



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

**Σχεδίαση LNA και ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας για εφαρμογή στην ISM μπάντα
συχνοτήτων στην τεχνολογία TSMC90nm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Χουρίδη Β. Νικολάου

Επιβλέπων : Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2021



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

**Σχεδίαση LNA και ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας για εφαρμογή στην ISM μπάντα
συχνοτήτων στην τεχνολογία TSMC90nm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Χουρίδη Β. Νικολάου

Επιβλέπων : Πάυλος Πέτρος Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 5^η Μαρτίου 2021.

.....
Πάυλος Πέτρος Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2021

.....
Χουρίδης Νικόλαος

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

© 2021 – Χουρίδης Β. Νικόλαος, 2021

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία περιλαμβάνει το θεωρητικό υπόβαθρο και την μεθοδολογία σχεδιασμού ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) και ενός διπλά ισορροπημένου ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας (Down Conversion Gilbert Mixer) στην ISM μπάντα συχνοτήτων. Ο συνδυασμός των δύο κυκλωμάτων συνθέτουν τον πυρήνα της αρχιτεκτονικής ενός δέκτη και αποσκοπεί στη λήψη του υψίσυχνου σήματος από την κεραία και τον υποβιβασμό του στο πεδίο συχνοτήτων βασικής ζώνης. Παρουσιάζεται επίσης η τοπολογία ενός LNA υψηλής γραμμικότητας για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδέκτη.

Στο θεωρητικό μέρος παρουσιάζονται οι μαθηματικές σχέσεις που διέπουν την λειτουργία των κυκλωμάτων καθώς και τα χαρακτηριστικά που αντιπροσωπούν την επίδοσή τους. Στο πρακτικό μέρος της εργασίας αναλύεται η διαδικασία σχεδίασης των επιμέρους κυκλωμάτων (LNA και Down Conversion Gilbert Mixer) και παρουσιάζεται η απόδοσή τους. Στη συνέχεια ακολουθεί ο συνδυασμός των δύο επιμέρους κυκλωμάτων και παρουσιάζεται η απόδοση της αλυσίδας. Σημειώνεται ότι με την ολοκλήρωση της σχεδίασης σε επίπεδο σχηματικού ακολουθεί ο φυσικός σχεδιασμός των κυκλωμάτων (layout) και γίνεται ποιοτική σύγκριση των αποτελεσμάτων. Ο LNA υψηλής γραμμικότητας σχεδιάζεται σε επίπεδο σχηματικού και παρουσιάζεται η βελτιστοποίησή του ως προς την γραμμικότητα με χρήση ενός εργαλείου βελτιστοποίησης κυκλωμάτων συμβατό με τον προσομοιωτή Cadence Spectre.

Η σχεδίαση έγινε στην τεχνολογία 90nm της TSMC και χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό προσομοίωσης της Cadence. Η συνολική αλυσίδα του LNA και του μίκτη σε extracted προσομοίωση έχει κέρδος μετατροπής 31dB, εικόνα θορύβου 1.71dB ενώ ως προς την γραμμική συμπεριφορά της αλυσίδας το σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους είναι -17.7dBm και το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης είναι -9.47dBm. Ο LNA υψηλής γραμμικότητας έχει 16dB κέρδος, 1.11dB εικόνα θορύβου και το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης είναι 23.67dBm.

Λέξεις Κλειδιά: CMOS, LNA, Mixer, Layout, Receiver, Transmitter, RF, design, layout, extracted, Cadence, Virtuoso

Abstract

This thesis presents the theoretical background and design methodology of a Low Noise Amplifier (LNA) and a double balanced active Mixer (Down Conversion Gilbert Mixer) targeting the ISM frequency band. The combination of the two circuits composes the core of a receiver architecture which aims to receive the high frequency signal from the antenna and transfer it to the baseband frequency. An additional high linearity LNA topology targeting transceiver architectures is also presented.

The theoretical part of this thesis presents the mathematical expressions that govern the operation of the studied circuits as well as the characteristics that represent their performance. The practical part of this thesis analyzes the design process of the individual circuits (LNA and Down Conversion Gilbert Mixer) and highlights their performance. The combination of the two individual circuits follows and the performance aspects of the resulting chain is presented. It is noted that with the completion of the design at the schematic level, the physical design (layout) of the circuits is implemented, and the results are compared qualitatively with the ones from the schematic design. The high linearity LNA is designed and optimized with an in-house circuit optimization software tool.

The design was made in TSMC90nm technology using the Cadence suite. The total chain of the LNA and the mixer in extracted simulation has a conversion gain of 31dB, noise figure 1.71dB while in terms of chain linearity the 1dB compression point is at -17.7dBm while the 3rd order intercept point is -9.47 dBm. The high linearity LNA has 16dB gain, 1.11dB noise figure and the IIP3 is 23.67dBm.

Keywords: CMOS, LNA, Mixer, Layout, Receiver, Transmitter, RF, design, layout, extracted, Cadence, Virtuoso

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στα πλαίσια φοίτησης μου στο τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, Παύλο-Πέτρο Σωτηριάδη, τόσο για την εμπιστοσύνη του που μου έδειξε για την ανάθεση του συγκεκριμένου, πολύ ενδιαφέροντος, θέματος της διπλωματικής εργασίας όσο και για την καθοδήγηση του κατά της διάρκεια αυτής. Οι διαλέξεις του στο προπτυχιακό πρόγραμμα σπουδών ήταν μία αξέχαστη εμπειρία και ένας από τους λόγους που με έκαναν να αγαπήσω την μικροηλεκτρονική.

Ακόμα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα, Κωνσταντίνο Τουλούπα, που οι συμβουλές του, η καθοδήγηση του και οι εύστοχες παρατηρήσεις του κατά τη διάρκεια της διπλωματικής μου εργασίας με βοήθησαν να φτάσω σε αυτό το αποτέλεσμα. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω και τα μέλη του εργαστηρίου για το φιλικό κλίμα και την διάθεση τους να βοηθήσουν σε ότι θέμα πρόκυπτε.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τους καλούς μου φίλους και τους συμφοιτητές μου, που μοιραστήκαμε όνειρα, δυσκολίες και χαρές μέσα από ατέλειωτες συζητήσεις.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω, πάνω από όλους, την οικογένεια μου, για την αδιάκοπη στήριξή τους σε μία δύσκολη περίοδο της ζωής μου.

Πίνακας περιεχομένων

1	Εισαγωγή	155
1.1	Σχεδίαση κυκλωμάτων στο φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων	15
1.2	Αντικείμενο διπλωματικής.....	155
1.3	Οργάνωση κειμένου	16
2	Βασικές έννοιες στη σχεδίαση κυκλωμάτων ραδιοσυχνοτήτων	17
2.1	Παράμετροι σκέδασης	17
2.2	Ο Χάρτης Smith	18
2.3	Γραμμικότητα	20
2.3.1	Συμπίεση του κέρδους και σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης	22
2.4	Θόρυβος και κέρδος	23
3	Σχεδίαση ενισχυτή χαμηλού θορύβου	24
3.1	Απαιτήσεις σχεδίασης ενισχυτή χαμηλού θορύβου	25
3.1.1	Θόρυβος	25
3.1.2	Κέρδος.....	25
3.1.2	Προσαρμογή	26
3.1.3	Ευστάθεια	26
3.1.4	Γραμμικότητα	27
3.1.5	Κατανάλωση.....	27
3.2	Θεωρητική ανάλυση cascode ενισχυτή χαμηλού θορύβου	27
3.2.1	Ανάλυση σταδίου εισόδου	28
3.2.2	Υπολογισμός εικόνας θορύβου και κέρδους.....	30
3.3	Υλοποίηση cascode ενισχυτή χαμηλού θορύβου	33
3.3.1	Υλοποίηση cascode ενισχυτή χαμηλού θορύβου σε επίπεδο σχηματικού	33
3.3.2	Υλοποίηση cascode ενισχυτή χαμηλού θορύβου σε επίπεδο layout και αποτελέσματα σχεδίασης.....	36
3.4	Ενισχυτής χαμηλού θορύβου υψηλής γραμμικότητας.....	41
3.4.1	Θεωρητική ανάλυση ενισχυτή χαμηλού θορύβου υψηλής γραμμικότητας.....	41
3.4.2	Υλοποίηση ενισχυτή χαμηλού θορύβου υψηλής γραμμικότητας.....	44
4	Σχεδίαση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας	50
4.1	Αρχή λειτουργίας μικτών.....	50

4.2	Κατηγοριοποίηση μικτών	52
4.3	Αρχή λειτουργίας ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας.....	54
4.4	Απαιτήσεις σχεδίασης μίκτη	57
4.4.1	Κέρδος μετατροπής.....	57
4.4.2	Εικόνα θορύβου	59
4.4.3	Γραμμικότητα και συμπίεση του κέρδους	62
4.4.4	Απομόνωση μεταξύ των θυρών	63
4.5	Υλοποίηση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας	63
4.5.1	Υλοποίηση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας σε επίπεδο σχηματικού	65
4.5.2	Υλοποίηση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας σε επίπεδο layout και αποτελέσματα σχεδίασης.....	71
4.6	Υλοποίηση αλυσίδας LNA, Mixer, buffer	74
5	Επίλογος.....	81
5.1	Σύνοψη και συμπεράσματα.....	81
5.2	Μελλοντικές επεκτάσεις.....	81
6	Βιβλιογραφία	82

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 2.1	Απεικόνιση δίθυρου δικτύου-Προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα	17
Εικόνα 1.2	Γραμμή μεταφοράς	19
Εικόνα 2.2	Ο χάρτης Smith.....	20
Εικόνα 2.3	Απεικόνιση των αρμονικών στο φάσμα των συχνοτήτων.....	21
Εικόνα 2.4	Επεξήγηση του σημείου 1dB συμπίεσης του κέρδους.....	22
Εικόνα 2.5	Ισχύς σημάτων στην είσοδο και την έξοδο του κυκλώματος	23
Εικόνα 2.6	Μοντελοποίηση του θορύβου στην είσοδο του κυκλώματος	23
Εικόνα 2.7	Αναπαράσταση n συστημάτων συνδεδεμένα εν σειρά.....	24
Εικόνα 3.1	Τυπική αρχιτεκτονική δέκτη.....	25
Εικόνα 3.2	Τοπολογία cascode LNA	28
Εικόνα 3.3	Στάδιο εισόδου LNA.....	28
Εικόνα 3.4	Υπολογισμός αντίστασης εισόδου.....	29
Εικόνα 3.5	Ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος για τον υπολογισμό της εικόνας θορύβου.....	30
Εικόνα 3.6	Τοπολογία ενισχυτή χαμηλού θορύβου	34
Εικόνα 3.7	Γραφική παράσταση του κέρδους για διαφορετικά ρεύματα πόλωσης και διαφορετική διαστασιοποίηση των τρανζίστορ.....	35
Εικόνα 3.8	Γραφική παράσταση της εικόνας θορύβου για διαφορετικά ρεύματα πόλωσης και διαφορετική διαστασιοποίηση των τρανζίστορ.....	36
Εικόνα 3.9	Τοπολογία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου με πραγματικά στοιχεία	37
Εικόνα 3.10	Φυσική σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου	38
Εικόνα 3.11	Απώλειες επιστροφής εισόδου συναρτήσει συχνότητας	38
Εικόνα 3.12	Κέρδος ενισχυτή χαμηλού θορύβου συναρτήσει της συχνότητας	39
Εικόνα 3.13	Εικόνα θορύβου ενισχυτή χαμηλού θορύβου συναρτήσει της συχνότητας.....	39
Εικόνα 3.14	Σημείο παρεμβολής 3 ^{ης} τάξης.....	40
Εικόνα 3.15	Αναπαράσταση διαρροής σήματος από τον ενισχυτή ισχύος στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου σε μία αρχιτεκτονική πομποδέκτη	41
Εικόνα 3.16	Αναπαράσταση της διαγωγιμότητας, της πρώτης και δεύτερης παραγώγου τις διαγωγιμότητας του τρανζίστορ συνδεσμολογίας κοινού εκ πομπού.....	42
Εικόνα 3.17	Τοπολογία σταδίου εισόδου και γραφική παράσταση συντελεστή g_3	43
Εικόνα 3.18	Αναπαράσταση διαγωγιμότητας, της πρώτης και δεύτερης παραγώγου τις διαγωγιμότητας του κυρίως σταδίου εισόδου, των συμπληρωματικών τρανζίστορ και του αθροίσματος των τοπολογιών	44
Εικόνα 3.19	Η συνολική τοπολογία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου	44
Εικόνα 3.20	Τοπολογία ενισχυτή χαμηλού θορύβου στο περιβάλλον Cadence.....	45

Εικόνα 3.21	Αναπαράσταση διαγωγιμότητας, της πρώτης και δεύτερης παραγώγου τις διαγωγιμότητας της συνολικής τοπολογίας.....	45
Εικόνα 3.22	Απόδοση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ως προς το κέρδος και τον θόρυβο.....	46
Εικόνα 3.23	Προσαρμογή εισόδου - αναπαράσταση της παραμέτρου S_{11}	47
Εικόνα 3.24	Σημείο παρεμβολής 3 ^{ης} τάξης	47
Εικόνα 4.1	Ο ρόλος του μίκτη στον πομποδέκτη	50
Εικόνα 4.2	Γραφική παράσταση πλάτους σημάτων εισόδου/εξόδου του μίκτη στο πεδίου της συχνότητας	51
Εικόνα 4.3	Τοπολογία μονά ισορροπημένων μικτών : (α) ενεργός (β) παθητικός.....	52
Εικόνα 4.4	Τοπολογία διπλά ισορροπημένων μικτών : (α) ενεργός (β) παθητικός	53
Εικόνα 4.5	Ενεργός μίκτης υποβιβασμού συχνότητας	54
Εικόνα 4.6	Ενεργός μίκτης ως V/I μετατροπέας, διακόπτης ρεύματος και ως I/V μετατροπέας	55
Εικόνα 4.7	Αναπαράσταση ρεύματος εξόδου και σήματος ταλαντωτή.....	56
Εικόνα 4.8	(α) Αναπαράσταση του ημικυκλώματος, ενεργού μίκτη (β) Γραφική παράσταση των σημάτων στην είσοδο των διακοπών	58
Εικόνα 4.9	Ισοδύναμο μοντέλο MOSFET μικρού σήματος υψηλών συχνοτήτων.....	60
Εικόνα 4.10	Επίδραση της κυματομορφής εξόδου στην τρέχουσα οδήγηση όταν ένα τρανζίστορ διακόπτης εισέρχεται στην περιοχή της τριόδου	63
Εικόνα 4.11	(α) Μονοπάτια διαρροής σήματος μεταξύ των θυρών του μίκτη (β) Παρασιτικές χωρητικότητες στις οποίες οφείλεται η διαρροή σημάτων	63
Εικόνα 4.12	Τοπολογία ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας.....	66
Εικόνα 4.13	Τοπολογία προσομοίωσης μίκτη.....	67
Εικόνα 4.14	Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για τις διάφορες τιμές του πηνίου συντονισμού εξόδου	68
Εικόνα 4.15	Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για τις διάφορες τιμές των διαστάσεων των τρανζίστορ – διακοπών.....	68
Εικόνα 4.16	Τοπολογία του ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας με την προσθήκη πηνίου εκφυλισμού	69
Εικόνα 4.17	Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για τις διάφορες τιμές της επαγωγικής αντίστασης του πηνίου εκφυλισμού	69
Εικόνα 4.18	Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για τις διάφορες τιμές του πλάτους των τρανζίστορ εισόδου	70
Εικόνα 4.19	Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για την πόλωση των τρανζίστορ εισόδου	70
Εικόνα 4.20	Φυσική σχεδίαση του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας	71
Εικόνα 4.21	Κέρδος μετατροπής σε προσομοίωση σχηματικού και extracted	72
Εικόνα 4.22	Εικόνα θορύβου σε προσομοίωση σχηματικού και extracted.....	72
Εικόνα 4.23	1dB σημείο συμπίεσης του κέρδους σε προσομοίωση σχηματικού και extracted	73
Εικόνα 4.24	IIP3 σε προσομοίωση σχηματικού και extracted.....	73

Εικόνα 4.25	Σύννοψη του συνολικής σχεδίασης με την απόδοση των επιμέρους κυκλωμάτων.....	75
Εικόνα 4.26	Πλήρες σχηματικό προσομοίωσης της αλυσίδας LNA και Mixer στο περιβάλλον σχεδίασης Cadence	76
Εικόνα 4.27	Συνολικό κέρδος αλυσίδας σήμα εισόδου 2.4-2.49GHz και σήμα εξόδου 50MHz	76
Εικόνα 4.28	Συνολική εικόνα θορύβου αλυσίδας για σήμα εισόδου σε συχνότητες 2.4-2.49GHz και σήμα εξόδου 50MHz.....	77
Εικόνα 4.29	Σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους.....	77
Εικόνα 4.30	Σημείο παρεμβολής 3 ^{ης} τάξης.....	78
Εικόνα 4.31	Σήμα εισόδου στο πεδίο του χρόνου	78
Εικόνα 4.32	Σήμα εξόδου στο πεδίο του χρόνου.....	79
Εικόνα 4.33	Φυσικό σχέδιο αλυσίδας LNA Mixer	80

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας I	Προδιαγραφές ενισχυτή χαμηλού θορύβου.....	33
Πίνακας II	Απόδοση διαφορετικών υλοποιήσεων ενισχυτή χαμηλού θορύβου.....	35
Πίνακας III	Απόδοση ενισχυτή χαμηλού θορύβου	40
Πίνακας IV	Απόδοση ενισχυτή χαμηλού θορύβου για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδέκτη	46
Πίνακας V	Ποσοτικοποίηση των παραμέτρων του ενισχυτή χαμηλού θορύβου για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδέκτη μετά την βελτιστοποίηση	48
Πίνακας VI	Απόδοση ενισχυτή χαμηλού θορύβου για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδέκτη πριν και μετά την βελτιστοποίηση.....	49
Πίνακας VII	Μειονεκτήματα και πλεονεκτήματα τοπολογίας διπλά ισορροπημένου ενεργού μίκτη	53
Πίνακας VIII	Προδιαγραφές ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας.....	64
Πίνακας IX	Απόδοση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας	74
Πίνακας X	Απόδοση αλυσίδας LNA μίκτη.....	79

1 Εισαγωγή

1.1 Σχεδίαση κυκλωμάτων στο φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων

Με τον όρο “ραδιοσυχνότητα” υποδηλώνουμε τον ρυθμό ταλάντωσης των ηλεκτρομαγνητικών ραδιοκυμάτων που κυμαίνεται από τα 300GHz έως τα 9kHz. Με τη χρήση πομπών και κεραιών, το πεδίο των ραδιοσυχνοτήτων μπορεί να χρησιμοποιηθεί για διάφορους τύπους ασύρματων τεχνολογιών. Οι τεχνολογίες που βρίσκουν εφαρμογή στο φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων βρίσκουν ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών όπως η παρακολούθηση οχημάτων (GPS), ασύρματα δίκτυα, ραντάρ. Με την πάροδο του χρόνου η απόδοση των κυκλωμάτων ραδιοσυχνοτήτων έχει βελτιωθεί. Για παράδειγμα έχει αυξηθεί η ταχύτητα των κυκλωμάτων και η απαιτούμενη κατανάλωση ισχύος που απαιτείται για μια δεδομένη λειτουργία. Επιπλέον το ελάχιστο μέγεθος της τεχνολογίας CMOS έχει μειωθεί από τα 0.5μm στα 8nm και παράλληλα η συχνότητα αποκοπής των τρανζίστορ έχει υπερβεί τα 12GHz. Συμπερασματικά η ζήτηση για υψηλότερη απόδοση, χαμηλότερο κόστος, μεγαλύτερη λειτουργικότητα και εξοικονόμηση χώρου κάνουν την σχεδίαση των κυκλωμάτων στις ραδιοσυχνότητες απαιτητική.

1.2 Αντικείμενο διπλωματικής

Στη παρούσα εργασία εστιάζουμε στην σχεδίαση του πυρήνα των κυκλωμάτων ενός δέκτη στο φάσμα ραδιοσυχνοτήτων ISM (Industrial Scientific Medical). Συγκεκριμένα παρουσιάζεται ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου, ο οποίος λαμβάνει το υψίσυχο σήμα από την κεραία (2.4GHz - 2.49GHz) και είναι υπεύθυνος να το ενισχύσει εισάγοντας τον ελάχιστο δυνατό θόρυβο, και ο μίκτης υποβιβασμού συχνότητας ο οποίος λαμβάνει το σήμα από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και το μεταφέρει στο φάσμα συχνοτήτων βασικής ζώνης στα 50MHz. Στη συνέχεια τα κυκλώματα σχεδιάζονται και προσομοιώνονται σε φυσικό σχέδιο , το τελικό στάδιο πριν την παραγωγή. Επίσης γίνεται η σχεδίαση και η βελτιστοποίηση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδέκτη στο εύρος συχνοτήτων 2.4-2.5 GHz .

1.3 Οργάνωση κειμένου

Στο κεφάλαιο 1 γίνεται μια γενική εισαγωγή στο αντικείμενο της διπλωματικής. Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται θεμελιώδεις έννοιες στη σχεδίαση κυκλωμάτων στο φάσμα ραδιοσυχνοτήτων και οι παράμετροι που καθορίζουν την απόδοση των κυκλωμάτων. Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο σχεδίασης ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου και ενός ενισχυτή υψηλής γραμμικότητας για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδέκτη. Στη συνέχεια γίνεται η υλοποίηση και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της σχεδίασης. Στο κεφάλαιο 4 ακολουθεί το θεωρητικό υπόβαθρο σχεδίασης ενός μίκτη υποβιβασμού συχνότητας και γίνεται η υλοποίηση του. Έπειτα ακολουθεί η υλοποίηση της αλυσίδας LNA Mixer και buffer. Στο κεφάλαιο 5 Γίνεται η σύνοψη της εργασίας και παρουσιάζονται μελλοντικές επεκτάσεις της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

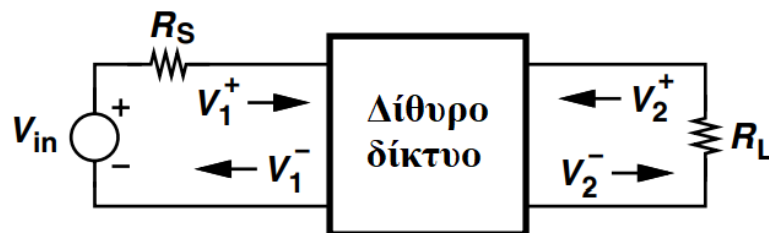
2 Βασικές έννοιες στη σχεδίαση κυκλωμάτων

ραδιοσυχνότητων

Ο σχεδιασμός κυκλωμάτων στις ραδιοσυχνότητες θεμελιώνεται με βάση την θεωρία πολλών πεδίων. Σε αυτά συμπεριλαμβάνονται η θεωρία δικτύων, η σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων, τα σήματα και συστήματα, η ηλεκτρομαγνητική θεωρία και η θεωρία μικροκυμάτων και επικοινωνιών. Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται βασικές έννοιες που πηγάζουν από τις παραπάνω θεωρίες και έχουν προσαρμοστεί για τις ανάγκες σχεδιασμού των κυκλωμάτων ραδιοσυχνότητων.

2.1 Παράμετροι σκέδασης

Θεωρούμε ότι το κύκλωμά μας είναι ένα δίθυρο δίκτυο το οποίο στην είσοδο του δέχεται το σήμα πληροφορίας V_{in} από μία πηγή με αντίσταση R_s και στην έξοδό του έχει μια ωμική αντίσταση R_L όπως στην εικόνα 2.1. Το προσπίπτον και ανακλώμενο κύμα στη θύρα εισόδου είναι V_1^+ , V_1^- , αντίστοιχα, και ομοίως το προσπίπτον και ανακλώμενο κύμα στην αντίσταση εξόδου είναι V_2^- , V_2^+ [1].



Εικόνα 2.1 Απεικόνιση δίθυρου δικτύου-Προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα

Το κύμα V_1^+ αναπαριστά το κύμα που προέρχεται από την πηγή εισόδου V_{in} όταν η αντίσταση εισόδου του δίθυρου δικτύου είναι ίση με R_s . Συμπεριλαμβάνετε και το ανακλώμενο κύμα V_1^- η τάση που υπάρχει στην πραγματικότητα στην είσοδο του δίθυρου δικτύου είναι $V_1^+ + V_1^-$. Επίσης το κύμα V_2^+ αναπαριστά το κύμα που ανακλάται στην

αντίσταση φορτίου και εισέρχεται στο δίθυρο δίκτυο. Με τις παραπάνω παρατηρήσεις προκύπτουν οι εξής εξισώσεις :

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \quad (2.1)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \quad (2.2)$$

Όπου οι παράμετροι S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} μας δίνουν μια διαισθητική ερμηνεία για το δίθυρο δίκτυο. Αναλυτικά σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει :

- Η S_{11} παράμετρος ορίζεται ως : $S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} |_{V_2^+=0}$ (2.3)

Και είναι ο λόγος του ανακλώμενου προς το προσπίπτον κύμα στη θύρα εισόδου όταν η ανάκλαση από το φορτίο εξόδου R_L είναι μηδέν. Η παράμετρος αυτή αντιπροσωπεύει κατά πόσο η είσοδος είναι ταιριασμένη με την αντίσταση της πηγής εισόδου.

- Η S_{12} παράμετρος ορίζεται ως : $S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} |_{V_1^+=0}$ (2.4)

Και είναι ο λόγος του ανακλώμενου κύματος στη θύρα εισόδου προς το προσπίπτον κύμα στην θύρα εξόδου όταν η θύρα εισόδου είναι ταιριασμένη. Αυτή η παράμετρος χαρακτηρίζει την αντίστροφη απομόνωση του κυκλώματος και εκφράζει κατα πόσο το σήμα εξόδου δημιουργεί σύζευξη, μέσω του δικτύου, με την θύρα εισόδου.

- Η S_{21} παράμετρος ορίζεται ως : $S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} |_{V_2^+=0}$ (2.5)

Και είναι ο λόγος του προσπίπτον κύματος στη θύρα εξόδου προς το προσπίπτον κύμα στην θύρα εισόδου όταν το ανακλώμενο κύμα από το φορτίο εξόδου είναι μηδέν. Αυτή η παράμετρος αντιπροσωπεύει το κέρδος του κυκλώματος.

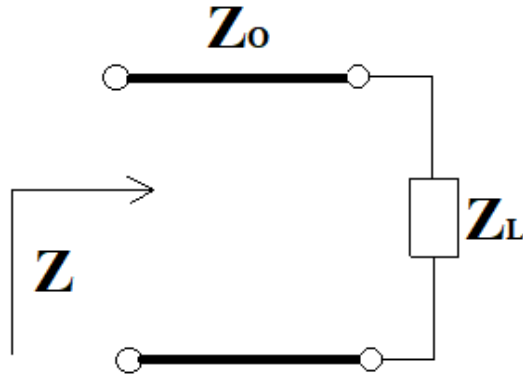
- Η S_{22} παράμετρος ορίζεται ως : $S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} |_{V_1^+=0}$ (2.6)

και είναι ο λόγος του προσπίπτον κύματος στη θύρα εξόδου προς το ανακλώμενο κύμα στην θύρα εξόδου όταν το ανακλώμενο κύμα από την είσοδο είναι μηδέν. Αυτή η παράμετρος αντιπροσωπεύει κατά πόσο είναι ταιριασμένη η αντίσταση εξόδου του δίθυρου δικτύου με την αντίσταση φορτίου στην έξοδο R_L .

2.2 Ο χάρτης Smith

Ο χάρτης Smith είναι ένα εργαλείο ανάλυσης των γραμμών μεταφοράς με σκοπό τον υπολογισμό του συντελεστή ανάκλασης σε οποιοδήποτε σημείο ενός δικτύου, της αντίστασης εισόδου και εξόδου. Στην πράξη αποτελεί ένα χρήσιμο εργαλείο για τον υπολογισμό των

δικτύων προσαρμογής και χρησιμοποιείται ευρέως στη βιομηχανία μέσω των εργαλείων σχεδίασης κυκλωμάτων. Σε μία γραμμή μεταφοράς με χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 και φορτίο Z_L όπως φαίνεται στην εικόνα 2.2 ορίζεται :



Εικόνα 8.2 Γραμμή μεταφοράς

Ο συντελεστής ανάκλασης :

$$\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta} \quad (2.7)$$

Η κανονικοποιημένη αντίσταση Z_L ως προς την χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 :

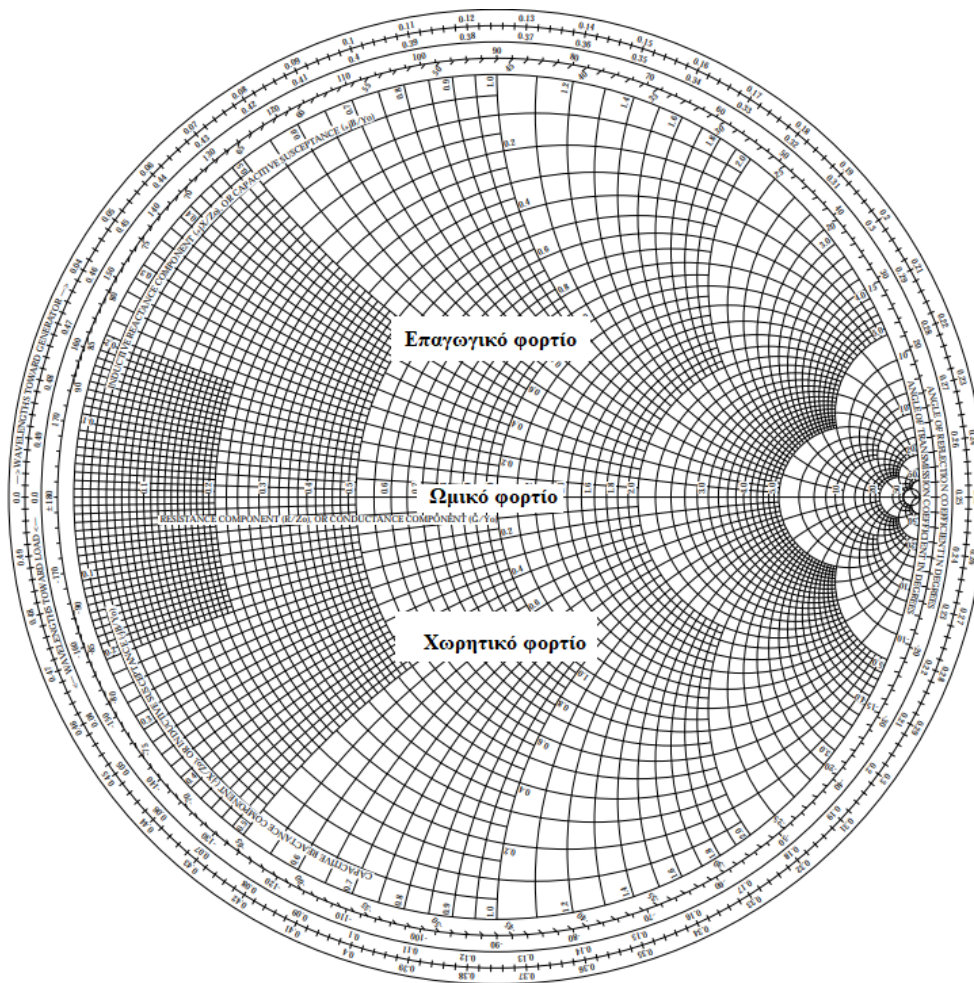
$$Z'_L = \frac{Z_L}{Z_0} = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} = \frac{1+|\Gamma|e^{j\theta}}{1-|\Gamma|e^{j\theta}} \quad (2.8)$$

Θεωρώντας ότι $Z'_L = r + jx$ και $\Gamma = U + jV$ και εξισώνοντας τα πραγματικά και φανταστικά μέρη της (2.8) προκύπτουν οι σχέσεις :

$$\left(U - \frac{r}{r+1}\right)^2 + V^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (2.9)$$

$$\left(U - 1\right)^2 + \left(V - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.10)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει το διάγραμμα Smith από το οποίο μπορούμε να πάρουμε την πληροφορία για το πόσο χωρητικό, επαγωγικό ή ωμικό είναι το φορτίο που εξετάζουμε συναρτήσει της συχνότητας ενδιαφέροντος και κατά πόσο το φορτίο Z_L είναι ταιριασμένο με την χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 [1].



