσιάζεται η αντιστοιχία χρώματος και τιμής μήκους. Παρατηρείται ότι για όλα τα μήκη εκπομπού η μέγιστη τιμή συχνότητας αποκοπής είναι ίδια. Ωστόσο, στις πιο μικρές τιμές μήκους (1 μ , 2 μ) το εύρος ρεύματος συλλέκτη είναι περιορισμένο. Από την άλλη πλευρά, οι μεγάλες τιμές μήκους εκπομπού (7 μ , 8 μ , 9 μ , 10 μ) επιτυγχάνουν μέγιστο f_t με υψηλές τιμές I_c , που συνεπάγεται μεγαλύτερη κατανάλωση. Στην εικόνα 5.3 φαίνονται πιο καθαρά οι γραφικές παραστάσεις του f_t συναρτήσει του ρεύματος για τιμές μήκους εκπομπού 4 μ , 5 μ και 6 μ . Εν τέλει επιλέχθηκε η τιμή 5 μ ως μήκος του εκπομπού.

Τελικά το εμβαδόν για τα τρανζίστορ είναι :

$$220\text{nm} * 5\mu\text{m}$$



Σχήμα 5.3: Διάγραμμα συχνότητας f_t ως προς την ένταση ρεύματος με 4 μ , 5 μ και 6 μ ως προς το πάχος του εκπομπού του τρανζίστορ.

5.2 Τάση τροφοδοσίας VDD

Με σκοπό τον ορισμό της κατάλληλης τάσης τροφοδοσίας για τον ενισχυτή ανατρέχουμε στους στόχους επίδοσης της σχεδίασής μας και συγκεκριμένα στην τιμή της μέγιστης ισχύος, δηλαδή στο σημείο κορεσμού.

$$P_{\text{sat}} \geq 10\text{dBm}$$

$$\text{Η ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο : } P_{\text{sat}} = \frac{V_{\text{rms}}^2}{R_L} \quad (5.1)$$

όπου:

- V_{rms} : rms τιμή τάσης στα άκρα του φορτίου εξόδου
- R_L : φορτίο εξόδου

Εφαρμόζουμε dc ανάλυση ενός απλού ενισχυτή τάξης Α. Το σημείο ηρεμίας πρέπει να βρίσκεται στη μέση μεταξύ μέγιστης και ελάχιστης τάσης συλλέκτη-εκπομπού για να υπολογιστεί η μέγιστη τιμή τάση εξόδου V_{DD} :

$$V_o = V_{CE,max} + \frac{V_{CE,max} - V_{CE,min}}{2} = \frac{V_{DD} + V_{CE,min}}{2} \quad (5.2)$$

αφού $V_{CE,max} = V_{DD}$. Όσον αφορά στο ρεύμα ηρεμίας (DC) που περνάει από την αντίσταση φορτίου R_L , ισχύει:

$$I_Q = \frac{V_{DD} - V_o}{R_L} = (V_{DD} - \frac{V_{DD} + V_{CE,min}}{2}) \frac{1}{R_L} = \frac{V_{DD} - V_{CE,min}}{2R_L} \quad (5.3)$$

και η καταναλώσιμη DC ισχύς :

$$P_{DC} = V_{DD} I_Q = V_{DD} \frac{V_{DD} - V_{CE,min}}{2R_L} = \frac{V_{DD}^2}{2R_L} (1 - \frac{V_{CE,min}}{V_{DD}}) \quad (5.4)$$

Το μέγιστο άκρο (peak) της εναλλασσόμενης AC τάσης εξόδου είναι :

$$V_p = \frac{V_{DD} - V_{CE,min}}{2} \quad (5.5)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Όμως } P_{RF,out} = \frac{V_{rms}^2}{R_L} \\ \text{και } V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow P_{RF,out} = \frac{V_p^2}{2R_L} \xrightarrow{\text{Σχέση 5.5}} P_{RF,out} = \frac{(V_{DD} - V_{CE,min})^2}{8R_L} \left. \right\} \Rightarrow$$

$$P_{sat} \geq 10dBm = 10mW$$

$$\Rightarrow \frac{(V_{DD} - V_{CE,min})^2}{8R_L} \geq 10mW$$

$$\Rightarrow (V_{DD} - V_{CE,min})^2 \geq R_L 0.08W \xrightarrow{R_L=50\Omega} V_{DD} - 0.85V \geq 2V$$

$$\Rightarrow V_{DD} \geq 2.85V$$

Δεδομένου ότι η ελάχιστη $V_{CEbreakdown}=4.7V$ με γειωμένη βάση, αντιλαμβανόμαστε ότι αν σχεδιαστεί ένα κύκλωμα πόλωσης για το τρανζίστορ κοινής βάσης (πάνω τρανζίστορ της κασκοδικής συνδεσμολογίας), το οποίο έχει μια εμπέδηση εξόδου 0 Ohm, η τεχνολογία επιτρέπει για λόγους αξιοπιστίας να έχει μέγιστη τάση 4.7 V μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού. Συνήθως αν υπάρχει εμπέδηση ακόμα και 100 Ohm, θεωρείται επίσης κοντά σε βραχυκύκλωμα, οπότε εξακολουθεί να ισχύει ο ίδιος κανόνας, παρόλο που η τάση διάσπασης θα είναι ελάχιστα πιο χαμηλή.

Ο ενισχυτής σε DC σήματα (χωρίς να εφαρμοστούν καθόλου RF σήματα) έχει τάση συλλέκτη εκπομπού περίπου ίση με 2.8V, όπως υπολογίστηκε. Συνήθως με το δίκτυο συντονισμού (resonant network) στην έξοδο, χωρίς να εφαρμοστεί τίποτα εξωτερικά (όπως harmonic trapping, switching classes of operation, κ.λπ.) μπορεί να διπλασιαστεί η τάση της τροφοδοσίας στο συλλέκτη, το οποίο σημαίνει ότι αν επιλεγεί τάση μεγαλύτερη των 3.4V, ο ενισχυτής μπορεί να φτάσει έως και 6.8V τάση συλλέκτη εκπομπού, τιμή η οποία ξεπερνά την εγγυημένη μέγιστη τιμή τάσης από το εγχειρίδιο της τεχνολογίας.

Επομένως διαλέγουμε μια τυπική τιμή τροφοδοσίας :

$$\boxed{V_{DD} \approx 3.3V}$$

5.3 Υπολογισμός συχνότητας αποκοπής f_t

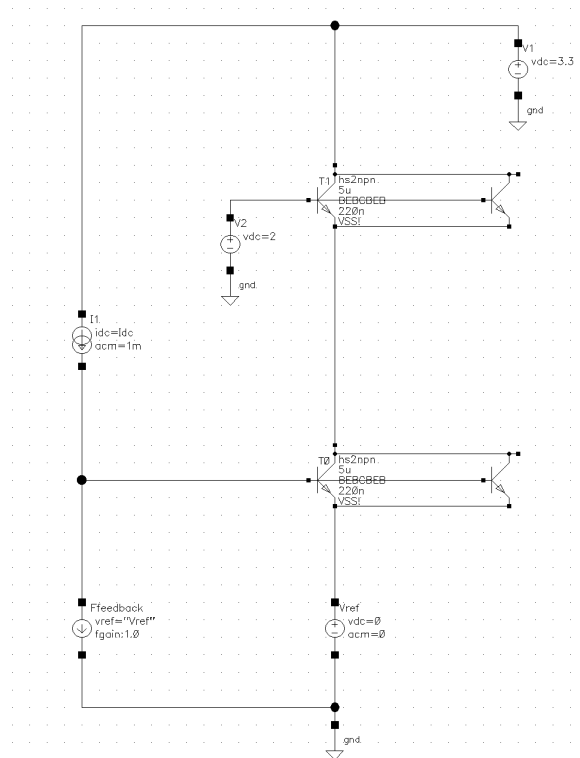
Για τον υπολογισμό της συχνότητας αποκοπής οι κατασκευαστές απλοποιούν αρκετά το μοντέλο του τρανζίστορ κάνοντάς την έτσι αναξιόπιστη για την οριοθέτηση μέγιστης συχνότητας λειτουργίας του τρανζίστορ. Μια κοντινότερη συχνότητα σε αυτή της μέγιστης συχνότητας λειτουργίας του τρανζίστορ είναι η f_{max} , η οποία υποδεικνύει τη συχνότητα στην οποία το κέρδος ισχύος γίνεται ίσο με τη μονάδα.

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r_{bb} C_\pi}} \quad (5.6)$$

Κατά τη διαδικασία υπολογισμού της f_{max} λαμβάνονται υπ' όψιν περισσότερα παρασιτικά στοιχεία του τρανζίστορ, οδηγώντας έτσι σε ένα πιο ρεαλιστικό αποτέλεσμα από αυτό της συχνότητας μετάβασης (f_t). Επειδή όμως στα εγχειρίδια αναφέρεται σπάνια η f_{max} ως χαρακτηριστική μέτρηση ενός τρανζίστορ, ένας εμπειρικός κανόνας είναι να επιλέγεται τρανζίστορ για συχνότητα λειτουργίας μικρότερη από $f_t/6$, προκειμένου το τρανζίστορ να λειτουργεί με αρκετά μεγάλο κέρδος και χαμηλό θόρυβο.

Στην εικόνα 5.4 παρουσιάζεται η διάταξη προσδιορισμού της συχνότητας f_t του ενισχυτή cascode. Συγκεκριμένα, τοποθετείται πηγή ρεύματος I_1 με την παράμετρο I_{dc} , προκειμένου να καθοριστεί το ρεύμα του συλλέκτη. Η πηγή V_{sense} χρησιμοποιείται μόνο για τη μέτρηση του ρεύματος εκπομπού. Δε συνεισφέρει αλλιώς στο κύκλωμα. Η πηγή $F_{feedback}$ είναι πηγή ρεύματος εξαρτημένη από το ρεύμα της εκπομπού της πηγής V_{sense} με κέρδος 1. Συνεπώς, η λειτουργία του feedback εξηγείται αρκετά απλά και προκύπτει:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)} \quad (5.7)$$



Σχήμα 5.4: Σχηματικό για τον προσδιορισμό της συχνότητας f_t συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη I_c της κασκοδικής τοπολογίας.

Χρησιμοποιείται απλή ac προσομοίωση με sweep στη συχνότητα. Η f_T υπολογίζεται ως η συχνότητα στην οποία το ρεύμα συλλέκτη και βάσης γίνονται ίσα. Συγκεκριμένα, μετριέται το κέρδος ρεύματος σε dB20 του ρεύματος συλλέκτη δια το ρεύμα βάσης, ενώ χρησιμοποιείται η συνάρτηση `cross()` για να βρεθεί η συχνότητα στην οποία το κέρδος διαβαίνει τα 0dB. Στη συνέχεια, γίνεται παραμετρικό sweep για το ρεύμα πόλωσης.

Στον άξονα-x το $J_{\text{collector}}$ είναι η πυκνότητα ρεύματος στο συλλέκτη:

$$J_{\text{collector}} = \frac{I_c}{A_{\text{eff}}} \quad (5.8)$$

Όπου και είναι το ρεύμα συλλέκτη και η ενεργός επιφάνεια συλλέκτη αντίστοιχα.

Για παράδειγμα, η συσκευή που χρησιμοποιήθηκε για αυτές τις προσομοιώσεις έχει pin layout τύπου BEBCBEB (διπλού εκπομπού), ενώ χρησιμοποιούνται 6 τέτοιες συσκευές παράλληλα, με διαστάσεις μάσκας εκπομπού $6.6\mu\text{m} \times 0.22\mu\text{m}$ η κάθε μια. Το σφάλμα της μάσκας είναι σύμφωνα με το datasheet $0.09\mu\text{m}$, οπότε προκύπτει ότι:

$$A_{\text{eff}} = 2 \times (5 - 0.09) \times (0.22 - 0.09) \mu\text{m}^2 = 1.2766 \mu\text{m}^2 \quad (5.9)$$

Για τις προσομοιώσεις στο Cadence ορίστηκε η παρακάτω εξίσωση στην αριθμομηχανή (calculator) του ADE L, η οποία υπολογίζεται κατάλληλα σε κάθε μεταβολή της τιμής του ρεύματος (από 1-21mA) :

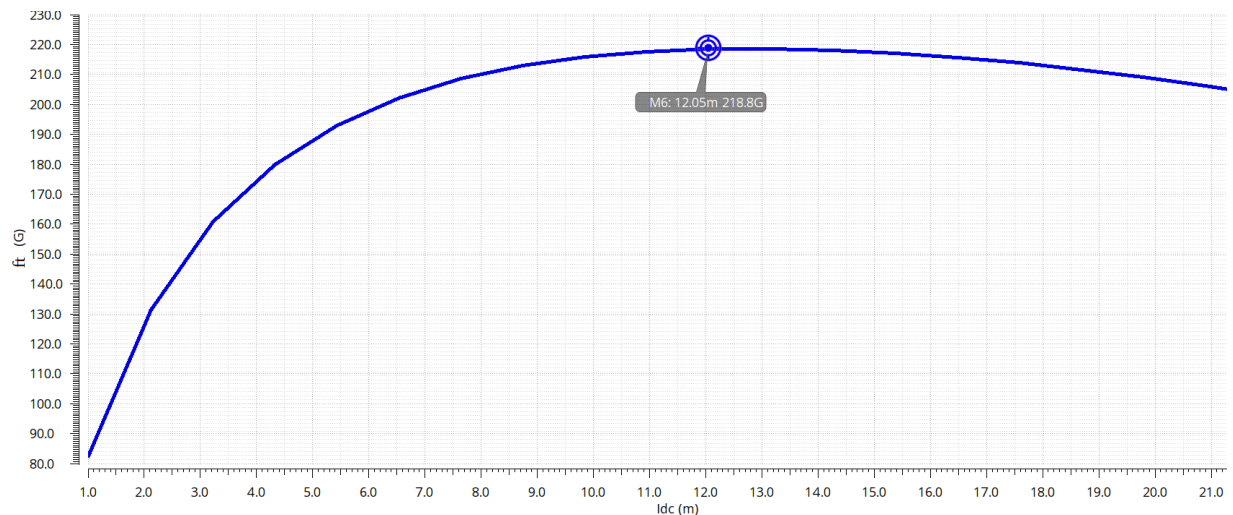
$$f_T = \text{cross}(\text{dB20}(\text{IF}(\text{"/T1/C"/})/\text{IF}(\text{"/T0/B1"/}))) \quad (5.10)$$

Για την εκτίμηση του χρησιμοποιείται η παράμετρος με την οποία γίνεται το sweep,

$$I_c = 12.05 \text{mA}$$

Επομένως, η ζητούμενη πυκνότητα ρεύματος θα είναι :

$$J_{\text{collector}} = \frac{12.05 \text{mA}}{1.2766 \mu\text{m}^2} = 9.44 \frac{\text{mA}}{\mu\text{m}^2} \quad (5.11)$$



Σχήμα 5.5: Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη I_c .

5.4 Γραμμή μεταφοράς μεταξύ των τρανζίστορ του cascode

Το επόμενο βήμα μετά την εύρεση του ρεύματος, στο οποίο επιτυγχάνεται μέγιστη τιμή f_T , $I_C = 12.05\text{mA}$, είναι η μελέτη της συμπεριφοράς του διαμορφωμένου μέχρι στιγμής απλού κασκοδικού ενισχυτή με τις επιλογές που έχουν γίνει. Από την θεωρία είναι γνωστό ότι το συνολικό κέρδος τάσης ανοιχτού κυκλώματος ενός απλού κασκοδικού ενισχυτή ισούται με :

$$G = -\beta(1 + g_{m2}r_{o2}) \quad (5.12)$$

Εξετάζοντας το ίδιο κύκλωμα (σε ανοιχτοκύκλωμα) μαζί με την γραμμή μεταφοράς (Z_{TL}), όπως φαίνεται στο σχήμα 5.6 [20], προκύπτουν :

$$\left. \begin{array}{l} \text{Η τάση έως το σημείο 1 : } V_{01} = -\beta * V_{in} \\ \text{επομένως στο σημείο M : } V_M = V_{01} + I_C Z_{TL} \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$\left. \begin{array}{l} \Rightarrow V_M = -\beta * V_{in} + I_C Z_{TL} \\ \text{Για το ρεύμα ισχύει : } I_C = g_{m1} V_{in} + \frac{V_{01}}{r_{o1}} \xrightarrow{V_{01} = -\beta * V_{in}} I_C = V_{in} \left(g_{m1} - \frac{\beta}{r_{o1}} \right) \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_M = -\beta V_{in} + \left(g_{m1} - \frac{\beta}{r_{o1}} \right) Z_{TL} V_{in} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{V_M}{V_{in}} = -\beta + \left(g_{m1} - \frac{\beta}{r_{o1}} \right) Z_{TL} \quad (5.13)$$

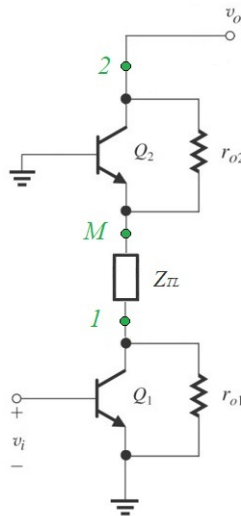
Επίσης δίνεται το κέρδος του σταδίου κοινής βάσης Q_2 :

$$\frac{V_{out}}{V_M} = 1 + g_{m2}r_{o2} \quad (5.14)$$

Επομένως, το συνολικό κέρδος με την γραμμή μεταφοράς ενδιάμεσα στα δύο τρανζίστορς του κασκοδικού διαμορφώνεται ως εξής :

$$G_{new} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{out}}{V_M} \frac{V_M}{V_{in}} \xrightarrow{\text{Σχέση 5.13}} G_{new} = \frac{V_{out}}{V_M} \left[-\beta + \left(g_{m1} - \frac{\beta}{r_{o1}} \right) Z_{TL} \right] \xrightarrow{\text{Σχέση 5.14}}$$

$$\Rightarrow G_{new} = \left[-\beta + \left(g_{m1} - \frac{\beta}{r_{o1}} \right) Z_{TL} \right] (1 + g_{m2}r_{o2})$$



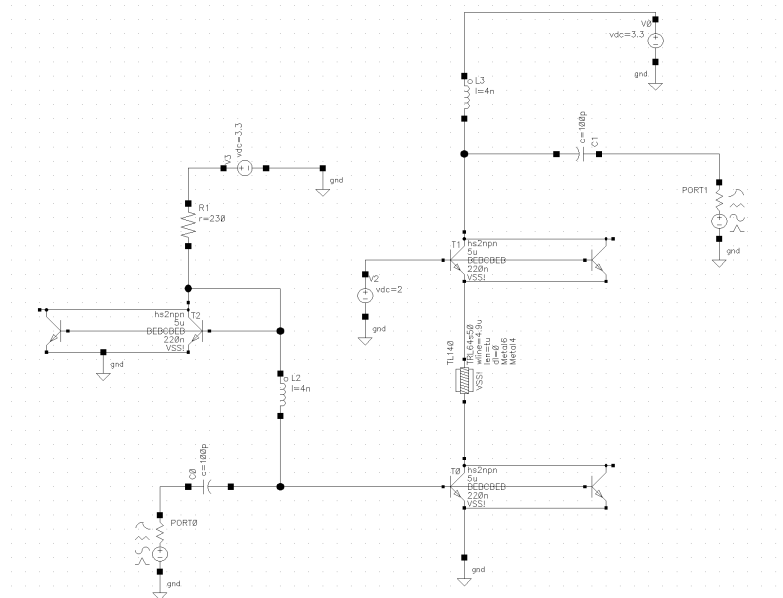
Σχήμα 5.6: Cascode συνδεσμολογία με γραμμή μεταφοράς ανάμεσα στα transistors [20]

Η επαγωγική συμπεριφορά αυτής της επιπλέον γραμμής μεταφοράς έχει επιρροή στη χωρητικότητα C_{o1} μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού στο Q1 σε υψηλές συχνότητες με αποτέλεσμα την αύξηση του κέρδους στη συχνότητα απόκρισης. Για μικρή τιμή επαγωγής, το κέρδος παρουσιάζει μια μικρή πτώση κέρδους στο μεσοδιάστημα. Αυξάνοντας την επαγωγή της γραμμής μεταφοράς αυξάνεται αρχικά και η μέγιστη τιμή του κέρδους.

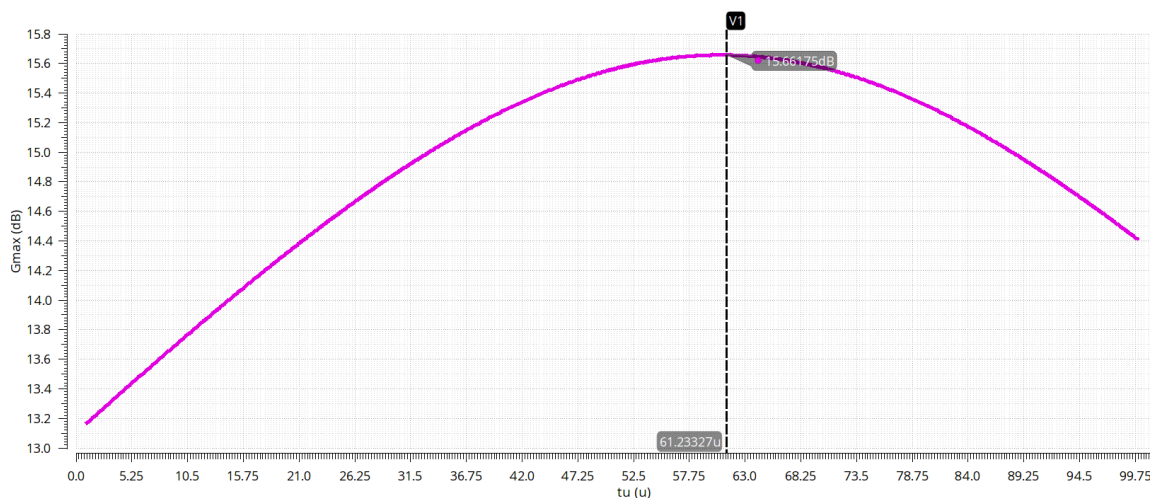
Δεδομένου ότι στοχεύεται ο ενισχυτής να παραγάγει όσο το δυνατόν μεγαλύτερο κέρδος, διαμορφώνουμε το κύκλωμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.7. Στο σχήμα 5.7 παρουσιάζεται ο касοδικός ενισχυτής με τα κατάλληλα διαμορφωμένα τρανζίστορς και τις τροφοδοσίες, που αναφέρθηκαν στα προηγούμενα υποκεφάλαια. Εφαρμόζουμε ανάλυση S παραμέτρων μεταβάλλοντας το μήκος της γραμμής μεταφοράς t_u από $0\mu m$ έως $100\mu m$.

Από το σχήμα 5.8 παρατηρείται ότι για μέγιστο κέρδος, το μήκος της γραμμής μεταφοράς μεταξύ των δύο τρανζίστορς της касοδικής συνδεσμολογίας πρέπει να είναι :

$$t_u = 62\mu m$$



Σχήμα 5.7: Cascode συνδεσμολογία με γραμμή μεταφοράς ανάμεσα στα transistors



Σχήμα 5.8: Διάγραμμα μεταβολής του κέρδους ανάλογα με το μήκος της γραμμής μεταφοράς

5.5 Κυκλώματα Πόλωσης

Με βάση τα αποτελέσματα και την ανάλυση των προηγούμενων ενοτήτων, αυτή η ενότητα παρουσιάζει τη μεθοδολογία που ακολουθήθηκε για την κατάλληλη επιλογή δικτύου πόλωσης (bias circuit). Ο σκοπός ενός καλά σχεδιασμένου κυκλώματος πόλωσης dc είναι η σωστή επιλογή ενός σημείου ηρεμίας, το οποίο θα πρέπει να διατηρηθεί σταθερό κατά τις μεταβολές των παραμέτρων των τρανζίστορ και της θερμοκρασίας. Το επιλεγμένο DC κύκλωμα πόλωσης πρέπει να εκθέτει μια σταθερή θερμοκρατική συμπεριφορά.

Σε μικροκυματικές συχνότητες, οι παράμετροι του τρανζίστορ που επηρεάζονται περισσότερο από τη θερμοκρασία είναι το I_{CB0} , h_{FE} και V_{BE} . Το συμβατικό αναστρέφον ρεύμα I_{CB0} διπλασιάζεται σε κάθε αύξηση της θερμοκρασίας κατά 10°C . Ισχύει :

$$I_{CB0,T2} = I_{CB0,T1} 2^{\frac{(T2-T1)}{10}} \quad (5.15)$$

όπου $I_{CB0,T2}$ και $I_{CB0,T1}$ είναι τιμές του I_{CB0} σε θερμοκρασίες $T2$ και $T1$, αντίστοιχα.

Ένα μικροκυματικό τρανζίστορ έχει πιο περίπλοκη ροή αναστροφου ρεύματος, η οποία αποτελείται από δύο συντελεστές :

- το συμβατικό I_{CB0}
- και το επιφανειακό ρεύμα I_s , το οποίο ρέει κατά μήκος του πλέγματος πυριτίου.

Αυτό το συνολικό αναστρέφον ρεύμα αυξάνεται με πολύ αργότερο ρυθμό από ότι το συμβατικό ρεύμα I_{CB0} .

Η τάση βάσης-εκπομπού έχει αρνητικό συντελεστή θερμοκρασίας, ισούται στο περίπου με :

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \approx -2 * 10^{-3} \frac{\text{V}}{^\circ\text{C}} \quad (5.16)$$

Η dc τιμή του κέρδους ρεύματος h_{FE} ορίζεται ως ο λόγος ρεύματων συλλέκτη προς βάση σε σταθερή τιμή V_{CE} . Η dc τιμή h_{FE} φαίνεται να αυξάνεται γραμμικά με τη θερμοκρασία.

$$h_{FE} = \left. \frac{I_C}{I_B} \right|_{V_{CE}=\text{constant}} \quad (5.17)$$

Με σκοπό να βρεθεί η αλλαγή του ρεύματος στο συλλέκτη ως συνάρτηση της θερμοκρασίας σε dc κυκλώματα πόλωσης, κρίνεται αναγκαία η αναφορά στην έγκυρη έκφραση του ρεύματος του συλλέκτη σε κάθε θερμοκρασία [21]. Παρατηρώντας ότι οι παράμετροι που είναι ευαίσθητες στη θερμοκρασία είναι οι I_{CB0} , h_{FE} και V_{BE} , έχουμε :

$$\Delta I_C = S_I \Delta I_{CB0} + S_{h_{FE}} \Delta h_{FE} + S_{V_{BE}} \Delta V_{BE} \quad (5.18)$$

με τις παραμέτρους ευστάθειας να ορίζονται ως εξής:

$$S_I = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} \right|_{\Delta V_{BE}, \Delta h_{FE}=0} \quad (5.19)$$

$$S_{h_{FE}} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta h_{FE}} \right|_{\Delta I_{CB0}, \Delta V_{BE}=0} \quad (5.20)$$

$$S_{V_{BE}} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \right|_{\Delta I_{CB0}, \Delta h_{FE}=0} \quad (5.21)$$

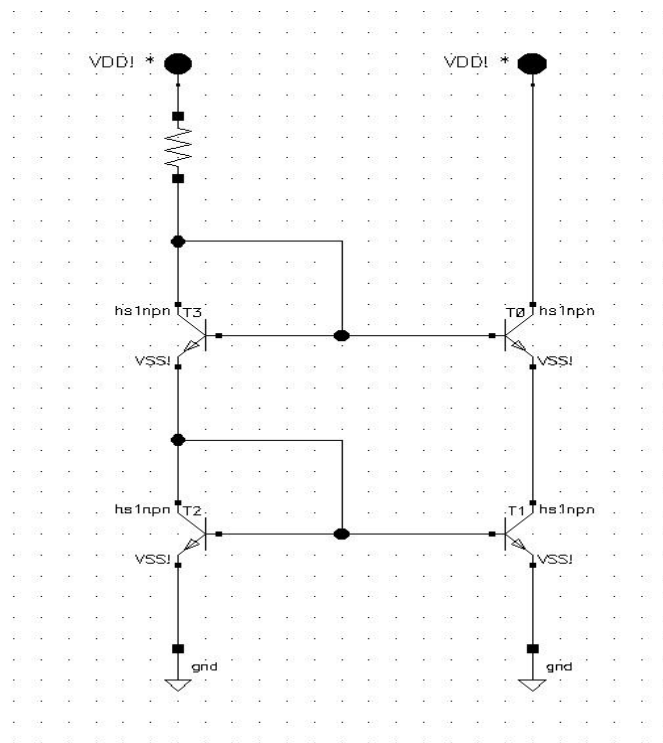
Σε διαδικασία σχεδιασμού, η μέγιστη μεταβολή του I_c σε ένα εύρος θερμοκρασιών μπορεί να επιλεγεί και με χρήση της 5.18 να βρεθούν οι παράγοντες ευστάθειας. Επομένως, οι παράγοντες ευστάθειας μαζί με τη θέση του σημείου Q θα διαμορφώσουν τις τιμές των αντιστάσεων στο κύκλωμα πόλωσης.

Αξίζει να σημειωθεί ότι σε μικροκυματικές συχνότητες, όπως αυτές που μας ενδιαφέρουν, ένας πυκνωτής σε παραλληλία με την αντίσταση εκπομπού μπορεί να επιφέρει ταλαντώσεις δημιουργώντας ασταθή θύρα εισόδου σε κάποιες συχνότητες. Επιπροσθέτως, μια αντίσταση εκπομπού υποβιβάζει την παρουσία θορύβου σε έναν ενισχυτή. Συνεπώς, στη πλειονότητα των μικροκυματικών ενισχυτών, ειδικά στο εύρος των gigahertz συχνοτήτων, ο εκπομπός του τρανζίστορ είναι γειωμένος.

Πρωταρχική σκέψη για την πόλωση της κασκοδικής συνδεσμολογίας του ενισχυτή μας ήταν η δημιουργία κυκλώματος κασκοδικού καθρέπτη ρεύματος, όπως παρουσιάζεται στην εικόνα 5.9. Το τρανζίστορ T0 ενεργεί ως τμήμα κοινής βάσης της κασκοδικής συνδεσμολογίας και μεταφέρει το ρεύμα συλλέκτη του T1 στην έξοδο εμφανίζοντας ταυτόχρονα υψηλή αντίσταση εξόδου. Το διοδικά συνδεδεμένο τρανζίστορ T3 προκαλεί μια μετατόπιση του επιπέδου τάσης και πολώνει τη βάση του T0, έτσι ώστε το T1 να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή ορθής λειτουργίας με $V_{CE1} \approx V_{CE3} = V_{BE3(on)}$.

Σχεδόν όλο το ρεύμα μικρού σήματος που εισέρχεται στο συλλέκτη του T0, εξέρχεται από τη βάση του, επειδή η αντίσταση μικρού σήματος του εκπομπού του T0 είναι πολύ μεγαλύτερη από εκείνη που συνδέεται στη βάση του. Στον υπολογισμό αυτό δεν λαμβάνεται υπόψη η επίδραση του απλού καθρέπτη ρεύματος που σχηματίζουν τα T2 και T1.

