



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ
Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Διπλωματική εργασία

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ
ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ 2.5GHz ΣΕ 180nm CMOS

Αναστασίου Κωνσταντίνος

Επιβλέποντες Καθηγητές : Σταμούλης Γεώργιος
Πλέσσας Φώτιος

Βόλος, Φεβρουάριος 2014

και το δέντρο μονάχο του
χωρίς κοπάδι
για να το κάνεις φίλο σου
και να γνωρίζεις τ' ακριβό του τ' όνομα
φτενό στα πόδια σου το χώμα
για να μην έχεις που ν' απλώσεις ρίζα
και να τραβάς του βάρθους ολοένα
και πλατύς επάνου ο ουρανός
για να διαβάζεις μόνος σου την απεραντοσύνη

Οδυσσέας Ελύτης

Στους ανθρώπους που είναι πραγματικά δίπλα μου

Ευχαριστίες

Η ολοκλήρωση αυτής της διπλωματικής υλοποιήθηκε με την υποστήριξη ενός αριθμού ανθρώπων στους οποίους θα ήθελα να εκφράσω τις θερμότερες ευχαριστίες μου.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Καθηγητή κ. Γεώργιο Σταμούλη για την ανάθεση της διπλωματικής εργασίας και την συμβολή του στην ολοκλήρωσή της.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες θα ήθελα να εκφράσω στον υπεύθυνο καθηγητή μου, κ. Φώτιο Πλέσσα, για την συνεργασία που είχαμε τον τελευταίο χρόνο. Η συνεχής καθοδήγηση, οι πολύτιμες συμβουλές του σε ζητήματα που προέκυπταν, αλλά και η υποστήριξή του, ήταν η βάση για την εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας. Η εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπο μου ήταν ένα κίνητρο για να ανταποκριθώ όσο μπορούσα στις απαιτήσεις της παρούσας εργασίας.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ στους φίλους μου. Αισθάνομαι τυχερός που τους γνώρισα, έμαθα πράγματα από αυτούς και ελπίζω να έδωσα και μερικά.

Τέλος, το μεγαλύτερο ευχαριστώ το οφείλω στη μητέρα μου Κατερίνα, στον πατέρα μου Γιώργο και στον αδερφό μου Δημήτρη για την στήριξή τους και την συνεχή ενθάρρυνση που μου έδιναν καθόλη την διάρκεια των σπουδών μου.

Κωνσταντίνος Αναστασίου
Βόλος, Φεβρουάριος 2014

Περίληψη

Ένα από τα σημαντικά τμήματα ενός συστήματος δέκτη σε κάθε ασύρματο σύστημα επικοινωνιών είναι ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου, ο οποίος τοποθετείται αμέσως μετά την κεραία λήψης. Η απόδοση του συνολικού συστήματος καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από τον σχεδιασμό αυτού του ολοκληρωμένου κυκλώματος και για τον λόγο αυτό συνεχίζει να αποτελεί ένα σημαντικό πεδίο μελέτης και έρευνας. Στην εργασία αυτή θα παρουσιαστούν οι βασικές αρχές της RF τεχνολογίας, δίνοντας ιδιαίτερη έμφαση στην κατανόηση της προσαρμογής σύνθετης αντίστασης και της γραμμικότητας, που είναι από τα θεμελιώδη ζητήματα στο σχεδιασμό των RF κυκλωμάτων και στην συνέχεια θα σχεδιαστούν διάφορες δομές ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Ο σχεδιασμός έγινε στην ζώνη των 2.5GHz και οι απαιτήσεις πάνω στις οποίες σχεδιάστηκαν αυτές οι δομές ήταν το κέρδος να είναι μεγαλύτερο από 15dB , η εικόνα θορύβου μικρότερη από 1.5dB και η μέγιστη τιμή του συντελεστή ανάκλασης να είναι -12dB . Η βάση των δομών αυτών είναι ο ενισχυτής κοινής πηγής ο οποίος σχεδιάστηκε με χρήση του nMOS RF τρανζίστορ της βιβλιοθήκης TSMC RF CMOS 0.18um . Ως τελικό στάδιο ήταν η σχεδίαση ενός αντιστατικού εξασθενητή ο οποίο ελέγχεται από διακόπτες nMOS και προκαλεί εξασθένηση σε στάδια της τάξης των 6dB . Ο σκοπός ήταν να τοποθετηθεί μπροστά από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου ως ένας μηχανισμός ελέγχου του κέρδους.

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1.....	9
Εισαγωγή.....	9
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2.....	11
Γενικά χαρακτηριστικά της RF τεχνολογίας.....	11
2.1 Εισαγωγή.....	11
2.2 Ανάκλαση.....	12
2.3 Λόγος Τάσης Στάσιμου Κύματος.....	13
2.4 Εισαγωγή στην έννοια του θορύβου και πηγές θορύβου.....	14
2.4.1 Θερμικός Θόρυβος.....	14
2.4.2 Θόρυβος αναλαμπής.....	15
2.4.3 Συντελεστής Θορύβου.....	16
2.4.4 Εικόνα θορύβου.....	16
2.4.5 Πηγές Θορύβου.....	17
2.5 Θεώρημα Μέγιστης Μεταφοράς Ισχύος.....	19
2.6 Προσαρμογή σύνθετης αντίστασης.....	20
2.7 Παράμετροι Σκέδασης.....	21
2.8 Γραμμικότητα.....	23
2.8.1 Σημείο συμπίεσης κέρδους 1 dB.....	23
2.9 Ενισχυτής χαμηλού θορύβου.....	24
2.9.1 Εισαγωγή.....	24
2.9.2 Κασκοδική συνδεσμολογία.....	25
2.9.3 Διαφορικό Ζεύγος.....	26
2.10 Εξασθενητής.....	28
2.10.1 Τα βασικά των εξασθενητών.....	28
2.10.2 Παθητικές δομές εξασθενητών.....	29
2.10.3 Λειτουργία nMOS τρανζίστορ ως διακόπτης.....	30
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3.....	33
Μελέτη και σχεδιασμός του LNA.....	33
3.1 Πόλωση Ενισχυτή.....	33
3.2 Αρχικός σχεδιασμός ενός LNA.....	36
3.3 Κασκοδική Συνδεσμολογία.....	41

3.4 Διαφορικός Ενισχυτής.....	42
3.4.1 Σχηματισμός LNA με χρήση διαφορικού ζεύγους.....	42
3.4.1.1 Βελτίωση εύρους ζώνης των ενισχυτών.....	47
3.4.1.2 Υπολογισμός σημείου συμπίεσης 1 dB.....	48
3.4.2 Προσθήκη κασκοδικής συνδεσμολογίας στον διαφορικό ενισχυτή.....	50
3.4.2.1 Υπολογισμός σημείου συμπίεσης 1 dB.....	52
3.5 Το κύκλωμα με το extra στάδιο common source.....	54
3.6 Σχεδιασμός και προσθήκη εξασθενητή μπροστά από τον LNA.....	55
3.6.1 Σταθερός εξασθενητής.....	55
3.6.2 Μεταβλητός εξασθενητής με nMOS διακόπτες.....	57
3.6.4 Ελεγχόμενο κέρδος LNA.....	59
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4.....	61
Συμπεράσματα.....	61
Βιβλιογραφία.....	62

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

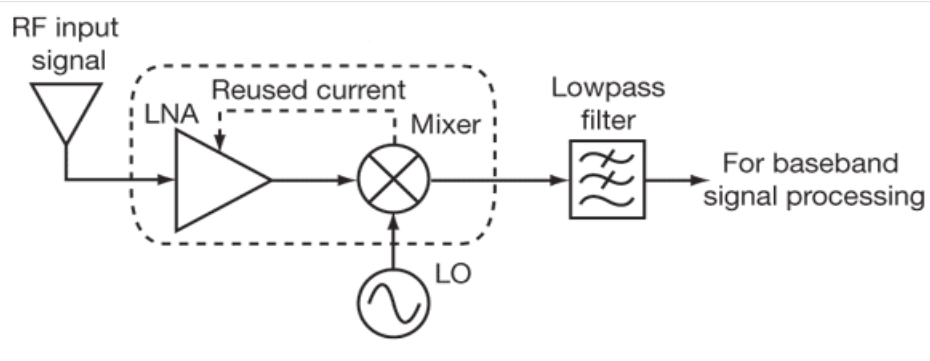
Εισαγωγή

Η χρήση των τηλεπικοινωνιακών μέσων και κυρίως των ασύρματων συσκευών έχει αυξηθεί ραγδαία τα τελευταία χρόνια. Ο σχεδιασμός αυτών των ηλεκτρονικών συσκευών έχει δημιουργήσει συστήματα επικοινωνίας που προσφέρουν ανταλλαγή πληροφορίας με μεγάλη ταχύτητα και ευκολία. Η βασική μορφή ενός συστήματος επικοινωνίας αποτελείται από τον πομπό, τον δέκτη και το μέσο επικοινωνίας. Στις ραδιοεπικοινωνίες το μέσο επικοινωνίας είναι το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα, όπου τα σήματα μεταδίδονται ως ένας συνδυασμός ηλεκτρικών και μαγνητικών κυμάτων. Η παρέμβαση που μπορούμε να κάνουμε στο μέσο είναι μικρή διότι οι φυσικές του ιδιότητες επηρεάζουν με συγκεκριμένο τρόπο το σύστημα οπότε προσπαθούμε να εστιάσουμε στην λειτουργία του πομπού και του δέκτη που είναι ηλεκτρονικές συσκευές και οι οποίες αν σχεδιαστούν κατάλληλα μπορούν να βελτιώσουν την απόδοση του συστήματος. Οι ασύρματες συσκευές χρησιμοποιούν πολλά κανάλια μετάδοσης τα οποία πολλές φορές μοιράζονται τις ίδιες συχνότητες με αποτέλεσμα να δημιουργούνται παρεμβολές και να εισάγεται θόρυβος. Έτσι το βάρος πέφτει στο σύστημα λήψης το οποίο πρέπει να ξεχωρίσει το χρήσιμο σήμα από τον θόρυβο.

Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier, LNA), είναι το πρώτο στάδιο αμέσως μετά την κεραία λήψης σε ένα σύστημα δέκτη. Αν και είναι μια απλή δομή οι συντελεστές του για το κέρδος και τον θόρυβο έχουν σημαντικό αντίκτυπο σε ολόκληρο το σύστημα. Το επίπεδο θορύβου του LNA εκφράζεται από τον συντελεστή της Εικόνας Θορύβου (Noise Figure), ο οποίος πρέπει να είναι όσο το δυνατόν χαμηλότερος, έτσι ώστε ο θόρυβος να μην καλύπτει το ωφέλιμο σήμα. Ο συνολικός θόρυβος στον δέκτη μειώνεται όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος του LNA, οπότε και η ενίσχυση είναι ένας παράγοντας που παίζει σημαντικό ρόλο στην επίδοση του δέκτη. Όπως θα δούμε, είναι δύσκολο να επιτευχθεί την ίδια στιγμή μέγιστο κέρδος και ελάχιστος θόρυβος γι' αυτό προσπαθούμε να βρούμε έναν κατάλληλο συνδυασμό μεταξύ αυτών των δύο παραμέτρων.

Όπως βλέπουμε στην Εικόνα 1, σε ένα σύστημα δέκτη ο LNA τοποθετείται αμέσως

μετά την κεραία. Θα δούμε παρακάτω ότι πριν από τον LNA μπορεί να τοποθετηθεί ένα φίλτρο συχνοτήτων ή ένας εξασθενητής (Attenuator) ώστε το σήμα που θα εισέλθει στον LNA να μην τον καταστρέψει. Οπότε είναι αναγκαίο ο LNA να ενισχύσει το σήμα της κεραίας προσθέτοντας όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο στις επόμενες βαθμίδες που ακολουθούν.



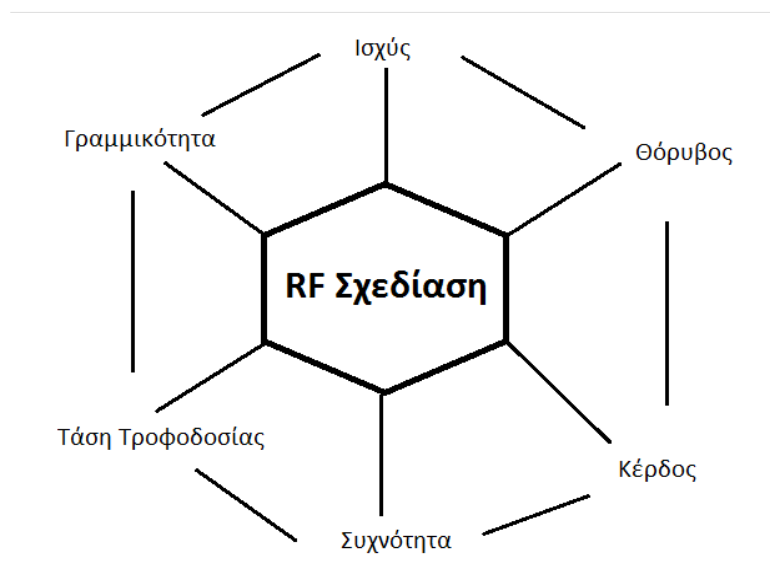
Εικόνα 1.1: Διάγραμμα βαθμίδων αναλογικού RF συστήματος δέκτη

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Γενικά χαρακτηριστικά της RF τεχνολογίας

2.1 Εισαγωγή

Στην ενότητα αυτή θα κάνουμε μια γενική αναφορά στα θεμελιώδη χαρακτηριστικά που στηρίζεται η σχεδίαση των RF κυκλωμάτων. Θα αναφερθούμε στο κέρδος, στο εύρος ζώνης συχνοτήτων και στον θόρυβο. Η εργασία μας αφορά την σχεδίαση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ο οποίος όπως είπαμε αποτελεί την πρώτη βαθμίδα μετά την κεραία ενός συστήματος λήψης, οπότε θα σταθούμε περισσότερο στο κέρδος του ενισχυτή και στην ανοχή στον θόρυβο. Επειδή μιλάμε για συχνότητες κοντά στα 2.5GHz , θα χρησιμοποιήσουμε τις παραμέτρους σκέδασης για να δούμε το κέρδος του ενισχυτή. Επίσης σημαντικός ρόλο θα παίζει και ο συντελεστής ανάκλασης (reflection coefficient) του κυκλώματος, δηλαδή πόσο απώλεια της ισχύς του σήματος ανακλάται πίσω στον πομπό. Το εξάγωνο της RF (Radio Frequency) σχεδίασης απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 2.1: Το εξάγωνο της RF σχεδίασης

Την τεχνολογία CMOS την επιλέξαμε γιατί σήμερα υπάρχουν υπομικρονικά MOSFET $0.13\mu m$ με μεγάλες ταχύτητες απόκρισης πάνω από $3GHz$ με χαμηλές τροφοδοσίες $1.2V$ για τα ψηφιακά και $1.8V$ για τα αναλογικά που σημαίνει πάρα πολύ μικρή κατανάλωση. Επίσης σημαντικό ρόλο παίζει η χαμηλή εικόνα θορύβου περίπου στο $1.5dB$ και η καλή γραμμικότητα για μεγαλύτερα σήματα.

2.2 Ανάκλαση

Μέσα σε ένα σύστημα δέκτη το σήμα μεταφέρεται από την μια βαθμίδα του συστήματος στην άλλη οπότε αυτό που μας ενδιαφέρει είναι να έχουμε λιγότερη απώλεια ισχύς του σήματος κατά την διάρκεια αυτής της μεταφοράς. Αυτή η απώλεια, δηλαδή όταν η προσπίπτουσα ισχύς ενός σήματος δεν καταναλώνεται ολόκληρη από το φορτίο, συμβαίνει λόγω μη κατάλληλης προσαρμογής μεταξύ των βαθμίδων. Όταν δεν υπάρχει η κατάλληλη προσαρμογή, όρος στον οποίο θα αναφερθούμε αναλυτικά παρακάτω, ένα μέρος του σήματος θα ανακλαστεί. Αυτό είναι ένα φαινόμενο που θέλουμε να αποφύγουμε στα RF συστήματα. Το ποσοστό του σήματος που θα ανακλαστεί μπορεί να μετρηθεί με διάφορες μεθόδους, όπως για παράδειγμα με τον συντελεστή ανάκλασης. Ο συντελεστής ανάκλασης ορίζεται ως ο λόγος του προσπίπτοντος κύματος προς το ανακλώμενο αλλά μπορεί ακόμα να εκφραστεί και με όρους σύνθετων αντιστάσεων όπως φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση.

$$\Gamma_L = \frac{\text{Reflected wave}}{\text{Incident wave}} = \frac{Z_L - Z_S}{Z_L + Z_S} \quad (2.1)$$

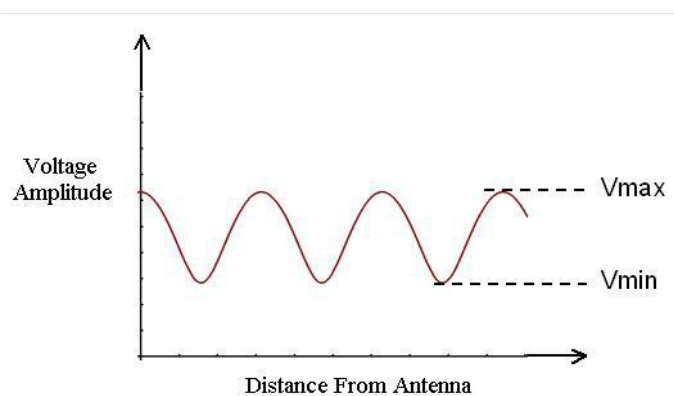
Παρατηρούμε ότι ο συντελεστής ανάκλασης μηδενίζεται, όταν η αντίσταση φορτίου ισούται με τη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής. Τότε, η γραμμή μεταφοράς λέγεται τερματισμένη και έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύς στο φορτίο, εφόσον δεν υπάρχουν ανακλάσεις. Στις μικροκυματικές διατάξεις επιδιώκεται πάντα η μέγιστη μεταφορά ισχύος οπότε λαμβάνεται μέριμνα ώστε η αντίσταση του φορτίου να μετατρέπεται μέσω κατάλληλου προσαρμοστικού κυκλώματος στη χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής. Η μετατροπή αυτή ονομάζεται προσαρμογή και επιτυγχάνεται σε μία συχνότητα αφού γενικά οι σύνθετες αντιστάσεις εξαρτώνται από την συχνότητα. Ωστόσο στα μικροκυματικά συστήματα η προσαρμογή είναι επιθυμητή σε όλη την ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας τους. Σημαντικό ρόλο παίζει και ο λόγος VSWR και στον οποίο αναφερόμαστε στην συνέχεια, ο οποίος όσο πλησιάζει την μονάδα τόσο καλύτερη είναι η προσαρμογή.

2.3 Λόγος Τάσης Στάσιμου Κύματος

Είναι μια παράμετρος που αφορά κυρίως τις γραμμές μεταφοράς, για παράδειγμα την γραμμή που συνδέει την κεραία με το σύστημα του δέκτη. Για ένα δέκτη για να έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος πρέπει η αντίσταση εισόδου του δέκτη να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά σε τιμή στην αντίσταση εξόδου της κεραίας ώστε να έχουμε καλύτερη προσαρμογή. Αυτό ακριβώς μετράει η παράμετρος του λόγου τάσης στάσιμου κύματος (Voltage Standing Wave Ratio, VSWR). Ο τύπος υπολογισμού φαίνεται παρακάτω

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

όπου Γ ο συντελεστής ανάκλασης. Η VSWR παίρνει πάντα τιμές θετικές και μεγαλύτερες της μονάδας. Όσο μικρότερη είναι η τιμή της VSWR τόσο καλύτερη προσαρμογή έχουμε. Στην ιδανική περίπτωση που έχουμε τιμή 1.0 καθόλου ισχύς δεν ανακλάται. Η φυσική σημασία είναι ότι όταν δεν έχουμε καλή προσαρμογή ένα μέρος της ισχύς που μεταφέρεται από την κεραία στον δέκτη ανακλάται πίσω στην κεραία, δηλαδή ο συντελεστής ανάκλασης δεν είναι μηδέν. Αυτό δημιουργεί ένα ανακλώμενο κύμα τάσης που με την σειρά του δημιουργεί ένα στάσιμο κύμα στην γραμμή μεταφοράς μεταξύ της κεραίας και του δέκτη. Έτσι πρακτικά μπορούμε να ορίσουμε ως VSWR τον λόγο της κορυφής του στάσιμου κύματος που δημιουργείται προς την μικρότερη τιμή που παίρνει το πλάτος του κύματος.



Εικόνα 2.2 : Κυματομορφή σήματος

2.4 Εισαγωγή στην έννοια του θορύβου και πηγές θορύβου

Ο θόρυβος είναι μια τυχαία διαδικασία που υπάρχει σε όλες τις δομές, ενεργές ή παθητικές, ενός RF κυκλώματος και αναπόφευκτα επηρεάζει αρνητικά την απόδοσή του. Ο θόρυβος είναι ένας από τους βασικούς παράγοντες στα RF κυκλώματα. Μπορεί να παραχθεί με διάφορους τρόπους, γι' αυτό το λόγο είναι αναγκαίο να ξεχωρίσουμε τους διαφορετικούς τύπους θορύβων που υπάρχουν και να ερμηνεύσουμε τον τρόπο με τον οποίο παράγονται. Αν και δεν είναι εφικτό να μηδενίσουμε τελείως την παρουσία του θορύβου, προσπαθούμε να τον ελαττώσουμε σε ένα ορισμένο βαθμό. Ως τυχαία διαδικασία το πλάτος του ποικίλει σε όλο το εύρος των συχνοτήτων και μπορεί να καλύψει το σήμα μας δημιουργώντας πολλά προβλήματα στην λήψη. Μια προσέγγιση για να ξεπεράσουμε το εμπόδιο του θορύβου είναι να ενισχύσουμε το ασθενές σήμα. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με μια σειρά από μεθόδους όπως να αυξήσουμε την ισχύ του σήματος στην κατεύθυνση του δέκτη ή να μεγαλώσουμε το κέρδος της κεραίας του δέκτη. Οι παραπάνω τρόποι όμως αντιμετώπισης του θορύβου δεν είναι και τόσο αποδοτικοί γιατί η αύξηση του κέρδους της κεραίας του δέκτη απαιτεί μεγαλύτερη κεραία άρα και μεγαλύτερο κόστος ενώ η αύξηση της ισχύς μπορεί να γίνει μέχρι κάποια καθορισμένα από νόμους όρια. Για τον λόγο αυτό καταφεύγουμε σε μεθόδους οι οποίες μπορούν να μειώσουν τον θόρυβο σε καθένα από τα συστατικά του δέκτη και συνεπώς σε ολόκληρο το σύστημα. Επομένως αποκτά ξεχωριστή σημασία η μέτρησή του, πράγμα με το οποίο θα ασχοληθούμε στο 3^ο κεφάλαιο της εργασίας, όπου για κάθε δομή LNA θα υπολογίζουμε και την παράμετρο της εικόνας θορύβου. Όπως αναφέραμε και παραπάνω ο θόρυβος υπάρχει σε όλες τις δομές και συνήθως το σήμα και ο θόρυβος επεξεργάζονται μαζί. Οπότε αύξηση της στάθμης του σήματος σημαίνει και αύξηση του επιπέδου θορύβου. Οι κυριότεροι τύποι θορύβων που εμφανίζονται στις ραδιοσυχνότητες είναι ο θερμικός θόρυβος, ο θόρυβος βολής, ο θόρυβος αναλαμπής και ο θόρυβος χιονοστιβάδας. Θα εστιάσουμε στον θερμικό θόρυβο και στον θόρυβο αναλαμπής.