Εικόνα 2.9 Ο χάρτης Smith

2.3 Γραμμικότητα

Θεωρούμε ότι έχουμε ένα σύστημα μίας εισόδου που περιγράφεται από την συνάρτηση $x(t)$ και μίας εξόδου $y(t)$. Το σύστημα αυτό είναι γραμμικό αν η έξοδος $y(t)$ είναι γραμμική συνάρτηση της εισόδου, $y(t) = a x(t)$, $a \in \mathbb{R}$. Γενικότερα έστω ότι έχουμε ένα σύστημα v εισόδων x_1, x_2, \dots, x_v και v εξόδων y_1, y_2, \dots, y_v . Τότε αν κάθε έξοδος i μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της αντίστοιχης εισόδου i δηλαδή:

$$y_i(t) = f \{ x_i(t) \} \text{ και}$$

$$a_1 y_1(t) + a_2 y_2(t) + \dots + a_v y_v(t) = f\{a_1 x_1(t)\} + f\{a_2 x_2(t)\} + \dots + f\{a_v y_v(t)\}$$

$$\text{όπου } a_1, a_2, \dots, a_v \in \mathbb{R} \text{ και } i \in \mathbb{N}$$

τότε το σύστημα θεωρείται γραμμικό. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση θεωρείται μη γραμμικό.

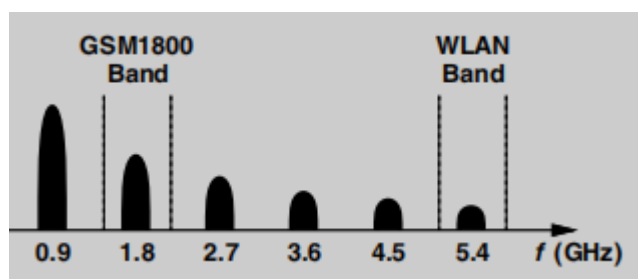
Τα αναλογικά κυκλώματα και τα κυκλώματα με εφαρμογή στις ραδιοσυχνότητες παρόλο που μπορούν να προσεγγιστούν κατά την ανάλυση μικρού σήματος από γραμμικά μοντέλα παρουσιάζουν σημαντικές μη γραμμικότητες οι οποίες δεν προβλέπονται από την ανάλυση μικρού σήματος.

Εφαρμόζοντας ένα ημιτόνιο σήμα σε ένα μη γραμμικό σύστημα, η έξοδος περιλαμβάνει σήματα (αρμονικές) με συχνότητα η οποία είναι ακέραια πολλαπλάσια της συχνότητας εισόδου. Έστω ότι η είσοδος στο μη γραμμικό μας σύστημα είναι το ημιτονικό $x(t) = A \cos(\omega t)$ τότε η έξοδος είναι :

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 A \cos \omega t + a_2 A^2 \cos^2 \omega t + a_3 A^3 \cos^3 \omega t \\ &= a_1 A \cos \omega t + \frac{a_2 A^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{a_3 A^3}{4} (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t) \\ &= \frac{a_2 A^2}{2} + \left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{a_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{a_3 A^3}{4} \cos 3\omega t \quad (2.11) \end{aligned}$$

Ο πρώτος όρος της εξίσωσης (2.11) είναι μη εξαρτώμενος της συχνότητας και αποτελεί έναν dc όρο που προέρχεται από την αρμονική 2^{ης} τάξης. Ο δεύτερος όρος εξαρτάται από την συχνότητα του σήματος εισόδου και καλείται θεμελιώδης, ο τρίτος όρος περιγράφει την δεύτερη αρμονική και ο τέταρτος την τρίτη αρμονική.

Η γραμμικότητα αποτελεί ένα σημαντικό μέγεθος που λαμβάνεται υπόψιν στη σχεδίαση κυκλωμάτων ραδιοσυχνότητας. Αυτό μπορούμε να το καταλάβουμε με ένα απλό παράδειγμα : αν θεωρήσουμε ότι έχουμε ένας πομπός μεταφέρει σήμα 900MHz (μπάντα GSM cellphone) στη κεραία τότε παράγονται η δεύτερη αρμονική , στα 1.8GHz, παρεμβάλλει σε άλλη μπάντα τηλεπικοινωνιών ,ενώ η έκτη αρμονική 5.4GHz παρεμβάλλει στην 5GHz μπάντα συχνοτήτων η οποία χρησιμοποιείται σε τοπικά ασύρματα δίκτυα [1] .



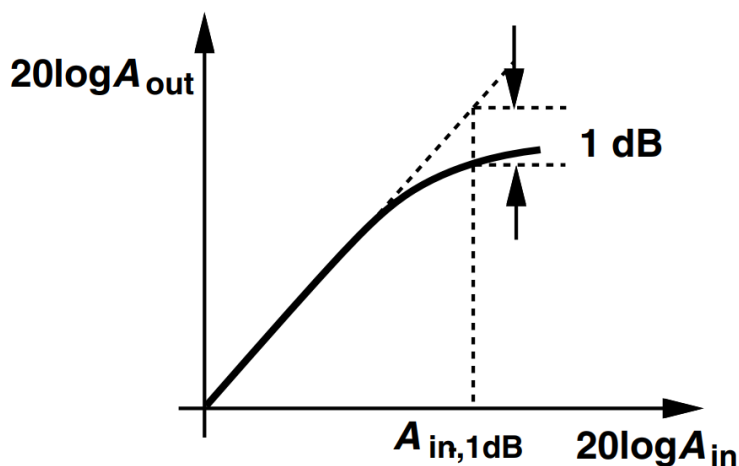
Εικόνα 2.10 Απεικόνιση των αρμονικών στο φάσμα των συχνοτήτων

Δύο τεχνικές που χρησιμοποιούνται ευρέως για να μετρηθεί στο κατά πόσο μας επηρεάζουν οι μη γραμμικότητες του κυκλώματος είναι το σημείο συμπίεσης κέρδους 1dB (P1dB) και το σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης (IP3) και θα αναλυθούν στη συνέχεια.

2.3.1 Συμπίεση του κέρδους και σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης

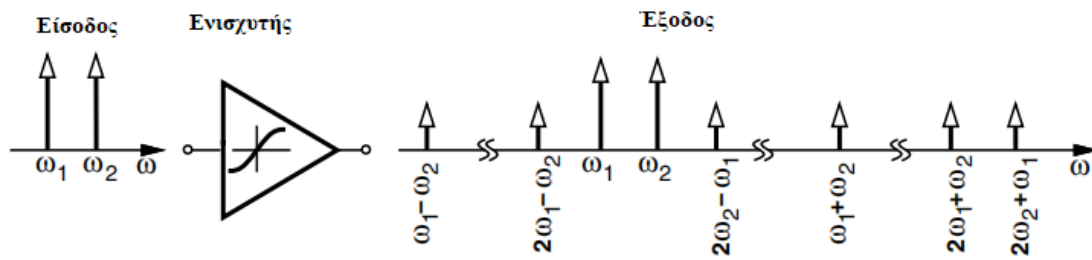
τάξης

Ιδανικά σε έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου το κέρδος παραμένει σταθερό για οποιαδήποτε ισχύ εισόδου. Στην πραγματικότητα σε όλους του ενισχυτές, μετά από κάποιο σημείο όσο αυξάνεται η ισχύς του σήματος στην είσοδο, η ισχύς στην έξοδο παύει να αυξάνεται γραμμικά και υπάρχει κορεσμός. Αυτό συμβαίνει διότι στα κυκλώματα ραδιοσυχνοτήτων ο όρος α_1 και ο α_3 , από τους οποίους εξαρτάται το πλάτος του σήματος της θεμελιώδης συχνότητας στην έξοδο, έχουν αντίθετο πρόσημο με αποτέλεσμα όσο το πλάτος εισόδου A , της σχέσης 2.11, αυξάνεται το κέρδος μειώνεται. Το σημείο συμπίεσης του κέρδους κατά 1dB, P1dB, είναι η ισχύς που πρέπει να έχει το σήμα εισόδου ώστε το κέρδος του μη ιδανικού ενισχυτή να έχει μειωθεί κατά 1 dB από το κέρδος του ιδανικού ενισχυτή. Γραφικά, το σημείο P1dB απεικονίζεται στην εικόνα 2.5 [1].



Εικόνα 2.11 Επεξήγηση του σημείου 1dB συμπίεσης του κέρδους

Έστω τώρα ότι ένας ενισχυτής τροφοδοτείται με δύο παλμούς ίσου πλάτους, συχνότητας f_1 και f_2 . Στην έξοδο θα παρουσιαστούν τα σήματα που φαίνονται στην εικόνα 2.6 :



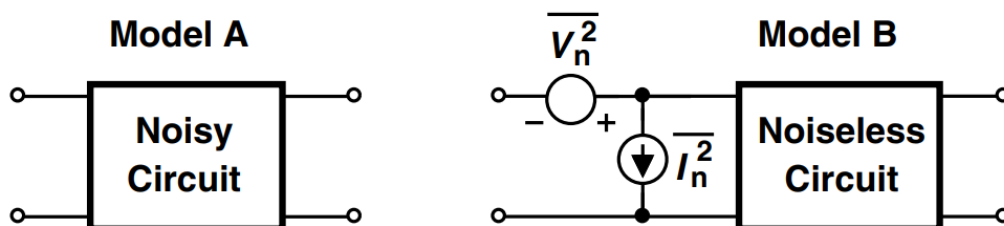
Εικόνα 2.12 Ισχύς σημάτων στην είσοδο και την έξοδο του κυκλώματος

Όπως φαίνεται στην εικόνα 2.12 εκτός από το χρήσιμο σήμα στην έξοδο, υπάρχει ισχύς και στις συχνότητες $2f_1 - f_2$ και $2f_2 - f_1$. Αυτά τα σήματα ονομάζονται προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης. Το σημείο στο οποίο η ισχύς των δύο τόνων συχνότητας f_1 , f_2 στην έξοδο γίνεται ίση με την ισχύ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης, αγνοώντας το φαινόμενο κορεσμού του κέρδους, μας δίνει το σημείο IP3[1].

2.4 Θόρυβος και κέρδος

Η απόδοση των συστημάτων στις ραδιοσυχνότητες περιορίζεται από το θόρυβο. Χωρίς θόρυβο, ένας δέκτης στις ραδιοσυχνότητες ήταν σε θέση να ανιχνεύει αυθαίρετα μικρές εισόδους, επιτρέποντας την επικοινωνία σε αυθαίρετα μεγάλες αποστάσεις. Σε αυτή την ενότητα θα εξετάσουμε βασικές ιδιότητες του θορύβου και μεθόδους υπολογισμού στα κυκλώματα.

Στη σχεδίαση κυκλωμάτων ο θόρυβος στην είσοδο ενός συστήματος μοντελοποιείται με μια πηγή θορύβου τάσης εν σειρά και μία πηγή θορύβου ρεύματος συνδεδεμένη παράλληλα όπως στην εικόνα 2.7.



Εικόνα 2.13 Μοντελοποίηση του θορύβου στην είσοδο του κυκλώματος

Η ποσοτικοποίηση του θορύβου στα συστήματα γίνεται μέσω του σηματοθορυβικού λόγου (Signal to Noise Ratio) και ορίζεται ως η ισχύς του σήματος διαιρούμενη με την ισχύ θορύβου. Ο παράγοντας θορύβου χρησιμοποιείται για να μετρήσουμε τον θόρυβο ενός συστήματος :

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.12)$$

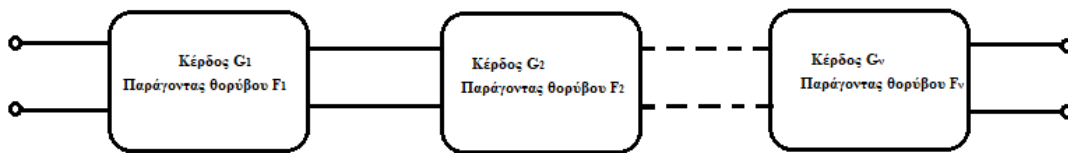
Εάν το κύκλωμα δεν περιέχει θόρυβο, τότε ο σηματοθορυβικός λόγος εξόδου SNR_{out} είναι ίσος με τον σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο SNR_{in} .

Άλλη μία παράμετρος που χρησιμοποιείται ευρέως στην σχεδίαση κυκλωμάτων για την ποσοτικοποίηση του θορύβου είναι η εικόνα θορύβου (Noise Figure) και δίνεται από την σχέση :

$$NF = 10 \log(F) \quad (2.13)$$

Σε ένα σύστημα με n το πλήθος στάδια συστημάτων με κέρδος A_i και παράγοντα θορύβου F_i συνδεδεμένα όπως στην εικόνα 2.8 έχουν παράγοντα θορύβου που δίνεται από τη σχέση

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_n} \quad (2.14)$$



Εικόνα 2.14 Αναπαράσταση n συστημάτων συνδεδεμένα εν σειρά

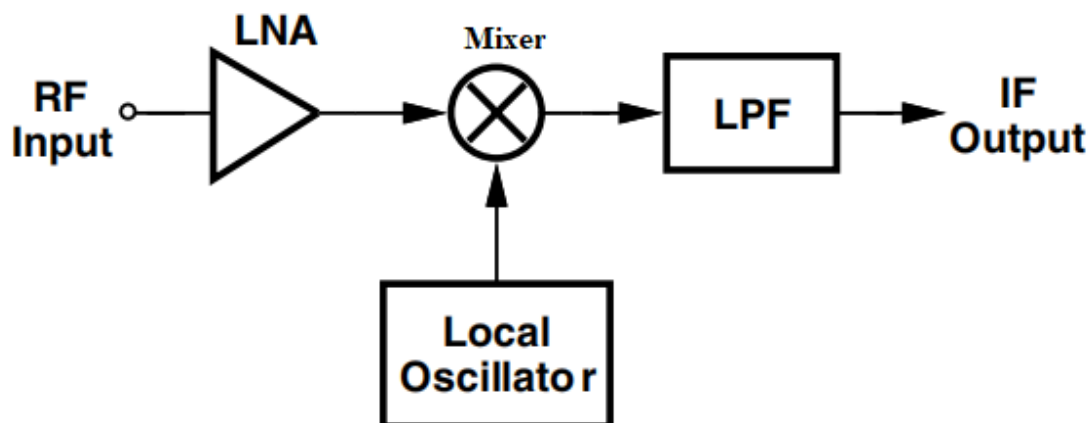
3 Σχεδίαση ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA)

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται θεμελιώδεις έννοιες για την σχεδίαση ενισχυτών χαμηλού θορύβου ο οποίος αποτελεί ένα από τα κύρια κομμάτια σχεδίασης ενός δέκτη. Ο κύριος σκοπός του ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι να αυξήσει την ισχύ του εξασθενημένου σήματος εισόδου που προέρχεται από την κεραία, ενώ ταυτόχρονα να ελαχιστοποιήσει τον θόρυβο που προστίθεται στην αλυσίδα από το ίδιο το κύκλωμα.

3.1 Απαιτήσεις σχεδίασης ενισχυτή χαμηλού θορύβου

3.1.1 Θόρυβος

Η εικόνα θορύβου (NF) είναι από τις πιο σημαντικές παραμέτρους σχεδίασης ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Σύμφωνα με την εξίσωση 2.14 σε μία τυπική τοπολογία δέκτη όπως φαίνεται στην εικόνα 3.1 ο LNA καθορίζει κατά κύριο λόγο την εικόνα θορύβου του δέκτη καθώς συμβάλει με τον παράγοντα θορύβου F_1 στην συνολική αλυσίδα του δέκτη. Συμπερασματικά ο θόρυβος του LNA απαιτείται να είναι ο ελάχιστος δυνατός [1] [2] .



Εικόνα 3.1 Τυπική αρχιτεκτονική δέκτη

3.1.2 Κέρδος

Σύμφωνα με την εξίσωση (2.14) ο θόρυβος που προκύπτει από τις υπόλοιπες βαθμίδες της αλυσίδας διαιρείται με το κέρδος του LNA. Επομένως το κέρδος του LNA απαιτείται να είναι αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται ο θόρυβος που προέρχεται από τα επόμενα στάδια της αλυσίδας, κυρίως από τον μίκτη υποβιβασμού συχνότητας που ακολουθεί, αλλά και ταυτόχρονα να ενισχύει το εξασθενημένο σήμα που προέρχεται από την κεραία.

3.1.3 Προσαρμογή

Θεωρώντας ότι ο LNA είναι ένας ενισχυτής αναμένουμε ότι έχει και άπειρη αντίσταση εισόδου ιδανικά. Ωστόσο ο LNA έχει στην είσοδό του είτε ένα φίλτρο επιλογής ζώνης συχνοτήτων είτε την κεραία. Ένα φίλτρο επιλογής ζώνης συχνοτήτων σχεδιάζεται με τερματισμό 50Ω στην έξοδο. Εάν η αντίσταση αυτή αποκλίνει από τα 50Ω τότε το φίλτρο μπορεί να υποβαθμιστεί η απόδοση του φίλτρου. Επίσης και η κεραία είναι σχεδιασμένη να έχει αμιγώς ωμική αντίσταση φορτίου ίση με 50Ω . Επομένως ο LNA πρέπει να έχει αντίσταση εισόδου 50Ω ώστε να ταιριαστεί με την αντίσταση εξόδου που έχει είτε η κεραία είτε το φίλτρο επιλογής ζώνης συχνοτήτων [1].

Η προσαρμογή ισχύος (Power Matching) αποτελεί μία άλλη τεχνική και αποσκοπεί στην μέγιστη μεταφορά ισχύος. Θεωρώντας ότι έχουμε μία πηγή τάσης V_s με εν σειρά αντίσταση Z_s και το κύκλωμά μας οδηγεί μία αντίσταση Z_L τότε ,σύμφωνα με την μικροκομματική θεωρία, η αντίσταση Z_L που μεγιστοποιεί την μεταφορά ισχύος είναι $Z_L = Z_s^*$ [1] .

Η προσαρμογή θορύβου (Noise matching) αποσκοπεί στην ελαχιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου και επομένως στην ελαχιστοποίηση της εικόνας θορύβου. Θεωρώντας ότι έχουμε ένα δίθυρο δίκτυο τότε η προσαρμογή θορύβου επιτυγχάνεται όταν η αντίσταση εισόδου μας δίνει την ελάχιστη εικόνα θορύβου. Αυτό συμβαίνει όταν η είσοδος της πηγής είναι ίση με τη βέλτιστη είσοδο Z_{OPT} [3] .

3.1.4 Ευστάθεια

Ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου μπορεί να έρθει σε αστάθεια λόγω των παρασιτικών χωρητικότητων και επαγωγών που εμφανίζονται κατά το πακετάρισμα σε ένα τσιπ, είτε από αναδράσεις που δημιουργούνται από την έξοδο στην είσοδο.

Η παράμετρος ευστάθειας K χρησιμοποιείται για να περιγράψει αν ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου είναι ευσταθής και δίνεται από την σχέση

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (3.1)$$

$$\text{Όπου } \Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12} \quad (3.2)$$

Εάν $K > 1$ και $\Delta < 1$ τότε το κύκλωμα είναι ευσταθές άνευ όρων, δηλαδή για οποιαδήποτε αντίσταση εισόδου και εξόδου [1] [2] .

3.1.5 Γραμμικότητα

Η γραμμικότητα είναι μια παράμετρος που δεν περιορίζει στις περισσότερες εφαρμογές την γραμμικότητα του δέκτη. Τα στάδια που την περιορίζουν είναι αυτά που έχουν υψηλό κέρδος στην αλυσίδα όπως ενισχυτές και τα φίλτρα. Επομένως η σχεδίαση ενισχυτών χαμηλού θορύβου, για τις περισσότερες εφαρμογές, γίνεται με μικρή ανησυχία για τη γραμμικότητά τους [1] .

Εξαίρεση αποτελεί η σχεδίαση ενισχυτών χαμηλού θορύβου που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές πομπού και δέκτη. Η γραμμικότητα αποτελεί ένας σημαντικός παράγοντας σε αυτά τα συστήματα καθώς ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου πρέπει να αντιμετωπίσει τις διαρροές του μεταδιδόμενου σήματος που φτάνουν από τον πομπό στον δέκτη [1] [5].

Στην παρούσα διπλωματική γίνεται σχεδίαση δύο ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Ο ένας χρησιμοποιείται για έναν δέκτη, ενώ ο άλλος έχει υψηλή γραμμικότητα ώστε να μπορεί να εφαρμοστεί σε πομποδέκτη.

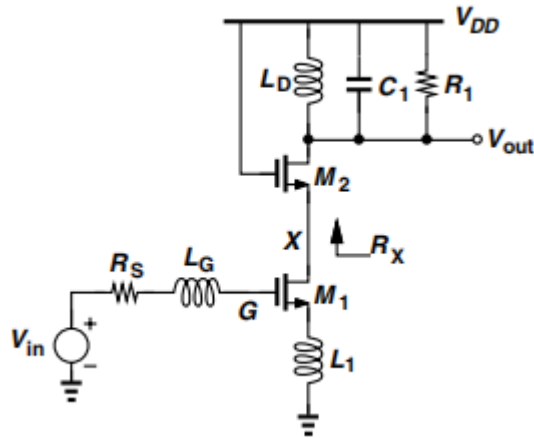
3.1.5 Κατανάλωση

Η ανάγκη για κυκλώματα που καταναλώνουν λιγότερη ισχύ γίνεται πιο έντονη. Ο LNA καταναλώνει ένα μικρό μέρος της συνολικής ισχύος του δέκτη ωστόσο στη σχεδίαση στοχεύουμε να την κρατήσουμε χαμηλά επίπεδα κατανάλωσης λαμβάνοντας υπόψιν την βελτιστοποίηση του θορύβου, του κέρδους και της γραμμικότητας [1] .

3.2 Θεωρητική ανάλυση Cascode ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Οι τρεις βασικές τοπολογίες LNA ενός σταδίου είναι ο ενισχυτής κοινής πύλης, ο ενισχυτής κοινής πηγής και ο cascode ενισχυτής. Για την σχεδίαση του LNA επιλέχθηκε ο cascode τοπολογία καθώς παρέχει σε σύγκριση με τις άλλες δύο τοπολογίες υψηλό κέρδος και γραμμικότητα σε συνδυασμό με χαμηλό θόρυβο και κατανάλωση.

Στην εικόνα 3.2 παρουσιάζεται η τοπολογία του LNA που θα χρησιμοποιηθεί στην σχεδίαση. Προκειμένου ο ενισχυτής μας να έχει 50Ω αντίσταση εισόδου χρησιμοποιούνται ενεργά στοιχεία (πηνία και πυκνωτές) και όχι ωμικά καθώς εισάγουν περισσότερο θόρυβο σε σχέση με τα ενεργά. [1]



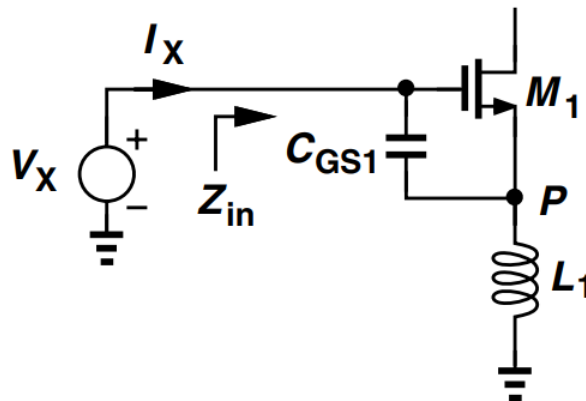
Εικόνα 3.2 Τοπολογία cascode LNA

3.2.1 Ανάλυση σταδίου εισόδου cascode LNA

Το στάδιο εισόδου του LNA είναι ένας common source ενισχυτής με πηνίου εκφυλισμού πηγής. Σκοπός μας είναι να ταιριάξουμε την αντίσταση εισόδου στα 50Ω. Αγνοώντας τις χωρητικότητες μεταξύ πύλης και υποδοχής (C_{GD}) και μεταξύ πύλης και σώματος (C_{GB}) όπως βλέπουμε στην εικόνα 3.3 δεδομένου ότι :

- το ρεύμα στην είσοδο στην πύλη του τρανζίστορ είναι μηδέν και επομένως ρέει μέσω του πυκνωτή C_{GS1} και του πηνίου L_S στη γη
- το ρεύμα που ρέει στο πηνίο L_S είναι ίσο με $g_m V_{GS}$

εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στο βρόχο που περικλείει την πηγή εισόδου V_x τον πυκνωτή C_{GS1} και το πηνίο L_1 έχουμε :



Εικόνα 3.3 Στάδιο εισόδου LNA

$$V_P = \left(I_X + \frac{g_m I_X}{s C_{GS1}} \right) s L_S \quad (3.3)$$

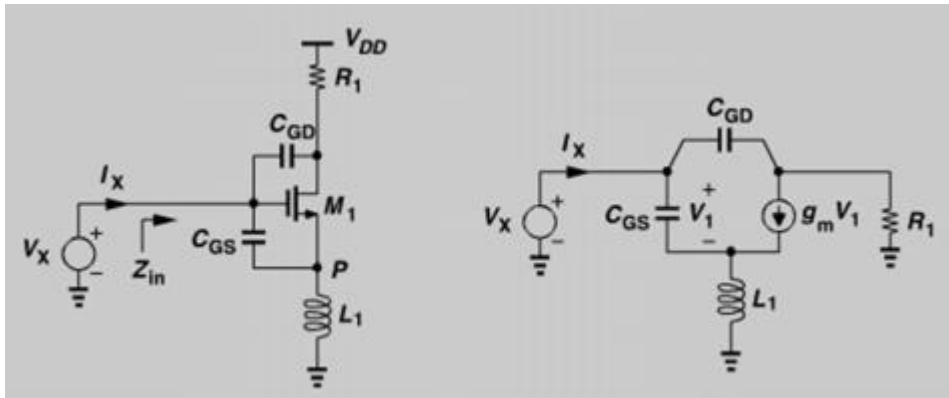
Και επίσης ισχύει η σχέση : $V_X = V_{GS1} + V_P$

Επομένως έχουμε :

$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{s C_{GS1}} + s L_S + \frac{g_m L_S}{C_{GS1}} \quad (3.4)$$

Άρα η αντίσταση εισόδου αποτελείται από ένα φανταστικό μέρος και από ένα πραγματικό μέρος το οποίο είναι ανεξάρτητο της συχνότητας.

Λαμβάνοντας υπόψιν την σχέση (3.4) για την αντίσταση Z_{in} και ότι το τρανζίστορ εισόδου έχει στην υποδοχή του φορτίο που καθορίζεται από την αντίσταση $R_1 = 1/g_m$ και τον πυκνωτή C_{GD} διαμορφώνεται ένα μοντέλο για την αντίσταση εισόδου όπως στην εικόνα 3.4.



Εικόνα 3.4 Υπολογισμός αντίστασης εισόδου

Από το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος και σύμφωνα με τον νόμο ρευμάτων Kirchhoff στο κόμβο P, το ρεύμα που ρέει στο πηνίο L_S είναι ίσο με $V_1 s C_{GS} + g_m V_1$ και επίσης $V_X = V_1 + (V_1 s C_{GS} + g_m V_1) s L_S$. Το ρεύμα που ρέει στην αντίσταση R_1 είναι ίσο με $I_X - V_1 s C_{GS1} - g_m V_1$. Συνδυάζοντας τις παραπάνω σχέσεις υπολογίζουμε την αντίσταση εισόδου :

$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{s C_{GS1}} + L_S + \frac{g_m L_S}{C_{GS1}} \left[1 - \frac{2 C_{GD}}{C_{GS1}} - L_S C_{GD} s^2 - \left(R_1 C_{GD} + g_m L_S \frac{C_{GD}}{C_{GS1}} \right) s \right] \quad (3.5)$$

Λαμβάνοντας υπόψιν ότι τα πηνία είναι της τάξης των nH και οι πυκνωτές της τάξης των fF η σχέση μπορεί να απλοποιηθεί :

$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{sC_{GS1}} + L_S + \frac{g_m L_S}{C_{GS1}} \left[1 - \frac{2C_{GD}}{C_{GS1}} \right] \quad (3.6)$$

Παρατηρώντας την σχέση 3.6 βγάζουμε το συμπέρασμα πως είναι αδύνατο για συχνότητες της τάξης των GHz και για λογικές τιμές πηνίων που μπορούν να κατασκευαστούν (0.2 – 15 pH) να έχουμε αμιγώς ωμικό φορτίο 50Ω. Για τον λόγο αυτό προστίθεται στην είσοδο του κυκλώματος ένα πηνίο L_G . Η σχέση διαμορφώνεται ως εξής :

$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{sC_{GS}} + (L_G + L_S)s + \frac{g_m L_S}{C_{GS}} \quad (3.7)$$

Επομένως τώρα είμαστε σε θέση να καθορίσουμε τις παραμέτρους του κυκλώματος και των τρανζίστορ ώστε να διαμορφώσουμε αμιγώς ωμική αντίσταση 50Ω.

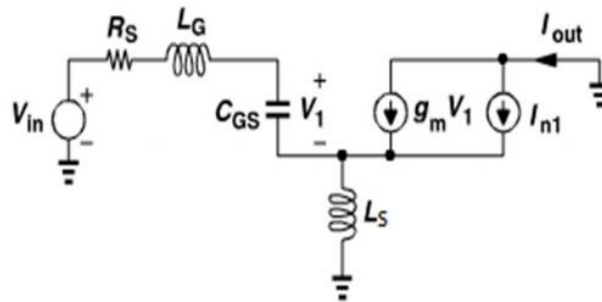
Ωστόσο το πηνίο στην είσοδο παρουσιάζει μια αρνητική επίπτωση. Δεδομένου ότι ένα μη ιδανικό πηνίο έχει παρασιτική αντίσταση ίση με $2L_G f/Q$, όπου Q είναι ο συντελεστής ποιότητας του πηνίου και παίρνει τιμές 10 έως 15, συγκρίσιμη με την 50Ω αντίσταση που θέλουμε να πετύχουμε. Αυτό τελικά επηρεάζει την εικόνα θορύβου του κυκλώματος. Για τον λόγο αυτό το πηνίο L_G τοποθετείται εξωτερικά του chip.