Στο πραγματικό τρανζίστορ των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μόνο ένα μικρό ποσοστό του ρεύματος βάσης προέρχεται από επανασύνδεση στη βάση. Αν αυξηθεί η αντίσταση μεταξύ της βάσης του T1 και της γείωσης και όλες οι άλλες παράμετροι μείνουν σταθερές, η τοπική ανάδραση λόγω της $r_{\mu 1}$ θα επιδράσει σημαντικά στην τάση βάσης-εκπομπού του T1 και θα μειώσει την αντίσταση εξόδου. Στην οριακή περίπτωση, όπου η αντίσταση του T1 μεταξύ της βάσης και της γείωσης γίνει άπειρη, το T1 συμπεριφέρεται σα να ήταν διοδικά συνδεδεμένο.



Σχήμα 5.9: Κασκοδικός καθρέπτης ρεύματος

Μελετώντας τη συμπεριφορά του κασκοδικού καθρέπτη ρεύματος διαπιστώνεται ότι η ελάχιστη τάση εξόδου του είναι υψηλότερη από την αντίστοιχη τάση του απλού καθρέπτη

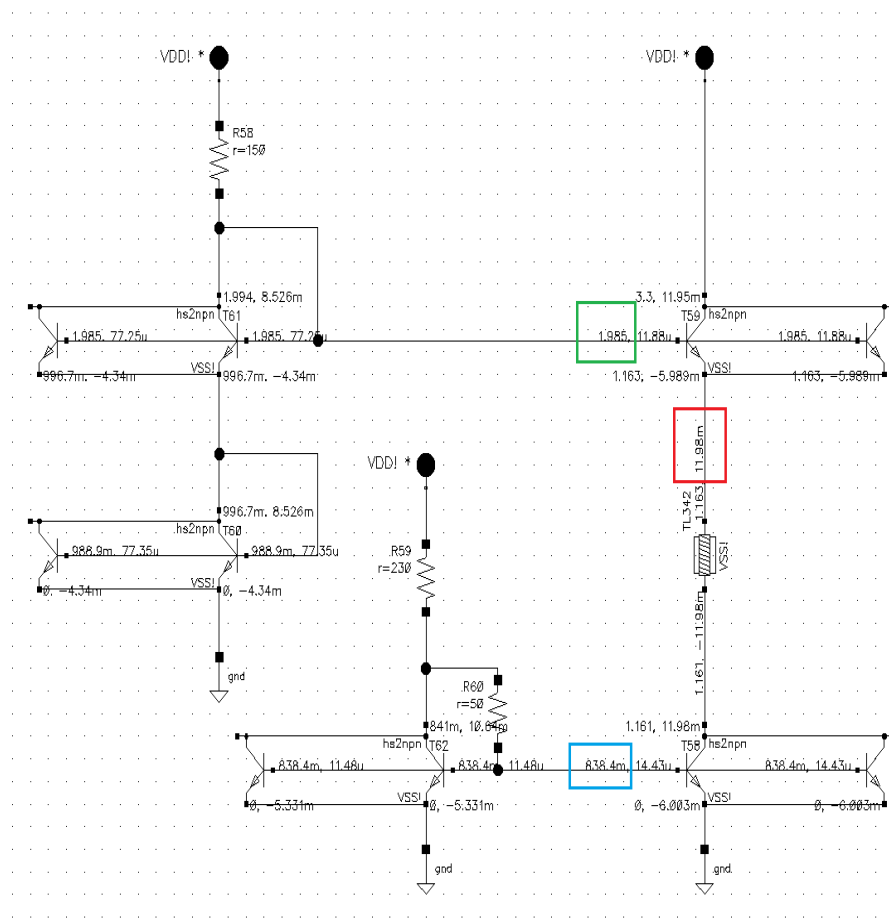
κατά την πτώση τάσης μίας διόδου. Αυτή η αύξηση θέτει έναν σημαντικό περιορισμό ως προς την ελάχιστη τάση τροφοδοσίας στην περίπτωση που ο καθρέπτης ρεύματος χρησιμοποιείται ως ενεργό φορτίο σε έναν ενισχυτή. Ένας επιπλέον βασικός περιορισμός του κασκοδικού καθρέπτη ρεύματος είναι το μεγαλύτερο συστηματικό σφάλμα κέρδους λόγω πεπερασμένου β_f που εμφανίζεται σε σχέση με τον απλό καθρέπτη ρεύματος. Τελευταία μια πολύ σημαντική παρατήρηση σχετικά με αυτή τη συνδεσμολογία είναι ότι πιθανόν να υπάρξει ανατροφοδότηση (feedback) μέσω του κασκοδικού καθρέπτη από το στάδιο κοινής βάσης στον κοινό εκπομπού.

Επιλέχθηκε, επομένως, η σχεδίαση δύο διαφορετικών κυκλωμάτων πόλωσης :

- ένα για την πόλωση στη βάση του τρανζίστορ κοινού εκπομπού, η οποία πρέπει να τροφοδοτείται με τάση μεγαλύτερη των $0.73V$ λόγω της V_{BEmin} .
- και ένα για την πόλωση στη βάση του τρανζίστορ κοινής βάσης. Η τάση θέλουμε να είναι $2V$, όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενα υποκεφάλαια.

Συνεπώς, υλοποιήθηκαν δύο καθρέπτες ρεύματος, ένας για τροφοδοσία στις βάσεις του common emitter και ένας για τροφοδοσία στις βάσεις του common base. Δυστυχώς με τον τρόπο αυτό αυξάνεται η τιμή της κατανάλωσης ισχύος, μιας και χρησιμοποιούνται διπλάσιοι κλάδοι για τροφοδοσία σε κάθε στάδιο.

Τα δύο dc κυκλώματα πόλωσης με γειωμένους εκπομπούς που χρησιμοποιήθηκαν στην κασκοδική συνδεσμολογία του ενισχυτή για μικροκυματικές συχνότητες παρουσιάζονται στην εικόνα 5.10.



Σχήμα 5.10: Σημεία λειτουργίας DC του κυκλώματος πόλωσης

Αρχικά, διαμορφώνουμε τον καθρέπτη ρεύματος του κοινού εκπομπού ρυθμίζοντας κατάλληλα την τιμή της αντίστασης και του μεγέθους του τρανζίστορ για την επίτευξη του ρεύματος $I_c = 12.05mA$, όπως υπολογίστηκε στο κεφάλαιο 5.3, για την επίτευξη μέγιστου f_T . Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της dc ανάλυσης που εμφανίζονται στο σχήμα 5.10, είναι εμφανές ότι μέσω αυτής της διάταξης ικανοποιήθηκαν και οι τρεις προδιαγραφές.

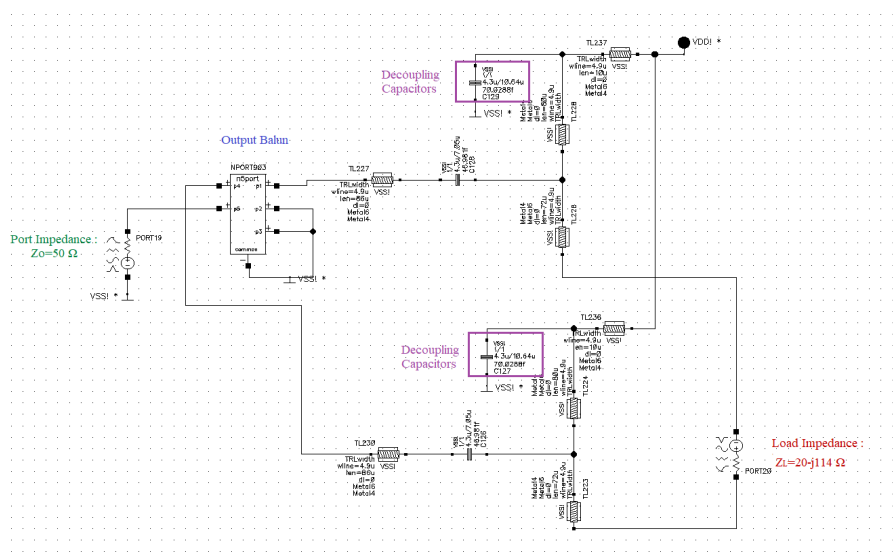
5.6 Σχεδίαση κυκλώματος εξόδου

Η σχεδίαση του ενισχυτή ξεκινά αφαιρετικά. Συγκεκριμένα διασπάμε νοπτικά τον θεωρητικό μέχρι στιγμής τρισταδιακό ενισχυτή στα επιμέρους στάδιά του αρχίζοντας από το στάδιο εξόδου.

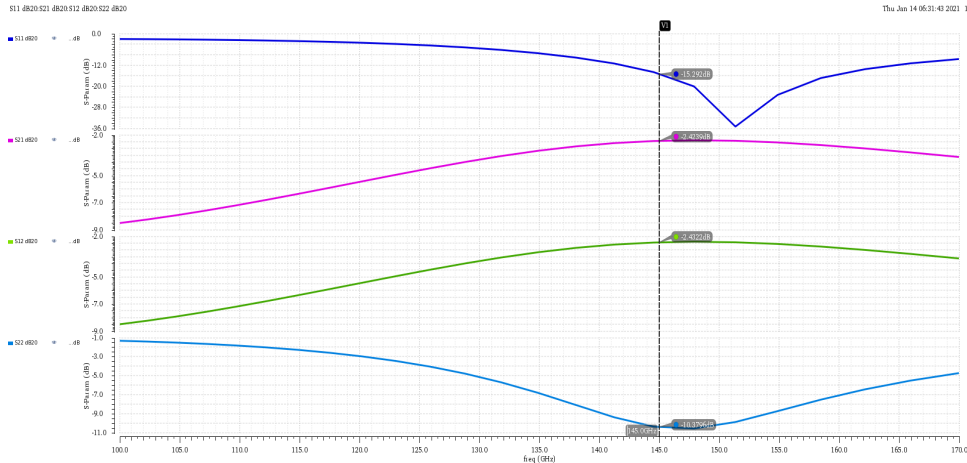
Από την ανάλυση των προηγούμενων κεφαλαίων έχουν αποκτηθεί όλες οι απαραίτητες πληροφορίες για την σχεδίαση ενός διαφορικού cascode ενισχυτή. Έχουμε ήδη προσδιορίσει στο υποκεφάλαιο 5.2 τη μέγιστη επιτρεπόμενη ταλάντωση τάσης για τη δεδομένη τεχνολογία, καθώς και τα κυκλώματα πόλωσης που θα χρησιμοποιηθούν για να επιτευχθούν οι επιθυμητές τιμές πόλωσης των βάσεων της cascode συνδεσμολογίας και το ρεύμα που διαρρέει το συλλέκτη $I_c = 12.05mA$. Επομένως τη δεδομένη στιγμή χρειάζεται να καθοριστεί η μορφολογία των κυκλωμάτων matching (αντιστοίχισης) εισόδου και εξόδου με τις αντίστοιχες θύρες τους.

Με βάση τη θεωρία για την επίτευξη μέγιστου κέρδους 2.5 υπολογίζεται η τιμή της σύνθετης αντίστασης εξόδου Z_L , που "κοιτάει" προς τον συλλέκτη της cascode συνδεσμολογίας μονού ακροδέκτη με αντίσταση 50Ω στις θύρες. Για να γίνει πιο κατανοητό, στο σχηματικό που παρουσιάζεται στην εικόνα 5.7, εφαρμόστηκαν οι εξισώσεις του κεφαλαίου 2.5 και συγκρίθηκαν με τις τιμές ZM1 και ZM2, που υπολογίζονται αυτόματα από την προσομοίωση των S παραμέτρων. Επιλέγοντας τον αρνητικό συντελεστή ανάκλασης Γ_L βρέθηκε η τιμή $Z_L = 10,45 + 57.1j$. Η τιμή αυτή προσαρμόστηκε κατάλληλα για να χρησιμοποιηθεί ως εμπέδηση στη νέα θύρα, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.11. Συγκεκριμένα, πάρθηκε η συζυγής τιμή της, διότι πλέον αποτελεί μέρος της θύρας, και επιπλέον διπλασιάστηκε για τη διαφορική συνδεσμολογία. Άρα :

$$Z_{L_{NEW}} = 20 - 114j$$



Σχήμα 5.11: Κύκλωμα εξόδου μαζί με balun εξόδου

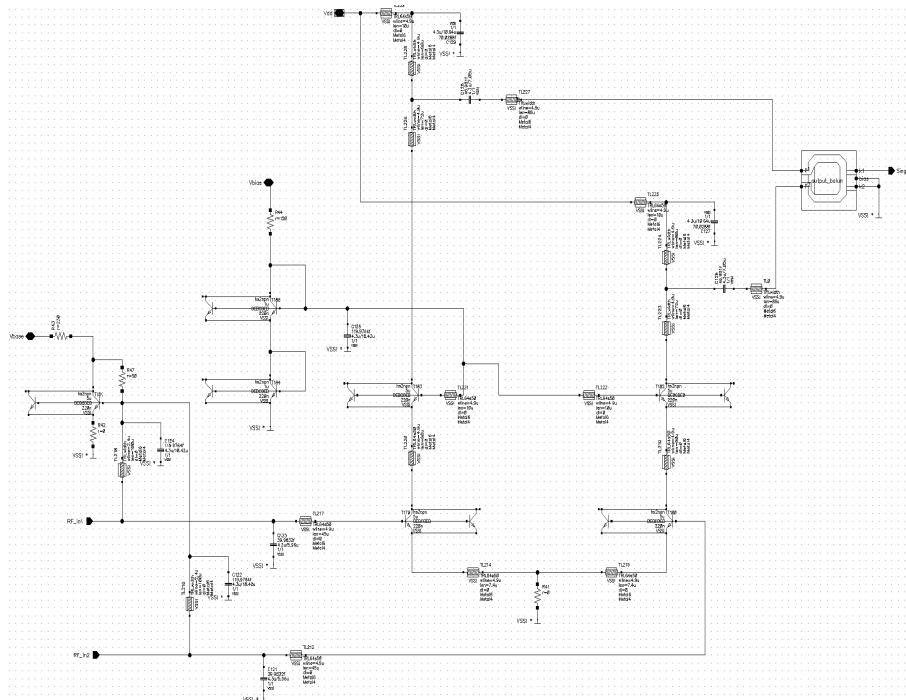


Σχήμα 5.12: Οι S παράμετροι που προέκυψαν από το σχηματικό 5.11

Όπως φαίνεται στην εικόνα, κατά τη σχεδίαση του matching κυκλώματος εξόδου χρησιμοποιήθηκαν decoupling πυκνωτές στις συνδέσεις κοντά στην τροφοδοσία. Είναι ζωτικής σημασίας για το κύκλωμα και δεν επηρεάζουν πολύ το matching. Η τιμή τους έπρεπε να είναι αρκετή, ώστε το SRF σημείο τους να είναι κάτω από 100 GHz. Σημασία για τον decoupling πυκνωτή έχει η εμπέδηση προς την γείωση να είναι πολύ χαμηλή, και όχι να δουλεύει απαραίτητα ο πυκνωτής κάτω από την SRF.

Από τις γραφικές των S παραμέτρων και συγκεκριμένα από την S22 διαπιστώνεται ότι επιτεύχθηκε σωστά το matching εξόδου στα 145GHz.

Παρακάτω παρουσιάζεται η εικόνα του τελικού τρίτου σταδίου με το balun εξόδου, στην οποία αξίζει να παρατηρηθεί ότι τοποθετήθηκαν μικρές γραμμές μεταφοράς με επαγωγικό χαρακτήρα μεταξύ εκπομπών και γης για να βελτιωθεί η ευστάθεια. Σε διαφορετική περίπτωση, η αντίσταση εισόδου μπορεί να γίνει αρνητική για ένα στάδιο επαγωγικής φόρτωσης CS / CE. Βελτιώνεται επίσης η γραμμικότητα.



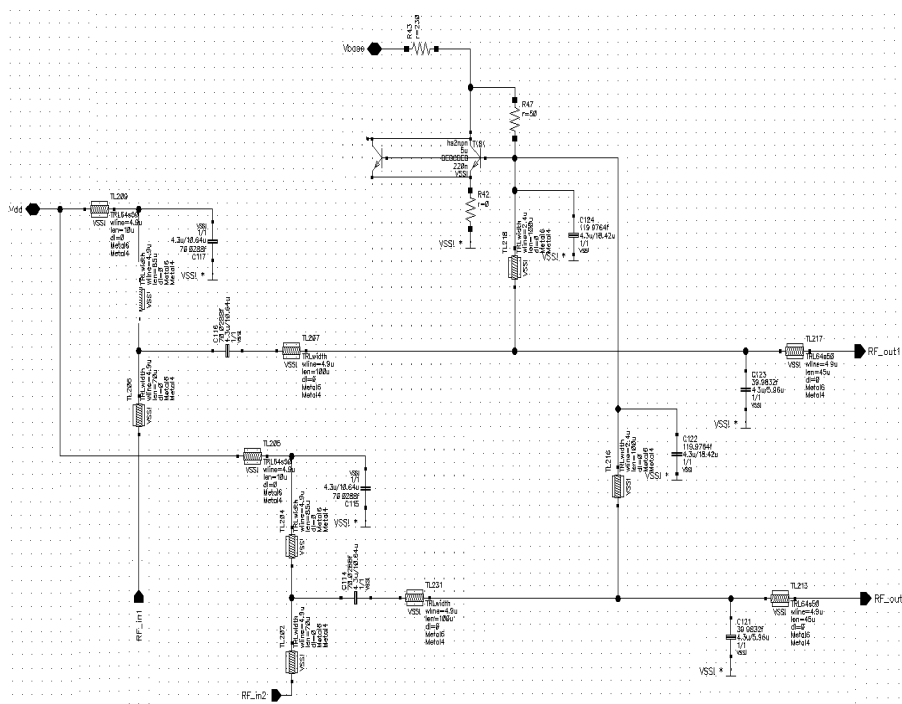
Σχήμα 5.13: Το τελικό κύκλωμα του 3^{ου} σταδίου με το balun εξόδου

Μετά την ολοκλήρωση του δικτύου αντιστοίχισης εξόδου, σχεδιάζουμε ένα κυκλώμα εισόδου σε μορφή L, όπως φαίνεται στην εικόνα 5.13, σαν να είχαμε μονοσταδιακό ενισχυτή. Αρχικά οι τιμές του L-matching κυκλώματος προέκυψαν με αντίστοιχη διαδικασία με αυτή του κυκλώματος εξόδου, δηλαδή Conjugate Matching (κεφάλαιο 2.5). Ωστόσο εξαιτίας του ότι η είσοδος του τρίτου σταδίου αποτελεί μέρος των ενδιάμεσων κυκλωμάτων μεταξύ των σταδίων και δεν συνδέεται με το balun εισόδου, οι τιμές που υπολογίστηκαν άλλαξαν αρκετά, όπως αναλύεται στην επόμενη παράγραφο, και κατέληξαν σε αυτές της εικόνας 5.13.

5.7 Σχεδίαση ενδιάμεσων κυκλωμάτων

Οι τυπικές προδιαγραφές του ενισχυτή απαιτούν μια καλή αντιστοίχιση εισόδου και εξόδου και ένα συνολικό κέρδος ενισχυτή, που να είναι σταθερό πάνω από τη ζώνη διέλευσης. Αυτές οι προδιαγραφές προσδιορίζουν την αντίσταση και τα χαρακτηριστικά της απόκρισης συχνότητας των δικτύων αντιστοίχισης του ενισχυτή. Οι ενεργές συσκευές θεωρούνται μονομερείς στην αρχή και οι σύνθετες αντιστάσεις αυτών των ενεργών συσκευών διαμορφώνονται σε μορφή lumped στοιχείων, έτσι ώστε να είναι δυνατή η ανεξάρτητη σχεδίαση των δικτύων αντιστοίχισης. Έτσι, κάθε δίκτυο αντιστοίχισης λειτουργεί μεταξύ κατάλληλων σύνθετων αντιστάσεων και πρέπει να εμφανίζει μια επίπεδη απόκριση συχνότητας.

Τα δίκτυα αντιστοίχισης μεταξύ των ενδιάμεσων σταδίων σχεδιάζονται για μεγιστοποίηση της μεταφοράς ισχύος. Η ίδια διαδικασία με πριν επαναλαμβάνεται για κάθε προηγούμενο στάδιο με το V_{swing} να καθορίζεται από το V_{input} για το επόμενο στάδιο, έτσι ώστε να αποφευχθεί η συμπίεση κέρδους. Επομένως σχεδιάστηκαν δυο ολόδια ενδιάμεσα στάδια, όπως φαίνεται στην εικόνα 5.14: ένα που περιλαμβάνει την έξοδο του 1ου σταδίου και την είσοδο του 2ου, και ένα που περιλαμβάνει την έξοδο του 2ου σταδίου και την είσοδο του 3ου.

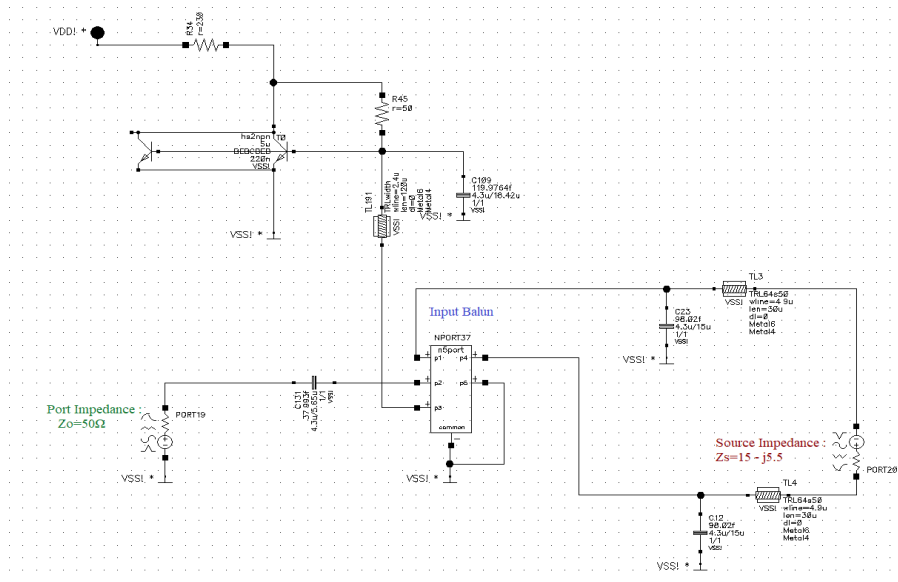


Σχήμα 5.14: Ενδιάμεσο κύκλωμα του ενισχυτή

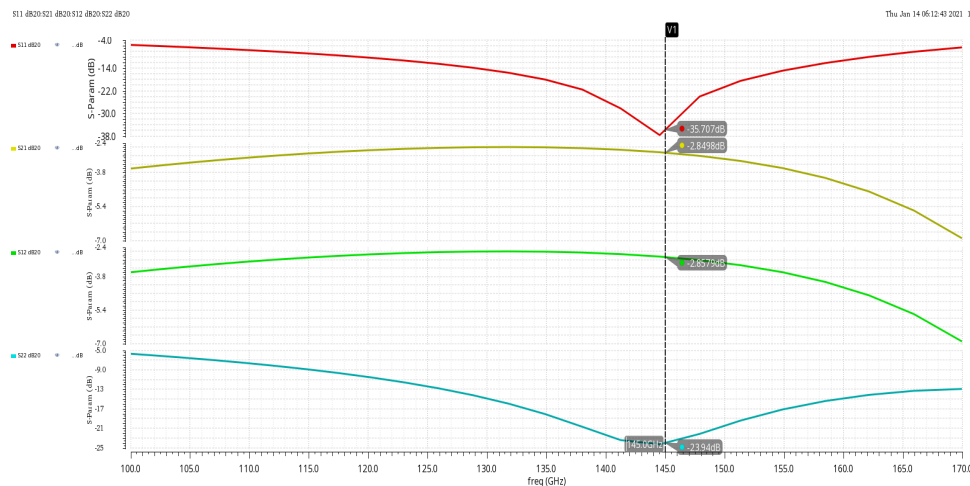
5.8 Σχεδίαση κυκλώματος εισόδου

Ακολουθώντας ακριβώς την ίδια διαδικασία με το κύκλωμα εξόδου, δηλαδή χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις της θεωρίας για την επίτευξη μέγιστου κέρδους 2.5 υπολογίζεται η τιμή της σύνθετης αντίστασης εξόδου Z_S , που "κοιτάει" προς τον συλλέκτη της cascode συνδεσμολογίας μονού ακροδέκτη με αντίσταση 50Ω στις θύρες. Αυτές οι εξισώσεις εφαρμόστηκαν στο σχηματικό 5.7, αφότου είχε επιλεγεί το κύκλωμα matching εισόδου να είναι L-τύπου για να υπολογιστούν οι κατάλληλες τιμές. Επιλέγοντας τον αρνητικό συντελεστή ανάκλασης Γ_S βρέθηκε η τιμή $Z_S = 6.73 + j2.9$. Η τιμή αυτή προσαρμόστηκε κατάλληλα για να χρησιμοποιηθεί ως εμπέδηση στη νέα θύρα, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.15. Συγκεκριμένα πάρθηκε η συζυγής τιμή της, διότι πλέον αποτελεί μέρος της θύρας, και επιπλέον διπλασιάστηκε για την διαφορική συνδεσμολογία. Άρα :

$$Z_{S_{NEW}} = 15 - 5.5j$$



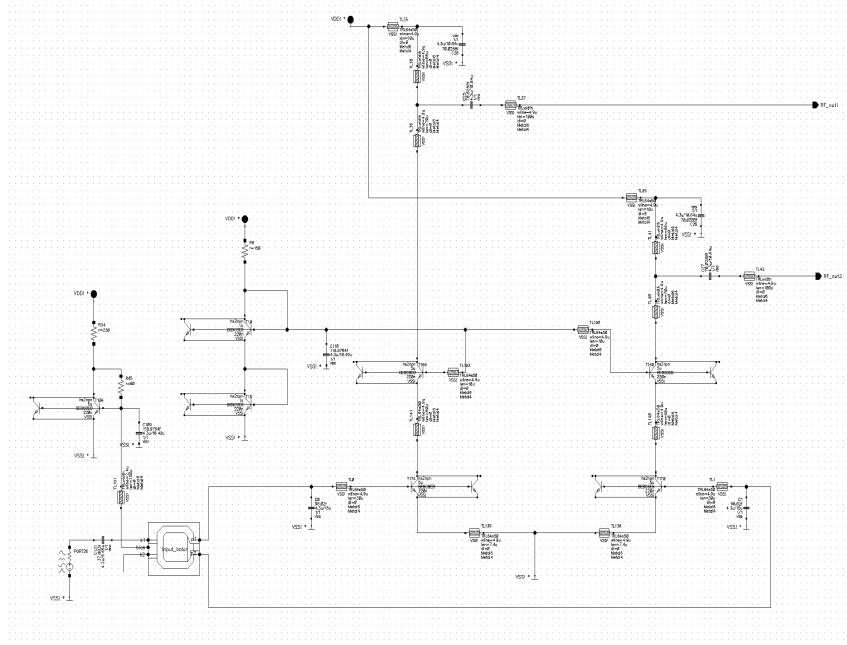
Σχήμα 5.15: Κύκλωμα εισόδου μαζί με balun εισόδου



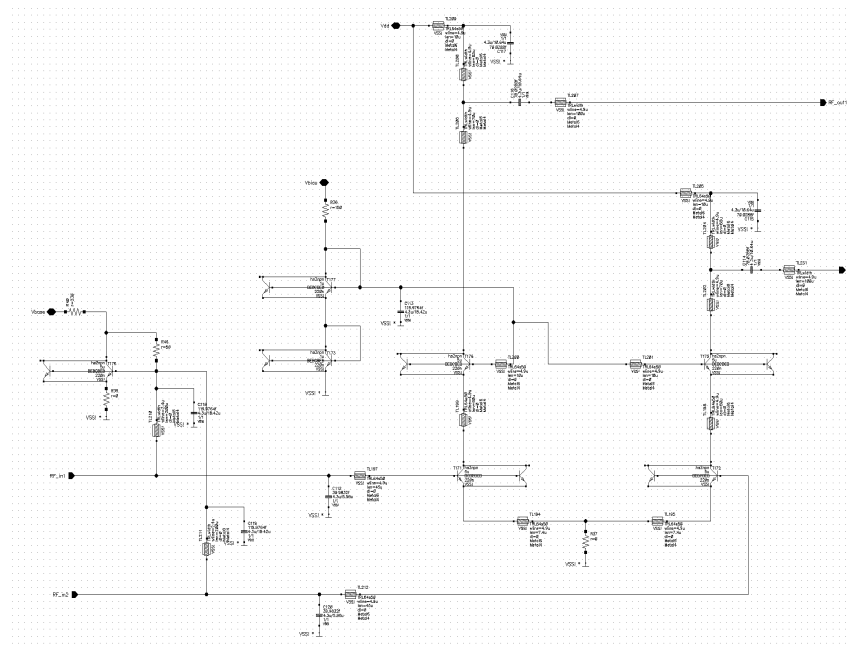
Σχήμα 5.16: Οι S παράμετροι που προέκυψαν από το σχηματικό 5.15

Από το παραπάνω διάγραμμα των S παραμέτρων, και συγκεκριμένα από την S11 είναι εμφανές ότι πραγματοποιήθηκε επιτυχώς το matching εισόδου στα 145GHz.

Παρέχονται επίσης ευκρινώς τα κυκλώματα 1^{ου} και 2^{ου} σταδίου στις εικόνες 5.17 και 5.18 αντίστοιχα. Παρατηρείται ότι και σε αυτά τα κυκλώματα χρησιμοποιήθηκαν decoupling πυκνωτές, καθώς και οι μικρές μικρές γραμμές μεταφοράς με επαγωγικό χαρακτήρα μεταξύ εκπομπών και γης για να βελτιωθεί η ευστάθεια.

