



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ
ΔΕΚΤΗ ΡΑΔΙΟΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΓΙΑ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΥΠΕΡ – ΕΥΡΕΙΑΣ
ΖΩΝΗΣ ΛΗΨΗΣ

ΣΙΜΙΤΣΑΚΗΣ Λ. ΠΑΣΧΑΛΗΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΟΥΧΟΣ ΦΥΣΙΚΟΣ

Μ.Δ.Ε. ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ

ΜΑΪΟΣ 2012



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΔΕΚΤΗ ΡΑΔΙΟΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ ΓΙΑ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΥΠΕΡ – ΕΥΡΕΙΑΣ ΖΩΝΗΣ ΛΗΨΗΣ

ΣΙΜΙΤΣΑΚΗΣ Λ. ΠΑΣΧΑΛΗΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΟΥΧΟΣ ΦΥΣΙΚΟΣ
Μ.Δ.Ε. ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ

Συμβουλευτική Επιτροπή: Ιωάννης Παπανάνος

Ελευθέριος Καγιάφας

Ιωάννης Αβαριτσιώτης

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

.....
Ελευθέριος Καγιάφας
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ιωάννης Αβαριτσιώτης
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Νικόλαος Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Παύλος Π. Σωτηριάδης
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Νικόλαος Μοσχόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π

.....
Γρηγόριος Καλύβας
Αν. Καθηγητής
Πανεπιστημίου Πατρών

Αθήνα, 4 Μαΐου 2012

.....
Πασχάλης Λ. Σιμισιάκης
Διδάκτωρ Ε.Μ.Π.

Copyright © Πασχάλης Λ. Σιμισιάκης 2012
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 ότι αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

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

Αφιερώνεται στη σύντροφο μου

Αγγέλω

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η διδακτορική διατριβή που θα παρουσιαστεί στις επόμενες σελίδες εκπονήθηκε τις ακαδημαϊκές περιόδους 2005-2011 στο ερευνητικό εργαστήριο της ομάδας Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου το οποίο τελεί υπό την επίβλεψη του κ. Ιωάννη Παπανάνου. Κατά την διάρκεια της αποκόμισα πολλά οφέλη σε γνώσεις και εμπειρίες, πάντα με την βοήθεια κάποιων ανθρώπων τους οποίους θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά από αυτές τις σελίδες.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου κ. Ιωάννη Παπανάνο ο οποίος με εμπιστεύτηκε και με δέχτηκε ως μέλος της ομάδας του και του εργαστηρίου του. Χωρίς αυτόν το σύγγραμμα αυτό δεν θα υπήρχε, αφού όλα αυτά τα χρόνια ήταν παρών για να με στηρίξει και να με καθοδηγήσει με τις γνώσεις του, τις συμβουλές του και τις πράξεις του. Αφιέρωσε πολύ από τον προσωπικό του χρόνο για να με διδάξει όλα όσα χρειαζόμουν για την εκπόνηση της εργασίας μου ενώ δεν δίστασε να επενδύσει και μέρος της προσωπικής του δουλειάς σε αυτήν. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τους καθηγητές κ. Γρηγόριο Καλύβα και κ. Ιωάννη Χαριτάντη του Πανεπιστημίου Πάτρας οι οποίοι στο παρελθόν έθεσαν τους θεμέλιους λίθους για την ενασχόληση μου με την ηλεκτρονική σε προπτυχιακό και μεταπτυχιακό επίπεδο.

Πέρα από τους καθηγητές μου οφείλω να ευχαριστήσω τους φίλους και συναδέλφους που ήταν κοντά μου όλα αυτά τα χρόνια. Οι ευχάριστες συζητήσεις που είχα μαζί τους με οδήγησαν σε πολλά χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με ερευνητικά θέματα και όχι μόνο. Ελπίζοντας ότι δεν θα ξεχάσω κάποιον θα αναφέρω τους Δρ. Γεώργιο Βιτζηλαίο, Δρ. Γεράσιμο Θεοδωράτο, Δρ. Αθανάσιο Βασιλλόπουλο, Δρ. Αντώνιο Μπαζίγο, Δρ. Ελένη Κιτωνάκη, Δρ. Νικόλαο Νάσκα και Δρ. Νικόλαο Νάστο. Σε αυτούς θα πρέπει να προσθέσω και δύο πρόσφατα μέλη της ομάδας μας, τον Ευάγγελο Τσιμπίνο και τον Δημήτρη Ψύλλο. Ιδιαίτερη μνεία θα πρέπει να γίνει στους Δρ. Κωνσταντίνο Βρυσσά και Δρ. Εμμανουήλ Ζερβάκη για την βοήθεια τους

κατά την δημιουργία των πειραματικών διατάξεων καθώς επίσης και στη Δρ. Ροδιά Μακρή η οποία εκ μέρους του εργαστηρίου του κ. Ουζούνολου με βοήθησε με τις πειραματικές μετρήσεις. Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω την κ. Αικατερίνη Κριθινάκη για την βοήθεια που μου παρείχε όλα αυτά τα χρόνια με γραφειοκρατικές και άλλες διαδικασίες που συνάντησα.

Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω την σύζυγο μου Αγγέλω Αλογάκου, για την αμέριστη πρακτική και ψυχολογική συμπαράσταση που μου πρόσφερε όλα αυτά τα χρόνια. Αντιμετώπισε μαζί μου όλες τις δυσκολίες που παρουσιάστηκαν και ποτέ δεν έκανε ούτε ένα βήμα πίσω. Άλλωστε ήταν αυτή που με έπεισε να κάνω όλη αυτή την προσπάθεια και αυτό είναι κάτι για το οποίο θα της είμαι πάντα ευγνώμων. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου Λεωνίδα και Αντωνία Σιμισάκη που στηρίζανε τις σπουδές μου με όλους τους τρόπους, όποτε αυτό χρειάστηκε.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σε κάθε ασύρματο σύστημα επικοινωνιών τα πιο σημαντικά τμήματα είναι ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου και ο μίκτης που τοποθετούνται αμέσως μετά την κεραία λήψης. Τα δύο αυτά ολοκληρωμένα κυκλώματα καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό την επίδοση του συνολικού συστήματος και για τον λόγο αυτό ο σχεδιασμός τους αποτελεί ένα σημαντικό πεδίο έρευνας. Το ενδιαφέρον αυτό γιγαντώθηκε τα τελευταία χρόνια, καθώς προέκυψαν νέα απαιτητικά πρωτοκολλά ασύρματης επικοινωνίας όπως το UWB. Επιπλέον η ανάπτυξη των τεχνολογιών ολοκλήρωσης και η σμίκρυνση των τρανζίστορ σε μεγέθη της τάξεως των 90 και 65 nm δημιουργεί ώριμο έδαφος για την ανάπτυξη των παραπάνω συστημάτων καθώς και για την εφαρμογή νέων τεχνικών που βελτιστοποιούν την επίδοση τέτοιων κυκλωμάτων.

Στην διατριβή αυτή θα παρουσιαστούν μέθοδοι σχεδίασης και για τα δύο προαναφερθέντα κυκλώματα. Πιο συγκεκριμένα θα εστιάσουμε στον σχεδιασμό ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου και ενός μίκτη για ομόδυνο δέκτη, από τον συνδυασμό των οποίων θα προκύψει ολόκληρο το σύστημα λήψης ραδιοσυχνοτήτων. Ως εκ τούτου, το κυρίως μέρος της διατριβής αποτελείται από τρία ξεχωριστά τμήματα. Αρχικά θα παρουσιαστεί ο ενισχυτής χαμηλών συχνοτήτων, στην συνέχεια ο μίκτης και στο τέλος ο δέκτης ραδιοσυχνοτήτων.

Αρχικά θα αναλυθεί ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου, μεγάλου εύρους ζώνης. Η υλοποίηση του κυκλώματος στηρίζεται στον ενισχυτή κοινής πυλής ο οποίος εν γένει, παρουσιάζει σταθερή αντίσταση εισόδου σε σχέση με την συχνότητα και είναι κατάλληλος για συστήματα ευρείας ζώνης. Επειδή όμως έχει μεγάλο δείκτη θορύβου στις υψηλές συχνότητες, χρησιμοποιείται επαγωγή συνδεδεμένη στην πύλη του τρανζίστορ, η οποία βελτιώνει πολύ την επίδοση του στο κέρδος και στο θόρυβο. Το κύκλωμα συμπληρώνεται από ένα σύστημα «ακύρωσης» του θορύβου.

Ο σχεδιασμός ενός μίκτη για ομόδυνο δέκτη είναι ιδιαίτερα απαιτητικός. Υπάρχουν προβλήματα με τον χαμηλόσυχο θόρυβο καθώς και με την

μετατόπιση της συνεχούς στάθμης στην έξοδο. Ιδιαίτερα το πρώτο φαινόμενο γίνεται πολύ έντονο σε τεχνολογίες πολύ μεγάλης ολοκλήρωσης όπου το πάχος του οξειδίου είναι μικρό. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος, σχεδιάστηκε ένας μίκτης με παθητικό διακοπτικό τμήμα ο οποίος έχει πολύ καλή συμπεριφορά σε σχέση με τον θόρυβο στην έξοδο. Η τοπολογία που ακολουθήθηκε είναι αυτή του απλά εξισορροπημένου μίκτη, διότι παρουσιάζει καλύτερο κέρδος μετατροπής σε σχέση με τον δίπλα εξισορροπημένο.

Τα δύο προαναφερθέντα κυκλώματα, συνδέθηκαν μεταξύ τους με κατάλληλο τρόπο προκειμένου να δημιουργηθεί το σύστημα επεξεργασίας του υψίσυχνου συστήματος. Η διαδικασία αυτή αν και φαίνεται τετριμμένη, απαιτεί προσεκτικούς χειρισμούς, αφού με σωστή διασύνδεση μπορούν να μειωθούν τα παρασιτικά φαινόμενα μεταξύ των δύο υποσυστημάτων. Πράγματι είναι ιδιαίτερα σημαντικό να προληφθούν προβλήματα όπως η διαρροή σήματος από την από τον τοπικό ταλαντωτή του συστήματος, στην είσοδο και στην έξοδο.

Όλα τα κυκλώματα που αναφέρονται στην παρούσα διατριβή σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν σε τεχνολογίες CMOS με κλίμακα ολοκλήρωσης μικρότερη των 100 nm, γεγονός που προσδίδει επιπλέον ερευνητικό ενδιαφέρον. Πιο συγκεκριμένα, ο μίκτης υλοποιήθηκε σαν ξεχωριστό κύκλωμα σε τεχνολογία ολοκλήρωσης 90nm ενώ το σύστημα επεξεργασίας του υψίσυχνου σήματος σχεδιάστηκε στα 65nm.

ABSTRACT

It is well known that the most important parts in every wireless communication system are the Low Noise Amplifier (LNA) and the down converter, which are set right after the antenna. These two integrated circuits strongly determine the performance of the whole system and that is why their design is an important field of research. As new demanding protocols of wireless communication came up, such as UWB, the interest on these systems has raised. Furthermore, the development of integration technologies with smaller transistors in the range of 90 and 65 nm creates mature circumstances for the growth of integrated systems as well as the implementation of new techniques that improve the performance of those circuits.

This thesis will present designing methods for both circuits referred above. More specifically, we will focus at the design of a low noise amplifier and a mixer for homodyne receivers. The combination of those two will give us the whole Radio Frequency Front End (RFFE). That's why the main part of this thesis is constituted from three separated parts. At the beginning the LNA will be presented, the down converter and finally the RFFE.

Firstly, the design of a wide band low noise amplifier will be described. The implementation of the circuit is based on the common gate topology that has stable input resistance over frequency and suitable for wide band systems. An inductance is used at the gate of the transistor to minimize noise and increase gain at high frequencies. The circuit is completed by a noise canceling technique for the lower spectrum region.

The design of a homodyne mixer is extremely demanding. There are several problems with the flicker noise and DC offset at the output. The first phenomenon becomes extremely tense in technologies of very large scale of integration where the thickness of the oxide is small. To confront this problem, a mixer with a passive mixing pair was designed, that had a very good performance compared to the noise at the output. The topology that was

followed is that of the simple balanced mixer and that because it seems to present a better gain conversion compared to the double balanced one.

These two circuits were joined together in a specific way in order to create the RFFE. This process even though seems to be easy, demands careful handling, to achieve the right connection in order to reduce the parasitic phenomena between the two subsystems. It is very important to prevent problems such as the leakage from the local oscillator of the system, to the input and to the output.

All circuits mentioned in this thesis were designed and materialized with CMOS technologies and in an integration scale lower than 100nm and this fact gives to this thesis a great scientific interest. More specifically, the mixer was implemented as a separated circuit in a technology of 90 nm while the RFFE was designed in 65 nm.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

| | |
|---|----|
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ^ο | 1 |
| ΕΙΣΑΓΩΓΗ | 1 |
| 1.1 Ιστορική Αναδρομή | 1 |
| 1.2 Σκοπός και Δομή της Διατριβής | 5 |
| Αναφορές | 8 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ^ο | 9 |
| ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ | 9 |
| 2.1 Ψηφιακές Διαμορφώσεις | 10 |
| 2.1.1 Ψηφιακή διαμόρφωση QPSK | 10 |
| 2.1.2 Διαμόρφωση OFDM | 11 |
| 2.2 Ορισμοί Βασικών Μεγεθών και Εννοιών Τηλεπικοινωνιακού Συστήματος..... | 16 |
| 2.2.1 Κέρδος Μετατροπής και Προσαρμογή Αντιστάσεων | 16 |
| 2.2.2 Θόρυβος | 17 |
| 2.2.3 Παραμόρφωση | 19 |
| 2.2.4 Παράμετροι Σκέδασης | 25 |
| 2.3 Αρχιτεκτονικές Υλοποίησης Δέκτη | 28 |
| 2.3.1 Ετερόδυνα Αρχιτεκτονική | 28 |
| 2.3.2 Δέκτες Απόρριψης Ειδώλου | 30 |
| 2.3.3 Αρχιτεκτονική Μηδενικής Ενδιάμεσης Συχνότητας | 32 |
| 2.3.4 Προδιαγραφές Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων | 35 |
| 2.3.5 Δέκτης Ραδιοσυχνοτήτων Υπερ - Ευρείας Ζώνης Λήψης..... | 36 |
| 2.4 Επίλογος..... | 38 |
| Αναφορές | 39 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ^ο | 40 |
| ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΚΟΙΝΗΣ ΠΥΛΗΣ ΜΕ ΘΕΤΙΚΗ ΑΝΑΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗ | 40 |
| 3.1 Δομές Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου Ευρείας Ζώνης..... | 42 |
| 3.1.1 Ενισχυτής Κοινής Πηγής για Εφαρμογές Ευρείας Ζώνης..... | 42 |
| 3.1.2 Ενισχυτής Κοινής Πύλης για Εφαρμογές Ευρείας Ζώνης..... | 49 |
| 3.2 Γενικά Χαρακτηριστικά του Ενισχυτή Κοινής Πύλης με Θετική Ανάδραση | 54 |
| 3.3 Θεωρητική Ανάλυση του Ενισχυτή Κοινής Πύλης με Θετική Ανάδραση..... | 57 |
| 3.3.1 Χαρακτηριστική Μεταφοράς..... | 59 |
| 3.3.2 Αντίσταση Εισόδου | 61 |
| 3.3.3 Δείκτης Θορύβου | 62 |
| 3.3.4 Κύκλωμα Ακύρωσης Θορύβου..... | 64 |
| 3.3 Αποτελέσματα Εξομοιώσεων | 66 |

| | |
|--|-----|
| 3.4 Επίλογος..... | 76 |
| Αναφορές | 78 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ^ο | 81 |
| ΜΙΚΤΗΣ ΑΜΕΣΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ..... | 81 |
| 4.1 Βασικές Τοπολογίες Μικτών Υποβιβασμού Συχνότητας..... | 83 |
| 4.1.1 Παθητικοί Μίκτες | 83 |
| 4.1.2 Ενεργοί Μίκτες | 86 |
| 4.2 Μίκτες Άμεσης Μετατροπής | 88 |
| 4.3 Προτεινόμενος Μίκτης Άμεσης Μετατροπής..... | 91 |
| 4.4 Επίλογος..... | 105 |
| Αναφορές | 106 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ^ο | 108 |
| ΔΕΚΤΗΣ ΡΑΔΙΟΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ..... | 108 |
| 5.1 Προδιαγραφές Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων για συστήματα UWB | 109 |
| 5.2 Σχεδιασμός του Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων | 114 |
| 5.3 Εξομοίωση του Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων..... | 120 |
| 5.4 Μετρήσεις του Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων..... | 128 |
| 5.5 Επίλογος..... | 136 |
| Αναφορές | 137 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ^ο | 139 |
| ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ - ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ..... | 139 |
| 6.1 Μελλοντική Έρευνα | 140 |
| 6.2 Συμπεράσματα | 142 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο παρόν κεφάλαιο θα μελετήσουμε τις ιστορικές εξελίξεις που κατέστησαν δυνατή αλλά και αναγκαία την υλοποίηση πομποδεκτών για συστήματα ασύρματων δικτύων όπως το πρωτόκολλο Υπερ – Ευρείας Ζώνης (Ultra Wide Band – UWB). Επίσης θα παρουσιαστούν ο σκοπός καθώς και η δομή της διατριβής.

1.1 Ιστορική Αναδρομή

Ανέκαθεν, ο άνθρωπος ήθελε να έχει την δυνατότητα να επικοινωνήσει με τους άλλους από μακριά. Από τα πρώτα στάδια της ανθρώπινης ύπαρξης, η μετάδοση πληροφοριών, μηνυμάτων και δεδομένων σε μεγάλες αποστάσεις

ήταν πολλές φορές ζωτικής σημασίας. Για τον λόγο αυτό σε όλες τις οργανωμένες κοινωνίες υπήρχαν και υπάρχουν κώδικες επικοινωνίας εξ αποστάσεως.

Αρχικά υπήρχαν τα σήματα με φωτιά στην αρχαία Ελλάδα και στους ιθαγενείς της Β.Αμερικής, μία μέθοδος που φυσικά δεν ήταν ασφαλής γιατί δεν εξασφάλιζε το αναλλοίωτο των μηνυμάτων. Η επόμενη εξέλιξη ήταν οι αγγελιοφόροι και η οργανωμένη μορφή τους, το ταχυδρομείο, το οποίο εξυπηρετούσε τις τηλεπικοινωνίες για μεγάλο διάστημα της ανθρώπινης ιστορίας. Για την μέθοδο αυτή όμως ήταν απαραίτητη η ύπαρξη ανθρώπινου δυναμικού για την μεταφορά των μηνυμάτων, γεγονός που την καθιστούσε μη πρακτική και αργή. Χρειαζόταν μια πρακτική μέθοδος που θα εξασφάλιζε την ασφαλή και γρήγορη μετάδοση των δεδομένων.

Την βασική ιδέα της μεθόδου αυτής την είχε ο Σάμουελ Μορς το 1832, οπότε και κατασκεύασε τον πρώτο τηλέγραφο, ο οποίος το 1837 τελειοποιήθηκε και άρχισε να χρησιμοποιείται από όλες τις χώρες. Ο Μορς σκέφτηκε να χρησιμοποιήσει την ιδιότητα του ηλεκτρικού ρεύματος να διαδίδεται μέσα στα μέταλλα με μεγάλη ταχύτητα, για να μεταδώσει πληροφορίες με την βοήθεια ενός κώδικα, που έμεινε στην ιστορία ως «κώδικας Μορς». Η εφεύρεση του Μορς ήταν πολύ σημαντική στον τομέα της μετάδοσης πληροφοριών, είχε όμως ένα σημαντικό μειονέκτημα προϋπόθετε την ύπαρξη ενός δικτύου συρμάτων και έτσι δεν ήταν εύκολη η μετάδοση των σημάτων σε μεγάλες αποστάσεις, όπως για παράδειγμα πάνω από τον Ατλαντικό ωκεανό .

Την ατέλεια της συσκευής του Μορς έμελλε να διορθώσει ο Γκουλιέλμο Μαρκόνι. Ο μόλις 19 χρονών Μαρκόνι, ενώ ήταν ακόμη φοιτητής, σκέφτηκε ότι αντί να μεταδίδει τις πληροφορίες με σύρματα, θα μπορούσε να χρησιμοποιήσει τον αέρα ως μέσο μετάδοσης με την βοήθεια των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Μετά από πολλά πειράματα στο εργαστήριο του σπιτιού του κατάφερε να φτιάξει την συσκευή που ήθελε. Αν και στην αρχή η συσκευή του αντιμετώπιστηκε με δυσπιστία, γρήγορα αναγνωρίστηκε και μάλιστα χάρη σε αυτήν σώθηκαν πολλά άτομα στο ναυάγιο του «Τιτανικού», τα οποία αργότερα τον τίμησαν με μετάλλιο για την προσφορά του αυτή.

Ταυτόχρονα σχεδόν με τις παραπάνω πρακτικές εφαρμογές, υπήρξε και η θεωρητική θεμελίωση της διάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων στο

κενό και στην ύλη. Σε αυτό συνέβαλλαν με τις θεωρίες τους οι Coulomb, Ampere, Faraday και περισσότερο από όλους ο James Clark Maxwell. Ο τελευταίος συνδύασε τις θεωρίες των προηγούμενων, δημιουργώντας ένα σταθερό και συνεκτικό οικοδόμημα, το οποίο περιγράφει πλήρως την ηλεκτρομαγνητική θεωρία με την βοήθεια των τεσσάρων γνωστών εξισώσεων [1]. Οι θεωρίες του Maxwell και η πειραματική τους επιβεβαίωση από τους Hertz και Oersted ήταν αυτές που άνοιξαν το δρόμο για όλα τα σύγχρονα επιτεύγματα στις ασύρματες και ενσύρματες τηλεπικοινωνίες.

Πράγματι η ανάπτυξη των τηλεπικοινωνιών ήταν πολύ μεγάλη. Εφευρέθηκαν συσκευές όπως το τηλέφωνο, το ραδιόφωνο και η τηλεόραση, τα οποία μέχρι τα μέσα του 20^{ου} αιώνα έγιναν προϊόντα ευρείας χρήσης. Περίπου εκείνη την περίοδο, έγινε η ανακάλυψη του τρανζίστορ, μια εξέλιξη η οποία θα επηρέαζε ριζικά το μέλλον των τηλεπικοινωνιών. Πιο συγκεκριμένα, το 1947 στα εργαστήρια της Bell Laboratories, οι ερευνητές John Bardeen και Walter Brattain έκαναν κάποιες παρατηρήσεις σχετικά με τις ιδιότητες των ημιαγωγών τις οποίες αξιοποίησε ο William Shockley προκειμένου να κατασκευάσει το τρανζίστορ. Ο τελευταίος μάλιστα θεωρείται ο “πατέρας” της εν λόγω διάταξης [2]. Από τότε το τρανζίστορ αναπτύχθηκε και δημιουργήθηκαν αρκετές παραλλαγές του. Οι διαστάσεις του μίκραιναν διαρκώς ενώ οι εφαρμογές του αυξάνονταν διαρκώς, κυρίως σε ψηφιακά συστήματα.

Στις αρχές της δεκαετία του 80, δημιουργήθηκαν δίκτυα κινητής τηλεφωνίας όπως το AMPS (Advanced Mobile Phone Systems) στην Αμερική και το NMT (Nordic Mobile Telephone) στις Σκανδιναβικές χώρες. Αυτά και άλλα παρεμφερή πρωτόκολλα ανήκουν στα λεγόμενα δίκτυα 1^{ης} γενιάς τα οποία χρησιμοποιούσαν όλα αναλογικές διαμορφώσεις και δεν είχαν καμία δυνατότητα συνεργασίας μεταξύ τους. Επιπλέον δεν μπορούσαν να καλύψουν μεγάλο αριθμό χρηστών, αφού είχαν πολύ μικρή χωρητικότητα και υψηλό κόστος.

Για τους παραπάνω λόγους έγινε απαραίτητη η δημιουργία των δικτύων κινητής τηλεφωνίας 2^{ης} γενιάς τα οποία και αποτελούν κομβικό σταθμό στην εξέλιξη των σύγχρονων τηλεπικοινωνιών. Πράγματι η μέχρι τότε τεχνολογική εξέλιξη επέτρεψε για πρώτη φορά την χρήση ψηφιακών διαμορφώσεων, γεγονός που οδήγησε σε δραματική αύξηση της χωρητικότητας των χρηστών

του καναλιού επικοινωνίας αλλά και των παρεχόμενων υπηρεσιών. Επιπλέον μειώθηκε πολύ το κόστος αλλά και το μέγεθος των συσκευών κινητής τηλεφωνίας με αποτέλεσμα να είναι προσιτή σε μεγαλύτερο πλήθος ατόμων. Το σημαντικότερο πρωτόκολλο 2^{ης} γενιάς ήταν το Global System for Mobile Communications (GSM), το οποίο καθιερώθηκε κυρίως στην Ευρώπη έχοντας ως κύριο χαρακτηριστικό και πλεονέκτημα ότι οι χρήστες μπορούσαν να έχουν περιαγωγή, να αλλάζουν δηλαδή το δίκτυο από το οποίο εξυπηρετούνται χωρία να χρειάζεται να αλλάζουν συσκευή. Φυσικά τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας εξελίχθηκαν κι άλλο. Δημιουργήθηκαν δίκτυα 3^{ης} γενιάς με πιο εξελιγμένη ψηφιακή διαμόρφωση τα οποία έχουν πολύ πιο ανεπτυγμένες υπηρεσίες ενώ ήδη υπάρχει έρευνα και για δίκτυα 4^{ης} γενιάς.

Επιπλέον τα τελευταία χρόνια, η παγκόσμια διάδοση και εξέλιξη του διαδικτύου, δημιούργησε την ανάγκη για την δημιουργία τοπικών ασύρματων δικτύων υπολογιστών (Wireless Local Area Networks – WLAN). Τα δίκτυα αυτά θα είχαν πρόσβαση σε τέτοιες υπηρεσίες από οποιαδήποτε τοποθεσία, όπως το σπίτι, το γραφείο ή ένας χώρος ψυχαγωγίας. Επίσης θα έπρεπε να μπορούν εξυπηρετούν στατικούς ή κινούμενους χρήστες. Έτσι προκειμένου να ικανοποιηθούν οι παραπάνω απαιτήσεις, δημιουργήθηκαν από την IEEE τα πρωτόκολλα 802.11b και 802.11a. Το πρώτο προσφέρει ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων 11 Mbps έχοντας ως συχνότητα φέροντος κύματος τα 2.4 GHz και εύρος συχνοτήτων τα 80 MHz. Το δεύτερο πρότυπο, το οποίο αποτελεί και μέρος της έρευνας τη συγκεκριμένης διατριβής, έχει ρυθμό μετάδοσης 54 Mbps χρησιμοποιώντας εύρος συχνοτήτων 300 MHz και Ορθογώνια Συχνοτική Πολυπλεξία (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM). Η περιοχή λειτουργίας του φέροντος κύματος σε αυτή την περίπτωση είναι 5 – 6 GHz. Τα αντίστοιχα πρωτόκολλα που υιοθετήθηκαν στην Ευρώπη είχαν την ονομασία Hiperlan1 και Hiperlan2.

Από το 2002 η Ομοσπονδιακή Επιτροπή Επικοινωνιών (Federal Communications Commission – FCC) των Ηνωμένων Πολιτειών Αμερικής, απελευθέρωσε το φάσμα επικοινωνιών από τα 3.1 GHz έως τα 10.6 GHz για την ανάπτυξη ευρυζωνικών εμπορικών εφαρμογών [3]. Με 7.5 GHz διαθέσιμα, το συγκεκριμένο κανάλι ενδείκνυται για εφαρμογές ασύρματων προσωπικών δικτύων υπολογιστών (Wireless Personal Area Networks – WPAN), μετάδοση αρχείων εικόνας και ήχου και γενικότερα μπορεί να

ικανοποιήσει την μετακίνηση μεγάλου όγκου πληροφοριών [4]. Αν και το πρότυπο, για το οποίο έχει επικρατήσει η ονομασία UWB (Ultra Wideband), δεν έχει ολοκληρωθεί ακόμη, επικρατεί η τάση να χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση OFDM με μεταπήδηση συχνότητας (frequency hopping) ή να χρησιμοποιηθούν στενοί παλμοί με διαμόρφωση πολικότητας [5],[6]. Επιπλέον έχουν προταθεί συγκεκριμένες συχνοτικές περιοχές για χρήση ανά ήπειρο. Πιο συγκεκριμένα στην Β. Αμερική προτείνεται να χρησιμοποιηθεί η περιοχή 3.1 – 4.8 GHz, στην Ευρώπη η 6 – 8.5 GHz και στην Ιαπωνία οι περιοχές 3.1 – 4.8 GHz και 7.25 – 10.25 GHz.

1.2 Σκοπός και Δομή της Διατριβής

Η διαρκής εξέλιξη των τεχνολογιών ολοκλήρωσης, προσφέρει στους σχεδιαστές ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ημιαγωγίμες διατάξεις με πολύ καλά χαρακτηριστικά [7]. Ιδιαίτερα στις CMOS τεχνολογίες, έχουν γίνει άλματα προόδου. Τα τελευταία χρόνια το μέγεθος του καναλιού έχει πέσει κάτω από τα 100 nm, με αποτέλεσμα οι απαιτήσεις σε κατανάλωση ισχύος να έχουν μειωθεί κατακόρυφα, ενώ ταυτόχρονα η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους αυξάνει ραγδαία ξεπερνώντας τα 100 GHz. Σκοπός της διατριβής αυτής, είναι να δείξει πως η εξέλιξη αυτή βοηθά στο να υλοποιηθούν κυκλώματα επεξεργασίας σήματος σε υψηλές συχνότητες. Για τον σκοπό αυτό θα μελετηθεί ο σχεδιασμός τέτοιων συστημάτων, σε θεωρητικό και πρακτικό επίπεδο. Θα μελετηθούν οι κυριότερες τοπολογίες και θα προτείνουμε σημαντικές βελτιώσεις πάνω σε αυτές, προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη δυνατή απόδοση αλλά και να λυθούν τα προβλήματα που ανακύπτουν σε διατάξεις νανοηλεκτρονικής.

Στο κεφάλαιο που ακολουθεί, θα αναλυθούν οι βασικές απαιτήσεις των συστημάτων που θέλουμε να υλοποιήσουμε. Αρχικά θα μελετήσουμε τις βασικότερες ψηφιακές διαμορφώσεις που ακολουθούνται καθώς και την διαμόρφωση OFDM η οποία είναι σημαντική και στα σύγχρονα συστήματα, όπως το UWB. Επιπλέον, θα δούμε τις ιδιαιτερότητες του μέσου διάδοσης,

του αέρα δηλαδή. Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις πιθανές τοπολογίες δεκτών που υπάρχουν για ασύρματες τοπολογίες, αναδεικνύοντας τα προτερήματα τους και τα μειονεκτήματά τους, προκειμένου να επιλέξουμε την αποδοτικότερη. Ακόμη θα ορίσουμε τα βασικά μεγέθη που μας χρειάζονται για να αξιολογήσουμε την απόδοση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τέλος θα παρουσιάσουμε τις βασικές προδιαγραφές για ένα σύστημα δέκτη UWB.

Στο 3^ο κεφάλαιο, θα παρουσιαστούν οι κυριότερες δομές για ενισχυτές χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier – LNA) καθώς και τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά τους. Αναλυτικές σχέσεις θα εξαχθούν που περιγράφουν την συμπεριφορά τους και θα αναδείξουν τα σημεία που χρειάζονται βελτίωση. Στη συνέχεια θα προτείνουμε μια τοπολογία η οποία μπορεί να λύσει πολλά προβλήματα σε ενισχυτές ευρείας ζώνης, επικεντρώνοντας το ενδιαφέρον μας στη υλοποίηση UWB συστημάτων. Για το συγκεκριμένο κύκλωμα θα παρουσιαστούν θεωρητικές εξισώσεις και εξομοιώσεις, που θα αναδεικνύουν την πρωτοτυπία του. Ο ενισχυτής αυτός, σχεδιάστηκε σε τεχνολογία ολοκλήρωσης 65nm.

Στο επόμενο κεφάλαιο θα δούμε την συμπεριφορά των κυκλωμάτων μίξης σε σχέση με το κέρδος, το θόρυβο, τη γραμμικότητα και άλλες παραμέτρους. Θα μελετηθούν οι κυριότερες τοπολογίες σε σχέση με τα παραπάνω μεγέθη. Επιπλέον θα παρουσιαστεί ένα από τα βασικά τμήματα της διδακτορικής διατριβής, ο σχεδιασμός ενός μίκτη δηλαδή ομόδυνης μίξης. Θα παρατεθεί η εφαρμογή της συγκεκριμένης τοπολογίας σε τεχνολογία 90nm για ασύρματα δίκτυα WLAN. Θα δειχθούν τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων και των μετρήσεων και θα εξαχθούν συμπεράσματα από την σύγκρισή τους.

Στην συνέχεια, τα δύο προαναφερθέντα κυκλώματα θα συνδυαστούν για να προκύψει ένας δέκτης ραδιοσυχνοτήτων για συστήματα UWB. Αν και η διαδικασία αυτή ακούγεται απλή, υπάρχουν αρκετά προβλήματα που προκύπτουν κυρίως σε ότι έχει να κάνει με την αλληλεπίδραση των δύο κυκλωμάτων. Θα αναλυθούν αυτά τα θέματα καθώς και οι τεχνικές που ακολουθήθηκαν προκειμένου να εξαλειφθούν. Επιπλέον θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων καθώς και των πειραματικών μετρήσεων.

Τέλος, θα αναλύσουμε τα συμπεράσματα που προκύπτουν από την παραπάνω έρευνα. Ακόμη θα δούμε ποια είναι η μελλοντική δουλειά που μπορεί να γίνει πάνω στο θέμα, αφού είναι σίγουρο ότι το μέγεθος των

τρανζίστορ θα συνεχίσει να μειώνεται και αυτό μπορεί να ανοίξει το δρόμο για σχεδιασμό πιο σύνθετων κυκλωμάτων.

Αναφορές

- [1] David J. Griffiths, “Εισαγωγή στην Ηλεκτροδυναμική”, Πανεπιστημιακές Εκδόσεις Κρήτης, 1998
- [2] <http://en.wikipedia.org/wiki/Transistor>
- [3] Ultra – Wideband (UWB) First Report and Order Transl: Federal Communications Commision (FCC), Feb. 2002 [Online]. Available: http://hraunfoss.fcc.gov.edocs_public/attach-match/FCC-02-48A1.pdf, available at
- [4] S. Stoch, “Ultra-wideband: multimedia unplugged”, IEEE Spectrum, vol. 40, no. 9, pp. 23-27, Sep. 2003.
- [5] A. Batra et al., “Multi-band OFDM physical layer proposal,” IEEE 802.15-03/267r5, Jul. 2003
- [6] G.R.Aiello and G.D. Rogerson, “Ultra-Wideband wireless systems”, IEEE Microwave Mag., vol. 4, no. 2, pp. 36-47, Jun. 2003
- [7] Pierre H. Woerlee, Mathijs J.Knitel, Ronald van Langevelde, Dirk B. M. Klaassen, Luuk F. Tiemeijer, Andries J. Scholten, and Adrie T. A. Zegers-van Duijnhoven, “RF-CMOS Performance Trends”, IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 48, No. 8, pp. 1776 – 1782, August 2001

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε με τις βασικές συστημικές προδιαγραφές των πρωτοκόλλου UWB και θα αναλύσουμε τις ψηφιακές διαμορφώσεις που χρησιμοποιούνται για να είναι εφικτή η σωστή μετάδοση και λήψη των δεδομένων. Επίσης θα ορίσουμε τα βασικά μεγέθη που χρειάζονται για τον χαρακτηρισμό ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος, ιδίως στην περίπτωση που λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες. Τέλος θα αναλύσουμε τις κυριότερες τοπολογίες ασύρματων δεκτών που υπάρχουν καθώς και το πως αυτοί μπορούν να ικανοποιήσουν τις απαιτήσεις συστημάτων UWB.

2.1 Ψηφιακές Διαμορφώσεις

Στα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, το φέρων κύμα διαμορφώνεται από ψηφιακά σήματα, γεγονός που καθιστά την μετάδοση των πληροφοριών πολύ ανεκτική στον θόρυβο και στις παρεμβολές σε σχέση με τις αναλογικές διαμορφώσεις. Τα χαρακτηριστικά που μπορούν να διαμορφωθούν είναι το πλάτος (Amplitude Shift Keying - ASK), η φάση (Phase Shift Keying - PSK) και η συχνότητα (Frequency Shift Keying - FSK). Επιπλέον, τα τελευταία χρόνια έχουν αναπτυχθεί μέθοδοι πολυπλεξίας, οι οποίες καταφέρνουν να αυξήσουν σημαντικά την χωρητικότητα του καναλιού και άρα μπορούν να εξυπηρετήσουν μεγαλύτερο όγκο πληροφορίας.

Στα συστήματα ευρείας ζώνης που μελετάμε χρησιμοποιείται η QPSK (Quadrature PSK), η οποία αποτελεί παραλλαγή της ψηφιακής διαμόρφωσης φάσης, παράλληλα με ορθογώνια συχνοτική πολυπλεξία (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM). Στις παραγράφους που ακολουθούν θα εστιάσουμε την μελέτη μας σε αυτές τις δύο τεχνικές, οι οποίες καθιστούν δυνατή την πλήρη εκμετάλλευση του διατιθέμενου φάσματος και οι οποίες καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό βασικά χαρακτηριστικά του δέκτη.

2.1.1 Ψηφιακή διαμόρφωση QPSK

Στην διαμόρφωση PSK, η φάση του αναλογικού σήματος μεταβάλλεται σύμφωνα με τα ψηφιακά δεδομένα. Πιο συγκεκριμένα αναλόγως με το μήκος της ψηφιακής λέξης που θέλουμε να μεταδώσουμε, χωρίζουμε την φάση σε αντίστοιχες υποδιαιρέσεις. Έτσι για M διαφορετικές φάσεις, μπορούμε να μεταδώσουμε ταυτόχρονα N bits, όπου $N = \log_2 M$. Σε μια τέτοια γενική περίπτωση, το μεταδιδόμενο σήμα u_m έχει την μορφή:

$$u_m(t) = A(t) \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi m}{M}\right), \quad m = 0, 1, \dots, M-1, \quad 0 \leq t \leq T \quad \text{Εξ. 2.1}$$

όπου $A(t)$ και f_c είναι το πλάτος και η συχνότητα του φέροντος κύματος αντίστοιχα. Τα σήματα που προκύπτουν για κάθε μία από τις M καταστάσεις, έχουν όλα την ίδια ενέργεια. Εφαρμόζοντας απλές τριγωνομετρικές σχέσεις, από την εξίσωση 2.1 προκύπτει ότι:

$$u_m(t) = A_{mc}(t)\cos(2\pi f_c t) - A_{ms}(t)\sin(2\pi f_c t)$$

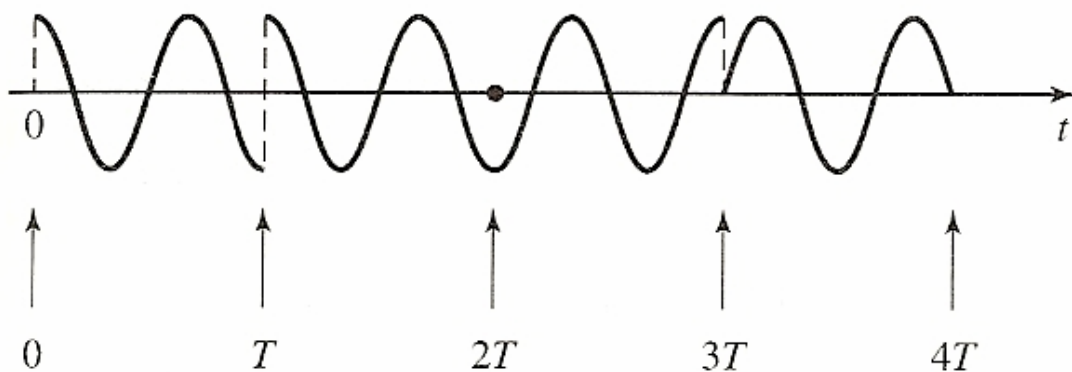
$$A_{mc} = \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right)$$

$$A_{ms} = \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)$$

Εξ. 2.2

Οι παραπάνω σχέσεις μας δείχνουν ότι έχουμε ουσιαστικά δύο φέροντα κύματα με διαφορά φάσης 90° , των οποίων η φάση εξαρτάται από το μεταδιδόμενο σήμα [1].

Στην περίπτωση που έχουμε 4 καταστάσεις, προκύπτει η πιο δημοφιλής εκδοχή της συγκεκριμένης τεχνικής, η QPSK. Τότε η διαμόρφωση επιτυγχάνεται με μετατοπίσεις της φάσης κατά 90° . Το σήμα που προκύπτει είναι της μορφής που φαίνεται στο σχήμα 2.1



Σχήμα 2.1: Παράδειγμα σήματος QPSK

2.1.2 Διαμόρφωση OFDM

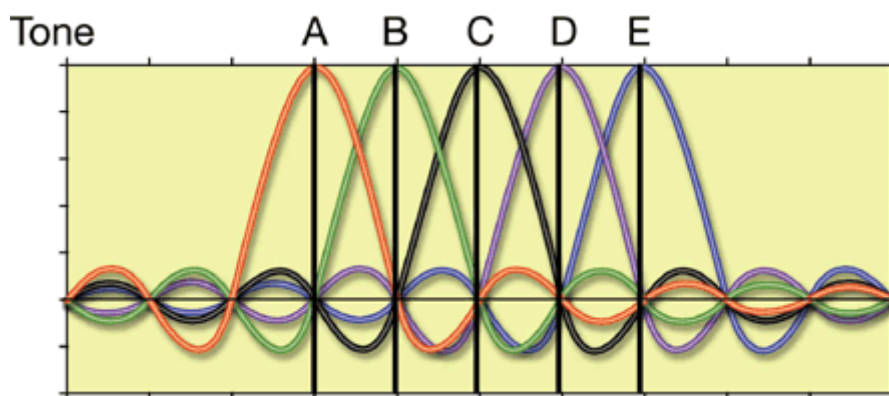
Η OFDM αντιπροσωπεύει μια διαφορετική προσέγγιση στο σχεδιασμό συστημάτων. Μπορεί να θεωρηθεί ως συνδυασμός τεχνικών διαμόρφωσης και πολλαπλής πρόσβασης, που χωρίζουν ένα κανάλι επικοινωνιών κατά

τέτοιο τρόπο ώστε πολλοί χρήστες να μπορούν να το μοιραστούν. Όπως τα συστήματα TDMA (Time Division Multiple Access) χωρίζουν το χρόνο και τα συστήματα CDMA (Code Division Multiple Access) χωρίζουν κώδικες, ο καταμερισμός της OFDM γίνεται στην συχνότητα. Είναι μια τεχνική που διαιρεί το φάσμα σε διάφορους ισοαπέχοντες τόνους και τοποθετεί ένα μέρος των πληροφοριών ενός χρήστη σε κάθε τόνο. Η OFDM μπορεί να αντιμετωπισθεί ως πολλαπλής πρόσβασης συχνοτική κατανομή. Εντούτοις, έχει μια σημαντική πρόσθετη ιδιότητα: Ότι κάθε τόνος είναι ορθογώνιος με κάθε άλλο τόνο. Έτσι δεν χρειάζεται να υπάρχει απόσταση ασφαλείας μεταξύ τους. Αντίθετα μπορούν να αλληλεπικαλύπτονται, αφού είναι ορθογώνιοι και δεν επηρεάζουν ο ένας τον άλλο. Με το τρόπο αυτό, το συνολικά απαιτούμενο φάσμα μειώνεται.

Η OFDM είναι τεχνική διαμόρφωσης, δεδομένου ότι επιτρέπει στα δεδομένα των χρηστών να διαμορφωθούν επάνω στους τόνους, με τη ρύθμιση της φάσης, του εύρους, ή και των δύο. Στην πιο βασική περίπτωση, ένας τόνος μπορεί να είναι παρών ή απών για να δείξει αν ένα bit των πληροφοριών είναι 0 ή 1. Παρόλα αυτά, συνήθως χρησιμοποιείται είτε διαμόρφωση μετατόπισης φάσης είτε διαμόρφωση πλάτους. Ένα σύστημα OFDM παίρνει μια δέσμη δεδομένων και το χωρίζει σε N ίσα κομμάτια. Κάθε ένα από αυτά χαρτογραφείται έπειτα σε έναν τόνο σε μια μοναδική συχνότητα. Στο τέλος συνδυάζονται όλα μαζί χρησιμοποιώντας τον αντίστροφο ταχύ μετασχηματισμό Fourier (IFFT) για να παραχθεί το σήμα που διαβιβάζεται. Έτσι σε ένα σύστημα 100 τόνων μια δέσμη δεδομένων με ρυθμό μετάδοσης 1 Mbps μετατρέπεται σε 100 δέσμες των 10 kbps. Με τη δημιουργία των πιο αργών παράλληλων δεσμών δεδομένων, το εύρος ζώνης του συμβόλου διαμόρφωσης μειώνεται αποτελεσματικά κατά 100, ή, ισοδύναμα, η διάρκεια του συμβόλου διαμόρφωσης αυξάνεται κατά 100.

Η OFDM μπορεί επίσης να θεωρηθεί και τεχνική πολλαπλής πρόσβασης, επειδή ένας μεμονωμένος τόνος ή ομάδες τόνων μπορούν να ανατεθούν σε διαφορετικούς χρήστες. Οι πολλαπλοί χρήστες μοιράζονται ένα δεδομένο εύρος ζώνης κατά αυτόν τον τρόπο, οπότε το σύστημα αποκαλείται OFDMA. Σε κάθε χρήστη μπορεί να οριστεί ένας προκαθορισμένος αριθμός τόνων όταν έχουν πληροφορίες να στείλουν, ή εναλλακτικά, σε έναν χρήστη μπορεί να οριστεί ένας μεταβλητός αριθμός τόνων ανάλογα του ποσού

πληροφοριών που πρέπει να στείλουν. Οι αναθέσεις ελέγχονται από το σύστημα ελέγχου πρόσβασης μέσων, το οποίο σχεδιάζει τις αναθέσεις των πόρων βασισμένο στη ζήτηση των χρηστών. Μπορεί επίσης να συνδυαστεί με αναπήδηση συχνότητας (frequency hopping), για να δημιουργήσει ένα σύστημα spread spectrum, που έχει τα οφέλη της ποικιλομορφίας συχνότητας και του μετριασμού των παρεμβολών.

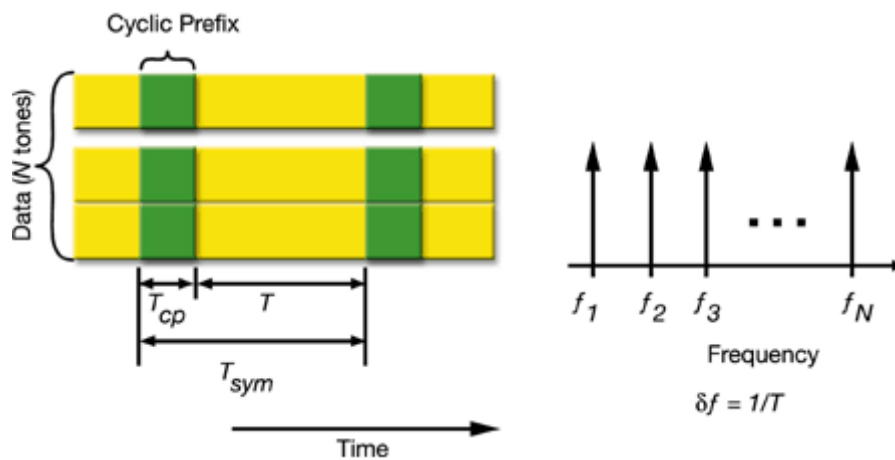


Σχήμα 2.2: Παράδειγμα τόνων OFDM

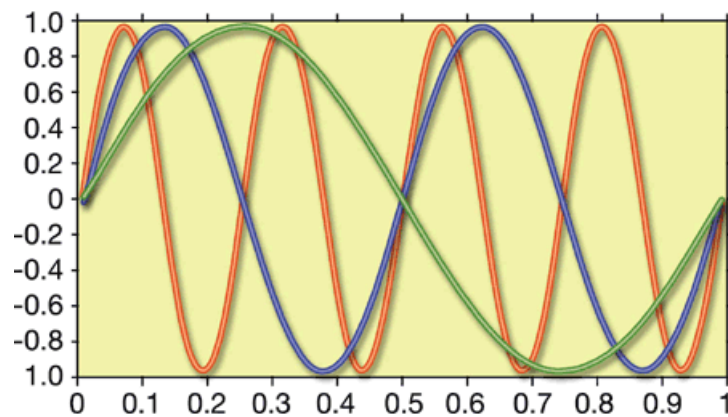
Τα ημιτονοειδή κυματοειδή που αποτελούν τους τόνους OFDM έχουν την πολύ σημαντική ιδιότητα να είναι οι μοναδικές Eigen συναρτήσεις ενός γραμμικού καναλιού. Αυτή η ιδιότητα αποτρέπει τους παρακείμενους τόνους στα συστήματα OFDM από το να παρεμβάλλουν μεταξύ τους, με τον ίδιο σχεδόν τρόπο που το ανθρώπινο αυτί μπορεί σαφώς να διακρίνει μεταξύ κάθε ενός από τους τόνους που δημιουργούνται από τα παρακείμενα κλειδιά ενός πιάνου. Αυτή η ιδιότητα, και η ενσωμάτωση ενός χρόνου ασφαλείας μικρής διάρκειας σε κάθε σύμβολο, επιτρέπουν στην καθετότητα μεταξύ των τόνων να συντηρηθεί παρουσία του φαινομένου των πολλαπλών διαδρομών.

Η αναπαράσταση διάφορων τόνων, που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2, δίνει έμφαση στην ορθογώνια φύση των τόνων που χρησιμοποιούνται στο σύστημα OFDM. Παρατηρούμε ότι η αιχμή κάθε τόνου αντιστοιχεί σε ένα μηδέν κάθε άλλου τόνου. Το αποτέλεσμα αυτού είναι ότι δεν υπάρχει καμία παρεμβολή μεταξύ των τόνων. Όταν οι δέκτες είναι στην κεντρική συχνότητα κάθε τόνου, το μόνο ενεργειακό περιεχόμενο είναι αυτό του επιθυμητού σήματος, συν οποιοσδήποτε θόρυβος μπορεί να υπάρχει στο κανάλι.

Για να διατηρηθεί η καθετότητα μεταξύ των τόνων, είναι απαραίτητο να εξασφαλιστεί ότι ο χρόνος συμβόλων περιέχει έναν ή περισσότερους κύκλους ακριβώς, κάθε ημιτονοειδούς τόνου. Στην πραγματικότητα όμως, τα συστήματα κατασκευάζονται έτσι ώστε οι συχνότητες τόνου να είναι ακέραια πολλαπλάσια της περιόδου συμβόλων, όπως τονίζεται στη συνέχεια, όπου το διάστημα τόνου είναι $1/T$. Στο σχήμα 2.3, παρουσιάζονται τρεις ημιτονοειδείς τόνοι κατά τη διάρκεια μιας ενιαίας περιόδου συμβόλων, όπου κάθε ένας έχει έναν ακέραιο αριθμό κύκλων κατά τη διάρκεια του συμβόλου.



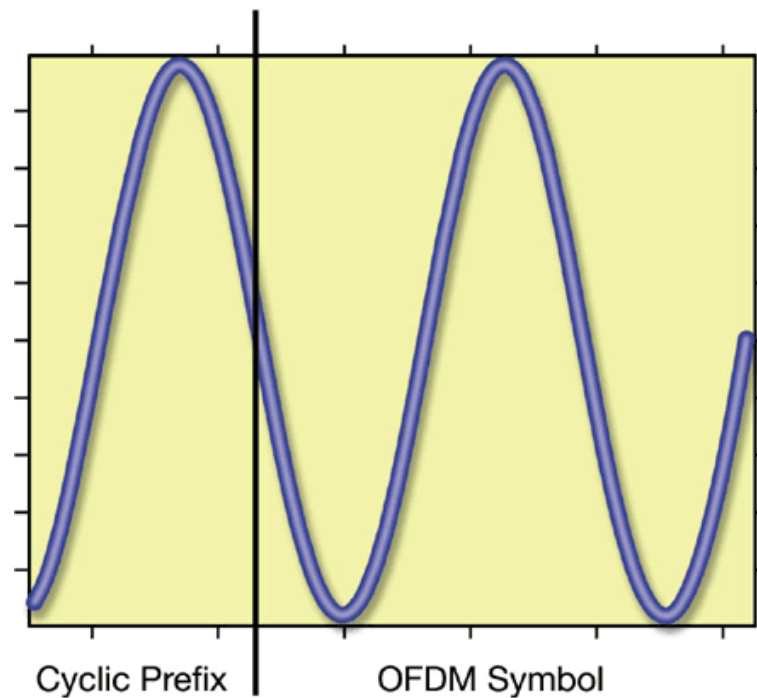
Σχήμα 2.3: Χρονική και συχνοτική αναπαράσταση της OFDM



Σχήμα 2.4: Ακέραιος αριθμός περιόδων ημιτονοειδών

Για να παραχθεί ένας καθαρός ημιτονοειδής τόνος, απαιτεί την έναρξη του σήματος στο χρόνο μείον άπειρο. Με την προσθήκη ενός χρόνου ασφαλείας, το οποίο αποκαλείται κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix), το κανάλι

μπορεί να συμπεριφερθεί σαν τα μεταδιδόμενα σήματα να ξεκίναγαν την χρονική στιγμή μείον άπειρο, και εξασφαλίζεται έτσι η καθετότητα.



Σχήμα 2.5: Σήμα OFDM και κυκλικό πρόθεμα

Το κυκλικό πρόθεμα είναι ένα αντίγραφο του τελευταίου τμήματος του συμβόλου δεδομένων, που επικολλάται στο εμπρόσθιο τμήμα κατά τη διάρκεια του χρόνου ασφαλείας, όπως φαίνεται στα σχήματα 2.3 και 2.5. Το κυκλικό πρόθεμα τοποθετείται κατάλληλα για να χρησιμεύσει ως ένας χρόνος ασφαλείας που αποβάλλει το ISI. Αυτό επιτυγχάνεται επειδή η διασπορά χρονικού διαστήματος από το κανάλι είναι μικρότερη από τη διάρκεια του κυκλικού προθέματος. Βέβαια το κυκλικό πρόθεμα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο για να αντιμετωπίσει την αναμενόμενη πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση που διαδίδεται και επιδρά στο σύστημα. Έτσι όμως αυξάνεται η πολυπλοκότητα του συστήματος.

2.2 Ορισμοί Βασικών Μεγεθών και Εννοιών Τηλεπικοινωνιακού Συστήματος

Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούμε στα βασικά μεγέθη που χρησιμοποιούνται για την μέτρηση της απόδοσης ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος και κατά επέκταση ενός συστήματος. Συγκεκριμένα θα δούμε το κέρδος μετατροπής και την προσαρμογή αντιστάσεων, μερικά βασικά σημεία του θορύβου ενός συστήματος και τις κυριότερες μη γραμμικότητες που υπάρχουν. Ακόμη θα γνωρίσουμε τις S παραμέτρους ως εργαλείο χαρακτηρισμού ενός κυκλώματος.

2.2.1 Κέρδος Μετατροπής και Προσαρμογή Αντιστάσεων

Όπως είναι γνωστό από τη βασική θεωρία της ηλεκτρονικής, για να υπάρχει μέγιστη μεταφορά ισχύος και αποφυγή των στάσιμων κυμάτων, πρέπει τα επιμέρους τμήματα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος να έχουν αντιστάσεις εξόδου και εισόδου που να είναι μεταξύ τους μιγαδικά συζυγείς σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων. Είναι φανερό δε ότι το μέτρο και η φάση αυτών των εμπεδήσεων, εξαρτάται από την συχνότητα.

Συνήθως σε μια εφαρμογή η προσαρμογή αντιστάσεων επιδιώκεται σε ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων. Βασικό μέτρο της ποιότητας της προσαρμογής, είναι ο λόγος στάσιμων κυμάτων τάσης VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), ο οποίος ορίζεται ως εξής:

$$VSWR = \frac{1 + |R_L|}{1 - |R_L|} \quad \text{Εξ. 2.3}$$

όπου R_L είναι η απώλεια επιστροφής (Return Loss) που ορίζεται:

$$R_L = \frac{z - z_0}{z + z_0} \quad \text{Εξ. 2.4}$$

Η εμπίδηση που μας ενδιαφέρει είναι η z , ενώ η z_0 ονομάζεται στάθμη εμπεδήσεως και πάνω σε αυτήν πρέπει να γίνει η προσαρμογή. Στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα επιλέγεται στα 50 Ohm. Είναι

προφανές ότι στην περίπτωση της τέλει προσαρμογής, είναι $R_L=0$ και άρα $VSWR=1$.

Βασική παράμετρος ενός κυκλώματος είναι το κέρδος ισχύος (Gain). Πολλές φορές θα το συναντήσουμε και ως κέρδος μετατροπής ισχύος (Conversion Gain) προκειμένου να καλυφθεί η περίπτωση που έχουμε αλλαγή στη συχνότητα όπως στους μίκτες.

Έστω ένα δίθυρο κύκλωμα το οποίο έχει αντίσταση εισόδου R_{in} και αντίσταση εξόδου R_{out} . Αν οι αντιστάσεις αυτές είναι ίσες με το φορτίο της πηγής R_s και της εξόδου R_L αντίστοιχα, τότε έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος και το κέρδος είναι:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right)^2 \cdot \frac{R_s}{R_L} \quad \text{Εξ. 2.5}$$

Επιπλέον αν οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου είναι και μεταξύ τους ίσες, τότε το κέρδος ισχύος γίνεται:

$$(G)_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad \text{Εξ. 2.6}$$

Είναι δηλαδή ίσο με το κέρδος τάσεως.

Συνήθως το κέρδος ισχύος μετριέται σε dB, όπως δίνεται στην σχέση 2.6, ενώ η ισχύς μετριέται σε dBm με τον τύπο:

$$(P)_{dBm} = 10 \log \left(\frac{P}{1mW} \right) \quad \text{Εξ. 2.7}$$

2.2.2 Θόρυβος

Ο ηλεκτρικός θόρυβος σε ένα κύκλωμα είναι από τις πιο σημαντικές παραμέτρους, αφού ουσιαστικά θέτει ένα κατώτατο όριο στο σήμα που μπορεί να επεξεργαστεί. Ιδιαίτερα αισθητό γίνεται αυτό το πρόβλημα σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές όπου το σήμα είναι πολύ ασθενές και ο θόρυβος μπορεί να το επηρεάσει πολύ και άμεσα. Για τον λόγο αυτό χρειαζόμαστε ένα μέγεθος που θα μας επιτρέψει να μελετήσουμε ποσοτικά τον θόρυβο σε ένα κύκλωμα συνολικά.

Έτσι λοιπόν αν θεωρήσουμε ότι η πηγή του κυκλώματος έχει ωμική αντίσταση, κάτι που ισχύει στις τηλεπικοινωνίες, μπορούμε να ορίσουμε τον συντελεστή θορύβου F (Noise Factor) ως εξής:

$$F = \frac{SNR_{In}}{SNR_{Out}} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad \text{Εξ. 2.8}$$

Αν το παραπάνω μέγεθος μετράται σε dB, κάτι που συνήθως είναι πολύ πρακτικό, τότε ονομάζεται δείκτης θορύβου NF (Noise Figure).