Έτσι καταλήγουμε στην τοπολογία της εικόνας 3.2. Ένα RLC δίκτυο χρησιμοποιείται στην έξοδο του LNA για συντονιστεί η έξοδος στην επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας. [1]

3.2.2 Υπολογισμός εικόνας θορύβου και κέρδους

Για να υπολογίσουμε τον θόρυβο του κυκλώματος χρησιμοποιούμε το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος της τοπολογίας μας αγνοώντας το φαινόμενο σώματος, το φαινόμενο Early και την παρασιτική χωρητικότητα C_{GD} καθώς δεν είναι οι κύριοι παράγοντες θορύβου όπως στην εικόνα 3.5 [1].

Ο θόρυβος ρεύματος του τρανζίστορ εισόδου $M1$ μοντελοποιείται με μία πηγή θορύβου I_{n1} με $\overline{I_{n1}^2} = 4kT\gamma g_m$. Το ρεύμα I_{out} .



Εικόνα 3.5 Ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος για τον υπολογισμό της εικόνας θορύβου

Ισχύουν οι σχέσεις :

- Ρεύμα εξόδου : $I_{out} = g_m V_1 + I_{n1}$
- Τάση στα άκρα του πηνίου : $sL_S(I_{out} + V_1 sC_{GS})$

Από νόμο τάσεων Kirchhoff στο βρόχο που περιλαμβάνει στην πηγή εισόδου V_{in} και το πηνίο L_S έχουμε :

$$V_{in} = I_{out}sL_S + \frac{(L_S + L_G)s^2C_{GS} + 1 + R_SsC_{GS}}{gm} (I_{out} - I_{n1}) \quad (3.8)$$

Δεδομένου ότι έχουμε κάνει συντονισμό στην συχνότητα λειτουργίας ω_0 του κυκλώματός μας ισχύει :

$$(L_S + L_G)j\omega_0^2C_{GS} + 1 = 0 \quad (3.9)$$

Επομένως η σχέση 3.9 αντικαθιστώντας την σχέση 3.8 γίνεται :

$$V_{in} = I_{out} \left(j\omega_0L_S + \frac{j\omega_0R_S C_{GS}}{gm} \right) - I_{n1} \frac{j\omega_0R_S C_{GS}}{gm} \quad (3.10)$$

Ο θόρυβος εξαιτίας του τρανζίστορ εισόδου M1 υπολογίζεται μηδενίζοντας την πηγή τάσης εισόδου. Επομένως από την σχέση (3.10) έχουμε :

$$|I_{n,out}|_{M1} = |I_{n1}| \frac{R_S C_{GS}}{g_m L_S + R_S C_{GS}} \quad (3.11)$$

Εφόσον το πραγματικό μέρος της αντίστασης εισόδου είναι 50Ω έχουμε :

$$\frac{g_m L_S}{C_{GS}} = R_S \quad (3.12)$$

Άρα η σχέση 3.11 αντικαθιστώντας την σχέση 3.12 γίνεται :

$$|I_{n,out}|_{M1} = \frac{|I_{n1}|}{2} \quad (3.13)$$

Επομένως ο θόρυβος του κυκλώματος λόγω του τρανζίστορ εισόδου M1 είναι :

$$\overline{I_{n,out}^2}_{M1} = kT\gamma g_m \quad (3.14)$$

Διαιρώντας τον θόρυβο εξόδου του ρεύματος με τη διαγωγιμότητα του κυκλώματος και με $4kTR_S$ και προσθέσουμε μονάδα στο αποτέλεσμα, παίρνουμε την εικόνα θορύβου του κυκλώματος :

$$NF = 1 + g_m R_S \gamma \left(\frac{\omega_0}{\omega_T} \right) \text{ όπου } \omega_T = \frac{g_m}{C_{GS}} \quad (3.15)$$

Για να υπολογίσουμε την συνολική εικόνα θορύβου του κυκλώματος πρέπει να λάβουμε επίσης υπόψιν την παρασιτική αντίσταση του πηνίου στην είσοδο R_G και του πηνίου συντονισμού στην έξοδο R_D . Επομένως η συνολική εικόνα θορύβου δίνεται από την σχέση 3.16 :

$$NF = 1 + \frac{R_G}{R_S} + g_m R_S \gamma \left(\frac{\omega_0}{\omega_T} \right)^2 + \frac{4R_S}{R_1} \left(\frac{\omega_0}{\omega_T} \right)^2 \text{ όπου } \omega_T = \frac{g_m}{C_{GS}} \quad (3.16)$$

Για τον υπολογισμό του κέρδους χρησιμοποιούμε την σχέση 3.11 και μηδενίζοντας την πηγή θορύβου ρεύματος I_{n1} , τότε η σχέση που προκύπτει μας δίνει το κέρδος διαγωγιμότητας του ενισχυτή :

$$\left| \frac{I_{out}}{V_{in}} \right| = \frac{1}{\omega_0 \left(L_S + \frac{R_S C_{GS}}{g_m} \right)} \quad (3.17)$$

Λαμβάνοντας όμως υπόψιν την πτώση τάσης που προκαλεί η παρασιτική αντίσταση R_G του πηνίου L_G στην είσοδο του ενισχυτή έχουμε ένα παθητικό κέρδος ίσο με :

$$\frac{V_G}{V_{in}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{L_G \omega_0}{R_S} \right) \quad (3.18)$$

Επομένως στην είσοδο του ενισχυτή δημιουργείται ένα κέρδος τάσης λόγω της αντίστασης που εξαρτάται από το συντελεστή ποιότητας του πηνίου L_G και την αντίσταση της κεραίας R_S . Αυτό το κέρδος είναι μη επιθυμητό καθώς ευθύνεται για τυχόν μη γραμμικότητες του ενισχυτή.

Το κέρδος τάσης από την έξοδο στην είσοδο είναι :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\omega_T R_1}{2\omega_0 R_S} = \frac{R_1}{2 L_S \omega_0} \quad (3.19)$$

Συμπερασματικά λαμβάνοντας υπόψιν το παθητικό κέρδος που δημιουργείται από το πηνίο εισόδου (σχέση 3.18) και το κέρδος διαγωγιμότητας (σχέση 3.19) προκύπτει το κέρδος τάσης από την πύλη του τρανζίστορ M1 έως την υποδοχή του.

$$\frac{V_X}{V_G} = \frac{R_S}{L_S \omega_0} \cdot \frac{R_1 + r_{o2}}{(1 + g_{m2} r_{o2})(R_S + L_G \omega_0)} \quad (3.20)$$

3.2 Υλοποίηση cascode ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Έχοντας ολοκληρώσει την θεωρητική ανάλυση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ακολουθεί το στάδιο της σχεδίασης. Η σχεδίαση, οι προσομοιώσεις [12] και το φυσικό σχέδιο του κυκλώματος γίνεται στο Cadence. Η υλοποίηση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου γίνεται αρχικά σε επίπεδο σχηματικού, και στη συνέχεια σε επίπεδο φυσικής σχεδίασης. Στο κεφάλαιο 3.2.1 παρουσιάζονται οι στόχοι της σχεδίασης και η διαδικασία σχεδίασης που υλοποιήθηκε. Στο κεφάλαιο 3.2.2 παρουσιάζεται η τοπολογία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου με πραγματικά στοιχεία και τα αποτελέσματα σε επίπεδο σχηματικού και layout. Τέλος γίνεται η σύγκριση των αποτελεσμάτων με τους στόχους της σχεδίασης.

3.2.1 Υλοποίηση cascode ενισχυτή χαμηλού θορύβου σε επίπεδο σχηματικού

Οι στόχοι του κυκλώματος που θα βασιστεί η σχεδίαση και ο θεωρητικός υπολογισμός των παραμέτρων παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα :

Παράμετρος	Τιμή	Μονάδα Μέτρησης
Εύρος συχνοτήτων	2.4 – 2.49	GHz
Κέρδος	20	dB
Απώλειες επιστροφής εισόδου	-8	dB
Μεταβολή του κέρδους	< ± 1.5	dB
HP3	> -5	dBm
Εικόνα θορύβου	2.5	dB
Κατανάλωση	20	mA
Τροφοδοσία	1.2	V
Τεχνολογία	TSMC 90nm	

Πίνακας I Προδιαγραφές ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Η σχεδίαση ξεκινάει με την ποσοτικοποίηση των παραμέτρων του σταδίου εισόδου. Η αντίσταση του σταδίου εισόδου είναι :

$$Z_{in} = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{sC_{GS}} + (L_G + L_S)s + \frac{g_m L_S}{C_{GS}}$$

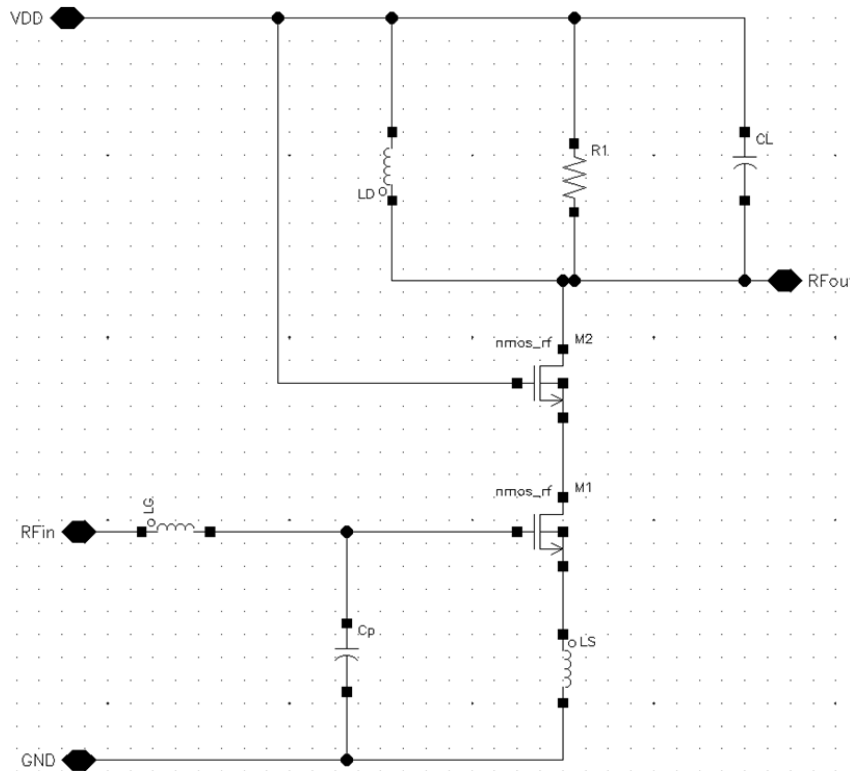
Δεδομένου ότι θέλουμε η αντίσταση εισόδου να έχει 50 Ω πραγματικό μέρος και ότι το φανταστικό μέρος θέλουμε να είναι μηδέν προκύπτουν οι εξής σχέσεις :

$$\frac{g_m L_S}{C_{GS}} = 50 \text{ και } \frac{1}{s C_{GS}} + (L_G + L_S)s = 0 \quad (3.21)$$

Επίσης για το κέρδος του ενισχυτή ισχύει :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\omega_T R_1}{2\omega_0 R_S} = \frac{R_1}{2 L_S \omega_0} \quad (3.22)$$

Η αντίσταση εξόδου παίζει σημαντικό ρόλο στην διαδικασία της σχεδίασης. Παρατηρήθηκε ότι μεγάλες τιμές της αντίστασης εξόδου οδηγούν σε αρκετά υψηλό κέρδος με επίπτωση στην



Εικόνα 3.6 Τοπολογία ενισχυτή χαμηλού θορύβου

γραμμικότητα στην είσοδο του LNA. Αυτό συμβαίνει διότι η υψηλή αντίσταση εξόδου οδηγεί σε μεγάλο πλάτος της τάσης εξόδου και επομένως το κέρδος συμπιέζεται για πολύ χαμηλή ισχύ εισόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης να είναι εκτός των στόχων για μεγάλες αντιστάσεις εξόδου.

Στον πίνακα II παρουσιάζεται η απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και την γραμμικότητα για τις τρεις διαφορετικές υλοποιήσεις που έγιναν για διαφορετικές τιμές αντίστασης εξόδου στη συχνότητα 2.45GHz.

Παράμετροι / Αντίσταση εξόδου	Υλοποίηση Α	Υλοποίηση Β	Υλοποίηση Γ	Μονάδα μέτρησης
	75Ω	150 Ω	250 Ω	
Κέρδος	21	24.1	27	dB
IP3	-3	-13	-19	dBm

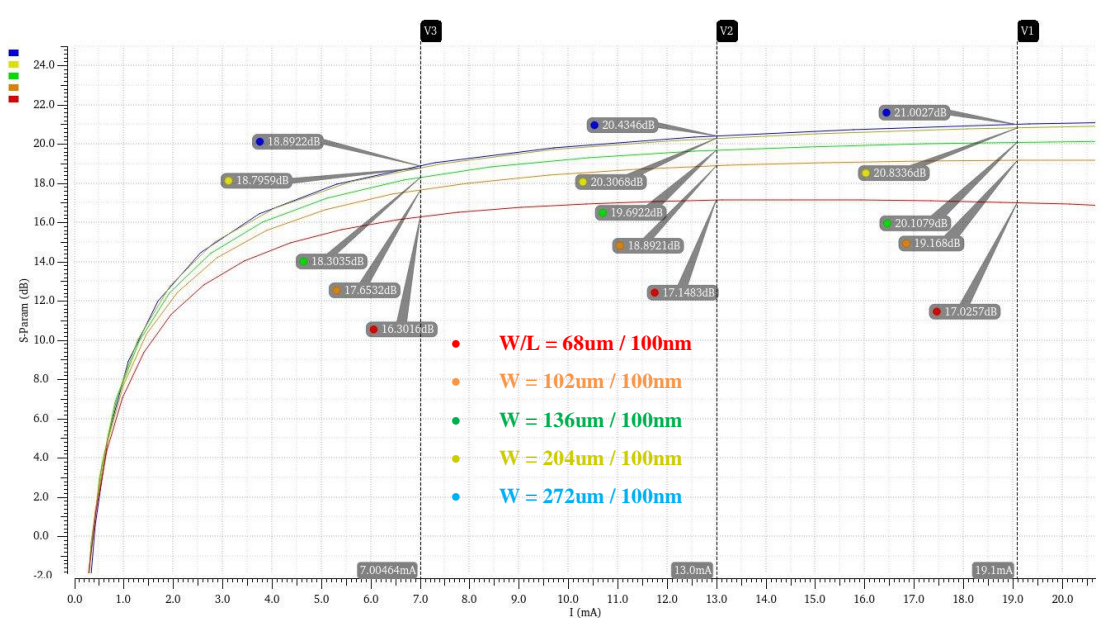
Πίνακας Π Απόδοση διαφορετικών υλοποιήσεων ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Η αντίσταση εξόδου που επιλέχθηκε είναι 75Ω καθώς μας εξασφαλίζει ταυτόχρονα τους στόχους της γραμμικότητας και του κέρδους. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η διαδικασία σχεδίασης που ακολουθήσαμε.

Δεδομένου ότι έχουμε στόχο τα 20dB κέρδος, υπολογίζουμε ότι θα χάσουμε περίπου 1dB κέρδος από τα παρασιτικά του κυκλώματος, δουλεύουμε στην συχνότητα 2.45GHz και ότι η αντίσταση εξόδου είναι 75 Ω από την σχέση 3.22 έχουμε :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 21dB = 11.22 \frac{V}{V} = \frac{R_1}{2 L_S \omega_0} = \frac{75}{2 * L_S * 2 * \pi * 2.45G} \Rightarrow L_S = 217 pH$$

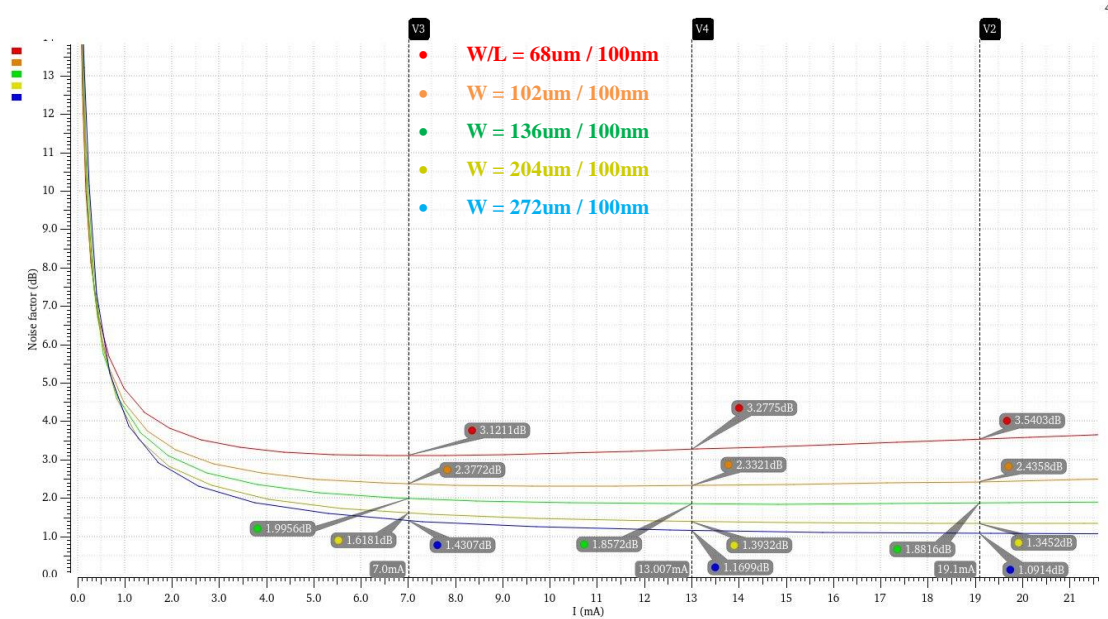
Στη συνέχεια η τοπολογία του LNA μελετήθηκε ως προς τη διαστασιολόγηση των τρανζίστορ και την πόλωσή του ώστε να παρέχει το απαιτούμενο κέρδος και θόρυβο εντός των ορίων της κατανάλωσης. Σύμφωνα με τις γραφικές παραστάσεις των εικόνων 3.7 και 3.8 επιλέγουμε τα τρανζίστορ να έχουν μέγεθος 272u και η πόλωση να είναι στα 19.1mA.



Εικόνα 3.7 Γραφική παράσταση του κέρδους για διαφορετικά ρεύματα πόλωσης και διαφορετική διαστασιοποίηση των τρανζίστορ

Με αυτές τις παραμέτρους εξασφαλίζουμε ότι θα έχουμε 20dB κέρδος λαμβάνοντας υπόψιν τα παρασιτικά του κυκλώματος και θόρυβο λιγότερο από 2.5dB εντός των ορίων κατανάλωσης. Γνωρίζοντας πλέον την διαγωγιμότητα του τρανζίστορ και την τιμή του

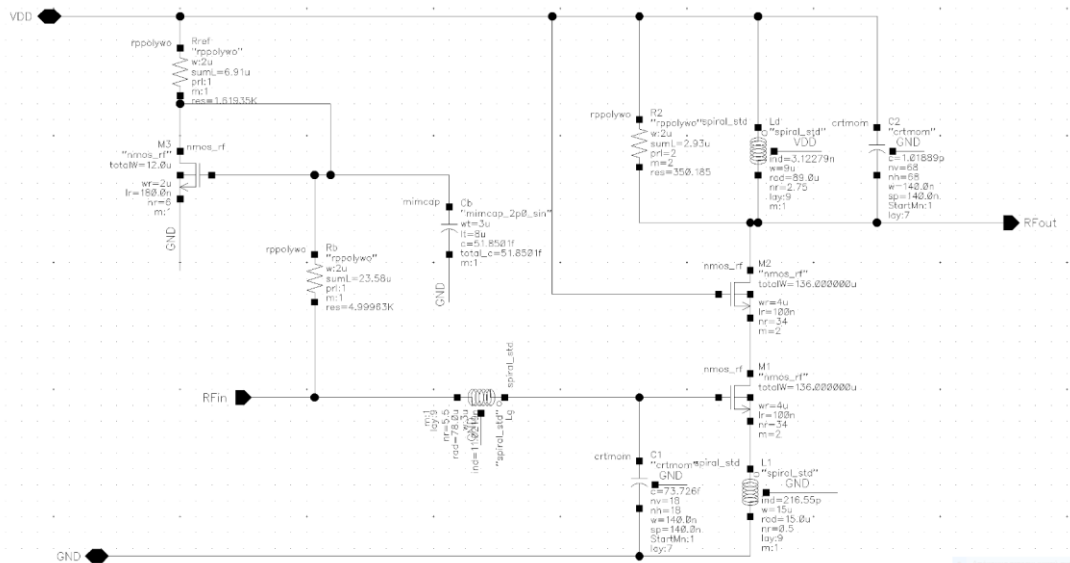
πηνίου L_s ορίζονται οι τιμές του πηνίου L_G και η χωρητικότητα C_{GS} ώστε η είσοδος να προσαρμοστεί στα 50Ω .



Εικόνα 3.8 Γραφική παράσταση της εικόνας θορύβου για διαφορετικά ρεύματα πόλωσης και διαφορετική διαστασιοποίηση των τρανζίστορ

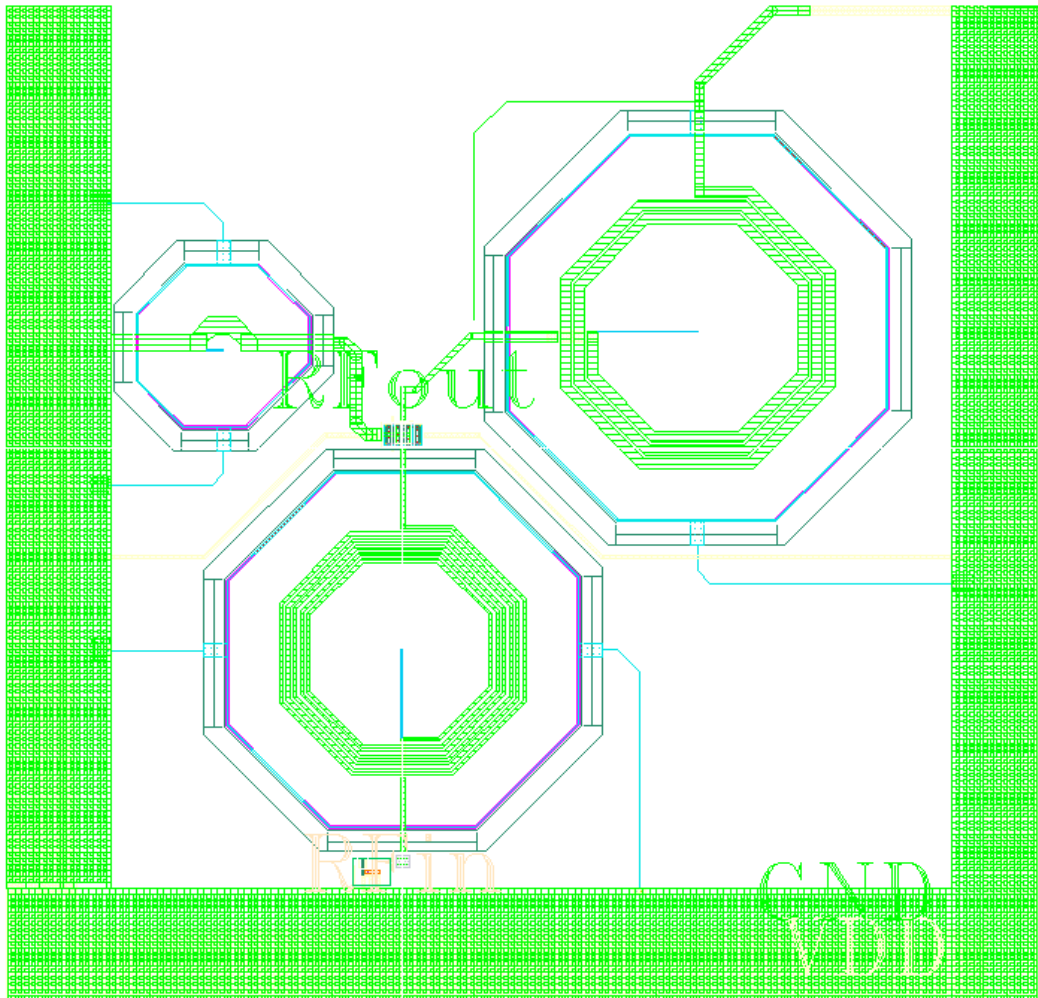
3.3.2 Υλοποίηση cascode ενισχυτή χαμηλού θορύβου σε επίπεδο layout και αποτελέσματα σχεδίασης

Στη συνέχεια η σχεδίαση γίνεται με πραγματικά στοιχεία και υλοποιείται η σχεδίαση σε επίπεδο φυσικού σχεδίου (layout). Οι τελικές τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν και το τελικό κύκλωμα του LNA μαζί με το κύκλωμα πόλωσης του στην εικόνα 3.9. Στη συνέχεια ακολουθεί η φυσική σχεδίαση του κυκλώματος, η προσομοίωση του και η παρουσίαση των αποτελεσμάτων. Παρατηρούμε ότι το κύκλωμα παρουσιάζει απώλειες στο κέρδος και στον θόρυβο ωστόσο οι απώλειες έχουν ληφθεί υπόψιν ώστε να μην αποκλίνουμε από τους στόχους της σχεδίασης. Αυτές οι απώλειες οφείλονται κυρίως στην παρασιτική αντίσταση που εισάγουν τα πηνία του κυκλώματος και στις παρασιτικές χωρητικότητες που δημιουργούνται στο κύκλωμα.



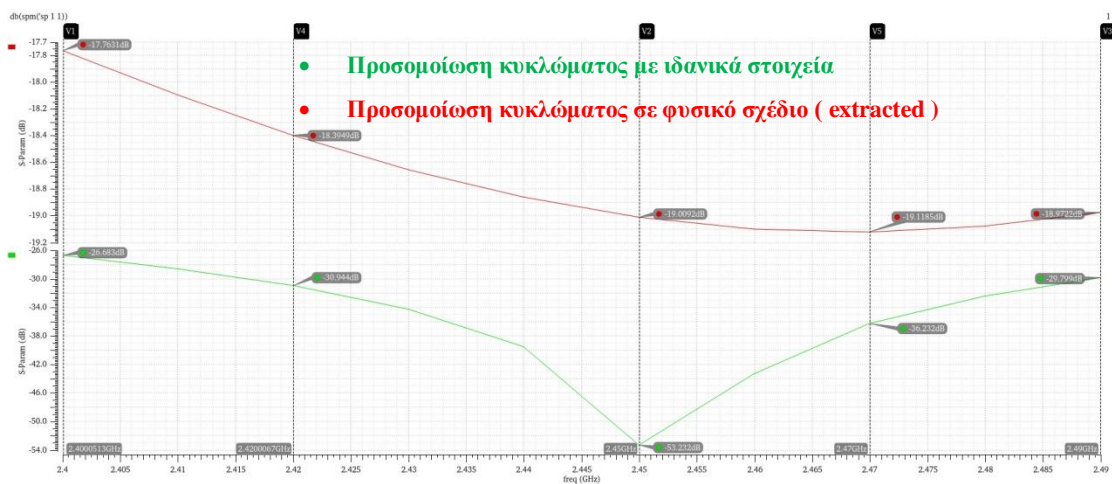
Εικόνα 3.9 Τοπολογία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου με πραγματικά στοιχεία

Κατά την φυσική σχεδίαση του κυκλώματος (εικόνα 3.10) τα καλώδια της γης και της τροφοδοσίας σχεδιάστηκαν με μεγάλο πάχος ώστε να αντέχουν το ρεύμα του κυκλώματος. Σε αυτό το σημείο να επισημάνουμε ότι τα ίδια αυτά καλώδια τροφοδοσίας και γης θα πρέπει να αντέχουν όχι μόνο το ρεύμα του ενισχυτή χαμηλού θορύβου αλλά και του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας που ακολουθεί. Τα τρανζίστορ του cascode σταδίου, τοποθετήθηκαν με την τεχνική common centroid ώστε να είναι απόλυτα συμμετρικά και να ελαχιστοποιηθούν process variation προβλήματα. Τα πηνία δεδομένου ότι είναι ένα πολύ ευαίσθητο παθητικό στοιχείο καθώς μπορεί και μπορεί να αλλάξει η συμπεριφορά τους με δύο τρόπους : Είτε όταν περνάει κάποιο χαμηλότερο μέταλλο ή υψηλότερο μέταλλο από την περιοχή των σπειρών και επομένως να δημιουργήσουν χωρητικό φαινόμενο είτε όταν κάποιο άλλο πηνίο βρίσκεται πολύ κοντά με ένα άλλο και επομένως προκαλείται σύζευξη μεταξύ των δύο πηνίων. Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω τα πηνία έχουν μία μεγάλη απόσταση μεταξύ τους (150u), δεν περνάει κάποιο μέταλλο από την περιοχή που ορίζουν και προστατεύονται περιμετρικά γύρω τους με ένα στρώμα μετάλλων σε ακτίνα 68u. [8]



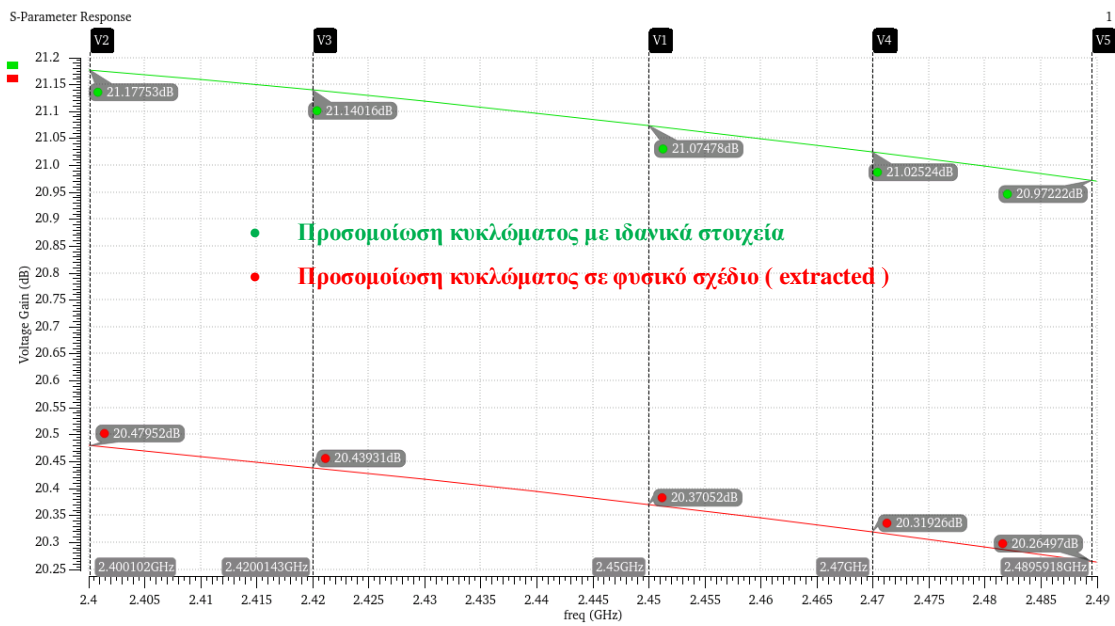
Εικόνα 3.10 Φυσική σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Στη συνέχεια παρουσιάζεται η απόδοση του κυκλώματος με ιδανικά στοιχεία συγκριτικά με τα αποτελέσματα της extracted προσομοίωσης :

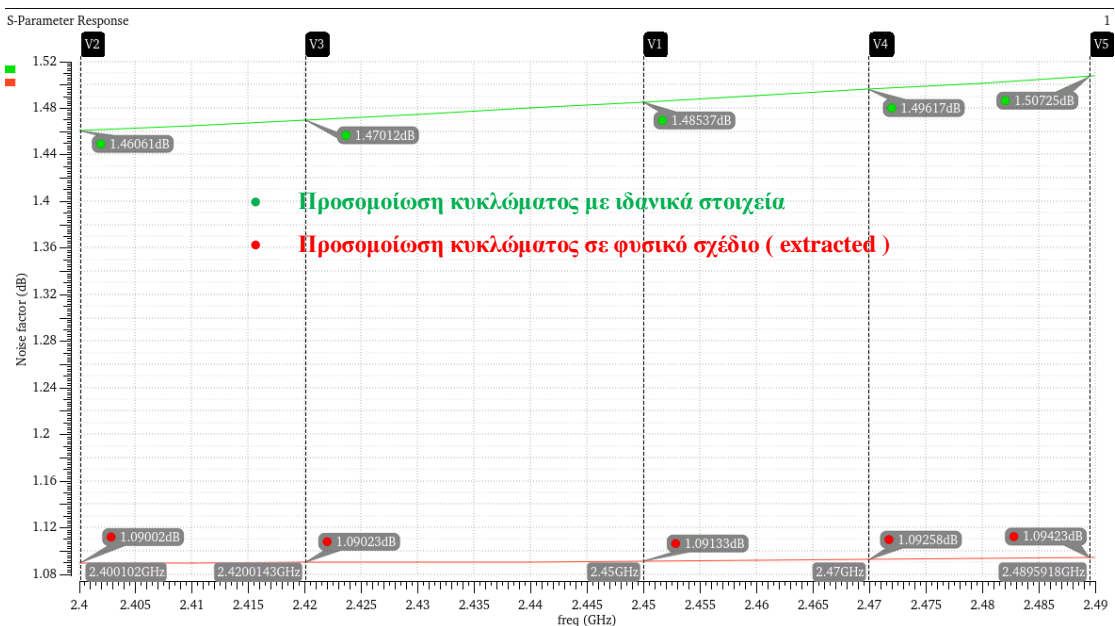


Εικόνα 3.11 Απώλειες επιστροφής εισόδου συναρτήσει συχνότητας

Οι απώλειες επιστροφής εισόδου σχετίζονται με το κατά πόσο η είσοδος έχει ταιριαστεί στα 50 Ω. Κατά την extracted προσομοίωση οι απώλειες επιστροφής χειροτερεύουν ωστόσο το κύκλωμα είναι εντός των στόχων. Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου σχεδιάστηκε ώστε να έχει 21dB κέρδος στα 2.45GHz. Οι απώλειες λόγω των παρασιτικών χωρητικότητας και αντιστάσεων που προκύπτουν από την φυσική σχεδίαση του κυκλώματος είναι περίπου 0.8dB στο κέρδος και 0.48 dB στην εικόνα θορύβου.