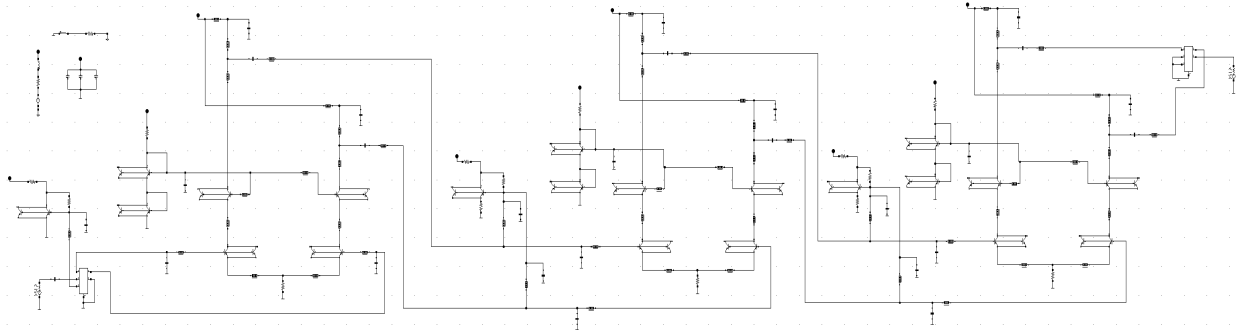


Σχήμα 5.17: Το τελικό κύκλωμα του 1^{ου} σταδίου με το balun εισόδου



Σχήμα 5.18: Το τελικό κύκλωμα του 2^{ου} σταδίου

Τέλος παρουσιάζεται η εικόνα του ολοκληρωμένου ενισχυτή με τα βαλιν του. Βάσει αυτής της διάταξης προέκυψαν οι μετρήσεις που παρουσιάζονται εκτενώς στο επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 5.19: Σχηματικό Ολικού Κυκλώματος

Κεφάλαιο 6 : Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

6 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

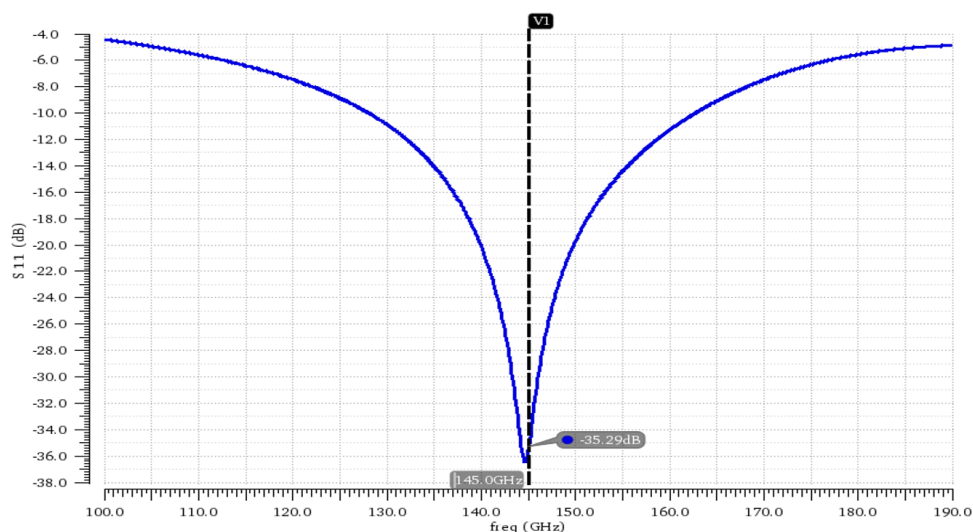
Σε αυτό το Κεφάλαιο θα παρουσιάσουν αναλυτικά οι μέθοδοι και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν στο κύκλωμα του τρισταδιακού διαφορικού ενισχυτή, στη φάση που έχει ολοκληρωθεί η σχεδιάσή του με τα κατάλληλα στοιχεία της βιβλιοθήκης B11HFC και με balun εισόδου και εξόδου σχεδιασμένα σε μορφή layout μέσω του προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM.

6.1 Υπολογισμός S παραμέτρων

Στη διαμόρφωση μιας καθαρής εικόνας για τη λειτουργία του ενισχυτή, σημαντικότερο ρόλο διαδραματίζει η μελέτη των S-Παραμέτρων. Για τη μέτρηση αυτών των παραμέτρων επιλέγεται η ανάλυση Sp, στο SpectreRF του Cadence.

Στο Σχήμα 6.1 παρουσιάζεται η S_{11} παράμετρος η οποία αντιπροσωπεύει πόση ισχύς αντανακλάται από τον ενισχυτή και ως εκ τούτου είναι γνωστή ως συντελεστής ανάκλασης (μερικές φορές επιγράφεται ως Γ ή απώλεια επιστροφής). Η σημαντικότερη πληροφορία που προσφέρει η S_{11} είναι το κατά πόσο ταιριάζει η αντίσταση που "βλέπει" η είσοδος του ενισχυτή στα 145GHz με την αντίσταση της πηγής εισόδου, που έχει οριστεί στα 50Ω. Όσο μεγαλύτερη είναι αυτή η παράμετρος κατά απόλυτη τιμή, τόσο πιο επιτυχημένο είναι το ταίριασμα, γεγονός που ικανοποιείται στον ενισχυτή μας στα 145GHz, αφού :

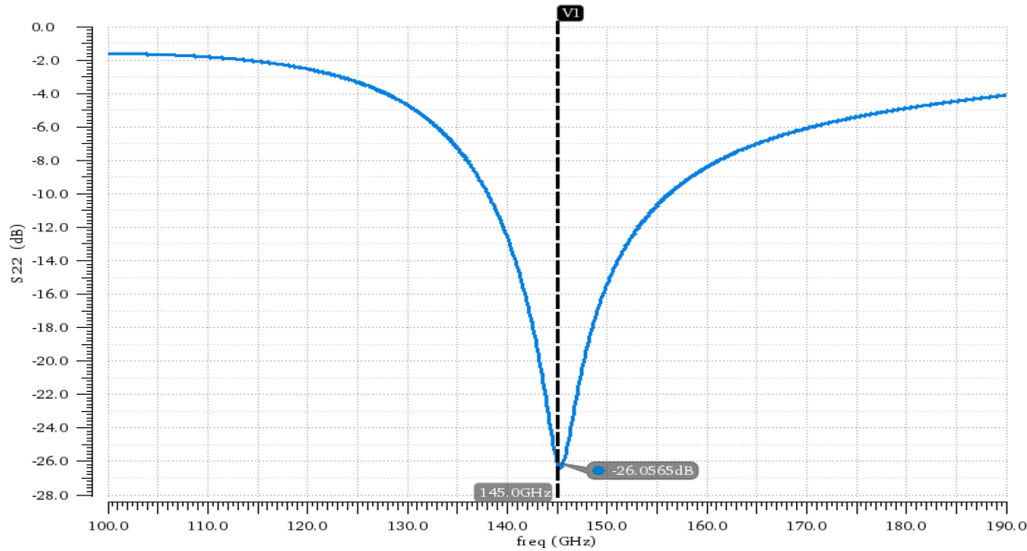
$$S_{11} = -35.3dB$$



Σχήμα 6.1: Η παράμετρος $S_{11}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας

Κατ' αντίστοιχο τρόπο ορίζεται και η παράμετρος S_{22} , η οποία αντιπροσωπεύει τον συντελεστή ανάκλασης της θύρας εξόδου και το κατά πόσο ταιριάζει η εξόδος του κυκλώματος με την αντίσταση θύρας εξόδου 50Ω.

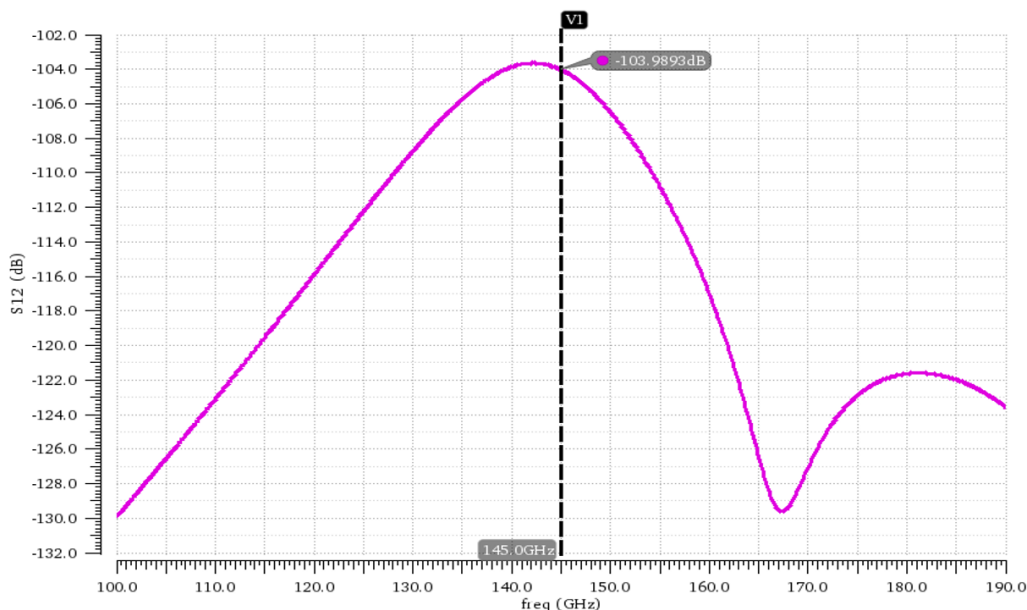
$$S_{22} = -26.06dB$$



Σχήμα 6.2: Η παράμετρος $S_{22}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας

Οι παράμετροι S περιγράφουν τη σχέση εισόδου-εξόδου μεταξύ θυρών (ή τερματικών) σε ένα ηλεκτρικό σύστημα. Έχοντας τοποθετήσει 2 θύρες στον ενισχυτή (Port 1 στην είσοδο και Port 2 στην έξοδο), το S_{12} αντιπροσωπεύει το συντελεστή μετάδοσης σήματος από τη θύρα 2 στη θύρα 1, ονομάζεται και απομόνωση (isolation). Επομένως επιθυμείται η καλύτερη δυνατή απομόνωση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου, άρα μεγάλη τιμή S_{12} , ώστε να μην ανακλάται πίσω μεγάλο ποσοστό του σήματος.

$$S_{12} = -103.99dB$$



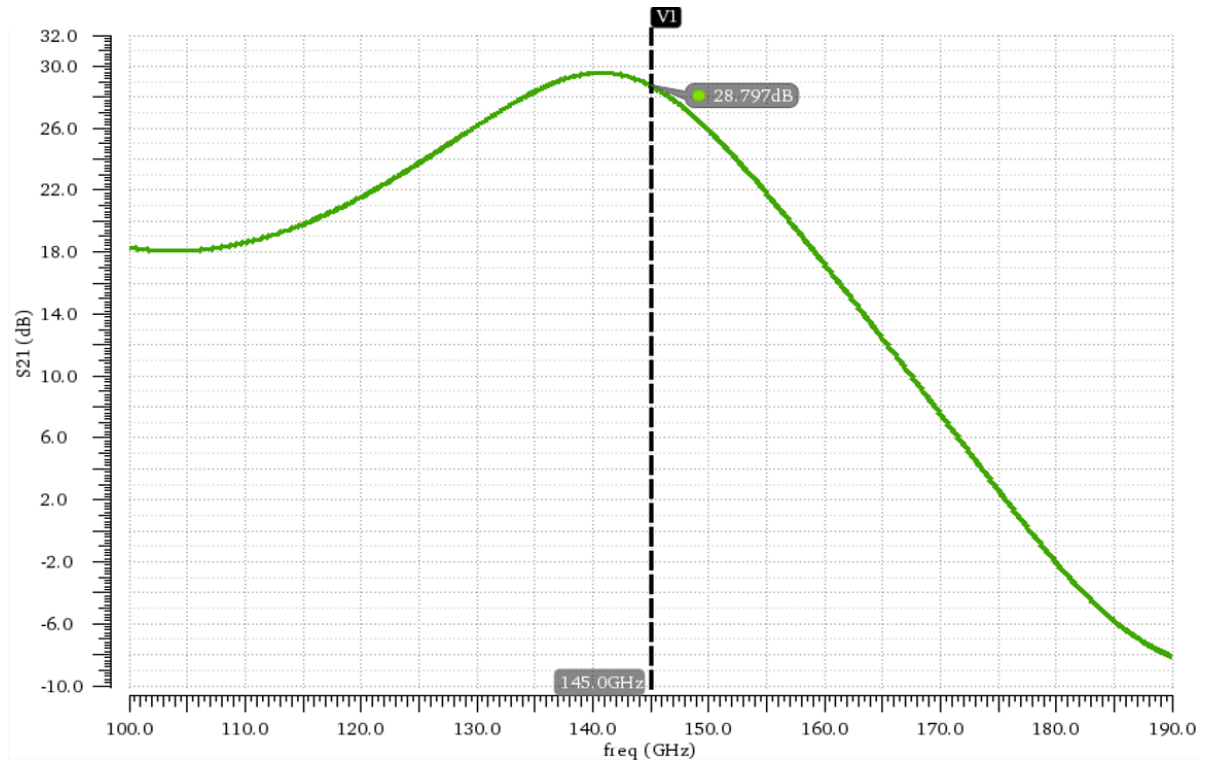
Σχήμα 6.3: Η παράμετρος $S_{12}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας

Κάθε παράμετρος S είναι ένας λόγος, οπότε είναι βασικά μη διαστατικός όρος (χωρίς μονάδα). Ωστόσο, κατά την περιγραφή του μεγέθους της παραμέτρου S , η μονάδα "dB" χρησιμοποιείται συνήθως με έναν κοινό λογάριθμο. Αναλυτική περιγραφή των S παραμέτρων γίνεται στο κεφάλαιο της θεωρίας 2.2.

Η παράμετρος S_{21} δείχνει την ισχύ που μεταφέρεται από τη θύρα 1 στη θύρα 2 (απώλεια εισαγωγής IL). Ειδικά σε κύκλωμα ενισχυτή, η S_{21} αντιπροσωπεύει το κέρδος του. Επομένως, αποτελεί τη σημαντικότερη παράμετρο για τους στόχους που θέσαμε εξαρχής να πετύχει ο ενισχυτής. Παρατηρούμε στο Σχήμα 6.4 ότι μέγιστο κέρδος επιτυγχάνεται στα 141.5GHz και ισούται με 29.5dB, ενώ στη συχνότητα ενδιαφέροντος $f_o = 145GHz$ το κέρδος ισούται με :

$$S_{21} = 28.8dB$$

τιμή αρκετά ικανοποιητική, βάσει των προβλημάτων σχεδιασμού σε μικροκυματικές συχνότητες, και αρκετά κοντά στους στόχους που τέθηκαν.



Σχήμα 6.4: Το κέρδος $S_{21}(dB)$ με επισημασμένη την κεντρική συχνότητα $f_o = 145GHz$

6.2 Εύρος Συχνοτήτων 3dB

Ένας ιδανικός λειτουργικός ενισχυτής έχει απροσδιόριστη απόκριση συχνότητας και μπορεί να ενισχύσει οποιοδήποτε σήμα συχνότητας από DC έως τις υψηλότερες συχνότητες AC, επομένως θεωρείται ότι έχει άπειρο εύρος ζώνης. Με τον πραγματικό ενισχυτή, το εύρος ζώνης περιορίζεται από τον παράγοντα Gain Bandwidth (GB), ο οποίος είναι ίσος με τη συχνότητα, όπου το κέρδος του ενισχυτή γίνεται ένα.

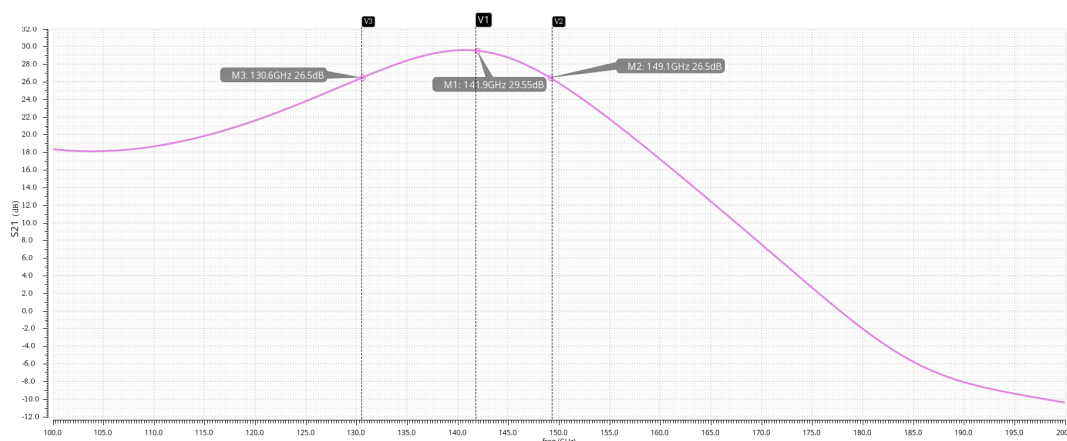
Ως συχνότητα αποκοπής ορίζεται συχνά ως η συχνότητα-σημείο αναφοράς για την οποία η απολαβή του κέρδους S_{21} ισούται με το 0.707 της μέγιστης τιμής της ή με -3 dB. Ο ενισχυτής θέλουμε να επιτρέψει τη διέλευση συχνοτήτων μέσα σε μία συγκεκριμένη περιοχή, η οποία καθορίζεται από δύο συχνότητες αποκοπής, μία χαμηλή ή κάτω συχνότητα αποκοπής f_{low} και μία υψηλή ή πάνω συχνότητα αποκοπής f_{high} και να απορρίπτει όλες τις συχνότητες που είναι εκτός αυτού του διαστήματος. Επομένως η περιοχή μεταξύ των δύο συχνοτήτων αποκοπής αποτελεί τη ζώνη διέλευσης. Το εύρος ζώνης BW (Bandwidth) είναι η διαφορά μεταξύ της ανώτερης και κατώτερης συχνότητας αποκοπής:

$$BW_{3dB} = f_{high} - f_{low}$$

Για να υπολογίσουμε το εύρος ζώνης 3dB του ενισχυτή μας, χρησιμοποιήσαμε ανάλυση S παραμέτρων. Αρχικά, βρίσκουμε μέσω της S_{21} παραμέτρου την μέγιστη τιμή κέρδους, που στη προκειμένη περίπτωση είναι 29.5dB, και στη συνέχεια αφαιρώντας από αυτή την τιμή 3dB, καταγράφουμε τις συχνότητες στις οποίες αντιστοιχούν αυτές οι δυο τιμές κέρδους (εκ δεξιών f_{high} και εξαριστερόν f_{low} του μέγιστου κέρδους). Παρατηρούμε στο Σχήμα 6.5 ότι το εύρος ζώνης 3-dB για τον ενισχυτή είναι 18.5 GHz με το κέρδος να κυμαίνεται από 26.5dB έως 29.5dB στις συχνότητες 130.6-149.1 GHz.

$$BW_{3dB} = f_{high} - f_{low} \implies BW_{3dB} = 149.1\text{GHz} - 130.6\text{GHz}$$

$$BW_{3dB} = 18.5\text{GHz}$$



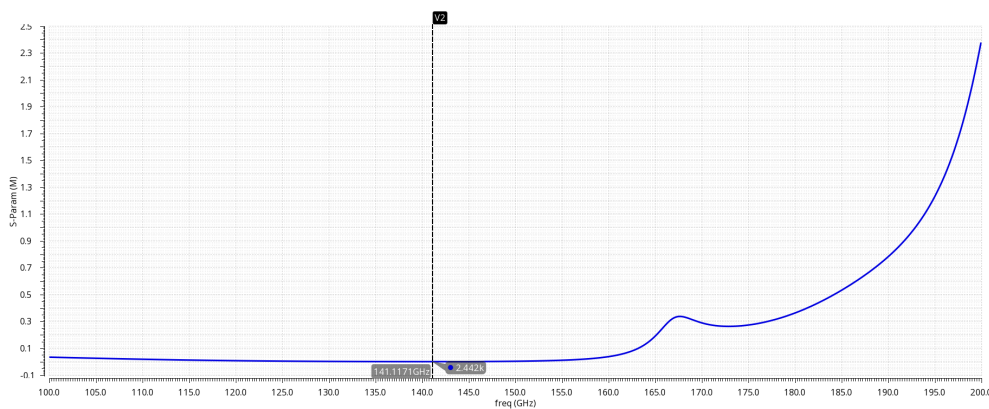
Σχήμα 6.5: Διάγραμμα $S_{21}(dB)$ με επισημασμένα σημεία για εύρος συχνοτήτων 3dB

6.3 Έλεγχος ευστάθειας

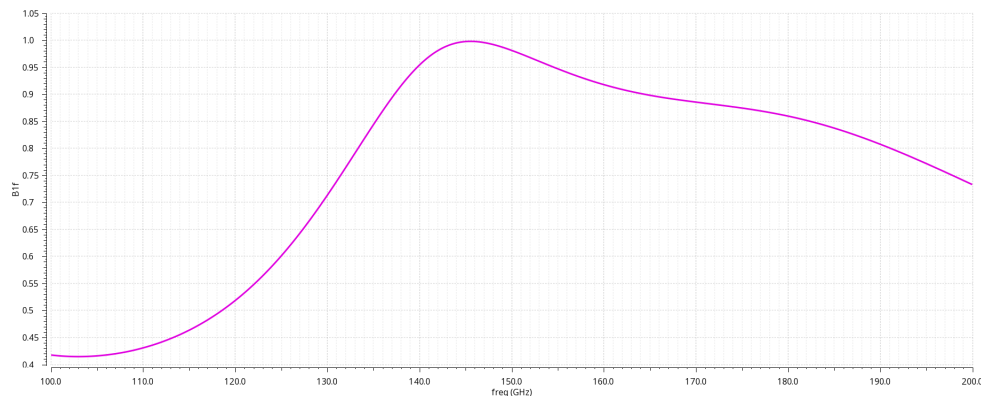
Οι παράμετροι με τις οποίες εξετάζουμε την ευστάθεια ενός κυκλώματος ενισχυτή παρουσιάστηκαν αναλυτικά στο κεφάλαιο 2.3. Οι δυο βασικές μετρικές της ευστάθειας, που δίνονται από την ανάλυση S-παραμέτρων, είναι ο συντελεστής ευστάθειας (k -factor) και βοηθητικός όρος ευστάθειας B_{1f} , όπου σε συνδυασμό με την παράμετρο Δ δίνουν τη δυνατότητα εξαγωγής συμπεράσματος περί ευστάθειας σύμφωνα με τη συνθήκη Rollet. Είναι κατανοητό συνεπώς από τις εξισώσεις 2.28 και 2.30 πως για τον υπολογισμό τους χρησιμοποιήθηκε και εδώ η ανάλυση S-παραμέτρων στην εκτέλεση της προσομοίωσης. Μέσω της sp προσομοίωση του Virtuoso προέκυψαν τα διαγράμματα στα Σχήματα 6.6 και 6.7 εφαρμόζοντας το $hscum$ μοντέλο των τρανζίστορς σε φάσμα συχνοτήτων 100 ~ 200 GHz για θερμοκρασία 65° C. Όπως φαίνεται στα διαγράμματα, ισχύουν πράγματι οι συνθήκες $k_f > 1$ και $B_{1f} > 0$ σε όλες τις συχνότητες. Επίσης, η παράμετρος $|\Delta|$ υπολογίστηκε στο calculator του Virtuoso και προέκυψε μικρότερη της μονάδας. Αξίζει να παρατηρηθεί, ωστόσο ότι η τιμή της παραμέτρου k_f είναι τεράστια :

$$k_{fmin} = 2.44k$$

Η τιμή αυτή όντως δηλώνει ευστάθεια, όμως είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι, για να υπολογιστούν αυτοί οι συντελεστές, λαμβάνονται υπόψιν οι S-παράμετροι που κοιτάζουν στην είσοδο και την έξοδο του τρισταδιακού ενισχυτή, χωρίς να δίνεται πληροφορία για το τι συμβαίνει μεταξύ των σταδίων. Είναι πιθανό να υπάρχει αστάθεια εσωτερικά σε κάποιο στάδιο και να μην είναι φανερή με αυτή τη μέθοδο. Με σκοπό να εξαλειφθεί κάθε υπόνοια αστάθειας, μελετήθηκε ο διαφορικός και ο κοινός τρόπος λειτουργίας σε κάθε στάδιο του ενισχυτή, όπως αναλύεται στις επόμενες δυο υποενότητες.



Σχήμα 6.6: Διάγραμμα του συντελεστή ευστάθειας k του 3-σταδιακού ενισχυτή

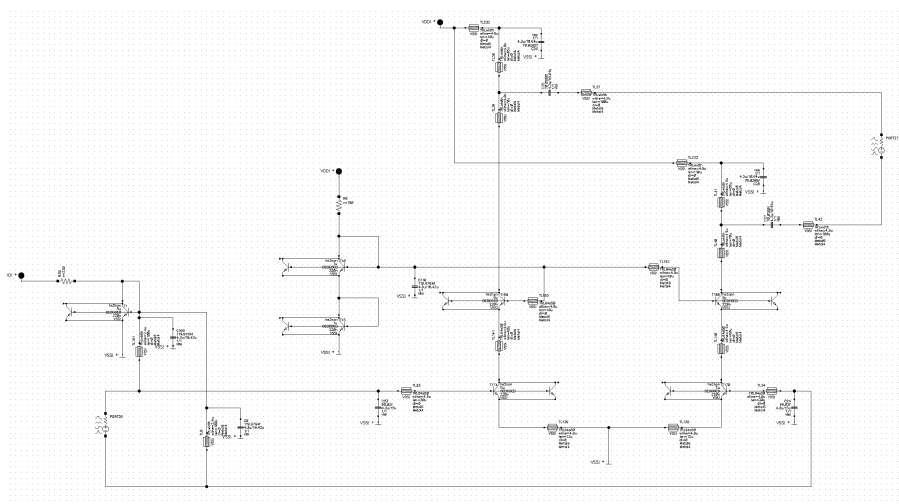


Σχήμα 6.7: Διάγραμμα του συντελεστή ευστάθειας B_{1f} του 3-σταδιακού ενισχυτή

6.3.1 Διαφορικός τρόπος λειτουργίας

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο, για την πληρότητα του ελέγχου της ευστάθειας του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος, θα ήταν φρόνιμο να ελεγχθεί η ικανοποίηση της συνθήκης Rollet κάθε σταδίου ξεχωριστά σε διαφορικό και κοινό τρόπο λειτουργίας.

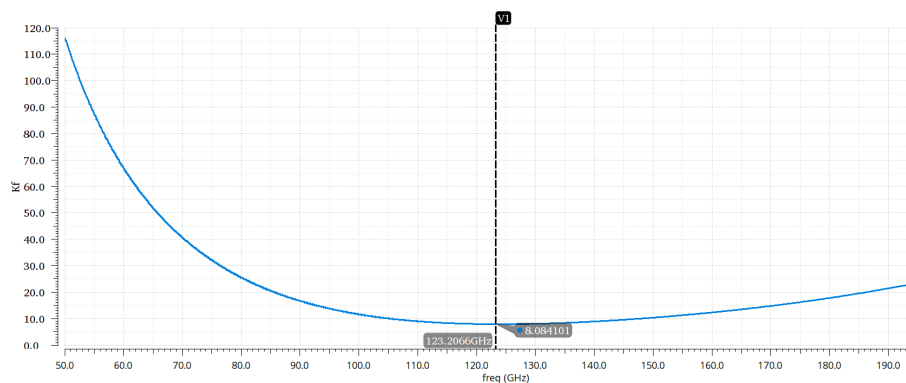
Όσον αφορά στον διαφορικό τρόπο λειτουργίας, η απόφαση για την κατάλληλη συνδεσμολογία ήταν αρκετά απλή. Παρατέθηκε κάθε στάδιο ξεχωριστά, όπως ακριβώς είναι στον τρισταδιακό ενισχυτή με τις τροφοδοσίες του και τοποθετήθηκαν δύο θύρες σύνθετης εμπέδησης 100Ω η κάθεμία (η τιμή της εμπέδησης δεν παίζει ρόλο στον υπολογισμό των παραμέτρων ευστάθειας) στην είσοδο και την έξοδο κάθε σταδίου για την υλοποίηση της ανάλυσης S παραμέτρων, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.8.



Σχήμα 6.8: Κύκλωμα ενός σταδίου σε διαφορικό τρόπο λειτουργίας

Στη συνέχεια, ελέγξαμε τις παραμέτρους k και $B1f$ για ένα εύρος θερμοκρασιών από 0°C έως 125°C που επιλέχθηκαν δειγματοληπτικά για το *hicum* και το *nominal* μοντέλο.

Παρατηρήθηκε ότι οι διαφορές των δύο μοντέλων ήταν ελάχιστες. Διαπιστώθηκε επίσης πως οι τιμές k και $B1f$ ήταν παρεμφερείς σε κάθε στάδιο με το συντελεστής k να είναι μεγαλύτερος της μονάδας και το $B1f$ μεγαλύτερο του μηδενός για όλες τις συχνότητες και σε όλες τις θερμοκρασίες που επιλέχθηκαν. Στο σχήμα 6.9 παρουσιάζεται, ενδεικτικά, μόνο η τιμή k πρώτου σταδίου σε θερμοκρασία 65°C σε προσομοίωση με *hicum* μοντέλο. Για την πλήρη διευθέτηση της ευστάθειας, ακολουθεί η μελέτη του κοινού τρόπου λειτουργίας.

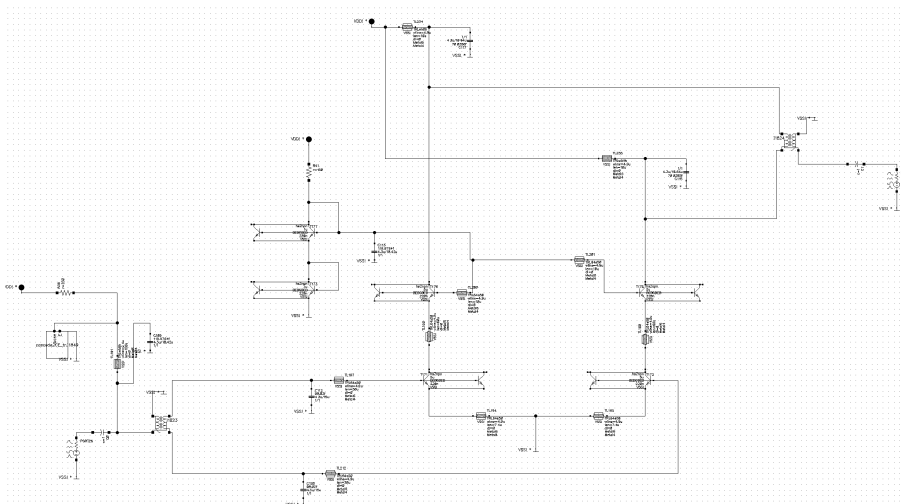


Σχήμα 6.9: Διάγραμμα παράγοντα k για το 1ο στάδιο του ενισχυτή

6.3.2 Κοινός τρόπος λειτουργίας

Στο σχηματικό κοινού τρόπου λειτουργίας (common mode) 6.10 αποφασίστηκε να αφαιρεθεί το αντίστοιχο κύκλωμα εξόδου κάθε στάδιου και να συνδεθεί το ιδανικό μοντέλο μετασχηματιστή της βιβλιοθήκης κατευθείαν στον συλλέκτη του ενισχυτή.

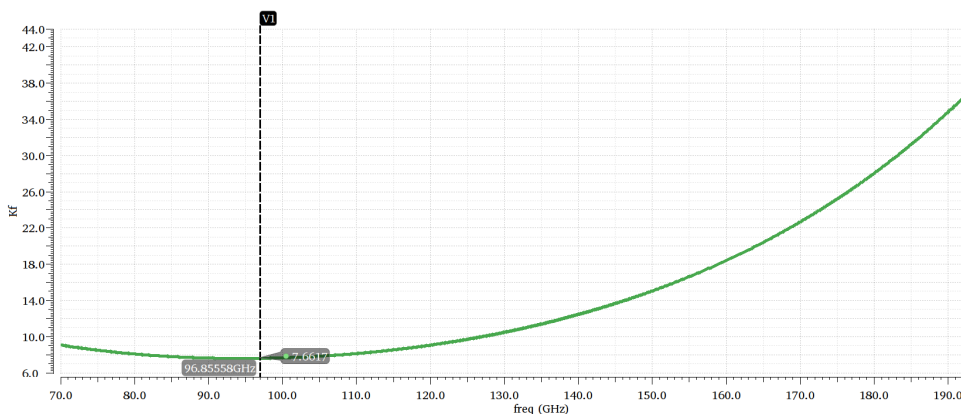
Με αυτό το τρόπο, συνήθως παρατηρούνται ακόμα και τα bias προβλήματα (αν υπάρχουν). Για παράδειγμα, στην είσοδο παίρνουμε την παράλληλη σύνθετη αντίσταση (parallel impedance) από το κύκλωμα και το bias σημείο αν είναι αρνητικό το φανταστικό μέρος της αντίστασης αυτής λόγω της επίδρασης του ενισχυτή, θα φανεί μέσω της παραμέτρου ευστάθειας k .