Ένας άλλος τρόπος για να ορίσουμε τον συντελεστή θορύβου, είναι να τον εκφράσουμε ως τον λόγο του συνολικού θορύβου στην έξοδο προς το μέρος του θορύβου που οφείλεται στην αντίσταση εισόδου. Τότε θα έχουμε:

$$F = \frac{N_o}{G \cdot N_i} \quad \text{Εξ. 2.9}$$

όπου G η ενίσχυση του κυκλώματος μας. Ο συντελεστής θορύβου εξαρτάται από την συχνότητα και μεταβάλλεται συναρτήσει αυτής. Για το λόγο αυτό, ανάλογα με την εφαρμογή μας, πολλές φορές μετρούμε τον θόρυβο σε μια πολύ στενή ζώνη συχνοτήτων και τότε ορίζουμε τον συντελεστή θορύβου σημείου. Επίσης αν το κύκλωμα είναι παθητικό, ο συντελεστής θορύβου ισούται με τις απώλειες του.

Σε έναν τηλεπικοινωνιακό δέκτη έχουμε πολλά επιμέρους κυκλώματα συνδεδεμένα στην σειρά. Τότε αποδεικνύεται ότι ο συνολικός συντελεστής θορύβου δίνεται από την σχέση:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_2} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad \text{Εξ. 2.10}$$

όπου F_i είναι οι συντελεστές θορύβου των επιμέρους κυκλωμάτων και G_i τα αντίστοιχα κέρδη. Από αυτή την σχέση φαίνεται ότι το πιο σημαντικό τμήμα του δέκτη, το οποίο καθορίζει και την συνολική του απόδοση, είναι το πρώτο που ακολουθεί αμέσως μετά την κεραία και το οποίο πρέπει να έχει χαμηλό δείκτη θορύβου και όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ενίσχυση.

2.2.3 Παραμόρφωση

Όπως είναι γνωστό τα ηλεκτρονικά κυκλώματα και συστήματα δεν είναι γραμμικά, γεγονός που οδηγεί στην παραμόρφωση των σημάτων. Πιο συγκεκριμένα, η εφαρμογή ενός ημιτονικού σήματος στην είσοδο ενός μη γραμμικού κυκλώματος, δημιουργεί στην έξοδο αρμονικές συνιστώσες του σήματος. Ακόμη η εφαρμογή δύο σημάτων στην είσοδο ενός κυκλώματος, δημιουργεί στην έξοδο του σήματα που είναι γραμμικοί συνδυασμοί των αρμονικών συνιστωσών των αρχικών σημάτων. Τα φαινόμενα αυτά είναι πολύ σημαντικά, αφού μπορούν να επηρεάσουν πολύ αρνητικά την απόδοση του συστήματος και αν είναι πολύ ισχυρά, να καταστρέψουν ολοκληρωτικά το επιθυμητό σήμα εξόδου. Για τον λόγο αυτό στη συνέχεια θα αναλυθούν διεξοδικά και θα δοθούν μέθοδοι μετρήσεως τους.

- Αρμονική Παραμόρφωση

Σε ένα ηλεκτρονικό σύστημα η έξοδος V_{out} σχετίζεται με την είσοδο V_{in} βάση της μη γραμμικής σχέσης:

$$V_{out} = V_0 + a_1V_{in} + a_2V_{in}^2 + a_3V_{in}^3 + \dots \quad \text{Εξ. 2.11}$$

Στην παραπάνω εξίσωση οι συντελεστές a_i , καθορίζουν κατά πόσο το σύστημα μπορεί να προσεγγιστεί γραμμικά. Έτσι αν οι μη γραμμικοί συντελεστές ($i > 1$) έχουν μεγάλη τιμή, το σύστημα είναι ισχυρά μη γραμμικό, αλλιώς ασθενώς .

Αν ένα σύστημα είναι ασθενώς μη γραμμικό, η συνάρτηση μεταφοράς του μπορεί να προσεγγιστεί γραμμικά όπως προαναφέρθηκε. Αν όμως τα σήματα εισόδου είναι ισχυρά, τότε πρέπει να λάβουμε υπόψη μας όλες τις μη γραμμικότητες του κυκλώματος. Έτσι αν στην είσοδο ενός κυκλώματος εφαρμοστεί ένα πολύ δυνατό σήμα $V_{in}(t) = V_0 \cos(\omega t)$ η έξοδος θα είναι:

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= a_1 V_0 \cos(\omega t) + a_2 (V_0 \cos(\omega t))^2 + a_3 (V_0 \cos(\omega t))^3 = \\
 &\left(a_2 \frac{V_0^2}{2} + a_4 \frac{3V_0^4}{8} + \dots \right) + \quad \text{όρος DC} \\
 &\left(a_1 V_0 + a_3 \frac{3V_0^3}{4} + \dots \right) \cos(\omega t) + \quad \text{όρος 1ης τάξεως} \quad \text{Εξ. 2.12} \\
 &\left(a_2 \frac{V_0^2}{2} + a_4 \frac{V_0^4}{2} + \dots \right) \cos(2\omega t) + \quad \text{όρος 2ης τάξεως} \\
 &\left(a_3 \frac{V_0^3}{4} + \dots \right) \cos(3\omega t) + \dots \quad \text{όρος 3ης τάξεως}
 \end{aligned}$$

Όπως ήταν αναμενόμενο στην έξοδο προκύπτουν όροι μεγαλύτεροι της πρώτης τάξεως, οι οποίοι είναι αρμονικές συνιστώσες της θεμελιώδους συχνότητας. Το πλάτος τους καθορίζεται από την μη γραμμικότητα του συστήματος. Επίσης, παρατηρούμε ότι εμφανίζεται και μια DC συνιστώσα η οποία είναι ικανή να παραμορφώσει το σημείο λειτουργίας του κυκλώματος.

Έτσι λοιπόν, η έξοδος κάθε συστήματος παρουσιάζει αρμονική παραμόρφωση, οι τάξεις της οποίας καθορίζονται από την συνάρτηση μεταφοράς. Οι συντελεστές καθορίζονται από τον λόγο $HD_i = \left| \frac{b_i}{b_1} \right|$, όπου b_i

είναι ο συντελεστής της i -οστής αρμονικής στην έξοδο ενώ για $i=1$, έχουμε την θεμελιώδη συχνότητα. Μέτρο της είναι η ολική αρμονική παραμόρφωση (Total Harmonic Distortion) η οποία είναι:

$$THD = \frac{\sqrt{b_2^2 + b_3^2 + \dots}}{b_1} \quad \text{Εξ. 2.13}$$

Μετρείται σε εκατοστιαίο ποσοστό ή σε dB.

- Μη Αρμονική Παραμόρφωση

Όπως είναι λογικό στην είσοδο ενός συστήματος δεν είναι δυνατό να υπάρχει σήμα μόνο μιας συχνότητας. Αντίθετα, τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα πρέπει να λειτουργούν σε ένα περιβάλλον όπου παρουσιάζονται πολλά και ισχυρά σήματα, διαφορετικών του επιθυμητού. Όταν όλα αυτά τα σήματα εισέλθουν στο σύστημα, δημιουργούν στην έξοδο του πολλές ανεπιθύμητες συνιστώσες.

Έστω ότι στην είσοδο ενός συστήματος παρουσιάζεται ένα σήμα που αποτελείται από δύο ημίτονα, διαφορετικών συχνοτήτων, το οποίο έχει έκφραση $V_{in}(t) = V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)$. Τότε από τη σχέση 2.11 και αγνοώντας την συνεχή συνιστώσα έχουμε :

$$\begin{aligned} V_{out}(t) = & a_1 [V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)] \\ & a_2 [V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)]^2 \quad \text{Εξ. 2.14} \\ & a_3 [V_1 \cos(\omega_1 t) + V_2 \cos(\omega_2 t)]^3 + \dots \end{aligned}$$

Παρατηρούμε όπως είναι φυσιολογικό ότι παρουσιάζονται όροι που περιλαμβάνουν την είσοδο υψωμένη σε διαφορετικές δυνάμεις. Αναλύοντας με τριγωνομετρικές σχέσεις τον κάθε όρο ξεχωριστά, έχουμε στην περίπτωση της 2^{ης} τάξης:

$$\begin{aligned} a_2 V_{in}^2(t) = & \frac{1}{2} a_2 [V_1^2 + V_2^2] \\ & \frac{1}{2} a_2 [V_1^2 \cos(2\omega_1 t) + V_2^2 \cos(2\omega_2 t)] \quad \text{Εξ. 2.15} \\ & a_2 V_1 V_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2 t) + V_2 \cos(\omega_1 - \omega_2 t)] + \dots \end{aligned}$$

Από τα παραπάνω βλέπουμε ότι μόνο από την δεύτερη τάξη της συνάρτησης μεταφοράς προκύπτουν στην έξοδο ένας όρος dc, οι δεύτερες αρμονικές των επιμέρους σημάτων εισόδου καθώς και σήματα που έχουν συχνότητα ίση με το άθροισμα και την διαφορά των θεμελιωδών αρμονικών εισόδου. Οι τελευταίοι όροι συγκεκριμένα είναι πολύ σημαντικοί και αποτελούν τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} τάξης.

Ομοίως κάνοντας την ίδια επεξεργασία για την τρίτη τάξη της συνάρτησης μεταφοράς, θα προκύψουν στην έξοδο η θεμελιώδης συνιστώσα των επιμέρους σημάτων εισόδου, η τρίτη αρμονική τους συνιστώσα και σήματα που έχουν συχνότητα ίση με τα αθροίσματα και τις διαφορές της μίας θεμελιώδους συχνότητας με την δεύτερη αρμονική της άλλης ($\omega_1 \pm 2\omega_2$, $\omega_2 \pm 2\omega_1$). Οι τελευταίοι όροι αποτελούν τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης.

Οι συντελεστές παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης IM_i ορίζονται ως ο λόγος του πλάτους ενός εκ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης προς το πλάτος της θεμελιώδους της μίας από τις δύο συνιστώσες σήματος στην έξοδο του συστήματος. Όπως προαναφέρθηκε, οι πιο σημαντικοί συντελεστές είναι αυτοί της 2^{ης} και της 3^{ης} τάξεως. Βέβαια θα πρέπει να αναφέρουμε ότι

υπάρχουν και χειρότερες περιπτώσεις όπου στην είσοδο του κυκλώματος εμφανίζονται περισσότερες από δύο θεμελιώδεις συχνότητες ή και διαμορφωμένα σήματα, οπότε παρουσιάζεται το φαινόμενο παραμόρφωσης ετεροδιαμόρφωσης (cross modulation distortion).

- Κριτήρια Παραμόρφωσης

Έχοντας ορίσει τα βασικά είδη παραμόρφωσης σε ένα μη γραμμικό σύστημα, μπορούν πλέον να καθοριστούν διάφορα κριτήρια που προσδιορίζουν τη δυναμική περιοχή λειτουργίας του. Με τον όρο δυναμική περιοχή ορίζουμε συνήθως τον λόγο του ισχυρότερου σήματος στην είσοδο του συστήματος που δεν προκαλεί αξιόλογη παραμόρφωση προς το ασθενέστερο σήμα στην είσοδο που μετά την επεξεργασία από το σύστημα έχει αποδεκτό λόγο σήματος προς θόρυβο. Η τελευταία ποσότητα ονομάζεται και ευαισθησία του συστήματος S (Sensitivity) και δίνεται από την σχέση:

$$S_{dB} = 10 \log(K \cdot T \cdot BW) + NF + SNR_{dB} \quad \text{Εξ. 2.16}$$

Στην παραπάνω σχέση η ευαισθησία υπολογίζεται σε dB, βάση του απαιτούμενου λόγου σήματος προς θόρυβο στην είσοδο σε dB, SNR_{dB} , του δείκτη θορύβου του συστήματος NF και του θερμικού θορύβου. Ο θερμικός θόρυβος υπολογίζεται για την θερμοκρασία T που λειτουργεί το σύστημα και το εύρος ζώνης BW που έχει ενώ K είναι η σταθερά του Boltzman. Η ευαισθησία αποτελεί ουσιαστικά το ελάχιστο σήμα που μπορεί να εντοπίσει ο δέκτης.

Βασικό κριτήριο για την παραμόρφωση ενός συστήματος αποτελεί το σημείο συμπίεσης 1 dB (1 dB Compression Point-CP1). Όταν στην είσοδο ενός κυκλώματος έχουμε μια ημιτονοειδή διέγερση της οποίας το πλάτος διαρκώς αυξάνει, υπάρχει μια τιμή πέρα της οποίας η έξοδος δεν ανταποκρίνεται γραμμικά σε σχέση με την είσοδο, βάσει του υπάρχοντος κέρδους. Η τιμή του σήματος εξόδου όπου η θεμελιώδης συνιστώσα είναι κατά 1dB μικρότερη του αναμενόμενου ιδανικού, είναι το ζητούμενο σημείο που μας ενδιαφέρει. Το σημείο συμπίεσης 1dB μπορεί να εκφραστεί είτε ως προς την είσοδο είτε ως προς την έξοδο, αρκεί να είναι γνωστό το κέρδος και συνήθως μετρείται σε dBm.

Όπως μπορούμε να δούμε από το σχήμα 2.6, όπου φαίνεται η χαρακτηριστική μεταφοράς ενός μη γραμμικού συστήματος, από κάποια στάθμη σήματος και πάνω η έξοδος συμπιέζεται. Το κύκλωμα δηλαδή φτάνει στα όρια της απόδοσης του και δεν είναι σε θέση να μας δώσει υψηλότερη έξοδο. Το σημείο της γραμμικής χαρακτηριστικής στην προέκταση της ιδανικής ευθείας (μαύρη διακεκομμένη γραμμή) το οποίο απέχει κατά 1 dB από την πραγματική καμπύλη (μαύρη συνεχής γραμμή), είναι αυτό όπου υπάρχει συμπίεση 1 dB .

Το CP1 όμως μπορεί να προσδιοριστεί και με την βοήθεια αριθμητικών σχέσεων, χωρίς την χρήση γραφικών παραστάσεων. Πιο συγκεκριμένα από την ανάλυση της σελίδας 8, είδαμε ότι ο πρωτοβάθμιος όρος που εκφράζει το κέρδος είναι περίπου $G=a_1V_0+3a_3V_0^3/4$ για είσοδο $V_{in}(t)=V_0\cos(\omega t)$. Τότε βάση του ορισμού μπορούμε να προσδιορίσουμε το πλάτος V_0 για το οποίο υπάρχει συμπίεση 1 dB. Πράγματι έχουμε:

$$20\log\left(a_1 + 3a_3 \frac{V_0^3}{4}\right) = 20\log(a_1) - 1dB \Leftrightarrow$$

$$V_0 = \sqrt{\left(0.145 \frac{a_1}{a_3}\right)}$$

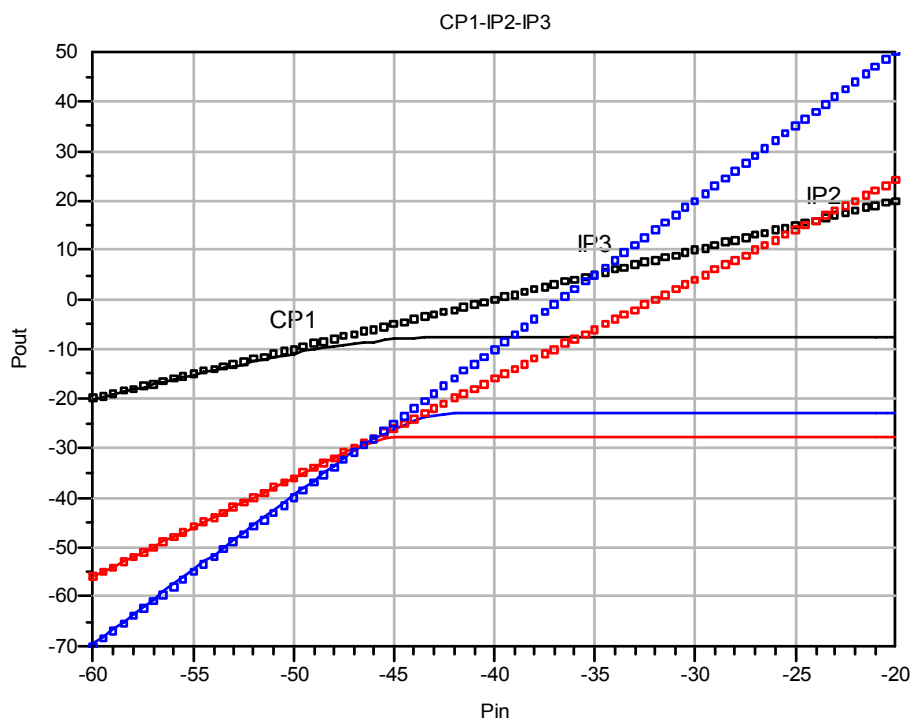
Εξ. 2.17

Παρατηρούμε δηλαδή ότι την συμπίεση του γραμμικού κέρδους a_1 την προκαλεί ο μη γραμμικός όρος $3a_3V_0^3/4$ της συνάρτησης μεταφοράς.

Ένα άλλο σημαντικό μέγεθος για την μέτρηση της παραμόρφωσης, είναι οι δείκτες ενδοδιαμόρφωσης. Πιο συγκεκριμένα, έστω ότι στην είσοδο ενός συστήματος υπάρχουν δύο ημιτονοειδή σήματα, συχνότητας ω_1 και ω_2 . Τότε όπως προαναφέρθηκε θα δημιουργηθούν στην έξοδο του συστήματος και άλλες συχνότητες λόγω μη γραμμικότητας.

Η ποσοτική περιγραφή της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης και άρα και της μη γραμμικότητας του συστήματος, μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας τα σημεία τομής n τάξης (Intercept Points Order n-IPn), τα οποία μπορούν πολύ εύκολα να προσδιοριστούν γραφικά από την χαρακτηριστική μεταφοράς του συστήματος. Έτσι λοιπόν θεωρώντας και πάλι το σχήμα 2.6, βλέπουμε ότι εκτός από την χαρακτηριστική 1^{ης} τάξεως, υπάρχουν και αυτές των προϊόντων της 2^{ης} (συνεχής κόκκινη γραμμή) και της 3^{ης} (συνεχής μπλε γραμμή) τάξεως. Μάλιστα κάθε μια από αυτές στο γραμμικό κομμάτι τους

έχουν κλίση 1, 2 και 3 αντίστοιχα. Τα σημεία τομής είναι εκεί όπου οι προεκτάσεις των ιδανικών ευθειών (διακεκομμένες κόκκινες και μπλε γραμμές) για κάθε προϊόν τάξης ανώτερης από την 1^η, τέμνονται με την ιδανική ευθεία 1^{ης} τάξης. Μας δηλώνουν ουσιαστικά την τιμή των σημάτων εισόδου για την οποία τα προϊόντα ανώτερης τάξης έχουν την ίδια ισχύ με αυτά της 1^{ης} τάξης.



Σχήμα 2. 6: Γραφικός υπολογισμός των μεγεθών CP1, IP2 και IP3

Έτσι, εκεί όπου η χαρακτηριστική 2^{ης} τάξης τέμνει αυτήν της 1^{ης} τάξης, έχουμε το σημείο τομής 2^{ης} τάξεως IP2, ενώ το αντίστοιχο σημείο για την 3^η τάξη είναι το IP3. Τα σημεία τομής μπορούν να εκφραστούν σε σχέση με την είσοδο ή την έξοδο. Συνήθως στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα χρησιμοποιείται το IP3.

Όπως το CP1, έτσι και τα IP_n μπορούν να προσδιοριστούν με μαθηματικούς υπολογισμούς. Θα υπολογίσουμε στην συνέχεια το IP3, η

διαδικασία όμως ισχύει για όλα τα σημεία τομής. Έστω λοιπόν ότι στην είσοδο ενός συστήματος εφαρμόζεται τάση $V_{in}=V_0\cos(\omega_1t)+V_0\cos(\omega_2t)$. Τότε βάση της χαρακτηριστικής μεταφοράς μη γραμμικού συστήματος, έχουμε:

$$V_{out} = \left(a_1 + 9a_3 \frac{V_0^2}{4} \right) \cdot V_0 [\cos(\omega_1t) + \cos(\omega_2t)] + 3a_3 \frac{V_0^3}{4} [\cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t)] \quad \text{Εξ. 2.18}$$

Θεωρώντας ότι το κέρδος είναι αρκετά υψηλό, βρίσκουμε ότι οι όροι 1^{ης} τάξεως και τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης έχουν την ίδια ισχύ αν:

$$a_1 V_0 = 3a_3 \frac{V_0^3}{4} \Leftrightarrow V_0 = \sqrt{\left(\frac{4a_1}{3a_3} \right)} \quad \text{Εξ. 2.19}$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις 2.25 και 2.27, παρατηρούμε ότι το CP1 είναι περίπου 10 dB μικρότερο από το IP3 όταν αναφερόμαστε στην είσοδο. Τέλος, όταν συνδέουμε σε σειρά n κυκλώματα με κέρδος G_n και $IP3_n$, το συνολικό $IP3_{sys}$ του συστήματος δίνεται από την προσεγγιστική σχέση:

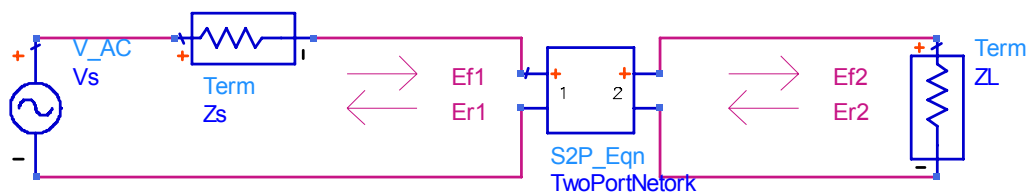
$$\frac{1}{IP3} = \frac{1}{IP3_1} + \frac{G_1}{IP3_2} + \frac{G_1 G_2}{IP3_3} \quad \text{Εξ. 2.20}$$

2.2.4 Παράμετροι Σκέδασης

Η λειτουργία των γραμμικών και ασθενώς μη γραμμικών συστημάτων, μπορεί να περιγραφεί με την βοήθεια παραμέτρων οι οποίες μετρώνται στις θύρες του συστήματος, χωρίς να γνωρίζουμε το περιεχόμενο του. Ειδικότερα οι παράμετροι σκέδασης S (scattering parameters) χρησιμοποιούνται στη σχεδίαση μικροκυματικών κυκλωμάτων διότι μπορούν πιο εύκολα να μετρηθούν στις υψηλές συχνότητες. Αυτό γίνεται γιατί στις άλλες παραμέτρους που χρησιμοποιούνται συνήθως όπως οι h , y και z πρέπει να βραχυκυκλώσουμε ή να αφήσουμε ανοικτή την είσοδο ή/και την έξοδο για να τις μετρήσουμε, κάτι που γίνεται απαγορευτικό καθώς ανεβαίνει η συχνότητα λειτουργίας. Αντίθετα οι παράμετροι σκέδασης μετρώνται με την χρήση αντιστάσεων στην πηγή και στο φορτίο, γεγονός που ικανοποιεί τις ανάγκες

προσαρμογής για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες. Αντίθετα, τυχόν βραχυκύκλωμα ή ανοιχτό κύκλωμα σε μια από τις θύρες του συστήματος μπορεί να οδηγήσει σε ταλαντώσεις.

Στην παρούσα ενότητα θα γίνει σύντομη παρουσίαση των παραμέτρων σκέδασης ενός δίθυρου δικτύου. Μπορούμε όμως εύκολα να επεκτείνουμε τα αποτελέσματά μας και σε n θύρες. Έτσι λοιπόν στο σχήμα που ακολουθεί έχουμε ένα δίθυρο κύκλωμα συνδεδεμένο σε πηγή εσωτερικής αντίστασης Z_s και το οποίο έχει φορτίο στην έξοδο Z_L . Για τον χαρακτηρισμό του δεν αρκούν οι ολικές τιμές των τάσεων και των ρευμάτων, αφού στις υψηλές συχνότητες δεν δίνουν ακριβή αποτελέσματα. Πράγματι όταν η συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου που αντιπροσωπεύει η τάση είναι πολύ μεγάλη, το μήκος κύματος της διαδιδόμενης ακτινοβολίας είναι τόσο μικρό, που ουσιαστικά όλοι οι αγωγοί πρέπει να θεωρηθούν ως γραμμές μεταφοράς. Έτσι το φυσικό μέγεθος που πρέπει να χρησιμοποιηθεί είναι τα οδεύοντα κύματα που μεταδίδονται στις γραμμές μεταφοράς χαρακτηριστικής αντίστασης Z_0 .



Σχήμα 2.7: Δίθυρο κύκλωμα για τον προσδιορισμό των παραμέτρων σκέδασης

Ένα μέρος του κύματος που προσπίπτει από την πηγή στο δίθυρο ανακλάται πίσω στην πηγή και εάν $Z_s \neq Z_0$ ένα μέρος του γυρνάει πάλι στο δίθυρο οπότε έτσι δημιουργούνται στάσιμα κύματα. Τότε η τιμή της τάσεως σε ένα σημείο της γραμμής μεταφοράς δίνεται από την άθροιση του προσπίπτοντος και του ανακλώμενου κύματος. Ομοίως βέβαια λειτουργεί και η γραμμή μεταφοράς στην έξοδο του δίθυρου. Συνεπώς οι εξισώσεις που μας δίνουν την τάση και το ρεύμα σε κάθε σημείο της γραμμής μεταφοράς είναι :

$$\begin{aligned} V_1 &= E_{f1} + E_{r1} \\ V_1 &= E_{f2} + E_{r2} \end{aligned} \quad \text{Εξ. 2.21}$$

$$I_1 = \frac{I_{f1} - I_{r1}}{Z_0} \quad \text{Εξ. 2.22}$$

$$I_2 = \frac{I_{f2} - I_{r2}}{Z_0}$$

Με βάση τα ανωτέρω μπορούν να οριστούν οι καινούριες μεταβλητές $a_1 = E_{f1}/\sqrt{Z_0}$, $a_2 = E_{f2}/\sqrt{Z_0}$, $b_1 = E_{r1}/\sqrt{Z_0}$, $b_2 = E_{r2}/\sqrt{Z_0}$. Αυτές οι μεταβλητές αναφέρονται πια σε κύματα και όχι σε ρεύματα και τάσεις και μπορούν να συνδεθούν μεταξύ τους με τις παραμέτρους σκέδασης S ως εξής:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad \text{Εξ. 2.23}$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

Τώρα πια μπορούμε να μετρήσουμε τις παραμέτρους σκέδασης όπως τις υπόλοιπες συνηθισμένες παραμέτρους.

Πιο συγκεκριμένα η μέτρηση της S_{11} γίνεται μηδενίζοντας την μεταβλητή a_2 στην εξίσωση 2.23. Αυτό σημαίνει ότι το προσπίπτον στο φορτίο κύμα απορροφάται πλήρως, κάτι που συμβαίνει μόνο αν η αντίσταση του φορτίου είναι ίση με την χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς. Άρα, η S_{11} είναι ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο όταν $Z_L = Z_0$. Ομοίως υπολογίζονται και οι υπόλοιπες παράμετροι σκέδασης. Έτσι η S_{22} εκφράζει τον συντελεστή ανάκλασης στην έξοδο όταν $Z_s = Z_0$, η S_{21} το κέρδος μετάδοσης κατά την ορθή φορά όταν $Z_L = Z_0$ ενώ η S_{12} το ανάστροφο κέρδος μετάδοσης όταν $Z_s = Z_0$. Εδώ βέβαια θα πρέπει να αναφέρουμε ότι οι S_{11} και S_{22} συνδέονται άμεσα με τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του δίθυρου αντίστοιχα.

Τέλος, οι παράμετροι σκέδασης σχετίζονται πολύ και με τα μεγέθη ισχύος του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα $|S_{11}|^2$ είναι ο λόγος της ισχύος που ανακλάται από την είσοδο του δικτύου προς την ισχύ που προσπίπτει σε αυτή. Επίσης το $|S_{22}|^2$ είναι ο λόγος της ισχύος που ανακλάται από την έξοδο του δικτύου προς την ισχύ που προσπίπτει σε αυτή. Τέλος, το $|S_{21}|^2$ είναι το κέρδος ισχύος προς την ορθή φορά ενώ το $|S_{12}|^2$ το αντίστοιχο μέγεθος κατά την ανάστροφη.

2.3 Αρχιτεκτονικές Υλοποίησης Δέκτη

Στη διεθνή βιβλιογραφία έχουν προταθεί πολλές τεχνικές υλοποίησης για έναν δέκτη. Αυτό γίνεται για να αντιμετωπιστούν τα πολλά και διαφορετικά προβλήματα που παρουσιάζονται στη σχεδίαση του συστήματος. Τα προβλήματα αυτά έχουν να κάνουν με τις απαιτήσεις ως προς τον θόρυβο, την ευαισθησία, την γραμμικότητα και την απόρριψη των παρεμβολών. Οι κυριότερες λοιπόν τεχνικές υλοποίησης είναι η ετερόδυνη, η αρχιτεκτονική απόρριψης ειδώλου και αυτή της μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας.

2.3.1 Ετερόδυνη Αρχιτεκτονική

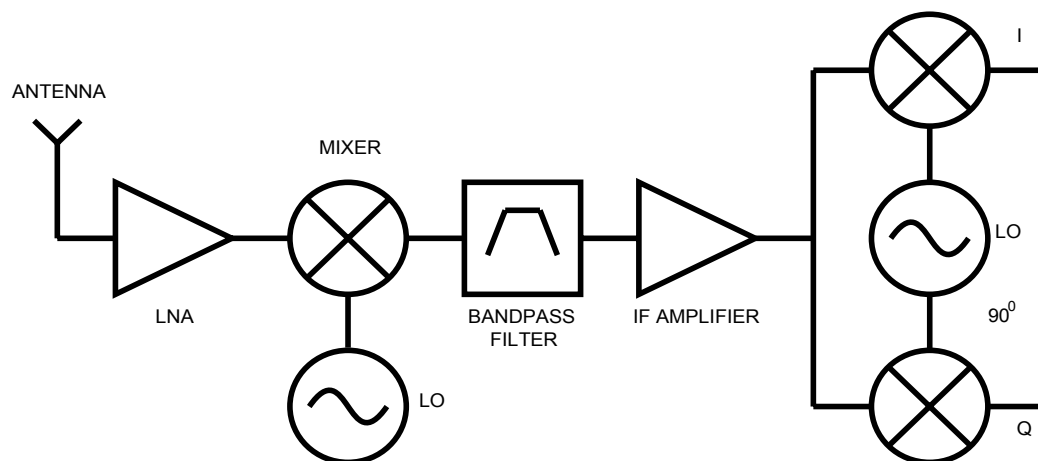
Όπως είναι γνωστό, σε έναν υψίσυχο δέκτη χρειάζεται να φιλτράρουμε ένα στενό κανάλι που είναι επικεντρωμένο σε υψηλές συχνότητες και συνοδεύεται από μεγάλες παρεμβολές, γεγονός που οδηγεί σε απαγορευμένα οξύς συντονισμούς. Το πρόβλημα αυτό επιλύει η ετερόδυνη αρχιτεκτονική, με την οποία το σήμα μπορεί και υποβιβάζεται σε πολύ χαμηλότερες συχνότητες έτσι ώστε να μειωθούν οι απαιτήσεις για την οξύτητα του συντονισμού στο φίλτρο επιλογής καναλιού. Βέβαια για να επιτευχθούν τα παραπάνω χρειάζεται μια δομή για τον δέκτη μας αρκετά πολύπλοκη[6],[9].

Πιο συγκεκριμένα όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.8, αρχικά υπάρχει ένας ενισχυτή χαμηλού θορύβου και στην συνέχεια ακολουθεί ένας μίκτης, ο οποίος υποβιβάζει την συχνότητα του σήματος σε μια ενδιάμεση συχνότητα (Intermediate Frequency-IF). Εκεί η επιλογή του καναλιού και η απόρριψη των παρεμβολών είναι πολύ πιο εύκολη. Ο υποβιβασμός αυτός επιτυγχάνεται με τον πολλαπλασιασμό του σήματος με το σήμα ενός τοπικού ταλαντωτή και φιλτράρισμα που κρατάει την κάτω πλευρική ζώνη των παραγόμενων σημάτων. Αν η συχνότητα του ταλαντωτή είναι υψηλότερη από αυτή της εισόδου έχουμε υπερετερόδυνο δέκτη, αλλιώς υποετερόδυνο. Η επιλογή της ενδιάμεσης συχνότητας εξαρτάται από πολλά κριτήρια τα οποία και θα δούμε στην συνέχεια ενώ πρέπει να σημειωθεί πως σε κάθε περίπτωση η συχνότητα

αυτή, θα πρέπει να είναι αρκετά χαμηλή ώστε να διευκολύνει την σχεδίαση του φίλτρου.

Μετά το φιλτράρισμα, ακολουθεί ενίσχυση του σήματος και στο τέλος γίνεται η αποδιαμόρφωση του σήματος. Πιο συγκεκριμένα στο σχήμα 2.8, μπορούμε να δούμε ότι έχει συμπεριληφθεί ο IQ αποδιαμορφωτής, ένα αναλογικό κύκλωμα, το οποίο είναι απαραίτητο όταν χρησιμοποιείται διαμόρφωση QPSK.

Ένας ετερόδυνος δέκτης όμως, παρουσιάζει ένα πολύ σημαντικό πρόβλημα το οποίο και πρέπει να αντιμετωπίσουμε, την απόρριψη ειδώλου. Πιο συγκεκριμένα, αν σε έναν μίκτη, το σήμα εισόδου είναι της μορφής $\cos(\omega_{RF}t)$ και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή $\cos(\omega_{LO}t)$, θα πάρουμε στην έξοδο σήμα $\cos(\omega_{IF}t)$, με $\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{RF}$ στην περίπτωση του υπερετερόδυνου δέκτη. Ένας απλός μίκτης όμως δεν μπορεί να διαχωρίσει την πολικότητα των συχνοτήτων του σήματος, με αποτέλεσμα το σήμα που αναφέρθηκε προηγουμένως ως έξοδος, να ισοδυναμεί και με το σήμα $\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t)$. Έτσι λοιπόν αν στον μίκτη εισέλθει ένα σήμα συχνότητας $\omega'_{RF} = \omega_{LO} + \omega_{IF}$, το οποίο ονομάζουμε είδωλο, θα παραχθεί και πάλι στην έξοδο σήμα συχνότητας ω_{IF} , το οποίο φυσικά θα περάσει από το φίλτρο ενδιάμεσων συχνοτήτων, εμπεριέχοντας όμως λάθος πληροφορία. Επιτρέπεται δηλαδή σε ένα ανεπιθύμητο σήμα να φτάσει στον αποδιαμορφωτή και να προκαλέσει έτσι καταστροφικά αποτελέσματα για την ποιότητα της λήψης.



Σχήμα 2. 8 Βασική δομή ετερόδυνου δέκτη

Ο πιο εύκολος τρόπος για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα του ειδώλου, είναι να χρησιμοποιηθεί ένα φίλτρο ακριβώς πριν από τον μίκτη. Το φίλτρο αυτό θα πρέπει να εξασθενεί σε μεγάλο βαθμό το είδωλο και να αφήνει ανεπηρέαστο το σήμα που μας ενδιαφέρει. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί εύκολα αν η ενδιάμεση συχνότητα είναι αρκετά υψηλή.

Σε αυτό το σημείο ακριβώς, είναι που πρέπει να μας προβληματίσει η τιμή της ενδιάμεσης συχνότητας. Έτσι όσο πιο μεγάλη είναι η ενδιάμεση συχνότητα, τόσο πιο εύκολο είναι να απορριφθεί το είδωλο από το αντίστοιχο φίλτρο. Από την άλλη όμως τόσο δυσκολεύει και ο σχεδιασμός του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας, αφού θα απαιτεί πιο οξύ συντονισμό. Έτσι ουσιαστικά δημιουργείται μια ανταλλαγή ανάμεσα στην απόρριψη του ειδώλου και στην επιλεκτικότητα του συστήματος.

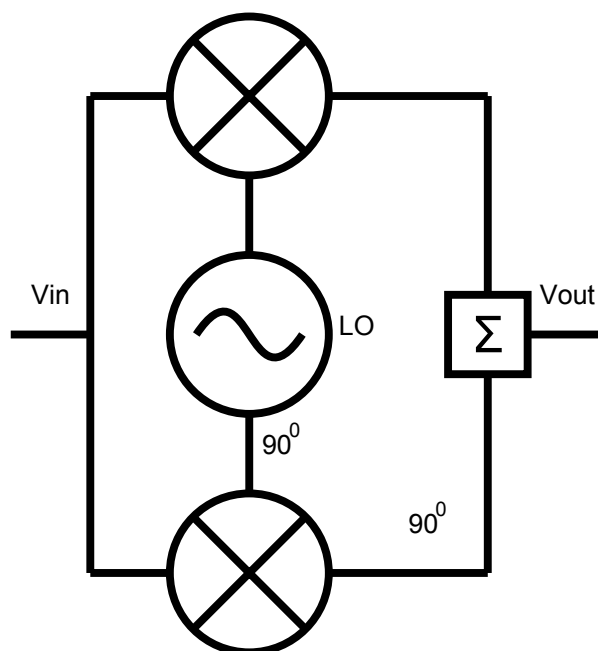
Ένας τρόπος που μπορεί να μας εξασφαλίσει μεγάλη επιλεκτικότητα αλλά και μεγάλη απόρριψη ειδώλου, είναι η χρήση δύο ενδιάμεσων συχνοτήτων. Δηλαδή να χρησιμοποιήσουμε δύο μίκτες υποβιβασμού της συχνότητας του φέροντος κύματος και να φιλτράρουμε σε κάθε μία από αυτές. Βέβαια θα πρέπει κατά αντιστοιχία να έχουμε και δύο φίλτρα απόρριψης ειδώλου. Με αυτό τον τρόπο γίνεται η επιλογή του καναλιού σε δύο στάδια, γεγονός που μας επιτρέπει να μην έχουμε μεγάλες απαιτήσεις από τα φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας και έτσι να χρησιμοποιήσουμε σχετικά μεγάλες ενδιάμεσες συχνότητες για να αυξήσουμε την απόρριψη των ειδώλων. Όμως τα παραπάνω είναι φανερό ότι για να υλοποιηθούν, χρειάζονται περισσότερα υλικά γεγονός που αυξάνει το κόστος και το μέγεθος του δέκτη. Για τον λόγο αυτό έχουν προταθεί δύο ακόμη βασικές τεχνικές που μπορούν να εξυπηρετήσουν τους στόχους μας.

2.3.2 Δέκτες Απόρριψης Ειδώλου

Τα προβλήματα που δημιουργεί η χρήση φίλτρων απόρριψης ειδώλου στους ετερόδυνους δέκτες, ώθησε τους σχεδιαστές υψίσυχνων συστημάτων να δημιουργήσουν μια νέα τεχνική για την αντιμετώπιση του ειδώλου. Όπως είναι φανερό το πρόβλημα δημιουργείται στον μίκτη, αφού εκεί γίνεται η μετατροπή συχνότητας και του φέροντος κύματος αλλά και του ειδώλου του.

Έτσι όπως είναι λογικό θα πρέπει να σχεδιαστεί ο μίκτης με τέτοιο τρόπο ώστε να απορρίπτει από μόνος του το είδωλο. Δέκτες που χρησιμοποιούν τέτοιους μίκτες, ονομάζονται δέκτες απόρριψης ειδώλου [6],[8],[10].

Ένας μίκτης απόρριψης ειδώλου σχεδιάζεται χρησιμοποιώντας δύο απλούς μίκτες και κυκλώματα μετατόπισης φάσης 90° , συνδεδεμένα κατάλληλα όπως φαίνεται στο σχήμα 2.9. Πιο συγκεκριμένα το σήμα εισόδου χωρίζεται σε δύο κλάδους και τροφοδοτεί και τους δύο μίκτες, οι οποίοι έχουν τοπικό ταλαντωτή της ίδιας συχνότητας, αλλά με διαφορά φάσης 90° . Στην συνέχεια προστίθεται σχετική φάση 90° μεταξύ των δύο κλάδων με την βοήθεια πολυφασικών φίλτρων. Στο τέλος γίνεται άθροιση των δύο κλάδων και παίρνουμε το χρήσιμο σήμα, ενώ απορρίπτεται το είδωλο.



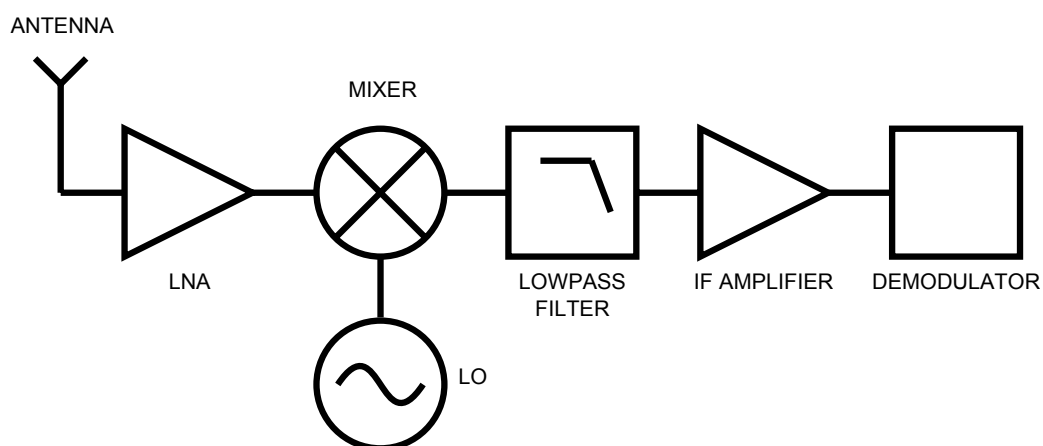
Σχήμα 2. 9 Μίκτης απόρριψης ειδώλου

Το πλεονέκτημα της αρχιτεκτονικής απόρριψης ειδώλου είναι προφανές. Διατηρούνται όλα τα θετικά της ετερόδυνης τεχνικής και λύνεται και το πρόβλημα του ειδώλου χωρίς την χρήση επιπλέον φίλτρου.. Μοιάζει να είναι η ιδανική επιλογή για την σχεδίαση ενός ετερόδυνου δέκτη. Απαιτεί όμως μεγάλη προσοχή στην σχεδίαση, αφού η οποιαδήποτε απόκλιση στην φάση ή στο πλάτος των σημάτων, μειώνει την απόδοση του συστήματος. Έτσι ενώ θεωρητικά προβλέπεται απόρριψη του ειδώλου γύρω στα 60-70 dB, στην

πραγματικότητα επιτυγχάνεται περίπου 30-40 dB, αν οι διαφορές δεν ξεπερνούν τα 0.6 dB στο πλάτος και τις 5° στην φάση. Αυτό το φαινόμενο οφείλεται σε μεταβολή των τιμών των στοιχείων ή σε ατέλειες που μπορεί να έχει ο αθροιστής. Ακόμη θα πρέπει να προσθέσουμε, ότι η πολυπλοκότητα του δέκτη μας αυξήθηκε σημαντικά, αφού προσθέσαμε άλλον ένα μίκτη και ένα πολυφασικό φίλτρο.

2.3.3 Αρχιτεκτονική Μηδενικής Ενδιάμεσης Συχνότητας

Στην προηγούμενη μελέτη μας για τους ετερόδυνους δέκτες, είναι φανερό ότι όλα τα προβλήματα προκύπτουν από την χρήση της ενδιάμεσης συχνότητας. Θα μπορούσαμε λοιπόν να αποφύγουμε την συχνότητα του ειδώλου, αν το φέρον σήμα μετατρέπεται κατευθείαν σε μηδενική συχνότητα. Η τεχνική αυτή που ονομάζεται αρχιτεκτονική μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας και αναφέρεται στην βιβλιογραφία και ως ομόδυνη λήψη ή αρχιτεκτονική άμεσης μετατροπής, παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον και χρειάζεται εντελώς διαφορετική αντιμετώπιση από την ετερόδυνη [6].



Σχήμα 2.10: Βασική Δομή Ομόδυνου Δέκτη

Η ομόδυνη αρχιτεκτονική για ένα ψηφιακό σύστημα έχει πολύ απλή δομή και ουσιαστικά αντιπροσωπεύει την απλούστερη μορφή ενός δέκτη η οποία παρουσιάζεται στο σχήμα 2.10. Έτσι μετά τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ακολουθεί ένας μίκτης, ο οποίος τροφοδοτείται με τοπικό ταλαντωτή

ο οποίος έχει συχνότητα ίση με αυτή του φέροντος κύματος. Έτσι το σήμα εισόδου αποκτά μηδενική φέρουσα συχνότητα. Στην συνέχεια ακολουθεί ένα βαθυπερατό φίλτρο για την επιλογή του σήματος καθώς και ενισχυτές οι οποίοι όμως λειτουργούν σε πολύ χαμηλή συχνότητα. Στο τέλος υπάρχει ο αποδιαμορφωτής του δέκτη. Αν το σήμα χρειάζεται IQ αποδιαμόρφωση, η βέλτιστη στρατηγική είναι αυτή να γίνει στον τελικό αποδιαμορφωτή, με χρήση ψηφιακών τεχνικών. Αν αυτό δεν είναι εφικτό, μπορούμε να αποδιαμορφώσουμε το σήμα κατά IQ στον μίκτη, οπότε και θα δημιουργηθούν δύο διαφορετικά κανάλια, όπου το σήμα θα πρέπει να φιλτραρισθεί και να ενισχυθεί.

Η απλότητα της ομόδυνης αρχιτεκτονικής, μας προσφέρει δύο μεγάλα πλεονεκτήματα σε σχέση με την ετερόδυνη. Πιο συγκεκριμένα λύνεται το πρόβλημα του ειδώλου. Πράγματι αφού η ενδιάμεση συχνότητα είναι μηδέν, δεν μπορεί να υπάρξει σήμα εισόδου στο σύστημα, διαφορετικό από το επιθυμητό, το οποίο να μπορεί να δώσει έξοδο μηδενικής φέρουσας συχνότητας. Αυτό μπορεί να φανεί πολύ εύκολα και από την ανάλυση της παραγράφου 2.3.1 για το είδωλο, όπου για ενδιάμεση συχνότητα μηδέν, το είδωλο και το χρήσιμο σήμα συμπίπτουν.

Απαλλαγμένοι από το πρόβλημα του ειδώλου, μπορούμε να έχουμε μια πολύ ευέλικτη δομή στον δέκτη, αφού δεν χρειαζόμαστε πια το φίλτρο απόρριψης ειδώλου ή κάποια περίπλοκη τοπολογία μίκτη, όπως έχει ήδη αναλυθεί. Ακόμη η χρήση λίγων δομικών τμημάτων αλλά και βαθυπερατών φίλτρων αντί ζωνοπερατών για την σχεδίαση του συστήματος, μας επιτρέπει να έχουμε μικρό κόστος και μας προσφέρει την δυνατότητα της ολοκλήρωσης του δέκτη σε ένα chip με μικρό μέγεθος και πολύ χαμηλή κατανάλωση. Αυτό είναι το δεύτερο μεγάλο πλεονέκτημα.

Με όλα τα παραπάνω πλεονεκτήματα, θα περίμενε κανείς η ομόδυνη αρχιτεκτονική να επικρατήσει στην σχεδίαση ψηφιακών δεκτών. Αυτό όμως δεν έχει συμβεί μέχρι τώρα, λόγω συγκεκριμένων προβλημάτων που παρουσιάζονται και τα οποία στη ετερόδυνη τεχνική είτε είναι αμελητέα είτε δεν υφίστανται καθόλου.

Ένα σημαντικό πρόβλημα που παρουσιάζεται στους ομόδυνους δέκτες, είναι η ύπαρξη επιπλέον συνεχούς τάσεως στην έξοδο, εκτός του χρήσιμου σήματος. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται απόκλιση της συνεχούς (dc offset)

και δημιουργεί προβλήματα στην λήψη, όπως η αλλοίωση της πληροφορίας και ο κορεσμός των κυκλωμάτων του δέκτη.

Το dc offset δημιουργείται λόγω της περιορισμένης απομόνωσης που υπάρχει στους μίκτες του διαμορφωτή, ανάμεσα στην θύρα του τοπικού ταλαντωτή και στην είσοδο. Πιο συγκεκριμένα το σήμα του ταλαντωτή μπορεί να επανέλθει στους μίκτες, αλλά αυτή την φορά από την είσοδο με αποτέλεσμα να κάνει μίξη με τον εαυτό του και έτσι στην έξοδο να παίρνουμε συνεχές σήμα. Το σήμα αυτό υφίσταται επεξεργασία κανονικά από το υπόλοιπο σύστημα αν δεν απορριφθεί. Έτσι αν έχει υψηλή τιμή, μπορεί να αλλοιώσει την πληροφορία που φτάνει στον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος ή ακόμη να τον θέσει και σε κορεσμό.

Για την επίλυση του παραπάνω προβλήματος έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία, τεχνικές ακύρωσης της πλεονάζουσας συνεχούς συνιστώσας οι οποίες μπορούν να εφαρμοστούν με χαμηλό κόστος κατανάλωσης και χώρου. Επιπλέον αν το επιτρέπει το φάσμα και η ψηφιακή διαμόρφωση του μεταδιδόμενου σήματος, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ένα απλό υπερπαραπέρα φίλτρο, το οποίο θα αποκόπτει εξ ολοκλήρου την συνεχή συνιστώσα.

Ένα άλλο πρόβλημα που παρουσιάζεται και το οποίο δεν υπάρχει στην ετερόδυναρχιτεκτονική είναι η παραμόρφωση δεύτερης τάξεως. Πιο συγκεκριμένα ως υποθέσουμε ότι έχουμε δύο ισχυρούς παρεμβολείς οι οποίοι είναι κοντά στη συχνότητα που μας ενδιαφέρει και υφίστανται παραμόρφωση δεύτερης τάξεως από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Τότε θα προκύψει στην έξοδο του LNA ένα σήμα πολύ χαμηλής συχνότητας, το οποίο θα εισέλθει στον IQ διαμορφωτή. Λόγω της περιορισμένης απομόνωσης που παρουσιάζουν οι μίκτες μεταξύ εισόδου και εξόδου, ένα σημαντικό ποσοστό του χαμηλόσυχνου σήματος θα περάσει στο υπόλοιπο σύστημα. Βέβαια η αλλοίωση που υφίσταται η πληροφορία μπορεί να είναι πολύ χαμηλή αν εξασφαλιστεί καλή γραμμικότητα στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και ενισχυθεί η απομόνωση εισόδου και εξόδου στον μίκτη.

Τέλος, ένας δέκτης με αρχιτεκτονική μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας παρουσιάζει μειωμένη απόδοση ως προς το θόρυβο. Όπως είναι γνωστό ένα χαρακτηριστικό είδος θορύβου που παρουσιάζεται σε ένα τρανζίστορ είναι ο flicker θόρυβος, ο οποίος εμφανίζεται στις χαμηλές συχνότητες. Έχοντας λοιπόν, στο μεγαλύτερο μέρος του δέκτη dc σήματα ο θόρυβος αυτός αποκτά

μεγάλη σημασία αφού μπορεί να περάσει αναλλοίωτος από όλα τα φίλτρα και να φτάσει στην έξοδο. Αυτό φυσικά έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του δείκτη θορύβου του συστήματος και την υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος, ένα φαινόμενο που αποτελεί ίσως το μεγαλύτερο πρόβλημα, στους δέκτες άμεσης μετατροπής. Στην εργασία αυτή, θα προταθεί μια τοπολογία μίκτη, η οποία λύνει το θέμα της δημιουργίας flicker noise στο στάδιο μίξης.

Παρατηρούμε ότι η ομόδυνη τοπολογία έχει σίγουρα κάποια μειονεκτήματα. Είναι γεγονός όμως ότι για όλα υπάρχουν ικανοποιητικές λύσεις. Έτσι δεδομένου της απλότητας της και της χαμηλότερης κατανάλωσης που παρουσιάζει σε σχέση με την ετερώδυνη, είναι προτιμητέα.

2.3.4 Προδιαγραφές Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων

Σκοπός της παραγράφου αυτής, είναι να αναλυθεί η συστηματική μέθοδος με την οποία προκύπτουν οι βασικές προδιαγραφές για τον σχεδιασμό ενός δέκτη ραδιοσυχνοτήτων. Οι προδιαγραφές αυτές είναι το κέρδος μετατροπής, ο δείκτης θορύβου και η γραμμικότητα με βάση τα κριτήρια που αναφέρθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Σημαντικό ρόλο στις προδιαγραφές αυτές έχει το εύρος ζώνης λειτουργίας του εξεταζόμενου συστήματος καθώς και παράμετροι που έχουν άμεση σχέση με το πρωτόκολλο που ακολουθείται καθώς και την διαμόρφωση του. Τέτοιες παράμετροι είναι το BER, η ευαισθησία καθώς και οι παρεμβολές που τυχόν υπάρχουν στην περιοχή λειτουργίας.

Πιο συγκεκριμένα, σε κάθε τηλεπικοινωνιακό πρότυπο, απαιτείται η ανίχνευση από τον δέκτη ενός ελάχιστου σήματος. Η ανίχνευση αυτή πρέπει να γίνει με ένα ελάχιστο BER, κάτι που καθορίζει το σηματοθορυβικό λόγο (SNR) του δέκτη γενικότερα. Έχοντας αυτά τα δύο δεδομένα, μπορούμε γνωρίζοντας το εύρος φάσματος του σήματος, να καθορίσουμε τον απαιτούμενο δείκτη θορύβου του συστήματος με την βοήθεια της εξίσωσης 2.16. Ο συνολικός δείκτης θορύβου είναι πολύ σημαντικός, διότι επηρεάζει όχι μόνο τον επιμέρους δείκτη θορύβου του κάθε κυκλώματος, αλλά και το κέρδος το οποίο απαιτείται από αυτά, βάση της εξίσωσης 2.10. Πιο συγκεκριμένα με βάση την τελευταία, απαιτούμε από τον δέκτη ραδιοσυχνοτήτων του

συστήματος να έχει όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο αλλά και αρκετά μεγάλο κέρδος, προκειμένου να εξασθενήσει ουσιαστικά την συνεισφορά θορύβου των επόμενων σταδίων.

Πολύ σημαντική παράμετρος, είναι το μέγιστο σήμα που θα δέχεται το σύστημα μας. Η ποσότητα αυτή, καθορίζει το CP1 που πρέπει να έχει ο δέκτης ραδιοσυχνοτήτων και επηρεάζει άμεσα την απαιτούμενη γραμμικότητα, αφού όπως έχουμε ήδη αποδείξει το σημείο συμπίεσης και το IIP3 σχετίζονται άμεσα. Βέβαια για την γραμμικότητα, υπάρχουν επιπρόσθετες προδιαγραφές, οι οποίες εξαρτώνται από τις παρεμβολές που υπάρχουν στο φάσμα λειτουργίας του κάθε συστήματος.

Τέλος σε κάθε σύστημα λήψης, πρέπει να υπάρχει το απαραίτητο κέρδος, προκειμένου το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα να ενισχυθεί αρκετά και να είναι επεξεργάσιμο από τους μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (A/D converters). Συνήθως πρέπει να αποδίδεται στους μετατροπείς σταθερή ισχύς της τάξεως των -10 dBm. Το μεγαλύτερο μέρος αυτού του κέρδους παρέχεται από τους ενισχυτές που λειτουργούν στην ενδιάμεση συχνότητα και χρησιμοποιούνται συστήματα αυτόματου ελέγχου του κέρδους, (Automatic Gain Control – AGC), για να διατηρηθεί σταθερή η παρεχόμενη ισχύς στους A/D μετατροπείς. Σε κάθε περίπτωση πάντως, το σήμα πρέπει να ενισχυθεί αρκετά και από τον δέκτη ραδιοσυχνοτήτων, προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί ο δείκτης θορύβου.

2.3.5 Δέκτης Ραδιοσυχνοτήτων Υπερ - Ευρείας Ζώνης Λήψης

Πρόσφατα, διεθνείς οργανώσεις τηλεπικοινωνιών, ενέκριναν τη λειτουργία ορισμένων τύπων ασύρματων συσκευών που θα ενσωμάτωναν την τεχνολογία υπέρ-ευρείας ζώνης, η οποία μεταδίδει πληροφορίες με τη χρήση πολύ χαμηλής ισχύος και μικρής διάρκειας παλμών. Επωφελούμενη από το εξαιρετικά μεγάλο εύρος ζώνης μετάδοσης, το πρωτόκολλο UWB έχει πολλά επιθυμητά χαρακτηριστικά, όπως το μεγάλο κανάλι μετάδοσης, τη μεγαλύτερη εμβέλεια, το περιορισμένο φαινόμενο πολυδιαδρομικής μετάδοσης καθώς και ευκολότερη διείσδυση μέσα από υλικά. Τα πλεονεκτήματα αυτά το καθιστούν ιδανικό για ποικίλες εφαρμογές όπως η

ασύρματη μετάδοση δεδομένων με υψηλό ρυθμό, ο εντοπισμός θέσεως με πολύ υψηλή ακρίβεια καθώς και η οπτικοποίηση αντικειμένων διαμέσου εμποδίων.

Από όλα τα φάσματα που έχουν εγκριθεί για ευρυζωνικές εφαρμογές, αυτό που βρίσκεται στην περιοχή 3.1 έως 10.6 GHz παρουσιάζει το μεγαλύτερο ενδιαφέρον για την ακαδημαϊκή κοινότητα και τη βιομηχανία, λόγω της προσαρμοστικότητάς του σε όλες σχεδόν τις εφαρμογές. Για την αξιοποίηση αυτού του μεγάλου φάσματος έχουν γίνει πολλές προτάσεις εκ των οποίων φαίνεται να επικρατούν δύο. Στην μια περίπτωση προτείνεται η χρήση μιας συνεχούς ακολουθίας παλμών για την μετάδοση της οποίας το διαθέσιμο φάσμα θα πρέπει να διαχωριστεί σε 2 τμήματα. Η δεύτερη πρόταση, είναι η ορθογώνια συχνοτική πολυπλεξία η οποία διαιρεί το διαθέσιμο φάσμα σε 14 ζώνες των 528 MHz.

Το UWB πρωτόκολλο όμως με όλα τα χαρακτηριστικά πλεονεκτήματα που έχει, εισάγει σημαντικές προκλήσεις για την υλοποίηση του δέκτη ραδιοσυχνοτήτων του συστήματος και πιο ειδικά για τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA). Λόγω του περιορισμού της ισχύος του πομπού και της επιπλέον απώλειας στη διαδρομή μετάδοσης, το λαμβανόμενο σήμα παρουσιάζει πολύ χαμηλή φασματική πυκνότητα ισχύος στην κεραία του δέκτη. Ως εκ τούτου, ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου και ο δέκτης ραδιοσυχνοτήτων γενικότερα, υποχρεούται να παρέχει επαρκές κέρδος για όλο το εύρος ζώνης των 7500 MHz και να έχει και την απαραίτητη προσαρμογή εισόδου στην εμπέδηση της κεραίας. Το πιο σημαντικό όμως είναι να έχει χαμηλό δείκτη θορύβου για την ενίσχυση της ευαισθησίας του δέκτη συνολικά. Χαμηλή κατανάλωση ενέργειας είναι επίσης επιθυμητή για τον δέκτη συνολικά.