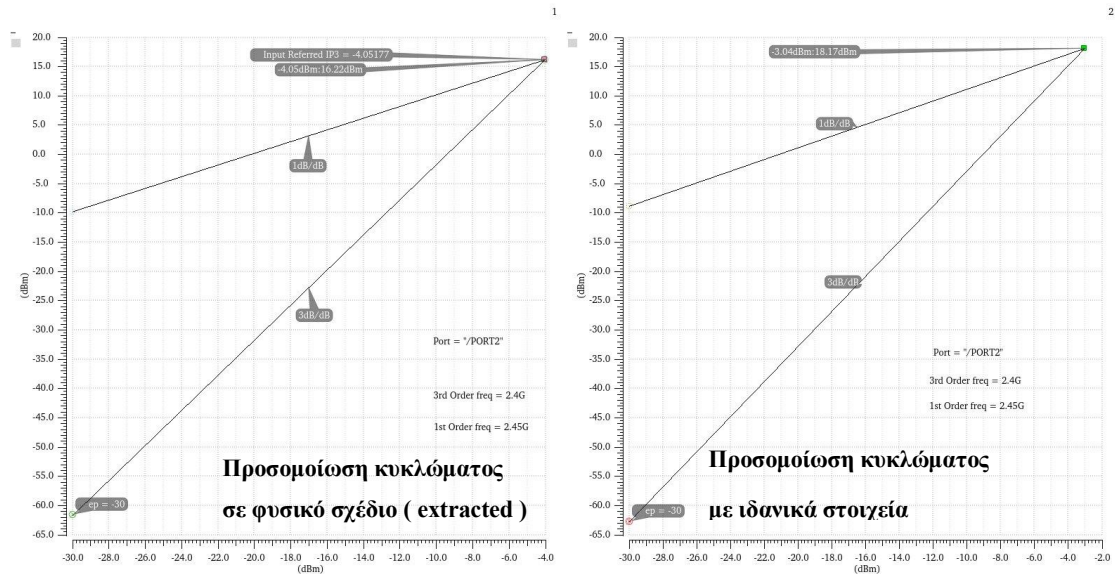


Εικόνα 3.12 Κέρδος ενισχυτή χαμηλού θορύβου συναρτήσει της συχνότητας



Εικόνα 3.13 Εικόνα θορύβου ενισχυτή χαμηλού θορύβου συναρτήσει της συχνότητας

Το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης IP3 που σχετίζεται με την γραμμικότητα της εισόδου είναι -4dBm κατά την προσομοίωση και -3dBm κατά την extracted προσομοίωση. Παρασιτικές αντιστάσεις και ασυμμετρίες που προκύπτουν από το φυσικό σχέδιο του κυκλώματος συμβάλουν στη μη γραμμική συμπεριφορά η οποία είναι ικανοποιητική και εντός των στόχων της σχεδίασης του κυκλώματος.



Εικόνα 3.14 Σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης

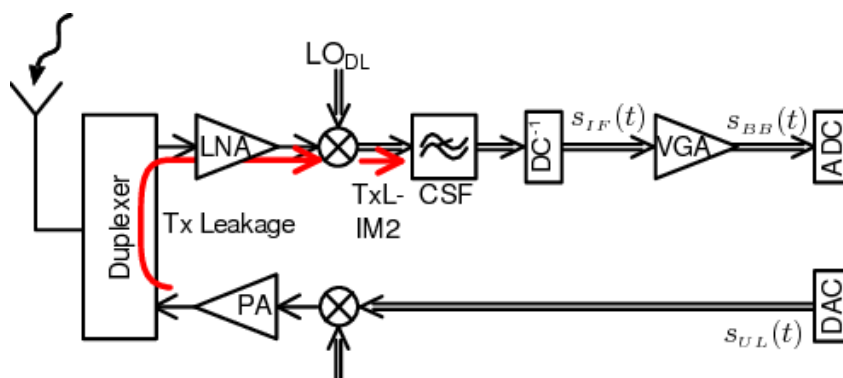
Τα αποτελέσματα αυτά παρουσιάζονται στον πίνακα III και συγκρίνονται μεταξύ τους και με του στόχους τις σχεδίασης :

Παράμετρος	Στόχοι	This Thesis Schematic	This Thesis Extracted	Μονάδα Μέτρησης
Εύρος συχνοτήτων		2.4 – 2.49		GHz
Κέρδος	20	21.17-20.9	20.47 – 20.26	dB
Απώλειες επιστροφής εισόδου	-8	< - 26.6	< -17.7	dB
Μεταβολή του κέρδους	< ± 1.5	0.27	0.21	dB
IP3	> -5	-3	-4	dBm
Εικόνα θορύβου	2.5	< 1.09	< 1.5	dB
Κατανάλωση	20	19.4	19.3	mA
Τροφοδοσία	1.2	1.2	1.2	V
Τεχνολογία		TSMC 90nm		

Πίνακας III Απόδοση ενισχυτή χαμηλού θορύβου

3.4 Ενισχυτής χαμηλού θορύβου υψηλής γραμμικότητας

Στην περίπτωση που ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου βρίσκεται σε ένα τσιπ αρχιτεκτονικής πομπού η απόδοσή του ως προς την γραμμικότητα παίζει σημαντικό ρόλο. Αυτό συμβαίνει λόγω της ύπαρξης του ενισχυτή ισχύος ο οποίος έχει πολύ ισχυρά σήματα στην έξοδό του και τυχόν διαρροές στην είσοδο του LNA μπορεί να αλλάξουν την απόδοση του ως προς το κέρδος και τον θόρυβο. Σε μία τυπική αρχιτεκτονική πομποδέκτη για την GSM μάλιστα συχνοτήτων έχει βρεθεί ότι η διαρροή σήματος μπορεί να φτάσει μέχρι και τα 0dBm στην είσοδο του μίκτη. Έτσι βασική απαίτηση για την σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου για αυτές τις εφαρμογές είναι το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης να είναι τουλάχιστον 15dBm και ο θόρυβος μικρότερος από 1.5dB για αντίσταση τερματισμού 50Ω.



Εικόνα 3.15 Αναπαράσταση διαρροής σήματος από τον ενισχυτή ισχύος στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου σε μία αρχιτεκτονική πομποδέκτη

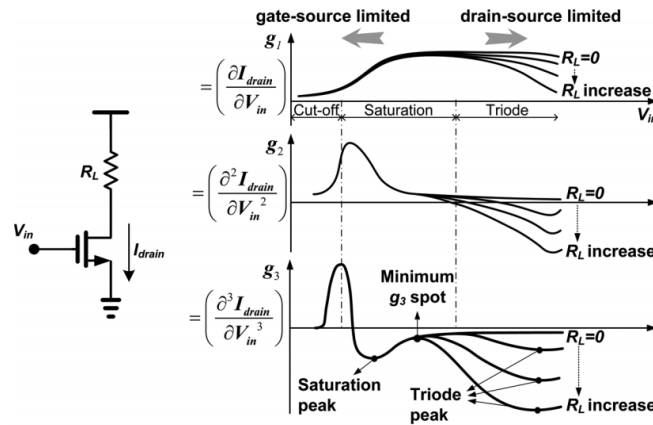
3.4.1 Θεωρητική ανάλυση ενισχυτή χαμηλού θορύβου υψηλής γραμμικότητας

Για να λυθεί αυτό το πρόβλημα εστιάζουμε στην κύρια αιτία που προκαλεί τις μη γραμμικότητες στο κύκλωμα. Θεωρώντας ότι έχουμε ένα τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκ πομπού με μία αντίσταση εξόδου R_L όπως στην εικόνα 3.16 έχουμε :

Το ρεύμα υποδοχής του τρανζίστορ σε ανάλυση Fourier είναι ως εξής :

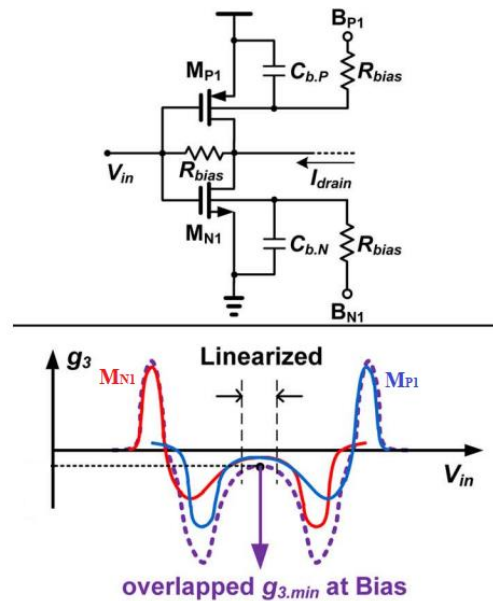
$$I_{drain} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{g_n(v_{ds}) V_{gs}^n}{n!} \approx g_1(v_{ds}) V_{gs} + \frac{1}{2} g_2(v_{ds}) V_{gs}^2 + \frac{1}{6} g_3(v_{ds}) V_{gs}^3 \quad (3.23)$$

$$\text{Όπου } g_1(v_{ds}) = \frac{dI_{\text{drain}}}{dV_{gs}}, g_2(v_{ds}) = \frac{d^2 I_{\text{drain}}}{d^2 V_{gs}}, g_3(v_{ds}) = \frac{d^3 I_{\text{drain}}}{d^3 V_{gs}} \quad (3.24)$$



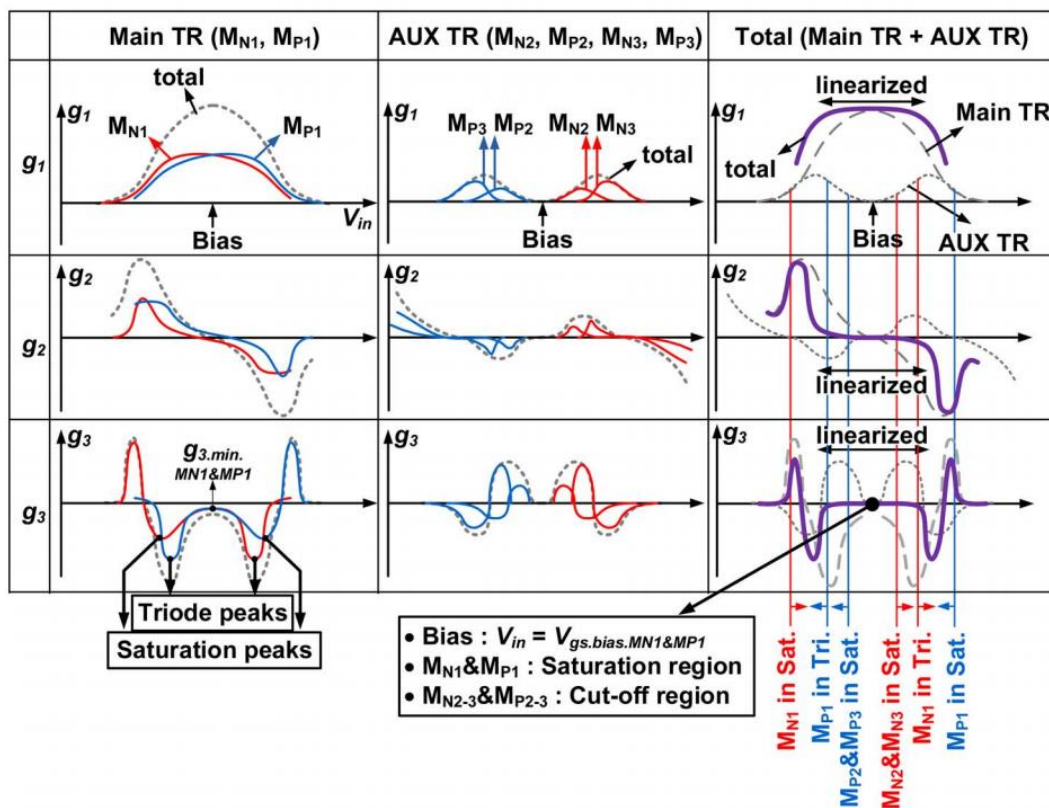
Εικόνα 3.16 Αναπαράσταση της διαγωγιμότητας, της πρώτης και δεύτερης παραγώγου της διαγωγιμότητας του τρανζίστορ συνδεσμολογίας κοινού εκ πομπού

Στόχος μας είναι να μηδενιστεί ο όρος $g_3(v_{ds})$ που προκαλεί τα προϊόντα τρίτης τάξης και συμπερασματικά την μη γραμμική συμπεριφορά. Η τοπολογία του σταδίου εισόδου αποτελείται από ένα common source pmos και nmos τρανζίστορ σε συνδεσμολογία cascode. Με κατάλληλη πόλωση του σώματος των τρανζίστορ και την διαστασιοποίηση των τρανζίστορ πετυχαίνετε ο μηδενισμός του συντελεστή g_3 , ωστόσο αυτό συμβαίνει για ένα περιορισμένο εύρος σήματος εισόδου [5].



Εικόνα 3.17 Τοπολογία σταδίου εισόδου και γραφική παράσταση συντελεστή g_3

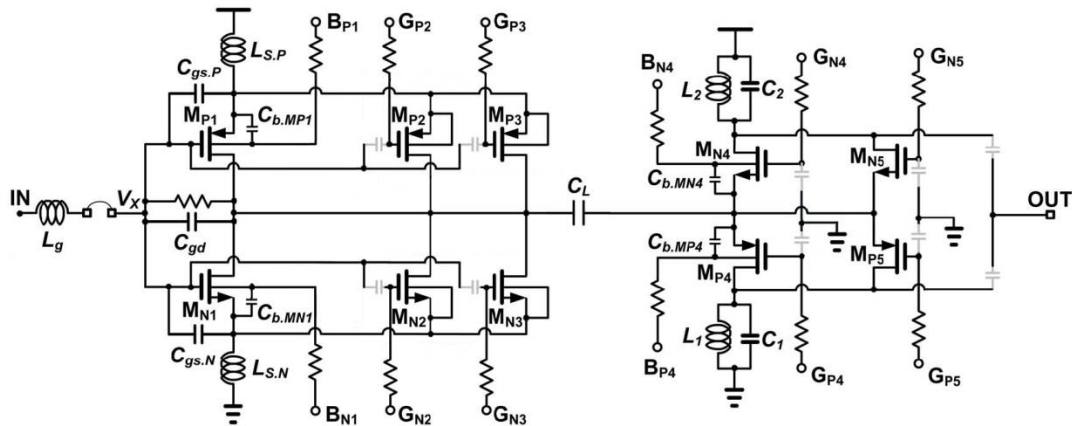
Προκειμένου να διευρυνθεί το εύρος των τάσεων κατά το οποίο ο συντελεστής g_3 είναι μηδέν χρησιμοποιούνται 2 ζεύγη συμπληρωματικών τρανζίστορ (εικόνα 3.18). Η αρχή λειτουργίας των δύο ζευγών των συμπληρωματικών τρανζίστορ είναι να συμβάλουν στη συνολική διαγωγιμότητα της τοπολογίας με αποτέλεσμα να προκύπτει μία σταθερή τιμή για το g_m για ένα μεγάλο εύρος τάσεων εισόδου, επομένως μηδενική δεύτερη παράγωγο του g_m ή μηδενικό συντελεστή g_{m3} για αυτό το εύρος τάσεων που το g_m είναι σταθερό. Η λογική της αρχής λειτουργίας της τοπολογίας συνοψίζεται στην εικόνα 3.18. Στην πρώτη στήλη φαίνεται το g_m των κυρίως τρανζίστορ (main) και το άθροισμά τους. Όπως φαίνεται ο συντελεστής g_3 μηδενίζεται για μία περιοχή γύρω από το σημείο πόλωσης του σταδίου εισόδου. Στην δεύτερη στήλη φαίνεται η συμβολή στο g_m των n mos συμπληρωματικών τρανζίστορ στις υψηλές τάσεις εισόδου και των p mos συμπληρωματικών τρανζίστορ στις χαμηλές τάσεις εισόδου. Το αποτέλεσμα που προκύπτει είναι ένα σταθερό, ως προς την τάση εισόδου, συνολικό g_m που συνεπάγεται στον μηδενισμό του όρου g_{m3} σε ένα μεγάλο εύρος τάσεων εισόδου [5].



Εικόνα 3.18 Αναπαράσταση διαγωγιμότητας, της πρώτης και δεύτερης παραγώγου τις διαγωγιμότητας του κυρίως σταδίου εισόδου, των συμπληρωματικών τρανζίστορ και του αθροίσματος των τοπολογιών

Η τοπολογία ολοκληρώνεται με ένα στάδιο buffer εξόδου ο οποίος χρησιμοποιεί επίσης συμπληρωματικά τρανζίστορ για την ακύρωση των μη γραμμικοτήτων που προκύπτουν. Ο buffer έχει στόχο να αντέχει το μεγάλο swing τάσης που προέρχεται από το

στάδιο εισόδου και να συντονίσει την έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου στο φορτίο εξόδου. Η συνολική τοπολογία φαίνεται στην εικόνα 3.19 [5].

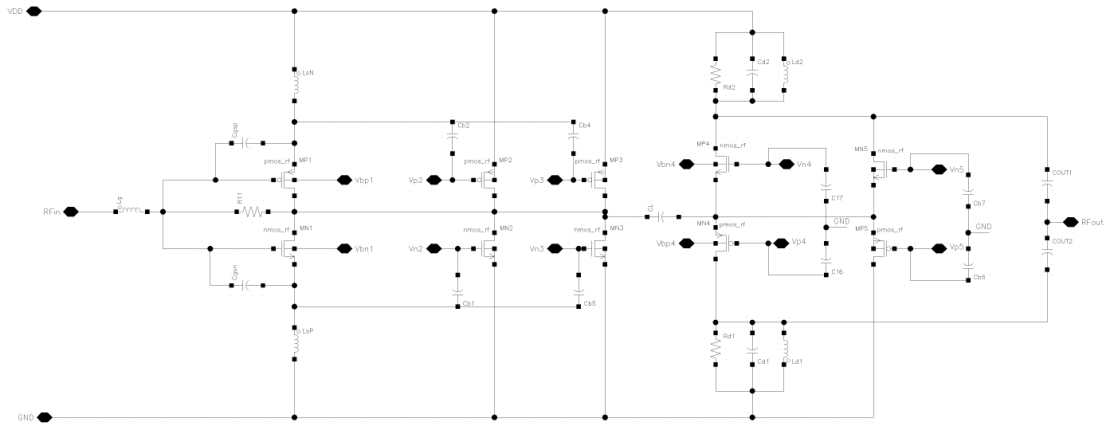


Εικόνα 3.19 Η συνολική τοπολογία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου

3.4.2 Υλοποίηση ενισχυτή χαμηλού θορύβου υψηλής γραμμικότητας

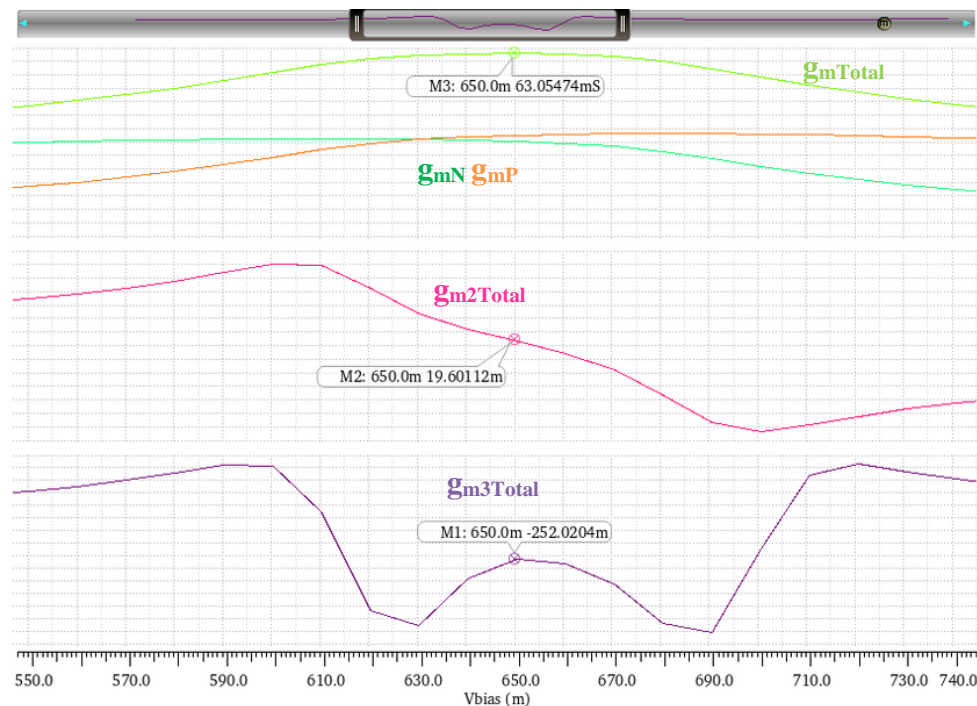
Έπειτά από την θεωρητική προσέγγιση του LNA προχωράμε στην υλοποίηση. Εκκινώντας από το στάδιο εισόδου το πηνίο L_g , L_{sN} , L_{sP} και οι χωρητικότητες C_{gsn} , C_{gsP} αποτελούν τα παθητικά στοιχεία που συντονίζουν στη συχνότητα 2.4-2.5 GHz την είσοδο του κυκλώματος στα 50Ω. Τα τρανζίστορ εισόδου M_{N1} και M_{P1} διαστασιοποιούνται και πολώνονται με σκοπό να επιτευχθεί ένα συνολικό g_m το οποίο θα έχει σταθερή τιμή για ένα εύρος τάσεων εισόδου. Στην συνέχεια η διαστασιοποίηση και η πόλωση των συμπληρωματικών τρανζίστορ M_{N2} , M_{N3} και M_{P2} , M_{P3} γίνεται έτσι ώστε το συνολικό g_m να παραμένει σταθερό για ένα μεγαλύτερο εύρος τάσεων εισόδου και επομένως ο παράγοντας g_{m3} τελικά να μηδενίζεται. Τα κύρια τρανζίστορ του σταδίου εξόδου M_{N4} και M_{P4} πολώνονται και διαστασιολογούνται με σκοπό να επιτυγχάνεται μεγάλο swing τάσης στην έξοδο. Για το σκοπό αυτό το στάδιο εξόδου καταναλώνει σχεδόν διπλάσιο ρεύμα από το στάδιο εισόδου. Τα συμπληρωματικά τρανζίστορ M_{N5} και M_{P5} χρησιμοποιούνται για να ακυρώνουν τις μη γραμμικότητες που προέρχονται από τα κύρια τρανζίστορ του σταδίου εξόδου. Τα συμπληρωματικά τρανζίστορ M_{N5} και M_{P5} χρησιμοποιούνται για να ακυρώνουν τις μη γραμμικότητες που προέρχονται από τα κύρια τρανζίστορ του σταδίου εξόδου. Τα παθητικά στοιχεία στο στάδιο εξόδου του ενισχυτή χαμηλού θορύβου συντονίζουν την έξοδο στα 2.4-2.45 GHz στα 50Ω και για αυτά ισχύει :

$R_{d1} = R_{d2}$, $L_{d1} = L_{d2}$, $C_{d1} = C_{d2}$ και για τους πυκνωτές εξόδου $C_{OUT1} = C_{OUT2}$.



Εικόνα 3.20 Τοπολογία ενισχυτή χαμηλού θορύβου στο περιβάλλον Cadence

Στη συνέχεια παρουσιάζεται στην εικόνα 3.21 η συμπεριφορά της διαγωγιμότητας g_m και των παραγώγων της για τις διάφορες τάσεις εισόδου. Όπως παρατηρείται ο g_{m3} συντελεστής παραμένει μηδέν για ένα εύρος τάσεων εισόδου πράγμα που βελτιώνει της γραμμικότητα της σχεδίασης. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται τον πίνακα IV.



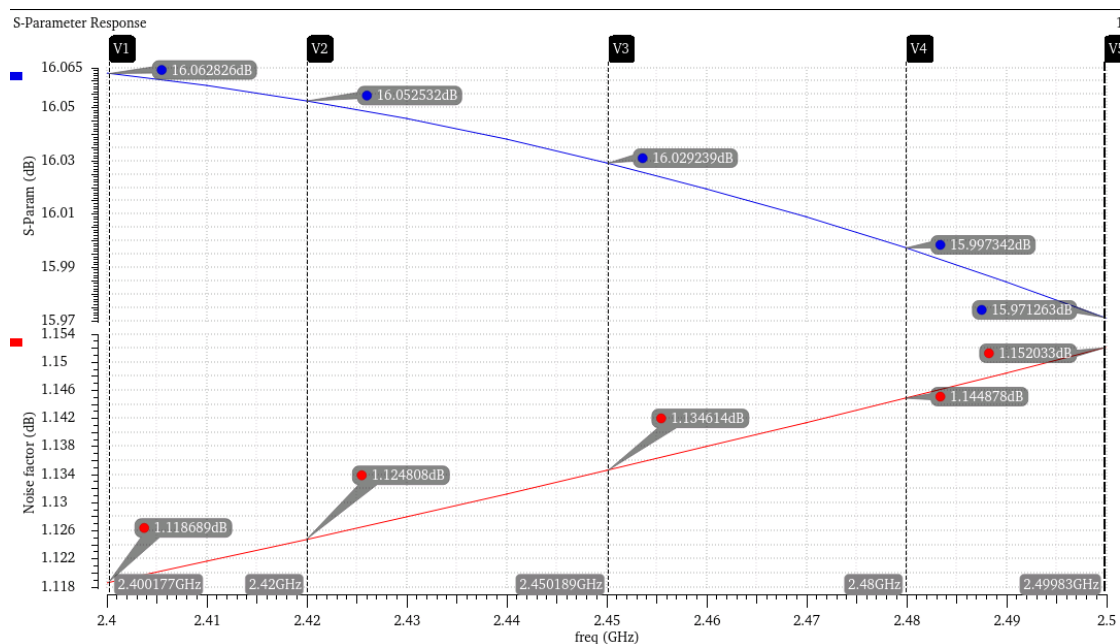
Εικόνα 3.21 Αναπαράσταση διαγωγιμότητας, της πρώτης και δεύτερης παραγώγου της διαγωγιμότητας της συνολικής τοπολογίας

Παράμετρος	Αποτελέσματα Σχεδίασης	Μονάδα Μέτρησης
Εύρος Συχνοτήτων	2.4 - 2.5	GHz
Κέρδος	14.6-14.36	dB
S11	< -20.3	dB
Μεταβολή του κέρδους	0.25	dB
Γραμμικότητα (IIP3)	9.74	dBm
Συντελεστής Θορύβου	0.87-0.92	dB
Κατανάλωση Ρεύματος	16	mA
Τροφοδοσία	1.2	V
Τεχνολογία	TSMC 90nm	

Πίνακας IV Απόδοση ενισχυτή χαμηλού θορύβου για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδεκτη

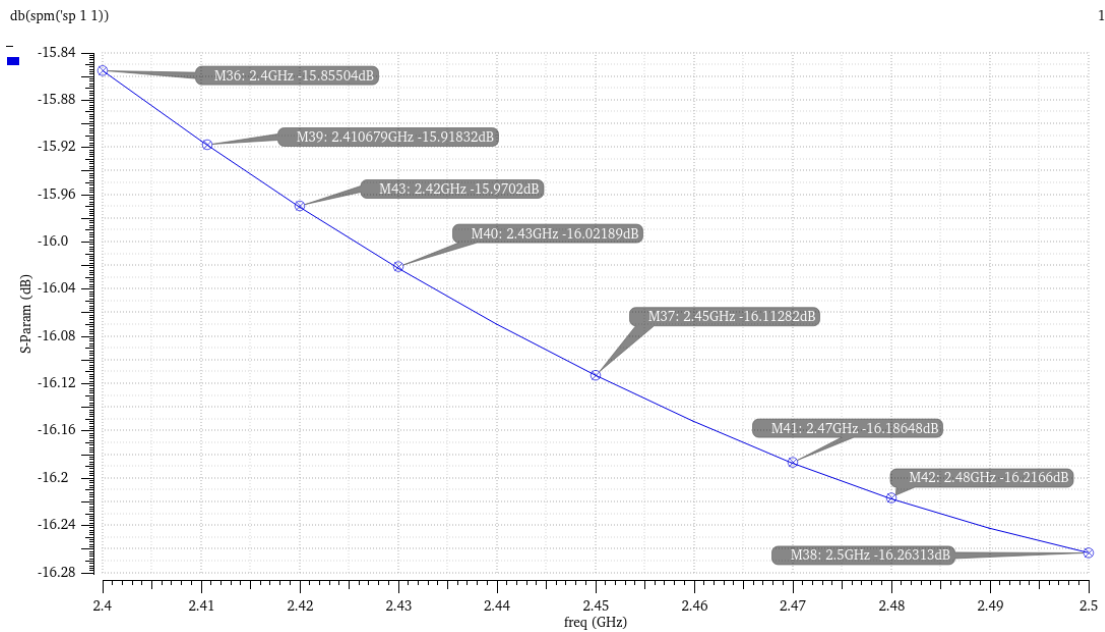
Ο λεπτομερής καθορισμός των παραμέτρων ώστε να επιτευχθεί ο μηδενισμός της δεύτερης παραγώγου του g_m που προκαλεί τις μη γραμμικότητες στο κύκλωμα, μας οδήγησε στην χρήση ενός αλγορίθμου βελτιστοποίησης [14]. Στόχος αυτού του αλγορίθμου ήταν να μας οδηγήσει στην βελτιστοποίηση του σημείου ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης, διατηρώντας την προσαρμογή εισόδου και εξόδου του LNA, και παράλληλα ο θόρυβος να είναι λιγότερος από 1.5dB και το κέρδος μεγαλύτερο από 15dB.