Σχήμα 6.10: Κύκλωμα κοινού τρόπου λειτουργίας ενός σταδίου

Ομοίως με την περίπτωση του διαφορικού τρόπου λειτουργίας, μελετήθηκαν οι παράμετροι k και $B1f$ σε θερμοκρασίες από 0°C έως 125°C , καθώς επίσης και στα δύο μοντέλα προσομοίωσης NOM και HICUM.

Καθεμιά από τις προσομοιώσεις βρέθηκε εντός των επιτρεπτών ορίων. Στην προκειμένη περίπτωση, επιλέξαμε να παρουσιάσουμε, ενδεικτικά μόνο τον συντελεστή k του πρώτου σταδίου σε θερμοκρασία 125°C , όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.11, ώστε να μην παραταθούν όλα αυτά τα διαγράμματα. Ωστόσο, όλες οι εκδοχές εξετάστηκαν και οι παράμετροι ευστάθειας βρέθηκαν σε κάθε περίπτωση εντός των ορίων ($k > 1$ και $B1f > 0$) σε εύρος συχνοτήτων 70-200 GHz. Επομένως, οδηγούμαστε στο συμπέρασμα ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτής είναι ευσταθής άνευ όρων.



Σχήμα 6.11: Διάγραμμα παράγοντα k για το 1ο στάδιο του ενισχυτή

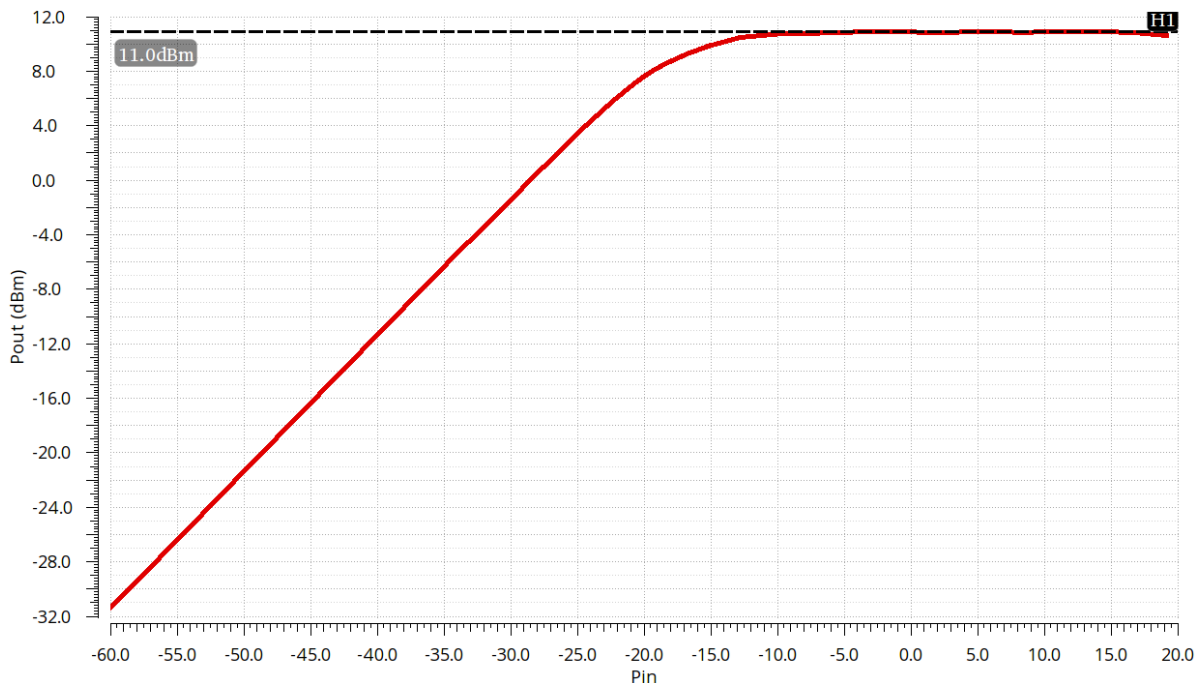
6.4 Υπολογισμός Ισχύος Εξόδου

Στη σχεδίαση ενός ενισχυτή, η μελέτη της συμπεριφοράς του, όσον αφορά στην ισχύ εξόδου αποτελεί, αναγκαία προϋπόθεση. Ένας ενισχυτής ισχύος RF σε χαμηλή ισχύ εισόδου έχει αρχικά γραμμική λειτουργία, δηλαδή ενισχύει το σήμα εισόδου με το καθορισμένο κέρδος. Η ισχύς εξόδου του, ωστόσο, δεν μπορεί να αυξάνεται επ' άοριστον. Υπάρχει ένα σημείο, μετά από το οποίο η αύξηση της ισχύος εισόδου δεν παράγει μια αισθητή αύξηση της ισχύος εξόδου. Σε αυτό το σημείο, ο ενισχυτής θεωρείται κορεσμένος, και εξ ορισμού, η έξοδος δεν είναι ανάλογη με το σήμα εισόδου, με τη κλίση μεταξύ τους εν τέλει να μηδενίζεται. Το επίπεδο ισχύος στο οποίο συμβαίνει αυτό είναι γνωστό ως κορεσμένη ισχύς εξόδου P_{sat} . Η κορεσμένη ισχύς εξόδου είναι η μέγιστη ισχύς εξόδου που μπορεί να παραχθεί από έναν ενισχυτή.

Για υπολογισμούς που σχετίζονται με τη μεταβολή της ισχύος εισόδου και όχι στον άξονα της συχνότητας, χρησιμοποιούμε τη harmonic balance προσομοίωση, στην οποία ορίσαμε τη συμβολή 11 αρμονικών και ως συχνότητα συντονισμού την $f_o = 145GHz$. Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε σε θερμοκρασία $65^{\circ}C$, που είναι προσεγγιστική στη θερμοκρασία που θα φτάνει το chip, με το hicum μοντέλο, το οποίο θεωρείται πιο ρεαλιστικό και αξιόπιστο από το nominal μοντέλο.

Μετατρέποντας την ισχύ εισόδου από $-60dBm$ έως $20dBm$, καταγράφηκαν όλες οι αντίστοιχες τιμές ισχύος εξόδου που παράγει ο ενισχυτής, όπως φαίνεται στο Σχήμα 6.12. Η ισχύς κορεσμού δηλαδή, της μέγιστης αποδιδόμενης ισχύος στο φορτίο, το οποίο προκύπτει από ισχύ εισόδου $-4dBm$ για $\theta=65^{\circ}C$, ισούται με :

$$P_{sat} = 11dBm$$



Σχήμα 6.12: Διάγραμμα Ισχύος εξόδου $P_{out}(dBm)$ συναρτήσει της ισχύος εισόδου P_{in} (dBm)

Αξίζει να αναφερθεί και η κατανάλωση ισχύος του ενισχυτή, δηλαδή η DC ισχύς στο σημείο ηρεμίας των τρανζίστορ, η οποία, εξαιτίας των πολλών γραμμών πόλωσης και τροφοδοσίας των διάφορων σταδίων, είναι αρκετά υψηλή. Εφαρμόστηκε DC ανάλυση σε

ολόκληρο το κύκλωμα και το συνολικό ρεύμα που καταναλώνεται βρέθηκε $I_C = 128.5mA$. Επομένως, η κατανάλωση ισχύος υπολογίστηκε μέσω της γνωστής σχέσης :

$$P_{DC} = V_{DD}I_C = 3.3V * 128.5mA$$

$$P_{DC} = 425.05mW$$

6.5 Σημείο συμπίεσης 1dB - P1dB

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο, σε ένα διάγραμμα στο οποίο αναπαριστάται η ισχύς εξόδου συναρτήσει της ισχύος εισόδου ενός ενισχυτή, προκύπτει, αρχικά, μια ευθεία (γραμμική σχέση), η κλίση της οποίας είναι το κέρδος. Ισχύει για συγκεκριμένες συχνότητες :

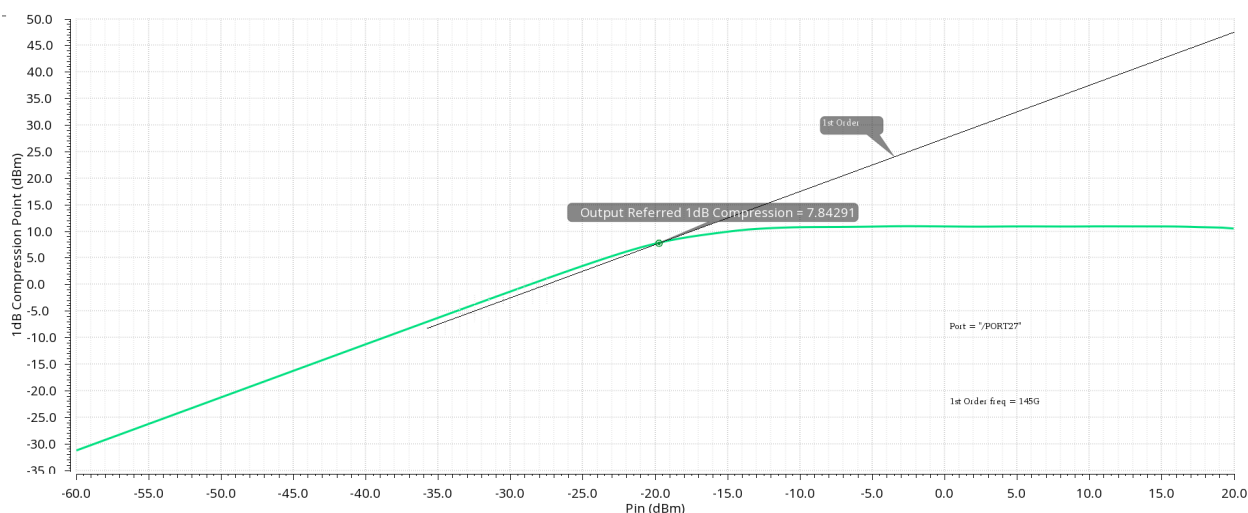
$$\text{Ισχύς εξόδου} = \text{Ισχύς εισόδου} + \text{Κέρδος}$$

Καθώς η ισχύς εισόδου συνεχίζει να αυξάνεται, έρχεται ένα σημείο, όπου το κέρδος αρχίζει να μειώνεται, επομένως, η ισχύς εξόδου του ενισχυτή σταματάει να αυξάνεται γραμμικά και αρχίζει να οδηγείται σε κορεσμό.

Ως σημείο συμπίεσης 1dB (P1dB ή OP1dB) ορίζεται το επίπεδο ισχύος εξόδου, στο οποίο το κέρδος μειώνεται κατά 1dB σε σύγκριση με την ασυμπτωτική τιμή μικρού σήματος. Η παράμετρος αυτή (P1dB) χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση της γραμμικής υποβάθμισης ενός κυκλώματος λόγω παραμόρφωσης. Μόλις ένας ενισχυτής φτάσει στο σημείο P1dB, οδηγείται σε συμπίεση (compression) και η απόκρισή του γίνεται μη γραμμική, παράγοντας παραμόρφωση σήματος. Για τον λόγο αυτό, η λειτουργία του ενισχυτή πρέπει να πραγματοποιείται κάτω από το σημείο συμπίεσης 1dB. [22]

Το σημείο 1-dB υπολογίζεται οδηγώντας τον ενισχυτή με ημιτονοειδές κύμα στην επιθυμητή συχνότητα σήματος. Στην εικόνα 6.13 παρουσιάζεται με πράσινη γραμμή η λειτουργία μεταφοράς και με λεπτή μαύρη γραμμή η γραμμική κλίση της (θεωρητική γραμμή από-κρίσης). Και οι δύο άξονες μετρούνται σε dBm.

$$P1dB = 7.84dBm$$

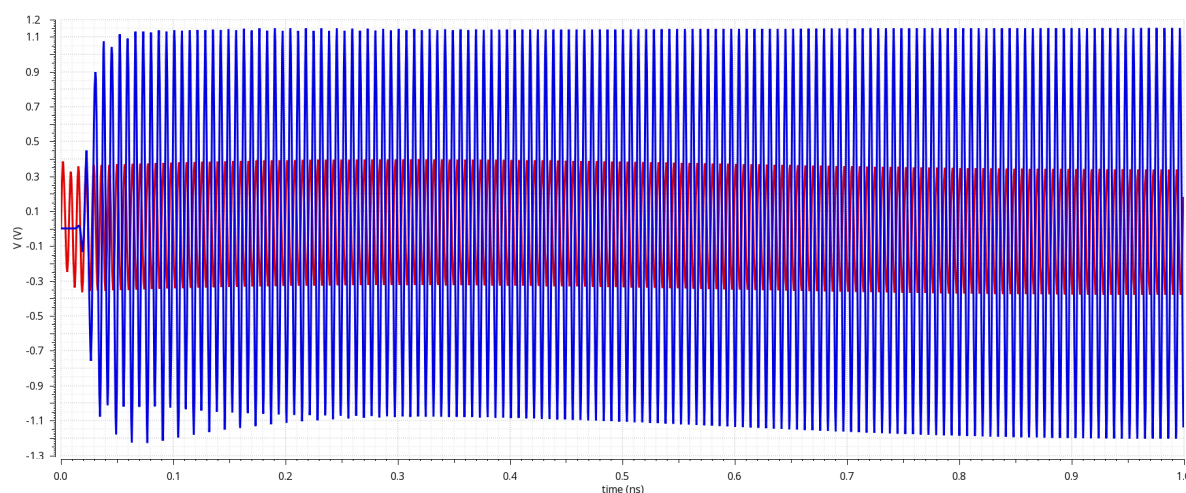


Σχήμα 6.13: Διάγραμμα ισχύος για εύρεση σημείου συμπίεσης 1dB

6.7 Απόκριση του ενισχυτή στον χρόνο

Μέχρι στιγμής όλες οι αναλύσεις και οι προσομοιώσεις που παρουσιάστηκαν αφορούσαν την απόκριση του ενισχυτή στο πεδίο της συχνότητας ή συναρτήσει της ισχύος εισόδου. Ιδιαίτερη σημασία έχει και η απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο πεδίο του χρόνου, η οποία παρουσιάζεται στην παράγραφο αυτή.

Πραγματοποιήθηκε transient analysis στο περιβάλλον του Virtuoso για χρονικό διάστημα 1ns, το οποίο αποτελείται από 145 περιόδους θεωρώντας ως συχνότητα λειτουργίας $f_o = 145GHz$. Στο σχήμα 6.15 φαίνεται η τάση εξόδου (μπλέ γραμμή) στα άκρα του φορτίου, με τάση εισόδου (κόκκινη γραμμή) πλάτους 350mV (700mV peak to peak). Σκοπός του ενισχυτή ισχύος είναι η αποδοτική ενίσχυση του σήματος εισόδου χωρίς την προσθήκη παραμόρφωσης. Παρατηρείται ότι η τάση εξόδου φτάνει τα 1.15V (3.3V peak to peak) αποτελώντας μια ενισχυμένη έκδοση της τάσης εισόδου, ενώ επίσης παρουσιάζεται μια μικρή καθυστέρηση στην εξομάλυνση της τάσης εξόδου, το οποίο ήταν αναμενόμενο λόγω της τρισταδιακής σχεδίασης σε αυτό το φάσμα συχνοτήτων. Επομένως, το διάγραμμα 6.15 αποτελεί ένδειξη ορθής ενίσχυσης της τάσης εισόδου.



Σχήμα 6.15: Απόκριση του ενισχυτή στον χρόνο

6.8 Εφαρμογή μεθόδου Load Pull

Η ανάλυση Load pull αποτελεί έναν συστηματικό τρόπο μέτρησης της κατάλληλης σύνθετης αντίστασης εξόδου (output matching) μεγάλου σήματος. Αυτή η μέθοδος είναι σημαντική για μη γραμμικές συσκευές μεγάλου σήματος, όπου το σημείο λειτουργίας μπορεί να αλλάξει ανάλογα το επίπεδο ισχύος ή τον συντονισμό. Load pull συνήθως δεν χρησιμοποιείται για γραμμικές συσκευές, όπου η απόδοση με οποιοδήποτε φορτίο μπορεί να προβλεφθεί από μικρό σήμα S-παραμέτρων. Η βαθμονόμηση για τη μέτρηση της ισχύος εξόδου αποτελείται από τη μέτρηση της διαθέσιμης ισχύος εισόδου στο επίπεδο αναφοράς της πηγής ισχύος. Μόλις γίνει γνωστή η διαθέσιμη ισχύς εισόδου, η ισχύς εξόδου που παρέχεται στο φορτίο μπορεί να μετρηθεί με οποιονδήποτε συνδυασμό πηγής ή φορτίου αντίστασης.

Σε μια διαδικασία Load pull, οι συντελεστές ανάκλασης εξόδου σαρώνονται. Το πρόγραμμα προσομοιώσεων του Cadence, SpectreRF, μετρά την ισχύ εξόδου και τη σχεδιάζει ως συνάρτηση του σύνθετου φορτίου. Μεταβάλλοντας τη τιμή του φορτίου εξόδου του ενισχυτή και ως προς πλάτος και ως προς γωνία, προκύπτει πλήθος αποτελεσμάτων που έχουν να κάνουν με την ισχύ. Η πιο διαδεδομένη αποτύπωση των αποτελεσμάτων μιας Load-Pull ανάλυσης γίνεται με τη μορφή των κυκλικών (ή ελλειπτικών) γραφημάτων

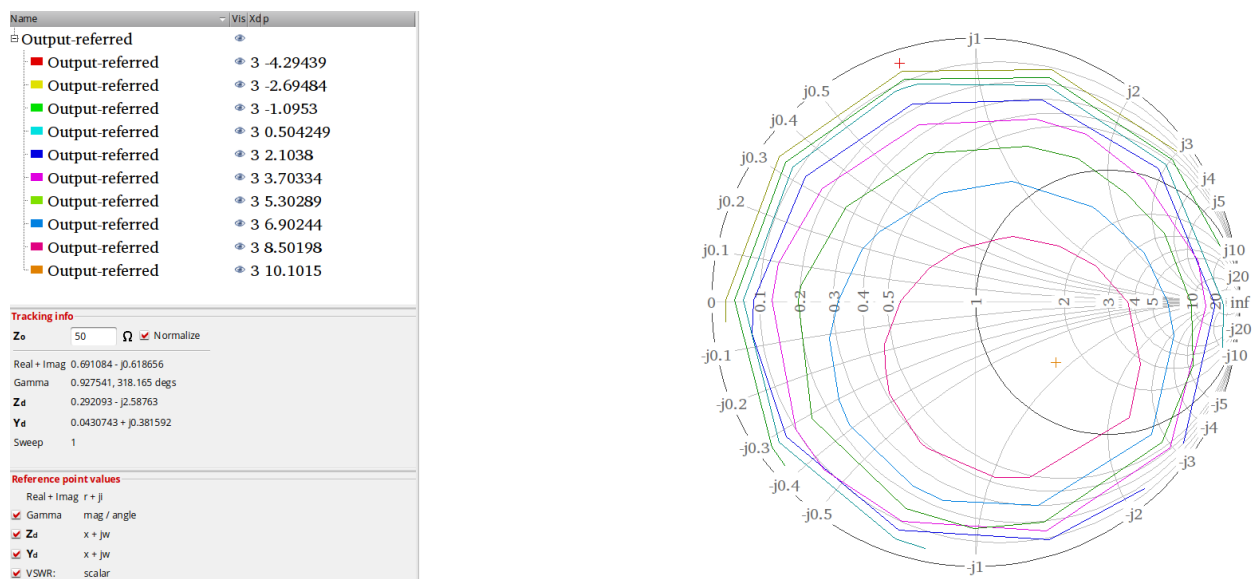
της ισχύος, που αποδίδεται στο φορτίο του ενισχυτή, πάνω στο χάρτη Smith. Κάθε σημείο αυτών των γραφημάτων αποτελεί και μία ισχύ για ένα συγκεκριμένο φορτίο εξόδου. Δεδομένου ότι το σύνθετο φορτίο απαιτεί δύο άξονες, τα αποτελέσματα απεικονίζονται ως περιγράμματα σταθερής ισχύος σε έναν χάρτη Smith. Τα περιγράμματα δείχνουν πώς αυξάνεται η ισχύς εξόδου, καθώς η σύνθετη αντίσταση του φορτίου προσεγγίζει τη βέλτιστη τιμή της, Z_{opt} .

Σε μια ολοκληρωμένη load pull μέτρηση, η πηγή είναι ρυθμισμένη σε μια σταθερή θέση, ενώ η ισχύς μετρείται βάσει μιας ποικιλίας τυχαία τοποθετημένων σημείων αντίστασης φορτίου. Το πλεονέκτημα της μεθόδου τυχαίου περιγράμματος είναι ότι δεν υπάρχει γνώση του τι περιγράμματα είναι επιθυμητά πριν από τη μέτρηση. Αυτό παρέχει πολύ μεγαλύτερη ευελιξία από μια προσέγγιση που απαιτεί περιγράμματα προς αναζήτηση. Η μέθοδος περιγράμματος δεν δίνει πληροφορίες σχετικά με τη γραμμικότητα ή άλλη συμπεριφορά του συστήματος.

Με σκοπό να εκτελέσουμε μία Load-Pull ανάλυση για τον ενισχυτή μας, διαμορφώνουμε κατάλληλα τα στοιχεία της θύρας εισόδου μέσω της οποίας θα λάβει σήμα ισχύος η είσοδος. Προκειμένου να επιτευχθεί η ανάλυση αυτή επιλέγεται ξανά harmonic balance ανάλυση στο ADE L, αλλά αυτή τη φορά μεταβάλλεται το φορτίο εξόδου μέσω του πλάτους του (από 0 έως 950m λόγω του χάρτη Smith) και της γωνίας του (από 0° έως 359° λόγω του χάρτη Smith) με εμπέδηση αναφοράς $Z_0 = 50\Omega$. Στο Σχήμα 6.16 παρουσιάζονται τα κυκλικά γραφήματα ισχύος της Load-Pull ανάλυσης. Συγκεκριμένα, όλα τα κυκλικά διαγράμματα της ισχύος έχουν κοινό κέντρο σε ένα σημείο που αποτελεί την ζητούμενη τιμή της εμπέδησης Z_d . Από τις πληροφορίες στο αριστερό τμήμα της εικόνας 6.16, είναι φανερό ότι ο τελικός ενισχυτής που σχεδιάσαμε έχει τη δυνατότητα παροχής μέγιστης ισχύος στην έξοδο 10.2dBm για εμπέδηση εξόδου :

$$Z_L = Z_0(0.29 - j2.58) = 14.5 - j129$$

Αυτό το αποτέλεσμα για την ισχύ εξόδου είναι απόλυτα ικανοποιητικό, αφού πληροί τις απαιτήσεις που θέσαμε στα αρχικά κεφάλαια, καθώς επίσης επιβεβαιώνεται και στην ενότητα 6.4, όπου η μέγιστη ισχύς κορεσμού P_{sat} υπολογίστηκε 10.9dBm . Αξίζει να αναφερθεί πως στο υποκεφάλαιο 5.8 η εμπέδηση εξόδου που επιλέχθηκε είναι ίση με $Z_L = 20 - j114\Omega$, τιμή πολύ κοντινή σε αυτή που βρέθηκε μέσω της Load pull διαδικασίας.



Σχήμα 6.16: Κύκλοι ισχύος της Load pull ανάλυσης

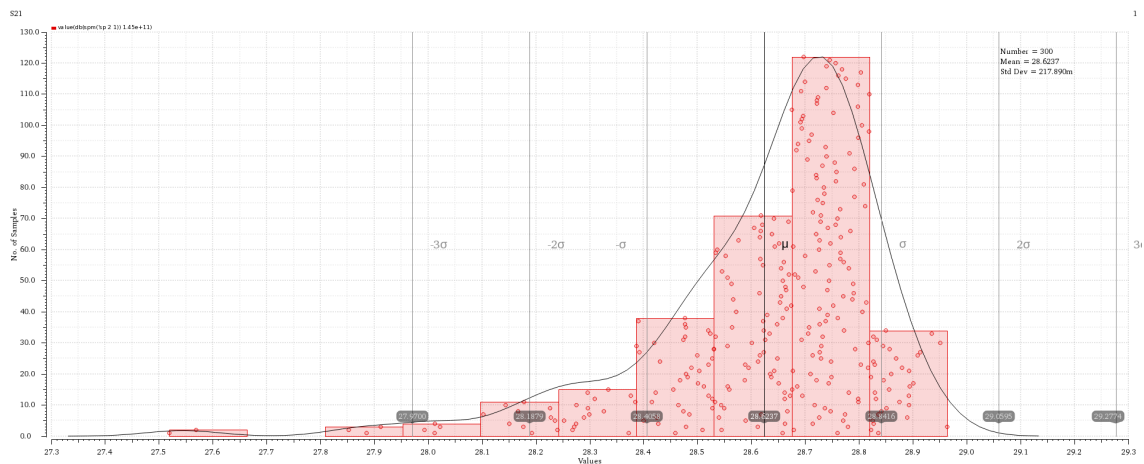
Όπως εξηγήθηκε παραπάνω, η μέθοδος Load pull συνιστάται για την εύρεση της βέλτιστης σύνθετης αντίστασης εξόδου Z_L , η οποία παρουσιάζεται στο κέντρο πολλών "κύκλων" ισχύος και μέσω αυτής επιτυγχάνεται μέγιστη ισχύς στο κύκλωμα. Στον αντίποδα, η καλύτερη τιμή σύνθετης αντίστασης Z_L μέσω της διαδικασίας των εξισώσεων, όπως αναφέρεται στο υποκεφάλαιο 2.5, οδηγεί στο μέγιστο δυνατό κέρδος (Gmax) του ενισχυτή. Οι δύο αυτές διαφορετικές τιμές έχουν μια μικρή απόκλιση και συνήθως επιλέγεται τελικά μια τιμή για την Z_L μεταξύ αυτών των τιμών (trade-off). Όπως παρουσιάστηκε στο υποκεφάλαιο 5.8, για τη σχεδίαση του ενισχυτή αυτής της διπλωματικής, δόθηκε ιδιαίτερη σημασία στο κέρδος, επομένως η διαδικασία Load Pull χρησιμοποιήθηκε κυρίως ως παράγοντας ελέγχου της κατάστασης που βρίσκεται ο ενισχυτής μας και όχι τόσο ως κατευθυντήριο παράγοντας στην αρχή της σχεδίασης. Για τον λόγο αυτό, δε γίνεται εκτενής παρουσίαση της ανάλυσης Load pull στα πλαίσια αυτής της εργασίας. Για όσους αναγνώστες ενδιαφέρονται να αποκτήσουν βαθύτερη γνώση σχετικά με την Load-Pull ανάλυση και τις τεχνικές που χρησιμοποιούνται για τη σχεδίαση ενισχυτών ισχύος, τους παραπέμπουμε στο βιβλίο [23] .

6.9 Monte Carlo

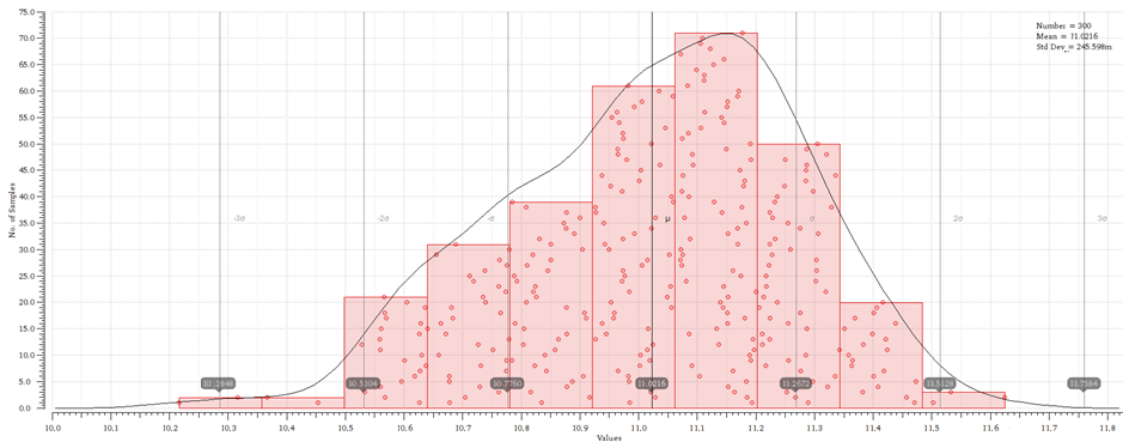
Στο κύκλωμα του ενισχυτή εφαρμόστηκε Monte Carlo ανάλυση σε 300 δείγματα. Τα ιστογράμματα του κέρδους S21 και της ισχύος εξόδου υπολογίστηκαν με παρεμβολή στα 145GHz και παρουσιάζονται ακολούθως.

Παρατηρείται ότι το ιστόγραμμα της ισχύος εξόδου εμφανίζει σχεδόν τέλεια γκαουσιανή κατανομή με ελαφρά αρνητική κλίση. Συνεπώς, φαίνεται ότι έχει σταθερή συμπεριφορά με μέσο όρο 11dBm στα 145GHz.

Η καμπύλη του κέρδους, ωστόσο, παρουσιάζει αρνητική κλίση με θετική κύρτωση (σύμφωνα με την θεωρία στο κεφάλαιο 2.8). Ο μέσος όρος της είναι στα 28.7dB, όπως είχε υπολογιστεί και με την ανάλυση των S παραμέτρων.



Σχήμα 6.17: Ιστόγραμμα του κέρδους για 300 δείγματα



Σχήμα 6.18: Ιστόγραμμα της ισχύος εξόδου για 300 δείγματα

6.10 Πίνακας αποτελεσμάτων

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αναγράφονται στον Πίνακα 6.1.

Παράμετροι	Αποτελέσματα στα 145GHz
Συντελεστής ανάκλασης εισόδου S_{11}	-35.3dB
Απομόνωση S_{12}	-103.99dB
Κέρδος Τάσης S_{21}	28.8dB
Συντελεστής ανάκλασης εξόδου S_{22}	-26.06dB
Εύρος συχνότητας 3dB	18.6GHz
Συντελεστής ευστάθειας k	2440
Ισχύς κορεσμού P_{sat}	11dBm
Κατανάλωση Ισχύος P_{DC}	424mW
Σημείο συμπίεσης P_{1dB}	7.84dBm
Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης $IP3$	(-12.29dBm, 17dBm)
Παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωση 3ης τάξης $IM3$	35dBc

Πίνακας 6.1: Συγκεντρωτικός πίνακας απόδοσης του ενισχυτή

Κεφάλαιο 7 : Φυσικός Σχεδιασμός (Layout)

7 Φυσικός Σχεδιασμός (Layout)

Το τελευταίο μέρος αυτής της διπλωματικής εργασίας αποτέλεσε η ολοκληρωτική σχεδίαση του ενισχυτή σε επίπεδο Layout, που αποσκοπούσε στην υλοποίηση του τελικού chip μέσω της διαδικασίας tape out στο εργοστάσιο της εταιρείας Infineon Technologies AG.