Παραδοσιακά οι υψίσυχοι ενισχυτές μεγάλου εύρους σχεδιάζονται σε τεχνολογίες SiGe ή GaAs που χαρακτηρίζονται από πολύ καλή απόδοση σε ότι αφορά το θόρυβο και το κέρδος. Η ανάπτυξη όμως των σύγχρονων τεχνολογιών CMOS επιβάλλει τη διερεύνηση της υλοποίησης τέτοιων κυκλωμάτων. Την δυσκολία σχεδίασης θα επιτείνει βέβαια η χρήση τεχνολογίας CMOS, η οποία παρουσιάζει μεγαλύτερες παρασιτικές απώλειες. Από την άλλη όμως έχει πολύ χαμηλότερη κατανάλωση και έχει πολύ μεγάλη ολοκληρωσιμότητα, γεγονός που περιορίζει σημαντικά το κόστος υλοποίησης.

Στα επόμενα κεφάλαια θα παρουσιαστεί ο σχεδιασμός και η υλοποίηση ενός τέτοιου δέκτη σε τεχνολογία CMOS. Για την ανάπτυξη του συστήματος θα χρησιμοποιηθούν προσεγγίσεις σε τεχνολογίες 90nm και 65nm με χαρακτηριστική τροφοδοσία τα 1.2 Volt. Αρχικά θα παρουσιαστεί η σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και στη συνέχεια η σχεδίαση του μίκτη. Τέλος θα παρουσιαστεί η τελική υλοποίηση του δέκτη σε τεχνολογία 65 nm.

2.4 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν με συντομία κάποια γενικά χαρακτηριστικά ενός δέκτη ασύρματων επικοινωνιών, προσπαθώντας σε κάθε περίπτωση να εξειδικεύσουμε στο UWB. Έτσι παρουσιάσαμε σε συντομία τις διαμορφώσεις QPSK και OFDM, δίνοντας έμφαση στην τελευταία που αποτελεί και αναπόσπαστο στοιχείο του πρωτοκόλλου.

Στη συνέχεια αναλύσαμε τις βασικές έννοιες που χρησιμοποιούνται κατά το σχεδιασμό ενός δέκτη, προκειμένου να περιγράψουν ποιοτικά και ποσοτικά την απόδοση του. Δόθηκαν ορισμοί για όλα τα μεγέθη και παρατέθηκαν οι εξισώσεις που είναι απαραίτητες για το σχεδιασμό ενός τέτοιου απαιτητικού συστήματος και οι οποίες αναδεικνύουν τη σημασία του δέκτη ραδιοσυχνοτήτων, κυρίως σε ότι αφορά το θόρυβο.

Επίσης, παρουσιάστηκαν οι τρεις βασικές αρχιτεκτονικές που υπάρχουν για την υλοποίηση ενός δέκτη τηλεπικοινωνιών. Για κάθε μια παρουσιάστηκαν τα μειονεκτήματα και τα πλεονεκτήματα. Επικεντρώσαμε την ανάλυση μας βέβαια στους δέκτες άμεσης μετατροπής, διότι εκεί εντάσσεται η υλοποίηση που θα προτείνουμε. Τέλος είδαμε σε συντομία ποιές είναι οι κύριες προδιαγραφές που τίθενται για τον σχεδιασμό ενός δέκτη ραδιοσυχνοτήτων καθώς και τι κύριες προκλήσεις που θα έχουμε για να τις ικανοποιήσουμε για συστήματα ευρείας ζώνης λήψης.

Αναφορές

- [1] John G. Proakis, "Communications Systems Engineering, 2nd Edition", Prentice Hall, 2002
- [2] Reference Data For Radio Engineers (5th EDITION), ITT
- [3] Paul H. Young, Electronic Communication Techniques(4th edition)
- [4] Pavel Bretchko – Reinhold Ludwig, RF Circuit Design
- [5] Guillermo Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers (2nd edition)
- [6] Behzad Razavi, RF MICROELECTRONICS
- [7] Γιάννης Ε. Παπανάνος, Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα για Τηλεπικοινωνιακές Εφαρμογές
- [8] Thomas H. Lee, Hiran Samanavati and Hamid R. Rategh, "5 – GHz CMOS Wireless LANs", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 50, no. 1, pp. 268 - 279, January 2002
- [9] Miles A. Copeland, Sorin P. Voinigescu, David Marchesan, Petre Popescu and Michael C. Maliepaard, "5 – GHz SiGe HBT Monolithic Radio Trnasceiver with Tunable Filtering", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 48, no. 2, pp. 170 - 181, February 2000
- [10] Frabor Behbahani, John C. Leete, Yoji Kishigami, Andreas Roithmeier, Koichi Hoshino and Asad A. Abidi, "A 2.4 – GHz Low – IF Receiver for Wideband WLAN in 0.6 CMOS – Architecture and Front - End", Journal of Solid State Circuits, vol. 35, no. 12, pp. 1908 - 1916, December 2000

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΚΟΙΝΗΣ ΠΥΛΗΣ ΜΕ ΘΕΤΙΚΗ ΑΝΑΤΡΟΦΟΔΟΤΗΣΗ

Στο προηγούμενο κεφάλαιο είδαμε ότι το πιο απαιτητικό τμήμα ενός δέκτη υπερ – ευρείας λήψης είναι ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου. Πράγματι όπως συμβαίνει σε κάθε σύστημα λήψης, το κύκλωμα αυτό καθορίζει σε πολύ μεγάλο βαθμό όλη τη συμπεριφορά του δέκτη και για αυτό είναι κρίσιμο να έχει όσο το δυνατό χαμηλότερο δείκτη θορύβου αλλά και αρκετά υψηλό κέρδος. Στην περίπτωση μας η σχεδίαση του εν λόγω ενισχυτή παρουσιάζει επιπλέον δυσκολίες λόγω του αυξημένου εύρους ζώνης.

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου για συστήματα υπέρ - ευρείας λήψης. Σύμφωνα με τις πιο πρόσφατες βιβλιογραφικές αναφορές [1]-[12], [24]-[26], ένα τέτοιο κύκλωμα θα πρέπει να έχει τουλάχιστον 10 dB κέρδος ισχύος το οποίο θα πρέπει να είναι όσο πιο σταθερό γίνεται σε όλο το εύρος ζώνης των 7.5 GHz. Έτσι η

διακύμανση του (ripple) δεν θα πρέπει να ξεπερνάει το 1 dB. Επίσης ο δείκτης θορύβου δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 5 dB ενώ αν και η γραμμικότητα δεν είναι ιδιαίτερα κρίσιμη, το σημείο συμπίεσης εισόδου πρέπει να είναι μεγαλύτερο από -23 dBm. Τέλος είναι απαραίτητη η καλή προσαρμογή εισόδου στα 50 Ohm προκειμένου οι απώλειες επιστροφής να μην ξεπερνάνε τα 9 dB.

Αρχικά θα παρουσιάσουμε τις πιο διαδεδομένες τοπολογίες για τον σχεδιασμό του εν λόγω κυκλώματος, οι οποίες είναι ο ενισχυτής κοινής πηγής με αρνητική ανάδραση [1] – [5] και ο ενισχυτής κοινής πύλης [6] – [9]. Για το λόγο αυτό θα αναλυθούν τα χαρακτηριστικά τους σε σχέση με το κέρδος, το θόρυβο και τη γραμμικότητα, προκειμένου να αναδειχθούν οι δυσκολίες που παρουσιάζονται κατά την σχεδίαση τους. Επιπλέον θα παρουσιαστούν ανά περίπτωση οι κυριότερες από τις παραλλαγές τους που υπάρχουν στη διεθνή βιβλιογραφία.

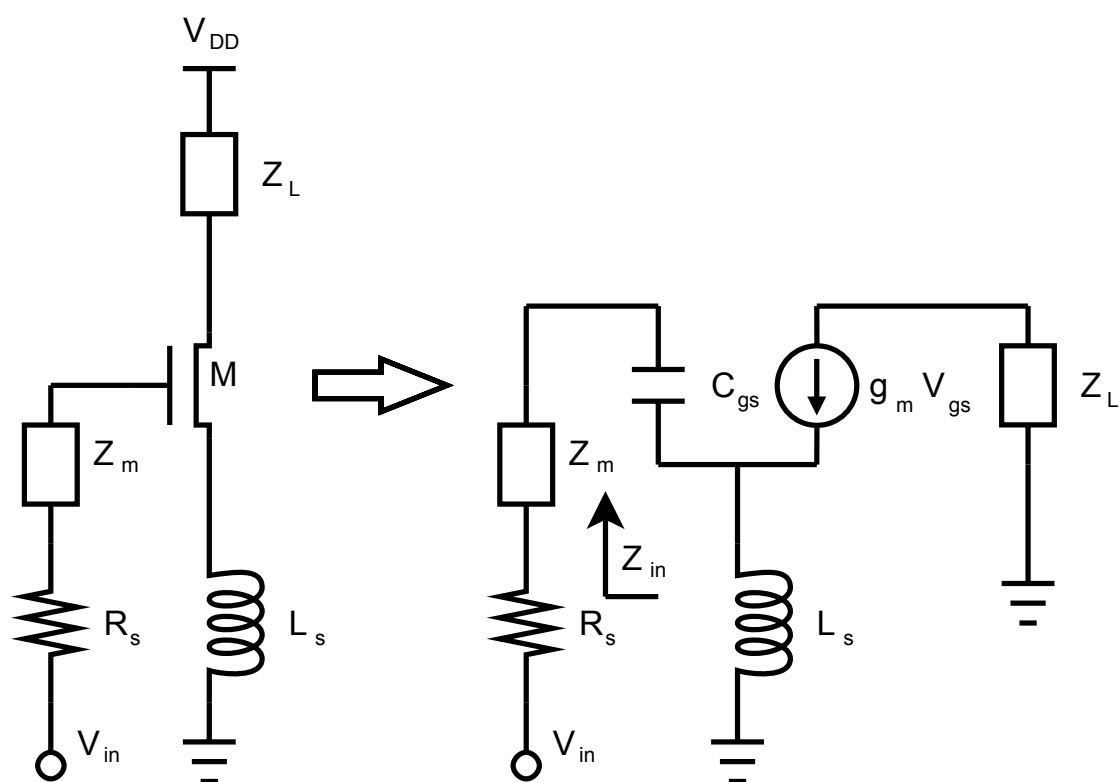
Στη συνέχεια θα προτείνουμε μια νέα τοπολογία για τον ενισχυτή κοινής πύλης, η οποία στηρίζεται στη θετική ανάδραση για να επιτύχει μεγάλο κέρδος και πολύ χαμηλό θόρυβο στις χαμηλές συχνότητες σε συνδυασμό με κύκλωμα ακύρωσης θορύβου. Με την τεχνική αυτή, δεν χάνεται κανένα από τα πλεονεκτήματα του ενισχυτή κοινής πύλης. Έτσι έχουμε σταθερή εμπέδηση εισόδου και μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Μπορούμε όμως να βελτιώσουμε σημαντικά το κέρδος και τον δείκτη θορύβου, με μοναδικό κόστος την χρήση ενός επιπλέον πηνίου, γεγονός που κάνει τις διαστάσεις του κυκλώματος μεγαλύτερες. Επίσης, χρειάζεται προσεκτική σχεδίαση, για να μην οδηγηθούμε σε ταλαντώσεις λόγω της θετικής ανάδρασης.

Για να αναλύσουμε την τοπολογία, θα σχολιάσουμε τη γενική τεχνική σχεδίασης του ενισχυτή και θα εξεταστεί ποιοτικά η λειτουργία του. Στη συνέχεια θα μελετήσουμε σε βάθος κάθε ένα από τα επιμέρους χαρακτηριστικά του, βασισμένοι σε μοντέλα υψηλών συχνοτήτων για το τρανζίστορ και θα εξάγουμε εξισώσεις για το κάθε ένα από αυτά. Τέλος, προκειμένου να επαληθεύσουμε τη λειτουργικότητα της συγκεκριμένης δομής θα παρουσιάσουμε τη σχεδίαση του ενισχυτή σε τεχνολογία CMOS 90 nm με χαρακτηριστική πηγή τροφοδοσίας 1.2 Volt. Θα παρουσιαστούν αποτελέσματα εξομοιώσεων τα οποία και θα συγκρίνουμε με αντίστοιχες δομές που έχουν προταθεί.

3.1 Δομές Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου Ευρείας Ζώνης

3.1.1 Ενισχυτής Κοινής Πηγής για Εφαρμογές Ευρείας Ζώνης

Μια από τις πιο διαδεδομένες λύσεις για την σχεδίαση υψίσουχων ενισχυτών, είναι ο ενισχυτής κοινής πηγής, είτε πρόκειται για εφαρμογές ευρείας ζώνης είτε για εφαρμογές στενής ζώνης. Σε ότι αφορά την χρήση του σε συστήματα UWB, τον συναντάμε συνήθως με κάποια μορφή ανάδρασης, είτε με επαγωγικό εκφυλισμό (degeneration) στην πηγή και κατάλληλο δικτύωμα προσαρμογής στην είσοδο του [1]-[3], είτε σε σειρά [4].



Σχήμα 3. 1: Ενισχυτής κοινής πηγής με επαγωγική ανάδραση και το υβριδικό ισοδύναμο αυτού

Στο σχήμα 3.1, μπορούμε να δούμε μια γενική μορφή του ενισχυτή κοινής πηγής με επαγωγικό εκφυλισμό στην πηγή. Παρατηρούμε ότι ως

φορτίο χρησιμοποιείται μια γενικευμένη εμπέδηση Z_L ενώ στην είσοδο υπάρχει ένα γενικευμένο δικτύωμα προσαρμογής Z_m . Για το κύκλωμα αυτό θα εξάγουμε αρχικά τις σχέσεις που περιγράφουν την αντίσταση εισόδου και την συνάρτηση μεταφοράς και θα προσδιορίσουμε τις συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούν για να έχουμε έναν ενισχυτή ευρείας ζώνης.

Για να αναλύσουμε το κύκλωμα, θα χρησιμοποιήσουμε το υβριδικό ισοδύναμο του ενισχυτή το οποίο φαίνεται στο δεξί μέρος του σχήματος. Παρατηρούμε ότι περιλαμβάνει τον πυκνωτή επικάλυψης μεταξύ πύλης και πηγής C_{gs} , ο οποίος επηρεάζει ιδιαίτερα την συμπεριφορά του τρανζίστορ στις υψηλές συχνότητες. Από την άλλη ο πυκνωτής επικάλυψης μεταξύ δραινίου και πύλης καθώς και η αντίσταση μεταξύ δραινίου και πηγής έχουν παραλειφθεί, αφού η τιμή τους συνήθως είναι τέτοια που δύσκολα μπορούν να επηρεάσουν το κύκλωμα.

Η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή είναι:

$$Z_{in} = Z_m + L_s s + \frac{1}{C_{gs} s} + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} \quad \text{Εξ. 3.1}$$

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, θέλουμε η τιμή της να είναι 50 Ωμ, προκειμένου να έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος από την κεραία στο σύστημα μας. Από την τελευταία σχέση, παρατηρούμε ότι το πραγματικό μέρος, είναι ανεξάρτητο από την συχνότητα και η τιμή του καθορίζεται από την επαγωγική ανάδραση, τον πυκνωτή επικάλυψης και την διαγωγιμότητα του τρανζίστορ. Δεδομένου, ότι οι δύο τελευταίες παράμετροι καθορίζονται κυρίως από τις διαστάσεις του τρανζίστορ, και άρα σχετίζονται άμεσα με το κέρδος του, προτιμούμε να ρυθμίσουμε την αντίσταση εισόδου με τη βοήθεια της επαγωγής.

Εκτός όμως από το πραγματικό μέρος, το οποίο ρυθμίζουμε στα 50 Ωμ, πρέπει να εξαλείψουμε και το φανταστικό μέρος, το οποίο είναι ανεπιθύμητο. Έχοντας χρησιμοποιήσει, τις υπόλοιπες παραμέτρους της εξίσωσης, είμαστε υποχρεωμένοι να αξιοποιήσουμε το δικτύωμα προσαρμογής. Στην περίπτωση εφαρμογών στενής ζώνης, αυτό είναι πολύ εύκολο να γίνει αφού με τη χρήση ενός πηνίου στην είσοδο του κυκλώματος, μπορούμε να απαλείψουμε το φανταστικό μέρος για μια συγκεκριμένη συχνότητα. Όταν όμως πρέπει να επιτευχθεί προσαρμογή εισόδου για μεγάλο εύρος ζώνης, πρέπει να δημιουργήσουμε ένα αρκετά πολύπλοκο δικτύωμα προσαρμογής,

το οποίο ουσιαστικά θα έχει συμπεριφορά αρνητικού πυκνωτή. Σε κάθε περίπτωση πάντως από την εξίσωση 3.1 και με βάση την παραπάνω ανάλυση, μπορούν να προκύψουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$\frac{L_s g_m}{C_{gs}} = 50 \quad \text{Εξ. 3.2}$$

$$Z_m = -L_s s - \frac{1}{C_{gs} s}$$

Πιο σημαντική από την προσαρμογή εισόδου, στην οποία θα επανέλθουμε αργότερα για να μελετήσουμε τα κυκλώματα προσαρμογής που την υλοποιούν, είναι η συνάρτηση μεταφοράς, η οποία ουσιαστικά καθορίζει το κέρδος του κυκλώματος. Η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος είναι:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-g_m Z_L}{L_s C_{gs} s^2 + (R_s C_{gs} + C_{gs} Z_m + L_s g_m) s + 1} \quad \text{Εξ. 3.3}$$

Από αυτή τη σχέση, θα πρέπει να σχολιάσουμε ότι το κέρδος εξαρτάται σε πολύ μεγάλο βαθμό από την εμπέδηση εξόδου. Το φορτίο εξόδου συνήθως αποτελείται από την χωρητικότητα του επόμενου σταδίου και από ένα πηνίο το οποίο λειτουργεί ως φορτίο και την εξουδετερώνει. Ένας τέτοιος συντονισμός όμως έχει πολύ μικρό εύρος ζώνης, γεγονός που το κάνει ακατάλληλο για την εφαρμογή μας. Για να αντιμετωπιστεί το συγκεκριμένο πρόβλημα, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και ωμικά φορτία σε σειρά ή παράλληλα με το πηνίο, τα οποία μπορούν να ρυθμίσουν το εύρος ζώνης.

Για την μελέτη της συμπεριφοράς του κυκλώματος ως προς το θόρυβο, χρειαζόμαστε ένα λεπτομερές μοντέλο για το τρανζίστορ, το οποίο θα περιλαμβάνει τα ιδιαίτερα φαινόμενα που παρουσιάζονται σε υψηλές συχνότητες. Πιο συγκεκριμένα επικρατούσα πηγή θορύβου σε αυτή την περίπτωση είναι ο λευκός θερμικός θόρυβος του καναλιού του τρανζίστορ με φασματική πυκνότητα:

$$\frac{\overline{i_{n,d}^2}}{\Delta f} = 4kT\gamma g_{d0} \quad \text{Εξ 3.4}$$

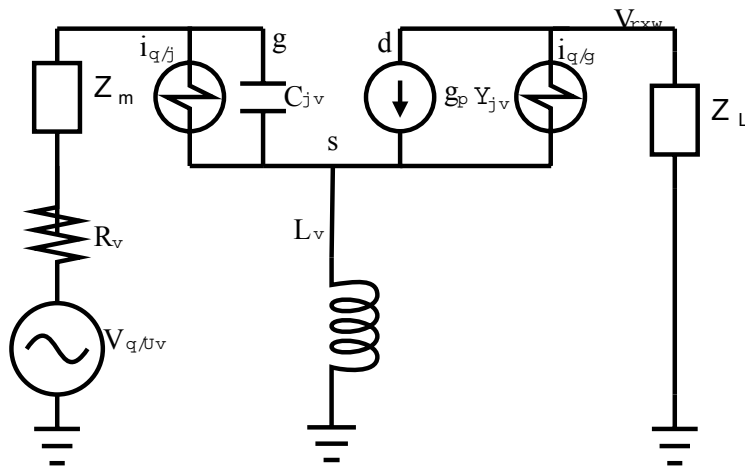
όπου g_{d0} είναι η αγωγιμότητα εξόδου του τρανζίστορ για μηδενικό ρεύμα πόλωσης ενώ γ είναι ένας συντελεστής που εξαρτάται από το μήκος του καναλιού και για μεγάλες τιμές αυτού κυμαίνεται μεταξύ 2/3 και 1. Επίσης k είναι η σταθερά του Boltzman και T η απόλυτη θερμοκρασία. Σε υψηλές συχνότητες εφαρμογές όμως το κανάλι του τρανζίστορ απαιτείται να είναι όσο το δυνατό

μικρότερο, προκειμένου να μειωθούν οι χωρητικότητες επικάλυψης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, ο προαναφερόμενος συντελεστής να παίρνει τιμές 2 -3, καθιστώντας κυρίαρχο τον εν λόγω θόρυβο. Αυτή η αλματώδης αύξηση, οφείλεται στην παρουσία θερμών ηλεκτρονίων, αφού τα ψηλά ηλεκτρικά πεδία που υπάρχουν στο μικρό κανάλι, ανεβάζουν την θερμοκρασία των ηλεκτρονίων πάνω από τη θερμοκρασία πλέγματος.

Ένα άλλο φαινόμενο που συναντάμε σε υψηλές συχνότητες, είναι η επαγωγή θορύβου στην πύλη του τρανζίστορ. Πιο συγκεκριμένα, οι μεταβολές του φορτίου στην περιοχή αναστροφής, επάγουν ρεύμα θορύβου στην πύλη εξαιτίας χωρητικής ζεύξης, το οποίο περιγράφεται από την σχέση:

$$\frac{\overline{i_{n,g}^2}}{\Delta f} = \frac{4kT\delta\omega^2 C_{gs}^2}{5g_{d0}} \quad \text{Εξ. 3.5}$$

όπου το δ παίρνει την τιμή 4/3 για τρανζίστορ με μεγάλο μήκος καναλιού. Η εξίσωση 3.5, ισχύει για τρανζίστορ που βρίσκονται στον κόρο και από αυτή μπορούμε να δούμε ότι ο θόρυβος της πύλης δεν είναι λευκός, αφού αυξάνει ραγδαία για μεγάλες συχνότητες.



Σχήμα 3. 2: Ισοδύναμο θορύβου του ενισχυτή κοινής πηγής

Επίσης θα πρέπει να προσθέσουμε ότι, ο θερμικός θόρυβος του καναλιού είναι συσχετισμένος με αυτόν της πύλης. Πιο συγκεκριμένα μπορούμε να διαχωρίσουμε τον θόρυβο της πύλης σε δύο συνιστώσες: Μια συσχετισμένη $i_{n,gc}$ και μια ασυσχέτιστη $i_{n,gu}$:

$$i_{n,gc} = i_{n,g} |c|^2 \quad i_{n,gu} = i_{n,g} (1 - |c|^2) \quad c \approx -0.395j \quad \text{Εξ. 3.6}$$

Έτσι λοιπόν στο σχήμα 3.2, έχουμε το συνολικό μοντέλο θορύβου του ενισχυτή σύμφωνα και με την ανάλυση που έγινε προηγουμένως. Περιλαμβάνονται όλες οι πηγές που προέρχονται από το τρανζίστορ καθώς και ο θερμικός θόρυβος από την ωμική αντίσταση της πηγής $V_{n,R_s} = \sqrt{4kTR_s}$. Χρησιμοποιώντας αυτό και με την βοήθεια της αρχής της επαλληλίας, μπορούμε να εξάγουμε τον δείκτη θορύβου του κυκλώματος.

Πιο συγκεκριμένα με ανάλυση του σχήματος 3.2 και με βάσει την αρχή της ανεξαρτησίας, προκύπτει ο παράγων θορύβου του κυκλώματος συναρτήσει της συχνότητας, λαμβάνοντας υπόψη τα κυριότερα χαρακτηριστικά του, όπως η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ αλλά και οι τιμές όλων των στοιχείων. Πράγματι κάνοντας απλές πράξεις και θεωρώντας ότι R_m και X_m , είναι το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του εκάστοτε δικτύου προσαρμογής, έχουμε ότι :

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{S_{n,R_s} + S_{n,d} + S_{n,g} + S_{n,g,d,c}}{S_{n,R_s}} \\
 &= 1 + \frac{\left[\left[1 - (L_s \omega + X_m) C_{gs} \omega \right]^2 + (R_m + R_s)^2 C_{gs}^2 \omega^2 \right] g_{d0}}{R_s g_m^2} \\
 &\quad + \frac{\left[(L_s \omega + X_m) \right]^2 + (R_m + R_s)^2}{R_s} \frac{\delta \omega^2 C_{gs}^2}{5 g_{d0}} \\
 &\quad + \frac{2|c| C_{gs} \omega}{g_m R_s j} S_{n,R_s} \cdot \sqrt{\frac{\gamma \delta}{5} \left[\left[1 - (L_s \omega + X_m) C_{gs} \omega \right]^2 + (R_m + R_s)^2 C_{gs}^2 \omega^2 \right]} \\
 &\quad \cdot \sqrt{\left[(L_s \omega + X_m) \right]^2 + (R_m + R_s)^2}
 \end{aligned} \tag{Εξ. 3.7}$$

Από τη σχέση, αυτή είναι εύκολο να παρατηρήσουμε, ότι καθώς αυξάνει η συχνότητα αυξάνει και ο θόρυβος. Μάλιστα από κάποια τιμή της συχνότητας και πάνω, ο θόρυβος της πύλης γίνεται πιο ισχυρός από τον θερμικό θόρυβο του καναλιού. Έτσι ενώ θα περίμενε κάποιος, ο θερμικός θόρυβος του καναλιού να είναι ο πιο σημαντικός, για αρκετά μεγάλες συχνότητες αυτό δεν συμβαίνει.

Επίσης σημαντικό είναι να παρατηρήσουμε ότι υπάρχει δυνατότητα να ελαχιστοποιήσουμε την συνεισφορά του καναλιού στο θόρυβο. Πράγματι όπως φαίνεται από τον 2^ο και από τον τελευταίο όρο, υπάρχει τιμή του φανταστικού μέρους του δικτυώματος, για την οποία μηδενίζεται σημαντικό

μέρος του. Πιο συγκεκριμένα η πρώτη παρένθεση και στις δύο περιπτώσεις μπορεί να μηδενιστεί αν ισχύει:

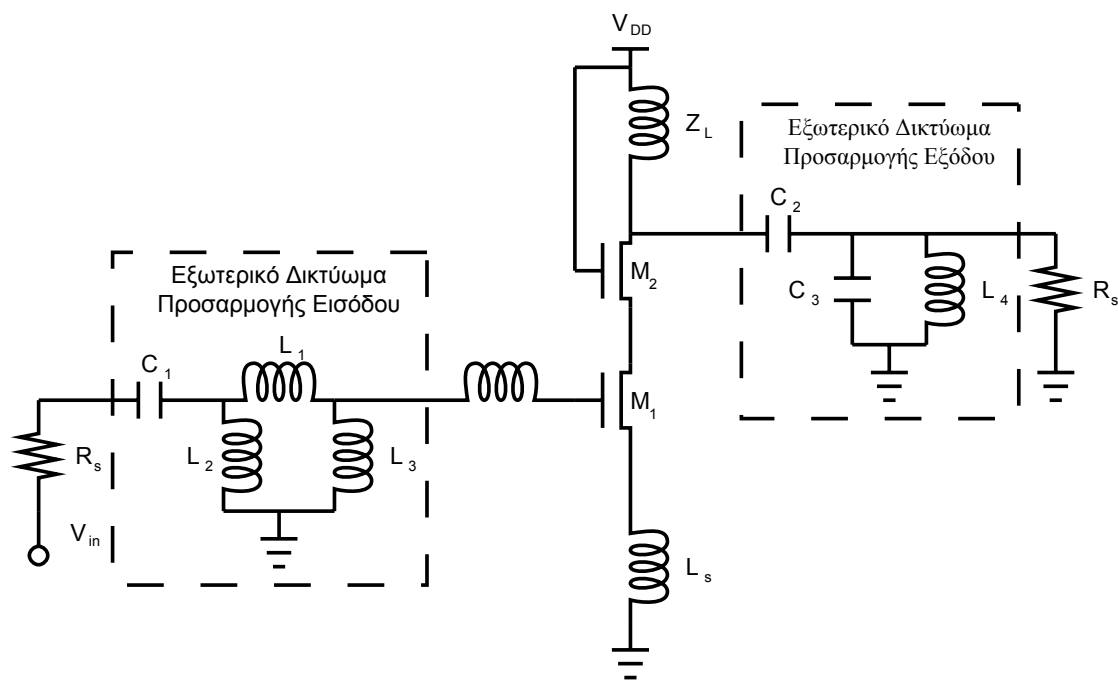
$$1 - (L_s \omega + X_m) C_{gs} \omega = 0 \Leftrightarrow$$
$$X_m = \frac{1 - L_s C_{gs} \omega^2}{C_{gs} \omega} \quad \text{Εξ. 3.8}$$

Επίσης από την εξίσωση 3.7, μπορούμε εύκολα να διαπιστώσουμε, ότι ο θόρυβος μειώνεται, αν το δικτύωμα προσαρμογής εισόδου έχει μηδενικό πραγματικό μέρος. Αυτές οι δύο παρατηρήσεις μας οδηγούν το συμπέρασμα ότι αν το δίκτυο προσαρμογής ικανοποιεί τις προϋποθέσεις για μέγιστη μεταφορά ισχύος, τότε ελαχιστοποιείται ο θερμικός θόρυβος του καναλιού, αφού σαν συνθήκες περιγράφονται ουσιαστικά από την εξίσωση 3.2.

Παρόλα αυτά, η παραπάνω ανάλυση δεν μας εξασφαλίζει ότι θα έχουμε και ελάχιστο θόρυβο στην έξοδο. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει για αρκετά μεγάλες συχνότητες, ο θόρυβος της πύλης γίνεται πιο ισχυρός και όπως μπορούμε να δούμε από την εξίσωση 3.7, δεν ελαχιστοποιείται επίσης όταν ικανοποιείται η 3.8. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τελικά, σε ενισχυτές κοινής πηγής, είτε ευρείας ζώνης είτε στενής, να μην είναι εφικτή η ελαχιστοποίηση του θορύβου και η μέγιστη μεταφορά ισχύος ταυτόχρονα.

Μια υλοποίηση που στηρίζεται στην παραπάνω ανάλυση προτείνεται στο [1] για τεχνολογίες CMOS. Πρόκειται για ένα κασκωδικό ενισχυτή με επαγωγικό εκφυλισμό στη πηγή όπως φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί. Η ανάλυση που έχουμε παρουσιάσει μέχρι τώρα, περιλαμβάνει μια τέτοια περίπτωση, αφού η χρήση του δεύτερου τρανζίστορ, προσφέρει μόνο στην απομόνωση εισόδου – εξόδου. Πιο συγκεκριμένα, ελαχιστοποιεί το φαινόμενο Miller και δημιουργεί μεγάλη αντίσταση εξόδου για τον ενισχυτή. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται η ευστάθεια του κυκλώματος και αποφεύγονται οι ταλαντώσεις.

Στην αναφερόμενη δημοσίευση, παρουσιάζεται η συστηματική σχεδίαση ευρυζωνικών ενισχυτών, στηριζόμενοι στην τοπολογία κοινής πηγής όπως την έχουμε ήδη αναλύσει. Αποδεικνύεται ότι η ελαχιστοποίηση του θορύβου είναι ανεξάρτητη από το μέγεθος του τρανζίστορ. Πιο συγκεκριμένα, οι παράγοντες που την επηρεάζουν περισσότερο, είναι η επαγωγική ανάδραση και το κύκλωμα προσαρμογής εισόδου.



Σχήμα 3.3: Ευρυζωνικός ενισχυτής χαμηλού θορύβου τοπολογίας κοινής πηγής

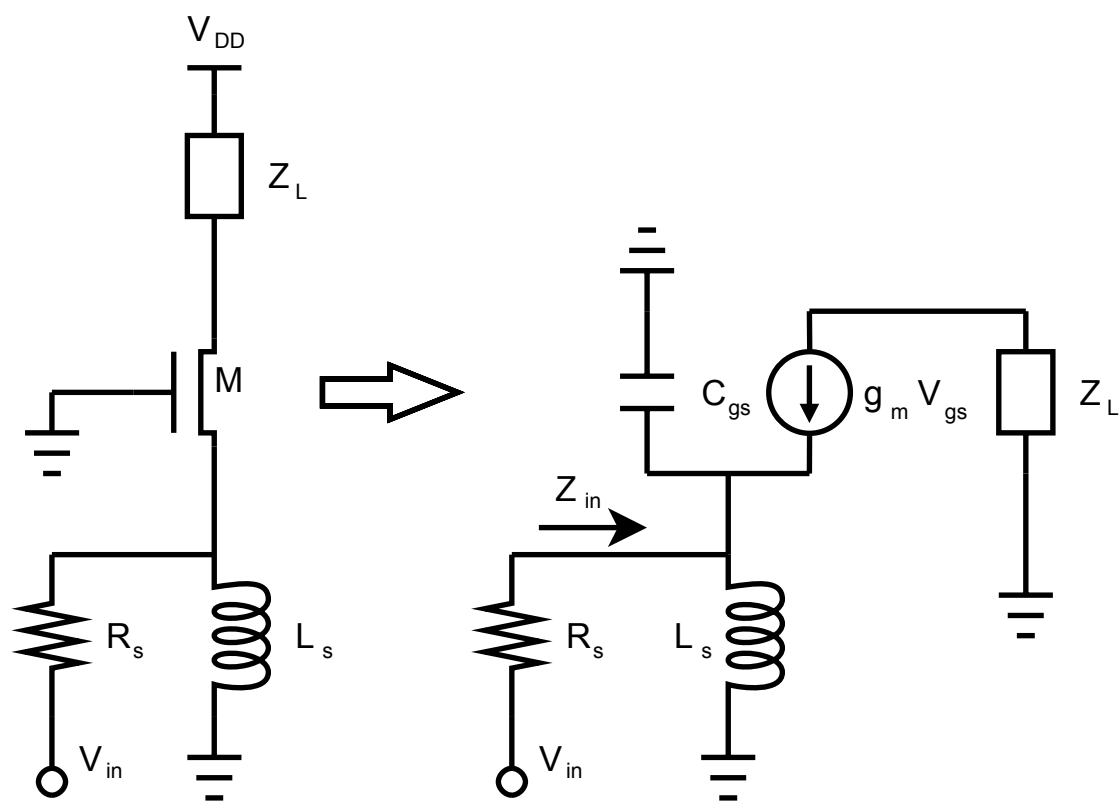
Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, δεν είναι εφικτή η ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση του θορύβου και η μέγιστη μεταφορά ισχύος. Το φαινόμενο αυτό είναι ακόμη πιο έντονο, όταν το εύρος ζώνης είναι πολύ μεγάλο. Στην συγκεκριμένη περίπτωση, επιλέγεται η βελτιστοποίηση με κριτήριο το θόρυβο και για να επιτευχθεί αυτό χρησιμοποιείται εξωτερικό κύκλωμα προσαρμογής που αποτελείται από 4 πηνία και ένα πυκνωτή, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3. Έτσι επιτυγχάνεται αρκετά χαμηλός θόρυβος, αλλά το κέρδος είναι χαμηλό ενώ καλύπτεται τελικά μόνο ένα μικρό μέρος από το συνολικό εύρος ζώνης του UWB.

Είναι εμφανές ότι η συγκεκριμένη μέθοδος σχεδίασης έχει σημαντικά μειονεκτήματα. Αρχικά, δεν επιτρέπει την ταυτόχρονη βελτιστοποίηση σε ότι αφορά το θόρυβο και την ενίσχυση ισχύος και το πρόβλημα γίνεται ακόμα πιο έντονο, καθώς προσπαθούμε να έχουμε μεγάλο εύρος ζώνης. Επιπλέον η χρήση πολλών επαγωγών αυξάνει δραματικά το μέγεθος του κυκλώματος, ενώ λόγω του περιορισμένου παράγοντα ποιότητας που έχουν, η ωμική τους αντίσταση προσθέτει θόρυβο. Ακόμη και αν είχαμε διαφορετικό δικτύωμα προσαρμογής, σίγουρα θα χρειαζόταν την χρήση δύο πηνίων στην είσοδο και

θα αύξανε το θόρυβο. Τέλος, η συγκεκριμένη τοπολογία, χρησιμοποιεί δύο τρανζίστορ με αποτέλεσμα να έχουμε περιορισμένη γραμμικότητα και να είναι ακατάλληλη για λειτουργία υπό χαμηλή τροφοδοσία.

3.1.2 Ενισχυτής Κοινής Πύλης για Εφαρμογές Ευρείας Ζώνης

Ο ενισχυτής κοινής πύλης τα τελευταία χρόνια έχει αποκτήσει ιδιαίτερο ερευνητικό ενδιαφέρον λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών που παρουσιάζει. Αποτελεί ιδιαίτερα ελκυστική τοπολογία για το σχεδιασμό ευρυζωνικών συστημάτων αφού έχει τη δυνατότητα να δώσει σταθερή αντίσταση εισόδου σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Από την άλλη το κέρδος του είναι αρκετά χαμηλό ενώ ο θόρυβος αυξάνεται ραγδαία σε σχέση με την συχνότητα. Για το λόγο αυτό σπάνια χρησιμοποιείται ως μονοσταδιακός ενισχυτής. Συνήθως συναντάται είτε ως πρώτο στάδιο ενός ενισχυτή πολλών σταδίων [6] – [8], είτε σε συνδυασμό με ένα κύκλωμα ακύρωσης θορύβου [9].



Σχήμα 3. 4: Ενισχυτής κοινής πύλης και το υβριδικό του ισοδύναμο

Στο σχήμα 3.4, μπορούμε να δούμε τη γενική μορφή ενός ενισχυτή κοινής πύλης και το υβριδικό του ισοδύναμο. Χρησιμοποιώντας τις ίδιες παραδοχές που κάναμε για τον ενισχυτή κοινής πηγής και με ανάλυση κόμβων μπορούμε να υπολογίσουμε ότι η αντίσταση εισόδου του κυκλώματος είναι:

$$Z_{in} = \frac{L_s s}{L_s C_{gs} s^2 + g_m L_s s + 1} = \frac{1}{C_{gs} s + g_m + \frac{1}{L_s s}} \quad \text{Εξ. 3.9}$$

Από τη σχέση αυτή παρατηρούμε ότι υπάρχει ένας μηδενισμός που δημιουργείται σε πολύ χαμηλές συχνότητες, λόγω του πηνίου L_s και με τον οποίο μπορούμε να ρυθμίσουμε την κατώτερη συχνότητα αποκοπής. Σε χαμηλές συχνότητες η επαγωγική εμπέδηση γίνεται σχεδόν μηδέν. Καθώς η συχνότητα αυξάνει όμως και όσο ισχύει ότι $g_m \gg \omega C_{gs}$, η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή καθορίζεται από τη διαγωγιμότητα του τρανζίστορ και είναι $1/g_m$. Μάλιστα επί της ουσίας η τιμή της επαγωγής στην είσοδο επηρεάζει μόνο τη φάση της αντίστασης εισόδου και όχι το μέτρο της, δεδομένου ότι έχει αρκετά υψηλή τιμή σε σχέση με τη συχνότητα λειτουργίας. Έτσι λοιπόν, μπορούμε να πετύχουμε εύκολα προσαρμογή εισόδου στα 50 Ohm για μεγάλο εύρος συχνοτήτων θέτοντας απλά τη διαγωγιμότητα του τρανζίστορ στα 20 mS.

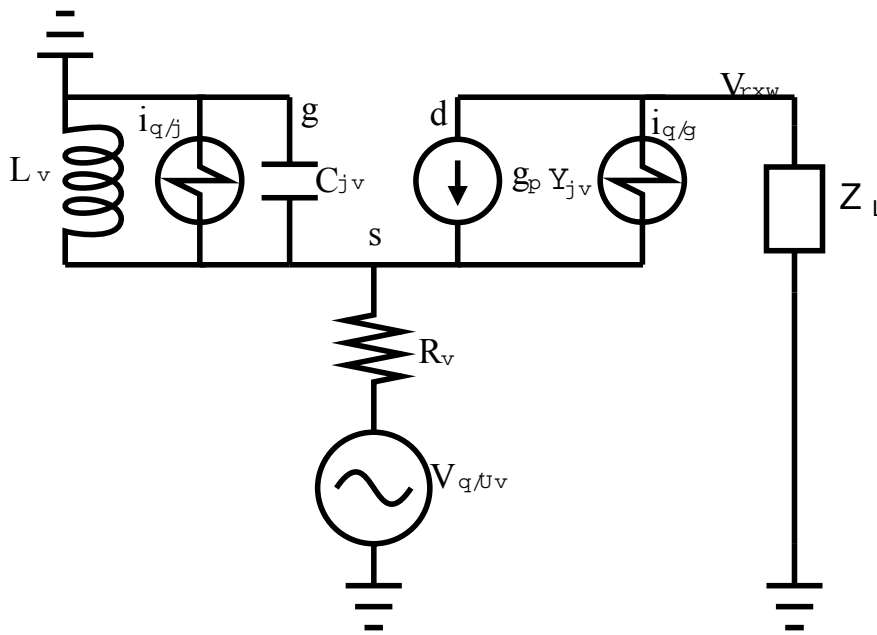
Η σχέση που περιγράφει το κέρδος τάσεως είναι:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m Z_L L_s s}{R_s C_{gs} L_s s^2 + L_s (R_s g_m + 1) s + R_s} = \frac{g_m Z_L}{R_s C_{gs} s + R_s g_m + 1 + \frac{R_s}{L_s s}} \quad \text{Εξ. 3.10}$$

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ τίθεται στα 20 mS για να επιτύχουμε την απαραίτητη προσαρμογή εισόδου. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε όμως, στην περίπτωση αυτή το κέρδος είναι χαμηλό και μας απομένουν ελάχιστοι βαθμοί ελευθερίας για να το ρυθμίσουμε. Δημιουργείται δηλαδή ένας συσχετισμός μεταξύ της αντίστασης εισόδου και του κέρδους, ο οποίος δεν μας επιτρέπει να ρυθμίσουμε κατάλληλα τον ενισχυτή. Μάλιστα ο συσχετισμός αυτός επηρεάζει πάρα πολύ και τον δείκτη θορύβου όπως θα δούμε στη συνέχεια. Επιπλέον θα πρέπει να παρατηρήσουμε ότι η τιμή της επαγωγής L_s επηρεάζει ελάχιστα το κέρδος, εάν είναι αρκετά μεγάλη σε σχέση με τη συχνότητα λειτουργία. Πράγματι τότε το εν λόγω στοιχείο λειτουργεί σαν πηνίο αποπνιγμού και δεν επιτρέπει

καθόλου τη διέλευση σήματος σε αυτό. Ο παραπάνω ισχυρισμός επιβεβαιώνεται από το δεύτερο σκέλος της εξίσωσης 3.10.

Όπως και στην περίπτωση του ενισχυτή κοινής πηγής, θα αναφέρουμε ότι μεγάλη σημασία έχει το φορτίο εξόδου. Πάρα την ευρυζωνική συμπεριφορά της αντίστασης εισόδου, η έξοδος του συνήθως είναι συντονισμένη και αυτό φυσικά περιορίζει τις συχνότητες λειτουργίας. Για το λόγο αυτό θα πρέπει και εδώ να χρησιμοποιηθεί και ωμικό φορτίο.

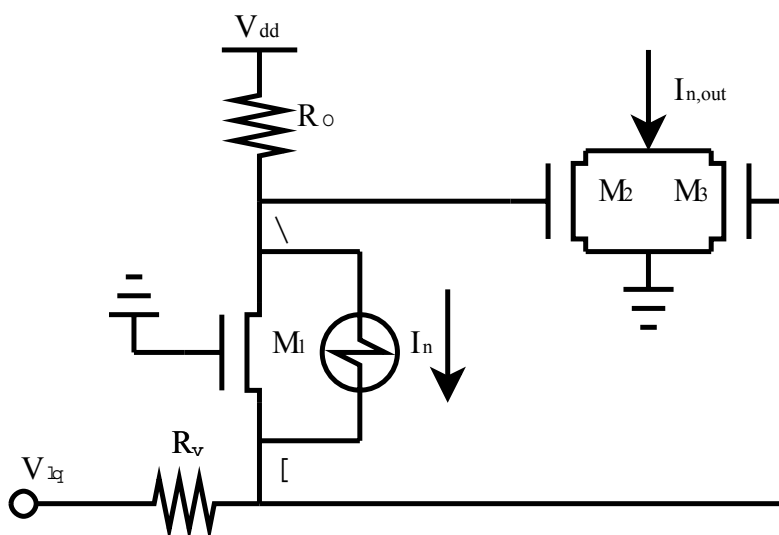


Σχήμα 3. 5 Ισοδύναμο θορύβου του ενισχυτή κοινής πύλης

Στο σχήμα 3.5 φαίνεται το ισοδύναμο θορύβου του ενισχυτή, για το οποίο χρησιμοποιήσαμε το ίδιο μοντέλο για το τρανζίστορ που είχαμε και στην περίπτωση της τοπολογίας κοινής πηγής. Εφαρμόζοντας και πάλι την αρχή της ανεξαρτησίας, κάνοντας απλές πράξεις έχουμε ότι:

$$\begin{aligned}
 F &= \frac{S_{n,R_s} + S_{n,d} + S_{n,g} + S_{n,g,d,c}}{S_{n,R_s}} \\
 &= 1 + \frac{[R_s^2(1-L_s C_{gs} \omega^2)^2 + L_s^2 \omega^2] \gamma g_{d0}}{L_s^2 \omega^2 R_s g_m^2} \\
 &\quad + R_s \frac{\delta \omega^2 C_{gs}^2}{5 g_{d0}} S_{n,R_s} \\
 &\quad + \frac{2|c|C_{gs}}{L_s g_m j} S_{n,R_s} \cdot \sqrt{\frac{\gamma \delta}{5} [R_s^2(1-L_s C_{gs} \omega^2)^2 + L_s^2 \omega^2]}
 \end{aligned}
 \tag{Εξ. 3.11}$$

Παρατηρούμε από αυτή τη σχέση, ότι ο δεύτερος όρος, που συνεισφέρει και το μεγαλύτερο μέρος του θορύβου, αυξάνει πολύ γρήγορα με τη συχνότητα, κάτι που αποτελεί χαρακτηριστικό των ενισχυτών κοινής πηγής. Θα μπορούσε ίσως να ελαχιστοποιηθεί η συνεισφορά τους όπως στην περίπτωση της εξίσωσης 3.7 ρυθμίζοντας την τιμή του πηνίου L_s , αλλά εν αντιθέσει με την τοπολογία κοινής πηγής, η τιμή της επαγωγής επηρεάζει πολύπλευρα τον συγκεκριμένο όρο και ως εκ τούτου είναι πολύ δύσκολο να ρυθμιστεί. Επιπλέον, σύμφωνα με την εξίσωση 3.10 θέλουμε να έχει όσο το δυνατόν υψηλότερη τιμή γίνεται χωρίς να επηρεάζεται αρνητικά η αντίσταση εισόδου και άρα δεν είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί για την βελτιστοποίηση του θορύβου.



Σχήμα 3. 6: Βασική αρχή τεχνικής ακύρωσης θορύβου

Λόγω των παραπάνω προβλημάτων που παρουσιάζονται, πολλές φορές χρησιμοποιούνται τεχνικές ακύρωσης θορύβου. Οι τεχνικές αυτές στηρίζονται στο γεγονός ότι το ρεύμα θορύβου ενός τρανζίστορ ρέει από τον δραινό προς την πηγή, δημιουργώντας συσχετισμένες τάσεις θορύβου. Πιο συγκεκριμένα όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.6 το ρεύμα θορύβου του τρανζίστορ M_1 ρέει από τον κόμβο Y προς τον κόμβο X . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία δύο απόλυτα συσχετισμένων τάσεων θορύβου στους συγκεκριμένους κόμβους οι οποίες έχουν αντίθετη φάση. Τις τάσεις αυτές μπορούμε να τις τροφοδοτήσουμε σε ένα διαφορικό ζεύγος το οποίο θα

λειτουργεί σαν ενεργός μετατροπέας διαφορικού σήματος σε απλό και έτσι να επιτευχθεί η ακύρωση του θορύβου. Από την άλλη οι τάσεις του σήματος στους κόμβους X και Y έχουν το ίδιο πρόσημο. Έτσι όταν διέρχονται από τα τρανζίστορ M2 και M3, προστίθενται στις εξόδους τους.

Προκειμένου να έχουμε πλήρη απόρριψη του θορύβου στην έξοδο θα πρέπει να ισχύει η συνθήκη:

$$I_{n,out} = \frac{I_{n,M1}}{1 + g_{m1}R_S} R_{L1}g_{m2} - \frac{I_{n,M1}}{1 + g_{m1}R_S} R_S g_{m3} = 0 \quad \text{Εξ. 3.12}$$

$$\Rightarrow g_{m2}R_{L1} = g_{m3}R_S$$

Από την άλλη η συνολική διαγωγιμότητα είναι:

$$G = \frac{1/g_{m1}}{R_S + 1/g_{m1}} (g_{m1}R_{L1}g_{m2} + g_{m3}) \quad \text{Εξ. 3.13}$$

Από τις εξισώσεις αυτές βλέπουμε εύκολα ότι η εξάλειψη του θορύβου εξαρτάται ουσιαστικά από τις τιμές διαγωγιμότητας των τρανζίστορ που υλοποιούν το διαφορικό ζεύγος, γεγονός που μας επιτρέπει να ρυθμίσουμε το τρανζίστορ εισόδου ώστε να έχουμε καλή προσαρμογή εισόδου και κέρδους. Επίσης παρατηρούμε ότι το διαφορικό ζεύγος πρέπει να είναι ασύμμετρο εκτός αν το φορτίο του ενισχυτή και η αντίσταση της πηγής είναι ίσα. Η τελευταία συνθήκη όμως θα μας οδηγούσε σε πολύ χαμηλό κέρδος.

Η προσέγγιση αυτή αν και απλοϊκή, αφού δεν περιλαμβάνει τις παρασιτικές χωρητικότητες των τρανζίστορ, περιγράφει αρκετά ικανοποιητικά την τεχνική. Παρόλα αυτά, καθώς η συχνότητα ανεβαίνει οι πυκνωτές επικάλυψης των ενεργών στοιχείων γίνονται πολύ σημαντικοί και είναι δυνατό η τεχνική να αποτύχει τελείως.

Στο [9] παρουσιάζεται ένας ενισχυτής κοινής πηγής που καλύπτει όλη την περιοχή συχνοτήτων από 3.1 GHz έως 10.6 GHz. Σε αυτόν εφαρμόζεται η τεχνική ακύρωση θορύβου που μόλις αναλύσαμε προκειμένου να επιτευχθεί ένας δείκτης θορύβου της τάξεως των 4 dB. Παράλληλα χρησιμοποιούνται και πηνία για να επιτευχθεί κέρδος ισχύος 10 dB.

Σύμφωνα με την ανάλυση που γίνεται στη συγκεκριμένη εργασία, οι πυκνωτές επικάλυψης των τρανζίστορ του ασύμμετρου διαφορικού ζεύγους, αποτελούν την πιο κρίσιμη παράμετρο για την σωστή λειτουργία της ακύρωσης θορύβου. Πιο συγκεκριμένα ο λόγος τους θα πρέπει να είναι σταθερός προκειμένου η λειτουργία της τεχνικής να είναι ανεξάρτητη της

συχνότητας. Αυτό όμως είναι πολύ δύσκολο να εξασφαλιστεί, αφού εξαρτώνται από τις συνθήκες πόλωσης αλλά και από τη γεωμετρία των τρανζίστορ. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, η τιμή τους να μεταβάλλεται εύκολα. Έτσι δεν είναι εφικτή η ακύρωση του θορύβου στο απαιτούμενο εύρος συχνοτήτων, αλλά μόνο σε τμήματα αυτού.

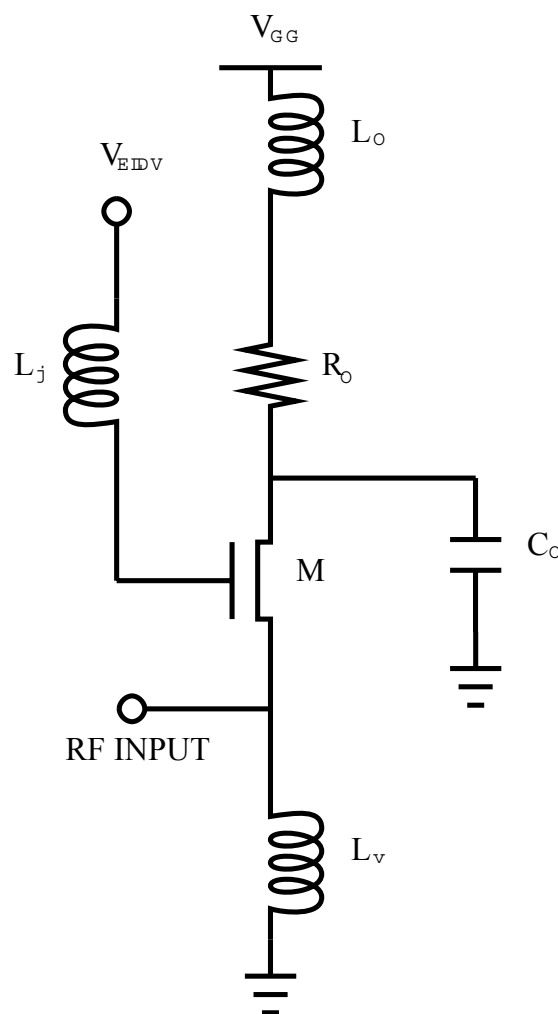
Έτσι λοιπόν, αν και ο ενισχυτής κοινής πύλης φαίνεται κατάλληλος για την υλοποίηση δεκτών υπερ – ευρείας ζώνης λήψης, αποτυγχάνει επί της ουσίας να ανταποκριθεί στις απαιτήσεις του συστήματος. Έχει ως σαφέστατο πλεονέκτημα την ευζωνική προσαρμογή αντιστάσεων στην είσοδο του, το κέρδος του όμως είναι χαμηλό και απαιτεί τη χρήση και δεύτερου σταδίου, γεγονός που αυξάνει την κατανάλωση ισχύος. Επίσης ακόμη και με χρήση κυκλώματος ακύρωσης θορύβου, δεν μπορεί να έχει πολύ χαμηλό θόρυβο σε όλο το εύρος λειτουργίας .

3.2 Γενικά Χαρακτηριστικά του Ενισχυτή Κοινής Πύλης με Θετική Ανάδραση

Στην προηγούμενη παράγραφο, αναλύσαμε τις δύο βασικές τοπολογίες που έχουν προταθεί στη διεθνή βιβλιογραφία για το σχεδιασμό ενισχυτών χαμηλού θορύβου υπερ – ευρείας ζώνης. Πάρά το ότι έχουν μελετηθεί αρκετά και έχουν παρουσιαστεί αρκετές εργασίες πάνω σε αυτές και με αρκετές παραλλαγές, δεν ήταν δυνατό μέχρι τώρα να βρεθεί μια ικανοποιητική λύση η οποία θα αντιμετώπιζε τις προκλήσεις που θέτει το φάσμα των 7.5 GHz. Αυτό οφείλεται στις εγγενείς αδυναμίες που παρουσιάζουν τα κυκλώματα αυτά σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Ο ενισχυτής κοινής πηγής χρειάζεται οπωσδήποτε μεγάλα κυκλώματα προσαρμογής στην είσοδο του για να καλύψει το απαραίτητο εύρος ζώνης, γεγονός που από μόνο του παρουσιάζει αρκετές δυσκολίες όπως έχουμε ήδη αναλύσει. Από την άλλη ο ενισχυτής κοινής πύλης, έχει χαμηλό κέρδος και ο θόρυβος του αυξάνει πολύ με τη συχνότητα, ακόμα και αν χρησιμοποιηθεί κύκλωμα ακύρωσης θορύβου. Έτσι θα

προτείνουμε μια νέα δομή ενισχυτή, η οποία αποδεικνύεται ότι μπορεί να ικανοποιήσει τις προδιαγραφές ενός συστήματος υπέρ – ευρείας λήψης, χωρίς να απαιτεί ιδιαίτερη πολυπλοκότητα σχεδιασμού.

Στο σχήμα 3.7 παρουσιάζεται ο πυρήνας της προτεινόμενης τοπολογίας. Μπορούμε να δούμε ότι πρόκειται για έναν ενισχυτή κοινής πύλης, του οποίου η πύλη δεν συνδέεται απευθείας στη γείωση αλλά πάει σε αυτή μέσω ενός πηνίου. Στην έξοδο του είναι συνδεδεμένος ένας πυκνωτής C_L ο οποίος αναπαριστά τη χωρητικότητα του επόμενου σταδίου το οποίο θα είναι πιθανότατα η πύλη ενός άλλου τρανζίστορ. Επίσης υπάρχει και το φορτίο εξόδου το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και μια αντίσταση σε σειρά. Τέλος το πηνίο L_s , χρησιμοποιείται κυρίως για να επιτευχθεί η πόλωση του τρανζίστορ.



Σχήμα 3.7: Πυρήνας του προτεινόμενου ενισχυτή

Για τα πρώτα στάδια σχεδιασμού του ενισχυτή, χρησιμοποιήθηκαν μερικά από τα βήματα που προτείνονται στο [14], για ενισχυτές χαμηλού θορύβου με τεχνολογίες μικρότερες των 100 nm. Έτσι λοιπόν, πιο συγκεκριμένα προσδιορίσαμε την τάση πόλωσης της πύλης, και άρα και την πυκνότητα ρεύματος, για την οποία ελαχιστοποιείται ο θόρυβος του τρανζίστορ. Δώσαμε έμφαση σε ότι αφορά τη συμπεριφορά στις υψηλές συχνότητες, αφού όπως έχουμε ήδη αναλύσει ο ενισχυτής κοινής πύλης πάσχει σε εκείνη την περιοχή.

Στη συνέχεια προσδιορίσαμε ποιο είναι το βέλτιστο μέγεθος για κάθε «δάχτυλο» του τρανζίστορ. Είναι γνωστό ότι κατά τον σχεδιασμό κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων, τα τρανζίστορ δεν τοποθετούνται ποτέ σαν ένα ενιαίο στοιχείο. Αντίθετα, διαιρούνται σε στοιχειώδη κομμάτια τα οποία ονομάζονται «δάχτυλα» (fingers), προκειμένου να μειωθεί δραστικά η αντίσταση της πύλης και μαζί και ο θόρυβος που προκαλεί. Από την άλλη, εάν έχουμε πολλά «δάχτυλα», αυξάνονται οι παρασιτικές χωρητικότητες και αυτό μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση του θορύβου και απώλεια κέρδους. Ως εκ τούτου η επιλογή του πλάτους κάθε τέτοιας μονάδας δεν είναι καθόλου προφανής, αλλά προκύπτει μετά από εξομοιώσεις. Πιο συγκεκριμένα, διατηρώντας σταθερό το συνολικό πλάτος του τρανζίστορ, μεταβάλλουμε το πλάτος και τον αριθμό των δομικών μονάδων, προσπαθώντας να δούμε σε ποια περίπτωση έχουμε τον χαμηλότερο θόρυβο [20]-[22].