Τα αποτελέσματα της λύσης του αλγορίθμου καθώς και οι τιμές των παραμέτρων παρουσιάζονται στην συνέχεια. Το κέρδος της τοπολογίας είναι 16-15.97 dB, ενώ ο θόρυβος είναι λιγότερος από 1.15dB (εικόνα 3.22).



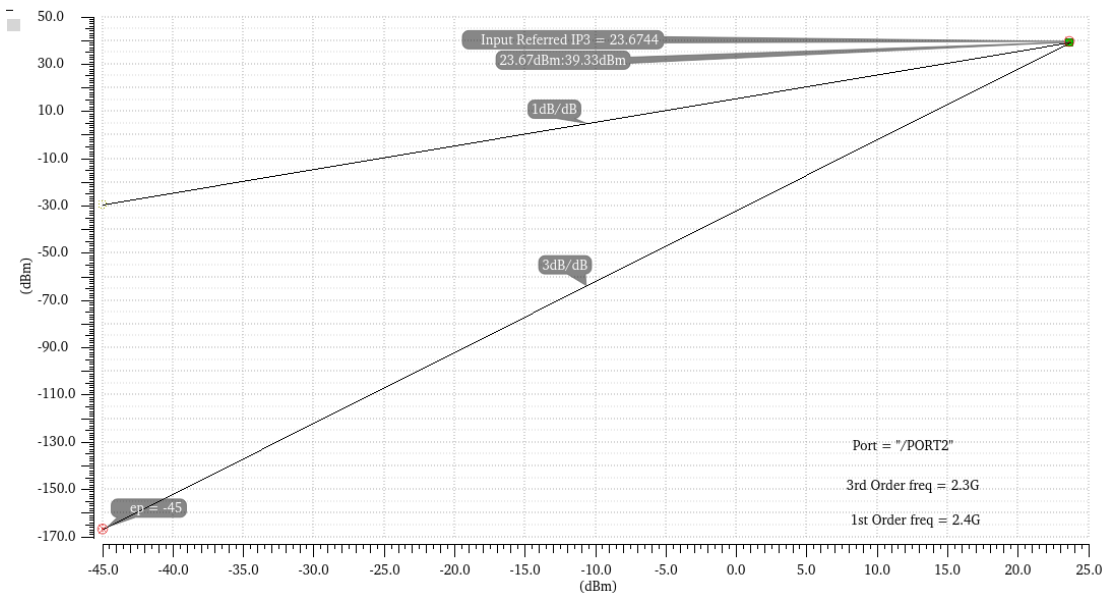
Εικόνα 3.22 Απόδοση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ως προς το κέρδος και τον θόρυβο

Η προσαρμογή της εισόδου που καθορίζεται από την παράμετρο S_{11} είναι λιγότερο από -15dB για όλο το εύρος συχνοτήτων.



Εικόνα 3.23 Προσαρμογή εισόδου - αναπαράσταση της παραμέτρου S_{11}

Η γραμμικότητα του κυκλώματος έχει βελτιωθεί σε σχέση με την αρχική σχεδίαση. Το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης εισόδου είναι 23.67dBm πράγμα που σε συνδυασμό με της απόδοσης του κυκλώματος ως προς το κέρδος και τον θόρυβο και της προσαρμογής αποτελεί έναν LNA που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μία αρχιτεκτονική πομποδέκτη.



Εικόνα 3.24 Σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης

Παράμετρος	Αποτελέσματα Σχεδίασης	Μονάδα Μέτρησης
<u>Διαστασιολόγηση των τρανζίστορ</u>		
Συνολικό πλάτος M_{N1}	121	um
Συνολικό πλάτος M_{N2}	7	um
Συνολικό πλάτος M_{N3}	39	um
Συνολικό πλάτος M_{N4}	102	um
Συνολικό πλάτος M_{N5}	30	um
Συνολικό πλάτος M_{P1}	167	um
Συνολικό πλάτος M_{P2}	6	um
Συνολικό πλάτος M_{P3}	29	um
Συνολικό πλάτος M_{P4}	246	um
Συνολικό πλάτος M_{P5}	46	um
Συνολικό μήκος nmos	125.2	nm
Συνολικό μήκος pmos	110.3	nm
<u>Πολώσεις</u>		
V_{bn1}	397.8	mV
V_{bp1}	833	mV
V_{bn4}	441.1	mV
V_{bp4}	334	mV
V_{n2}	328.6	mV
V_{n3}	328.8	mV
V_{n4}	922.5	mV
V_{n5}	1178	mV
V_{p1}	770	mV
V_{p2}	895	mV
V_{p3}	826.1	mV
V_{p4}	222	mV
V_{p5}	1.184	mV
<u>Παθητικά στοιχεία</u>		
L_g	2.671n	H
L_d	3.104n	H
L_s	360p	H
C_{gs}	100.1f	F
C_d	795.4f	F
C_{out}	5.141p	F
C_L	9.94p	F

Πίνακας V Ποσοτικοποίηση των παραμέτρων του ενισχυτή χαμηλού θορύβου για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδεκτη μετά την βελτιστοποίηση

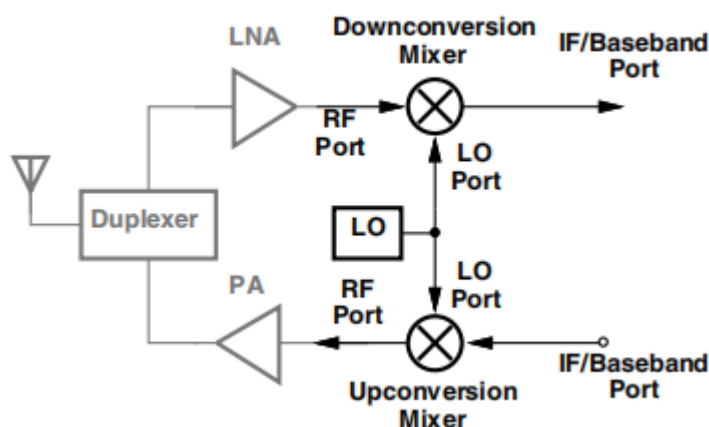
Παράμετρος	Αποτελέσματα Σχεδίασης	Αποτελέσματα βελτιστοποίησης	[5]	Μονάδα Μέτρησης
Εύρος Συχνοτήτων	2.4 - 2.5	2.4 - 2.5	1	GHz
Κέρδος	14.6-14.36	16-15.97	10.7	dB
S11	<-20.3	< -15.8	-	dB
Μεταβολή του κέρδους	0.25	0.03	-	dB
Γραμμικότητα (IP3)	9.74	23.67	22	dBm
Συντελεστής Θορύβου	0.87-0.92	1.11-1.15	1.3	dB
Κατανάλωση Ρεύματος	16	31	32	mA
Τροφοδοσία	1.2	1.2	1.2	V
Τεχνολογία	TSMC 90nm	TSMC 90nm	0.18μm Si SOI CMOS	

Πίνακας VI Απόδοση ενισχυτή χαμηλού θορύβου για εφαρμογή σε αρχιτεκτονική πομποδέκτη πριν και μετά την βελτιστοποίηση

4 Σχεδίαση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας

Ο μίκτης αποτελεί ένα σημαντικό κύκλωμα στη σχεδίαση πομποδεκτών καθώς αναλαμβάνει να μετατοπίσει το σήμα εισόδου του στο πεδίο της συχνότητας. Η μετατόπιση αυτή γίνεται, είτε από μία χαμηλή συχνότητα σε υψηλότερη συχνότητα (up-conversion mixer) κατά την σχεδίαση πομπών, είτε από μία υψηλή συχνότητα σε χαμηλότερη συχνότητα (down-conversion mixer) κατά την σχεδίαση δεκτών.

Στην παρούσα εργασία θα εξεταστεί η τοπολογία του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας ο οποίος στη πράξη θα λαμβάνει το ενισχυμένο σήμα από την έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου (ISM Band 2.4GHz) και θα το υποβιβάζει στο πεδίο της συχνότητας βασικής ζώνης (50MHz) .



Εικόνα 4.1 Ο ρόλος του μίκτη στον πομποδέκτη

4.1 Αρχή λειτουργίας μικτών

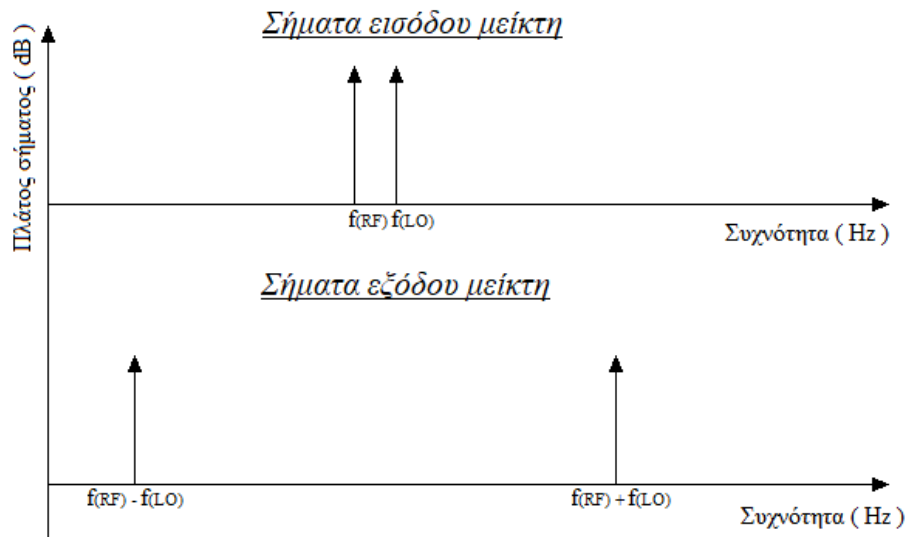
Δεδομένου ότι τα γραμμικά, χρονικά αναλλοίωτα συστήματα δεν μπορούν να παράγουν εξόδους με φασματικά προϊόντα, οι μίκτες πρέπει να είναι είτε μη γραμμικά είτε χρονικά εξαρτώμενα συστήματα για να παρέχουν μετατροπή συχνότητας.

Στον πυρήνα όλων των μικτών που χρησιμοποιούνται σήμερα χρησιμοποιείται ένας πολλαπλασιασμός δύο σημάτων στον πεδίο του χρόνου. Το θεμελιώδες ανάγκη του πολλαπλασιασμού μπορεί να γίνει κατανοητή από την εξέταση της ακόλουθης τριγωνομετρικής ταυτότητας [2] .

$$[A \cos(\omega_1 t)] [B \cos(\omega_2 t)] = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2)t + \cos(\omega_1 + \omega_2)t] \quad (4.1)$$

Έτσι, ο πολλαπλασιασμός οδηγεί σε σήματα εξόδου στις συχνότητες αθροίσματος και διαφοράς των σημάτων εισόδου. Το πλάτος του σήματος που προκύπτει είναι ανάλογο του πλάτους RF και LO. Επομένως, εάν το πλάτος LO είναι συνεχές (όπως συνήθως), οποιαδήποτε διαμόρφωση πλάτους στο σήμα εισόδου του μίκτη (RF) μεταφέρεται στο σήμα εξόδου του μίκτη (IF). Στην περίπτωση που κατασκευάζουμε ένα μίκτη υποβιβασμού συχνότητας, μας ενδιαφέρει ο όρος $\frac{AB}{2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ της σχέσης (4.1) που αντιπροσωπεύει την διαφορά των συχνοτήτων και επομένως το σήμα που προκύπτει λόγω του αθροίσματος των συχνοτήτων πρέπει να απομακρυνθεί μέσω ενός φίλτρου.

Ο μίκτης τα σήματα έχει δύο σήματα εισόδου και μία έξοδο. Το ένα σήμα εισόδου είναι το σήμα του οποίου θέλουμε να μετατοπίσουμε την συχνότητα, στη προκειμένη περίπτωση το σήμα που λαμβάνουμε είναι από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου με συχνότητα f_{RF} . Το άλλο σήμα εισόδου προέρχεται από έναν τοπικό ταλαντωτή ο οποίος μας παρέχει ημιτονοειδές σήμα με συχνότητα f_{LO} τέτοια ώστε να έχουμε το σήμα εξόδου να είναι στην επιθυμητή συχνότητα f_{IF} [2].



Εικόνα 4.2 Γραφική παράσταση πλάτους σημάτων εισόδου/εξόδου του μίκτη στο πεδίο της συχνότητας

Στην πράξη, έστω ότι λαμβάνουμε ένα σήμα από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου στα 2.45 GHz (ISM Band). Στόχος μας είναι το σήμα εξόδου να είναι σε συχνότητα 50 MHz. Δεδομένου ότι στην έξοδο έχουμε δύο σήματα με συχνότητα :

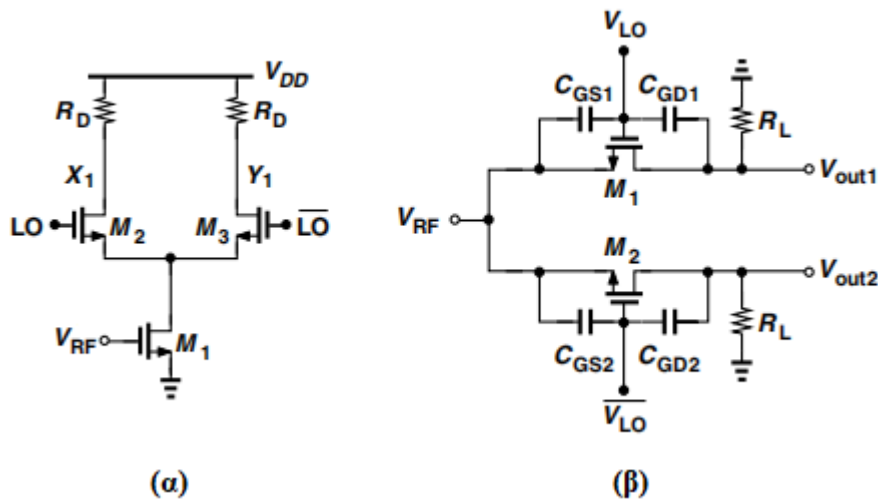
$$f_{IF1} = f_{RF} - f_{LO} \text{ και } f_{IF2} = f_{RF} + f_{LO} \quad (4.2)$$

η συχνότητα του ταλαντωτή πρέπει να είναι 2.4 GHz. Έτσι στη έξοδο το μίκτη προκύπτουν σύμφωνα με την σχέση 4.2 δύο σήματα με συχνότητα :

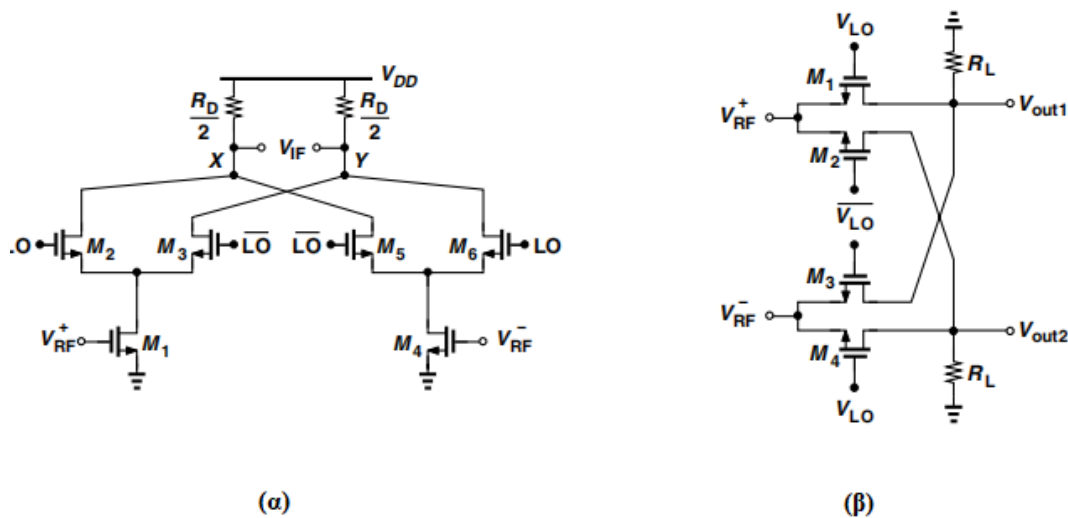
$$f_{IF1} = 50 \text{ MHz και } f_{IF2} = 4.85 \text{ GHz}$$

4.2 Κατηγοριοποίηση μικτών

Οι μικτές χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες. Ένας μικτής μπορεί να είναι είτε ενεργός είτε παθητικός. Ως προς την απόδοση των κυκλωμάτων, οι παθητικοί μικτές έχουν μεγαλύτερη απώλεια κέρδους μετατροπής, υψηλότερη εικόνα θορύβου και καλύτερη γραμμικότητα σε σύγκριση με τους ενεργούς μικτές. Επιπλέον ένας μικτής μπορεί να είναι είτε μονά ισορροπημένος (single balanced) είτε διπλά ισορροπημένος (double balanced). Οι μονά ισορροπημένοι μικτές έχουν διαφορική είσοδο για το σήμα του ταλαντωτή και μονή είσοδο για το RF σήμα, ενώ οι διπλά ισορροπημένοι μικτές έχουν διαφορική είσοδο και για τα δύο σήματα εισόδου. Ως προς την απόδοση των δύο κατηγοριών οι μονά ισορροπημένοι μικτές αν και είναι λιγότερο πολύπλοκοι από τους διπλά ισορροπημένους μικτές έχουν χειρότερη απόδοση στον θόρυβο, στη γραμμικότητα και στην απομόνωση εισόδου – εξόδου [1].



Εικόνα 4.3 Τοπολογία μονά ισορροπημένων μικτών : (α) ενεργός (β) παθητικός



Εικόνα 4.4 Τοπολογία διπλά ισορροπημένων μικτών : (α) ενεργός (β) παθητικός

Η επιλογή του κυκλώματος έγινε με βάση την απόδοση των τοπολογιών. Καθώς θέλουμε να ενισχύσουμε το σήμα που θα ληφθεί από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου στην αλυσίδα επιλέχθηκε η σχεδίαση ενεργού μίκτη. Επίσης προκειμένου να έχουμε βέλτιστο θόρυβο, γραμμικότητα και απομόνωση μεταξύ των εισόδων και της εξόδου του μίκτη επιλέχθηκε η τοπολογία του διπλά ισορροπημένου μίκτη. Παρακάτω παρουσιάζονται συνολικά τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της τοπολογίας που επιλέχθηκε :

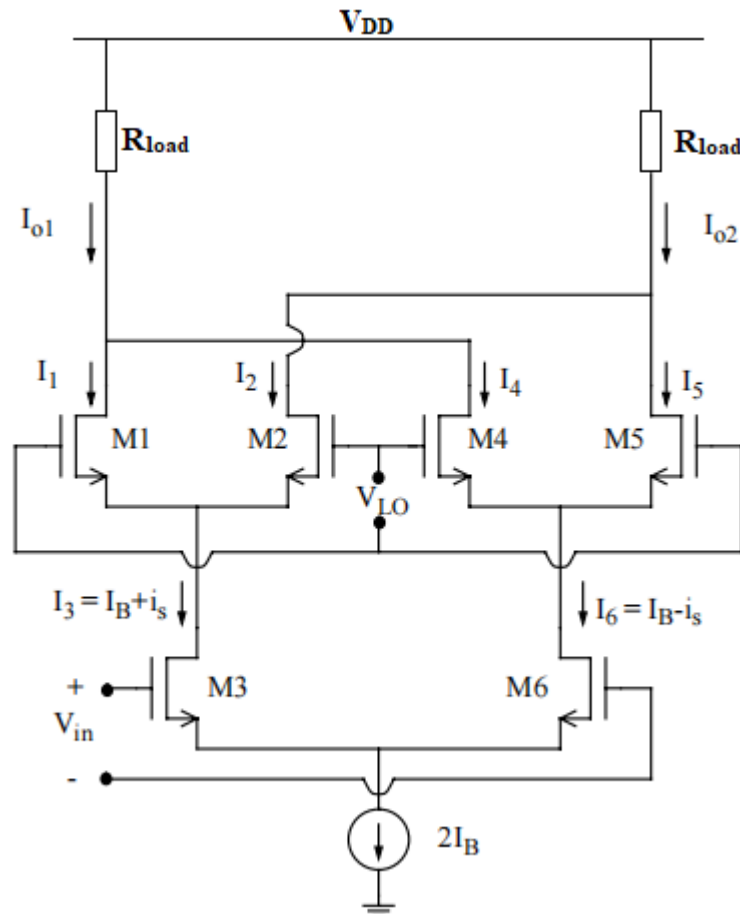
Τύπος μίκτη	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Διπλά ισορροπημένος ενεργός μίκτης	<ul style="list-style-type: none"> • Παρέχει κέρδος μετατροπής • Αυξημένη γραμμικότητα σε σύγκριση με τον μονά ισορροπημένο μίκτη • Όλες οι θύρες το μίκτη είναι απομονωμένες μεταξύ τους • Οι εισόδοι LO και RF είναι ισορροπημένες με αποτέλεσμα να απορρίπτεται το κοινό σήμα στην έξοδο 	<ul style="list-style-type: none"> • Αυξημένος θόρυβος στην είσοδο του μίκτη σε σύγκριση με τον μονά ισορροπημένο μίκτη • Απαιτείται μεγαλύτερη τάση οδήγησης από τον μίκτη

Πίνακας VII Μειονεκτήματα και πλεονεκτήματα τοπολογίας διπλά ισορροπημένου ενεργού μίκτη

Επομένως το κύκλωμα που επιλέχθηκε είναι ο διπλά ισορροπημένος ενεργός μίκτης γνωστός και ως Gilbert μίκτης, η λειτουργία του οποίου θα αναλυθεί στην επόμενη υποενότητα.

4.3 Αρχή λειτουργίας ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας

Η κλασική τοπολογία του Gilbert μίκτη στην εικόνα 4.5. Η πηγή ρεύματος που συνδέεται μεταξύ των πηγών των τρανζίστορ εισόδου και γης παρέχει σταθερό ρεύμα στο κύκλωμα. Στην είσοδο του κυκλώματος, τα τρανζίστορ M3, M6 λαμβάνουν στην πύλη τους το σήμα εισόδου επιθυμούμε να μετατοπίσουμε στο πεδίο της συχνότητας. Λαμβάνουν και μετατρέπουν την τάση εισόδου σε ρεύμα προσδίδοντας κέρδος διαγωγιμότητας στο συνολικό κύκλωμα. Τα τρανζίστορ M1, M2, M4, M5 λαμβάνουν στην πύλη τους το ισχυρό σήμα του ταλαντωτή και λειτουργούν σαν διακόπτες άγοντας ή μη ρεύμα. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται ο πολλαπλασιασμός του σήματος εισόδου και του σήματος του ταλαντωτή [4] .



Εικόνα 4.5 Ενεργός μίκτης υποβιβασμού συχνότητας

Κατά την ανάλυση μικρού σήματος το διαφορικό σήμα τάσης στην είσοδο των τρανζίστορ του μίκτη δημιουργούν ρεύματα ίσα κατά μέτρο και αντίθετης φάσης, i_s και $-i_s$. Σε ανάλυση DC τα τρανζίστορ εισόδου έχουν ρεύμα ίσο με I_B . Ανάλογα με το σήμα που προέρχεται από τον ταλαντωτή είτε θα άγουν τα τρανζίστορ M1, M5 και τα M2, M4 θα είναι

σε αποκοπή, είτε θα άγουν τα τρανζίστορ M2, M4 και τα M1, M5 θα είναι σε αποκοπή. Προς το παρόν θεωρούμε ότι τα τρανζίστορ M1, M2, M4, M5 συμπεριφέρονται ως ιδανικοί διακόπτες. Παρακάτω αναλύονται οι δύο αυτές περιπτώσεις :

- Το σήμα του ταλαντωτή φέρνει τα τρανζίστορ M1, M5 σε κατάσταση αγωγής , ενώ τα τρανζίστορ M2, M5 σε κατάσταση αποκοπής. Εφόσον τα τρανζίστορ M2, M5 δεν άγουν, το ρεύμα των τρανζίστορ M1, M6 ισούται με $I_1 = I_B + i_s$ και $I_6 = I_B - i_s$ αντίστοιχα. Η διαφορά των ρευμάτων στην έξοδο είναι ίση με :

$$I_{o1} - I_{o2} = (I_4 + I_1) - (I_2 + I_5) = I_B + i_s - (I_B - i_s)$$

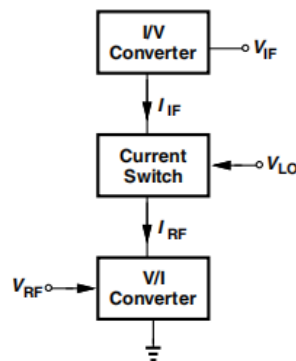
$$\text{άρα } I_{o1} - I_{o2} = 2i_s \quad (4.3)$$

- Το σήμα του ταλαντωτή φέρνει τα τρανζίστορ M2, M4 σε κατάσταση αγωγής , ενώ τα τρανζίστορ M1, M5 σε κατάσταση αποκοπής. Εφόσον τα τρανζίστορ M1, M5 δεν άγουν, το ρεύμα των τρανζίστορ M1, M6 ισούται με $I_1 = I_B + i_s$ και $I_6 = I_B - i_s$ αντίστοιχα. Η διαφορά των ρευμάτων στην έξοδο είναι ίση με

$$I_{o1} - I_{o2} = (I_4 + I_1) - (I_2 + I_5) = I_B - i_s - (I_B + i_s)$$

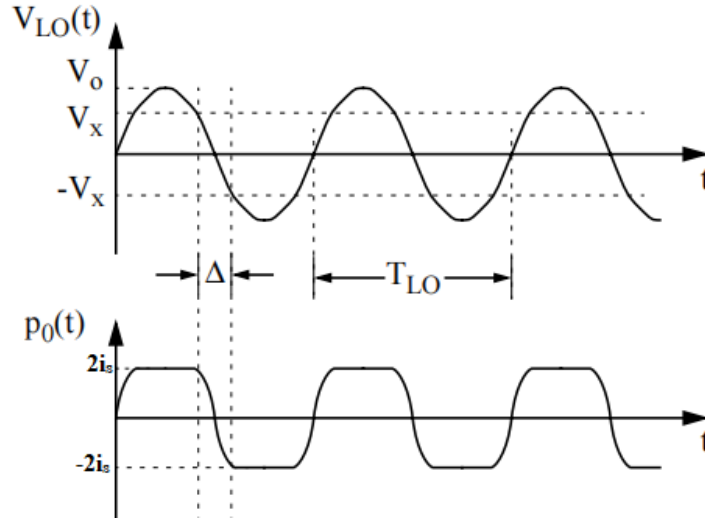
$$\text{άρα } I_{o1} - I_{o2} = -2i_s \quad (4.4)$$

Επομένως στην έξοδο του μίκτη λαμβάνουμε ένα σήμα ρεύματος με φάση 0 ή 180° ανάλογα με τη φάση του σήματος του ταλαντωτή, μετατοπισμένο στο πεδίο της συχνότητας. Τέλος αυτό το ρεύμα μετατρέπεται σε τάση μέσω της αντίστασης εξόδου. Η λειτουργία αυτή συνοψίζεται με το σύστημα που περιγράφεται από την εικόνα 4.6. [1]



Εικόνα 4.6 Ενεργός μίκτης ως V/I μετατροπέας, διακόπτης ρεύματος και ως I/V μετατροπέας

Στην πραγματικότητα το σήμα του ταλαντωτή δεν είναι ιδανικό και δεν προκαλεί ακαριαία αγωγή ή αποκοπή των διακοπών. Υπάρχει μία ενδιάμεση κατάσταση, κατά την οποία η τάση του ταλαντωτή μεταβαίνει από την υψηλή τάση στην χαμηλή. Ομοίως το ρεύμα μικρού σήματος $2i_s$ μεταβαίνει στην τιμή $-2i_s$ περνώντας από ενδιάμεσες τιμές. Τα σήματα αυτά καθώς και ενδιάμεσες καταστάσεις (διάστημα Δ) αναπαράγονται στην εικόνα 4.7.



Εικόνα 4.7 Αναπαράσταση ρεύματος εξόδου και σήματος ταλαντωτή

Με V_X συμβολίζεται η τάση του ταλαντωτή κατά την οποία πάνω από αυτή την τιμή οι διακόπτες άγουν όλο το ρεύμα, ενώ με $-V_X$ η τάση κατά την οποία κάτω από αυτή την τιμή τα τρανζίστορ δεν άγουν.

Στην περίπτωση που είμαστε στην κατάσταση που η τάση του σήματος του ταλαντωτή ικανοποιεί την ανίσωση $-V_X < V_{LO} < V_X$, το ρεύμα των διακοπών είναι $g_m V_{gs}$. Θεωρώντας ότι τα ζευγάρια των διακοπών είναι πλήρως συμμετρικά για τις διαγωγιμότητες των διακοπών ισχύει :

$$g_{m1} = g_{m2} \text{ και } g_{m4} = g_{m5}$$

$$V_{gs1} = V_{gs2} \text{ και } V_{gs4} = V_{gs5}$$

Επομένως ισχύουν οι σχέσεις :

$$i_s(t) = i_1(t) + i_2(t) = v_{gs1} [g_{m1}(t) + g_{m2}(t)] \quad (4.5)$$

$$-i_s(t) = i_4(t) + i_5(t) = v_{gs4} [g_{m4}(t) + g_{m5}(t)] \quad (4.6)$$

Το ρεύμα εξόδου είναι:

$$I_{o1} - I_{o2} = i_1(t) + i_4(t) - [i_2(t) + i_5(t)]$$

Αντικαθιστώντας τις 4.5 και 4.6 :

$$I_{o1} - I_{o2} = \frac{g_{m1}(t) - g_{m2}(t)}{g_{m1}(t) + g_{m2}(t)} 2i_s$$

Συνολικά για τις διάφορες τιμές που λαμβάνει η τάση του ταλαντωτή ισχύει :

$$I_{o1} - I_{o2} = \begin{cases} 2i_s & V_X < V_{LO} \\ \frac{g_{m1}(t) - g_{m2}(t)}{g_{m1}(t) + g_{m2}(t)} 2i_s & -V_X < V_{LO} < V_X \\ -2i_s & V_X < V_{LO} \end{cases} \quad (4.7)$$

4.4 Απαιτήσεις σχεδίασης μίκτη

4.4.1 Κέρδος μετατροπής

Το κέρδος μετατροπής τάσης ενός ενεργού μίκτη ορίζεται ως ο λόγος της τάσης εξόδου, προς τη τάση του σήματος εισόδου. Στη προκειμένη περίπτωση τα σήματα αυτά βρίσκονται σε διαφορετικές συχνότητες επομένως ορίζεται ως :

$$G = \frac{V_{IF}}{V_{RF}}$$

Όπου V_{RF} είναι η τάση εισόδου στην συχνότητα f_{RF} , και η V_{IF} είναι η τάση εξόδου στην επιθυμητή συχνότητα που έχει μετατοπιστεί το σήμα V_{RF} .

Για να υπολογίσουμε το κέρδος μετατροπής θα θεωρήσουμε ότι οι διακόπτες είναι ιδανικοί. Αυτό δεν συμβαίνει στην πραγματικότητα όπως αναφέρθηκε στο προηγούμενο υποκεφάλαιο αλλά μας δίνει μια καλή αντίληψη για τις παραμέτρους από τις οποίες εξαρτάται [1] .

Στην εικόνα 4.8 αναπαρίσταται το ημικύκλωμα του μίκτη. Κατά την ανάλυση μικρού σήματος, η τάση εισόδου στο στην πύλη του τρανζίστορ M1 παράγει ρεύμα $I_{RF} = g_{m1} V_{RF}$. Μέσω του σήματος ταλαντωτή, LO, το τρανζίστορ M2 πολλαπλασιάζει το I_{RF} με έναν τετραγωνικό παλμό τάσης $S(t)$ ο οποίος κινείται μεταξύ 0 και 1 ενώ το τρανζίστορ M3 πολλαπλασιάζει το σήμα με τον συμπληρωματικό παλμό $S\left(t - \frac{T_{LO}}{2}\right)$. Επομένως ισχύει:

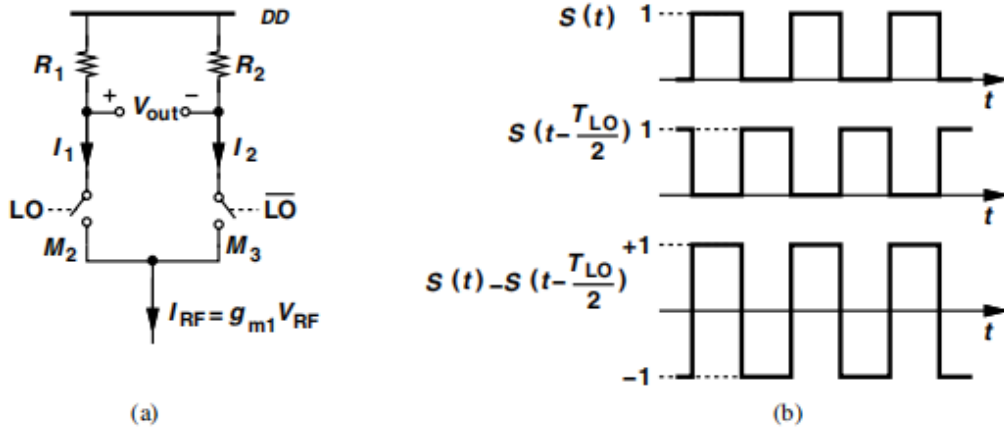
$$I_1 = I_{RF} S(t) \quad (4.8)$$

$$I_2 = I_{RF} S\left(t - \frac{T_{LO}}{2}\right) \quad (4.9)$$

$$\text{Ισχύει } V_{out} = V_{DD} - I_1 R_1 - (V_{DD} - I_2 R_2) \quad (4.10)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις και θεωρώντας ότι $R_1 = R_2 = R_D$ η τάση εξόδου είναι :

$$V_{out}(t) = I_{RF}(t)R_D \left[S\left(t - \frac{T_{LO}}{2}\right) - S(t) \right] \quad (4.11)$$



Εικόνα 4.8 (α) Αναπαράσταση του ημικυκλώματος, ενεργού μίκτη (β) Γραφική παράσταση των σημάτων στην είσοδο των διακοπών

Ο όρος $\left[S \left(t - \frac{T_{LO}}{2} \right) - S(t) \right]$ αναπαριστά ένα τετραγωνικό παλμό ο οποίος κινείται μεταξύ των τιμών -1 και 1. Αναλύοντας τον τετραγωνικό παλμό κατά Fourier έχουμε :

$$\mathcal{F} \left[S \left(t - \frac{T_{LO}}{2} \right) - S(t) \right] = \frac{4}{\pi} \left[\cos \omega_{LO} t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_{LO} t + \frac{1}{5} \cos 5\omega_{LO} t + \dots \right] \quad (4.12)$$

Έτσι λαμβάνοντας υπόψιν μόνο τη θεμελιώδη αρμονική που είναι που μας ενδιαφέρει κατά τον πολλαπλασιασμό των σημάτων η σχέση 4.11 γίνεται :

$$V_{out}(t) = I_{RF}(t) R_D \frac{4}{\pi} \cos \omega_{LO} t \quad (4.13)$$

Όταν $I_{RF}(t) = g_{m1} V_{RF} \cos \omega_{RF} t$ τότε το σήμα εξόδου IF είναι μετατοπισμένο στην συχνότητα $\omega_{RF} - \omega_{LO}$ και ισούται με :

$$V_{IF}(t) = \frac{2}{\pi} g_{m1} R_D V_{RF} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO}) t \quad (4.14)$$

Άρα το κέρδος μετατροπής είναι ίσο με :

$$G = \frac{V_{IF}}{V_{RF}} = \frac{2}{\pi} g_{m1} R_D \quad (4.15)$$

4.4.2 Εικόνα θορύβου

Ο μίκτης είναι από την φύση του ένα θορυβώδες κύκλωμα, καθώς ο θόρυβος μεταφέρεται από πολλαπλές ζώνες συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη. Ο υπολογισμός της εικόνας θορύβου του Gilbert μίκτη είναι πολύπλοκος διότι ο μίκτης αποτελεί ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα. Ωστόσο θα εστιάσουμε στην ποιοτική ανάλυση του θορύβου εστιάζοντας στις πηγές θορύβου του μίκτη και παρουσιάζοντας τις φασματικές πυκνότητες ισχύος θορύβου και την συνολική εικόνα θορύβου [1] [2] [4] .

Στο στάδιο εισόδου έχουμε ένα διαγωγό μετατροπής της RF τάσης εισόδου σε ρεύμα. Από αυτό το στάδιο προκύπτουν οι κύριες πηγές θορύβου του μίκτη οι οποίες είναι :

- Η αντίσταση R_S της πηγής του RF σήματος εισόδου η οποία προσδίδει θερμικό θόρυβο
- Η αντίσταση πύλης των τρανζίστορ εισόδου M3, M6 (εικόνα 4.5)
- Ο θερμικός θόρυβος καναλιού των τρανζίστορ εισόδου M3, M6 (εικόνα 4.5)

Η χρονική μέση τιμή της φασματικής πυκνότητας ισχύος θορύβου που μεταβιβάζει το στάδιο εισόδου στο στάδιο των διακοπών του Gilbert μίκτη δίνεται από την εξίσωση :

$$S_{36}(f) = a (4kTR_S g_{m3}^2 + 4kT\gamma_{36} g_{m3} + 4kT\gamma_{36} g_{m6} + 4kTr_{g3} g_{m3}^2 + 4kTr_{g6} g_{m6}^2) (4.16)$$

Τα τρανζίστορ M3 και M6 είναι όμοια και επομένως ισχύει :

$$g_{m3} = g_{m6} \text{ και } r_{g3} = r_{g6} (4.17)$$

Επομένως η εξίσωση 4.16 δεδομένου της 4.17 έχουμε :

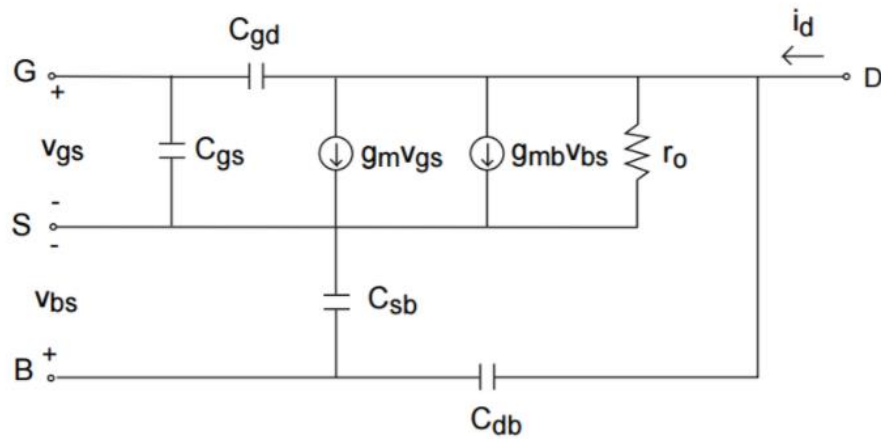
$$\begin{aligned} S_{36}(f) &= a (4kTR_S g_{m3}^2 + 8kT\gamma_{36} g_{m3} + 8kTr_{g3} g_{m3}^2) \Rightarrow \\ &= \alpha 4kT \left(R_S + \frac{\gamma_{36}}{g_{m3}} + 2 r_{g3} \right) g_{m3}^2 (4.18) \end{aligned}$$

Όπου $\alpha = 1 - 4 \frac{\Delta f L_O}{3}$ και 2Δ είναι το χρονικό διάστημα της περιόδου του ταλαντωτή κατά την διάρκεια του οποίου, άγουν και τα τέσσερα τρανζίστορ M1, M2, M4, M5 και f_{LO} είναι η συχνότητα του ταλαντωτή.

- R_S είναι η αντίσταση πηγής της πηγής του σήματος εισόδου
- T είναι η απόλυτη θερμοκρασία
- γ είναι μία σταθερά, που ισούται με $\frac{2}{3}$ για mosfet με μεγάλο μήκος καναλιού και παίρνει μεγαλύτερες τιμές για μικρότερα μήκη καναλιού.
- r_g είναι η αντίσταση πύλης του τρανζίστορ

Η δεύτερη πηγή θορύβου είναι το στάδιο των διακοπών που αποτελείται από τα τρανζίστορ M1, M2, M4, M5 (εικόνα 4.5) . Αν θεωρήσουμε ότι οι διακόπτες είναι

ιδανικοί, τότε κάθε διακόπτης θα παρήγαγε θόρυβο μόνο όταν το τρανζίστορ-διακόπτης ήταν σε κατάσταση αγωγής, δηλαδή την μισή περίοδο του σήματος του ταλαντωτή. Ο θόρυβος αυτός προέρχεται κυρίως από τις παρασιτικές χωρητικότητες των τρανζίστορ (εικόνα 4.9) , οι οποίες διαμορφώνουν ένα μονοπάτι σύνθετης αντίστασης προς τη γη. Σημειώνεται ότι αυτός ο θόρυβος είναι πολύ μικρότερος συγκριτικά με τον θόρυβο που προέρχεται από το στάδιο εισόδου και διαισθητικά θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο θόρυβος του σταδίου εισόδου μεταφέρεται στον διαγωγό εξόδου, το φορτίο R_{load} . Αν τα τρανζίστορ M1, M2, M4, M5 δεν άγουν ιδανικά τότε κατά το διάστημα στο οποίο τα ζευγάρια διακοπών μεταβαίνουν από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση μη αγωγής τότε το σήμα που προέρχεται από το στάδιο εισόδου μεταφέρεται στην έξοδο εξασθενημένο και προστίθεται επιπλέον θόρυβος [2] .



Εικόνα 4.9 Ισοδύναμο μοντέλο MOSFET μικρού σήματος υψηλών συχνοτήτων

Για να μοντελοποιήσουμε το πρόβλημα θεωρούμε την χρονική στιγμή κατά την οποία τα τρανζίστορ M1, M2, M4, M5 άγουν ταυτόχρονα για χρονικό διάστημα 2Δ όπως στην εικόνα 4.7. Τότε ο θόρυβος που προέρχεται από τον ταλαντωτή ενισχύεται και μεταφέρεται στην έξοδο του μίκτη. Ο θόρυβος που προέρχεται από το διαφορικό ζεύγος M3, M6 είναι κοινό σήμα και μπορεί να αγνοηθεί [2] [4].

Συμπερασματικά όταν τα τρανζίστορ του σταδίου των διακοπών-M2 και M4-M5 (εικόνα 4.5), είναι σε κατάσταση αγωγής, δηλαδή στην τρίοδο, ο θόρυβος στην έξοδο ισούται με τον ενισχυμένο θόρυβο της εισόδου τους. Η χρονική μέση τιμή της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θερμικού θορύβου του διαφορικού ζεύγους των διακοπών δίνεται από τη σχέση :

$$S_1(f) = 2 \frac{16kT\gamma_1 I_{36}}{\pi V_0} \Rightarrow S_{15}(f) = 32 \frac{kT\gamma_1 I_{36}}{\pi V_0} \quad (4.19)$$

Όπου V_0 είναι το πλάτος τάσης του τοπικού ταλαντωτή, I_{36} είναι το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ εισόδου M3, M6 (εικόνα 20).

Επιπλέον πηγή θορύβου αποτελεί ο τοπικός ταλαντωτής, του οποίου ο θόρυβος ενισχύεται από τα διαφορικά ζεύγη των διακοπών M1-M2 και M4-M5 (εικόνα 20) και τελικά καταλήγει στην έξοδο του μίκτη [4]. Η φασματική πυκνότητα θορύβου λόγω του τοπικού ταλαντωτή ισούται με :

$$S_{LO}(f) = 4kT (4 r_{g1}) 4.64 \frac{\sqrt{K_1 I_3^3}}{\lambda T_{LO}} \quad (4.20)$$

Όπου :

- r_{g1} είναι η αντίσταση στην πύλη των διακοπτικών τρανζίστορ και επειδή τα διακοπτικά τρανζίστορ είναι όμοια ισχύει $r_{g1} = r_{g2} = r_{g4} = r_{g5}$
- K_1 είναι μία σταθερά που εξαρτάται από την τεχνολογία
- I_3 είναι το ρεύμα πόλωσης του τρανζίστορ M3
- λ είναι η κλίση της συνάρτησης $V_{LO}(t)$ στο σημείο μηδενισμού της και T_{LO} είναι η περίοδος του τοπικού ταλαντωτή.

Τα διακοπτικά τρανζίστορ M1, M2, M4, M5 είναι όμοια καθώς και τα τρανζίστορ του σταδίου εισόδου του μίκτη M3, M6. Επομένως :

$$r_{g1} = r_{g2} = r_{g4} = r_{g5}$$

$$K_1 = K_2 = K_4 = K_5$$

$$I_3 = I_6$$

Το στάδιο εξόδου αποτελείται από δύο αντιστάσεις φορτίου, οι οποίες μετατρέπουν το ρεύμα εξόδου σε τάση (V_{IF}). Οι αντιστάσεις αυτές παράγουν θερμικό θόρυβο με φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου ίση με :

$$S_R(f) = 4kTR_L + 4kTR_L \Rightarrow S_{IF}(f) = 4kT(2R_L) \quad (4.21)$$

Η συνολική εικόνα θορύβου πλευρικής ζώνης του Gilbert μίκτη (εικόνα 20) δίνεται από τη σχέση :

$$NF_{SSB}(f) = \frac{a}{c^2} + \frac{2(\gamma_3 + r_{g3}g_{m3})g_{m3}a + 4\gamma_1\bar{G} + 4\gamma_1\bar{G}^2 + \frac{1}{2R_L}}{c^2 g_{m3}^2 R_S} \quad (4.22)$$

Όπου :

- $\alpha = 1 - \frac{4\Delta f_{LO}}{3}$ και 2Δ είναι το χρονικό διάστημα της περιόδου του ταλαντωτή, στην διάρκεια του οποίου άγουν ταυτόχρονα και τα τέσσερα τρανζίστορ M1, M2, M4, M5 (εικόνα 20), και f_{LO} είναι η συχνότητα του ταλαντωτή
- $c = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\sin(\pi \Delta f_{LO})}{\pi \Delta f_{LO}} \right)$
- $\bar{G} = \frac{2I_3}{\pi V_0}, \overline{G^2} \cong 4.64 \frac{\sqrt{K_1 I_3^3}}{\lambda T_{LO}}$

4.4.3 Γραμμικότητα και συμπίεση του κέρδους

Η γραμμικότητα ενός ενεργού προσδιορίζεται κυρίως από την τάση υπεροδήγησης των τρανζίστορ εισόδου του μίκτη. Το σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης (IP_3) ενός τρανζίστορ συνδεσμολογίας κοινής πηγής αυξάνεται γραμμικά με την τάση υπεροδήγησης φτάνοντας μέχρι μία σταθερή τιμή [1].

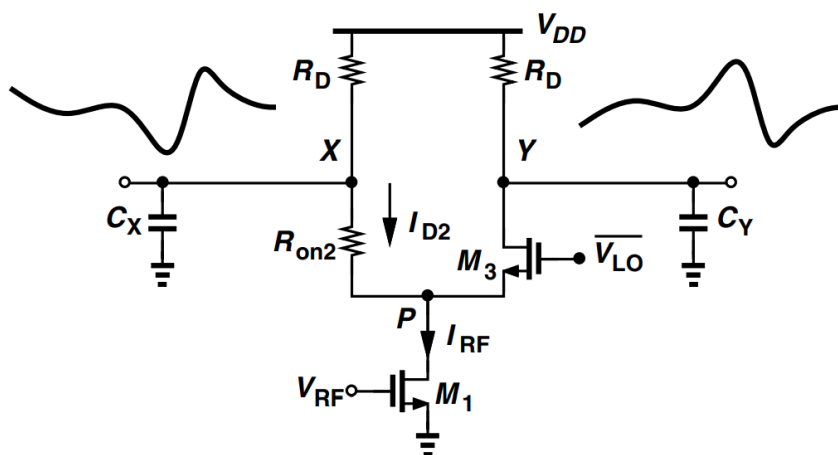
Το τρανζίστορ εισόδου, σύμφωνα με τις σχέσεις 4.23 και 4.24 παρουσιάζει ένα trade-off μεταξύ γραμμικότητας και θορύβου. Όσο αυξάνεται η τάση υπεροδήγησης αυξάνεται η γραμμικότητα αλλά παράλληλα αυξάνεται ο θόρυβος που συνεισφέρει στον Gilbert μίκτη το τρανζίστορ εισόδου.

$$IP_3 \propto V_{GS} - V_{TH} \quad (4.23)$$

$$\overline{V_{n,tn}^2} = \frac{4kT\gamma}{g_m} = \frac{4kT\gamma}{2I_D} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (4.24)$$

Η γραμμικότητα των μικτών υποβαθμίζεται όταν τα τρανζίστορ διακόπτες λειτουργούν στην περιοχή τριόδου. Θεωρώντας ότι έχουμε ένα μονά ισορροπημένο μίκτη με το τρανζίστορ M2 να είναι σε τριόδο και το M3 να άγει όπως στην εικόνα 4.10, οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές φορτίου καθορίζουν εύρος ζώνης εξόδου ανάλογο με το σήμα στην έξοδο (IF) και επίσης το σήμα εξόδου δεν συσχετίζεται με την κυματομορφή του ταλαντωτή. Για να αποφευχθεί μη γραμμικά φαινόμενα, το τρανζίστορ M2 δεν πρέπει να εισέρχεται στην περιοχή της τριόδου όταν το τρανζίστορ M3 και αντίστροφα [1].

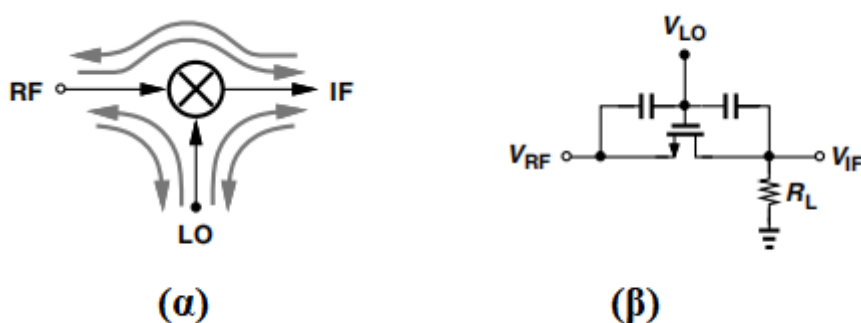
Μελετώντας την συμπίεση του κέρδους στους ενεργούς μίκτες παρατηρείται ότι εάν η διακύμανση της τάσης εξόδου γίνει πολύ μεγάλη, τα τρανζίστορ-διακόπτες παρουσιάζουν μη γραμμικότητα και επομένως παρουσιάζεται συμπίεση της εξόδου χωρίς όμως να έχει συμπιεστεί η είσοδος. Το φαινόμενο αυτό τείνει να συμβαίνει όταν το κέρδος μετατροπής του ενεργού μίκτη είναι σχετικά υψηλό [1].



Εικόνα 4.10 Επίδραση της κυματομορφής εξόδου στην τρέχουσα οδήγηση όταν ένα τρανζίστορ διακόπτης εισέρχεται στην περιοχή της τριόδου

4.4.4 Απομόνωση θυρών

Οι παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζουν τα τρανζίστορ εισόδου και τα τρανζίστορ-διακόπτες δημιουργούν ένα μονοπάτι που επιτρέπει τη διαρροή των σημάτων μεταξύ των σταδίου εισόδου του RF σήματος, του σταδίου των διακοπών που λαμβάνουν το σήμα του ταλαντωτή και του σταδίου εξόδου. Η απομόνωση μεταξύ των θυρών του μίκτη είναι σημαντική ειδικά στη συχνότητα λειτουργίας τους. Η διαρροές αυτές είναι μη επιθυμητές καθώς ο μίκτης αποκλίνει από την κανονική του λειτουργία [1].



Εικόνα 4.11 (α) Μονοπάτια διαρροής σήματος μεταξύ των θυρών του μίκτη (β) Παρασιτικές χωρητικότητες στις οποίες οφείλεται η διαρροή σημάτων

Η απομόνωση από τον τοπικό ταλαντωτή LO προς την RF θύρα εισόδου μετράει κατά πόσο από το σήμα που παράγει ο ταλαντωτής εμφανίζεται στην RF είσοδο. Οποιαδήποτε διαρροή μεταξύ των δύο αυτών θυρών μπορεί να δημιουργήσει DC αρμονική

στην έξοδο, και να αλλοιώσει έτσι το σήμα εξόδου του μίκτη. Εκτός αυτού, η διαρροή αυτή από το σήμα του ταλαντωτή μπορεί να περάσει μέσα από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και να φτάσει μέχρι την κεραία λήψης και να δημιουργήσει παρεμβολές σε άλλους χρήστες της ίδιας RF ζώνης συχνότητων. Η απομόνωση από LO σε RF μπορεί να μεγιστοποιηθεί σχεδιάζοντας τον μίκτη όσο πιο συμμετρικό γίνεται, αποσκοπώντας στο να δημιουργηθούν δύο όμοια μονοπάτια για την διαρροή, έτσι ώστε τα σήματα που διέρχονται μέσα από αυτά να αλληλοεξουδετερώνονται.

Η διαρροή από τις θύρες LO και RF στην θύρα εξόδου IF, δεν παρουσιάζει ιδιαίτερο πρόβλημα διότι οι συχνότητες των RF και LO βρίσκονται πολύ ψηλότερα από τις IF. Παρόλα αυτά, η διαρροή αυτή δεν πρέπει να είναι πολύ μεγάλη, διότι μπορεί να φέρει την έξοδο του κυκλώματος στον και έτσι να μειώσει την γραμμικότητα του κυκλώματος.

4.5 Υλοποίηση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας

Σε αυτό το κεφάλαιο περιγράφεται η διαδικασία σχεδίασης του μίκτη. Αρχικά αναλύεται η διαδικασία σχεδίασης του μίκτη, στη συνέχεια ακολουθεί η σχεδίαση σε φυσικό σχέδιο και τέλος γίνεται η προσομοίωσή [13] με ιδανικά στοιχεία και extracted στο περιβάλλον σχεδίασης Cadence. Οι στόχοι του κυκλώματος φαίνονται στον πίνακα VIII. Στο κεφάλαιο 4.5.1 παρουσιάζονται οι στόχοι της σχεδίασης και διαδικασία που ακολουθήσαμε για την σχεδίαση σε επίπεδο σχηματικού. Στο κεφάλαιο 4.5.2 παρουσιάζεται η υλοποίηση του κυκλώματος σε επίπεδο layout και τα αποτελέσματα της σχεδίασης σε και επίπεδο σχηματικού και extracted. Τέλος γίνεται η σύγκριση της απόδοσης του κυκλώματος που σχεδιάστηκε με τους στόχους της σχεδίασης.

4.5.1 Υλοποίηση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας σε επίπεδο σχηματικού

Οι στόχοι της σχεδίασης που λήφθηκαν υπόψιν στην βελτιστοποίηση του κυκλώματος του μίκτη παρουσιάζεται στον πίνακα VIII.

Παράμετρος	Στόχοι [4]	Μονάδα μέτρησης
Συχνότητα σήματος εισόδου	2.4	GHz
Συχνότητα σήματος εξόδου	50	MHz
Κέρδος μετατροπής	9.2	dB
Σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους	-11.3	dBm
IP3	7	dBm
Κατανάλωση	20	mW

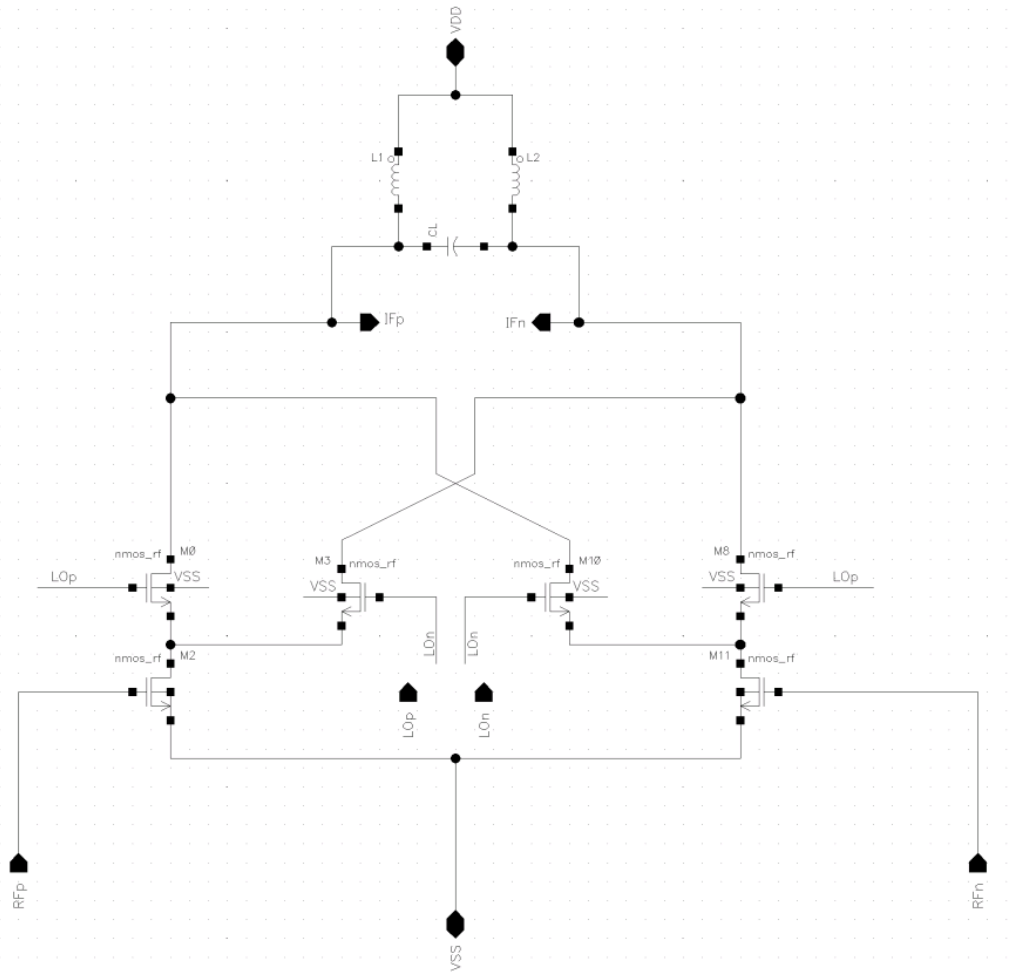
Πίνακας VIII Προδιαγραφές ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας

Ξεκινώντας την σχεδίαση του κυκλώματος το πρώτο εμπόδιο που παρουσιάστηκε ήταν η χαμηλή τάση τροφοδοσίας, 1.2V. Οι αντιστάσεις στην έξοδο την κλασικής τοπολογίας του Gilbert μίκτη προκαλούν πτώση τάσης και δεδομένου ότι τα τρανζίστορ της τεχνολογίας έχουν V_{th} περίπου 420mV τα περιθώρια πόλωσης είναι πολύ περιορισμένα. Για να αποφύγουμε αυτό το πρόβλημα αντί των αντιστάσεων χρησιμοποιούνται πηνία στην έξοδο τα οποία συντονίζονται στην συχνότητα λειτουργίας (50 MHz). Τα πηνία αυτά λόγω της παρασιτικής αντίστασης θα προκαλέσουν πτώση τάσης μερικά mV και έτσι δεν θα έχουμε πρόβλημα για την πόλωση των τρανζίστορ [4] .

Το κέρδος μετατροπής της τοπολογίας δίνεται από τη σχέση :

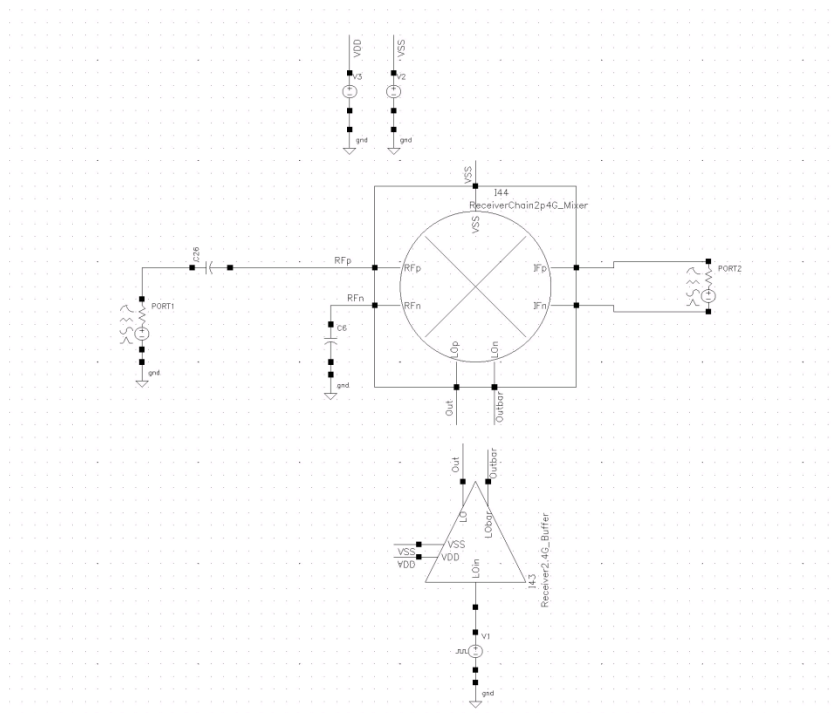
$$G = \frac{2}{\pi} g_m Z_{out} \quad (4.25)$$

Λαμβάνοντας υπόψιν ότι ο στόχος μας είναι τα 9.2dB και τις απώλειες που θα έχουμε λόγω των παρασιτικών από την σχεδίαση σε extracted έχουμε στόχο το κέρδος να είναι μεγαλύτερος από 9.2 dB σε επίπεδο σχηματικού.



Εικόνα 4.12 Τοπολογία ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας

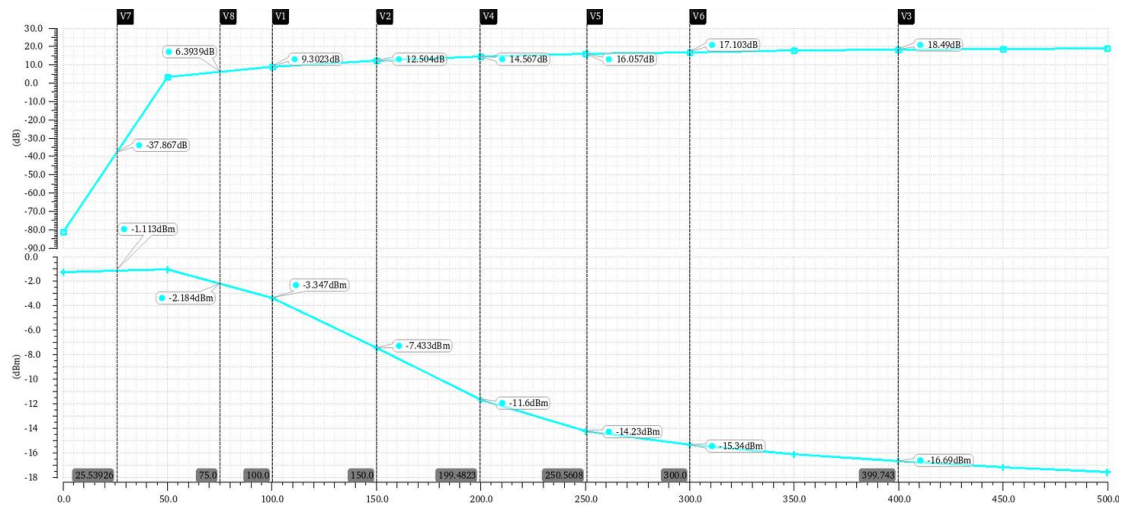
Η σχεδίαση ξεκινάει με ένα αρχικό design με το g_m των τρανζίστορ εισόδου να είναι 40mS και 10mW κατανάλωση. Τα τρανζίστορ των διακοπών έχουν το μισό μέγεθος από τα τρανζίστορ εισόδου. Στην συνέχεια όλες οι παράμετροι του κυκλώματος βελτιστοποιούνται έτσι ώστε να φτάσουμε τους απαιτούμενους στόχους της σχεδίασης. Ο μίκτης στην είσοδό του έχει το κύκλωμα συντονισμού της εξόδου του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και επομένως συντονίζεται στα 75 Ω. Η αντίσταση εξόδου του είναι 2kΩ και το σήμα του ταλαντωτή προσομοιώνεται με ένα τετραγωνικό παλμό με περίοδο $\frac{1}{2.45G} = 0.4 \text{ ns}$ και συνολική καθυστέρηση ανόδου και καθόδου 0.08 ns. Το σήμα αυτό εισέρχεται σε ένα στάδιο buffer και καταλήγει στην είσοδο των διακοπών του μίκτη.



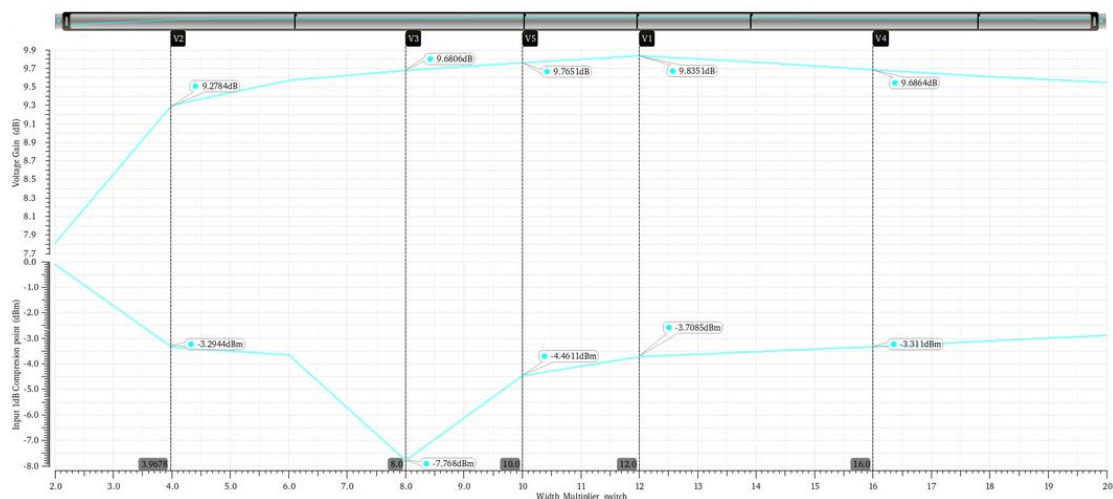
Εικόνα 4.13 Τοπολογία προσομοίωσης μίκτη

Το πηνίο παίρνει τιμές $L = \frac{Z_L}{2\pi f}$ όπου $f = 50$ MHz και παίζει σημαντικό ρόλο στο κέρδος μετατροπής του μίκτη. Στην εικόνα 4.5.3 παρουσιάζεται η απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το 1dB σημείο συμπίεσης του κέρδους για τις διάφορες τιμές της επαγωγικής αντίστασης Z_L . Όπως διατυπώθηκε και στο κεφάλαιο 4.4.3 η συμπίεση του κέρδους στους ενεργούς μίκτες παρατηρείται σε πολύ χαμηλή τάση εισόδου εάν η διακύμανση της τάσης εξόδου γίνει πολύ μεγάλη [1]. Αυτό το φαινόμενο παρατηρείται στην εικόνα 4.14 : όσο αυξάνεται η επαγωγική αντίσταση εξόδου αυξάνεται το κέρδος και επομένως η διακύμανση της τάσης εξόδου, αυτό έχει ως αποτέλεσμα το κέρδος να συμπιέζεται για μικρές ισχύς στην είσοδο.

Στο παρόν κύκλωμα επιλέγεται η Z_L τέτοια ώστε να έχουμε 9.3dB κέρδος. Σε αυτό το σημείο το σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους είναι για ισχύ εισόδου -3.32 dBm. Στη συνέχεια ακολουθεί η βελτιστοποίηση του μεγέθους των διακοπών. Το μέγεθος των διακοπών παίζει σημαντικό ρόλο στην γραμμικότητα και στο κέρδος του κυκλώματος καθώς μεταφέρουν το ενισχυμένο σήμα από το στάδιο εισόδου στην έξοδο. Στην εικόνα 4.15 παρουσιάζεται η απόδοση του κυκλώματος και επιλέγουμε το μέγεθος των διακοπών ώστε έχουμε την μέγιστη γραμμικότητα και το μέγιστο κέρδος.

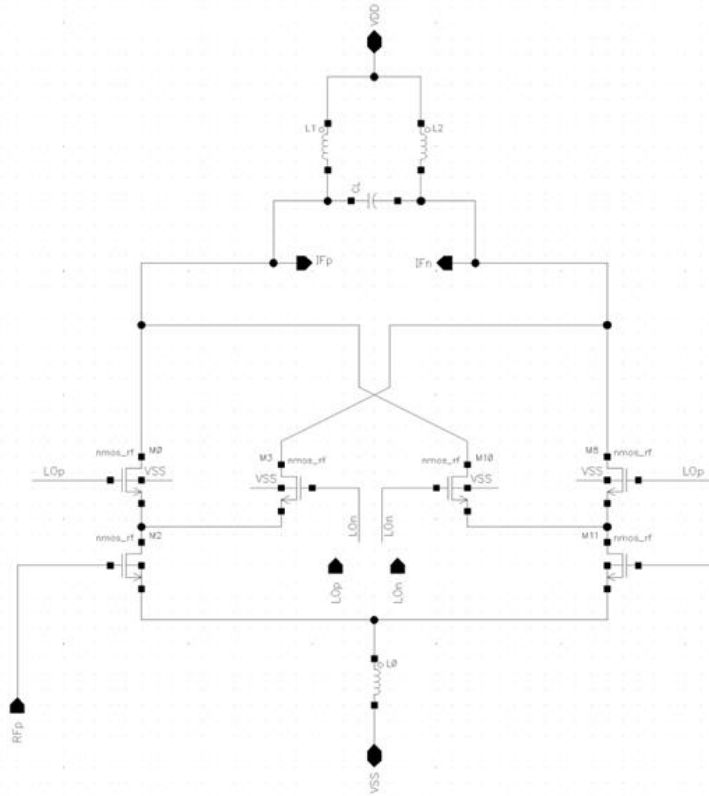


Εικόνα 4.14 Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για τις διάφορες τιμές του πηνίου συντονισμού εξόδου

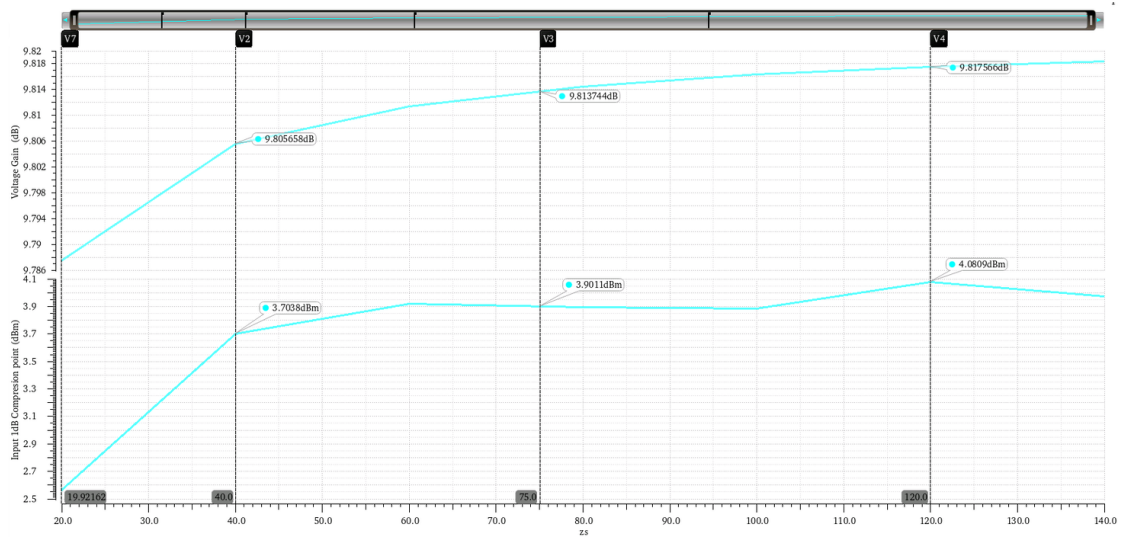


Εικόνα 4.15 Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για τις διάφορες τιμές των διαστάσεων των τρανζίστορ – διακοπών

Έχοντας βελτιστοποιήσει το μέγεθος των switch και έχοντας εξασφαλίσει 9.83 dB κέρδος μετατροπής και σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους στα -3.7dBm, προκειμένου να βελτιστοποιήσουμε το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους προσθέτουμε στο κύκλωμα ένα πηνίο εκφυλισμού L_s (εικόνα 4.16) το πηνίο αυτό συντονίζεται στην συχνότητα 2.45GHz και βρίσκουμε την βέλτιστη τιμή του ώστε να έχουμε την μέγιστη απόδοση ως προς την γραμμικότητα αλλά και το κέρδος. Παρατηρούμε πως η προσθήκη του πηνίου συμβάλει σημαντικά στην γραμμικότητα του κυκλώματος. Το σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους αυξάνεται στα 4dBm ενώ χάνουμε ελάχιστο κέρδος, 0.02dB.

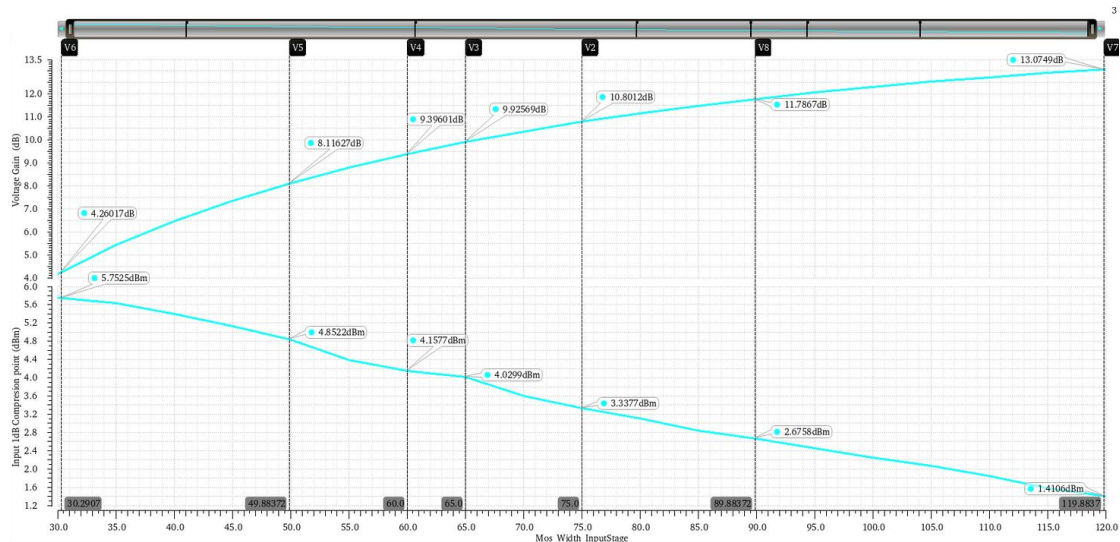


Εικόνα 4.16 Τοπολογία του ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας με την προσθήκη πηνίου εκφυλισμού



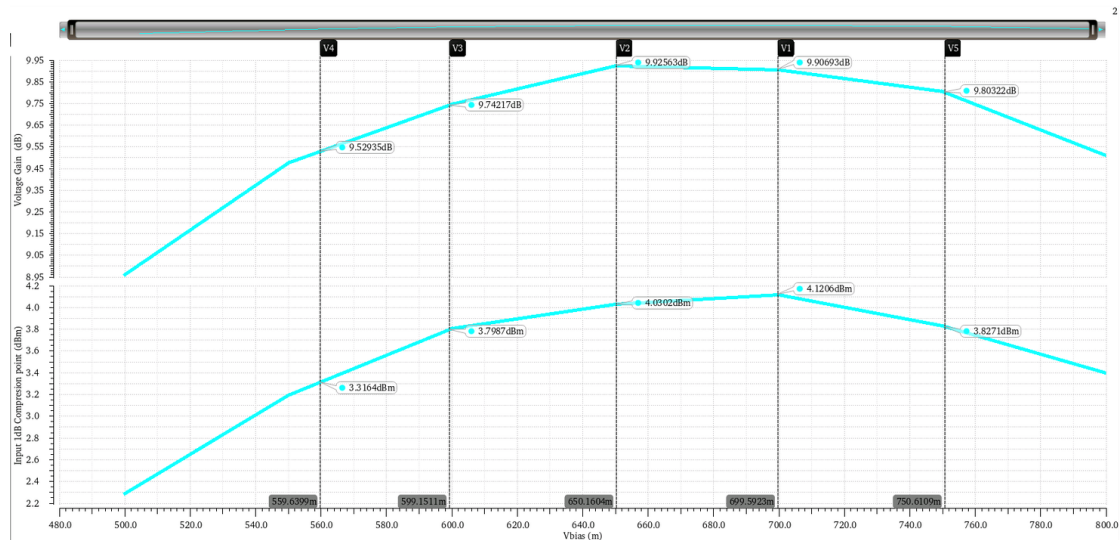
Εικόνα 4.17 Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για τις διάφορες τιμές της επαγωγικής αντίστασης του πηνίου εκφυλισμού

Τέλος γίνεται βελτιστοποίηση στην διαστασιολόγηση και την πόλωση των τρανζίστορ εισόδου ώστε να έχουμε περίπου 10dB κέρδος μετατροπής.



Εικόνα 4.18 Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για τις διάφορες τιμές του πλάτους των τρανζίστορ εισόδου

Το πλάτος των τρανζίστορ που επιλέχθηκε είναι 65um ενώ το μήκος είναι 120nm. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.19 η βέλτιστη πόλωση όταν το μέγεθος των τρανζίστορ εισόδου είναι 65u είναι 650mV.



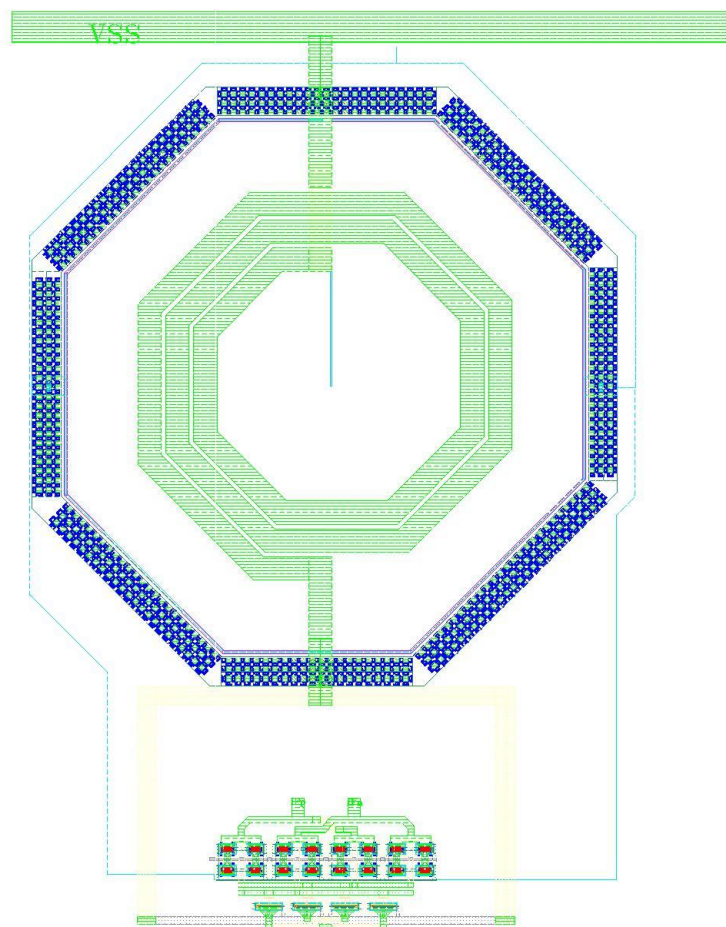
Εικόνα 4.19 Απόδοση του κυκλώματος ως προς το κέρδος και το σημείο συμπίεσης 1dB του κέρδους για την πόλωση των τρανζίστορ εισόδου

4.5.2 Υλοποίηση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας σε επίπεδο layout και αποτελέσματα σχεδίασης

Στη συνέχεια το κύκλωμα σχεδιάζεται με πραγματικά στοιχεία, σε φυσικό σχέδιο (εικόνα 4.20) και προσομοιώνεται. Τα πηνία της εξόδου του μίκτη έχουν πολύ μεγάλες τιμές,

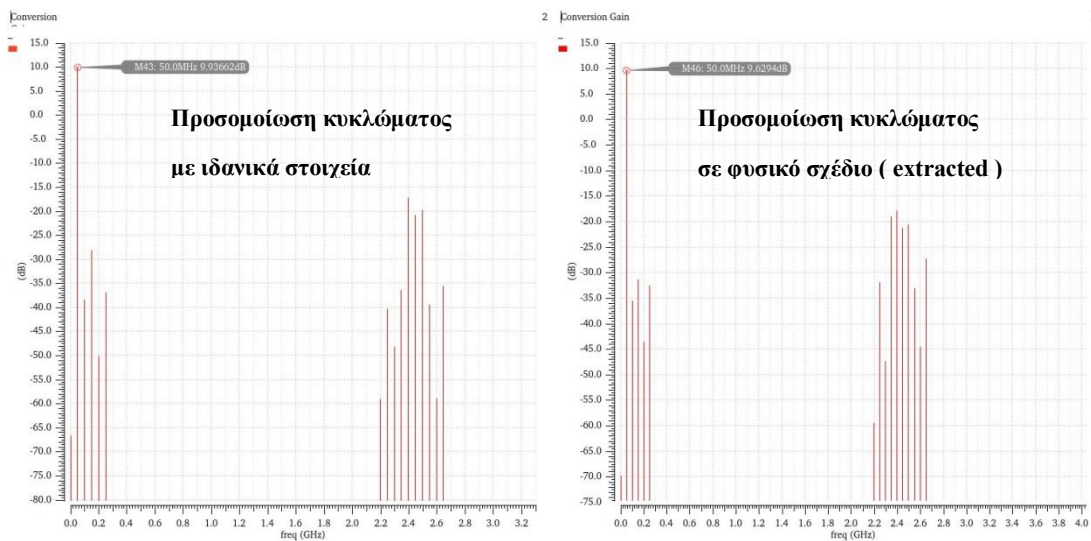
$$L_1 = L_2 = \frac{Z_L}{2\pi f} = \frac{100}{100 * \pi * 50M} = 318nH$$

και θα χρησιμοποιηθούν εξωτερικά του κυκλώματος. Στο εμπόριο υπάρχουν πηνία 318nH με μέγιστη παρασιτική αντίσταση περίπου 3.27Ω η οποία λαμβάνεται υπόψη στην προσομοίωση του κυκλώματος [11] .

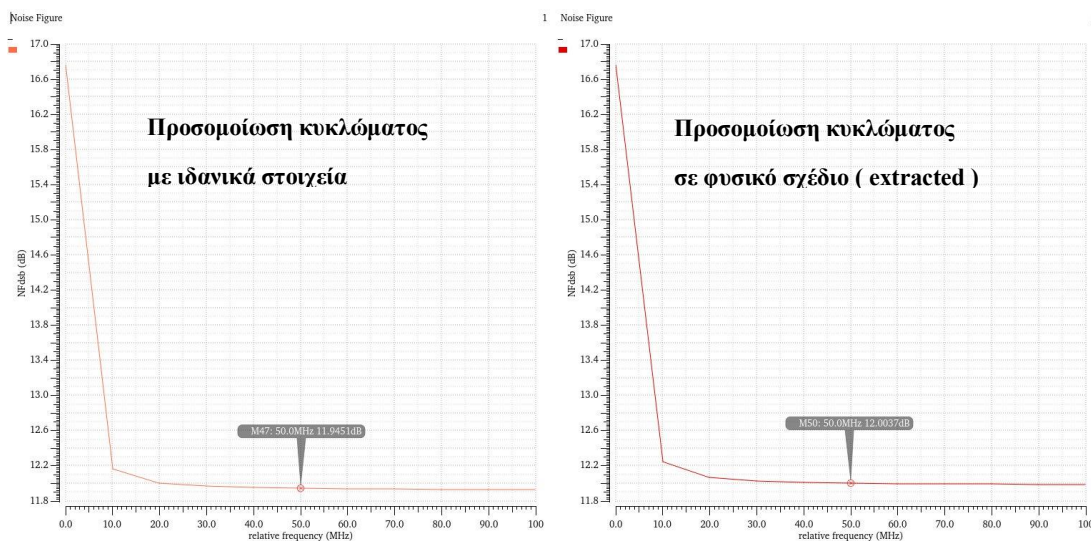


Εικόνα 4.20 Φυσική σχεδίαση του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας

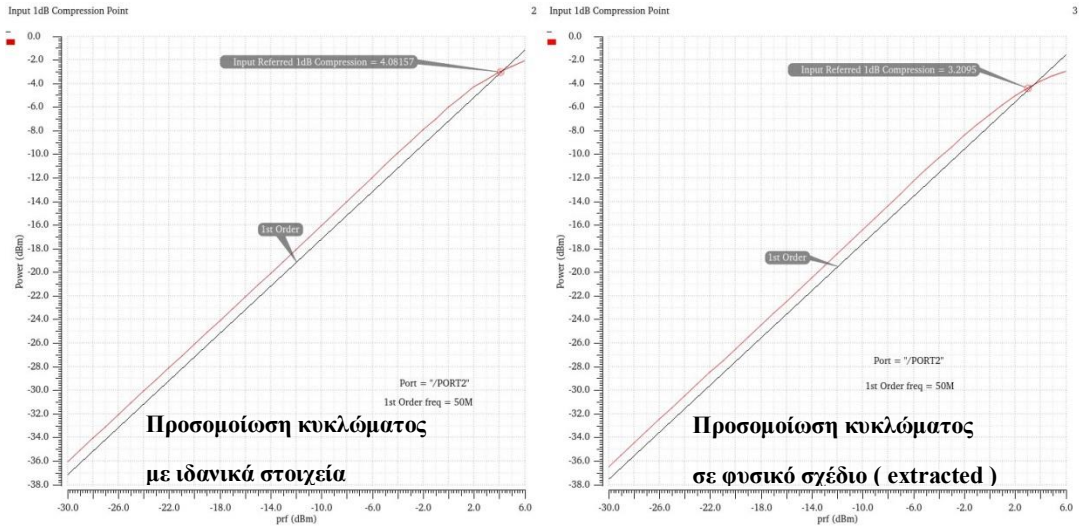
Στη συνέχεια παρουσιάζεται η απόδοση του κυκλώματος με ιδανικά στοιχεία και extracted. Όπως φαίνεται και στις εικόνες 4.22-4.24 ο μίκτης παρουσιάζει υψηλή γραμμικότητα και παρέχει αρκετό κέρδος μετατροπής ώστε να ενισχύσει το σήμα που θα λάβει από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Ο θόρυβος είναι 12dB ωστόσο στην αλυσίδα του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας ο θόρυβος καθορίζεται κατά κύριο λόγο από τον LNA.



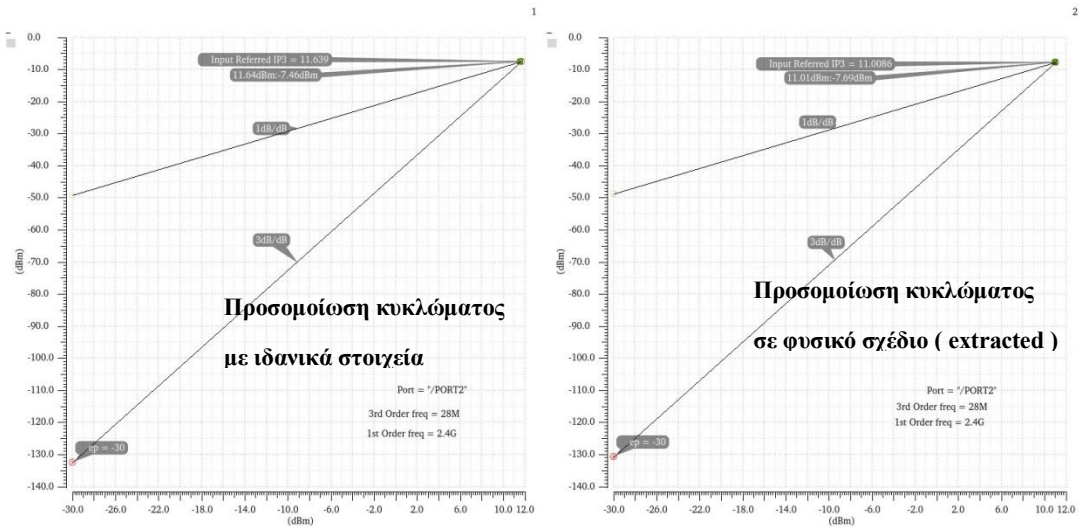
Εικόνα 4.21 Κέρδος μετατροπής σε προσομοίωση σχηματικού και extracted



Εικόνα 4.22 Εικόνα θορύβου σε προσομοίωση σχηματικού και extracted



Εικόνα 4.23 1dB σημείο συμπίεσης του κέρδους σε προσομοίωση σχηματικού και extracted



Εικόνα 4.24 IP3 σε προσομοίωση σχηματικού και extracted

Τέλος στον πίνακα IX παρουσιάζεται συγκεντρωτικά η απόδοση του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας συγκριτικά με τους στόχους που τέθηκαν στην αρχή του κεφαλαίου [4] και μία παρόμοια εργασία που έχει γίνει στο παρελθόν [6] .

Παράμετρος	[4]	[6]	This Thesis Schematic	This Thesis Extracted	Μονάδα Μέτρησης
Συχνότητα σήματος εισόδου	1.9	1.9	2.4-2.49		GHz
Συχνότητα σήματος εξόδου	100	250	50		MHz
Κέρδος μετατροπής	9.2	4.7	9.9	9.6	dB
Σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους	-11.3	-13.5	4	3.2	dBm
IP3	7	-4	11.6	11	dBm
Κατανάλωση	20	23	16.4	16.2	mW
Τεχνολογία			TSMC 90nm		

ΠΙΝΑΚΑΣ ΙΧ Απόδοση ενεργού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας

4.6 Υλοποίηση αλυσίδας *LNA, mixer, buffer*

Στην συνέχεια παρουσιάζεται η συνολική σχεδίαση σε σχηματικό και φυσική σχεδίαση. Δεδομένου των στοιχείων που έχουμε για την απόδοση του μίκτη και του ενισχυτή χαμηλού θορύβου μπορούμε να κάνουμε έναν θεωρητικό υπολογισμό για την απόδοση του συνολικού κυκλώματος.

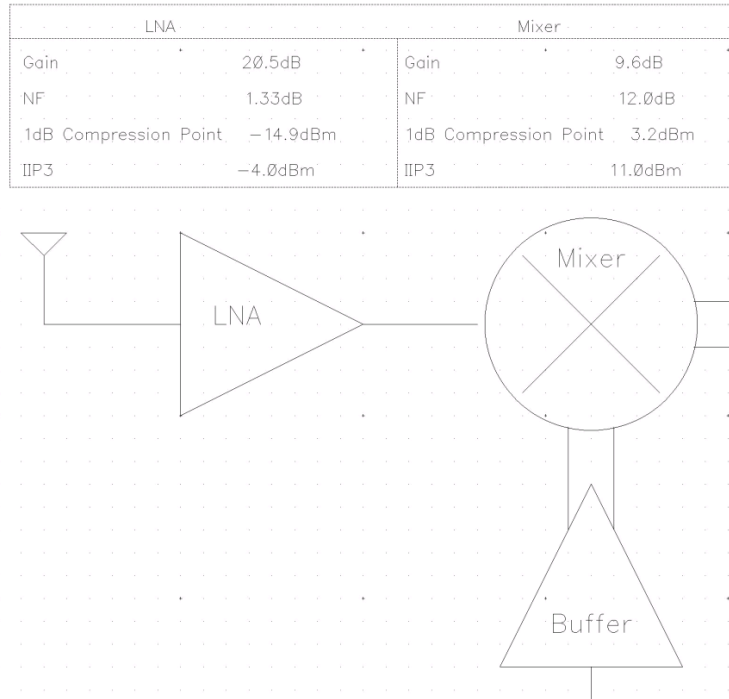
Αρχικά το κέρδος της συνολικής αλυσίδας θα προκύπτει από το άθροισμα του συνολικού κέρδους των επιμέρους κυκλωμάτων. Επομένως σύμφωνα με την εικόνα 4.25 που συνοψίζει την απόδοση του LNA για τα 2.45GHz και του μίκτη σε προσομοίωση extracted έχουμε :

$$G_{total} = G_{LNA} + G_{mixer} = 20.5 + 9.6 = 30.1 \text{ dB} \quad (4.26)$$

Ο συνολικός θόρυβος προκύπτει από την εξίσωση του Friis και εξαρτάται από τον θόρυβο των δύο σταδίων και του κέρδους του LNA:

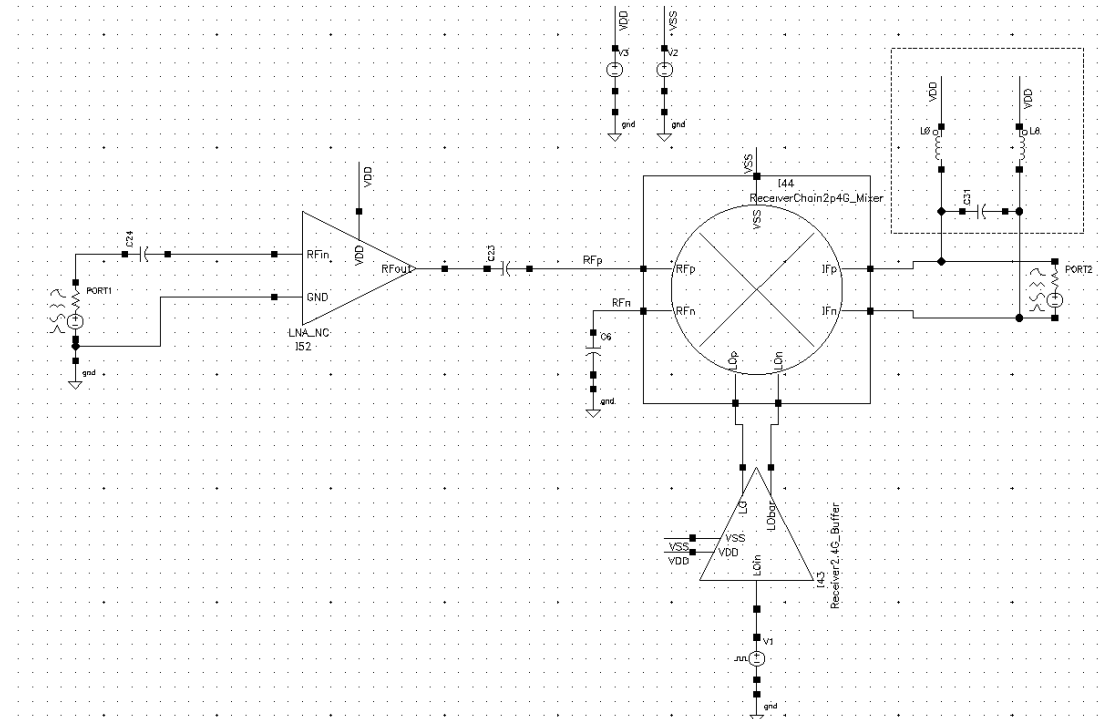
$$NF_{total} = 10 \log_{10} \left(10^{\frac{NF_{LNA}}{10}} + \frac{10^{\frac{NF_{Mixer}}{10}} - 1}{10^{\frac{G_{LNA}}{10}}} \right) = 10 \log_{10} \left(10^{\frac{1.33}{10}} + \frac{10^{\frac{12}{10}} - 1}{10^{\frac{20.5}{10}}} \right)$$

$$NF_{total} = 1.73 \text{ dB} \quad (4.27)$$



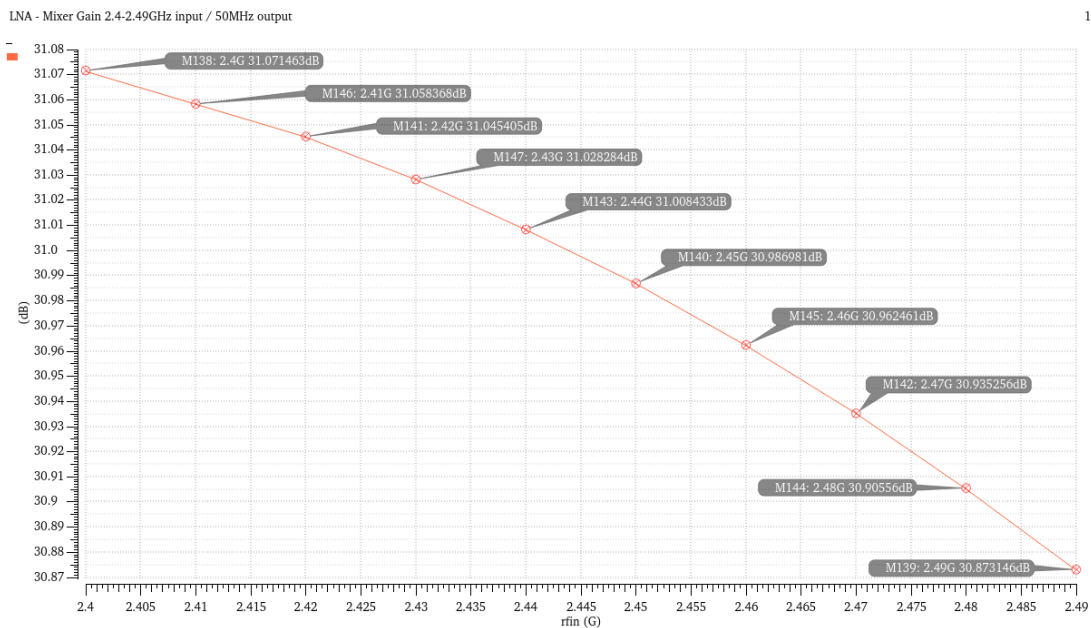
Εικόνα 4.25 Σύνοψη του συνολικής σχεδίασης με την απόδοση των επιμέρους κυκλωμάτων

Μετά από τους θεωρητικούς υπολογισμούς περνάμε στην σχεδίαση. Στην εικόνα 4.26 παρουσιάζεται η αλυσίδα του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας και του buffer. Το προερχόμενο σήμα από την κεραία προσομοιώνεται με μία πόρτα στην είσοδο του LNA τερματισμένη στα 50 Ω και στέλνει το υψίσυχο σήμα f_{RF} στην είσοδο του LNA. Στην είσοδο του buffer εισέρχεται μη ιδανικός τετραγωνικός παλμός (βλ. κεφάλαιο 4.5.1), πλάτους 1.2V συχνότητας $f_{RF} + 50\text{MHz}$. Ο τετραγωνικός παλμός V_{pulse} και ο συμπληρωματικός του $\overline{V_{pulse}}$ οδηγούνται στην είσοδο των διακοπών του μίκτη. Ο μίκτης έχει στην έξοδο του φορτίο 1kΩ και επίσης τα πηνία συντονισμού που τοποθετούνται εξωτερικά του τσιπ. Μεταξύ του LNA και του μίκτη υπάρχει coupling πυκνωτής ο οποίος τοποθετείται για να “μπλοκάρει” την DC συνιστώσα τους σήματος εξόδου του LNA στην είσοδο του μίκτη. Η άλλη είσοδος του μίκτη είναι γειωμένη κατά ac.



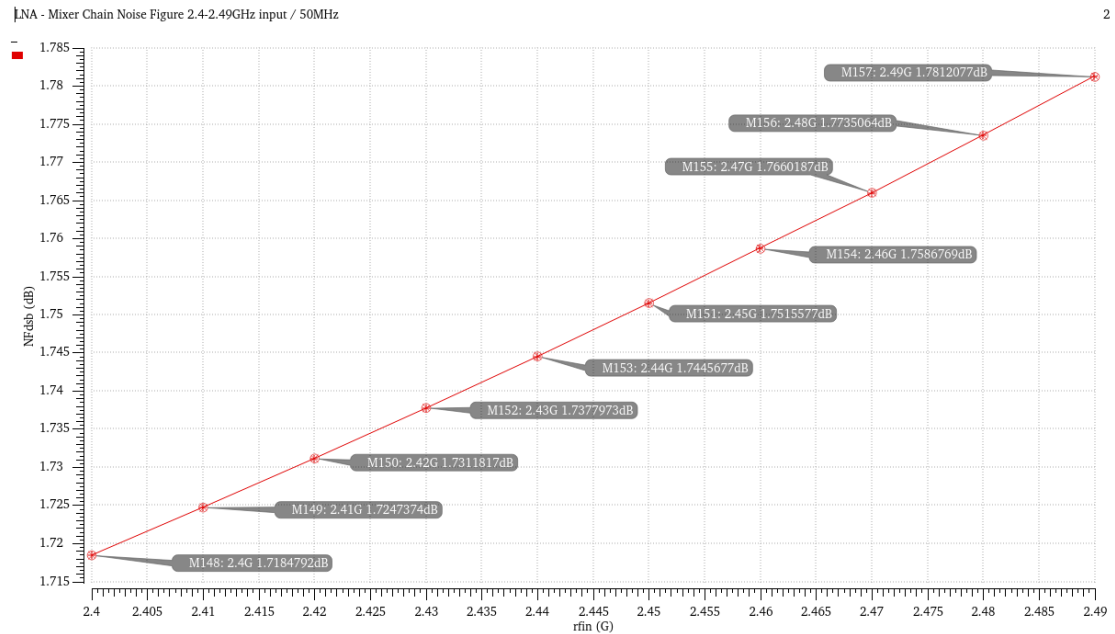
Εικόνα 4.26 Πλήρες σχηματικό προσομοίωσης της αλυσίδας LNA και Mixer στο περιβάλλον σχεδίασης Cadence

Στην συνέχεια προσομοιώνεται η απόδοση του κυκλώματος. Στην είσοδο του LNA εφαρμόζεται σήμα συχνότητας f_{RF} ισχύος -30dBm (ή $1\mu\text{Watt}$), όπου η συχνότητα f_{RF} λαμβάνει τιμές από $2.4\text{GHz}-2.49\text{GHz}$. Ο τετραγωνικός παλμός έχει συχνότητα $f_{RF} + 50\text{MHz}$ και επομένως στην έξοδο του μίκτη λαμβάνουμε σήμα 50MHz . Όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.27 το κέρδος που υπολογίσαμε θεωρητικά για τα 2.45GHz σχέση (4.26) είναι ίδιο με την προσομοίωση με μία πολύ μικρή απόκλιση. Αυτό σημαίνει ότι η έξοδος του LNA



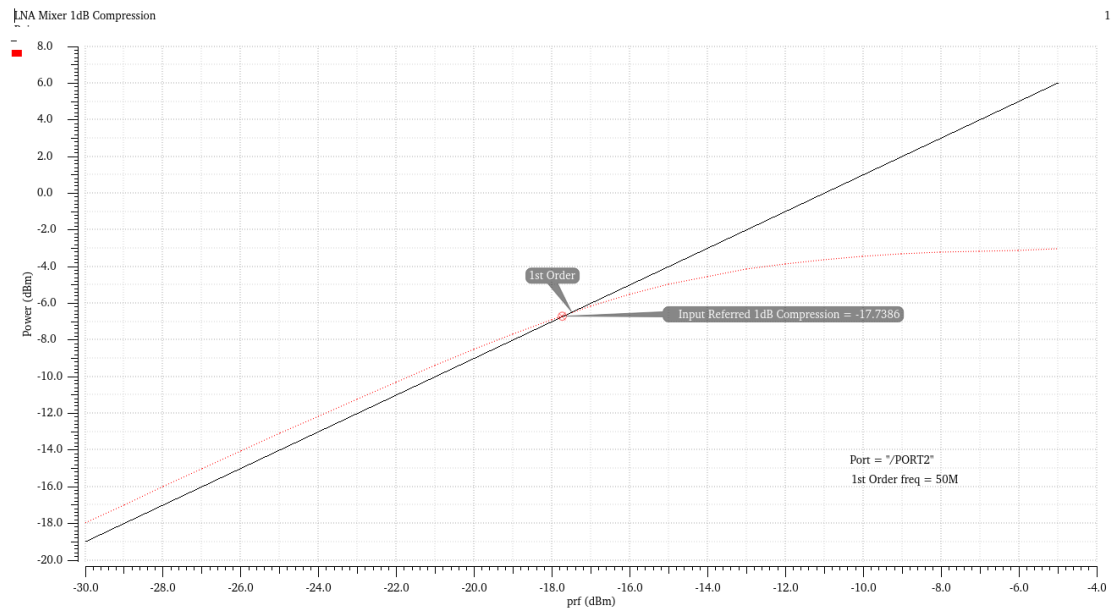
Εικόνα 4.27 Συνολικό κέρδος αλυσίδας σήμα εισόδου 2.4-2.49GHz και σήμα εξόδου 50MHz

έχει ταιριαστεί με την είσοδο του μίκτη και δεν υπάρχουν απώλειες. Το ίδιο συμβαίνει για το θόρυβο της αλυσίδας όπως παρατηρούμε στην εικόνα 4.28.

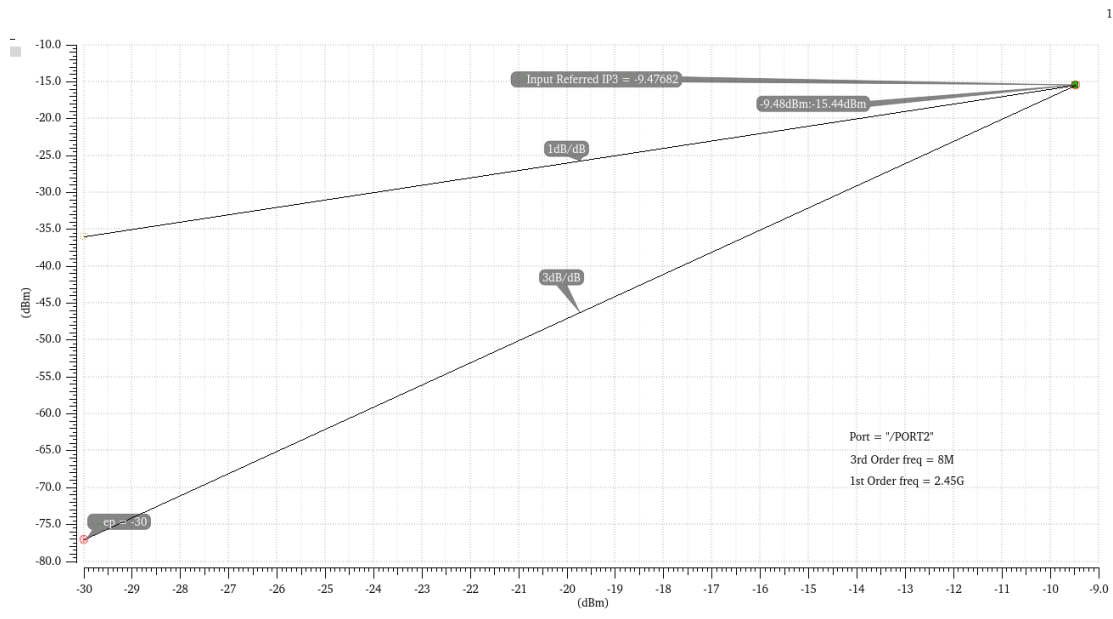


Εικόνα 4.28 Συνολική εικόνα θορύβου αλυσίδας για σήμα εισόδου σε συχνότητες 2.4-2.49GHz και σήμα εξόδου 50MHz

Ως προς την γραμμικότητα της αλυσίδας μετρήθηκε το σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους και το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης. Το κέρδος μειώνεται κατά 1dB όταν η είσοδος στον LNA φτάσει τα -17.7dBm, ενώ το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης στην είσοδο είναι -9.47dBm.

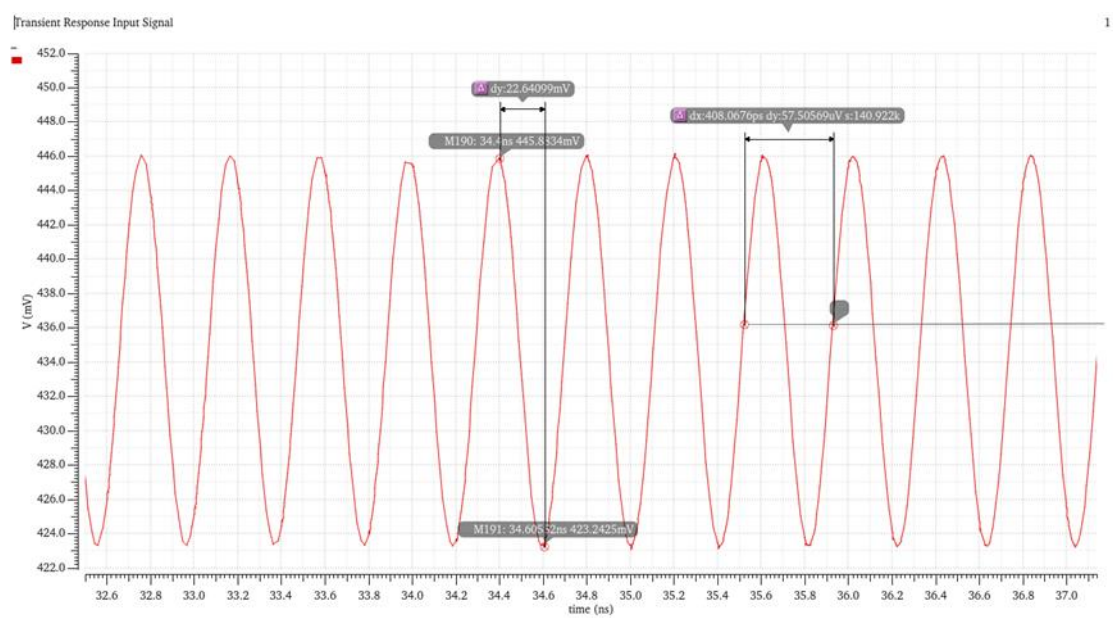


Εικόνα 4.29 Σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους



Εικόνα 4.30 Σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης

Στη συνέχεια παρουσιάζεται η προσομοίωση στο πεδίο του χρόνου. Ακολουθεί το κύκλωμα σε φυσική σχεδίαση και έπειτα συνοψίζονται τα αποτελέσματα της αλυσίδας του LNA-Mixer συγκριτικά με άλλες εργασίες που έχουν γίνει στο παρελθόν.



Εικόνα 4.31 Σήμα εισόδου στο πεδίο του χρόνου

Το πλάτος του σήματος εισόδου (εικόνα 4.31) είναι 22.64mV ισχύ ενώ η συχνότητα του σήματος είναι $f_{in} = \frac{1}{408ps} = 2.45 \text{ GHz}$.

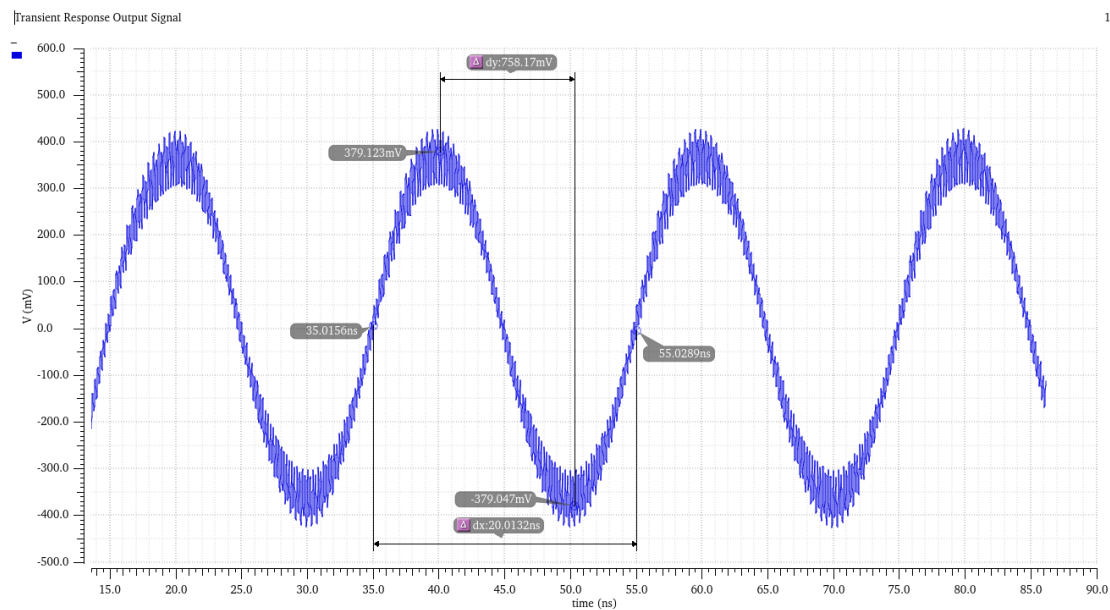
Το πλάτος του σήματος εξόδου είναι 758mV και η συχνότητά του δεδομένου της περιόδου του από την εικόνα 4.32

$$f_{out} = \frac{1}{20ns} = 50 \text{ MHz}$$

Επομένως το κέρδος μετατροπής σε transient είναι

$$G_{conversion} = \frac{758mV}{22.64mV} = 33.4 \frac{V}{V} = 20 \log(33.4) = 30.47 \text{ dB}$$

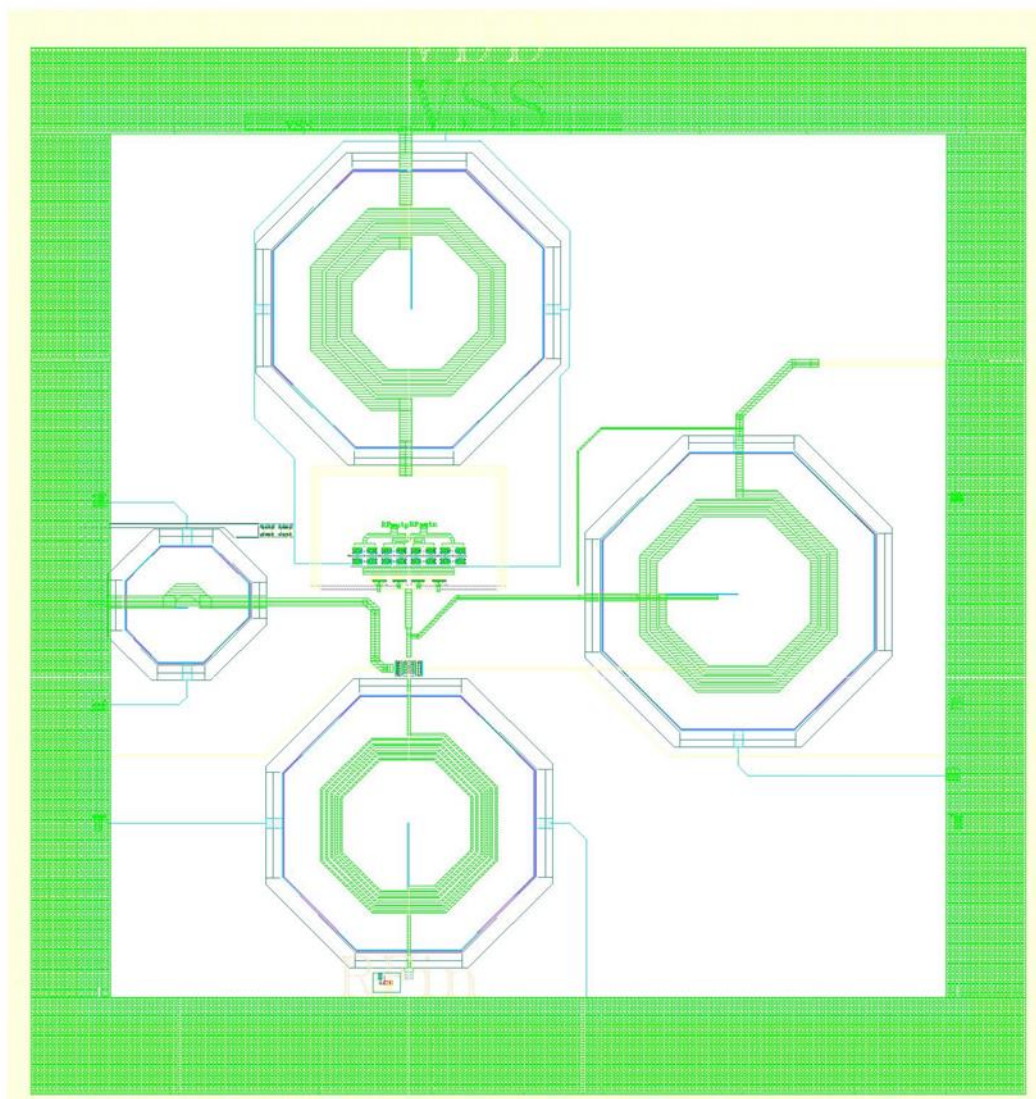
Πράγμα που επιβεβαιώνει και τις προηγούμενες αναλύσεις στα 2.45GHz.



Εικόνα 4.32 Σήμα εξόδου στο πεδίο του χρόνου

Παράμετρος	This Thesis	[9]	[7]	Μονάδα μέτρησης
Συχνότητα σήματος εισόδου	2.4	2.4	5.8	GHz
Συχνότητα σήματος εξόδου	50	100	200M	MHz
Κέρδος μετατροπής	31 – 30.87	30	15.7	dB
Εικόνα Θορύβου	1.71 – 1.78	8.1	7.8	dB
Σημείο 1dB συμπίεσης του κέρδους	-17.73	-20	-	dBm
ΠΡ3	-9.47	-13.8	-20.56	dBm

ΠΙΝΑΚΑΣ X Απόδοση αλυσίδας LNA μίκτη



Εικόνα 4.33 Φυσικό σχέδιο αλυσίδας LNA Mixer

5 Επίλογος

Το θεωρητικό υπόβαθρο και η σχεδίαση, σε επίπεδο σχηματικού και φυσικής σχεδίασης, του πυρήνα ενός ολοκληρωμένου δέκτη για συστήματα που βρίσκουν εφαρμογή στην ISM μπάντα συχνοτήτων παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια. Επίσης παρουσιάστηκε η σχεδίαση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου υψηλής γραμμικότητας για εφαρμογή σε ένα απαιτητικό σύστημα πομποδέκτη. Οι προδιαγραφές της απόδοσης των κυκλωμάτων αντικατοπτρίζουν τις σύγχρονες απαιτητικές προδιαγραφές που έχουν τα επικοινωνιακά συστήματα και βασίζονται σε εργασίες που έχουν γίνει στο παρελθόν.

5.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε για την σχεδίαση σε επίπεδο σχηματικού και φυσικής σχεδίασης καθώς και για τις προσομοιώσεις είναι η TSMC90nm στο πρόγραμμα Cadence. Η σχεδίαση ξεκίνησε από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και στη συνέχεια σχεδιάστηκε ο ενεργός μίκτης υποβιβασμού συχνότητας. Στη συνέχεια ακολούθησε η αλυσίδα του LNA και του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας καθώς και η χρήση ενός buffer που λαμβάνει το σήμα από τον ταλαντωτή. Τα κυκλώματα σχεδιάστηκαν σε φυσικό σχέδιο και προσομοιώθηκαν σε επίπεδο extracted.

Επίσης σχεδιάστηκε μία διαφορετική τοπολογία ενισχυτή χαμηλού θορύβου για εφαρμογή σε πομποδέκτες. Έχοντας γίνει μία αρχική προσέγγιση των παραμέτρων σχεδιασμού του κυκλώματος για να φτάσουμε στο επιθυμητό αποτέλεσμα ακολουθεί η χρήση εργαλείου βελτιστοποίησης ώστε να φτάσουμε στο βέλτιστο αποτέλεσμα ως προς την επιθυμητή απόδοση.

5.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Σε επίπεδο σχηματικού θα μπορούσε να προστεθεί η δυνατότητα ο LNA να παρέχει μεταβλητό κέρδος ανάλογα με το σήμα εισόδου. Επίσης θα μπορούσε να σχεδιαστεί το κύκλωμα του ταλαντωτή και το επόμενο στάδιο του μίκτη, ένα φίλτρο στην βασική ζώνη συχνοτήτων ώστε να ολοκληρωθεί η τοπολογία του δέκτη. Σε επίπεδο φυσικής σχεδίασης θα μπορούσε να πακεταριστεί και να βγουν οι κατάλληλες έξοδοι και εισοδοι του κυκλώματος και μετά αφού γίνει εκ νέου η προσομοίωση της απόδοσης του κυκλώματος θα μπορούσαν να γίνουν οι κατάλληλες διεργασίες ώστε το κύκλωμα να προχωρήσει στην παραγωγή.

6 Βιβλιογραφία

- [1] Razavi, Behzad, and Razavi Behzad. RF microelectronics. Vol. 2. New York: Prentice hall, 2012.
- [2] Lee, Thomas H., CMOS RFIC Design, 2004
- [3] Nguyen, Trung-Kien, et al. "CMOS low-noise amplifier design optimization techniques." IEEE Transactions on microwave theory and techniques 52.5 (2004): 1433-1442.
- [4] Terrovitis, Emmanouil T. "Analysis and design of current-commutating CMOS mixers." EECS Department, University of California, Berkeley (2002): 3327-3327.
- [5] Kim, Bum-Kyum, et al. "A highly linear 1 GHz 1.3 dB NF CMOS low-noise amplifier with complementary transconductance linearization." IEEE Journal of Solid-State Circuits 49.6 (2014): 1286-1302.
- [6] Sullivan, P. J., B. A. Xavier, and W. H. Ku. "Low voltage performance of a microwave CMOS Gilbert cell mixer." IEEE Journal of Solid-State Circuits 32.7 (1997): 1151-1155.
- [7] Wang, Xuezhen, and Robert Weber. "A novel low power low voltage LNA and mixer for WLAN IEEE 802.11 a standard." Digest of Papers. 2004 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2004. IEEE, 2004.
- [8] Baker, R. Jacob. CMOS: circuit design, layout, and simulation. John Wiley & Sons, 2019
- [9] Jhon, Hee-Sauk, et al. "2.4 GHz ISM-Band Receiver Design in a 0.18 μ m Mixed Signal CMOS Process." IEEE microwave and wireless components letters 17.10 (2007): 736-738.
- [10] ΣΗΜΕΙΩΣΕΙΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ, ΑΘΗΝΑ 2009
- [11] Murata, Chip Inductors (Chip Coils), Jan.25, 2019
- [12] SpectreRF Workshop, LNA Design Using SpectreRF, Cadence, September 2011
- [13] SpectreRF Workshop, Mixer Design Using SpectreRF, Cadence, November 2005
- [14] Konstantinos Touloupas, Nikos Chouridis, and Paul P. Sotiriadis, "Local Bayesian Optimization for Analog Circuit Sizing", Design Automation Conference 2021, San Francisco, CA (accepted for publication)