



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου παθητικού
μίκτη, συνδεσμολογίας Diode Ring, με λειτουργία στην
D ζώνη του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων σε τεχνο-
λογία BiCMOS 0,13 μ m**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστασία Κουταλιανού

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
Αθήνα, Φεβρουάριος 2021



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου παθητικού
μίκτη, συνδεσμολογίας Diode Ring, με λειτουργία στην
D ζώνη του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων σε τεχνο-
λογία BiCMOS 0,13μm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστασία Κουταλιανού

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 02/02/2021

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

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

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

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
Αθήνα, Φεβρουάριος 2021



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
& ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

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

Copyright © Αναστασία Κουταλιανού, 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

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η ανάλυση, η σχεδίαση και η υλοποίηση ενός ολοκληρωμένου ευρυζωνικού down-converting διπλά εξισορροπημένου μίκτη, συνδεσμολογίας diode ring σε τεχνολογία SiGe BiCMOS 0.13μm με λειτουργία στην D ζώνη του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων. Οι εφαρμογές, στις οποίες στοχεύει η σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων σε αυτήν την ζώνη ραδιοσυχνοτήτων, σχετίζονται με τις ασύρματες τεχνολογίες 5G και 6G (95GHz έως 3THz). Αυτές οι εφαρμογές περιλαμβάνουν ραντάρ αυτοκινήτων, ασύρματη επικοινωνία υψηλών ταχυτήτων και απεικόνιση υψηλής ανάλυσης. Η διαδικασία της σχεδίασης έφτασε μέχρι το στάδιο του tape-out, οπότε το σχέδιο στάλθηκε προς κατασκευή στο εργοστάσιο της εταιρείας ημιαγωγών Infineon Technologies AG, στην οποία πραγματοποιήθηκε η παρούσα εργασία στα πλαίσια 12μηνιαίας πρακτικής άσκησης.

Στο κεφάλαιο 1 της εργασίας παρουσιάζονται οι λόγοι που έχουν οδηγήσει την βιομηχανία τηλεπικοινωνιών να στρέψει το ενδιαφέρον της προς τις χιλιοστομετρικές συχνότητες. Στο κεφάλαιο 2 γίνεται μια εκτεταμένη θεωρητική ανάλυση για την θέση του μίκτη στην αλυσίδα του πομποδέκτη, τις βασικές αρχές λειτουργίας του, τις παραμέτρους επίδοσης του, την κατηγοριοποίηση του, την λειτουργία της επιλεχθείσας τοπολογίας και για τις αρχές λειτουργίας των μετασχηματιστών. Στο κεφάλαιο 3 γίνεται μια ανασκόπηση της τεχνολογίας που χρησιμοποιείται. Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται η υλοποίηση του παθητικού μίκτη σε επίπεδο σχηματικού, ενώ στο κεφάλαιο 5 η υλοποίηση του σε επίπεδο layout με επαρκή λεπτομέρεια καθώς και οι τελικοί έλεγχοι εγκυρότητας μέχρι το στάδιο του tape-out. Στο κεφάλαιο 6 φαίνονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του σχεδιασμένου μίκτη. Στο κεφάλαιο 7 επισημαίνονται τα συμπεράσματα που προκύπτουν από την παρούσα σχεδίαση και διάφορες βελτιώσεις ως μελλοντική εργασία. Τέλος, στο παράρτημα Α παρουσιάζονται συνοπτικά η σχεδίαση σε επίπεδο σχηματικού και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων ενός μονοσταδιακού διαφορικού ενισχυτή με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 145GHz, ο οποίος σχεδιάστηκε στο ξεκίνημα της παρούσας εργασίας.

Λέξεις Κλειδιά: Παθητικός μίκτης χιλιοστομετρικών συχνοτήτων, diode ring, down-converter, D ζώνη του φάσματος ραδιοσυχνοτήτων.

Abstract

Object of the present master thesis is the analysis, design and implementation of an integrated broadband down-converting double-balanced diode ring mixer in a 0.13 μm SiGe BiCMOS process operating at the D band of the radio frequency spectrum. The applications this operating RF bandwidth targets, are associated with 5G and 6G (95GHz to 3THz) wireless technologies. These applications include automotive radars, high-speed wireless communication and high-resolution imaging. The design procedure reached the tape-out stage, so the design was sent to the semiconductor fabrication plant of the company Infineon Technologies AG in Villach, where the present thesis took place in form of a 12-month internship.

In chapter 1 of this thesis, the reasons that have led the telecom industry to turn its attention to millimeter frequencies are presented. In chapter 2 an extensive theoretical analysis of the mixer's position in a transceiver chain, basic operating principles, performance parameters, categorization, the operation of the selected topology and the transformer's operating principles, takes place. In chapter 3, a review of the used technology is made. In chapter 4, the passive mixer's implementation at the schematic level is presented, while in chapter 5 its implementation at the layout level is presented with sufficient details as well as the final verification checks up to the tape-out stage. In chapter 6 the simulation results of the designed mixer are shown. In chapter 7, the conclusions drawn from the present design and several improvements, as future work, are highlighted. Finally, in appendix A a brief presentation of the design at the schematic level and the simulation results of a single-stage differential amplifier operating at the central frequency of 145GHz, which was designed at the beginning of this thesis, is made.

Keywords: Mm-wave passive mixer, diode ring, down-converter, D band of the radio frequency spectrum.

Ευχαριστίες

Η λίστα των ανθρώπων που θα ήθελα να ευχαριστήσω δεν έχει τελειωμό. Πρώτα και πάνω από όλους αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου Ιωάννη Παπανάνο για την ευκαιρία που μου έδωσε να εργαστώ σε μία από τις μεγαλύτερες εταιρείες ημιαγωγών παγκοσμίως, την Infineon Technologies AG. Τον ευχαριστώ, επίσης, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε αναθέτοντάς μου ένα τόσο απαιτητικό, μα και τόσο ενδιαφέρον θέμα διπλωματικής, καθώς και για την συνεχή βοήθεια του καθόλην την διάρκεια της εργασίας μου. Ένα εξίσου μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στον Franz Dielacher που μου έδωσε την ευκαιρία να εργαστώ στην ομάδα του.

Ένα τεράστιο ευχαριστώ οφείλω, επίσης, στον διδακτορικό φοιτητή Ιωάννη Πέππα καθώς και στην μηχανικό Μαρία Τζιτζιλιάκη για την καθοριστική συμβολή τους στην διεκπεραίωση της διπλωματικής μου. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον αγαπημένο μου, Χρήστο Θώμο, και τους Ιωάννη Κούσπαρη, Βασίλη Λιακώνη, Αρτεμής Σουμπασάκου, Κωνσταντίνο Γαλανόπουλου και τον καθηγητή Ανάργυρο Παπαγεωργίου για την συνεργασία και για τις όμορφες στιγμές που περάσαμε μαζί στο Villach. Ένα ξεχωριστό ευχαριστώ οφείλω στην συμφοιτήτρια και συγκάτοικο μου Δήμητρα Φιτσόρου.

Εν συνεχεία θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους και συμφοιτητές μου Ευφροσύνη Αθανάσουλα κι Ευστάθιο Ανδριανόπουλο για την αδιάκοπη στήριξη και βοήθεια τους καθόλη την διάρκεια των σπουδών μου. Από την λίστα μου δεν θα μπορούσα, φυσικά, να παραλείψω τους φίλους μου Κώστα, Κωνσταντίνο, Δέσποινα και Ιωάννα.

Τέλος, ευχαριστώ τους γονείς μου Βασίλη και Κρυσταλία και την αδερφή μου Ιφιγένεια για την συνεχή στήριξη κι αγάπη που μου δείχνουν από την μέρα που γεννήθηκα μέχρι και σήμερα!

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	I
Abstract.....	III
Ευχαριστίες.....	V
Περιεχόμενα.....	VII
Κατάλογος σχημάτων.....	IX
Κατάλογος πινάκων.....	XII
1 Εισαγωγή	1
1.1 Κινητές Επικοινωνίες 5 ^{ης} & 6 ^{ης} Γενιάς.....	1
1.2 Κινητές Ζώνες χιλιοστομετρικών κυμάτων και η επιλογή της D ζώνης συχνοτήτων.....	2
2 Θεωρία μικτών	4
2.1 Η θέση του μίκτη στην αλυσίδα του πομποδέκτη και οι βασικές αρχές λειτουργίας του [5].....	4
2.2 Βασικές Παράμετροι Επίδοσης Μίκτη [5], [7], [8], [9].....	8
2.2.1 Προσαρμογή (Matching) στις θύρες RF, LO και IF.....	8
2.2.2 Κέρδος Μετατροπής (Conversion Gain. CG).....	11
2.2.3 Εικόνα Θορύβου (Noise Figure, NF).....	12
2.2.4 Γραμμικότητα (Linearity).....	13
2.2.5 Απομόνωση μεταξύ θυρών (Port-to-Port Isolation).....	15
2.3 Ταξινόμηση Μικτών [5],[9],[10].....	16
2.4 Ο Double-Balanced Diode Ring Μίκτης [11].....	20
2.5 Βασικές αρχές των μετασχηματιστών [12].....	23
3 Επισκόπηση της τεχνολογίας B11HFC	27
3.1 Βασικά χαρακτηριστικά της τεχνολογίας κατασκευής [8].....	27
3.2 Μοντέλα NPN SiGe HBT της τεχνολογίας B11HFC.....	28
3.2.1 High speed NPN transistors.....	28
3.2.2 Medium speed NPN transistors.....	30
3.2.3 High voltage NPN transistors.....	30
3.3 Παθητικά στοιχεία της τεχνολογίας B11HFC.....	31
3.3.1 Πυκνωτές MIM.....	31
3.3.2 Αντιστάσεις TaN.....	32

4	Υλοποίηση του παθητικού μίκτη σε επίπεδο σχηματικού	34
4.1	Επιλογή HBT για την υλοποίηση των διόδων	35
4.2	Επισκόπηση των ιδανικών παθητικών στοιχείων.....	44
4.3	Επίδοση του diode ring Μίκτη σε σχηματικό-ιδανικό επίπεδο.....	46
5	Υλοποίηση του παθητικού μίκτη σε επίπεδο Layout & τελικοί έλεγχοι εγκυρότητας	49
5.1	Το layout του diode ring.....	49
5.2	Γραμμές οδήγησης από το diode ring προς τα RF & LO baluns	51
5.3	Επιλογή των RF & LO baluns και του κυκλώματος προσαρμογής της IF θύρας.....	53
5.4	Επιφάνειες συνδέσεων (contact pads) [8].....	58
5.5	Σχεδίαση των δομών Open και Short για de-embedding.....	60
5.6	Έλεγχοι εγκυρότητας & Τελικό layout [13].....	61
6	Επίδοση του σχεδιασμένου παθητικού μίκτη	65
6.1	Αποτελέσματα προσομοίωσης S-Παραμέτρων	66
6.2	Προσομοιώσεις Harmonic Balance για την εξαγωγή των διαγραμμάτων των απωλειών μετατροπής.....	70
6.3	Αποτελέσματα προσομοιώσεων Harmonic Balance για την γραμμικότη- τα και την εικόνα θορύβου του μίκτη.....	72
6.4	Αποτελέσματα προσομοιώσεων Harmonic Balance για την απομόνωση μεταξύ των θυρών	75
6.5	Σύνοψη αποτελεσμάτων & Πίνακας σύγκρισης	78
7	Συμπεράσματα, εφαρμογές και μελλοντική εργασία	82
	Βιβλιογραφία	85
	Παράρτημα A: Μονοσταδιακός Διαφορικός Ενισχυτής στα 145GHz.....	88

Κατάλογος σχημάτων

1.1	Εξέλιξη δικτύων κινητής τηλεφωνίας, από το 1G στο 6G, με μία ανιπροσωπευτική εφαρμογή για κάθε γενιά [1]	1
1.2	Εξέλιξη δικτύων	3
2.1	Μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού πομποδέκτη (α) πομπός, (β) δέκτης	4
2.2	Φασματική απεικόνιση της λειτουργίας του μίκτη, συνοδευόμενη από το αντίστοιχο κυκλωματικό σύμβολο στην downconversion (αριστερά) και στην up-conversion (δεξιά) περίπτωση, αντίστοιχα[6].....	5
2.3	Μέτρηση του φάσματος στην RF έξοδο ενός upconverter που δείχνει το σήμα IF στα 5 GHz, το LO στα 43 GHz και τα σήματα USB και LSB στα 38 GHz και 43 GHz, αντίστοιχα.....	6
2.4	Αναπαράσταση ενός τυχαίου μικροκυματικού ν-θυρου δικτύου	9
2.5	Αναπαράσταση προσπιπτόντων και ανακλώμενων κυμάτων τάσης ενός δίθυρου δικτύου	10
2.6	Ορισμός σημείου συμπίεσης 1 dB	14
2.7	Αναπαράσταση IM_3 σημάτων σε σχέση με τα IF επιθυμητά σήματα.....	15
2.8	Ορισμός IIP_3 & OIP_3	15
2.9	Αναπαράσταση των ζεύξεων LO-RF και LO-IF	16
2.10	Single-ended mixer με χρήση ενός MOSFET ως mixing device.....	17
2.11	(α) Single-balanced downconverting mixer με single-ended RF είσοδο και differential IF έξοδο	18
	(β) Double-balanced downconverting mixer με LO, RF και IF differential σήματα.....	18
2.12	Μίκτης μονής διόδου με φίλτρα στις RF, LO και IF θύρες	19
2.13	Single-ended Μίκτης, CS συνδεσμολογίας που χρησιμοποιεί μόνο τους δύο ακροδέκτες (την πύλη για τις RF και LO εισόδους και την υποδοχή για την IF έξοδο) του MOSFET για την υλοποίηση της μίξης	19
2.14	Μίκτης που χρησιμοποιεί και τους 3 ακροδέκτες του τρανζίστορ, έναν για την κάθε θύρα του	20
2.15	Απλουστευμένο σχηματικό διάγραμμα του Diode Ring Mixer	20
2.16	Passive double balanced FET mixer.....	22
2.17	Σχηματικό μοντέλο ενός ιδανικού μετασχηματιστή.....	23
2.18	Σχηματική αναπαράσταση της interwinding parasitic capacitance μεταξύ των τυλιγμάτων ενός μετασχηματιστή.....	24
2.19	Παραλλαγές μετασχηματιστή: (α) Δίθυρος αναστρέφων, (b) Δίθυρος μη-αναστρέφων, (c) Τρίθυρος (balun), (d) Τετράθυρος	25
2.20	(a) Planar transformer, (β) Stacked Transformer	26
3.1	Stack-up της 130 nm SiGe BiCMOS B11HFC τεχνολογίας (της Infineon Technologies).....	28
3.2	Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσεως του ρεύματος συλλέκτη I_C για ένα npn double base high speed τρανζίστορ με εμβαδόν $0,22 \times 2,8 \mu m^2$	29
3.3	Capacitance versus frequency plot ενός MIM πυκνωτή 100fF	31

3.4	Quality factor versus frequency plot ενός MIM πυκνωτή 100fF	32
3.5	Real part μιας αντίστασης TaN 200 Ω versus frequency plot	33
3.6	Imaginary part μιας αντίστασης TaN 200 Ω versus frequency plot	33
4.1	J_C Vs P_{LO} & CG Vs P_{LO} για την επιλογή του κατάλληλου L_E	36
4.2	(α) Κυκλωματικό σύμβολο του HBT BEBCBEB με $W_E=220nm$ & $L_E=4\mu m$	37
	(β) Layout του HBT BEBCBEB με $W_E=220nm$ & $L_E=4\mu m$	37
4.3	Διάταξη για την εξαγωγή της I-V χαρακτηριστικής της διόδου	38
4.4	I-V χαρακτηριστική της διόδου	38
4.5	Ισοδύναμα κυκλώματα ασθενούς σήματος διόδου επαφής r_n	39
4.6	Ισοδύναμο μοντέλο που περιλαμβάνει τα εσωτερικά και τα εξωτερικά στοιχεία.....	40
4.7	I-V χαρακτηριστική της διόδου με τον y-άξονα σε λογαριθμική κλίμακα ..	40
4.8	Η γραφική παράσταση της R_S συναρτήσει της V_d	41
4.9	Η γραφική παράσταση της C_j συναρτήσει της V_d (α)στην ιδανική περι- πτωση και (β) στην προσομοίωση του μοντέλου	42
4.10	Επίδραση της R_S στην χαρακτηριστική C-V ορθής πόλωσης	43
4.11	Επίδραση της συχνότητας στην χαρακτηριστική C-V ορθής πόλωσης.....	43
4.12	Χαρακτηριστική C-f ορθής πόλωσης($V_d=0.78V$) (α)από την βιβλιογραφία (β) του μοντέλου που χρησιμοποιούμε	44
4.13	Σχηματικό του ιδανικού μετασχηματιστή.....	45
4.14	Γραφική επαλήθευση της σχέσης (2.20) για το ιδανικό balun που χρησι- μοποιούμε.....	45
4.15	Γραφική επαλήθευση της σχέσης (2.19) για το ιδανικό balun που χρησι- μοποιούμε.....	46
4.16	Σχηματικό διάγραμμα του diode ring mixer.....	47
5.1	Layout της διόδου μαζί με τις διασυνδέσεις	49
5.2	Layout του diode ring μαζί με τις διασυνδέσεις	50
5.3	Layout των 4 γραμμών οδήγησης.....	51
5.4	Layout του LO Balun.....	54
5.5	Layout του RF Balun.....	54
5.6	Testbench για την επιλογή των LO & RF Baluns	56
5.7	Το layout του δικτύου προσαρμογής της IF θύρας εξόδου	57
5.8	Το layout του παθητικού μίκτη χωρίς τα contact pads και πριν τις διαδι- κασίες filling&cheesing.....	58
5.9	Το layout των GSG Pads της IF θύρας εξόδου.....	60
5.10	(α)Το τελικό layout της Open δομής	61
	(β)Το τελικό layout της Short δομής.....	61
5.11	Το τελικό layout του παθητικού μίκτη.....	63
5.12	Το τελικό layout του ολοκληρωμένου C2TPAP1	64
6.1	Σχηματικό διάγραμμα του παθητικού μίκτη με όλα τα πραγματικά στοι- χεία προσομοιωμένα	65
6.2	Η παράμετρος S_{11} όπου επισημαίνεται η τιμή της στην κεντρική συχνό- τητα λειτουργίας 145GHz της RF θύρας	67
6.3	Η παράμετρος S_{22} όπου επισημαίνεται η τιμή της στην κεντρική συχνό- τητα λειτουργίας 10GHz της IF θύρας.....	67

6.4	Η παράμετρος S_{33} όπου επισημαίνεται η τιμή της στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 135GHz της LO θύρας	68
6.5	Η γραφική παράσταση της παραμέτρου S_{21}	69
6.6	Η γραφική παράσταση Power Gain Vs f_{RF}	69
6.7	Η γραφική παράσταση CL Vs ρ_{LO}	70
6.8	Η γραφική παράσταση CL Vs ρ_{RF}	71
6.9	Η γραφική παράσταση ρ_{IF} Vs ρ_{RF} , όπου επισημαίνεται το IP_{1dB}	72
6.10	Η RF port για την πραγματοποίηση της 2 tone analysis	73
6.11	Μέτρηση παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης, όπου επισημαίνεται το IIP_3	74
6.12	Η γραφική παράσταση NF Vs f_{IF}	74
6.13	Ο συνολικός παράγοντας θορύβου (noise factor, F) μιας αλυσίδας στοιχείων συνδεδεμένων σε σειρά	75
6.14	LO-to-IF Isolation	76
6.15	LO-to-RF Isolation	76
6.16	RF-to-IF Isolation	77
6.17	RF-to-LO Isolation	77
A.1.1	Τελικό σχηματικό διάγραμμα του Differential Cascade Amplifier στα 145GHz	88
A.2.2	Σχηματικό διάγραμμα του ιδανικού balun στα 145GHz	89
A.3.1	Σχηματικό για τον προσδιορισμό της συχνότητας f_T συναρτήσει της πυκνότητας ρεύματος συλλέκτη J_c της κασκοδικής τοπολογίας	90
A.3.2	Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσει της έντασης ρεύματος συλλέκτη I_c της κασκοδικής τοπολογίας	90
A.3.3	Κύκλωμα πόλωσης της ενεργούς συσκευής του ενισχυτή	91
A.4.1	Κυκλωματικό διάγραμμα του single-ended cascode amplifier	92
A.4.2	Διάγραμμα G_{max} Vs L_m	92
A.4.3	Το γενικό κύκλωμα ενισχυτή τρανζίστορ[14]	93
A.5.1	Οι S-Παράμετροι του τελικού ενισχυτή	94
A.5.2	Τα διαγράμματα των K_f , G_P και G_{max}	94
A.5.3	Η χαρακτηριστική ισχύος P_{OUT} Vs P_{IN}	95
A.5.4	Απόκριση του ενισχυτή στο χρόνο. Απεικόνιση της τάσης εισόδου (πράσινη γραμμή) και της τάσης εξόδου (κόκκινη γραμμή)	96

Κατάλογος πινάκων

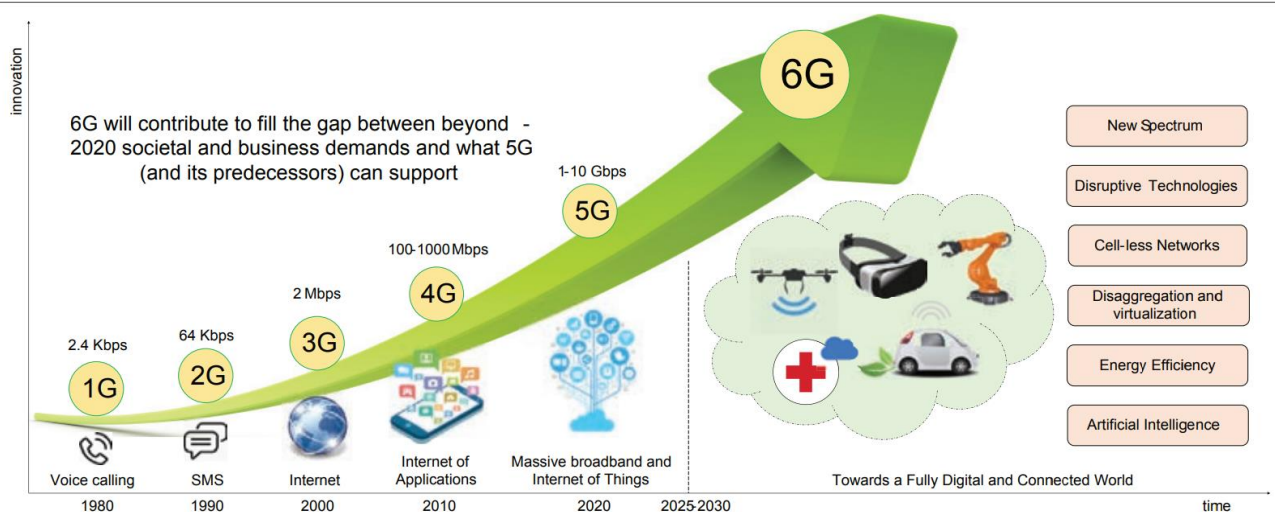
3.1	Παράμετροι ενός high speed ηρη μοντέλου διπλής βάσης CBEBc (βλ. Design manual of B11HFC).....	29
3.2	Παράμετροι ενός medium speed ηρη μοντέλου διπλής βάσης CBEBc (βλ. Design manual of B11HFC).....	30
3.3	Παράμετροι ενός high voltage ηρη μοντέλου CBEBc (βλ. Design manual of B11HFC).....	30
4.1	Παράμετροι επίδοσης του μήκτη σε σχηματικό – ιδανικό επίπεδο.....	48
5.1	Διαστάσεις των LO & RF baluns.....	55
5.2	SRF & k των LO & RF baluns.....	55
5.3	Probe Pitch & Εμβαδόν των GSG Pads.....	59
5.4	Περιορισμοί πυκνότητας της τεχνολογίας B11HFC.....	62
6.1	Συνθήκες κάτω από τις οποίες έλαβαν χώρα οι προσομοιώσεις.....	66
6.2	Συνοπτικός πίνακας των τελικών επιδόσεων του παθητικού μήκτη.....	78
6.3	Πίνακας σύγκρισης των επιδόσεων του παρόντος μήκτη και σύγχρονων κατασκευασμένων παθητικών μικτών της ίδιας τοπολογίας.....	79
6.4	Πίνακας σύγκρισης των επιδόσεων του παρόντος μήκτη σε επίπεδο ιδανικού σχηματικού και σε πραγματικό επίπεδο.....	81
A.1	Συνοπτικός πίνακας των τελικών επιδόσεων του μονοσταδιακού διαφορικού ενισχυτή.....	96

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Κινητές Επικοινωνίες 5^{ης} & 6^{ης} Γενιάς

Μέχρι σήμερα έχουν υπάρξει πέντε (5) γενιές δικτύων κινητών ασύρματων επικοινωνιών. Οι τεράστιες χρηματοδοτικές κι ερευνητικές προσπάθειες που επενδύθηκαν στα ασύρματα συστήματα χιλιοστομετρικών κυμάτων (mmWave) σε συνδυασμό με την επιτυχία των πρώτων δοκιμών εφαρμογής του 5G σε όλον τον κόσμο, διασφάλισαν ότι τα εμπορικά ασύρματα δίκτυα 5G θα υλοποιηθούν εντός των επόμενων χρόνων. Εν μέσω της μετάβασης από τα δίκτυα τέταρτης γενιάς (4G) στα δίκτυα πέμπτης γενιάς (5G), συζητήσεις και ιδέες για το πώς θα προχωρήσουμε στην επόμενη γενιά (6G) έχουν αρχίσει να διαφαίνονται τόσο στην βιομηχανία όσο και στην ακαδημαϊκή κοινότητα. Ακριβώς όπως το άλμα από το 4G στο 5G, έτσι και το άλμα από το 5G στο 6G αντιπροσωπεύει την επέκταση των χρησιμοποιούμενων ραδιοσυχνοτήτων στο ηλεκτρομαγνητικό φάσμα και την εισαγωγή νέων υψηλότερων ζωνών του φάσματος. Κάθε γενιά κινητής τεχνολογίας, από την πρώτη έως την πέμπτη (5G), έχει σχεδιαστεί για να ικανοποιεί τις ανάγκες των χρηστών και των διαχειριστών των δικτύων, όπως φαίνεται στο Σχ.1.1.



Σχήμα 1.1 - Εξέλιξη δικτύων κινητής τηλεφωνίας, από το 1G στο 6G, με μία αντιπροσωπευτική εφαρμογή για κάθε γενιά [1]

Η ανάγκη για την μετάβαση στο 6G προκύπτει από τον συνεχώς αυξανόμενο αριθμό νέων εφαρμογών όπως η εικονική πραγματικότητα (VR), η αυτόνομη οδήγηση (autonomous driving), η απεικόνιση υψηλής ανάλυσης (high-resolution imaging) και το Internet of Things (IoT), οι οποίες θα χρειάζονται ακόμα μεγαλύτερες ταχύτητες δεδομένων (data rates), ποσότητες δεδομένων (data amounts) και ακόμα λιγότερη καθυστέρηση (latency) από ότι θα προσφέρουν τα δίκτυα 5G. Κάποιες χαρακτηριστικές αποδόσεις ενός 6G δικτύου που αναμένονται είναι [2] :

- Χωρητικότητα έως 100 Gbit / s
- Καθυστέρηση μικρότερη από 0.1 ms
- Μήκη σύνδεσης έως 1 km

1.2 Κινητές Ζώνες χιλιοστομετρικών κυμάτων και η επιλογή της D ζώνης συχνοτήτων

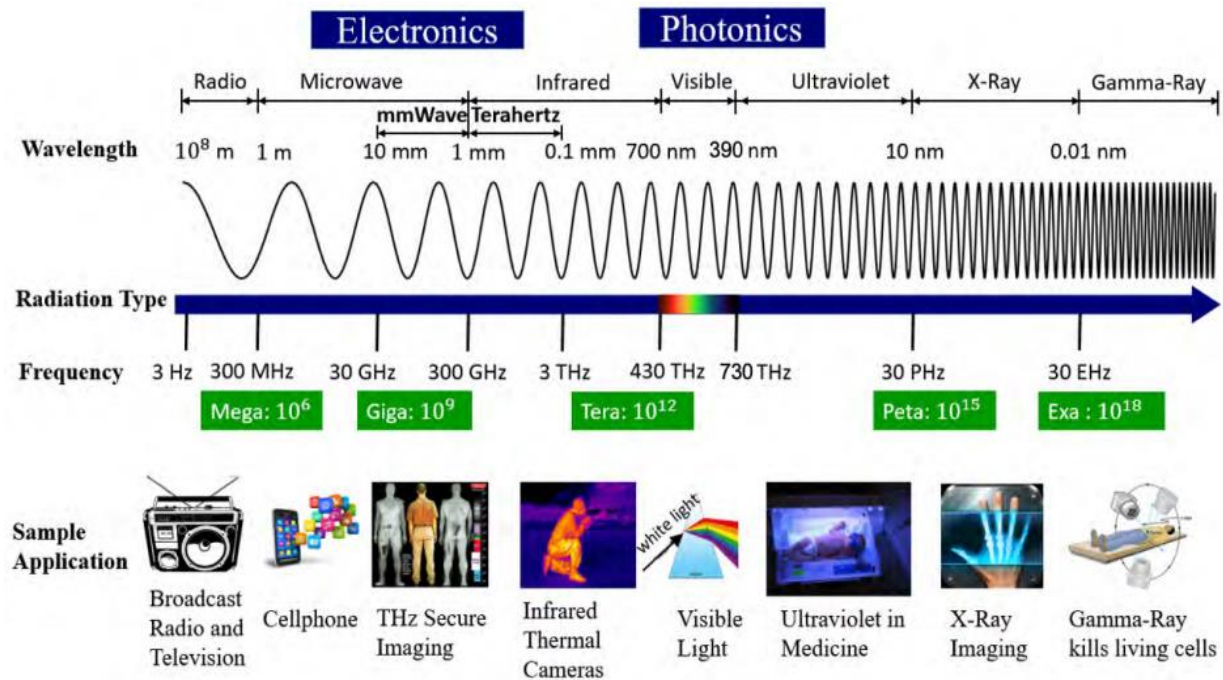
Το ενδιαφέρον για τις ζώνες των χιλιοστομετρικών κυμάτων έχει αυξηθεί τα τελευταία χρόνια λόγω του τεράστιου εύρους ζώνης που βρίσκεται σε αυτό το μέρος του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος. Όσον αφορά την παρούσα κανονιστική κατάσταση, συνήθως η ζώνη V προσφέρει εύρος ζώνης 7GHz (57-64 GHz), η ζώνη E προσφέρει 2 φορές εύρος ζώνης 5 GHz, συνεπώς συνολικό φάσμα 10 GHz (71-76 GHz και 81-86 GHz). Ομοίως, σε ζώνες συχνοτήτων άνω των 100 GHz, υπάρχουν ζώνες άφθονου φάσματος, οι οποίες θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για επιπλέον εύρος ζώνης για μελλοντικές υπηρεσίες ασύρματης μετάδοσης, όπως είναι η D ζώνη συχνοτήτων στην οποία λειτουργεί ο μίκτης της παρούσας διπλωματικής.

Ένα εξίσου σημαντικό πλεονέκτημα των συγκεκριμένων περιοχών του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος, είναι το γεγονός πως δεν υπάρχει «φασματική συμφόρηση», με την έννοια πως μέχρι τώρα στις ασύρματες επικοινωνίες χρησιμοποιούνται κατά κόρον οι μικροκυματικές συχνότητες, αφήνοντας τις ζώνες υψηλότερων συχνοτήτων ανεκμετάλλευτες, γεγονός που τις καθιστά την ιδανική εναλλακτική για την αποτελεσματική εξέλιξη των ασύρματων δικτύων επικοινωνιών, ειδικά σε αστικά κέντρα, όπου η ζήτηση σε δεδομένα κινητών επικοινωνιών συνεχώς αυξάνεται τόσο σε χώρο όσο και σε ταχύτητα.

Επιπλέον, ο σχεδιασμός συστημάτων επικοινωνιών σε αυτές τις συχνότητες διευκολύνει στην κατασκευή μικρών και συμπαγών προϊόντων. Παραδείγματος χάριν, λαμβάνοντας υπόψιν πως το μέγεθος μιας κεραίας εξαρτάται από το μήκος κύματος του ηλεκτρομαγνητικού σήματος,

καταλαβαίνουμε πως μπορούμε να σχεδιάσουμε μια κεραία πολύ μικρών διαστάσεων. Ομοίως μπορούμε να σχεδιάσουμε αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα πολύ μικρών διαστάσεων. Συνεπώς η εγκατάσταση και η συντήρηση των συστημάτων αυτής της γενιάς θα μπορεί να γίνεται γρήγορα κι εύκολα.

Στο Σχήμα 1.2 απεικονίζονται το φάσμα συχνοτήτων μέχρι και πέρα το οπτικό φάσμα μαζί με τις αντίστοιχες εφαρμογές ανά ζώνη συχνοτήτων μέχρι σήμερα.



Σχήμα 1.2 - Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα και οι διάφορες εφαρμογές συναρτήσει της συχνότητας [3]

Όσον αφορά την επιλογή της D ζώνης συχνοτήτων για την σχεδίαση του παθητικού μίκτη είναι κάθε άλλο παρά τυχαία. Πιο συγκεκριμένα η ζώνη συχνοτήτων από 110 έως 170 GHz (D-band) έχει χαμηλό ατμοσφαιρικό παράθυρο εξασθένησης μεταξύ δύο υψηλών σημείων εξασθένησης στα 118 GHz (συντονισμός του μορίου O) και στα 183 GHz (συντονισμός του μορίου HO). Το παράθυρο από τα 120 έως 160 GHz έχουμε εξασθένηση κάτω από 1 dB / km, καθιστώντας το κατάλληλο για επικοινωνίες μεσαίων αποστάσεων. Το εύρος συχνοτήτων 141-148.5 GHz έχει εκχωρηθεί από την Ομοσπονδιακή Επιτροπή Επικοινωνιών (FCC) για κινητές επικοινωνίες [4].

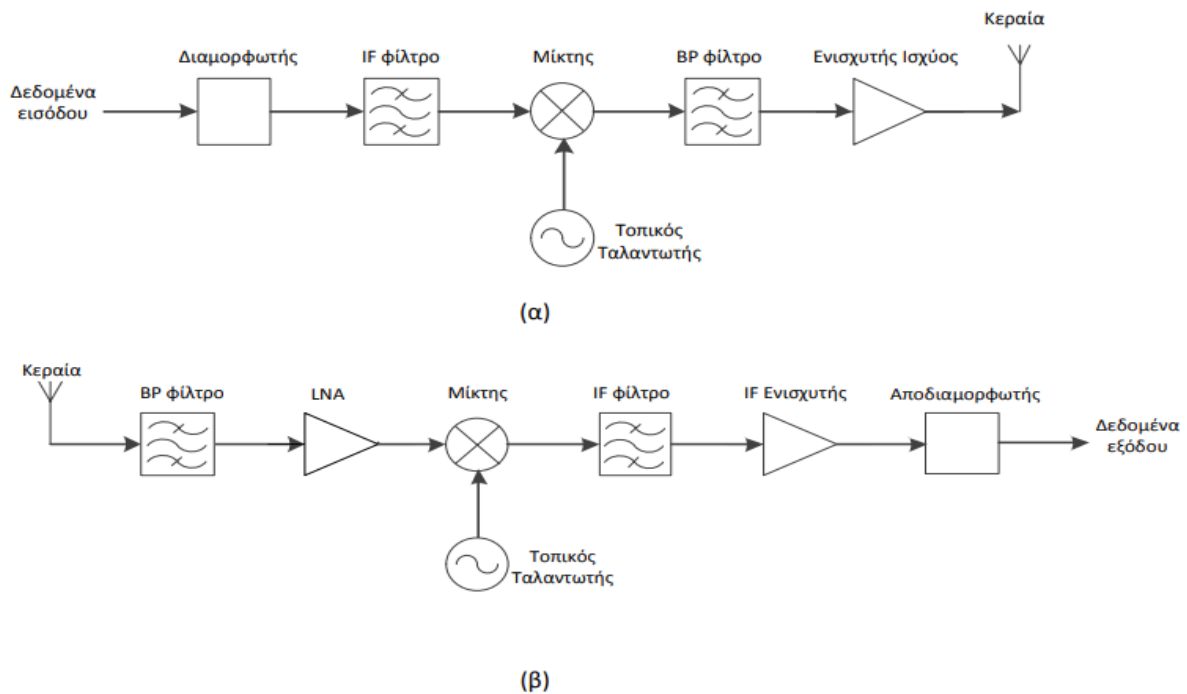
Όλα τα παραπάνω αποτέλεσαν το κίνητρο για την σχεδίαση του παθητικού μίκτη της παρούσας διπλωματικής. Ο μίκτης αποτελεί αναπόσπαστο κομμάτι της αλυσίδας ενός πομποδέκτη και η απόδοση του παίζει καθοριστικότερο ρόλο για την απόδοση του συνολικού συστήματος όπως θα καταστήσουμε σαφές στα κεφάλαια που ακολουθούν.

Κεφάλαιο 2

Θεωρία μικτών

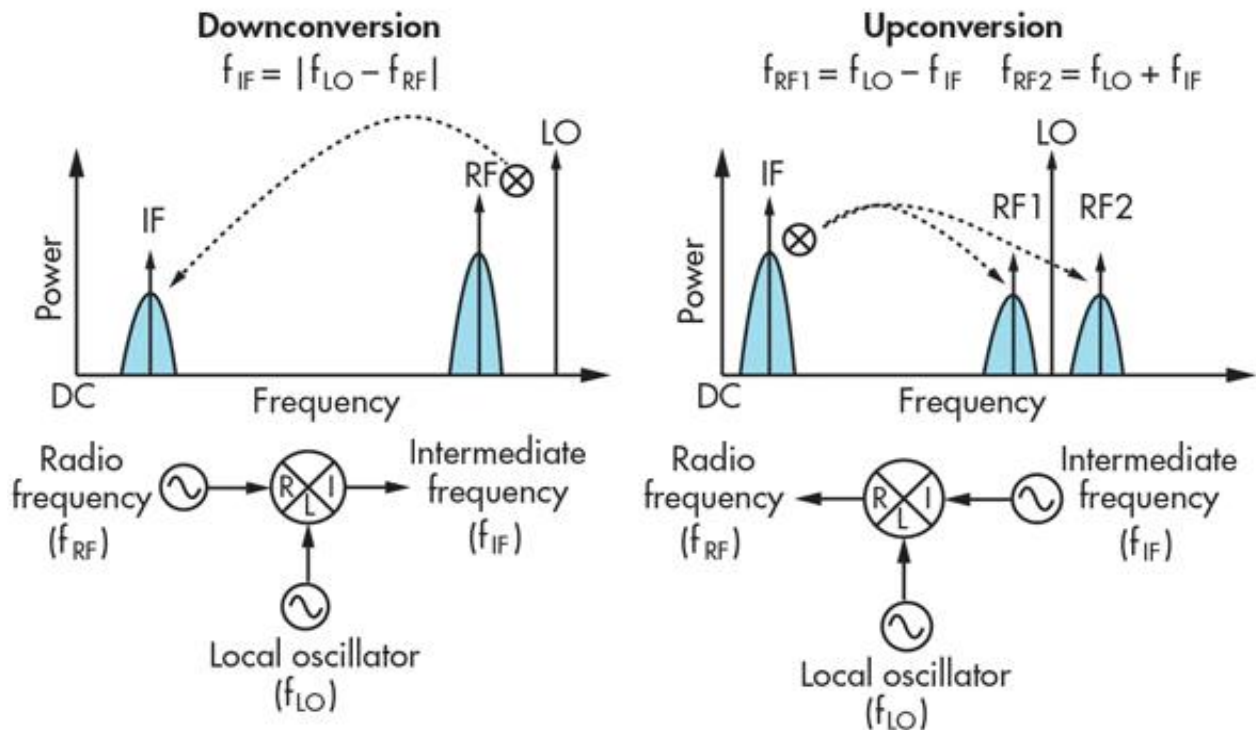
2.1 Η θέση του μίκτη στην αλυσίδα του πομποδέκτη και οι βασικές αρχές λειτουργίας του [5]

Όπως προαναφέρθηκε, ο μίκτης αποτελεί ένα από τα πιο σημαντικά δομικά στοιχεία των RF συστημάτων. Η ακριβής του θέση στην αλυσίδα ενός πομπού κι ενός δέκτη φαίνεται στο Σχήμα 2.1. Πιο συγκεκριμένα, στον δέκτη χρησιμοποιείται συνήθως ως το δεύτερο στοιχείο μετά από έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA). Εκεί η λειτουργία του είναι να μετατρέψει ένα σήμα υψηλής συχνότητας (RF) σε σήμα χαμηλότερης συχνότητας (IF), το οποίο θα είναι πιο εύκολα επεξεργάσιμο (down-conversion mixer). Αντιστοίχως στον πομπό χρησιμοποιείται πριν από έναν ενισχυτή ισχύος (PA). Εκεί ο ρόλος του είναι να μετατρέψει ένα σήμα χαμηλότερης συχνότητας (IF) σε σήμα υψηλής συχνότητας (RF) έτοιμο προς εκπομπή μετά από κατάλληλη ενίσχυση (up-conversion mixer).



Σχήμα 2.1 - Μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού πομποδέκτη: (α) πομπός, (β) δέκτης

Όπως μπορούμε να διακρίνουμε και από το Σχήμα 2.1 οι μίκτες είναι κυκλώματα πολλαπλών εισόδων και για την ακρίβεια δύο. Εκτός του χρήσιμου σήματος, το οποίο βρίσκεται σε διαδικασία εκπομπής ή λήψης, οι μίκτες δέχονται ως είσοδο και ένα ακόμα ισχυρό σήμα, το οποίο συνήθως προέρχεται από κάποιον τοπικό ταλαντωτή (local oscillator, LO). Στόχος της ύπαρξης των δύο σημάτων είναι η μίξη τους, με αποτέλεσμα την δημιουργία σημάτων σε συχνότητες παράγωγες των δύο σημάτων εισόδου. Είναι προφανές πως οι μίκτες δεν είναι αυτόνομα κυκλώματα και πως χρειάζονται πάντα την ύπαρξη κυκλωμάτων τοπικών ταλαντωτών. Βασικός στόχος του μίκτη είναι να αλλάξει την συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού σήματος εισόδου διατηρώντας όσον το δυνατόν περισσότερο αναλλοίωτα τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του, όπως το πλάτος και η φάση του. Στο Σχήμα 2.2 απεικονίζεται παραστατικά στο πεδίο των συχνοτήτων η μετατροπή στην συχνότητα που υφίσταται το σήμα εισόδου λόγω του μίκτη τόσο στην περίπτωση του down-conversion όσο και στην περίπτωση του up-conversion μαζί με το αντίστοιχο κυκλωματικό σύμβολο του μίκτη για την κάθε περίπτωση.



Σχήμα 2.2 – Φασματική απεικόνιση της λειτουργίας του μίκτη, συνοδευόμενη από το αντίστοιχο κυκλωματικό σύμβολο στην downconversion (αριστερά) και στην up-conversion (δεξιά) περίπτωση, αντίστοιχα[6]

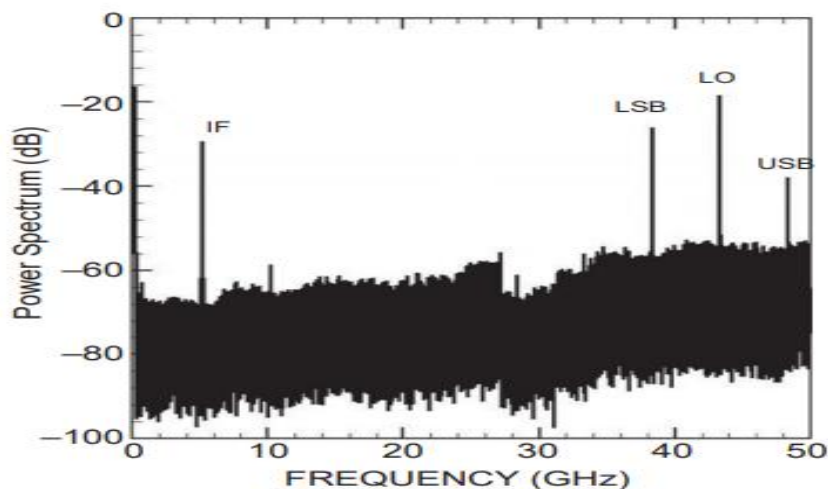
Η εξίσωση (2.1) περιγράφει την ιδανική συμπεριφορά του μίκτη ως πολλαπλασιαστή:

$$A\cos(\omega_1 t) \times B\cos(\omega_2 t) = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2) + \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \quad (2.1)$$

Από την παραπάνω εξίσωση αντιλαμβανόμαστε πως ο μίκτης δίνει σήματα εξόδου στις συχνότητες του αθροίσματος και της διαφοράς των εισόδων. Συνήθως, μόνο ένα εκ των δύο παράγωγων σημάτων διατηρείται ως έξοδος του μίκτη, ενώ το άλλο απορρίπτεται (image rejection) με αποτέλεσμα το ήμισυ της ισχύος εξόδου να χάνεται.

Στην πράξη η μίξη γίνεται με ένα μη γραμμικό στοιχείο όπως μια δίοδος ή ένα τρανζίστορ, ή με κάποια χρονικά μεταβαλλόμενη συσκευή. Σε κάθε περίπτωση, ένας μεγάλος αριθμός αρμονικών, καθώς και ανεπιθύμητων προϊόντων (που προκύπτουν από την μίξη) των σημάτων εισόδου, εμφανίζονται στην έξοδο. Για την εξάλειψη αυτών των ανεπιθύμητων αρμονικών, συνήθως τοποθετούνται φίλτρα στις θύρες RF, LO και IF του μίκτη για την επιλογή μόνο των σημάτων στις συχνότητες ενδιαφέροντος.

Πιο συγκεκριμένα, για την λειτουργία του μίκτη ως upconverter, η οποία, όπως προαναφέρθηκε, λαμβάνει χώρα στους πομπούς, το σήμα εισόδου του μίκτη εφαρμόζεται στην IF είσοδό του. Συνεπώς, σε αντιστοιχία με την εξίσωση (2.1.) έχουμε $\omega_1 = \omega_{IF}$, $\omega_2 = \omega_{LO}$, και οι παραγόμενες πλευρικές συχνότητες που εμφανίζονται στην RF θύρα (έξοδος) είναι $\omega_{LO} - \omega_{IF} = \omega_{RF}$ και $\omega_{LO} + \omega_{IF} = \omega_{RF}$. Η συχνότητα του αθροίσματος των 2 εισόδων $f_{RF} = f_{LO} + f_{IF}$ είναι γνωστή ως άνω πλευρική ζώνη (upper sideband-USB) ενώ η συχνότητα της διαφοράς των 2 εισόδων $f_{LO} - f_{IF}$ ονομάζεται κάτω πλευρική ζώνη (lower sideband-LSB) όπως απεικονίζεται και στο Σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3 – Μέτρηση του φάσματος στην RF έξοδο ενός upconverter που δείχνει το σήμα IF στα 5 GHz, το LO στα 43 GHz και τα σήματα USB και LSB στα 38 GHz και 43 GHz, αντίστοιχα.

Αντιστοίχως, για την λειτουργία του μίκτη ως downconverter, η οποία λαμβάνει χώρα στους δέκτες, το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στην RF θύρα, οπότε βάσει της εξίσωσης (2.1) έχουμε $\omega_1 = \omega_{RF}$, όπου $\omega_{RF} = \omega_{LO} + \omega_{IF}$ ή $\omega_{RF} = \omega_{LO} - \omega_{IF}$. Το LO σήμα εφαρμόζεται στην θύρα 2, οπότε $\omega_2 = \omega_{LO}$, όπως στην περίπτωση του upconverter, και τα σήματα $\omega_{LO} - \omega_{RF} = \omega_{IF}$ και $\omega_{RF} + \omega_{LO} = \omega_{IF}$ εμφανίζονται στην IF έξοδο του μίκτη.

Στην περίπτωση του downconversion ο μίκτης εκτός από την επιθυμητή συχνότητα, υποβιβάζει, επίσης, την συχνότητα ειδώλου (Image Frequency). Η συχνότητα ειδώλου είναι μια ανεπιθύμητη συχνότητα, η οποία εισέρχεται στον μίκτη και μπορεί να μετατραπεί και αυτή στην ενδιαμέση συχνότητα IF, όπως η επιθυμητή συχνότητα. Η επιθυμητή συχνότητα και η συχνότητα ειδώλου βρίσκονται εκατέρωθεν της συχνότητας του σήματος του τοπικού ταλαντωτή κατά μια απόσταση ίση με την ενδιαμέση συχνότητα. Δεν υπάρχει διαφορά μεταξύ $\cos(\omega_1 - \omega_2)t$ και $\cos(\omega_2 - \omega_1)t$. Επομένως και τα δύο σήματα θα υποβιβαστούν στην ίδια συχνότητα. Στις περισσότερες εφαρμογές, για την απόρριψη της συχνότητας ειδώλου χρησιμοποιείται ένα ζωνοφρακτικό φίλτρο με κεντρική συχνότητα την συχνότητα ειδώλου. Η επιλογή της άνω ή της κάτω πλευρικής συχνότητας ως RF συχνότητα υπαγορεύεται από τις προδιαγραφές του συστήματος. Υπογραμμίζουμε πως το επιθυμητό RF σήμα και το σήμα ειδώλου πάντα στο πεδίο των συχνοτήτων απέχουν μεταξύ τους κατά $2\omega_{IF}$.

Όπως προαναφέραμε, η μίξη επιτυγχάνεται είτε με μία μη-γραμμική συσκευή είτε με μία χρονικά μεταβαλλόμενη συσκευή. Οι πιο ευρέως διαδεδομένες μη-γραμμικές συσκευές είναι:

- Οι δίοδοι επαφής pn ή φραγμού Schottky, οι οποίες πραγματοποιούν την μίξη αξιοποιώντας την εκθετική I-V χαρακτηριστική τους
- Τα διπολικά τρανζίστορς όπως τα BJTs ή τα HBTs, τα οποία, επίσης αξιοποιούν την εκθετική I-V χαρακτηριστική της pn επαφής τους
- Τα τρανζίστορς MOSFETs ή HEMTs, τα οποία αξιοποιούν την τετραγωνική σχέση μεταξύ τάσης πύλης και ρεύματος υποδοχής

2.2 Βασικές Παράμετροι Επίδοσης Μίκτη [5], [7], [8], [9]

Η επίδοση ενός μίκτη καθορίζεται από πολλές παραμέτρους. Αυτές οι παράμετροι επίδοσης καταγράφονται από τους κατασκευαστές στα datasheets των μικτών του εμπορίου, με σκοπό να βοηθήσουν τους σχεδιαστές συστημάτων να επιλέξουν τον μίκτη εκείνον που θα ικανοποιεί τις απαιτήσεις του εκάστοτε συστήματος. Ακολουθεί μια συνοπτική περιγραφή γι' αυτές τις παραμέτρους, οι οποίες είναι:

1. Προσαρμογή (Matching) στις θύρες RF, LO και IF
2. Κέρδος Μετατροπής (Conversion Gain, CG)
3. Εικόνα Θορύβου (Noise Figure, NF)
4. Γραμμικότητα (Linearity)
 - i. Σημείο Συμπίεσης 1-dB (1-dB Compression Point)
 - ii. Παραμόρφωση Ενδοδιαμόρφωσης και Σημείο Παρεμβολής 3^{ης} τάξης (Third Order Intercept Point, IP3)
5. Απομόνωση μεταξύ Θυρών (Port-to-Port Isolation)

2.2.1 Προσαρμογή (Matching) στις θύρες RF, LO και IF

Προκειμένου να επιτυγχάνεται η μέγιστη μεταφορά ισχύος και να αποφεύγονται στάσιμα κύματα απαιτείται από τα επιμέρους συστήματα ενός τηλεπικοινωνιακού δικτύου να παρουσιάζουν ίσες αντιστάσεις εισόδου/εξόδου σε μια όσο το δυνατόν ευρύτερη ζώνη συχνοτήτων (Θεώρημα Μέγιστης Μεταφοράς Ισχύος). Η συνηθισμένη τιμή για τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου είναι τα 50Ω. Η τιμή αυτή εξυπηρετεί στις μετρήσεις ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, καθώς ισοδυναμεί με την αντίσταση που υπάρχει μεταξύ των 3 ακίδων ενός συμβατικού VNA (Vector Network Analyzer), όπως θα δούμε παρακάτω. Στην περίπτωση σχεδίασης υψίσυχνων κυκλωμάτων σε τεχνολογίες πυριτίου, οι αντιστάσεις εισόδου/εξόδου καθορίζονται σε μεγάλο βαθμό από κάποιο ενεργό στοιχείο (διπολικό ή MOS τρανζίστορ), και κυρίως από τις παρασιτικές χωρητικότητες των στοιχείων αυτών. Σύνηθες μέτρο της προσαρμογής αποτελεί ο Λόγος Στασίμων Κυμάτων Τάσης (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR) ο οποίος ορίζεται ως εξής :

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|} \quad (2.2)$$

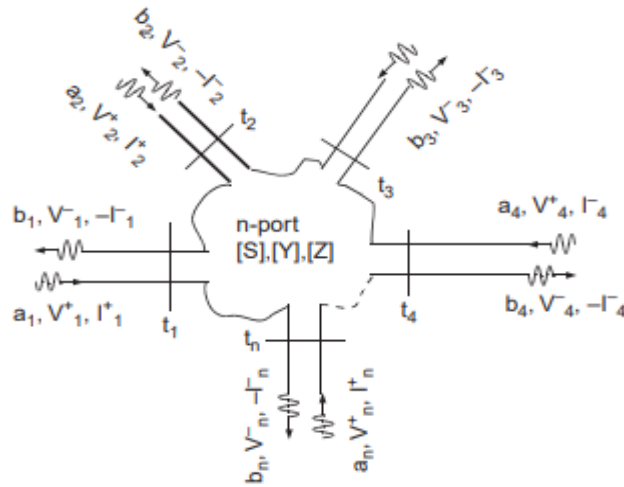
όπου Γ_0 είναι ο συντελεστής ανάκλασης και δίνεται από την σχέση:

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.3)$$

Με Z_0 την εμπέδηση αναφοράς, σύμφωνα με την οποία πραγματοποιείται η προσαρμογή (τα 50Ω στην περίπτωση μας) και Z_L η αντίσταση εισόδου της θύρας που θέλουμε να προσαρμόσουμε.

Κατά την διαδικασία της σχεδίασης σε μικροκυματικές και mmwave συχνότητες σαν δείκτη για το επίπεδο προσαρμογής σε κάθε θύρα αλλά και για την καθολική συμπεριφορά ενός ν-θυρου χρησιμοποιούμε τις S-παραμέτρους (ή αλλιώς παράμετροι σκέδασης), οι οποίες προκύπτουν από τους λόγους των κανονικοποιημένων προσπίπτοντων κυμάτων τάσης a_i και των κανονικοποιημένων ανακλώμενων κυμάτων τάσης b_i , ο ορισμός των οποίων γίνεται στην αμέσως επόμενη παράγραφο.

Ορίζουμε ως V_i^+ και V_i^- το προσπίπτον και το ανακλώμενο κύμα τάσης αντίστοιχα, και ως I_i^+ και I_i^- το προσπίπτον και ανακλώμενο κύμα ρεύματος σε κάθε i-θύρα ενός ν-θυρου δικτύου ακριβώς όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4.



Σχήμα 2.4 – Αναπαράσταση ενός τυχαίου μικροκυματικού ν-θυρου δικτύου

$$V_i = V_i^+ + V_i^- \quad (2.4)$$

και

$$I_i = I_i^+ + I_i^- \quad (2.5)$$

όπου

$$V_i = I_i = I_i^+ + I_i^- = \frac{V_i^+}{Z_0} - \frac{V_i^-}{Z_0} \quad (2.6)$$

όπου Z_0 η χαρακτηριστική εμπέδηση αναφοράς. Βάσει των παραπάνω ορίζουμε τα

κανονικοποιημένα προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα ισχύος $a_i = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}}$ και $b_i = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}}$ αντίστοιχα, οπότε, πλέον, μπορούμε να ορίσουμε και τις παραμέτρους σκέδασης βάσει της παρακάτω σχέσης:

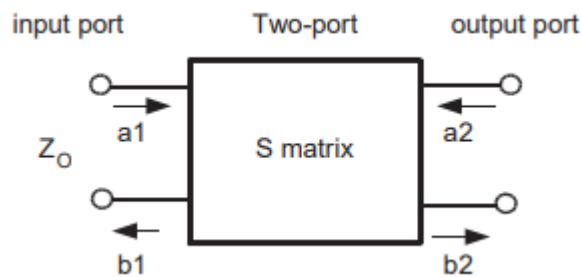
$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} [a_k = 0 \text{ για } k \neq j] \quad (2.7)$$

Μέσω της εξίσωσης (2.7) καταλαβαίνουμε ότι η παράμετρος S_{ij} αναπαριστά τον συντελεστή μετάδοσης από τη θύρα j στην θύρα i και βρίσκεται οδηγώντας τη θύρα j με το προσπίπτον κύμα a_j και μετρώντας το ανακλώμενο κύμα b_i από τη θύρα i , ενώ τα προσπίπτοντα κύματα σε όλες τις θύρες πλην της j είναι μηδενικά, εννοώντας με βάση την κυκλωματική τους ανάλυση, ότι οι συγκεκριμένες θύρες τερματίζονται με την χαρακτηριστική εμπέδηση Z_0 προκειμένου να αποφευχθούν οι ανακλάσεις. Η S_{ii} παράμετρος αντιπροσωπεύει τον συντελεστή ανάκλασης της θύρας i , θεωρώντας πως όλες οι υπόλοιπες θύρες τερματίζονται με το κατάλληλο φορτίο.

Ο πίνακας σκέδασης ορίζεται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Για να γίνουν πιο σαφή όλα τα παραπάνω, φέρνουμε ως παράδειγμα ένα δίθυρο δίκτυο (Σχήμα 2.5).



Σχήμα 2.5 – Αναπαράσταση προσπιπτόντων και ανακλώμενων κυμάτων τάσης ενός δίθυρου δικτύου

- Η παράμετρος S_{11} είναι γνωστή ως συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο του δίθυρου.
- Η παράμετρος S_{12} είναι γνωστή ως ανάστροφο κέρδος ή απομόνωση μεταξύ της εξόδου ως προς την είσοδο του δίθυρου.
- Η παράμετρος S_{21} γνωστή ως το κέρδος ισχύος του δίθυρου.
- Η παράμετρος S_{22} είναι γνωστή ως συντελεστής ανάκλασης στην έξοδο του δίθυρου.

2.2.2 Κέρδος Μετατροπής (Conversion Gain. CG)

Το κέρδος μετατροπής είναι ίσως η βασικότερη προδιαγραφή σε ένα ολοκληρωμένο μίκτη, δεδομένου ότι η επιλογή του καθορίζει κατά μεγάλο βαθμό και το συνολικό κέρδος της αλυσίδας ολόκληρου του τηλεπικοινωνιακού συστήματος στο οποίο βρίσκεται. Αναπαριστά την συνάρτηση μεταφορά μικρού σήματος από την RF είσοδο στην IF έξοδο στην περίπτωση του downconverter, και ομοίως στην περίπτωση του upconverter την συνάρτηση μεταφορά μικρού σήματος από την IF είσοδο στην RF έξοδο.

Το κέρδος μετατροπής (conversion gain) διακρίνεται σε κέρδος μετατροπής τάσης και κέρδος μετατροπής ισχύος. Το κέρδος μετατροπής τάσης ορίζεται ως ο λόγος της RMS τιμής της τάσης εξόδου προς την αντίστοιχη της εισόδου και ο η τιμή του σε dB δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$CG_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_{IF,RMS}}{V_{RF,RMS}} \right) \quad (2.9)$$

Το κέρδος μετατροπής ισχύος ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος της εξόδου που εφαρμόζεται στο φορτίο του μίκτη προς την ισχύ του σήματος εισόδου που παράγει η πηγή. Η αντίστοιχη σχέση είναι:

$$CG_{dB} = 10 \log \left(\frac{P_{IF}}{P_{RF}} \right) \quad (2.10)$$

Οι παραπάνω ορισμοί αφορούν την περίπτωση του downconverter. Για τον upconverter ισχύουν οι ίδιες εξισώσεις εναλλάσσοντας τα IF μεγέθη με τα RF. Συνήθως, όταν αναφερόμαστε απλά στο κέρδος μετατροπής ενός μίκτη, εννοούμε το κέρδος μετατροπής ισχύος. Αξίζει να σημειωθεί πως σε αντίθεση με τους ορισμούς των κερδών των υπόλοιπων κυκλωμάτων της αλυσίδας ενός πομποδέκτη, το κέρδος του μίκτη ορίζεται βάσει του λόγου 2 σημάτων τα οποία βρίσκονται σε διαφορετικές συχνότητες μεταξύ τους, εξού και η χρήση του όρου «μετατροπή». Τέλος, να αναφέρουμε πως το υψηλό κέρδος μετατροπής είναι επιθυμητό για έναν μίκτη, όχι μόνο για την επίτευξη της αποτελεσματικότερης μετατροπής σήματος, αλλά και για την βελτίωση των επιπέδων θορύβου και γραμμικότητας των στοιχείων που ακολουθούν μετά τον μίκτη στην RF αλυσίδα.

2.2.3 Εικόνα Θορύβου (Noise Figure, NF)

Η εικόνα θορύβου (NF) ενός μίκτη καθορίζεται αποκλειστικά από τον θόρυβο που προσθέτει στην τηλεπικοινωνιακή αλυσίδα ο μίκτης αυτός καθαυτός, ανεξαρτήτως του ήδη υπάρχοντος θορύβου στο σήμα εισόδου. Πιο συγκεκριμένα, το Noise Figure είναι ένα μέτρο του πόσου θορύβου προσθέτει ο μίκτης στο σήμα σε σχέση με τον θόρυβο που υπάρχει ήδη στο σήμα. Στην ιδανική περίπτωση έχουμε $NF = 0\text{dB}$, που σημαίνει πως ο μίκτης δεν προσθέτει καθόλου θόρυβο. Εάν $NF = 3\text{dB}$, συμπεραίνουμε πως ο μίκτης προσθέτει ίση ποσότητα θορύβου με την ήδη υπάρχουσα. Γενικά μια τυπική τιμή για το NF ενός πραγματικού μίκτη θεωρούνται τα 15dB. Κύριες πηγές θορύβου ενός μίκτη είναι οι δίοδοι ή τα τρανζίστορς, οι συσκευές εκείνες, δηλαδή, που χρησιμοποιούνται για να πραγματοποιήσουν την μίξη, καθώς, επίσης οι θερμικές απώλειες λόγω της ύπαρξης ανεπιθύμητων ωμικών αντιστάσεων.

Η εικόνα θορύβου ενός μίκτη ορίζεται ως εξής:

$$NF_{dB} = 10 \log \left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) \quad (2.11)$$

Με SNR συμβολίζεται ως γνωστόν ο σηματοθορυβικός λόγος, συνεπώς ο δείκτης θορύβου εκφράζει το βαθμό στον οποίο ο σηματοθορυβικός λόγος υποβαθμίζεται κατά τη διέλευση του σήματος μέσα από τον μίκτη. Με περαιτέρω ανάλυση της Σχέσης 2.11 έχουμε:

$$F = \frac{\frac{P_{Si}}{P_{Ni}}}{\frac{P_{So}}{P_{No}}} = \frac{P_{No}}{P_{Ni} \times CG} \quad (2.12)$$

όπου P_{Si} και P_{So} η διαθέσιμη ισχύς σήματος στην είσοδο και στην έξοδο, αντίστοιχα, P_{Ni} και P_{No} η ισχύς θορύβου στην είσοδο και στην έξοδο, αντίστοιχα και CG το κέρδος μετατροπής του μίκτη.

Σε αντίθεση με τα υπόλοιπα υποκυκλώματα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, στην περίπτωση των μικτών, λόγω της πιθανής παρουσίας σήματος στην συχνότητα ειδώλου, η εικόνα θορύβου ορίζεται με δύο τρόπους: α) μονόπλευρη εικόνα θορύβου (NF_{SSB}) και β) δίπλευρη εικόνα θορύβου (NF_{DSB}). Ο προσδιορισμός της μονόπλευρης εικόνας θορύβου γίνεται θεωρώντας ότι το επιθυμητό φάσμα συχνοτήτων βρίσκεται στη μία μόνο πλευρά της LO συχνότητας, ενώ ο προσδιορισμός της δίπλευρης εικόνας θορύβου γίνεται όταν το φάσμα του σήματος εισόδου βρίσκεται και στις δύο πλευρές της LO συχνότητας. Εάν το κέρδος μετατροπής είναι το ίδιο για το RF σήμα και για το είδωλο του τότε αποδεικνύεται ότι ισχύει η ακόλουθη σχέση:

$$NF_{SSB} = NF_{DSB} + 3dB \quad (2.13)$$

2.2.4 Γραμμικότητα (Linearity)

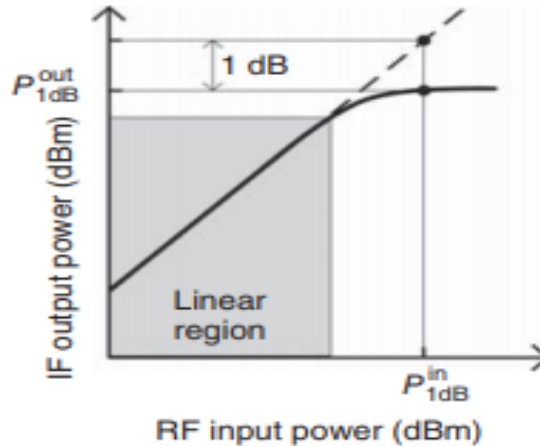
Αν και η αρχή λειτουργίας του μίκτη βασίζεται στην μη-γραμμική διαδικασία της μίξης μέσω της χρήσης μη-γραμμικών στοιχείων, μας ενδιαφέρει η απόδοση του μίκτη να είναι όσο το δυνατόν πιο γραμμική προκειμένου να παράγει μετατροπή σήματος υψηλής ποιότητας. Αυτό γίνεται εύκολα κατανοητό αν αναλογιστούμε πως η ισχύς του σήματος εξόδου συνδέεται γραμμικά με την ισχύ του σήματος εισόδου μέσω του κέρδους μετατροπής.

Τα δύο πιο βασικά μεγέθη που χρησιμοποιούνται για τον χαρακτηρισμό της γραμμικότητας ενός μίκτη είναι i. το Σημείο Συμπίεσης 1-dB (1-dB Compression Point) και ii. το Σημείο Παρεμβολής 3ης τάξης (Third Order Intercept Point, IP3) τα οποία αναλύονται παρακάτω.

i. Σημείο Συμπίεσης 1-dB (1-dB Compression Point)

Στο σχήμα 2.6, απεικονίζεται η χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου ενός μη γραμμικού συστήματος, με τις τιμές και των δύο αξόνων να είναι σε dBm, ενώ το κέρδος μικρού σήματος λαμβάνεται με τη θεώρηση ότι οι υψηλής τάξης αρμονικές είναι αμελητέες. Ιδανικά θα θέλαμε η έξοδος ενός μίκτη να είναι ανάλογη του πλάτους του σήματος εισόδου για κάθε στάθμη του σήματος εισόδου. Οι μίκτες παρουσιάζουν γραμμική συμπεριφορά εντός της γραμμικής περιοχής στην οποία το επίπεδο του σήματος εισόδου είναι σχετικά χαμηλό. Σε αυτήν την περιοχή το κέρδος μετατροπής του μίκτη είναι περίπου σταθερό και ως εκ τούτου το σήμα εξόδου αυξάνεται γραμμικά σε σχέση με το σήμα εισόδου. Ωστόσο, καθώς το σήμα εισόδου αυξάνεται πέραν του γραμμικού εύρους, φτάνοντας σε επίπεδο μεγάλου σήματος, το κέρδος μετατροπής δεν είναι πλέον σταθερό και η έξοδος αρχίζει να μπαίνει στην περιοχή του κορεσμού, συνεπώς η ισχύς εξόδου παύει να αυξάνεται καθώς αυξάνεται η ισχύς εισόδου, προκαλώντας συμπίεση στον μίκτη.

Το σημείο όπου η πραγματική τιμή της ισχύος του σήματος εξόδου είναι κατά 1dB χαμηλότερη από την αναμενόμενη ιδανική τιμή που ακολουθεί τη γραμμική καμπύλη ονομάζεται σημείο συμπίεσης 1dB (1dB compression point). Το σημείο συμπίεσης 1dB περιγράφεται συνήθως από την τιμή της ισχύος του σήματος εισόδου στο σημείο



Σχήμα 2.6 – Ορισμός σημείου συμπίεσης 1 dB

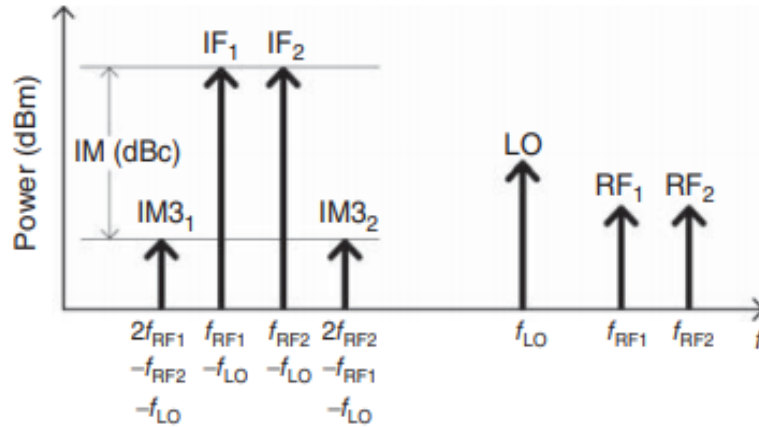
ii. Παραμόρφωση Ενδοδιαμόρφωσης και Σημείο Παρεμβολής 3ης τάξης (Third Order Intercept Point, IP3)

Ένας από τους πιο συνηθισμένους τρόπους εκτίμησης της γραμμικότητας ενός μίκτη πραγματοποιείται εφαρμόζοντας στην είσοδο του δύο σήματα εισόδου ίδιου πλάτους και διαφορετικών (πολύ κοντινών) συχνοτήτων ω_1 και ω_2 (two-tone test). Σε μια τέτοια περίπτωση, στην έξοδο του μίκτη εκτός από τις αρμονικές στις αναμενόμενες συχνότητες, παρατηρούμε ότι παράγονται αρμονικές σε ανεπιθύμητες συχνότητες λόγω της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης. Οι συχνότητες των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation Products, IM) δίνονται από την σχέση:

$$f_{IM} = \pm qf_1 \pm rf_2 \pm pf_{LO} \quad (2.14)$$

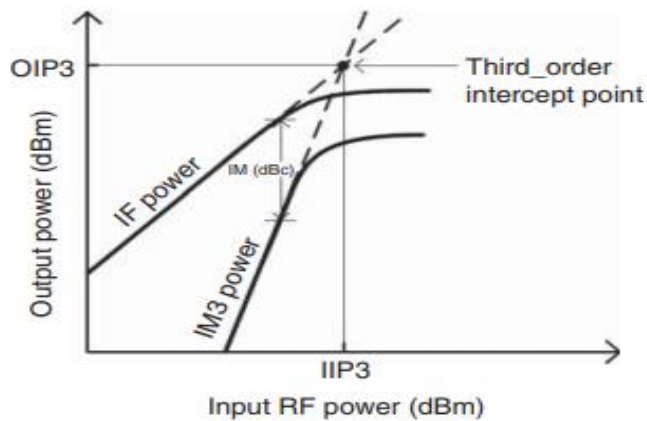
όπου οι μεταβλητές q,r και p είναι θετικοί ακέραιοι αριθμοί.

Κυρίως επικεντρωνόμαστε στα προϊόντα παραμόρφωσης 3^{ης} τάξης, του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης IM3 (3-order Intermodulation distortion), $2\omega_1 \pm \omega_2$ και $2\omega_2 \pm \omega_1$ και κυρίως στους όρους διαφοράς $2\omega_1 - \omega_2 - \omega_{LO}$ και $2\omega_2 - \omega_1 - \omega_{LO}$, οι οποίοι βρίσκονται στην ζώνη διέλευσης IF, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.7.



Σχήμα 2.7 – Αναπαράσταση $IM3$ σημάτων σε σχέση με τα IF επιθυμητά σήματα

Χαράσσουμε τη χαρακτηριστική μεταφοράς της ισχύος της επιθυμητής εξόδου και την χαρακτηριστική μεταφοράς της ισχύος ενός εκ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης ως προς την ισχύ του RF σήματος εισόδου. Το σημείο τομής των γραμμικών προεκτάσεων των χαρακτηριστικών αυτών ονομάζεται σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IP3 – 3rd order Intercept Point) και μπορεί να αναφέρεται ως προς την είσοδο (Input Referred IP3 – IIP3) ή ως προς την έξοδο (Output Referred IP3 – OIP3) (Σχήμα 2.8). Γενικά, όσο μεγαλύτερο το IP3 τόσο πιο γραμμικός θεωρείται ο μίκτης.



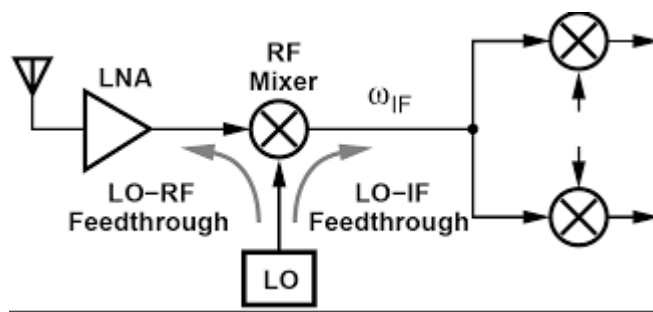
Σχήμα 2.8 – Ορισμός IIP3 & OIP3

2.2.5 Απομόνωση μεταξύ θυρών (Port-to-Port Isolation)

Η απομόνωση στους μίκτες μετρά πόσο καλά είναι απομονωμένες οι 3 θύρες του μίκτη (LO, RF, και IF) μεταξύ τους και ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ της ισχύος ή της τάσης σε μια θύρα και εκείνης στην άλλη θύρα στην ίδια συχνότητα. Στην ιδανική περίπτωση, είναι επιθυμητό να μην υπάρχει καθόλου διαρροή - επικοινωνία μεταξύ των θυρών, συνεπώς στην RF, IF και LO θύρα να υπάρχουν σήματα μόνο στην RF, IF και LO συχνότητα, αντίστοιχα. Κατά βάση, 4 είδη

απομόνωσης χρησιμοποιούνται στους μίκτες, τα οποία είναι : LO – RF isolation, LO – IF isolation, RF – LO isolation, και RF – IF isolation με τις πιο κρίσιμες από αυτές να είναι οι LO – RF and LO – IF isolations λόγω του μεγάλου σήματος LO που χρησιμοποιείται.

Πιο συγκεκριμένα, η ζεύξη της θύρας LO με την RF (LO-RF feedthrough) καταλήγει σε διαρροή του LO σήματος στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και τελικά στην κεραία, ενώ η ζεύξη του LO με το IF (LO-IF feedthrough) είναι σημαντική γιατί αν στην IF έξοδο υπάρχει σημαντική ποσότητα του LO σήματος, ακόμα και μετά το βαθυπερατό φίλτρο που ακολουθεί, το επόμενο στάδιο μπορεί να απευαισθητοποιηθεί (Σχήμα 2.9).



Σχήμα 2.9 – Αναπαράσταση των ζεύξεων LO-RF και LO-IF

2.3 Ταξινόμηση Μικτών [5],[9],[10]

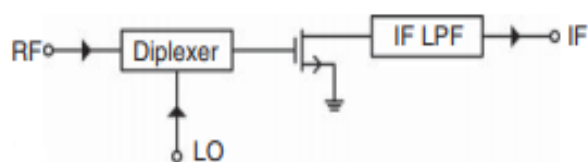
Στην παρούσα ενότητα θα παρουσιασθούν διάφορα κριτήρια τα οποία μας βοηθούν να κατατάξουμε τους ολοκληρωμένους μίκτες σε διάφορες υποκατηγορίες.

Οι δύο πιο βασικές κατηγορίες στις οποίες χωρίζονται οι μίκτες είναι σε παθητικούς κι ενεργούς μίκτες. Όσον αφορά τους παθητικούς μίκτες, η μίξη πραγματοποιείται με παθητικά στοιχεία όπως είναι οι δίοδοι (diode mixers), αλλά και τα MOS ή Bipolar transistors είτε διοδικά συνδεδεμένα, είτε ως αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση όταν δουλεύουν στην γραμμική τους περιοχή. Επιπλέον, στην περίπτωση των παθητικών μικτών η κατανάλωση ρεύματος ηρεμίας (dc current) είναι μηδενική. Εν αναλογία, στην περίπτωση των ενεργών μικτών, η μίξη πραγματοποιείται με ενεργά στοιχεία όπως MOS ή Bipolar transistors, τα οποία λειτουργούν ως επί το πλείστον στην περιοχή του κόρου και διαρρέονται αναγκαστικά από ρεύμα ηρεμίας. Συνεπώς, όταν χρησιμοποιούνται transistors ως συσκευές μίξης αυτό που καθορίζει αν τα transistors θεωρούνται παθητικά ή ενεργά στοιχεία, και κατά συνέπεια αν ο μίκτης είναι παθητικός ή ενεργός, πιο συγκεκριμένα, είναι το αν υπάρχει ή όχι κατανάλωση

ρεύματος ηρεμίας (dc current I_C στην περίπτωση των Bipolar transistors και I_D στην περίπτωση των MOS).

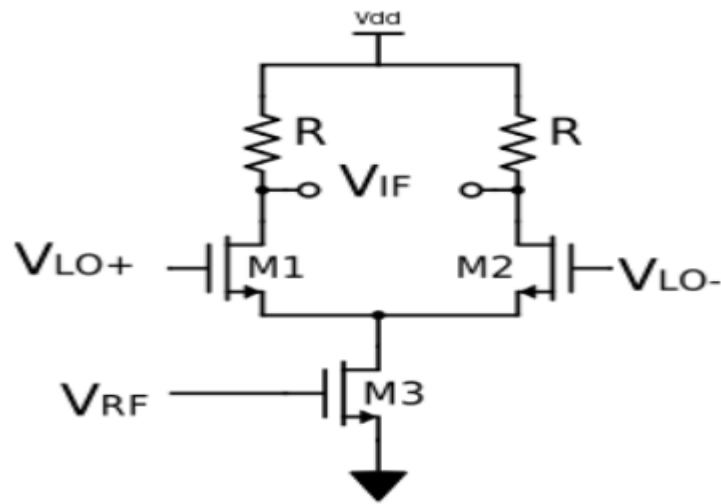
Σε σύγκριση με τους ενεργούς μίκτες οι παθητικοί παρουσιάζουν διάφορα πλεονεκτήματα όπως καλύτερη γραμμικότητα, ευρύτερη δυναμική περιοχή (Dynamic Range) άρα και υψηλότερο σημείο συμπίεσης κέρδους (compression point), καθώς και μηδενικής απαιτήσεις σε κατανάλωση DC ισχύος. Ωστόσο, οι παθητικοί μίκτες έχουν κέρδος μετατροπής μικρότερο των 0dB (στην ουσία αποσβένουν το σήμα εισόδου) ή αλλιώς λέμε ότι έχουν απώλειες μετατροπής (Conversion Loss, CL) σε αντίθεση με τους ενεργούς που παρουσιάζουν συνήθως αρκετά υψηλό κέρδος μετατροπής (Conversion Gain). Επιπλέον, έχουν αρκετά μεγαλύτερη εικόνα θορύβου σε σχέση με τους ενεργούς, καθώς κι αισθητά υψηλότερες απαιτήσεις σε LO ισχύ (η ισχύς που διατίθεται στον μίκτη μέσω του τοπικού ταλαντωτή). Για τους παραπάνω λόγους, στην πράξη οι ενεργοί μίκτες είναι αυτοί που προτιμούνται στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Ωστόσο σε συστήματα όπου ένα σημαντικό κέρδος παρέχεται από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου που προηγείται του μίκτη, κι επιπλέον ο μίκτης χρειάζεται υψηλή γραμμικότητα, τότε ένας παθητικός μίκτης αποτελεί έναν ελκυστικό υποψήφιο.

Ένας δεύτερος, πολύ βασικός, τρόπος διαχωρισμού των μικτών είναι η κατηγοριοποίηση τους σε μη-εξισορροπημένους (unbalanced ή single-ended), απλά εξισορροπημένους (single-balanced) και διπλά εξισορροπημένους (double-balanced). Η περίπτωση των single-ended μικτών είναι και η πιο απλή τόσο σε υλοποίηση όσο και σε κατανόηση. Τόσο το LO σήμα όσο και το RF είναι σήματα μονού ακροδέκτη (single-ended). Περιλαμβάνουν μόνο μία συσκευή μίξης (mixing device) και συνήθως περιλαμβάνουν επίσης κάποιου είδους διπλέκτη για τον διαχωρισμό μεταξύ του LO και του RF σήματος, ο οποίος συνοδεύεται από δύο ζωνοπερατά φίλτρα, το ένα με κεντρική συχνότητα την RF συχνότητα και το δεύτερο με κεντρική συχνότητα την LO συχνότητα. Ένα τους πλεονέκτημα σε σχέση με τους balanced μίκτες είναι πως έχουν τις χαμηλότερες απαιτήσεις σε LO ισχύ, αλλά το βασικό τους μειονέκτημα είναι πως παρατηρείται πολύ μεγάλο leakage (διαρροή) ισχύος μεταξύ των 3 θυρών τους, δηλαδή έχουν πολύ χαμηλό port-to-port isolation. Ένα κλασσικό παράδειγμα single-ended mixer φαίνεται στο Σχήμα 2.10.

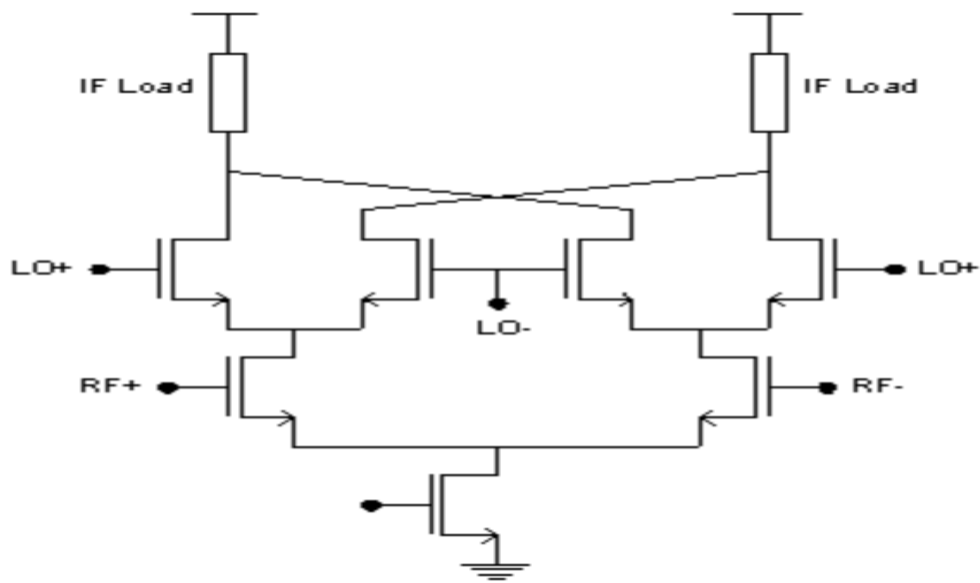


Σχήμα 2.10 – Single-ended mixer με χρήση ενός MOSFET ως mixing device

Στην περίπτωση των απλά εξισορροπημένων μικτών, ο μίκτης λειτουργεί με διαφορικό (differential) LO σήμα και single-ended RF σήμα, ενώ στην περίπτωση των διπλά εξισορροπημένων μικτών, τόσο το LO όσο και το RF σήμα είναι διαφορικά. Σε γενικές γραμμές μπορούμε να θεωρήσουμε πως ένας single-balanced mixer αποτελείται από δύο single-ended mixers, και πως ένας double-balanced mixer αποτελείται από 2 single-balanced mixers ή 4 single-ended mixers, αντίστοιχα. Μία κλασσική τοπολογία single-balanced μίκτη απεικονίζεται στο Σχήμα 2.11(α) κι αντίστοιχα μία για double-balanced μίκτη απεικονίζεται στο Σχήμα 2.11(β). Η συγκεκριμένη τοπολογία ενεργού μίκτη είναι η πιο διαδεδομένη τοπολογία ολοκληρωμένου μίκτη και είναι γνωστή ως Gilbert Cell Mixer τιμής ένεκεν του εμπνευστή της Barrie Gilbert.



Σχήμα 2.11(α) – Single-balanced downconverting mixer με single-ended RF είσοδο και differential IF έξοδο

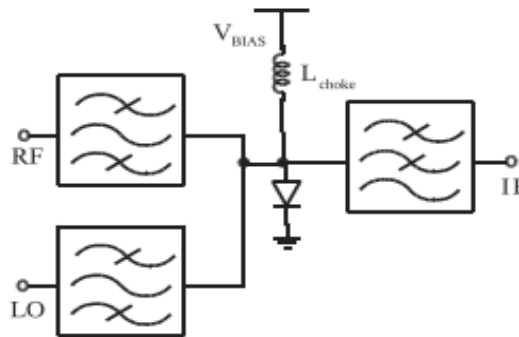


Σχήμα 2.11(β) – Double-balanced downconverting mixer με LO, RF και IF differential σήματα

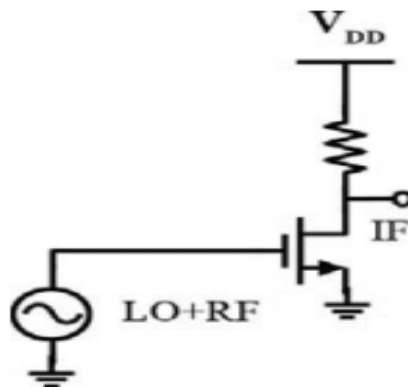
Αν και οι απλά εξισορροπημένοι μίκτες είναι πολύ πιο εύκολα υλοποιήσιμοι και οικονομικοί και γενικά παρουσιάζουν διάφορα πλεονεκτήματα, οι διπλά εξισορροπημένοι είναι αυτοί που χρησιμοποιούνται ευρέως. Τα κύρια πλεονεκτήματά τους συγκριτικά με τους απλά εξισορροπημένους είναι πως παρουσιάζουν βελτιωμένη γραμμικότητα και άριστη απομόνωση μεταξύ των 3 θυρών τους. Υπάρχουν, όμως, και κάποια μειονεκτήματα, όπως οι αρκετά αυξημένες απαιτήσεις τους σε LO ισχύ και το γεγονός πως χρειάζονται τουλάχιστον 2 baluns για την δημιουργία των διαφορικών σημάτων (ένα για την RF είσοδο κι ένα για την LO), κάτι που αυξάνει την πολυπλοκότητα και το κόστος του design τους

Ένας ακόμη διαχωρισμός στα κυκλώματα μικτών βασίζεται στον αριθμό των ακροδεκτών (terminals) της μη-γραμμικής συσκευής που χρησιμοποιούνται για να πραγματοποιηθεί η λειτουργία της μίξης. Σύμφωνα με αυτό το κριτήριο ο μίκτης μπορεί να χρησιμοποιεί:

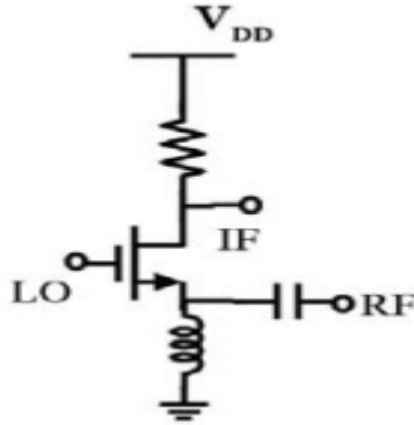
- Μια μονόθυρη (one-port) συσκευή (συνήθως μια δίοδο) και φίλτρα (Σχήμα 2.12)
- Μια δίθυρη(two-port) συσκευή (όπως ένα transistor) και φίλτρα (Σχήμα 2.13)
- Τρίθυρες συσκευές (όπως transistors ή και κασκοδικά στάδια) χρησιμοποιώντας διαφορετικούς ακροδέκτες της συσκευής για κάθε θύρα του μίκτη (Σχήμα 2.14)



Σχήμα 2.12 – Μίκτης μονής διόδου με φίλτρα στις RF, LO και IF θύρες



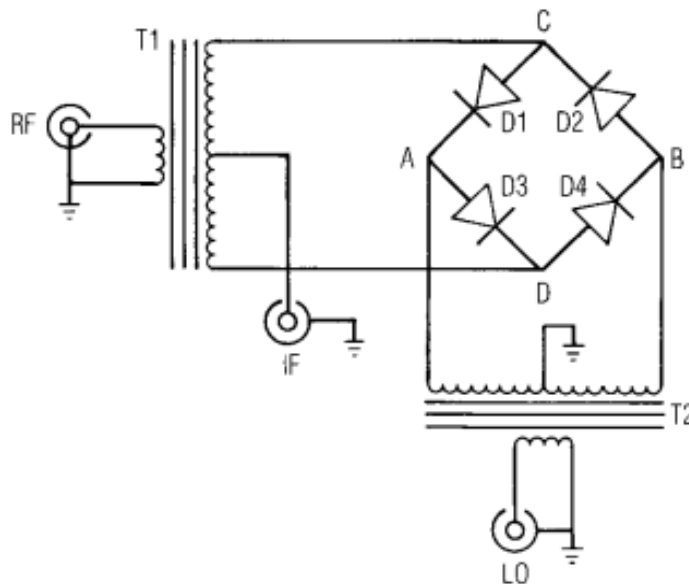
Σχήμα 2.13 – Single-ended Μίκτης, CS συνδεσμολογίας που χρησιμοποιεί μόνο τους δύο ακροδέκτες (την πύλη για τις RF και LO εισόδους και την υποδοχή για την IF έξοδο) του MOSFET για την υλοποίηση της μίξης



Σχήμα 2.14 – Μίκτης που χρησιμοποιεί και τους 3 ακροδέκτες του τρανζίστορ, έναν για την κάθε θύρα του

2.4 Ο Double-Balanced Diode Ring Μίκτης [11]

Αν και υπάρχει πληθώρα παραδειγμάτων διαφόρων κλασσικών τοπολογιών ολοκληρωμένων μικτών, στην παρούσα ενότητα επιλέγεται να γίνει πιο ενδελεχής αναφορά στον διπλά εξισορροπημένο παθητικό μίκτη διόδων συνδεσμολογίας δακτυλιδιού (double-balanced diode ring mixer), καθώς η συγκεκριμένη τοπολογία επιλέχθηκε να υλοποιηθεί στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Η απεικόνιση του κυκλώματος σε επίπεδο σχηματικού στην πιο απλή του μορφή φαίνεται στο Σχήμα 2.15.



Σχήμα 2.15 – Απλουστευμένο σχηματικό διάγραμμα του Diode Ring Mixer

Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα τα κύρια στοιχεία από τα οποία αποτελείται ο μίκτης είναι 4 δίοδοι σε συνδεσμολογία δακτυλιδιού (diode ring), σκοπός των οποίων είναι να

εκτελούν την λειτουργία της μίξης και δύο μετασχηματιστές, σκοπός των οποίων είναι να μετατρέπουν τα single-ended RF & LO σήματα εισόδου σε διαφορεικά balanced σήματα. Ο τρόπος λειτουργίας του συγκεκριμένου κυκλώματος μπορεί να γίνει εύκολα κατανοητός αν αναλογιστούμε πως οι 4 δίοδοι συμπεριφέρονται σαν ιδανικοί διακόπτες οι οποίοι ανοιγοκλείνουν βάσει της πολικότητας και του επιπέδου ισχύος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (ideal, LO-driven switches). Πρόκειται για down-converting mixer και όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.15, η IF έξοδος λαμβάνεται από την κεντρική λήψη (center tap) του RF balun. Μπορεί όμως να μετατραπεί πολύ εύκολα και σε up-converting mixer, όπου η είσοδος IF υπεισέρχεται στο κύκλωμα μέσω της μεσαίας λήψης του ενός εκ των 2 baluns.

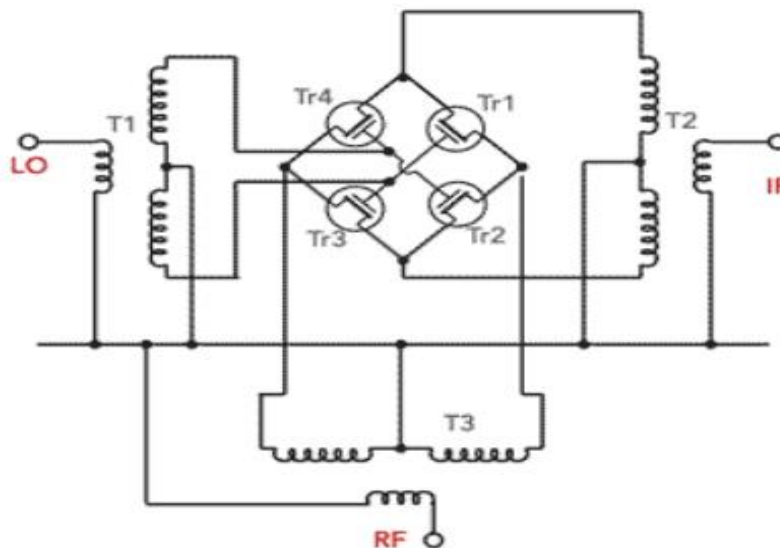
Σε γενικές γραμμές, αυτός ο μίκτης μπορούμε να πούμε πως λειτουργεί σαν διακόπτης αντιστροφής πολικότητας (polarity-reversing switch), καθώς συνδέει την RF τάση με την IF με εναλλασσόμενη πολικότητα, η οποία εναλλάσσεται σε κάθε μισό κύκλο της LO τάσης. Πιο συγκεκριμένα, οι δίοδοι D3 & D4 πολώνονται ορθά, άρα και άγουν (turned-on switches) όταν η τάση στο αριστερό μισό του δευτερεύοντος τυλίγματος του LO μετασχηματιστή είναι θετική, κάτι το οποίο συμβαίνει στην θετική ημιπερίοδο του LO σήματος. Σε αυτήν την περίπτωση οι δίοδοι D3 & D4 βραχυκυκλώνουν τον κόμβο D με την μεσαία λήψη του μετασχηματιστή T2, η οποία είναι γειωμένη, έτσι από την οπτική της RF θύρας υπάρχει εικονική γη στον D κόμβο. Επιπλέον, οι δίοδοι D1 & D2 είναι ανάστροφα πολωμένες και άρα δρουν σαν ανοιχτοκύκλωμα, αφήνοντας το πάνω μισό του δευτερεύοντος τυλίγματος του RF μετασχηματιστή ανοιχτοκυκλωμένο, ενώ το κάτω μισό είναι συνδεδεμένο με την IF έξοδο, επομένως το v_{if} είναι ίσο με το v_{rf} . Όταν η πολικότητα της LO τάσης αντιστρέφεται, τότε η τάση στο δεξί μισό μέρος του δευτερεύοντος τυλίγματος του T2 είναι θετική και οι δίοδοι D1 & D2 πολώνονται ορθά αυτήν την φορά, ενώ οι D3 & D4 δρουν ως ανοιχτοί διακόπτες. Τότε σε απόλυτη αντιστοιχία με όσα περιγράψαμε παραπάνω, ο C κόμβος πια λειτουργεί ως εικονική γείωση για την RF θύρα και το πάνω μισό του δευτερεύοντος τυλίγματος του T1 συνδέει την RF είσοδο με την IF έξοδο μέσω των διόδων D1 & D2, οπότε πλέον το v_{if} είναι ίσο με το $-v_{rf}$.

Από τις πιο βασικές προδιαγραφές ενός παθητικού διπλά εξισορροπημένου μίκτη είναι το να μην εμφανίζονται τα LO και RF σήματα στην IF έξοδο. Αυτό εξαρτάται από την ομοιομορφία και την προσαρμογή των διόδων και των μετασχηματιστών που χρησιμοποιούνται. Εκτός από αυτό, το κύκλωμα προσφέρει υψηλή απομόνωση και μεταξύ των θυρών RF και IF επειδή το εξισορροπημένο ανοιγόκλειμα των διόδων αποκλείει την άμεση σύνδεση μεταξύ T1 και T2. Επιπλέον, παρόλο που ο παραπάνω μίκτης αποτελείται από λίγα στοιχεία, η ατομική απόδοση

καθενός από τα στοιχεία αυτά, είναι ζωτικής σημασίας για την απόδοση του μίκτη. Κατά βάσει οι δίοδοι φραγμού Schottky είναι αυτές που χρησιμοποιούνται για τον σχηματισμό του δακτυλιδιού των 4 διόδων (diode ring), καθώς προσφέρουν χαμηλή αντίσταση, έχουν καλή απόκριση υψηλής συχνότητας και πολύ χαμηλή τάση έναρξης αγωγής (cut-in voltage) V_0 με τυπική τιμή γύρω στα 0.3 με 0.5V, μειώνοντας έτσι αισθητά τα επίπεδα της LO ισχύος που χρειάζεται για το ανοιγόκλειμα των 4 διόδων. Το άνω όριο της δυναμικής περιοχής περιορίζεται συνήθως από την τάση διάσπασης της διόδου και η απομόνωση εξαρτάται από τα επίπεδα ταιριάσματος που επιτυγχάνονται. Η επιλογή των κατάλληλων baluns είναι εξίσου κρίσιμη με την επιλογή των διόδων, καθώς παίζουν αρκετά σημαντικό ρόλο στο πόσο ευρυζωνικός θα είναι ο μίκτης.

Συνοψίζοντας, τα μεγαλύτερα πλεονεκτήματα αυτής της τοπολογίας παθητικών μικτών είναι η μηδενική κατανάλωση εξωτερικής ισχύος, η υψηλή απομόνωση μεταξύ των 3 θυρών, που επιτυγχάνεται κυρίως λόγω της ύπαρξης των 2 baluns και της συμμετρίας του κυκλώματος, η υψηλή γραμμικότητά τους και η αποδοτική τους λειτουργία σε μεγάλο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Από την άλλη, τα κύρια μειονεκτήματα της τοπολογίας είναι η μεγάλη πολυπλοκότητα στην σχεδίαση και στην υλοποίηση συγκριτικά με τους υπόλοιπους diode mixers, οι μεγάλες απαιτήσεις σε LO ισχύ για το ανοιγόκλειμα των 4 διόδων (LO pumping power) και οι σχετικά υψηλές απώλειες μετατροπής.

Κλείνοντας, αξίζει να αναφέρουμε πως ένας παθητικός διπλά εξισοροπημένος μίκτης μπορεί να χρησιμοποιήσει ως διακόπτες, εκτός από δίοδους, και FET transistors όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.16.



Σχήμα 2.16 – Passive double balanced FET mixer

2.5 Βασικές αρχές των μετασχηματιστών [12]

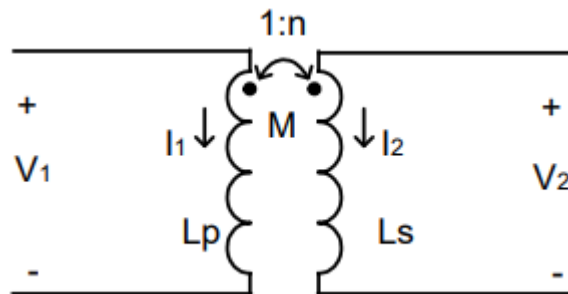
Όπως αναφέρθηκε και στην Ενότητα 2.4, οι μετασχηματιστές αποτελούν καθοριστικής σημασίας components για την επιλεχθείσα τοπολογία προς σχεδίαση, συνεπώς κρίνεται αναγκαία μια συνοπτική παρουσίαση των βασικών αρχών λειτουργίας και προδιαγραφών τους στην παρούσα ενότητα.

Το κυκλωματικό μοντέλο ενός ιδανικού μετασχηματιστή φαίνεται στο Σχήμα 2.17. Η μαγνητική ροή που δημιουργείται από το χρονικά μεταβαλλόμενο ρεύμα I_1 που υπεισέρχεται στο πρωτεύον τύλιγμα, προκαλεί την δημιουργία ενός χρονικά μεταβαλλόμενου ρεύματος I_2 στο δευτερεύον τύλιγμα. Οι τάσεις και τα ρεύματα στους ακροδέκτες ενός ιδανικού μετασχηματιστή συσχετίζονται ως εξής :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L_p & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

όπου L_p και L_s οι αυτεπαγωγές του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή, αντίστοιχα. Με το γράμμα M συμβολίζουμε την αμοιβαία επαγωγή μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος. Ο μαγνητικός συντελεστής ζεύξης k δίνεται από την σχέση :

$$k = \frac{M}{\sqrt{(L_p L_s)}} \quad (2.16)$$



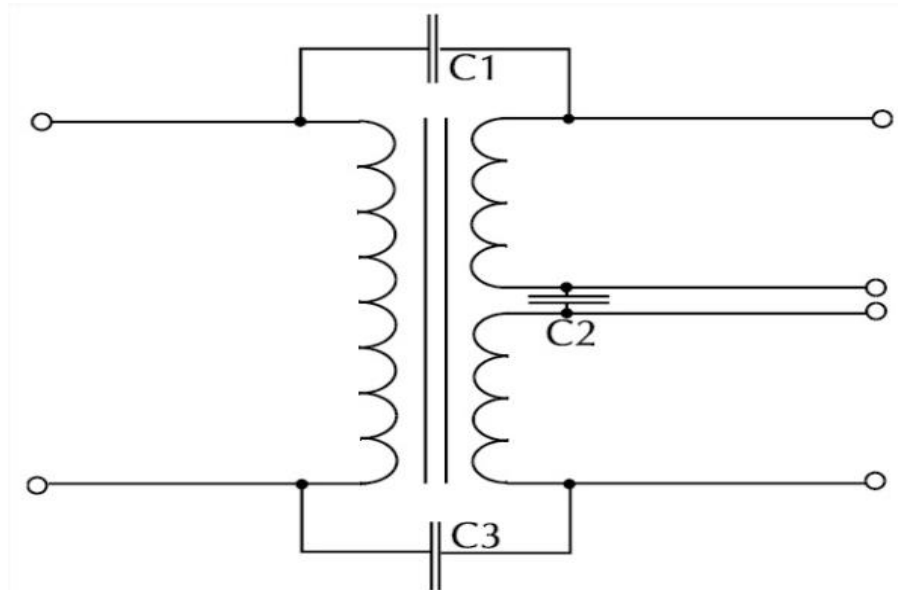
Σχήμα 2.17 – Σχηματικό μοντέλο ενός ιδανικού μετασχηματιστή

Για έναν ιδανικό μετασχηματιστή ισχύει $k=1$. Για τους περισσότερους on-chip μετασχηματιστές η τιμή του k κυμαίνεται από 0.3 έως 0.9, λόγω διαρροής (leakage) της μαγνητικής ροής. Άλλες μη-ιδανικότητες των πραγματικών ολοκληρωμένων μετασχηματιστών είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες, οι αντιστάσεις λόγω ωμικών απωλειών, το επιδερμικό φαινόμενο και τα δινορεύματα (eddy currents). Μια άλλη σημαντική ηλεκτρική παράμετρος είναι ο λόγος των σπειρών n του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος τυλίγματος, ο οποίος

σχετίζεται με τους λόγους των τάσεων και των ρευμάτων των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση :

$$n = \sqrt{\left(\frac{L_s}{L_p}\right)} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{I_1}{I_2} \quad (2.17)$$

Σ' έναν μετασχηματιστή πρέπει να λάβουμε υπόψιν τις παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζονται μεταξύ των τυλιγμάτων του και του υποστρώματος (substrate parasitic capacitance), καθώς και τις παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ των ίδιων των τυλιγμάτων και των σπειρών τους (interwinding parasitic capacitance), λόγω της ηλεκτροστατικής σύζευξης λόγω της κοντινής τους απόστασης (Σχήμα 2.18).



Σχήμα 2.18 – Σχηματική αναπαράσταση της interwinding parasitic capacitance μεταξύ των τυλιγμάτων ενός μετασχηματιστή

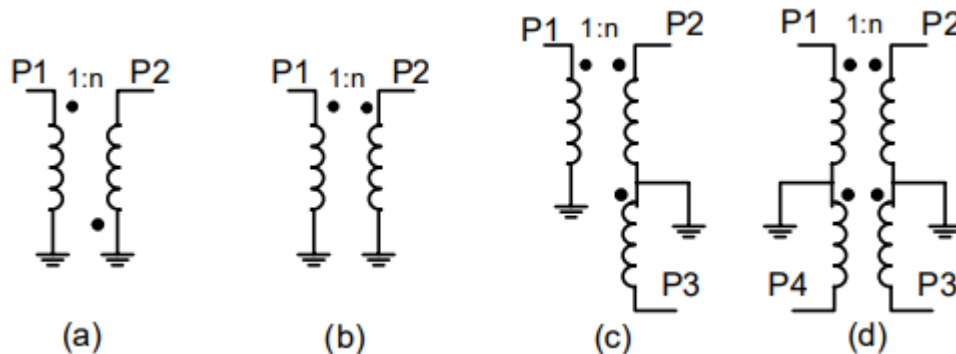
Η συχνότητα στην οποία η επαγωγική εμπέδηση των τυλιγμάτων ισούται με την εμπέδηση των παραπάνω παρασιτικών χωρητικοτήτων ονομάζεται συχνότητα αυτοσυντονισμού (self-resonant frequency - SRF) και δίνεται από την Σχέση (2.18):

$$SRF = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.18)$$

Σ' αυτήν την συχνότητα ο μετασχηματιστής ισοδυναμεί με ανοιχτοκύκλωμα, ενώ σε μεγαλύτερες συχνότητες παρουσιάζει παρασιτική συμπεριφορά. Ως εκ τούτου, η SRF ενός μετασχηματιστή ισοδυναμεί με το άνω όριο χρήσης του στο πεδίο της συχνότητας.

Ένας μονολιθικός μετασχηματιστής μπορεί να είναι είτε δίθυρος, είτε τρίθυρος είτε τετράθυρος (Σχήμα 2.19). Για την τοπολογία μας θα μας απασχολήσει η περίπτωση του τρίθυρου μετασχηματιστή, γνωστό και ως balun (**balanced-unbalanced transformer**), του οποίου

η χρησιμότητα είναι να μετατρέπει ένα unbalanced σήμα (ή αλλιώς ένα single-ended σήμα) σε balanced σήμα (ή αλλιώς differential σήμα) και τούμπαλιν. Η πρώτη περίπτωση, δηλαδή η μετατροπή ενός σήματος μονού ακροδέκτη σε διαφορικό σήμα χρησιμοποιείται κατά κόρον στις RF εφαρμογές (θα χρησιμοποιηθεί και στην δική μας περίπτωση). Τότε τα σήματα των δύο διαφορικών εξόδων πρέπει να είναι ίσα και αντίθετα. Αυτό σημαίνει πως πρέπει να έχουν διαφορά φάσης 180° και ίδιο πλάτος ανά πάσα χρονική στιγμή.



Σχήμα 2.19 – Παραλλαγές μετασχηματιστή: (a) Δίθυρος αναστρέφων, (b) Δίθυρος μη-αναστρέφων, (c) Τρίθυρος (balun), (d) Τετράθυρος

Το balun ως τρίθυρη συσκευή με μία είσοδο και δύο διαφορικές εξόδους μπορεί να χαρακτηριστεί από τις S-παραμέτρους του. Η ισορροπία πλάτους και φάσης (amplitude και phase balance, αντίστοιχα) αποτελούν μέτρα για το πόσο ακριβώς ταιριάζουν η ισχύς σήματος και η φάση (180° διαφορά) μεταξύ των δύο balanced (διαφορικών) θυρών του balun. Η ποσοτικοποίηση της ισορροπία φάσης γίνεται μετρώντας την διαφορά φάσης μεταξύ της ανεστραμμένης εξόδου και της μη-ανεστραμμένης εξόδου. Στην ιδανική περίπτωση η διαφορά φάσης μεταξύ των 2 σημάτων πρέπει να είναι 180° (Σχέση 2.19). Η ποσοτικοποίηση της ισορροπία πλάτους γίνεται μετρώντας την διαφορά μεταξύ της ισχύος των δύο balanced θυρών (Σχέση 2.20). Ιδανικά η διαφορά τους θέλουμε να προσεγγίζει τα 0dB. Μέσω των S-παραμέτρων θέλουμε να έχουμε:

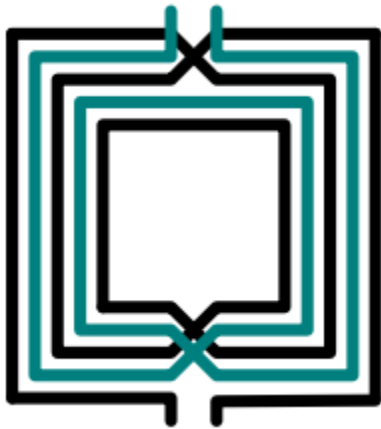
$$\angle S_{21} = 180^\circ + \angle S_{31} \quad (2.19)$$

και

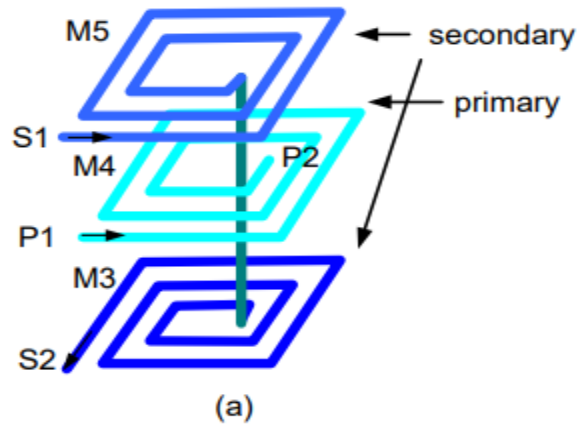
$$|S_{21}| = |S_{31}| \quad (2.20)$$

Υπάρχουν διάφορες δομές μετασχηματιστών για τις οποίες ο συντελεστής ζεύξης k , ο λόγος σπειρών n και άλλες παράμετροι μπορεί να διαφέρουν σημαντικά. Ανάλογα με το αν η μαγνητική ζεύξη που θέλουμε να δημιουργηθεί είναι πλευρική ή κατακόρυφη, οι δομές των

μετασχηματιστών έχουν 2 κατηγορίες : επίπεδες (planar) ή στοιβαγμένες (stacked). Γενικά όταν στόχος μας είναι η παραγωγή διαφορικών σημάτων, άρα και η καλύτερη δυνατή ισορροπία πλάτους και φάσης, τότε το layout του μετασχηματιστή πρέπει να είναι συμμετρικό. Παραδείγματα layout planar και stacked μετασχηματιστών φαίνονται στα Σχήματα 2.20(α) και (β), αντίστοιχα.



Σχήμα 2.20(α)- Planar transformer



Σχήμα 2.20 (β)- Stacked Transformer

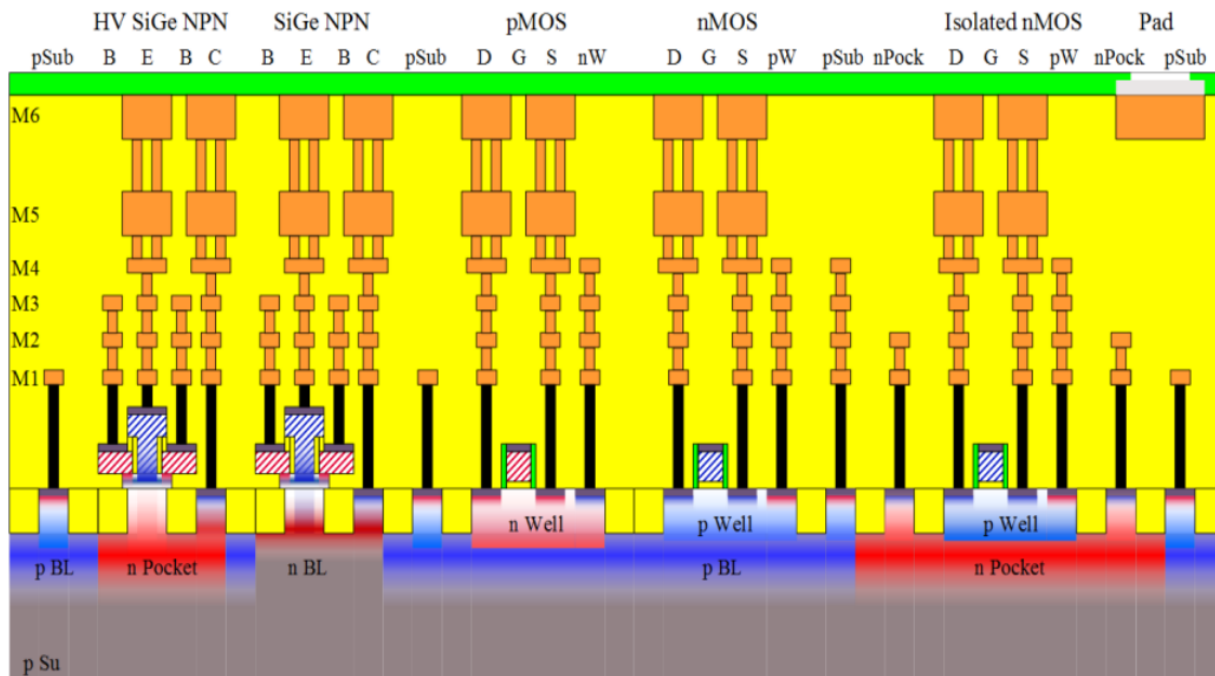
Κεφάλαιο 3

Επισκόπηση της τεχνολογίας B11HFC

3.1 Βασικά χαρακτηριστικά της τεχνολογίας κατασκευής [8]

Η τεχνολογία B11HFC της Infineon Technologies χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή του παρόντος μίκτη. Πρόκειται για μια τεχνολογία 400GHz/130nm SiGe BiCMOS με επιμετάλλωση χαλκού για αναλογικές αλλά και μεικτού σήματος (mixed signal) mmWave εφαρμογές, η οποία παρέχει υψηλή απόδοση και ταυτόχρονα χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Η συγκεκριμένη SiGe BiCMOS τεχνολογία συνδυάζει τις τεχνολογίες 2 διαφορετικών τύπων transistors, των διπολικών και των CMOS, μέσα στο ίδιο ολοκληρωμένο chip. Τα HBTs προσφέρουν υψηλές ταχύτητες και υψηλό κέρδος, μεγέθη πολύ κρίσιμα για αναλογικά στοιχεία υψηλών συχνοτήτων (high frequency analog components), ενώ η τεχνολογία CMOS, με την σειρά της, επιτρέπει την υλοποίηση λογικών πυλών χαμηλής ισχύος. Αυτός ο μοναδικός συνδυασμός που προσφέρουν οι σύγχρονες BiCMOS τεχνολογίες, μας ανοίγει ορίζοντες για Si-based RF system-on-a-chip λύσεις.

Η τεχνολογία παρέχει διάφορες συσκευές και παθητικά στοιχεία όπως npn transistors, metal-oxide-semiconductor (MOS) transistors, αντιστάσεις μεταλλικών ταινιών (metal film resistors), πυκνωτές MIM (Metal Insulator Metal), πυκνωτές διασταύρωσης (junction capacitors), διόδους PIN και γραμμές μεταφοράς μικροταινίας μεταξύ του μετάλλου 6 και του μετάλλου 2 ή του μετάλλου 4. Η κάθετη διατομή (cross-section) της στοίβας (stack-up) της τεχνολογίας φαίνεται στο Σχήμα 3.1. Όπως μπορούμε να διακρίνουμε κι από την εικόνα, η τεχνολογία μας παρέχει 6 στρώματα χαλκού (Cu), 4 λεπτά (M1-M4) που βρίσκονται χαμηλά και 2 παχιά (M5-M6) που βρίσκονται ψηλά. Επιπλέον, πάνω από το μέταλλο 6 υπάρχει και 1 στρώμα αλουμινίου (Alu) για τις επιφάνειες επαφής (Contact Pads) και για καλωδίωση.



Σχήμα 3.1 – Stack-up της 130 nm SiGe BiCMOS B11HFC τεχνολογίας (της Infineon Technologies)

3.2 Μοντέλα NPN SiGe HBT της τεχνολογίας B11HFC

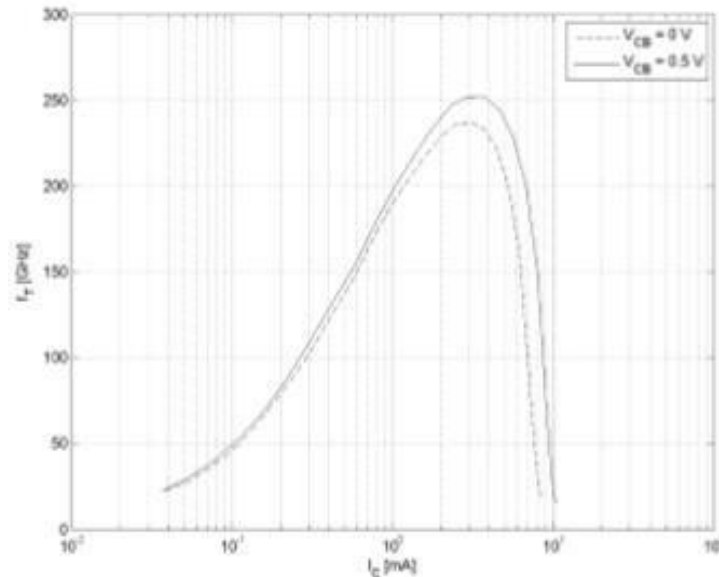
Η τεχνολογία περιλαμβάνει 3 τύπους συσκευών NPN HBT σε διάφορα μεγέθη και πολλαπλότητες επαφών. Συγκεκριμένα, υπάρχουν τα transistors υψηλής ταχύτητας (high speed transistors), τα transistors μέσης ταχύτητας (medium speed transistors) και τα transistors υψηλής τάσης (high voltage transistors). Για τα RF designs χρησιμοποιούνται κυρίως τα high speed transistors. Πιο λεπτομερής παρουσίαση των βασικών παραμέτρων των transistors αυτών γίνεται στην συνέχεια της παρούσας ενότητας.

3.2.1 High speed NPN transistors

Για τον συγκεκριμένο τύπο npn transistor, από το εγχειρίδιο της τεχνολογίας λαμβάνουμε τα ακόλουθα δεδομένα:

- Το πλάτος μάσκας εκπομπού μπορεί να πάρει τις τιμές 0,22μm και 0,34μm.
- Το μήκος μάσκας εκπομπού κυμαίνεται από 0,7μm έως 10μm.
- Παρέχεται η δυνατότητα κατασκευής μοντέλων πολλαπλών βάσεων κι εκπομπών, όπως είναι τα ακόλουθα : BEC (nnp transistor μονής βάσης), BEBC (nnp transistor διπλής βάσης), CBEC, CBEBEC, CEBC και CBEBC.

Ακόμα, η τεχνολογία μας παρέχει τη δυνατότητα σχηματισμού παράλληλων μπλοκ των παραπάνω μοντέλων. Ο Πίνακας 3.1 παρουσιάζει κάποιες βασικές παραμέτρους ενός high speed npn transistor διπλής βάσης με τις διαστάσεις της μάσκας εκπομπού του να είναι $0.22 \times 2.8 \mu\text{m}^2$. Οι παράμετροι δίνονται για θερμοκρασία $T=25^\circ\text{C}$. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2 (το οποίο πάλι παρέχεται από το design manual της B11HFC), η υψηλότερη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_T αποκτάται για πυκνότητα ρεύματος συλλέκτη περίπου $11,5 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$, άρα για ρεύμα συλλέκτη περίπου $4,05 \text{ mA}$.



Σχήμα 3.2– Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη I_C για ένα npn double base high speed τρανζίστορ με εμβαδόν $0,22 \times 2,8 \mu\text{m}^2$

Parameter	Unit	Min.	Typical	Max
$A_{E,mask}$	μm^2		0.22x2.80	
$A_{E,eff}$	μm^2		0.13x2.71	
BV_{CEO}	V	1.2	1.5	
BV_{CES}	V	4.7	5.3	
BV_{EBO}	V	0.8	2	
V_{Early}	V		100	
Maximum f_T	GHz		250@ $j_c= 11.5 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$	
Maximum f_{max}	GHz	345	370	400

Πίνακας 3.1 Παράμετροι ενός high speed npn μοντέλου διπλής βάσης CBEB

3.2.2 Medium speed NPN transistors

Οι medium speed συσκευές είναι διαθέσιμες για τα ίδια μεγέθη και σχηματισμούς επαφών με τις high speed συσκευές. Ο πίνακας που ακολουθεί μας παρέχει τις τιμές κάποιων βασικών παραμέτρων ενός medium speed npn transistor διπλής βάσης με τις διαστάσεις της μάσκας εκπομπού του να είναι $0.22 \times 2.8 \mu\text{m}^2$. Οι παράμετροι δίνονται για θερμοκρασία $T=25^\circ\text{C}$.

Parameter	Unit	Min.	Typical	Max
$A_{E,mask}$	μm^2		0.22x2.80	
$A_{E,eff}$	μm^2		0.13x2.71	
BV_{CEO}	V	1.9	2.5	
BV_{CES}	V	9.5	14	
BV_{EBO}	V	0.8	2	
V_{Early}	V		100	
Maximum f_T	GHz		80@ $j_c=11.5 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$	
Maximum f_{max}	GHz		-	

Πίνακας 3.2 Παράμετροι ενός medium speed npn μοντέλου CBEBBC (βλ. Design manual of B11HFC)

3.2.3 High voltage NPN transistors

Οι high voltage συσκευές είναι διαθέσιμες για τα ίδια μεγέθη και σχηματισμούς επαφών με τις high και medium speed συσκευές. Ο πίνακας που ακολουθεί μας παρέχει τις τυπικές τιμές των παραμέτρων ενός high voltage npn transistor διπλής βάσης με τις διαστάσεις της μάσκας εκπομπού του να είναι $0.22 \times 2.8 \mu\text{m}^2$. Οι παράμετροι δίνονται για θερμοκρασία $T=25^\circ\text{C}$.

Parameter	Unit	Min.	Typical	Max
$A_{E,mask}$	μm^2		0.22x2.80	
$A_{E,eff}$	μm^2		0.13x2.71	
BV_{CEO}	V	2.5	4	
BV_{CES}	V	10	14.5	

BV_{EBO}	V	0.8	2
V_{Early}	V		100
Maximum f_T	GHz		55@ $j_c=0.9\text{ mA}/\mu\text{m}^2$
Maximum f_{max}	GHz		-

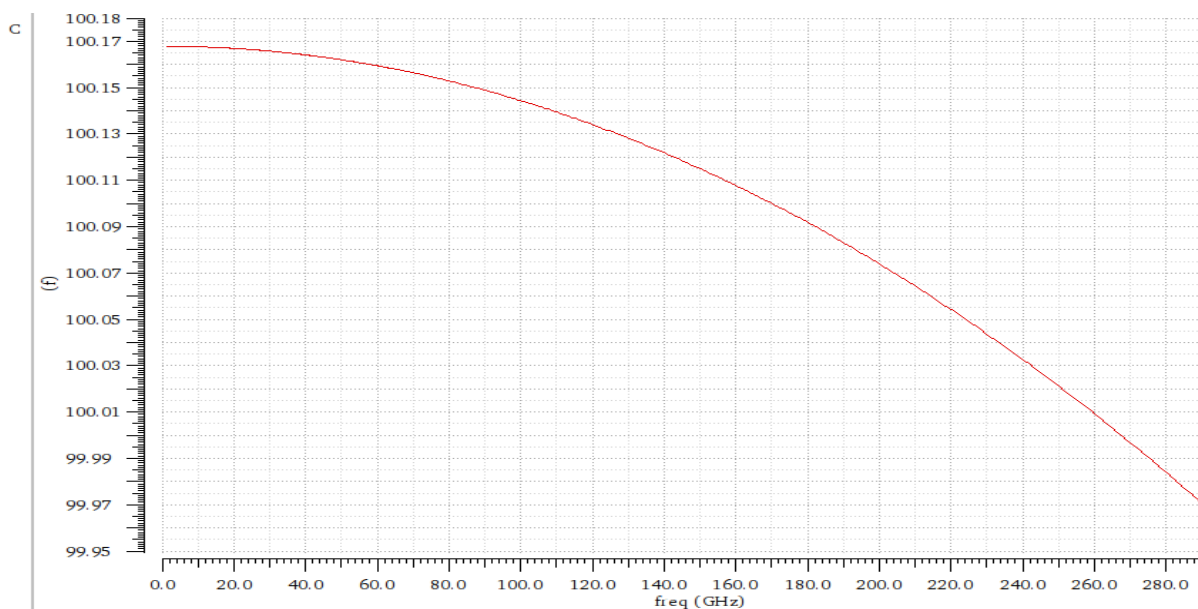
Πίνακας 3.3 Παράμετροι ενός high voltage ηρη μοντέλου CBEBC (βλ. Design manual of B11HFC)

3.3 Παθητικά στοιχεία της τεχνολογίας B11HFC

Σε αυτήν την ενότητα επιλέγουμε τυχαία 2 από τα παθητικά στοιχεία που είναι διαθέσιμα στην βιβλιοθήκη της τεχνολογίας, για να παρουσιάσουμε την επίδοση τους και το πόσο ρεαλιστική είναι η μοντελοποίησή τους. Τα στοιχεία που επιλέχθηκαν είναι οι πυκνωτές MIM και οι αντιστάσεις TaN.

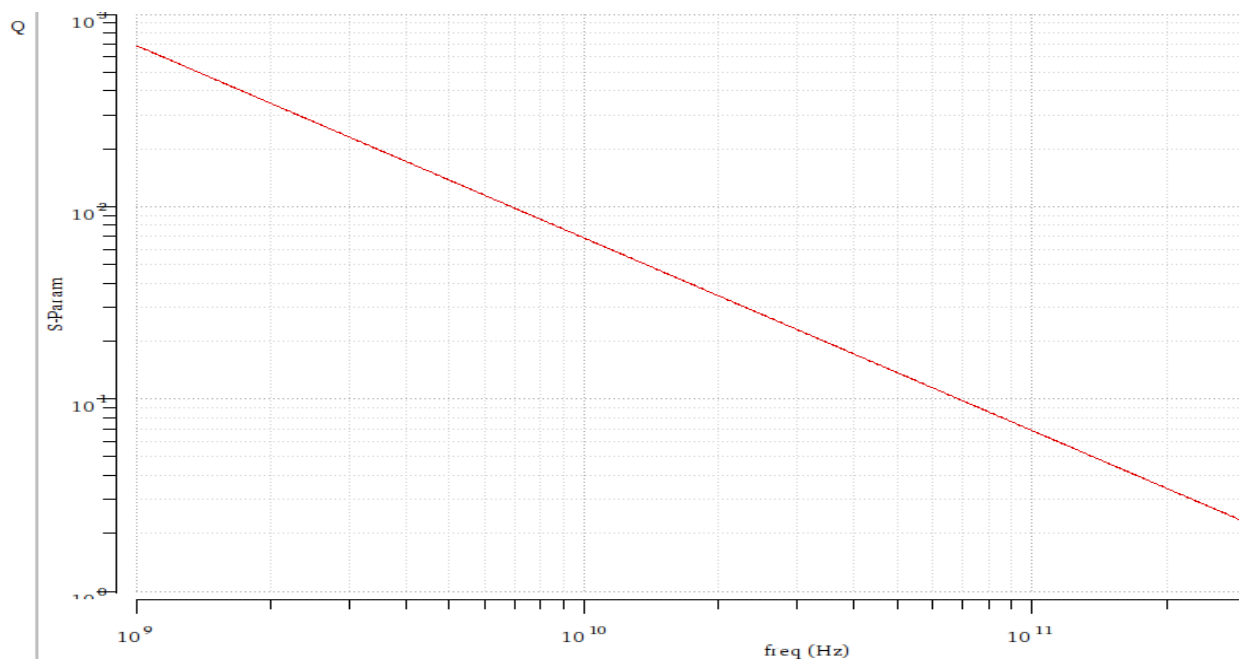
3.3.1 Πυκνωτές MIM

Διαλέγουμε τυχαία έναν πυκνωτή MIM χωρητικότητας 100fF από την βιβλιοθήκη της τεχνολογίας και τον εξετάζουμε ως προς την εξάρτηση της χωρητικότητας του C και του συντελεστή ποιότητας του Q ως προς την συχνότητα f. Στο Σχήμα 3.3 απεικονίζεται το Capacitance versus frequency plot, από το οποίο μπορούμε να εξάγουμε το συμπέρασμα πως η χωρητικότητα του MIM πυκνωτή είναι αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας.



Σχήμα 3.3– Capacitance versus frequency plot ενός MIM πυκνωτή 100fF

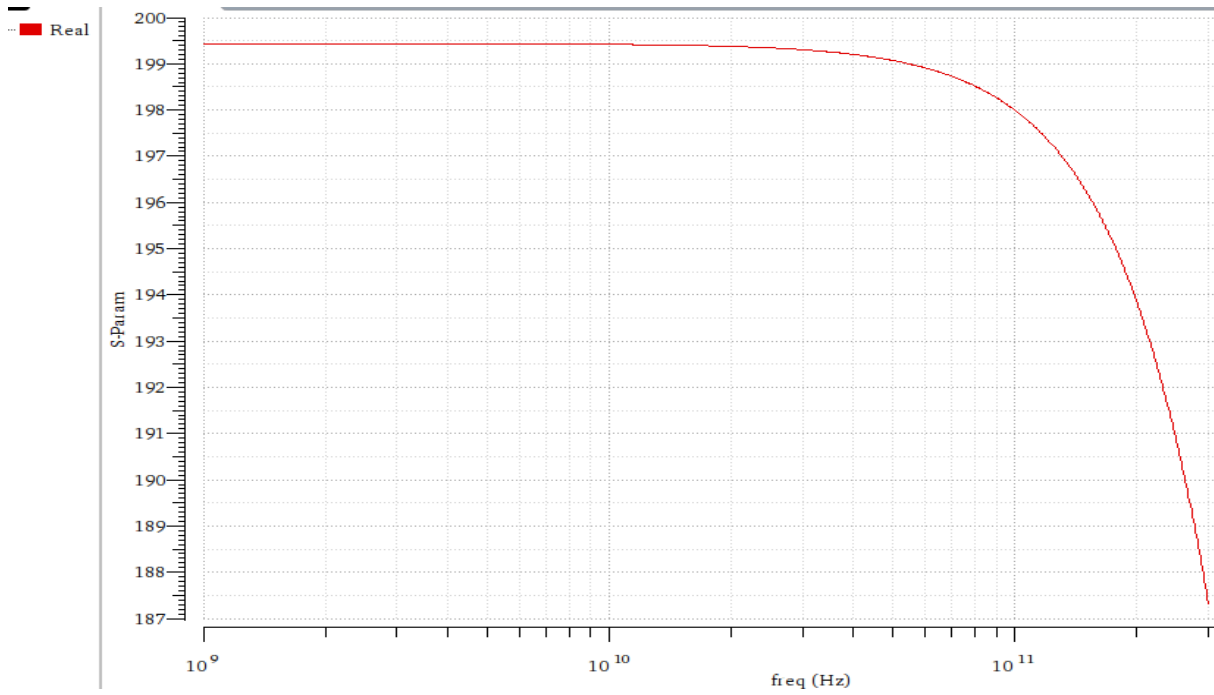
Στο Σχήμα 3.4 απεικονίζεται το Quality factor versus frequency plot, από το οποίο μπορούμε να εξάγουμε το συμπέρασμα πως και ο συντελεστής ποιότητας του MIM πυκνωτή είναι αντιστρόφως ανάλογος της συχνότητας.



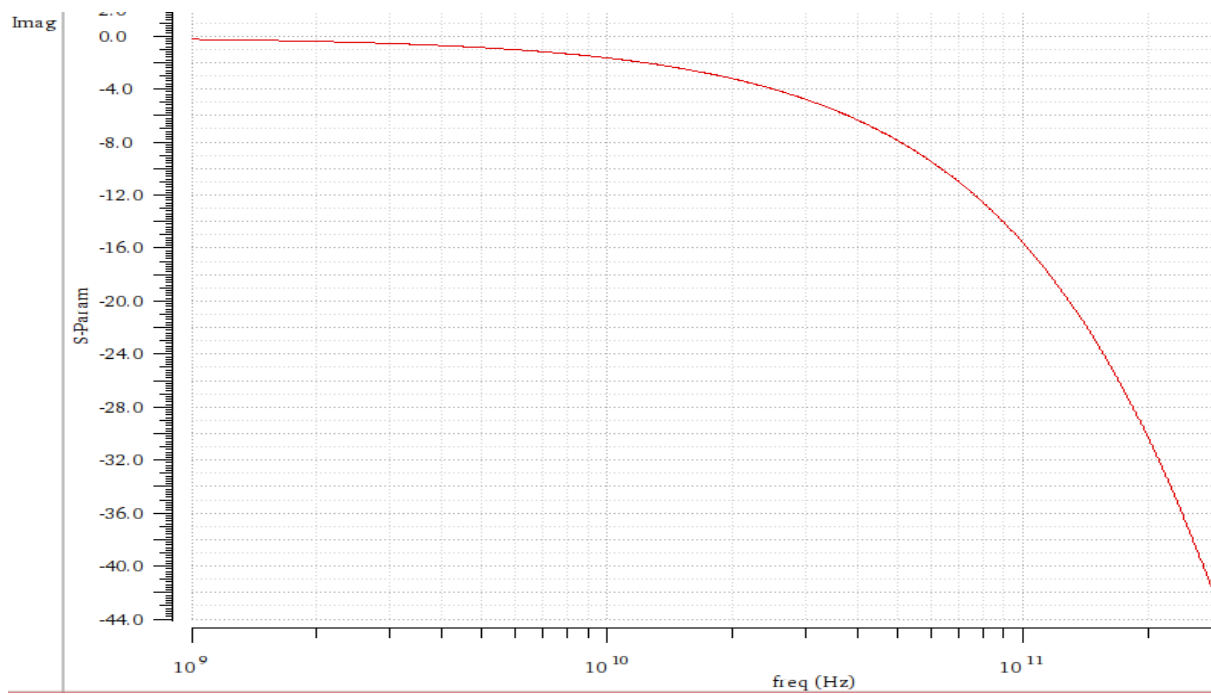
Σχήμα 3.4– Quality factor versus frequency plot ενός MIM πυκνωτή 100fF

3.3.2 Αντιστάσεις TaN

Όπως φαίνεται στα Σχήματα 3.5 και 3.6 τα μοντέλα αντίστασης TaN, όπως και τα μοντέλα πυκνωτών MIM, λαμβάνουν υπόψιν την εξάρτηση ως προς την συχνότητα. Η τιμή τους ως προς την συχνότητα φαίνεται να αλλάζει σαν κάποια παρασιτική χωρητικότητα να είναι συνδεδεμένη παράλληλα στην αντίσταση. Επιπλέον, η απόδοση των αντιστάσεων φαίνεται να εξαρτάται από τις διαστάσεις τους, καθώς αντιστάσεις μεγαλύτερων διαστάσεων φαίνεται να έχουν μεγαλύτερη παρασιτική χωρητικότητα. Στο Σχήμα 3.5 φαίνεται η γραφική παράσταση του πραγματικού μέρους μιας αντίστασης TaN των 200 Ω ως προς την συχνότητα και στο Σχήμα 3.6 έχουμε το αντίστοιχο διάγραμμα για το φανταστικό μέρος της αντίστασης.



Σχήμα 3.5– Real part μιας αντίστασης TaN 200 Ω versus frequency plot



Σχήμα 3.6– Imaginary part μιας αντίστασης TaN 200 Ω versus frequency plot

Κεφάλαιο 4

Υλοποίηση του παθητικού μίκτη σε επίπεδο σχηματικού

Πριν μπούμε σε λεπτομέρειες ως προς την υλοποίηση του μίκτη τόσο σε επίπεδο σχηματικού (schematic) όσο και σε επίπεδο layout (βλ. Κεφάλαιο 5), κρίνεται σκόπιμη μια σύνοψη σε πρώτη φάση των βημάτων που ακολουθήθηκαν για να φτάσουμε στον τελικό μας στόχο, που δεν ήταν άλλος από το tape-out του design του παθητικού μίκτη. Χρησιμοποιούμε τον όρο tape-out για να περιγράψουμε το τελικό αποτέλεσμα της διαδικασίας της σχεδίασης ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος πριν σταλεί στο εργοστάσιο για κατασκευή. Η σχεδίαση έγινε στο περιβάλλον Virtuoso® της Cadence®.

Η ροή σχεδίασης περιλαμβάνει τα εξής βασικά σημεία:

1. Επιλογή μοντέλου και μεγέθους transistor, το οποίο συνδέουμε διοδικά για να το χρησιμοποιήσουμε ως mixing device στο κύκλωμά μας.
2. Σχεδίαση του κυκλώματος με τα επιλεγμένα transistors και με ιδανικά παθητικά στοιχεία κι επισκόπηση της επίδοσης του μίκτη με τα στοιχεία αυτά.
3. Εξαγωγή παρασιτικών αντιστάσεων, αυτεπαγωγών, χωρητικοτήτων και αμοιβαίων επαγωγών των μετάλλων των διασυνδέσεων των transistors (RLCK extraction).
4. Αντικατάσταση των ιδανικών στοιχείων με πραγματικά μοντέλα της τεχνολογίας, προσομοιωμένα στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης SONNET EM.
5. Σχεδίαση και EM προσομοίωση του layout του συνολικού κυκλώματος.
6. Filling & Cheesing του layout κι έλεγχος DRC (Design-Rule Checker).
7. Έλεγχος LVS (Layout versus Schematic).
8. Προσομοιώσεις για τον χαρακτηρισμό της επίδοσης και της ορθής λειτουργίας του μίκτη.

Τα παραπάνω βήματα επεξηγούνται αναλυτικά στα κεφάλαια που ακολουθούν.

Σε αυτό το σημείο, πριν εμβαθύνουμε στην ανάλυση της σχεδίασης του μίκτη σε επίπεδο σχηματικού και layout, κρίνεται απαραίτητο να γίνουν κάποιες επισημάνσεις σχετικά με την αξιοπιστία των μοντέλων της τεχνολογίας, τα οποία θα χρησιμοποιήσουμε για την σχεδίαση. Πιο συγκεκριμένα, λόγω της συνεχούς προόδου των SiGe τεχνολογιών και της συνεχούς αύξησης των f_T & f_{max} των τεχνολογιών αυτών, μας δίνεται η δυνατότητα σχεδίασης σε συχνότητες άνω των 110GHz. Όπως επεξηγήσαμε στο Κεφάλαιο 1, η αύξηση στις συχνότητες

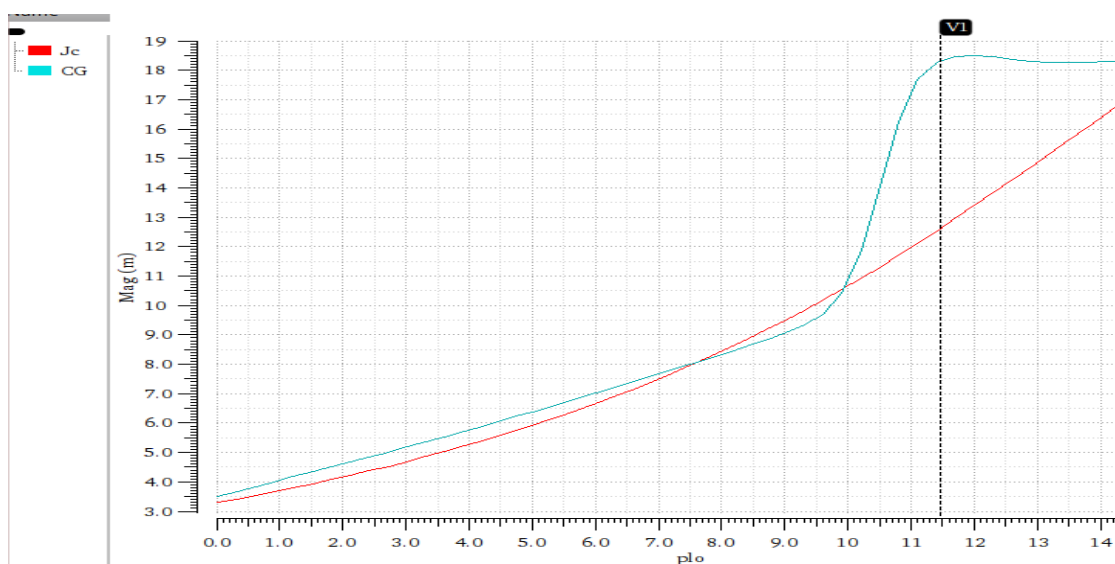
λειτουργίας των συστημάτων επιτρέπει υψηλότερο εύρος ζώνης και ως εκ τούτου οδηγεί σε νέες εφαρμογές στο πεδίο των THz. Ο σχεδιασμός τέτοιων πολύπλοκων συστημάτων βασίζεται σε ακριβή και αξιόπιστα μοντέλα ενεργών συσκευών όπως MOS ή διπολικά τρανζίστορ. Αυτά τα μοντέλα εξάγονται και επικυρώνεται από μετρήσεις υψηλής συχνότητας (HF). Ωστόσο, αυτά τα μοντέλα βασίζονται σε μετρήσεις κάτω των 110 GHz και παρεκτείνονται (extrapolate) για ανώτερες περιοχές συχνοτήτων λόγω έλλειψης βιομηχανικών εργαλείων μέτρησης σε αυτές τις συχνότητες. Για το σκοπό αυτό, οι μετρήσεις σε υψηλές συχνότητες (άνω των 110 GHz) είναι απόλυτης σημασίας για την επικύρωση τέτοιων μοντέλων και σχεδιασμού κυκλωμάτων στο εύρος συχνοτήτων mmW. Συνεπώς, κρίθηκε απαραίτητη, πριν προχωρήσουμε στην διαδικασία της σχεδίασης του μίκτη, η εξαγωγή διαφόρων χαρακτηριστικών γραφικών παραστάσεων των μοντέλων της B11HFC που χρησιμοποιήθηκαν (transistors, δίοδοι, πυκνωτές MIM) για την επαλήθευση της ορθής λειτουργίας των μοντέλων στην D-ζώνη συχνοτήτων.

4.1 Επιλογή HBT για την υλοποίηση των διόδων

Λόγω έλλειψης κατάλληλων παθητικών στοιχείων (Schottky diodes, pn junction diodes κ.λ.π) στην τεχνολογία B11HFC της Infineon Technologies, ως συσκευές μίξης (mixing devices) χρησιμοποιήθηκαν high speed HBTs συνδεδεμένα ως δίοδοι, βραχυκυκλώνοντας δηλαδή την βάση τους με τον συλλέκτη τους. Ουσιαστικά εκμεταλλευόμαστε την pn επαφή μεταξύ βάσης και εκπομπού και δημιουργούμε μια δίοδο επαφής pn. Η επαφή pn μεταξύ βάσης και εκπομπού προτιμάται από την pn επαφή μεταξύ βάσης και συλλέκτη του npn HBT για τον σχηματισμό της διόδου λόγω των υψηλότερων επιπέδων προσμίξεων (heavier doping) στην n-περιοχή του εκπομπού σε σύγκριση με του συλλέκτη.

Γενικά, για εφαρμογές παθητικών μικτών προτιμούνται οι δίοδοι Schottky, καθώς είναι majority carrier συσκευές και ως εκ τούτου οδηγούν σε μίκτες με λιγότερες απώλειες μετατροπής σε υψηλές συχνότητες συγκριτικά με τους μίκτες που κατασκευάζονται με χρήση διόδων pn-επαφής. Όπως αναφέρθηκε και στην Ενότητα 2.4, λόγω της χαμηλότερης τάσης έναρξης αγωγής V_0 (τυπική τιμή 0,3-0,5V) των διόδων Schottky, άρα και της ικανότητάς τους για γρηγορότερο switching, η χρήση τους για την υλοποίηση του diode ring μειώνει αισθητά τα επίπεδα της LO ισχύος που χρειάζεται για το ανοιγόκλειμα των 4 διόδων, που ούτως ή άλλως είναι υψηλά στην επιλεχθείσα τοπολογία, από την στιγμή που δεν απαιτείται εξωτερική dc πόλωση και το κύκλωμα «αυτοπολώνεται» από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή.

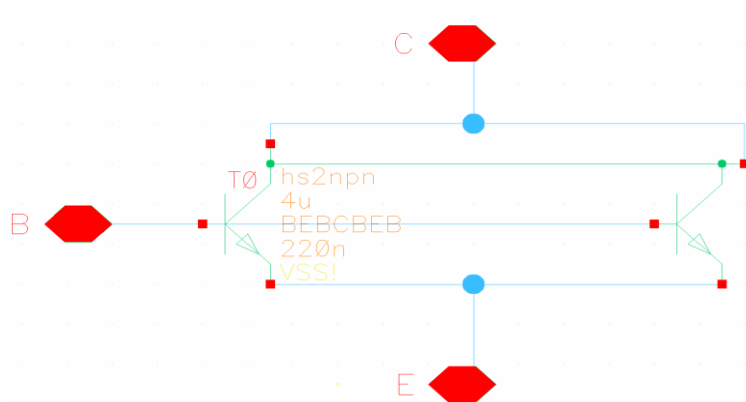
Για να διαλέξουμε το καταλληλότερο μοντέλο transistor για την υλοποίηση της διόδου, με το βέλτιστο μέγεθος, χρειάστηκε να παραμετροποιήσουμε το μέγεθος του μήκους του εκπομπού (L_E) κάθε μοντέλου transistor της τεχνολογίας και για κάθε μέγεθος να εξάγουμε τις γραφικές απωλειών μετατροπής ισχύος – LO ισχύος (CG vs P_{LO}) και πυκνότητας ρεύματος – LO ισχύος (J_C vs P_{LO}). Ιδανικά θέλουμε η πυκνότητα ρεύματος που διαρρέει τις διόδους μας να προσεγγίζει την $J_{C,opt}$ που προκύπτει από την συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_T κι αυτό να συμβαίνει στο επίπεδο της LO ισχύος που παίρνουμε το επιθυμητό κέρδος μετατροπής, δηλαδή στο σημείο εκείνο που περαιτέρω αύξηση της LO ισχύος δεν οδηγεί σε ουσιαστική αύξηση του κέρδους μετατροπής. Γραφικά τα παραπάνω μπορούν να παραστούν όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1.



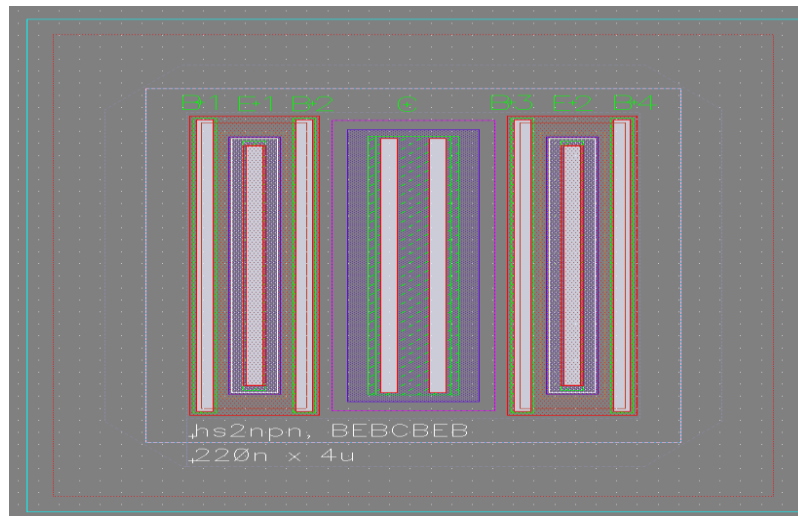
Σχήμα 4.1– J_C Vs P_{LO} & CG Vs P_{LO} για την επιλογή του κατάλληλου L_E

Προσέχουμε, επίσης, το βέλτιστο μέγεθος της διόδου που επιλέγουμε να μην είναι υπερβολικά μικρό ώστε να μπορεί να υποστηρίξει – «αντέξει» το ρεύμα που χρειάζεται να διαρρέει την διόδο χωρίς να την οδηγήσει σε breakdown, αλλά να μην είναι ούτε πολύ μεγάλο, καθώς όσο μεγαλύτερο το μέγεθος της διόδου τόσο αυξάνονται και οι απαιτήσεις σε LO ισχύ οδήγησης.

Μετά από αρκετές παραμετρικές προσομοιώσεις, καταλήξαμε πως το μοντέλο HBT που ικανοποιεί τις ανάγκες μας είναι το hs2npn από την βιβλιοθήκη της B11HFC με port configuration BEBCBEB (διπλού εκπομπού) με πλάτος μάσκας εκπομπού 220nm και μήκος μάσκας εκπομπού 4μm. Συγκεκριμένα για την σχεδίαση μικτών προτιμώνται τα hicum μοντέλα των ενεργών συσκευών. Το σχηματικό του σύμβολο και το layout του φαίνονται στα Σχήματα 4.2 (α) και (β), αντίστοιχα.



Σχήμα 4.2 (α) – Κυκλωματικό σύμβολο του HBT BEBCBEB με $W_E=220\text{nm}$ & $L_E=4\mu\text{m}$



Σχήμα 4.2 (β) – Layout του HBT BEBCBEB με $W_E=220\text{nm}$ & $L_E=4\mu\text{m}$

Παρακάτω δίνεται η I-V χαρακτηριστική της διόδου που θα χρησιμοποιήσουμε τελικά, η οποία προέκυψε από DC προσομοίωση και από την οποία βλέπουμε πως επαληθεύεται η γνωστή εκθετική σχέση μεταξύ ρεύματος-τάσης στα άκρα μιας πραγματικής διόδου(Σχέση 4.1).

$$I(V_d) = I_s(e^{\frac{V_d}{nV_T}} - 1) \quad (4.1)$$

όπου I : το ρεύμα που διαρρέει την διόδο

V_d : η τάση στα άκρα της διόδου

I_s : το ρεύμα κορεσμού (κατασκευαστική σταθερά με συγκεκριμένη τιμή για δεδομένη διόδο, σε δεδομένη θερμοκρασία)

n : ο συντελεστής ιδανικότητας της διόδου

V_T : η θερμική τάση (Σχέση 4.2)

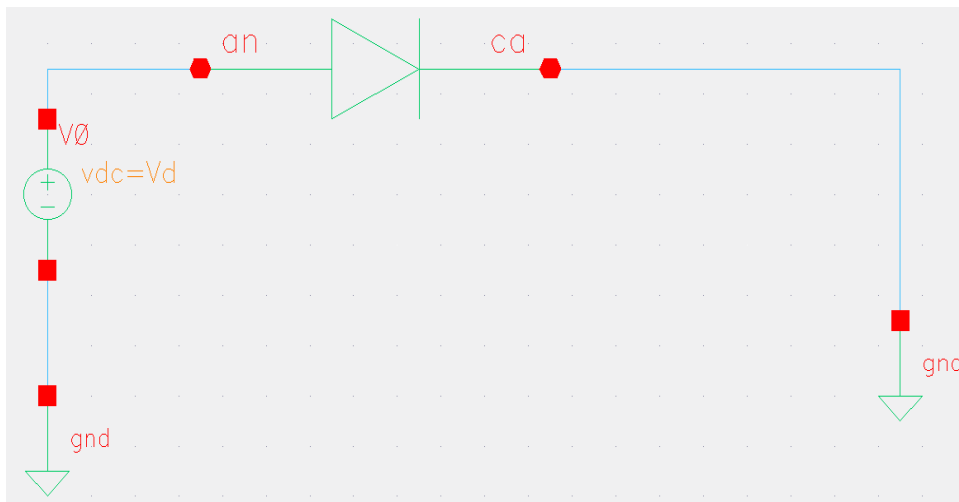
$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (4.2)$$

με k : η σταθερά Boltzmann = $8.62 \times 10^{-5} \text{ eV/K} = 1.38 \times 10^{-23} \text{ joule/kelvin}$

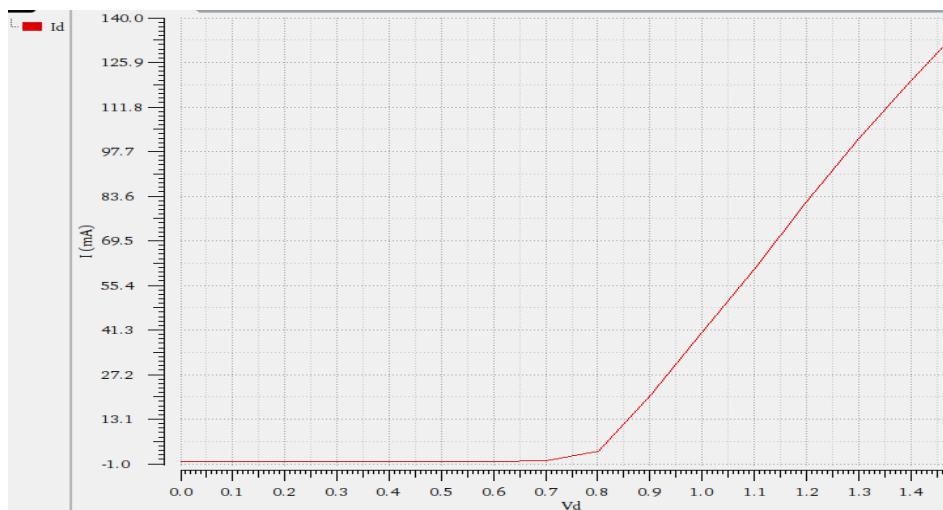
T : η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς kelvin = $273 + \text{θερμοκρασία σε } ^\circ\text{C}$

q : το φορτίο του ηλεκτρονίου = $1.60 \times 10^{-19} \text{ coulomb}$

Στο Σχήμα 4.3 φαίνεται η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή της χαρακτηριστικής και στο Σχήμα 4.4 η ίδια η γραφική. Η εξαγωγή της έγινε μέσω dc ανάλυσης και μέσω αυτής διαπιστώνουμε πως για την τάση έναρξης αγωγής της διόδου που δημιουργήσαμε μέσω της ρη επαφής βάσης-εκπομπού, ισχύει $V_0 \cong 0.8 \text{ V}$, η οποία είναι αρκετά μεγαλύτερη από τα 0,3-0,5V της διόδου Schottky, που χρησιμοποιείται όπως προείπαμε κατά κόρον στις τοπολογίες παθητικών μικτών.



Σχήμα 4.3 – Διάταξη για την εξαγωγή της I-V χαρακτηριστικής της διόδου



Σχήμα 4.4 – I-V χαρακτηριστική της διόδου

Στην συνέχεια της ενότητας παρατίθενται οι καμπύλες των παρασιτικών στοιχείων της διόδου που χρησιμοποιούμε μαζί με τις αντίστοιχες καμπύλες διόδων από δημοσιευμένα επιστημονικά άρθρα, με σκοπό την εξέταση της ορθότητας και της αξιοπιστίας του διαθέσιμου μοντέλου της τεχνολογίας και την επισκόπηση της συμπεριφοράς της διόδου που χρησιμοποιούμε ως συσκευή μίξης. Γνωρίζουμε πως οι απώλειες που οφείλονται στα παρασιτικά στοιχεία της διόδου, αναλόγως την ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας, παίζουν καθοριστικό ρόλο στις απώλειες μετατροπής του μίκτη. Στο Σχήμα 4.5 απεικονίζονται τα απλοποιημένα ισοδύναμα μοντέλα ασθενούς σήματος της διόδου επαφής p-n. Το πάνω μοντέλο αντιστοιχεί στο μοντέλο ασθενούς σήματος σε συνθήκες ορθής πόλωσης και το κάτω μοντέλο σε συνθήκες ανάστροφης πόλωσης. Όλα τα μη-γραμμικά στοιχεία, από τα οποία αποτελούνται τα παρακάτω μοντέλα, είναι υπεύθυνα για την up ή down μετατροπή της συχνότητας που λαμβάνει χώρα στους μίκτες.

Forward bias



Reverse bias



Σχήμα 4.5 – Ισοδύναμα κυκλώματα ασθενούς σήματος διόδου επαφής pn

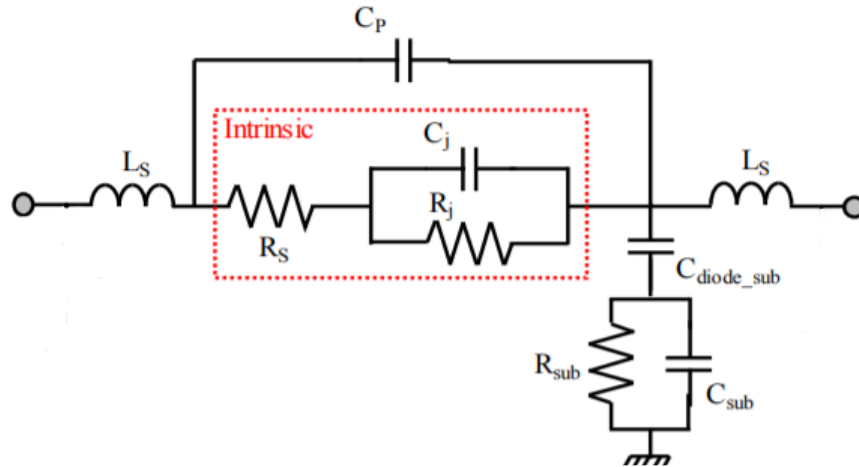
όπου R_s : η αντίσταση σειράς της διόδου

r_d : η δυναμική αντίσταση

C_j : η χωρητικότητα της ένωσης

C_D : η χωρητικότητα διάχυσης

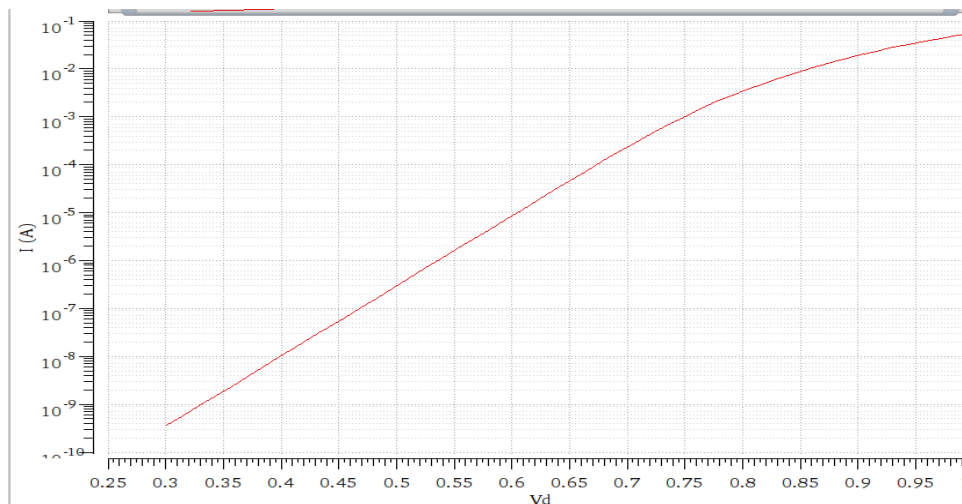
Ένα πιο ρεαλιστικό και ολοκληρωμένο μοντέλο φαίνεται στο Σχήμα 4.6. Αυτό το μοντέλο περιλαμβάνει την εν σειρά επαγωγή L_s , η οποία αντιστοιχεί στα καλώδια πρόσβασης από τους ακροδέκτες της διόδου προς το εσωτερικό της, την παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ των ακροδεκτών C_p , την αντίσταση και την χωρητικότητα προς το υπόστρωμα R_{SUB} και C_{SUB} , αντιστοίχως, την εν σειρά αντίσταση των ωμικών επαφών R_s και την αντίσταση και την χωρητικότητα επαφής R_j και C_j που αφορούν το εσωτερικό της διόδου.



Σχήμα 4.6 – Ισοδύναμο μοντέλο που περιλαμβάνει τα εσωτερικά και τα εξωτερικά στοιχεία

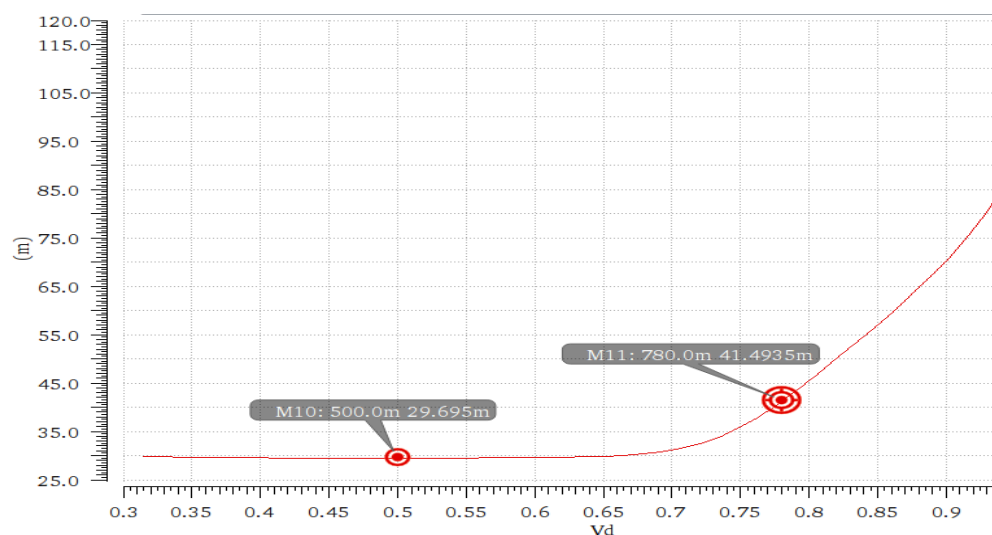
Είναι γνωστό πως τόσο η σειριακή αντίσταση R_s όσο και η χωρητικότητα επαφής C_{j0} (η τιμή της C_j σε μηδενική ανάστροφη πόλωση) επηρεάζουν τις απώλειες μετατροπής. Για τον υπολογισμό των τελικών απωλειών, λαμβάνουμε υπόψιν, επίσης, τις απώλειες που οφείλονται στα baluns της τοπολογίας, στα δίκτυα προσαρμογής και στις διασυνδέσεις του κυκλώματος [20].

Σε πρώτη φάση εξάγουμε την καμπύλη της R_s . Γενικά, η εξαγωγή των μη-γραμμικών παραμέτρων (παρασιτική αντίσταση σε σειρά, R_s , ρεύμα κορεσμού, I_s , συντελεστής ιδανικότητας, n) που χαρακτηρίζουν την διόδο και καθορίζουν τις ιδιότητες αγωγιμότητας της διόδου, όταν αυτή βρίσκεται σε συνθήκες ορθής πόλωσης, γίνεται μέσω της χαρακτηριστικής καμπύλης I - V της διόδου (Σχήμα 4.4). Ειδικά για την εξαγωγή της R_s , η οποία επηρεάζει την απόδοση του μίκτη, αρχικά θέτουμε τον y -άξονα (άξονας του ρεύματος) της χαρακτηριστικής I - V σε λογαριθμική κλίμακα (Σχήμα 4.7).



Σχήμα 4.7 – I - V χαρακτηριστική της διόδου με τον y -άξονα σε λογαριθμική κλίμακα

Διαπιστώνουμε πως στην περιοχή χαμηλών τάσεων η παραπάνω καμπύλη είναι ευθεία γραμμή και άρα διατηρεί σταθερή κλίση. Στην ιδανική περίπτωση, όπου $R_s=0$, θα έπρεπε αυτή η κλίση να διατηρείται σταθερή με την αύξηση της τάσης στα άκρα της διόδου, όμως στο Σχήμα 4.7 παρατηρούμε πως μετά από κάποια τάση η κλίση της αρχίζει να μειώνεται και η καμπύλη έχει μια πτωτική πορεία, γεγονός που οφείλεται στην ύπαρξη παρασιτικής αντίστασης σε σειρά $R_s \neq 0$, η οποία προκύπτει ως το αντίστροφο της κλίσης της καμπύλης του Σχήματος 4.7 και παρατίθεται στο Σχήμα 4.8[21].



Σχήμα 4.8 – Η γραφική παράσταση της R_s συναρτήσει της V_d

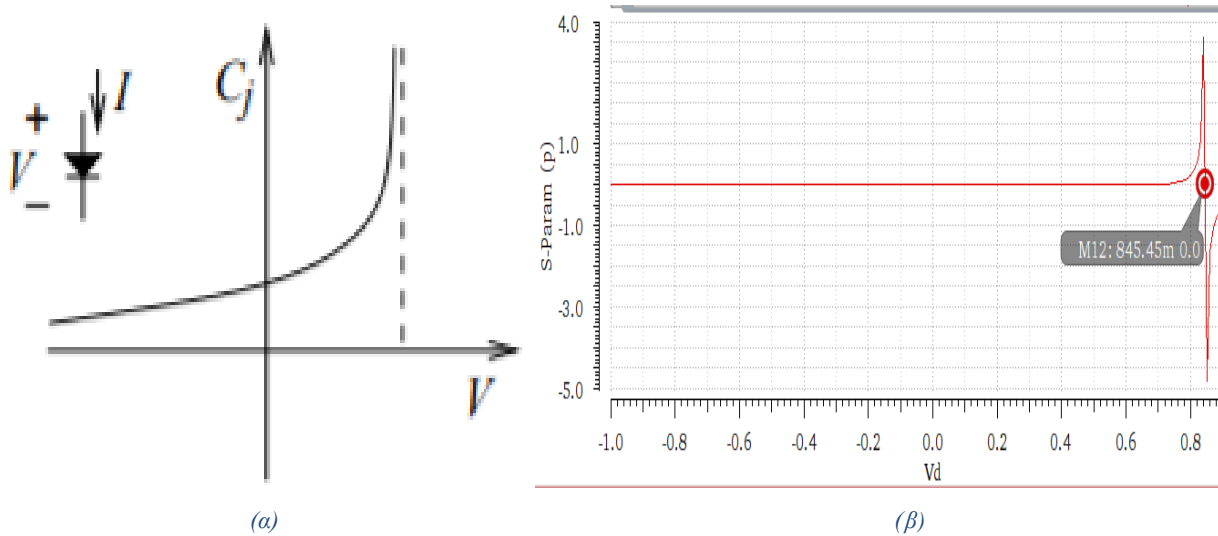
Όσον αφορά τις παρασιτικές χωρητικότητες της διόδου, αρχικά πρέπει να αναφέρουμε πως υπάρχουν 2 βασικά είδη. Η πρώτη εμφανίζεται σε συνθήκες ανάστροφης πόλωσης και ονομάζεται χωρητικότητα της επαφής (Junction Capacitance C_j) και η δεύτερη εμφανίζεται σε συνθήκες ορθής πόλωσης και ονομάζεται χωρητικότητα διάχυσης (Diffusion capacitance C_D). Η πρώτη σχετίζεται με το φορτίο που αποθηκεύεται στην περιοχή απογύμνωσης και η δεύτερη σχετίζεται με το φορτίο των φορέων μειονότητας που αποθηκεύονται στα υλικά n και p τύπου, ως αποτέλεσμα των κατανομών συγκέντρωσης που δημιουργούνται από την έγχυση φορέων. Η χωρητικότητα επαφής είναι η πιο σημαντική, καθώς στην πράξη αυτή είναι που αποκλειστικά περιγράφει την συμπεριφορά της διόδου σε συνθήκες ανάστροφης πόλωσης και δίνεται από την Σχέση 4.3.

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{\left(1 + \frac{V_R}{V_0}\right)}} \quad (4.3)$$

όπου V_R η ανάστροφη τάση στα άκρα της διόδου και V_0 το εσωτερικό δυναμικό της pn ένωσης (junction built-in voltage). Η χωρητικότητα διάχυσης δίνεται από τον τύπο:

$$C_D = \frac{\tau_T}{V_T} I \quad (4.4)$$

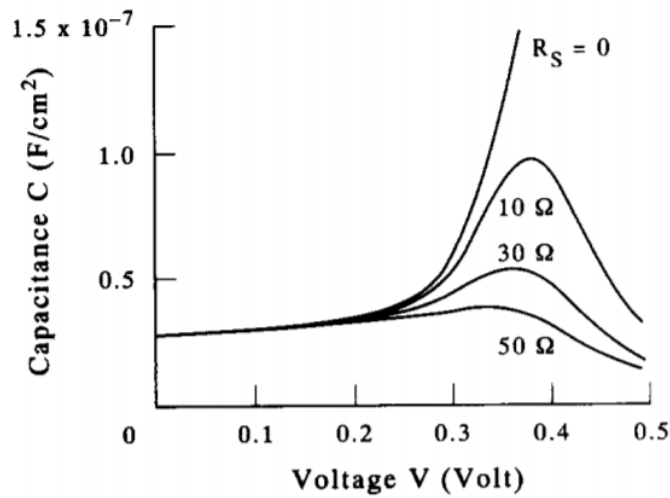
όπου I το ρεύμα ορθής πόλωσης και τ_T ο χρόνος ζωής των πλεοναζόντων φορέων μειονότητας. Στο Σχήμα 4.9(α) φαίνεται η καμπύλη της παρασιτικής χωρητικότητας της διόδου για ανάστροφη και ορθή πόλωση στην ιδανική περίπτωση και στο Σχήμα 4.9(β) φαίνεται η αντίστοιχη καμπύλη του μοντέλου της διόδου που έχουμε επιλέξει ως συσκευή μίξης.



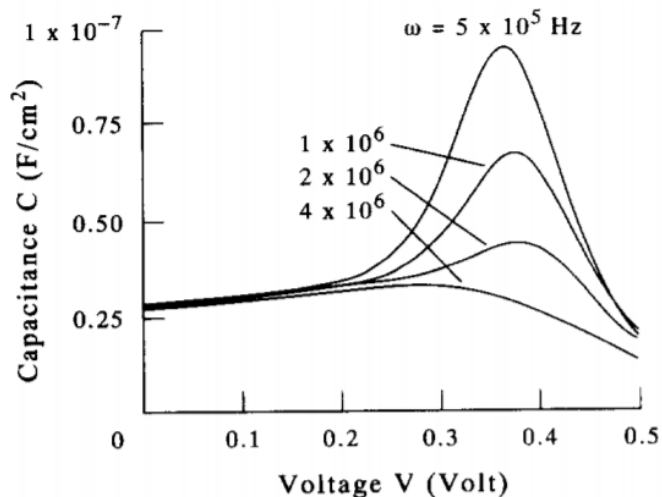
Σχήμα 4.9 – Η γραφική παράσταση της C_j συναρτήσει της V_d (α) στην ιδανική περίπτωση και (β) στην προσομοίωση του μοντέλου

Παρατηρούμε πως οι 2 καμπύλες λεχουν την ίδια μορφή, γεγονός που ενισχύει την αξιοπιστία του μοντέλου που χρησιμοποιούμε. Παρ' όλ' αυτά στην περιοχή υψηλών τάσεων ορθής πόλωσης, μετά από το peak της τιμής της παρασιτικής χωρητικότητας, λαμβάνει χώρα μια απότομη μείωση και στην συνέχεια παρατηρείται επαγωγική συμπεριφορά. Στην ιδανική περίπτωση, όπου $R_s=0$, η χωρητικότητα αυξάνεται μονοτονικά με την τάση. Ωστόσο, η εξάρτηση της χωρητικότητας από την τάση στα άκρα της διόδου επηρεάζεται από την σειριακή αντίσταση R_s . Παρουσία της αντίστασης αυτής, η γραφική παράσταση χωρητικότητας-τάσης παρουσιάζει μια μέγιστη τιμή (peak). Όσο αυξάνεται η τιμή της αντίστασης σε σειρά τόσο μειώνεται η τιμή αυτού του peak (Βλέπε Σχήμα 4.10). Επιπλέον, όσο υψηλότερη είναι η συχνότητα η επίδραση της R_s γίνεται εντονότερη, με την χωρητικότητα να μειώνεται πιο γρήγορα (Σχήμα 4.11). Όσον αφορά την επαγωγική συμπεριφορά που εμφανίζεται μετά το peak της C_j , διάφορες εξηγήσεις έχουν δοθεί όπως ότι μπορεί να οφείλεται στην επαγωγή L_s του μοντέλου που προκύπτει από το packaging, στην διαμόρφωση της αντίστασης επαφής, την διάρκεια επανασύνδεσης των φορέων ή ακόμα και σε αδυναμία του προσομοιωτή. Για

περισσότερες πληροφορίες πάνω στο φαινόμενο αυτό παραπέμπουμε τον αναγνώστη στα [23] & [24].



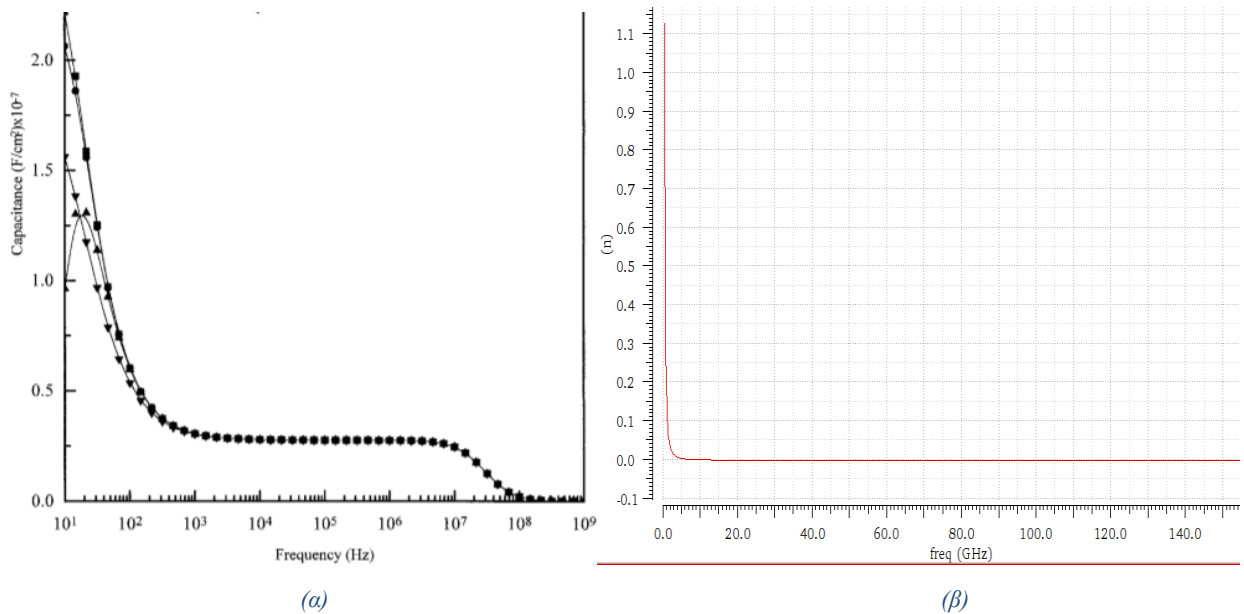
Σχήμα 4.10 – Επίδραση της R_s στην χαρακτηριστική C-V ορθής πόλωσης [22]



Σχήμα 4.11 – Επίδραση της συχνότητας στην χαρακτηριστική C-V ορθής πόλωσης [22]

Αν και η χωρητικότητα επαφής της διόδου θεωρείται παράμετρος ανεξάρτητη της συχνότητας, αυτή η ανεξαρτησία ως προς τη συχνότητα διαπιστώνεται πως ισχύει μόνο στην ιδανική περίπτωση. Αυτό μπορούμε να το συμπεράνουμε εύκολα, άλλωστε, από το Σχήμα 4.11. Οι μη-ιδανικότητες των υλικών οδηγούν σε ισχυρή εξάρτηση της παρασιτικής χωρητικότητας της διόδου σε χαμηλές συχνότητες [22]. Καθώς η συχνότητα αυξάνεται περαιτέρω, η χωρητικότητα γίνεται σταθερή σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων πριν αρχίσει να μειώνεται ξανά λόγω της επίδρασης της αντίστασης σειράς της διόδου. Στο Σχήμα 4.12(α) φαίνεται το διάγραμμα χωρητικότητας διόδου-συχνότητας όπως αυτό παρουσιάστηκε στο [25], ενώ στο Σχήμα 4.12(β) δίνεται το αντίστοιχο διάγραμμα του μοντέλου της διόδου που χρησιμοποιήσαμε

στον μίκτη μας. Όπως μπορούμε να διακρίνουμε, και τα 2 διαγράμματα επιβεβαιώνουν όσα ειπώθηκαν παραπάνω.

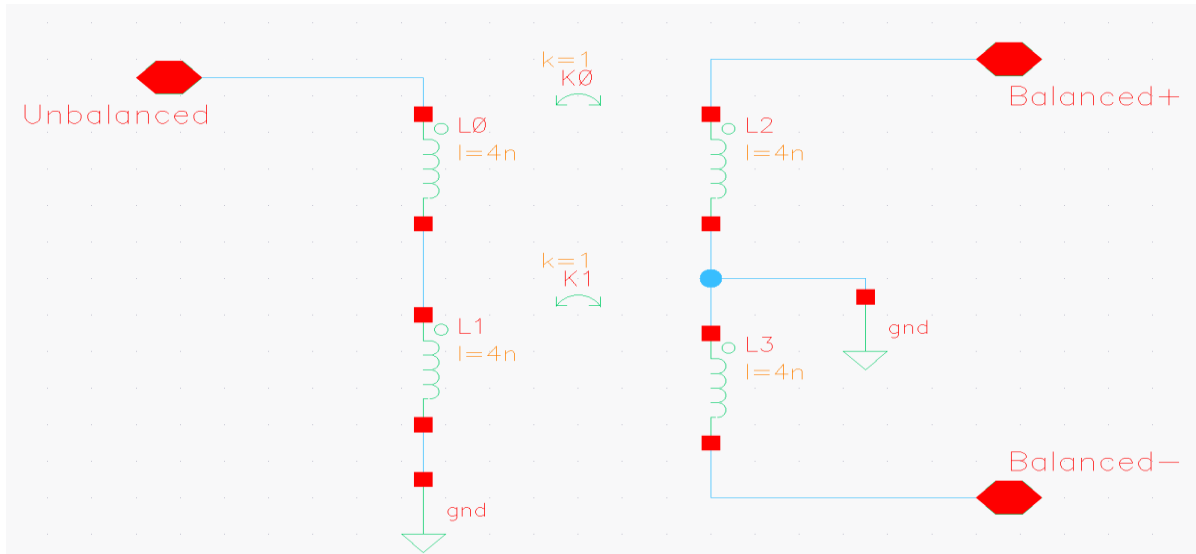


Σχήμα 4.12 –Χαρακτηριστική C-f ορθής πόλωσης ($V_d=0.78V$) (α) από την βιβλιογραφία (β) του μοντέλου που χρησιμοποιούμε [22]

4.2 Επισκόπηση των ιδανικών παθητικών στοιχείων

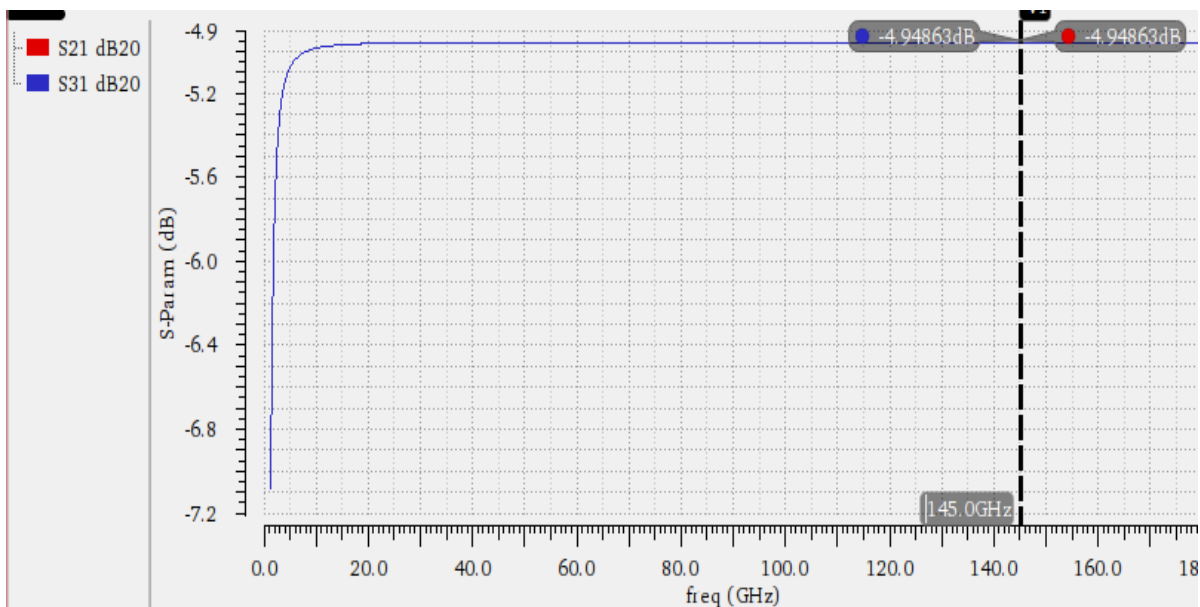
Σύμφωνα με το Βήμα 2 της ροής σχεδίασης (Βλ. σελίδα 34) σε πρώτη φάση στο σχηματικό του μίκτη χρησιμοποιούμε μόνο ιδανικά παθητικά στοιχεία. Τα μοναδικά απαραίτητα παθητικά στοιχεία στην επιλεγθείσα τοπολογία είναι οι γραμμές μεταφοράς που χρειάζονται για τις διασυνδέσεις μεταξύ του diode ring με τους 2 μετασχηματιστές του κυκλώματος και οι ίδιοι οι μετασχηματιστές.

Αρχικά σαν γραμμές διασυνδέσεων χρησιμοποιούμε τα wires που μας παρέχει το περιβάλλον Virtuoso® της Cadence®, τα οποία ισοδυναμούν με ιδανικά βραχυκυκλώματα. Ως ιδανικούς μετασχηματιστές δημιουργούμε την τοπολογία που φαίνεται στο Σχήμα 4.13. Ουσιαστικά, πρόκειται για 4 ιδανικά πηνία των 4 nH συζευγμένα με συντελεστή ζεύξης $k=1$ (βασικό χαρακτηριστικό των ιδανικών μετασχηματιστών, βλ. Ενότητα 2.5).

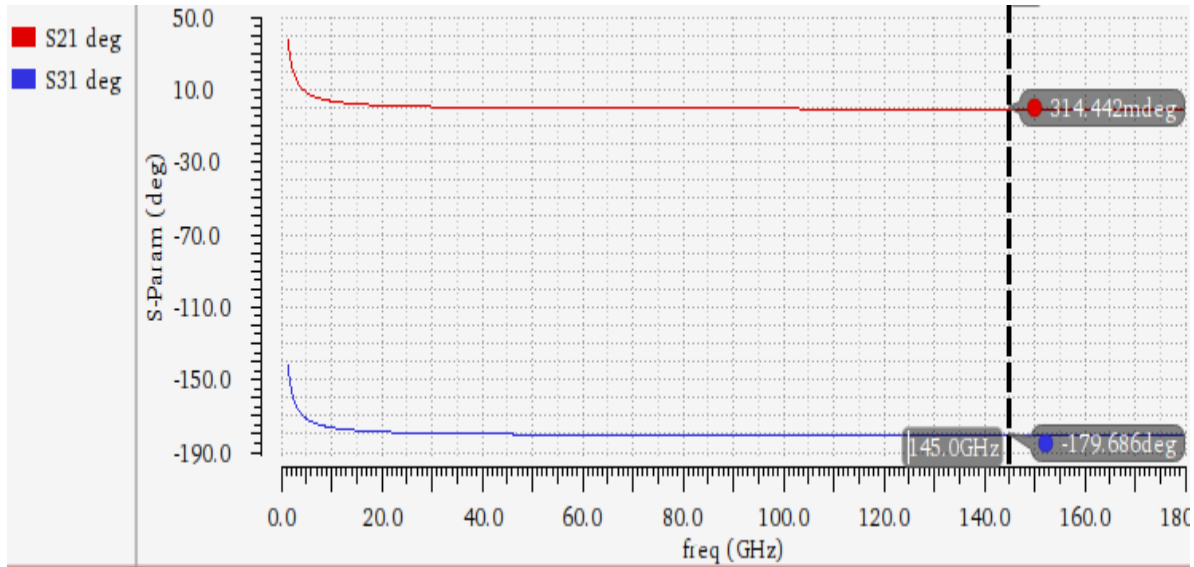


Σχήμα 4.13 –Σχηματικό του ιδανικού μετασχηματιστή

Όπως αναφέραμε και στην Ενότητα 2.5 η ισορροπία πλάτους και φάσης είναι τα βασικά κριτήρια για να αποφανθούμε για την ιδανικότητα ενός μετασχηματιστή, τα οποία μπορούμε να ποσοτικοποιήσουμε μέσω των S-παραμέτρων του μετασχηματιστή και συγκεκριμένα μέσω των εξισώσεων (2.19) & (2.20). Για το balun του Σχήματος 4.13, η σχέση (2.20) ικανοποιείται επαρκώς όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.14 και το ίδιο μπορούμε να συμπεράνουμε και για την σχέση (2.19) από το σχήμα 4.15. Συνεπώς το balun που δημιουργήσαμε συνδέοντας καταλλήλως στοιχεία της ιδανικής βιβλιοθήκης του περιβάλλοντος Virtuoso® της Cadence® μπορεί να θεωρηθεί ιδανικό κι έτσι μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε άφοβα στο σχηματικό του παθητικού μας μίκτη.



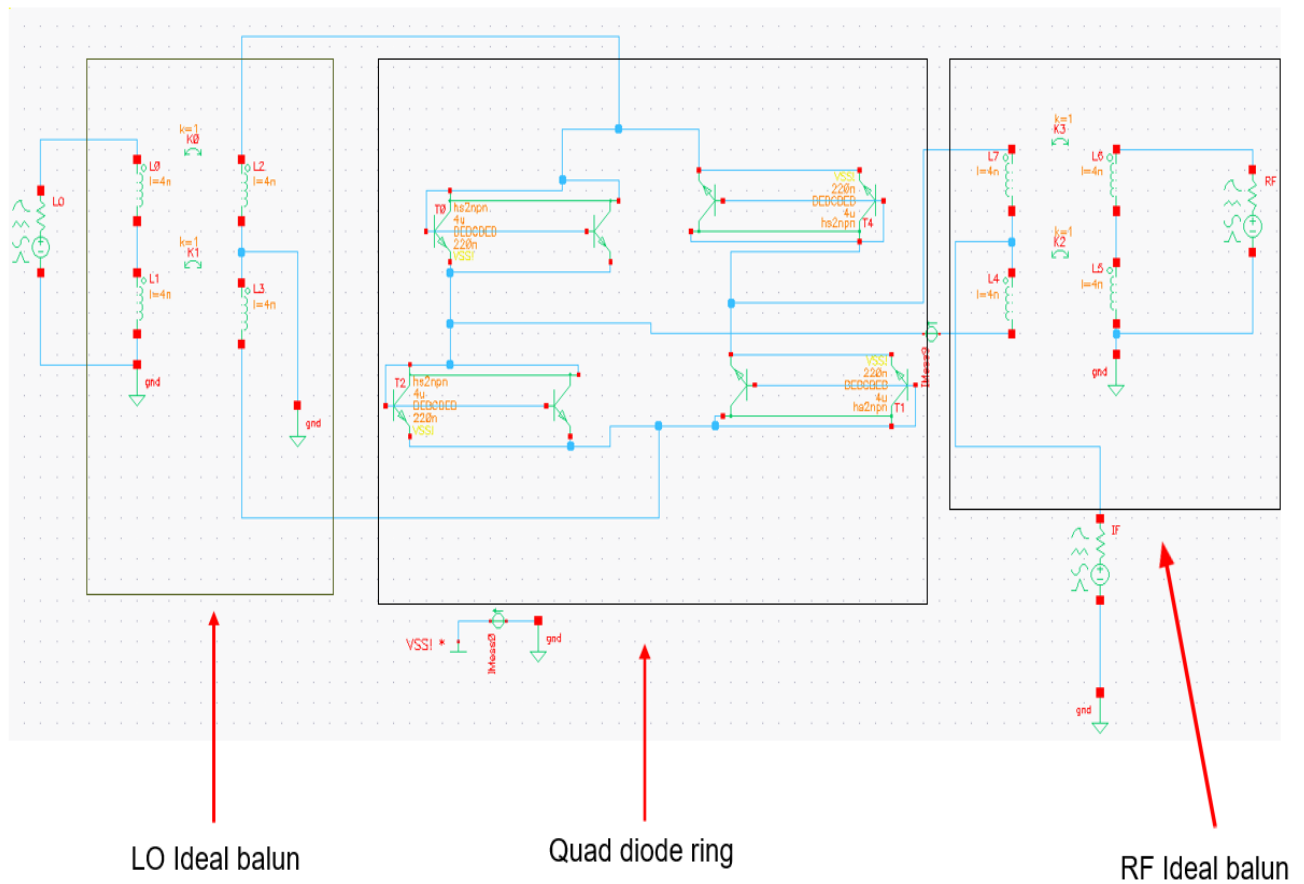
Σχήμα 4.14 –Γραφική επαλήθευση της σχέσης (2.20) για το ιδανικό balun που χρησιμοποιούμε



Σχήμα 4.15 –Γραφική επαλήθευση της σχέσης (2.19) για το ιδανικό balun που χρησιμοποιούμε

4.3 Επίδοση του diode ring Μίκτη σε σχηματικό-ιδανικό επίπεδο

Στο Σχήμα 4.16 παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα του παθητικού diode ring mixer. Μπορούμε να διακρίνουμε τους 2 ιδανικούς μετασχηματιστές που παρουσιάσαμε στην Ενότητα 4.2, έναν για την LO είσοδο κι έναν για την RF είσοδο, από την μεσαία λήψη του οποίου εξάγουμε την IF έξοδο, καθώς και την τετράδα διόδων σε συνδεσμολογία δακτυλίου, η οποία αποτελεί τον πυρήνα του μίκτη μας. Το LO σήμα εισόδου βρίσκεται στα 135 GHz στο φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων, ενώ το RF σήμα εισόδου βρίσκεται στα 145 GHz. Συνεπώς λαμβάνουμε την IF έξοδό στα 10 GHz, αφού μιλάμε για down-converting mixer.



Σχήμα 4.16 –Σχηματικό διάγραμμα του diode ring mixer

Παρακάτω δίνεται ο Πίνακας 4.1, ο οποίος συνοψίζει την επίδοση του μίκτη σε σχηματικό – ιδανικό επίπεδο, καθώς συμπεριλαμβάνει τις τιμές για όλες τις βασικές παραμέτρους επίδοσης του μίκτη. Οι προσομοιώσεις, μέσω των οποίων πάρθηκαν οι παρούσες τιμές, εκτελέστηκαν σε θερμοκρασία $\theta = 65^{\circ}\text{C}$, η οποία θα μπορούσε να είναι μία ρεαλιστική τιμή για τη διεξαγωγή των μετρήσεων μετά την υλοποίηση του μίκτη. Οι γραφικές παραστάσεις για κάθε παράμετρο θα δοθούν μία προς μία, συνοδευόμενες από αναλυτική επεξήγηση, στο κεφάλαιο 6, όπου θα γίνει σύγκριση μεταξύ των παραμέτρων επίδοσης του παραπάνω ιδανικού σχηματικού και των τελικών-πραγματικών παραμέτρων επίδοσης του μίκτη, όταν δηλαδή θα έχουμε αντικαταστήσει τα ιδανικά στοιχεία με πραγματικά .

P_{RF}	-15dBm
P_{LO}	8.25dBm
CG	-10dB
S_{LO}	-28.8dB
S_{RF}	-45dB
S_{IF}	-24dB
RF BW _{-3dB}	[135,148.35]GHz
IF BW _{-3dB}	[0,13.35]GHz
IP_{1dB}	-0.28dBm
IIP_3	7.56dBm
NF	10.13dB
LO to IF Isolation	-299dB
LO to RF Isolation	-54.07dB
RF to IF Isolation	-166.73dB
RF to LO Isolation	-27.15dB

Πίνακας 4.1 Παράμετροι επίδοσης του μίκτη σε σχηματικό – ιδανικό επίπεδο

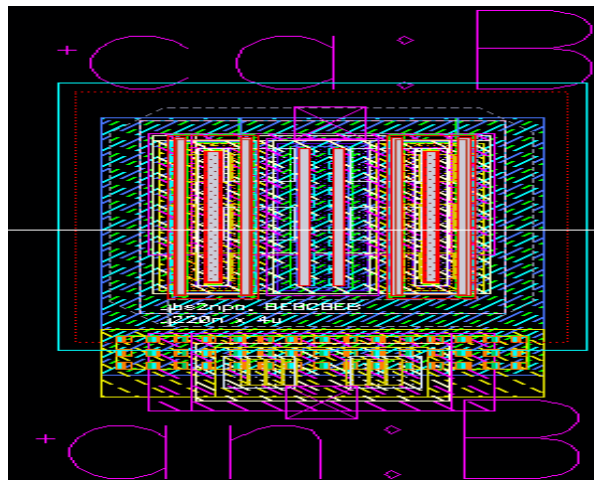
Κεφάλαιο 5

Υλοποίηση του παθητικού μίκτη σε επίπεδο Layout & τελικοί έλεγχοι εγκυρότητας

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται με λεπτομέρεια όλη η διαδικασία της σχεδίασης του παθητικού μίκτη σε επίπεδο Layout. Προς διευκόλυνση της κατανόησης της δομής του μίκτη σε επίπεδο Layout θα διαιρέσουμε το παρόν κεφάλαιο σε ενότητες στις οποίες πρόκειται να αναλυθούν ξεχωριστά τα κρίσιμα, για την υλοποίηση και την αξιοπιστία του κυκλώματος, κομμάτια. Επιπλέον, παρουσιάζονται οι διαφορετικοί τρόποι προσομοιώσεων για την εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων όλων των παθητικών δικτύων. Στο τέλος του κεφαλαίου, παρουσιάζεται το τελικό σχέδιο με όλες τις απαραίτητες προσθήκες που δόθηκε προς υλοποίηση στο εργοστάσιο της εταιρείας Infineon Technologies AG.

5.1 Το layout του diode ring

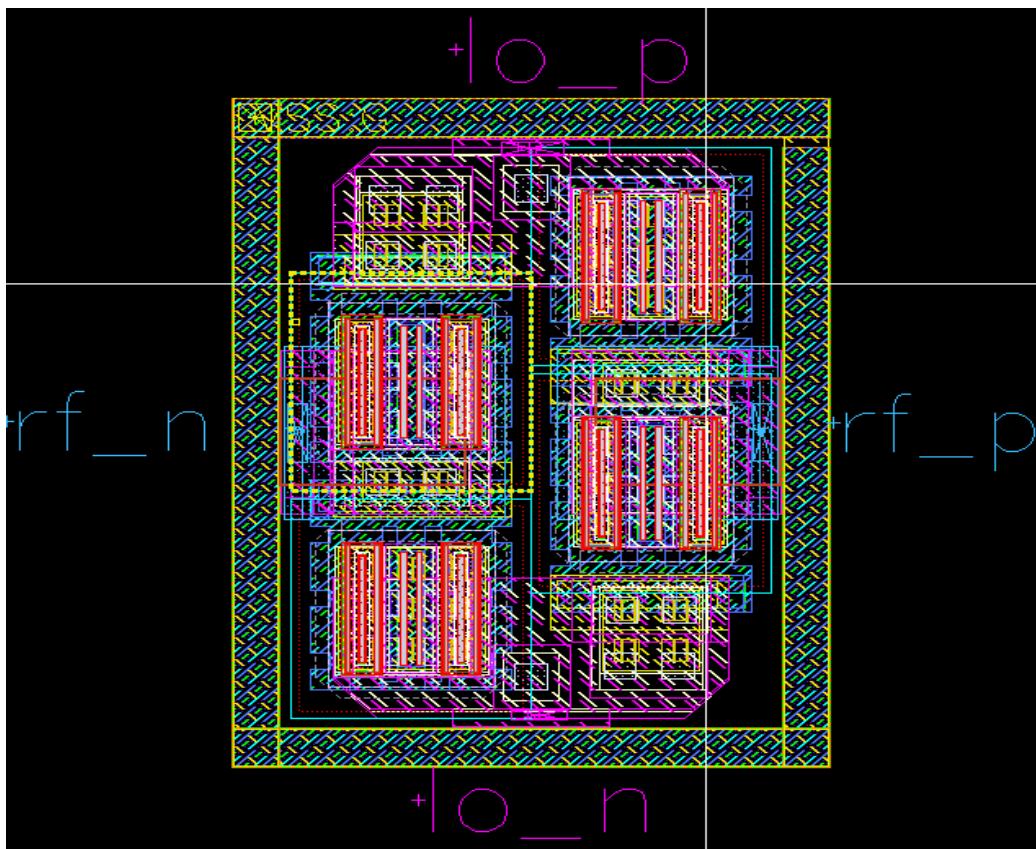
Αρχικά στο Σχήμα 5.1 παρουσιάζουμε την δίοδο που θα χρησιμοποιήσουμε ως mixing device μαζί με τις μεταλλικές διασυνδέσεις των 2 ακροδεκτών της (της ανόδου και της καθόδου). Όπως αναφέρθηκε στην Ενότητα 4.1, στην οποία έγινε και η απαραίτητη ανάλυση για την επιλογή της συγκεκριμένης δίοδου, πρόκειται για ένα diode-connected HBT με port configuration BEBCBEB και εμβαδό εκπομπού $0,22 \times 4 \mu m^2$. Οι διασυνδέσεις ξεκινάνε από την μάσκα του transistor και μέσω vias φτάνουν μέχρι το metal 6, στο οποίο βρίσκονται οι ακροδέκτες cathode(κάθοδος) και anode(άνοδος) όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.1 –Layout της δίοδου μαζί με τις διασυνδέσεις

Στο Σχήμα 5.2 απεικονίζεται το layout ολόκληρου του diode ring, δηλαδή των 4 διόδων που αποτελούν τον πυρήνα του παθητικού μίκτη και των μεταξύ τους διασυνδέσεων. Ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στην τοποθέτηση των 4 διόδων ώστε να επιτευχθεί η μέγιστη δυνατή συμμετρία, τόσο στον οριζόντιο όσο και στον κάθετο άξονα, αλλά ταυτοχρόνως να επιτευχθεί και η ελάχιστη δυνατή μεταξύ τους απόσταση, με στόχο την ελαχιστοποίηση του μήκους των μετάλλων-καλωδίων διασύνδεσης ώστε να προστεθούν όσο το δυνατόν λιγότερες παρασιτικές χωρητικότητες κι αυτεπαγωγές. Εκτός από τα μήκη των μετάλλων των διασυνδέσεων, έπρεπε να λάβουμε υπόψιν και τα πλάτη των μετάλλων αυτών ώστε να πληρούν τις προϋποθέσεις πλάτους μετάλλων για την αντοχή τους κατά τη διαρροή τους από υψηλά ρεύματα.

Οι ακροδέκτες lo_p και lo_n που φαίνονται στο Σχήμα 5.2 φτάνουν μέχρι το μέταλλο 6 κι αντιστοιχούν στα σημεία σύνδεσης του diode ring με τις 2 γραμμές μεταφοράς που μας οδηγούν στο LO balun. Αντιστοίχως, οι ακροδέκτες rf_p και rf_n φτάνουν μέχρι το στρώμα του αλουμινίου κι αντιστοιχούν στα σημεία σύνδεσης του diode ring με τις 2 γραμμές μεταφοράς που μας οδηγούν στο RF balun.



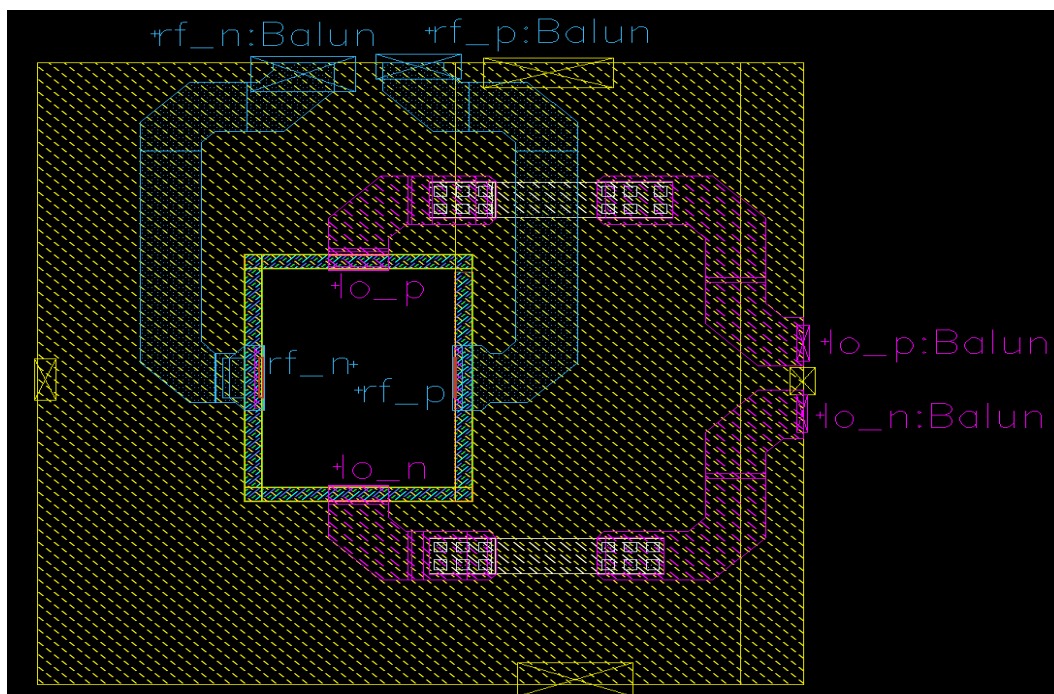
Σχήμα 5.2 –Layout του diode ring μαζί με τις διασυνδέσεις

Τέλος, χρησιμοποιήσαμε ένα προστατευτικό δαχτυλίδι (guard ring) αποτελούμενο από διάχυση τύπου p (p_{sub}), επαφές (contacts) από το υπόστρωμα μέχρι το μέταλλο 4, το οποίο αποτελεί την RF γη μας για όλο το design του μίκτη, προκειμένου να απομονώσουμε τις ενεργές συσκευές μας από τον θόρυβο και τα ρεύματα που μπορεί να προέρχονται από το υπόστρωμα.

Για την εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων (αντιστάσεων, χωρητικότητων, αυτεπαγωγών και αμοιβαίων επαγωγών) χρησιμοποιούμε την δυνατότητα του RLCK Extraction που παρέχει το CADENCE. Για την συνέχεια της ανάλυσης και την διεξαγωγή των προσομοιώσεων, αντικαθιστούμε το πλήρως ιδανικό μοντέλο της παραγράφου 4.3. με το μοντέλο της ενεργούς συσκευής που περιγράψαμε σε αυτή την παράγραφο.[8]

5.2 Γραμμές οδήγησης από το diode ring προς τα RF & LO baluns

Οι γραμμές μεταφοράς που μας οδηγούν από το diode ring προς τα RF και LO baluns επιλέχθηκε να είναι τύπου μικροταινίας (microstrip transmission lines). Είναι 4, καθώς κάθεμια αντιστοιχεί σε κάθε balanced ακροδέκτη των 2 baluns που μας χρειάζονται και το layout τους φαίνεται στο Σχήμα 5.3. Είναι σκόπιμα λυγισμένες, με στόχο την ελαχιστοποίηση του μήκους τους, αλλά και του μεγέθους του συνολικού κυκλώματος.



Σχήμα 5.3 –Layout των 4 γραμμών οδήγησης

Από το stack-up της διαθέσιμης τεχνολογίας για τις microstrip transmission lines κατά βάση προτιμάται ως μονοπάτι του σήματος (signal path) το μέταλλο 6, ως το ανώτερο μέταλλο χαλκού της τεχνολογίας με το μεγαλύτερο πάχος και την μικρότερη αντίσταση φύλλου, αλλά και ως προς ελάττωση παρασιτικών αντιστάσεων και χωρητικοτήτων προς το υπόστρωμα, ενώ ως μονοπάτι επιστροφής (return path) και γενικά ως RF ground χρησιμοποιείται το μέταλλο 4.

Όπως μπορούμε να διακρίνουμε από το Σχήμα 5.3, αναγκαστικά μεταξύ 2 γραμμών υπάρχει ένα σημείο τομής που μας αναγκάζει να χρησιμοποιήσουμε διαφορετικά layers για το signal path της κάθε γραμμής με στόχο την ελαχιστοποίηση της παρασιτικής χωρητικής ζεύξης (parasitic capacitive coupling). Γενικά, η παρασιτική χωρητική ζεύξη είναι ένα ανεπιθύμητο φαινόμενο που συμβαίνει μεταξύ δύο καλωδίων που βρίσκονται πολύ κοντά το ένα στο άλλο και σημαίνει πως διαρρέει ένα σήμα στο signal path ενός άλλου σήματος (στην περίπτωση μας, το LO σήμα στο μονοπάτι του RF σήματος ή αντίστροφα) με αποτέλεσμα να προκαλούνται απώλειες, περιττός θόρυβος ή παρεμβολές που οδηγούν σε αναξιόπιστη λειτουργία.

Για να καταλήξουμε στις γραμμές μεταφοράς που χρησιμοποιήθηκαν εν τέλει, χρειαστήκαν πολλές προσομοιώσεις στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM, τόσο της κάθε γραμμής ξεχωριστά, όλων των γραμμών μαζί για τον συνυπολογισμό του coupling μεταξύ τους (είτε χωρητικό είτε επαγωγικό), καθώς και προσομοιώσεις τοπικά στο σημείο διασταύρωσης των 2 γραμμών για να δούμε το κατά πόσο «επικοινωνούν» μεταξύ τους. Τελικά, όπως διακρίνεται και στο Σχήμα 5.3, για τις γραμμές που μας οδηγούν στο LO balun χρησιμοποιήθηκε ως signal path το μέταλλο 6 (ροζ χρώμα) με αναγκαστική μετάβαση-υποβίβαση επιπέδου στο μέταλλο 5 (άσπρο χρώμα) κοντά στο σημείο διασταύρωσης, μετάβαση η οποία μείωσε αισθητά το capacitive coupling, ενώ για τις γραμμές οδήγησης προς το RF balun χρησιμοποιήθηκε το ανώτερο στρώμα του stack-up της τεχνολογίας B11HFC, το αλουμίνιο (μπλε χρώμα). Σε κάθε περίπτωση ως πλάκα της RF γης χρησιμοποιήθηκε το μέταλλο 4 (κίτρινο χρώμα).

Το πλάτος της κάθε γραμμής επιλέχθηκε ώστε η γραμμή να έχει μια βολική χαρακτηριστική εμπέδηση Z_0 αλλά και για να πληρούνται οι προϋποθέσεις πλάτους μετάλλων για την αντοχή τους κατά τη διαρροή τους από υψηλά ρεύματα. Επιπλέον, ήταν επιθυμητή η μέγιστη δυνατή συμμετρία μεταξύ των 2 γραμμών οδήγησης προς το RF balun και των 2 γραμμών οδήγησης προς το LO balun, αντίστοιχα.

Η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση του layout του Σχήματος 5.3 στο Sonnet EM μας έδωσε το κατάλληλο .sNp αρχείο, το οποίο εισήχθη σαν 8-θυρο σχηματικό σύμβολο στο κύκλωμά μας,

αντικαθιστώντας τα wires του Cadence που χρησιμοποιούσαμε ως τώρα ως γραμμές οδήγησης προς τα LO & RF baluns στο σχηματικό του μίκτη. Συνεπώς, για την συνέχει της διεξαγωγής των προσομοιώσεων χρησιμοποιήθηκε αυτό το 8-θυρο.

5.3 Επιλογή των RF & LO baluns και του κυκλώματος προσαρμογής της IF θύρας

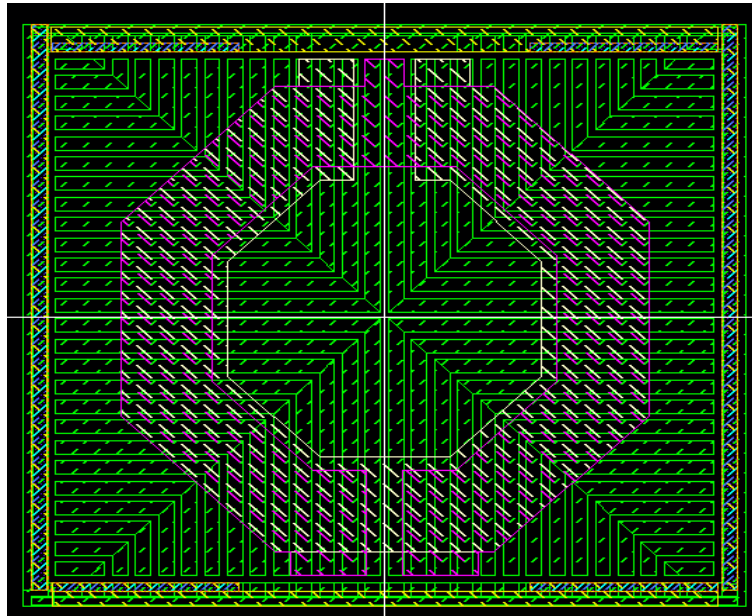
Για την ελαχιστοποίηση του χώρου του κυκλώματος, οι συζευγμένοι σπειροειδείς μετασχηματιστές (spiral transformers) επιλέχθηκαν να χρησιμοποιηθούν ως baluns. Τα baluns χρησιμοποιούνται για να μετατρέψουν το σήμα μονού ακροδέκτη των RF & LO εισόδων σε διαφορικό, καθώς και για να υλοποιήσουν τον επιθυμητό μετασχηματισμό εμπέδησης (impedance transformation) για την προσαρμογή (matching) των 2 εισόδων του παθητικού μίκτη.

Για την υλοποίηση και των 2 baluns χρησιμοποιήθηκαν στοιβαγμένοι (stacked) οκταγωνικοί μετασχηματιστές μίας σπείρας ($n=1$) κι έγινε χρήση της τεχνικής patterned ground shield, η οποία θα αναλυθεί στην συνέχεια της ενότητας. Επιλέγουμε stacked αντί planar μετασχηματιστών, καθώς έχουν υψηλότερο συντελεστή ζεύξης k και μπορούν να πετύχουν τις ίδιες τιμές αυτεπαγωγής L λαμβάνοντας πολύ μικρότερο εμβαδό. Ο αριθμός των σπειρών των τυλιγμάτων, όπως είπαμε είναι $n=1$ για την μεγιστοποίηση της συχνότητας αυτοσυντονισμού (SRF) και του συντελεστή ποιότητας των επαγωγών των τυλιγμάτων (Quality factor - Q).

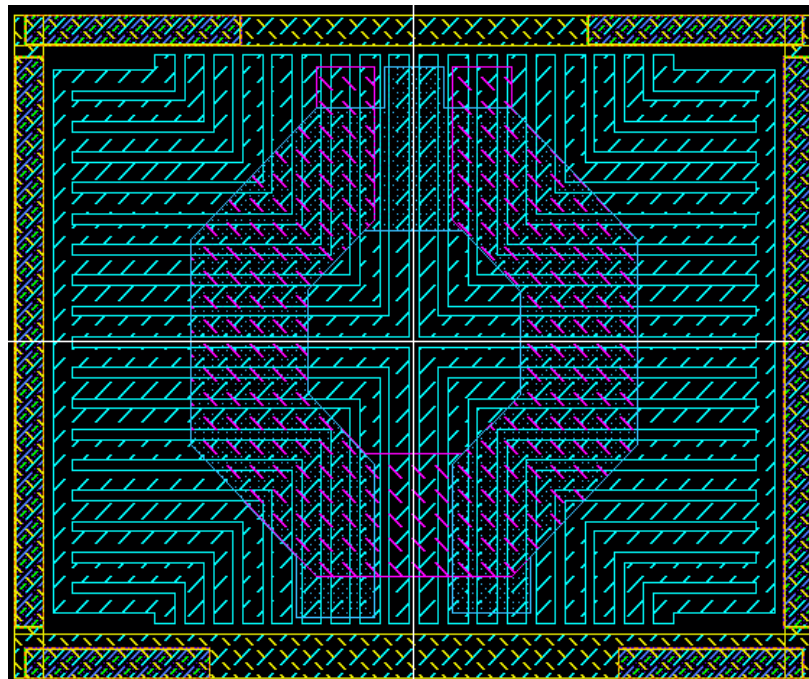
Το LO balun απεικονίζεται στο Σχήμα 5.4, ενώ το RF balun απεικονίζεται στο Σχήμα 5.5. Το ποιά είναι τα layers και οι διαστάσεις των τυλιγμάτων του κάθε balun, καθώς και τα κριτήρια βάσει των οποίων επιλέχθηκαν, παρουσιάζονται λεπτομερώς παρακάτω.

Όπως μπορεί να διακρίνει ο αναγνώστης από το Σχήμα 5.4 για το πάνω τύλιγμα του LO balun γίνεται χρήση μετάλλου 6, ενώ για το κάτω τύλιγμα χρήση μετάλλου 5, ενώ από το Σχήμα 5.5 φαίνεται πως για το πάνω τύλιγμα του RF balun γίνεται χρήση αλουμινίου, ενώ για το κάτω τύλιγμα χρήση μετάλλου 6. Και για τις 2 περιπτώσεις, το τύλιγμα το οποίο είναι από την μεριά του diode ring και ουσιαστικά αποτελεί συνέχεια των γραμμών οδήγησης από το diode ring προς το κάθε balun, επιλέχθηκε να βρίσκεται στο ίδιο layer με τις γραμμές οδήγησης με τις οποίες συνδέεται, ώστε να αποφευχθεί οποιαδήποτε περιττή μετάβαση σε κάποιο άλλο layer του stack-up της τεχνολογίας. Για την μεγιστοποίηση του συντελεστή σύζευξης k , πρέπει μεταξύ του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος τυλιγματος να υπάρχει η ελάχιστη δυνατή

απόσταση. Βάσει αυτού, ως layer για το δευτερεύον τύλιγμα του LO balun επιλέχθηκε το μέταλλο 5 και ως ως layer για το δευτερεύον τύλιγμα του RF balun επιλέχθηκε το μέταλλο 6.



Σχήμα 5.4 –Layout του LO Balun



Σχήμα 5.5 –Layout του RF Balun

Όπως φαίνεται στα Σχήματα 5.5 και 5.6 σαν layer για τον σχεδιασμό του patterned ground shield (PGS) του LO balun χρησιμοποιήθηκε μέταλλο 1, ενώ για το RF balun μέταλλο 2. Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζονται βασικά πλεονεκτήματα που μας προσφέρει η τοποθέτηση PGS μεταξύ των τυλιγμάτων των baluns και του υποστρώματος πυριτίου. Γενικά, τόσο σε

τυλίγματα απλών πηνίων, όσο και σε τυλίγματα μετασχηματιστών παρατηρείται σημαντική μείωση του συντελεστή ποιότητας τους Q λόγω της επίδρασης του υποστρώματος, καθώς και σημαντικές απώλειες ενέργειας λόγω της σύζευξης (coupling) μεταξύ των επαγωγέων και του υποστρώματος. Και τα 2 αυτά προβλήματα πηγάζουν από τις απώλειες ενέργειας προς το υπόστρωμα λόγω της διείσδυσης του ηλεκτρικού πεδίου των επαγωγέων προς το υπόστρωμα, φαινόμενο που γίνεται ιδιαίτερα έντονο στις mmwave συχνότητες. Για την μείωση αυτών των απωλειών, οι πεδιακές γραμμές του ηλεκτρικού πεδίου πρέπει να τερματίζονται πριν φτάσουν στο υπόστρωμα. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της χρήσης αγωγίμης ασπίδας γης (ground shield) μεταξύ των σπειρών και του υποστρώματος. Ωστόσο, χρησιμοποιώντας μια απλή πλάκα γης το ρεύμα επιστροφής που προκαλείται από το μαγνητικό πεδίο στην αγωγίμη ασπίδα γης θα έρεε σε αντίθετη κατεύθυνση από αυτήν των ρευμάτων που διαρρέουν τα τυλίγματα των baluns. Έτσι η αρνητική αυτεπαγωγή θα οδηγούσε σε σημαντική πτώση των επαγωγών και του συντελεστή ποιότητας. Συνεπώς, η ασπίδα γης πρέπει να έχει κάποια κοψίματα ώστε το ρεύμα επιστροφής να μην βρίσκει μονοπάτι στην αντίθετη κατεύθυνση των ρευμάτων των πηνίων, γεγονός που μας οδηγεί στην δημιουργία και χρήση patterned ground shields.

Στον Πίνακα 5.1 δίνονται οι διαστάσεις των baluns που χρησιμοποιήθηκαν.

	w_1 (μm)	w_2 (μm)	d (μm)
LO balun	6	7	34.7
RF balun	6	6	22.9

Πίνακας 5.1 Διαστάσεις των LO & RF baluns

όπου w_1 : πάχος του πρωτεύοντος τυλίγματος

w_2 : πάχος του δευτερεύοντος τυλίγματος

d : εξωτερική διάμετρος τυλιγμάτων

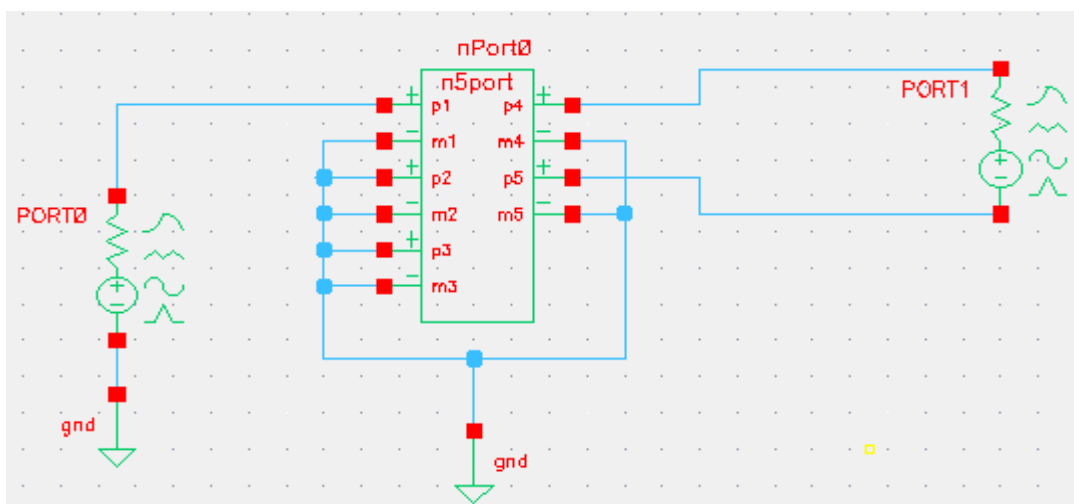
Υπάρχουν συγκεκριμένα κριτήρια τα οποία μας οδήγησαν στην επιλογή των συγκεκριμένων διαστάσεων για τα baluns μας. Τα 2 πρώτα αφορούν την συχνότητα αυτοσυντονισμού SRF των τυλιγμάτων των baluns και τον μαγνητικό συντελεστή σύζευξης k . Πιο συγκεκριμένα, στόχος μας για την τιμή της SRF ήταν να είναι περίπου κατά 15-20% μεγαλύτερη από την κεντρική συχνότητα της κάθε θύρας εισόδου ($f_{LO} = 135 \text{ GHz}$ & $f_{RF} = 145 \text{ GHz}$), ενώ για την τιμή του k στόχος μας ήταν η μεγιστοποίησή της. Οι τιμές τους φαίνονται στον Πίνακα 5.2.

	SRF (GHz)	k
LO balun	156.6	0.85
RF balun	166.5	0.84

Πίνακας 5.2 SRF & k των LO & RF baluns

Επόμενο και πιο σημαντικό κριτήριο είναι τα baluns μας να εκτελούν τον επιθυμητό μετασχηματισμό εμπέδησης. Πιο συγκεκριμένα, συνδέουμε τα baluns εκεί που τελειώνουν οι γραμμές οδήγησης από το diode ring προς τα baluns (βλέπε Σχήμα 5.3). Σ' εκείνο το σημείο, κοιτώντας προς το εσωτερικό του μίκτη, βλέπουμε συγκεκριμένο διαφορικό φορτίο τόσο στην LO όσο και στην RF μεριά. Στην unbalanced μεριά των baluns επιθυμούμε να βλέπουμε μια βολική τιμή εμπέδησης ως προς την προσαρμογή των LO & RF θυρών εισόδου στα 50Ω. Ως «βολική τιμή εμπέδησης» εννοούμε μια τιμή για την προσαρμογή της οποίας στα 50Ω να αρκεί μια γραμμή μεταφοράς συγκεκριμένου μήκους και πάχους και η παράλληλη παρασιτική χωρητικότητα που προσθέτουν τα contact pads (βλέπε Ενότητα 5.4), στοιχεία δηλαδή που μας ήταν ούτως ή άλλως απαραίτητα, ώστε να μην χρειαστεί να χρησιμοποιήσουμε επιπλέον παθητικά στοιχεία για το δίκτυο προσαρμογής των LO & RF θυρών, τα οποία θα προσέθεταν απώλειες και θα αύξαναν την πολυπλοκότητα του design.

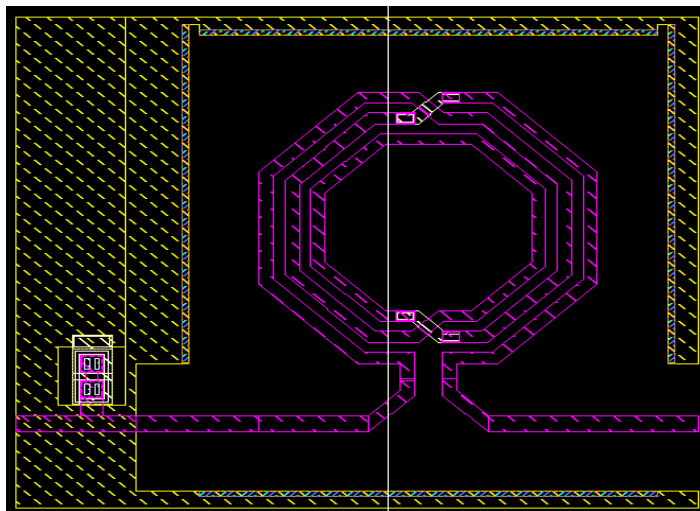
Στόχος, λοιπόν, των baluns μας είναι να μετασχηματίσουν τα LO & RF διαφορικά φορτία σε τέτοιες «βολικές» τιμές εμπέδησης, έχοντας ταυτόχρονα τις ελάχιστες απώλειες εισαγωγής (insertion losses), τις οποίες ποσοτικοποιούμε μέσω της παραμέτρου S_{21} του κυκλώματος του Σχήματος 5.6, το οποίο χρησιμοποιούμε τόσο για το LO όσο και για το RF balun. Στην PORT1 ορίζουμε ως εμπέδηση το αντίστοιχο διαφορικό φορτίο, ενώ στο στοιχείο n-port έχουμε περασμένο το .s5p αρχείο του προσομοιωμένου στο Sonnet EM Simulator balun. Μέσω της εμπέδησης που βλέπουμε από την PORT0 προς το n-port, συμπεραίνουμε αν το προσομοιωμένο balun κάνει τον επιθυμητό μετασχηματισμό εμπέδησης. Για τα baluns που χρησιμοποιήσαμε τελικώς στον παθητικό μίκτη καταφέρνουμε το LO balun να έχει insertion loss $S_{21} = -1.1\text{dB}$ και το RF balun να έχει $S_{21} = -1.3\text{dB}$.



Σχήμα 5.6 –Testbench για την επιλογή των LO & RF Baluns

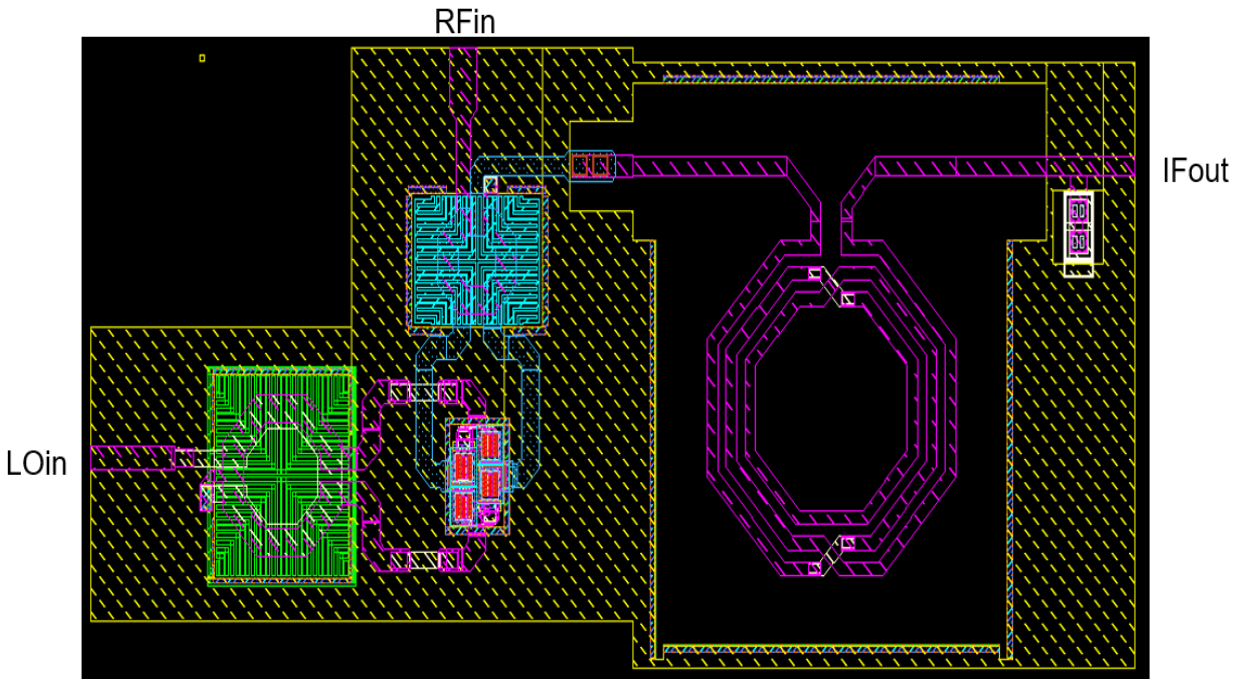
Όπως προαναφέρθηκε, για την προσαρμογή των LO & RF θυρών εισόδου, λόγω του επιθυμητού μετασχηματισμού εμπέδησης που καταφέρνουμε μέσω της επιλογής καταλλήλων baluns, χρειάζονται απλά γραμμές μεταφοράς συγκεκριμένου μήκους και πλάτους και η παράλληλη παρασιτική χωρητικότητα που προσθέτουν τα contact pads, η οποία είναι αρκετά υπολογίσιμη στις συχνότητες λειτουργίας των 2 θυρών εισόδου. Μέσω s-parameter προσομοιώσεων στο περιβάλλον του Cadence καταλήγουμε πως για την προσαρμογή της LO θύρας εισόδου στα 135GHz χρειάζεται μια γραμμή μεταφοράς τύπου microstrip με το μέταλλο 6 ως layer για το signal path και το μέταλλο 4 ως return path και με φυσικό μήκος $L = 24\mu\text{m}$ και πλάτος $w = 5.2\mu\text{m}$. Όμοια, για την προσαρμογή της RF θύρας εισόδου στα 145GHz χρησιμοποιούμε ίδιου τύπου γραμμή μεταφοράς με $L = 15.4\mu\text{m}$ και $w = 7.5\mu\text{m}$. Υπενθυμίζουμε στον αναγνώστη πως μέσω της προσαρμογής (matching) μιας θύρας εισόδου/εξόδου επιτυγχάνεται η μέγιστη μεταφορά ισχύος.

Όσον αφορά την προσαρμογή της IF θύρας εξόδου στα 50Ω , υπενθυμίζεται πως η κεντρική συχνότητα σχεδίασης του δικτύου προσαρμογής (matching network) της θύρας αυτής είναι τα 10GHz. Το layout του IF matching network φαίνεται στο Σχήμα 5.7 όπως προσομοιώθηκε στο Sonnet EM simulator, πέραν του MIM πυκνωτή ο οποίος έπρεπε να προσομοιωθεί ξεχωριστά. Όπως μπορούμε να διακρίνουμε πρόκειται για ένα LC δίκτυο, το οποίο αποτελείται από ένα οκταγωνικό πηνίο με αριθμό σπειρών $n = 3$ κι αυτεπαγωγή $L = 706\text{pH}$ συνδεδεμένο σε σειρά κι έναν MIM πυκνωτή χωρητικότητας $C = 53.5\text{fF}$ με παράλληλη σύνδεση προς την γη. Η παράλληλη χωρητικότητα που εισάγει η τοποθέτηση του MIM πυκνωτή, ενισχύεται από την παράλληλη παρασιτική χωρητικότητα των contact pads της IF θύρας εξόδου, η οποία αυτούσια στα 10GHz θα ήταν αμελητέα.



Σχήμα 5.7 – Το layout του δικτύου προσαρμογής της IF θύρας εξόδου

Συνδυάζοντας όλα τα κομμάτια που παρουσιάσαμε στις Ενότητες 5.1 έως 5.3 καταλήγουμε στο κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 5.8. Πρόκειται για το layout του συνολικού μίκτη χωρίς τα contact pads και πριν τις διαδικασίες των filling/cheesing. Για όλα αυτά γίνεται ανάλυση στις ενότητες που ακολουθούν.



Σχήμα 5.8 – Το layout του παθητικού μίκτη χωρίς τα contact pads και πριν τις διαδικασίες filling&cheesing

5.4 Επιφάνειες συνδέσεων (contact pads) [8]

Αφού περιγράψαμε την σχεδίαση του πυρήνα του παθητικού μίκτη, καθώς και των δικτύων προσαρμογής των 3 θυρών του, επόμενο βήμα είναι να περιγράψουμε τα μέσα που χρησιμοποιούνται προκειμένου να επικοινωνήσει ο παθητικός μίκτης με το περιβάλλον του μετά την κατασκευή του, ώστε να παρθούν οι μετρήσεις στα εργαστήρια της Infineon Technologies AG μετά την υλοποίηση του.

Πιο συγκεκριμένα, για την δυνατότητα τροφοδοσίας, λήψης μετρήσεων, ακόμη και πακεταρίσματος (packaging) ενός υλοποιημένου ολοκληρωμένου κυκλώματος είναι απαραίτητη η εισαγωγή των contact pads (επαφές συνδέσεων) σε όλες τις εισόδους και εξόδους του κυκλώματος, είτε αναφερόμαστε στην dc τροφοδοσία είτε στην εισαγωγή και εξαγωγή RF σημάτων. Με τον διεθνή όρο Contact pads αναφερόμαστε στις επαφές του ολοκληρωμένου κυκλώματος οι οποίες χρησιμοποιούνται για τη σύνδεση του με το εξωτερικό περιβάλλον. Στο παρόν κύκλωμα, επειδή δεν απαιτείται εξωτερική τροφοδοσία για την ορθή του λειτουργία,

χρησιμοποιούμε contact pads μόνο για την εισαγωγή και εξαγωγή RF σημάτων στις 3 θύρες του, αντίστοιχα.

Τα Contact Pads που χρησιμοποιήθηκαν στην υλοποίηση του παθητικού μίκτη της παρούσας διατριβής, είναι pads αλουμινίου (Aluminum Pads). Πιο συγκεκριμένα, όλες οι επαφές του κυκλώματος αποτελούνται από μία στρώση βραχυκυκλωμένων μετάλλων το υψηλότερο από τα οποία είναι αλουμίνιο. Υπό αυτήν την έννοια, οποιαδήποτε σύνδεση του ολοκληρωμένου κυκλώματος με το εξωτερικό του, πραγματοποιείται μέσω των προαναφερθέντων pads, ανώτερο μέταλλο των οποίων είναι το αλουμίνιο, ενώ το κατώτερο βραχυκυκλωμένο στο αλουμίνιο μέταλλο, μπορεί να διαφέρει ανάλογα με τη λειτουργία και τη σύνδεση της εκάστοτε επαφής.

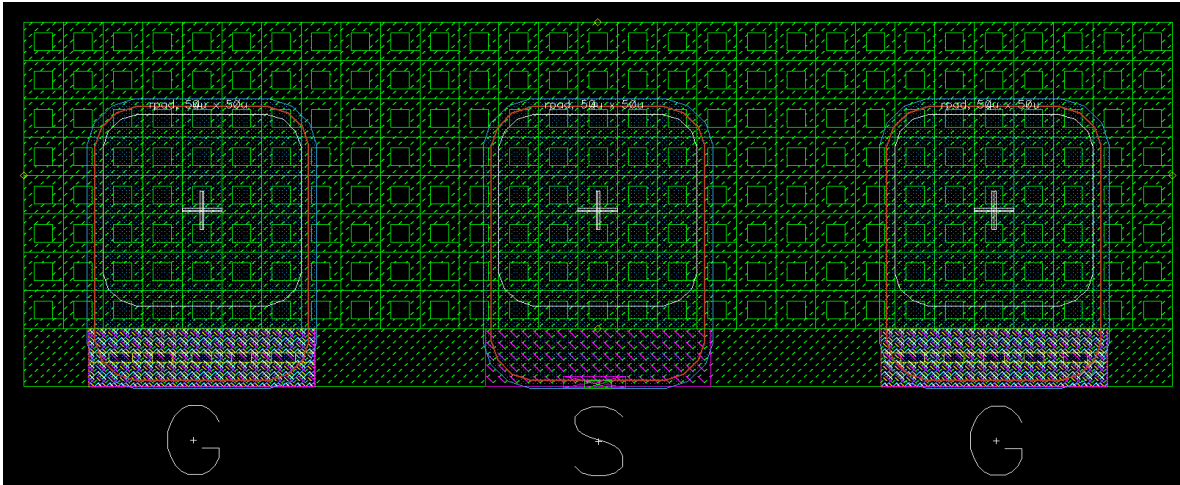
Η εισαγωγή των LO & RF σημάτων και η εξαγωγή του IF σήματος θα γίνει μέσω της απευθείας σύνδεσης του καλωδίου από τον VNA (Vector Network Analyzer) σε μία τριάδα GSG pads για κάθε μια από τις 3 θύρες RF σήματος. Γνωρίζουμε ότι το καλώδιο του VNA καταλήγει σε 3 ακίδες μεταξύ των οποίων υπάρχει 50Ω αντίσταση. Ο θετικός πόλος του σήματος βρίσκεται στην κεντρική ακίδα, η οποία συνδέεται στο pad που ονομάζουμε S (Source) ενώ ο αρνητικός πόλος βρίσκεται στις πλευρικές ακίδες τις οποίες συνδέουμε στα pads G (Ground). Με το παραπάνω δεδομένο μπορεί να γίνει κατανοητός ο λόγος που στοχεύουμε στην προσαρμογή και των 3 θυρών του παθητικού μίκτη στα 50Ω .

Το εμβαδό και το probe pitch (απόσταση μεταξύ των κέντρων των pads G και S) για κάθε μία από τις 3 τριάδες GSG Aluminum Pads που χρησιμοποιούμε για τις 3 θύρες του παθητικού μίκτη, αναγράφονται στον Πίνακα 5.3. Το probe pitch επιλέγεται γνωρίζοντας την απόσταση μεταξύ των ακίδων των καλωδίων των VNAs που θα χρησιμοποιήσουμε για να πάρουμε τις μετρήσεις μετά την κατασκευή του μίκτη. Δεν είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί ο ίδιος VNA και για τις 3 θύρες, λόγω των διαφορετικών ζωνών συχνοτήτων λειτουργίας τους. Το εμβαδό καθενός από τα GSG Pads επιλέγεται να είναι το ελάχιστο δυνατό. Από τον Πίνακα 5.3 ο αναγνώστης μπορεί να συμπεράνει πως για την LO και την RF θύρα χρησιμοποιούνται τα ίδια GSG Pads.

	Probe Pitch	Εμβαδόν
LO θύρα (135GHz)	75 μ m	50 × 50 μ m ²
RF θύρα (145GHz)	75 μ m	50 × 50 μ m ²
IF θύρα (10GHz)	100 μ m	50 × 50 μ m ²

Πίνακας 5.3 Probe Pitch & Εμβαδόν των GSG Pads

Στο Σχήμα 5.9 παρουσιάζουμε ενδεικτικά το layout μίας τριάδας GSG pads από αυτές που χρησιμοποιήσαμε. Η συγκεκριμένη χρησιμοποιείται για την εξαγωγή του IF σήματος.



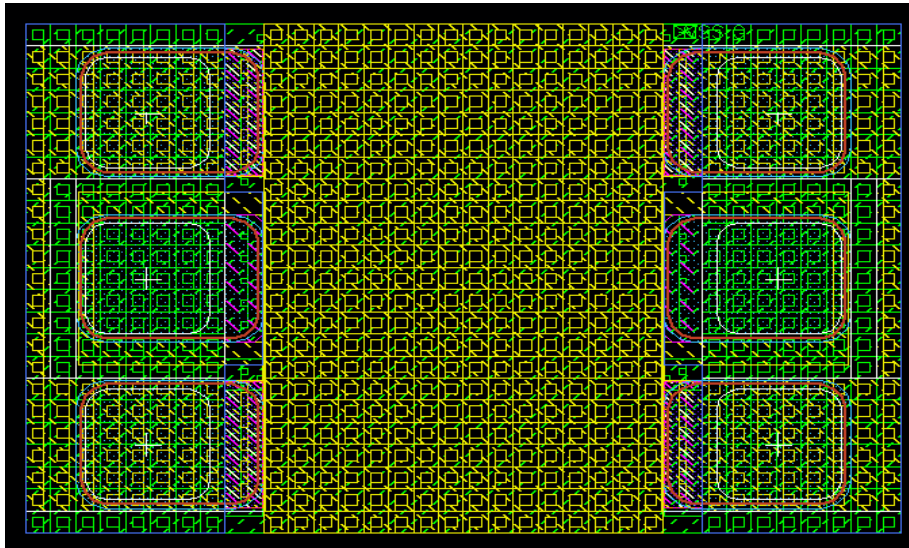
Σχήμα 5.9 – Το layout των GSG Pads της IF θύρας εξόδου

5.5 Σχεδίαση των δομών Open και Short για de-embedding

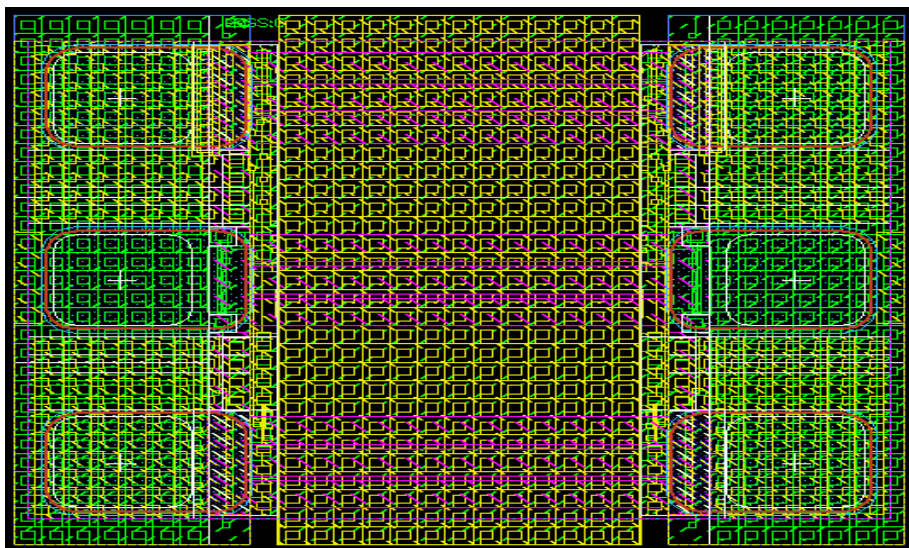
Γενικά, είναι πολύ κρίσιμο κατά τη σχεδίαση να λαμβάνεται υπόψιν η επιρροή των pads. Το μέγεθος τους επηρεάζει την εργονομία του τελικού layout του κυκλώματος, καθώς επίσης και τις επιδόσεις του. Η επίδρασή τους πρέπει είτε να ληφθεί υπόψιν κατά τη σχεδίαση, είτε να αφαιρεθεί μετέπειτα με χρήση τεχνικών de-embedding. Ο όρος de-embedding αναφέρεται σε μία διαδικασία η οποία λαμβάνει χώρα μετά τις μετρήσεις και έχει σαν κύριο σκοπό τη λήψη των αποτελεσμάτων του υπό εξέταση κυκλώματος με τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια. Όταν το ολοκληρωμένο κύκλωμα προς μέτρηση περιλαμβάνει επιφάνειες επαφής, ενδοσυνδέσεις ή άλλες δομές, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία τεχνική de-embedding ώστε αρχικά να απομονωθούν οι επιδόσεις των ανεπιθύμητων δομών και έπειτα να εξαχθούν από τις μετρήσεις του ολοκληρωμένου, με αποτέλεσμα να παραμείνουν οι επιθυμητές μετρήσεις του υπό εξέταση κυκλώματος [13].

Όσον αφορά τον παθητικό μίκτη που σχεδιάστηκε, η τεχνική de-embedding που προτιμήθηκε είναι η Open-Short. Όπως δηλώνει και το όνομά της η Open-Short διαθέτει δύο δομές, μία Open και μία Short. Η Open δομή αποτελείται μόνον από δύο GSG pads, τα οποία δεν πρέπει να συνδέονται μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.10(α). Για τη Short δομή χρησιμοποιούνται επίσης δύο GSG pads, των οποίων όμως ο ενδιάμεσος χώρος καλύπτεται από μέταλλο δ , ώστε να συνδέονται όλες οι επιφάνειες επαφής μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο

Σχήμα 5.10(β). Η απόσταση μεταξύ των GSG pads πρέπει να είναι η ίδια και στις δύο δομές.



Σχήμα 5.10(α) – Το τελικό layout της Open δομής



Σχήμα 5.10(β) – Το τελικό layout της Short δομής

5.6 Έλεγχοι εγκυρότητας & Τελικό layout [13]

Η εγκυρότητα των σχεδιασμένων κυκλωμάτων πριν αυτά σταλθούν για κατασκευή στο εργοστάσιο εγγύαται από μία σειρά ελέγχων, οι οποίοι πραγματοποιούνται από τον σχεδιαστή με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού. Γενικά, με του ελέγχους εγκυρότητας (verification checks) αποτρέπονται σχεδιαστικά προβλήματα που ενδέχεται να καταστήσουν αδύνατη την κατασκευή ενός κυκλώματος, προβλήματα τα οποία μπορεί να αλλοιώσουν τη συμπεριφορά του κυκλώματος, ή ακόμα και προβλήματα που μπορεί να αχρηστεύσουν πλήρως το κύκλωμα.

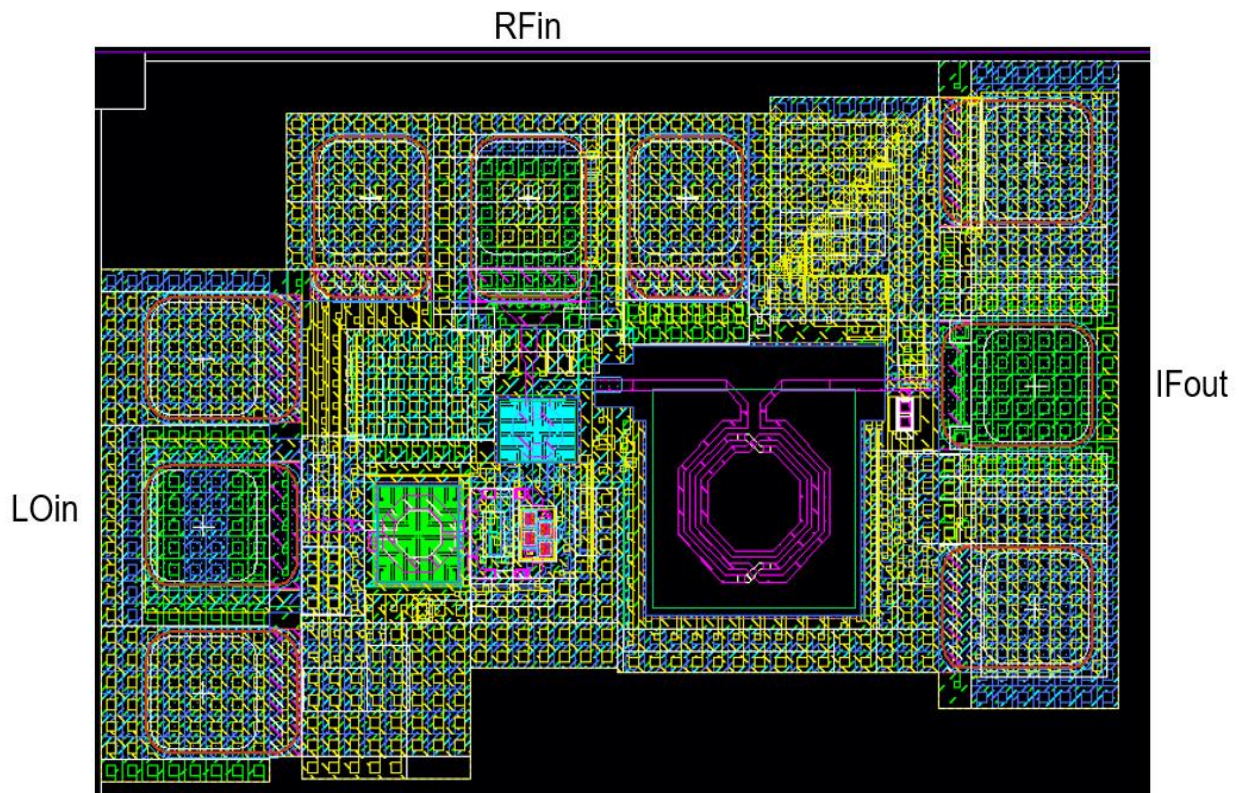
Για να σταλεί το σχέδιο του παθητικού μας μίκτη προς κατασκευή, κρίθηκε απαραίτητο να περάσει τους ελέγχους DRC (Design Rule Check) και LVS (Layout Versus Schematic). Ο έλεγχος DRC ανιχνεύει αν το φυσικό σχέδιο (layout) του κυκλώματος ικανοποιεί όλους τους περιορισμούς φυσικής σχεδίασης που επιβάλλονται από την εκάστοτε τεχνολογία, αυτοί οι περιορισμοί μπορεί να είναι είτε γεωμετρικοί, δηλαδή κανόνες πάχους, διαστημάτων κ.λπ., είτε περιορισμοί στην πυκνότητα του κάθε στρώματος επιμετάλλωσης, πολυπυριτίου ή διάχυσης. ενώ ο LVS ανιχνεύει αν η λειτουργία του layout και του αντίστοιχου σχηματικού του κυκλώματος είναι διαφορετική. Η τεχνολογία σχεδίασης B11HFC διαθέτει όλους τους παραπάνω ελέγχους.

Χρονικά, πρώτα διευθετήθηκε ο έλεγχος DRC κι έπειτα ο LVS. Λόγω της απλότητας του κυκλώματος του παθητικού μίκτη ο έλεγχος LVS ολοκληρώθηκε αρκετά γρήγορα και χωρίς κάποια ιδιαίτερη δυσκολία. Χωρίς την αντιμετώπιση κάποιας ιδιαίτερης δυσκολίας ολοκληρώθηκε και ο έλεγχος DRC αν και ήταν σημαντικά πιο χρονοβόρος, με το πιο απαιτητικό κομμάτι του να είναι οι περιορισμοί της πυκνότητας των στρωμάτων. Για να εξηγηθεί πως ικανοποιήθηκαν οι περιορισμοί πυκνότητας, πρέπει πρώτα να γίνει κατανοητό το τι ακριβώς σημαίνουν αυτοί. Κάθε στρώμα μετάλλου, πολυπυριτίου και διάχυσης επιβάλλεται να καταλαμβάνει έκταση στο τσιπ (ή σε συγκεκριμένο παράθυρο του τσιπ), το ποσοστό της οποίας βρίσκεται εντός ενός συγκεκριμένου εύρους. Για την τεχνολογία B11HFC οι περιορισμοί αυτοί φαίνονται στον Πίνακα 5.4.

Layers	min. global density	max. global density	min. local density	max. local density	window size ($l \times l$) for local density check
design layer	[%]	[%]	[%]	[%]	$[\mu\text{m}^2]$
Diff	25	75	20	80	126 × 126
Poly1	15	30	10		126 × 126
Metal1			15	85	50 × 50
Metal2			15	85	50 × 50
Metal3			15	85	50 × 50
Metal4			15	85	50 × 50
Metal5	25	45	10	60	400 × 400
Metal6	15	35	10	50	400 × 400
AlPad	25	80			

Πίνακας 5.4 Περιορισμοί πυκνότητας της τεχνολογίας B11HFC

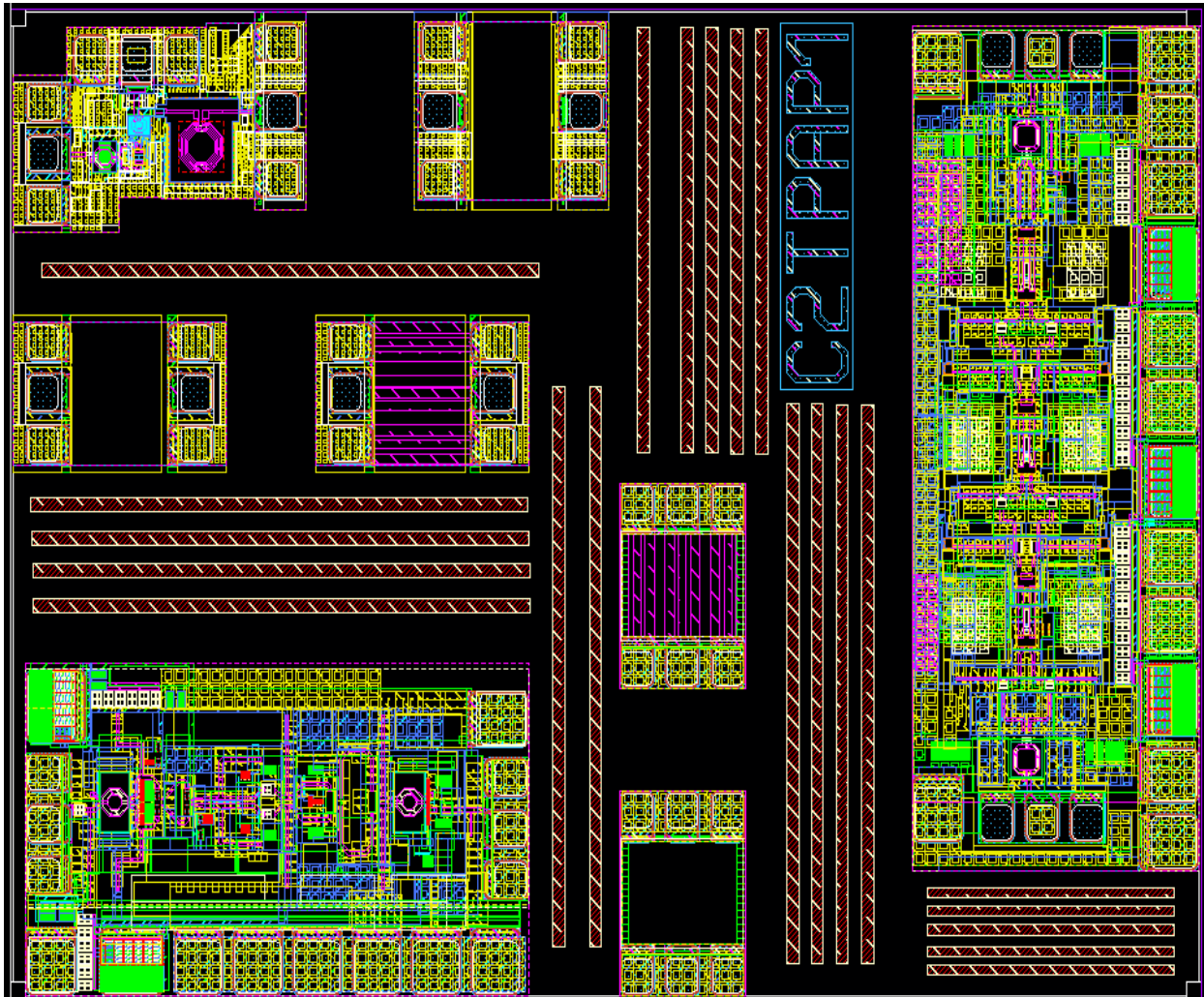
Για την ικανοποίηση των παραπάνω περιορισμών ακολουθούνται δύο διαφορετικές διαδικασίες οι οποίες ονομάζονται filling και cheesing. Κατά την διαδικασία του filling εισάγεται στα προβληματικά σημεία η απαραίτητη ποσότητα των στρωμάτων που λείπουν. Τα επιπλέον στρώματα που εισάγονται δεν έχουν καμία πρακτική λειτουργία για το κύκλωμα, καθώς ο μόνος τους σκοπός είναι να ικανοποιήσουν τους περιορισμούς. Είναι σημαντικό βέβαια να τοποθετούνται κατάλληλα, ώστε να επηρεάζουν τη λειτουργία του κυκλώματος όσο το δυνατόν λιγότερο. Κατά την διαδικασία του cheesing γίνεται η διάτρηση όσων σχημάτων μετάλλων έχουν διαστάσεις μεγαλύτερες από τις επιτρεπόμενες. Το πιο σύνηθες είναι το cheesing να γίνεται από τον σχεδιαστή μόνον στις ευαίσθητες περιοχές των σχεδίων (π.χ. γραμμές μεταφοράς), ενώ στις αδιάφορες περιοχές αφήνεται να γίνει αυτόματα από το εργοστάσιο. Έτσι έγινε και στο παρόν design. Μετά το πέρας των παραπάνω διαδικασιών, το layout του παθητικού μίκτη έλαβε την τελική του μορφή όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.11. Οι διαστάσεις του συνολικού κυκλώματος είναι $483\mu\text{m} \times 310\mu\text{m}$.



Σχήμα 5.11 – Το τελικό layout του παθητικού μίκτη

Το τελικό layout του ολοκληρωμένου από το οποίο παράχθηκε το GDSII αρχείο που στάλθηκε στο εργοστάσιο προς κατασκευή, παρατίθεται στο Σχήμα 5.12. Όπως μπορούμε να

διακρίνουμε, πέραν του παθητικού μίκτη, πολλές ακόμα δομές τοποθετήθηκαν στο συγκεκριμένο ολοκληρωμένο, οι οποίες δεν αποτελούν κομμάτι της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Η συνολική του έκταση είναι $1964\mu\text{m} \times 1448\mu\text{m}$ και το όνομα του C2TRAP1. Πέραν του παθητικού μίκτη περιλαμβάνει έναν ενισχυτή ισχύος κι έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου σχεδιασμένοι να λειτουργούν στην ίδια ζώνη ραδιοσυχνοτήτων με τον παθητικό μίκτη. Επιπλέον, περιλαμβάνονται οι δομές de-embedding για τις παρασιτικές χωρητικότητες κι επαγωγές των contact pads (βλέπε ενότητα 5.5).

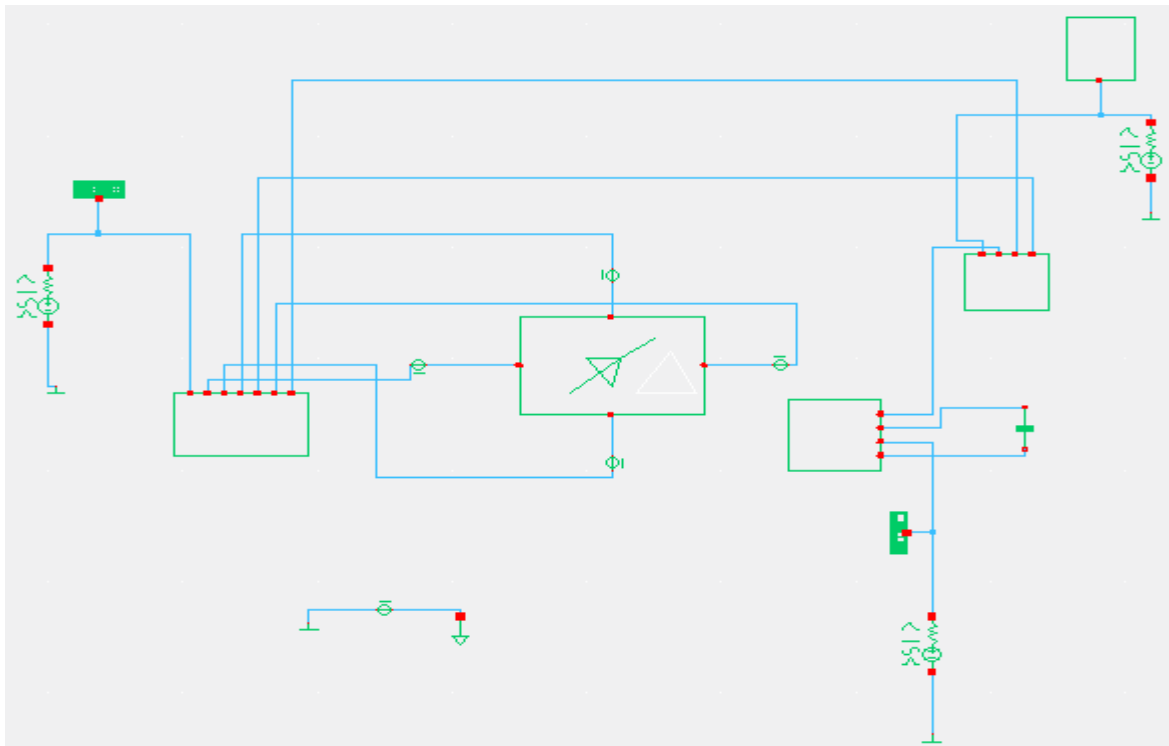


Σχήμα 5.12 – Το τελικό layout του ολοκληρωμένου C2TRAP1

Κεφάλαιο 6

Επίδοση του σχεδιασμένου παθητικού μίκτη

Στο παρόν κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν σε επίπεδο Layout. Στο Σχήμα 6.1 παρατίθεται το σχηματικό στο οποίο συμπεριλαμβάνονται τα παρασιτικά στοιχεία των ενεργών στοιχείων και τα .sNp αρχεία που προήλθαν από την λεπτομερή μοντελοποίηση κρίσιμων παθητικών στοιχείων στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM, όπως περιγράψαμε στο Κεφάλαιο 5. Σε κάθε διάγραμμα παρακάτω θα περιλαμβάνονται 2 γραφικές, η κίτρινη θα αντιστοιχεί στις επιδόσεις του μίκτη σε επίπεδο σχηματικού με ιδανικά παθητικά στοιχεία, όπως δόθηκε στο Σχήμα 4.8, και η κόκκινη στις επιδόσεις του μίκτη στο επίπεδο που δίνεται στο Σχήμα 6.1, επιπλέον όποιος σχολιασμός επίδοσης συνοδεύει τα γραφήματα, αφορά τις επιδόσεις του πραγματικού μίκτη, ο οποίος είναι τελικά αυτός που μας ενδιαφέρει. Η πλειοψηφία των προσομοιώσεων εκτελέστηκαν σε θερμοκρασία $\theta = 65^{\circ}\text{C}$, η οποία θα μπορούσε να είναι μία ρεαλιστική τιμή για τη διεξαγωγή των μετρήσεων μετά την υλοποίηση του μίκτη[8].



Σχήμα 6.1 –Σχηματικό διάγραμμα του παθητικού μίκτη με όλα τα πραγματικά στοιχεία προσομοιωμένα

Πριν προχωρήσουμε στην παρουσίαση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων, πρέπει πρώτα να ορίσουμε τις συνθήκες κάτω από τις οποίες γίνονται τόσο για την πραγματική όσο και για την ιδανική περίπτωση. Οι συνθήκες αυτές αφορούν τις συχνότητες (f_{LO} , f_{RF}) και τις ισχύς (p_{LO} , p_{RF}) της κάθε εισόδου του κυκλώματος, καθώς και την θερμοκρασία κάτω από την οποία εκτελέστηκαν οι προσομοιώσεις, και συνοψίζονται στον Πίνακα 6.1.

	<u>REAL</u>	<u>IDEAL</u>
RF Frequency (f_{RF})	145GHz	145GHz
LO Frequency (f_{LO})	135GHz	135GHz
RF input power (p_{RF})	-15dBm	-15dBm
LO input power (p_{LO})	10.5dBm	8.25dBm
Temperature (T)	65°C	65°C

Πίνακας 6.1 Συνθήκες κάτω από τις οποίες έλαβαν χώρα οι προσομοιώσεις

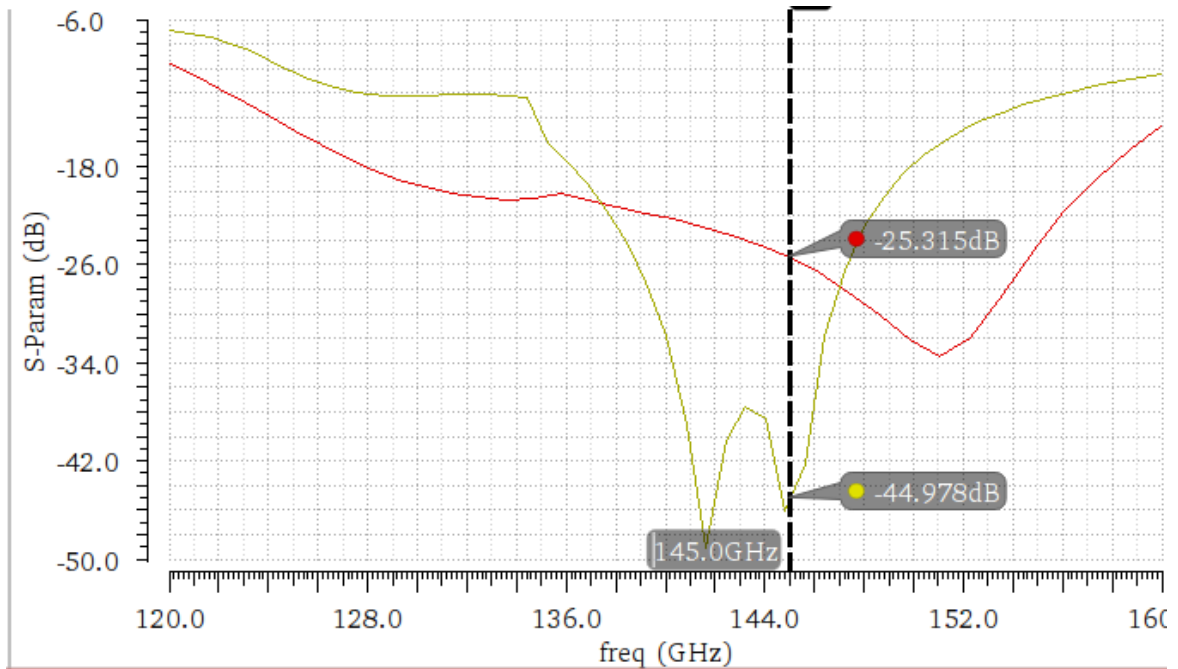
6.1 Αποτελέσματα προσομοίωσης S-Παραμέτρων

Όπως αναφέρθηκε και στην υποπαράγραφο 2.2.1, η προσαρμογή (matching) στις θύρες RF, LO και IF είναι μια εξαιρετικά σημαντική παράμετρος, προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη μεταφορά ισχύος τόσο στις εισόδους όσο και στην έξοδο του παθητικού μίκτη. Σε αντίθεση με τα κλασσικά γραμμικά κυκλώματα με σταθερό DC σημείο λειτουργίας (π.χ. ενισχυτές ισχύος) όπου μια απλή sr-ανάλυση είναι αρκετή για τον χαρακτηρισμό τους σε λειτουργία ασθενούς σήματος, στην περίπτωση ενός μίκτη μια τέτοια προσομοίωση δεν είναι αρκετή δεδομένου ότι πρόκειται για μη-γραμμικό κύκλωμα, δηλαδή με περιοδικά χρονικά μεταβαλλόμενο σημείο λειτουργίας.

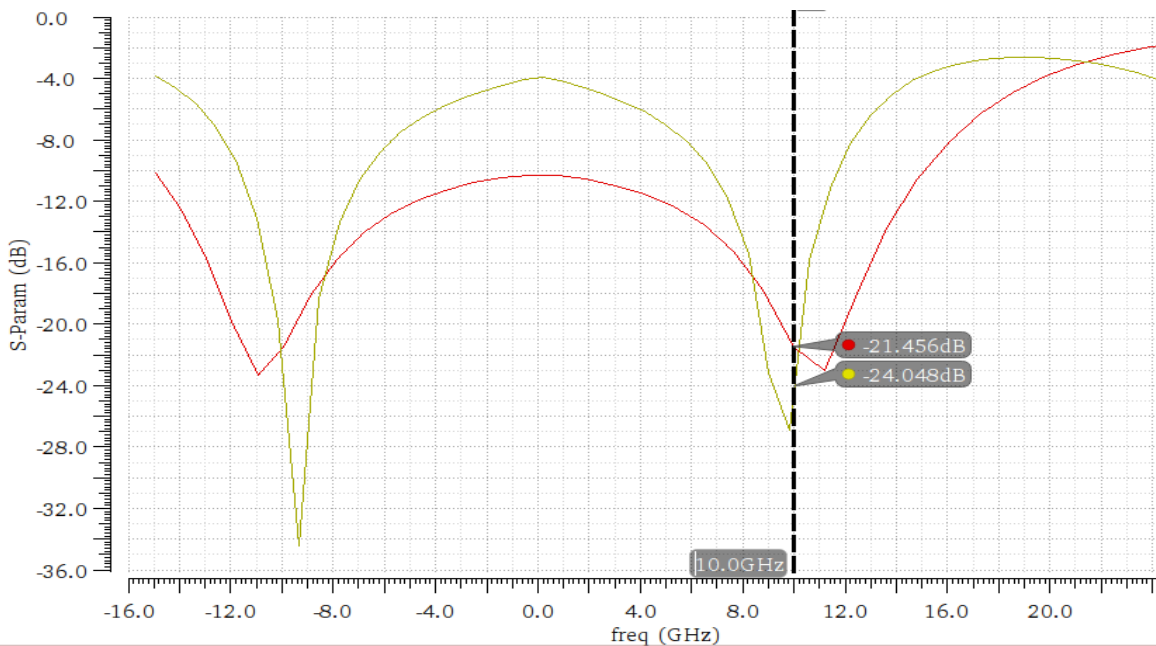
Το περιβάλλον του Virtuoso® της Cadence® παρέχει κατάλληλες προσομοιώσεις περιοδικών S-παραμέτρων (**hbSP** : harmonic balance s-parameters), οι οποίες αντιμετωπίζουν το κύκλωμα ως γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο. Η πρωταρχική διαφορά μεταξύ γραμμικών χρονικά μεταβαλλόμενων (LTV) δικτύων (δίκτυα που προέρχονται από κυκλώματα με χρονικά μεταβαλλόμενο σημείο λειτουργίας) και γραμμικών χρονικά αμετάβλητων (LTI) δικτύων (που προέρχονται από κυκλώματα με DC σημείο λειτουργίας) είναι πως τα LTV δίκτυα μετατοπίζουν τα σήματα ως προς την συχνότητα (που αποτελεί την βασική λειτουργία των μικτών.)

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 6.1, στο σχηματικό του μίκτη μας περιλαμβάνονται 3 ports. Η

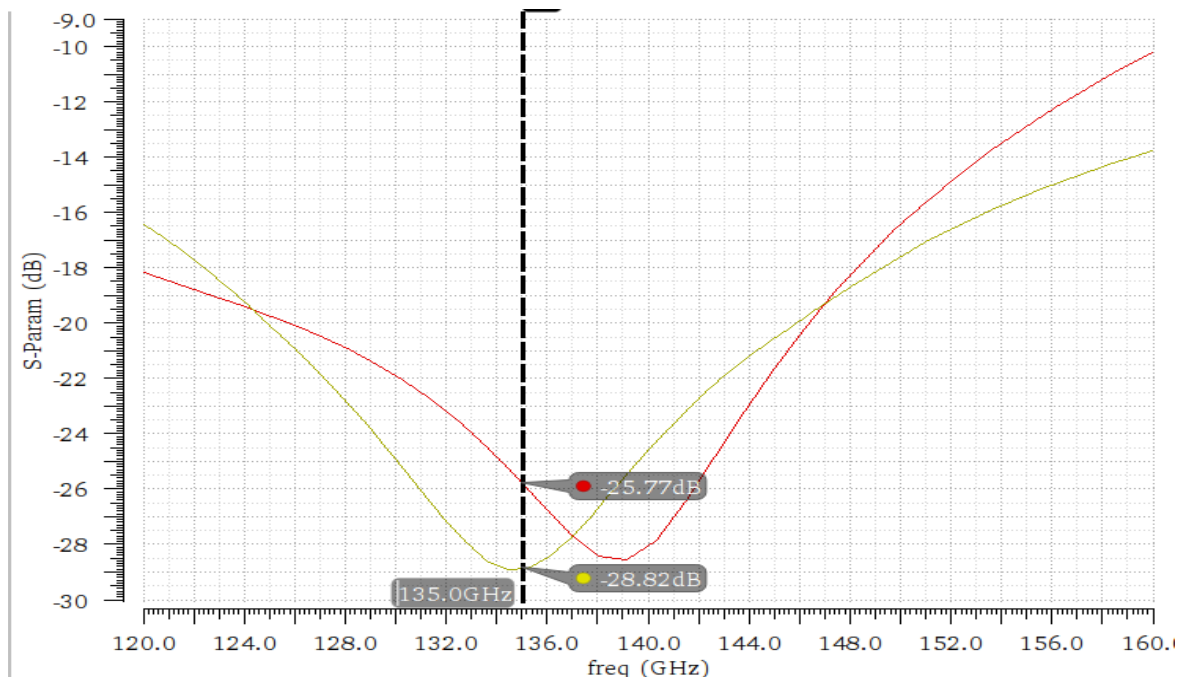
port1 αντιστοιχεί στην RF είσοδο, η port2 στην IF έξοδο και η port3 στην LO είσοδο. Στα Σχήματα 6.2, 6.3, 6.4 δίνονται οι γραφικές παραστάσεις των παραμέτρων S_{11} , S_{22} και S_{33} , αντίστοιχα, με την S_{11} παράμετρο να εκφράζει την προσαρμογή της RF εισόδου στα 50Ω, την S_{22} την προσαρμογή της IF εξόδου στα 50Ω και την S_{33} την προσαρμογή της LO εισόδου στα 50Ω.



Σχήμα 6.2 –Η παράμετρος S_{11} όπου επισημαίνεται η τιμή της στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 145GHz της RF θύρας



Σχήμα 6.3 –Η παράμετρος S_{22} όπου επισημαίνεται η τιμή της στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 10GHz της IF θύρας

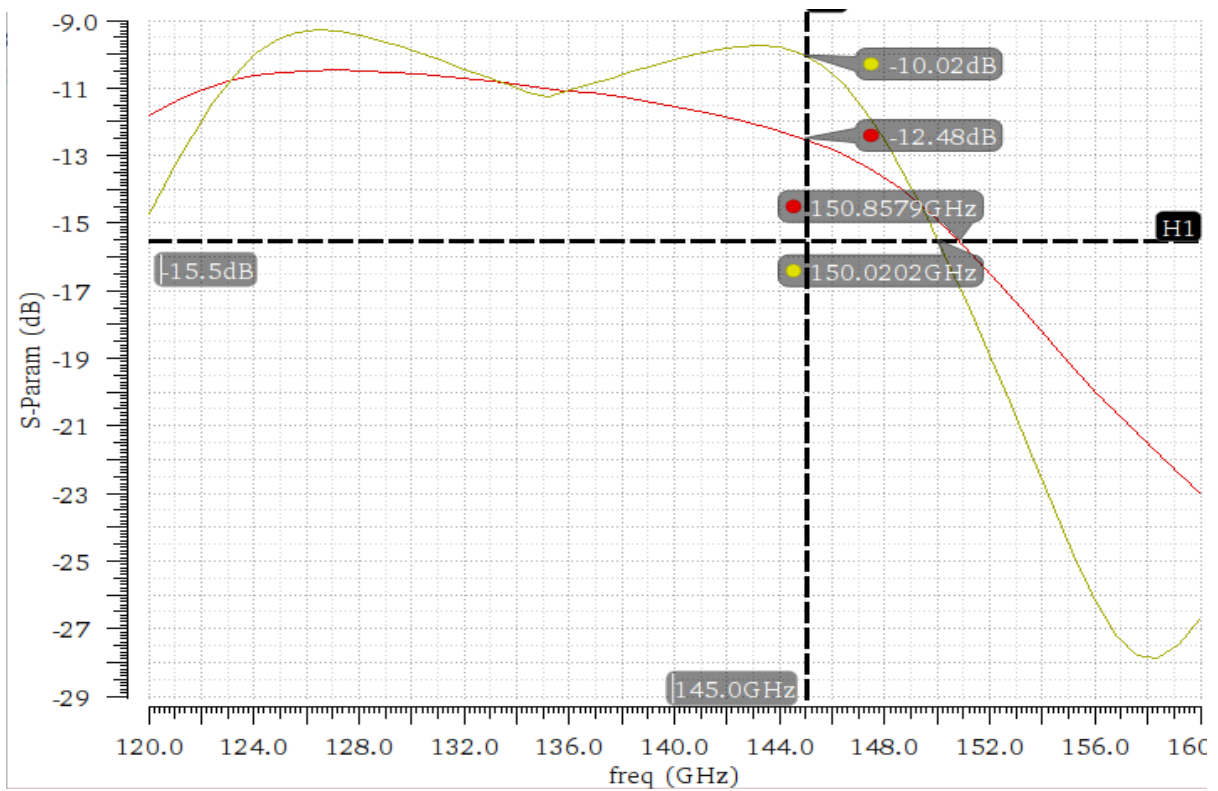


Σχήμα 6.4 – Η παράμετρος S_{33} όπου επισημαίνεται η τιμή της στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 135GHz της LO θύρας

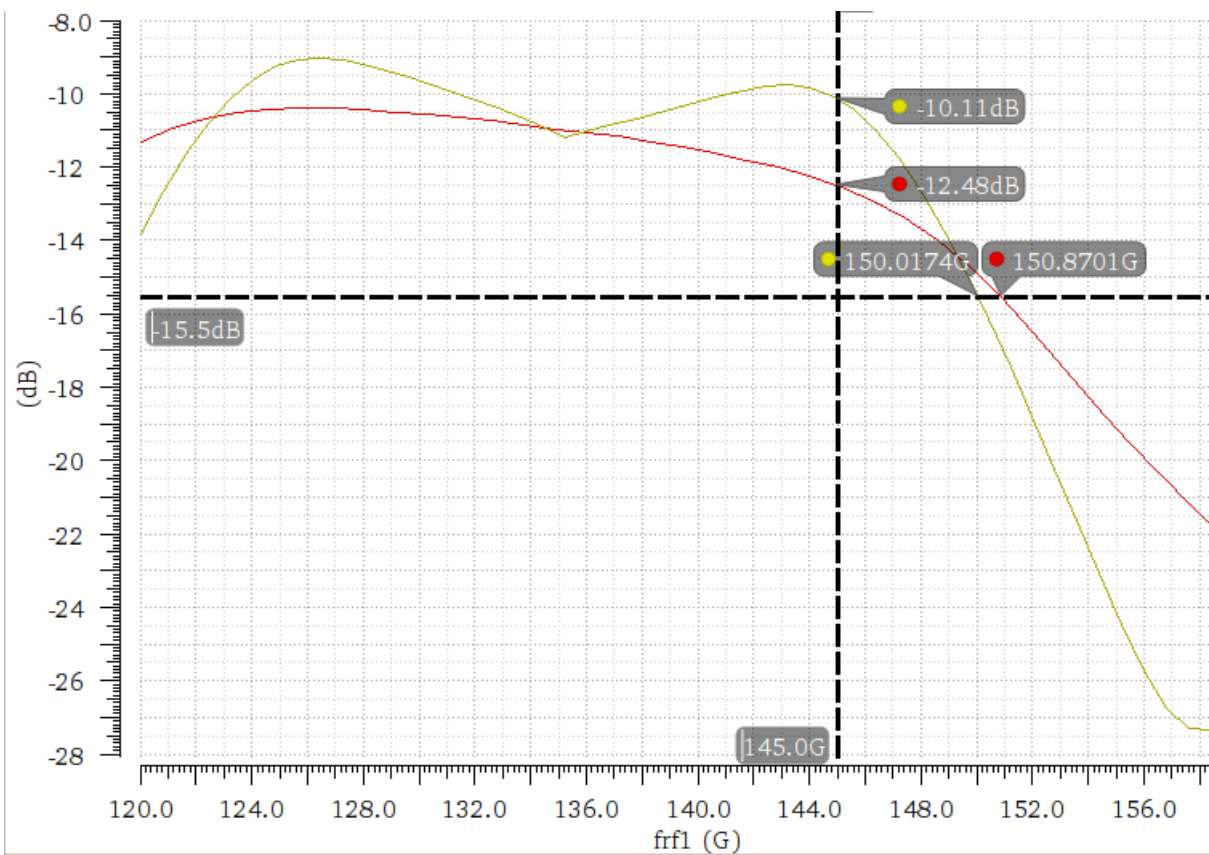
Για την κάθε γραφική παράσταση υπάρχει άξονας στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας της κάθε θύρας. Έτσι, για την RF θύρα έχουμε $S_{11} = -25.32\text{dB}$ στα 145GHz, για την IF θύρα έχουμε $S_{22} = -21.46\text{dB}$ στα 10GHz και για την LO θύρα $S_{33} = -25.77\text{dB}$ στα 135GHz.

Η παράμετρος S_{21} αντιπροσωπεύει τις απώλειες μετατροπής CG του παθητικού μίκτη. Συνεπώς από την γραφική της παράσταση βρίσκουμε τόσο τις απώλειες μετατροπής για RF σήμα εισόδου στα 145GHz, η οποία αποτελεί την κεντρική συχνότητα της σχεδίασής μας, όσο και το εύρος ζώνης (BandWidth) λειτουργίας του μίκτη. Στο Σχήμα 6.5 επισημαίνεται η τιμή της παραμέτρου S_{21} για τα 145GHz, όπου βλέπουμε πως $S_{21} = \text{CG} = -12.48\text{dB}$. Από το Σχήμα 6.5 μπορούμε να εξάγουμε, επίσης, το συμπέρασμα πως ο παθητικός μίκτης είναι αρκετά ευρυζωνικός με $\text{BW}_{-3\text{dB}} = [135, 150.86] \text{ GHz}$ στις RF συχνότητες, άρα με $\text{BW}_{-3\text{dB}} = [0, 15.86] \text{ GHz}$ στις IF συχνότητες.

Υπενθυμίζουμε πως $f_{\text{LO}} = 135\text{GHz}$ και πως οι συχνότητες κάτω των 135GHz αντιστοιχούν στο εύρος των image rejection συχνοτήτων και άρα θεωρούνται μη-αξιοποιήσιμες. Η γραφική της παραμέτρου S_{21} μπορεί να επαληθευτεί και με μία harmonic balance προσομοίωση, μεταβάλλοντας την τιμή της παραμέτρου f_{RF} της RF πόρτας εισόδου, εξάγοντας το διάγραμμα Power Gain Vs f_{RF} (Σχήμα 6.6). Είναι εμφανές πως τα διαγράμματα των Σχημάτων 6.5 & 6.6 ταυτίζονται πλήρως.



Σχήμα 6.5 –Η γραφική παράσταση της παραμέτρου S_{21}

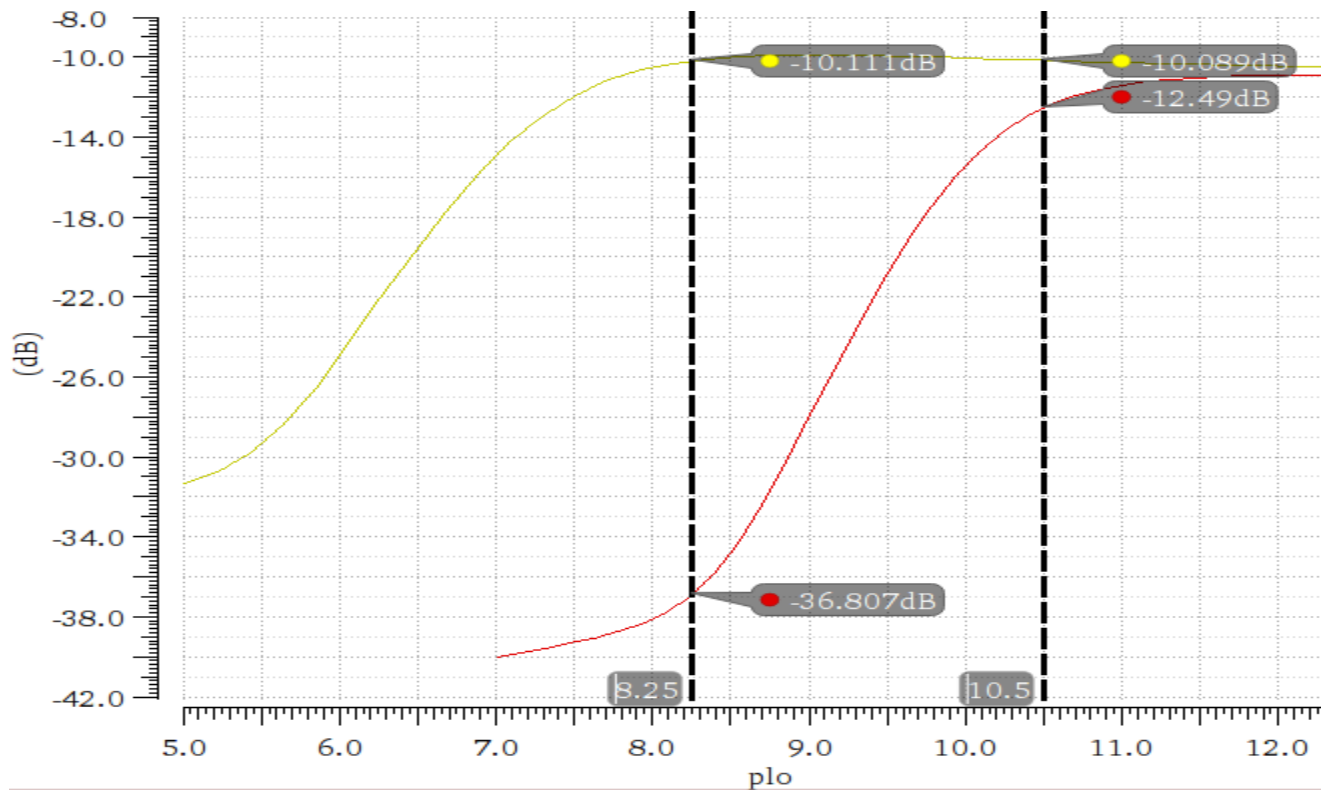


Σχήμα 6.6 –Η γραφική παράσταση Power Gain Vs frf

6.2 Προσομοιώσεις Harmonic Balance για την εξαγωγή των διαγραμμάτων των απωλειών μετατροπής

Για όλες τις harmonic balance (hb) προσομοιώσεις που ακολουθούν για το ισχυρό/μεγάλο σήμα (large signal) LO ορίζουμε την συμβολή 10 αρμονικών, ενώ για το ασθενές/μικρό σήμα (small signal) RF ορίζουμε την συμβολή 3 αρμονικών. Η hb υπολογίζει την μη-γραμμικότητα στο πεδίο συχνοτήτων ως μία σειρά αρμονικών. Στην παρούσα ενότητα εξάγουμε την γραφική παράσταση των απωλειών μετατροπής (conversion loss- CL) μέσω hb προσομοιώσεων παραμετροποιώντας κάθε φορά κάποιο άλλο μέγεθος (f_{RF} , p_{LO} , p_{RF}).

Το διάγραμμα του CL μεταβάλλοντας την συχνότητα της RF εισόδου f_{RF} δόθηκε στο Σχήμα 6.6 από το οποίο εξάγουμε το conversion loss στην κεντρική συχνότητα σχεδίασης $f_{RF}=145\text{GHz}$ (άρα $f_{IF}=10\text{GHz}$ για $f_{LO}=135\text{GHz}$) και το -3dB εύρος ζώνης λειτουργίας του παθητικού μίκτη. Στο Σχήμα 6.7 δίνεται το διάγραμμα του conversion loss μεταβάλλοντας την ισχύ της LO εισόδου p_{LO} (LO pumping power). Βάσει αυτού του διαγράμματος ορίζουμε ποιά πρέπει να είναι το επίπεδο ισχύος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή.

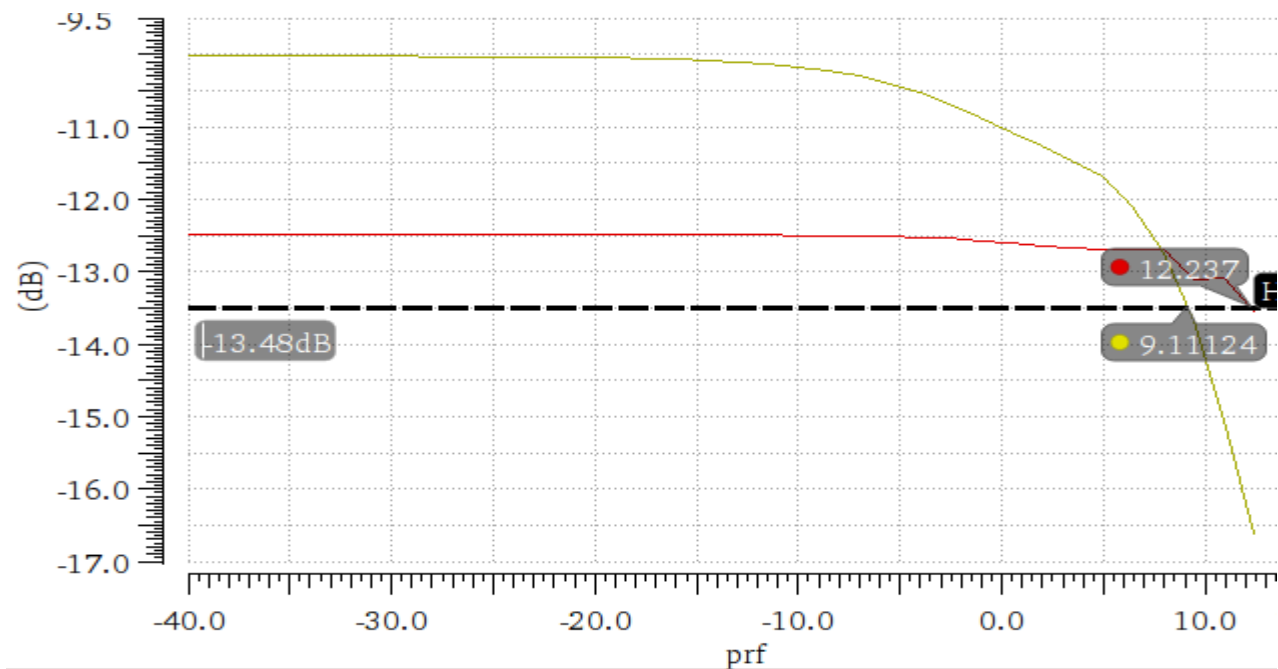


Σχήμα 6.7 –Η γραφική παράσταση CL Vs p_{LO}

Όπως προειπώθηκε στην Ενότητα 2.4, στην οποία αναλύσαμε τον τρόπο λειτουργίας της επιλεχθείσας τοπολογίας, η επιλογή του κατάλληλου επιπέδου της LO pumping power είναι

ζωτικής σημασίας για την εξασφάλιση της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος, καθώς οι 4 διόδοι, οι οποίες πραγματοποιούν την ζητούμενη μίξη, συμπεριφέρονται σαν διακόπτες, οι οποίοι ανοιγοκλείνουν βάσει της πολικότητας και του επιπέδου ισχύος του τοπικού ταλαντωτή αποκλειστικά, εφόσον δεν υπάρχει εξωτερική πόλωση, συνεπώς ούτε εξωτερική πηγή για την κατανάλωση της απαιτούμενης ισχύος για το ανοιγόκλειμα των 4 διόδων. Στο Σχήμα 6.7 επισημαίνεται με κάθετο άξονα το επιλεγθέν επίπεδο της p_{LO} ($p_{LO}=10.5\text{dBm}$), το οποίο προτιμήθηκε καθώς ακριβώς σε αυτό το επίπεδο οι απώλειες μετατροπής παίρνουν την ελάχιστη τιμή τους και περαιτέρω αύξηση στα επίπεδα LO ισχύος δεν οδηγεί σε κάποια ουσιαστική παραπάνω μείωση των απωλειών μετατροπής.

Στο Σχήμα 6.8 δίνεται το διάγραμμα του conversion loss μεταβάλλοντας την ισχύ της RF εισόδου, στο οποίο επισημαίνεται μέσω οριζόντιου άξονα το σημείο συμπίεσης 1dB, δηλαδή το σημείο στο οποίο θεωρούμε πως η ισχύς εισόδου αυξάνεται πέραν του γραμμικού εύρους, φτάνοντας σε επίπεδα μεγάλου σήματος. Η χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου από την οποία εξάγουμε συνήθως την τιμή του P1dB, πέραν του οποίου εισερχόμαστε στην περιοχή του κορεσμού, δίνεται στην Ενότητα 6.3, όπου παρουσιάζονται οι τελικές γραφικές παραστάσεις των 2 βασικών μεγεθών που χρησιμοποιούνται για τον χαρακτηρισμό της γραμμικότητας του μίκτη, τα οποία ορίστηκαν στην υποενότητα 2.2.4.

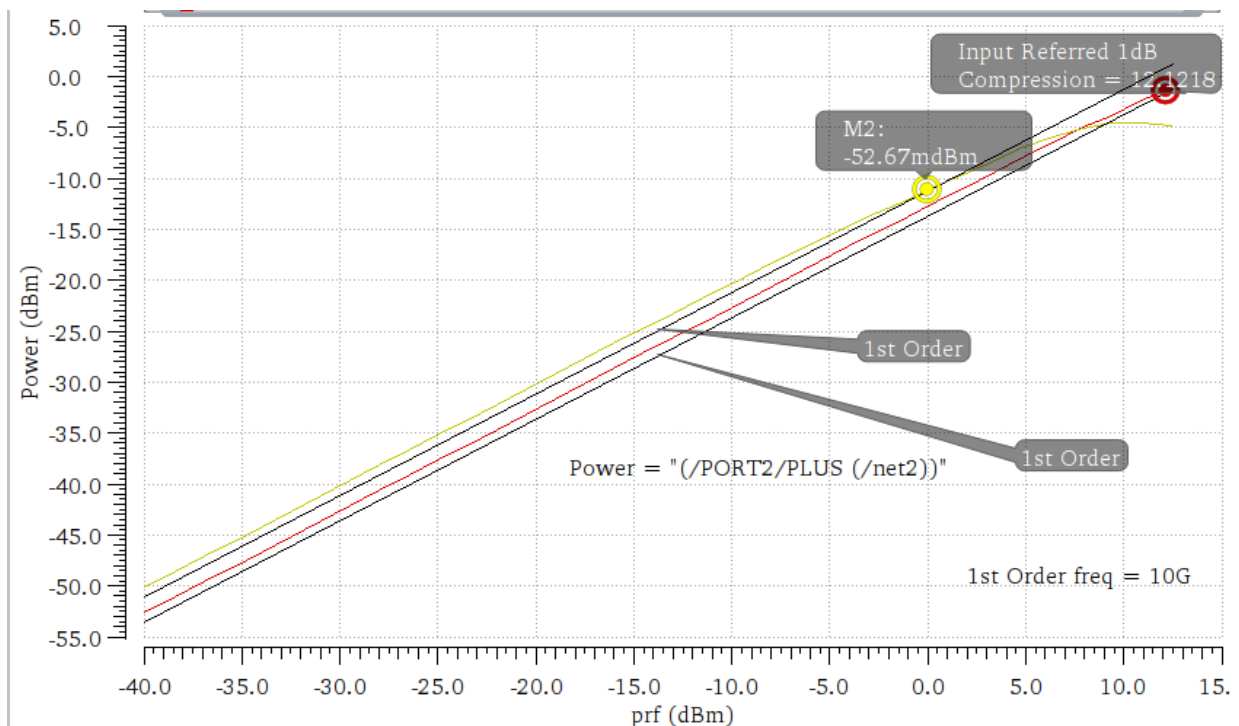


Σχήμα 6.8 – Η γραφική παράσταση CL Vs prf

6.3 Αποτελέσματα προσομοιώσεων Harmonic Balance για την γραμμικότητα και την εικόνα θορύβου του μίκτη

Όπως παρουσιάστηκε στην Ενότητα 2.2, δύο από τις βασικότερες παραμέτρους επίδοσης ενός μίκτη είναι η γραμμικότητα (linearity) και η εικόνα θορύβου (noise figure, NF). Οι γραφικές παραστάσεις των παραμέτρων αυτών και οι τιμές τους στις συχνότητες ενδιαφέροντος δίνονται παρακάτω.

Στα Σχήματα 6.9 & 6.11 δίνονται οι γραφικές παραστάσεις των 2 βασικών μεγεθών που χρησιμοποιούνται για τον χαρακτηρισμό της γραμμικότητας ενός μίκτη. Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 6.9 απεικονίζεται η χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου κι επισημαίνεται η ισχύς εισόδου στο 1dB σημείο συμπίεσης (input referred compression point), η οποία ισούται με **IP_{1dB}=12.03dBm**. Το συγκεκριμένο διάγραμμα προκύπτει από hb προσομοίωση στην οποία παραμετροποιούμε την ισχύ της RF εισόδου p_{RF} .



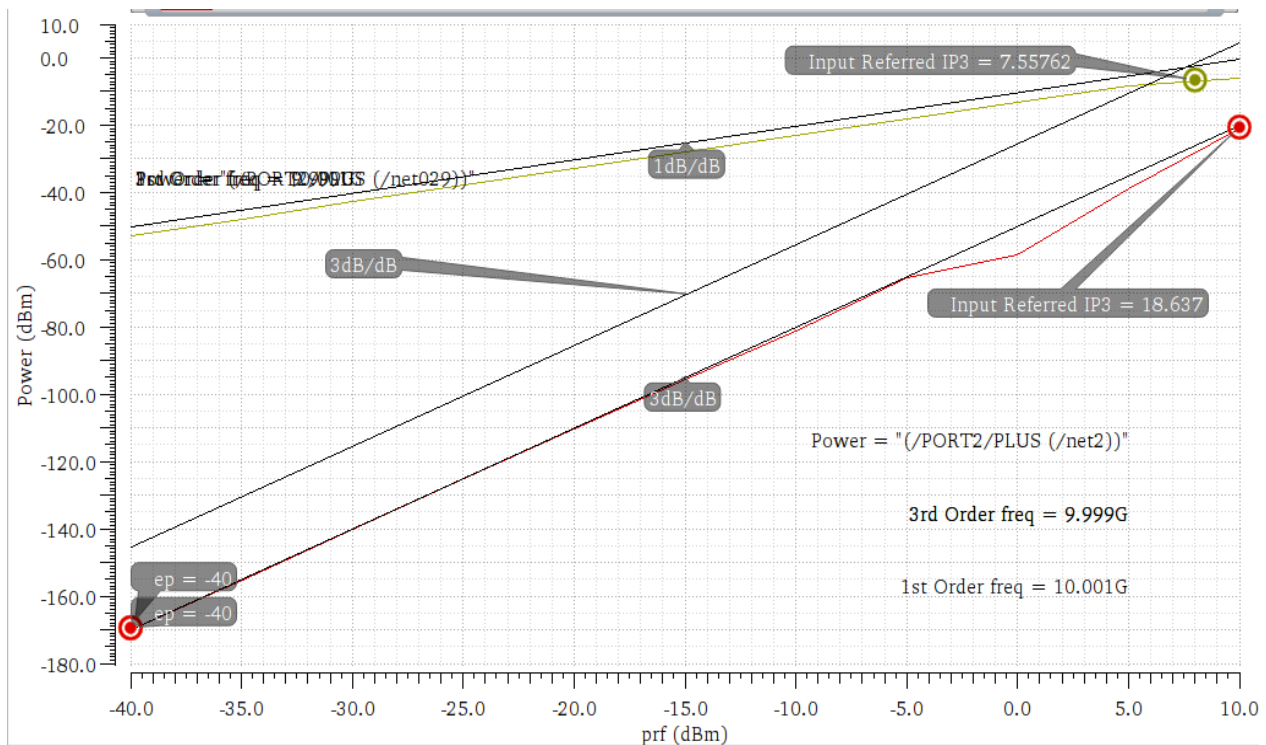
Σχήμα 6.9 – Η γραφική παράσταση p_{IF} Vs p_{RF} , όπου επισημαίνεται το IP_{1dB}

Η προσομοίωση για την μέτρηση της παραμόρφωσης λόγω του φαινομένου την ενδοδιαμόρφωσης 3ης τάξης είναι μία από τις σημαντικότερες μετρικές γραμμικότητας ενός μίκτη στις χιλιοστομετρικές συχνότητες λειτουργίας. Υπενθυμίζουμε ότι η παραμόρφωση λόγω του φαινομένου της ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης περιγράφει το λόγο σε dB μεταξύ των θεμελιωδών τόνων και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3ης τάξης.

Για την προσομοίωση του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης, εισάγουμε στην RF θύρα εισόδου του σχεδιασμένου μίκτη δύο τόνους με την ίδια ισχύ και με διαφορά 100 MHz. Λαμβάνοντας υπόψιν και τον LO τόνο, στην ουσία πραγματοποιούμε μια 3-tone hb analysis. Για να γίνει πιο κατανοητό το συγκεκριμένο σημείο, στο Σχήμα 6.10 παραθέτουμε τον ορισμό της RF port στο περιβάλλον Virtuoso® της Cadence® για την συγκεκριμένη προσομοίωση.

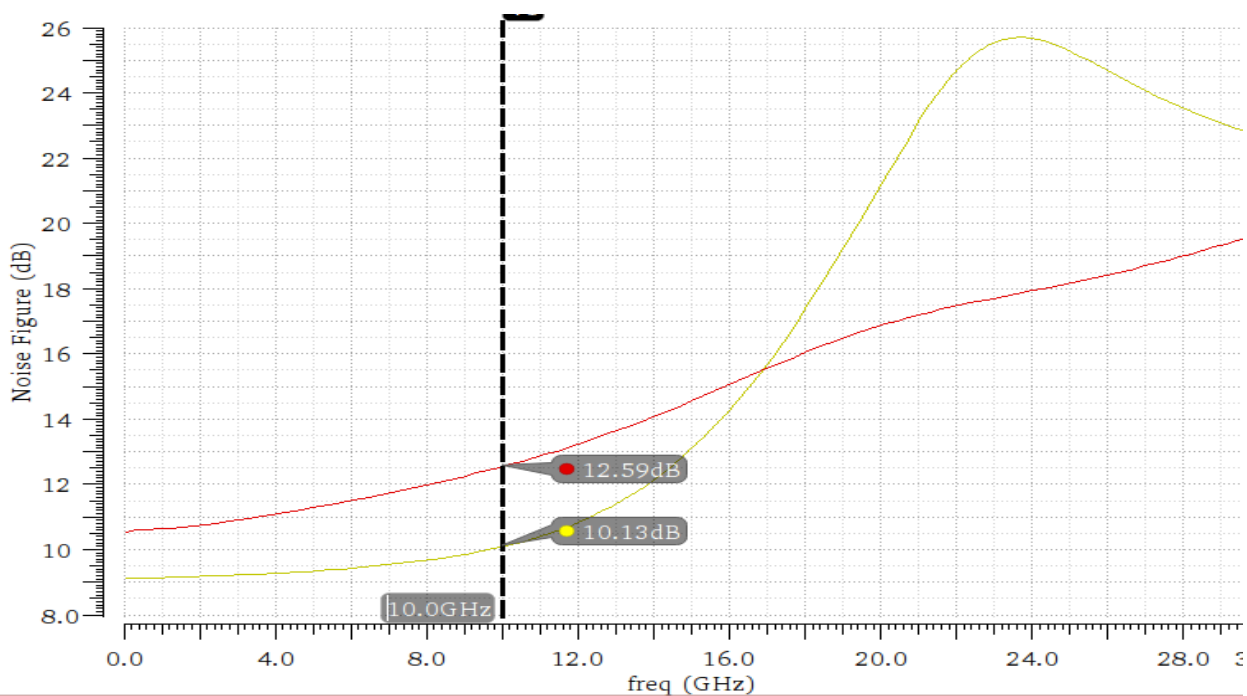
Σχήμα 6.10 – Η RF port για την πραγματοποίηση της 2 tone analysis

Πραγματοποιούμε ξανά hb προσομοίωση παραμετροποιώντας την ισχύ της RF εισόδου P_{RF} . Το διάγραμμα του Σχήματος 6.11 προκύπτει από την παραπάνω προσομοίωση και από το οποίο παίρνουμε πως **IP₃=18.64dBm**, όπου IP₃: Input referred Third Order Intercept Point.



Σχήμα 6.11 – Μέτρηση παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης, όπου επισημαίνεται το IIP_3

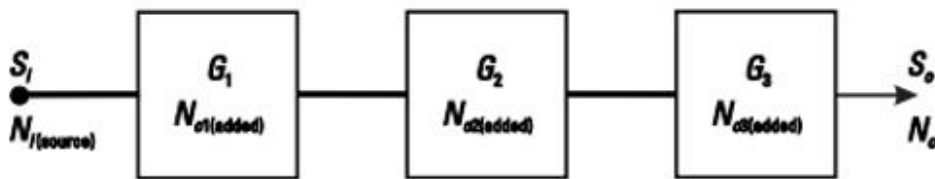
Τέλος, για την εξαγωγή της γραφικής παράστασης της εικόνας θορύβου (noise figure, NF) χρειάζονται 2 ταυτόχρονες προσομοιώσεις: μία hb για το ισχυρό LO σήμα και μία hbnoise, η οποία θεωρείται προσομοίωση ασθενούς σήματος. Από το Σχήμα 6.12 προκύπτει πως το noise figure στην συχνότητα ενδιαφέροντος είναι **NF=12.59dB**.



Σχήμα 6.12 – Η γραφική παράσταση NF Vs f_{IF}

Πρέπει, ωστόσο, να λαμβάνουμε πάντα υπόψιν πως ο θόρυβος που προσθέτει ο μίκτης σε μια τηλεπικοινωνιακή αλυσίδα μετριάζεται από το κέρδος του LNA (και γενικά όλων των στοιχείων που προηγούνται του μίκτη) όπως προκύπτει και από την εξίσωση του Σχήματος 6.13, στην οποία δίνεται ο συνολικός παράγοντας θορύβου (noise factor, F) μιας αλυσίδας στοιχείων συνδεδεμένων σε σειρά. Έτσι, αν ο LNA που προηγείται του παθητικού μίκτη στην αλυσίδα του δέκτη έχει κέρδος π.χ. 20dB, τότε το NF που προσθέτει ο μίκτης στην αλυσίδα του δέκτη είναι:

$$\frac{NF_2 - 1}{G_1} = \frac{12.59 - 1}{20} = 0.58dB$$



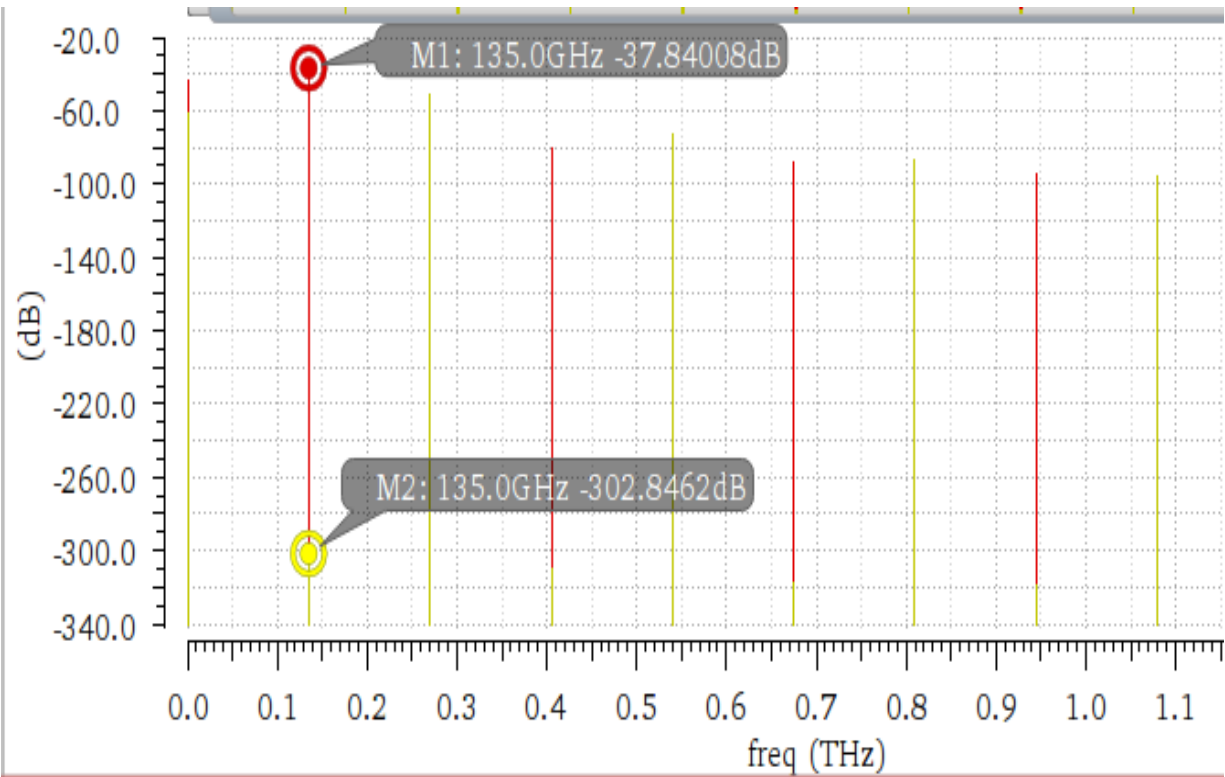
$$F = \frac{N_o(\text{total})}{N_o(\text{source})} = 1 + \frac{N_{o1(\text{added})}}{N_{i(\text{source})} G_1} + \frac{N_{o2(\text{added})}}{N_{i(\text{source})} G_1 G_2} + \frac{N_{o3(\text{added})}}{N_{i(\text{source})} G_1 G_2 G_3}$$

$$= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} \quad (2.35)$$

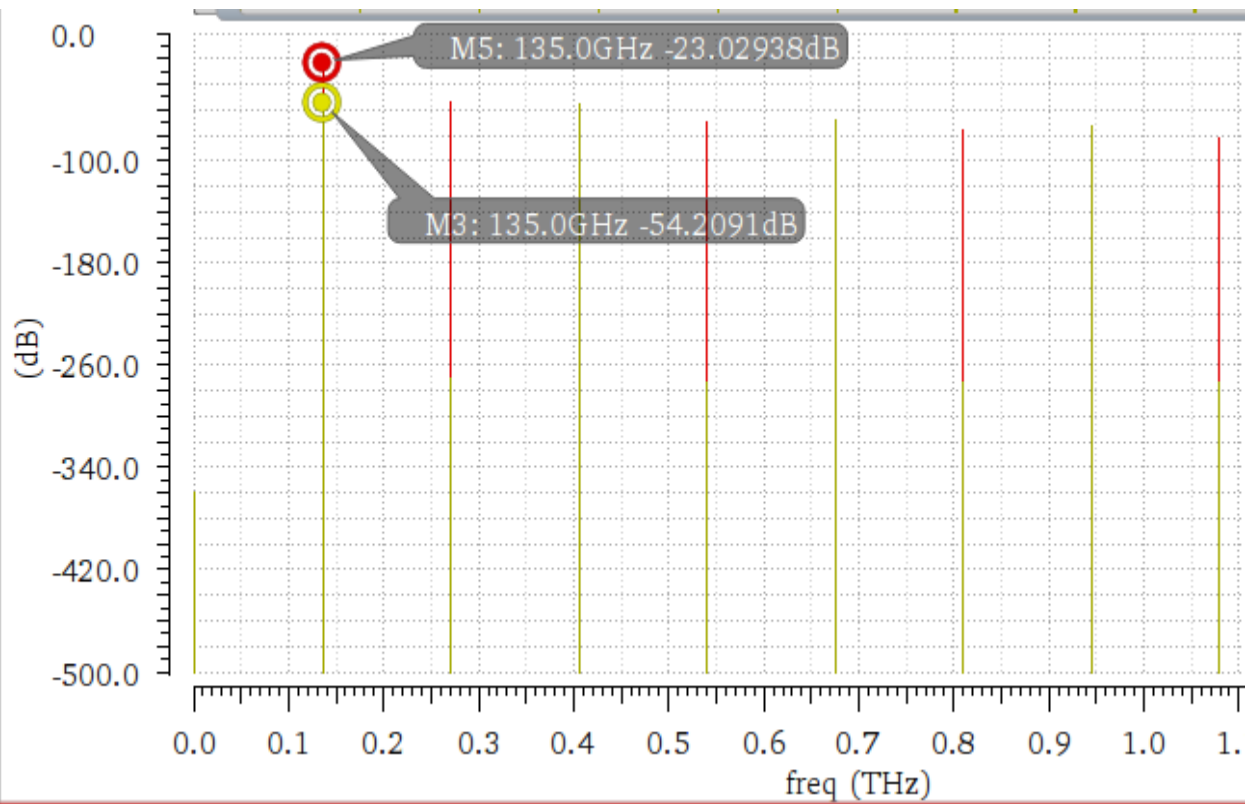
Σχήμα 6.13 – Ο συνολικός παράγοντας θορύβου (noise factor, F) μιας αλυσίδας στοιχείων συνδεδεμένων σε σειρά

6.4 Αποτελέσματα προσομοιώσεων Harmonic Balance για την απομόνωση μεταξύ των θυρών

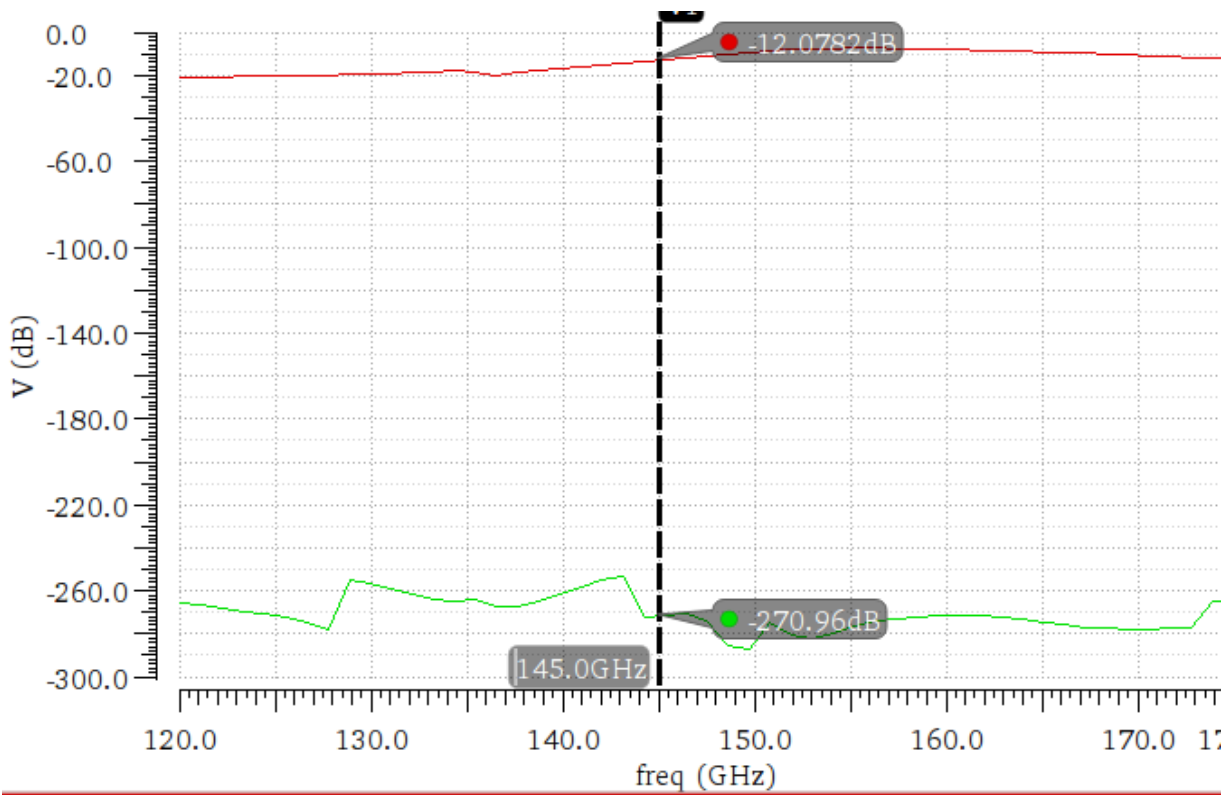
Στις βασικές παραμέτρους επίδοσης ενός μίκτη, όπως παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 2.2, συμπεριλήφθηκε και η απομόνωση μεταξύ των 3 θυρών (Port-to-Port Isolation). Παρακάτω δίνονται οι γραφικές των LO-to-IF Isolation, LO-to-RF Isolation, RF-to-IF Isolation και RF-to-LO Isolation, οι οποίες προκύπτουν από τον συνδυασμό 2 προσομοιώσεων. Πιο συγκεκριμένα, μιας hb προσομοίωσης εφαρμόζοντας το σήμα το οποίο προκαλεί την μετατροπή της συχνότητας (LO) και ακολουθείται από μία hbac (Harmonic balance AC) προσομοίωση για τα ασθενή σήματα εισόδου RF κι εξόδου IF. Στόχος μας είναι η ελαχιστοποίηση της διαρροής-επικοινωνίας μεταξύ των 3 θυρών. Όπως προκύπτει από τις γραφικές παραστάσεις των Σχημάτων 6.14 έως 6.17 για τις ζεύξεις μεταξύ των θυρών έχουμε : **LO-to-IF Isolation= -37.84dB**, **LO-to-RF Isolation= -23.03dB**, **RF-to-IF Isolation= -12.08dB** και **RF-to-LO Isolation= -26.48dB**.



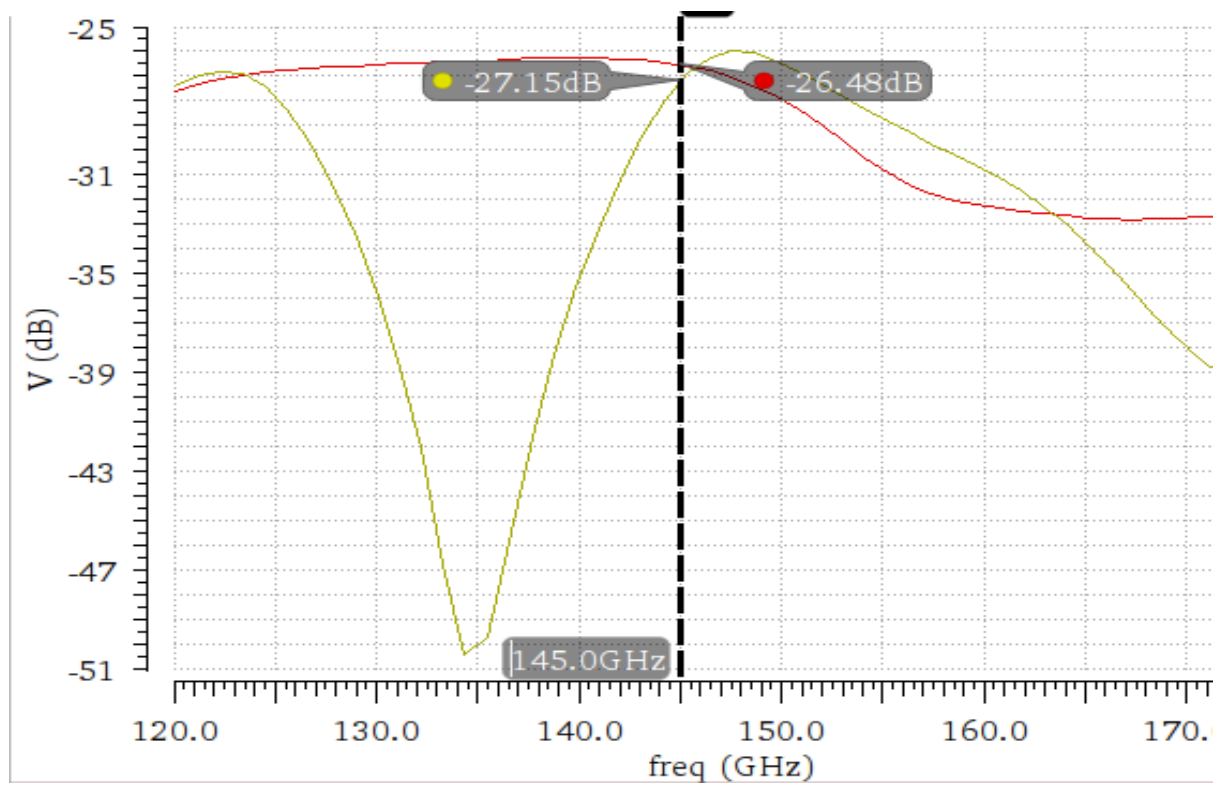
Σχήμα 6.14 – LO-to-IF Isolation



Σχήμα 6.15 – LO-to-RF Isolation



Σχήμα 6.16 – RF-to-IF Isolation



Σχήμα 6.17 – RF-to-LO Isolation

6.5 Σύνοψη αποτελεσμάτων & Πίνακας σύγκρισης

Στον Πίνακα 6.2 συνοψίζουμε τα αποτελέσματα όλων των προσομοιώσεων που αναλύθηκαν προηγουμένως, προκειμένου να έχουμε μία μακροσκοπική άποψη για τον σχεδιασμένο παθητικό μίκτη, που αποτέλεσε κύριο αντικείμενο της παρούσας διατριβής. Όλες οι παρακάτω τιμές προέκυψαν από προσομοιώσεις που έλαβαν χώρα κάτω από τις συνθήκες που συνοψίζονται στον Πίνακα 6.1 (βλέπε σελ.80).

S_{11} @145GHz (RF input)	-25.31dB
S_{22} @10GHz (IF output)	-21.46dB
S_{33} @135GHz (LO input)	-25.77dB
RF BW _{-3dB}	[135,150.86] GHz
IF BW _{-3dB}	[0,15.86] GHz
CL @145GHz	-12.48dB
IP _{1dB}	12.03dBm
IIP ₃	18.64dBm
NF @10GHz	12.59dB
LO-to-IF Isolation	-37.84dB
LO-to-RF Isolation	-23.03dB
RF-to-IF Isolation	-12.08dB
RF-to-LO Isolation	-26.48dB
Chip size	483μm × 310μm

Πίνακας 6.2 Συνοπτικός πίνακας των τελικών επιδόσεων του παθητικού μίκτη

Ο Πίνακας 6.3 είναι ένας πίνακας σύγκρισης της επίδοσης του παρόντος παθητικού μίκτη και ορισμένων σύγχρονων κατασκευασμένων παθητικών μικτών της ίδιας τοπολογίας (diode ring mixer). Η σύγκριση ίσως να μην είναι ιδιαίτερα δόκιμη λόγω των διαφορετικών

συχνότητων λειτουργίας και των διαφορετικών τεχνολογιών υλοποίησης των προϋπάρχοντων μικτών, αλλά μετά από ενδελεχή βιβλιογραφική έρευνα προέκυψε το συμπέρασμα πως δεν υπάρχουν δημοσιευμένοι μίκτες της συνδεσμολογίας diode ring στις συχνότητες ενδιαφέροντος.

	Technology	Mixing device	RF Band (GHz)	Conversion loss (dB)	LO power level (dBm)	LO-IF Isolation(dB)	LO-RF Isolation (dB)	IP1dB (dBm)	IIP3 (dBm)
(15)	0.15um GaAs ρHEMT	ρHEMT Diode	[40,50]	[-9.2,-11.9]	+15	-	33	-	+12.6
(16)	0.25 um GaAs ρHEMT	Schottky diode	[3,10]	-12	+16	18	30	18	27
(17)	microstrip SiC MMIC	Schottky diode	[2,4]	[-13,-16]	+22	30	7	23	38.3
(18)	in-house monolithic circuits (MMIC) process	Graphene-diode	[6,12]	-10	15	25	25	-	-
(19)	0.15 um ρHEMT process	ρHEMT Diode	[16,40]	[-8,-13]	14	[27,44]	[35,50]	14	-
(26)	0.25μm SiGe HBT process	HBT diode	[7,12]	-9.8	15	55	40	12	-
This work	0.13um SiGe BiCMOS Process	HBT diode	[135,148.35]	-12.48	10.5	37.84	23.03	12.03	18.7

Πίνακας 6.3 Πίνακας σύγκρισης των επιδόσεων του παρόντος μίκτη και σύγχρονων κατασκευασμένων παθητικών μικτών της ίδιας τοπολογίας

Μέσω του Πίνακα 6.3 καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η παρούσα σχεδίαση του παθητικού μίκτη είναι σαφώς ανταγωνιστική και πολύ κοντά, ίσως και καλύτερη σε ορισμένες μετρικές, σε υπάρχοντα δημοσιευμένα κυκλώματα, τουλάχιστον σε επίπεδο προσομοιώσεων.

Ο Πίνακας 6.4 ουσιαστικά αποτελεί την ένωση των Πινάκων 4.1 και 6.2, με σκοπό την σύγκριση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων των παραμέτρων επίδοσης του παθητικού μίκτη σε επίπεδο ιδανικού σχηματικού και σε πραγματικό επίπεδο ύστερα από τις κατάλληλες EM προσομοιώσεις κι εξαγωγές παρασιτικών αντιστάσεων, αυτεπαγωγών, χωρητικοτήτων και αμοιβαίων επαγωγών των μετάλλων των διασυνδέσεων των transistors (RLCk extraction). Όπως μπορούμε να διακρίνουμε, υπάρχουν σημαντικές διαφορές στις μετρικές επίδοσης του μίκτη πριν και μετά τις EM προσομοιώσεις και τις parasitic εξαγωγές.

Σε αυτό το σημείο κρίνεται απαραίτητο να επισημάνουμε την κρισιμότητα του να προσομοιώσουμε τα παθητικά στοιχεία ενός κυκλώματος σε κάποιον EM simulator, καθώς και η εξαγωγή των παρασιτικών αντιστάσεων, αυτεπαγωγών, χωρητικοτήτων και αμοιβαίων επαγωγών των μετάλλων των διασυνδέσεων για να έχουμε μια πιο λεπτομερή, ακριβή και κυρίως πιο ρεαλιστική εικόνα της επίδοσης του εκάστοτε κυκλώματος προς σχεδίαση, κυρίως όταν σχεδιάζουμε στην ζώνη των sub-THz συχνοτήτων. Με την αύξηση της απόδοσης (υψηλότερες συχνότητες), της πυκνότητας (μικρότερο feature size), της πολυπλοκότητας και των επιπέδων ολοκλήρωσης (levels of integration) των κυκλωμάτων στα deep submicrometer designs (DSM), η μοντελοποίηση των παρασιτικών των διασυνδέσεων γίνεται όλο και πιο σημαντική. Οι επιπτώσεις λόγω των διασυνδέσεων σ' ένα κύκλωμα μπορεί να είναι η αύξηση κατανάλωσης ενέργειας, καθυστέρησης και θορύβου. Συνεπώς οφείλουμε να συνυπολογίσουμε την επίδραση των διασυνδέσεων στην επίδοση του κυκλώματος.

Επισημαίνεται η κρισιμότητα μοντελοποίησης των παρασιτικών κυρίως για τα μέταλλα διασυνδέσεων πάνω από τα ημιαγώγιμα στοιχεία (δίοδοι, transistors κ.λ.π.) του κυκλώματος, τα οποία δεν μπορούν να προσομοιωθούν στο Sonnet EM. Η εξαγωγή των παρασιτικών αυτών είναι ζωτικής σημασίας ώστε να έχουμε μια πιο αντιπροσωπευτική εικόνα της συμπεριφοράς του κυκλώματος, ειδικά σε πολύ υψηλές ζώνες σχεδίασης, όπως η D ζώνη, ζώνη σχεδίασης του παθητικού μίκτη, όπου οι διαστάσεις των παθητικών στοιχείων είναι μικροσκοπικές και πλέον συγκρίσιμες με τις διαστάσεις (μήκος, πλάτος) των μετάλλων διασύνδεσης των transistors. Ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δοθεί στον σωστό διαχωρισμό μεταξύ των μοντέλων των εσωτερικών παρασιτικών χωρητικοτήτων των transistors (οι οποίες περιλαμβάνονται στα μοντέλα της βιβλιοθήκης της τεχνολογίας B11HFC) και των παρασιτικών χωρητικοτήτων των μετάλλων των διασυνδέσεων των ακροδεκτών των transistors με το υπόλοιπο κύκλωμα. Τα όρια μεταξύ τους είναι δυσδιάκριτα και υπάρχει κίνδυνος να παραληφθεί ή να ληφθεί υπόψιν 2 φορές κάποια παρασιτική χωρητικότητα.

Τέλος, πρέπει να τονισθεί ότι όσο αυξάνονται οι συχνότητες σχεδίασης τόσο πιο έντονες είναι οι επιπτώσεις στις επιδόσεις των κυκλωμάτων από την παρασιτική σύζευξη, χωρητική ή επαγωγική, μεταξύ γειτονικών στοιχείων, ιδιαίτερα όταν τοποθετούνται όσο το δυνατόν πλησιέστερα το ένα στο άλλο, με στόχο την ελαχιστοποίηση του εμβαδού του chip. Έτσι, ιδιαίτερα για την σχεδίαση σε sub-THz συχνότητες, όπως στην περίπτωση μας, κρίνεται αναγκαίο να προσομοιώνονται στον εκάστοτε EM Simulator όσο το δυνατόν περισσότεροι συνδεδεμένοι components μαζί, παρά ένας-ένας ξεχωριστά (π.χ. ένας πυκνωτής μόνος του ή μία

γραμμή μεταφοράς μόνη της) με στόχο τον συνυπολογισμό του μεταξύ τους coupling.

	<u>REAL</u>	<u>IDEAL</u>
S_{11} @145GHz (RF input)	-25.31dB	-45dB
S_{22} @10GHz (IF output)	-21.46dB	-24dB
S_{33} @135GHz (LO input)	-25.77dB	-28.8dB
RF BW _{-3dB}	[135,150.86] GHz	[135,148.35]GHz
IF BW _{-3dB}	[0,15.86] GHz	[0,13.35]GHz
CL @145GHz	-12.48dB	-10dB
IP _{1dB}	12.03dBm	-0.28dBm
IIP ₃	18.64dBm	7.56dBm
NF @10GHz	12.59dB	10.13dB
LO-to-IF Isolation	-37.84dB	-299dB
LO-to-RF Isolation	-23.03dB	-54.07dB
RF-to-IF Isolation	-12.08dB	-166.73dB
RF-to-LO Isolation	-26.48dB	-27.15dB
Chip size	483 μ m × 310 μ m	-

Πίνακας 6.4 Πίνακας σύγκρισης των επιδόσεων του παρόντος μίκτη σε επίπεδο ιδανικού σχηματικού και σε πραγματικό επίπεδο

Κεφάλαιο 7

Συμπεράσματα, εφαρμογές και μελλοντική εργασία

Σε αυτήν την εργασία, υλοποιήσαμε έναν διπλά εξισορροπημένου, ευρυζωνικό, υψηλά γραμμικό, down-converting μίκτη διόδων συνδεσμολογίας δακτυλιδιού (double-balanced diode ring mixer) από το σχηματικό επίπεδο μέχρι το επίπεδο Layout, ο οποίος ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία των παθητικών μικτών. Ο μίκτης αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα δομικά στοιχεία στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα μικροκυματικών και χιλιοστομετρικών συχνοτήτων. Από όσα γνωρίζουμε, αυτή είναι η πρώτη καταγεγραμμένη φορά που παρουσιάζεται ένας παθητικός μίκτης της συγκεκριμένης τοπολογίας σε τόσο υψηλές συχνότητες (D ζώνη ραδιοσυχνοτήτων). Όπως έγινε σαφές, το κύκλωμα αυτήν την στιγμή βρίσκεται στην διαδικασία κατασκευής κι εδώ παρουσιάζονται μόνο αποτελέσματα προσομοιώσεων. Υπάρχει η πρόθεση να προβούμε στις μετρήσεις του συγκεκριμένου κυκλώματος μετά την ολοκλήρωση της υλοποίησής του από το εργοστάσιο της εταιρείας Infineon Technologies AG.

Οι εφαρμογές του αφορούν τα μελλοντικά προϊόντα των ασύρματων τεχνολογιών 5G και 6G. Μια εξαιρετικά χρήσιμη εφαρμογή αυτού του τύπου μικτών είναι η χρήση τους ως εξωτερικοί μίκτες για την απλοποίηση των μετρήσεων στο φάσμα των χιλιοστομετρικών συχνοτήτων. Πιο συγκεκριμένα, λόγω του εγγενούς περιορισμού και της αδυναμίας των σύγχρονων vector network analyzers και spectrum analyzers να παρέχουν αξιόπιστα αποτελέσματα μετρήσεων στο φάσμα των χιλιοστομετρικών συχνοτήτων, η πιο συμβατική μέθοδος μετρήσεων στη mmWave ζώνη, χρησιμοποιεί εξωτερικό μίκτη. Ο εξωτερικός μίκτης παίρνει το LO σήμα από έναν ειδικό αναλυτή φάσματος και μέσω αυτού υποβαθμίζει το RF σήμα εισόδου (σήμα προς μέτρηση) στο πεδίο της συχνότητας σε επιθυμητή/βολική περιοχή του φάσματος, στην οποία το IF σήμα που προκύπτει από την εξωτερική μίξη, μπορεί να αναλυθεί από το εκάστοτε όργανο μέτρησης. Οι double balanced passive mixers προτιμούνται στην παραπάνω εφαρμογή λόγω της ευρύτερης δυναμικής τους περιοχής, καθώς επιθυμούμε το σήμα προς μέτρηση να υποστεί την ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση κατά την μίξη (Frequency Range Extension of Spectrum Analyzers with Harmonic Mixers).

Όσον αφορά την τελική επίδοση του σχεδιασμένου μίκτη, όπως αυτή έχει συνοψιστεί στον Πίνακα 6.2 της ενότητας 6.5, διαπιστώνουμε πως επιβεβαιώνονται στην πράξη τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των παθητικών μικτών συγκριτικά με τους ενεργούς, όπως τα παρουσιάσαμε στην παράγραφο 2.3, όταν αυτοί τροφοδοτούνται με σήματα εισόδου ίδιας συχνότητας και ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, ο μίκτης, πράγματι, παρουσιάζει υψηλή γραμμικότητα με $IP_{1dB}=12.03dBm$ και $IP_3=18.64dBm$, τιμές που δεν προσεγγίζουν οι ενεργοί μίκτες, με ευρεία δυναμική περιοχή (Dynamic Range), το άνω όριο της οποίας περιορίζεται συνήθως από την τάση διάσπασης της διόδου, με αρκετά χαμηλή εικόνα θορύβου $NF=12.59dB$ και με μηδενικές απαιτήσεις σε κατανάλωση εξωτερικής DC ισχύος, σε αντίθεση με τους ενεργούς όπου η DC τροφοδοσία είναι ζωτικής σημασίας για την λειτουργία τους. Οι απώλειες μετατροπής του να βρίσκονται σε πολύ φυσιολογικά επίπεδα ($CL= -12.48dB$ στην κεντρική συχνότητα 145GHz), αν και σε αυτό το σημείο φαίνεται να υστερεί σε σχέση με τους ενεργούς μίκτες, οι οποίοι παρέχουν κάποιο κέρδος. Ένα εξίσου σημαντικό σημείο που φαίνεται να υστερεί σε σχέση με τους ενεργούς μίκτες είναι οι υψηλές απαιτήσεις σε LO ισχύ εισόδου. Όπως είναι γνωστό, στους ενεργούς μίκτες, όπου η απαιτούμενη ισχύς για την σωστή λειτουργία του κυκλώματος, παρέχεται από εξωτερικές πηγές τάσης (τροφοδοσία), οι απαιτήσεις σε LO ισχύ εισόδου είναι αρκετά μικρότερες, γεγονός που μπορεί να φανεί ιδιαίτερα χρήσιμο σε τηλεπικοινωνιακές αλυσίδες όπου ο διαθέσιμος ταλαντωτής ελεγχόμενης τάσης (VCO–Voltage Controlled Oscillator) μπορεί να παρέχει περιορισμένη ισχύ εξόδου.

Επιπλέον, σε επίπεδο προσομοιώσεων, φαίνεται να επαληθεύονται και τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που παρουσιάζει η επιλεγθείσα τοπολογία αυτή καθεαυτή, που δεν είναι άλλα από την εγγενή απομόνωση μεταξύ των θυρών με $LO\text{-to-IF Isolation}= -37.84dB$, $LO\text{-to-RF Isolation}= -23.03dB$, $RF\text{-to-IF Isolation}= -12.08dB$ και $RF\text{-to-LO Isolation}= -26.48dB$, την εξαιρετικά ευρεία αξιοποιήσιμη ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας με $RF BW_{-3dB}=[135, 150.86]$ GHz, άρα με $IF BW_{-3dB}=[0, 15.86]$ GHz, οποία οφείλεται κατά βάση στα baluns που επιλέγουμε, και φυσικά το ελάχιστο εμβαδό $483\mu m \times 310\mu m$ που καταλαμβάνει το τελικό layout. Επιπλέον, το σήμα IF στην έξοδο του μίκτη είναι αρκετά «φασματικά καθαρό», λόγω της δυνατότητας της διπλά-εξισορροπημένης τοπολογίας να αποκόπτει όλες της μη-επιθυμητές αρμονικές, που αναπόφευκτα προκύπτουν από τη μίξη των δύο σημάτων εισόδου. Τέλος, η προσαρμογή των 3 θυρών του μίκτη κυμαίνεται σε πολύ καλά επίπεδα, όπως συμπεραίνεται από τις τιμές των συντελεστών ανάκλασης $S_{11} = -25.32dB$ στα 145GHz για την RF είσοδο, $S_{22} = -21.46dB$ στα 10GHz για την IF έξοδο και $S_{33} = -25.77dB$ στα 135GHz για την LO έξοδο. Το

μεγάλο μειονέκτημα του σχεδιασμένου παθητικού μίκτη είναι οι εξαιρετικά υψηλές απαιτήσεις σε LO pumping power με $p_{LO} = 10.5\text{dBm}$, η οποία είναι μια αρκετά συνηθισμένη, ίσως και χαμηλή, τιμή απαιτούμενης LO ισχύος για παθητικούς μίκτες της συγκεκριμένης τοπολογίας, όπως μπορεί να διαπιστωθεί και από τον συγκριτικό Πίνακα 6.3, αλλά ίσως να είναι αρκετά απαγορευτική για τις συχνότητες λειτουργίας που στοχεύουμε. Ένα ακόμη μειονέκτημα της συγκεκριμένης τοπολογίας είναι πως απαιτεί την χρήση 2 baluns για την διασφάλιση της ορθής της λειτουργίας. Τα baluns συνήθως είναι αρκετά ογκώδη και καταλαμβάνουν αρκετά μεγάλο χώρο στο layout του κυκλώματος, έχουν αρκετά μεγάλες απώλειες εισαγωγής, συνήθως της τάξης των -2dB κι επιπλέον αυξάνουν την πολυπλοκότητα του κυκλώματος. Τέλος, ένα πρόβλημα που εμφανίζεται σε όλες τις τοπολογίες μικτών που χρησιμοποιούν ως συσκευές μίξης διακόπτες (δίοδοι στην περίπτωσή μας) έγκειται στην ίδια την αρχή λειτουργίας τους, δηλαδή στην επίτευξη της ιδανικής διακοπτικής λειτουργίας, η οποία στην πράξη είναι αδύνατη, κι έτσι δημιουργείται ένα εγγενές πρόβλημα γραμμικότητας

Οι υψηλές απαιτήσεις σε LO ισχύ, πέραν από την φύση της τοπολογίας, οφείλονται εν μέρει και στην υψηλή τιμή της τάσης έναρξης αγωγής $V_0 \cong 0.8$ των διοδικά συνδεδεμένων διπολικών transistors που χρησιμοποιήσαμε ως συσκευές μίξης. Αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα πως μια ενδεχόμενη βελτίωση του παρόντος design θα ήταν η χρήση άλλων παθητικών στοιχείων ως συσκευές μίξης, όπως οι Schottky diodes, με χαμηλότερες τιμές τάσης έναρξης αγωγής ώστε να μειωθεί αισθητά η τιμή της απαιτούμενης ισχύος από την είσοδο του τοπικού ταλαντωτή. Τέλος, μετά την ολοκλήρωση των μετρήσεων του παρόντος παθητικού μίκτη, η σχεδίαση ενός ενεργού μίκτη (π.χ. Gilbert cell) στην ίδια ζώνη συχνοτήτων, χρησιμοποιώντας τα στοιχεία της ίδιας τεχνολογίας (B11HFC), θα βοηθούσε, κάνοντας σύγκριση των επιδόσεών τους, να αποκτήσουμε μια πιο σφαιρική άποψη για το ποιά τοπολογία και το ποιο είδος μικτών είναι τα πιο κατάλληλα σε αυτό το ιδιαίτερα υψηλό εύρος συχνοτήτων, καθώς και για τους περιορισμούς που προκύπτουν λόγω της διαθέσιμης τεχνολογίας.

Βιβλιογραφία

- [1] Giordani M., Polese M., Mezzavilla M., Rangan S., Zorzi M., *Toward 6G Networks: Use Cases and Technologies*, IEEE Communications Magazine, March 2020.
- [2] Frecassetti M., Sevillano F., Mazzanti A., Ermolov V., *D-Band Transport Solution to 5G and Beyond 5G Cellular Networks*, 2019 European Conference on Networks and Communications .
- [3] Rappaport T., Xing Y., Kanhere O., Ju S., Madayake A., Trichopoulos G., *Wireless Communications and Applications Above 100 GHz: Opportunities and Challenges for 6G and Beyond*, IEEE Access, 2019.
- [4] Carpenter S., Nopchinda D., Abbasi M., Bao M., Eriksson T. and Herbert Zirath, *A D-Band 48-Gbit/s 64 - QAM/QPSK Direct - Conversion I/Q Transceiver Chipset*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016
- [5] Sorin Voinigescu , *High-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge: Cambridge University Press, 2013.
- [6] <https://www.mwrf.com/technologies/components/article/21846332/understanding-mixers-and-their-parameters>.
- [7] Στεργίου Α., *Σχεδίαση Ολοκληρωμένου Μίκτη σε Τεχνολογία CMOS 0.35μm*, Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2003.
- [8] Μανουράς Β., *Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, κλάσης F -1 , συχνότητας λειτουργίας 28 GHz, σε τεχνολογία BiCMOS 0,13μm*, Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2020.
- [9] Cam Nguyen., *Radio-frequency integrated-circuit engineering*, Published by John Wiley & Sons, 2015.
- [10] Μόρφη Θ., *Σχεδίαση Γραμμικού Μίκτη*, Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2011.
- [11] Stephen A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Second Edition,

Boston, MA: Artech House, 2003

- [12] Haitao Gan, *On-chip transformer modeling, characterization, and applications in power and low noise amplifiers*, Διδακτορική διατριβή STANFORD UNIVERSITY, 2006.
- [13] Κούσπαρης Ι., *Σχεδίαση και μέτρηση ολοκληρωμένου συνδυαστή ισχύος τύπου Lange και έρευνα αποδοτικού συνδυασμού δύο ενισχυτών ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, σε συχνότητα λειτουργίας 28 GHz και τεχνολογία SiGe BiCMOS 0,13μm*, Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2020.
- [14] David M. Pozar, *Microwave Engineering* (4^η έκδοση), Wiley, 2012
- [15] Zhe Chen, Xin Jiang, Wei Hong and Jixin Chen, *A Q-band Doubly Balanced Mixer in 0.15μm GaAs pHEMT Technology*, IEEE International Wireless Symposium (IWS 2014), March 2014
- [16] Yan Pu, Zhihua Huang, Shaojun Pan, Guoqiang Wang, *A 3 GHz to 10 GHz GaAs double balanced mixer*, IEEE 3rd Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC), October 2017
- [17] M. Sudow, K. Andersson, P.-A. Nilsson, N. Rorsman, *A highly linear double balanced Schottky diode S-band mixer*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, June 2006
- [18] Ahmed Hamed, Mohamed Saeed, Zhenxing Wang, Mehrdad Shaygan, Daniel Neumaier, and Renato Negra, *6-12 GHz MMIC Double-Balanced Upconversion Mixer based on Graphene Diode*, IEEE/MTT-S International Microwave Symposium – IMS, June 2018
- [19] Hung-Chih Chuang, Chih-Ming Lin, Che-Hung Lin, and Yeong-Her Wang, *A K- to Ka-Band Broadband Doubly Balanced Monolithic Ring Mixer*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, June 2008
- [20] K. W. Kobayashi, R. Kasody, A. K. Oki, S. DOW, B. Alien, D.C. Streit, *K-band Double-balanced Mixer Using GaAs HBT THz Schottky Diodes*, IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, May 1994
- [21] K. Zeljami, J. Gutierrez, J. P. Pascual, T. Fernandez, A. Tazón, and M.

Boussouis, *Characterization and modeling of schottky diodes up to 110 ghz for use in both flip-chip and wire-bonded assembled environments*

- [22]P. CHATTOPADHYAY and B. RAYCHAUDHUR, *Frequency dependence of forward capacitance - voltage characteristics of Schottky barrier diodes*, Solid-State Electronics Vol. 36, No. 4, pp. 605-610, 1993
- [23]J. J. H. VAN DEN BIESEN, *Modelling the inductive behaviour of short-base p-n junction diodes at high forward bias*, Solid-State Electronics Vol. 33, No. 11, pp. 1471-1476, 1990
- [24]L. F. Feng, Y. Li, D. Li, X. D. Hu, W. Yang, C. D. Wang, and Q. Y. Xing, *Precise relationship between voltage and frequency at the appearance of negative capacitance in InGaN diodes*, APPLIED PHYSICS LETTERS 101, 233506 (2012)
- [25]Z. OUENNOUGHI and A. SELLAÏ, *MIS tunnel admittance with an inhomogeneous dielectric*, International Journal of Electronics, November 1997
- [26]Rasmus Michaelsen, Tom Johansen, Kjeld Tamborg, Vitaliy Zhurbenko, *A Passive X-Band Double Balanced Mixer Utilizing Diode Connected SiGe HBTs*, European Microwave Integrated Circuit Conference, October 2013

Παράρτημα Α

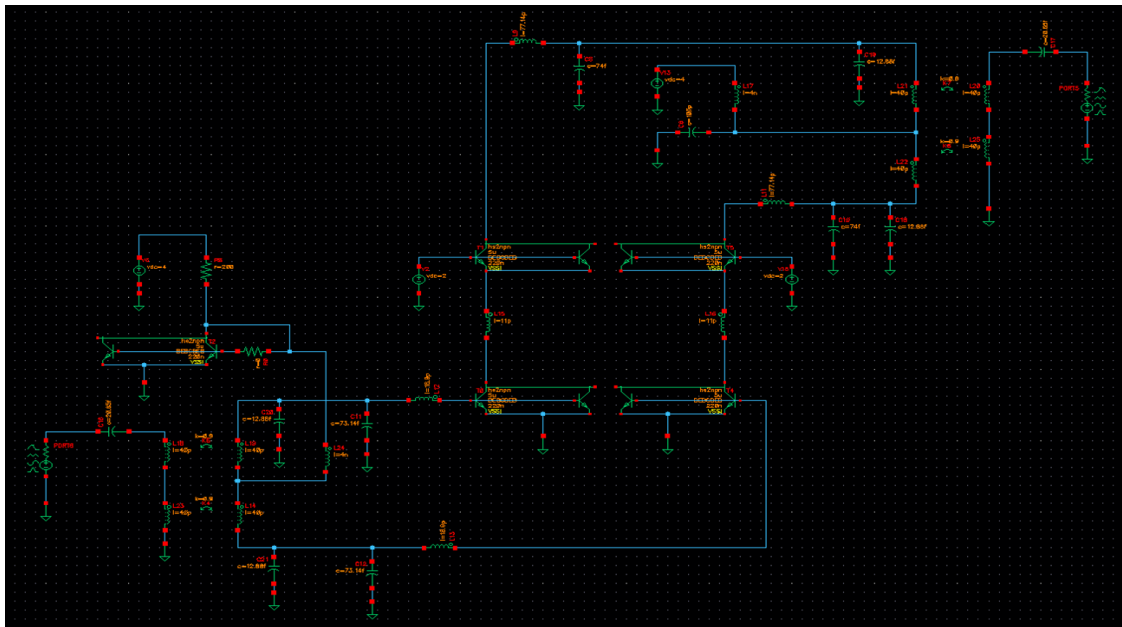
Μονοσταδιακός Διαφορικός Ενισχυτής στα 145GHz

A.1 Εισαγωγή

Στο σημείο αυτό κρίνεται σκόπιμη μια συνοπτική παρουσίαση ενός ιδανικού μονοσταδιακού διαφορικού ενισχυτή (differential amplifier), ο οποίος σχεδιάστηκε στο ξεκίνημα της παρούσας διπλωματικής εργασίας, με σκοπό την εξοικείωση με τις βασικές αρχές του RF IC Design και τις παραμέτρους επίδοσης ενός ενισχυτή.

Σε πρώτη φάση, ο ενισχυτής σχεδιάστηκε σε επίπεδο σχηματικού με ιδανικά παθητικά στοιχεία, ενώ ως ενεργές συσκευές χρησιμοποιήθηκαν HBTs της βιβλιοθήκης της τεχνολογίας B11HFC σε κασκοδική τοπολογία. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκαν τα μοντέλα hs2hpn με port configuration BEBCBEB, πλάτος μάσκας εκπομπού $w_E=220\text{nm}$ και μήκος μάσκας εκπομπού $l_E=5\mu\text{m}$. Όπως και στην περίπτωση του παθητικού μίκτη, ο ενισχυτής σχεδιάστηκε ώστε να λειτουργεί στην D ζώνη του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων, με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 145GHz. Το σχηματικό του διάγραμμα παρατίθεται στο Σχήμα A.1.1.

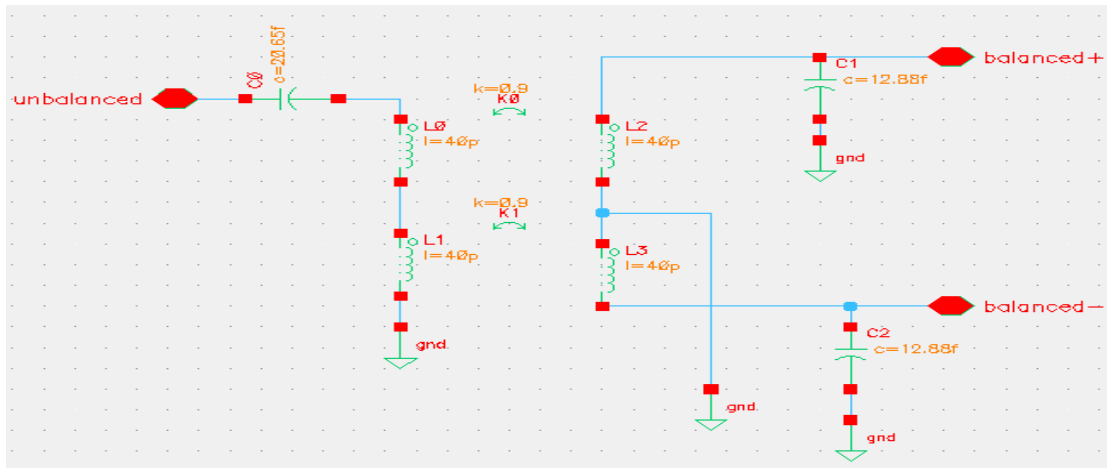
Ο παρών ενισχυτής αποτέλεσε την βάση ενός τρισταδιακού διαφορικού ενισχυτή ισχύος, ο οποίος έφτασε στο επίπεδο του tape out ως αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας της συμφοιτήτριάς μου, Δήμητρας Φιτσόρου.



Σχήμα A.1.1 – Τελικό σχηματικό διάγραμμα του Differential Cascade Amplifier στα 145GHz

A.2 Ιδανικό balun στα 145GHz

Όπως μπορούμε να διακρίνουμε στο Σχήμα A.1.1, στην είσοδο του ενισχυτή το σήμα μονού ακροδέκτη γίνεται διαφορικό μέσω ιδανικού balun, το οποίο έχει σχεδιαστεί με στοιχεία της βιβλιοθήκης analoglib του Cadence με στόχο να πραγματοποιεί τον μετασχηματισμό εμπέδησης 1:2 (50Ω:100Ω) στα 145GHz. Το ίδιο balun, ανεστραμμένο ως προς τον οριζόντιο άξονα, χρησιμοποιείται και για την μετατροπή του διαφορικού σήματος σε single-ended στην έξοδο του ενισχυτή. Στο σχήμα A.2.1 απεικονίζεται το ιδανικό balun που συνθέτουμε. Οι τιμές των ιδανικών παθητικών στοιχείων (πυκνωτές και πηνία) που χρησιμοποιούνται δεν είναι τυχαίες, αλλά επιλέχθηκαν μετά από παραμετρικές προσομοιώσεις ώστε να πραγματοποιούν τον επιθυμητό μετασχηματισμό εμπέδησης 1:2 στις συχνότητες ενδιαφέροντος, με στόχο την προσαρμογή εισόδου κι εξόδου στα 50Ω. Μέσω S-parameter προσομοιώσεων επαληθεύουμε τις εξισώσεις (2.19) & (2.20), συνεπώς το παρόν balun μπορεί να θεωρηθεί ιδανικό κι έτσι μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε άφοβα στο σχηματικό του ενισχυτή μας.

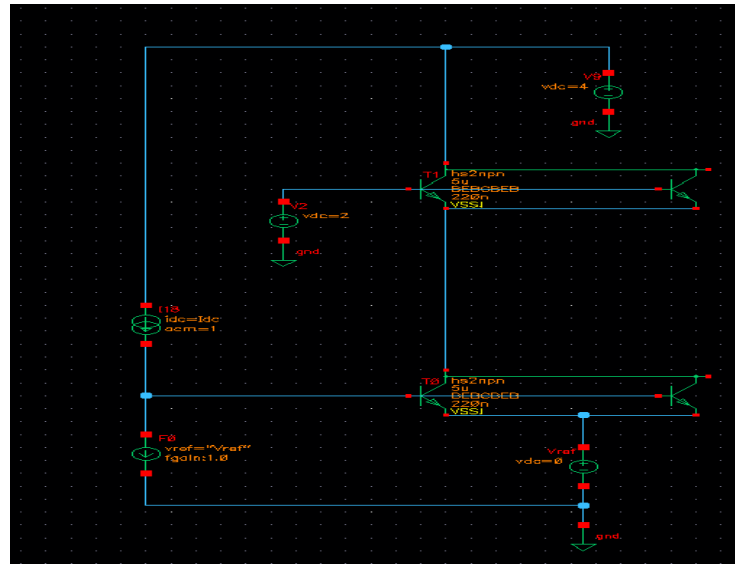


Σχήμα A.2.1 – Σχηματικό διάγραμμα του ιδανικού balun στα 145GHz

A.3 Πόλωση της ενεργούς συσκευής

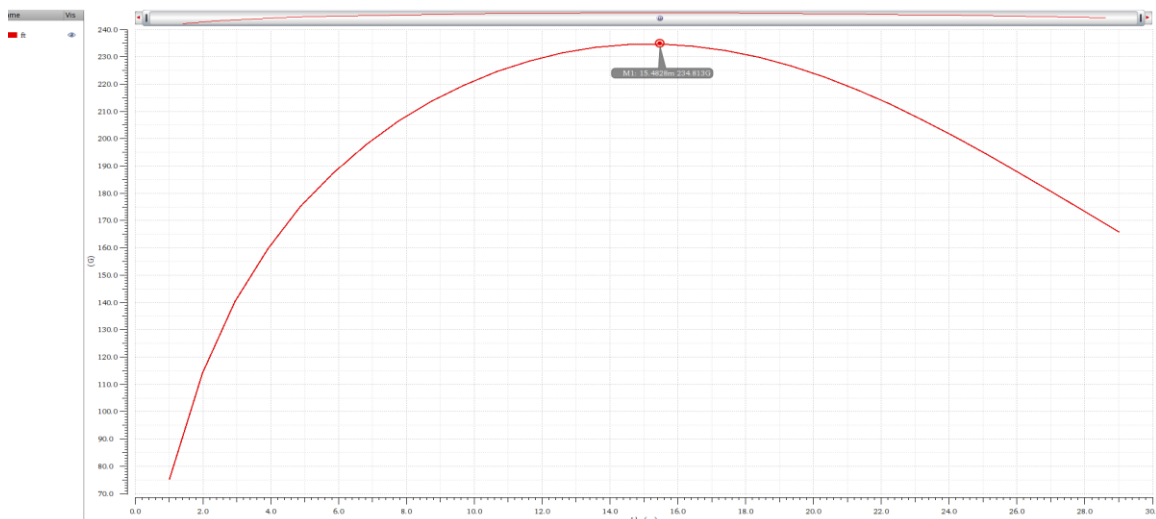
Όπως μπορούμε να διακρίνουμε στο Σχήμα A.1.1, η τάση τροφοδοσίας επιλέγεται να είναι $V_{CC}=4V$, ενώ η τάση πόλωσης των βάσεων των πάνω transistors (CB ενισχυτής) της κασκοδικής τοπολογίας επιλέγεται να είναι $V_{B2}=2V$. Οι βάσεις των κάτω transistors της κασκοδικής τοπολογίας (CE ενισχυτής) πολώνονται μέσω καθρέστη ρεύματος. Για τον καθορισμό των βέλτιστων τιμών πόλωσης των transistors πραγματοποιείται προσομοίωση για την εξαγωγή της χαρακτηριστικής καμπύλης της f_T (συχνότητα μοναδιαίου κέρδους ρεύματος)

της επιλεχθείσας ενεργούς συσκευής (Σχήμα A.3.1).



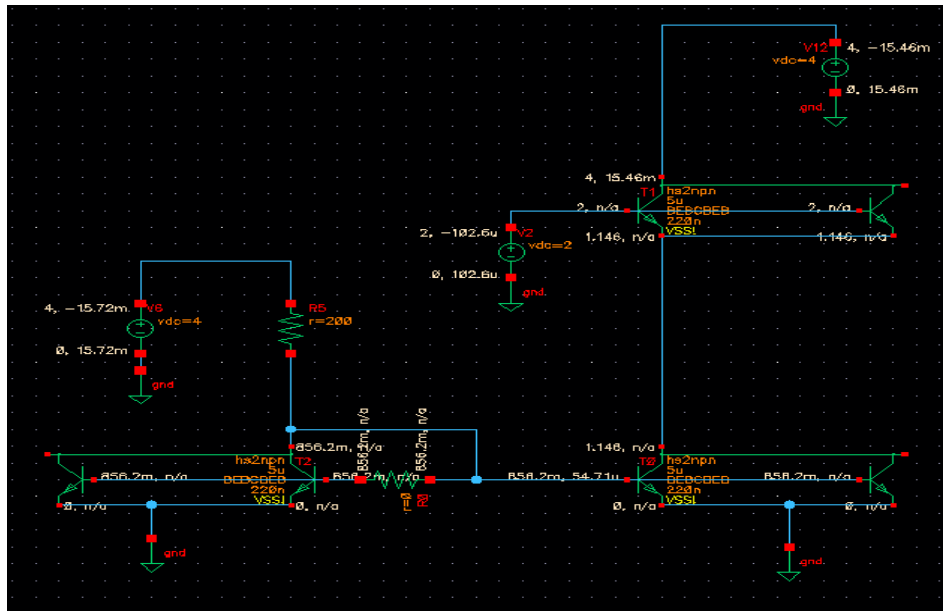
Σχήμα A.3.1 – Σχηματικό για τον προσδιορισμό της συχνότητας f_T συναρτήσει της πυκνότητας ρεύματος συλλέκτη I_C της κασκοδικής τοπολογίας

Στο κύκλωμα που συνθέτουμε (Σχήμα A.3.1), χρησιμοποιείται feedback προκειμένου να καθορίζουμε το ρεύμα συλλέκτη, ώστε να προκύψει η f_T σαρώνοντας το ρεύμα συλλέκτη. Χρησιμοποιείται απλή ac προσομοίωση με sweep στη συχνότητα και η θερμοκρασία προσομοίωσης είναι 65°C . Στην περίπτωση της δικής μας κασκοδικής τοπολογίας θα μπορούσαμε να θεωρήσουμε ως συλλέκτη της ενεργούς συσκευής, το συλλέκτη του πάνω τρανζίστορ και ως «κύρια» βάση, τη βάση του κάτω τρανζίστορ προκειμένου να εξάγουμε την χαρακτηριστική f_T ως προς την πυκνότητα ρεύματος συλλέκτη που διαρρέει την κασκοδική τοπολογία. Αντί πυκνότητα ρεύματος, εξάγουμε την χαρακτηριστική f_T ως προς την ένταση του ρεύματος συλλέκτη (I_C), όπως φαίνεται στο Σχήμα A.3.2.



Σχήμα A.3.2 – Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσει της έντασης ρεύματος συλλέκτη I_C της κασκοδικής τοπολογίας

Έχουμε ως δεδομένο πως η επιθυμητή τιμή για το ρεύμα συλλέκτη που θα διαπερνά την ενεργό συσκευή μας είναι εκείνη για την οποία η τιμή της f_T μεγιστοποιείται. Από το Σχήμα A.3.2 προκύπτει πως αυτό συμβαίνει για $I_C=15.48\text{mA}$, συνεπώς πολώνουμε τις βάσεις των transistors μας με τέτοιο τρόπο ώστε το DC ρεύμα συλλέκτη που τα διαπερνά να ισούται με 15.48mA , έτσι η βάση του πάνω transistor πολώνεται, όπως είπαμε με μια πηγή τάσης $V_{B2}=2\text{V}$, η βάση του κάτω transistor με καθρέφτη ρεύματος, όπου η τιμή της αντίστασης $R5$ παίρνει κατάλληλη τιμή (200Ω), ώστε να δημιουργηθεί το επιθυμητό ρεύμα $I_C=15.48\text{mA}$ (Σχήμα A.3.3)



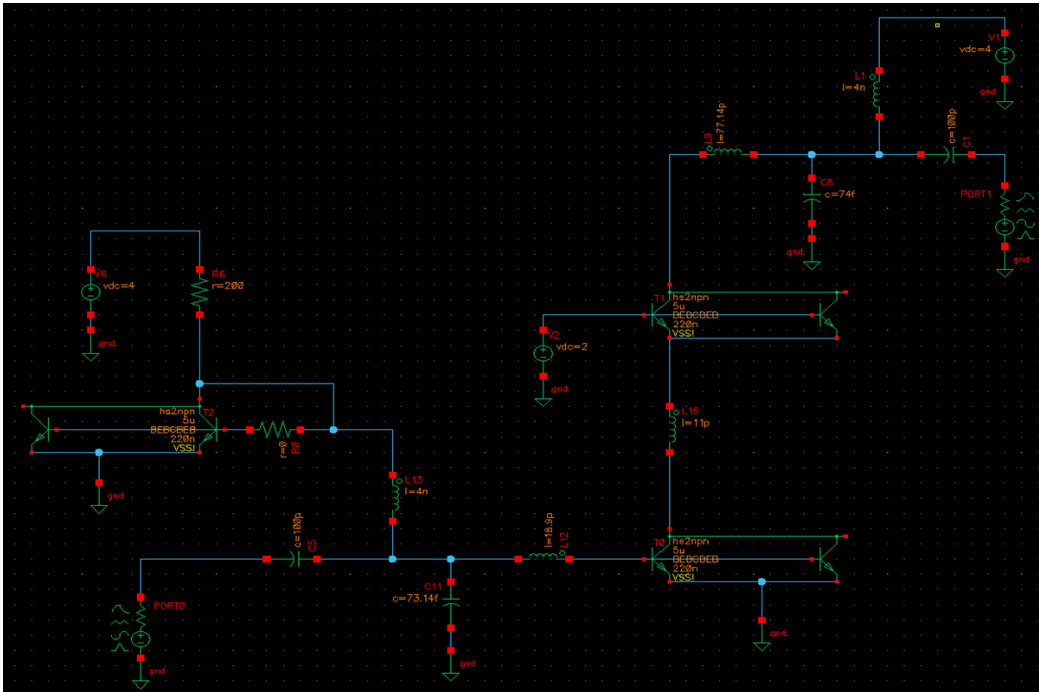
Σχήμα A.3.3 – Κύκλωμα πόλωσης της ενεργούς συσκευής του ενισχυτή

A.4 Σχεδίαση ενισχυτή cascode μονού ακροδέκτη

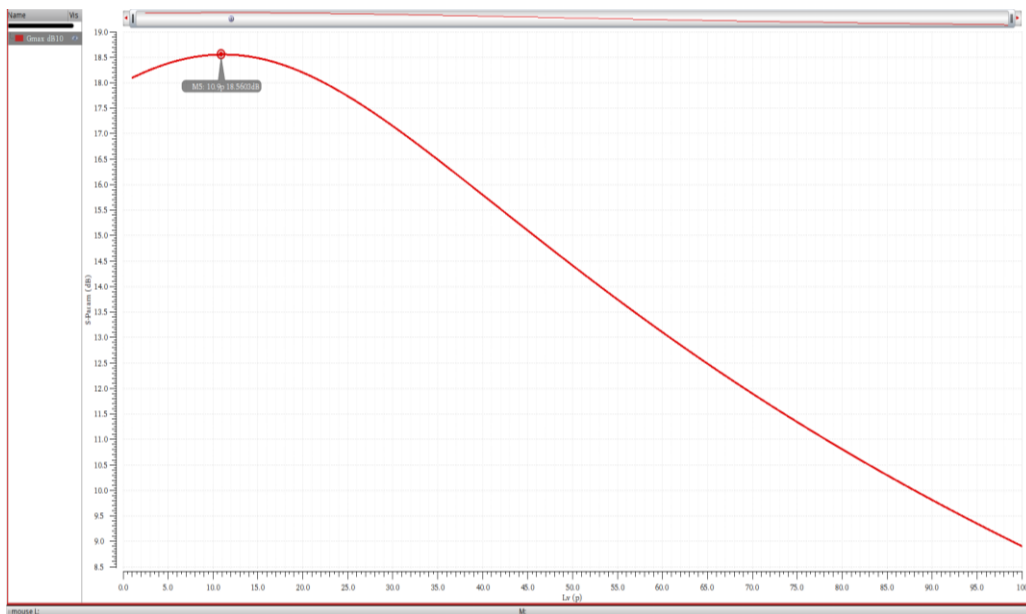
Ο μονοσταδιακός διαφορικός cascode ενισχυτής που υλοποιήσαμε, ουσιαστικά αποτελείται από δύο ενισχυτές cascode μονού ακροδέκτη (single-ended) που συνδέθηκαν διαφορικά, η σχεδίαση των οποίων προηγήθηκε χρονικά του διαφορικού ενισχυτή, όπως μπορεί να γίνει εύκολα αντιληπτό. Στην παρούσα ενότητα γίνεται μια συνοπτική παρουσίαση του single-ended cascode amplifier, ο οποίος σχεδιάστηκε με τρόπο τέτοιο ώστε να εξασφαλίζεται το μέγιστο δυνατό κέρδος ισχύος, χρησιμοποιώντας το κύκλωμα πόλωσης του Σχήματος A.3.3. Το κυκλωματικό του διάγραμμα δίνεται στο Σχήμα A.4.1.

Όπως μπορούμε να διακρίνουμε, ενδιάμεσα στα δύο κασκοδικά συνδεδεμένα transistors έχει τοποθετηθεί πηνίο αυτεπαγωγής $L=11\text{pH}$. Η τοποθέτηση του εκεί δεν είναι τυχαία, καθώς είναι αποδεδειγμένο πως το μέγιστο δυνατό κέρδος μπορεί να επιτευχθεί τοποθετώντας ένα πηνίο L_m μεταξύ των 2 κασκοδικά συνδεδεμένων transistors (interstage inductance L_m)[5]. Για την

επιλογή της κατάλληλης τιμής αυτεπαγωγής L_m του πηνίου αυτού, τρέχουμε μια προσομοίωση S-Παραμέτρων παραμετροποιώντας την L_m και βρίσκουμε για ποιά τιμή της παραμέτρου το G_{max} μεγιστοποιείται (το G_{max} εκφράζει το μέγιστο δυνατό κέρδος ισχύος ενός δίθρου θεωρώντας τέλεια προσαρμογή τόσο στην πηγή όσο και στο φορτίο του). Στην γραφική παράσταση του Σχήματος A.4.2 επισημαίνεται πως αυτό συμβαίνει για $L_m \sim 11\text{pH}$.

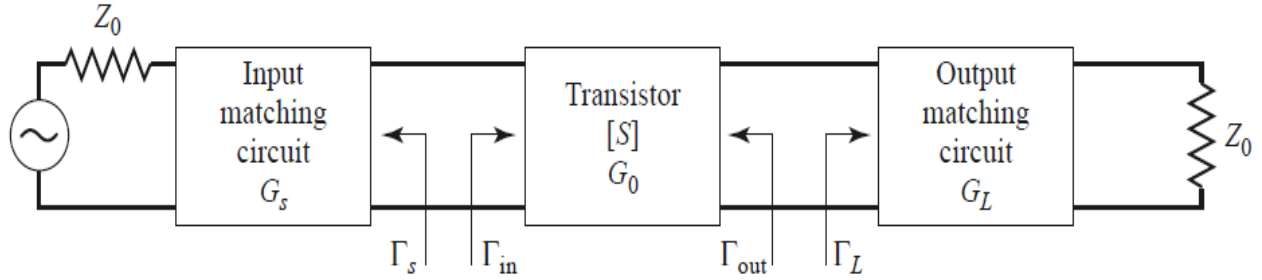


Σχήμα A.4.1 – Κυκλωματικό διάγραμμα του single-ended cascode amplifier



Σχήμα A.4.2 – Διάγραμμα G_{max} Vs L_m

Όσον αφορά τα δίκτυα προσαρμογής εισόδου κι εξόδου του ενισχυτή, γνωρίζουμε ότι το μέγιστο κέρδος εξασφαλίζεται όταν σχεδιάζονται ώστε να επιτυγχάνεται συζυγής προσαρμογή μεταξύ της εμπέδησης της πηγής ή του φορτίου του ενισχυτή και της εμπέδησης της ενεργούς συσκευής (Σχήμα Α.4.3).



Σχήμα Α.4.3 – Το γενικό κύκλωμα ενισχυτή τρανζίστορ[14]

Για την επίτευξη συζυγούς προσαρμογής πρέπει να ισχύει $\Gamma_s = \Gamma_{in}^*$ και $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$. Οι τιμές των Γ_s και Γ_L μπορούν να προσδιοριστούν βάσει των παρακάτω σχέσεων [14]:

$$\delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (A.1)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\delta|^2 \quad (A.2)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\delta|^2 \quad (A.3)$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^* \times \delta \quad (A.4)$$

$$C_2 = S_{22} - S_{11}^* \times \delta \quad (A.5)$$

$$\Gamma_s = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (A.6)$$

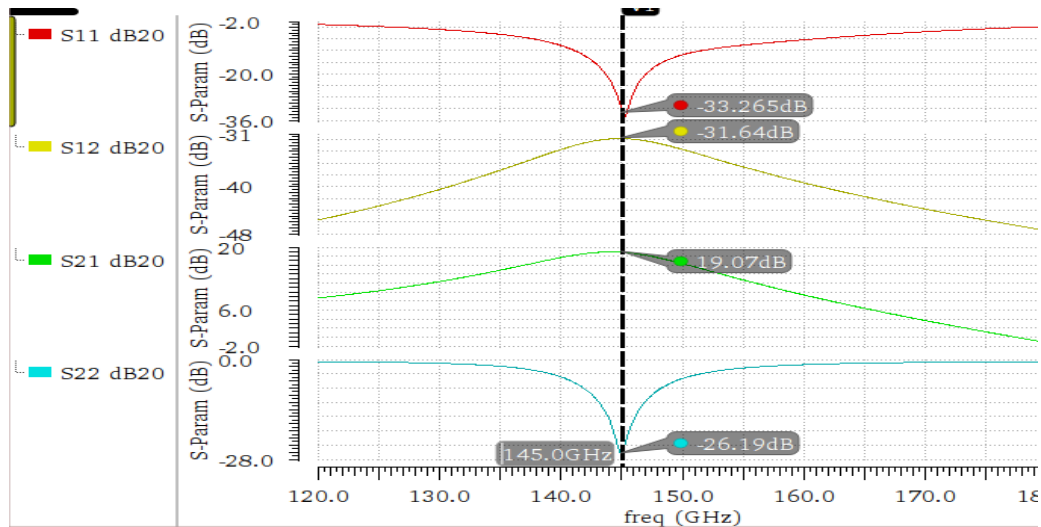
$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (A.7)$$

Μέσω προσομοιώσεων S-Παραμέτρων βρίσκουμε τελικά τις ζητούμενες τιμές των Γ_s και Γ_L και μέσω αυτών προκύπτουν τα LC δίκτυα προσαρμογής εισόδου & εξόδου όπως φαίνονται στο σχηματικό του single-ended cascode amplifier, όπου $L_{in}=18.9\mu\text{H}$, $C_{in}=73.14\text{fF}$, $L_{out}=77.14\mu\text{H}$ και $C_{out}=74\text{fF}$.

A.5 Οι τελικές επιδόσεις του διαφορικού κασκοδικού ενισχυτή

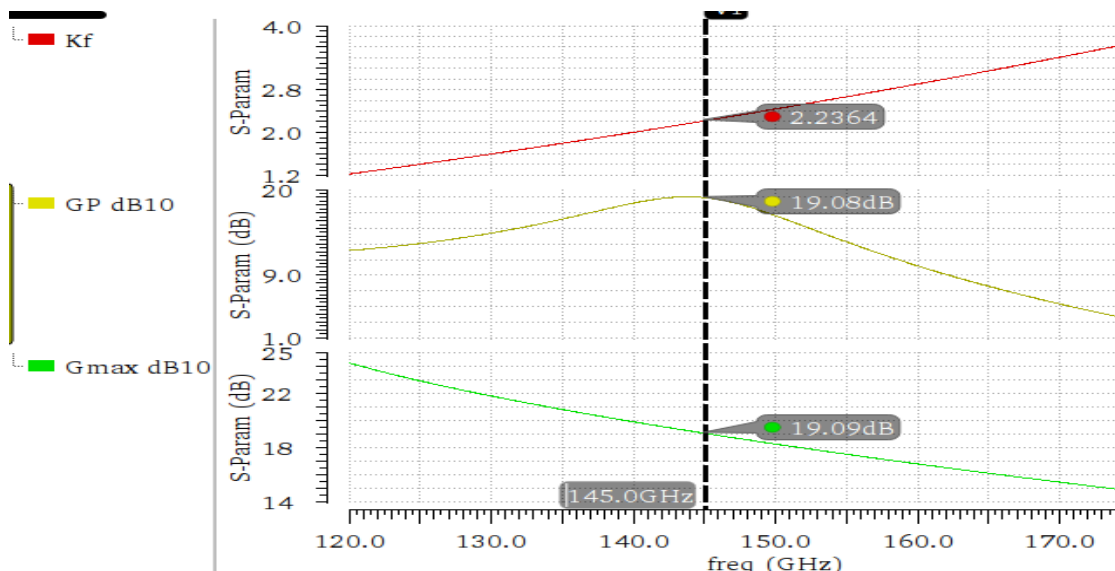
Όπως προαναφέρθηκε, ο τελικός differential cascode amplifier δημιουργείται χρησιμοποιώντας 2 single-ended cascode amplifiers (Ενότητα Α.4) και 2 ιδανικά baluns

(Ενότητα Α.2), ένα στην είσοδο για τον διαχωρισμό του unbalanced σήματος κι ένα στην έξοδο για την επανασύνδεση των διαφορικών σημάτων. Το κύκλωμα δόθηκε στο Σχήμα Α.1.1. Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε επίπεδο σχηματικού.



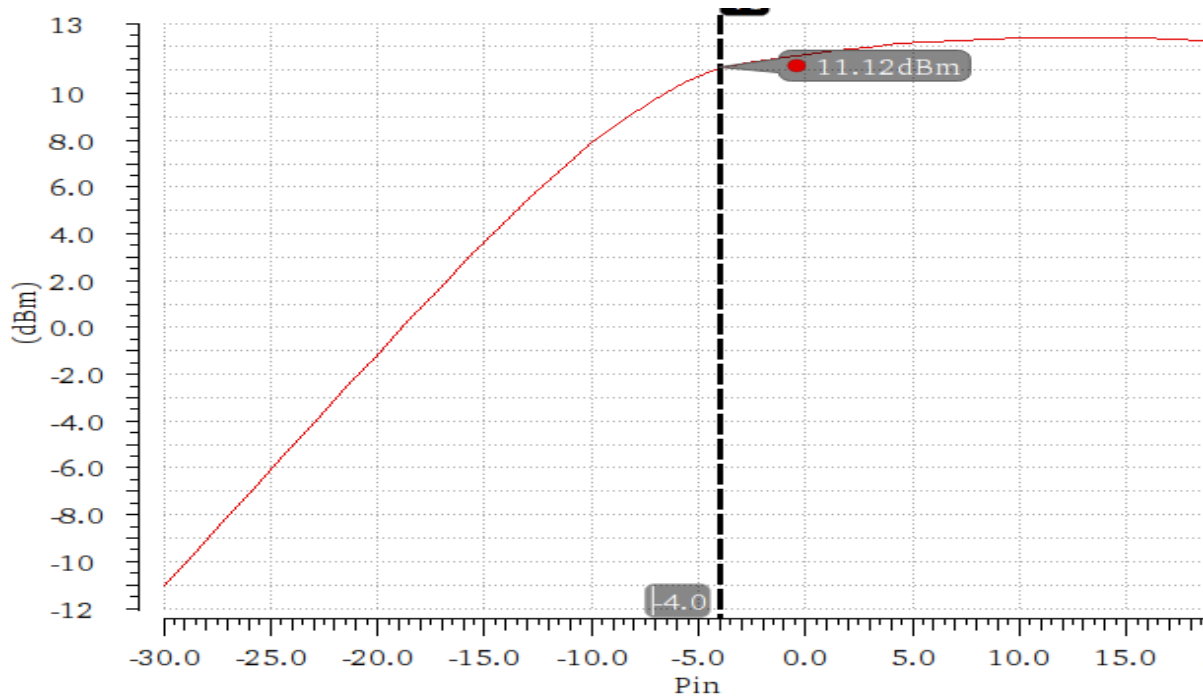
Σχήμα Α.5.1 – Οι S-Παράμετροι του τελικού ενισχυτή

Στο Σχήμα Α.5.1 δίνονται οι S-Παράμετροι του ενισχυτή. Στόχος μας είναι, στην κεντρική συχνότητα σχεδίασης 145GHz, οι συντελεστές ανάκλασης S_{11} & S_{22} καθώς και το ανάστροφο S_{12} να έχουν την χαμηλότερη δυνατή τιμή, ενώ το κέρδος ισχύος, το οποίο εκφράζεται μέσω της παραμέτρου S_{21} , να έχει την υψηλότερη δυνατή τιμή. Τελικά παίρνουμε $S_{11} = -33.27\text{dB}$ και $S_{22} = -26.19\text{dB}$, τιμές που επιβεβαιώνουν την άριστη συζυγή προσαρμογή εισόδου κι εξόδου, $S_{12} = -31.64\text{dB}$, τιμή που επιβεβαιώνει την πολύ καλή απομόνωση της εξόδου προς την είσοδο που επιτεύχθηκε κυρίως λόγω της χρήσης transistors κασκοδικής τοπολογίας ως ενεργού συσκευής του ενισχυτή και $S_{21} = 19.07\text{dB}$, τιμή που ικανοποιεί τους στόχους της σχεδίασης.



Σχήμα Α.5.2 – Τα διαγράμματα των K_f , G_P και G_{max}

Στο Σχήμα A.5.2 δίνονται τα διαγράμματα του συντελεστή (K_f), του κέρδους ισχύος (G_P) και του μέγιστου δυνατού κέρδους ισχύος (G_{max}) στο πεδίο της συχνότητας. Από τα αναφερόμενα διαγράμματα μπορούμε να εξάγουμε τα παρακάτω συμπεράσματα. Αρχικά, βλέπουμε πως ο στόχος μας να έχουμε συντελεστή ευστάθειας μεγαλύτερο της μονάδας ($K_f > 1$) σε όλο το εύρος των συχνοτήτων ενδιαφέροντος έχει επιτευχθεί. Εν συνεχεία, η πλήρης ταύτιση του διαγράμματος του κέρδους ισχύος G_P με το διάγραμμα της παραμέτρου S_{21} , επιβεβαιώνει στην πράξη την θεωρητική μας παρατήρηση πως η S_{21} αντιπροσωπεύει το κέρδος του ενισχυτή σε συνθήκες ασθενούς σήματος για τις διάφορες συχνότητες λειτουργίας. Τέλος, το γεγονός πως οι τιμές του G_P και του G_{max} ουσιαστικά ταυτίζονται στην κεντρική συχνότητα σχεδίασης (145GHz) αποτελεί επαλήθευση της άριστης προσαρμογής που έχει λάβει χώρα τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο του ενισχυτή. Πιο συγκεκριμένα, οι τιμές των παραπάνω μεγεθών στα 145GHz είναι $K_f=2.24$, $G_P=19.08dB$ και $G_{max}=19.09dB$.

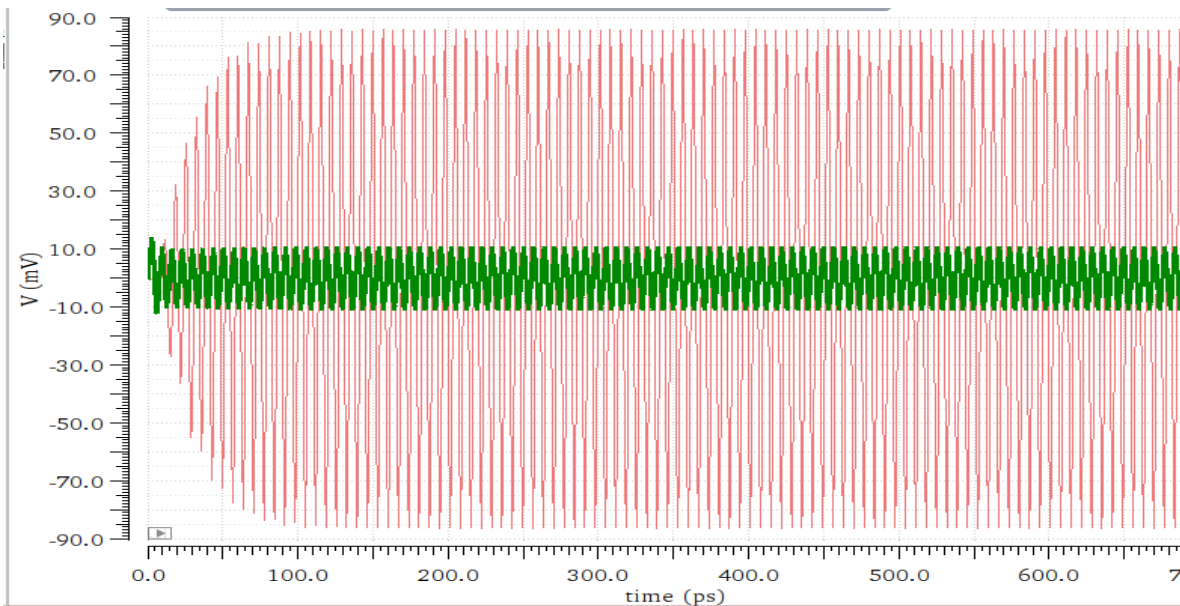


Σχήμα A.5.3 – Η χαρακτηριστική ισχύος P_{out} Vs P_{in}

Οι τελευταίες 2 προσομοιώσεις που υλοποιούμε για τον χαρακτηρισμό της επίδοσης του σχεδιασμένου ενισχυτή, είναι μια hb προσομοίωση με παράμετρο προς σάρωση την ισχύ εισόδου P_{in} , από την οποία παίρνουμε την χαρακτηριστική ισχύος εισόδου/εξόδου P_{out} Vs P_{in} (Σχήμα A.5.3) και μία transient analysis για να λάβουμε πληροφορίες για την απόκριση του ενισχυτή και στο πεδίο του χρόνου. Στο Σχήμα A.5.4 φαίνεται με κόκκινη γραμμή η τάση εξόδου (η τάση στα άκρα του φορτίου του ενισχυτή) αλλά και η τάση εισόδου με πράσινη

γραμμή για λόγους σύγκρισης. Σκοπός του ενισχυτή είναι η αποδοτική ενίσχυση του σήματος εισόδου χωρίς την προσθήκη παραμόρφωσης. Το σχήμα A.5.4 αποτελεί ένδειξη ορθής ενίσχυσης με την τάση εξόδου να είναι απλώς η ενισχυμένη έκδοση της τάσης εισόδου.

Τέλος, στον Πίνακα A.1 συνοψίζονται όλες οι παράμετροι επίδοσης του ενισχυτή που παρουσιάστηκαν παραπάνω μαζί με τις τιμές τους που πήραμε στην κεντρική συχνότητα σχεδίασης 145GHz.



Σχήμα A.5.4 – Απόκριση του ενισχυτή στο χρόνο. Απεικόνιση της τάσης εισόδου (πράσινη γραμμή) και της τάσης εξόδου (κόκκινη γραμμή)

Παράμετρος	Τιμή στα 145GHz
S_{11}	-33.27dB
S_{22}	-26.19dB
S_{12}	-31.64dB
S_{21}	19.07dB
K_f	2.24
G_P	19.08dB
G_{max}	19.09dB
P_{OUT} για $P_{IN}=-4dBm$	11.12dBm

Πίνακας A.1 Συνοπτικός πίνακας των τελικών επιδόσεων του μονοσταδιακού διαφορικού ενισχυτή