Στη συνέχεια, ρυθμίσαμε το συνολικό μέγεθος τους τρανζίστορ ώστε η διαγωγιμότητα του να είναι κοντά στα 20 mS και να έχουμε προσαρμογή αντίστασης στην είσοδο. Έτσι ακολουθώντας τα βήματα που μόλις περιγράψαμε, μπορέσαμε να βελτιστοποιήσουμε την επίδοση του τρανζίστορ σε σχέση με το θόρυβο και το κέρδος.

Για το σχεδιασμό του υπόλοιπου κυκλώματος, αρχικά θέσαμε μια μεγάλη τιμή στο πηνίο της πηγής, έτσι ώστε να εξασφαλίσουμε τη λειτουργία του σαν επαγωγή αποπνιγμού. Έτσι το συγκεκριμένο πηνίο θα λειτουργεί καθαρά σαν μια καταβόθρα ρεύματος. Εναλλακτική λύση αντί για τη χρήση του πηνίου, προκειμένου να πολώσουμε το τρανζίστορ, θα ήταν να έχουμε μια πηγή ρεύματος ή μια αντίσταση. Σε κάθε περίπτωση όμως, αυτό θα αύξανε πολύ το δείκτη θορύβου και θα μείωνε τη γραμμικότητα.

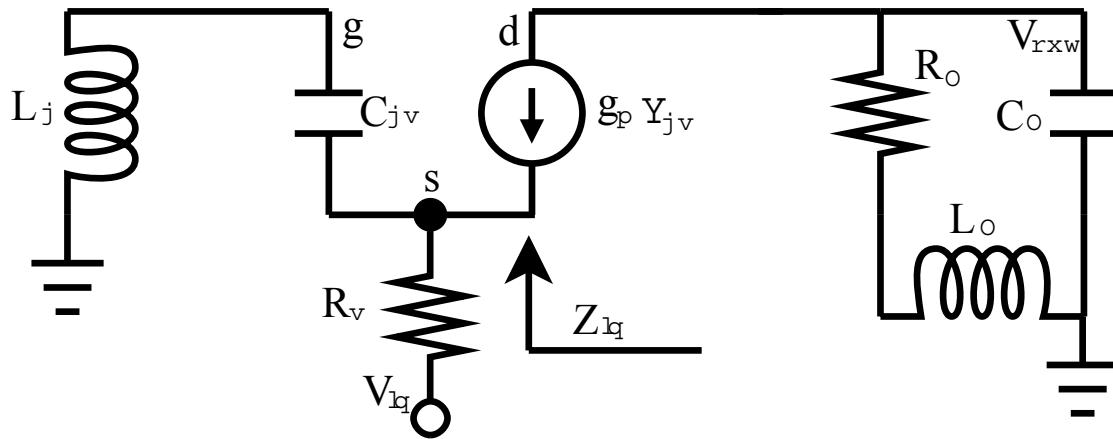
Ένα από τα πιο κρίσιμα στοιχεία του ενισχυτή, είναι το πηνίο που συνδέεται στην πύλη. Στην κλασσική τοπολογία κοινής πύλης, ο εν λόγω ακροδέκτης συνδέεται πάντα σε εναλλασσόμενο δυναμικό 0. Στο κύκλωμα που προτείνουμε, χρησιμοποιείται επαγωγή για να δημιουργήσει τη θετική ανατροφοδότηση. Δημιουργείται έτσι ένας συντονισμός ο οποίος έχει τη δυνατότητα να εκτινάξει το κέρδος και να βελτιστοποιήσει τον δείκτη θορύβου.

Τέλος, σημαντικό είναι και το φορτίο εξόδου, αφού επηρεάζει πολύ τη συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος. Μπορούμε να δούμε ότι αποτελείται από ένα πηνίο και μια αντίσταση σε σειρά. Η επιλογή αυτή έγινε, προκειμένου ο συντονισμός σε εκείνο το σημείο, να μην είναι πολύ οξύς και έτσι να μπορούμε να ρυθμίσουμε το εύρος ζώνης.

3.3 Θεωρητική Ανάλυση του Ενισχυτή Κοινής Πύλης με Θετική Ανάδραση

Στην προηγούμενη παράγραφο, παρουσιάστηκαν τα γενικά χαρακτηριστικά της τοπολογίας καθώς και η ποιοτική επίδραση των κυριότερων στοιχείων του. Στη συνέχεια θα γίνει θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος σε σχέση με το κέρδος, την αντίσταση εισόδου καθώς και το θόρυβο του κυκλώματος. Επίσης θα μελετηθούν θέματα ευστάθειας, κάτι που είναι απαραίτητο αφού χρησιμοποιούμε θετική ανατροφοδότηση.

Για την ανάλυση του κυκλώματος, θα χρησιμοποιήσουμε το υβριδικό ισοδύναμο του σχήματος 3.8. Σε αυτό με C_{gs} συμβολίζεται ο πυκνωτής επικάλυψης μεταξύ πύλης και πηγής ο οποίος ουσιαστικά καθορίζει τη συμπεριφορά του τρανζίστορ σε μεγάλες συχνότητες ενώ με g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ. Με R_s , συμβολίζουμε την αντίσταση της πηγής, την οποία και θεωρούμε στα 50 Ohm.



Σχήμα 3.8: Υβριδικό ισοδύναμο του ενισχυτή

Σε αυτό το ισοδύναμο, απουσιάζουν ο πυκνωτής επικάλυψης μεταξύ πύλης και δραινούς καθώς και η αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ. Πράγματι επηρεάζουν ελάχιστα την συμπεριφορά του κυκλώματος και η παρουσία τους θα έκανε απλώς πιο περίπλοκη την εξαγωγή των θεωρητικών εξισώσεων. Επίσης για αυτή την θεωρητική ανάλυση θεωρούμε αμελητέα την επίδραση του πηνίου πόλωσης που συνδέεται από την πηγή προς τη γη. Η τιμή του στο τελικό κύκλωμα θα είναι αρκετά μεγάλη, ώστε να μπορούμε να το θεωρήσουμε μια ιδανική πηγή ρεύματος συνεχούς, γεγονός που θα επιβεβαιωθεί και από τα αποτελέσματα εξομοιώσεων που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.

Η μελέτη του κυκλώματος θα γίνει με ανάλυση κόμβων, επιλύοντας ανά περίπτωση ένα βασικό σύστημα εξισώσεων. Πιο συγκεκριμένα για τους κόμβους της πύλης (g), της πηγής (s) και του δραινούς (d) ισχύει κατά αντιστοιχία:

$$\begin{aligned} V_g &= -L_g C_{gs} V_{gs}^2 \\ V_s &= R_s (g_m + C_{gs} s) V_{gs} + V_{in} \quad \text{Εξ. 3.14} \\ V_d &= -g_m Z_L V_{gs} \end{aligned}$$

όπου Z_L είναι το φορτίο στην έξοδο το οποίο υπολογίζεται ως εξής:

$$Z_L = (R_L + L_L s) // \frac{1}{C_L s} = \frac{R_L + L_L s}{L_L C_L s^2 + R_L C s + 1} \quad \text{Εξ. 3.15}$$

Από αυτές μπορούμε να υπολογίσουμε την αντίσταση εισόδου και τη χαρακτηριστική μεταφοράς και να βγάλουμε συμπεράσματα για την ευστάθεια

του κυκλώματος. Επίσης θα χρησιμοποιηθούν και για την εξαγωγή του δείκτη θορύβου.

3.3.1 Χαρακτηριστική Μεταφοράς

Η χαρακτηριστική μεταφοράς αποτελεί την πιο σημαντική εξίσωση για τον ενισχυτή, αφού καθορίζει τα κυριότερα χαρακτηριστικά του. Για την εύρεση θα χρησιμοποιήσουμε το σύστημα εξισώσεων 3.14. Πράγματι αφαιρώντας τις δύο πρώτες εξισώσεις μεταξύ τους βρίσκουμε ότι

$$V_{gs} = \frac{-V_{in}}{L_g C_{gs} s^2 + R_s (g_m + C_{gs} s) + 1} \quad \text{Εξ. 3.16}$$

Συνδυάζοντας αυτή τη σχέση με την τελευταία από τις εξισώσεις 3.14, προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς, η οποία είναι:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m Z_L}{L_g C_{gs} s^2 + R_s C_{gs} s + R_s g_m + 1} \quad \text{Εξ. 3.17}$$

Η ανάλυση της τελευταίας εξίσωσης είναι ιδιαίτερα σημαντική αφού καθορίζει τα κύρια χαρακτηριστικά του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα μπορούμε να δούμε ότι υπάρχουν δύο μηχανισμοί συντονισμού. Ένας αυτός που δημιουργείται από τη θετική ανάδραση και ένας αυτός που δημιουργείται από το φορτίο εξόδου. Πιο συγκεκριμένα ο συντονισμός της εξόδου μπορεί να ρυθμίσει το κέρδος στις μεσαίες και στις χαμηλές συχνότητες, αφού στις υψηλές θα χρησιμοποιηθεί η τεχνική που προτείνουμε. Με την αντίσταση που περιλαμβάνει, έχουμε ένα επιπλέον βαθμό ελευθερίας για τον καθορισμό του εύρους ζώνης του εν λόγω συντονισμού. Μάλιστα η παρουσία της μειώνει και τις απαιτήσεις για τον παράγοντα ποιότητας του πηνίου που βρίσκεται στο φορτίο.

Το πηνίο που συνδέεται στην πύλη δημιουργεί μαζί με τον πυκνωτή επικάλυψης C_{gs} έναν όρο στον παρανομαστή της συνάρτησης μεταφοράς, ο οποίος μειώνει το πλάτος του και εκτινάσσει το κέρδος στις υψηλές συχνότητες. Αυτό μπορεί να γίνει πιο εύκολα αντιληπτό αν συγκρίνουμε την εξίσωση 3.17 με την 3.10, η οποία περιγράφει την περίπτωση του απλού ενισχυτή κοινής πύλης χωρίς τη χρήση της τεχνικής που προτείνουμε.

Πράγματι αν λάβουμε υπ' όψιν ότι θεωρούμε ουσιαστικά άπειρο το πηνίο που βρίσκεται στην πηγή του τρανζίστορ, η 3.10 γίνεται:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m Z_L}{R_S C_{gs} s + R_S g_m + 1} \quad \text{Εξ. 3.18}$$

Συγκρίνοντας την με την εξίσωση 3.17, βλέπουμε ότι παρουσιάζει την βαθυπεράτη συμπεριφορά ενός απλού πόλου. Έτσι δεν έχει τη δυνατότητα συντονισμού, πέρα από αυτόν που προσφέρει το φορτίο. Προφανέστατα όμως, με έναν μόνο συντονισμό δεν μπορεί να καλυφθεί το συνολικό φάσμα των 7.5 GHz που απαιτείται για την εφαρμογή μας, εκτός και αν περιοριστεί πολύ το κέρδος για να αυξηθεί το εύρος ζώνης.

Από την άλλη η εξίσωση 3.17 μας δείχνει ότι, πέρα από το φορτίο έχουμε 2 συζυγής μιγαδικούς πόλους οι οποίοι δίνουν ζωνοπερατή συμπεριφορά στον ενισχυτή. Έτσι μπορούμε όπως αναφέραμε και πριν να χρησιμοποιήσουμε τον συντονισμό της εξόδου για να ρυθμίσουμε τις μεσαίες και χαμηλές συχνότητες και τον συντονισμό στην πύλη του τρανζίστορ για να ρυθμίσουμε τις υψηλές συχνότητες. Με την προτεινόμενη τεχνική δηλαδή έχουμε 2 συντονισμούς πάνω στο ίδιο τρανζίστορ, οι οποίοι είναι ανεξάρτητοι μεταξύ τους. Παρόμοια απόκριση μπορούμε να πάρουμε μόνο από έναν ενισχυτή δύο σταδίων, συνεπώς είναι προφανής η βελτιστοποίηση σε επίπεδο περιορισμού κατανάλωσης αλλά και ενίσχυσης.

Αν θέσουμε τον παρανομαστή της εξίσωσης 3.17 ίσο με το 0, μπορούμε να υπολογίσουμε ότι οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς είναι:

$$P_{1,2} = -\frac{R_S}{2L_g} \pm \sqrt{\left(\frac{R_S}{2L_g}\right)^2 - \frac{R_S g_m + 1}{L_g C_{gs}}} \quad \text{Εξ. 3.19}$$

Από αυτή τη σχέση μπορούμε να βγάλουμε πολλά συμπεράσματα για την ευστάθεια του κυκλώματος, ξεχωρίζοντας διάφορες περιπτώσεις για την υπόριζη ποσότητα. Έτσι αν είναι θετική, δηλαδή αν $C_{gs} R_S^2 - 4L_g(R_S g_m + 1) > 0$, οι πόλοι είναι πραγματικοί και αρνητικοί. Αν είναι μικρότερη του μηδενός, κάτι που είναι το πιο πιθανό λόγω της μικρής τιμής του πυκνωτή επικάλυψης, οι πόλοι είναι μιγαδικοί με αρνητικό πραγματικό μέρος. Παρόλα αυτά, το κύκλωμα είναι δυνητικά ασταθές, αφού αν η αντίσταση της πηγής ισχύος γίνει 0, τότε ο πόλοι είναι φανταστικοί. Φυσικά αυτό είναι αδύνατο να γίνει, συνεπώς σε ότι αφορά τη συνάρτηση μεταφοράς, το κύκλωμα δεν έχει

προβλήματα ευστάθειας, αφού έχει αρνητικό πραγματικό μέρος στους πόλους του.

3.3.2 Αντίσταση Εισόδου

Ένα από τα χαρακτηριστικά πλεονεκτήματα του ενισχυτή κοινής πηγής, είναι η σταθερή σε σχέση με τη συχνότητα αντίσταση εισόδου. Για το λόγο αυτό θα πρέπει να μελετήσουμε το συγκεκριμένο μέγεθος, για να δούμε πως επηρεάζεται από την προτεινόμενη τεχνική. Με τη βοήθεια των εξισώσεων 3.14 και 3.16, υπολογίζεται ότι το ρεύμα που εισέρχεται στο κύκλωμα δίνεται από τη σχέση:

$$I_{in} = \frac{V_{in} - V_s}{R_s} = \frac{(g_m + C_{gs}s)V_{in}}{L_g C_{gs}s^2 + R_s C_{gs}s + R_s g_m + 1} \quad \text{Εξ. 3.20}$$

Από την τελευταία σχέση εύκολα υπολογίζουμε ότι:

$$\begin{aligned} \frac{V_{in}}{I_{in}} = Z_{in} + R_s &= \frac{L_g C_{gs}s^2 + R_s C_{gs}s + R_s g_m + 1}{g_m + C_{gs}s} \Leftrightarrow \\ Z_{in} &= \frac{1 + L_g C_{gs}s^2}{g_m + C_{gs}s} = \frac{1 - L_g C_{gs}\omega^2}{g_m^2 + C_{gs}^2\omega^2} (g_m - jC_{gs}\omega) \end{aligned} \quad \text{Εξ. 3.21}$$

Εύκολα παρατηρούμε ότι η κύρια διαφορά με τη συμβατική τοπολογία του ενισχυτή κοινής πηγής, είναι η δημιουργία ενός μηδενισμού. Το γεγονός αυτό μας υποδεικνύει ότι θα έχουμε χαμηλότερη αντίσταση εισόδου, ένα φαινόμενο όμως που μπορεί να μετριαστεί και να αντιμετωπιστεί αν ο μηδενισμός είναι αρκετά μακριά από τη συχνότητα λειτουργίας και αν μειώσουμε τη διαγωγιμότητα του τρανζίστορ.

Αυτό που πρέπει να επισημάνουμε, είναι ότι ο μηδενισμός αυτός μπορεί να οδηγήσει το κύκλωμα σε αστάθεια. Είναι γνωστό ότι αν το πραγματικό μέρος της αντίστασης εισόδου ενός δίθυρου γίνει 0 ή ακόμη χειρότερα αρνητικό, τότε αυτό αρχίζει να ταλαντώνει. Αυτομάτως δημιουργείται ένα άνω όριο για την τιμή του πηνίου στην πύλη, τέτοιο ώστε ο μηδενισμός αυτός να είναι μακριά από τη συχνότητα λειτουργίας.

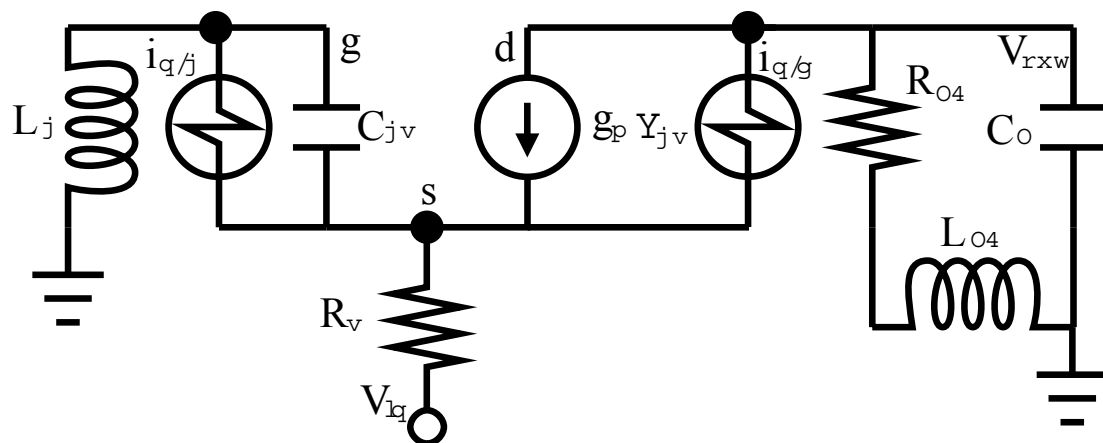
3.3.3 Δείκτης Θορύβου

Πολύ σημαντική είναι η ανάλυση θορύβου του ενισχυτή, αφού όπως έχουμε ήδη αναφέρει, το βασικότερο μειονέκτημα του ενισχυτή κοινής πύλης είναι ο υψηλός δείκτης θορύβου. Στην ενότητα αυτή θα αποδείξουμε ότι με την τεχνική που προτείνουμε, μπορούμε να μειώσουμε πάρα πολύ το θόρυβο σε υψηλές συχνότητες. Για την ανάλυση μας θα χρησιμοποιήσουμε το ισοδύναμο του σχήματος 3.9 το οποίο περιλαμβάνει και τα μοντέλα πηγών θορύβου, όπως αυτά αναλύθηκαν σε προηγούμενες παραγράφους.

Με τη βοήθεια του σχήματος αυτού θα υπολογίσουμε το δείκτη θορύβου του κυκλώματος χρησιμοποιώντας την αρχή της υπέρθεσης. Έτσι στην περίπτωση του θερμικού θορύβου από την αντίσταση της πηγής έχουμε:

$$S_{n,R_S} = |A_v|^2 \bar{V}_{n,R_S}^2 = \frac{4kTR_S g_m^2 |Z_L|^2}{|L_g C_{gs} s^2 + R_S C_{gs} s + R_S g_m + 1|^2} \quad \text{Εξ. 3.22}$$

Για την υπόλοιπη ανάλυση ο παρανομαστής του παραπάνω κλάσματος θα συμβολίζεται με D.



Σχήμα 3. 9: Ισοδύναμο Θορύβου

Θεωρώντας μόνο την επίδραση του θερμικού θορύβου του καναλιού έχουμε:

$$S_{n,d} = \frac{(1 - L_g C_{gs} \omega^2)^2 + R_S^2 C_{gs}^2 \omega^2}{R_S g_m^2} \gamma_{g_{d_0}} S_{n,R_S} \quad \text{Εξ. 3.23}$$

Ο θόρυβος που προέρχεται από την πύλη δίνεται από τη σχέση:

$$S_{n,d} = \frac{\delta C_{gs}^2 \omega^2}{5R_S g_{d_0}} (L_g^2 \omega^2 + R_S^2) S_{n,R_S} \quad \text{Εξ. 3.24}$$

Τέλος ο συσχετισμένος θόρυβος, δίνεται από τη σχέση:

$$S_{n,g,d,c} = \frac{2|c|C_{gs}\omega}{R_S g_{m,j}} S_{n,R_S} \cdot \sqrt{\frac{\gamma\delta}{5} \left[(1 - L_g C_{gs} \omega^2)^2 + R_S^2 C_{gs}^2 \omega^2 \right] (R_S^2 + L_g^2 \omega^2)} \quad \text{Εξ. 3.25}$$

Συνεπώς ο δείκτης θορύβου του κυκλώματος θα είναι:

$$\begin{aligned} F &= \frac{S_{n,R_S} + S_{n,d} + S_{n,g} + S_{n,g,d,c}}{S_{n,R_S}} \\ &= 1 + \frac{(1 - L_g C_{gs} \omega^2)^2 + R_S^2 C_{gs}^2 \omega^2}{R_S g_m^2} \gamma g_{d_0} S_{n,R_S} \\ &\quad + \frac{\delta C_{gs}^2 \omega^2}{5R_S g_{d_0}} (L_g^2 \omega^2 + R_S^2) S_{n,R_S} \\ &\quad + \frac{2|c|C_{gs}\omega}{R_S g_{m,j}} S_{n,R_S} \cdot \sqrt{\frac{\gamma\delta}{5} \left[(1 - L_g C_{gs} \omega^2)^2 + R_S^2 C_{gs}^2 \omega^2 \right] (R_S^2 + L_g^2 \omega^2)} \end{aligned} \quad \text{Εξ. 3.26}$$

Η τελευταία εξίσωση είναι πολύ σημαντική αφού περιγράφει το δείκτη θορύβου του κυκλώματος και μπορούν να γίνουν πολλές παρατηρήσεις πάνω σε αυτή. Αρχικά παρατηρούμε ότι μπορούμε με τη βοήθεια της επαγωγής L_g να ελαχιστοποιήσουμε το θόρυβο. Πράγματι βλέπουμε ότι σημαντικό μέρος του δεύτερου και του τέταρτου όρου απαλείφεται με κατάλληλη τιμή του εν λόγω πηνίου. Βέβαια, ο τρίτος όρος αυξάνει σε σχέση με την τιμή αυτή, γεγονός που μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η τελική τιμή του πηνίου θα βρεθεί μόνο με τη βοήθεια διαφορικού λογισμού. Παρόλα αυτά καταφέρνουμε να μειώσουμε σε σημαντικό βαθμό την επίδραση του θερμικού θορύβου του καναλιού ο οποίος είναι και πιο ισχυρός.

Επίσης σημαντικό είναι να παρατηρήσουμε, ότι ο δείκτης θορύβου είναι αύξουσα συνάρτηση του πυκνωτή επικάλυψης C_{gs} και άρα ο τελευταίος θα πρέπει να είναι όσο πιο χαμηλός γίνεται. Αυτό μας υπαγορεύει ότι το τρανζίστορ εισόδου θα πρέπει να είναι αρκετά μικρό ώστε να αυξάνει στο ελάχιστο δυνατό τον δείκτη θορύβου του κυκλώματος.

Χρήσιμα συμπεράσματα προκύπτουν αν συγκρίνουμε την παραπάνω εξίσωση με την 3.11 λαμβάνοντας υπόψιν την πολύ μεγάλη τιμή του πηνίου της πηγής. Σε αυτή την περίπτωση η εξίσωση εκφυλίζεται στην:

$$\begin{aligned}
F = 1 + & \frac{(R_S^2 C_{gs}^2 \omega^2 + 1) g_{d0}}{R_S g_m^2} \\
& + R_S \frac{\delta \omega^2 C_{gs}^2}{5 g_{d0}} S_{n,R_S} \\
& + \frac{2|c| C_{gs} \omega}{g_m j} S_{n,R_S} \cdot \sqrt{\frac{\gamma \delta}{5} [R_S C_{gs}^2 \omega^2 + 1]}
\end{aligned}
\tag{Εξ. 3.27}$$

Εύκολα βλέπουμε ότι αυτή είναι και η ελάχιστη τιμή που μπορεί να έχει συναρτήσει της συγκεκριμένης επαγωγής. Αν συγκρίνουμε την 3.27 με την 3.26, θα παρατηρήσουμε ότι με την τεχνική μας καταφέρνουμε ουσιαστικά να εκμηδενίσουμε τον πιο σημαντικό όρο θορύβου σε σχέση με την τυπική υλοποίηση το ενισχυτή κοινής πύλης. Από την άλλη αυξάνεται ο όρος που προέρχεται από το θόρυβο πύλης και για αυτό όπως αναφέραμε και πιο πριν θα πρέπει να βρούμε τη βέλτιστη τιμή για την επαγωγή της πύλης.

3.3.4 Κύκλωμα Ακύρωσης Θορύβου

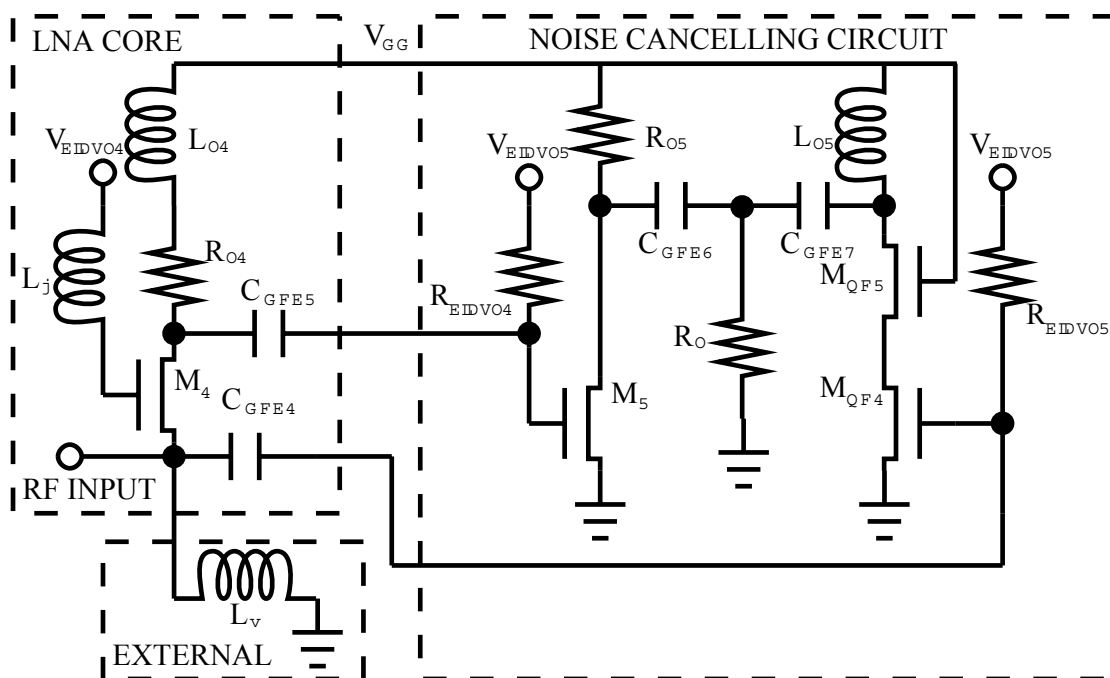
Στις προηγούμενες παραγράφους αναλύσαμε σε ποιοτικό και ποσοτικό επίπεδο την τεχνική που προτείνουμε για την υλοποίηση ενισχυτών χαμηλού θορύβου ευρείας ζώνης. Στηριζόμαστε στον ενισχυτή κοινής πύλης με τη χρήση θετικής επαγωγικής ανατροφοδότησης μέσω της πύλης για να επιτύχουμε χαμηλό θόρυβο και υψηλό κέρδος. Η μέθοδος αυτή όμως παρουσιάζει δύο βασικά μειονεκτήματα.

Όπως είναι γνωστό ο ενισχυτής κοινής πύλης, έχει χαμηλή ενίσχυση ρεύματος και υψηλή αντίσταση εξόδου. Πρόκειται στη ουσία για έναν ενισχυτή τάσεως και ως εκ τούτου είναι ικανός να οδηγήσει στην έξοδο μόνο υψηλά φορτία, όπως την πύλη ενός τρανζίστορ. Για το λόγο αυτό πρέπει να συνδεθεί στην έξοδο του ένας ενισχυτής διαγωγιμότητας. Ένα τρανζίστορ δηλαδή σε τοπολογία κοινής πηγής. Αυτό το δεύτερο στάδιο ενίσχυσης θα πρέπει φυσικά να έχει μεγάλος εύρος ζώνης λειτουργίας και για αυτό θα πρέπει να χρησιμοποιεί ωμικό φορτίο στην έξοδο του.

Το δεύτερο μειονέκτημα που παρουσιάζει η προτεινόμενη τεχνική, είναι ότι δεν μπορούμε να επιτύχουμε χαμηλό θόρυβο σε όλο το φάσμα λειτουργίας. Πράγματι, ενώ μπορούμε να ρυθμίσουμε το εύρος ζώνης

ενίσχυσης με τη βοήθεια του φορτίου εξόδου, αυτό δεν είναι εφικτό για το δείκτη θορύβου αφού δεν επηρεάζεται από την εμπέδηση εξόδου. Έτσι χρησιμοποιήσαμε ένα κύκλωμα ακύρωσης θορύβου παρόμοιο με αυτό που προτείνεται στη [2]. Με τις προαναφερόμενες προσθήκες, προκύπτει το τελικό κύκλωμα του ενισχυτή θορύβου όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10.

Στο αριστερό τμήμα του σχηματικού φαίνεται ο ενισχυτής κοινής πύλης με τη θετική ανατροφοδότηση όπως τον έχουμε ήδη αναλύσει μαζί με τις λεπτομέρειες πόλωσης. Μπορεί κάποιος να παρατηρήσει ότι το πηνίο της πηγής έχει προβλεφθεί να είναι εξωτερικό. Ο λόγος είναι ότι επειδή θέλουμε να έχει μεγάλη τιμή με καλό συντελεστή ποιότητας, δεν ήταν εύκολο να ολοκληρωθεί. Στο κέντρο του σχηματικού περίπου, είναι ο διαγωγός ο οποίος δημιουργεί την απαραίτητη ενίσχυση ρεύματος. Το φορτίο του είναι καθαρά ωμικό, προκειμένου να έχει μεγάλο εύρος ζώνης λειτουργίας.



Σχήμα 3. 10 Ολοκληρωμένο σχηματικό του LNA

Στο δεξί τμήμα έχουμε το κύκλωμα ακύρωσης θορύβου. Αν το συγκρίνουμε με το [2] θα δούμε ότι είναι αρκετά διαφορετικό. Πιο συγκεκριμένα το διαφορικό ζεύγος που δημιουργεί τον ενεργό μετατροπέα διαφορικού σήματος σε απλό, είναι ασύμμετρο. Απαρτίζεται από τον διαγωγό

με το ωμικό φορτίο και από έναν κασκωδικό ενισχυτή με επαγωγικό φορτίο. Η δομή αυτή, αν και ασύμμετρη μας προσφέρει δύο βασικά πλεονεκτήματα.

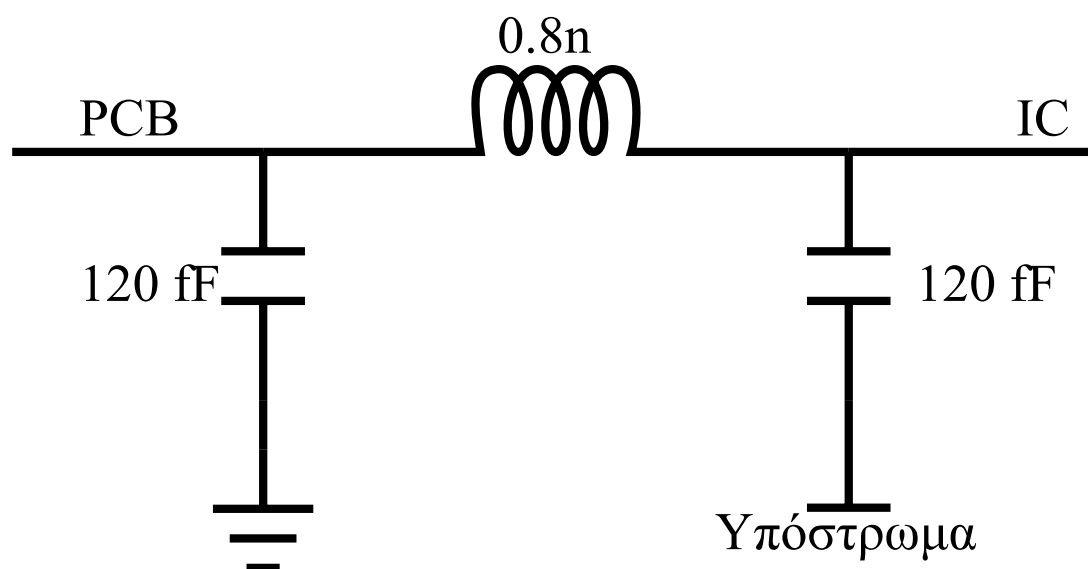
Το πιο βασικό από αυτά είναι ότι μπορούμε με την βοήθεια του επαγωγικού φορτίου να επιλέξουμε την περιοχή συχνοτήτων όπου θα γίνει η ακύρωση θορύβου αλλά και να έχουμε και πιο αποτελεσματική ανασύνθεση του σήματος στην έξοδο. Έτσι έχουμε τη δυνατότητα να βελτιστοποιήσουμε το δείκτη θορύβου σε μια περιοχή συχνοτήτων, όπως θέλουμε να κάνουμε στις χαμηλές συχνότητες. Επιπλέον απομονώνεται η είσοδος από την έξοδο, αφού σε κάθε μονοπάτι που ακολουθεί το σήμα υπάρχει και ένας ενισχυτής κοινής πηγής. Με τον τρόπο αυτό το κύκλωμα γίνεται πιο ευσταθές και ανθεκτικό στη δημιουργία ταλαντώσεων ενώ είναι πιο εύκολος και ο σχεδιασμός του.

3.3 Αποτελέσματα Εξομοιώσεων

Για την εξακρίβωση της λειτουργικότητας της, η προτεινόμενη τοπολογία σχεδιάστηκε αρχικά σε τεχνολογία CMOS 90 nm με συχνότητα μοναδιαίου κέρδους για τα τρανζίστορ η οποία ξεπερνάει τα 100 GHz και χαρακτηριστική τάση τροφοδοσίας 1.2 V. Για την εξομοίωση έγινε μοντελοποίηση των διασυνδέσεων με την τυπωμένη πλακέτα που θα χρησιμοποιηθεί σύμφωνα με το σχήμα 3.11. Περιλαμβάνει την παρασιτική χωρητικότητα της επαφής του ολοκληρωμένου (bondpad) προς το υπόστρωμα, την παρασιτική επαγωγή του σύρματος διεπαφής (BondWire-BW) και την παρασιτική χωρητικότητα προς την τυπωμένη πλακέτα [21]. Οι τιμές του φαίνονται στο σχήμα και είναι τυπικές για μια συσκευασία τύπου Quaf Flat No Lead (QFN). Η διαδικασία αυτή είναι απαραίτητη, αφού τα παρασιτικά αυτά μπορούν να επηρεάσουν πάρα πολύ την επίδοση του κυκλώματος. Ιδίως οι διασυνδέσεις προς την τροφοδοσία είναι κρίσιμες, αφού με τις ανατροφοδοτήσεις που δημιουργούν, μπορούν να οδηγήσουν σε ταλάντωση.

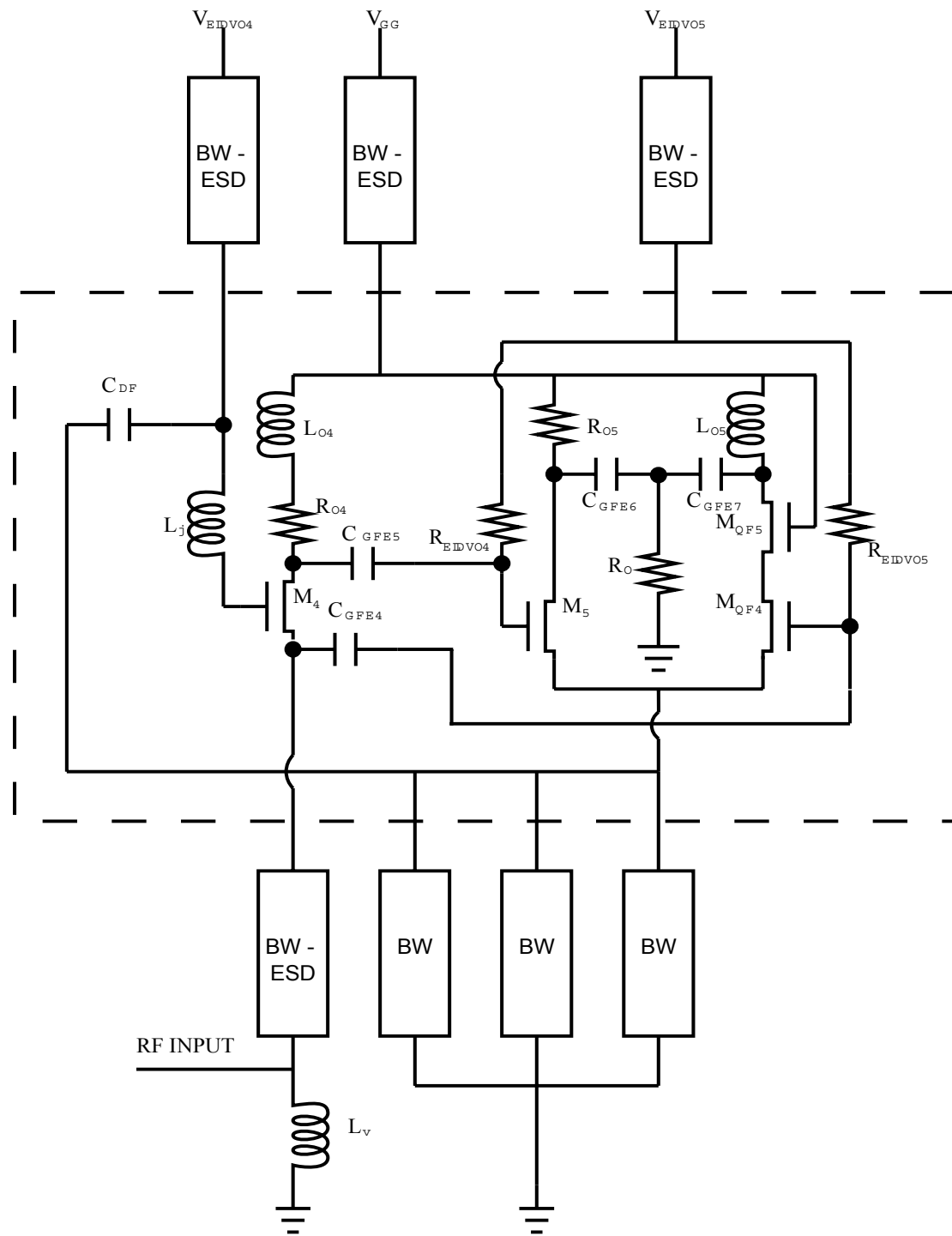
Επίσης για τις εξομοιώσεις χρησιμοποιήθηκε ωμικό φορτίο 50 Ohm στην έξοδο του ενισχυτή. Στο τελικό κύκλωμα βέβαια ο LNA θα συνδεθεί κατευθείαν στο διακοπτικό κύκλωμα μίξης, οπότε το φορτίο θα είναι και

χωρητικό. Παρόλα αυτά επειδή θα είναι αρκετά χαμηλό και σε αυτή την περίπτωση, η χρήση των 50 Ohm θεωρούμε ότι δεν αλλοιώνει σημαντικά τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων, αφού μόνο το κέρδος μπορεί να επηρεάσει. Τέλος στις εξομοιώσεις συμπεριλήφθηκαν και τα κυκλώματα προστασίας από ηλεκτροστατικές εκκενώσεις. Αν και θα περίμενε κάποιος ότι δεν θα επηρεάζουν ιδιαίτερα, η παρασιτική χωρητικότητα που δημιουργούν είναι της τάξης των 100 fF και μπορεί να είναι καταστροφική για τα υψίσυχνα σήματα.

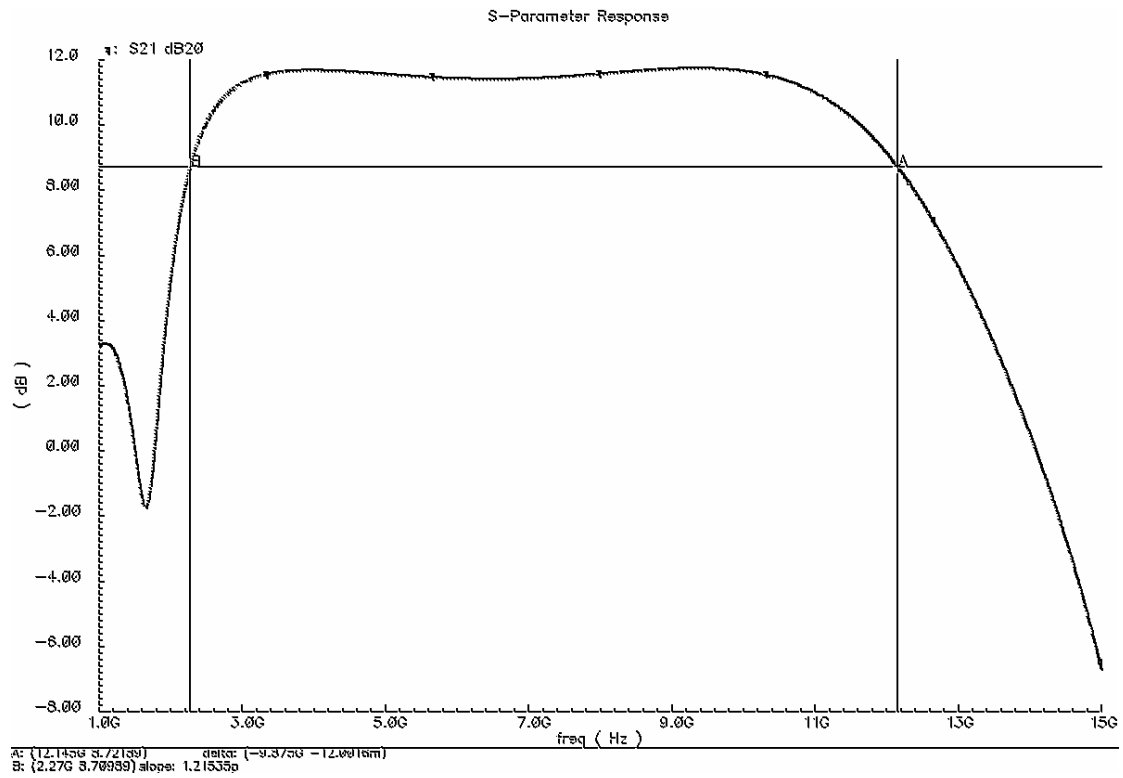


Σχήμα 3. 11 Μοντέλο διασύνδεσης με τυπωμένη πλακέτα

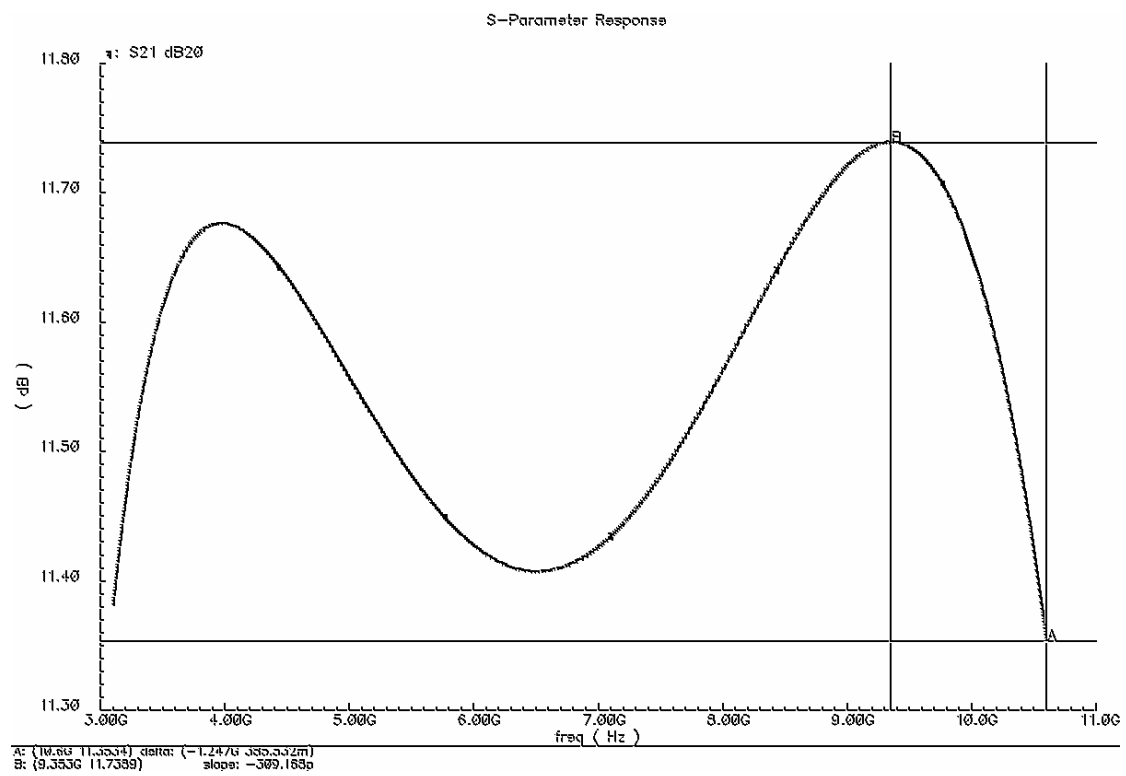
Με βάση τις παραπάνω παρατηρήσεις, εξομοιώσαμε το κύκλωμα μας χρησιμοποιώντας τη δομή που φαίνεται στο σχήμα 3.12. Εύκολα παρατηρεί κάποιος ότι έχουν προστεθεί όλες οι λεπτομέρειες πόλωσης του κυκλώματος καθώς και τα παρασιτικά διασύνδεσης με την τυπωμένη πλακέτα. Εδώ θα πρέπει να σημειώσουμε ότι έχουν χρησιμοποιηθεί 3 διασυνδέσεις με τη γείωση. Αυτό γίνεται, διότι χρησιμοποιώντας παράλληλες διασυνδέσεις, μειώνεται ουσιαστικά η παρασιτική αυτεπαγωγή που δημιουργούν. Φυσικά αυτό μας υποχρεώνει να έχουμε αυτές τις διασυνδέσεις και στην τελική σχεδίαση του ολοκληρωμένου.



Σχήμα 3. 12: Δομή εξομοίωσης του ενισχυτή



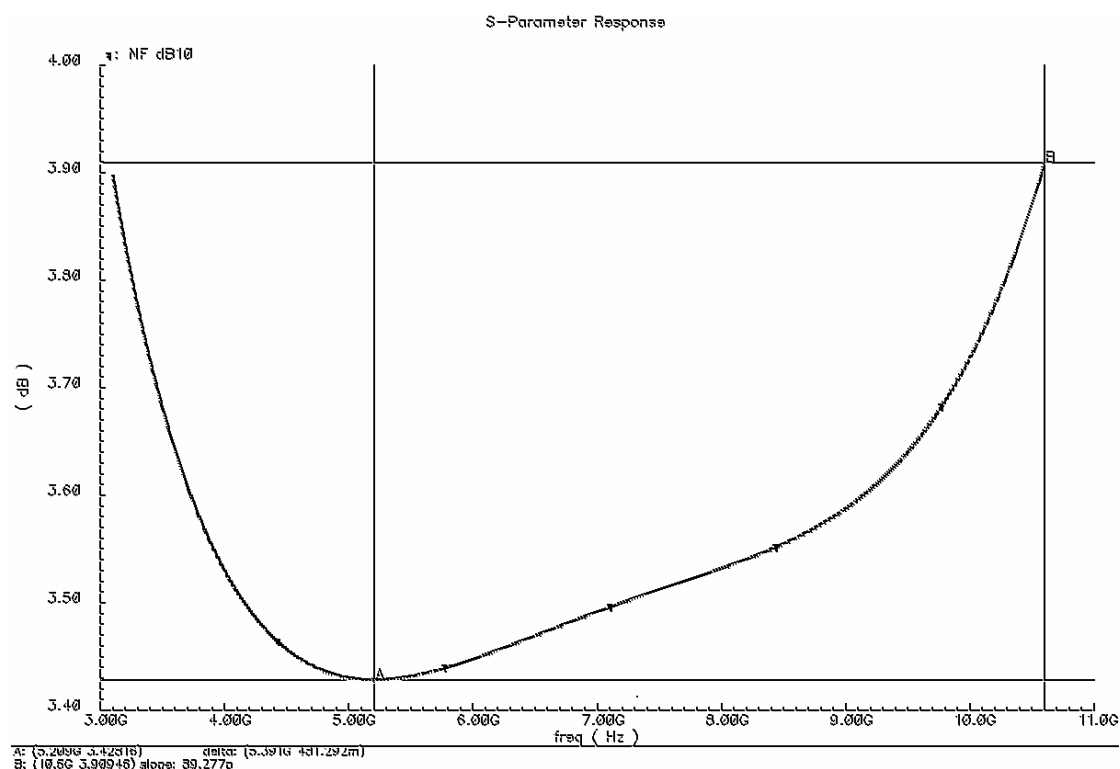
Σχήμα 3. 13: Αποκριση συχνότητας του ενισχυτή



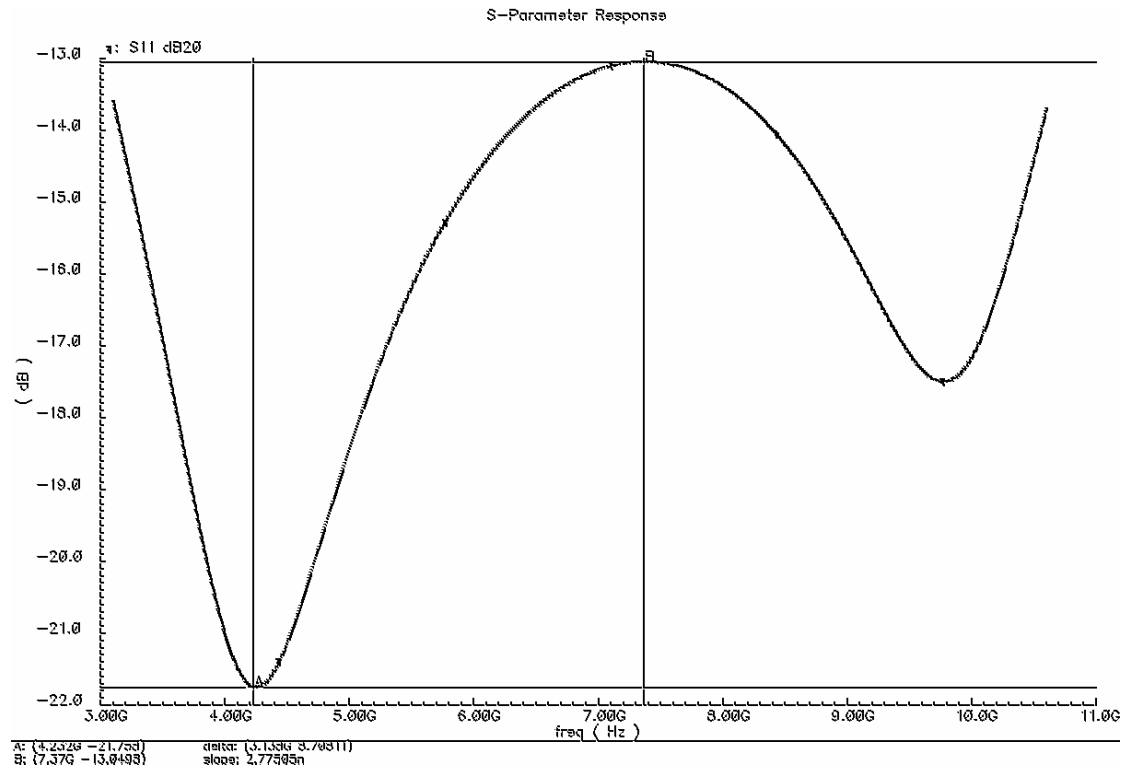
Σχήμα 3. 14: Κέρδος στη ζώνη διέλευσης

Στο σχήμα 3.13 μπορούμε να δούμε την απόκριση συχνότητας του ενισχυτή. Παρατηρούμε ότι το κέρδος του είναι περίπου 11.5 dB ενώ το εύρος ζώνης είναι περίπου 10 GHz, αφού εκτείνεται από τα 2.3 GHz έως τα 12.1 GHz. Υπερκαλύπτονται έτσι οι απαιτήσεις του συστήματος. Μάλιστα αυτό είναι πιο εμφανές στο σχήμα 3.14 όπου μπορούμε να δούμε το κέρδος στη ζώνη διέλευσης. Είναι σχεδόν σταθερό από τα 3.1 έως τα 10.6 GHz παρουσιάζοντας μια διακύμανση που δεν ξεπερνάει τα 0.2 dB.

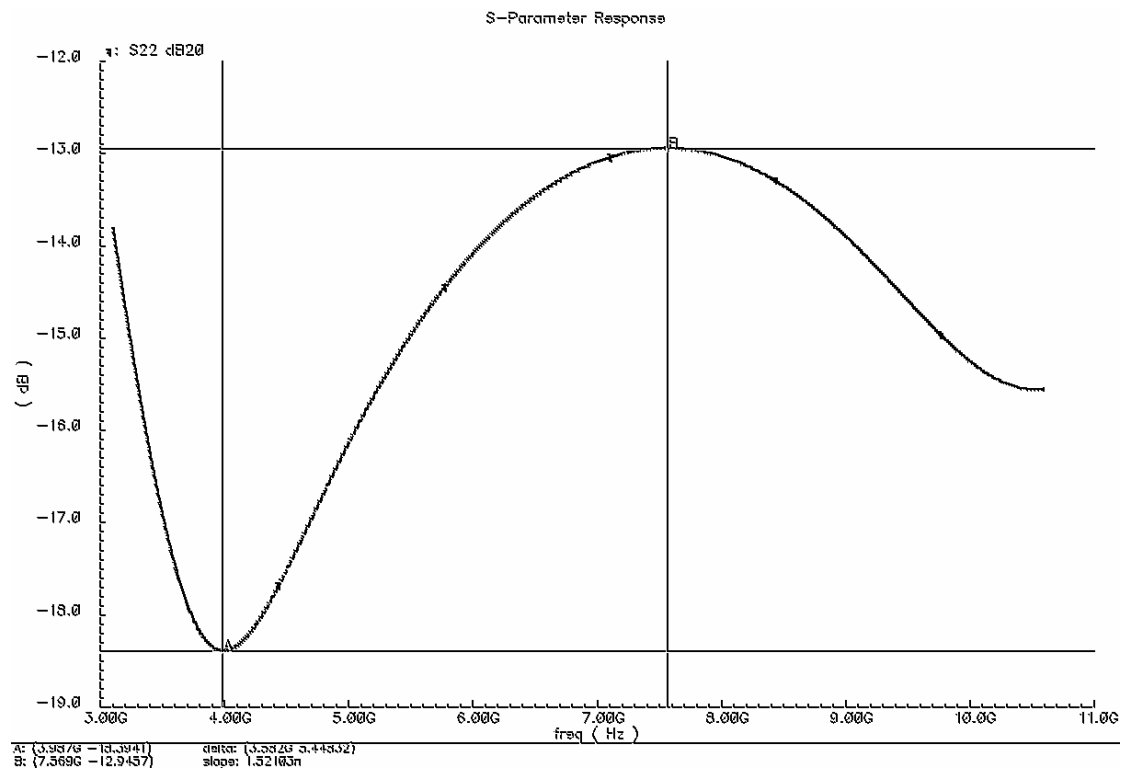
Επίσης σταθερός είναι και ο δείκτης θορύβου ο οποίος μεταβάλλεται από 3.4 έως 3.9 dB. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.15, τις υψηλότερες τιμές τις έχουμε στα άκρα της ζώνης λειτουργίας. Πράγματι όπως έχουμε ήδη αναφέρει, η τεχνική μας βελτιστοποιεί το θόρυβο στις υψηλές συχνότητες ενώ το κύκλωμα ακύρωσης θορύβου στις χαμηλές. Ως αποτέλεσμα στις ενδιάμεσες περιοχές όπου οι δύο τεχνικές επιδρούν ταυτόχρονα σε μεγάλο βαθμό, έχουμε πιο χαμηλό θόρυβο. Σε κάθε περίπτωση όμως η διακύμανση του θορύβου είναι πολύ χαμηλή.



Σχήμα 3. 15: Δείκτης Θορύβου

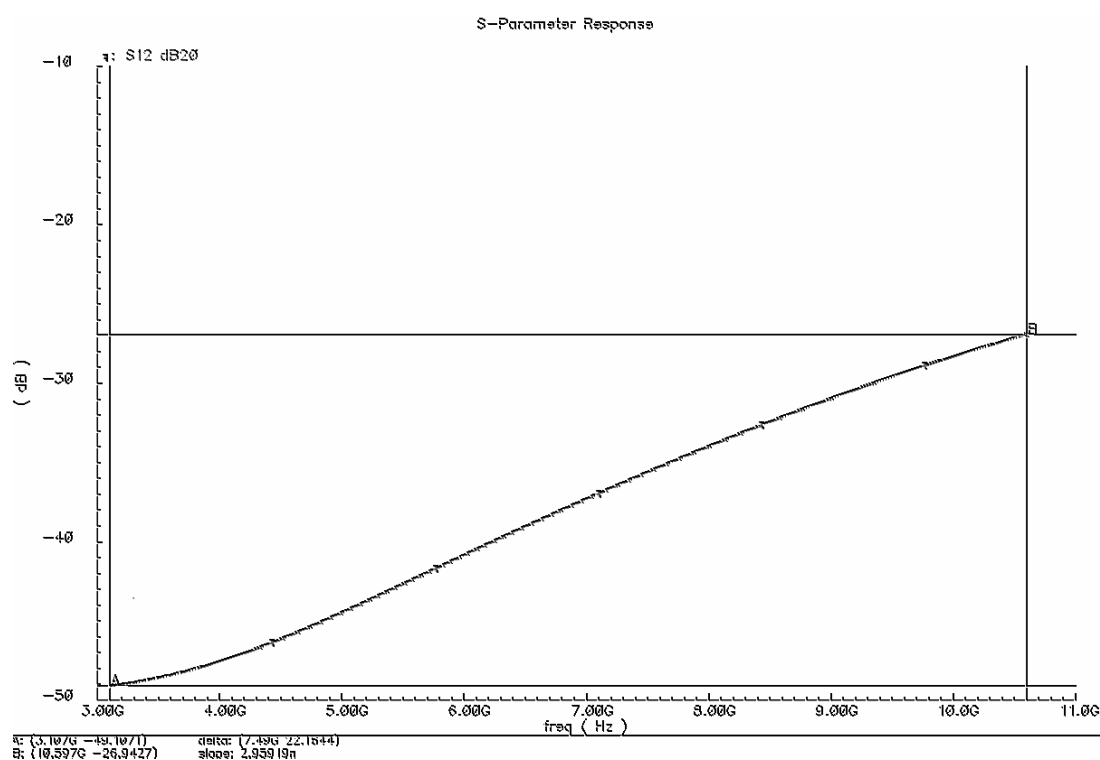


Σχήμα 3. 16: Προσαρμογή Εισόδου



Σχήμα 3. 17: Προσαρμογή Εξόδου

Στα σχήματα 3.16 και 3.17 φαίνονται η προσαρμογή εισόδου και εξόδου αντίστοιχα. Στην πρώτη περίπτωση οι απώλειες επιστροφής (return loss) δεν ξεπερνάνε τα -13 dB, μια επίδοση που οφείλεται στο γεγονός ότι η τοπολογία μας είναι παρόμοια με αυτή της κοινής πύλης και μας εξασφαλίζει τη χρήση του ενισχυτή ως στάδιο εισόδου του δέκτη. Η προσαρμογή εξόδου, βρίσκεται στα ίδια επίπεδα. Βέβαια η τιμή της δεν είναι ιδιαίτερα κρίσιμη, αφού δεν πρόκειται να οδηγήσουμε φορτίο 50Ω , αλλά την είσοδο του μίκτη. Σε κάθε περίπτωση όμως βλέπουμε την ικανότητα του ενισχυτή να οδηγήσει ένα χαμηλό φορτίο όπως αυτό που αναμένεται να έχουμε.