2.4.1 Θερμικός Θόρυβος

Είναι ένας παράγοντας που επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό την ευαισθησία του δέκτη. Το επίπεδο του θερμικού θορύβου εξαρτάται αποκλειστικά από την θερμοκρασία και την τιμή των αντιστάσεων. Γι' αυτό ο μόνος τρόπος να μειώσουμε τον θερμικό θόρυβο είναι να μειώσουμε την θερμοκρασία στην οποία λειτουργεί η συσκευή ή να ελαττώσουμε την τιμή των αντιστάσεων. Ο υπολογισμός του θερμικού θορύβου συνήθως είναι εύκολος στις περισσότερες περιπτώσεις, εξαρτάται από το εύρος ζώνης συχνοτήτων και βασίζεται στην

παρακάτω εξίσωση

$$V^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R dF \quad (2.3)$$

όπου,

V = η ενεργός τιμή τάσης μεταξύ των συχνοτήτων f_1 και f_2

R = η αντίσταση σε Ω

T = η θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin

f_1, f_2 = το κάτω και άνω όριο του εύρους ζώνης συχνοτήτων

Επειδή στις περισσότερες περιπτώσεις η ωμική συνιστώσα της σύνθετης αντίστασης παραμένει σταθερή για όλο το εύρος ζώνης συχνοτήτων η παραπάνω εξίσωση μπορεί να απλοποιηθεί σε

$$V = \sqrt{4kTBR} \quad (2.4)$$

όπου B το εύρος ζώνης συχνοτήτων.

2.4.2 Θόρυβος αναλαμπής

Αυτός ο τύπος θορύβου υπάρχει σε όλες τις ενεργές συσκευές. Η κύρια πηγή αυτού του θορύβου είναι οι παγίδες που σχετίζονται με τις ατέλειες και τις προσμίξεις των κρυστάλλων. Οι παγίδες αυτές συλλαμβάνουν και απελευθερώνουν φορείς με τυχαίο τρόπο και οι σταθερές χρόνου που συνδέονται με τις διεργασίες αυτές δημιουργούν ένα σήμα θορύβου του οποίου η ενέργεια συγκεντρώνεται στις χαμηλές συχνότητες. Ο θόρυβος αναλαμπής, ο οποίος συνδέεται πάντοτε με μια άμεση ροή ρεύματος εμφανίζει φασματική πυκνότητα της μορφής

$$\bar{i}^2 = K_1 \frac{I^\alpha}{f^b} \Delta f \quad (2.5)$$

όπου Δf είναι ένα μικρό εύρος ζώνης γύρω από την συχνότητα f ,

I = το συνεχές ρεύμα,

K_1 = είναι η σταθερά που εξαρτάται από την συσκευή,

α = μια σταθερά στο διάστημα από 0.5 έως 2,

b = σταθερά περίπου ίση με την μονάδα.

Αν και τα σήματα του θερμικού θορύβου έχουν σαφώς καθορισμένες μέσες τετραγωνικές τιμές, οι οποίες μπορούν να εκφραστούν σε σχέση με τη ροή ρεύματος και την αντίσταση, στον θόρυβο αναλαμπής η μέση τετραγωνική τιμή ενός σήματος θορύβου

περιέχει μια άγνωστη σταθερά K_1 . Η σταθερά αυτή όχι μόνο μπορεί να εμφανίζει διακύμανση κατά αρκετές τάξεις μεγέθους για δύο συσκευές διαφορετικού τύπου, αλλά μπορεί επίσης να εμφανίζει σημαντική διακύμανση και για διαφορετικά τρανζίστορ ή ολοκληρωμένα κυκλώματα. Η διακύμανση αυτή οφείλεται στο ότι ο θόρυβος αναλαμπής εξαρτάται από τις προσμίξεις και τις ατέλειες των κρυστάλλων, και αυτές οι παράμετροι μπορούν να μεταβάλλονται τυχαία ακόμα και εντός του ίδιου δισκίου πυριτίου. Ωστόσο, πειράματα έδειξαν ότι αν έχει προσδιοριστεί μια τυπική τιμή της K_1 από μετρήσεις σε έναν αριθμό συσκευών για μια δεδομένη διεργασία ανάπτυξης, τότε η τιμή αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την πρόβλεψη της μέσης ή τυπικής συμπεριφοράς που θα εμφανίζουν τα ολοκληρωμένα κυκλώματα της διεργασίας αυτής ως προς το θόρυβο αναλαμπής.

2.4.3 Συντελεστής Θορύβου

Ο συντελεστής θορύβου (Noise Factor, F) αποτελεί ένα μέτρο του πόσο θορυβώδες είναι ένα δίκτυο και παριστάνει τη χειροτέρευση του σηματοθορυβικού λόγου (SNR), λόγω των συσκευών που το αποτελούν, από την είσοδο στην έξοδο του. Ο θόρυβος στην είσοδο οφείλεται στον θερμικό θόρυβο στην θερμοκρασία των 290 K (T_0). Πρακτικά ο συντελεστής θορύβου είναι ο λόγος του πραγματικού θορύβου που παράγεται στην έξοδο προς τον θόρυβο που θα είχε η συσκευή στην είσοδο αν ιδανικά δεν εισηγάγε καθόλου θόρυβο από μόνη της.

2.4.4 Εικόνα θορύβου

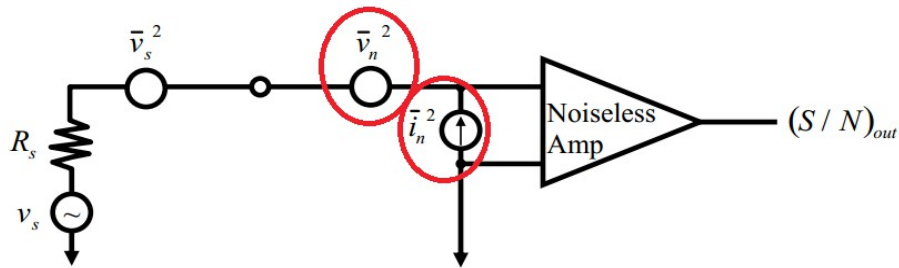
Η εικόνα θορύβου (Noise Figure), είναι μια παράμετρος που χαρακτηρίζει όχι μόνο ολόκληρο το σύστημα αλλά και καθένα από τα στοιχεία που το συνθέτουν, όπως για παράδειγμα ο LNA. Είναι σημαντική παράμετρος διότι ο έλεγχος της εικόνας θορύβου ενός υποσυστήματος έχει αντίκτυπο στον έλεγχο ολόκληρου του συστήματος. Αν είναι γνωστή η εικόνα θορύβου τότε μπορεί εύκολα να εκτιμηθεί και η ευαισθησία του συστήματος από το ζωνικό του εύρος. Η εικόνα θορύβου, είναι απλώς ο συντελεστής θορύβου σε decibels (dB).

Δηλαδή:

$$NoiseFigure = 10\log_{10}NoiseFactor \quad (2.6)$$

2.4.5 Πηγές Θορύβου

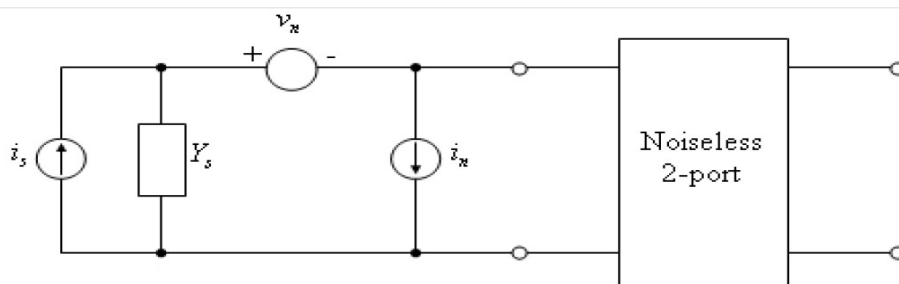
Μια τεχνική που χρησιμοποιείται είναι να πάρουμε όλες τις πηγές του θορύβου που εμφανίζονται στο σύστημά μας και να φτιάξουμε μια ισοδύναμη πηγή τάσης θορύβου και μια ισοδύναμη πηγή ρεύματος θορύβου στην είσοδο, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Εικόνα 2.3 : Συγκέντρωση πηγών θορύβου σε μια ισοδύναμη

Αυτή η τεχνική χρησιμοποιείται κυρίως σε κυκλώματα χαμηλών συχνοτήτων, εκεί όπου τα \bar{v}_n^{-2} και \bar{i}_n^{-2} μπορούν να μετρηθούν χρησιμοποιώντας στην είσοδο βραχυκυκλώματα και ανοιχτά κυκλώματα.

Μια δεύτερη τεχνική είναι η παρουσίαση των παραμέτρων θορύβου σε ένα δίθυρο. Θα παράγουμε μια βέλτιστη πηγή σύνθετης αγωγιμότητας Y_s , η οποία θα τοποθετηθεί στην είσοδο του τρανζίστορ και θα βελτιώνει τον λόγο S/N .



Εικόνα 2.4: Πηγή θορύβου σύνθετης αγωγιμότητας

$$F = \frac{\bar{i}_{sc}^{-2}}{\bar{i}_s^{-2}} \quad (2.7)$$

$$i_{sc} = -i_s + i_n + v_n Y_s \quad (2.8)$$

$$\bar{i}_{sc}^{-2} = \bar{i}_s^{-2} + \overline{(i_n + v_n Y_s)^2} - 2\overline{i_s (i_n v_n Y_s)} \quad (2.9)$$

ο τελευταίος όρος μηδενίζεται γιατί το i_s δεν συσχετίζεται με το i_n ή το v_n

έτσι,

$$F = 1 + \frac{(\overline{i_n + v_n Y_s})^2}{\bar{i}_s^2} \quad (2.10)$$

όπου

$$\bar{i}_s^2 = 4kT_o G_s B \text{ και}$$

$$\bar{v}_n^2 = 4kT_o R_N B$$

από τις παραπάνω εξισώσεις καταλήγουμε στην σχέση

$$F = F_{min} + \frac{r_n}{g_s} |y_s - y_{opt}|^2 \quad (2.11)$$

και χρησιμοποιώντας του συντελεστής ανάκλασης

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \quad (2.12)$$

και

$$y_o = \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \quad (2.13)$$

οδηγούμαστε στην τελική σχέση για τον θόρυβο η οποία είναι

$$F = F_{min} + \frac{4r_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + \Gamma_{opt})^2} \quad (2.14)$$

όπου

F_{min} είναι ο χαμηλότερος δυνατικός συντελεστής θορύβου

Γ_{opt} είναι συντελεστής ανάκλασης

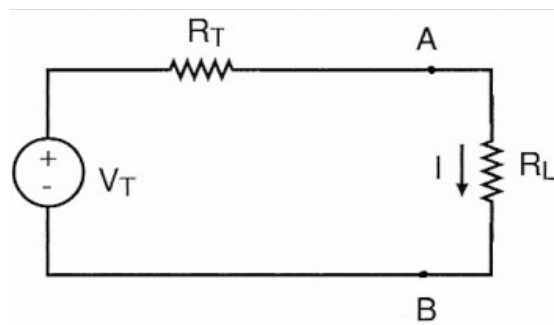
και οι r_n , Γ_{opt} είναι παράμετροι θορύβου που θα δίνονται από τον κατασκευαστή ή θα μπορούν να μετρηθούν εύκολα.

Από την παραπάνω σχέση παρατηρούμε ότι υπάρχει ένας ελάχιστος παράγοντας θορύβου F_{min} ο οποίος μπορεί να επιτευχθεί μόνο όταν υπάρχει ένας συγκεκριμένος συντελεστής ανάκλασης Γ_{opt} στην είσοδο, τέτοιος ώστε $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$.

2.5 Θεώρημα Μέγιστης Μεταφοράς Ισχύος

Σε διάφορες εφαρμογές στα συστήματα επικοινωνίας τα ηλεκτρικά κυκλώματα είναι σχεδιασμένα να μεταφέρουν ισχύ από μια πηγή σε ένα φορτίο. Σε αυτές τις περιπτώσεις μας ενδιαφέρει το ποσό της μεταφερόμενης ισχύος. Αποδεικνύεται ότι στο συνεχές ρεύμα, σε ένα κύκλωμα με αντιστάτες και πηγές, η ισχύς P γίνεται μέγιστη όταν $R_L = R_T$ όπου R_L η αντίσταση του φορτίου που προστίθεται στο κύκλωμα και R_T η αντίσταση Thevenin του κυκλώματος. Το παραπάνω θεώρημα προκύπτει ως εξής:

Το κύκλωμα αντικαθίσταται από το ισοδύναμο Thevenin και προσαρμόζεται στο φορτίο R_L όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα



Εικόνα 2.5 : Προσαρμογή φορτίου R_L σε ισοδύναμο Thevenin

Το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση R_L είναι

$$I = \frac{V_T}{R_T + R_L} \quad (2.15)$$

και η ισχύς που απορροφάει η αντίσταση R_L είναι

$$P = I^2 R_L = \left(\frac{V_T}{R_T + R_L} \right)^2 R_L \quad (2.16)$$

Η ισχύς P θα πάρει την μέγιστη τιμή της για αντίσταση φορτίου R_L τέτοια ώστε

$$\frac{dP}{dR_L} = 0 \quad (2.17)$$

Οπότε

$$\frac{dP}{dR_L} = V_T^2 \frac{(R_T + R_L)^2 - R_L 2(R_T + R_L)}{(R_T + R_L)^4} \quad (2.18)$$

Άρα η ισχύς P γίνεται μέγιστη όταν

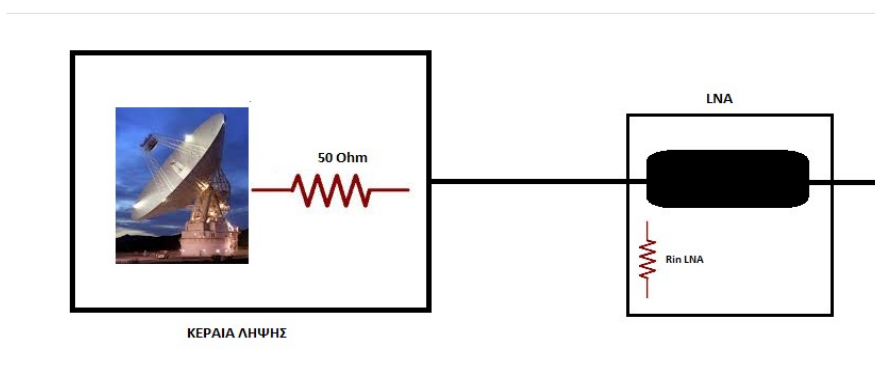
$$(R_T + R_L)^2 = 2R_L(R_T + R_L) \quad (2.19)$$

δηλαδή όταν $R_L = R_T$.

2.6 Προσαρμογή σύνθετης αντίστασης

Θέλουμε να γίνει εφαρμογή του θεωρήματος της μέγιστης κατανάλωσης ισχύος και γι' αυτό θα γίνει και εισαγωγή της έννοιας της προσαρμογής. Είναι σημαντικό να μπορούμε να συνδέουμε έναν αριθμό από διαφορετικά εξαρτήματα στο σύστημα μας, και ο μόνος αξιόπιστος τρόπος για να το καταφέρουμε αυτό είναι να περιορίσουμε όσο μπορούμε τους συντελεστές ανάκλασης των επαφών που δημιουργούνται μέσω της κατάλληλης προσαρμογής της σύνθετης αντίστασης. Τα διάφορα εξαρτήματα στο σύστημα μας συνδέονται μεταξύ τους μέσω γραμμών μεταφοράς. Αν μια γραμμή μεταφοράς τερματίζεται στην χαρακτηριστική της αντίσταση τότε όλη η ισχύς που εφαρμόζεται στην γραμμή από την κεραία στην μια άκρη απορροφάται από το φορτίο (στην εργασία μας ο LNA) στην άλλη άκρη. Αν δεν ισχύει το παραπάνω τότε τμήμα της ισχύος που εφαρμόζεται θα απορροφηθεί από το σημείο τερματισμού αλλά όχι όλη. Η υπόλοιπη ισχύς θα ανακλαστεί. Πολλά ανακλώμενα σήματα μπορούν να δημιουργήσουν αστάθεια στο σύστημά μας ή να δημιουργήσουν το πρόβλημα της ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation). Αναφέραμε προηγουμένως ότι ο LNA είναι η βαθμίδα που τοποθετείται αμέσως μετά την κεραία σε ένα σύστημα δέκτη. Πιο συγκεκριμένα κάθε δίθυρο έχει μια σύνθετη αντίσταση εισόδου και μια αντίσταση εξόδου. Όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.6 για να γίνει εφαρμογή του θεωρήματος της μέγιστης κατανάλωσης ισχύος ανάμεσα σε δύο δίθυρα θα πρέπει η αντίσταση εξόδου του πρώτου(κεραία) να είναι ίση με την αντίσταση εισόδου του δεύτερου(LNA). Στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, αυτή η αντίσταση συνήθως ορίζεται στα 50Ω και αναφέρεται ως χαρακτηριστική αντίσταση. Άρα, για να έχουμε την μέγιστη μεταφορά ισχύος από την κεραία στον LNA θα πρέπει η είσοδος του LNA που θα σχεδιάσουμε να εμφανίσει χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω . Στο 3^ο κεφάλαιο όπου θα προχωρήσουμε στον σχεδιασμό του LNA, θα αναφερθούμε συγκεκριμένα με μαθηματικές σχέσεις πώς θα υπολογίσουμε

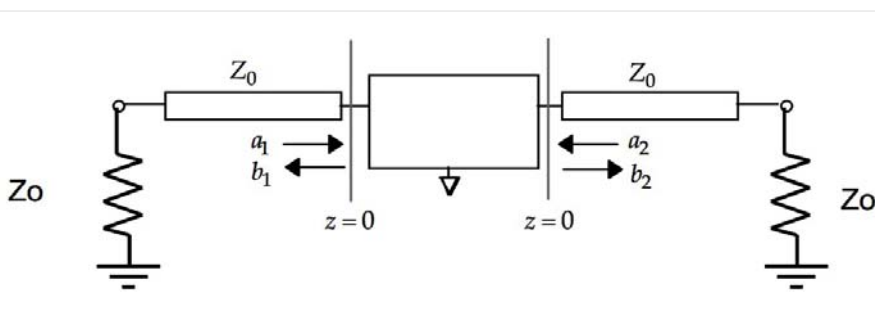
συγκεκριμένα τις τιμές των πηνίων ώστε να πετύχουμε καλύτερη προσαρμογή.



Εικόνα 2.6: Οι δυο πρώτες δομές ενός συστήματος δέκτη

2.7 Παράμετροι Σκέδασης

Σε χαμηλές συχνότητες η σχεδίαση των ενισχυτών γίνεται σχετικά εύκολη χρησιμοποιώντας το μοντέλο μικρού σήματος (small signal models). Σε υψηλές συχνότητες αυτό δεν δουλεύει και τόσο αποδοτικά, γιατί είναι πολύ δύσκολο να δημιουργήσουμε ακριβή βραχυκυκλώματα και ανοιχτά κυκλώματα λόγω των παρασιτικών επιδράσεων. Επίσης, οι διατάξεις γίνονται ασταθείς όταν συνδέονται με ανοιχτό ή με βραχυκύκλωμα και οι απαιτήσεις πόλωσης προσθέτουν προβλήματα. Έτσι χρησιμοποιούμε τις S – παραμέτρους για να σχεδιάσουμε με ακρίβεια τον ενισχυτή μας και να υπολογίσουμε το κέρδος ισχύος. Στην Εικόνα 2.7 παρουσιάζεται μια δίθυρη διάταξη. Μια τέτοια διάταξη έχει 2^2 παραμέτρους. Κάθε παράμετρος σκέδασης έχει δύο δείκτες από τους οποίους ο πρώτος δηλώνει την θύρα από την οποία εξέρχεται το σήμα και ο δεύτερος την θύρα από την οποία εισέρχεται. Όπως είδαμε και παραπάνω σε μεγάλες συχνότητες σημαντικό ρόλο παίζει παίζει και η προσαρμογή φορτίου της εισόδου αφού θέλουμε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο μέρος του σήματος να απορροφάται από την διάταξη και αντιστοίχως όσο γίνεται μικρότερο μέρος να ανακλάται πίσω στον πομπό.