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι κανόνες και τα προβλήματα που ακολουθήθηκαν και ελήφθησαν υπόψη για την ομαλή μετάβαση του σχεδιαστικού κυκλώματος από μορφή με στοιχεία της βιβλιοθήκης B11HFC, που περιγράφηκε στο Κεφάλαιο 5, σε μορφή Layout. Για το πέρασμα αυτό χρησιμοποιήθηκαν κατάλληλα προγράμματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης : Sonnet και Momentum Virtuoso. Αναλύεται η διάταξη της πλακέτας και τα επιπλέον μέρη του κυκλώματος που είναι απαραίτητο να συμπεριληφθούν στη σχεδίαση. Όλες αυτές οι προσθήκες προκάλεσαν αλλαγές στο κύκλωμα, οι οποίες περιγράφονται διεξοδικά. Στο τέλος, παρουσιάζεται το τελικό σχέδιο σε επίπεδο Layout, το οποίο παραδόθηκε προς υλοποίηση.

7.1 Διάταξη της πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος PCB

Μεγάλο μέρος της τεχνολογίας που χρησιμοποιούμε καθημερινά δεν θα ήταν δυνατό να υπάρξει χωρίς την εφεύρεση της πλακέτας τυπωμένων κυκλωμάτων (printed circuit board (PCB)). Με τον τρόπο αυτό, κατέστη δυνατή η μείωση του μεγέθους του ηλεκτρονικού εξοπλισμού, καθώς επίσης έγινε πιο οικονομική η κατασκευή ισχυρών κυκλωμάτων.

Οι πλακέτες τυπωμένων κυκλωμάτων χρησιμοποιούνται για τη μηχανική υποστήριξη και την ηλεκτρική σύνδεση ηλεκτρονικών εξαρτημάτων. Τα PCB περιλαμβάνουν αγωγία μονοπάτια, pads ή ίχνη σήματος χαραγμένα από φύλλα χαλκού που είναι ελασματοποιημένα σε ένα μη αγωγικό υπόστρωμα, που δεν άγει ηλεκτρισμό. Στη συνέχεια, προστίθενται ηλεκτρονικά εξαρτήματα στην πλακέτα, η επιφάνεια της οποίας χαράζεται κατάλληλα, έτσι ώστε να επιτρέπεται στο ρεύμα να ρέει μέσω του χαλκού από στοιχείο σε στοιχείο.

Ο πιο βασικός τύπος PCB είναι η αρχική πλακέτα μονής στρώσης, η οποία περιλαμβάνει την τοποθέτηση ενός στρώματος χαλκού σε ένα υπόστρωμα. Οι μεταγενέστερες εξελίξεις οδήγησαν σε PCB πολλαπλών στρωμάτων χαλκού, τα οποία εφαρμόζονται σε δύο ή περισσότερα επίπεδα υποστρώματος. Αυτό κατέστησε δυνατή την προσθήκη μεγάλου πλήθους στοιχείων στο PCB και την χρήση τους για τη δημιουργία πιο ισχυρών συσκευών. Στα πολυεπίπεδα PCB δίνεται η δυνατότητα καλύτερης απομόνωσης μεταξύ των ραδιοσυχνοτήτων και των ψηφιακών σημάτων μέσω ενός ενδιάμεσου μεταλλικού στρώματος, που να λειτουργεί ως τυπική επιφάνεια του εδάφους. Συγκεκριμένα, για το κύκλωμα του ενισχυτή μας χρησιμοποιήσαμε PCB υψηλής συχνότητας, του οποίου τα στοιχεία που εμπλέκονται με RF σήματα συλλέγονται σε επίπεδα πάνω από το επίπεδο του εδάφους, ενώ όσα εμπλέκονται με ψηφιακά dc σε στρώματα κάτω από το επίπεδο του εδάφους.

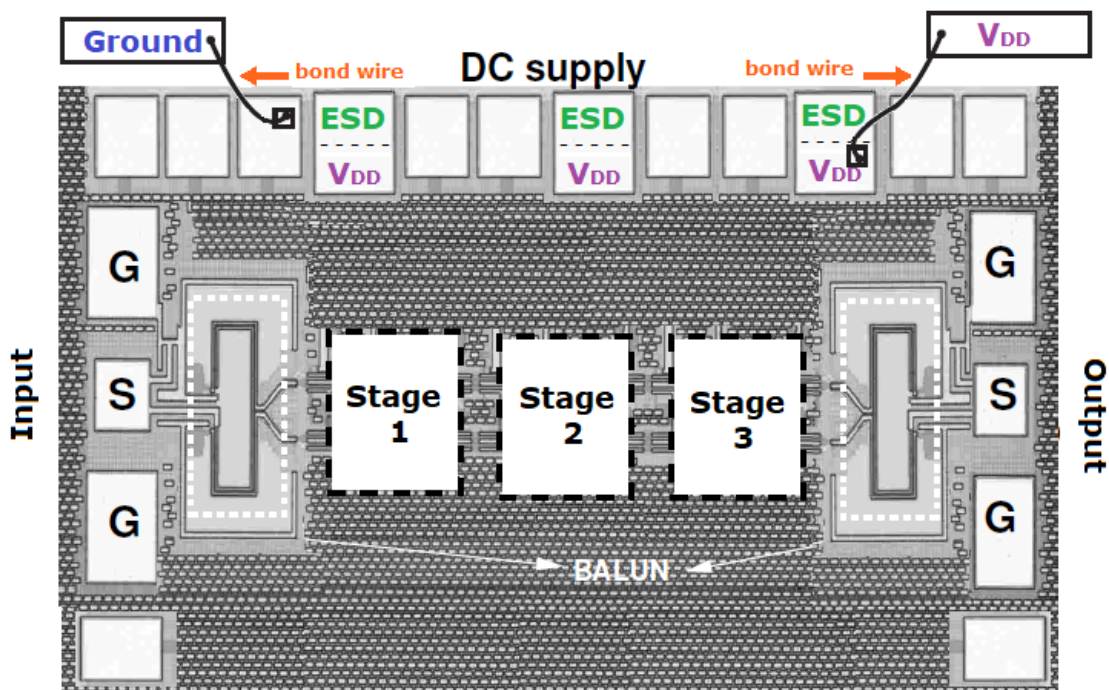
Ωστόσο, η πραγματική απόδοση είναι συχνά μακριά από τις προσδοκίες. Η αναμενόμενη καλή απομόνωση σπάνια γίνεται πραγματικότητα .

Για τη μετάβαση των σημάτων από το ένα στρώμα στο άλλο, χρησιμοποιούνται αγώγιμα νία, που είναι το κύριο εργαλείο σύνδεσης των διάφορων επιπέδων. Βέβαια, ένα αγώγιμο νία περιέχει παρασιτική αυτεπαγωγή, χωρητικότητα και αντίσταση, παρόλο που ολόκληρη η επιφάνειά του είναι επιμεταλλωμένη. Επομένως, κατά τον σχεδιασμό ενός κυκλώματος σε PCB, η παρασιτική επαγωγή και η αντίσταση μπορεί να χειροτερεύσουν την απόδοση του κυκλώματος, αν δεν έχουν συνυπολογιστεί τα νία στις μετρήσεις [15] [26].

Πέραν όλων αυτών των μεταβολών που προκαλούν οι μεταλλικές επιφάνειες που χρησιμοποιούνται κατά τη σχεδίαση του Layout ενός κυκλώματος, υπάρχουν βασικές προδιαγραφές που κρίνονται αναγκαίες, προκειμένου να επικοινωνήσει ο ενισχυτής με το εξωτερικό περιβάλλον μετά την κατασκευή του. Αναφερόμαστε δηλαδή σε όλα τα μέσα που χρησιμοποιούνται για να τροφοδοτηθεί ο ενισχυτής με dc τάση, με γείωση, καθώς και με RF σήματα, και επιπλέον για να παρθούν οι μετρήσεις στα εργαστήρια της Infineon Technologies μετά την κατασκευή του ενισχυτή.

Στην εικόνα 7.1 παρουσιάζονται τα επιμέρους κομμάτια, τα οποία απαρτίζουν ένα PCB και θα αναλυθούν σε ξεχωριστές υποπαραγράφους, διότι καθένα από αυτά επηρεάζει κατά μεγάλο ποσοστό τη σχεδίαση του ενισχυτή. Συγκεκριμένα :

- τα pads : ειδικές επιφάνειες που χρησιμοποιούνται στις εισόδους και εξόδους του ολοκληρωμένου κυκλώματος, αλλά και στην τοποθέτησή του πάνω σε μία πλακέτα PCB, για την πραγματοποίηση επικοινωνίας του με το τροφοδοτικό.
- ESD : ειδικά δικτυώματα, τα οποία χρησιμεύουν στην αποφόρτιση των επιφανειών των pads από τα ηλεκτροστατικά ρεύματα που δημιουργούνται.
- Bondwires : καλώδια σύνδεσης, τα οποία παρουσιάζονται ενδεικτικά στο σχήμα 7.1.



Σχήμα 7.1: Απλοποιημένη μορφολογία του chip του ενισχυτή [29]

Στο Σχήμα 7.1 παρουσιάζεται μια πιο απλοποιημένη μορφή του υλοποιημένου ολοκληρωμένου ενισχυτή πάνω σε PCB, που θα χρησιμοποιηθεί για την μέτρηση του ενισχυτή μετά την υλοποίησή του. Σε ολόκληρη τη μεγάλη γκρι επιφάνεια οριοθετείται το test-chip που περιλαμβάνει τον σχεδιασμένο ενισχυτή που εν συνεχεία επικολλάτε πάνω στην πλακέτα PCB. Περιμετρικά του ολοκληρωμένου ενισχυτή τοποθετούνται πολλές τετράγωνα και παραλληλόγραμμες επιφάνειες, τα pads, για σύνδεση με το εξωτερικό περιβάλλον του. Μια από τις χρησιμότητες των pads είναι η δυνατότητα σύνδεσης του κυκλώματος με το τροφοδοτικό μέσω καλωδίων bondwires και ακιδών probes.

Αξίζει να σημειωθεί ότι η διάταξη όλων των pads, των δύο baluns και των τριών σταδίων στην εικόνα 7.1 είναι η αντίστοιχη της ολοκληρωμένης τελικής Layout μορφής του ενισχυτή που παρουσιάζεται στην εικόνα 7.13, στην οποία λόγω των μεταλλικών επιφανειών δεν είναι τόσο ευδιάκριτα τα μέρη αυτά.

7.1.1 Pads και GSG pads

Τα pads είναι οι επιφάνειες σύνδεσης του κυκλώματος στο PCB με τον έξω από το chip κόσμος, για αυτό ορίζονται και ως Contact Pads. Μέσω των pads πραγματοποιείται η εισαγωγή και εξαγωγή RF σημάτων, καθώς και η dc τροφοδοτία του κυκλώματος. Η σύνδεση, στην οποία αναφέρεται ο όρος contact pads, δεν περιορίζεται μόνο στα καλώδια των οργάνων μέτρησης και του τροφοδοτικού, αλλά και ως μέσο σύζευξης μέσω μικρών καλωδίων bondwires με ένα επόμενο ή προηγούμενο ολοκληρωμένο κύκλωμα, στην περίπτωση που το κύκλωμά μας αποτελεί μέρος μιας αλυσίδας ενός μεγάλου συστήματος. Επομένως, τοποθετώντας pads στην είσοδο και την έξοδο ενός κυκλώματος παρέχεται η δυνατότητα τροφοδοσίας, λήψης μετρήσεων, ακόμη και πακεταρίσματος (packaging) του υλοποιημένου ολοκληρωμένου κυκλώματος.

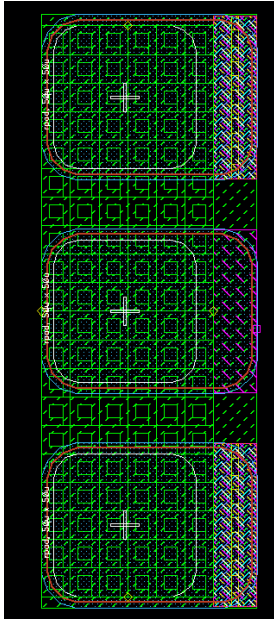
Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκαν αποκλειστικά Pads αλουμινίου. Συμπεραίνουμε λοιπόν, πως όλες οι επαφές του κυκλώματος αποτελούνται από μία στοίβα βραχυκυκλωμένων μετάλλων, το υψηλότερο από τα οποία είναι το αλουμίνιο, ενώ το κατώτερο διαφέρει γενικά, ανάλογα με τη λειτουργία και τη σύνδεση της εκάστοτε επαφής. Στην προκειμένη περίπτωση, τα παραμετρικά pads (αυτά εντός του chip) έχουν ως κατώτερο επίπεδο μια λεπτή μεταλλική επιφάνεια χαλκού, που στη συγκεκριμένη τεχνολογία βρίσκεται έξι μεταλλικές στρώσεις κάτω από το αλουμίνιο, και συμβατικά στο πρόγραμμα προσομοίωσης χαρακτηρίζεται ως "Metal 1".

Γενικότερα, η τάση Vdd, καθώς και η πραγματική γη (Ground) των τροφοδοτικών, δε συνδέεται κατευθείαν στα pads εντός του chip, με εξαίρεση τα GSG pads. Αρχικά, γη και σήμα τροφοδοσίας φτάνουν μέσω ακιδών (probes) σε pads που βρίσκονται πάνω στην PCB και φαίνονται ενδεικτικά στο Σχήμα 7.1 ως παχιά μαύρα ορθογώνια και στη συνέχεια μέσω καλωδίων bondwires συνδέονται στις πολλαπλές επαφές (pads εντός του chip), που χρησιμοποιούνται από τον ενισχυτή ως γη ή πηγές τάσης αντίστοιχα.

Ιδανικά, θα ήταν επιθυμητό τα pads εντός του chip να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερα σε επιφάνεια. Το συμπέρασμα αυτό προκύπτει από το γεγονός ότι τα bondwires εισάγουν αυτεπαγωγή, η οποία επιβαρύνει την απόκριση του ενισχυτή. Επομένως, όσο μεγαλύτερο είναι το εμβαδόν μιας επαφής, τόσο περισσότερα bondwires μπορούν να συνδεθούν σε παραλληλία, μειώνοντας έτσι την αυτεπαγωγή που προκαλούν. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 7.1 χρησιμοποιούνται 3 pads για dc τροφοδοσία με διαστάσεις $75 \times 100 \mu\text{m}^2$ και 11 pads για γείωση (τα λευκά τετράγωνα) με διαστάσεις $75 \times 75 \mu\text{m}^2$ το καθένα. Αξίζει να αναφερθεί ότι σε αυτά τα pads, τα μέταλλα από τα οποία περνάει το σήμα της γης, ενώνονται μεταξύ τους, οπότε είναι σα να αποτελούν μεγαλύτερα σε μέγεθος pads, διότι πράγματι τα bondwires που θα προσκολληθούν σε αυτά θα είναι παράλληλα.

GSG pads

Η είσοδος και η έξοδος των RF σημάτων πραγματοποιούνται μέσω της ύπαρξης δύο GSG pads για καθεμιά από αυτές τις λειτουργίες, όπου και συνδέεται απευθείας το καλώδιο του VNA (Vector Network Analyzer). Το καλώδιο αυτό αποτελείται από τρεις ακίδες (probes), όπου ανάμεσα τους υπάρχει 50Ω αντίσταση. Ο θετικός πόλος του σήματος βρίσκεται στη κεντρική ακίδα, η οποία συνδέεται με το pad που χαρακτηρίζεται ως S (Source-Πηγή), ενώ ο αρνητικός πόλος βρίσκεται στις πλευρικές του ακίδες, τις οποίες συνδέουμε με τα G (Ground) pads.

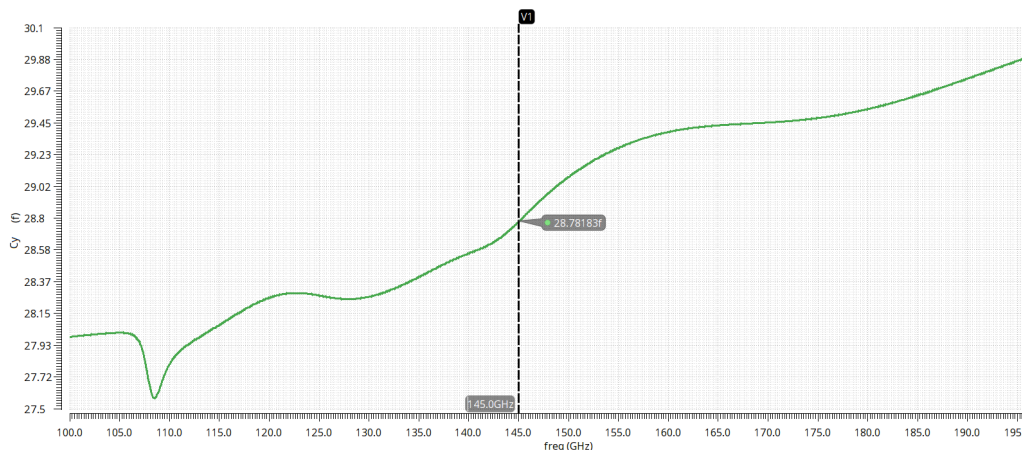


Σχήμα 7.2: GSG pads

50um, όπως φαίνεται στην εξαριστερόν εικόνα. Οι αποστάσεις μεταξύ των κέντρων (pitch) των pad G και S εξαρτώνται από τις αντίστοιχες αποστάσεις των probes. Θεωρήθηκε ότι 75um είναι ικανοποιητική απόσταση.

Η μικρότερη δυνατή χωρητικότητα που επιτεύχθηκε παρουσιάζεται στο διάγραμμα 7.3 και στα 145GHz ισούται με :

$$C_{GSG} = 28.78fF$$



Σχήμα 7.3: Διάγραμμα χωρητικής συμπεριφοράς των GSG pads συναρτήσει της συχνότητας

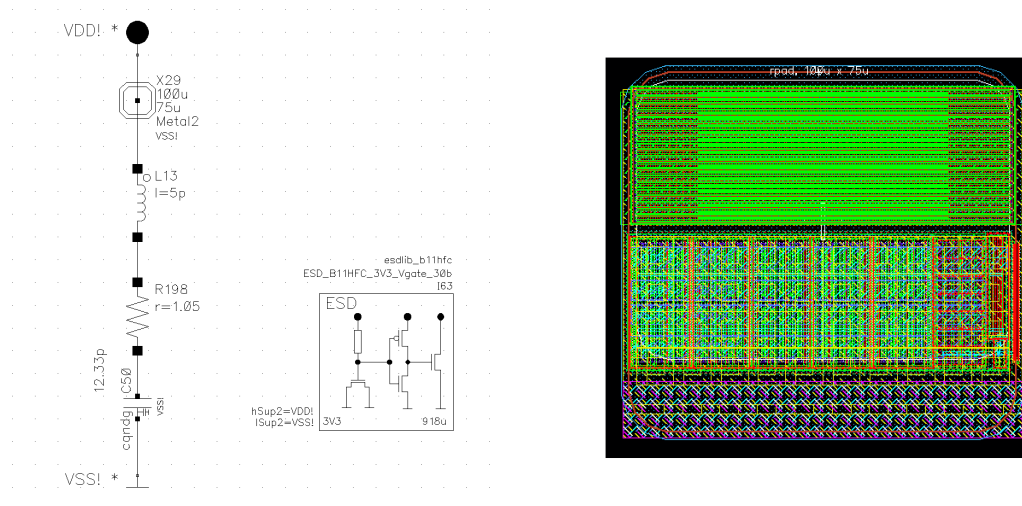
7.1.2 Κυκλώματα προστασίας ESD

Κατά τη σχεδίαση ενός κυκλώματος πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπόψη το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής εκφόρτισης, το οποίο είναι επικίνδυνο, γιατί όχι μόνο εμφανίζεται συχνά, αλλά επίσης είναι δύσκολο να εντοπιστεί, προκαλώντας σταδιακά φθορά στο κύκλωμα.

Η ηλεκτροστατική εκφόρτιση ESD συμβαίνει, όταν υπάρχει συσσώρευση θετικών ή αρνητικών φορτίων σε μονωτές ή μη συνδεδεμένους αγωγούς. Το ποσό συσσώρευσης φορτίου εξαρτάται από την αποθηκευμένη χωρητικότητα του μονωτή ή του αγωγού σε σχέση με κοντινά αντικείμενα που έχουν αντίθετο φορτίο. Το φορτίο είναι στατικό, καθώς δεν είναι σε θέση να εξισορροπηθεί ή να μεταφερθεί με ηλεκτροκινητική δύναμη, εκτός εάν υπάρχει μείωση της τιμής της χωρητικότητας μεταξύ των αντικειμένων ή αν υπάρχει κάποια διαδρομή για την εκφόρτιση του. Η παρουσία μιας αγωγικής διαδρομής επιτρέπει στο φορτίο είτε να εξαερωθεί αργά είτε να αποφορτιστεί γρήγορα ανάλογα με την αντίσταση που προσφέρει η διαδρομή. Το φαινόμενο της γρήγορης εκφόρτισης ESD προκαλεί ζημιές, τόσο στις πλακέτες τυπωμένων κυκλωμάτων (PCB), όσο και στα ηλεκτρονικά εξαρτήματα.

Σύμφωνα με τους νόμους της φυσικής, η ηλεκτροκινητική δύναμη που δημιουργείται, προκαλεί μια τεράστια ροή ρεύματος κατά μήκος της διαδρομής που προσφέρει τη χαμηλότερη αντίσταση. Συνήθως, το ρεύμα εκφόρτισης κινείται προς το έδαφος μέσω του μεταλλικού πλαισίου μιας συσκευής. Μια εκφόρτιση ESD μπορεί να μην είναι αρκετή για να καταστρέψει εντελώς τη συσκευή, αλλά αρκετή για να την εξασθενήσει. Δηλαδή ενδέχεται η συσκευή να υποβαθμιστεί και να συνεχίσει να λειτουργεί. Ωστόσο, η συσκευή καθίσταται αναξιόπιστη, καθώς μειώνεται η διάρκεια ζωής της και επηρεάζεται η λειτουργική της συμπεριφορά με την πάροδο του χρόνου [25].

Με την προσθήκη των επαφών αλουμινίου σε πολλά σημεία του κυκλώματος, όπως αναφέρθηκε στην προηγούμενη υποπαράγραφο, καθίσταται αρκετά πιθανή η εμφάνιση του φαινομένου της ηλεκτροστατικής εκφόρτισης. Σε μια τέτοια περίπτωση, την οποία πρέπει σαφώς να αποφύγουμε, αναζητούμε κυκλώματα να χρησιμοποιηθούν για την προστασία του ενισχυτή από τα υψηλά ρεύματα χαμηλών συχνοτήτων που τυχόν μπορεί να δημιουργηθούν μεταξύ των επαφών αλουμινίου και της θεωρητικής γης του ολοκληρωμένου.



Σχήμα 7.4: Pad τροφοδοσίας με κύκλωμα προστασίας ESD

Κρίθηκε επομένως, αναγκαία η τοποθέτηση κυκλωμάτων προστασίας ESD σε κάθε pad της τροφοδοσίας V_{DD} για αποφυγή ηλεκτροστατικής εκφόρτισης. Η λειτουργία αυτών των κυκλωμάτων είναι να δημιουργήσουν ένα dc μονοπάτι μεταξύ από την επιφάνεια επαφής προς τη θεωρητική γη, έτσι ώστε τα πολύ υψηλά ρεύματα να «γειωθούν» χωρίς να επηρεάσουν το ενισχυτή.

Στις εικόνες 7.4 απεικονίζονται το σχηματικό και το αντίστοιχο layout του κυκλώματος προστασίας από τα φαινόμενα ESD που χρησιμοποιήθηκε στις επαφές των τροφοδοσιών V_{DD} . Το συγκεκριμένο κύκλωμα αποτελεί ένα έτοιμο προσχεδιασμένο κύκλωμα από την τεχνολογία B11HFC και είναι κατάλληλο για τροφοδοσίες άνω των 1.5V. Όπως φαίνεται στο δεξί εικονίδιο του σχήματος 7.4a, το κύκλωμα ESD περιλαμβάνει ένα pmos, τρία nmos και μία αντίσταση από polysilicon, ενώ αξίζει να αναφερθεί ότι προσθέεται και έναν cmos πυκνωτής χωρητικότητας 12.3pF για τις ανάγκες του κυκλώματος. Επομένως, τα ESD κυκλώματα προστασίας που χρησιμοποιούνται στα διάφορα contact pads, προσθέτουν μια εμπέδηση στο μονοπάτι μεταξύ του αντίστοιχου pad και της γείωσης. Η εισαγωγή μιας τέτοιας, σχεδόν άπειρης υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας, εμπέδησης μεταξύ της τάσης V_{DD} και της γης δεν επηρεάζει σχεδόν καθόλου την απόδοση του ενισχυτή και τους διάφορους συντονισμούς που επιθυμούμε.

7.1.3 Bondwires

Ένα καλώδιο, που ορίζεται ως bondwire, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη σύνδεση ενός κυκλώματος με άλλα ηλεκτρονικά στοιχεία που όλα μαζί αποτελούν μέρος μιας ευρύτερης αλυσίδας συστήματος ή για σύνδεση μίας πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος (PCB) με άλλη. Η σύνδεση καλωδίων θεωρείται γενικά η πιο οικονομική και ευέλικτη τεχνολογία διασύνδεσης και χρησιμοποιείται για τη κατασκευή της πλειονότητας των ημιαγωγών. Τα bondwires μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συχνότητες άνω των 100 GHz, επομένως είναι πολύ πιθανή η χρήση τους στο κύκλωμα του ενισχυτή.

Η είσοδος ενός ενισχυτή αντιπροσωπεύει συχνά τη διεπαφή μεταξύ ενός εξωτερικού σήματος και του εσωτερικού μέρους του ενισχυτή, μια διαδρομή που χαράζεται μέσω συσκευασίας (package) και των καλωδίων σύνδεσης (bondwires). Συνήθως, το τσιπ συνδέεται με το PCB μέσω ενός πακέτου που αποτελείται από καλώδια σύνδεσης, τα οποία παράγουν αρκετή παρασιτική επαγωγή. Οι επαγωγείς λόγω των καλωδίων σύνδεσης αποτελούν υψηλής ποιότητας επαγωγείς. Το μειονέκτημα, ωστόσο, είναι ότι η ακριβής τιμή τους είναι δύσκολο να προσδιοριστεί. Για τον λόγο αυτό, εάν η παρασιτική επαγωγή είναι πολύ μικρότερη από τον εκφυλισμό (degeneration) που υπάρχει εντός του chip, μπορεί να αγνοηθεί. Διαφορετικά απαιτείται προσεκτικός σχεδιασμός για να οριστεί η συχνότητα συντονισμού και το σωστό κύκλωμα αντιστοίχισης.

Η έννοια της μερικής επαγωγής είναι ιδιαίτερα χρήσιμη, καθώς μπορούμε να διαχωρίσουμε το δίκτυο εισόδου σε αρκετές διαδρομές που αποτελούνται από τα καλώδια σύνδεσης bondwires. Η μερική επαγωγή από την πηγή του ενισχυτή προς το αρνητικό τερματικό της πηγής είναι υπεύθυνη για την αρνητική ανατροφοδότηση. Όλες αυτές οι διαδρομές είναι αμοιβαία συνδεδεμένες. Στην πράξη, η αμοιβαία αυτεπαγωγή μεταξύ των καλωδίων bondwires και των ιχνών πακέτου package traces αποτελούν κυρίαρχο όρο [26]. Δεδομένου ότι τα καλώδια συνδέσμου bond wires είναι συζευγμένα πηνία, επιδιώκεται η παράλληλη σύνδεσή τους με σκοπό την μείωση της μεγάλης τιμής επαγωγής που προκαλούν, όπως ήδη έχει αναφερθεί σε προηγούμενη υποπαράγραφο.

7.2 Επιφάνεια εδάφους Vss

Ένας επιπλέον προβληματισμός κατά την σχεδίαση κυκλωμάτων σε Layout μορφή, χρησιμοποιώντας πολυεπίπεδη τεχνολογία, προκύπτει, καθώς ορίζουμε ένα εκ των επιπέδων ως γείωση V_{ss} . Είναι απαραίτητη η μελέτη του, εάν ολόκληρο το μεταλλικό στρώμα αποτελεί ισοδύναμη επιφάνεια εδάφους, διότι επηρεάζει άμεσα τη συμπεριφορά του κυκλώματος.

Συγκεκριμένα, εάν δεν είναι ισοδύναμο, τότε τα διάφορα μέρη του κυκλώματος που συνδέονται με αυτό το μεταλλικό στρώμα αναφέρονται σε διαφορετικά επίπεδα δυναμικού εδάφους και η απόδοση θα είναι πολύ διαφορετική από αυτή που αναμένεται, εάν τα μέρη αναφέρονται σε μια ισοδύναμη επιφάνεια του εδάφους. Από την άλλη πλευρά, εάν ολόκληρο το μεταλλικό στρώμα επαληθευτεί ως ισοδύναμη επιφάνεια εδάφους, τότε πρέπει να εξεταστεί επιπρόσθετα το εάν είναι ισοδύναμη με το βασικό σημείο αναφοράς της γης. Μια τέτοια ανισορροπία θα μπορούσε να δημιουργήσει ρεύματα επιστροφής. Το ρεύμα επιστροφής θα έρεε πάνω από ολόκληρο το μεταλλικό στρώμα με πολύ περίπλοκο τρόπο, κάνοντας την περίπτωση αρκετά δύσκολη για εξέταση και αντιμετώπιση του προβλήματος. Επιπλέον, εάν το μεταλλικό στρώμα δεν είναι ισοδύναμο με το κύριο σημείο αναφοράς εδάφους, όχι μόνο RF, αλλά και ψηφιακά ρεύματα επιστροφής θα ρέουν σε ολόκληρο το μεταλλικό στρώμα και θα αναμειγνύονται με τα ρεύματα επιστροφής RF [15].

Είναι πλέον φανερό πως κατά τη σχεδίαση του ενισχυτή σε PCB τσιπ με πολλά μεταλλικά στρώματα, μπορούν να προκύψουν πολλά προβλήματα για τον λόγο αυτό πρέπει να υπάρχει ένας καλός σχεδιασμός του chip, ώστε να πληροί αυτές τις προϋποθέσεις:

- Η επιφάνεια του εδάφους να είναι ισοδύναμη με το σημείο γείωσης αναφοράς κατά μήκος ολόκληρου του μεταλλικού στρώματος, δηλαδή τον αρνητικό πόλο της τροφοδοσίας DC.
- Το σήμα RF στην υψηλότερη συχνότητα λειτουργίας, το οποίο ρέει μέσα στο αγωγίμο νία, να μην έχει σημαντική εξασθένιση.
- Η πρόσθετη χωρητικότητα, επαγωγή και αντίσταση λόγω της πολυμεταλλικής διαμόρφωσης να μην είναι σημαντική και οι πρόσθετες παρεμβολές λόγω της πολυμεταλλικής διαμόρφωσης να είναι αμελητέες.