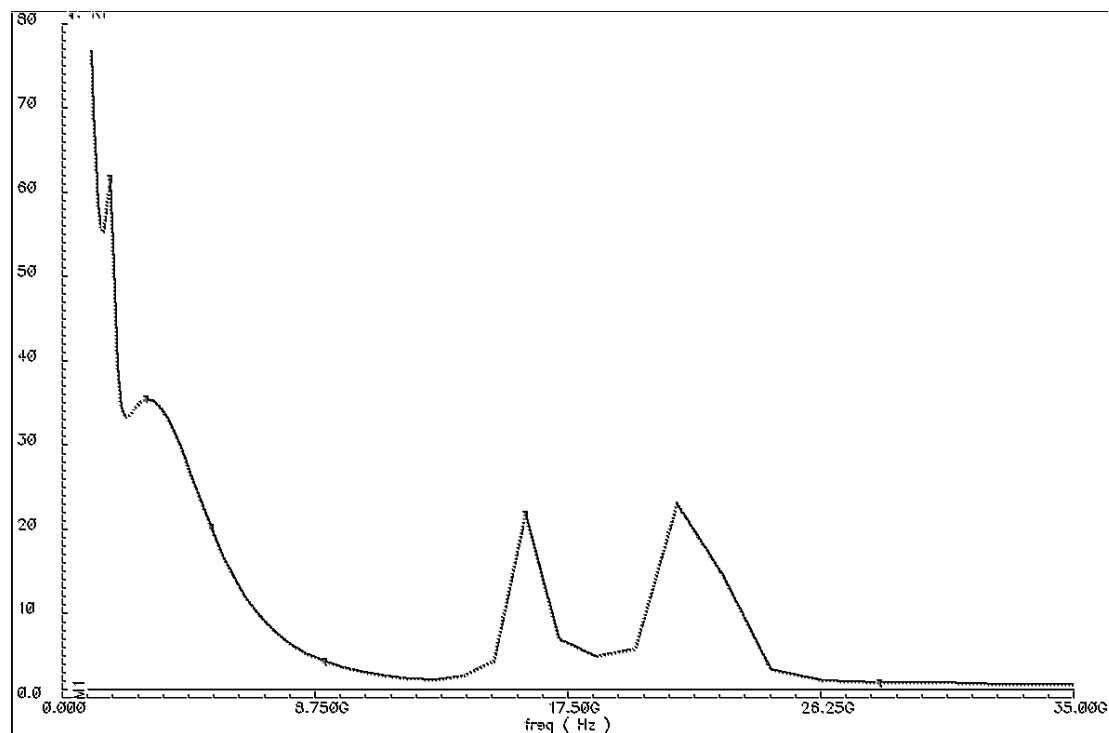
Σχήμα 3. 18: Απομόνωση Εισόδου – Εξόδου

Στα σχήματα 3.18 και 3.19 μπορούμε να δούμε την απομόνωση εισόδου – εξόδου καθώς και τον παράγοντα σταθερότητας του κυκλώματος. Τα δύο αυτά μεγέθη σχετίζονται άμεσα με την ευστάθεια του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα ο παράγοντας Rollet (Rollet stability factor K) αποτελεί βασικό κριτήριο για την ευστάθεια ενός κυκλώματος και ορίζεται από τη σχέση:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad \text{Εξ. 3.28}$$

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

Για να είναι ένα κύκλωμα απολύτως ευσταθές, θα πρέπει να ισχύει $K > 1$ και $|\Delta| < 1$.

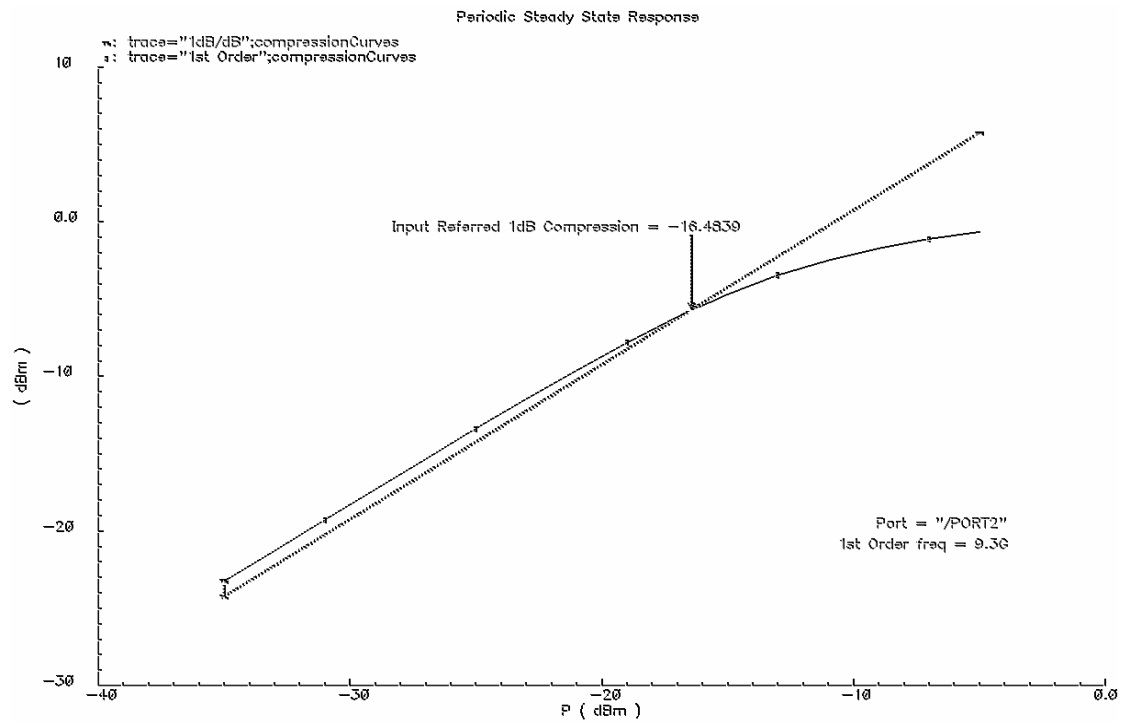


Σχήμα 3. 19: Παράγων σταθερότητας

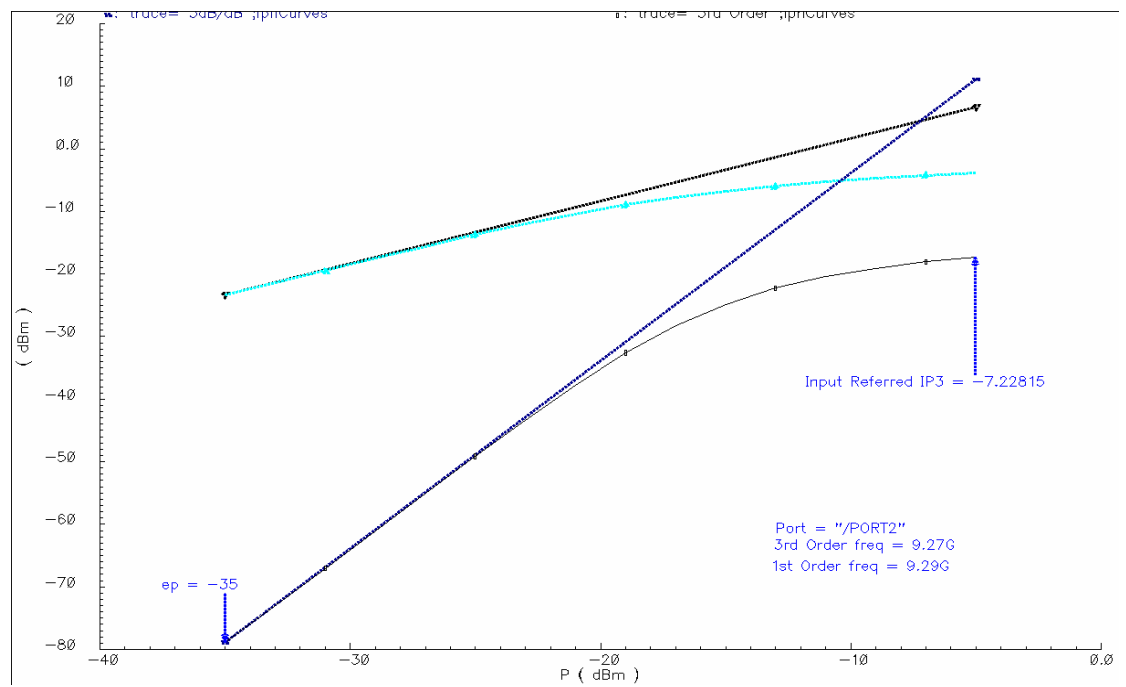
Στην περίπτωση που έχουμε ικανοποιητική προσαρμογή εισόδου και εξόδου, οπότε οι απώλειες επιστροφών είναι χαμηλές, η δεύτερη συνθήκη ικανοποιείται όταν υπάρχει αρκετά μεγάλη απομόνωση μεταξύ των εισόδου και εξόδου. Αυτό ισχύει για το κύκλωμα μας αφού στην περιοχή λειτουργίας η παράμετρος αυτή δεν ξεπερνάει τα -26 dB. Από την άλλη ο παράγοντας K , είναι μεγαλύτερος της μονάδας τουλάχιστον μέχρι τα 35 GHz. Όλα αυτά τα στοιχεία μας δείχνουν ότι ο ενισχυτής είναι απόλυτα ευσταθής, παρά τη θετική ανατροφοδότηση που εισάγαμε.

Στα σχήματα 3.20 και 3.21 φαίνονται οι εξομοιώσεις γραμμικότητας του ενισχυτή. Βλέπουμε ότι το σημείο συμπίεσης είναι περίπου -16.5 dBm ενώ το σημείο τομής των προϊόντων 3^{ης} τάξης είναι στα -7.2 dBm. Οι εξομοιώσεις αυτές έγιναν στην περιοχή των 9.3 GHz όπου έχουμε το μεγαλύτερο κέρδος

και για τα προϊόντα ενδοαδιαμόρφωσης χρησιμοποιήθηκαν στην είσοδο δύο τόνοι με διαφορά 100 MHz.



Σχήμα 3. 20: Σημείο Συμπίεσης



Σχήμα 3. 21: IIP3

Ο προτεινόμενος ενισχυτής σχεδιάστηκε στην τυπική τροφοδοσία λειτουργίας της τεχνολογίας, τα 1.2 Volt και καταναλώνει 12 mA. Στον πίνακα που ακολουθεί, έχουμε συγκεντρώσει τα κυριότερα χαρακτηριστικά του ενώ γίνεται και σύγκριση με αποτελέσματα εξομοιώσεων από τις κυριότερες δημοσιεύσεις. Παρατηρούμε ότι στις περισσότερες περιπτώσεις, η τεχνική που προτείνουμε υπερτερεί των άλλων υλοποιήσεων σε σημαντικό βαθμό. Ακόμη και αν υστερεί σε κάποια σημεία, η γενικότερη απόδοση είναι πολύ καλύτερη.

| | Προτεινόμενη Δομή | [1] | [2] | [3] | [4] | [5] | [6] |
|---------------------------|----------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|--------------------|
| Τεχνολογία Ολοκλήρωσης | 0.09 μm CMOS | 0.18 μm CMOS | 0.18 μm CMOS | 0.18 μm CMOS | 0.18 μm CMOS | 0.18 μm CMOS | 0.13 μm CMOS |
| Εύρος Ζώνης (GHz) | 9.9 | 7.5 | 11.0 | 9.5 | 8.0 | 11.0 | 9.8 |
| Κέρδος Ισχύος (dB) * | 11.6 | 16.7 | 10.5 | 14.8 | 10.6 | 13.8 | 11.0 |
| Διακύμανση (dB) * | ±0.2 | ±0.8 | ±0.5 | ±1.2 | ±1.5 | ±1.0 | ±1.0 |
| NF (dB) * | 3.7±0.2 | 4.4±1.3 | 4.8±0.3 | 4.6±1.4 | 5.0±1.6 | 4.9±0.6 | 3.4±0.6 |
| S11max (dB) * | -13 | -9 | -11 | -12 | -10** | -10 | -8 |
| IIP3 (dBm) | -7.2 | - | -6.2** | -7.0** | 1.0** | -6.0** | -7.2** |
| CP1 (dBm) | -16.5 | -32.5 | -16.0** | - | - | -15.0** | -16.5** |
| Κατανάλωση (mW) | 14.4 | 33.2 | 20.0 | 11.9 | 7.0 | 12.0 | 19.0 |
| Πηγή Τροφοδοσίας (V) | 1.2 | 1.8 | 1.8 | 1.8 | 0.6 | 1.8 | 1.5 |
| FOM | 4.99 | 0.01 | 1.04 | 0.97 | 3.21 | 1.15 | 0.39 |

*Στην περιοχή 3.1 - 10.6 GHz **Αποτελέσματα Μετρήσεων

Πίνακας 1: Περιληπτικός και συγκριτικός πίνακας του ενισχυτή

Για να μπορέσουμε να ποσοτικοποιήσουμε αυτή τη σύγκριση και να έχουμε πιο ασφαλή συμπεράσματα θα εισάγουμε έναν δείκτη απόδοσης

(Figure Of Merit – FOM), ο οποίος πιστεύουμε ότι συγκεντρώνει όλα τα κύρια χαρακτηριστικά των ενισχυτών χαμηλού θορύβου.

$$FOM = \frac{BW \times G \times IIP3}{GF \times NF \times S_{11} \times P} \quad \text{Εξ. 3.29}$$

Στη σχέση αυτή το εύρος ζώνης (BW) είναι σε GHz, το IIP3 και η κατανάλωση ισχύος (P) σε mW ενώ το κέρδος (G), η διακύμανση (GF), ο δείκτης θορύβου (NF) και οι απώλειες επιστροφών (S_{11}) είναι καθαροί αριθμοί. Ο υπολογισμός της εν λόγω ποσότητας για το κύκλωμα μας καθώς και για τις αναφερόμενες δημοσιεύσεις, γίνεται στην τελευταία σειρά του συγκριτικού πίνακα. Βάση αυτού, μπορούμε να πούμε ότι η προτεινόμενη τεχνική εισάγει μεγάλη βελτίωση στις επιδόσεις ενισχυτών χαμηλού θορύβου και ευρείας ζώνης, αφού καταφέρνει να βελτιώσει τα περισσότερα χαρακτηριστικά και να διατηρήσει σε ικανοποιητικό επίπεδο όλες τις λειτουργίες του ενισχυτή, έχοντας χαμηλή κατανάλωση ισχύος.

3.4 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου κατάλληλου για συστήματα υπερευρείας ζώνης (UWB). Αρχικά μελετήσαμε τις ήδη υπάρχουσες δομές εστιάζοντας σε δύο αντιπροσωπευτικές δημοσιεύσεις. Με την ανάλυση αυτή αναδείχθηκαν τα βασικά προβλήματα που προκύπτουν κατά τη χρήση των δύο βασικών τοπολογιών, των ενισχυτής κοινής πύλης και πηγής.

Στη συνέχεια παρουσιάστηκε μια νέα τοπολογία, ο ενισχυτής κοινής πηγής με θετική ανάδραση. Έγινε θεωρητική ανάλυση και είδαμε ότι επιτυγχάνει να μας δώσει μεγάλο κέρδος με χαμηλό δείκτη θορύβου και για μεγάλο εύρος ζώνης. Με βάση αυτά τα χαρακτηριστικά σχεδιάστηκε και εξομοιώθηκε ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου και ευρείας ζώνης, ο οποίος εκτός από την αναφερόμενη τεχνική ενσωματώνει και ένα κύκλωμα ακύρωσης θορύβου. Τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων είναι πολύ ικανοποιητικά και φαίνεται να είναι πολύ καλύτερα από όλους τους αντίστοιχους προτεινόμενους

ενισχυτές της βιβλιογραφίας. Το γεγονός επαληθεύεται και από τον δείκτη απόδοσης που εισάγαμε και ο οποίος παίρνει την υψηλότερη τιμή για το κύκλωμα μας.

Ο προτεινόμενος ενισχυτής, επιτυγχάνει μεγάλο εύρος ζώνης, μεγαλύτερο από το απαιτούμενο, με αρκετό κέρδος ισχύος το οποίο διατηρείται ιδιαίτερα σταθερό. Μεγάλο πλεονέκτημα του είναι ο πολύ χαμηλός δείκτης θορύβου σε όλο το φάσμα συχνοτήτων. Επιπλέον έχει καλή προσαρμογή εισόδου χάρη στην τοπολογία κοινής πύλης και συνδυάζει χαμηλή κατανάλωση με απλή δομή σχεδίασης. Τα χαρακτηριστικά αυτά καθιστούν την προτεινόμενη τοπολογία ιδιαίτερα ανταγωνιστική και κατάλληλη για την υλοποίηση ενός δέκτη ραδιοσυχνοτήτων UWB.

Αναφορές

- [1] Yang Lu, Kiat Seng Yeo, Alpek Cabuk, Jianguo Ma, Manh Anh Do, Zhenghao Lu, “A novel CMOS Low – Noise Amplifier Design for 3.1 to 10.6 – GHz Ultra – Wideband Wireless Receivers,” in IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Regular Papers, vol. 53, no. 8, pp. 1683 – 1692, August 2006.
- [2] Chih – Fan Liao and Shen Iuan Liu, “A Broadband Noise – Canceling CMOS LNA for 3.1 – 10.6 Ghz UWB Receivers ,” in IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 42, no. 2, pp. 329 – 339, February 2007.
- [3] Yi – Jing Lin, Shawn S. H. Hsu, Jun – De Jin, C. Y. Chan, “A 3.1 – 10.6 GHz Ultra – Wideband CMOS Low Noise Amplifier With Current – Reused Tecnique ,” in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 3, pp. 232 – 234, March 2007.
- [4] Yueh – Hua Yu, Yi – Jan Emery Chen, Deukhyoun Heo, “A 0.6 – V Low Power UWB CMOS LNA ,” in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 3, pp. 229 – 231, March 2007.
- [5] Ke – Hou Chen, Jian – Hao Lu, Bo – Jiun Chen, Shen Iuan – Lu, “A 0.4 – 10 – GHz LNA in 0.18 – μm CMOS”, in IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs, vol. 54, no. 3, pp. 217 – 221, March 2007.
- [6] Qiang Li and Yue Ping Zhang, “A 1.5-V $2 - 9.6 - \text{GHz}$ Inductorless Low-Noise Amplifier in 0.13 – μm CMOS”, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 10, pp. 2015 – 2023, October 2007.
- [7] Yuna Shim, Chang – Wang Kim, Jeongseon Lee and Sang – Gug Lee, “Design of a Full Band UWB Common – Gate LNA”, in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 17, no. 10, pp. 721 – 723, October 2007.
- [8] Yu – Tso Lin, Hsiao – Chin Chen, Tao Wang, Yo – Sheng Lin, Shey – Shi Lu, “3 – 10 GHz Ultra – Wideband Low - Noise Amplifier Utilizing Miller Effect and Inductive Shunt – Shunt Feedback Technique” in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55, no. 9, pp. 1832 – 1843, September 2007.

- [9] Jongsoo Lee and John D. Cressler, "Analysis and Design of an Ultra – Wideband Low – Noise Amplifier Using Resistive Feedback in SiGe HBT Technology" in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 3, pp. 1262 – 1268, March 2006.
- [10] Jongrit Lerdworatawee and Won Namgoong, "Wide-band CMOS cascade low-noise amplifier design based on source degeneration topology", Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 11, pp. 2327-2334, Nov. 2005
- [11] Jongrit Lerdworatawee and Won Namgoong, "Low – Noise Amplifier Design for Ultrawideband Radio", Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 6, pp. 1075-1087, June 2004
- [12] Michael T. Reihha and John R. Long, "A 1.2V Reactive – Feedback 3.1 – 10.6 GHz Low – Noise Amplifier in 0.13 μm CMOS" in IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 42, no. 5, pp. 1023 – 1033, May 2007.
- [13] Ahmed Amer, Emad Hegazi and Hano Ragai, "A Low – Power Wideband CMOS LNA for WiMAX", in IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs, vol. 54, no. 1, pp. 4 – 8, January 2007.
- [14] Terry Yao, Michael Q. Gordon, Keith K. W. Tang, Kenneth H. K. Yau, Ming – Ta Yang, Peter Schvan and Sorin P. Voinigescu, "Algorithmic Design of CMOS LNAs and PAs for 60 – GHz Radio" in IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 42, no. 5, pp. 1023 – 1033, May 2007.
- [15] Saman Asgaran, M. Jamal Deen, and Chih – Hung Chen, "Design of the Input Matching Network of RF CMOS LNAs for Low – Power Operation", Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 3, pp. 544 – 554, March 2007
- [16] Tae Sung Kim and Byung – Sung Kim, "Post – Linearization of Cascode CMOS Low – Noise Amplifier Using Folded PMOS IMD Sinker", in IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 16, no. 4, pp. 182 – 184, April 2006.
- [17] Robert Hu, "Wide – Band Matched LNA Design Using Transistor's Intrinsic Gate – Drain Capacitor" in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 3, pp. 1277 – 1286, March 2006.

- [18] H-H. Hsieh and L-H Lu, "A 40-GHz low-noise amplifier with a positive-feedback network in 0.18- μm CMOS," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 57, no. 8, pp.1895-1902, Aug. 2009.
- [19] Mark P. van der Heijden, Leo C. N. Vreede Joachim N. Burghartz, "On the Design of Unilateral Dual – Loop Feedback Low – Noise Amplifiers With Simultaneous Noise, Impedance and IIP3 Match" in IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 39, no. 10, pp. 1727 – 1736, October 2004.
- [20] Trung – Kien Nguyen, Chung – Hwan Kim, Gook – Ju Ihm, Moon Su Yang and Sang – Gug Lee, "CMOS Low Noise Amplifier Design Optimization Techniques," IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 52, no. 5, pp.1433-1441, May 2004
- [21] Derek K. Shaeffer and Thomas H. Lee, "A 1.5 – V, 1.5 GHz CMOS Low Noise Amplifier" in IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 32, no. 5, pp. 745 – 759, May 1997
- [22] Pietro Andreani and Henrik Sjolrand, "Noise Optimization of an Inductively Degenerated CMOS Low Noise Amplifier", Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on, vol. 48, no. 9, pp. 835 - 841, September 2001
- [23] Maxwell, D.; Sungyong Jung; Heechan Doh; Gao, J.; Youngjoong Joo, "A two-stage cascode CMOS LNA for UWB wireless systems", Circuits and Systems, 2005. 48th Midwest Symposium on, vol. 1, pp. 627 - 630, 7-10 August 2005
- [24] Ramzan, R.; Andersson, S.; Dabrowski, J.; Svensson, C., "A 1.4V 25mW Inductorless Wideband LNA in 0.13 μm CMOS", Solid-State Circuits Conference, 2007. ISSCC 2007. Digest of Technical Papers. IEEE International ,pp. 424 - 613, 11 – 15 February 2007
- [25] Garuda, C. Xian Cui Po-Chih Lin Seok Joo Doo Pengbei Zhang Ismail, M., "A 3-5 GHz fully differential CMOS LNA with dual-gain mode for wireless UWB applications ", Circuits and Systems, 2005. 48th Midwest Symposium on, vol. 1, pp. 790 - 793, 7-10 August 2005

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΜΙΚΤΗΣ ΑΜΕΣΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ

Το πρωτόκολλο μετάδοσης υπέρ – ευρείας ζώνης (UWB) στην αρχική του έκδοση, δεν προέβλεπε κάποιο κύκλωμα μίξης στον δέκτη. Πιο συγκεκριμένα η μετάδοση των πληροφοριών στηριζόταν στη μετάδοση πολύ σύντομων παλμών οι οποίοι μετά τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου θα οδηγούνταν στον μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (Analog to Digital Converter – A/D) και στη συνέχεια στον ψηφιακό αποδιαμορφωτή. Όταν όμως προέκυψε η ανάγκη για εφαρμογές MB – OFDM, έγινε σαφές ότι ήταν απαραίτητη η παρουσία ενός κυκλώματος υποβιβασμού της συχνότητας.

Αν και δεν είναι το ίδιο απαιτητικός με τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ο σχεδιασμός ενός μίκτη για συστήματα UWB έχει πολλές προκλήσεις. Πιο συγκεκριμένα το στάδιο εισόδου θα πρέπει να έχει το ίδιο εύρος ζώνης με τον LNA και να έχει την απλούστερη δυνατή δομή για να περιοριστεί το χωρητικό φορτίο του ενισχυτή. Το ίδιο σχεδόν ισχύει και για την είσοδο του σήματος τοπικού ταλαντωτή. Επιπλέον η έξοδος θα πρέπει να έχει συχνότητα

αποκοπής που θα ξεπερνάει τα 528 ή 214 MHz στην περίπτωση που γίνεται και αποδιαμόρφωση IQ ταυτόχρονα [13].

Από τα παραπάνω μπορούμε να δούμε ότι, η επιλογή της ετερώδυνης αρχιτεκτονικής για τον δέκτη είναι ουσιαστικά ανέφικτη. Πράγματι, με εύρος ζώνης 528 MHz για το σήμα, προκειμένου να έχουμε μια υλοποιήσιμη συνάρτηση μεταφοράς για το φίλτρο ενδιάμεσων συχνοτήτων, θα έπρεπε η ενδιάμεση συχνότητα να είναι τουλάχιστον 2.5 GHz. Κάτι τέτοιο θα είχε άμεση επίδραση στην απόδοση του δέκτη, αφού θα απαιτούσε υψίσυχνους συντονισμένους ενισχυτές μετά τον μίκτη και θα έκανε ακόμη πιο δύσκολο τον σχεδιασμό των ενισχυτών του τοπικού ταλαντωτή. Συνεπώς η χρήση ομόδυνων μικτών είναι η μόνη υλοποιήσιμη λύση. Σε αυτό βεβαία θα πρέπει να προσθέσουμε και όλα τα πλεονεκτήματα της εν λόγω τεχνικής που αναφέρθηκαν στο 2^ο κεφάλαιο.

Από την άλλη, όπως έχουμε ήδη αναφέρει η ομόδυνη αρχιτεκτονική παρουσιάζει πολύ μεγάλο πρόβλημα με τον χαμηλόσυχο θόρυβο flicker που παράγεται στον μίκτη. Θεωρούμε λοιπόν ότι είναι πολύ κρίσιμο να αντιμετωπιστεί το συγκεκριμένο φαινόμενο και σε αυτό θα εστιάσουμε στο συγκεκριμένο κεφάλαιο. Θα προσπαθήσουμε δηλαδή να προτείνουμε μια δομή η οποία εν γένει θα μπορεί να ικανοποιήσει τα κριτήρια της λήψης δεδομένων ευρείας ζώνης και θα έχει βέλτιστη συμπεριφορά σε σχέση με τον χαμηλόσυχο θόρυβο.

Στην αρχή του κεφαλαίου θα αναλυθούν οι βασικότερες τοπολογίες CMOS μικτών που υπάρχουν για υποβιβασμό συχνότητας. Θα κατηγοριοποιηθούν σύμφωνα με τη λειτουργία τους και τα χαρακτηριστικά τους και θα γίνει σύντομη ανάλυση της λειτουργίας τους. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν οι κυριότερες τεχνικές που υπάρχουν για μίκτες άμεσης μετατροπής και πως αυτές επιδρούν στον χαμηλόσυχο θόρυβο.

Τέλος θα προταθεί μία δομή η οποία επιτυγχάνει πολύ χαμηλό θόρυβο flicker και η οποία υλοποιήθηκε σε τεχνολογία ολοκλήρωσης 90 nm με ικανοποιητικά μετρήσιμα αποτελέσματα. Η εφαρμογή που θα παρουσιαστεί είναι στα 5.5 GHz και έχει ως κύριο στόχο την παρουσίαση της τεχνικής που ελαχιστοποιεί αυτό το είδος θορύβου. Η χρήσης της για συστήματα υπέρ – ευρείας λήψης θα παρουσιαστεί στο 5^ο κεφάλαιο.

4.1 Βασικές Τοπολογίες Μικτών Υποβιβασμού Συχνότητας

Υπάρχουν δύο βασικοί διαχωρισμοί που μπορούν γίνουν στις διάφορες τοπολογίες μικτών. Ο ένας έχει σχέση με το κέρδος, οπότε και ονομάζονται ενεργοί αν ενισχύουν το σήμα [3],[5],[8],[13], αλλιώς παθητικοί [1],[12]. Το δεύτερο κριτήριο που χρησιμοποιείται, είναι αν έχουν διαφορεική είσοδο για το σήμα του τοπικού ταλαντωτή και για το σήμα εισόδου. Ανάλογα με την περίπτωση έχουμε μίκτες ενός τρανζίστορ, απλά εξισοροπημένους (single balanced) [1],[12] και δίπλα εξισοροπημένους (double balanced) [3],[5],[8],[13].

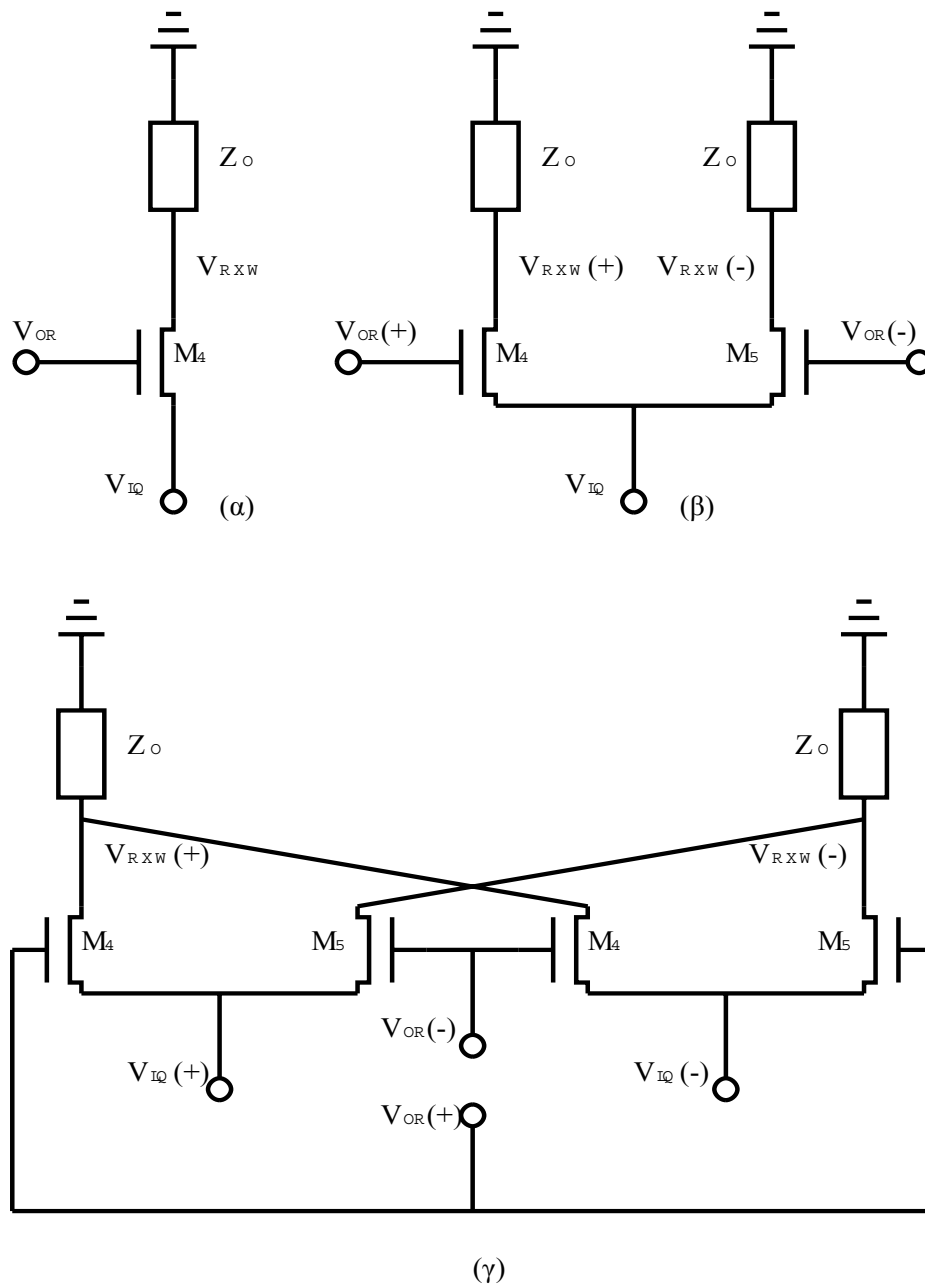
4.1.1 Παθητικοί Μίκτες

Χαρακτηριστικό των παθητικών μικτών είναι η έλλειψη κατανάλωσης ρεύματος, η οποία τους οδηγεί και σε εξασθένηση του σήματος. Ως δομικά στοιχεία για τη μη γραμμική λειτουργία τους χρησιμοποιούν είτε διόδους είτε τρανζίστορ MOS τα οποία λειτουργούν ως αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση. Πιο συγκεκριμένα μόλις το σήμα του τοπικού ταλαντωτή ξεπεράσει την τάση κατωφλίου του τρανζίστορ, τότε το υψίσυχνο σήμα εισόδου εμφανίζεται στην έξοδο. Έχουμε δηλαδή μια διακοπτική λειτουργία η οποία ουσιαστικά δηγματοληπτει το σήμα εισόδου και υποβιβάζει τη συχνότητα του.

Για τη βέλτιστη λειτουργία των διακοπών, είναι επιθυμητό να έχουμε όσο το δυνατό μεγαλύτερη τάση από τον τοπικό ταλαντωτή. Αυτό ουσιαστικά μας εξασφαλίζει τη στιγμιαία μεταβολή της κατάστασης των διακοπών από ανοικτό σε κλειστό και αντίστροφα. Σε αντίθετη περίπτωση, θα υπάρχουν μεγάλες χρονικές περίοδοι, όπου το σήμα δεν θα μπορεί να φτάσει στην έξοδο και άρα θα έχουμε περισσότερες απώλειες κέρδους και μεγαλύτερο θόρυβο από τους διακόπτες.

Στο σχήμα που ακολουθεί μπορούμε να δούμε τις τρεις βασικές τοπολογίες που υπάρχουν για το σχεδιασμό παθητικών μικτών. Πιο συγκεκριμένα στο 4.1α βλέπουμε την πιο απλή εκδοχή, του μίκτη με ένα μόνο τρανζίστορ ο οποίος έχει απλή είσοδο και για το σήμα και για τον τοπικό

ταλαντωτή. Η αρχή λειτουργίας του κυκλώματος είναι όπως την περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο με αποτέλεσμα το τρανζίστορ να άγει μόνο στην μισή ημιπερίοδο του τοπικού ταλαντωτή, ακόμη και στην ιδανική περίπτωση που ο τελευταίος είναι ένας παλμός μεγάλου πλάτους. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να έχουμε ακόμα μεγαλύτερη απώλεια κέρδους. Έτσι αγνοώντας όλες τις μη ιδανικότητες που μπορεί να υπάρχουν, όπως οι χωρητικότητες του τρανζίστορ, το κέρδος τάσεως της συγκεκριμένης τοπολογίας δεν μπορεί να ξεπεράσει το Z_L/π .



Σχήμα 4. 1: Τοπολογίες παθητικών μικτών

Ένα άλλο μειονέκτημα που έχει η συγκεκριμένη τοπολογία, είναι ότι δεν έχει καθόλου απομόνωση μεταξύ των θυρών. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το ισχυρό σήμα του τοπικού ταλαντωτή, μέσω των χωρητικότητων του τρανζίστορ, να καταλήγει στον LNA αλλά και στα ενισχυτικά στάδια που ακολουθούν τον μίκτη. Φυσικά αυτό μπορεί να έχει πολύ σοβαρές επιπτώσεις στη λειτουργία του δέκτη και άρα πρέπει να περιοριστεί.

Στο σχήμα 4.1β έχουμε έναν απλά εξισορροπημένο μίκτη (single balanced). Το κέρδος τάσεως είναι $2Z_L/\pi$, αφού σε κάθε ημιπερίοδο του τοπικού ταλαντωτή, άγεται σήμα στην έξοδο. Έχει διαφορετική είσοδο για τον τοπικό ταλαντωτή και απλή είσοδο για το σήμα. Η δομή αυτή εξασφαλίζει απομόνωση του τοπικού ταλαντωτή από την είσοδο, αφού οι δύο διαφορικές συνιστώσες του αλληλοαναιρούνται στον κοινό κόμβο του διαφορικού ζεύγος ο οποίος λειτουργεί σαν εικονική γη για την συγκεκριμένη περίπτωση. Παρόλα αυτά, στην έξοδο, το σήμα του τοπικού ταλαντωτή εμφανίζεται έστω και εξασθενημένο, γεγονός που μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα μη γραμμικότητας στα κυκλώματα που ακολουθούν αν αυτά είναι ενεργά.

Τέλος στο σχήμα 4.1γ, φαίνεται ένας διπλά εξισορροπημένος μίκτης με διαφορετική είσοδο για τον τοπικό ταλαντωτή και για το σήμα εισόδου. Η τοπολογία αυτή θεωρητικά έχει ιδανική απομόνωση μεταξύ όλων των θυρών. Πράγματι όλα τα διαφορικά σήματα αλληλοαναιρούνται. Στην πραγματικότητα βέβαια η απόρριψη που γίνεται είναι περιορισμένη, λόγω των ασυμμετριών που δημιουργούνται στα τρανζίστορ κατά την κατασκευή τους.

Βασικό πλεονέκτημα των παθητικών μικτών, είναι ότι παρουσιάζουν πολύ καλή γραμμικότητα. Ιδιαίτερα στην περίπτωση που χρησιμοποιούνται MOS τρανζίστορ για το σχεδιασμό τους, μπορούν να παρουσιάσουν ελάχιστη παραμόρφωση, υπό την προϋπόθεση ότι οδηγούνται από μεγάλο σήμα τοπικού ταλαντωτή. Αυτό εξασφαλίζει ότι η αντίσταση που παρουσιάζουν δεν θα επηρεάζεται ιδιαίτερα από τις μεταβολές του σήματος εισόδου. Επίσης λόγω της έλλειψης πολώσεως, δεν παρουσιάζουν μεγάλες χωρητικότητες επικάλυψης, γεγονός που τους καθιστά κατάλληλους για εφαρμογές ευρείας ζώνης.

Από την άλλη οι απώλειες ισχύος που παρουσιάζουν είναι $2/\pi$, στην ιδανική περίπτωση που οι διακόπτες ανοιγοκλείνουν στιγμιαία. Αυτό σημαίνει ότι το ο LNA που προηγείται θα πρέπει να έχει πολύ υψηλό κέρδος για να τις

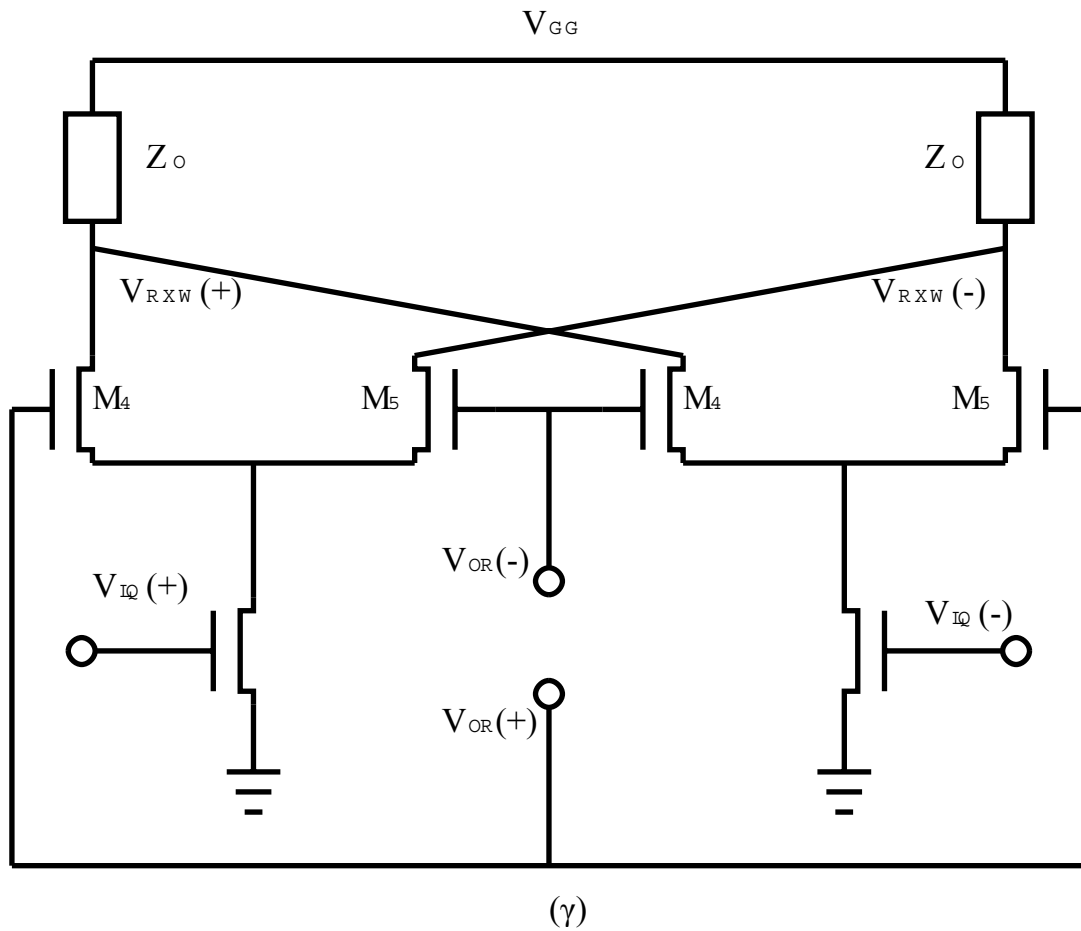
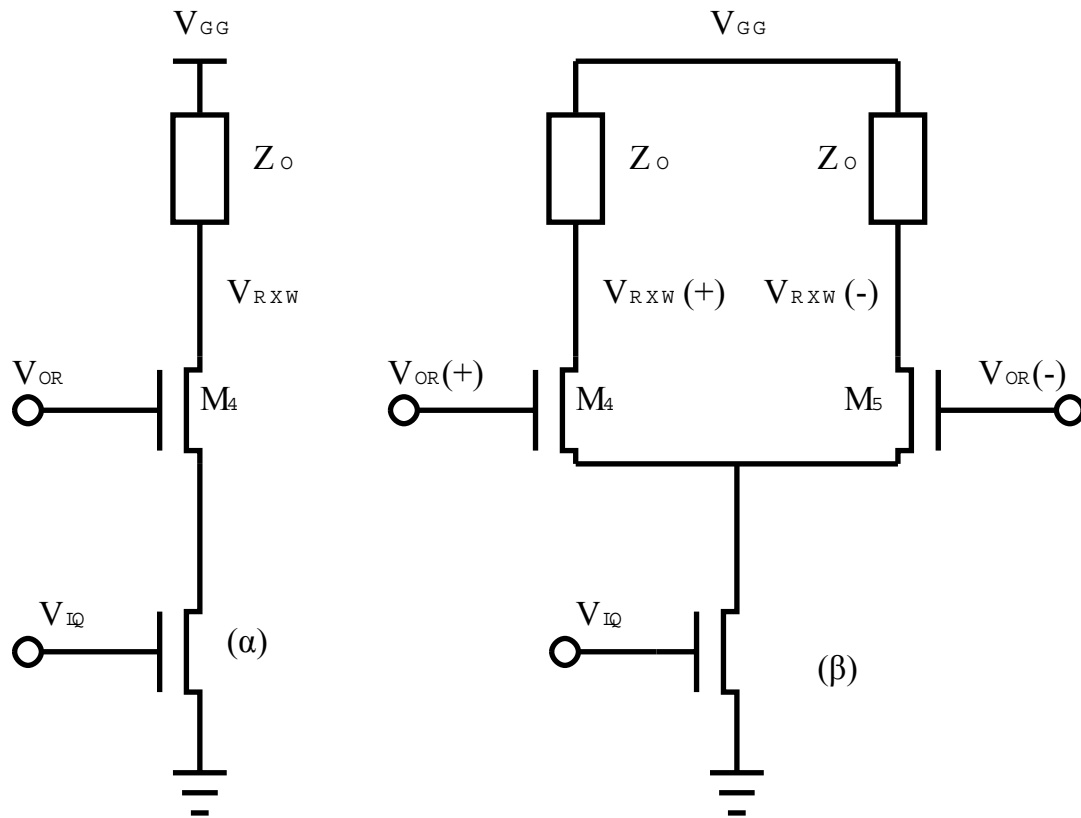
απορροφήσει αλλά και να μην αυξηθεί πολύ ο δείκτης θορύβου του συστήματος.

4.1.2 Ενεργοί Μίκτες

Ενεργοί μίκτες χρησιμοποιούνται στα περισσότερα από τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα λόγω του κέρδους που παρουσιάζουν, το οποίο διευκολύνει τη σχεδίαση ενός δέκτη και βελτιώνει πολύ το θόρυβο του. Από την άλλη έχουν περιορισμένες επιδόσεις σε ότι αφορά τη γραμμικότητα. Πράγματι τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούν δε λειτουργούν στη γραμμική περιοχή, αλλά στην περιοχή του κόρου, γεγονός που οδηγεί στη δημιουργία ενδοδιαμόρφωσης. Η πιο σημαντική διαφορά τους σε σχέση με τους παθητικούς, είναι ότι το διακοπτικό τρανζίστορ διαρρέετε από ρεύμα, ενώ συνήθως υπάρχει και ένας διαγωγός που εξασφαλίζει ικανοποιητικό κέρδος.

Οι πιο συνήθεις τοπολογίες ενεργών μικτών φαίνονται στο σχήμα που ακολουθεί. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι σε σχέση με τα διακοπτικά τρανζίστορ, μοιάζουν με τους παθητικούς μίκτες. Απλά έχει προστεθεί ανά περίπτωση και ένα τρανζίστορ σε σύνδεση κοινή πηγής (διαγωγός) το οποίο προσφέρει στο κύκλωμα και σχεδόν όλο το κέρδος. Βάσει της παραπάνω αντιστοιχίας, μπορούμε εύκολα να δούμε ότι το κέρδος της κάθε τοπολογίας, είναι το κέρδος του αντίστοιχου παθητικού μίκτη, πολλαπλασιασμένο με τη διαγωγιμότητα του πρώτου σταδίου.

Στο σχήμα 4.2α βλέπουμε την πιο απλή περίπτωση όπου έχουμε ένα διακοπτικό τρανζίστορ και έναν διαγωγό. Το σήμα εσόδου ελέγχει την πύλη του διαγωγού, δημιουργώντας ένα εναλλασσόμενο ρεύμα στον δραινό του. Το διακοπτικό τρανζίστορ, το οποίο ελέγχεται από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή, ρυθμίζει πότε αυτό το ρεύμα θα περάσει στην έξοδο. Κατά αντιστοιχία με τους παθητικούς μίκτες, υπάρχουν και εδώ απλά και διπλά εξισορροπημένοι μίκτες. Έτσι στο σχήμα 4.2β, έχουμε διαφορετική είσοδο μόνο για το σήμα του τοπικού ταλαντωτή ενώ στο 4.2γ είναι διαφορεική και η είσοδος του σήματος, οπότε έχουμε δύο διαγωγούς.



Σχήμα 4. 2: Τοπολογίες ενεργών μικτών

Λόγω του κέρδους που έχουν οι ενεργοί μίκτες, παρουσιάζουν περιορισμένη γραμμικότητα, η οποία μάλιστα επηρεάζεται από πολλούς παράγοντες. Ο κυριότερος από αυτούς είναι το στάδιο εισόδου, το οποίο προσφέρει και το μεγαλύτερο μέρος του κέρδους του κυκλώματος. Για το λόγο αυτό συνηθίζεται ο εκφυλισμός του διαγωγού (degeneration), είτε με κάποια αντίσταση είτε με μια επαγωγή στην πηγή. Αυτό φυσικά αυξάνει το θόρυβο που δημιουργείται στο κύκλωμα, με αποτέλεσμα να δημιουργείται ένας συσχετισμός μεταξύ θορύβου και γραμμικότητας.

Μη γραμμικότητα επίσης παράγεται και από την χωρητικότητα επικάλυψης πύλης – πηγής των διακοπτικών τρανζίστορ, καθώς αυτή μεταβάλλεται σε σχέση με το ρεύμα του διαγωγού. Πιο συγκεκριμένα, τα διακοπτικά τρανζίστορ δεν ανοιγοκλείνουν στιγμιαία με αποτέλεσμα η αναφερόμενη χωρητικότητα να απορροφά ρεύμα με μη γραμμικό τρόπο. Το φαινόμενο αυτό μειώνεται καθώς αυξάνει η τάση του τοπικού ταλαντωτή.

4.2 Μίκτες Άμεσης Μετατροπής

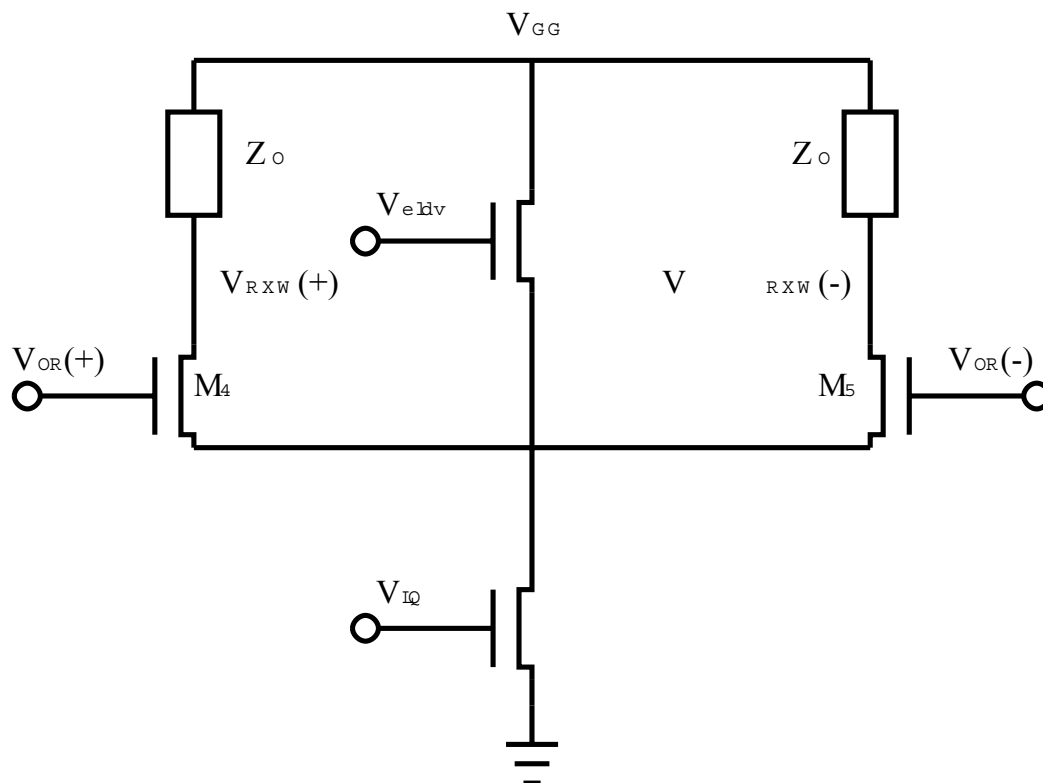
Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, για την υλοποίηση ενός δέκτη, υπάρχουν δύο επικρατούσες αρχιτεκτονικές, η ετερώδυνη και η ομόδυνη. Κάθε μια έχει τα δικά της πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, τα οποία έχουν ήδη αναλυθεί. Για την υλοποίηση τους υπάρχουν και οι αντίστοιχες τοπολογίες μικτών. Για τον σχεδιασμό του δέκτη μας έχουμε επιλέξει την ομόδυνη αρχιτεκτονική και για το λόγο αυτό σε αυτή την παράγραφο θα παρουσιάσουμε τις κυριότερες τεχνικές που έχουν παρουσιαστεί στη διεθνή βιβλιογραφία για το σχεδιασμό τους.

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει το σημαντικότερο πρόβλημα της ομόδυνης αρχιτεκτονικής είναι ο χαμηλόσυχνος θόρυβος flicker. Ο μηχανισμός που τον δημιουργεί δεν έχει διερευνηθεί απόλυτα. Παρόλα αυτά, με τη βοήθεια μετρήσεων δημιουργήθηκε ένας εμπειρικός τύπος που περιγράφει την τάση θορύβου που δημιουργείται από ένα τρανζίστορ CMOS. Η σχέση αυτή είναι:

$$V_n^2 = \frac{K_f I_{ds}^{af}}{C_{ox} L_{eff}^2} \frac{1}{f^{ef}} \quad \text{Εξ. 4.1}$$

όπου C_{ox} είναι η μοναδιαία χωρητικότητα του οξειδίου του τρανζίστορ, K_f , af και ef είναι σταθερές του τρανζίστορ και L_{eff} είναι το μήκος της πύλης. Επίσης I_{ds} είναι το ρεύμα πόλωσης [12].

Από την παραπάνω εξίσωση μπορούμε να δούμε ότι όσο μικραίνει το μήκος της πύλης καθώς και η χωρητικότητα σε αυτή, ο χαμηλόσυχνος θόρυβος flicker αυξάνει. Αυτό εντείνει το πρόβλημα στις σύγχρονες τεχνολογίες ολοκλήρωσης που έχουν χαρακτηριστικό μήκος μικρότερο των 100 nm και έρχεται γενικότερα σε αντίθεση με τη γενικότερη εξέλιξη των τρανζίστορ τα οποία διαρκώς μικραίνουν. Από την άλλη μπορούμε να τον μειώσουμε, αν κρατήσουμε τη τιμή του ρεύματος πόλωσης χαμηλή. Με βάση αυτή την παρατήρηση έχουν προταθεί αρκετές τοπολογίες, τις οποίες θα αναλύσουμε στη συνέχεια χρησιμοποιώντας ως αναφορά την απλά εξισορροπημένη δομή, αν και όλες οι τεχνικές εφαρμόζονται και για διπλά εξισορροπημένους μίκτες .



Σχήμα 4. 3 Μίκτης με τεχνική διαρροής ρεύματος

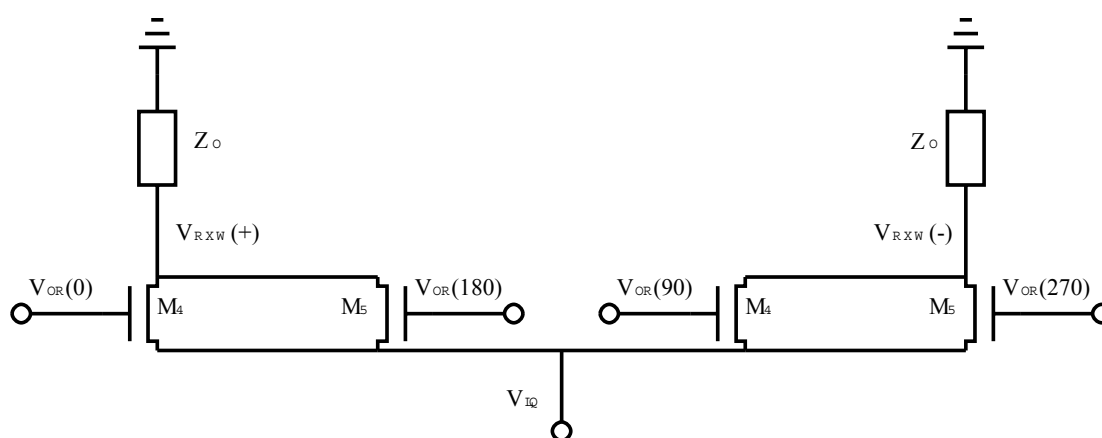
Μια από αυτές είναι η διαρροή ρεύματος (current bleeding), η οποία εφαρμόζεται στους ενεργούς μίκτες [3],[8],[13]. Η κύρια αρχή λειτουργία της στηρίζεται στη διαπίστωση ότι τη μεγαλύτερη συνεισφορά στον flicker θόρυβο στην έξοδο, την έχουν τα διακοπτικά τρανζίστορ. Πράγματι σε ένα ενεργό μίκτη, τα διακοπτικά τρανζίστορ παράγουν χαμηλόσυχο θόρυβο ο οποίος εμφανίζεται κατευθείαν στην έξοδο. Από την άλλη ο χαμηλόσυχος θόρυβος του διαγωγού, συμβάλλει μόνο κατά ένα ποσοστό αφού πρέπει να περάσει πρώτα μέσα από τα διακοπτικά τρανζίστορ. Έτσι αν μειώσουμε σημαντικά το ρεύμα των διακοπών μόνο, μειώνουμε τον θόρυβο flicker, χωρίς να επηρεάσουμε ιδιαίτερα το κέρδος του κυκλώματος. Αυτό επιτυγχάνεται με τη βοήθεια πηγών ρεύματος οι οποίες τροφοδοτούν τον διαγωγό με διαφορετικό ρεύμα από ότι τα διακοπτικά τρανζίστορ. Όπως μπορούμε να δούμε και από το σχήμα 4.3, το ρεύμα που διαρρέει τα διακοπτικά τρανζίστορ, συμπληρώνεται από το ρεύμα μια πηγής ρεύματος και εισέρχεται στο τρανζίστορ του διαγωγού.

Σύμφωνα με την εξίσωση 4.1, η παρουσία ρεύματος πόλωσης είναι η κυριότερη αιτία δημιουργίας θορύβου flicker. Συνεπώς σε έναν παθητικό μίκτη, δεν έχουμε καθόλου χαμηλόσυχο θόρυβο, αφού τα τρανζίστορ δεν διαρρέονται από ρεύμα. Έτσι πολύ ομόδυνοι μίκτες σχεδιάζονται με παθητικά στοιχεία όπως στο σχήμα 4.1. Αυτό συμβάλλει και στη μείωση της μετατόπισης της συνεχούς στάθμης (dc offset) λόγω ασυμμετριών στα τρανζίστορ στην έξοδο. Πράγματι, αφού τα διακοπτικά τρανζίστορ είναι παθητικά, οποιαδήποτε ασυμμετρία παρουσιάζουν, επηρεάζει ελάχιστα την έξοδο [1],[12].

Μια από τις πιο γνωστές τεχνικές άμεσης μετατροπής είναι αυτή των υποαρμονικών μικτών. Η βασική λειτουργία της είναι ότι, αντί να χρησιμοποιείται η πρώτη αρμονική του τοπικού ταλαντωτή για τη μίξη, χρησιμοποιείται η δεύτερη. Έτσι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή δεν είναι ίδια με αυτή του σήματος, αλλά η μισή. Με αυτό τον τρόπο αποφεύγεται η μετατόπιση της συνεχούς στάθμης στην έξοδο (dc offset), η οποία μπορεί να αλλοιώσει σε μεγάλο βαθμό την ποιότητα της μεταδιδόμενης πληροφορίας.