Εικόνα 2.7 : Δίθυρη διάταξη

Σε αυτή την εργασία θα ασχοληθούμε με δίθυρα κυκλώματα αλλά οι παράμετροι σκέδασης γενικά μπορούν να περιγράψουν και ένα σύστημα με N θύρες. Μια διάταξη με N θύρες περιγράφεται από έναν τετραγωνικό πίνακα με N^2 παραμέτρους σκέδασης. Τα a_i και b_i είναι το προσπίπτον και το ανακλώμενο σήμα της θύρας i . Έτσι για το παραπάνω δίθυρο έχουμε τον εξής πίνακα:

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

από τον παραπάνω πίνακα προκύπτουν οι εξισώσεις

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.20)$$

και

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.21)$$

Κάθε εξίσωση δίνει τη σχέση μεταξύ του ανακλώμενου και του προσπίπτον σήματος σε κάθε μία θύρα του δικτύου. Το προσπίπτον σήμα στην θύρα 1 (a_1) μπορεί είτε να απορροφηθεί από την συσκευή και να εξέλθει από την θύρα 2 (b_2) είτε μέρος του να ανακλαστεί από την θύρα 1 (b_1). Από την θεωρία των παραμέτρων σκέδασης και επειδή η θύρα 2 τερματίζεται σε χαρακτηριστική αντίσταση Z_0 , σύμφωνα με το θεώρημα της μέγιστης μεταφοράς ισχύος το a_2 μηδενίζεται.

Η γενική περιγραφή των S παραμέτρων είναι η εξής :

S_{11} = συντελεστής ανάκλασης της θύρα εισόδου

S_{12} = ανάστροφο κέρδος

S_{21} = κέρδος ορθής φοράς

S_{22} = συντελεστής ανάκλασης θύρας εξόδου

Πιο συγκεκριμένα:

Ο συντελεστής S_{11} δηλώνει κατά πόσο το προσπίπτον σήμα στην θύρα 1 έχει απορροφηθεί από την διάταξη και ορίζεται ως

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.22)$$

Παρατηρούμε ότι αν η αντίσταση εξόδου είναι ίση με την αντίσταση του φορτίου οπότε έχουμε $Z_L = Z_0$, το οποίο θέτει και $a_2 = 0$.

Η δεύτερη πιο σημαντική παράμετρος σκέδασης είναι η S_{21} που δηλώνει το κέρδος της διάταξης και ορίζεται ως

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.23)$$

Είναι φανερό ότι για να γίνει το $a_2 = 0$ πρέπει $Z_L = Z_0$.

Η S_{22} ορίζεται ως

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.24)$$

και είναι ο συντελεστής ανάκλασης της εξόδου. Η είσοδος τερματίζεται σε ένα ισοδύναμο φορτίο οπότε έχουμε $Z_s = Z_0$, το οποίο θέτει και $a_1 = 0$.

Τέλος, η S_{12} ορίζεται ως

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.25)$$

και δηλώνει το αντίστροφο κέρδος. Για να γίνει το $a_1 = 0$ πρέπει $Z_s = Z_0$.

Πιο πολύ θα ασχοληθούμε με τις παραμέτρους S_{11} και S_{21} . Την Z_0 συνήθως παίρνει τιμή 50Ω .

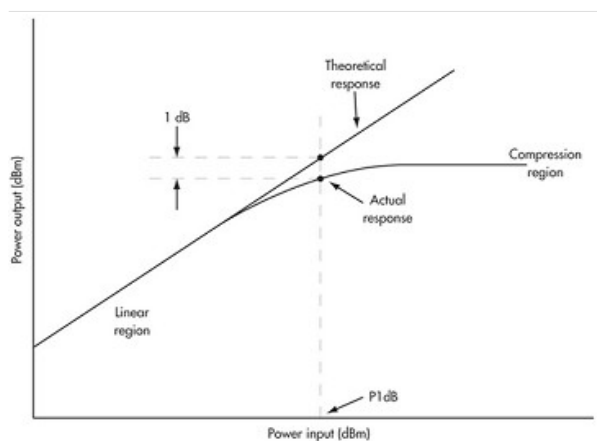
Για παράδειγμα σε ένα RF σύστημα αν έχουμε δύο θύρες τις (1 και 2) η παράμετρος S_{12} αντιστοιχεί στην ισχύς που μεταφέρεται από την θύρα 2 στην θύρα 1. Η S_{21} αντιστοιχεί είναι η ισχύς που μεταφέρεται από την θύρα 1 στην θύρα 2. Γενικά η S_{nm} παράμετρος σκέδασης είναι η ισχύς που μεταφέρεται από την θύρα m στην θύρα n σε ένα σύστημα με πολλά τερματικά.

2.8 Γραμμικότητα

2.8.1 Σημείο συμπίεσης κέρδους 1 dB

Όπως αναφέραμε στην εισαγωγή ένα από τα στοιχεία που εξετάζουμε στην RF τεχνολογία είναι αυτό της γραμμικότητας. Πιο συγκεκριμένα θα εστιάσουμε στο 1 dB σημείο συμπίεσης κέρδους (1 dB compression point). Οι περισσότεροι γραμμικοί ενισχυτές έχουν ένα σταθερό κέρδος για ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων. Αν κάνουμε την γραφική αναπαράσταση της ισχύς εξόδου σε σχέση με την ισχύς εισόδου ενός σήματος, θα δούμε να παρουσιάζεται μια γραμμική σχέση. Η κλίση της γραμμής είναι το κέρδος. Όμως από ένα σημείο και μετά ενώ η ισχύς εισόδου συνεχίζει να αυξάνεται το κέρδος αρχίζει να μειώνεται. Ο ενισχυτής πηγαίνει σε κατάσταση συμπίεσης κέρδους όταν δεν έχουμε αύξηση της ισχύς εξόδου

παρόλο που η ισχύς στην είσοδο αυξάνεται. Το κέρδος γίνεται επίπεδο, το οποίο σημαίνει ότι σε υψηλά επίπεδα ισχύος του σήματος ο ενισχυτής έχει περιέλθει στην περιοχή του κόρου. Η απόκρισή του είναι πλέον μη γραμμική και υπάρχει πιθανότητα να παράγει παραμόρφωση, αρμονικές συχνότητες ή και ενδοδιαμόρφωση.



Εικόνα 2.8 : σημείο συμπίεσης κέρδους 1 dB

Είναι σημαντικό να γνωρίζουμε το σημείο στο οποίο αρχίζει να γίνεται συμπίεση του κέρδους, ώστε να βάλουμε περιορισμούς στα επίπεδα ισχύος των σημάτων εισόδου (αυτό μπορεί να γίνει με τη χρήση ενός εξασθενητή) και να προστατέψουμε τον ενισχυτή από το να παράγει παραμόρφωση. Αυτό είναι συνήθως το σημείο στο οποίο η ισχύς εισόδου κάνει το κέρδος να μειωθεί κατά 1 dB από τις κανονικές γραμμικές προδιαγραφές του κέρδους του ενισχυτή.

Το 1 dB σημείο συμπίεσης μετριέται δίνοντας ένα ημιτονοειδές σήμα στην είσοδο του ενισχυτή σε συγκεκριμένες συχνότητες. Τα επίπεδα ισχύος του σήματος στην είσοδο αυξάνονται και παρατηρούμε την έξοδο που διαγράφεται. Για να μετρήσουμε την έξοδο χρησιμοποιούμε έναν αναλυτή φάσματος ή ένα παρόμοιο όργανο.

2.9 Ενισχυτής χαμηλού θορύβου

2.9.1 Εισαγωγή

Όπως αναφέραμε και στην εισαγωγή ο LNA είναι η πρώτη κυκλωματική δομή που συναντάει το σήμα μετά την κεραία, γι' αυτό ο ρόλος που επιτελεί σε ένα σύστημα δέκτη είναι ιδιαίτερα σημαντικός. Συνήθως το σήμα που συλλαμβάνεται από την κεραία ενός τερματικού

ασύρματων επικοινωνιών είναι αρκετά εξασθενημένο λόγω απωλειών διάδοσης. Συνεπώς είναι αναγκαία η άμεση ενίσχυσή του πριν οδηγηθεί στις επόμενες βαθμίδες του δέκτη για να εξαχθεί η πληροφορία που περιέχει. Τον ρόλο αυτό επιτελεί ο LNA, ο οποίος ουσιαστικά αποτελεί την πρώτη βαθμίδα της αλυσίδας του δέκτη. Παράλληλα όπως υπονοεί και το όνομά του, στο στάδιο σχεδίασης του LNA λαμβάνεται ιδιαίτερη μέριμνα, ώστε ο θόρυβος που εισάγει κατά τη λειτουργία του να είναι όσο το δυνατόν μικρότερος, καθιστώντας τον δέκτη ελάχιστα θορυβώδη και επομένως αξιόπιστο. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό, ειδικά στην περίπτωση κατά την οποία το προς λήψη σήμα είναι οριακά πάνω από το επίπεδο λευκού θορύβου του καναλιού. Τότε, και η παραμικρή επιπλέον κυκλωματική συνεισφορά θορύβου από το σύστημα θα έκανε τη λήψη αδύνατη.

Η ευαισθησία ολόκληρου του συστήματος του δέκτη καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από την εικόνα θορύβου του LNA. Στην περίπτωση που το δίκτυο αποτελείται από πολλές βαθμίδες προσαρμοσμένες μεταξύ τους, με κέρδη ισχύος G_i και συντελεστές θορύβου F_i , ο ολικός συντελεστής θορύβου δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (2.26)$$

ή

$$NF = NF_{LNA} + \frac{NF_{receiver} - 1}{Gain_{LNA}} \quad (2.27)$$

Στην πράξη, χρησιμοποιώντας ένα LNA μετά την κεραία, δηλαδή σαν πρώτο στάδιο ενός συστήματος λήψης, επιτυγχάνουμε ποσοστό θορύβου (NF) σε όλο το σύστημα λήψης σχεδόν ίσο με αυτό που έχει στην πράξη ο LNA, δηλαδή η πρώτη βαθμίδα. Για παράδειγμα, αν έχουμε έναν δέκτη με $NF = 10dB$ και του προσθέσουμε στην είσοδο έναν LNA με $NF = 1dB$, το νέο συνολικό NF του συστήματος λήψης είναι μόλις $1.3dB$. Καταλαβαίνει κανείς πόσο εύκολα, πόσο εντυπωσιακή είναι η αλλαγή από τα $10dB$, η εικόνα θορύβου μειώνεται στα $1.3dB$, δηλαδή ελάχιστα περισσότερο από το ποσοστό θορύβου της πρώτης βαθμίδας. Για αυτό το λόγο είναι πολύ σημαντικό ο LNA να έχει όσο το δυνατόν χαμηλότερο συντελεστή θορύβου.

2.9.2 Κασκοδική συνδεσμολογία

Επειδή δουλεύουμε σε εύρος συχνοτήτων της τάξης των GHz , για να λειτουργήσει πιο αποδοτικά ο LNA θα πρέπει να δημιουργήσουμε κασκοδική συνδεσμολογία. Αυτό που θέλουμε είναι να περιορίσουμε την ύπαρξη του φαινομένου Miller που περιορίζει την

απόδοση του ενισχυτή. Συμβαίνει συχνά σε εξελιγμένα συστήματα επικοινωνίας να αυξάνεται η απομόνωση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου ενός LNA. Αυτό μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση του ενισχυτή.

2.9.3 Διαφορικό Ζεύγος

Αρχικά, η σχεδίαση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων βασιζόταν σε στάδια μονής εξόδου (single-ended). Σταδιακά όμως, βρέθηκε ότι μερικοί τύποι, λειτουργούν πιο αποδοτικά με την χρήση διαφορικού ζεύγους (differential pair), πράγμα που το έχει καταστήσει μία από τις κύριες δομές στις σχεδίαση RF κυκλωμάτων.

Υπάρχουν πολλά πλεονεκτήματα στην χρήση των διαφορικών ενισχυτών. Αρχικά, στην ουρά του κυκλώματος σχηματίζεται μια εικονική γείωση η οποία απομακρύνει τα παρασιτικά επαγωγικά στοιχεία και έτσι έχουμε την δυνατότητα να ρυθμίζουμε το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου καθαρά από το πηνίο που βρίσκεται στην πηγή. Ακόμη με την διαφορική ενίσχυση έχουμε μια μείωση του σήματος κοινού τρόπου, σήμα το οποίο τις περισσότερες φορές είναι θόρυβος.

Ένας διαφορικός ενισχυτής είναι ένας τύπος ενισχυτή που ενισχύει την διαφορά μεταξύ δύο τάσεων αλλά δεν ενισχύει κάθε τάση ξεχωριστά. Η έξοδος ενός ιδανικού διαφορικού ενισχυτή δίνεται από την σχέση

$$V_{out} = A_d (V_{in}^+ - V_{in}^-) \quad (2.28)$$

όπου V_{in}^+ και V_{in}^- είναι οι τάσεις εισόδου και A_d το διαφορικό κέρδος. Στην πράξη ωστόσο αν υποθέσουμε ότι τα V_{in}^+ και V_{in}^- είναι ίσα, δεν σημαίνει ότι και η έξοδος θα μηδενιστεί, πράγμα που συμβαίνει μόνο στην ιδανική κατάσταση. Μια πιο ρεαλιστική έκφραση της εξόδου ενός διαφορικού ενισχυτή είναι η εξής :

$$V_{out} = A_d (V_{in}^+ - V_{in}^-) + A_c \left(\frac{V_{in}^+ + V_{in}^-}{2} \right) \quad (2.29)$$

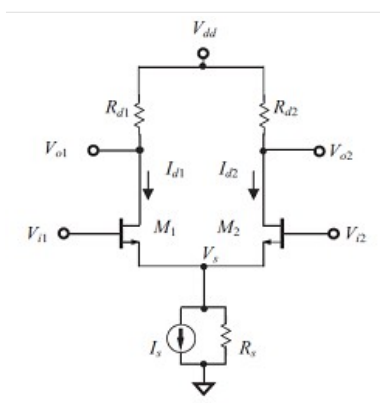
όπου A_c είναι το κέρδος κοινού τρόπου.

Ο Λόγος Απόρριψης Κοινού Σήματος (Common Mode Rejection Ratio, CMRR) είναι ο λόγος του διαφορικού κέρδους προς το κέρδος κοινού τρόπου και δείχνει κατά πόσο ο ενισχυτής έχει την δυνατότητα να απορρίπτει σήματα που είναι κοινά και στις δύο εισόδους (π.χ. ένα σήμα θορύβου). Ο CMRR ορίζεται ως εξής:

$$CMRR = 10 \log_{10} \left(\frac{A_d}{A_c} \right)^2 = 20 \log_{10} \left(\frac{A_d}{|A_c|} \right) \quad (2.30)$$

Αυτό που μας ενδιαφέρει περισσότερο είναι να δούμε τι γίνεται μέσα σε ένα διαφορικό ενισχυτή και πώς είναι η δομή του με τα διάφορα τρανζίστορ.

Στη διαφορική λειτουργία το σήμα ορίζεται ως η τάση μεταξύ δύο σημείων που έχουν ίσες αλλά αντίθετες παρεκτροπές από μια κοινή τάση, σε αντίθεση με την απλή λειτουργία που το σήμα μετριέται σχετικά με μία απλή τάση (π.χ. γείωση). Οι MOSFET διαφορικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται συχνά σε ολοκληρωμένα κυκλώματα, όπως οι τελεστικοί ενισχυτές γιατί προσφέρουν μια υψηλή σύνθετη αντίσταση εισόδου. Ένας καλά σχεδιασμένος διαφορικός ενισχυτής με ένα καθρέφτη ρεύματος για την πόλωσή του φτιάχνεται από καλά ταιριασμένες συσκευές ώστε να μειώνουμε τις ανισορροπίες που δημιουργούνται από την μία πλευρά του διαφορικού ενισχυτή προς την άλλη.



Εικόνα 2.9 : MOSFET Διαφορικό Ζεύγος

Η γενική τοπολογία ενός διαφορικού ενισχυτή είναι η εξής: Δύο ενεργές συσκευές (π.χ. MOSFET transistor) συνδέονται σε μία θετική τάση τροφοδοσίας μέσω κάποιων παθητικών στοιχείων. (π.χ. αντιστάσεων). Όπως παρατηρούμε στο παρακάτω σχήμα αν κάθε στάδιο του διαφορικού ενισχυτή έχει την ίδια DC πόλωση, στην έξοδο εμφανίζονται και στα δύο στάδια ίδιες τιμές στις DC τάσεις.

Στην DC πόλωση του τρανζίστορ είδαμε ότι αυτό αρχίζει να άγει ρεύμα όταν η τάση ξεπεράσει περίπου τα $0.6V$ δηλαδή την τάση κατωφλίου. Έτσι στον διαφορικό ενισχυτή πρέπει να προσέξουμε τα δύο τρανζίστορ να βρίσκονται στην περιοχή του κόρου γιατί σε αυτήν την περιοχή λειτουργούν ως ενισχυτές. Από την θεωρία γνωρίζουμε ότι για να είναι ένα τρανζίστορ στην περιοχή του κόρου πρέπει να ισχύει $V_{DS} = V_{GS} - V_t$ πράγμα το οποίο συμβαίνει στο κύκλωμά μας.

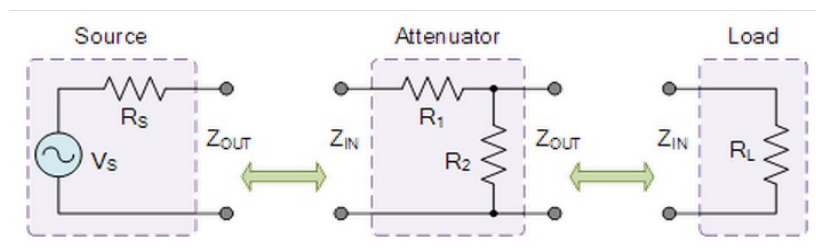
Οι τάσεις V_{o1} και V_{o2} πρέπει να είναι μικρότερες από την τάση τροφοδοσίας των $1.8V$ γιατί σε αντίθετη περίπτωση θα παρουσιάζεται ψαλιδισμός του σήματος στην έξοδο. Ο

ψαλιδισμός θα συμβαίνει διότι το ρεύμα που παρουσιάζεται στο κύκλωμα πρέπει να πηγαίνει πάντα προς τα κάτω αλλιώς το τρανζίστορ θα είναι κλειστό, πράγμα που σημαίνει ότι η τάση στην υποδοχή θα είναι μικρότερη από την τάση τροφοδοσίας. Το τρανζίστορ προστατεύει το ρεύμα να πηγαίνει προς τα πάνω έτσι αν το ρεύμα στην υποδοχή είναι μεγαλύτερο από το ρεύμα της τροφοδοσίας θα έχουμε μηδενικό ρεύμα στην αντίσταση και θα εμφανίζεται ο ψαλιδισμός στο σήμα.

2.10 Εξασθενητής

2.10.1 Τα βασικά των εξασθενητών

Οι εξασθενητές (attenuators) είναι δομές που εμφανίζονται συχνά στον σχεδιασμό RF εφαρμογών. Όπως φανερώνει και το όνομά τους, έχουν την δυνατότητα να ρυθμίζει το επίπεδο του σήματος και άρα αν τοποθετηθούν μπροστά από ένα στάδιο του δέκτη μπορούν να το προστατέψουν από σήματα τέτοιας έντασης που οι προδιαγραφές του δεν του επιτρέπουν να τα χειριστεί και τα οποία είναι ικανά να του προκαλέσουν προβλήματα αστάθειας ή και να το καταστρέψουν. Ακόμη μπορεί να παράσχει μια καλή προσαρμογή σύνθετης αντίστασης των ενισχυτών, να μειώνει τις επιδράσεις από ακατάλληλα τερματικά ή απλώς να απομονώνει διάφορα στάδια ενός συστήματος. Όπως φαίνεται και στην Εικόνα 2.10 μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα δίθυρο αντιστατικό κύκλωμα που έχει σχεδιαστεί για να εξασθενεί την ισχύ που τροφοδοτείται από μια πηγή σε μια τιμή η οποία θα είναι κατάλληλη για το φορτίο το οποίο θα συνδεθεί στην πηγή.



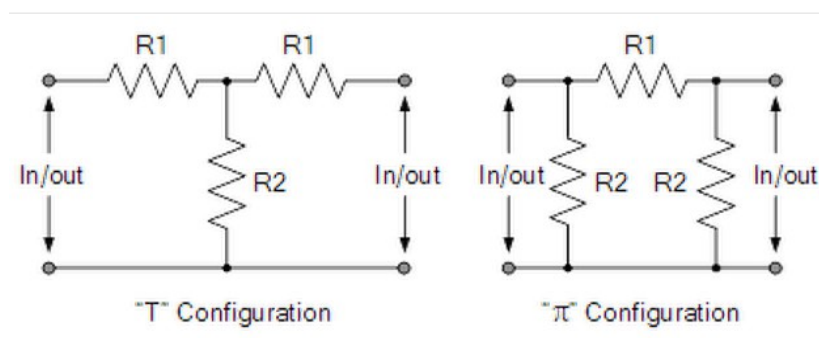
Εικόνα 2.10 : Τοπολογία εξασθενητή

Τα απλά κυκλώματα εξασθενητών μπορούν να σχεδιαστούν έτσι ώστε να παράγουν ένα σταθερό(fixed attenuators) ή ένα μεταβλητό(variable or switched attenuators) μέγεθος εξασθένησης. Οι τιμές των σταθερών εξασθενητών συνήθως κυμαίνονται από 0 dB έως και 100 dB . Οι switched εξασθενητές είναι ρυθμιζόμενα δίκτυα από αντιστάσεις τα οποία

μπορούν να ρυθμιστούν με την χρήση διακοπών ώστε να δημιουργήσουν μια κλιμακωτή αύξηση της εξασθένησης, ανάλογα με την ρύθμιση που τους κάνουμε, δηλαδή $-2dB$, $-6dB$ ανάλογα με την θέση του κάθε διακόπτη.

2.10.2 Παθητικές δομές εξασθενητών

Υπάρχουν διάφορες δομές αντιστατικών εξασθενητών, αλλά οι δύο κυριότερες είναι ο 'T' και ο 'π' εξασθενητής και η συνδεσμολογία τους φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



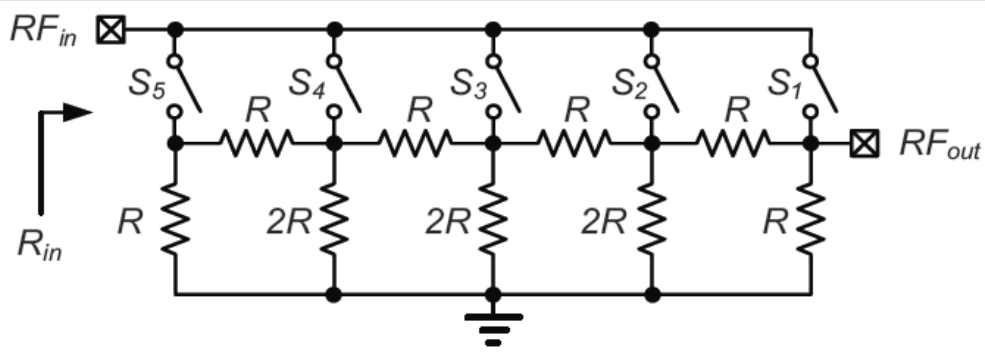
Εικόνα 2.11: Η συνδεσμολογία του 'T' και 'π' εξασθενητή

Οι παθητικοί εξασθενητές συνήθως επεξεργάζονται σήματα υψηλής ισχύος που θα εισέλθουν σε έναν LNA, χωρίς να προσθέτουν μη γραμμικότητα, περίπτωση στην οποία θα χειροτέρευαν τον λόγο σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio, SNR). Οι εξασθενητές που βασίζονται σε αντιστάσεις έχουν καλή γραμμικότητα, γεγονός που οδηγεί σε μικρή παραμόρφωση και είναι κατάλληλοι για να καλυτερεύσουν την προσαρμογή του συστήματος.

Η Εικόνα 2.12 δείχνει έναν αντιστατικό εξασθενητή 5 βημάτων. Η εξασθένηση ελέγχεται από τους διακόπτες S_1 έως S_5 . Οι διακόπτες σχεδιάζονται με την χρήση nMOS τρανζίστορ με πολύ μικρό μήκος καναλιού. Οι αντιστάσεις έχουν ίδια απόκριση αντίστασης σε όλο το εύρος των συχνοτήτων. Όταν ένας από τους διακόπτες είναι ανοιχτός η σύνθετη αντίσταση που βλέπει το σημείο RF_{in} είναι σταθερή και δίνεται από τον τύπο

$$R_{in} = \frac{2}{3}R \quad (2.31),$$

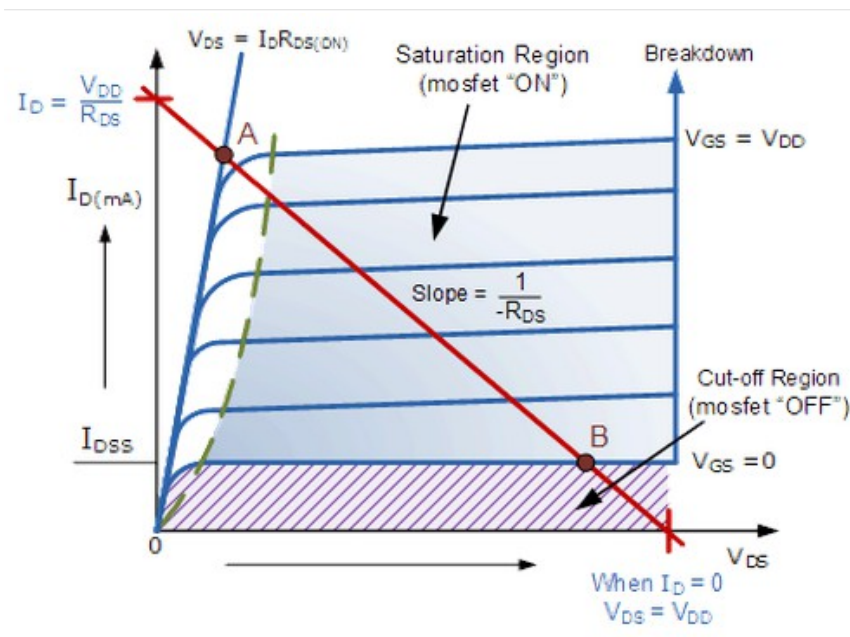
έτσι αν η χαρακτηριστική αντίσταση είναι 50Ω , η τιμή της αντίστασης R του παρακάτω σχήματος είναι 75Ω .



Εικόνα 2.12: Αντιστατικός εξασθενητής με 5 διακόπτες

2.10.3 Λειτουργία nMOS τρανζίστορ ως διακόπτης

Ένα MOS τρανζίστορ μπορεί να λειτουργήσει σαν ένας απλός διακόπτης SPST (Single Pole – Single Throw). Για να καταλάβουμε το πώς συμβαίνει αυτό θα πρέπει να παρατηρήσουμε την χαρακτηριστικές καμπύλες $I_D - V_{DS}$ και την γραμμή φορτίου όπως φαίνονται στην Εικόνα 2.13.



Εικόνα 2.13 : Χαρακτηριστικές καμπύλες $I_D - V_{DS}$ και γραμμή φορτίου

Όταν δώσουμε μια τάση στην είσοδο μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου και ανοίξει το τρανζίστορ, το σημείο ισορροπίας του τρανζίστορ θα κινείται από το σημείο B προς το σημείο A. Το ρεύμα στον απαγωγό I_D θα αρχίζει να αυξάνεται μέχρι να σταθεροποιηθεί όταν το τρανζίστορ μπει στην κατάσταση του κόρου. Η αύξηση του

ρεύματος I_d οφείλεται στην μείωση της αντίστασης του καναλιού. Το τρανζίστορ συμπεριφέρεται σαν ένας κλειστός διακόπτης.

Αντίστοιχα όταν η τάση στην είσοδο είναι κάτω από την τάση κατωφλίου ή γειωμένη το σημείο ισορροπίας κινείται από το σημείο A στο σημείο B. Η αντίσταση του καναλιού είναι πολύ μεγάλη το τρανζίστορ είναι κλειστό και λειτουργεί σαν ένας ανοιχτός διακόπτης.

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι καθώς η τάση στην είσοδο μετακινείται από τις τιμές της τροφοδοσίας (V_{dd}) έως τις τιμές της γείωσης (ground, 0 V) το MOSFET τρανζίστορ συμπεριφέρεται σαν ένας κλειστός ή ως ένας ανοιχτός διακόπτης αντιστοίχως.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

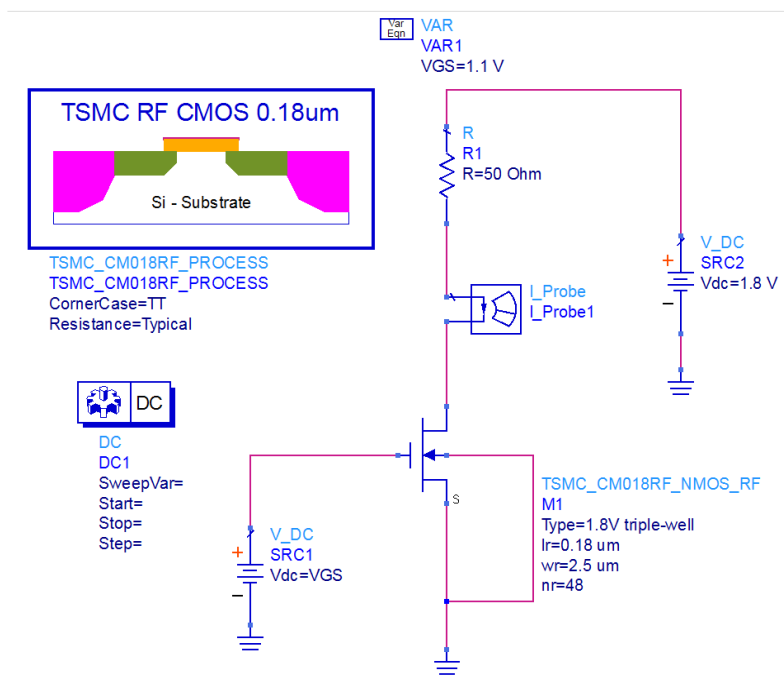
Μελέτη και σχεδιασμός του LNA

3.1 Πόλωση Ενισχυτή

Το πρώτο στάδιο στην υλοποίηση ενός LNA είναι η επιλογή ενός κατάλληλου σημείου λειτουργίας DC για το MOSFET, να πολώσουμε δηλαδή το τρανζίστορ που θα χρησιμοποιήσουμε. Με τον όρο πόλωση του τρανζίστορ εννοούμε την εφαρμογή εξωτερικών τάσεων, που είναι κατάλληλες για να προκαλέσουν ένα επιθυμητό ρεύμα στον απαγωγό. Ο σκοπός της πόλωσης είναι να βρούμε το σημείο ηρεμίας του κυκλώματος, δηλαδή το ρεύμα I_D , και την τάση V_{DS} η οποία διασφαλίζει τη λειτουργία στον κορεσμό, περιοχή στην οποία τα MOSFET λειτουργούν ως ενισχυτές.

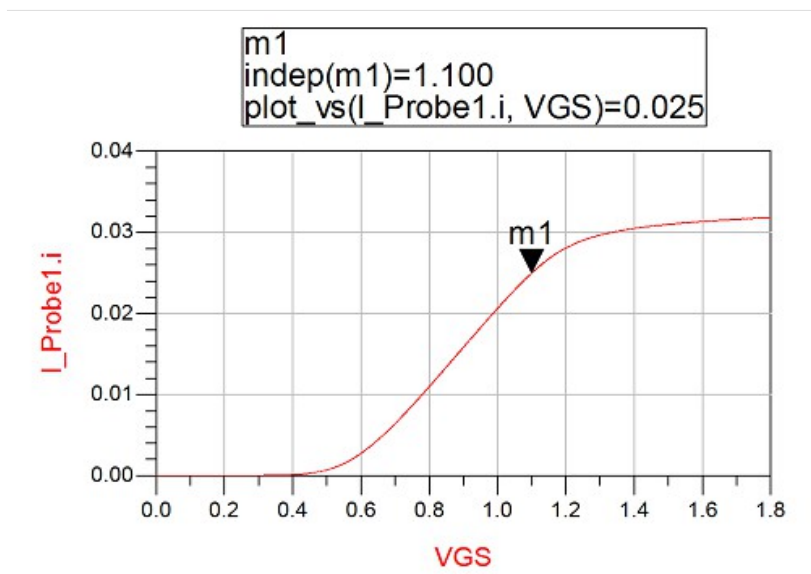
Στο ADS θα δουλέψουμε με την βιβλιοθήκη TSMC RF CMOS 0.18um v2.0 και θα χρησιμοποιήσουμε το NMOS RF τρανζίστορ. Το συγκεκριμένο τρανζίστορ στις ρυθμίσεις του έχει έναν συντελεστή n_f (number of fingers), ο οποίος πολλαπλασιάζεται με το $2.5 \mu m$ (default πλάτος) και μας δίνει το πραγματικό πλάτος του τρανζίστορ. Για παράδειγμα αν θέσουμε το $n_f = 50$ το πλάτος του τρανζίστορ θα είναι $125 \mu m$.

Σχεδιάσαμε το παρακάτω κύκλωμα (Εικόνα 3.1) και κάναμε μια DC προσομοίωση με ανεξάρτητη μεταβλητή την V_{GS} για να βρούμε το ρεύμα πόλωσης στον απαγωγό (εξαρτημένη μεταβλητή I_{Probe1}). Θα παρατηρήσουμε την τάση πάνω από την οποία θα εμφανιστεί ρεύμα στον απαγωγό, της τάξης των mA , και αυτή θα είναι η τάση κατωφλίου (V_t) του τρανζίστορ. Η V_t μας δείχνει την τάση της πύλης στην οποία αρχίζει να άγει το τρανζίστορ. Για τάσεις μικρότερες της V_t το τρανζίστορ βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, δηλαδή δεν ρέει ρεύμα ή αν ρέει είναι αμελητέο, της τάξης των μA .



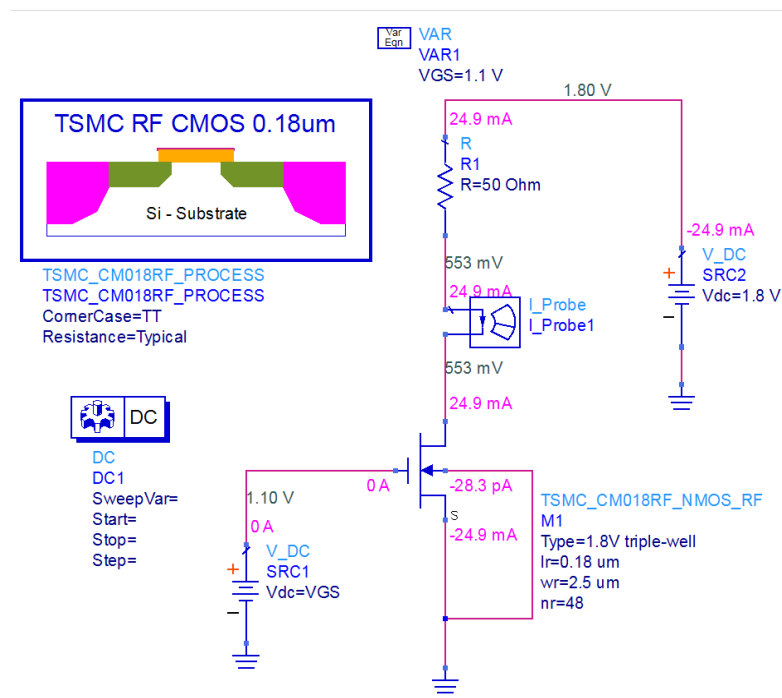
Εικόνα 3.1 : Κύκλωμα DC προσομοίωσης

Στην Εικόνα 3.2 που ακολουθεί το κύκλωμα παρατηρούμε ότι στον απαγωγό αρχίζει να παρουσιάζεται ένα ρεύμα της τάξης των milli Ampere μόλις η τάση V_{GS} ξεπεράσει την τιμή των $0.6V$, οπότε η τιμή της V_t κυμαίνεται κοντά στα $0.6V$. Η τάση κατωφλίου V_t είναι σημαντικός παράγοντας καθώς πρέπει να ικανοποιείται η σχέση $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ για να λειτουργεί το τρανζίστορ στην περιοχή του κόρου.



Εικόνα 3.2 : Γραφική παράσταση $I_D - V_{GS}$

Το σημείο m_1 μας δείχνει ότι για τάση $V_{GS} = 1.1V$ παρουσιάζεται ρεύμα στον απαγωγό ίσο με $I_D = 25mA$. Το επόμενο που πρέπει να εξετάσουμε είναι αν το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή του κορεσμού για αυτή την τάση. Κάνουμε ξανά μια προσομοίωση για $V_{GS} = 1.1V$ και ελέγχουμε την τάση στον απαγωγό. Στην Εικόνα 3.3 βλέπουμε ότι η τάση στον απαγωγό είναι $V_D = 553mV$, πράγμα που σημαίνει ότι ισχύει η σχέση $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ και το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή του κόρου, λειτουργώντας ως ενισχυτής.



Εικόνα 3.3 : Τάσεις και ρεύματα της DC προσομοίωσης.

Αυτή είναι η απλούστερη προσέγγιση για την πόλωση ενός MOSFET, δηλαδή η σταθεροποίηση της τάσης πύλης-πηγής (V_{GS}), στην τιμή που απαιτείται ώστε να παρέχει το επιθυμητό ρεύμα I_D . Ανεξαρτήτως του τρόπου με τον οποίο παράγεται η V_{GS} , η τεχνική αυτή δεν είναι και τόσο καλή για την πόλωση ενός MOSFET διότι από την σχέση του ρεύματος στον απαγωγό

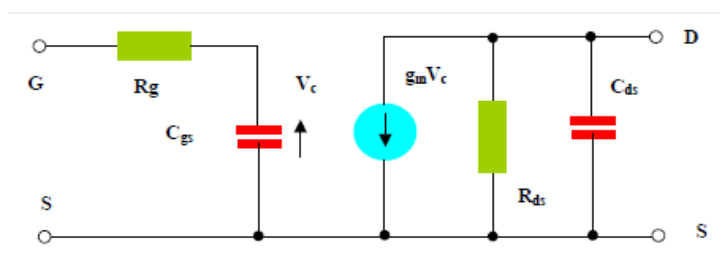
$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad (3.1)$$

γνωρίζουμε ότι οι τιμές της τάσης κατωφλίου (V_t), της χωρητικότητας του οξειδίου (C_{ox}) παρουσιάζουν σημαντικές αποκλίσεις ακόμα και μεταξύ στοιχείων ίδιου τύπου και μεγέθους. Γι' αυτό τον λόγο αργότερα στην σχεδίαση του διαφορικού ζεύγους θα χρησιμοποιήσουμε μια πηγή ρεύματος ή ισοδύναμα έναν καθρέφτη ρεύματος, για την πόλωση του ενισχυτή.

3.2 Αρχικός σχεδιασμός ενός LNA

Σε αυτή την ενότητα θα δείξουμε αρχικά από θεωρητική σκοπιά ότι η χρήση επαγωγής στην πύλη και στην πηγή του τρανζίστορ είναι απαραίτητη για να μειώσουμε τα επίπεδα της εικόνας θορύβου και του συντελεστή ανάκλασης. Έπειτα θα προχωρήσουμε στον σχεδιασμό διάφορων δομών ενισχυτών χαμηλού θορύβου.

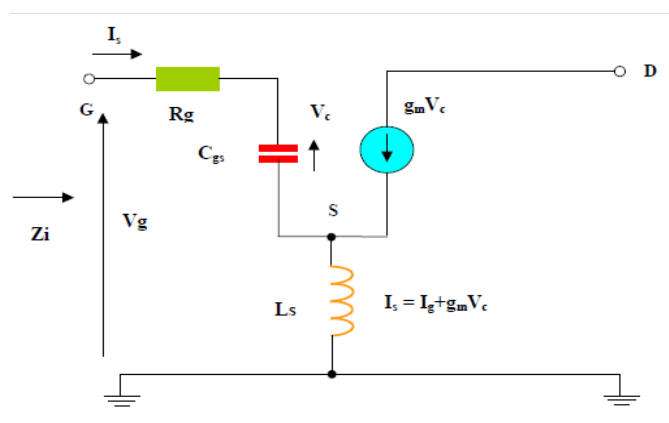
Το μοντέλο μικρού σήματος ενός MOSFET δίνεται στην Εικόνα 3.4



Εικόνα 3.4 : Μοντέλο μικρού σήματος

Αν και για τα περισσότερα συστήματα υποθέτουμε ότι η είσοδος θεωρείται μια συνδεσμολογία από αντιστάσεις (resistive), στην πραγματικότητα η συμπεριφορά της εισόδου ενός συστήματος είναι χωρητική. Αυτό που προσπαθούμε να πετύχουμε είναι να αφαιρέσουμε τους πυκνωτές, δηλαδή να μηδενίσουμε την χωρητική αντίδραση. Ο μόνος τρόπος να το πετύχουμε αυτό είναι να χρησιμοποιήσουμε πηνία στην συνδεσμολογία μας.

Η σύνθετη αντίσταση εισόδου (input impedance) στην Εικόνα 3.4 , έχει χωρητική συμπεριφορά λόγω του πυκνωτή μεταξύ της πύλης και της πηγής (πυκνωτής C_{gs}).



Εικόνα 3.5: Νέο ισοδύναμο μοντέλο μικρού σήματος με προσθήκη πηνίου στην πηγή

Αν προσθέσουμε ένα πηνίο στην πηγή του τρανζίστορ, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.5 η σύνθετη αντίσταση εισόδου γίνεται:

$$Z_{in} = \frac{V_g}{I_g} = \frac{(I_g R_g + V_c + j\omega I_s L_s)}{I_g} \quad (3.2)$$

$$V_c = \frac{I_g}{SC_{gs}} \quad (3.3)$$

και

$$I_s = I_g + g_m V_c \quad (3.4)$$

Έστω $S = j\omega$ τότε

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{V_g}{I_g} = \frac{\left(I_g R_g + \frac{I_g}{SC_{gs}} + S \left(I_g + g_m \frac{I_g}{SC_{gs}} \right) L_s \right)}{I_g} \\ &= R_g + \frac{1}{SC_{gs}} + SL_s + SL_s g_m \frac{1}{SC_{gs}} \\ &= R_g + \frac{1}{C_{gs}} + SL_s + \frac{SL_s g_m}{SC_{gs}} \\ &= R_g + \frac{1}{SC_{gs}} + SL_s + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} \end{aligned}$$

Οπότε αντίσταση εισόδου είναι:

$$R_{in} = R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + S \left(\frac{1}{S^2 C_{gs} + L_s} \right) \quad (3.5)$$

αν αντικαταστήσουμε $S = j\omega$ έχουμε

$$\begin{aligned} R_{in} &= R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j\omega \left(\frac{1}{j\omega^2 C_{gs} + L_s} \right) \\ &= R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j\omega \left(L_s - \frac{1}{\omega^2 C_{gs}} \right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

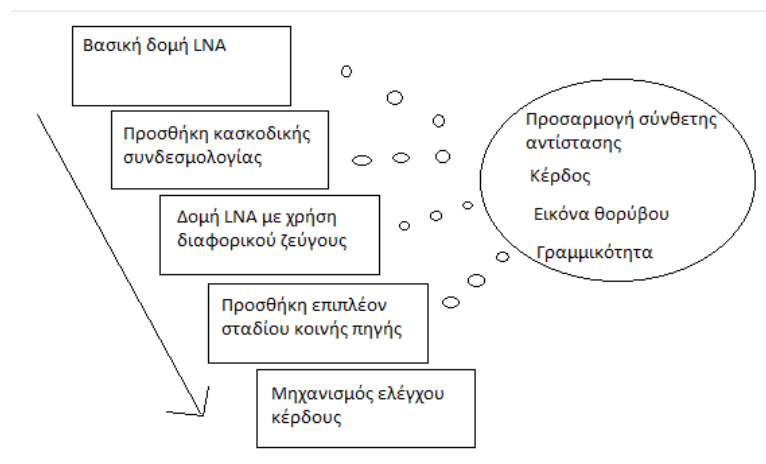
$$\begin{aligned} R_{in} &= R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j \left(\omega L_s - \frac{\omega}{\omega^2 C_{gs}} \right) \\ &= R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Στα MOSFET η $R_g = 0$, οπότε

$$R_{in} = \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) \quad (3.8)$$

Η παραπάνω εξίσωση περιέχει πραγματικό και φανταστικό μέρος. Θέλουμε να κάνουμε την R_{in} ίση με 50Ω ώστε να πετύχουμε την καλύτερη προσαρμογή και να έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος στο κύκλωμα. Άρα πρέπει $\frac{L_s g_m}{C_{gs}} = 50\Omega$ και το φανταστικό μέρος να μηδενιστεί. Για να πραγματοποιηθεί αυτό θα προσθέσουμε άλλο ένα πηνίο L_g στην πύλη του MOSFET ώστε να συντονιστεί με τον πυκνωτή C_{gs} και να μηδενιστεί το φανταστικό μέρος.

Στην Εικόνα 3.6 φαίνονται τα βήματα που ακολουθήσαμε στον σχεδιασμό σε αυτή την εργασία. Πρώτο βήμα ήταν ο σχεδιασμός της βασικής δομής του LNA που στηρίζεται στον ενισχυτή κοινής πηγής. Κατόπιν προσθέσαμε ένα κασκοδικό στάδιο στην έξοδο της προηγούμενης δομής. Στην συνέχεια κάναμε τον σχεδιασμό του LNA με χρήση διαφορικού ζεύγους και ως επόμενο βήμα προσθέσαμε ένα επιπλέον στάδιο ενισχυτή κοινής πηγής. Ως τελικό στάδιο σχεδιάσαμε έναν εξασθενητή ως ένα μηχανισμό ελέγχου του κέρδους. Σε όλα τα παραπάνω βήματα εξετάζαμε τις κύριες παραμέτρους των RF κυκλωμάτων όπως το κέρδος, το συντελεστή ανάκλασης, την εικόνα θορύβου και το σημείο συμπίεσης $1dB$.

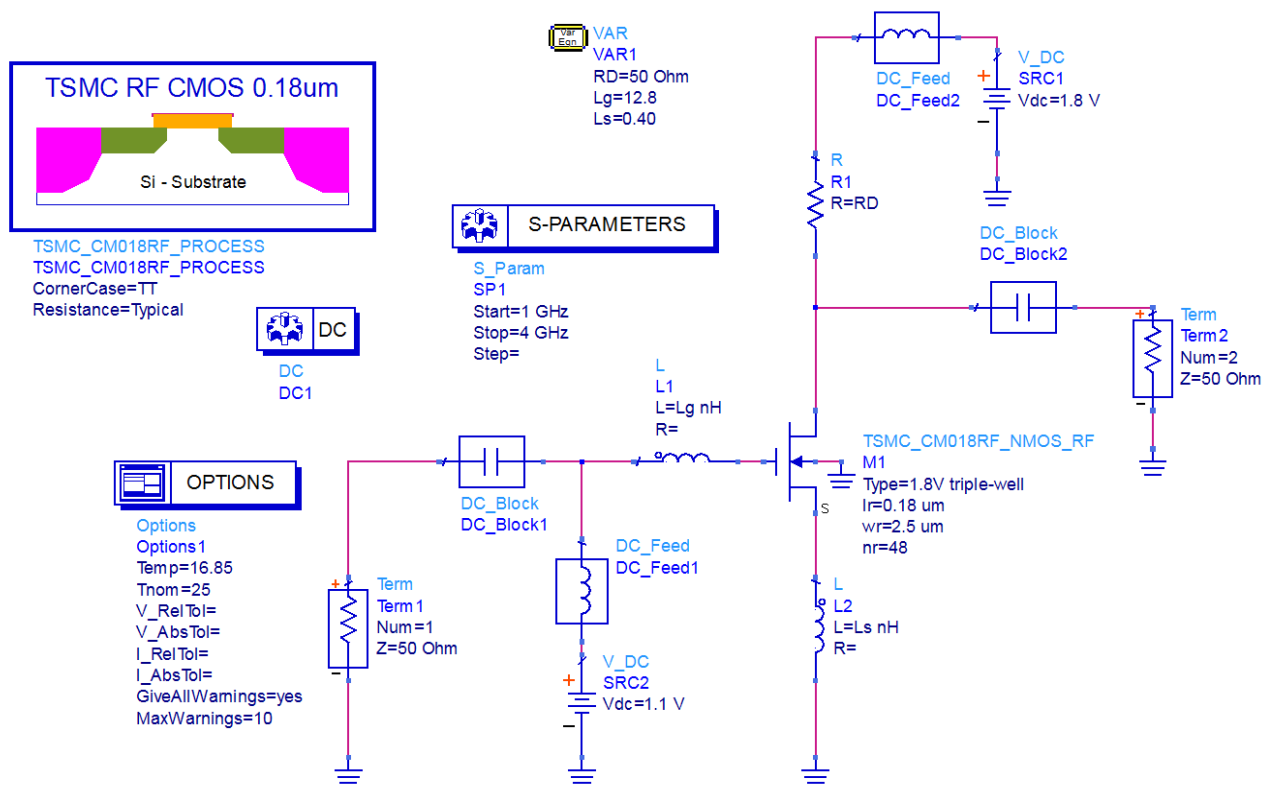


Εικόνα 3.6 : Βήματα σχεδιασμού LNA

Για όλες τις τιμές των παραμέτρων ξεκινήσαμε με κάποιες βασικές προδιαγραφές που έπρεπε να τηρηθούν και φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

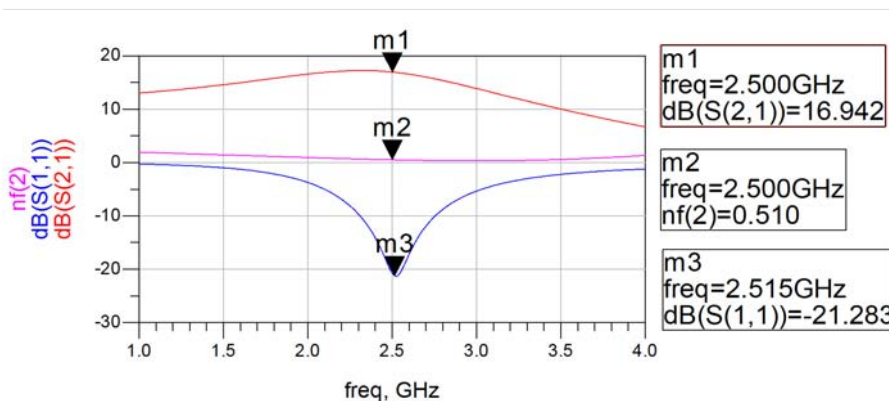
Παράμετρος	Προδιαγραφή	Μονάδες
Συχνότητα	2.5	GHz
Εικόνα Θορύβου	<1.5	dB
Κέρδος	>10	dB
Συντελεστής Ανάκλασης	<-12	dB
Σύνθετη αντίσταση πηγής	50	Ω
Σύνθετη αντίσταση φορτίου	50	Ω
Σημείο συμπίεσης 1 dB	>-10	dBm

Στο κύκλωμα της Εικόνας 3.7 παρουσιάζεται η απλή δομή ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου μονής εξόδου (single – ended LNA). Η συνδεσμολογία βασίζεται σε ένα MOSFET RF τρανζίστορ. Από την θεωρία που αναφέραμε πριν έχουμε προσθέσει δύο πηνία. Το πηνίο L_g προστέθηκε στην πύλη ώστε να συντονιστεί με τον πυκνωτή C_{gs} του τρανζίστορ και να μηδενίσει το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου του LNA. Αντίστοιχα το πηνίο L_s έχει προστεθεί στην πηγή του τρανζίστορ ώστε να ρυθμίσουμε το πραγματικό μέρος της αντίστασης εισόδου να πάρει την τιμή των 50Ω . Στην είσοδο του κυκλώματος έχουμε τοποθετήσει ένα τερματικό με αντίσταση 50Ω που ιδανικά ισοδυναμεί με την αντίσταση εξόδου της κεραίας που υπάρχει στο σύστημα του δέκτη. Το ίδιο τερματικό έχει τοποθετηθεί και στην έξοδο του LNA, αλλά αυτό δεν επηρεάζει και πολύ την συνδεσμολογία μας, γιατί μετά τον ενισχυτή θα μπορούσε να τοποθετηθεί μια βαθμίδα με αντίσταση με διαφορετική τιμή από τα 50Ω . Μπροστά από κάθε τερματικό του κυκλώματος με αντίσταση 50Ω έχουμε προσθέσει από ένα DC Block. Ο ρόλος αυτής της δομής είναι να μπλοκάρει το DC σήμα, δηλαδή το σήμα το οποίο προορίζεται για την πόλωση του LNA, να πάει σε άλλες βαθμίδες του συστήματος και σε συνδυασμό με τα RF σήματα να δημιουργήσει αστάθεια στο σύστημα. Ισοδύναμα μετά από κάθε πηγή τάσης τοποθετούμε μια δομή DC Feed, που σκοπό έχει να διατηρήσει την πόλωση του τρανζίστορ.



Εικόνα 3.7 :Απλή συνδεσμολογία LNA. Έχουμε προσθέσει τα πηνία L_g και L_s στην πύλη και στην πηγή του τρανζίστορ

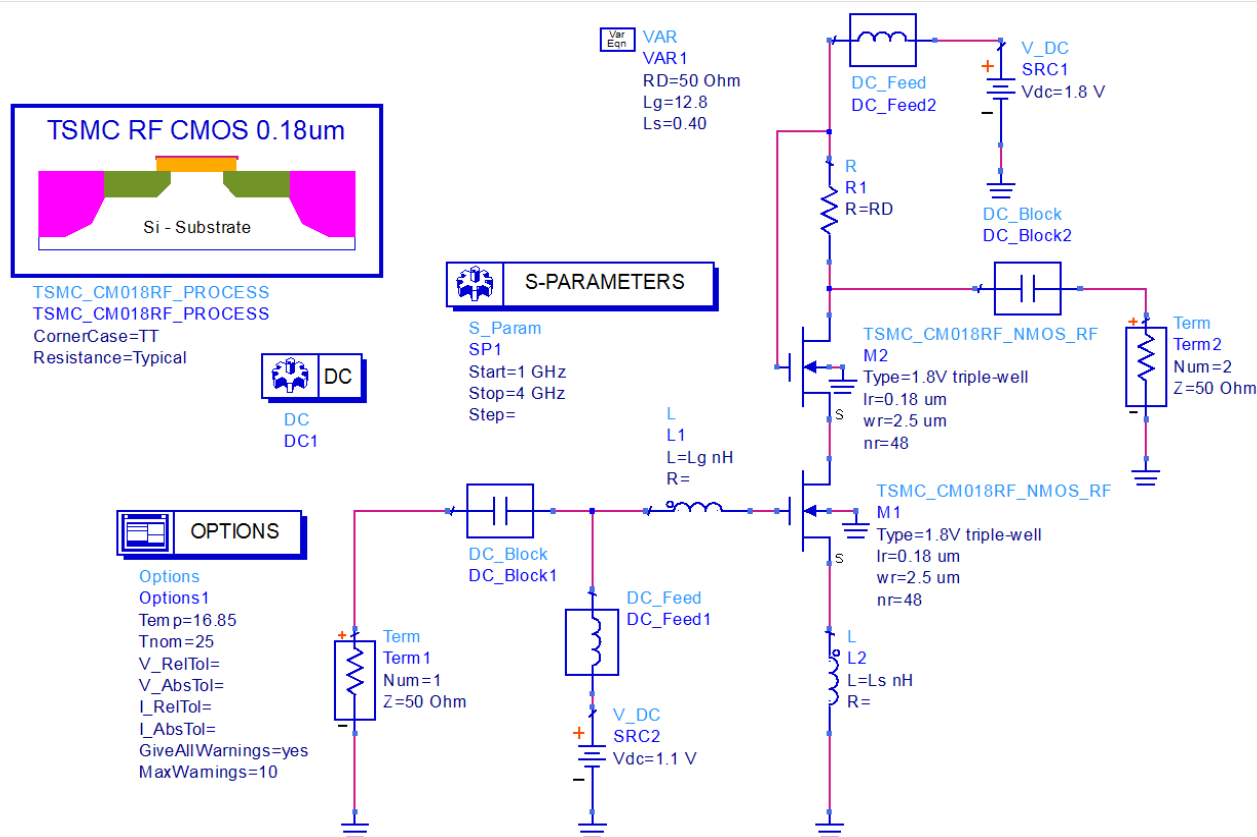
Η προσομοίωση των S - παραμέτρων έγινε για συχνότητες από $1GHz$ έως $4GHz$. Στην Εικόνα 3.8 φαίνονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το κέρδος του ενισχυτή (παράμετρος S_{21}), τον συντελεστή ανάκλασης (παράμετρος S_{11}) και της εικόνας θορύβου (παράμετρος $nf(2)$). Αυτό που παρατηρούμε είναι ότι το κέρδος έχει μια καλή τιμή κοντά στα $15dB$, και ο θόρυβος είναι κάτω από το $1dB$. Θα θέλαμε μικρότερη τιμή για την παράμετρο S_{11} , τουλάχιστον κάτω από τα $-12dB$ που έχουμε θέσει ως προϋπόθεση.



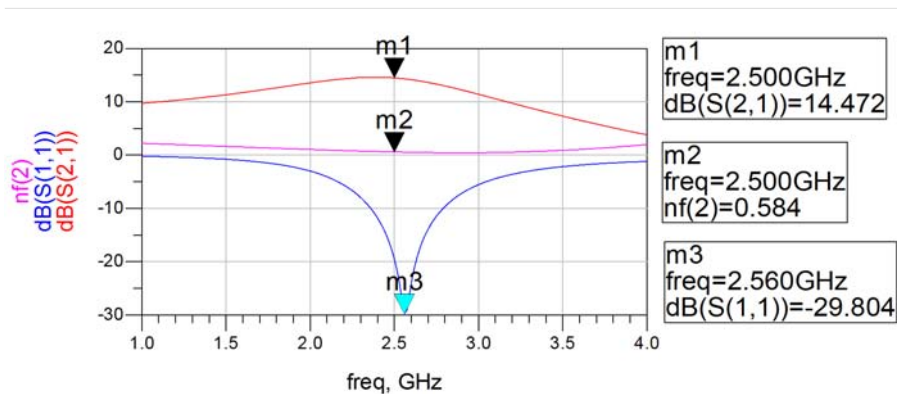
Εικόνα 3.8 : Κέρδος, Εικόνα Θορύβου και Συντελεστής Ανάκλασης του LNA

3.3 Κασκοδική Συνδεσμολογία

Η κασκοδική συνδεσμολογία γίνεται με την πρόσθεση ενός ακόμα ενισχυτή κοινής πύλης πάνω από τον ενισχυτή κοινής πηγής. Το κύκλωμα φαίνεται στην Εικόνα 3.9. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της αντίστασης εξόδου. Για αρχή υποθέσαμε ότι το φορτίο που θα χρησιμοποιήσουμε θα είναι ωμικό, αλλά στην συνέχεια χρησιμοποιούμε ένα πηνίο ως φορτίο γιατί μία δομή LNA την ακολουθεί συνήθως ένας μίκτης και εκεί απαιτείται επαγωγική ή χωρητική συμπεριφορά. Από την θεωρία γνωρίζουμε ότι το κέρδος με την προσθήκη της κασκοδικής συνδεσμολογίας δεν αναμένεται να διαφέρει σημαντικά από το κέρδος του ενισχυτή κοινής πύλης. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στην Εικόνα 3.10. Στο κέρδος και στην εικόνα θορύβου δεν παρατηρούμε κάποια σημαντική διαφορά, ενώ υπάρχει μια μικρή βελτίωση του συντελεστή ανάκλασης. Όπως αναφέραμε και παραπάνω το πηνίο μεταξύ του κασκοδικού ενισχυτή και της τροφοδοσίας τοποθετείται για να μην έχουμε διαρροή των RF σημάτων προς την τροφοδοσία πράγμα που μπορεί να προκαλέσει αστάθεια.



Εικόνα 3.9 : Δημιουργία κασκοδικής συνδεσμολογίας



Εικόνα 3.10 : Κέρδος, Εικόνα Θορύβου και Συντελεστής Ανάκλασης του LNA με κασκοδικό στάδιο

3.4 Διαφορικός Ενισχυτής

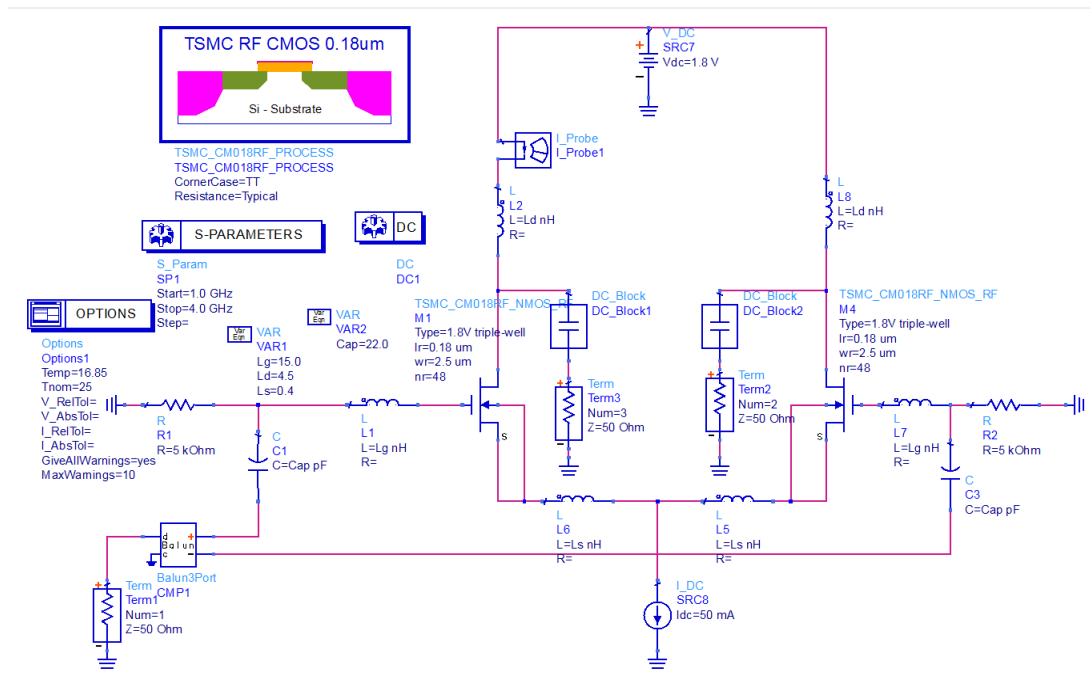
3.4.1 Σχηματισμός LNA με χρήση διαφορικού ζεύγους

Στην συνέχεια της εργασίας μας θα χρησιμοποιήσουμε τις παραπάνω δομές που παρουσιάσαμε για να σχεδιάσουμε έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου με διαφορικό ζεύγος. Εκτός από τους παράγοντες που επικεντρωθήκαμε στην προηγούμενη ενότητα, όπως στην παράμετρο σκέδασης S_{21} , στην παράμετρο S_{11} , η οποία μας δείχνει τί μέρος του σήματος παθαίνει ανάκλαση ανάκλαση λόγο μη κατάλληλης προσαρμογής και στην εικόνα θορύβου, αυτή την φορά θα δούμε και το σημείο συμπίεσης 1 dB (1 dB compression point), δηλαδή για μέχρι ποιά τιμή της ισχύος του σήματος εισόδου το γραμμικό και το πραγματικό κέρδος συμπίπτουν στην ισχύ του σήματος εξόδου.

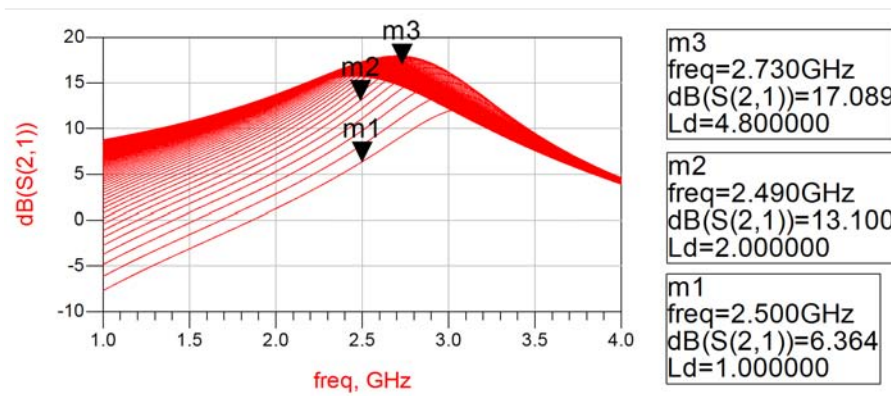
Το βασικό κύκλωμα του ενισχυτή χαμηλού θορύβου με χρήση της δομής του διαφορικού ζεύγους δίνεται στην Εικόνα 3.11. Όπως μπορούμε να δούμε το μισό κύκλωμα του διαφορικού ενισχυτή είναι ένας απλός LNA, με την δομή που περιγράψαμε προηγουμένως. Η διαφορά με πριν είναι ότι τα πηνία εκφυλισμού (L_s) έχουν συνδεθεί στην 'εικονική' γείωση του διαφορικού ενισχυτή όπως επίσης και οι ακροδέκτες του σώματος των τρανζίστορ. Η πόλωση του LNA γίνεται με μια ιδανική πηγή ρεύματος της οποίας δίνουμε διπλάσια τιμή σε σχέση με πριν, ώστε σε κάθε ένα τμήμα του διαφορικού ενισχυτή να ρέει ρεύμα ίσο με 25 mA , το οποίο ήταν το ρεύμα πόλωσης που θέσαμε στο αρχικό στάδιο του σχεδιασμού της απλής δομής του LNA. Για να τροφοδοτήσουμε ένα διαφορικό σήμα σε κάθε είσοδο του LNA χρησιμοποιούμε έναν ιδανικό μετασχηματιστή balun (balanced to unbalanced). Θα μπορούσαμε αντί για το μετασχηματιστή να χρησιμοποιήσουμε δύο AC πηγές τις οποίες θα είχαμε δώσει τιμή 0.5 V , αλλά με αντίθετη πολικότητα. Οι δύο κόμβοι

εξόδου του κυκλώματος έχουν τερματιστεί σε φορτία των 50Ω . Τέλος έχουμε κάνει χρήση δύο στοιχείων DC_Block, και ο λόγος είναι ότι δεν θέλουμε τα φορτία να επηρεάσουν το DC σημείο πόλωσης του κυκλώματος. Αν γινόταν αυτό μπορεί τα τρανζίστορ να μην λειτουργούσαν στην περιοχή του κόρου που είναι η επιθυμητή κατάσταση για εμάς.

Αρχικά ξεκινήσαμε με τις ίδιες τιμές για τα πηνία $L_s = 0.4nH$, $L_g = 15nH$ και κάναμε παραμετρικές προσομοιώσεις για να βρούμε την κατάλληλη τιμή για το πηνίο L_d . Στην Εικόνα 3.12 φαίνεται ότι για τιμές κοντά στα $5nH$ πετυχαίνουμε ένα καλό κέρδος.



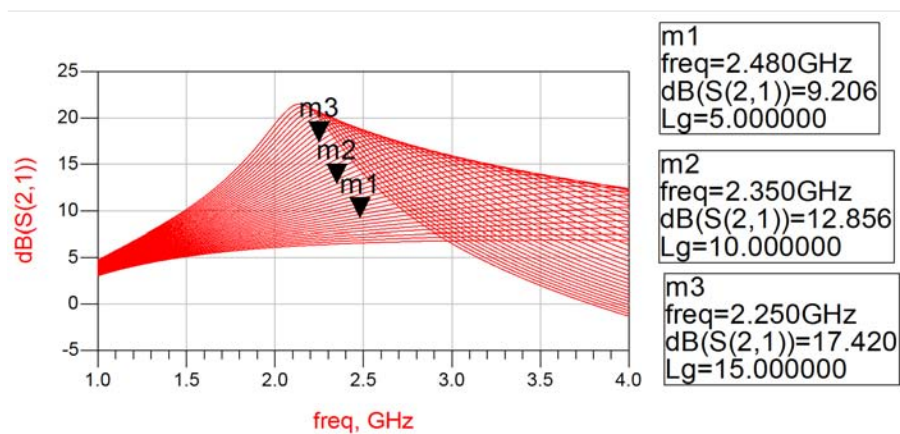
Εικόνα 3.11 : LNA με χρήση διαφορικού ζεύγους



Εικόνα 3.12 : Παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_d

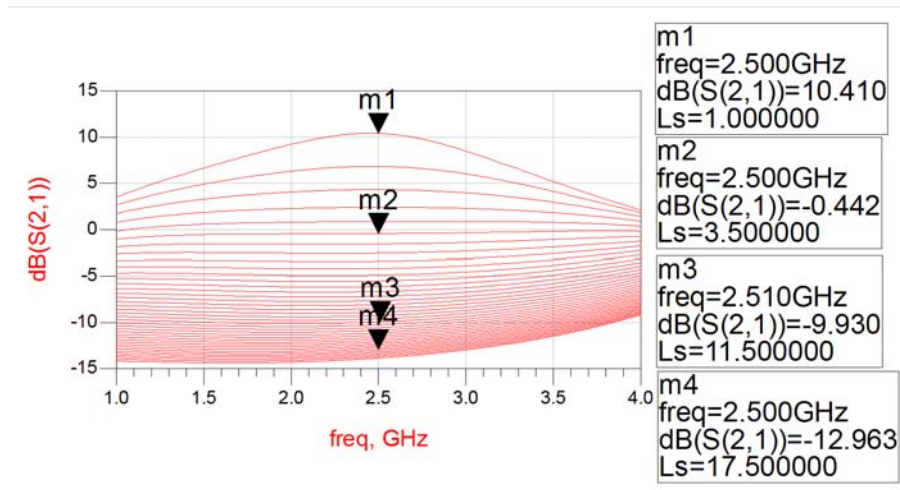
Θα συνεχίσουμε με την παράθεση των παραμετρικών προσομοιώσεων για τα άλλα δύο πηνία ώστε να καταλήξουμε στις τελικές τιμές που θα πάρει το κύκλωμα. Η μεθοδολογία που θα ακολουθούμε θα είναι να κρατάμε σταθερές τις τιμές των δύο πηνίων (π.χ. τις τιμές των L_s και L_d) και θα κάνουμε την παραμετρική προσομοίωση για το L_g . Ύστερα θα προσπαθήσουμε να κάνουμε μια βελτιστοποίηση δίνοντας έμφαση στο bandwidth του ενισχυτή, δηλαδή να δίνει ένα καλό κέρδος με λιγότερη ανάκλαση σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων.

Η Εικόνα 3.13 δείχνει την παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_g . Παρατηρούμε ότι όσο το κέρδος είναι μεγαλύτερο στην συχνότητα των 2.5GHz όταν η τιμή του πηνίου πλησιάζει κοντά στα 15nH . Θα κρατήσουμε αυτή την τιμή και θα συνεχίσουμε με παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_s .



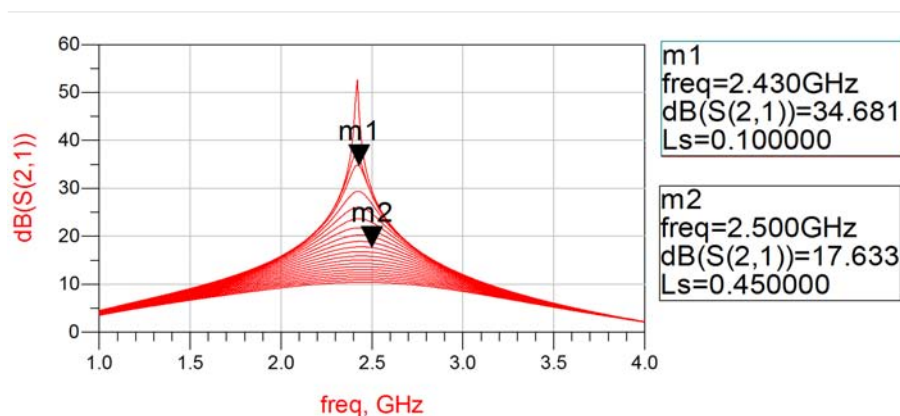
Εικόνα 3.13 : Παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_g

Αρχικά για το πηνίο L_s κάναμε την παραμετρική προσομοίωση για τιμές από 1nH έως 20nH . Στην Εικόνα 3.14 που παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης βλέπουμε ότι το κέρδος βρίσκεται κοντά στα 15 με 20dB που επιθυμούμαι όταν το L_s παίρνει ως τιμή την κατώτερη επιτρεπτή, δηλαδή το 1nH .



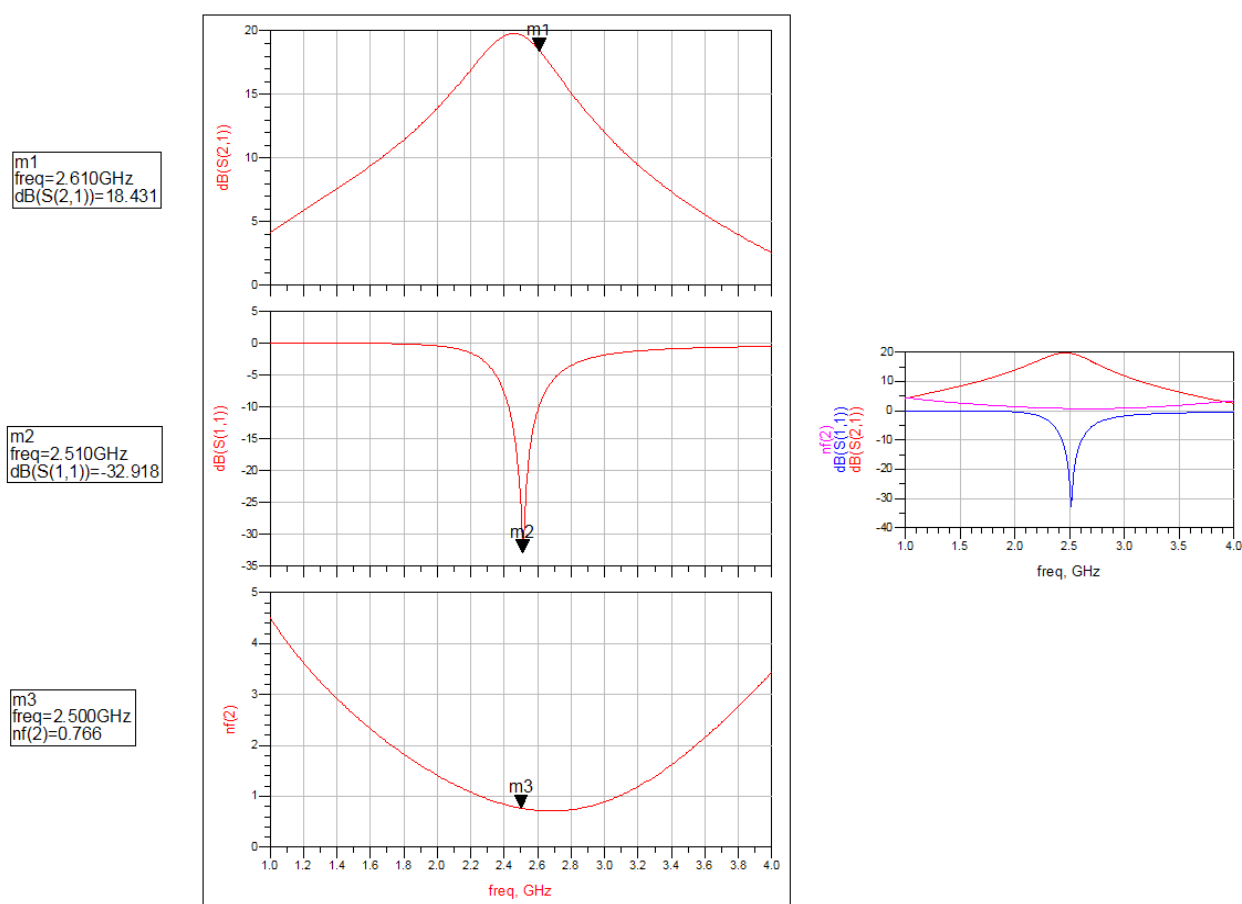
Εικόνα 3.14 : Παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_s

Για αυτό θα πραγματοποιήσουμε και νέα προσομοίωση (Εικόνα 3.15) , αυτή την φορά για τιμές στο διάστημα από 0.01 nH έως 1 nH .



Εικόνα 3.15 : Παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_s για τιμές από 0.01 έως 1 nH

Αφού έχουμε ολοκληρώσει και τις τρεις παραμετρικές προσομοιώσεις για τα πηνία, θα κρατήσουμε τις τιμές $L_g = 15\text{ nH}$, $L_d = 4.5\text{ nH}$ και $L_s = 0.4\text{ nH}$. Για αυτές τις τιμές θα τρέξουμε μια S προσομοίωση του κυκλώματος για να δούμε τις τιμές και των άλλων παραγόντων που μας ενδιαφέρουν όπως της τιμή του συντελεστή ανάκλασης και της εικόνας θορύβου.



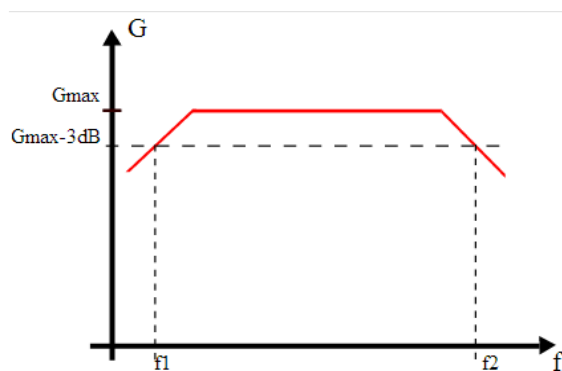
Εικόνα 3.16 : Κέρδος, Συντελεστής Ανάκλασης και Εικόνα Θορύβου για τιμές πηνίων $L_g=15\text{nH}$, $L_d=4.5\text{nH}$, $L_s=0.4\text{nH}$

Στην Εικόνα 3.16 οι τιμές των παραμέτρων ικανοποιούν τις απαιτήσεις που έχουμε θέσει. Το πρόβλημα που εντοπίζουμε αφορά το εύρος ζώνης των ενισχυτών (bandwidth amplifier). Αυτό που θέλουμε να πετύχουμε είναι οι τιμές των παραμέτρων να παραμένουν για ένα εύρος συχνοτήτων στις αποδεκτές τους τιμές και όχι μόνο για λίγες συχνότητες. Στην συνέχεια αφού αναφερθούμε στο bandwidth των ενισχυτών θα κάνουμε παραμετρικές δοκιμές για να το βελτιώσουμε, κυρίως στην παράμετρο S_{11} που παρατηρούμε ότι παρουσιάζει να μην καλή τιμή (κάτω από τα -30dB) αλλά σε ένα πολύ στενό εύρος.

3.4.1.1 Βελτίωση εύρους ζώνης των ενισχυτών

Το εύρος των ενισχυτών (amplifier bandwidth) είναι άλλη μια σημαντική παράμετρος στην κατηγορία των ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Περιγράφει τις συχνότητες στις οποίες το σύστημα λήψης μπορεί να λειτουργήσει αποδοτικά. Συχνά το επιθυμητό bandwidth καθορίζεται από τις προδιαγραφές του συστήματος στο οποίο θα ενσωματωθεί ο ενισχυτής. Μπορεί σε μια περίπτωση να ζητάμε μεγαλύτερη ενίσχυση με αποτέλεσμα να περιορίσουμε το bandwidth ενώ σε μια άλλη, συνήθως σε σύστημα με πολλά κανάλια μπορεί να θέλουμε ένα σταθερό κέρδος σε μια μεγάλη ζώνη συχνοτήτων. Το bandwidth συνδέεται και με το VSWR. Για παράδειγμα έχουμε έναν δέκτη που λειτουργεί σε συχνότητες $0.1 - 0.4\text{GHz}$ με $VSWR < 1.5$. Αυτό συνεπάγεται ότι ο συντελεστής ανάκλασης θα είναι λιγότερος από 0.2 σε αυτό το εύρος συχνοτήτων, έτσι από την ενέργεια που θα μεταφερθεί στον δέκτη μόνο το 4% θα ανακλαστεί προς τον πομπό. Έτσι απώλεια επιστροφής λόγω μη προσαρμογής θα είναι $S_{11} = 20 * \log_{10}(0.2) = -13.98\text{dB}$.

Το κέρδος ενός ενισχυτή πρέπει να είναι σταθερό για μια μεγάλη περιοχή συχνοτήτων, μεταξύ f_1 και f_2 όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.

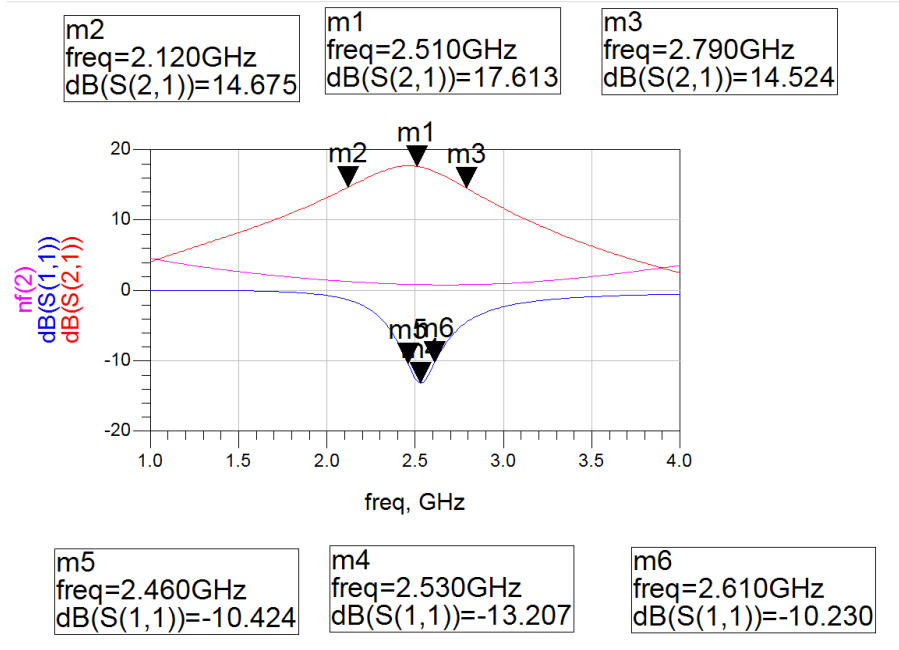


Εικόνα 3.17 : Τυπικό εύρος ζώνης ενισχυτών

Οι συχνότητες κάτω από την f_1 και πάνω f_2 θα έχουν χαμηλότερο κέρδος, το οποίο θα μειώνεται όσο απομακρυνόμαστε από τις f_1 και f_2 . Η περιοχή των συχνοτήτων για τις οποίες το κέρδος του ενισχυτή είναι περίπου σταθερό γύρω από μία συγκεκριμένη τιμή σε decibel (με διακύμανση συνήθως 3dB), είναι το εύρος ζώνης του ενισχυτή.

Στην συνέχεια θα κάνουμε αρκετές παραμετρικές προσομοιώσεις για τα πηνία L_s , L_g , L_d , προσπαθώντας να μεγαλώσουμε το εύρος συχνοτήτων για τις οποίες ο ενισχυτής θα έχει ένα καλό κέρδος.

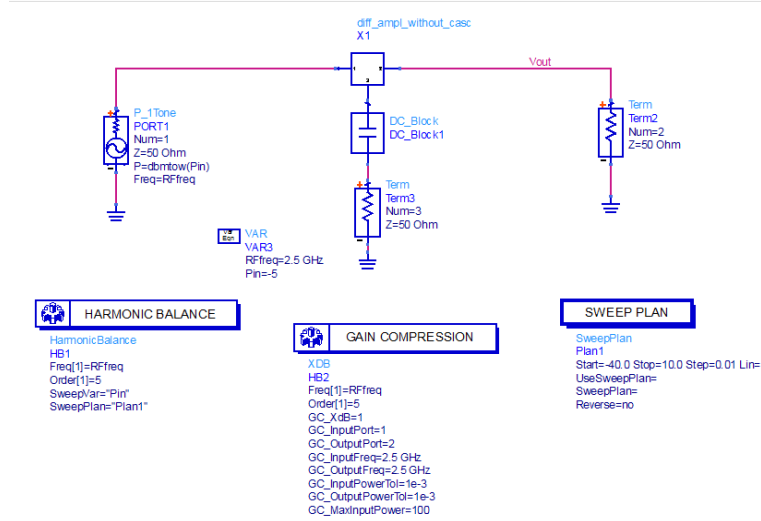
Στο Εικόνα 3.18 παρουσιάζεται το κέρδος του ενισχυτή για τιμές πηνίων $L_s = 0.5nH$, $L_g = 15.2nH$, $L_d = 4.5nH$. Παρατηρούμε κέρδος από 14 έως 17dB και ένα καλό bandwidth περίπου στα 0.6GHz.



Εικόνα 3.18 : Βελτίωση bandwidth

3.4.1.2 Υπολογισμός σημείου συμπίεσης 1 dB

Για να εκτελέσουμε μια προσομοίωση συμπίεσης κέρδους θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα της Εικόνας 3.19 .

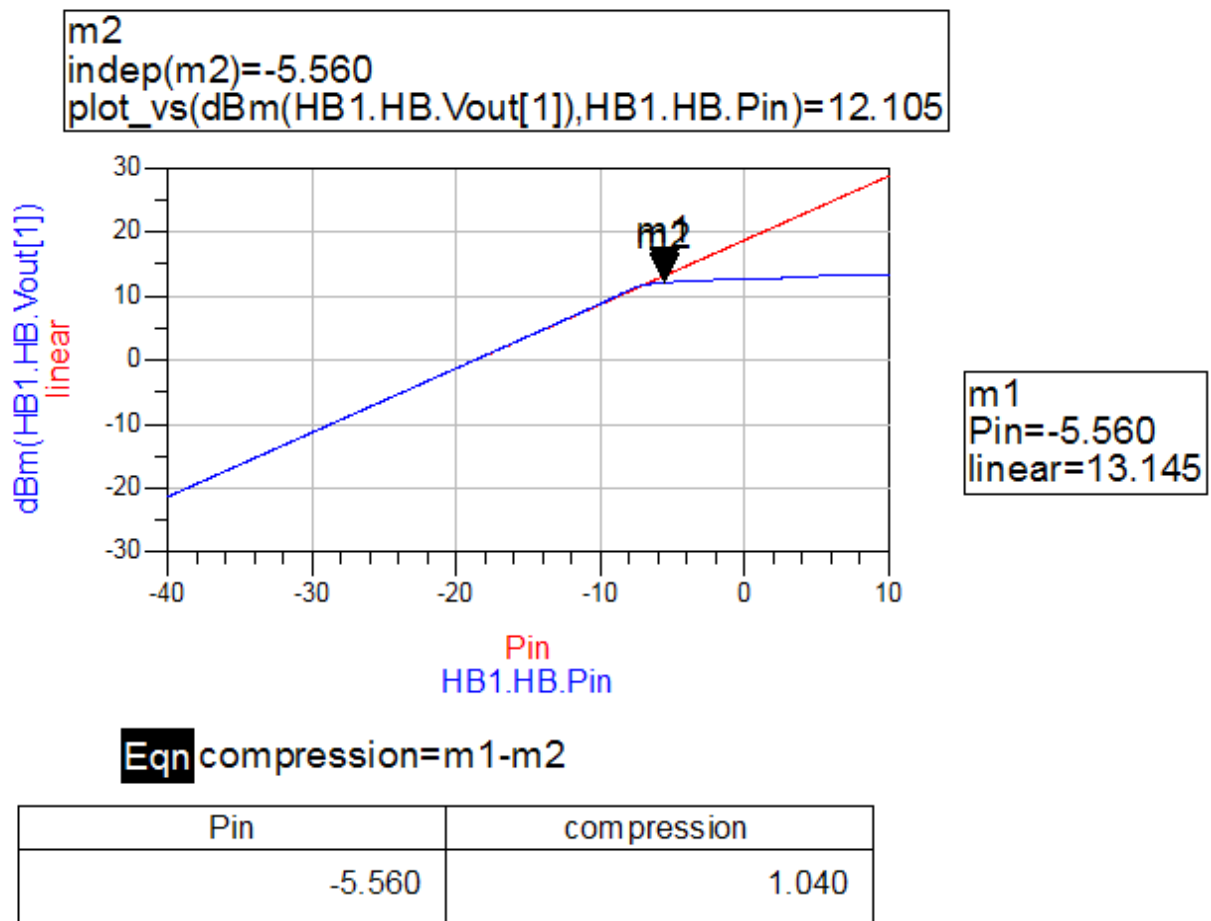


Εικόνα 3.19 : Κύκλωμα προσομοίωσης σημείου συμπίεσης 1 dB

$$\text{Eqn Gain} = \text{dBm}(\text{HB1.HB.Vout}[1]) - \text{HB1.HB.Pin}$$

$$\text{Eqn linear} = \text{Gain}[0] + \text{HB1.HB.Pin}$$

inpwr[1]	outpwr[1]
-5.605	12.099

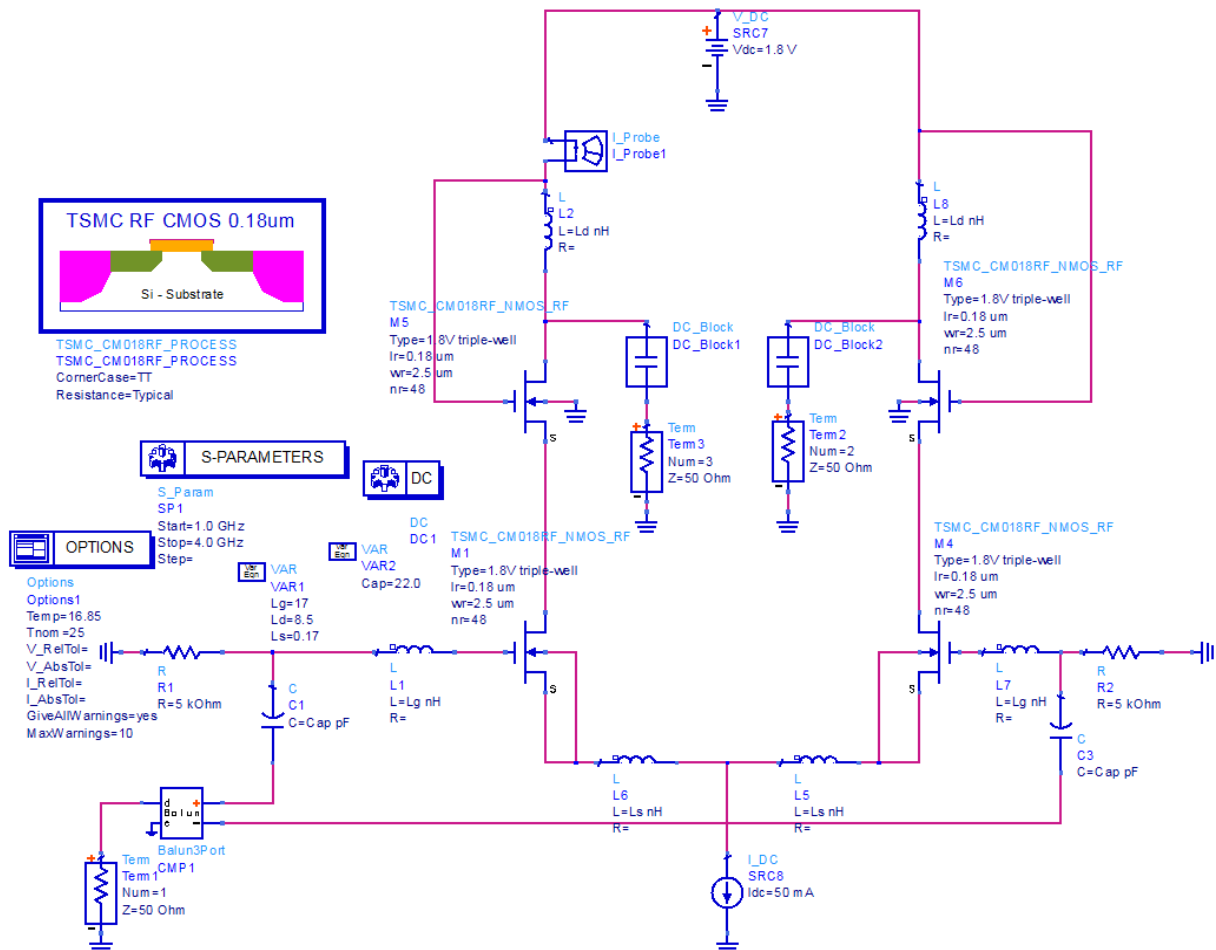


Εικόνα 3.20 : Διάγραμμα σημείου συμπίεσης 1 dB

Στην Εικόνα 3.20 βλέπουμε ότι το σημείο συμπίεσης 1 dB συμβαίνει όταν δίνω ισχύ εισόδου $P_{in} = -5.5 \text{ dBm}$.

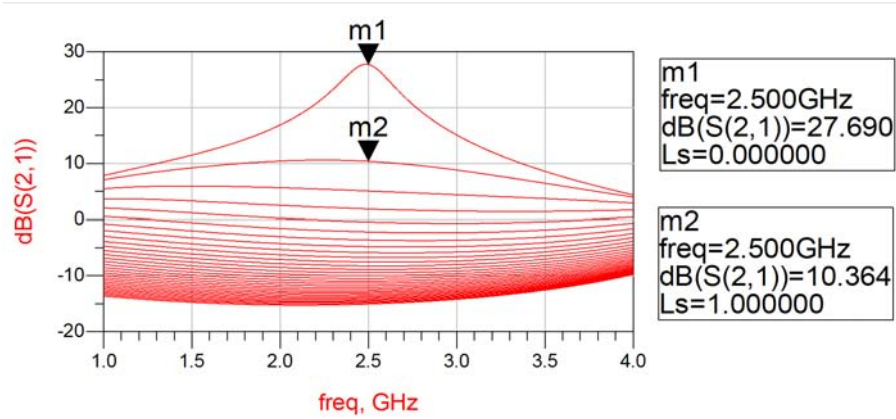
3.4.2 Προσθήκη κασκοδικής συνδεσμολογίας στον διαφορικό ενισχυτή

Ως επόμενο βήμα πρόσθεσα κασκοδική συνδεσμολογία. Έκανα παραμετρική προσομοίωση για το L_d αλλά δεν υπήρξε μεγάλη διαφορά στο κέρδος και στην παράμετρο S_{11} .



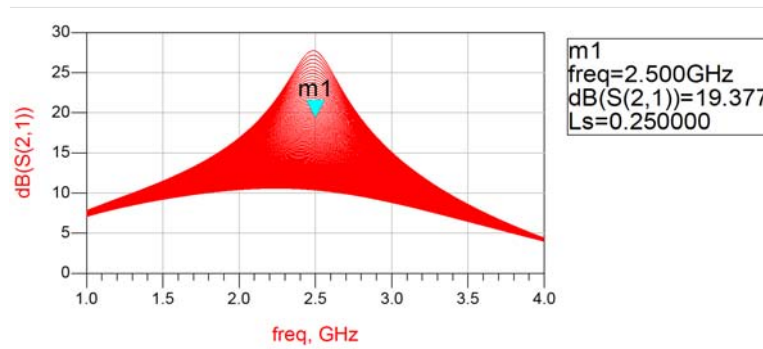
Εικόνα 3.21 : LNA με διαφορικό ζεύγος και προσθήκη κασκοδικού σταδίου στην έξοδο

Παρακάτω δείχνουμε μια παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_s . Από τα σημεία m_1 και m_2 βλέπουμε ότι η τιμή του πηνίου πρέπει να κυμαίνεται στο διάστημα από 0.1 έως 1 nH. Για διαφορετικές τιμές το κέρδος είναι πολύ κάτω από τα όρια που επιθυμούμε.

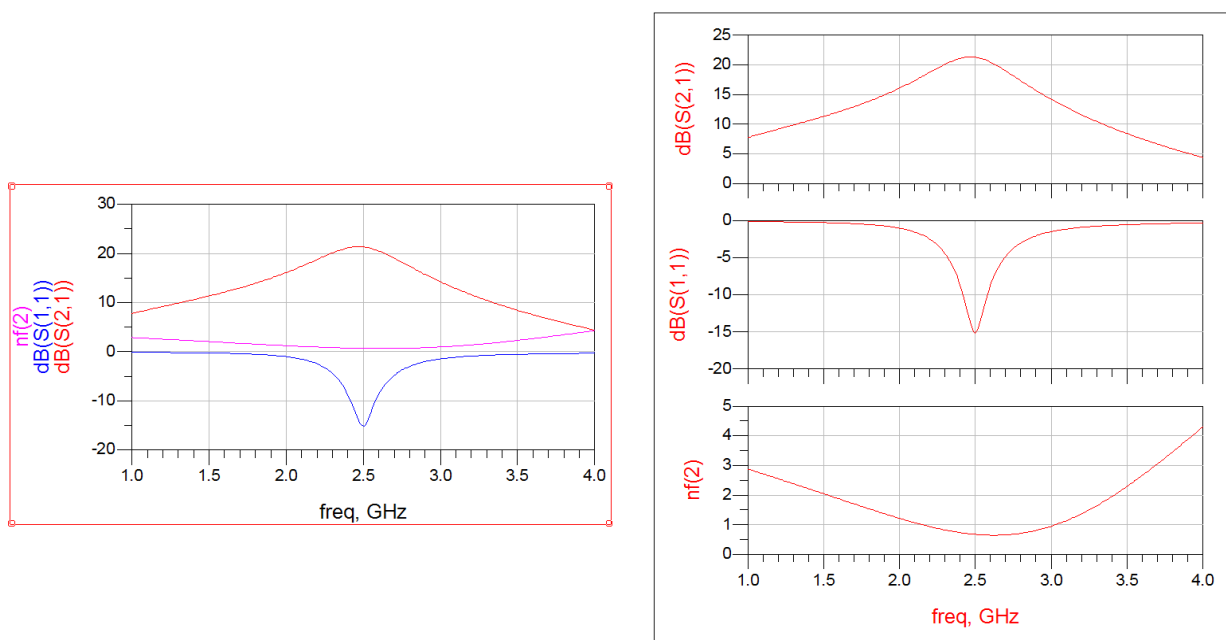


Εικόνα 3.22 : Παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_s για τιμές στο διάστημα από 1nH έως 20nH

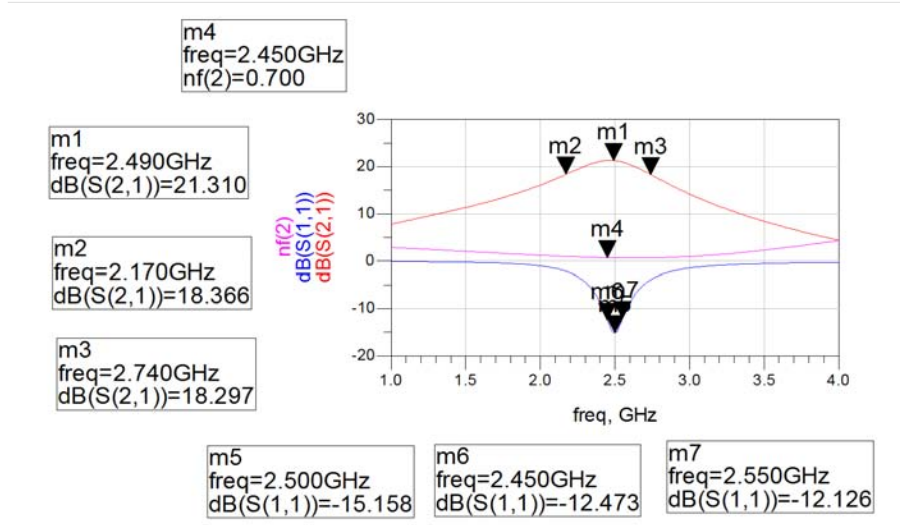
Μια τιμή κοντά στα 0.25 nH μας δίνει ένα ικανοποιητικό κέρδος κοντά στα 20 dB



Εικόνα 3.23 : Παραμετρική προσομοίωση για το πηνίο L_s για τιμές στο διάστημα από 0.1nH έως 1 nH



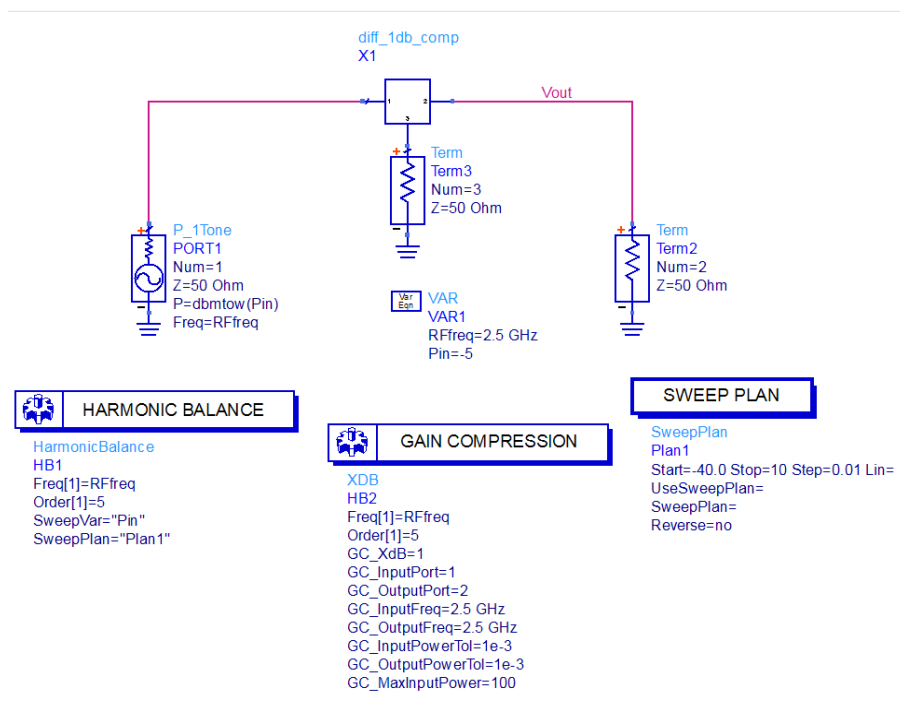
Εικόνα 3.24 : Κέρδος, Συντελεστής ανάκλασης και εικόνα θορύβου



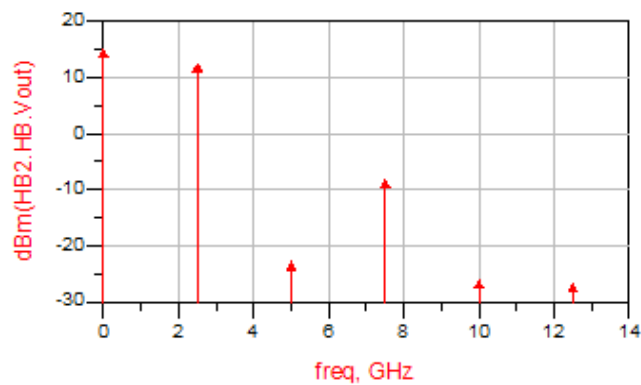
Εικόνα 3.25 : Τιμές για εύρος ζώνης 0.5 GHz

3.4.2.1 Υπολογισμός σημείου συμπίεσης 1 dB

Στην Εικόνα 3.26 παρουσιάζεται ο σχεδιασμός στο ADS του κυκλώματος, για τον υπολογισμό του σημείου συμπίεσης.



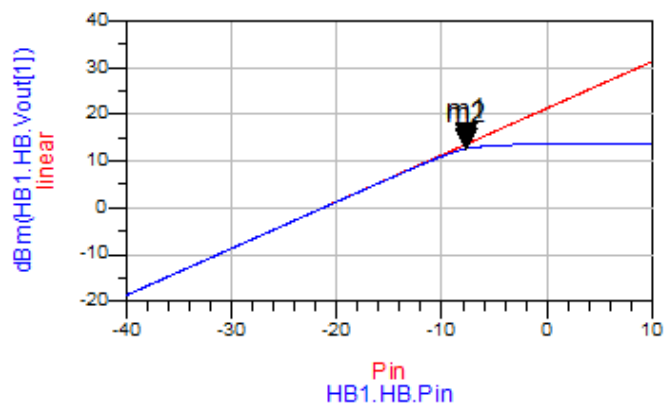
Εικόνα 3.26 : Σχεδιασμός κυκλώματος για τον υπολογισμό του σημείου συμπίεσης 1 dB



$$\text{Eqn Gain} = \text{dBm}(\text{HB1.HB.Vout}[1]) - \text{HB1.HB.Pin}$$

$$\text{Eqn linear} = \text{Gain}[0] + \text{HB1.HB.Pin}$$

inpwr[1]	outpwr[1]
-7.659	12.620



m1	Pin=-7.650
linear	13.629

m2	indep(m2)=-7.650
plot_vs(dBm(HB1.HB.Vout[1]),HB1.HB.Pin)	=12.624

$$\text{Eqn compression} = m1 - m2$$

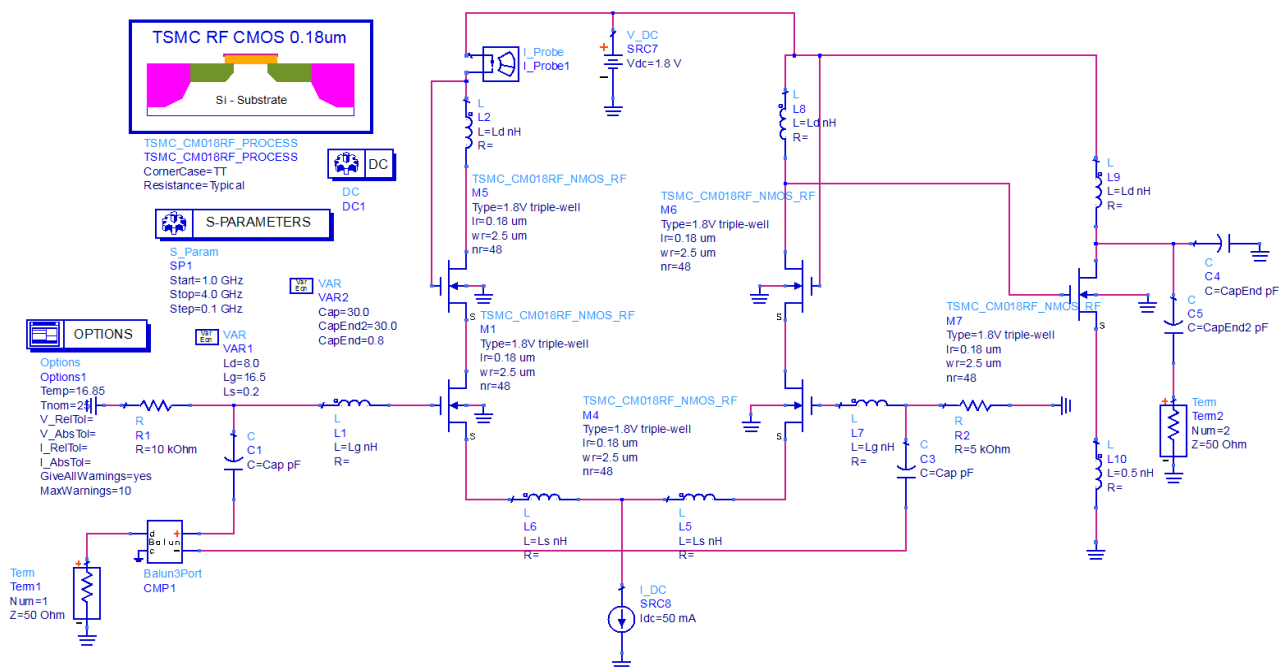
Pin	compression
-7.650	1.005

Εικόνα 3.27 : Αποτελέσματα προσομοίωσης

Η τιμή του σημείου συμπίεσης μειώθηκε ελάχιστα σε σχέση με την προηγούμενη δομή και συμβαίνει όταν δίνω ισχύ στην είσοδο $P_{in} = -7.6 \text{ dB}$.

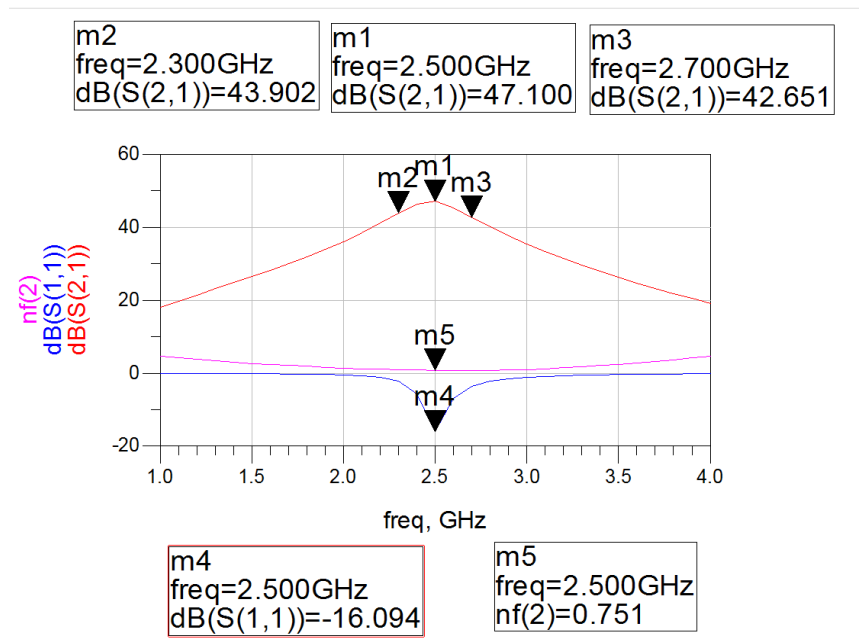
3.5 Το κύκλωμα με το extra στάδιο common source

Σε όλες τις προηγούμενες δομές LNA παρατηρούμε ότι έχουμε καλές τιμές για την εικόνα θορύβου και για τον συντελεστή ανάκλασης και σίγουρα μέσα στις προδιαγραφές που έχουμε θέσει. Αυτό που θέλουμε να βελτιώσουμε είναι το κέρδος, γιατί παρόλο που είναι μέσα στις προδιαγραφές μας (μεγαλύτερο από τα 15 dB) είναι ακόμα μικρό. Ο τελικός σχεδιασμός για σημαντική βελτίωση του κέρδους αποτελεί η προσθήκη ενός επιπλέον σταδίου κοινής πηγής στην έξοδο του LNA. Ακόμα χρησιμοποιούνται επαγωγικά φορτία και πυκνωτές αποσύζευξης με μικρές τιμές στην έξοδο. Η αύξηση του κέρδους θα είναι σημαντική διότι θα βελτιώσει την εικόνα θορύβου ολόκληρου του συστήματος του δέκτη, καθώς όπως γνωρίζουμε η εικόνα θορύβου του επόμενου σταδίου (συνήθως η δομή του μίκτη) θα μειωθεί περίπου κατά $\frac{1}{gain_{LNA}}$. Το κύκλωμα με το επιπλέον στάδιο κοινής πηγής φαίνεται στην Εικόνα 3.28 .



Εικόνα 3.28 : Κύκλωμα LNA με extra CS στάδιο στην έξοδο

Στην Εικόνα 3.29 παρουσιάζεται το διάγραμμα των παραμέτρων της S προσομοίωσης.

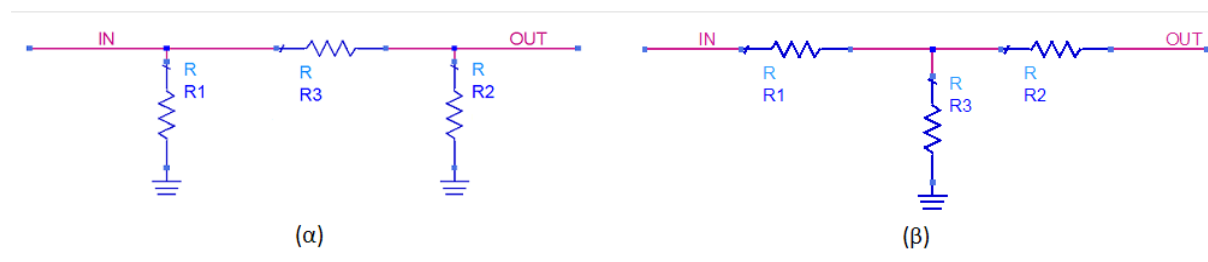


Εικόνα 3.29 : Κέρδος, εικόνα θορύβου και συντελεστής ανάκλασης του LNA με το extra CS στάδιο

3.6 Σχεδιασμός και προσθήκη εξασθενητή μπροστά από τον LNA

3.6.1 Σταθερός εξασθενητής

Οι βασικοί εξασθενητές είναι αυτοί που έχουν συνδεσμολογία 'Π' ή 'Τ' και παρουσιάζονται στην απλή τους δομή στην Εικόνα 3.30. Συχνά τοποθετούμε σε σειρά πολλές τέτοιες τοπολογίες ώστε να αυξήσουμε την τιμή της ολικής εξασθένησης η οποία θα είναι το άθροισμα των επιμέρους τοπολογιών.



Εικόνα 3.30 : (α) Συνδεσμολογία Π, (β) Συνδεσμολογία Τ

Για τον Π εξασθενητή οι τιμές των αντιστάσεων μπορούν να υπολογιστούν από τις παρακάτω εξισώσεις :

$$R_1 = R_2 = Z_0 \left(\frac{N+1}{N-1} \right) \quad (3.9)$$

και

$$R_3 = Z_0 \left(\frac{N^2 - 1}{2N} \right) \quad (3.10)$$

όπου

R_1, R_2, R_3 οι αντιστάσεις του εξασθενητή,

Z_0 είναι τα 50Ω , δηλαδή ίση με τις τιμές των τερματικών των κυκλωμάτων μας

και N είναι ο αριθμός που προκύπτει αν μετατρέψουμε το κέρδος σε dB σε κέρδος τάσης.

Για παράδειγμα αν θέλουμε μια εξασθένηση $5dB$ κάνουμε την μετατροπή και έχουμε $N = 1.78$, ενώ αν θέλουμε μια εξασθένηση $10dB$ έχουμε $N = 10$

Κάνω τις αντικαταστάσεις στις εξισώσεις ($Z_0 = 50\Omega$, $N = 1.78$) οπότε έχω :

$$R_3 = R_4 = Z_0 \left(\frac{N+1}{N-1} \right) = 50 \left(\frac{1.78+1}{1.78-1} \right) = 178.2\Omega$$

$$\text{και } R_5 = Z_0 \left(\frac{N^2 - 1}{2N} \right) = 50 \left(\frac{1.78^2 - 1}{2 * 1.78} \right) = 30.5\Omega$$

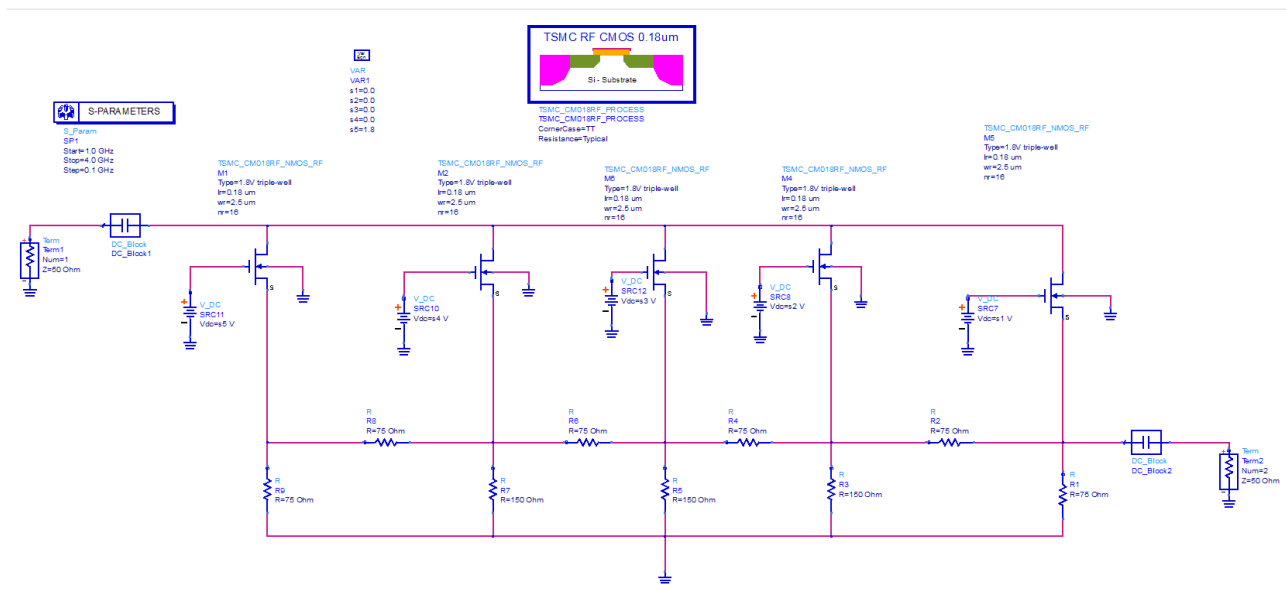
Για τον T εξασθενητή έχω τις αντίστοιχες εξισώσεις για τις τιμές των αντιστάσεων

$$R_1 = R_2 = Z_0 \left(\frac{N-1}{N+1} \right) \quad (3.11)$$

$$R_3 = Z_0 \left(\frac{2N}{N^2 - 1} \right) \quad (3.12)$$

3.6.2 Μεταβλητός εξασθενητής με nMOS διακόπτες

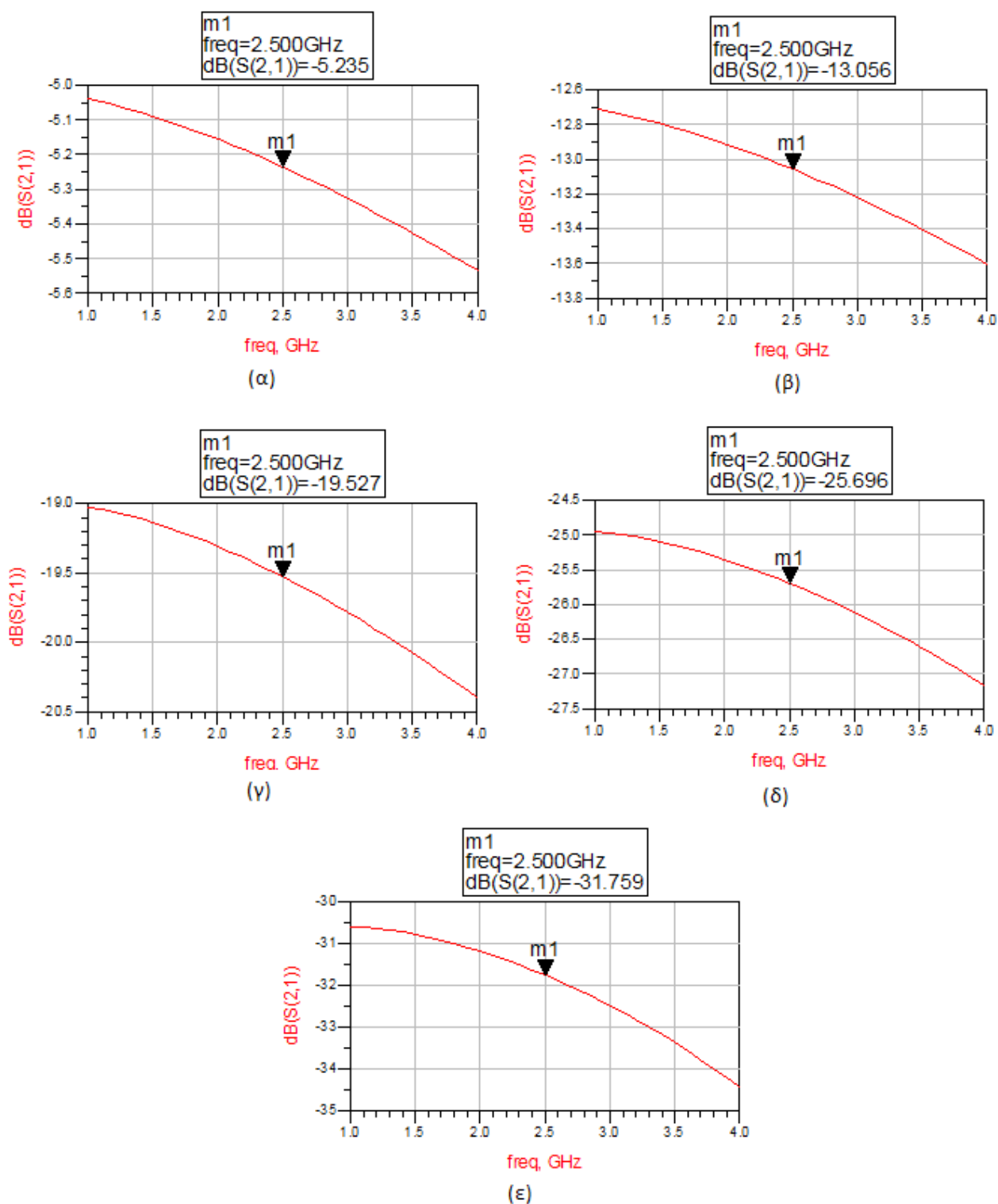
Στην Εικόνα 3.31 βλέπουμε το κύκλωμα του αντιστατικού εξασθενητή. Η επιθυμητή εξασθένηση που θέλουμε γίνεται σε στάδια τα οποία ελέγχονται από τους διακόπτες nMOS. Την λειτουργία των nMOS τρανζίστορ ως διακόπτες την περιγράψαμε στο 2^ο κεφάλαιο. Για υπενθύμιση αναφέρουμε ότι ένα nMOS λειτουργεί ως κλειστός διακόπτης όταν η τάση στην πύλη πλησιάζει την τάση τροφοδοσία V_{DD} , ενώ λειτουργεί σαν ανοιχτός διακόπτης όταν γειώνουμε την τάση στην πύλη. Η αντίσταση R έχει πάρει την τιμή 75Ω από την εξίσωση (2.31) $R_{in} = (2/3)R$ και για χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω .



Εικόνα 3.31 : Κύκλωμα αντιστατικού εξασθενητή

Η εξασθένηση που παρουσιάζει το παραπάνω κύκλωμα γίνεται σε στάδια. Κάθε στάδιο προκαλεί εξασθένηση περίπου $6dB$ όταν κλείνει ο αντίστοιχος διακόπτης. Επειδή ο εξασθενητής μας είναι πέντε σταδίων η συνολική εξασθένηση που μπορούμε να πάρουμε είναι κοντά στα $30dB$.

Παρακάτω παραθέτουμε τα διαγράμματα εξασθένησης με την σειρά που κλείνουν ο διακόπτες.

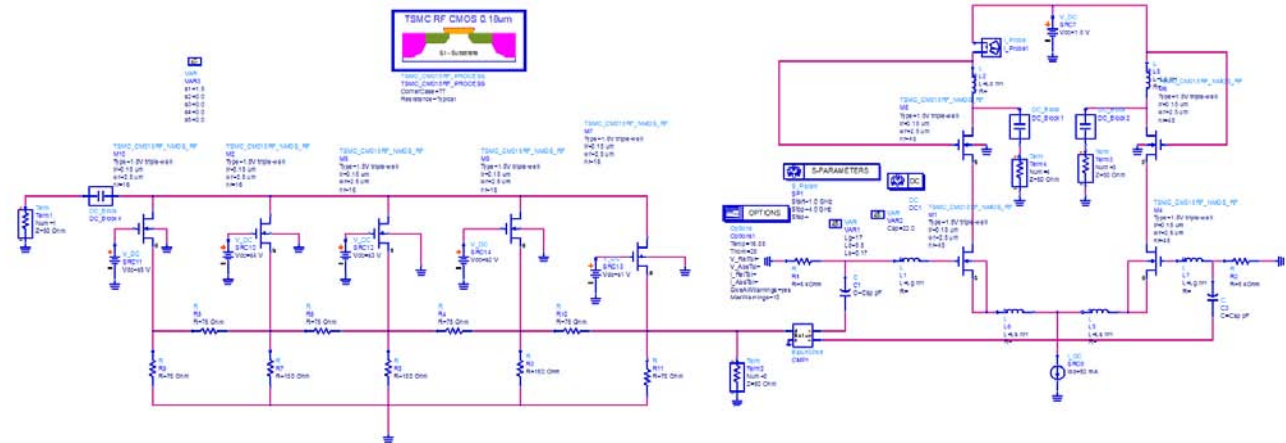


Εικόνα 3.32 : Στάδια Εξασθένησης με την σειρά που κλείνουν οι διακόπτες. Οι διακόπτες που είναι κλειστοί στα παραπάνω διαγράμματα είναι (α) Διακόπτης 1 (β) Διακόπτης 2 (γ) Διακόπτης 3 (δ) Διακόπτης 4 (ε)

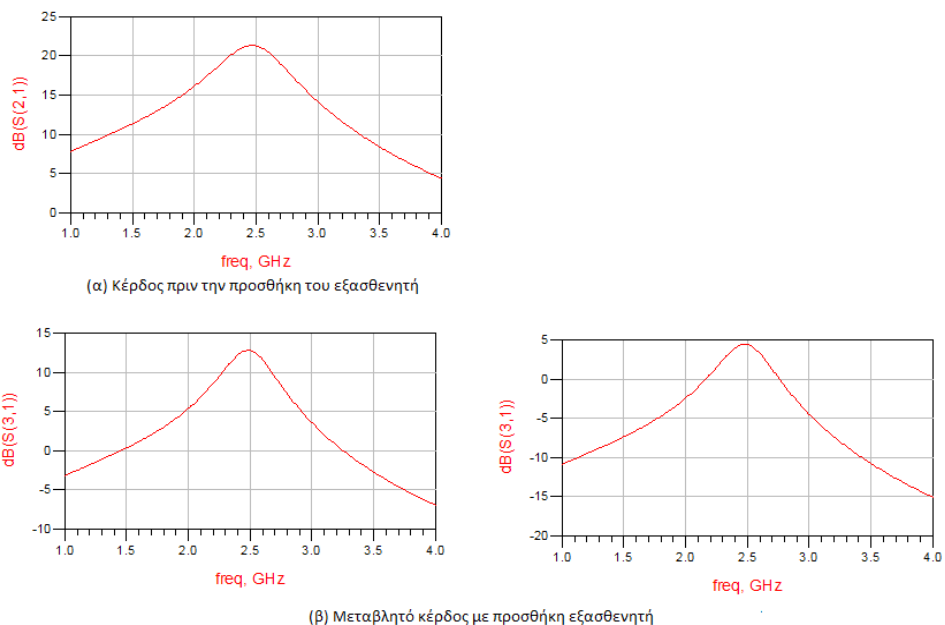
Διακόπτης 5

3.6.4 Ελεγχόμενο κέρδος LNA

Αυτό που θέλουμε να δείξουμε με την τοποθέτηση του εξασθενητή μπροστά από τον LNA είναι ότι σχεδιάσαμε ένα μηχανισμό ελέγχου του κέρδους, ο οποίος μπορεί να προστατέψει τον LNA αν δώσουμε στην είσοδο υψηλά επίπεδα σήματος.



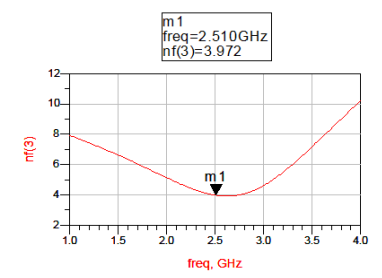
Εικόνα 3.33 : Προσθήκη εξασθενητή μπροστά από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου



Εικόνα 3.34 : Διάγραμμα μεταβολής κέρδους

Στην Εικόνα 3.35 βλέπουμε πως διαμορφώνεται η εικόνα θορύβου μετά την προσθήκη αντιστατικού εξασθενητή πριν από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Παρατηρούμε μια

σημαντική αύξηση του θορύβου που είναι παίρνει τιμές κοντά στα $4dB$ στην ζώνη των $2.5GHz$.



Εικόνα 3.35 : NF με την προσθήκη εξασθενητή

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Συμπεράσματα

Παραθέτουμε συνοπτικά στον παρακάτω πίνακα τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για τις τοπολογίες των ενισχυτών χαμηλού θορύβου.

Parameter	CS LNA	Differential LNA	Differential LNA with extra stage
CMOS process	180nm	180nm	180nm
Power Supply (V)	1.8	1.8	1.8
Bandwidth (GHz)	2.3-2.7	2.3-2.7	2.3-2.7
NF (dB) @ Max Gain	0.6	0.8	0.8
Gain (dB)	14.5	17.6	>20
S11 (dB)	<-12	<-12	<-12
Source/Load Impedance (Ω)	50	50	50
1 dB compression point (dBm)	-	-5.6	-

Στο τελευταίο κεφάλαιο ξεκινήσαμε αρχικά με τον σχεδιασμό ενός CS ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Στην συνέχεια σχεδιάσαμε τον LNA με χρήση διαφορικού ζεύγους και έπειτα προσθέσαμε ένα επιπλέον σταδίου CS. Δουλέψαμε στην ζώνη των 2.5GHz , με bandwidth 0.4GHz και χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω . Για τελικό στάδιο σχεδιάσαμε έναν αντιστατικό εξασθενητή ως μηχανισμό ελέγχου του κέρδους. Ο έλεγχος της εξασθένησης γίνεται αναλογικά με χρήση των nMOS τρανζίστορ ως διακόπτες και σε στάδια των 6dB με την συνολική εξασθένηση να φτάνει τα 30dB . Ο σκοπός του δυναμικού ελέγχου του κέρδους είναι να μπορούμε να μειώσουμε την κατανάλωση όπου αυτό χρειάζεται. Για τις παραπάνω τοπολογίες παρατηρούμε ένα NF από 0.6 έως 0.8dB εκτός από την τελευταία τοπολογία που έχουμε προσθέσει τον εξασθενητή με αποτέλεσμα να έχουμε αύξηση του NF κοντά στα 4dB ενώ το κέρδος αυξάνεται σημαντικά στην περίπτωση της χρήσης του επιπλέον σταδίου CS με τιμή πάνω από 30dB ενώ στην βασική και διαφορική δομή του LNA παρουσιάζεται ένα κέρδος από 14 έως 18dB . Ο συντελεστής ανάκλασης παίρνει τιμές μικρότερες από -12dB και για τον διαφορικό LNA το σημείο συμπίεσης 1dB συμβαίνει για ισχύ εισόδου $P_{in} = -5.6\text{dBm}$.

Βιβλιογραφία

- [1] Paul R. Gray, Paul. J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer, *Analysis and Design of Analog Intergrated Systems*, 4th ed.
- [2] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 5th ed.
- [3] Han K, Zou L, Liao Y, et al. , *A wideband CMOS variable gain low noise amplifier based on single-to-differential stage for TV tuner applications*, IEEE Asia Solid-state Circuit Conference, 2008:457
- [4] Han Kefeng, Tan Xi, Tang Zhangwen, Min Hao, *A wideband CMOS VGLNA based on single-to-differential sage and resistive attenuator for TV tuners*, State key Laboratory of ASIC & System
- [5] J P Silver , *MOS Common-Source LNA Design* , RF,RFIC &Microwave Theory, Design
- [6] J P Silver , *MOS Differential LNA Design* , RF,RFIC &Microwave Theory, Design
- [7] Richard Chi-Hsi Li, *RF Circuit Design*, 2009

Διευθύνσεις στο Διαδίκτυο

<http://www.odyseus.nildram.co.uk/>

<http://www.ece.ucsb.edu/~long/ece145a/>

<http://www.microwaves101.com/>

<http://www.rfcafe.com/>

<http://www.home.agilent.com/>

<http://electronicslab.eu/>

<http://www.radio-electronics.com/>

<http://electronicdesign.com/>

<http://www.electronics-tutorials.ws/>