7.3 Αναλυτική Layout μορφή της ενεργούς συσκευής

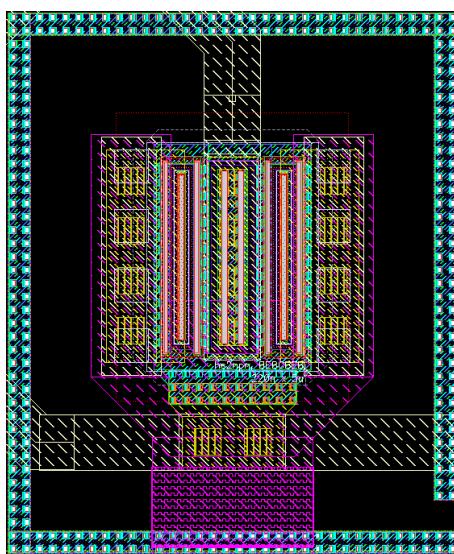
Μέχρι στιγμής έχει παρουσιαστεί μια γενική εικόνα των στοιχείων που περιστοιχίζουν τον ενισχυτή και μια μικρή αναφορά για τα πολλαπλά στρώματα που παρέχονται από την τεχνολογία B11HFC. Στη συγκεκριμένη παράγραφο παρατίθενται, αρχικά, μερικές πληροφορίες για τη 0.13μm BiCMOS τεχνολογία της Infineon που χρησιμοποιήθηκε και για τα προγράμματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM και Momentum Virtuoso, με τη βοήθεια των οποίων πραγματοποιήθηκε το τελικό μέρος της σχεδίασης. Στη συνέχεια, αναλύεται η τελική όψη της ενεργούς συσκευής, η οποία επιλέχθηκε στις παραγράφους 5.1.1, 5.1.2 και 5.1.3, σε επίπεδο Layout.

Όπως έχει ήδη διευκρινιστεί η τεχνολογία B11HFC πρόκειται για μία τεχνολογία SiGe BiCMOS 0.13μm που αποτελείται από πολλά στρώματα. Ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά της, χρήσιμα για την κατασκευή ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος είναι τα ακόλουθα:

- Υπόστρωμα : οπών p-, ειδική αντίσταση 15-20 Ωcm.
- Μέταλλα : έξι στρώματα χαλκού, εκ των οποίων τα τέσσερα πιο κοντά στο υπόστρωμα είναι πιο λεπτά (μέταλλα 1 - 4) και τα δύο πιο ψηλά στην ιεραρχία είναι παχιά (μέταλλα 5-6).
- Ένα στρώμα αλουμινίου : για επιφάνειες επαφής (pads) και καλωδίωση.
- Διάφορα νία : για την σύνδεση μεταξύ των διαφόρων μεταλλικών στρωμάτων.
- Βάση SiGe με διάμετρος του δισκίου πυριτίου (wafer) : 200mm

Φυσικά, υπάρχουν επιπλέον επίπεδα (πολυπυρίτιο, MIMTop κ.α.), τα οποία χρησιμοποιούνται στην υλοποίηση στοιχείων όπως: αντιστάσεις TaN, πυκνωτές MIM, pads κ.α., αλλά δεν κρίνεται απαραίτητο να αναφερθούν όλα. Συμβατικά τα μέταλλα 1(πράσινο) και 4(κίτρινο) ορίστηκαν ως αγωγοί επιστροφής, οι οποίοι συνδέονται στη θεωρητική γη VSS μέσω των pads.

Στο Σχήμα 7.5 φαίνεται το επιλεγμένο transistor σε επίπεδο Layout. Το transistor σχεδιάστηκε απολύτως συμμετρικά ως προς έναν νοητό οριζόντιο άξονα.



Σχήμα 7.5: Transistor BEBCBEB 220nm*5um σε Layout επίπεδο

Οι παρασιτικές αντιστάσεις ενός διπολικού τρανζίστορ σε συνδυασμό με παρασιτικές χωρητικότητες προκαλούν καθυστερήσεις χρόνου και συνεπώς μειώνουν τη μέγιστη ταχύτητα και συχνότητα λειτουργίας. Είναι συνήθως πρακτική να χρησιμοποιούνται συνεχείς μεταλλικές ράβδοι για τις επαφές του εκπομπού και του συλλέκτη, λόγω των σχετικά μεγάλων ρευμάτων.

Κατά τη σχεδίαση του τρανζίστορ στο Layout περιβάλλον, τοποθετούμε το κατάλληλα ορισμένο τρανζίστορ μας, αφού πρώτα επιλέξουμε, μέσω των δυνατοτήτων που δίνονται από το Cadence, ο συλλέκτης, ο εκπομπός και η βάση του να φτάσουν μέχρι το μέταλλο 3. Δεδομένου ότι το συγκεκριμένο τρανζίστορ αποτελείται από τέσσερις λωρίδες βάσης παράλληλα τοποθετημένες, η εσωτερική αντίσταση βάσης μειώνεται αρκετά.

Εφόσον χρησιμοποιήσαμε την αυτοματοποιημένη επιλογή για την επιμετάλλωση των εκπομπών του τρανζίστορ μέχρι το μέταλλο 3 με κατάλληλα νία, συνεχίζουμε σχεδιάζοντας τα υπόλοιπα μέταλλα τηρώντας τις αποστάσεις και τους αυστηρούς κανόνες σχεδίασης. Ο εκπομπός είναι η πιο ευαίσθητη άκρη του τρανζίστορ και βάζοντας του λίγα Ohm μπορεί να προκληθεί εκφυλισμός. Επειδή μια υψηλή αντίσταση εκπομπού υποβαθμίζει τα g_m , f_T , καθώς και το f_{max} , επιδιώκεται η μείωση της αντίστασης του εκπομπού. Αυτό μπορεί εν μέρει να επιτευχθεί φτάνοντας την άκρη του εκπομπού μέχρι το μέταλλο 6, διότι είναι το υψηλότερο από τα μέταλλα της τεχνολογίας με τη μικρότερη αντίσταση φύλλου.

Στη συνέχεια, προκειμένου να απομονωθεί η ενεργός συσκευή μας από τον θόρυβο και τα ρεύματα που μπορεί να προέρχονται από το υπόστρωμα, υλοποιήθηκε ένα προστατευτικό δαχτυλίδι (guard ring) αποτελούμενο από διάχυση τύπου p (psub) και έφτανε έως το μέταλλο 3 με την χρήση πολλών επαφών (via). Τέλος, για την εξαγωγή και την μέτρηση όλων των παρασιτικών στοιχείων, που αποτελούν το τρανζίστορ, δηλαδή αντιστάσεις, αυτεπαγωγές και χωρητικότητες, χρησιμοποιήθηκαν τα εξαγόμενα extracted μοντέλα, τα οποία δημιουργήθηκαν μέσω της δυνατότητας του RLCK Extraction που παρέχει το πρόγραμμα Cadence Virtuoso.

Αξίζει να σημειωθεί πως στο τελικό σχηματικό με τα Layout κομμάτια του ενισχυτή, τα οποία ήταν προσομοιωμένα στο Sonnet και στο Momentum Virtuoso, τοποθετήθηκαν όλα τα διπολικά τρανζίστορ του κεντρικού κορμού του κυκλώματος, καθώς και των κυκλωμάτων πόλωσης, ως RLCK Extracted transistors σε ξεχωριστά αρχεία, προκειμένου να συμπεριληφθούν οι αντιστάσεις, οι επαγωγές και οι χωρητικότητες, που δημιουργούνται μεταξύ των μεταλλικών στρωμάτων από τα οποία απαρτίζονται. Αυτό διακρίνεται εν μέρει στην εικόνα 7.11 με μια προσεκτική ματιά.

Λίγο πριν τη μετατροπή της ενεργούς συσκευής σε extracted μοντέλο και προκειμένου να θεωρηθεί επιτυχής η διαδικασία της σχεδίασης σε layout επίπεδο, εφαρμόζονται πάντα οι έλεγχοι DRC και LVS. Συγκεκριμένα :

- **DRC : Design Rule Check.** Ισχύουν ειδικοί κανόνες για τις διαστάσεις και τις αποστάσεις των μετάλλων και των νία κατά τη Layout σχεδίαση. Η τήρησή τους εξετάζεται μέσω του προγράμματος DRC, που είναι εξειδικευμένο για κάθε τεχνολογία έτσι εντοπίζονται τυχόν σφάλματα.
- **LVS : Layout Versus Schematic.** Αποτελεί ένα λογισμικό επαλήθευσης του ηλεκτρονικού σχεδιασμού ενός κυκλώματος. Με άλλα λόγια, μέσω του LVS ελέγχεται, εάν το Layout ενός συγκεκριμένου ολοκληρωμένου κυκλώματος αντιστοιχεί ακριβώς στο αρχικό σχηματικό του στο Cadence.

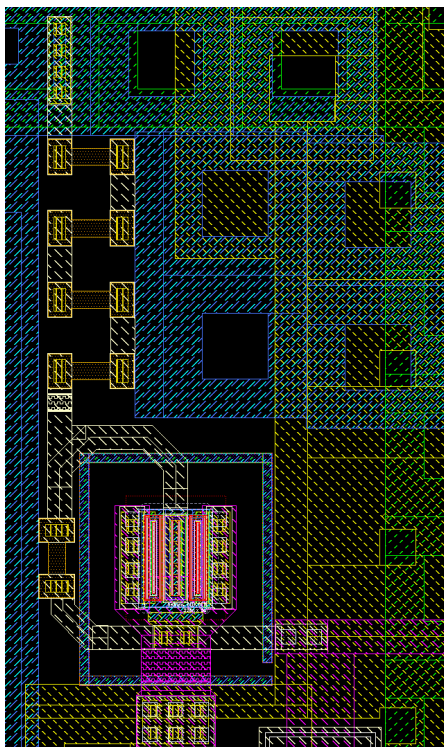
Περνώντας, λοιπόν, το διαμορφωμένο transistor από LVS και DRC βεβαιωνόμαστε ότι κάθε σύνδεση έγινε σωστά και πως όλοι οι κανόνες σχεδίασης τηρούνται. Έτσι αποδεικνύεται επιπλέον ότι ο εκπομπός του κάτω κασκοδικού τρανζίστορ αποτελεί τέλειο βραχυκύκλωμα με τη θεωρητική γη, αφού προσθέτει μία απειροελάχιστη αυτεπαγωγή μέχρι το VSS.

7.4 Κυκλώματα Πόλωσης

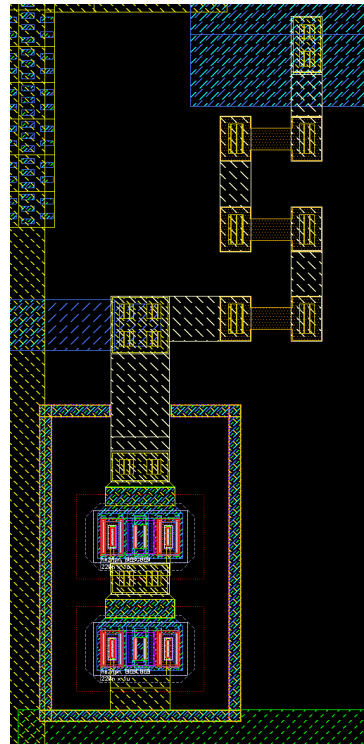
Οι Layout μορφές των δύο διαφορετικών κυκλωμάτων πόλωσης, που χρησιμοποιήθηκαν παρουσιάζονται στις παρακάτω εικόνες. Η επιλογή των συγκεκριμένων κυκλωμάτων αναλύεται στο υποκεφάλαιο 5.5.

Στην εικόνα 7.6a εμφανίζεται ο καθρέπτης ρεύματος που συνδέεται με τη βάση του κάτω transistor του cascode, καθώς και με τη μεσαία λήψη του balun εισόδου, για να τροφοδοτήσει τις διαφορικές βάσεις του transistor κοινού εκπομπού του πρώτου σταδίου. Το transistor αυτό είναι ακριβώς ίδιο σε διαστάσεις με αυτά του κασκοδικού 7.5. Παρατηρείται ότι χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις αντιστάσεις ResTaN των $57,5\Omega$ η καθεμιά, για την επίτευξη της ζητούμενης τάσης στη βάση του κοινού εκπομπού, καθώς επίσης και μία αντίσταση ResTaN 50Ω στο κλάδο που ενώνει τη βάση με το συλλέκτη. Η αντίσταση αυτή δεν επηρεάζει καθόλου την επίδοση του καθρέπτη.

Ο κασκοδικός καθρέπτης, η βάση του οποίου συνδεεται με την αντίστοιχη βάση του πάνω τρανζίστορ του κεντρικού cascode, παρουσιάζεται στην εικόνα 7.6b. Ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στις διασυνδέσεις μεταξύ των δύο διπολικών τρανζίστορ, προκειμένου να πληρούν τις προϋποθέσεις πλάτους μετάλλων για την αντοχή τους κατά τη διαρροή τους από υψηλά ρεύματα και ταυτόχρονα να προσθέτουν όσο το δυνατόν λιγότερες παρασιτικές χωρητικότητες και αυτεπαγωγές. Επίσης, χρησιμοποιήθηκαν τρεις αντιστάσεις ResTaN των 50Ω .



(a) Layout απλού καθρέπτη



(b) Layout καθρέπτη για την βάση του πάνω τρανζίστορ του κασκοδικού

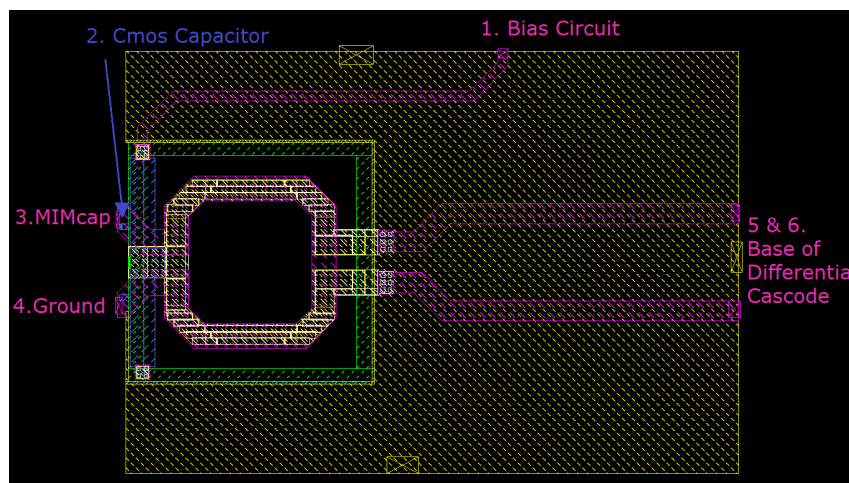
Σχήμα 7.6: Layout των κυκλωμάτων πόλωσης

7.5 Κατάλληλα διαμορφωμένα κομμάτια του ενισχυτή σε layout

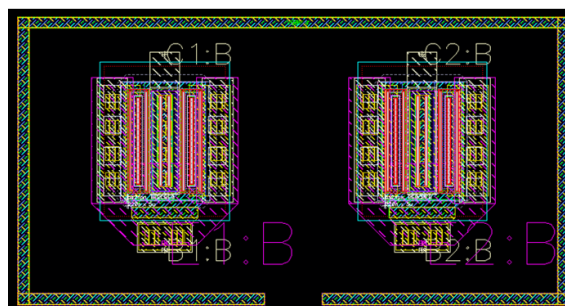
Δεδομένου ότι προστέθηκαν στοιχεία άμεσα συνδεδεμένα στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή, όπως τα GSG pads, τα οποία φέρουν μια διόλου αμελητέα τιμή χωρητικότητας, είναι αναμενόμενο να προκληθούν αλλαγές στις συνδεσμολογίες των κυκλωμάτων matching εισόδου και εξόδου.

Όπως παρουσιάζεται και στην εικόνα 7.7, από τη δεξιά μεριά που balun, δεν υπάρχει πλέον ένα κύκλωμα αντιστοιχίας τύπου L, αλλά μια μεμονωμένη γραμμή μεταφοράς, στην οποία επιλέχθηκε το μέταλλο 6 (ροζ) ως αγωγός μεταφοράς και το μέταλλο 4 (κίτρινο) ως αγωγός επιστροφής συνδεδεμένος στη θεωρητική γη. Συγκρίνοντας την layout εικόνα του κυκλώματος εισόδου με αυτή που αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 5.8 και συγκεκριμένα στην εικόνα 5.15, διαπιστώνεται ως φυσικό επακόλουθο πως πρέπει να αφαιρεθεί ο πυκνωτής από το κύκλωμα L matching, ώστε να αντισταθμιστεί η χωρητικότητα που προστίθεται στην είσοδο του balun μέσω των GSG pads.

Στην εικόνα 7.7 αναγράφονται τα στοιχεία με τα οποία θα συνδεθεί εν τέλει το συγκεκριμένο μέρος του κυκλώματος. Όπως φαίνεται, μια λεπτής γραμμής μεταφοράς, δηλαδή μεγάλης επαγωγής, αποτελεί το συνδετικό στοιχείο του καθρέπτη ρεύματος 7.6a με την μεσαία λήψη του Balun για την πώλωση του ενισχυτή. Επιπλέον, στον ίδιο κόμβο της μεσαίας λήψης τοποθετείται ένας πυκνωτής Cmos 90fF ως decoupling, ο οποίος είναι δυσδιάκριτος στη συνολική εικόνα του ενισχυτή 7.13. Αντίθετα, στην ίδια εικόνα 7.13 φαίνεται ο μικρός πυκνωτής MIM 17fF που βρίσκεται μεταξύ του S pad και της μίας άκρης του πρωτεύοντος μέρους του balun, η άλλη άκρη να γειώνεται, μιας και η είσοδος είναι μονού ακροδέκτη. Τέλος, μετά τις διαφορικές γραμμές μεταφοράς του κυκλώματος εισόδου, συνδέεται η βάση του κοινού εκπομπού του κασκοδικού που φαίνεται στην εικόνα 7.9.



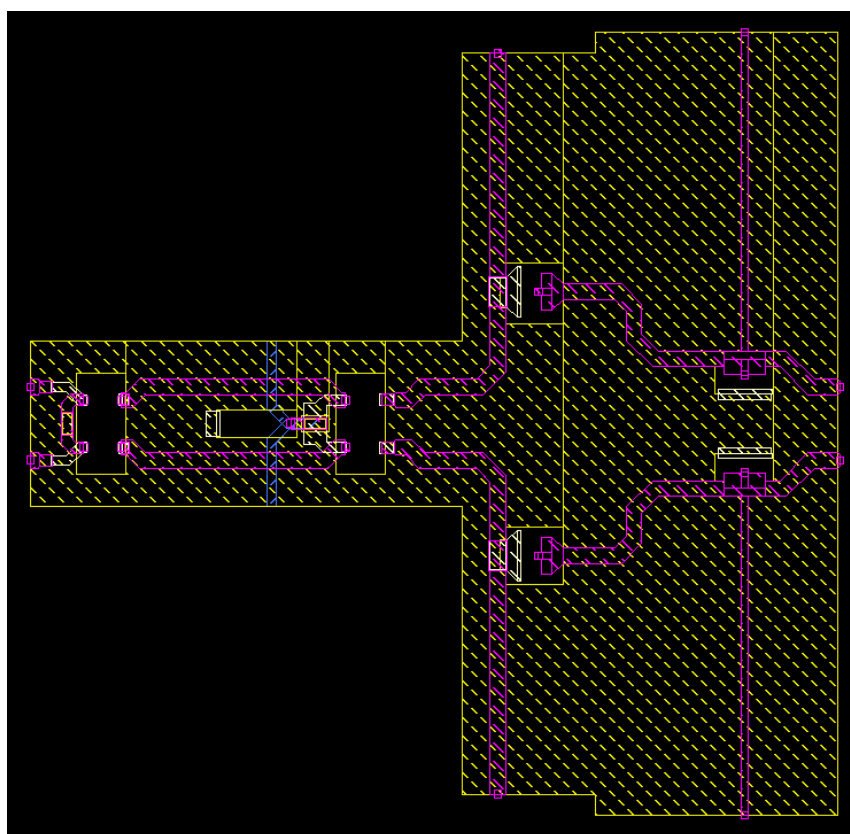
Σχήμα 7.7: Layout κυκλώματος εισόδου



Σχήμα 7.8: Layout των δύο κάτω transistor των cascode στους διαφορικούς ακροδέκτες

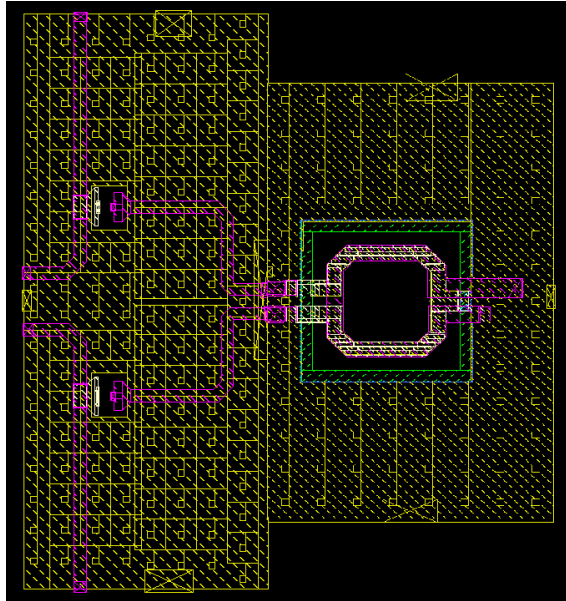
Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο κεντρικός άξονας του ενισχυτή. Συγκεκριμένα, ξεκινώντας από αριστερά προς τα δεξιά εμφανίζονται οι συνέχειες των γραμμών μεταφοράς (άκρες 5 και 6 της εικόνας 7.7) και η σύνδεσή τους με τις βάσεις των κάτω τρανζίστορ του κασκοδικού.

Αξίζει να σημειωθεί πως τα transistor δεν προσομοιώθηκαν μαζί με τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος, γιατί όπως ήδη αναφέρθηκε διαμορφώθηκαν σε ξεχωριστό αρχείο και αποφασίστηκε στο τελικό σχηματικό να χρησιμοποιηθεί η extracted τους μορφή. Τα δυο κάτω transistor του κασκοδικού προσομοιώθηκαν στο ίδιο αρχείο 7.8, διότι είχαν πολύ μικρή απόσταση μεταξύ τους και ήταν απαραίτητο να μετρηθούν οι αλληλεπιδράσεις τους. Ομοίως και για τα πάνω transistors. Επίσης, εξαιτίας του ότι το πρόγραμμα Sonnet EM χρειάζεται ξεχωριστό φάκελο με τη διάταξη των μεταλλικών στρωμάτων για να αντιληφθεί τους πυκνωτές MIM, υπάρχουν κενά στην εικόνα 7.9 και για αυτούς. Όλα τα παραπάνω στοιχεία που εκλείπουν στην συγκεκριμένη εικόνα, ενώθηκαν στις κατάλληλες θέσεις στο σχηματικό 7.11 που χρησιμοποιήθηκε για τις μετρήσεις, χάρις στα διάφορα pins που τοποθετήθηκαν σε κάθε προσομοίωση.



Σχήμα 7.9: Ενδιάμεσο μέρος του ενισχυτή σε layout μορφή

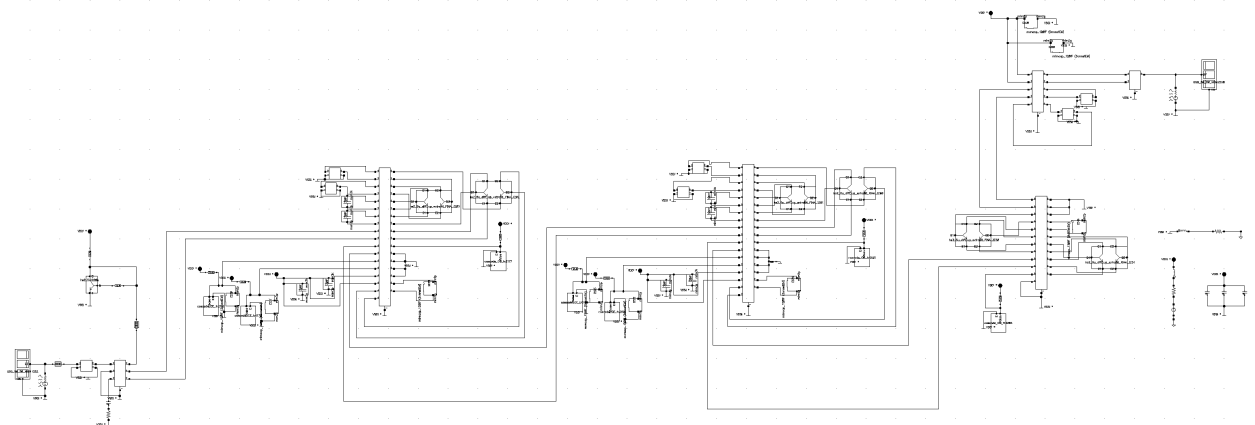
Ως τελευταίο αφήσαμε το κύκλωμα αντιστοίχισης εξόδου, το οποίο για τον ίδιο λόγο με της εισόδου, δηλαδή την επιπλέον χωρητικότητα των GSG pads, υπέστη αλλαγές στην σύνθεσή του σε σχέση με τη δομή που παρουσιάστηκε στην εικόνα 5.11. Ωστόσο, οι μεταβολές που χρειάστηκαν να γίνουν ήταν πολύ μικρές σε σύγκριση με τις αντίστοιχες της εισόδου.



Σχήμα 7.10: Layout κυκλώματος εισόδου

Το Σχήμα 7.11 παρέχει τις απαραίτητες πληροφορίες για το πώς πάρθηκαν οι τελικές μετρήσεις που παρουσιάζονται στο επόμενο κεφάλαιο. Εξαιτίας του μεγάλου μεγέθους του ενισχυτή και του εύρους συχνοτήτων που επιλέχθηκε να σχεδιαστεί, δεν ήταν δυνατή η προσομοίωση ολόκληρου του layout κυκλώματος στα προγράμματα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM και Momentum Virtuoso. Ακόμα και το μισό κύκλωμα που κατορθώθηκε να προσομοιωθεί είχε πολλά σφάλματα και τις περισσότερες φορές δεν αναγνώριζε σωστά τα διάφορα ports. Επομένως, επιλέχθηκε ο ενισχυτής να χωριστεί σε πέντε μέρη που θα συνδέονταν μεταξύ τους στο σχηματικό του Cadence : κύκλωμα εισόδου (εικόνα 7.7), δύο ενδιάμεσα κομμάτια (εικόνα 7.9), οι γραμμές που περικλείουν τη διαφορική cascode συνδεσμολογία (μόνο το πρώτο μέρος της εικόνας 7.9) και το κύκλωμα εξόδου (7.10).

Στην εικόνα 7.11 παρουσιάζονται όλα τα προαναφερθέντα αρχεία που περιείχαν τα προσομοιωμένα μέρη, καθώς και οι συνδέσεις τους με τα extracted transistors, κυκλώματα πόλωσης και τους διάφορους MIM πυκνωτές, οι οποίοι όπως ήδη σημειώθηκε χρειάστηκαν ειδική διάταξη μετάλλων, για να τους αντιληφθεί σωστά το Sonnet EM.



Σχήμα 7.11: Σχηματικό του ενισχυτή με τα προσομοιωμένα μέρη του

7.6 Bypass Πυκνωτές

Σε ιδανικές συνθήκες, κατά την υλοποίηση του ενισχυτή δεν θα εμφανίζονταν παρασιτικά στοιχεία. Έτσι, το ρεύμα που απαιτείται, αφού θα είχε προσφερθεί απευθείας από το τροφοδοτικό του εργαστηρίου, θα διερχόταν από την πλακέτα PCB και θα κατέληγε ολόκληρο στο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Επίσης, το ρεύμα επιστροφής από τον ενισχυτή θα επέστρεφε στην τροφοδοσία DC ακολουθώντας μια ομαλή πορεία. Θεωρώντας βέβαια μια τέτοια συμπεριφορά, θα σχεδιαζόταν ένας Op-Amp, ο οποίος θα διαπιστωνόταν εν τέλει πως δε λειτουργεί όπως αναμένεται ή δεν λειτουργεί καθόλου. Βασική αιτία για μια τέτοια αστοχία είναι ο θόρυβος που προέρχεται από την παροχή ρεύματος ή το εσωτερικό κύκλωμα.

Ο θόρυβος από την τροφοδοσία είναι ανεπιθύμητος και πρέπει να εξαλειφθεί με οποιοδήποτε κόστος. Προκειμένου λοιπόν να εξασφαλιστεί η καλύτερη δυνατή απόδοση από ολοκληρωμένα κυκλώματα, πρέπει να οριστούν αυστηρά τα περιθώρια θορύβου της τροφοδοσίας. Η χρήση ορισμένων bypass πυκνωτών (παράκαμψης) αποτελεί αξιόπιστη επιλογή για τη μείωση του θορύβου, ενώ παράλληλα προσφέρει επιπλέον σταθερότητα στη τροφοδοσία.

Ένας πυκνωτής bypass εφαρμόζεται συνήθως μεταξύ της τάσης V_{DD} και της θεωρητικής γείωσης ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος. Εξαλείφει την επίδραση των απότομων κορυφών τάσης στην τροφοδοσία και λειτουργεί ως προστασία ενάντια στον ανεπιθύμητο θόρυβό της. Ο χαρακτηρισμός Bypass χρησιμοποιείται, καθώς παρακάμπτει τα στοιχεία υψηλής συχνότητας του τροφοδοτικού. Δηλαδή, ρόλος του πυκνωτή είναι να αποσυνδέει ένα μέρος του κυκλώματος από ένα άλλο (συνήθως τον θόρυβο από την παροχή ρεύματος).

Δίνεται μεγάλη προσοχή στην επιλογή bypass πυκνωτών. Ένας bypass πυκνωτής πρέπει να είναι αρκετά μεγάλος για να παράσχει το απαραίτητο ρεύμα μεταγωγής. Επιπλέον, η εν σειρά αντίσταση και επαγωγή του πρέπει να είναι αρκετά μικρές, έτσι ώστε τα παροδικά ρεύματα που κυλούν μέσω των γραμμών τροφοδοσίας να μην προκαλούν υπερβολικό θόρυβο στους ακροδέκτες ισχύος και γείωσης. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο προτιμάται να τοποθετηθούν πολλοί πυκνωτές παράλληλα έναντι ενός μεγάλου πυκνωτή. Η bypass χωρητικότητα του chip δεν είναι αρκετή, για αυτό σχεδόν πάντα απαιτείται η τοποθέτηση πυκνωτών παράκαμψης στην πλακέτα, όσο το δυνατόν πιο κοντά στο chip. Είναι σημαντικό να είναι πολύ μικρή η απόσταση αυτή, γιατί όσο πιο μακριά τοποθετούμε τον πυκνωτή, τόσο μεγαλύτερη είναι η αυτεπαγωγή που θα εισαχθεί, δημιουργώντας ανεπιθύμητη συμπεριφορά εδάφους. Συνεπώς, πολλοί είναι οι παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά την σχεδίαση bypass πυκνωτών: επιλογή σωστής τιμής πυκνωτή, διηλεκτρικό υλικό, γεωμετρία και θέση του στο κύκλωμα.

Η εξίσωση που συνδέει τη διαφορά δυναμικού στα άκρα ενός πυκνωτή με την χωρητικότητά του και το φορτίο που αποθηκεύεται συναρτίζει του χρόνου, καθώς επίσης και η σχέση που προσδιορίζει τη μεταβολή του φορτίου στο χρόνο ανάλογα με το ρεύμα διέλευσης, είναι η εξής:

$$\left. \begin{aligned} V_{ripple}(t) &= \frac{\Delta Q(t)}{C} \\ \Delta Q(t) &= \int_0^t i(t) dt, \end{aligned} \right\} V_{ripple}(t) = \frac{\int_0^t i(t) dt}{C} \quad (7.1)$$

όπου $V_{ripple}(t)$: η μεταβολή της τάσης τροφοδοσίας που οφείλεται στην πτώση τάσης στο εσωτερικό του πυκνωτή.

Για να υπολογίσουμε τη μέγιστη πτώση τάσης, πρέπει να βρεθεί το μέγιστο ρεύμα που περνάει από τον πυκνωτή $i(t)$. Αυτό απαιτεί την ολοκλήρωση του ρεύματος ως προς τη μεταβολή του χρόνου t και την εύρεση της τιμής του t για την οποία η παράγωγος είναι

μηδέν. Λόγω του γεγονότος ότι το ρεύμα αυτό εξαρτάται από διάφορους παράγοντες του κυκλώματος, η παραπάνω ολοκλήρωση είναι περίπλοκη.

Δεδομένου όμως ότι δεν μπορούμε να θεωρήσουμε τη συνάρτηση του ρεύματος διέλευσης, θέτουμε μία υπόθεση ότι η κυματομορφή του ρεύματος είναι γραμμική σε ολόκληρη την περίοδο. Κάτι τέτοιο σαφώς και δεν ισχύει, αλλά προσφέρει μια εικόνα για την τιμή χωρητικότητας των bypass πυκνωτών.

$$\Delta Q(T) = \int_0^T i(t) dt = I_{max}T \quad (7.2)$$

Θέλουμε να βρούμε τη μέγιστη τιμή πυκνωτή που απαιτείται για να εξασφαλίσουμε και τις ακραίες περιπτώσεις. Επομένως, θέτουμε επίσης αυθαίρετα την αρκετά μικρή πιθανή κυμάτωση της τάσης τροφοδοσίας ως το 5% της ορισμένης dc τάσης, δηλαδή $V_{ripple_MIN} = 0.05 * 3.3V$.

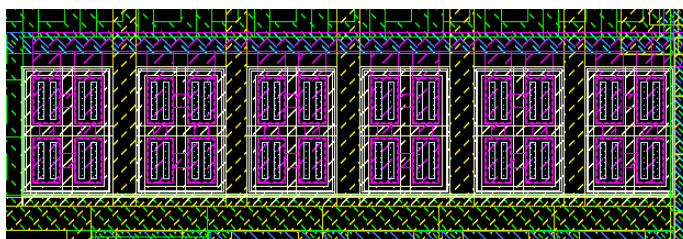
$$C_{max} = \frac{I_{max}}{f * V_{ripple_MIN}} = \frac{160mA}{145GHz * 0.165V} = 6.7pF \quad (7.3)$$

Εν τέλει, στο σχηματικό layout του ενισχυτή τοποθετήσαμε μεγαλύτερη συνολική εμπέδηση, η οποία απαρτίζεται από 30 MIM και 14 Cmos πυκνωτές.

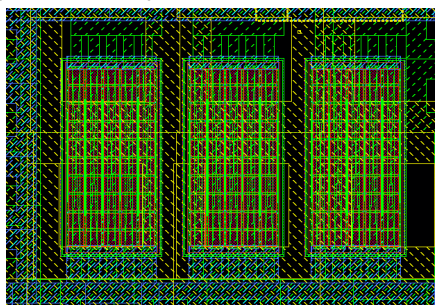
$$C_{MIMcap} = 30 * 200pF = 6pF \quad (7.4)$$

$$C_{cmoscap} = 14 * 1.2pF = 16.8pF \quad (7.5)$$

$$\text{Συνολικά : } C_{total} = 6pF + 16.8pF = 22.8pF \quad (7.6)$$



(a) 6 Πυκνωτές MIM των 200fF ο καθένας



(b) 3 Πυκνωτές Cmos των 1.2pF ο καθένας

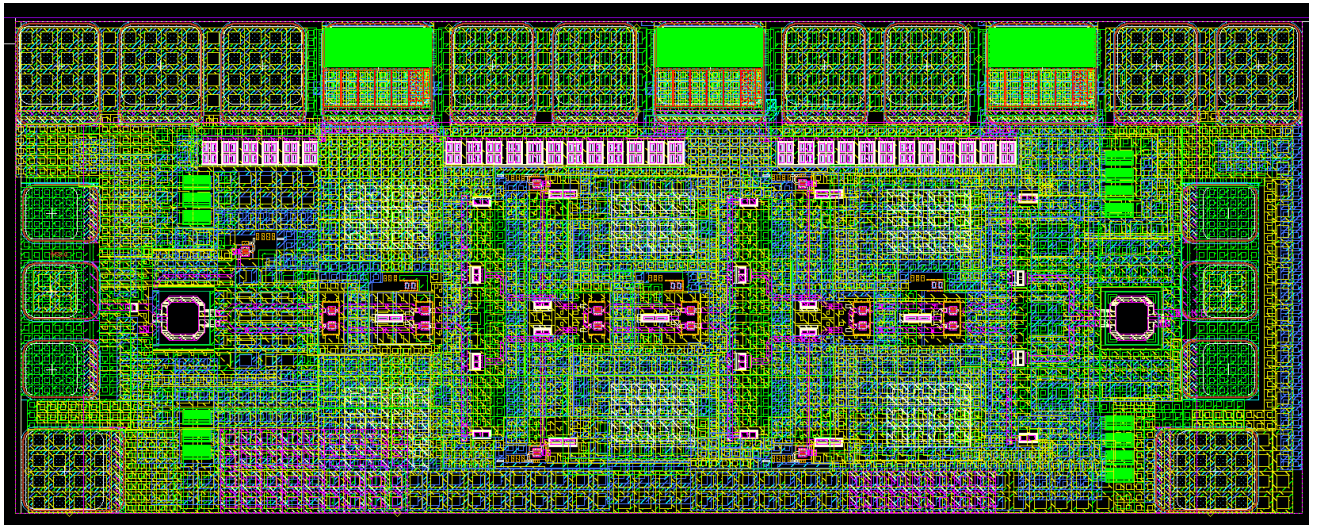
Σχήμα 7.12: Ορισμένοι bypass πυκνωτές που σχεδιάστηκαν στο chip

7.7 Cheesing και Filling

Τελευταίο βήμα, πριν την ολοκλήρωση του layout του ενισχυτή και την αποστολή του τελικού αρχείου, αποτέλεσαν δύο βασικές διαδικασίες γνωστές ως cheesing και filling. προκειμένου το σχέδιο να γίνει αποδεκτό προς υλοποίηση στο εργοστάσιο.

- **Cheesing** : Κατά τη διαδικασία αυτή, γίνεται η διάτρηση όσων μεταλλικών στοιχείων έχουν διαστάσεις μεγαλύτερες από τις επιτρεπτές. Εάν ο σχεδιαστής δεν έχει μεριμνήσει να κάνει μόνος του αυτή τη διαδικασία, τότε πραγματοποιείται με αυτόματο τρόπο από το εργοστάσιο. Ωστόσο, θεωρήθηκε σωστότερο η κοπή των μετάλλων, τουλάχιστον στις βασικές περιοχές της σχεδίασης του ενισχυτή, να πραγματοποιηθεί από τον σχεδιαστή, διότι αποτελούν ευαίσθητα κομμάτια, ειδικά σε αυτές τις συχνότητες λειτουργίας.
- **Filling** : Η διαδικασία αυτή αποτελεί τον αντίποδα του Cheesing. Συγκεκριμένα, σε όσες περιοχές δεν υπήρχε επαρκής επιμετάλλωση ή συγκεκριμένα ποσοστά από κάθε μέταλλο σε μεγάλα κομμάτια του κυκλώματος, έπρεπε να προστεθούν.

Στο σχήμα 7.13 παρουσιάζεται το τελικό σχέδιο του Layout του διαφορικού ενισχυτή, όπως ακριβώς παραδόθηκε προς υλοποίηση στο εργαστήριο. Είναι εμφανή τα αποτελέσματα των διαδικασιών filling και το cheesing. Το κύκλωμα πέρασε επιτυχώς τους ελέγχους DRC και LVS (αναφέρονται στο υποκεφάλαιο 7.3).



Σχήμα 7.13: Συνολικό Layout του διαφορικού ενισχυτή στα 145GHz

Κεφάλαιο 8 : Προσομοιώσεις Ενισχυτή σε Φυσικό Επίπεδο

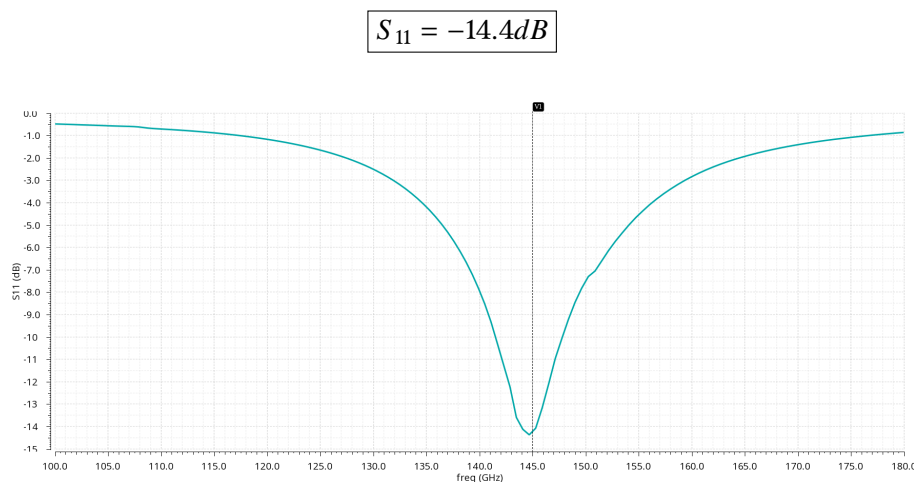
8 Προσομοιώσεις Ενισχυτή σε Φυσικό Επίπεδο

Το παρόν Κεφάλαιο έχει ως ρόλο του την παρουσίαση των αποτελεσμάτων του ενισχυτή με την ολοκλήρωση της τρίτης και τελευταίας φάσης της διπλωματικής εργασίας, η οποία αποτελεί την σχεδίαση του σε μορφή Layout. Προτείνεται η παράλληλη εξέταση του κεφαλαίου 8 με το κεφάλαιο 6, στο οποίο έγινε λεπτομερής ανάλυση κάθε μετρούμενης ποσότητας. Στο τέλος αυτού του κεφαλαίου, πέραν από το πίνακα, όπου αναγράφονται συνοπτικά όλες τα αποτελέσματα, παρέχεται και ένας συγκεντρωτικός πίνακας αποτελεσμάτων καθεμιάς από τις φάσεις σχεδίασης (με ιδανικά στοιχεία, με στοιχεία βιβλιοθήκης και σε μορφή Layout) με σκοπό τη συγκρισή τους και την έκβαση συμπερασμάτων.

8.1 S parameters

Εφαρμόζουμε ανάλυση S παραμέτρων, αυτή τη φορά στο αρχείο που περιλαμβάνει τα προσομοιωμένα μέσω Momentum Virtuoso και Sonnet EM κομμάτια του κυκλώματος.

Από το σχήμα 8.1 είναι εμφανές πως ο ενισχυτής δεν έχει πετύχει το τέλει ταίριασμα στην είσοδο και αυτό συμβαίνει εξαιτίας της παράλληλης χωρητικότητας που επιφέρουν τα GSG pads οδηγώντας στην εξ ολοκλήρου αλλαγή της μορφής του κυκλώματος εισόδου, όπως αναφέρεται στο Κεφάλαιο 7. Επιπλέον, κοντά στα 100 GHz και στα 190 GHz, ο ενισχυτής φαίνεται να μην ακτινοβολεί σχεδόν τίποτα, καθώς το S_{11} είναι κοντά στα 0 dB, γεγονός που σημαίνει ότι αντανακλάται όλη η ισχύς. Η τιμή, ωστόσο για την συχνότητα ενδιαφέροντος 145GHz είναι αποδεκτή και επαρκής για τους στόχους που θέσαμε στο συγκεκριμένο ενισχυτή, καθώς ήταν κάτι αναμενόμενο λόγω της δυσκολίας του επιλεγμένου κυκλώματος.

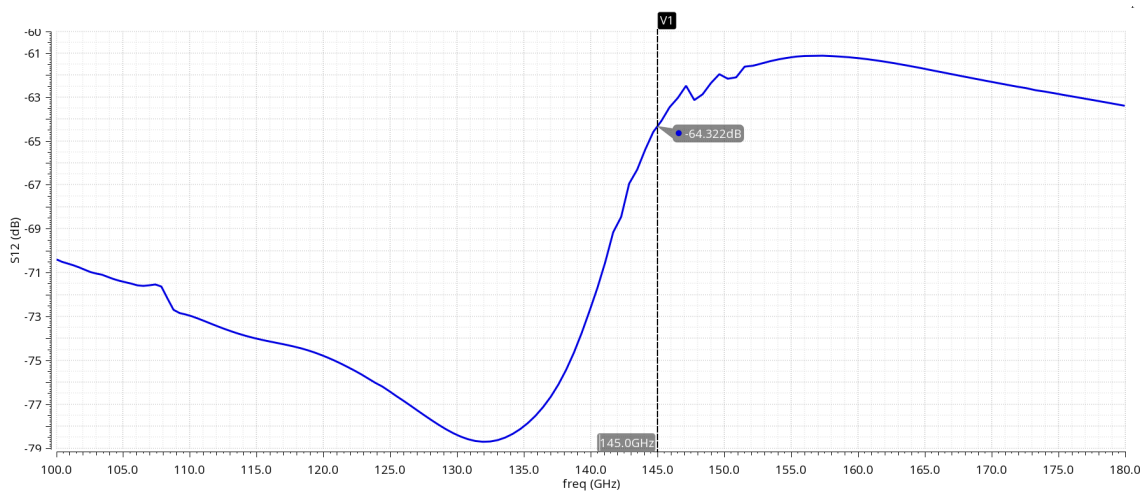


Σχήμα 8.1: Διάγραμμα παραμέτρου $S_{11}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας

Εκτός από το διάγραμμα της S_{11} , παρατηρείται ότι τα υπόλοιπα τρία διαγράμματα των S παραμέτρων παρουσιάζουν μικρές μη κανονικότητες στη μορφή τους, που αλλοιώνουν την ομαλή καμπύλη τους. Τα σημεία αυτά προκύπτουν από τα προσομοιωμένα στοιχεία layout, πιθανώς λόγω επιλογών κατά τη διαδικασία ρύθμισης και ορισμού των προδιαγραφών του Momentum Virtuoso ή SonnetEM. Όταν οι κυματώσεις είναι μικρές, τις θεωρούμε ως ομαλή συνέχεια της γραφικής παραστασίας, προκειμένου να μελετήσουμε τα αποτελέσματα.

Όσον αφορά στην παράμετρο S_{12} , η τιμή της είναι φανερά μικρότερη από την αντίστοιχη τιμή στο κύκλωμα με τα στοιχεία της βιβλιοθήκης (κεφάλαιο 6 6.1). Ωστόσο, η τιμή αυτή εξακολουθεί να είναι μεγάλη, επομένως θεωρείται εν μέρει ικανοποιητική απομόνωση.

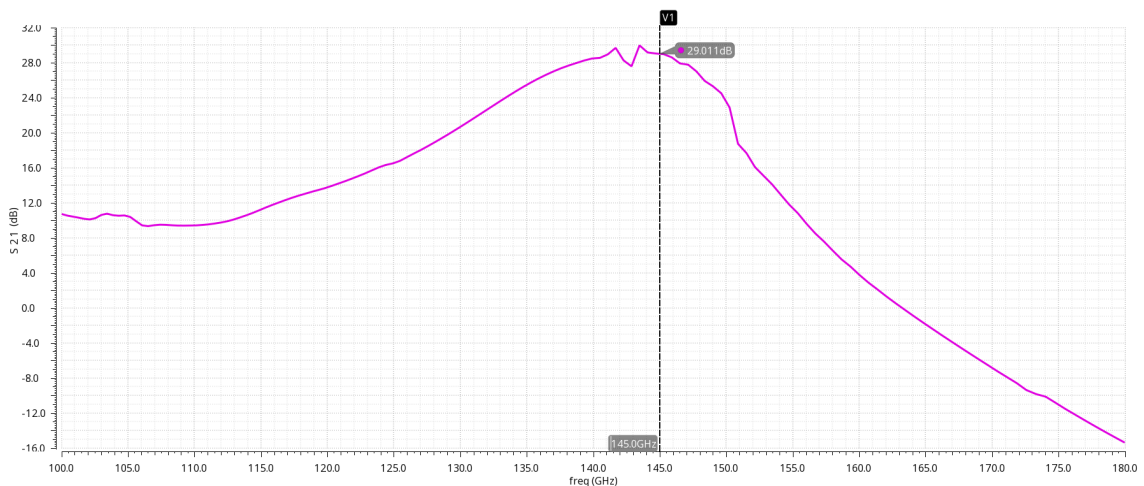
$$S_{12} = -64.3dB$$



Σχήμα 8.2: Διάγραμμα παραμέτρου $S_{12}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας

Η τιμή του κέρδους στη συχνότητα ενδιαφέροντος $f_0 = 145GHz$ παραμένει αμετάβλητη. Βέβαια, η γενική εικόνα της καμπύλης έχει αλλάξει.

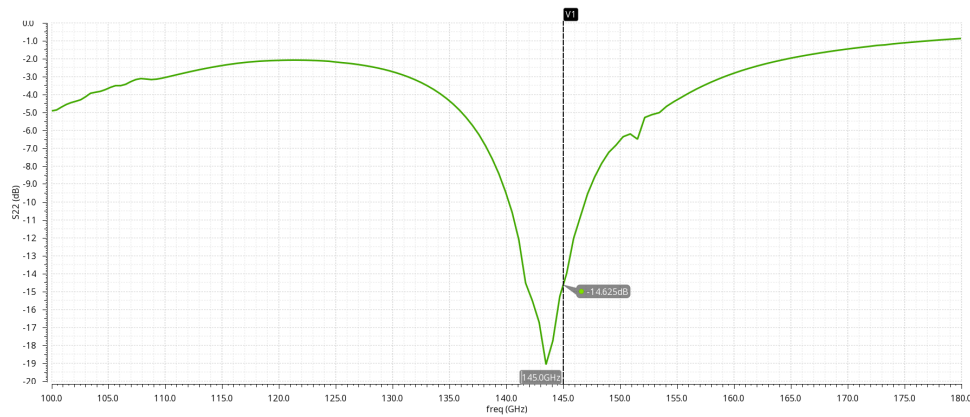
$$S_{21} = 29dB$$



Σχήμα 8.3: Διάγραμμα παραμέτρου $S_{21}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας

Τέλος, η S_{22} αντιπροσωπεύει το κατά πόσο ταιριάζει η αντίσταση που "βλέπει" η έξοδος του ενισχυτή με την αντίσταση της θύρας εξόδου, συνυπολογίζοντας στην περίπτωση αυτή και την χωρητικότητα των GSG pads. Από τη μικρή τιμή της αντιλαμβανόμαστε ότι το ταίριασμα αυτό δεν είναι το καλύτερο δυνατό, ωστόσο είναι αρκετό, δεδομένου ότι δεν επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τις αποδόσεις ενδιαφέροντος (κέρδος, ισχύς).

$$S_{22} = -14.63dB$$



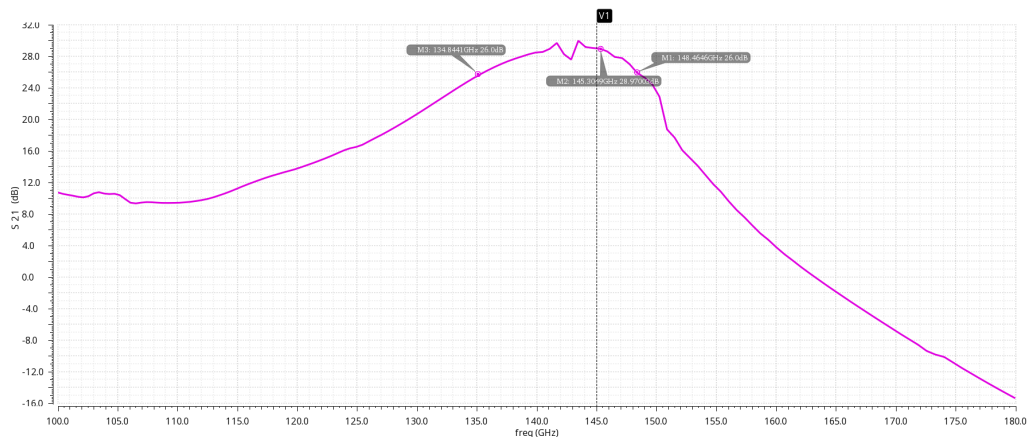
Σχήμα 8.4: Διάγραμμα παραμέτρου $S_{22}(dB)$ συναρτήσει της συχνότητας

8.2 Εύρος Συχνοτήτων 3dB

Από το σχήμα 8.3 γίνεται εύκολα αντιληπτό το γεγονός ότι ο ενισχυτής είναι στενής ζώνης (narrowband) γύρω από την κεντρική συχνότητα. Αξίζει να σημειωθεί ότι ορίζουμε ως μέγιστη τιμή κέρδους τα 29dB στα 145GHz, διότι, όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο, η παραμόρφωση της γραφικής θεωρείται ως παράλογη συμπεριφορά του ενισχυτή και δε λαμβάνουμε υπ'όψιν τις απότομες αυτές κορυφές, που εμφανίζονται στις συχνότητες 142-144GHz. Επομένως, αφαιρώντας από αυτή την τιμή 3dB, άρα τελικά 26dB, καταγράφουμε τις συχνότητες f_{high} και f_{low} , που την πετυχαίνουν. Παρατηρούμε από το Σχήμα 8.5 ότι το εύρος ζώνης 3-dB για τον ενισχυτή μειώθηκε.

$$BW_{3dB} = f_{high} - f_{low} \implies BW_{3dB} = 148.46GHz - 134.84GHz$$

$$BW_{3dB} = 13.62GHz$$



Σχήμα 8.5: Διάγραμμα $S_{21}(dB)$ με επισημασμένα σημεία για εύρος συχνοτήτων 3dB

8.3 Έλεγχος ευστάθειας

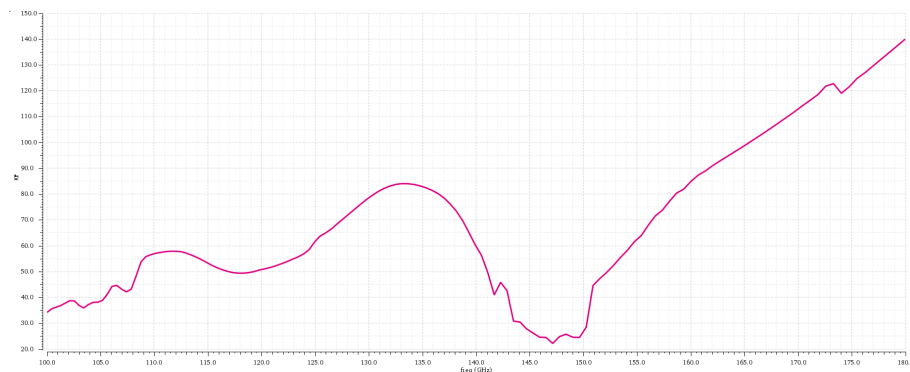
Δεδομένων των παραμορφώσεων που εμφανίζονται στις γραφικές παραστάσεις αυτού του κεφαλαίου και κυρίως των πολύ μικρών αποστάσεων των στοιχείων σε πραγματικό επίπεδο, που μπορεί να οδηγούν σε αυτεπαγωγές μεταξύ μετάλλων, ο προβληματισμός για την ύπαρξη ευστάθειας του κυκλώματος αυξάνεται.

Θεωρήθηκε αναγκαία η μελέτη της ευστάθειας. Δυστυχώς όμως δεν ήταν δυνατή η δημιουργία των κυκλωμάτων μονού και διαφορικού τρόπου λειτουργίας(6.3.1, 6.3.2) κάθε σταδίου ξεχωριστά, διότι, όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 7, προσομοιώθηκαν στο Momentum Virtuoso μεγάλα μέρη του ενισχυτή μαζί, όπως για παράδειγμα η έξοδος του πρώτου σταδίου με την είσοδο του δεύτερου σταδίου, ώστε να προκύψει μια ευκρινέστερη εικόνα για την πραγματική συμπεριφορά του.

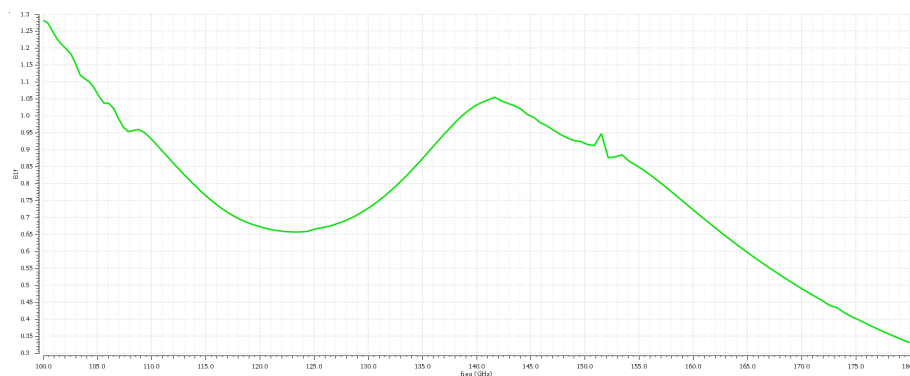
Εξετάσαμε επομένως τις παραμέτρους ευστάθειας ολόκληρου του κυκλώματος ενισχυτή, χρησιμοποιώντας την ανάλυση S-παραμέτρων στην εκτέλεση της προσομοίωσης. Πραγματοποιήθηκε sr ανάλυση στο ADE L σε θερμοκρασίες από 0° C έως 125° C και στα δύο μοντέλα προσομοίωσης Nominal και Hicup.

Όλες οι παραπάνω παραδοχές εμφάνισαν ευστάθεια. Παρουσιάζονται ενδεικτικά τα διαγράμματα στα Σχήματα 8.6 και 8.7 για θερμοκρασία 65° C και εφαρμόζοντας το hicup μοντέλο. Παρατηρείται ότι εντός του φάσματος συχνοτήτων 100 ~ 180 GHz ισχύουν οι συνθήκες $k_f > 1$ και $B1f > 0$. Επίσης, η παράμετρος $|Δ|$ υπολογίστηκε χρησιμοποιώντας την εξίσωση 2.29 στο calculator του Virtuoso και προέκυψε μικρότερη της μονάδας. Οι ελάχιστες τιμές για του συντελεστή ευστάθειας (k_f -factor) και του βοηθητικού όρου B1f για εύρος συχνοτήτων από 100 έως 180 GHz είναι:

$$k_{fmin} = 22 \quad \text{και} \quad B1f_{min} = 0.3$$



Σχήμα 8.6: Διάγραμμα του συντελεστή ευστάθειας k



Σχήμα 8.7: Διάγραμμα του συντελεστή ευστάθειας $B1f$

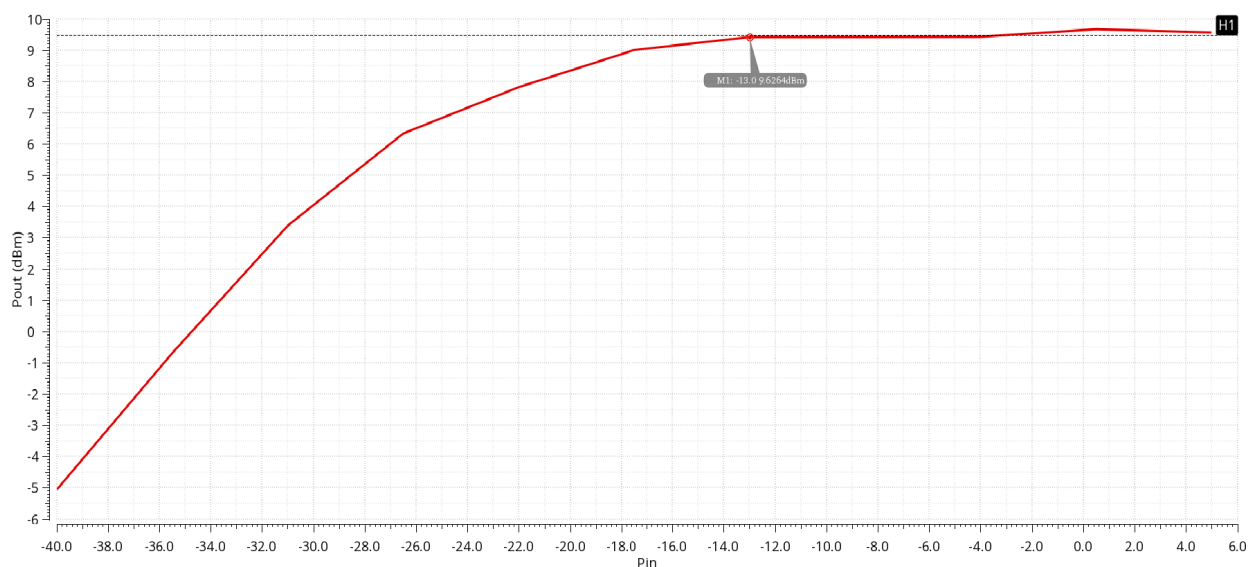
8.4 Ισχύς Εξόδου Pout

Η συμπεριφορά του ενισχυτή μας, όσον αφορά την ισχύ, είναι απαραίτητο να μελετηθεί. Για τη δημιουργία αποτελεσμάτων σχετικά με την ισχύ εξόδου χρησιμοποιήσαμε harmonic balance προσομοίωση στην οποία ορίσαμε την ισχύ εισόδου να λαμβάνει παραμετρικά όλες τις τιμές από -40dBm έως 6dBm. Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε σε θερμοκρασία ίση με $\theta = 65^{\circ}\text{C}$ εφαρμόζοντας το hicum μοντέλο και τη συμβολή 11 αρμονικών.

Η κορεσμένη ισχύς εξόδου είναι το σημείο, όπου ο ενισχυτής σταματά να συμπεριφέρεται γραμμικά και η κλίση της ισχύος εισόδου έναντι ισχύος εξόδου του ενισχυτή γίνεται μηδέν. Από τη καμπύλη 8.8 είναι φανερό ότι η μέγιστη τιμή της ισχύος εξόδου που μπορεί να παραχθεί από τον ενισχυτή στους 65°C , σύμφωνα πάντα με τα αποτελέσματα του Cadence, ισούται :

$$P_{sat} = 9.62\text{dBm}$$

Παρατηρείται πτώση της μέγιστης ισχύος εξόδου κατά 1.3dBm σε σύγκριση με τη σχεδίαση του ενισχυτή με στοιχεία της βιβλιοθήκης B11HFC. Το πιο πιθανό είναι ότι αυτή η μείωση στην απόδοση οφείλεται στις επιπλέον απώλειες, που προστέθηκαν στο κύκλωμα λόγω των συνδέσεων των μετάλλων. Αξίζει να σημειωθεί ότι η P_{sat} είναι οριακά εκτός των ορίων ($P_{sat} \geq 10\text{dBm}$) που τέθηκαν.



Σχήμα 8.8: Διάγραμμα Ισχύος εξόδου Pout(dBm) συναρτήσει της ισχύος εισόδου Pin (dBm)

Με χρήση της DC ανάλυσης σε ολόκληρο το κύκλωμα μετρήθηκε το συνολικό ρεύμα, που καταναλώνεται στον τρισταδιακό ενισχυτή, $I_C = 149.58mA$, το οποίο είναι κατά $20mA$ μεγαλύτερο από το ρεύμα του κυκλώματος με στοιχεία της βιβλιοθήκης, δηλαδή $6.5mA$ παραπάνω σε κάθε στάδιο (ρεύμα που περνάει από το συλλέκτη του κασκοδικού, καθώς και από το bias κύκλωμα της κοινής βάσης). Αυτό μπορεί να οφείλεται στον τρόπο υλοποίησης του layout των τρανζίστορς, καθώς και στην επιλογή προσομοίωσης τους, "extracted transistors". Επομένως, η κατανάλωση ισχύος υπολογίστηκε μέσω της γνωστής σχέσης :

$$P_{DC} = V_{DD}I_C = 3.3V * 149.58mA$$

$$P_{DC} = 493.6mW$$

8.5 Σημείο Συμπίεσης 1dB

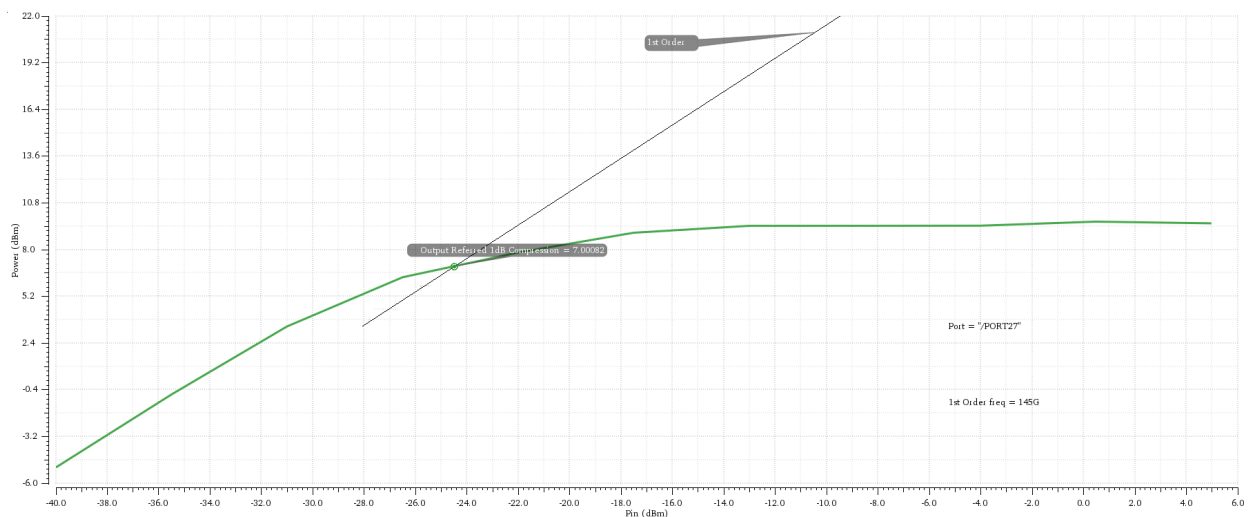
Σε έναν ενισχυτή ισχύος σε πραγματικά στοιχεία, η αλλαγή από γραμμική ισχύ σε κορεσμένη ισχύ αποτελεί μια ήπια μετάβαση. Η καθοριστική γραμμή μεταξύ χρησιμοποιήσιμης και άχρηστης ισχύος δεν είναι πλέον σαφής. Αυτό διαπιστώθηκε και από την καμπύλη ισχύος εξόδου συναρτήσει ισχύος εισόδου στο σχήμα 8.8.

Για την αξιολόγηση της γραμμικής υποβάθμισης του ενισχυτή λόγω παραμόρφωσης βρίσκουμε το επίπεδο ισχύος εξόδου, στο οποίο το κέρδος μειώνεται κατά 1dB σε σύγκριση με την ασυμπτωτική τιμή μικρού σήματος, μέσω της harmonic balance ανάλυσης μεταβάλλοντας την ισχύ εισόδου.

Στην εικόνα 8.9 παρουσιάζεται με πράσινη γραμμή η λειτουργία μεταφοράς και η λεπτή μαύρη γραμμή η γραμμική κλίση της (θεωρητική γραμμή απόκρισης). Και οι δύο άξονες μετρούνται σε dBm. Το σημείο συμπίεσης 1dB (P1dB ή OP1dB) είναι :

$$P1dB = 7dBm$$

το οποίο ήταν αναμενόμενο ότι θα μειωνόταν, δεδομένου ότι η ισχύς εξόδου κορεσμού υπέστη πτώση τιμής.



Σχήμα 8.9: Διάγραμμα ισχύος για εύρεση σημείου συμπίεσης 1dB

8.6 Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης IP3

Στο σημείο αυτό εξετάστηκε η γραμμικότητα του ενισχυτή με χρήση της ανάλυσης harmonic balance θέτοντας ως στόχο να δημιουργηθούν τρεις αρμονικές. Στη θύρα εισόδου ορίστηκαν δύο σήματα ισχύος, ένα στη θεμελιώδη συχνότητα $f_1 = 145GHz$ και ένα στα $f_2 = 145.1GHz$. Αξίζει να αναφερθεί ότι η διαφορά των δύο αυτών συχνοτήτων δεν πρέπει να είναι πολύ μικρή, διότι το Cadence περικλύπτει την εμφάνιση αριθμών, όπως όταν υπάρχουν πολλά μηδενικά π.χ. 145.00001GHz. Έτσι δε φαίνονται σωστά τα αποτελέσματα. Επίσης, η τιμή της f_2 θα πρέπει να βρίσκεται εντός του εύρους ζώνης συχνοτήτων του ενισχυτή.

Από το διάγραμμα 8.10 και σύμφωνα με την θεωρία που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 2.7 παρατηρούμε ότι το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης βρίσκεται εκεί, όπου τέμνονται οι δυο θεωρητικές αποκρίσεις(μάυρες γραμμές) της 1^{ης}(πράσινο) και της 3^{ης}(μπλε) αρμονικής.

$$IP3 = (IIP3, OIP3) = (-12.29dBm, 17dBm)$$

Χρησιμοποιούμε και τον τύπο 2.55 με σκοπό τον υπολογισμό της ενδοδιαμόρφωσης IMD και την επαλήθευση του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης IP3(IIP3,OIP3). Οι ακόλουθοι υπολογισμοί έγιναν σε ισχύ εισόδου ίση με -31dBm. Η ισχύς εξόδου στην 1η αρμονική σύμφωνα με το διάγραμμα είναι $P_{out_{fundamental}} = 1dBm$, ενώ στην 3η αρμονική $P_{out_{f3}} = -35dBm$. Άρα :

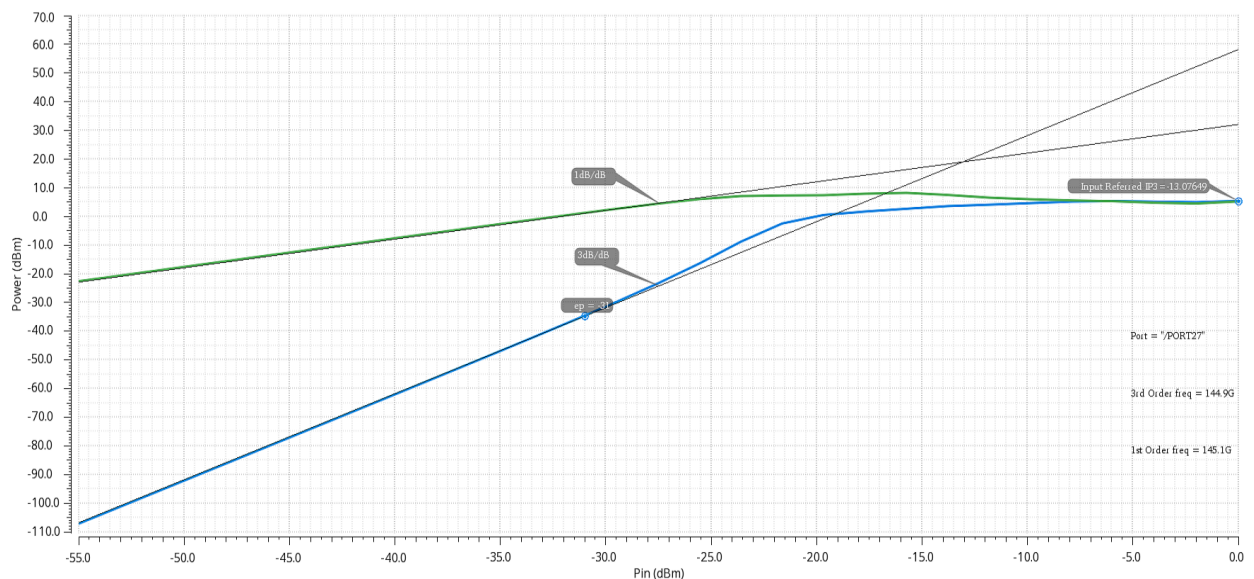
$$IM3 = P_{out_{fundamental}} - P_{out_{f3}} = 1dBm - (-35dBm) = 36dBm$$

$$OIP3 = P_{out_{fundamental}} + \frac{IM3}{2} = 1dBm + \frac{36dBm}{2} = 19dBm$$

Θεωρώντας γραμμική την συμπεριφορά του ενισχυτή θα ισχύει :

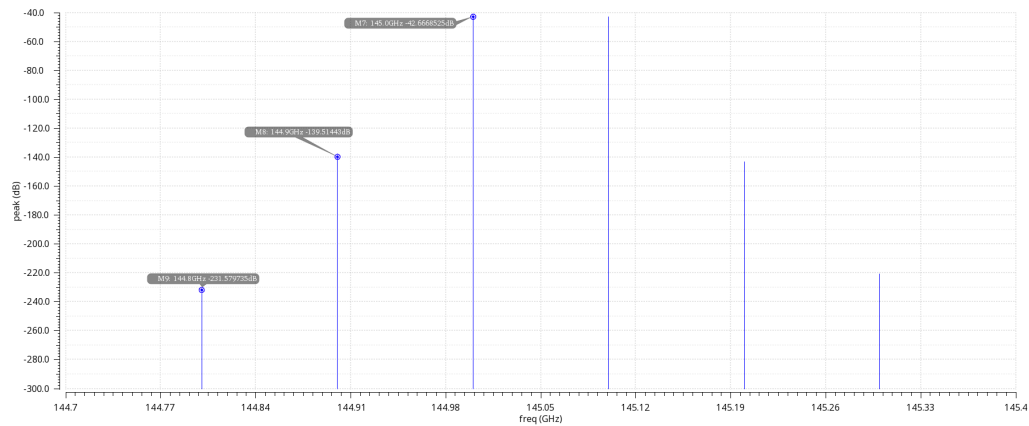
$$P_{out} = P_{in} + Gain \implies OIP3 = IIP3 + Gain \implies IIP3 = OIP3 - Gain = 19 - 28.8 = -9.8dBm$$

Πράγματι, η τιμή που βρέθηκε IP3=(IIP3,OIP3)=(-9.8dBm, 19dBm) μέσω των εξισώσεων είναι πολύ κοντά με αυτή της προσομοίωσης με μια μικρή απόκλιση στην ισχύ εισόδου IIP3.



Σχήμα 8.10: Καμπύλες εύρεσης του σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης

Επίσης, παρουσιάζεται και το φάσμα της τάσης (voltage spectrum) λόγω ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο σε συχνότητες πολύ κοντά στη θεμελιώδη, για να είναι πιο εμφανής η συμπεριφορά του ενισχυτή.

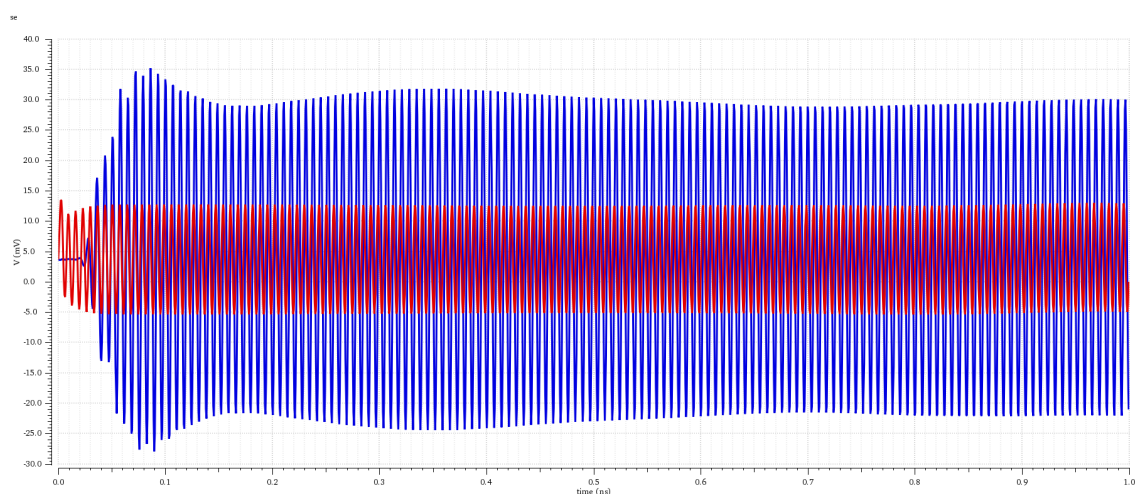


Σχήμα 8.11: Φάσμα τάσης στην έξοδο του ενισχυτή

8.7 Απόκριση του ενισχυτή στο χρόνο

Με σκοπό την εξέταση της απόκρισης του ενισχυτή στο πεδίο του χρόνου, ορίσαμε την transient ανάλυση για χρονικό διάστημα 1ns, το οποίο αποτελείται από 145 περιόδους θεωρώντας ως συχνότητα λειτουργίας $f_o = 145GHz$.

Η τάση εισόδου ορίστηκε με πλάτος 10mV, άρα 20mV απο κορυφή σε κορυφή (peak to peak). Στο σχήμα 6.15 παρουσιάζονται η τάση εισόδου (κόκκινη γραμμή) με ένα μικρό dc offset των 2mV και η τάση εξόδου στα άκρα του φορτίου (μπλέ κυματομορφή). Είναι εμφανής η ενίσχυση του σήματος εισόδου, εφόσον η τάση εξόδου φτάνει τα 29mV (58mV peak to peak), η τιμή αυτή υπολογίστηκε λαμβάνοντας υπόψιν το dc offset. Αξίζει να αναφερθεί ωστόσο μια καθυστέρηση στην απόκριση της εξόδου της τάξεως των τεσσάρων περιόδων, δηλαδή έως τα πρώτα 30ps. Μετά την εμφάνιση της τάσης εξόδου παρατηρείται μικρή παραμόρφωση (απότομη συμπεριφορά) του σήματος για χρονική διάρκεια 19 περιόδων (130ps) έως τα 160ps (άρα συνολικά 23 περίοδοι συμπεριλαμβανομένης της καθυστέρησης). Έκτοτε παρουσιάζεται ομαλή συμπεριφορά.



Σχήμα 8.12: Απόκριση του ενισχυτή στον χρόνο

8.8 Πίνακες αποτελεσμάτων

Όλα τα παραπάνω αποτελέσματα της προσομοίωσης αναγράφονται συνοπτικά στον Πίνακα 8.1.

Παράμετροι	Αποτελέσματα στα 145GHz
Συντελεστής ανάκλασης εισόδου S11	-14.4dB
Απομόνωση S12	-64.3dB
Κέρδος S21	29dB
Συντελεστής ανάκλασης εξόδου S22	-14.6dB
Εύρος συχρότητας 3dB	13.62GHz
Συντελεστής ευστάθειας k	22
Ισχύς κορεσμού P_{sat}	9.62dBm
Κατανάλωση Ισχύος P_{DC}	493.6mW
Σημείο συμπίεσης P_{1dB}	7dBm
Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης IP3	(-13.3dBm, 19.2dBm)
Παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωση 3ης τάξης IM3 	33dBc
Περιοχή που καταλαμβάνει στο chip	1236x472 μm^2

Πίνακας 8.1: Συγκεντρωτικός πίνακας απόδοσης του ενισχυτή σε μορφή Layout

Αναφέρονται τα στάδια που ακολουθήθηκαν στη διεκπεραίωση της διπλωματικής εργασίας :

- i. **Σχεδίαση με ιδανικά στοιχεία** : από την βιβλιοθήκη analogLib στο Cadence. Αξίζει να σημειωθεί ότι στη συγκεκριμένη σχεδίαση χρησιμοποιήθηκαν πηνία και όχι γραμμές μεταφοράς, καθώς επίσης σχεδιάστηκε ιδανικός μετασχηματιστής/balun με πηνία χωρίς απώλειες. Επιπλέον, οι τροφοδοσίες έγιναν κατευθείαν από dc πηγές, χωρίς να σχεδιαστούν τα κατάλληλα κυκλώματα bias. Η συγκεκριμένη σχεδίαση δεν περιγράφεται στη διπλωματική εργασία, αλλά βοήθησε στην εξοικείωση και αποτέλεσε μια πρώτη αίσθηση της μορφής του ενισχυτή και των επιδόσεων του.
- ii. **Σχεδίαση με στοιχεία της βιβλιοθήκης B11HFC** : Αναλύθηκε στο κεφάλαιο 5 \implies οι ιδανικοί πυκνωτές αντικαταστάθηκαν με MIM-capacitors, ενώ τη θέση των πηνίων πήραν οι γραμμές μεταφοράς με επαγωγικό χαρακτήρα. Το balun εισόδου και εξόδου του ενισχυτή ήταν το προσομοιωμένο μέσω SonnetEM (Κεφάλαιο 4).
- iii. **Σχεδίαση σε Layout μορφή** : Αναλύθηκε στο κεφάλαιο 7 \implies στη φάση αυτή σχεδιάστηκαν μεγάλα κομμάτια του κυκλώματος με μέταλλα και προσομοιώθηκαν. Στο τελικό σχηματικό, με το οποίο έγιναν οι προσομοιώσεις, λήφθηκαν υπ'όψιν όλα τα στοιχεία που περιλαμβάνονται σε ένα PCB, όπως τα GSG pads, οι αυτεπαγωγές των bondwires, το ESD κ.λπ.

Παρατηρείται στο πίνακα 8.2 ότι όσο οδηγούμαστε από την ιδανική κατασταση προς την πραγματική συμπεριφορά του ενισχυτή, τα αποτελέσματα των μετρήσεων χειροτερεύουν απότομα στις μικροκυματικές RF συχνότητες (sub-THz), γεγονός αναμενόμενο για τις συχνότητες αυτές. Υπάρχουν αποκλίσεις από τις εκτιμώμενες τιμές με βάση τους κανόνες θεωρίας. Μελετώντας τον πίνακα συμπεραίνουμε ότι είναι πολύ ευαίσθητα τα στοιχεία στις συχνότητες αυτές και μικρές αλλαγές στη σχεδίαση επιφέρουν μεγάλες αλλαγές στη συμπεριφορά του ενισχυτή.

Παράμετροι	Ιδανικά	Βιβλιοθήκης	Layout
Συντελεστής ανάκλασης εισόδου S_{11}	-56.38dB	-35.3dB	-14.4dB
Απομόνωση S_{12}	-107.22dB	-103.99dB	-64.3dB
Κέρδος Τάσης S_{21}	39.9dB	28.8dB	29dB
Συντελεστής ανάκλασης εξόδου S_{22}	-57.05dB	-26.06dB	-14.63dB
Εύρος συχνότητας 3dB	-	18.6GHz	13.62GHz
Συντελεστής ευστάθειας k	1147.8	2440	22
Ισχύς κορεσμού P_{sat}	13.9dBm	11dBm	9.62dBm
Κατανάλωση Ισχύος P_{DC}	-	424mW	493.6mW
Σημείο συμπίεσης P_{1dB}	-	7.84dBm	7dBm
Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης $IP3$	-	(-12.28, 17)dBm	(-13.3, 19.2)dBm
Παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης 3ης τάξης $IM3$	-	35dBc	33dBc
Περιοχή που καταλαμβάνει στο chip	-	-	1236x472 μm^2

Πίνακας 8.2: Πίνακας σύγκρισης των αποδόσεων κάθε φάσης σχεδίασης του ενισχυτή

Κεφάλαιο 9 : Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις

9 Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις

Στο τελευταίο κεφάλαιο περιγράφεται εν συντομία η μεθοδολογία και τα κυριότερα χαρακτηριστικά της σχεδίασης του ενισχυτή. Στη συνέχεια, τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις που μελετήσαμε συζητούνται μαζί με τον βαθμό στον οποίο η εφαρμογή της μεθόδου θεωρείται επιτυχής. Τέλος, αναφέρονται πιθανές μελλοντικές εργασίες επέκτασης της διπλωματικής εργασίας.

9.1 Ανακεφαλαίωση

Αυτή η διπλωματική εργασία παρουσιάζει τη σχεδίαση ενός διαφορικού ενισχυτή τριών σταδίων με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 145GHz. Συνεπώς, η παρούσα εργασία επιχειρεί να αποτελέσει ένα εγχειρίδιο ή αλλιώς μια καθοδήγηση για τον τρόπο με τον οποίο μπορεί κανείς να διαμορφώσει έναν ενισχυτή σε RF συχνότητες. Το πρακτικό σκέλος της υλοποίησης της πραγματοποιήθηκε στην εταιρεία Infineon Technologies AG, από την οποία παραχωρήθηκε άδεια για τη χρήση της τεχνολογίας B11HFC, με την οποία περατώθηκε η σχεδίαση. Επιχειρήθηκε και ολοκληρώθηκε ο σχεδιασμός του ενισχυτή ξεκινώντας από το σχηματικό επίπεδο μέχρι το επίπεδο Layout, που αποτελεί την τελική πραγματική του υπόσταση σε μορφή chip. Με το επιτυχές πέρας του tape-out σταδίου, το σχέδιο αυτό στάλθηκε σε εργοστάσιο κατασκευής.

9.2 Σχολιασμός Αποτελεσμάτων

Στα κεφάλαια 6 και 8 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του διαφορικού ενισχυτή αυτής της διπλωματικής εργασίας σε επίπεδο προσομοίωσης. Αξίζει να αναφερθεί ότι ο ενισχυτής εν τέλει πέτυχε τους στόχους που τέθηκαν στην αρχή της σχεδίασης, τουλάχιστον σε επίπεδο προσομοιώσεων. Συγκεκριμένα, ο ενισχυτής, που δόθηκε προς υλοποίηση στο εργοστάσιο της εταιρείας Infineon Technologies AG, ξεπερνάει τα 28dB κέρδος σε συχνότητα λειτουργίας 145GHz και η μέγιστη ισχύς εξόδου ανέρχεται τα 9.6dBm ($P_{sat} > 9dBm$) για θερμοκρασία $\theta = 65^{\circ}C$ σε επίπεδο προσομοιώσεων. Συνοψίζοντας όλα τα δεδομένα, καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι πρόκειται για έναν ενισχυτή γραμμικό, ευσταθή, τριών σταδίων και συνολικού εμβαδού $1236 \times 472 \mu m^2$, με στενό ωστόσο εύρος συχνοτήτων.

9.3 Μελλοντικές Επεκτάσεις

Δεδομένου ότι η σχεδίαση του ενισχυτή έφτασε μέχρι και το tape-out στάδιο και στάλθηκε για κατασκευή, ως πιθανή και άμεση μελλοντική εργασία λογίζεται η διεκπεραίωση και ο υπολογισμός όλων των παραμέτρων που χαρακτηρίζουν την απόδοση του τελικού chip σε εργαστήριο με ειδικά διαμορφωμένα εργαλεία για τις μετρήσεις σε εύρος sub THz συχνοτήτων. Υπενθυμίζεται ότι κατά τον σχεδιασμό του layout του κυκλώματος υπήρχαν πολλοί άγνωστοι για εμάς κανόνες και μέθοδοι υλοποίησης, όπως αναφέρονται ενδεικτικά :

- η προσομοίωση των τρανζίστορ (extracted method)
- η επιλογή του κατάλληλου προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης, Momentum Virtuoso ή Sonnet EM, και ο σωστός ορισμός τους
- η μορφή και το μέγεθος των pads
- οι διαδικασίες Cheesing και Filling, οι οποίες είναι απαραίτητες για να εγκριθεί η υλοποίηση του chip. κ.λπ.

Επομένως, κρίνεται αναγκαίο να μετρηθεί ο τρισταδιακός ενισχυτής και να διαπιστωθεί αν οι τελικές μετρήσεις ανταποκρίνονται στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Με τον τρόπο αυτό, θα αποκτηθεί η γνώση για το ποιες παραδοχές και υποθέσεις που πάρθηκαν κατά τη σχεδίαση του Layout του κυκλώματος και αναλύονται στο Κεφάλαιο 7 ήταν ορθές και επαρκείς. Κρίνεται επομένως, κρίσιμο μέρος της διαδικασίας και αποτελεί βοηθητικό εργαλείο με σκοπό την μετέπειτα βελτίωση της σχεδίασης, όχι μόνο του συγκεκριμένου ενισχυτή, αλλά και οποιασδήποτε συσκευής σε μικροκυματικές (mm-wave) συχνότητες, εφόσον έχει αποκτηθεί η απαιτούμενη γνώση για RF σχεδίαση.

Βιβλιογραφία

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering (4th edition)*, John Wiley and Sons. Inc. Publication, 2012.
- [2] Sorin Voinigescu, *High-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University, Press, 2013.
- [3] Ir. Manuel Augusto Yarlequé Medina, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications* . Katholieke Universiteit Leuven, 2008.
- [4] Woods, D., “Reappraisal of the Unconditional Stability Criteria for Active 2-Port Networks in Terms of S-Parameters,” IEEE Trans. Circuits Syst., CAS-23, February 1976.
- [5] Gupta, M.S., “Power Gain in Feedback Amplifiers, A Classic Revisited,”IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., MTT-40, May 1992.
- [6] Steve C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications (2nd edition)*, Artech House, 2006.
- [7] Μανουράς Βασίλειος, *Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, κλάσης F-1, συχνότητας λειτουργίας 28GHz, σε τεχνολογία BiCMOS 0,13μm*, Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2020.
- [8] Understanding Intermodulation Distortion Measurements Available at: <https://www.electronicdesign.com/technologies/communications/article/21798494/understanding-intermodulation-distortion-measurements>, Access 13/07/2020
- [9] Monte Carlo Analysis and Simulation for Electronic Circuits, Cadence. Available at: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2019-monte-carlo-analysis-and-simulation-for-electronic-circuits>, Access 09/01/2021
- [10] Paul R.Gray, Paul J.Hurst, Stephen H.Lewis, Robert G. Meyer, *Ανάλυση και Σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων*, Εκδόσεις Κλειδάριθμος, 2007.
- [11] 68–95–99.7 rule, Wikipedia. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/68%E2%80%9395%E2%80%9399.7_rule, Access 09/01/2021
- [12] Michael Steer, *Microwave and RF Design: Amplifiers and Oscillators. Volume 5 (Third Edition)*, NC State University, 2019.
- [13] Amplifier Classes, Electronis Tutorial. Available at: <https://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amplifier-classes.html>, Access 16/01/2021

- [14] Differential Circuit Design Techniques for Communication Applications. Available at: <https://www.digikey.be/fr/articles/differential-circuit-design-techniques-for-communication-applications>, Access 10/12/2020
- [15] Richard Chi-Hsi Li, *RF Circuit Design*, John Wiley and Sons.Inc.Publication, 2009.
- [16] Doug Jorgesen and Christopher Marki, *A Tutorial on Baluns, Balun Transformers, Magic-Ts, and 180° Hybrids*, Marki Microwave, Inc., 2014.
- [17] Bits on Baluns – Part 3, Pasternack. Available at: <https://blog.pasternack.com/rf-balun/bits-on-baluns-part-3/>, Access 22/08/2020
- [18] Insertion Loss, Microwaves101. Available at: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/insertion-loss>, Access 19/08/2020
- [19] Faisal Ahmed, *SiGe-Based Broadband Integrated Circuits and Systems for Millimeter-Wave and THz Radar Applications*, Doctoral Thesis of Johannes Kepler University, Linz, Austria, 2018.
- [20] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits (5th and 7th edition)*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου. 2003 and 2017.
- [21] Guillermo Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers : Analysis and Design (2nd edition)*, Prentice Hall Inc., 1997.
- [22] ElectronicDesign. Available at: <https://www.electronicdesign.com/resources/whats-the-difference-between/article/21799714/whats-the-difference-between-the-thirdorder-intercept-and-the-1db-compression-points>, Access 10/07/2020
- [23] Ghannouchi, Fadhel M., Hashmi and Mohammad S., *Load-Pull Techniques with Applications to Power Amplifier Design*, Springer Series in Advanced Microelectronics, 2013.
- [24] N. Sarmah, P. Chevalier, and U. R. Pfeiffer, “160-GHz Power Amplifier Design in Advanced SiGe HBT Technologies With P_{sat} in Excess of 10 dBm”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., Vol.61, No.2, February 2013.
- [25] Electrostatic Discharge: Causes, Effects, and Solutions. Available at: <https://www.ecmweb.com/content/article/20897138/electrostatic-discharge-causes-effects-and-solutions>, Access 8/11/2020
- [26] Ali M. Niknejad , *Electromagnetics for High-Speed Analog and Digital Communication Circuits* , Cambridge University Press, 2007.
- [27] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall Inc., 1998.
- [28] Tony Chan Carusone, David A. Johns and Kenneth W. Martin, *Analog Integrated Circuit Design (2nd edition)* . John Wiley and Sons.Inc.Publication, 2011.
- [29] N. Sarmah, B.Heinemann, and U. R. Pfeiffer, “A 135-170 GHz Power Amplifier in an advanced SiGe HBT technology”, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2013.
- [30] M. Furqan, F. Ahmed, B. Heinemann, and A. Stelzer, “A 15.5-dBm 160-GHz High-Gain Power Amplifier in SiGe BiCMOS Technology”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.27, No.2, February 2017.