Για την καλύτερη κατανόηση της τεχνικής θα χρησιμοποιήσουμε το σχήμα που ακολουθεί, το οποίο απεικονίζει έναν παθητικό υποαρμονικό μίκτη. Παρατηρούμε ότι υπάρχουν δύο διακοπτικά ζεύγη των οποίων η

διασύνδεση όμως διαφέρει σε σχέση με τους συμβατικούς μίκτες. Πιο συγκεκριμένα οι δραιοί των τρανζίστορ που τα υλοποιούν, είναι βραχυκυκλωμένοι μεταξύ τους ενώ οι πύλες τους οδηγούνται από τοπικό ταλαντωτή τετραπλής φάσης. Με αυτόν τον τρόπο, το κάθε διακοπτικό ζεύγος είναι ανοικτό δύο φορές σε κάθε περίοδο. Αυτό φυσικά ισοδυναμεί με διπλασιασμό της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή και άρα υποβιβασμό του υψίσυχνου σήματος σε μηδενική συχνότητα. Βέβαια απαιτείται μεγάλη ακρίβεια κατά τη δημιουργία του σήματος τετραπλής φάσης από τον τοπικό ταλαντωτή και αυτό είναι και το βασικότερο μειονέκτημα της τοπολογίας.



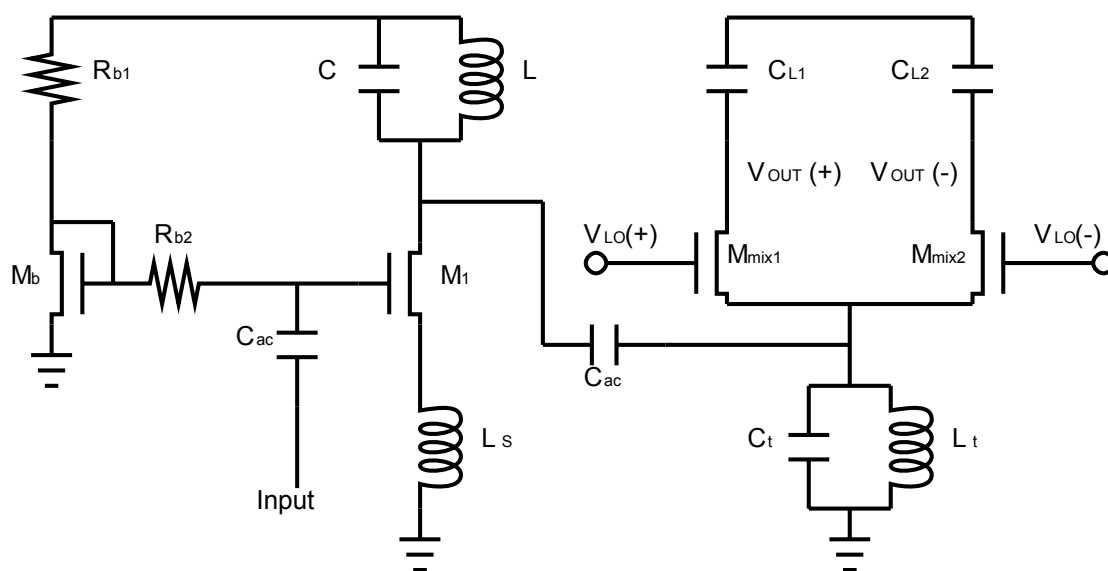
Σχήμα 4. 4: Υποαρμονικός μίκτης

4.3 Προτεινόμενος Μίκτης Άμεσης Μετατροπής

Στις προηγούμενες παραγράφους, είδαμε τις κυριότερες τοπολογίες μικτών που υπάρχουν καθώς και τις τεχνικές που εφαρμόζονται πάνω σε αυτές όταν ακολουθείται ομόδυνη αρχιτεκτονική. Εύκολα μπορούμε να συμπεράνουμε ότι το πρόβλημα του θορύβου flicker επιλύεται με τη χρήση παθητικών μικτών, ενώ χάρη στην τεχνική της υποαρμονικής μίξης μπορούμε να περιορίσουμε σημαντικά και το φαινόμενο της αυτομίξης και της μετατόπισης της συνεχούς στάθμης στην έξοδο.

Από την άλλη και στις δύο περιπτώσεις δεν έχουμε καθόλου κέρδος, ενώ είναι αυξημένος και ο δείκτης θορύβου. Ιδιαίτερα στη δεύτερη περίπτωση, το φαινόμενο είναι πιο έντονο, αφού έχουμε δύο διακοπτικά ζεύγη και ο κόμβος της εισόδου φορτώνεται με επιπλέον χωρητικότητα. Αυτό μπορεί να επηρεάσει αρκετά τον δείκτη θορύβου ενός δέκτη συνολικά, αφού ο μίκτης είναι συνήθως το δεύτερο κύκλωμα που τοποθετείται στην αλυσίδα.

Για την επίλυση του προβλήματος αυτού προτείνουμε μια τοπολογία η οποία φαίνεται στο σχήμα 4.5. Η αρχή λειτουργίας της έχει ως εξής: Όπως έχουμε ήδη αναφέρει ο θόρυβος flicker δημιουργείται από το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ και την κυριότερη συνεισφορά την έχουν τα διακοπτικά τρανζίστορ. Συνεπώς τα τρανζίστορ αυτά θα πρέπει να είναι παθητικά. Το τρανζίστορ διαγωγού όμως συνεισφέρει ελάχιστα και ως εκ τούτου μπορεί να διαρρέετε από ρεύμα. Μάλιστα μπορούμε να εκμηδενίσουμε εντελώς το φαινόμενο, αν χρησιμοποιήσουμε πυκνωτή για να συνδέσουμε τον διαγωγό με τα διακοπτικά τρανζίστορ. Έτσι προκύπτει ο μίκτης του παρακάτω σχήματος ο οποίος, αδόκιμα ίσως, θα μπορούσε να χαρακτηριστεί ως <<ημιπαθητικός>>.



Σχήμα 4. 5: Προτεινόμενη τοπολογία μίκτη άμεσης μετατροπής

Από το σχήμα παρατηρούμε ότι το πρώτο τμήμα του μίκτη είναι ένας διαγωγός ο οποίος ενώνεται με το διακοπτικό ζεύγος μέσω ενός πυκνωτή. Η τιμή του είναι τέτοια ώστε να μην επηρεάζει το υψίσυχο σήμα αλλά να

αποκόπτει το θόρυβο flicker που βρίσκεται στην περιοχή των μερικών δεκάδων kHz. Ο διαγωγός είναι ένας ενισχυτής κοινής πηγής με συντονισμένο κύκλωμα LC στην έξοδο του και επαγωγή εκφυλισμού στην πηγή του τρανζίστορ. Για την πόλωση του χρησιμοποιήθηκε καθρέφτης ρεύματος ενώ είναι και το μόνο τμήμα του κυκλώματος που παρουσιάζει κατανάλωση ισχύος. Κύριος λόγος της παρουσίας του είναι να εξασφαλίσει ικανοποιητικό κέρδος για τον μίκτη συνολικά κρατώντας παράλληλα τον δείκτη θορύβου και τη μη γραμμικότητα του πρώτου σταδίου σε χαμηλά επίπεδα. Επίσης υπάρχει η δυνατότητα προσαρμογής της αντίστασης εισόδου στα 50 Ohm, ώστε να μπορεί το κύκλωμα να χρησιμοποιηθεί και να μετρηθεί αυτόνομα.

Το διακοπτικό ζεύγος είναι απλά εξισορροπημένο. Η τοπολογία αυτή επιλέχθηκε, διότι έχει 6 db λιγότερες απώλειες κέρδους τάσεως [1]. Για την ακρίβεια μπορούμε να επιτύχουμε θετικό κέρδος τάσεως, υπό την προϋπόθεση ότι έχουμε αρκετά μεγάλο φορτίο στην έξοδο του μίκτη. Πιο συγκεκριμένα, εφόσον τα τρανζίστορ λειτουργούν ως διακόπτες, είναι πολωμένα στην τρίοδο περιοχής. Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα του καναλιού περιγράφεται από τη σχέση:

$$I_{ds} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{1}{1 + \frac{V_{ds}}{E_{sat} L}} \left(V_{gs} - V_{TH} - \frac{A_{bulk} V_{ds}}{2} \right) V_{ds} \quad \text{Εξ. 4.2}$$

όπου μ_n είναι η ευκινησία των φορέων, W το πλάτος των τρανζίστορ, E_{sat} το κορεσμένο ηλεκτρικό πεδίο και V_{TH} η τάση κατωφλίου. Από τη σχέση αυτή προκύπτει ότι η διαγωγιμότητα των διακοπών είναι:

$$g(t) = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [V_{LO} \sin(\omega_{LO} t) - V_{od}] \quad \text{Εξ. 4.3}$$

όπου $V_{od} = V_{GS} - V_{TH}$ είναι η τάση υπεροδήγησης του τρανζίστορ και V_{LO} το πλάτος της τάσης του τοπικού ταλαντωτή. Από την εξίσωση αυτή μπορούμε να βγάλουμε πολύτιμα συμπεράσματα για τον σχεδιασμό του διακοπτικού ζεύγους.

Καταρχήν μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η διαγωγιμότητα εξαρτάται από τη γεωμετρία των τρανζίστορ. Πράγματι όπως είναι λογικό, όσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος του καναλιού και μικρότερο το μήκος του, τόσο μικρότερη είναι η αντίσταση του διακόπτη. Βέβαια οι μεγάλες διαστάσεις, δημιουργούν μεγάλες χωρητικότητες επικάλυψης, γεγονός που περιορίζει το

εύρος ζώνης. Η διαπίστωση αυτή είναι πολύ σημαντική για τον σχεδιασμό, αφού επηρεάζει άμεσα τη συμπεριφορά της υψίσυχνης εισόδου του σήματος καθώς και την απαιτούμενη ισχύ από τον τοπικό ταλαντωτή. Επίσης, επειδή οι προαναφερόμενες χωρητικότητες είναι μη γραμμικές, η αύξηση τους επηρεάζει αρνητικά τη γραμμικότητα του διακοπτικού ζεύγους. Συνεπώς το μέγεθος των διακοπτικών τρανζίστορ μπορεί να αποφασιστεί μόνο μετά από εξομοιώσεις μαζί το διαγωγό, όπου θα συνεξεταστούν όλοι οι παραπάνω παράγοντες.

Η εξίσωση 4.3 μας δείχνει και τη μεγάλη σημασία που έχει η τάση του τοπικού ταλαντωτή για το κέρδος του διακοπτικού ζεύγους. Όσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος της, τόσο μεγαλύτερη είναι η διαγωγιμότητα. Ποιοτικά αυτό εξηγείται από το ότι ουσιαστικά αυξάνεται ο χρόνος ανά περίοδο του τοπικού ταλαντωτή, κατά τον οποίο το τρανζίστορ είναι ανοικτό. Έτσι αυξάνεται το ποσοστό του σήματος εισόδου που αλλάζει συχνότητα και μεταφέρεται στην έξοδο. Μάλιστα όπως επιβεβαιώνει και η εξίσωση, το χρονικό αυτό διάστημα εξαρτάται και από το σημείο στο οποίο πολώνεται η πύλη του τρανζίστορ. Βλέπουμε ότι για τη βέλτιστη λειτουργία των τρανζίστορ θα πρέπει $V_{OD}=0$ η αλλιώς $V_{GS}=V_{TH}$. Με αυτό τον τρόπο τα τρανζίστορ θα είναι μόνιμα στην οριακή κατάσταση του να ανοίξουν ή να κλείσουν και με την επιπλέον διέγερση του τοπικού ταλαντωτή η μετάβαση από την μια κατάσταση στην άλλη θα γίνεται άμεσα.

Τα διακοπτικά τρανζίστορ δεν καταναλώνουν ρεύμα πόλωσης. Ως εκ τούτου ο flicker θόρυβος που παράγουν προέρχεται μόνο από τις περιόδους μετάβασης από την μια διακοπτική κατάσταση στην άλλη [10],[11]. Πράγματι σε αυτό το χρονικό διάστημα οι διακόπτες είναι ανοικτοί και είναι σαν να διαρρέονται από συνεχές ρεύμα. Ακόμη και αυτή η συνεισφορά όμως ελαχιστοποιείται, αφού όπως ήδη αναλύσαμε με κατάλληλη πόλωση και αρκετά μεγάλη ισχύ από τον τοπικό ταλαντωτή, τα χρονικά διαστήματα μετάβασης είναι πάρα πολύ μικρά [4],[9].

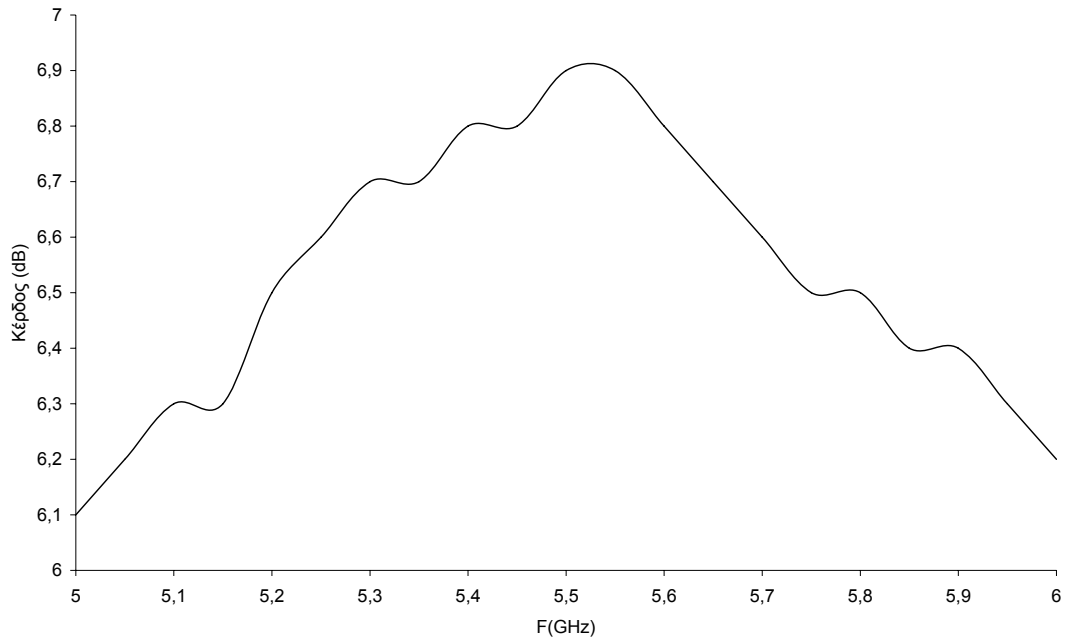
Η γραμμικότητα του διακοπτικού ζεύγους είναι υψηλή, αφού δεν έχει κέρδος. Παρόλα αυτά μπορεί να βελτιωθεί και άλλο. Όπως έχουμε αναφέρει ήδη, σημαντικός παράγοντας είναι ο πυκνωτής επικάλυψης πύλης – πηγής ο οποίος είναι μη γραμμικός. Αν εξουδετερωθεί για την περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας του μίκτη, τότε μπορούμε να βελτιώσουμε αρκετά τη γραμμικότητα

του. Βέβαια, επειδή τα διακοπτικά τρανζίστορ δεν διαρρέονται από ρεύμα πόλωσης, η τιμή της εν λόγω χωρητικότητας είναι χαμηλή και αυτό σημαίνει ότι χρειαζόμαστε μεγάλη τιμή επαγωγής. Για να το αποφύγουμε αυτό, χρησιμοποιήσαμε ένα δίκτυο LC το οποίο ρυθμίσαμε έτσι ώστε στη συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων να συμπεριφέρεται επαγωγικά.

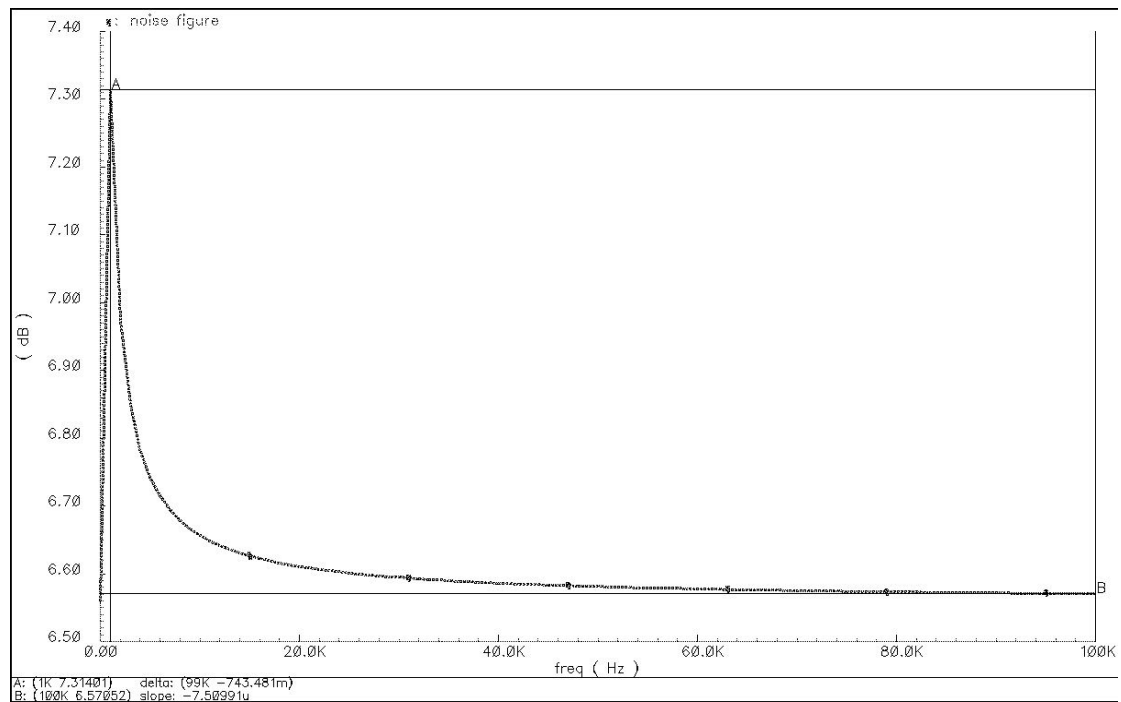
Όπως είναι γνωστό, ο απλά εξισορροπημένος μίκτης δεν έχει απομόνωση της εξόδου από τις άλλες 2 θύρες και αυτό μπορεί να αποτελεί πρόβλημα αν ακολουθεί ενεργό κύκλωμα. Για την επίλυση αυτού του προβλήματος, χρησιμοποιήσαμε χωρητικό φορτίο στην έξοδο. Θέτοντας την τιμή του πυκνωτή αρκετά μεγάλη, έχουμε σχεδόν άπειρη αντίσταση για σήματα χαμηλών συχνοτήτων, όπως η έξοδος που θέλουμε να κρατήσουμε. Από την άλλη τα σήματα του τοπικού ταλαντωτή και της εισόδου, λόγω της μεγάλης συχνότητας αποδυναμώνονται αισθητά, αφού για αυτά το φορτίο είναι μηδαμινό. Ουσιαστικά δηλαδή δημιουργούμε ένα βαθυπερατό φίλτρο.

Προκειμένου να επαληθευτούν οι θεωρητικές παρατηρήσεις, η προτεινόμενη τοπολογία σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε σε τεχνολογία CMOS 90 nm με συχνότητα μοναδιαίου κέρδους για τα τρανζίστορ η οποία ξεπερνάει τα 100 GHz και χαρακτηριστική τάση τροφοδοσίας 1.2 V. Ως εφαρμογή επιλέχθηκε κεντρική συχνότητα στην περιοχή των 5.5 GHz. Για την εξομοίωση έγινε μοντελοποίηση των διασυνδέσεων με την τυπωμένη πλακέτα που θα χρησιμοποιηθεί σύμφωνα με το σχήμα 4.5. Επίσης συμπεριλήφθηκαν και οι δομές προστασίας από ηλεκτροστατικές εκκενώσεις.

Το κύκλωμα εξομοιώθηκε για σήματα εισόδου από 5 έως 6 GHz με συχνότητα εξόδου στα 10 MHz. Η ισχύς που χρησιμοποιήθηκε από τον τοπικό ταλαντωτή ήταν 12 dBm και θεωρήθηκε ότι στην έξοδο υπήρχε κάποιος απομονωτής τάσεως, οπότε το φορτίο εξόδου ουσιαστικά είναι άπειρο. Με βάση τα παραπάνω εξομοιώθηκε το κέρδος μετατροπής τάσεως, το οποίο όπως φαίνεται και από το σχήμα 4.6 είναι περίπου 7 dB ενώ το εύρος ζώνης ξεπερνάει το 1 GHz. Επίσης εξομοιώθηκε ο δείκτης θορύβου του κυκλώματος. Παρατηρούμε ότι σε σχετικά υψηλές συχνότητες η τιμή του είναι 6.6 dB και αυξάνει καθώς μειώνεται η συχνότητα, οπότε και φτάνει τα 7.3 dB στο 1 kHz. Στις χαμηλές συχνότητες δηλαδή αρχίζει και γίνεται αισθητός ο θόρυβος flicker ενώ στις υψηλότερες έχουμε μόνο λευκό θόρυβο.



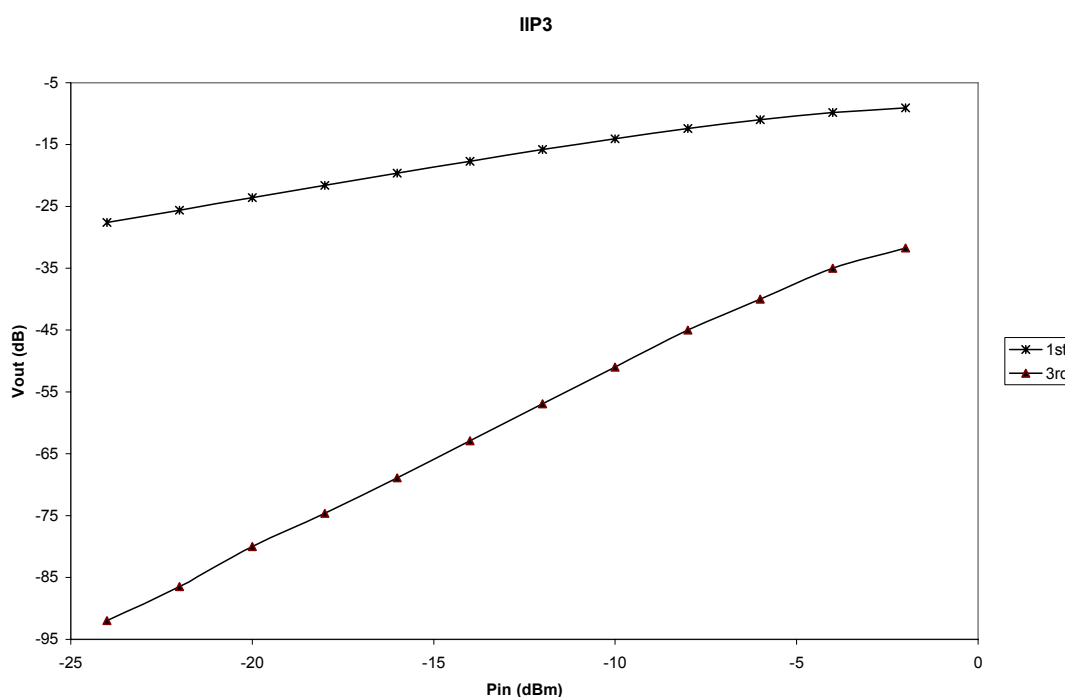
Σχήμα 4. 6 Κέρδος Μετατροπής τάσεως



Σχήμα 4. 7 Δείκτης θορύβου

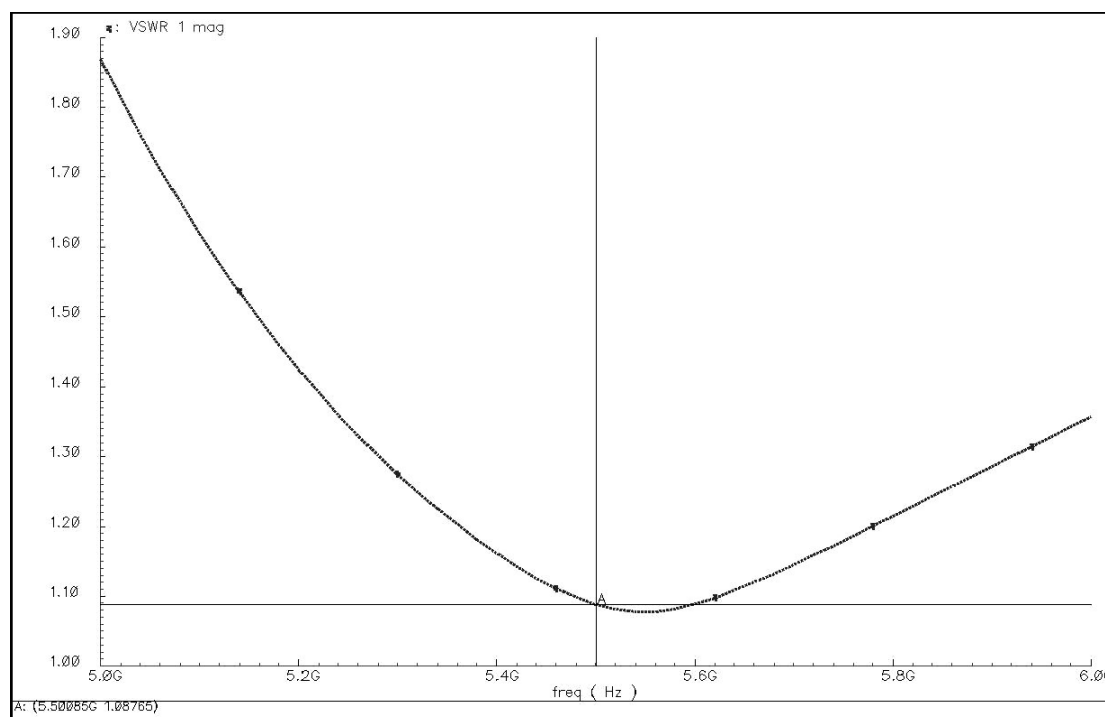
Για τον υπολογισμό της γραμμικότητας του κυκλώματος χρησιμοποιήθηκαν δύο τόνοι συχνοτήτων στα 5.5 ± 0.005 GHz οπότε και προέκυψε το διάγραμμα του σχήματος που ακολουθεί. Από αυτό μπορούμε

να υπολογίσουμε ότι το σημείο ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης είναι 9.5 dBm. Επίσης το CP1 είναι -3.2 dBm. Η υψηλή γραμμικότητα του μίκτη, οφείλεται κυρίως στις τεχνικές που εφαρμόστηκαν για το σχεδιασμό του ζεύγους μίξης. Επίσης το στάδιο διαγωγού έχει πολύ καλή γραμμικότητα, αφού αποτελείται από ένα μόνο τρανζίστορ.



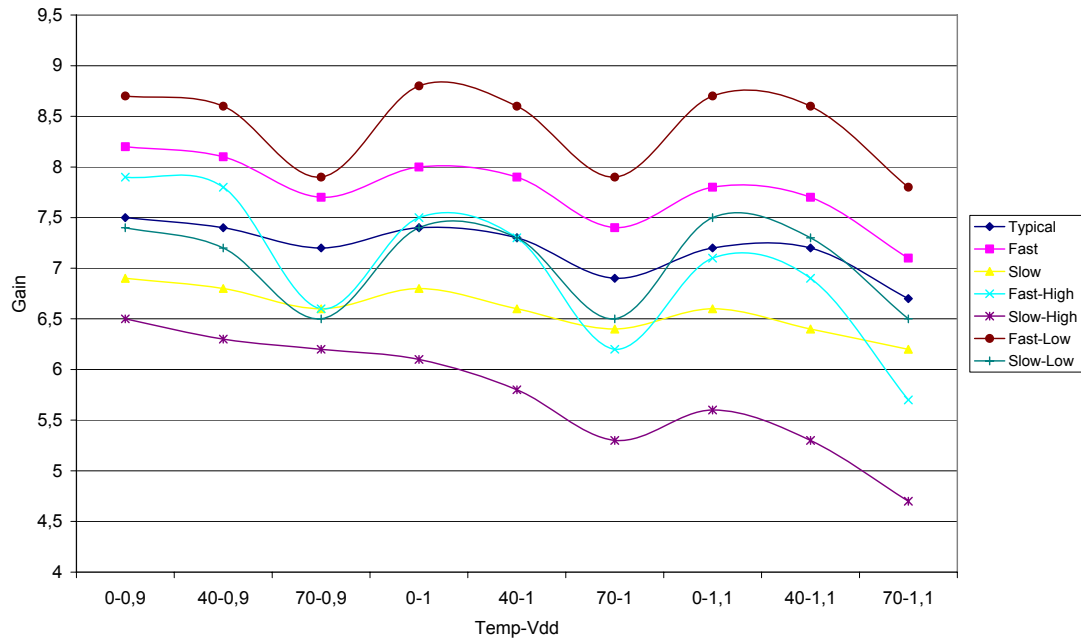
Σχήμα 4. 8: Ενδοδιαμόρφωση 3^{ης} τάξεως

Στο σχήμα 4.9 φαίνεται ο λόγος στάσιμων κυμάτων στην είσοδο του μίκτη με αντίσταση αναφοράς τα 50 Ohm. Βλέπουμε ότι στα 5.5 GHz, η προσαρμογή εισόδου είναι σχεδόν ιδανική ενώ το VSWR δεν ξεπερνάει το 2 από τα 5 έως τα 6 GHz. Τέλος το κύκλωμα εξομοιώθηκε σε σχέση με την απομόνωση του τοπικού ταλαντωτή από τις υπόλοιπες θύρες. Έτσι η απομόνωση από την είσοδο είναι 52 dB και από την έξοδο 45 dB.

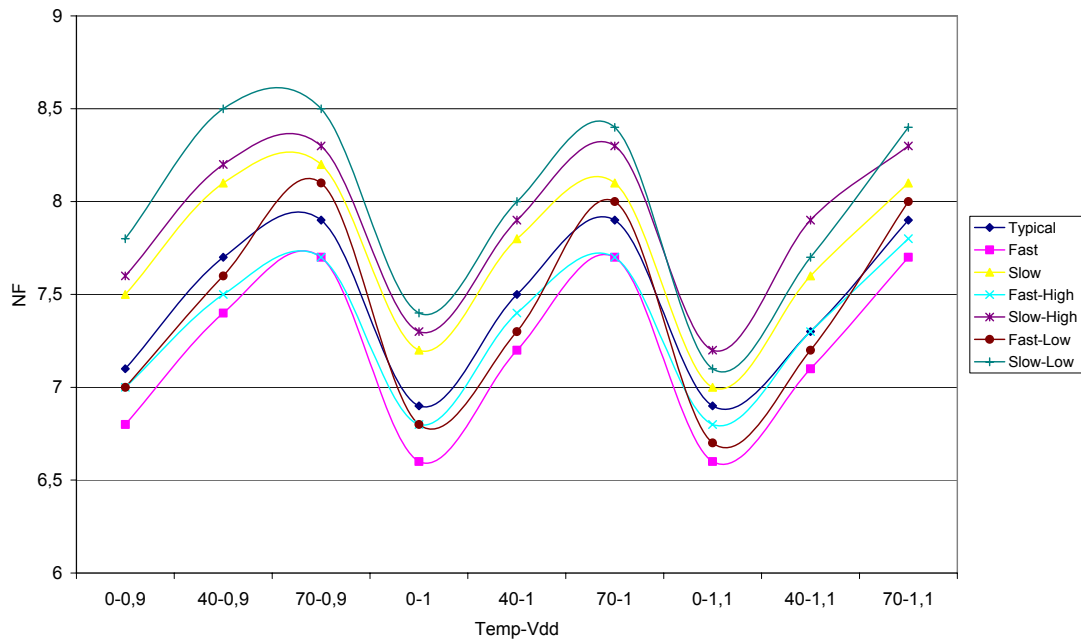


Σχήμα 4. 9: Λόγος στάσιμων κυμάτων στην είσοδο

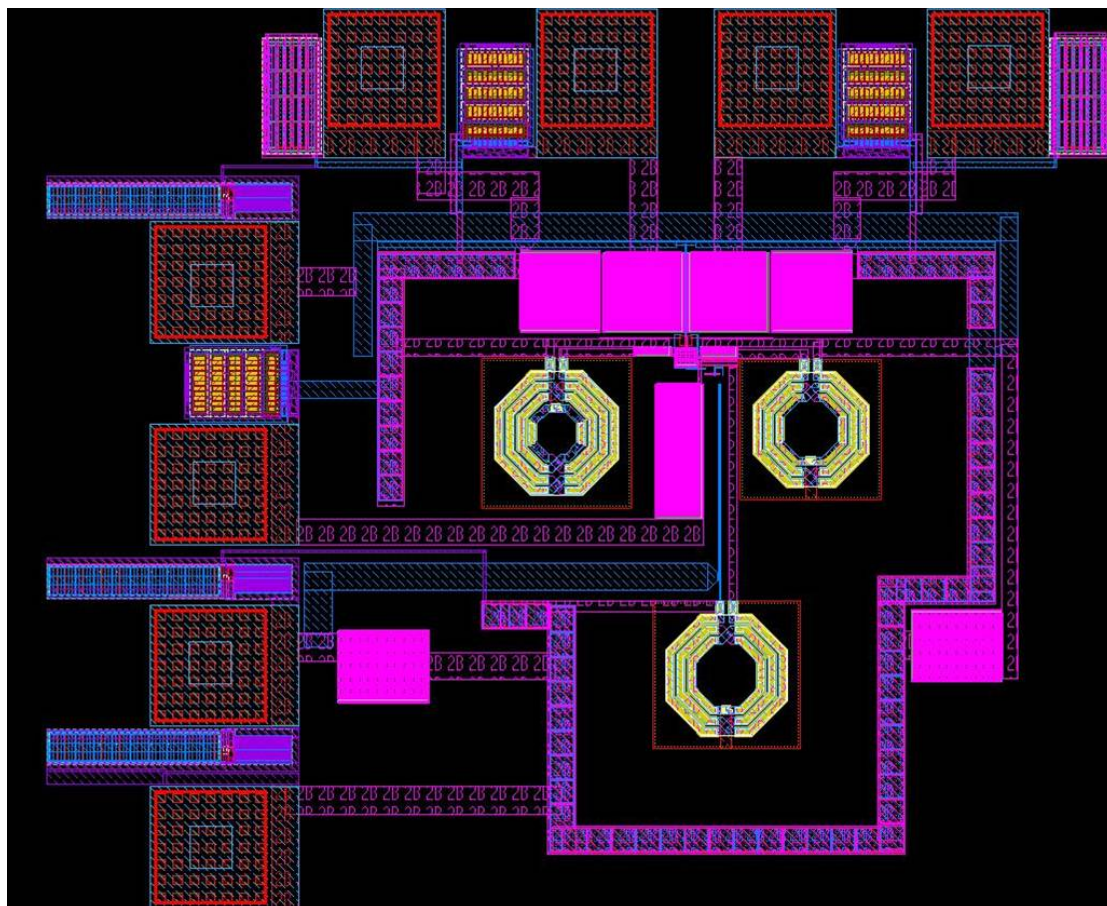
Επίσης το κύκλωμα εξομοιώθηκε και σε σχέση με τις μεταβολές της θερμοκρασία, της τάσης τροφοδοσίας καθώς και για μεταβολές της τεχνολογίας κατά την κατασκευή του ολοκληρωμένου (process variation). Πιο συγκεκριμένα εξομοιώσαμε το κύκλωμα στους 0, 40 και 70 °C καθώς και για τάσεις τροφοδοσίας που μεταβάλλονταν από 0.9 έως 1.1 Volt. Επίσης θεωρώντας ότι τα χαρακτηριστικά της τεχνολογίας ακολουθούν Gaussian κατανομή, θέσαμε τη διασποράς τους από -2.3 έως 2.3. Έτσι στο σχήμα 4.10 βλέπουμε ότι το κέρδος μεταβάλλεται από 4,5 έως 9 dB περίπου ενώ ο δείκτης θορύβου από 6,5 έως 8,5 dB. Η αρκετά μεγάλη μεταβολή που παρατηρούμε στο κέρδος, οφείλεται στο ότι δεν σχεδιάσθηκε κάποιο κύκλωμα πόλωσης που να διατηρεί σταθερές τις τάσεις. Πιο συγκεκριμένα όλες οι τάσεις πόλωσης διατηρήθηκαν σταθερές αφού υπάρχουν είσοδοι από την τυπωμένη πλακέτα για να ρυθμίζονται ακριβώς.



Σχήμα 4. 10: Κέρδος τάσεως σε σχέση με μεταβολές περιβάλλοντος



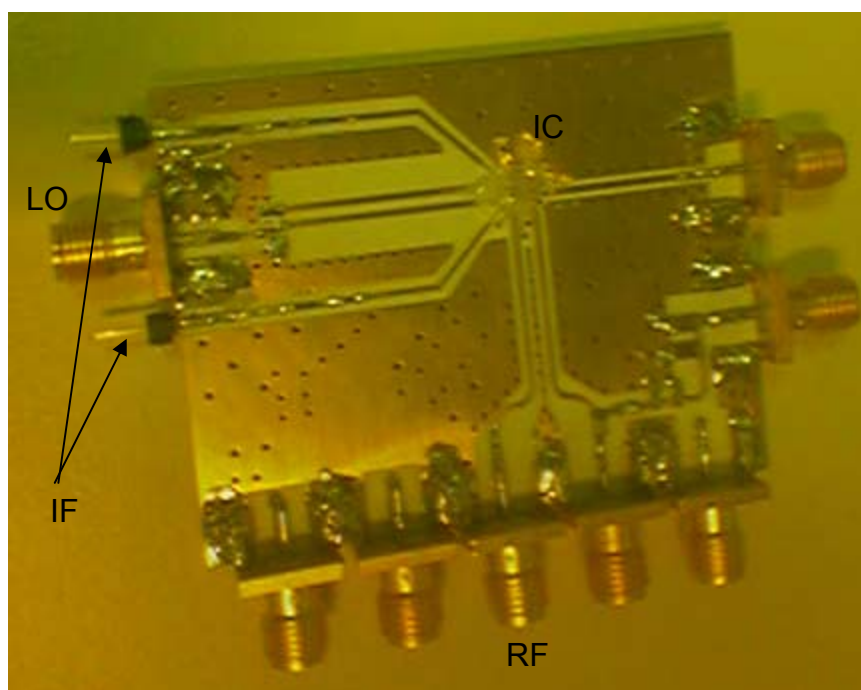
Σχήμα 4. 11: Δείκτης Θορύβου σε σχέση με μεταβολές περιβάλλοντος



Σχήμα 4. 12: Φυσικός σχεδιασμός του μίκτη

Στο σχήμα 4.12 μπορούμε να δούμε το φυσικό σχεδιασμό (layout) του κυκλώματος. Η τεχνολογία έχει 4 μέταλλα με μονό πάχος χαλκού και 2 μέταλλα με διπλό πάχος. Τα πρώτα χρησιμοποιήθηκαν κυρίως για τις διασυνδέσεις τάσεων πόλωσης ενώ τα υπόλοιπα, τα οποία βρίσκονται και στο πιο πάνω επίπεδο, για τα κρίσιμα δικτυώματα όπου υπήρχαν υψίσυχνα σήματα. Η τακτική αυτή επιλέχθηκε διότι έτσι εξασφαλίζουμε χαμηλές παρασιτικές χωρητικότητες και υψηλή αγωγιμότητα στις κρίσιμες συνδέσεις.

Είναι εμφανή τα τρία πηνία που χρησιμοποιήθηκαν, τα οποία τοποθετήθηκαν σε αρκετά μεγάλη απόσταση μεταξύ τους, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η μαγνητική τους αλληλεπίδραση (magnetic coupling). Πιο συγκεκριμένα το κάθε πηνίο απέχει από τα υπόλοιπα απόσταση τουλάχιστον ίση με τη διάμετρο του μεγαλύτερου πηνίου. Επίσης για να μειωθεί κι άλλο η επίδραση του φαινομένου, τοποθετήθηκαν με κατάλληλο προσανατολισμό των σπειρών τους.

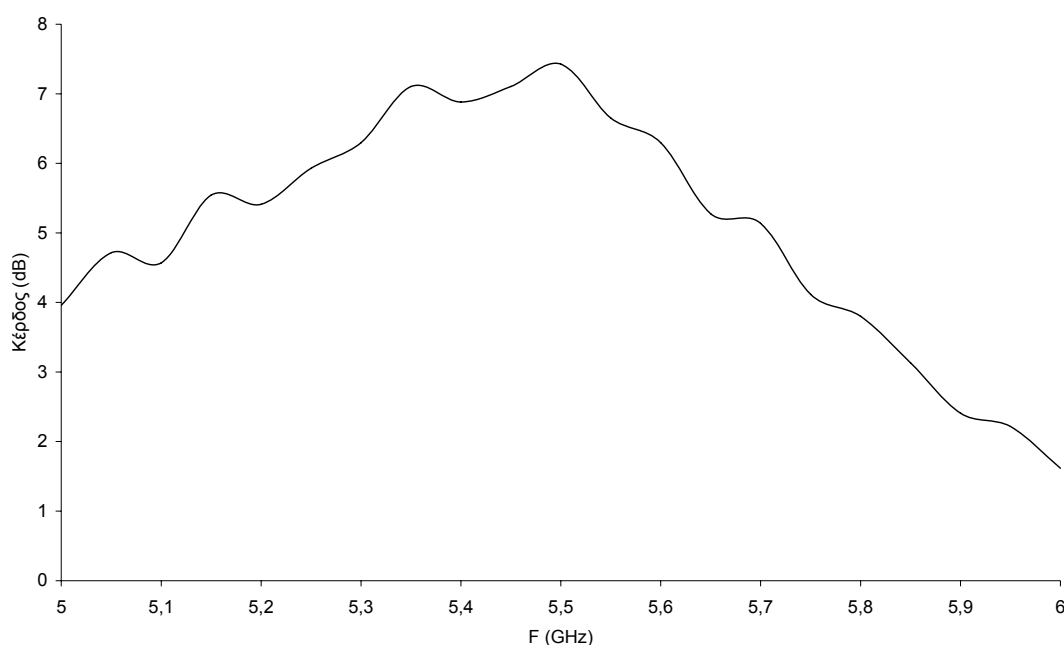


Σχήμα 4. 13 Πειραματική διάταξη μέτρησης

Στο σχήμα 4.13 φαίνεται η πειραματική διάταξη μέτρησης. Σχεδιάστηκε τυπωμένο κύκλωμα για τις μετρήσεις πάνω στο οποίο κολλήθηκε το ολοκληρωμένο καθώς και ένα balun για τη δημιουργία διαφορικού σήματος τοπικού ταλαντωτή από την γεννήτρια σημάτων. Χρησιμοποιήθηκαν τρία επίπεδα διηλεκτρικού Rogers πάχους 0.338 mm το καθένα ενώ όλες οι επιφάνειες χαλκού της πλακέτας επιμεταλλώθηκαν με χρυσό για καλύτερη αγωγιμότητα. Οι γραμμές που σχεδιάστηκαν είχαν πλάτος 0.73 mm και πάχος 35 μm , διαστάσεις που αντιστοιχούν σε χαρακτηριστική εμπέδηση 50 Ω m στη συχνότητα λειτουργίας.

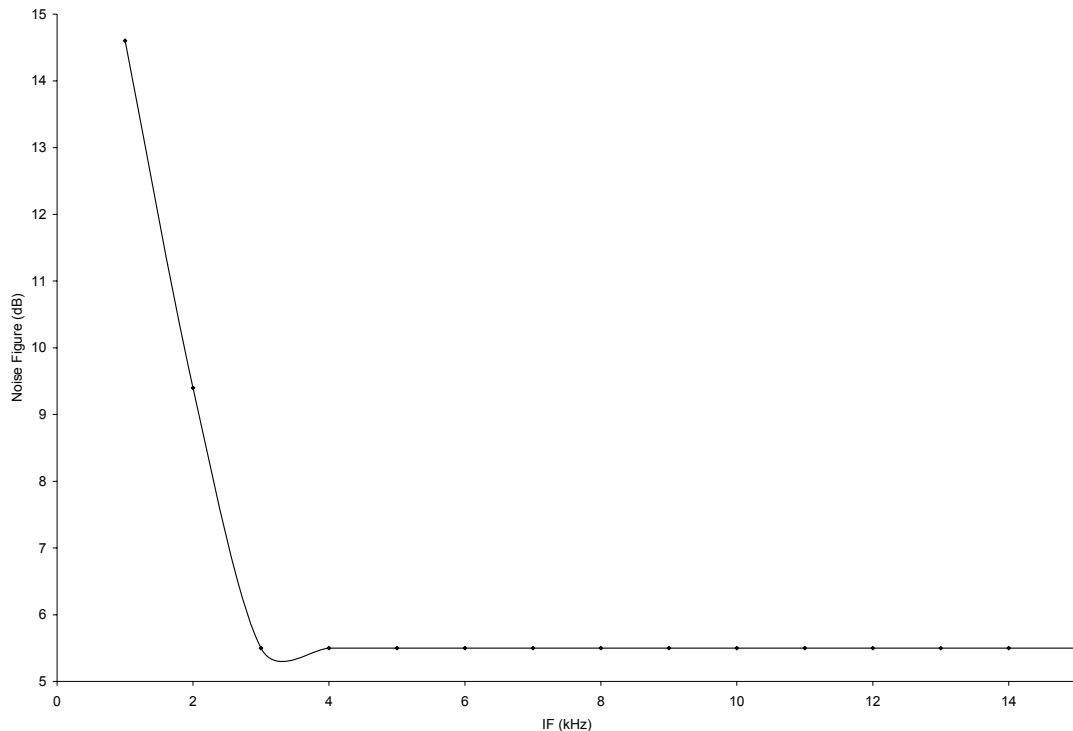
Για να επιτευχθεί προσαρμογή εμπεδήσεων στην είσοδο του σήματος και του τοπικού ταλαντωτή, χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος του κυλιόμενου πυκνωτή. Πιο συγκεκριμένα ένας πυκνωτής της τάξεως των 0.8 pF κυλήθηκε κατά μήκος τη γραμμής μεταφοράς της εισόδου ενώ ταυτόχρονα παρατηρούσαμε τη αντίσταση εισόδου στο αντίστοιχο όργανο μέτρησης. Στο σημείο που είχαμε την καλύτερη προσαρμογή εισόδου κολλήσαμε τον πυκνωτή. Την ίδια μέθοδο χρησιμοποιήσαμε και για την είσοδο του τοπικού ταλαντωτή, με τη διαφορά ότι εκεί είχαμε διαφορική γραμμή.

Για τη μέτρηση του κέρδους μετατροπής τάσεως, χρησιμοποιήθηκε είσοδος ισχύος -25 dBm και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή τέθηκε στα 12 dBm. Η συχνότητα στην έξοδο ήταν 100 kHz και το σήμα μετρήθηκε με τη βοήθεια ψηφιακού παλμογράφου. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων φαίνονται στο σχήμα 4.12 και μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι το κέρδος είναι περίπου 7.4 dB με εύρος ζώνης τα 750 MHz. Αν και δεν χάσαμε σε κέρδος, το εύρος ζώνης είναι σημαντικά μικρότερο. Αυτό οφείλεται στο ότι η προσαρμογή εισόδου που επιτεύχθηκε, είχε μικρό εύρος συχνοτήτων. Ιδίως στην περιοχή των 5.7 έως 6 GHz ο λόγος στάσιμων κυμάτων ήταν αρκετά υψηλός.



Σχήμα 4. 14: Μετρήσεις κέρδους μετατροπής τάσεως

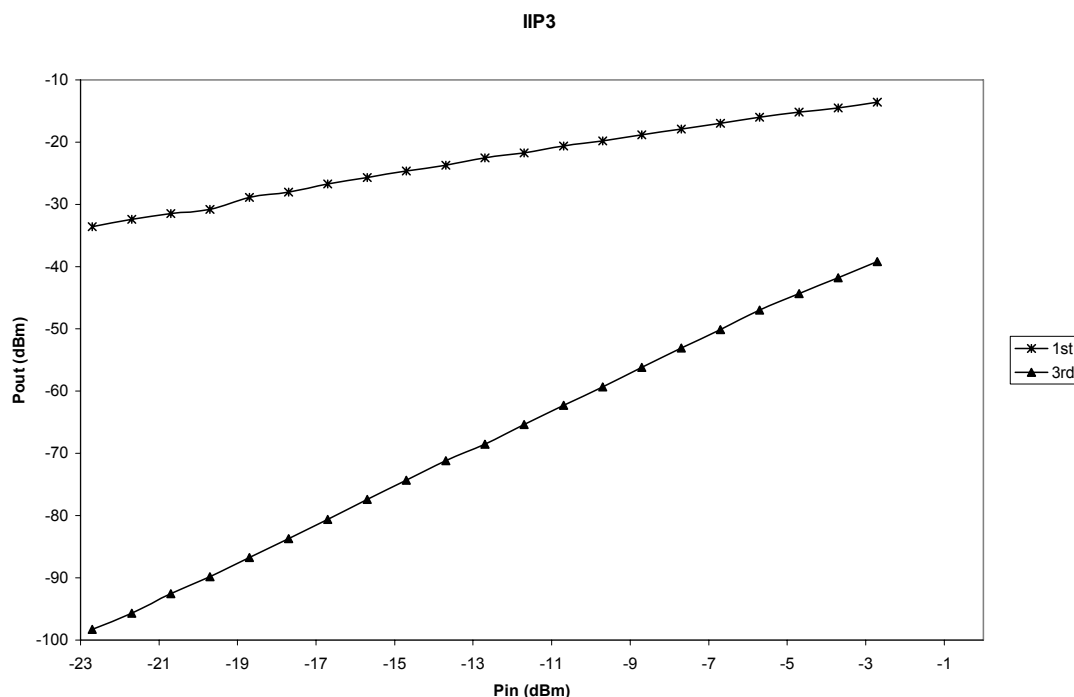
Στο σχήμα 4.14 μπορούμε να δούμε τις μετρήσεις του δείκτη θορύβου του κυκλώματος, συναρτήσει τη συχνότητας εξόδου. Για τη δημιουργία του διαγράμματος μετρήθηκαν ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο και στην έξοδο και μπορούμε να δούμε ότι επιβεβαιώνεται η αρχή λειτουργίας σε ότι αφορά τον θόρυβο flicker. Πράγματι από τις μετρήσεις φαίνεται να υπάρχει γραμμική αύξηση από τα 3 kHz και κάτω.



Σχήμα 4. 15: Μετρήσεις δείκτη θορύβου συναρτήσει της συχνότητας εξόδου

Για τις μετρήσεις ενδοδιαμόρφωσης, συνδυάστηκαν στην είσοδο δύο σήματα συχνότητας 5.5 ± 0.00001 GHz και έγινε σάρωση της ισχύος εισόδου μέχρι τα -3 dBm περίπου. Βλέπουμε ότι το IIP3 είναι 10 dBm. Επίσης ακολουθώντας παρόμοια διαδικασία μέτρησης αλλά με ένα σήμα, βρίσκουμε ότι το σημείο συμπίεσης είναι -2.7 dBm.

Επίσης μετρήθηκε και η απομόνωση του τοπικού ταλαντωτή από την έξοδο και την είσοδο και βρέθηκε να είναι 44 και 30 dB αντίστοιχα. Συγκριτικά με τις εξομοιώσεις, υπάρχει αρκετή απόκλιση στην απομόνωση της εισόδου, η οποία προέρχεται από την αλληλεξουδετέρωση του τοπικού ταλαντωτή στα διακοπτικά τρανζίστορ. Έτσι η οποιαδήποτε ανισοροπία στο διαφορικό σήμα ή στα τρανζίστορ αυτά, οδηγεί σε απώλεια απομόνωσης.



Σχήμα 4. 16: Μετρήσεις ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξεως

| Μέγεθος | Εξομοίωση | Μέτρηση |
|--------------------------------------|-----------|---------|
| Frequency (GHz) | 5.5 | 5.5 |
| Voltage Conversion Gain (dB) | 6.9 | 7.4 |
| 3dB Bandwidth (GHz) | > 1 | 0,75 |
| VSWR | 1.1 | 1.15 |
| Noise Figure (dB) | 6.6 | 5.5 |
| Flicker Noise Corner Frequency (kHz) | <2 | 2 |
| CP1 (dBm) | -3.2 | -2.7 |
| IIP3 (dBm) | 9.5 | 10 |
| LO (dBm) | 12 | 12 |
| LO-IF isolation (dB) | 45 | 44 |
| LO-RF isolation (dB) | 52 | 30 |
| Power Dissipation (mW) | 5 | 4.5 |

Πίνακας 2: Συγκεντρωτικός πίνακας επιδόσεων μίκτη

Στον πίνακα 2, φαίνονται συγκεντρωτικά τα χαρακτηριστικά μεγέθη του μίκτη, όπως αυτά προκύπτουν από τις εξομοιώσεις και τις μετρήσεις. Παρατηρούμε ότι οι τιμές είναι πολύ κοντά και στις δύο περιπτώσεις.

4.4 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε ο σχεδιασμός και η υλοποίηση ενός μίκτη άμεσης μετατροπής με πολύ χαμηλό θόρυβο flicker και υψηλή γραμμικότητα. Πιο συγκεκριμένα, αρχικά μελετήθηκαν οι υπάρχουσες δομές για μίκτες με έμφαση σε αυτούς που προτείνονται για ομόδυνες αρχιτεκτονικές. Στη συνέχεια έγινε θεωρητική και ποιοτική ανάλυση της τοπολογίας που σχεδιάσαμε η οποία στηρίζεται στους single balanced μίκτες και με την χρήση παθητικών διακοπτικών τρανζίστορ επιτυγχάνει πολύ χαμηλό θόρυβο.

Για να επαληθεύσουμε τα θεωρητικά αποτελέσματα σχεδιάστηκε εφαρμογή στα 5.5 GHz η οποία μετρήθηκε με αρκετά καλή σύμπτωση εξομοιώσεων και μετρήσεων. Με τον τρόπο αυτό αποδείχτηκε η υλοποιησιμότητα της τοπολογίας καθώς και τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζει.

Η προτεινόμενη τοπολογία, με κατάλληλες μετατροπές, μπορεί να εξυπηρετήσει οποιαδήποτε εφαρμογή ασύρματων τηλεπικοινωνιών ομόδυνης μετατροπής. Πράγματι η έξοδος έχει πολύ μεγάλο εύρος ζώνης λόγω των παθητικών τρανζίστορ και περιορίζεται μόνο από την τιμή του χωρητικού φορτίου που χρησιμοποιείται για το φιλτράρισμα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Από την άλλη, η είσοδος καθορίζεται από τους συντονισμούς του διαγωγού αφού τα διακοπτικά τρανζίστορ λόγω της παθητικής φύσης τους και του μικρού μεγέθους, δεν περιορίζουν το υψίσυχνο σήμα. Τα παραπάνω την καθιστούν κατάλληλη για ενσωμάτωση στον δέκτη ραδιοσυχνοτήτων ευρείας ζώνης, που αποτελεί και το γενικότερο αντικείμενο της διατριβής αυτής.

Αναφορές

- [1] Sining Zhou J. and Mau – Chung Frank Chang, “A CMOS Passive Mixer With Low Flicker Noise for Low – Power Direct Conversion Receiver”, IEEE Journal of Solid State, vol. 40, no. 5, pp. 1084-1093, May 2005
- [2] Lu Liu and Zhi – Hua Wang, “Analysis and Design of a Low – Voltage RF CMOS Mixer”, Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, vol. 53, no. 3, pp. 212-216, March 2006
- [3] Hooman Darabi and Janice Chiu, “A Noise Cancellation Technique in Active RF – CMOS Mixers”, IEEE Journal of Solid State, vol. 40, no. 12, pp. 2628 – 2632, December 2005
- [4] Michael Margraf and Georg Boeck, “Analysis and Modeling of Low – Frequency Noise in Resistive FET Mixers”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 52, no. 7, pp. 1709 - 1718, July 2004
- [5] Barrie Gilbert, “The MICROMIXER: A Highly Linear Variant of the Gilbert Mixer Using a Bisymmetric Class – AB Input Stage”, IEEE Journal of Solid State, vol. 32, no. 9, pp. 1412 - 1423, September 1997
- [6] Keng Leong Fong and Robert G. Meyer, “Monolithic RF Active Mixer Design”, Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on , vol. 46, no. 3, pp. 231 - 239, March 1999
- [7] Rainne N. Simons, “Intermodulation – Distortion Performance of Silicon – Carbide Schottky – Barrier RF Mixer Diodes”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 2, pp. 669 - 672, February 2003
- [8] Danilo Manstretta, Rinaldo Castello and Fransico Svelto, “Low 1/f Noise CMOS Active Mixers for Direct Conversion”, Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, vol. 48, no. 9, pp. 846 - 850, March 2006
- [9] Thierry Melly, Alain – Serge Porret, Christian C. Enz and Eric A. Vittoz, “An Analysis of Flicker Noise Rejection in Low – Power and Low – Voltage CMOS Mixers”, IEEE Journal of Solid State, vol. 36, no. 1, pp. 102 - 109, January 2001

- [10] Hooman Darabi and Asad A. Abidi, "Noise in RF – CMOS Mixers: A Simple Physical Model", IEEE Journal of Solid State, vol. 35, no. 1, pp. 15 - 25, January 2000
- [11] Manolis T. Terrovitis and Robert G. Meyer, "Noise in Current – Commutating CMOS Mixers", IEEE Journal of Solid State, vol. 35, no. 1, pp. 15 - 25, January 2000
- [12] Jun Gao, Jin - Sheng, Ke - Min Sheng, "Study of Flicker Noise for Zero – IF Receiver", Progress In Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou, China, August 22 - 26.
- [13] Tuan – Anh Phan, Chang –Wan Kim, Yun –A Shim, Sang – Gug Lee, "A High Performance CMOS Direct Down Conversion Mixer for UWB System", IEICE TRANS. ELECTRON., vol.E88-C, No. 12, pp. 2316 – 2321, December 2005
- [14] Zhang, Z. Chen, Z. Lau, J. , "A 900 MHz CMOS balanced harmonic mixer for direct conversion receivers", Radio and Wireless Conference, 2000. RAWCON 2000. 2000 IEEE pp. 219 – 222, August 2002
- [15] Zhaofeng Zhang Jack Lau, "Experimental study on MOSFET's flicker noise under switching conditions and modelling in RF applications", Custom Integrated Circuits, 2001, IEEE Conference on., pp. 393 – 396, August 2002
- [16] Circa, R. Pienkowski, D. Boeck, G. , "Integrated 130 nm CMOS passive mixer for 5 GHz WLAN applications", Microwave and Optoelectronics, 2005 SBMO/IEEE MTT-S International Conference on, pp. 103 – 106, December 2006
- [17] Christian Enz, "An MOS Transistor Model for RF IC Design Valid in All Regions of Operation", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.50, no. 1, pp. 342 – 358, January 2002
- [18] Kwyro Lee, Nam, I., Ickjin Kwon, Gil, J., Kwangseok Han, Park, S., Bo-Ik Seo, "The impact of Semiconductor Technology Scaling on CMOS RF and Digital Circuits for Wireless Application", Electron Devices, IEEE Transactions on, vol.52, no. 7, pp. 1415 – 1421, July 2005

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΔΕΚΤΗΣ ΡΑΔΙΟΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ

Στα προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάστηκε ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου και ενός μίκτη, ικανών να συνθέσουν ένα δέκτη ραδιοσυχνοτήτων υπέρ – ευρείας ζώνης, ακολουθώντας αρχιτεκτονική άμεσης μετατροπής. Πιο συγκεκριμένα δόθηκαν όλες οι απαραίτητες θεωρητικές εξισώσεις που περιγράφουν τη λειτουργία τους και επαληθεύτηκαν με αποτελέσματα εξομοίωσης από την υλοποίηση τους σε τεχνολογία ολοκλήρωσης 90 nm. Μάλιστα στην περίπτωση του μίκτη, υπήρχαν και πειραματικές μετρήσεις που αποδείκνυαν τη λειτουργία του σε ότι αφορά τις κρίσιμες παραμέτρους του θορύβου flicker και της γραμμικότητας.

Δεδομένου ότι αποτελούν τα δομικά στοιχεία, η ορθή λειτουργία τους είναι βασική παράμετρος για τη σωστή λειτουργία του συστήματος. Αυτό βέβαια, αν και αποτελεί αναγκαία συνθήκη, δεν μας εξασφαλίζει και το επιτυχές αποτέλεσμα. Θα πρέπει τα δύο κυκλώματα να σχεδιαστούν, να

εξομοιωθούν και να μετρηθούν σαν ένα ενιαίο σύνολο, προκειμένου να επαληθευτεί η συνολική λειτουργία. Έτσι στο παρών κεφάλαιο θα παρουσιαστεί ο δέκτης ραδιοσυχνοτήτων εξ ολοκλήρου, καθώς και τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων και των πειραματικών μετρήσεων.

Πιο συγκεκριμένα, αρχικά θα δοθούν οι προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιεί το σύστημα για να είναι συμβατό με το πρωτόκολλο λήψης υπέρ – ευρείας ζώνης. Στη συνέχεια θα μελετήσουμε τις μετατροπές που πρέπει να γίνουν στα δύο κυκλώματα. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, το τμήμα εισόδου του μίκτη θα πρέπει να αλλάξει αρκετά, προκειμένου να έχουμε το απαραίτητο εύρος ζώνης, ενώ και η έξοδος το ενισχυτή θα πρέπει να προσαρμοστεί στο χωρητικό φορτίο που θα έχει.

Επίσης θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων του κυκλώματος με μη γραμμικές αναλύσεις σε τυπικές και ακραίες συνθήκες λειτουργίας. Τέλος θα αναλύσουμε την πειραματική διάταξη και τις πειραματικές μετρήσεις.

Για την τελική υλοποίηση του δέκτη επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί τεχνολογία ολοκλήρωσης 65 nm με τυπική τροφοδοσία 1.2 Volt. Η αλλαγή αυτή μας προσφέρει συγκριτικό πλεονέκτημα σε ότι αφορά την υλοποίηση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, αφού η μεγαλύτερη κλίμακα ολοκλήρωσης, μας δίνει τη δυνατότητα να έχουμε τρανζίστορ με αυξημένη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους (f_t). Από την άλλη όμως αναμένουμε να έχουμε υψηλότερο θόρυβο flicker στην έξοδο του μίκτη. Όπως θα φανεί όμως και στη συνέχεια, η λειτουργία του μίκτη είναι τέτοια που ουσιαστικά απορροφά αυτή τη μεταβολή.

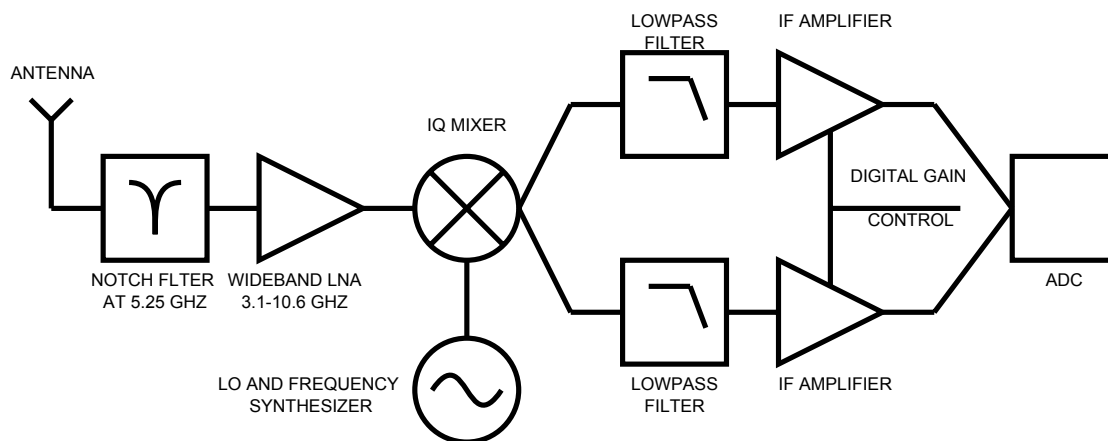
5.1 Προδιαγραφές Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων για συστήματα UWB

Με σημαντική αύξηση του φάσματος σε σύγκριση με τις υπάρχουσες περιορισμένης ζώνης τεχνολογίες, το πρωτόκολλο UWB επιτυγχάνει μια υψηλή ικανότητα καναλιών και ως εκ τούτου γίνεται μια ελκυστική λύση στις

συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις για μετάδοση δεδομένων στην περιοχή των ασύρματων προσωπικών δικτύων περιοχής (Wireless Personal Area Networks - WPAN). Οι διεθνείς κανονισμοί καθιερώνουν ότι οι συσκευές για αυτές τις εφαρμογές επικοινωνίας μπορούν να λειτουργήσουν στο ελεύθερο φάσμα 3.1-10.6 GHz. Μπορούν να χρησιμοποιήσουν για κάθε κανάλι τουλάχιστον 500 MHz του εύρους ζώνης με φασματική πυκνότητα ισχύος (Power Spectral Density – PSD) μικρότερη από -41.25 dBm/MHz.

Η διαίρεση του διαθέσιμου φάσματος σε διάφορες υποζώνες σε συνδυασμό με την διαμόρφωση OFDM είναι μια αποτελεσματική τεχνική για να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών και να επιτευχθεί υψηλή φασματική αποδοτικότητα. Επίσης αυξάνεται η ανοχή στις παρεμβολές από σήματα στενής ζώνης, για ένα σύστημα με πολύ υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων (200 Mb/s). Αυτή η προσέγγιση, γνωστή ως πολλαπλής ζώνης OFDM (Multi Band - OFDM), έχει λάβει ισχυρή υποστήριξη από διάφορες ακαδημαϊκές και εμπορικές οργανώσεις και εγκρίθηκε ως βιομηχανικό πρότυπο μέσα στο 2005. Σε αυτό το πρότυπο, το φάσμα UWB διαιρείται σε 14 ζώνες των 528 MHz. Οι ζώνες ομαδοποιούνται σε πέντε ομάδες. Μόνο η πρώτη ομάδα που αποτελείται από τρεις ζώνες και αντιστοιχεί στο χαμηλότερο μέρος του φάσματος (3.1-4.8 GHz), θεωρείται αυτήν την περίοδο ως υποχρεωτική. Οι υπόλοιπες ομάδες ζωνών έχουν καθοριστεί και έχουν αφιερωθεί ως προαιρετικές.

Η χρήση τριών ζωνών μπορεί να είναι ικανοποιητική για τις τρέχουσες εφαρμογές πολυμέσων με την επικοινωνία μεταξύ λίγων συσκευών. Εντούτοις, η επίτευξη του μεγίστου των δυνατοτήτων της τεχνολογίας UWB, η εφαρμογή δηλαδή του πολύ υψηλού ρυθμού μετάδοσης μεταξύ πολλαπλών συσκευών, απαιτεί την χρήση όσο το δυνατόν περισσότερων ζωνών. Το διατιθέμενο φάσμα UWB επικαλύπτει τις ζώνες από 5.15-5.35 GHz και 5.725-5.825 GHz, οι οποίες χρησιμοποιούνται από Wi-Fi συσκευές. Λόγω του στόχου να συνυπάρχουν οι δύο εφαρμογές στο ίδιο περιβάλλον, δεν επιτρέπεται η χρήση της αντίστοιχης ομάδας ζωνών. Ως εκ τούτου, 11 ζώνες είναι ο μέγιστος αριθμός που μπορούμε να έχουμε πρακτικά με ένα σύστημα MB-OFDM.



Σχήμα 5. 1: Βασική δομή ομόδουνο δέκτη UWB

Το σχήμα 5.1 παρουσιάζει το διάγραμμα ενός τυπικού ομόδουνο δέκτη για συστήματα UWB. Στην αρχή περιλαμβάνεται ένα φίλτρο αποκοπής ζώνης (notch filter), προκειμένου να μην εισέλθουν στον δέκτη σήματα από συσκευές Wi-Fi. Στην συνέχεια ακολουθεί ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου και ο μίκτης άμεσης μετατροπής (Direct Conversion Mixer – DCM). Τα δύο αυτά υποσυστήματα, αποτελούν τον δέκτη ραδιοφωνικών συχνοτήτων, για τον οποίο σκοπεύουμε να εξάγουμε προδιαγραφές. Παρατηρούμε ότι σε αυτό το σημείο γίνεται η IQ αποδιαμόρφωση, αν και αυτό δεν είναι απαραίτητο αφού μπορεί να επιτευχθεί και στον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος που ακολουθεί μετά τους ADC. Στην συνέχεια υπάρχει ένα βαθυπερατό φίλτρο, το οποίο επιλέγει την κάτω πλευρική συνιστώσα από την έξοδο του μίκτη ενώ στο τέλος υπάρχουν οι ενισχυτές του χαμηλόσυχνου σήματος. Οι ενισχυτές αυτοί έχουν ψηφιακά ελεγχόμενο κέρδος, προκειμένου να αποδίδουν σταθερή τάση στην είσοδο των μετατροπένων ψηφιακού σήματος σε αναλογικό [1]-[4].

Τα πρότυπα MB-OFDM καθορίζουν για τον δέκτη μια ευαισθησία -70.4 dBm για μετάδοση δεδομένων με ρυθμό 480 Mb/s, θεωρώντας ότι έχουμε κανάλι προστιθέμενου λευκού Γκαουσιανου θορύβου, όπως αυτό περιγράφηκε σε προηγούμενη παράγραφο. Με βάση αυτό το δεδομένο και χρησιμοποιώντας την εξίσωση 2.24 μπορούμε εύκολα να δούμε ότι χρειαζόμαστε για τον δέκτη μας δείκτη θορύβου 9 dB. Το νούμερο αυτό προκύπτει, αν στην εν λόγω σχέση θεωρήσουμε ότι το σήμα έχει εύρος φάσματος 528 MHz. Δεδομένου όμως ότι στον αποδιαμορφωτή θα υπάρχουν

μη ιδανικότητες όπως ανισορροπία φάσης και πλάτους (phase and amplitude imbalance), θόρυβος κβαντοποίησης και άλλα, θεωρούμε ότι ως στόχος πρέπει να τεθούν τα 7 dB, προκειμένου να υπάρχει ένα ικανοποιητικό περιθώριο.

Ο δέκτης θα πρέπει να μπορεί να αποδώσει τάση πλάτους 250 mV στους μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, το οποίο αντιστοιχεί σε -2 dBm ισχύος πάνω σε φορτίο 50 Ohm. Για να επιτευχθεί αυτό, χρειαζόμαστε 68 dB κέρδος. Το κέρδος αυτό θα πρέπει να μοιραστεί με τέτοιο τρόπο, ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις για τον δείκτη θορύβου αλλά και για την γραμμικότητα. Έτσι παρά το ότι δεν υπάρχουν ακόμη αυστηρές προδιαγραφές για την γραμμικότητα, είναι απαραίτητο να μπορούμε να επεξεργαστούμε σήματα της τάξεως των -23 dBm ενώ στην διεθνή βιβλιογραφία προτείνεται ότι το IIP3 πρέπει να είναι της τάξεως των -12 dBm. Επιπλέον θα πρέπει να αναλογιστούμε, ότι είναι πολύ πιο εύκολο να πετύχουμε υψηλά κέρδη στα κυκλώματα που λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες. Έτσι το μεγαλύτερο μέρος αυτού του κέρδους, θα προέλθει από τους ενισχυτές ενδιάμεσων συχνοτήτων.

Προκειμένου να ικανοποιηθούν οι παραπάνω προδιαγραφές του συστήματος και να εξαχθούν οι παράμετροι του τμήματος ραδιοσυχνοτήτων, απαιτείται μια αρκετά λεπτομερής ανάλυση της αλυσίδας και των τμημάτων που την απαρτίζουν. Έτσι λοιπόν ξεκινώντας από το φίλτρο απόρριψης ζώνης, θεωρούμε ως δεδομένο ότι θα είναι παθητικό και θα έχει απώλειες της τάξης των 2 dB. Αυτό με βάση την εξίσωση 2.18 σημαίνει αυτόματα ότι ο δείκτης θορύβου του συστήματος θα είναι τουλάχιστον 2 dB. Από αυτό μπορούμε να συμπεράνουμε ότι το τμήμα ραδιοφωνικών συχνοτήτων δεν μπορεί να έχει δείκτη θορύβου μεγαλύτερο από 4.5 dB. Τα υπόλοιπα μέρη του δέκτη δεν συνεισφέρουν ιδιαίτερα στον θόρυβο, αφού το σήμα είναι αρκετά ισχυρό πια στο υπόλοιπο μέρος της αλυσίδας. Βέβαια για να ισχύει αυτό, θα πρέπει το τμήμα ραδιοφωνικών συχνοτήτων να ενισχύσει το σήμα κατά 15 dB τουλάχιστον.

Σε ότι αφορά την γραμμικότητα, απαιτείται ο δέκτης να μπορεί να επεξεργαστεί σήματα τη τάξεως των -23 dBm. Θεωρώντας 2 dB απώλειες στο φίλτρο όπως υποθέσαμε, έχουμε ως ελάχιστη προδιαγραφή ότι το CP1 του δέκτη πρέπει να είναι τουλάχιστον -25 dBm. Κατά επέκταση το IIP3 θα πρέπει

να είναι -15 dBm. Φυσικά όσο καλύτερες είναι οι επιδόσεις του δέκτη ραδιοσυχνοτήτων, τόσο πιο εύκολος θα είναι ο σχεδιασμός του υπόλοιπου συστήματος.

Σημαντική παράμετρο, αποτελεί και η αντίσταση εισόδου του συστήματος. Όπως είναι γνωστό, σύμφωνα με το θεώρημα μέγιστης μεταφοράς της ισχύος, θα πρέπει να υπάρχει συζυγής προσαρμογή των αντιστάσεων εισόδου του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και του κυκλώματος που προηγείται, είτε αυτό είναι η κεραία είτε κάποιο φίλτρο. Έχει τεθεί ως σύμβαση, ότι η αντίσταση αυτή πρέπει να είναι 50 Ωm. Μέτρο της ποιότητας της προσαρμογής εισόδου, αποτελεί η αντίστοιχη παράμετρος σκέδασης, η οποία δεν πρέπει να είναι μεγαλύτερη από -9 dBm.

| Προδιαγραφή | Τιμή |
|-----------------------------|------------|
| Συχνότητα Λειτουργίας (GHz) | 3.1 – 10.6 |
| Κέρδος (dB) | 15 |
| Δείκτης Θορύβου (dB) | 4.5 |
| S11 (dB) | -9 |
| CPin (dBm) | -25 |
| IIP3 (dBm) | -15 |

Πίνακας 3: Συνοπτικός πίνακας προδιαγραφών δέκτη ραδιοσυχνοτήτων υπέρ-ευρείας ζώνης

Τέλος, το σύστημα μας θα πρέπει να έχει εύρος ζώνης στην είσοδο του από 3.1 GHz μέχρι 10.6 GHz ενώ στην έξοδο του χρειάζεται να βγάξει αναλλοίωτο το σήμα που έχει φάσμα 528 MHz. Όλα τα παραπάνω θα πρέπει να επιτευχθούν με τροφοδοσία 1.2 Volt και όσο το δυνατόν περιορισμένη κατανάλωση ρεύματος. Στον πίνακα 3 μπορούμε να δούμε συνοψισμένες τις παραπάνω προδιαγραφές.

5.2 Σχεδιασμός του Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, στα δύο προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάστηκε ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή χαμηλών συχνοτήτων για εφαρμογές ευρείας ζώνης καθώς και ενός μίκτη άμεσης μετατροπής. Οι δυο αυτές δομές με κατάλληλες τροποποιήσεις μπορούν να συνθέσουν το δέκτη υπερ – ευρείας ζώνης που θα παρουσιαστεί στο παρών κεφάλαιο. Ιδιαίτερη έμφαση θα δοθεί στη σχεδίαση του μίκτη, ο οποίος αρχικά υλοποιήθηκε για εφαρμογές στενής ζώνης.

Πιο συγκεκριμένα, ανατρέχοντας στο κεφάλαιο 4, μπορούμε εύκολα να διαπιστώσουμε ότι το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του μίκτη καθορίζεται ουσιαστικά από τον διαγωγό εισόδου και τους συντονισμούς του. Κυρίαρχο ρόλο έχει η ρύθμιση της αντίστασης εισόδου για προσαρμογή σε συγκεκριμένη συχνότητα αλλά και το φορτίο που χρησιμοποιείται. Το διακοπτικό ζεύγος όμως μπορεί να έχει πολύ μεγάλο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας, αφού είναι παθητικό και τα τρανζίστορ του έχουν αρκετά μικρές διαστάσεις. Έτσι κατ' επέκταση και οι χωρητικότητες επικάλυψης είναι πολύ μικρές.

Σε ότι αφορά τη ρύθμιση της αντίστασης εισόδου, αυτή δεν είναι πια απαραίτητη, αφού το σήμα εισόδου του μίκτη θα προέρχεται από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Μάλιστα η χωρητικότητα της εισόδου του διαγωγού, μπορεί να απορροφηθεί από τον συντονισμό στην έξοδο LNA. Σε ότι αφορά τον συντονισμό στην έξοδο του διαγωγού, θα μπορούσαμε με τη βοήθεια παράλληλης αντίστασης να αυξήσουμε το εύρος ζώνης στο επιθυμητό σημείο. Αυτό όμως θα εκμηδένιζε το κέρδος και ουσιαστικά θα καθιστούσε τον διαγωγό ανενεργό.

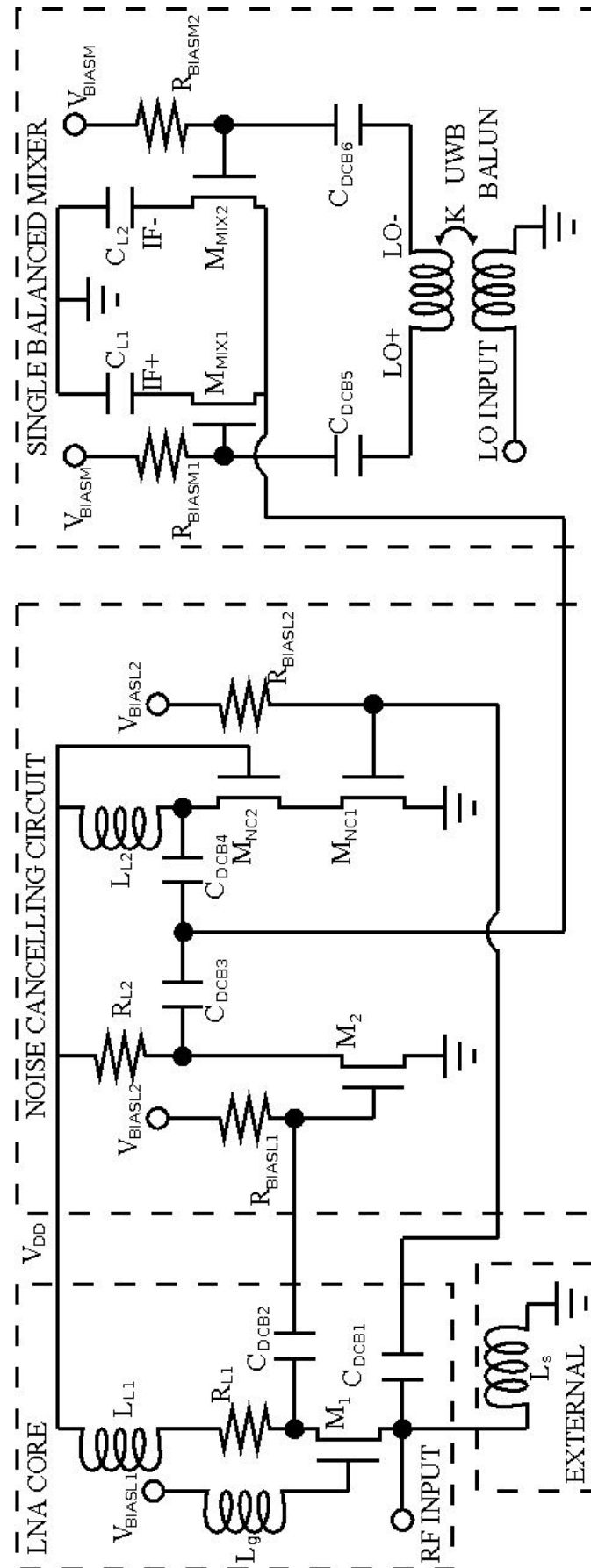
Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, αποφασίσαμε να υλοποιήσουμε τον μίκτη ως καθαρά παθητικό στοιχείο, αποτελούμενο μόνο από το διακοπτικό ζεύγος και χωρίς τη χρήση του διαγωγού. Το ρόλο του τελευταίου θα τον αναλάβει ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου και πιο συγκεκριμένα το στάδιο εξόδου το οποίο αποτελείται από ένα στάδιο ενίσχυσης σε συνδεσμολογία κοινής πηγής. Άλλωστε σύμφωνα και με όσα αναλύσαμε στο κεφάλαιο 3,

αυτός ήταν και ο λόγος που προσθέσαμε το συγκεκριμένο τρανζίστορ. Να έχουμε δηλαδή αρκετή ενίσχυση ρεύματος, ώστε να μπορούμε να οδηγήσουμε το χαμηλό φορτίο που θα παρουσίαζε ένα διακοπτικό ζεύγος που θα συνδεόταν απευθείας στην έξοδο του LNA. Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται ευρέως στη διεθνή βιβλιογραφία και η αποτελεσματικότητά της έχει τεκμηριωθεί πλήρως [5],[6].

Ακολουθώντας την παραπάνω ανάλυση, σχεδιάσαμε τον δέκτη ραδιοσυχντήτων όπως φαίνεται στο σχήμα 5.2. Στο αριστερό τμήμα βρίσκεται ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου και το κύκλωμα ακύρωσης του θορύβου που παρουσιάσαμε στο 3^ο κεφάλαιο. Στα δεξιά είναι το διακοπτικό ζεύγος με χωρητικό φορτίο, το οποίο λειτουργεί ως φίλτρο για τα ανεπιθύμητα σήματα που παρουσιάζονται στην έξοδο του.

Ένα από τα σημαντικά προβλήματα ήταν η δημιουργία του διαφορικού σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Σε ένα ολοκληρωμένο σύστημα, αυτό δεν θα αποτελούσε πρόβλημα αφού το σήμα θα παραγόταν απευθείας σε διαφορική μορφή από τον συνθέτη συχνοτήτων (Phase Locked Loop – PLL). Στην περίπτωση μας όμως, για τις πειραματικές μετρήσεις θα χρησιμοποιηθεί μια γεννήτρια σήματος απλής εξόδου. Συνεπώς θα πρέπει να μετατρέψουμε το σήμα της σε διαφορικό. Μια πιθανή λύση θα ήταν να συνδέαμε εξωτερικά ένα balun. Αυτό όμως ήταν πρακτικά αδύνατο αφού δεν υπήρχε κάποιο στοιχείο που να καλύπτει όλο το φάσμα συχνοτήτων. Επίσης θα μπορούσαμε να υλοποιήσουμε πάνω στην τυπωμένη πλακέτα (PCB) ένα balun με τη βοήθεια μικροταινιών (Microstrip Lines), αλλά και αυτή η λύση κρίθηκε ανέφικτη αφού παρουσιάζει μεγάλες απώλειες.

Για τη λύση του παραπάνω προβλήματος έχουν προταθεί τοπολογίες στη βιβλιογραφία που υλοποιούνται εσωτερικά στο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Πιο συγκεκριμένα, στο [7] υλοποιείται ένας ενεργός μετατροπέας διαφορικού σήματος σε απλό, ο οποίος υλοποιείται με δύο διαφορικά στάδια, εκ των οποίων η είσοδος του πρώτου είναι «ψευδοδιαφορική». Ο ένας ακροδέκτης δηλαδή συνδέεται προς τη γη με κατάλληλο δικτύωμα RC. Αυτή η τεχνική αν και είναι αρκετά διαδεδομένη, δεν έχει μεγάλο εύρος ζώνης, αφού οι παρασιτικές χωρητικότητες που παρουσιάζονται κυριαρχούν στη διαφορά φάσης των διαφορικών εξόδων. Πράγματι στη συγκεκριμένη δημοσίευση επιτυγχάνουν να χρησιμοποιήσουν τη μέθοδο μόνο μέχρι τα 5 GHz.



Σχήμα 5. 2: Δέκτης ραδιοσυχνότητας ευρεία ζώνης

Άλλη μέθοδος που μπορεί να χρησιμοποιηθεί είναι η υλοποίηση του balun με τη χρήση διακριτών στοιχείων. Στο [8] παρουσιάζεται η υλοποίηση ενός κατανεμημένου Marchand balun εσωτερικά στο κύκλωμα, καταλαμβάνει όμως πολύ μεγάλη επιφάνεια. Έτσι αποφασίσαμε να σχεδιάσουμε ένα οκταγωνικό balun με διάμετρο 220 μm , το οποίο χρησιμοποιεί 3 επίπεδα μετάλλων για να δημιουργήσουμε διαφορικό σήμα τοπικού ταλαντωτή. Σύμφωνα με τις ηλεκτρομαγνητικές εξομοιώσεις που έγιναν, οι απώλειες του είναι περίπου 3.5 dB ενώ παρουσιάζει ανισορροπία στις εξόδους του 0.4 dB και ± 2 μοίρες.

Στο κεφάλαια 3 και 4 που παρουσιάστηκε η θεωρητική ανάλυση των κυκλωμάτων, καθώς και η παρουσίαση των αποτελεσμάτων των εξομοιώσεων, αναφέραμε ότι χρησιμοποιήθηκε τεχνολογία ολοκλήρωσης 90 nm. Για την τελική σχεδίαση του δέκτη όμως, υιοθετήθηκε τεχνολογία CMOS 65 nm. Η αλλαγή αυτή αν και δεν επηρεάζει την αρχή λειτουργίας των κυκλωμάτων, βελτιώνει σε πολύ μεγάλο βαθμό την επίδοση τους, αφού τα τρανζίστορ έχουν μεγαλύτερη διαγωγιμότητα και πολύ μικρότερες χωρητικότητες επικάλυψης.

Έτσι υλοποιώντας την τελική σχεδίαση μας, ρυθμίσαμε τις διαστάσεις του τρανζίστορ M1 έτσι ώστε η διαγωγιμότητα του να είναι 20 ms. Με αυτό τον τρόπο το πραγματικό μέρος της αντίστασης εισόδου είναι κοντά στα 50 Ohm. Επίσης, ρυθμίσαμε την επαγωγή θετικής ανάδρασης L_g έτσι ώστε να επιτύχουμε ελαχιστοποίηση του θορύβου του πρώτου σταδίου στις υψηλές συχνότητες καθώς και αύξηση του κέρδους, όπως είχαμε αναλύσει και στο κεφάλαιο 3.

Η εξωτερική επαγωγή L_s στην είσοδο, αν και είχε θεωρηθεί «άπειρη» στη θεωρητική ανάλυση, η τιμή της τελικά επιλέχθηκε τέτοια ώστε να εξουδετερώνει την παρασιτική χωρητικότητα του ESD που χρησιμοποιείται στην είσοδο. Πιο συγκεκριμένα, η συσκευή προστασίας ηλεκτροστατικών εκκενώσεων, παρουσιάζει μια παρασιτική χωρητικότητα της τάξεως των 150 fF. Για να εξουδετερωθεί η επίδραση της και να μην έχουμε απώλεια σήματος προς το υπόστρωμα, χρειαζόμαστε μια επαγωγή στην περιοχή των 3 nH. Έτσι δημιουργούμε αρκετά μεγάλη εμπέδηση η οποία δεν επηρεάζει και την αντίσταση εισόδου.

Τα τρανζίστορ του μίκτη, είναι μικρά σε μέγεθος, προκειμένου να έχουμε μικρό χωρητικό φορτίο στην έξοδο του LNA και το χωρητικό φορτίο στην έξοδο τους, είναι τέτοιο ώστε να έχουν εύρος ζώνης 600 MHz. Εδώ θα πρέπει να παρατηρήσουμε ότι, παρόλο που έχουμε απευθείας μετατροπή του σήματος σε χαμηλή συχνότητα, δεν κάνουμε αποδιαμόρφωση IQ. Αυτό έγινε διότι μπορούμε να επιτύχουμε αυτή τη διεργασία πολύ πιο αποδοτικά σε ψηφιακό επίπεδο.

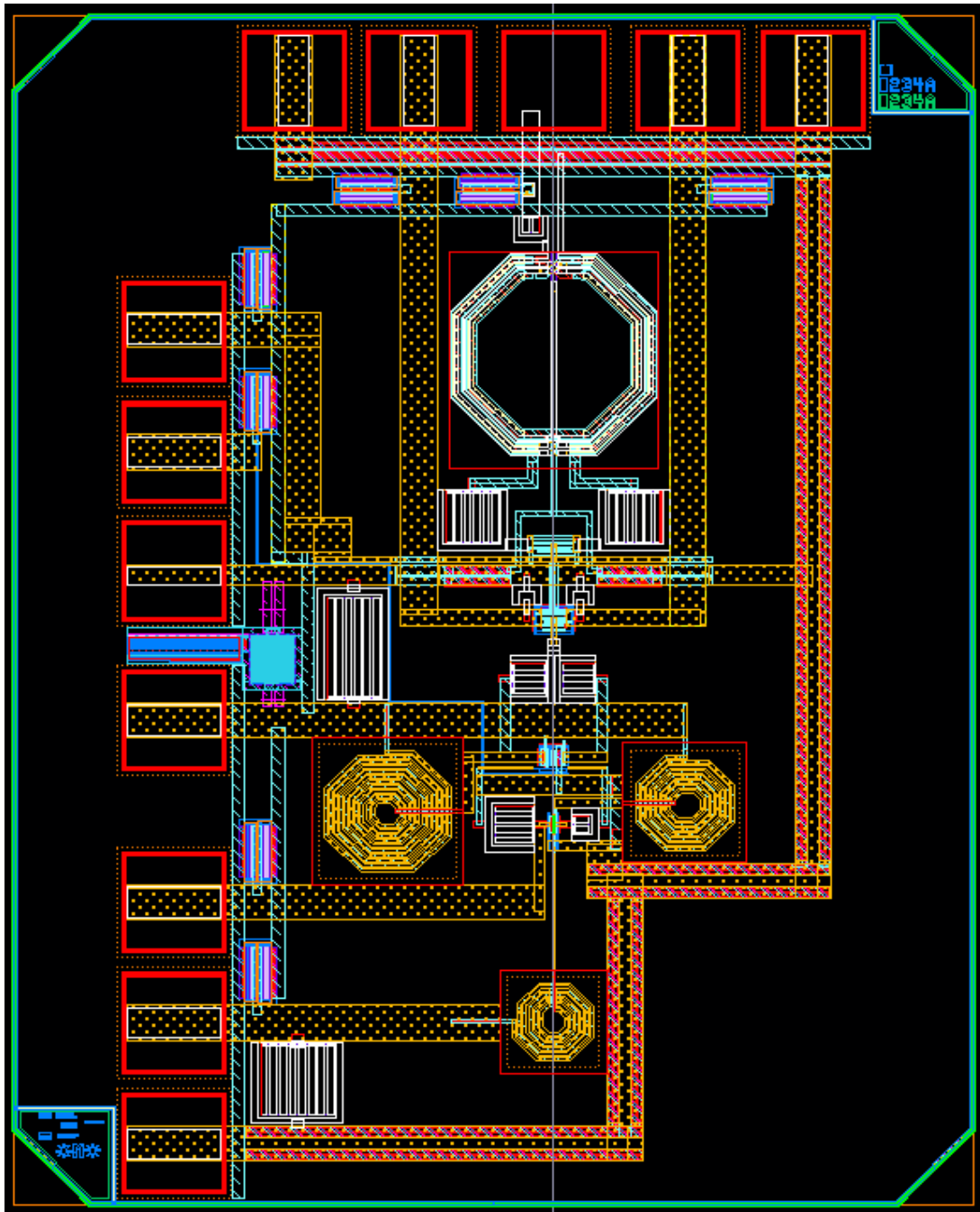
Στον πίνακα 3 παρουσιάζονται οι τιμές των κυριότερων στοιχείων του δέκτη. Παρατηρούμε ότι το μήκος του καναλιού σε όλα τα τρανζίστορ είναι στο ελάχιστο επιτρεπόμενο μέγεθος, στα 60 nm δηλαδή. Επίσης τα διακοπτικά τρανζίστορ είναι πολύ μικρά όπως έχουμε ήδη αναφέρει. Σε ότι αφορά τα παθητικά στοιχεία, θα πρέπει να παρατηρήσουμε την πολύ μεγάλη τιμή της επαγωγής LL_2 , η οποία οφείλεται στο γεγονός ότι το κύκλωμα ακύρωσης θορύβου είναι συντονισμένο στις χαμηλές συχνότητες.

| Μέγεθος Τρανζίστορ (W/L) | Παθητικά Στοιχεία |
|-----------------------------|-----------------------------|
| $M_1 : 32.5/0.06$ | $L_g : 1.5 \text{ nH}$ |
| $M_2 : 27.5/0.06$ | $LL_1 : 2.7 \text{ nH}$ |
| $MNC_1 : 27.5/0.06$ | $LL_2 : 5.8 \text{ nH}$ |
| $MNC_2 : 32/0.06$ | $RL_1 : 196 \ \Omega$ |
| $MIX_{1,2} : 0.5/0.06$ | $RL_2 : 222 \ \Omega$ |
| | $CL_{1,2} : 206 \text{ fF}$ |

Πίνακας 4: Κύρια στοιχεία του δέκτη

Για το φυσικό σχεδιασμό του κυκλώματος (layout), η τεχνολογία διαθέτει πέντε επίπεδα μετάλλου χαλκού με μονό πάχος, ένα επίπεδο χαλκού διπλού πάχους και με μονωτικό υλικό υψηλής διηλεκτρικής σταθεράς και ένα επίπεδο μετάλλου χαλκού με δωδεκαπλό πάχος. Επίσης υπάρχει και ένα επίπεδο μετάλλου αλουμινίου με πολύ καλή αγωγιμότητα, το οποίο χρησιμοποιείται και για την τελική σύνδεση το ολοκληρωμένου με τους ακροδέκτες του. Όπως

είναι λογικό, όσο υψηλότερα είναι το επίπεδο που βρίσκεται το μέταλλο, τόσο χαμηλότερη είναι η παρασιτική χωρητικότητα και οι απώλειες που εισάγει.



Σχήμα 5. 3: Φυσικός σχεδιασμός του δέκτη ραδιοσυχνοτήτων

Με βάση το παραπάνω σκεπτικό σχεδιάσαμε το layout του κυκλώματος όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3. Στο κάτω μέρος βρίσκεται ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου με τα τρία πηνία του, ενώ στο πάνω μέρος είναι ο μίκτης με το balun. Τα πηνία έχουν μεγάλες αποστάσεις μεταξύ τους, για να μην αλληλεπιδρούν

μεταξύ τους. Ιδιαίτερα το balun που έχει μεγάλες διαστάσεις και διαρρέετε από το πολύ ισχυρό σήμα του τοπικού ταλαντωτή, φροντίσαμε να είναι όσο πιο απομονωμένο γίνεται. Για να βελτιώσουμε την απομόνωση των πηνίων, περιβάλλαμε το κάθε ένα από αυτά με ένα δακτύλιο ασφαλείας (guard ring), ο οποίος συνδέθηκε με τη γη με τη χρήση ανεξάρτητων δικτύων (star connection). Ο δακτύλιος αυτός περιορίζει την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία των πηνίων προς τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος.

Επίσης για να εξασφαλιστεί η λειτουργία του κυκλώματος και να μειωθούν οι παρεμβολές, χρησιμοποιήθηκαν ανεξάρτητα δικτυώματα γης για τον ενισχυτή και τον μίκτη. Με αυτό τον τρόπο απομονώνουμε σε σημαντικό ποσοστό τις δύο δομές, κάτι που είναι ιδιαίτερα σημαντικό, αφού στον μίκτη έχουμε το πολύ ισχυρό σήμα του τοπικού ταλαντωτή, το οποίο μπορεί να οδηγήσει τον ενισχυτή σε κορεσμό. Μάλιστα για να βελτιώσουμε την ποιότητα της γείωσης σε κάθε κύκλωμα, χρησιμοποιήσαμε πολλαπλούς ακροδέκτες γείωσης για το κάθε δικτύωμα. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκαν δύο για τον μίκτη και τρεις για τον ενισχυτή. Επιπλέον χρησιμοποιήθηκαν και πυκνωτές απόζευξης (decoupling) μεταξύ της τροφοδοσίας του ενισχυτή και της γείωσης.

Οι διασυνδέσεις των στοιχείων έγιναν ως επί το πλείστον με τα τρία καλύτερα μέταλλα που βρίσκονται στα πάνω επίπεδα. Όπου χρειάστηκαν διασυνδέσεις σε χαμηλότερο επίπεδο, χρησιμοποιήθηκαν τα πέντε μονά μέταλλα συνδεδεμένα μεταξύ τους προκειμένου να δημιουργηθεί ουσιαστικά ένα μέταλλο πενταπλού πάχους. Οι διαστάσεις του ολοκληρωμένου που προέκυψε, είναι περίπου $2 \times 1 \text{ mm}^2$.

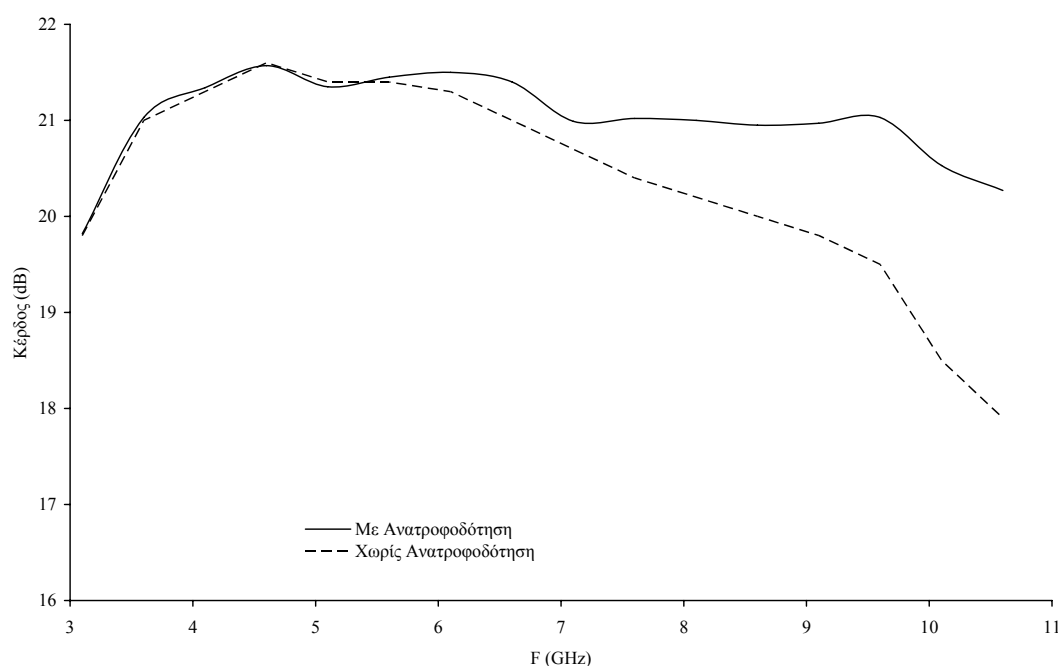
5.3 Εξομοίωση του Δέκτη Ραδιοσυχνοτήτων

Το κύκλωμα που παρουσιάστηκε εξομοιώθηκε συνολικά σε σχέση με τα βασικά χαρακτηριστικά του. Μελετήθηκαν κυρίως το κέρδος μετατροπής τάσεως, η προσαρμογή εισόδου και ο δείκτης θορύβου. Φυσικά έγιναν

εξομοιώσεις και για άλλα σημαντικά μεγέθη, όπως η απομόνωση μεταξύ των θυρών και η γραμμικότητα, τα τρία πρώτα όμως είναι τα σημαντικότερα.

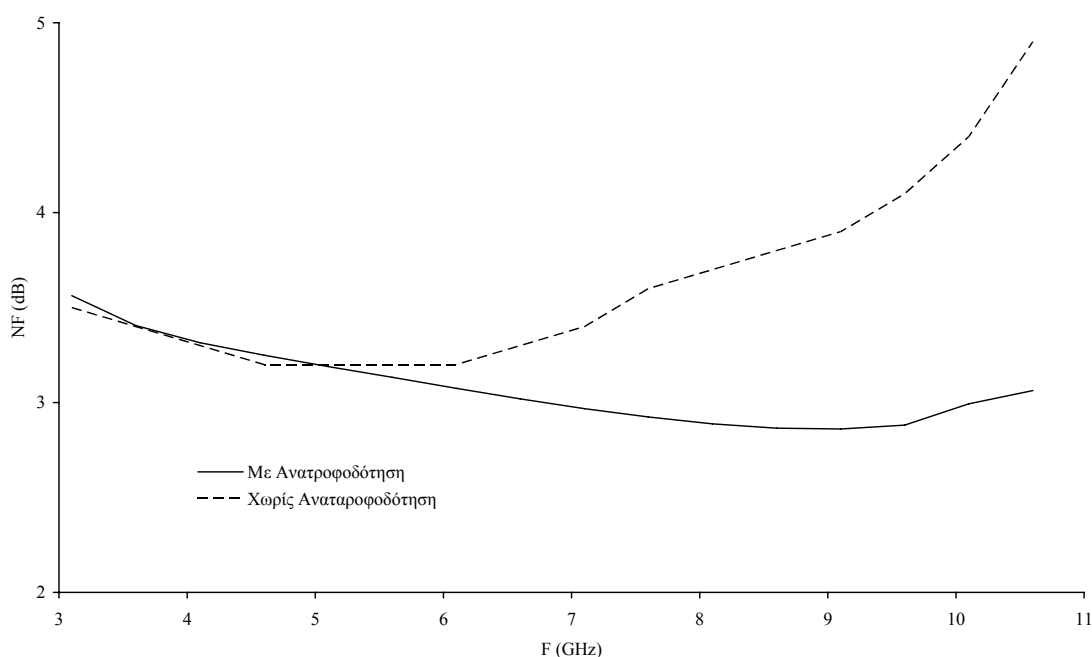
Στα αποτελέσματα που θα παρουσιαστούν συμπεριλαμβάνονται οι δομές προστασίας από ηλεκτροστατικές εκκενώσεις καθώς και μοντέλα για τα παρασιτικά φαινόμενα που εισάγουν οι διασυνδέσεις με την τυπωμένη πλακέτα. Επίσης έχουν εξαχθεί από τον φυσικό σχεδιασμό και έχουν συμπεριληφθεί όλες οι παρασιτικές χωρητικότητες και επαγωγές που υπάρχουν λόγω των ενώσεων μεταξύ των στοιχείων.

Στο σχήμα 5.4 μπορούμε να δούμε το κέρδος μετατροπής τάσεως του κυκλώματος. Έχουν γίνει εξομοιώσεις με την παρουσία θετικής ανατροφοδότησης και χωρίς. Όπως μπορούμε να δούμε το κέρδος και στις δύο περιπτώσεις είναι αρκετά υψηλό στις χαμηλές συχνότητες και καθορίζεται από τον συντονισμό εξόδου στα 21 dB περίπου. Στις υψηλές συχνότητες όμως στην περίπτωση που δεν υπάρχει θετική ανατροφοδότηση, έχουμε σημαντική μείωση του κέρδους. Πράγματι τότε η βάση του ενισχυτή κοινής πύλης συνδέεται στη γη, οπότε παύει να υπάρχει ο πόλος της εξίσωσης 3.4 και το κέρδος πέφτει απότομα στα 18 dB. Αντίθετα με την εφαρμογή της τεχνικής μας το κέρδος διατηρείται πολύ σταθερό σε όλο το εύρος συχνοτήτων.



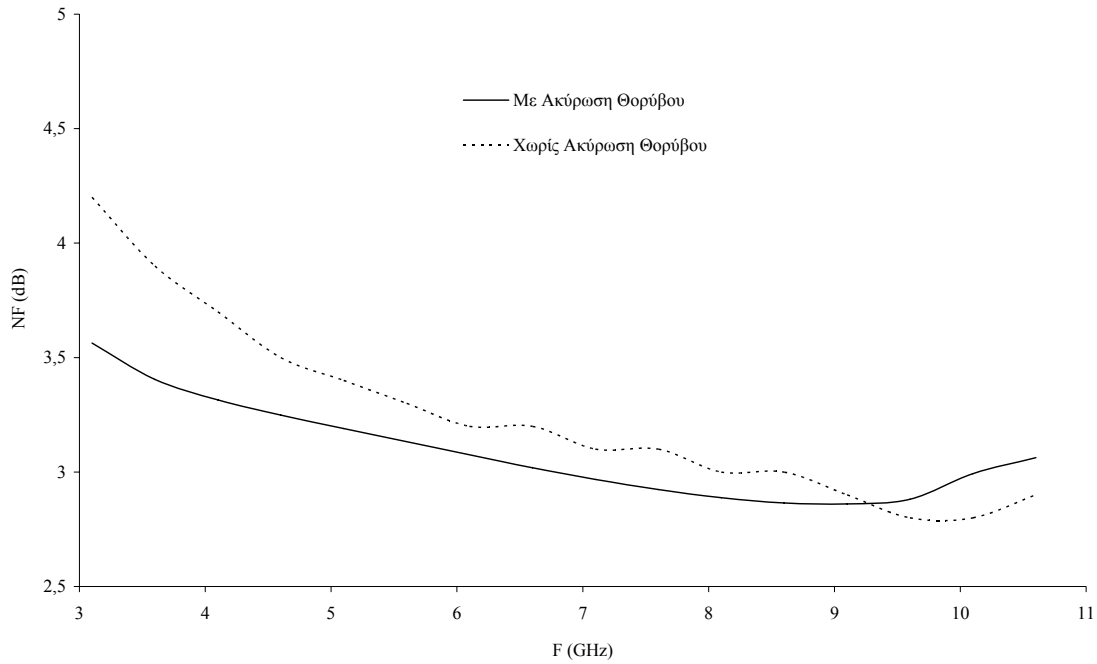
Σχήμα 5. 4: Κέρδος Μετατροπής Τάσεως

Μεγαλύτερη επίδραση έχει η ανατροφοδότηση στον δείκτη θορύβου. Όπως είχαμε αναφέρει στο τρίτο κεφάλαιο, όπου αναλύσαμε τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, δεν είναι εφικτή η ταυτόχρονη μεγιστοποίηση του κέρδους και η ελαχιστοποίηση του δείκτη θορύβου με τη μέθοδο που προτείνουμε. Θα έπρεπε να επιλέξουμε τη βελτιστοποίηση ενός από τα δύο μεγέθη και διαλέξαμε το θόρυβο που είναι πολύ πιο κρίσιμη παράμετρος. Έτσι λοιπόν βλέπουμε ότι χωρίς το πηνίο στην πύλη του τρανζίστορ κοινής πηγής, ο δείκτης θορύβου έχει την τυπική μορφή ενός ενισχυτή κοινής πηγής, με απότομη αύξηση της τιμής του καθώς ανεβαίνει η συχνότητα. Αντίθετα με την εφαρμογή της τεχνικής μας ο θόρυβος διατηρείται χαμηλός μέχρι την ακραία συχνότητα λειτουργίας.

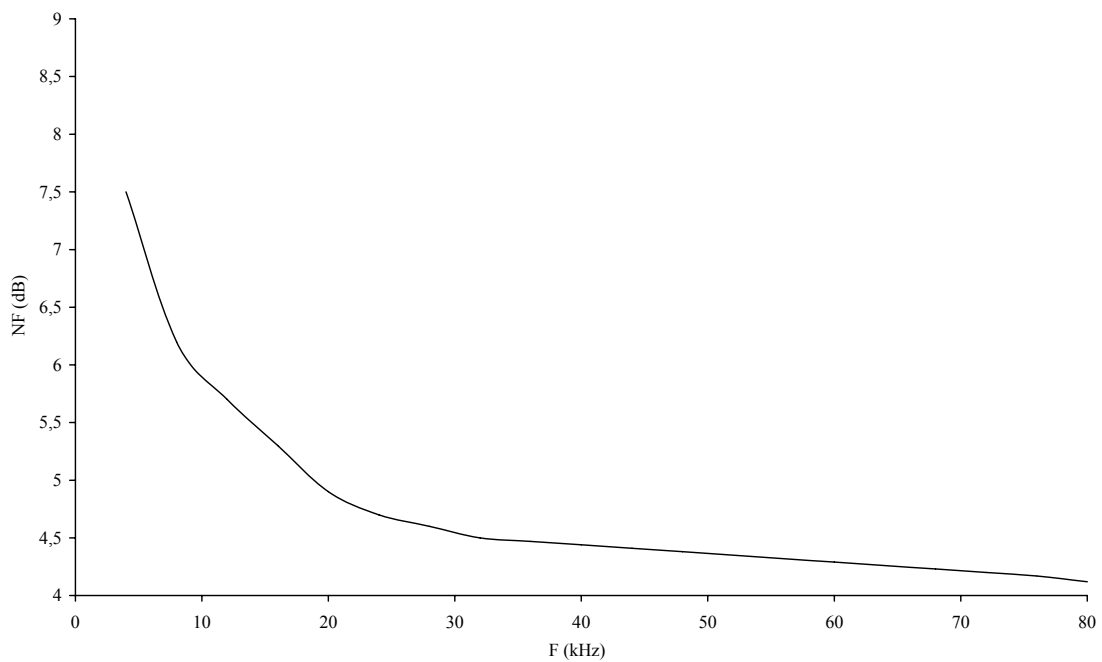


Σχήμα 5. 5: Δείκτης Θορύβου με και χωρίς Ανατροφοδότηση

Στις χαμηλές συχνότητες, όπως έχουμε ήδη αναφέρει, υιοθετήσαμε ένα κύκλωμα ακύρωσης θορύβου το οποίο στηρίζεται σε έναν ενεργό μετατροπέα διαφορικού σήματος σε απλό. Στο σχήμα 5.6 παρουσιάζεται ο δείκτης θορύβου του δέκτη με και χωρίς το κύκλωμα ακύρωσης θορύβου και βλέπουμε ότι επιτυγχάνουμε μείωση του θορύβου κατά 0,7 dB στις χαμηλές συχνότητες όπου και είναι συντονισμένο να δουλεύει



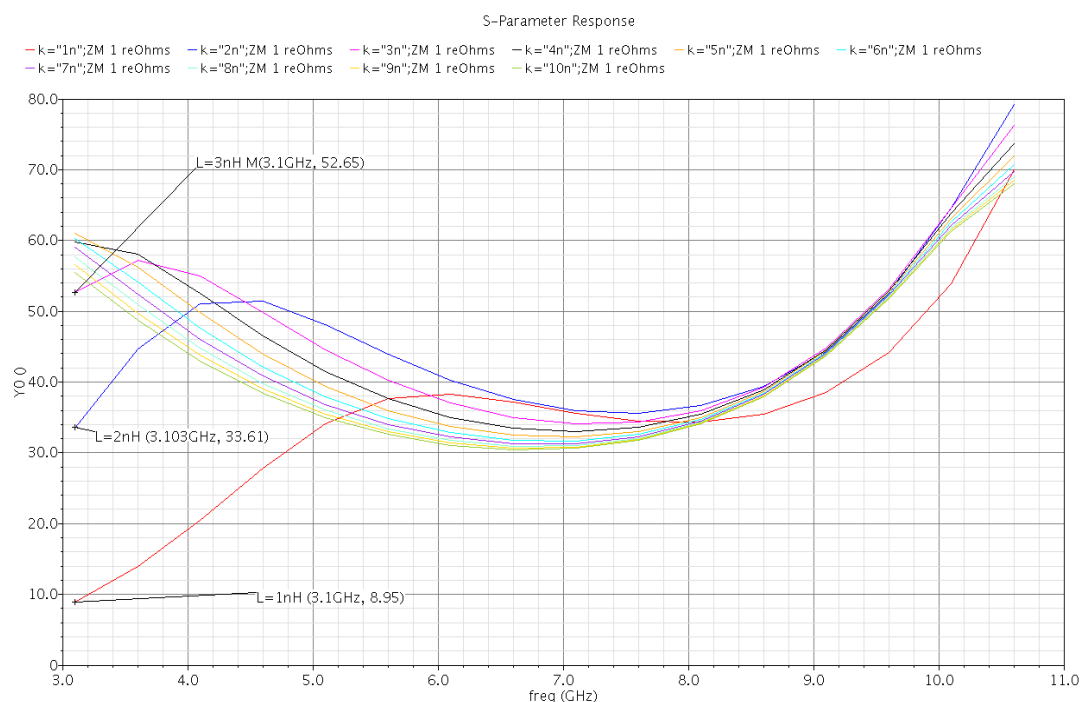
Σχήμα 5. 6: Δείκτης Θορύβου με και χωρίς Ακύρωση Θορύβου



Σχήμα 5. 7: Δείκτης θορύβου για χαμηλή ενδιάμεση συχνότητα στην έξοδο

Επίσης μελετήσαμε την επίδραση του χαμηλόσυχνου θορύβου flicker στο κύκλωμα μας. Για να γίνει αυτό θεωρήσαμε πολύ χαμηλές συχνότητες στην έξοδο της τάξεως των μερικών εκατοντάδων kHz. Όπως μπορούμε να

δούμε από το σχήμα 5.7, το σύστημα μας επηρεάζεται ελάχιστα, όπως ήταν αναμενόμενο και όπως έχουμε ήδη αποδείξει με τις μετρήσεις που παρουσιάστηκαν στο 4^ο κεφάλαιο. Σύμφωνα με τις εξομοιώσεις η συχνότητα που αρχίζει και γίνεται αντιληπτή η παρουσία αυτό το είδος θορύβου είναι στα 7.5 kHz. Είναι ελαφρώς αυξημένη σε σχέση με την τιμή του κεφαλαίου 4, γιατί έχουμε μικρότερη τεχνολογία ολοκλήρωσης και αυτό επηρεάζει το συγκεκριμένο φαινόμενο μέσω της χωρητικότητας του οξειδίου.

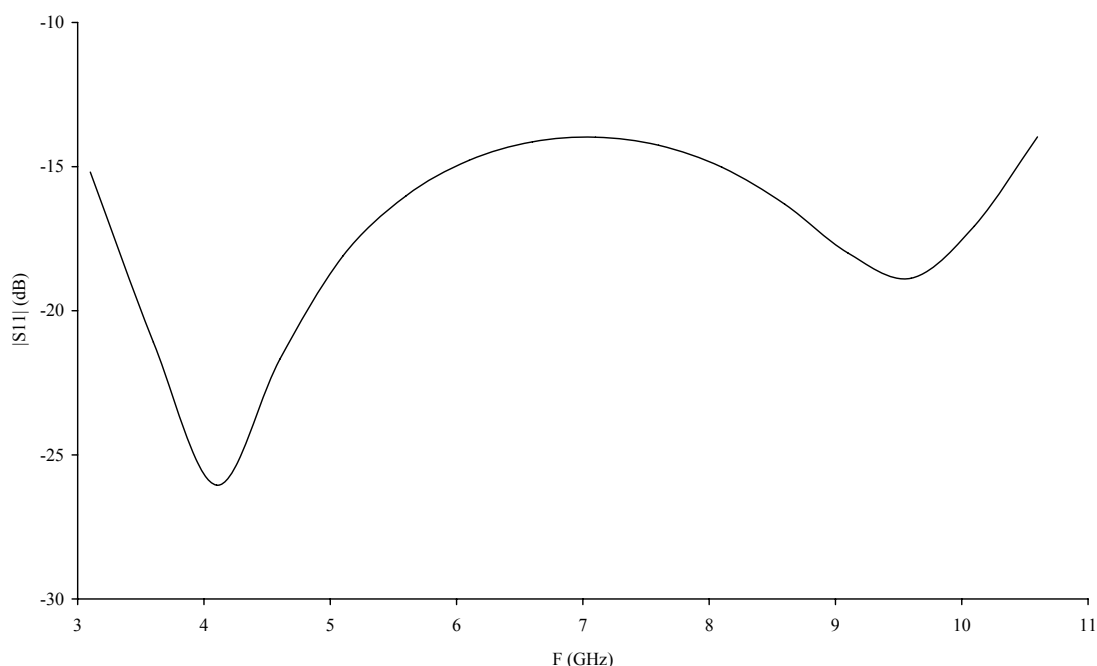


Σχήμα 5. 8: Μέτρο της Αντίστασης Εισόδου

Στο σχήμα 5.8 μπορούμε να δούμε τη μεταβολή του μέτρου της αντίστασης εισόδου συναρτήσει της συχνότητας. Πρόκειται ουσιαστικά για μια ομάδα γραφημάτων που προέκυψαν από εξομοιώσεις για διάφορες τιμές της εξωτερικής επαγωγής L_s . Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι για μια σάρωση τιμών από 4 έως 10 nH το εξεταζόμενο μέγεθος επηρεάζεται ελάχιστα. Έτσι επαληθεύεται για άλλη μία φορά ότι η συμπεριφορά του κυκλώματος δεν επηρεάζεται από την τιμή του πηνίου αυτού, εφόσον είναι μεγαλύτερο από κάποια τιμή.

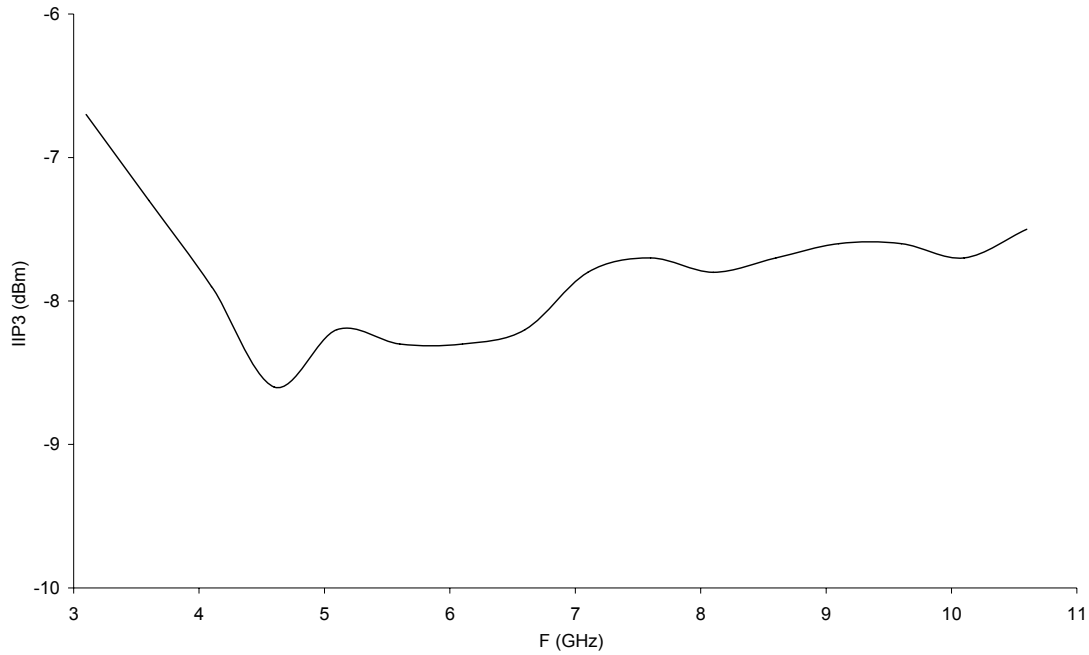
Στην περίπτωση μας, όπως φαίνεται πάντα από το σχήμα 5.8, το κύκλωμα αρχίζει να μεταβάλλει ουσιαστικά τη συμπεριφορά του κάτω από τα

3 nH. Εμείς θέσαμε την τιμή του πηνίου αυτού στα 3.3 nH, προκειμένου να βελτιστοποιήσουμε την προσαρμογή εισόδου στα 50 Ohm. Στο σχήμα 5.9 μπορούμε να δούμε την προσαρμογή που επιτυγχάνεται σε αυτή την περίπτωση. Οι απώλειες επιστροφής δεν ξεπερνάνε τα -15 dB σε όλο το εύρος λειτουργίας.

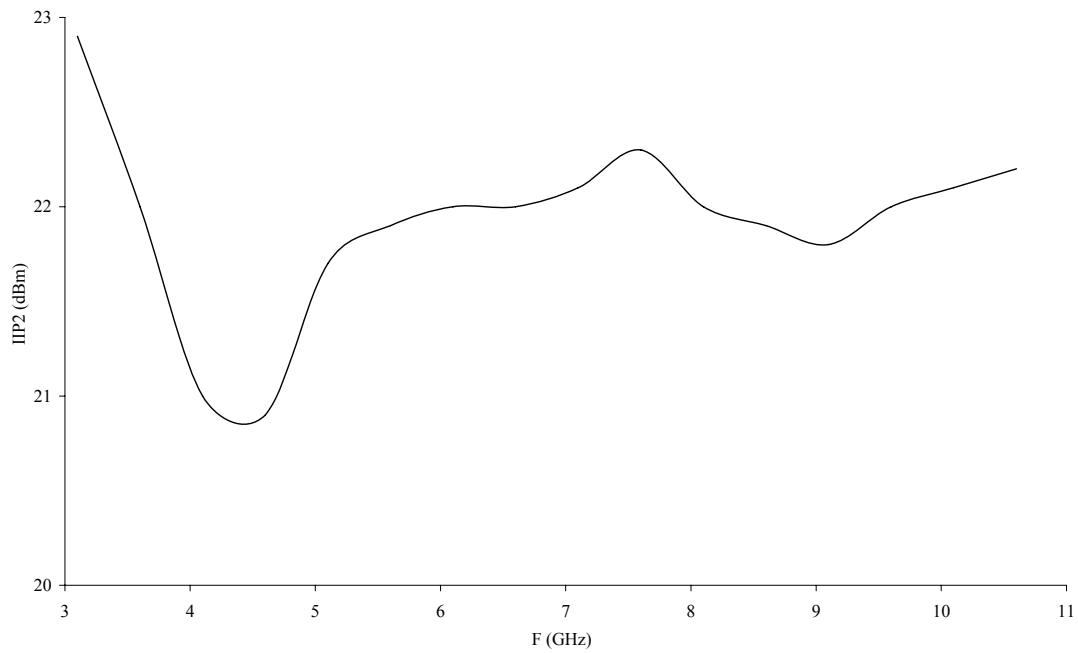


Σχήμα 5. 9: Προσαρμογή Εισόδου

Το κύκλωμα εξομοιώθηκε και σε σχέση με τις μη γραμμικότητες. Έτσι αρχικά εξομοιώσαμε το σημείο συμπίεσης κατά 1 dB στην είσοδο και είδαμε ότι έχει τιμές από -19,7 έως -17,7 dBm οπότε και ικανοποιεί τις προδιαγραφές που έχουν τεθεί. Επίσης μετρήσαμε τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξεως χρησιμοποιώντας σήμα 2 τόνων στην είσοδο. Μετρώντας το IIP3 πήραμε τη γραφική παράσταση που ακολουθεί για διάφορες συχνότητες. Παρατηρούμε ότι ακολουθεί την ανάστροφη ουσιαστικά πορεία από αυτή του κέρδους, φαινόμενο το οποίο είναι λογικό αφού όσο μειώνεται το κέρδος, τόσο αυξάνει η γραμμικότητα.



Σχήμα 5. 10: Σημείο ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξεως

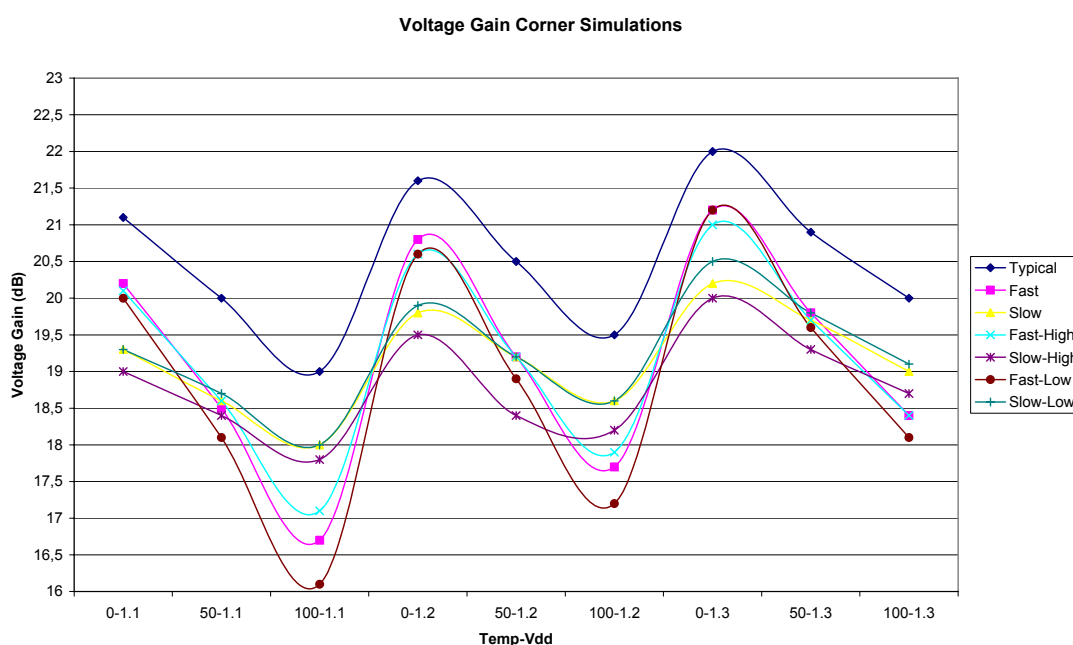


Σχήμα 5. 11: Σημείο ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} τάξεως

Στο σχήμα 5.11, αναπαρίσταται το σημείο ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} τάξεως. Συνήθως δεν έχει ιδιαίτερη σημασία σε ένα δέκτη, αφού τα παράγωγα του βρίσκονται σε πολύ χαμηλές συχνότητες και απορρίπτονται εύκολα λόγω

συμμετρίας στα διαφορικά κυκλώματα. Στην περίπτωση μας όμως θα πρέπει να μελετηθούν αφού έχουμε μίκτη άμεσης μετατροπής. Βλέπουμε λοιπόν ότι λόγω της συμμετρικής διαφορικής εξόδου, το σημείο ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} τάξεως είναι πάρα πολύ υψηλό.

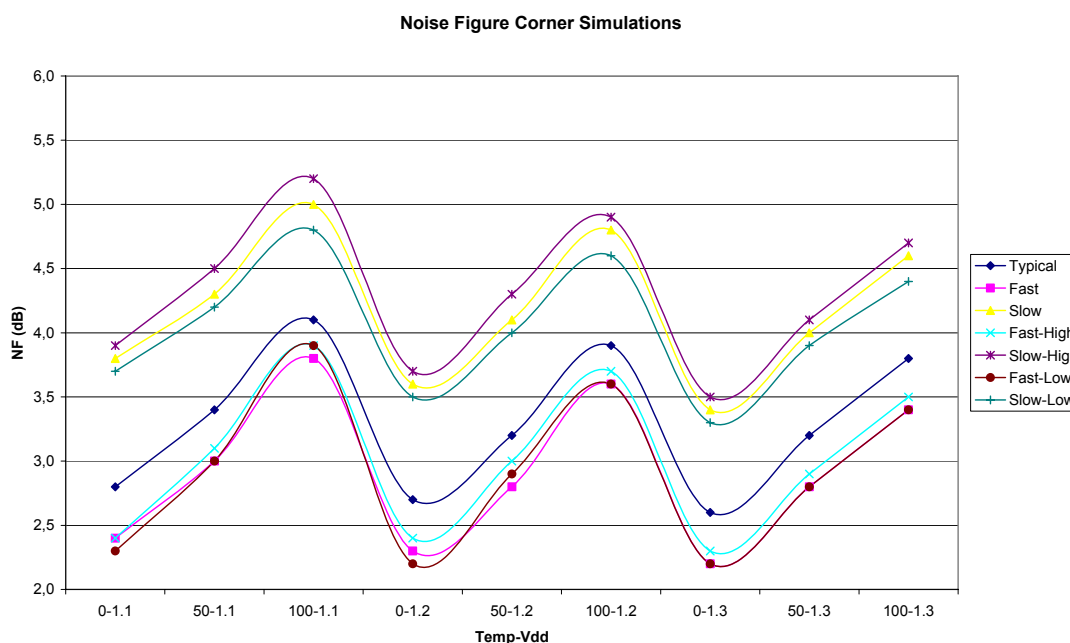
Ακόμη εξομοιώσαμε το κύκλωμα σε σχέση με την απομόνωση μεταξύ των θυρών του. Η απομόνωση της εξόδου από τις δύο εισόδους, τοπικού ταλαντωτή και υψίσυχνου σήματος, είναι 56 και 32 dB, μια επίδοση που επιτεύχθηκε χάρη στην παρουσία των πυκνωτών στην έξοδο. Επίσης η απομόνωση του υψίσυχνου σήματος από τον τοπικό ταλαντωτή είναι 52 dB.



Σχήμα 5. 12: Μέσο Κέρδος Μετατροπής συναρτήσει συνθηκών λειτουργίας

Επίσης το κύκλωμα εξομοιώθηκε και σε σχέση με τις μεταβολές της θερμοκρασία, της τάσης τροφοδοσίας καθώς και για μεταβολές της τεχνολογίας κατά την κατασκευή του ολοκληρωμένου (process variation). Πιο συγκεκριμένα εξομοιώσαμε το κύκλωμα στους 0, 50 και 100 °C καθώς και για τάσεις τροφοδοσίας που μεταβάλλονταν από 1.1 έως 1.3 Volt. Έπίσης θεωρώντας ότι τα χαρακτηριστικά της τεχνολογίας ακολουθούν Gaussian κατανομή, θέσαμε τη διασποράς τους από -2.3 έως 2.3. Έτσι στο σχήμα 5.12 βλέπουμε ότι το μέσο κέρδος μεταβάλλεται από 16 έως 22 dB περίπου ενώ ο μέσος δείκτης θορύβου από 2,3 έως 5,3 dB. Η μεταβολή αυτή, αν και δεν είναι

πολύ μεγάλη, θα μπορούσε να μετριάσει με τη χρήση κατάλληλων κυκλωμάτων πόλωσης. Για να υπάρχει όμως η μέγιστη ευελιξία κατά τη διάρκεια των μετρήσεων, προτιμήσαμε να έχουμε εξωτερικές πολώσεις, οι οποίες μπορούν να εξομοιωθούν μόνο ως σταθερές πηγές τάσεως.



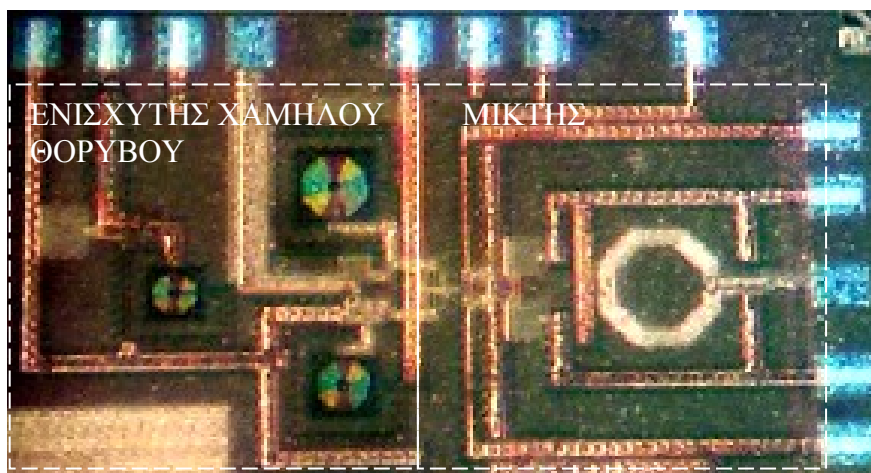
Σχήμα 5. 13: Μέσος Δείκτης Θορύβου συναρτήσει συνθηκών λειτουργίας

5.4 Μετρήσεις του Δέκτη Ραδιοσυχνότητων

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιαστούν οι μετρήσεις που έγιναν στον δέκτη ραδιοσυχνότητων και οι οποίες επιβεβαιώνουν τις θεωρητικές εξισώσεις που γραφθεί καθώς και τις εξομοιώσεις που έχουν γίνει. Οι μετρήσεις αυτές έχουν ιδιαίτερη σημασία για την επιβεβαίωση της λειτουργίας του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, αφού ο μίκτης έχει μετρηθεί σαν ανεξάρτητο κύκλωμα.

Στο σχήμα 5.14 μπορούμε να δούμε μικροφωτογραφία του ολοκληρωμένου κυκλώματος όπως αυτή λήφθηκε με τη βοήθεια μικροσκοπίου. Διακρίνονται τα τρία πηνία του ενισχυτή στο αριστερό μέρος ενώ από τον μίκτη φαίνεται μόνο ο μετατροπέας απλού σήματος σε

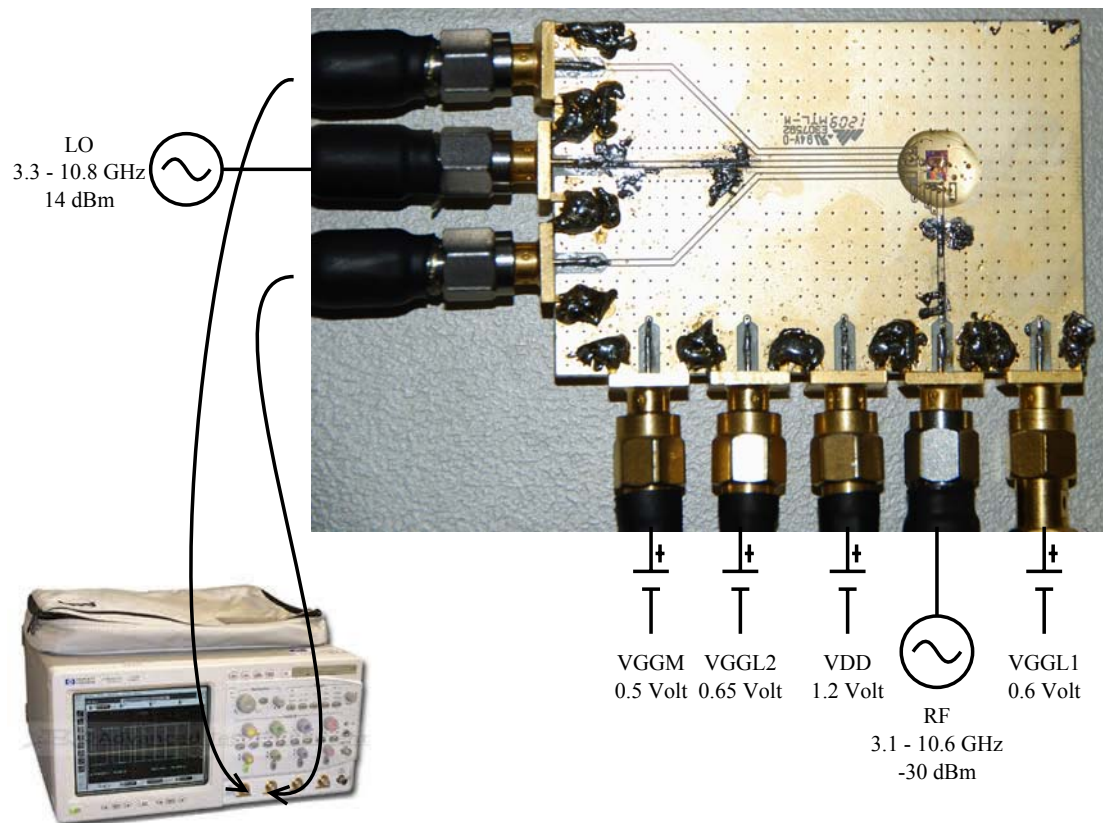
διαφορικό. Στις δύο πλευρές του ολοκληρωμένου κυκλώματος μπορούμε να δούμε τις μεταλλικές επιφάνειες που χρειάζονται για τη συγκόλληση των απαραίτητων καλωδίων που ενώνουν το ολοκληρωμένο με την τυπωμένη πλακέτα.



Σχήμα 5. 14: Μικροφωτογραφία του ολοκληρωμένου κυκλώματος

Το τυπωμένο κύκλωμα που σχεδιάστηκε για τις μετρήσεις φαίνεται στο σχήμα 5.15. Όπως και στην περίπτωση του κεφαλαίου 4, χρησιμοποιήθηκαν τρία επίπεδα διηλεκτρικού Rogers πάχους 0.338 mm το καθένα ενώ όλες οι επιφάνειες χαλκού της πλακέτας επιμεταλλώθηκαν με χρυσό για καλύτερη αγωγιμότητα. Οι γραμμές που σχεδιάστηκαν είχαν πλάτος 0.73 mm και πάχος 35 μm , διαστάσεις που αντιστοιχούν σε χαρακτηριστική εμπέδηση 50 Ω στη συχνότητα λειτουργίας.

Κατά το σχεδιασμό της πλακέτας, διαχωρίσαμε τα σήματα υψηλών συχνοτήτων από τις πολώσεις. Έτσι όλες οι γραμμές που περιείχαν σήματα, τοποθετήθηκαν στο πάνω μέρος της πλακέτας που φαίνεται και στη φωτογραφία, ενώ όλες οι γραμμές πόλωσης στο κάτω μέρος. Το ενδιάμεσο επίπεδο χρησιμοποιήθηκε αποκλειστικά ως γείωση, προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η απομόνωση του πάνω και του κάτω επιπέδου. Αυτό έγινε, για να μην υπάρχει μεταφορά υψίσυχνων σημάτων στην τροφοδοσία αλλά και για να ελαχιστοποιηθεί το μέγεθος της πλακέτας και άρα και οι παρασιτικές χωρητικότητες που παρουσιάζει.

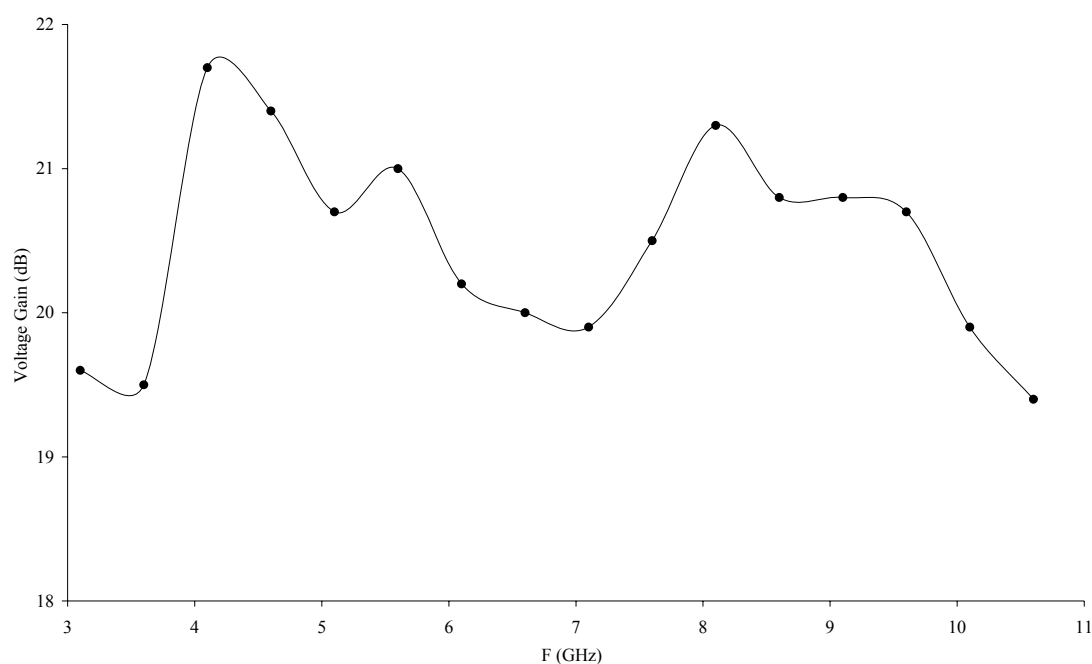


Σχήμα 5. 15: Διάταξη πειραματικών μετρήσεων

Σε όλες τις γραμμές που είχαν τις τάσεις πόλωσης, τοποθετήθηκαν κατά μήκος πυκνωτές αποσύζευξης (decoupling) με τιμές που κυμαίνονταν από 0.3 έως 100 pF. Η τεχνική αυτή μας βοηθά να μειώσουμε τις παρεμβολές που μπορεί να υπήρχαν στο κύκλωμα μέσω αυτών των δικτυωμάτων. Τέλος φροντίσαμε το σήμα του τοπικού ταλαντωτή και της εισόδου του υψίσυχνου σήματος να είναι κάθετα μεταξύ τους, ώστε να ελαχιστοποιηθεί η αλληλεπίδραση τους.

Στο σχήμα 5.15 μπορούμε να δούμε επίσης και την κυρίως πειραματική διάταξη, όπου συνδέθηκαν δύο γεννήτριες σημάτων, τρεις τάσεις πόλωσης, η πηγή τροφοδοσίας 1,2 Volt και ένας παλμογράφος. Αναφορικά με το σχήμα 5.2, το ζεύγος μίξης πολώθηκε με 500 mVolt στην πύλη των τρανζίστορ (VGGM) ενώ οι τάσεις πόλωσης που χρησιμοποιήθηκαν για τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου ήταν 600 και 650 mVolt (VGGL1, VGGL2). Για την παραγωγή του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, χρησιμοποιήθηκε γεννήτρια ισχύος 14 dBm η οποία μέσα από τα ESD και τον μετατροπέα απλού σήματος

σε διαφορικό καταλήγει να δίνει στα τρανζίστορ ένα σήμα της τάξεως των 500 mV. Επίσης σαν είσοδο είχαμε σήμα της τάξεως των -30 dBm, έτσι ώστε να είμαστε αρκετά μακριά από το σημείο κορεσμού του κυκλώματος. Έγινε σάρωση συχνότητας των δύο γεννητριών έτσι ώστε η έξοδος να είναι σταθερή στα 200 MHz.

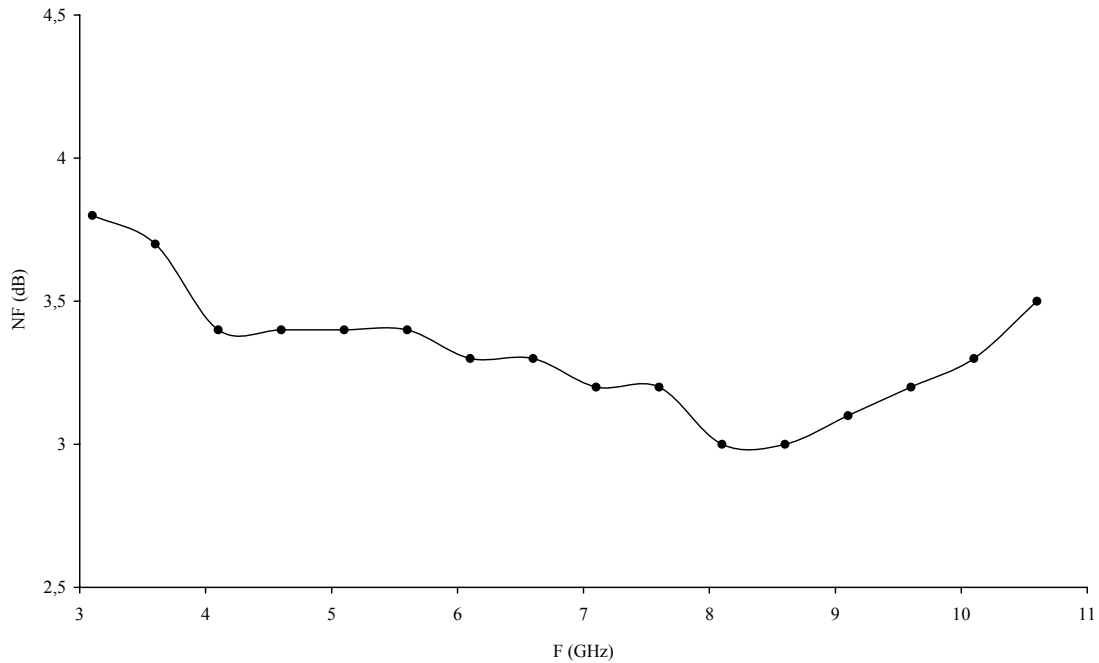


Σχήμα 5. 16: Κέρδος μετατροπής τάσεως

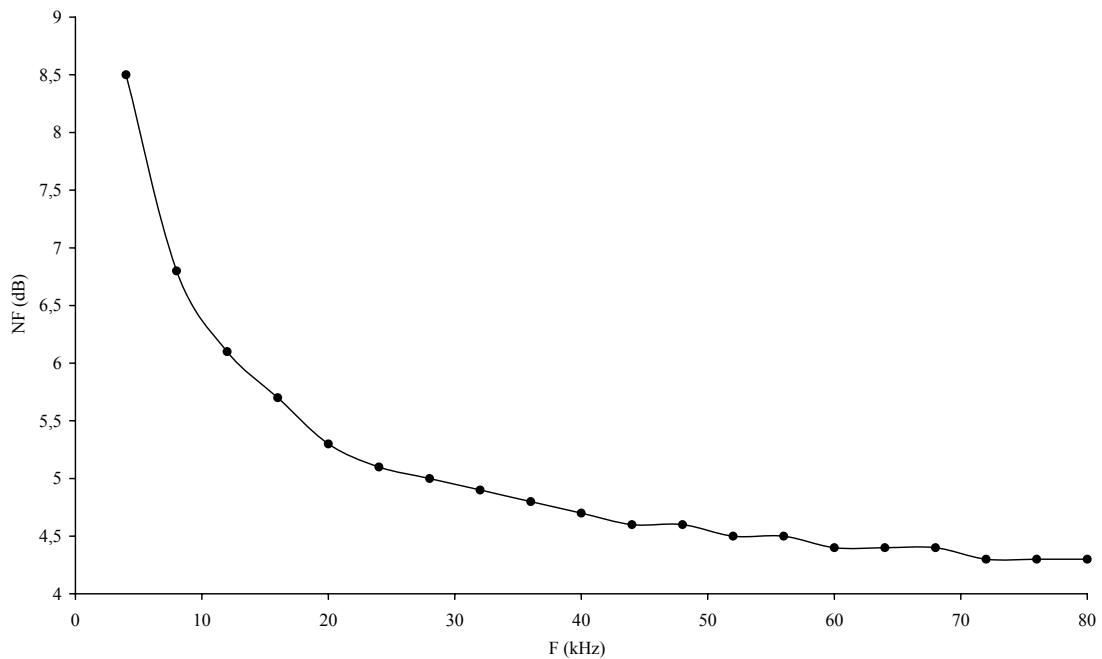
Στο σχήμα 5.16 μπορούμε να δούμε τις μετρήσεις του κέρδους μετατροπής τάσεως που έγιναν με την παραπάνω διάταξη. Μεταβάλλεται από 21.7 dB μέχρι 19.5 dB και σε σύγκριση με τα αποτελέσματα της εξομοίωσης, παρουσιάζει μείωση στις μεσαίες συχνότητες ενώ η πτώση στις πολύ υψηλές έχει μεγαλύτερη κλίση. Παρόλα αυτά παρατηρούμε ότι παραμένει ουσιαστικά σταθερό σε σχέση με τη συχνότητα, ικανοποιώντας έτσι τη λειτουργία ενός UWB συστήματος.

Ο δείκτης θορύβου επίσης παραμένει σταθερός και έχει μέση τιμή 3.4 dB με απόκλιση 0.4 dB. Παρατηρούμε ότι στις μεσαίες συχνότητες παρουσιάζει τις χαμηλότερες τιμές, διότι εκεί έχουμε την ταυτόχρονη επίδραση της θετικής ανάδρασης και του κυκλώματος ακύρωσης θορύβου. Στις ακραίες ανεβαίνει λίγο γιατί εκεί επιδρά μόνο μία από τις δύο τεχνικές κάθε φορά. Στο σχήμα

5.18 μπορούμε να δούμε τη συμπεριφορά του θορύβου για χαμηλές ενδιάμεσες συχνότητες. Όπως ήταν αναμενόμενο, η συνεισφορά του θορύβου flicker γίνεται σημαντική μετά τα 7 kHz.

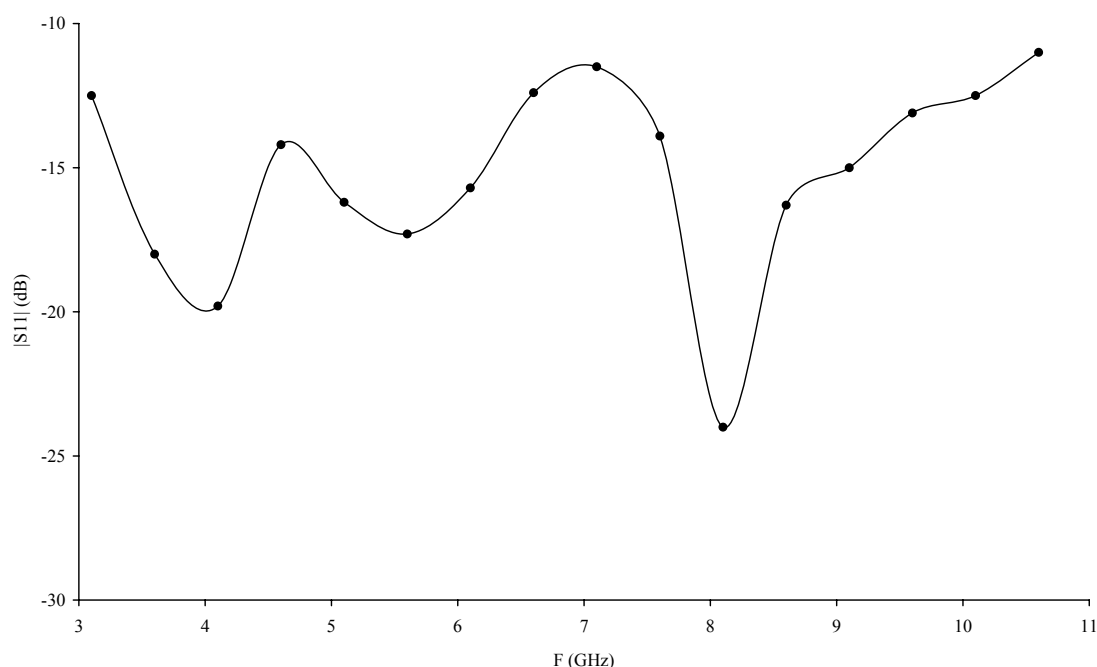


Σχήμα 5. 17: Δείκτης θορύβου για ενδιάμεση συχνότητα 200 MHz



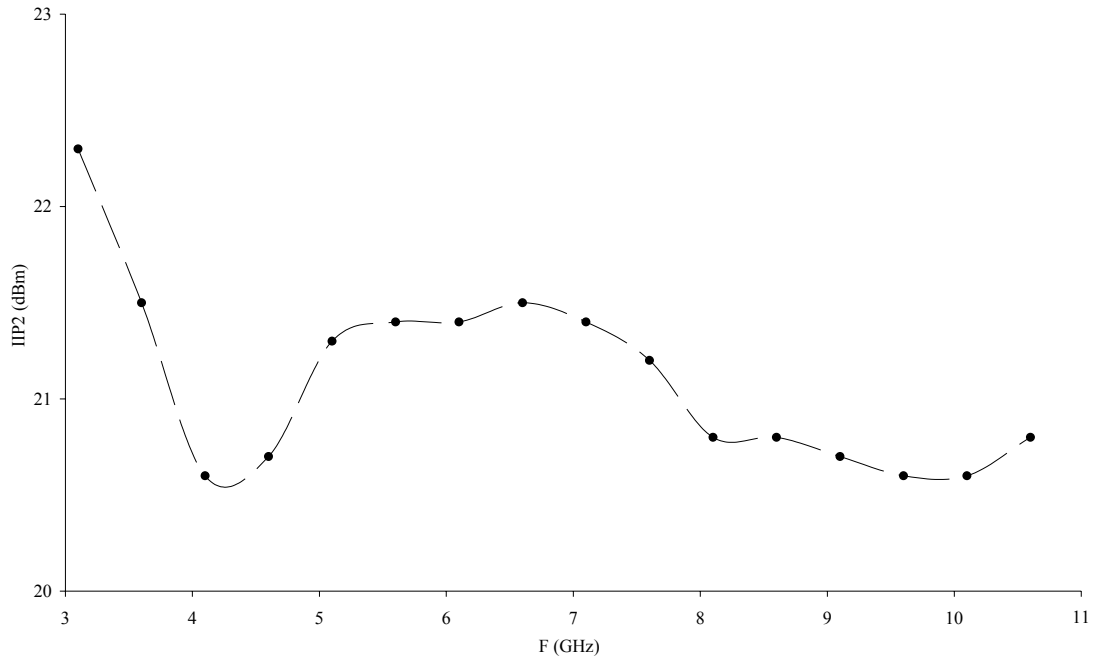
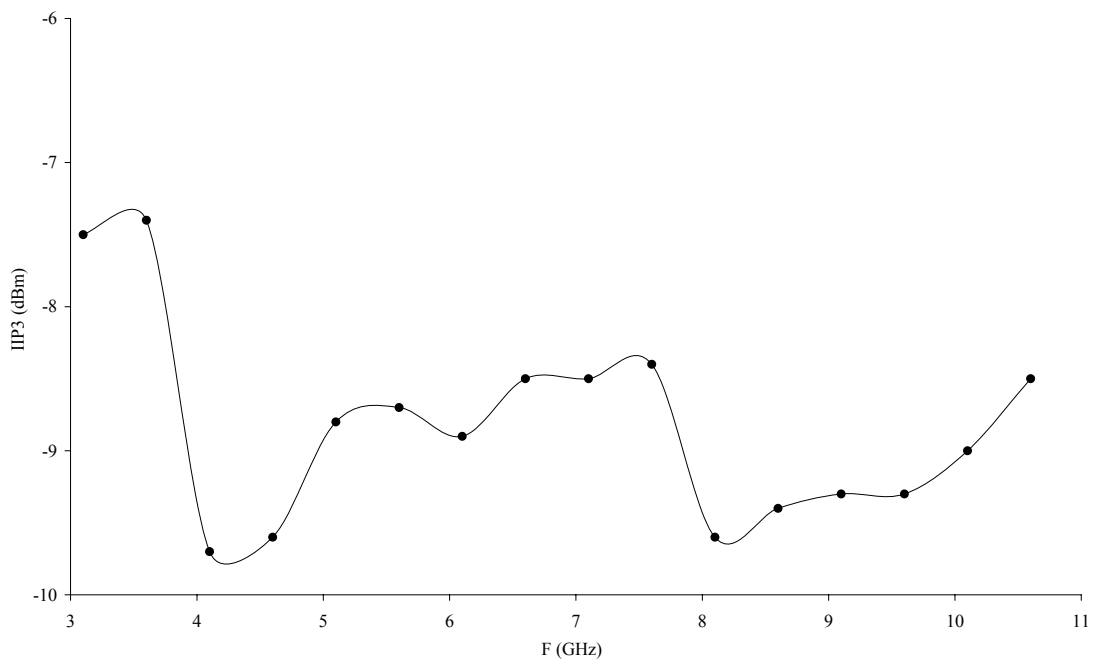
Σχήμα 5. 18: Δείκτης θορύβου για χαμηλές ενδιάμεσες συχνότητες

Για την μέτρηση της προσαρμογής εισόδου, χρησιμοποιήθηκε αναλυτής διτύων (Network Analyzer). Στο σχήμα 5.19 βλέπουμε τις απώλειες επιστροφής οι οποίες χαρακτηρίζουν και την ποιότητα της προσαρμογής εισόδου. Σε όλο το εύρος συχνοτήτων είναι μικρότερες από -11 dB. Όπως είχαμε ήδη προβλέψει από τις εξομοιώσεις, η τιμή τους αυξάνει σε σχέση με τη συχνότητα λόγω της επίδρασης της θετικής ανάδρασης. Επιπλέον παρουσιάζουν ένα ελάχιστο στα 8 GHz, το οποίο φαίνεται να επηρεάζει και την απόκριση συχνότητας αφού σε κείνο το σημείο σύμφωνα με το σχήμα 5.16 παρουσιάζει ένα τοπικό μέγιστο.



Σχήμα 5. 19: Προσαρμογή εισόδου

Στα σχήματα 5.20 και 5.21 βλέπουμε τα σημεία ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} και 3^{ης} τάξεως. Το πρώτο μεταβάλλεται από 20.6 έως 22.3 dBm ενώ το δεύτερο από -9.6 έως -7.4 dBm. Επίσης μετρήσαμε το σημείο συμπίεσης εισόδου μεταβάλλοντας την ισχύ εισόδου και βρήκαμε ότι παίρνει τιμές από -19.7 έως -17.7 dBm.

Σχήμα 5. 20: Σημείο ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} τάξεωςΣχήμα 5. 21: Σημείο ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξεως

Τέλος μετρήσαμε την απομόνωση μεταξύ των θυρών του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα η απομόνωση του τοπικού ταλαντωτή από την είσοδο και

την έξοδο είναι 50 και 53 dB αντίστοιχα ενώ η απομόνωση της εισόδου από την έξοδο είναι 28 dB.

Στον πίνακα που ακολουθεί, μπορούμε να δούμε συγκεντρωμένα τα κυριότερα χαρακτηριστικά του κυκλώματος συγκριτικά με άλλες δημοσιευμένες εργασίες από τη βιβλιογραφία αλλά και με τις προδιαγραφές που τέθηκαν στην αρχή του κεφαλαίου. Είναι εμφανές ότι η προτεινόμενη δομή υπερτερεί σημαντικά σε αρκετούς τομείς. Πιο συγκεκριμένα εμφανίζει χαμηλότερο θόρυβο, κυρίως λόγω του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Παρουσιάζει πολύ καλή γραμμικότητα ενώ έχει και καλύτερη προσαρμογή εισόδου. Οι επιδόσεις αυτές επιτυγχάνονται με κατανάλωση ισχύος που είναι τουλάχιστον η μισή από τα αναφερόμενα παραδείγματα.

Θα ήταν επιθυμητό τα αποτελέσματα αυτά να συγκριθούν με ακόμη περισσότερες αναφορές για να ενισχυθεί η αξιοπιστία των προτεινόμενων τεχνικών. Αυτό όμως δεν ήταν εφικτό, αφού ελάχιστες επιτυχημένες προσπάθειες έχουν γίνει μέχρι τώρα που να καλύπτουν τόσο μεγάλο εύρος ζώνης.

| Προδιαγραφή | | Προτεινόμενο Κύκλωμα | [8] | [9] |
|-----------------|---------|-------------------------|-------------------|-------------|
| Τεχνολογία | | 65 nm CMOS | 130 nm CMOS | 180 nm CMOS |
| Κέρδος | 15 dB | 20.6±1.1 dB | 26.7±2.4 dB | 18.5±0.5 dB |
| NF | 4.5 dB | 3.4±0.4 dB | 6.9±1.9 dB | 4.5±1 dB |
| S11 | -9 dB | ≤-11 dB | ≤-7 dB | <-9 dB |
| IIP3 | -15 dBm | -8.5±1.1 dBm | -13 dBm | -20 dBm |
| P _{DC} | | 10.8 mW | 33 mW | 24 mW |
| Επιφάνεια | | 0.91 mm ² | 1 mm ² | - |

Πίνακας 5: Συνοπτικός και συγκριτικός πίνακας του δέκτη

5.5 Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε ο τελικός σχεδιασμός και η υλοποίηση ενός δέκτη ραδιοσυχνοτήτων για συστήματα λήψης υπερ – ευρείας ζώνης. Αρχικά παρουσιάστηκαν οι προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιεί το σύστημα σύμφωνα με το πρωτόκολλο επικοινωνίας και λαμβάνοντας υπόψη την συνολική επίδοση του δέκτη. Οι προδιαγραφές αυτές εξάχθηκαν σύμφωνα με όσα αναλύθηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο και σε συνδυασμό με όσα μελετήθηκαν από τη διεθνή βιβλιογραφία για την αρχιτεκτονική ενός δέκτη γενικότερα.

Στη συνέχεια αναλύθηκε ο σχεδιασμός του κυκλώματος. Χρησιμοποιήθηκαν οι δομές που παρουσιάστηκαν στο τρίτο και στο τέταρτο κεφάλαιο αφού πρώτα τροποποιήθηκαν κατάλληλα. Αφαιρέθηκε ο διαγωγός από την είσοδο του μίκτη για να αποκτήσει μεγάλο εύρος ζώνης και ρυθμίστηκε το φορτίο εξόδου του ενισχυτή χαμηλού θορύβου έτσι ώστε να συντονιστεί με την χωρητικότητα του ζεύγους μίξης. Δόθηκαν πλήρη αποτελέσματα εξομοιώσεων για όλα τα σημαντικά μεγέθη. Για να έχουμε όσο το δυνατό μεγαλύτερη ακρίβεια, συμπεριλήφθηκαν και τα παρασιτικά στοιχεία που προέκυψαν από το φυσικό σχεδιασμό, τα οποία εξάχθηκαν με τη βοήθεια κατάλληλου προγράμματος. Επίσης χρησιμοποιήθηκαν μοντέλα για τις διασυνδέσεις του ολοκληρωμένου με την τυπωμένη πλακέτα.

Περιγράφηκε η πειραματική διάταξη καθώς και η μέθοδος μετρήσεων, η οποία προσπαθήσαμε να είναι κατά το δυνατό ακριβής. Παρατέθηκαν όλες οι πειραματικές μετρήσεις που έγιναν, οι οποίες είναι αρκετά κοντά στα θεωρητικά αποτελέσματα των εξομοιώσεων και οι οποίες αποδεικνύουν τη λειτουργικότητα των προτεινόμενων τεχνικών. Οι προδιαγραφές που έχουν τεθεί, πληρούνται με αρκετά μεγάλο περιθώριο. Μάλιστα σε σύγκριση που έγινε με άλλες δομές, το κύκλωμα που προτείναμε υπερτερεί.

Αναφορές

- [1] Yoichi Kawano, Yasuhiro Nakasha, Kauro Yokoo, Satoshi Masuda, Tsuyoshi Takahashi, Tatsuya Hirose, Yasuyuki Oishi and Kiyoshi Hamaguchi “RF Chipset for Impulse UWB Radar Using 0.13 – μm InP-Technology”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 12, pp. 4489 - 4497, December 2006
- [2] Paolo Rossi, Antonio Liscidini, Massimo Brandolini and Francesco Svelto, “A Variable Gain RF Front – End, Based on a Voltage – Voltage Feedback LNA for Multistandard Applications” in IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 40, no. 3, pp. 690 – 697, March 2005
- [3] Behzad Razavi, “A 60 – GHz CMOS Receiver Front - End ” in IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 41, no. 1, pp. 17 – 22, January 2006
- [4] Behzad Razavi, “A 5.2 – GHz CMOS Receiver with 62 – dB Image Rejection” in IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 36, no. 5, pp. 810 – 815, May 2001
- [5] Ahmed Amer, Emad Hegazi and Hani F. Ragaie, “A 90 – nm Wideband Merged CMOS LNA and Mixer Exploiting Noise Cancellation”, IEEE Journal of Solid State, vol. 42, no. 2, pp. 323 - 328, February 2007
- [6] Henrik Sjoland, Ali Karimi – Sanjaani and Asad A. Abidi, “A Merged CMOS LNA and Mixer for a WCDMA Receiver”, IEEE Journal of Solid State, vol. 38, no. 6, pp. 1045 - 1050, June 2003
- [7] De-Mao Chen; Zhi-Ming Lin, “A Fully Integrated 3 to 5 GHz CMOS Mixer with Active Balun for UWB Receiver ”, Circuits and Systems, 2006. APCCAS 2006. IEEE Asia Pacific Conference on, pp. 370 – 373, 4-7 Dec. 2006
- [8] S.-C. Tseng, C.-C. Meng, C.-H. Chang and G.-W. Huang “SiGe HBT Gilbert downconverter with an integrated miniaturized Marchand balun for UWB applications,” in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., 2007, pp. 2141–2144
- [9] Bo Shi, Chia, M., “A CMOS ESD-protected RF front-end for UWB receiver” in ESSCIRC 2009, pp. 252 – 255, 14-18 Sept. 2009

[10] Yu-Tsung Lo, Jean-Fu Kiang, “A direct-conversion UWB RF front-end for MB-OFDM application” in IEEE International Conference on Ultra – Wideband, pp. 763 – 767, 9-11 Sept. 2009

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

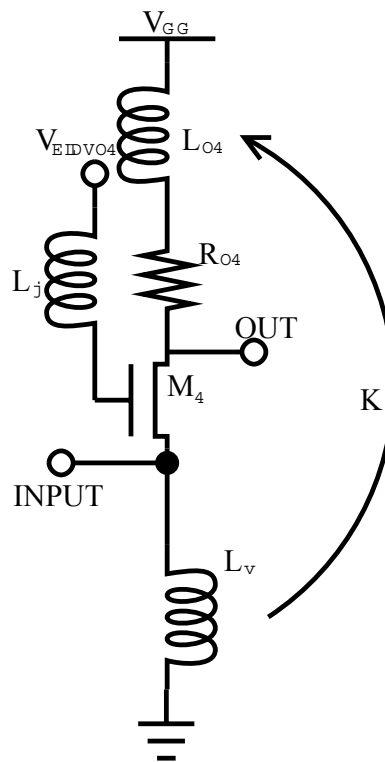
ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ - ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στα προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάστηκαν ο σχεδιασμός και οι μετρήσεις των δύο βασικών κυκλωμάτων της διδακτορικής έρευνας του συγγραφέα, καθώς και ο τελικός σχεδιασμός εν΄σο δέκτη ραδιοσυχνοτήτων υπερ – ευρείας ζώνης. Η μελέτη αυτή οδήγησε σε 2 δημοσιεύσεις, στο συνέδριο ICECS και στο περιοδικό IEEE Transactions in Circuits And Systems II: Express Briefs. Σε κάθε περίπτωση τα άρθρα υποστηρίχτηκαν από τις απαιτούμενες μετρήσεις.

Σκοπός του κεφαλαίου αυτού, είναι να αναδείξει την μελλοντική έρευνα που μπορεί να γίνει πάνω στα κυκλώματα αυτά καθώς και πιθανές βελτιώσεις. Επίσης θα εξαχθούν συμπεράσματα για την ερευνητική αξία και τα αποτελέσματα αυτής της διατριβής.

6.1 Μελλοντική Έρευνα

Όπως είχαμε αναφέρει κατά την ανάλυση του ενισχυτή, για την υλοποίηση της ακύρωσης θορύβου, χρησιμοποιήσαμε ουσιαστικά έναν ενεργό μετατροπέα διαφορικού σήματος σε απλό. Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι προσθέτει επιπλέον κατανάλωση ρεύματος στο κύκλωμα μας η οποία συνεισφέρει αποκλειστικά και μόνο στην ακύρωση θορύβου και όχι στο κέρδος του ενισχυτή ή στη βελτίωση της γραμμικότητας. Μια πιθανή λύση που εξετάζεται προς αυτή την κατεύθυνση, της μείωσης της κατανάλωσης δηλαδή, είναι να χρησιμοποιηθεί παθητικός μετασχηματιστής. Πιο συγκεκριμένα, όπως βλέπουμε στο σχήμα που ακολουθεί, θεωρώντας όλες τις επαγωγές του πρώτου σταδίου ως εσωτερικές, θα μπορούσαμε να δημιουργήσουμε έναν μετασχηματιστή με αυτές οποίος θα έχει ακριβώς τα ίδια αποτελέσματα με τον αντίστοιχο ενεργό.



Σχήμα 6.1: Εναλλακτική σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Βέβαια για να πετύχουμε σωστά την ακύρωση θορύβου και στις συχνότητες που επιθυμούμε θα πρέπει να έχουμε αρκετά ασσύμετρα πηνία, αφού στη μία είσοδο θα έχουμε το σήμα από την κεραία και στην άλλη είσοδο το σήμα ενισχυμένο. Φυσικά δεν μπορεί να σχεδιαστεί ένας τέτοιος μετασχηματιστής. Μπορούμε όμως να συνδέσουμε πυκνωτές παράλληλα με τα πηνία ώστε να πετύχουμε του λόγους που χρειαζόμαστε. Η ανάπτυξη αυτής της μεθόδου βρίσκεται ακόμη σε καθαρά θεωρητικό στάδιο και σίγουρα χρειάζεται ακόμη μεγάλη έρευνα.

Μια άλλη σημαντική πρόκληση που εισάγεται από αυτή τη διατριβή, είναι ο σχεδιασμός ενισχυτών για το σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Όπως αναφέραμε και στο κεφάλαιο 5, χρειαζόμαστε περίπου 8 dBm ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή, προκειμένου να ελαχιστοποιήσουμε τις απώλειες ισχύος του παθητικού μίκτη και να βελτιστοποιήσουμε τη γραμμικότητα. Εφόσον έχουμε αρχιτεκτονική άμεσης μετατροπής, το σήμα αυτό θα πρέπει να έχει την ίδια συχνότητα με την είσοδο του δέκτη κάθε φορά και άρα χρειαζόμαστε ένα εύρος ζώνης της τάξεως των 7 GHz. Προφανώς ο σχεδιασμός ενός τέτοιου ενισχυτή δεν θα είναι εύκολος και σίγουρα θα πρέπει να μελετηθεί στο μέλλον.

Επίσης σαν επόμενο στάδιο σχεδίασης θα πρέπει να ολοκληρώσουμε το εξωτερικό πηνίο, το οποίο έχει αρκετά μεγάλη τιμή και άρα καταλαμβάνει μεγάλο χώρο. Μια πιθανή λύση είναι να χρησιμοποιηθεί παράλληλα με κάποιο πυκνωτή, ώστε να έχει χαμηλότερη τιμή, ή να αντικατασταθεί εξ ολοκλήρου από μια αντίσταση. Βέβαια δεδομένου ότι χρησιμοποιούμε γενική τροφοδοσία 1.2 Volt και ότι ο συγκεκριμένος κλάδος διαρρέεται από 4-5 mA, η τιμή της δεν θα μπορούσε να ξεπεράσει τα 150 Ohm. Εκτιμούμε ότι μια τέτοια αλλαγή, θα είναι αρκετά σημαντική και ακόμη και αν απορροφηθεί αλλάζοντας τις τιμές των υπόλοιπων στοιχείων, σίγουρα θα επηρεάσει αρνητικά τη γραμμικότητα του κυκλώματος και το δείκτη θορύβου. Παρόλα αυτά, δεδομένου του χώρου που μπορούμε να εξοικονομήσουμε, αξίζει σίγουρα να διερευνηθεί αυτή η προοπτική.

Τέλος θα θέλαμε σαν μελλοντική έρευνα να σχεδιαστεί ένας απομονωτής εξόδου για τον μίκτη ο οποίος θα έχει όσο το δυνατό χαμηλότερο θόρυβο και ειδικά θόρυβο flicker. Έτσι ο δέκτης που σχεδιάσαμε θα έχει τη δυνατότητα να οδηγήσει και χαμηλά φορτία στην έξοδο του διατηρώντας τις πολύ καλές επιδόσεις σε ότι αφορά το δείκτη θορύβου.

6.2 Συμπεράσματα

Στη διατριβή αυτή παρουσιάστηκε ο σχεδιασμός και η μέτρηση ενός δέκτη ραδιοσυχνοτήτων για συστήματα υπερ – ευρείας ζώνης λήψης. Η σχεδίαση έγινε σε αρκετά ενδιάμεσα στάδια, αφού πρώτα σχεδιάστηκε, μετρήθηκε και δημοσιεύτηκε ο μίκτης. Στη συνέχεια σχεδιάστηκε ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου ενώ στο τέλος τα δύο κυκλώματα συνενώθηκαν σε έναν δέκτη ραδιοσυχνοτήτων.

Για να αναδειχθεί η αξία των προτεινόμενων δομών, στα δύο πρώτα κεφάλαια προσπαθήσαμε να περιγράψουμε το ισχύον περιβάλλον στις σύγχρονες επικοινωνίες. Πιο συγκεκριμένα στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών με έμφαση στα τελευταία χρόνια. Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα κυριότερα μεγέθη με τα οποία χαρακτηρίζονται κυκλώματα όπως αυτά που παρουσιάζονται στη διατριβή. Επίσης αναλύονται οι απαιτήσεις και οι προδιαγραφές που τίθενται για τη σχεδίαση συστημάτων υπερ – ευρείας λήψης.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάστηκε η θεωρητική ανάλυση και η εξομοίωση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ο οποίος αποτελεί και τη σημαντικότερη συνεισφορά της διατριβής αυτής. Από αυτή την ανάλυση φαίνονται τα πρώτα πλεονεκτήματα της τεχνικής που εισήγαμε για το σχεδιασμό ενισχυτών ευρείας ζώνης. Η θετική ανατροφοδότηση καταφέρνει να αυξήσει το εύρος ζώνης και να μειώσει το θόρυβο, χωρίς να επηρεάζεται αρνητικά καμία άλλη παράμετρος του κυκλώματος. Μάλιστα σε συνδυασμό με το κύκλωμα ακύρωσης θορύβου, οι επιδόσεις της προτεινόμενης τοπολογίας εκτινάσσονται. Πιο συγκεκριμένα σύμφωνα με τον συγκριτικό πίνακα που παρουσιάζεται στο τέλος του κεφαλαίου, ο ενισχυτής που σχεδιάστηκε είναι κατά πολύ καλύτερος από όλες τις άλλες υλοποιήσεις που παρουσιάζονται στη διεθνή βιβλιογραφία. Αυτό επιβεβαιώνεται και από το δείκτη απόδοσης που εισάγεται στο εν λόγω κεφάλαιο.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάστηκε ο σχεδιασμός ενός παθητικού μίκτη. Όπως αποδείξαμε, οι παθητικές τοπολογίες μικτών είναι οι πλέον κατάλληλες για την εφαρμογή μας, αφού έχουν σχεδόν μηδενικό flicker

θόρυβο και το εύρος ζώνης λειτουργίας τους εξαρτάται ουσιαστικά από το στάδιο εισόδου. Βασισμένοι σε αυτές τις διαπιστώσεις σχεδιάσαμε και υλοποιήσαμε έναν μίκτη με παθητικό διακοπτικό στάδιο για να επιβεβαιώσουμε τη συμπεριφορά σε σχέση με το θόρυβο flicker.

Τέλος στο πέμπτο κεφάλαιο, παρουσιάσαμε την τελική υλοποίηση του κυκλώματος, με το συνδυασμό του μίκτη και του ενισχυτή. Το συνολικό κύκλωμα υιοθετεί πλήρως όλα τα συμπεράσματα που εξήχθησαν από τις εξομοιώσεις και τις μετρήσεις σε τεχνολογία 90 nm και τα μεταφέρει σε μια υλοποίηση στα 65 nm. Με αυτό τον τρόπο φαίνεται ότι οι τοπολογίες και οι τεχνικές που εισήγαμε είναι ανεξάρτητες τις τεχνολογίας ολοκλήρωσης και μπορούν να προσφέρουν σημαντικά πλεονεκτήματα στη σχεδίαση συστημάτων ευρείας ζώνης. Αυτό φαίνεται και από το συγκριτικό πίνακα που υπάρχει στο τέλος του κεφαλαίου, όπου οι μοναδικοί άλλοι δύο δέκτες ραδιοσυχνοτήτων που έχουν σχεδιαστεί μέχρι τώρα, υστερούν κατά πολύ της δικιάς μας υλοποίησης.

ΛΙΣΤΑ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΩΝ

1. Paschalis Simitsakis, Spyros Liolis, Dimitris Psyllos, Lampros Mountrichas, Paul P. Sotiriadis “Design of a 1.2V – 60 GHz transceiver in a 90nm CMOS RF technology” in IEEE 18th International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2011), pp. 342 – 345, December 11 - 14,2011 - Beirut, Lebanon.
2. Eleni-Sotiria Kytonaki, Paschalis Simitsakis, AntoniosBazigos, Yannis Papananos, “Design and implementation of a 1-V transformer magnetic feedback low-noise amplifier (LNA) at 5-6 GHz, in a 90 nm complementary metal-oxide- semiconductor (CMOS) process” in International Journal of Electronics, vol. 98, No. 2, pp. 235 – 248, February 2011
3. Paschalis Simitsakis, Yannis Papananos, Eleni Kytonaki, “Design of a Low Voltage-Low Power 3.1–10.6 GHz UWB RF Front-End in a CMOS 65 nm Technology” in IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Express Briefs, vol. 57, No. 4, pp. 833 – 837, November 2010.
4. Simitsakis Paschalis, Kytonaki Eleni, Antonios Bazigos, Papananos Yannis, “Design and Implementation of a 1 – V Low Flicker Noise Direct Conversion Mixer at 5.5 GHz Using a 90 nm CMOS RF Technology” in IEEE 14th International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS 2007), pp. 605 – 608, December 11 - 14,2007 - Marrakech, Morocco.
5. Fotis Plessas, Paschalis Simitsakis, Grigorios Kalivas, “Design and implementation of a DCS 1800 receiver” in TEHNIKA – BEOGRAD, vol.59, part 6, pp. 5.1-5.8, 2004

ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ

Ο Σιμιτσάκης Πασχάλης γεννήθηκε στην Αθήνα το 1977. Αποφοίτησε από τμήμα Φυσικής της σχολής Θετικών Επιστημών του Πανεπιστημίου Πατρών το 2001 ενώ από το ίδιο τμήμα απέκτησε το 2004 και το Μεταπτυχιακό Δίπλωμα Ειδίκευσης στην Ηλεκτρονική. Το 2012 απέκτησε το Διδακτορικό του δίπλωμα από τη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών με πεδίο έρευνας το σχεδιασμό μικροηλεκτρονικών κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων σε τεχνολογίες ολοκλήρωσης κάτω των 100 νανομέτρων. Από το 2009 εργάζεται ως σχεδιαστής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων.