



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

Σχολή Εφαρμοσμένων Μαθηματικών και
Φυσικών Επιστημών

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

[Παρτινέβελος Στυλιανός]

«Σχεδιασμός Ενισχυτή Χαμηλού
Θορύβου»

ΣΤΗΝ ΕΠΙΣΤΗΜΟΝΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ: Οπτοηλεκτρονική

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ:

[ΙΩΑΝΝΗΣ ΠΑΠΑΝΑΝΟΣ, ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ, ΗΜΜΥ]

ΤΡΙΜΕΛΗΣ ΕΠΙΤΡΟΠΗ

[ΙΩΑΝΝΗΣ ΠΑΠΑΝΑΝΟΣ, ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ, ΗΜΜΥ]

[ΜΑΛΤΕΖΟΣ ΣΤΑΥΡΟΣ, ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ, ΣΕΜΦΕ]

[ΓΕΩΡΓΙΟΣ ΠΑΝΑΓΟΠΟΥΛΟΣ, ΕΠ. ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ, ΗΜΜΥ]

[ΑΘΗΝΑ, ΦΕΒΡΟΥΑΡΙΟΣ/2024]

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Πρώτα από όλα ευχαριστώ μέσα από την καρδιά μου τον Καθηγητή κ.Παπανάνο Ιωάννη γιατί με εμπιστεύτηκε, με στήριξε και με καθοδήγησε στην όλη διαδικασία της διπλωματικής μου εργασίας.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα κ.Βασίλη Μανούρα για την ηθική και ουσιαστική συμβολή του στην όλη διαδικασία και τελική διαμόρφωση αυτής της διατριβής.

Επιπλέον ευγνωμονώ την οικογένειά μου ,τους γονείς μου Αντώνη και Δανάη για την αμέριστη φροντίδα και συμπαράστασή τους προκειμένου να ολοκληρωθεί αυτό το υπέροχο ταξίδι στην γνώση μέσα από τα φοιτητικά μου χρόνια.

Τέλος ευχαριστώ τους κοντινούς μου φίλους που μέσα από την συντροφιά τους και τις συζητήσεις μας με βοήθησαν να ανταπεξέλθω σε όλες τις απαιτήσεις των σπουδών μου, ομορφαίνοντας και πλουτίζοντας αυτά τα χρόνια που πέρασαν.

Στυλιανός Παρτσινέβελος

© (2024) Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο. All rights Reserved. Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα. Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σ'αυτό το έγγραφο εκφράζουν το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευτεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Η συγκεκριμένη εργασία πραγματεύεται τον σχεδιασμό ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA), ο οποίος δύναται να λειτουργεί σε δύο διαφορετικές συχνότητες 28GHz και 39GHz(Switchable). Πιο συγκεκριμένα, επετεύχθη η δυνατότητα επιλογής συχνότητας λειτουργίας ανάμεσα στις δύο ανωτέρω προαναφερθείσες, αξιοποιώντας δύο περιοχές λειτουργίας ενός τρανζίστορ n-τύπου HBT, τεχνολογίας BiCMOS-8HP 120nm SiGe, μέσω μεταβολής της τάσης στη βάση του. Ο συγκεκριμένος LNA έχει σχεδιαστεί ως ολοκληρωμένο κύκλωμα (Integrated Circuit-IC) διαστάσεων $1 \times 0.55 \text{mm}^2$.

Μέσω διαφόρων δοκιμών αλλά και τεχνικών βελτιστοποίησης απωλειών σε περιοχή συχνοτήτων Radio Frequency (mm-wave) επιτυγχάνουμε λειτουργία τύπου dual-band με single-band LNA, ενώ ταυτοχρόνως επιτυγχάνουμε χαμηλά ποσά θορύβου και υψηλή ενίσχυση.

Λέξεις Κλειδιά: Ενισχυτής χαμηλού θορύβου χιλιοστομετρικών συχνοτήτων, Λειτουργία διακόπτη, 28GHz / 39GHz.

Abstract

This work deals with the design of a low noise amplifier (LNA), which can operate at two different frequencies 28GHz and 39GHz (Switchable). More specifically, the possibility of selecting an operating frequency between the two mentioned above was achieved, utilizing two operating areas of an n-type HBT transistor, BiCMOS-8HP 120nm SiGe technology, by changing the voltage at its base. This LNA is designed as an integrated circuit (Integrated Circuit-IC) with dimensions of $1 \times 0.55 \text{mm}^2$.

Through various tests and loss optimization techniques in the Radio Frequency (mm-wave) range, we achieve dual-band operation with a single-band LNA, while at the same time achieving low noise levels and high amplification.

Keywords: Millimeter Frequency Low Noise Amplifier, Switchable Mode, 28GHz / 39GHz.

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	I
Abstract.....	II
Ευχαριστίες.....	V
Περιεχόμενα.....	V
Κατάλογος σχημάτων.....	VIII
Κατάλογος πινάκων.....	XI
1. Εισαγωγή.....	1
1.1.Φάσμα Ραδιοσυχνοτήτων και Κινητές Επικοινωνίες 5 ^{ης} Γενιάς.....	1
1.2.Ενισχυτές χαμηλού θορύβου ραδιοφωνικών ή χιλιοστομετρικών συχνοτήτων.....	2
1.3.Η θέση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου στην αλυσίδα του πομποδέκτη.....	3
2. Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου ως Μικροκυματικό Δίκτυο.....	6
2.1. Θεμελιώδη κριτήρια χαρακτηρισμού ενισχυτών χαμηλού θορύβου.....	6
2.1.1. Χαρακτηρισμός με χρήση ABCD-Παραμέτρων.....	6
2.1.2. Χαρακτηρισμός με χρήση S-Παραμέτρων.....	9
2.2. Χαρακτηρισμός Ευστάθειας.....	12
2.2.1. Κύκλοι ευστάθειας.....	14
2.2.2. Έλεγχος ευστάθειας άνευ όρων.....	16
2.3. Θόρυβος.....	17
2.3.1 Θόρυβος σε δίθυρα και πολύθυρα και φορμαλισμοί.....	18
2.3.2 Διαγράμματα Θορύβου (Noise Figure) ενός διθύρου.....	23
2.3.3 Παράμετροι Θορύβου (IEEE) ενός δίπορτου.....	26
2.3.4 Παράγοντας Θορύβου ενός παθητικού Δίθυρου.....	30
2.3.5 Μέτρηση Θορύβου Θερμοκρασίας σε ένα δίθυρο.....	30

2.3.6 Μετρήσεις παραμέτρων Θορύβου ενός δίθυρου.....	31
2.4. Συμπύεση κέρδους.....	32
2.5. Φαινόμενο ενδοδιαμόρφωσης 3 ^{ης} τάξης.....	33
3. Θεωρία ενισχυτών χαμηλού θορύβου.....	35
3.1. Παράγοντες απόδοσης ενισχυτών χαμηλού θορύβου	35
3.2. Τρόπος σχεδιασμού και θεωρία.....	34
3.2.1 Συσχέτιση ενεργών στοιχείων.....	40
3.2.2 Συσχέτιση παθητικών στοιχείων.....	43
3.3. Σχεδιασμός των δικτύων συσχέτισης.....	44
3.3.1 Δίκτυο συσχέτισης εισόδου.....	45
3.3.2 Δίκτυο συσχέτισης εξόδου.....	46
3.3.3 Σχεδιασμός για γραμμικότητα.....	47
3.4. Είδη ενισχυτών χαμηλού θορύβου	49
4. Σχεδίαση του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου.....	51
4.1. Χαρακτηριστικά στοιχεία της τεχνολογίας BiCMOS-8HP.....	52
4.2. Στόχοι του ενισχυτή χαμηλού θορύβου.....	53
4.3. Η ιδέα του διακόπτη.....	53
4.4. Επιλογή σταδίου ενίσχυσης.....	56
4.4.1 Φυσική δομή των ενεργών στοιχείων.....	59
4.4.2 Πρόσθεση του πρώτου σταδίου.....	61
4.5. Επιλογή δικτύου συσχέτισης εξόδου.....	64
4.6. Σχεδιασμός δικτύου συσχέτισης εισόδου/ενδιάμεσο.....	68
4.7. Συνολικό σχηματικό διάγραμμα του διακοπόμενου LNA.....	74
5. Αποτελέσματα και προσομοιώσεις του ενισχυτή χαμηλού θορύβου.....	76
5.1. Στάδιο διακόπτη αποτελέσματα και προσομοιώσεις.....	76
5.2. Αποτελέσματα κασκοδικού σταδίου και δικτύου συσχέτισης εξόδου.....	80
5.3. Προσομοιώσεις και αποτελέσματα ολόκληρου του κυκλώματος.....	82
5.4. Συντελεστής ευστάθειας k	90

5.5. Αποτελέσματα προσομοιώσεων Harmonic balance.....	93
5.6. Συγκέντρωση αποτελεσμάτων.....	97
6. Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου σε επίπεδο Layout.....	99
6.1 Ενεργός συσκευή και διασυνδέσεις.....	99
6.2 Μοντελοποίηση Παθητικών Στοιχείων	101
6.3 Μοντελοποίηση Διακόπτη.....	103
6.4 Μοντελοποίηση Πρώτου Σταδίου με Δίκτυο Εισόδου/Ενδιάμεσο	104
6.5 Μοντελοποίηση Δευτέρου Σταδίου με Δίκτυο Εξόδου	106
6.6 Μοντελοποίηση Δευτέρου Σταδίου με Δίκτυο Εξόδου	107
7. Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία.....	108
Βιβλιογραφία.....	110

Κατάλογος σχημάτων

1.1 Αναπαράσταση του Ηλεκτρομαγνητικού Φάσματος.....	1
1.2 Αναπαράσταση Αλυσίδας Δέκτη	4
2.1 Γενικευμένη αναπαράσταση ενός n-θύρου.....	6
2.2 Αναπαράσταση δίθυρου (α) κατευθύνσεις διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις Y-, G-, H-, Z- παραμέτρους, (β) κατεύθυνση διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις ABCD παραμέτρους.....	8
2.3 Αναπαράσταση του ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο.....	10
2.4 Αναπαράσταση ενός ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο, με είσοδο εναλλασσόμενη πηγή τάσης , αντίσταση πηγής , φορτίο εξόδου.....	11
2.5 Αναπαράσταση του πίνακα Z, από θορυβώδες πολύπορτο.....	19
2.6 2.6. Αναπαράσταση του πίνακα Y, από θορυβώδες πολύπορτο.....	20
2.7 Αναπαράσταση του πίνακα S, από θορυβώδες πολύπορτο.....	21
2.8 Αναπαράσταση του πίνακα ABCD, από θορυβώδες δίπορτο.....	22
2.9 Βασική αναπαράσταση IEEE ενός θορυβώδους δίπορτου.....	24
2.10 Σχηματική αναπαράσταση της προαναφερθείσας τεχνικής.....	30
2.11 Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου ενός μη γραμμικού συστήματος.....	32
3.1 Θορυβώδη στάδια ενίσχυσης.....	34
3.2 Μετρήσεις SiGe HBT συχνότητας αποκοπής, μέγιστης συσχρότητας ταλάντωσης, ελάχιστου παράγοντα θορύβου στα 5 και 65GHz αντίστοιχα, σε σχέση με την πυκνότητα ρεύματος.....	40
4.1 Τοπολογία του HBT τρανζίστορ, της τεχνολογίας BICMOS-8HP.....	51
4.2 Μακροσκοπική άποψη του υλοποιημένου διακόπτη.....	54

4.3 Πρόσθεση του κύριου σταδίου ενίσχυσης (cascade).....	56
4.4 Το πρώτο στάδιο του ενισχυτή.....	58
4.5 Σχηματική απόδοση BJT τρανζίστορ.....	60
4.6 Σχεδιασμός ολόκληρου του σχηματικού με ιδανικά παθητικά στοιχεία...	63
4.7 Εύρεση σύνθετης αντίστασης του σταδίου ενίσχυσης.....	65
4.8 Αρχική ιδέα δικτύου συσχέτισης εισόδου.....	68
4.9 Εύρεση σύνθετης αντίστασης του πρώτου σταδίου.....	69
4.10 Αρχική ιδέα δικτύου συσχέτισης εισόδου.....	71
4.11 Εύρεση σύνθετων αντιστάσεων για το ενδιάμεσο στάδιο.....	72
4.12 Σχεδιασμός του δικτύου συσχέτισης εισόδου/ενδιάμεσο.....	73
4.13 Τελική σχηματική αναπαράσταση του ενισχυτή.....	74
5.1 Σχηματική Απόδοση Διακόπτη με Ιδανικά Στοιχεία.....	77
5.2 Διαγραμματική Απεικόνιση του S21 Σε ευρύ φάσμα.....	78
5.3 Διαγραμματική Απεικόνιση του S21 Σε εύρος 20-40GHz.....	78
5.4 Διαγραμματική Απεικόνιση του S21 Σε ευρύ φάσμα.....	79
5.5 Διαγραμματική Απεικόνιση του S21 Σε εύρος 20-40GHz.....	79
5.6 Απόδοση Σχηματικού Κασκοδικού σταδίου και δικτύου συσχέτισης εξόδου.....	80
5.7 Διαγραμματική Απεικόνιση Σύνθετης Αντίστασης Εξόδου 28GHz.....	81
5.8 Διαγραμματική Απεικόνιση Σύνθετης Αντίστασης Εξόδου 39GHz.....	81
5.9 Απεικόνιση Δικτύου Συσχέτισης Εισόδου και το Ενδιάμεσο Δίκτυο.....	83
5.10 Διαγραμματική Απεικόνιση Σύνθετης Αντίστασης Εισόδου 28GHz.....	84
5.11 Διαγραμματική Απεικόνιση Σύνθετης Αντίστασης Εισόδου 39GHz.....	84
5.12 Διαγραμματική Απεικόνιση S11 Συντελεστή Ανάκλασης για 28GHz σε Ευρύ Φάσμα.....	85

5.13 Διαγραμματική Απεικόνιση S11 Συντελεστή Ανάκλασης για 28GHz, σε εύρος 20-40GHz.....	85
5.14 Διαγραμματική Απεικόνιση S11 Συντελεστή Ανάκλασης για 39GHz....	86
5.15 Διαγραμματική Απεικόνιση S11 Συντελεστή Ανάκλασης για 39GHz, σε εύρος 20-40GHz.....	86
5.16 Διαγραμματική Απεικόνιση Θορύβου για τα 28GHz, σε ευρύ Φάσμα...	87
5.17 Διαγραμματική Απεικόνιση Θορύβου για τα 28GHz, σε εύρος 20-40GHz.....	87
5.18 Διαγραμματική Απεικόνιση Θορύβου για τα 39GHz, σε ευρύ Φάσμα...	88
5.19 Διαγραμματική Απεικόνιση Θορύβου για τα 39GHz, σε εύρος 20-40GHz.....	88
5.20 Διαγραμματική Απεικόνιση Των Βασικών Παραμέτρων στα 28GHz...	89
5.21 Διαγραμματική Απεικόνιση Των Βασικών Παραμέτρων στα 39GHz...	89
5.22 Διαγραμματική Απεικόνιση του Συντελεστή ευστάθειας k για την λειτουργία στα 28GHz(27°C).....	90
5.23 Διαγραμματική Απεικόνιση του Συντελεστή ευστάθειας k για την λειτουργία στα 39GHz(27°C).....	91
5.24 Διαγραμματική Απεικόνιση του συντελεστή ευστάθειας k για θερμοκρασίες από 0~125°C στα 28GHz.....	92
5.25 Διαγραμματική Απεικόνιση του συντελεστή ευστάθειας k για θερμοκρασίες από 0~125°C στα 39GHz.....	92
5.26 Διαγραμματική απεικόνιση ισχύος των πέντε πρώτων αρμονικών για τα 28GHz.....	93
5.27 Διαγραμματική απεικόνιση ισχύος για τα 39 GHz των πέντε πρώτων αρμονικών.....	94
5.28 Διαγραμματική απεικόνιση κέρδους ισχύος για τα 28GHz των πέντε πρώτων αρμονικών.....	95

5.29 Διαγραμματική απεικόνιση κέρδους ισχύος για τα 39GHz των πέντε πρώτων αρμονικών.....	95
5.30 Διαγραμματική απεικόνιση σημείου συμπίεσης για τα 28GHz.....	96
5.31 Διαγραμματική απεικόνιση σημείου συμπίεσης για τα 39GHz.....	96
5.32 Διαγραμματική απεικόνιση της απόδοσης ισχύος σε όλο το εύρος ισχύων εισόδου.....	97
6.1 Μοντελοποίηση κασκοδικού σταδίου, με τα δύο τρανζίστορ.....	100
6.2 Μοντελοποίηση ενός επαγωγέα.....	101
6.3 Μοντελοποίηση ενός πυκνωτή.....	102
6.4 Μοντελοποίηση μιας γραμμής μεταφοράς.	102
6.5 Μοντελοποίηση διακόπτη.	103
6.6 Μοντελοποίηση πρώτου σταδίου με δίκτυο εισόδου/ενδιάμεσο.	104
6.7 Μοντελοποίηση στοιβών για την διασύνδεση με την θεωρητική Γη VSS	105
6.8 Μοντελοποίηση δεύτερου σταδίου με δίκτυο εξόδου.	106
6.9 Τελικό Layout του ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA).	107

Κατάλογος πινάκων

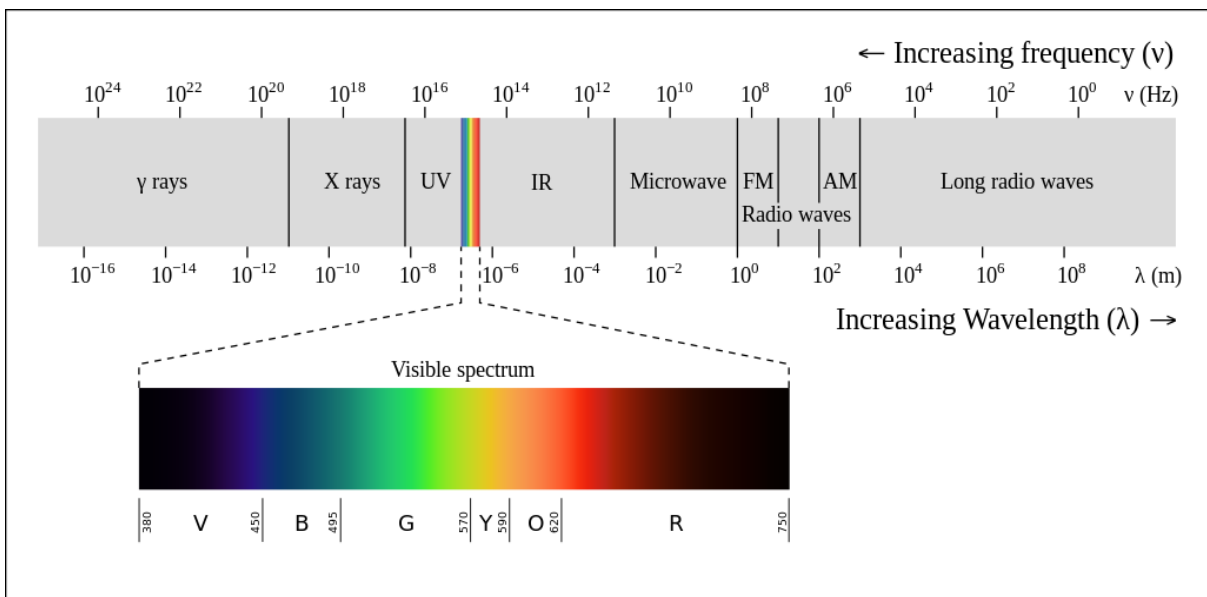
1 Συλλογή τιμών πόλωσης των τρανζίστορ 4.1.....	61
2 Συγκέντρωση αποτελεσμάτων 5.1.....	98

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Φάσμα Ραδιοσυχνοτήτων και Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα 5^{ης} Γενιάς

Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα αποτελεί το εύρος περιοχής συχνοτήτων που καλύπτουν τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα και εκτείνεται από τις ακτίνες γ (μικρά μήκη κύματος ΗHz) έως τα ραδιοκύματα (μεγάλα μήκη κύματος 3kHz έως 300GHz), περιοχή στην οποία υπόκεινται οι κινητές επικοινωνίες (Σχήμα 1.1).



Σχήμα 1.1 Αναπαράσταση του Ηλεκτρομαγνητικού Φάσματος.

Η μετάδοση της πληροφορίας πραγματοποιείται μέσω μεταβολών του φέροντος σήματος, όπως τη μεταβολή του πλάτους του, της φάσης του, της συχνότητας του ή και συνδυασμού αυτών. Η σύγχρονη ανάγκη συνεχούς πρόσβασης στο διαδίκτυο και στον συνεχή διαμοιρασμό πληροφοριών οδήγησε στη δημιουργία των δικτύων

πέμπτης Γενιάς (5g), με στόχο την αύξηση του ρυθμού δεδομένων έως και μερικά Gigabites/s και της χωρητικότητας, την βελτίωση ταχυτήτων και την καλύτερη ποιότητα παροχής υπηρεσιών, κάνοντας την παραπάνω περιοχή του H/M φάσματος έναν από τους πιο σημαντικούς και δυσεύρετους πόρους του σύγχρονου κόσμου.

1.2 Ενισχυτές Χαμηλού Θορύβου Ραδιοφωνικών ή Χιλιοστομετρικών Συχνοτήτων

Οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου ραδιοφωνικών ή χιλιοστομετρικών συχνοτήτων αποτελούν μια ειδική υποκατηγορία ενισχυτών. Αυτό το γεγονός δικαιολογείται διότι σε αυτές τις περιοχές συχνοτήτων ορισμένα φαινόμενα που έχουν σχέση με τα κυματικά χαρακτηριστικά του ίδιου του σήματος πρέπει να λαμβάνονται υπόψιν. Τέτοια φαινόμενα γίνονται ολοένα και πιο αντιληπτά όταν η συχνότητα αυξάνεται και το μήκος κύματος γίνεται συγκρίσιμο με το φυσικό μέγεθος του ίδιου του δικτύου.

Οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου συναντώνται αμέσως μετά την κεραία ενός δέκτη σήματος και οι εφαρμογές τους περιλαμβάνουν ευρεία κλίμακα. Τηλεπικοινωνίες, GPS, ραντάρ, βιοϊατρικές τεχνολογίες κ.α. είναι μερικά παραδείγματα των κλάδων οι οποίοι εκμεταλλεύονται την τεχνολογία των ενισχυτών χαμηλού θορύβου (LNA).

Η κύρια λειτουργία ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου έγκειται στο να δέχεται το σήμα μετά την λήψη του και να το ενισχύει σε συγκεκριμένες ζώνες συχνοτήτων, οι οποίες καθορίζονται από τις απαιτήσεις της τεχνολογίας αλλά και τον ζητούμενο στόχο, ταυτόχρονα παρέχοντας χαμηλά επίπεδα θορύβου. Δεδομένου αυτού οι επιλογές των κύριων στοιχείων που θα απαρτίζουν τον ενισχυτή γίνονται με βάση την ικανότητα ελαχιστοποίησης του θορύβου.

Η σχεδίαση ενός LNA συνιστά έναν συμβιβασμό ανάμεσα σε αντικρουόμενα μεγέθη. Από τη μια αναγκαία είναι η εύρεση κατάλληλων τιμών με σκοπό την επίτευξη ενός βέλτιστου αποτελέσματος όπως π.χ. η ελαχιστοποίηση θορύβου και η αύξηση του κέρδους ή μεγιστοποίηση της γραμμικότητας και ελαχιστοποίηση επαγωγής ισχύος. Από την άλλη, επιτακτική είναι η δυνατότητα ελαχιστοποίησης του συντελεστή ανάκλασης

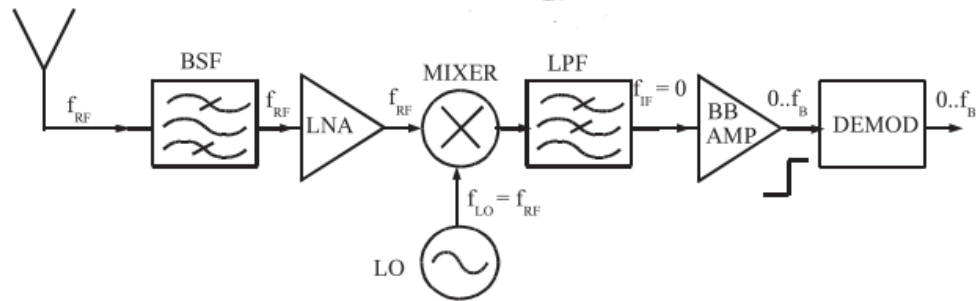
εξόδου, ειδικά στο εύρος ζώνης που θέλουμε να λειτουργεί. Ο τρόπος με τον οποίο τελικά θα γίνει ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή εξαρτάται από τους εξής βασικούς παράγοντες: την συχνότητα λειτουργίας, το εύρος ζώνης, την εφαρμογή και από την ίδια την τεχνολογία συσκευών που διατίθεται.

1.3 Η θέση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου στην αλυσίδα του πομποδέκτη

Οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου είναι ένα από τα πιο σημαντικά στοιχεία στην αλυσίδα του δέκτη. Ο πομποδέκτης αποτελείται από δύο αλυσίδες: αυτή του πομπού και αυτή του δέκτη ενώ και οι δύο είναι αδιάσπαστα στοιχεία για την λειτουργία του κυκλώματος. Ο ρόλος του πομπού σχετίζεται με την διαμόρφωση ενός φορέα υψηλής συχνότητας με την ζώνη βάσης σήματος πληροφοριών την τροφοδότηση αυτού στην κεραία, η οποία με την σειρά της θα εκπέμψει το σήμα χρησιμοποιώντας σαν μέσο μεταφοράς τον αέρα. Γενικά τα πιο συχνά στοιχεία ενός πομπού είναι η γεννήτρια σήματος και ο διαμορφωτής και ενισχυτής ισχύος υψηλής συχνότητας, ο οποίος ενισχύει την ισχύ του διαμορφωμένου σήματος πριν την μετάδοση.

Μεγαλύτερη έμφαση σε αυτή την εργασία θα δοθεί στον δέκτη στον οποίο βρίσκεται και ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA). Ως βασική αρχή, η δουλειά του δέκτη είναι η αντίστροφη από αυτή του πομπού. Η ανάκτηση του σήματος παρεμποδίζεται από διάφορους παράγοντες, όπως πηγές μετάδοσης, παρεμβολές σημάτων και διάφοροι τύποι θορύβων. Έπειτα, ακολουθεί η από-διαμόρφωση του σήματος ώστε να ληφθεί η αρχική πληροφορία. Για την σωστή λειτουργία του δέκτη ανεξαρτήτως εφαρμογής πρέπει να διατίθεται υψηλό δυναμικό εύρος, χαμηλός θόρυβος, υψηλή επιλεκτικότητα ώστε να καταστέλλονται ανεπιθύμητα σήματα και υψηλό κέρδος.

Το στοιχείο του δέκτη με το οποίο θα ασχοληθούμε σε αυτή την εργασία φαίνεται στο Σχήμα1.2.



Σχήμα 1.2 Αναπαράσταση Αλυσίδας Δέκτη. (βλ. [2])

Η πρακτική σχεδιασμού του δέκτη που θα ακολουθηθεί στηρίζεται στην δυνατότητα η το κέρδος ισχύος να μην υπερβαίνει τα 50dB ενίσχυσης σε καμία δεδομένη ζώνη συχνοτήτων και παράλληλα ένας άλλος πολύ σημαντικός παράγοντας όταν ο δέκτης και ο πομπός λειτουργούν ταυτόχρονα αποτελεί η απομόνωση μεταξύ αυτών των δύο ώστε να αποτραπεί η εξαγωγή μεγάλου σήματος στην έξοδο του πομπού από τον κορεσμό του δέκτη. Αυτή η δουλεία σε μεγάλες συχνότητες γίνεται αρκετά δαπανηρή και αποφεύγεται να επιλύεται μονολιθικά. Αντίθετα, γίνεται σε μικρότερες συχνότητες, γεγονός που μπορεί να εφαρμοστεί μονολιθικά συχνότερα στον ψηφιακό τομέα.

Κεφάλαιο 2

Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου ως Μικροκυματικό Δίκτυο

2.1 Θεμελιώδη κριτήρια χαρακτηρισμού ενισχυτών χαμηλού θορύβου

Όπως συμβαίνει και στις μικρότερες συχνότητες έτσι και στις μεγαλύτερες η γραμμική συμπεριφορά και η ανάλυση του δίθυρου (ή γενικά πολύθυρου) μπορεί να πραγματοποιηθεί χρησιμοποιώντας διάφορες παραμέτρους όπως οι Z- και Y-, ομοίως η ανάλυση του θορύβου ενός πολύθυρου γίνεται με τις H- και G-παραμέτρους. Στο εύρος συχνοτήτων που βρίσκεται το δικό μας ενδιαφέρον (μικροκυματικές και mm-wave συχνότητες) αυτές οι αναλύσεις των πολυθύρων γίνονται με την χρήση των S- και ABCD-παραμέτρων και ο λόγος είναι ότι κατά κύρια βάση η αλυσίδα στοιχείων τόσο του πομπού όσο και του δέκτη είναι μια κασκοδική αλυσίδα δίθυρων που αποτελούν το ολοκληρωμένο κύκλωμα.

2.1.1 Χαρακτηρισμός με χρήση ABCD-Παραμέτρων

Γενικεύοντας την ανάλυση, θεωρούμε την περίπτωση ενός n-θύρου και ορίζουμε ως V_n^+ και V_n^- το προσπίπτον και το ανακλώμενο κύμα τάσης αντίστοιχα, και ως I_n^+ και I_n^- το προσπίπτον και ανακλώμενο κύμα ρεύματος ακριβώς όπως φαίνεται στην Σχήμα 2.1. Ο δείκτης n χαρακτηρίζει τον αριθμό των n-θυρών. Παρακάτω, παρατίθενται οι εξισώσεις των τάσεων και των ρευμάτων στην πόρτα n του n-θύρου:

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (2.1)$$

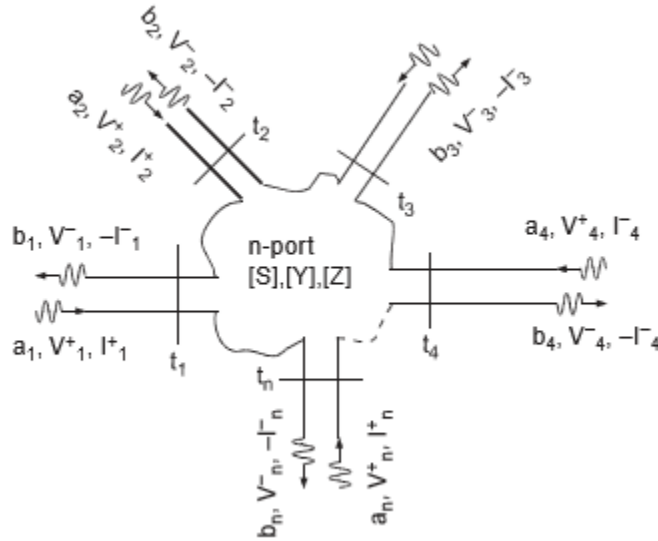
και

$$I_n = I_n^+ + I_n^- \quad (2.2)$$

ή

$$I_n = I_n^+ + I_n^- = \frac{V_n^+}{Z_0} - \frac{V_n^-}{Z_0} \quad (2.3)$$

, όπου Z_0 είναι ο μιγαδικός αριθμός που αναπαριστά την αντίσταση αναφοράς ή οποία για λόγους απλότητας θεωρείται ίση για όλες τις θύρες-πόρτες τους n -θύρου.



Σχήμα 2.1 Γενικευμένη αναπαράσταση ενός n -θύρου. (βλ.[6])

Επιπρόσθετα, ορίζουμε τα κανονικοποιημένα προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα ισχύος σε κάθε πόρτα ως $a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}}$ και $b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}}$ αντίστοιχα, με τη βοήθεια των οποίων προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις προσπίπτουσας και ανακλώμενης ισχύος σε συνάρτηση με την απόσταση x από το σημείο αναφοράς t_n της εκάστοτε πόρτας n [2].

$$a_i(x) = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_n(x) + Z_0 I_n(x)}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.4)$$

και

$$b_i(x) = \frac{V_n(x) - Z_0 I_n(x)}{2\sqrt{Z_0}} \quad (2.5)$$

Η μέση ισχύς (average power) που σχετίζεται με το προσπίπτον κύμα στην πόρτα i προκύπτει ως

$$P_{in,avg,i} = \frac{V_n^+ \times I_n^{+*}}{2} = \frac{|a_i|^2}{2} \quad (2.6)$$

ενώ η μέση ανακλώμενη (διαδιδόμενη) ισχύς (average reflected (transmitted)) της πόρτας i προκύπτει ως

$$P_{out,avg,i} = \frac{V_n^- \times I_n^{-*}}{2} = \frac{|b_i|^2}{2} \quad (2.7)$$

Όπως προαναφέρθηκε, αν και οι Y -, Z -, H - και G - παράμετροι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για το χαρακτηρισμό οποιουδήποτε δίθυρου, τα κυκλώματα που λειτουργούν στις υψηλότερες συχνότητες αποτελούνται συνήθως από σειρά κασκοδικά συνδεδεμένων δίθυρων. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται οι ABCD παράμετροι, καθώς απλοποιούν την ανάλυση του συστήματος. Για λόγους απλότητας, παρατίθεται ο πίνακας προσδιορισμού ενός δίθυρου (Σχήμα 2.2).

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

όπου

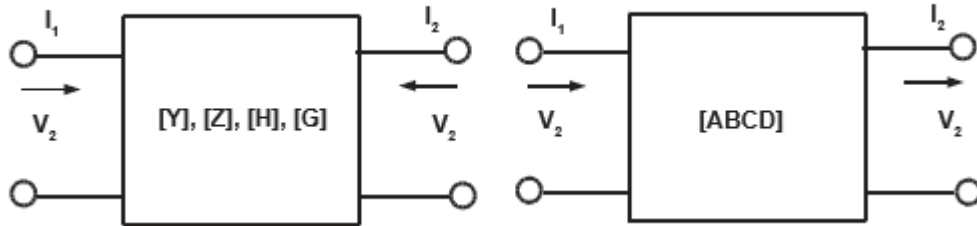
$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0}, B = \left. \frac{-V_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0}, C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0}, D = \left. \frac{-I_1}{I_2} \right|_{V_2 = 0} \quad (2.9)$$

ενώ V_1 και I_1 η τάση και το ρεύμα αντίστοιχα στην πόρτα εισόδου και V_2 και I_2 η τάση και το ρεύμα αντίστοιχα στην πόρτα εξόδου.

Σε αντίθεση με τους πίνακες προσδιορισμού άλλων παραμέτρων (Y -, Z -, H - και G -), ο πίνακας ABCD κατά τον ορισμό του θεωρεί ότι το ρεύμα I_2 της πόρτας εξόδου εξέρχεται από το δίθυρο, όπως ακριβώς φαίνεται παραπάνω στην εικόνα. Αυτή η θεώρηση επιτρέπει στον ABCD πίνακα του συνολικού συστήματος των κασκοδικά συνδεδεμένων δίθυρων, να υπολογιστεί με τη βοήθεια του υπολογισμού των επιμέρους ABCD πινάκων

του εκάστοτε δίθυρου που αποτελεί μέρος του συνολικού συστήματος, όπως ακριβώς φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} \times \dots \times \begin{pmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{pmatrix} = \prod_{i=1}^n \begin{pmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{pmatrix} \quad (2.10)$$



Σχήμα 2.2 Αναπαράσταση δίθυρου (α) κατευθύνσεις διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις Y-, G-, H-, Z- παραμέτρους, (β) κατεύθυνση διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις ABCD παραμέτρους. (βλ. [2]).

2.1.2 Χαρακτηρισμός με χρήση S-Παραμέτρων

Εναλλακτικά με τα παραπάνω, ένας ενισχυτής στη γραμμική λειτουργία του, μπορεί να περιγραφεί από τις παραμέτρους σκέδασης ή S-παραμέτρους, οι οποίες ορίζονται από τους λόγους προσπίπτοντων και ανακλώμενων κυμάτων ισχύος. Όπως προαναφέρθηκε, απλοποιώντας την ανάλυση, θεωρώντας ίδια εμπέδηση Z_0 σε όλους τους κλάδους του n-θύρου και για συγκεκριμένη απόσταση x από το σημείο αναφοράς της εκάστοτε θύρας t_n , το κανονικοποιημένο προσπίπτον και ανακλώμενο κύμα ισχύος γράφεται αντίστοιχα όπως φαίνεται παρακάτω.

$$a_j = \frac{V_j^+}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.11)$$

και

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.12)$$

Ο παραπάνω ορισμός του i -οστού προσπίπτοντος κύματος a_i και ανακλώμενου κύματος b_i , δεν είναι μοναδικός. Η σχέση μεταξύ των διανυσμάτων a και b μπορεί να καθοριστεί με τη χρήση του παρακάτω πίνακα σκέδασης,

$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (2.13)$$

ο οποίος αναλύεται ως εξής

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

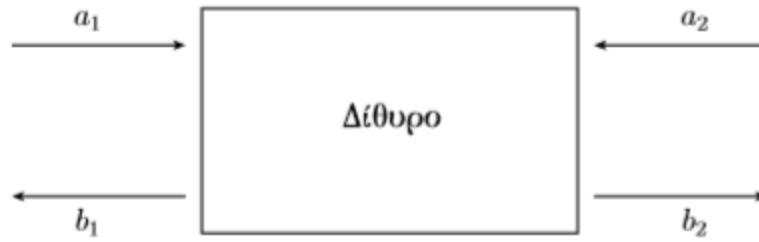
όπου

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} [a_k = 0 \text{ για } k \neq j] \quad (2.15)$$

Η παραπάνω εξίσωση αναπαριστά τον συντελεστή μετάδοσης από τη θύρα j στην θύρα i και βρίσκεται οδηγώντας τη θύρα j με το προσπίπτον κύμα a_j και μετρώντας το ανακλώμενο κύμα b_i από τη θύρα i , ενώ τα προσπίπτοντα κύματα σε όλες τις θύρες πλην της j είναι μηδενικά, εννοώντας με βάση την κυκλωματική τους ανάλυση, ότι οι συγκεκριμένες θύρες τερματίζονται με την χαρακτηριστική εμπέδηση Z_0 προκειμένου να αποφευχθούν οι ανακλάσεις. Κατ' αυτόν τον τρόπο, οι S -παράμετροι ικανοποιούνται στην χαρακτηριστική αντίσταση αναφοράς Z_0 .

Ο ενισχυτής ισχύος της παρούσας εργασίας μπορεί κάλλιστα να παρουσιαστεί σαν ένα δίθυρο όπως φαίνεται παρακάτω στο Σχήμα 2.3. Σε αυτή την περίπτωση οι συντελεστές σκέδασης δίνονται από την σχέση (2.16).

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (2.16)$$



Σχήμα2.3 Αναπαράσταση του ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο (βλ. [2]).

Αναλύοντας τον πίνακα (2.16) παίρνουμε τις εξισώσεις:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2.17)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (2.18)$$

Θεωρώντας, ένα προσπίπτον κύμα ισχύος στη θύρα 1 (a_1), αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα ανακλώμενα κύματα σε κάθε πόρτα (b_1, b_2). Όμως, σύμφωνα με τον ορισμό των S-παραμέτρων, η θύρα 2 τερματίζεται με φορτίο ίσο με την χαρακτηριστική εμπέδηση Z_0 του συστήματος, μεγιστοποιώντας τη μεταφορά ενέργειας προς το φορτίο και μηδενίζοντας το ανακλώμενο κύμα a_2 στην θύρα 2. Αναλυτικότερα, ορίζοντας τα προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα ισχύος για το υπο εξέταση δίθυρο, όπως τις εξισώσεις (2.11) και (2.12) αντίστοιχα, προκύπτει:

- $S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \Rightarrow S_{11} = \left. \frac{\frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}} \right|_{a_2 = 0} \Rightarrow S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{a_2 = 0}$
- $S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0} \Rightarrow S_{21} = \left. \frac{\frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}} \right|_{a_2 = 0} \Rightarrow S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{a_2 = 0}$

Όμοια, αν η θύρα 1 τερματιστεί με φορτίο Z_0 , θα έχουμε $a_1 = 0$ (δηλαδή κανένα ανακλώμενο κύμα στη θύρα 1) και επομένως:

- $S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0} \Rightarrow S_{12} = \left. \frac{\frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}}} \right|_{a_1 = 0} \Rightarrow S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{a_1 = 0}$

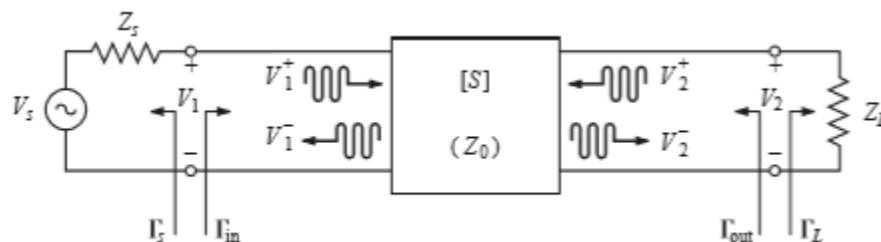
$$\bullet \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} \Rightarrow S_{22} = \frac{\frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}}} \Big|_{a_1 = 0} \Rightarrow S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \Big|_{a_1 = 0}$$

Με την παραπάνω διαδικασία καταλήγουμε στον πίνακα σκέδασης, τα στοιχεία του οποίου είναι λόγοι κανονικοποιημένων μορφών κυματικής τάσης. Με μία βαθύτερη ματιά, μπορούμε να εξάγουμε τα παρακάτω κρίσιμα συμπεράσματα για τη λειτουργία του ενισχυτή ισχύος ως μικροκυματικό δίθυρο [7]:

- Η παράμετρος $S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+}$ είναι γνωστή ως **συντελεστής ανάκλασης** στην είσοδο του δίθουρου.
- Η παράμετρος $S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+}$ είναι γνωστή ως **ανάστροφο κέρδος ή απομόνωση** μεταξύ της εξόδου ως προς την είσοδο του δίθουρου.
- Η παράμετρος $S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+}$ αποτελεί το **κέρδος ισχύος** του δίθουρου σε συνθήκες τέλει προσαρμογής.
- Η παράμετρος $S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+}$ είναι γνωστή ως **συντελεστής ανάκλασης** στην έξοδο του δίθουρου.

2.2 Χαρακτηρισμός Ευστάθειας

Θεωρούμε και σε αυτή την ενότητα, τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου σαν ένα μικροκυματικό δίθυρο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4 [6].



Σχήμα 2.4 Αναπαράσταση ενός ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο, με είσοδο εναλλασσόμενη πηγή τάσης V_s , αντίσταση πηγής Z_s , φορτίο εξόδου Z_L (βλ. [6]).

Αφού εξάγουμε τον πίνακα σκέδασης του δίθυρου και θεωρώντας Z_S και Z_L τις εμπεδήσεις εισόδου και εξόδου αντίστοιχα, είμαστε σε θέση να εξάγουμε τους συντελεστές ανακλάσεων όπου στο σχήμα φαίνονται ως $\Gamma_S, \Gamma_{in}, \Gamma_{out}, \Gamma_L$.

Με αναφορά λοιπόν το παραπάνω σχήμα, ο συντελεστής ανάκλασης που κοιτάει προς το φορτίο ορίζεται ως

$$\Gamma_L = \frac{V_2^+}{V_2^-} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.19)$$

ενώ ο συντελεστής ανάκλασης που κοιτάει προς την πηγή ορίζεται ως

$$\Gamma_S = \frac{V_1^+}{V_1^-} = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}, \quad (2.20)$$

όπου Z_0 είναι η χαρακτηριστική εμπίεση αναφοράς για τους παραμέτρους σκέδασης του δίθυρου.

Όπως είναι γνωστό από τη μικροκυματική ανάλυση, η μέγιστη μεταφορά ισχύος μεταξύ δύο δίθυρων επιτυγχάνεται με την προσαρμογή. Θεωρώντας λοιπόν, ότι κάθε ένα από τα γραμμικά δίθυρα έχει μία σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου, η προσαρμογή μεταξύ των δύο γραμμικών δίθυρων θα επιτευχθεί όταν η αντίσταση εξόδου του προηγούμενου δίθυρου είναι η συζυγής μιγαδικός της αντίστασης εισόδου του επόμενου. Στην περίπτωση όπου, η αντίσταση εξόδου του πρώτου είναι πραγματικός αριθμός, εμφανίζει δηλαδή καθαρά ωμική συμπεριφορά, τότε για την μέγιστη μεταφορά ισχύος μεταξύ των δίθυρων θα πρέπει η αντίσταση εισόδου του επόμενου δίθυρου ένα είναι και αυτή καθαρά ωμική και ίση σε τιμή με την αντίσταση εξόδου του προηγούμενου.

Σύμφωνα με τον ορισμό των S-παραμέτρων και επαναλαμβάνοντας τις εξισώσεις (2.17) και (2.18), αντικαθιστώντας τα a_1, a_2, b_1, b_2 με τις εξισώσεις (2.11) και (2.12) αντίστοιχα, έχουμε

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad (2.21)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad (2.22)$$

Αντικαθιστώντας την (2.22) στην (2.21) και λύνοντας για $\frac{V_1^-}{V_1^+}$ έχουμε

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.23)$$

όπου Γ_{in} ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο του δίθυρου και Z_{in} η αντίσταση που κοιτάει την είσοδο του δίθυρου. Τελείως όμοια με την παραπάνω διαδικασία, ο συντελεστής ανάκλασης της εξόδου του δίθυρου ορίζεται ως

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \quad (2.24)$$

όπου Z_{out} η αντίσταση που κοιτάει την έξοδο του δίθυρου.

2.2.1 Κύκλοι Ευστάθειας

Επανερχόμενοι στο Σχήμα 2.4 και αναλύοντας τα κριτήρια της ευστάθειας ενός ενισχυτή ενισχυτή χαμηλού θορύβου (δίθυρο) γνωρίζουμε ότι η ταλάντωση και κατ' επέκταση η αστάθεια προκύπτει στην περίπτωση που είτε η πόρτα εισόδου, είτε η πόρτα εξόδου του δίθυρου έχουν εμπεδήσεις με αρνητικό πραγματικό μέρος [6]. Μία τέτοια περίπτωση συνεπάγεται ότι $|\Gamma_{in}| > 1$ ή $|\Gamma_{out}| > 1$. Εξαιτίας του ότι, όπως αποδείχθηκε παραπάνω οι συντελεστές ανάκλασης Γ_{in} και Γ_{out} εξαρτώνται από τα ταιριασμένα (matching) δίκτυα στην είσοδο και στην έξοδο του δίθυρου, η ευστάθεια του ενισχυτή εξαρτάται από τους συντελεστές ανάκλασης Γ_S και Γ_L . Επομένως, καθορίζουμε δύο τύπους ευστάθειας:

- Ευστάθεια χωρίς όρους: Υφίσταται όταν $|\Gamma_{in}| < 1$ και $|\Gamma_{out}| < 1$ για όλες τις πιθανές τιμές των συντελεστών ανάκλασης Γ_S και Γ_L σε μία ορισμένη συχνότητα λειτουργίας.

- Ευστάθεια υπό όρους: Υφίσταται όταν $|Γ_{in}| < 1$ και $|Γ_{out}| < 1$ για ορισμένες τιμές των συντελεστών ανάκλασης $Γ_S$ και $Γ_L$ σε μία ορισμένη συχνότητα λειτουργίας.

Η εφαρμογή των παραπάνω απαιτήσεων για την άνευ όρων ευστάθεια στις εξισώσεις (2.23) και (2.24) δίνει τις ακόλουθες συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούν συντελεστές ανάκλασης $Γ_S$ και $Γ_L$:

$$|Γ_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}Γ_L}{1 - S_{22}Γ_L} \right| < 1 \quad (2.25)$$

$$|Γ_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}Γ_S}{1 - S_{11}Γ_S} \right| < 1 \quad (2.26)$$

Αν ένας ενισχυτής είναι μονοδρομικός ($S_{12} = 0$), οι παραπάνω συνθήκες περιορίζονται στις απλές και επαρκείς συνθήκες $|S_{11}| < 1$ και $|S_{22}| < 1$ για άνευ όρων ευστάθεια. Διαφορετικά, οι ανισότητες του (2.25) και (2.26) ορίζουν ένα εύρος τιμών για τα $Γ_S$ και $Γ_L$ όπου ο ενισχυτής θα είναι ευσταθής. Η εύρεση αυτού του εύρους για τα $Γ_S$ και $Γ_L$, μπορεί να βρεθεί εύκολα με τη χρήση του διαγράμματος Smith και σχεδιάζοντας τους κύκλους ευστάθειας εισόδου και εξόδου. Οι κύκλοι ευστάθειας ορίζονται ως οι γεωμετρικοί τόποι στο επίπεδο $Γ_L$ (ή $Γ_S$) για τους οποίους $|Γ_{in}| = 1$ (ή $|Γ_{out}| = 1$). Στη συνέχεια οι κύκλοι ευστάθειας ορίζουν τα όρια μεταξύ ευσταθών και δυνητικά ασταθών περιοχών των $Γ_S$ και $Γ_L$. Μπορούμε να αντλήσουμε την εξίσωση για τον κύκλο σταθερότητας εξόδου ως εξής:

$$|Γ_{in}| = 1 \Leftrightarrow \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}Γ_L}{1 - S_{22}Γ_L} \right| = 1 \Leftrightarrow |S_{11}(1 - S_{22}Γ_L) + S_{12}S_{21}Γ_L| = |1 - S_{22}Γ_L| \quad (2.27)$$

Ορίζουμε $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$, οπότε αντικαθιστώντας στην (2.27) έχουμε

$$|S_{11} - \Delta Γ_L| = |1 - S_{22}Γ_L| \quad (2.28)$$

Από την εξίσωση (2.28), έπειτα από μια σειρά από πράξεις [6], μπορούμε να εξάγουμε το γεωμετρικό τόπο του συντελεστή ανάκλασης Γ_L . Πιο συγκεκριμένα καταλήγουμε στην παρακάτω εξίσωση.

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.29)$$

Η παραπάνω εξίσωση η οποία έχει τη μορφή $|Γ - C| = R$ αναπαριστά γεωμετρικό τόπο κύκλο με κέντρο C (μιγαδικός αριθμός) και ακτίνα R (πραγματικός αριθμός). Επομένως ορίζουμε τον κύκλο ευστάθειας εξόδου με κέντρο C_L και ακτίνα R_L , όπου

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.30)$$

και

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.31)$$

Όμοια μπορούν να εξαχθούν τα αποτελέσματα για τους κύκλους ευστάθειας εισόδου με κέντρο C_S και ακτίνα R_S .

$$C_L = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.32)$$

και

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.33)$$

2.2.2 Έλεγχος ευστάθειας άνευ όρων

Οι κύκλοι ευστάθειας που συζητήθηκαν παραπάνω, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον προσδιορισμό των περιοχών για τα Γ_S και Γ_L όπου ο ενισχυτής θα είναι υπό όρους ευσταθής, όμως μπορούν να χρησιμοποιηθούν απλούστεροι έλεγχοι για τον προσδιορισμό της άνευ όρων ευστάθειας. Ένας από αυτούς, είναι ο έλεγχος Κ-Δ [6], όπου μπορεί να

αποδειχθεί ότι μια συσκευή θα είναι άνευ όρων ευσταθής εάν η συνθήκη του Rollet, όπως ονομάζεται, που ορίζεται ως

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.34)$$

όπως επίσης και η συνθήκη

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.35)$$

ικανοποιούνται ταυτόχρονα. Αυτές οι δύο συνθήκες είναι ικανές και αναγκαίες για την άνευ όρων ευστάθεια και μπορούν εύκολα να εκτιμηθούν. Αν οι παράμετροι σκέδασης της συσκευής δεν ικανοποιούν την δοκιμή K-Δ, η συσκευή δεν είναι άνευ όρων ευσταθής και πρέπει να χρησιμοποιηθούν κύκλοι ευστάθειας για να διαπιστωθεί εάν υπάρχουν τιμές Γ_S και Γ_L για τις οποίες η συσκευή θα είναι ευσταθής υπό όρους.

2.3 Θόρυβος

Σε έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) ο θόρυβος είναι ίσως ο σημαντικότερος παράγοντας που μπορεί να επηρεάσει την απόδοσή του. Γενικά ο θόρυβος θέτει ένα όριο στο μικρότερο σήμα που μπορεί ένας δέκτης να επεξεργαστεί και αντιμετωπίζεται ως τυχαία στατική διαδικασία που προέρχεται από μεταβολές τάσης ή ρεύματος που ποικίλλουν χρονικά και τα στατιστικά τους χαρακτηριστικά δεν αλλάζουν με τον χρόνο. Ο θόρυβος μπορεί να προκληθεί από παθητικά και ενεργά στοιχεία εντός του ηλεκτρονικού κυκλώματος ή μπορεί να ληφθεί ακόμα και μαζί με το σήμα. Ένας σχεδιαστής πρέπει να μπορεί να προβλέψει την συμβολή του θορύβου και να ελαχιστοποιήσει την υποβάθμιση του λόγου σήματος προς θόρυβο καθώς το σήμα επεξεργάζεται από το ηλεκτρονικό κύκλωμα.

Εκτός από τον θόρυβο που δημιουργείται από ενεργές και παθητικές συσκευές στο εσωτερικό του κυκλώματος ένας άλλος σημαντικός τύπος θορύβου είναι ο θερμικός ο οποίος δημιουργείται από την τυχαία κίνηση των φορτίων σε εξαρτήματα με απώλειες όπως αντιστάσεις, πηνία, γραμμές μεταφοράς και πυκνωτές. Οι ενεργές συσκευές που συμβάλουν στον θόρυβο είναι τρανζίστορ και δίοδοι. Έπειτα έχουμε τους εξωτερικούς παράγοντες όπως ατμοσφαιρική εξασθένηση, Γη, διαστρικό φόντο (interstellar background) και ακτινοβολία όπου όλα αυτά περιλαμβάνουν τυχαία κίνηση θερμικών διεγερμένων φορτίων.

Οι σημαντικότερες κατηγορίες θορύβου είναι θόρυβος πυροβολισμού (shot) που προκαλείται από τυχαία κίνηση φορτισμένων φορέων που διασχίζουν πιθανά εμπόδια σε ρη διασυνδέσεις και διπολικά τρανζίστορ, θόρυβος διάχυσης που παρατηρείται στα HEMT τρανζίστορ, θόρυβος τρεμόπαιγμα (flicker) όπου τον παρατηρούμε στα περισσότερα ενεργά και παθητικά στοιχεία αλλά η φυσική του προέλευση δεν μας είναι ακόμα ξεκάθαρα κατανοητή και ανασυνδυασμός παραγωγής (G-R noise) που συναντάται σε πρώιμες διόδους και τρανζίστορ, όμως κυμαίνεται κυρίως κάτω από το ένα 1GHz και ως εκ τούτου δεν θα μας απασχολήσει δεδομένου ότι θα δουλέψουμε στην περιοχή μικροκυμάτων.

Αν και η προέλευση αυτών των θορύβων διαφέρει από τον θερμικό σε γενικές γραμμές και για την ευκολία του σχεδιαστή αντιμετωπίζονται σαν θερμικοί θόρυβοι και αποτελούν το πρότυπο. Ο θερμικός θόρυβος μπορεί να προβλέπεται με ακρίβεια από θεμελιώδη φυσική και συνδέεται άμεσα με την έννοια του θορύβου θερμοκρασίας που αποτελεί τον ακρογωνιαίο λίθο όλων των μετρήσεων θορύβου στη σχεδίαση οπτοηλεκτρονικών κυκλωμάτων.

2.3.1 Θόρυβος σε Δίθυρα και Πολύ-θυρα και οι φορμαλισμοί

Ένας απλός και λογικός κανόνας είναι ότι όσο πιο μεγάλο το κύκλωμα τόσο μεγαλύτερος θα είναι και ο αριθμός πηγών θορύβου που δημιουργούνται, είτε από ενεργές, είτε από παθητικές συσκευές. Για τη διευκόλυνση του σχεδιαστή και τους σκοπούς ανάλυσης του θορύβου του κυκλώματος μπορούμε τέτοιου είδους πηγές να τις

θεωρούμε λευκό θόρυβο σε ένα στενό εύρος συχνοτήτων Δf αλλά σε γενικές γραμμές θα συσχετίζονται εν μέρει μεταξύ τους.

Μια πηγή θορύβου που σχετίζεται με κάθε θύρα είναι αρκετή για να μπορέσουμε να καταγράψουμε πλήρως την συμπεριφορά όλων των εσωτερικών πηγών θορύβου. Γενικά, θόρυβος προέρχεται από πηγές τάσης, πηγές ρεύματος που εξέρχονται από την θύρα ή και κύμα θορύβου που προέρχεται από την αρχική πόρτα. Για να μοντελοποιήσουμε την συμπεριφορά του θορύβου χρησιμοποιούμε ένα διάνυσμα στήλης πηγής θορύβου n -διαστάσεων που αντιπροσωπεύει τις εσωτερικές πηγές θορύβου, έναν τετράγωνο πίνακα συσχέτισης $n \times n$ των πηγών θορύβου και μια μήτρα μικρού σήματος $n \times n$ της πολλαπλής θύρας χωρίς θόρυβο.

Όπως και στην ανάλυση γραμμικού σήματος των θορυβώδων δικτύων μια n θύρα μπορεί να περιγραφεί χρησιμοποιώντας πίνακες συσχέτισης, σύνθετης αντίστασης που απορρίπτουμε τον θόρυβο και φορμαλισμό σύνθετης αντίστασης που τον συμπεριλαμβάνουμε και τέλος φορμαλισμό κυμάτων θορύβου.

Σε φορμαλισμό σύνθετης αντίστασης η τάση σε κάθε θύρα περιγράφεται ως συνάρτηση των ρευμάτων σήματος που εισέρχονται σε κάθε θύρα και των πηγών τάσης θορύβου που συνδέονται σε σειρά με κάθε θύρα, όπου $[Z]$ είναι ο πίνακας αγωγιμότητας και ορίζεται ως [2]:

(2.36)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & \cdots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{n1} \\ \vdots \\ v_{nn} \end{bmatrix}$$

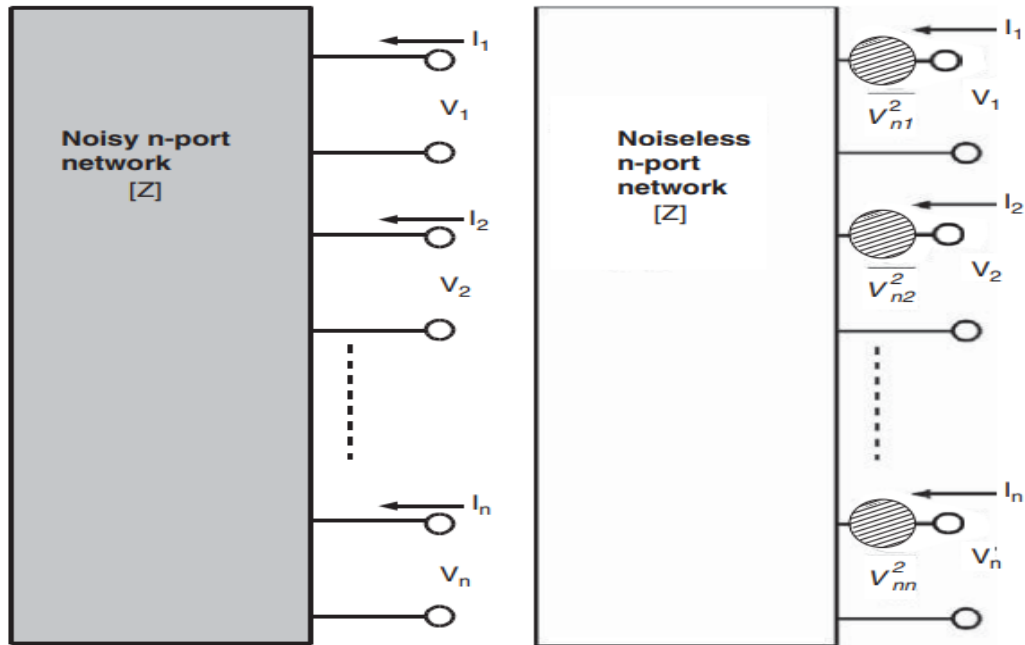
Για τις πηγές τάσης οι οποίες προσφέρουν θόρυβο, θα χαρακτηρίζονται από την μήτρα συσχέτισης σύνθετης αντίστασης θορύβου, η οποία ορίζεται ως:

(2.37)

$$[C_z] = \begin{bmatrix} \langle v_{n1} | v_{n1}^* \rangle & \cdots & \langle v_{n1} | v_{nn}^* \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle v_{nn} | v_{n1}^* \rangle & \cdots & \langle v_{nn} | v_{nn}^* \rangle \end{bmatrix}$$

Σε ένα παθητικό δίκτυο που αποτελείται από πολλαπλές θύρες σε μια θερμοκρασία T , ο πίνακας συσχέτισης σύνθετης αντίστασης προέρχεται από το πραγματικό μέρος του πίνακα εμπέδησης $[Z]$, δηλώνοντας ότι δεν είναι απαραίτητες οι μετρήσεις θορύβου.

$$[C_z] = 4kT\Delta f \text{Re}\{[Z]\} \quad (2.38)$$



Σχήμα 2.5. Αναπαράσταση του πίνακα Z , από θορυβώδες πολύπορτο. (βλ.[2]).

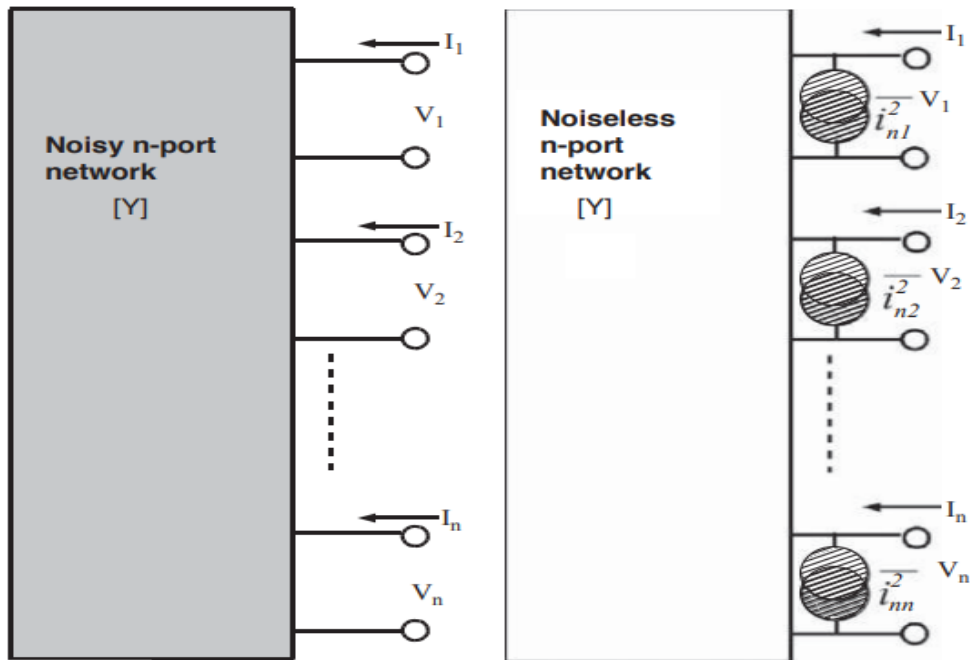
Παρομοίως στον φορμαλισμό αποδοχής θορύβου το ρεύμα που εισέρχεται σε κάθε θύρα μπορεί να περιγραφεί ως συνάρτηση των τάσεων σε κάθε θύρα και του θορύβου όλων των πηγών ρεύματος που συνδέονται παράλληλα με κάθε θύρα.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & \cdots & Y_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & \cdots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{n1} \\ \vdots \\ i_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Ο θόρυβος από τις πηγές ρεύματος χαρακτηρίζεται από τον παρακάτω πίνακα:

$$[C_z] = \begin{bmatrix} \langle i_{n1}|v_{*n1} \rangle & \cdots & \langle i_{n1}|i_{*nn} \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle i_{nn}|v_{*n1} \rangle & \cdots & \langle i_{nn}|i_{*nn} \rangle \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Από τον παραπάνω πίνακα εμπέδησης $[Y]$, για ένα παθητικό σύστημα n θυρών σε μια θερμοκρασία T , ο πίνακας συσχέτισης αποδοχής θορύβου μπορεί να γραφτεί ως:



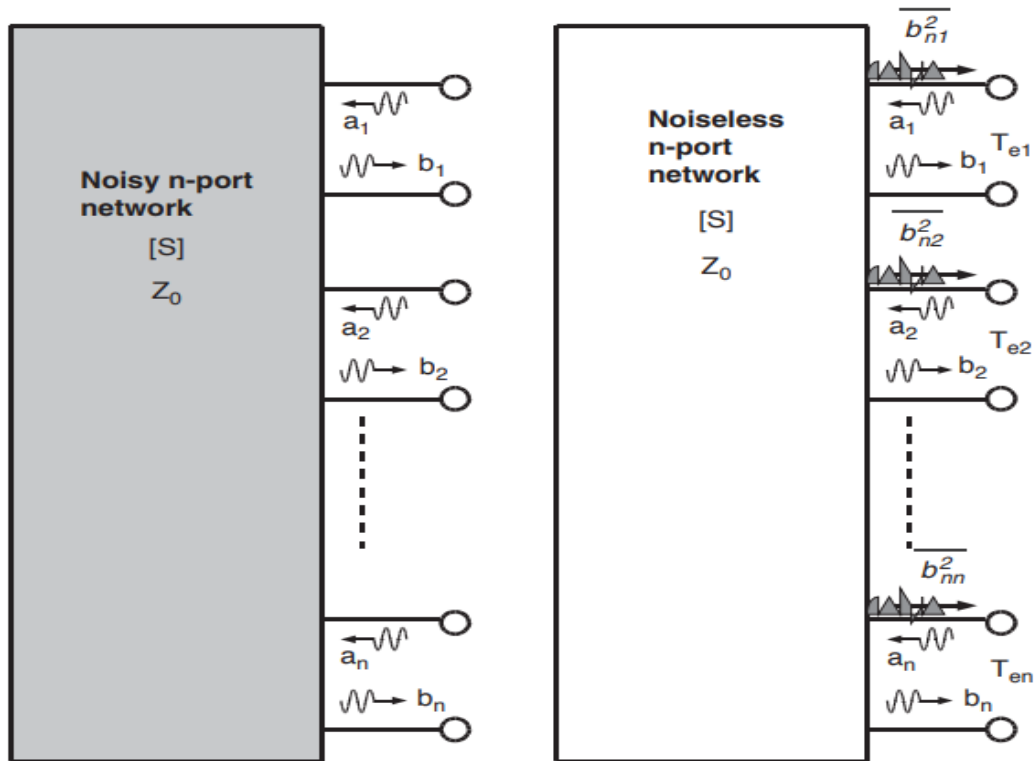
Σχήμα 2.6. Αναπαράσταση του πίνακα Y , από θορυβώδες πολύπορτο(βλ [2]).

$$[C_z] = 4kT\Delta f Re\{[Y]\} \quad (2.41)$$

Τέλος ο φορμαλισμός κύματος θορύβου, που είναι και αυτός ο οποίος χρησιμοποιείται περισσότερο για την σχεδίαση των LNA, αξιοποιεί το κύμα ισχύος b_i το οποίο προέρχεται από την i θύρα και περιγράφεται ως συνάρτηση των κυμάτων ισχύος που προσπίπτουν στις θύρες καθώς και τα κύματα θορύβου b_{ni} , τα οποία με την σειρά τους προέρχονται από τις αντίστοιχες θύρες. Για να το περιγράψουμε χρησιμοποιούμε τον εξής πίνακα:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{n1} \\ \vdots \\ b_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Όπου $[S]$ είναι οι πίνακες των παραμέτρων-S, ενός πολύ-θυρου χωρίς θόρυβο. Με παρόμοιο τρόπο από τους προηγούμενους φορμαλισμούς τα κύματα θορύβου χαρακτηρίζονται με τον παρακάτω πίνακα:



Σχήμα 2.7. Αναπαράσταση του πίνακα S, από θορυβώδες πολύπορτο(βλ [2]).

$$[C_z] = \begin{bmatrix} \langle b_{n1} | b_{n1}^* \rangle & \cdots & \langle b_{n1} | b_{nn}^* \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle b_{nn} | b_{n1}^* \rangle & \cdots & \langle b_{nn} | b_{nn}^* \rangle \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

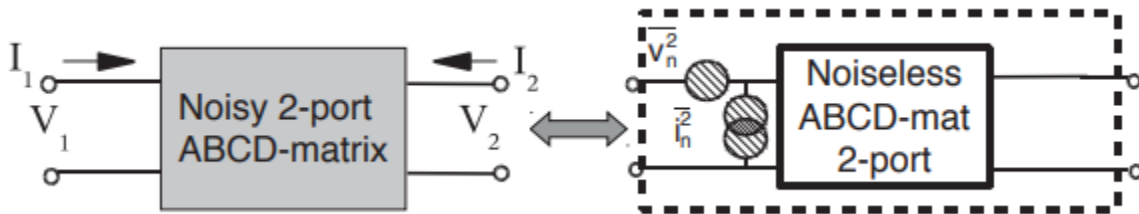
Για ένα παθητικό πολύ-θύρο σε μια θερμοκρασία T , ο πίνακας του κύματος θορύβου μπορεί να ληφθεί απευθείας από τον πίνακα σκέδασης, χρησιμοποιώντας το θεώρημα του Bosma:

$$[C_S] = kT\Delta f([U] - [S][S]^+) \quad (2.44)$$

Στην ανάλυση θορύβου των κυκλωμάτων που αποτελούνται από δίκτυα δύο θυρών, είναι δυνατό να επεκτείνουμε την αναπαράσταση της μήτρας θορύβου ώστε να συμπεριλάβουμε και τους πίνακες H-, G- και ABCD-. Για την επέκταση των πινάκων ABCD- ισχύει:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_n \\ i_n \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Η επέκταση αυτή είναι βοηθητική σε υπολογισμούς σταδίων cascade ενισχυτών και η μοναδικότητά της έγκειται στο ότι και οι δύο πηγές θορύβου τοποθετούνται στην είσοδο των δύο θυρών.



Σχήμα 2.8. Αναπαράσταση του πίνακα ABCD, από θορυβώδες δίπορτο(βλ. [2]).

Το παραπάνω, μας επιτρέπει να βελτιστοποιήσουμε την απόδοση θορύβου χωρίς την γνώση παραμέτρων δικτύου δύο θυρών. Έτσι προκύπτει αυτή την διαμόρφωση για τον ορισμό παραμέτρων θορύβου (IEEE), μερικοί από τους οποίους είναι: ο ελάχιστος συντελεστής θορύβου F_{min} , ο θόρυβος αντίστασης R_n και ο βέλτιστος συντελεστής ανάκλασης πηγής Γ_{opt} για ένα δίθυρο. Πρίν από την εκτέλεση της ανάλυσης κυκλώματος καλό θα ήταν να υπολογιστούν οι πίνακες συσχέτισης όλων των στοιχείων που απαρτίζουν το δίκτυο.

2.3.2 Διάγραμμα Θορύβου (noise figure N_f) ενός Δίθυρου

Το Διάγραμμα Θορύβου ενός δίθυρου είναι η αναλογία διαθέσιμου λόγου σήματος προς θόρυβο στους ακροδέκτες της γεννήτριας σήματος προς τον διαθέσιμο λόγο σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του ενισχυτή [2].

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{\frac{P_i}{N_i}}{\frac{GP_i}{N_a + GN_i}}, \quad (2.46)$$

$$NF = 10 \log_{10} F$$

Στην παραπάνω, G είναι το κέρδος ισχύος του δίθυρου, N_i είναι το κύμα θορύβου στην είσοδο, P_i είναι η ισχύς σήματος εισόδου και N_a το επιπρόσθετο κύμα θορύβου από το δίθυρο.

Ο Friis [2] πρότεινε να οριστεί το Διάγραμμα Θορύβου σε μια θερμοκρασία αναφοράς στους 290K ενώ ακόμα και σήμερα υπάρχει συζήτηση αν πρέπει να ορίζεται σε φυσική θερμοκρασία 290K ή σε θερμοκρασία θορύβου του τερματισμού εισόδου. Γενικά, αυτές οι δύο θερμοκρασίες στο μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων που σχετίζεται με την οπτοηλεκτρονική είναι πρακτικά ίδιες. Ανεξάρτητα από τη θερμοκρασία αναφοράς πρέπει να σημειωθεί ότι το NF ενός δίθυρου δεν αποτελεί απόλυτη μέτρηση της απόδοσης θορύβου και επομένως το N_i πρέπει να καθορίζεται από ένα σταθερό πρότυπο. Το πρότυπο που επιλέχθηκε είναι:

$$N_i = kT_0 \Delta f \quad (2.47)$$

Αυτό μας επιτρέπει να παρέχουμε έναν τύπο για την μέτρηση του θορύβου ενός δίθυρου ως συνάρτηση των πινάκων συσχέτισης θορύβου και σκέδασης.

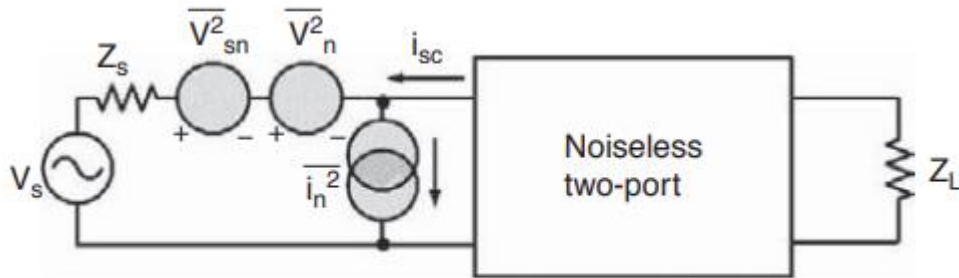
$$M = \frac{-[a][c_s][a]^+}{kT_0[a]([U]-[S][S]^+)[a]^+} \quad (2.48)$$

$$\text{με } [a] = [\Gamma_s, \frac{1-\Gamma_s S_{11}}{S_{21}}].$$

Για τον σχεδιασμό ενισχυτών χαμηλού θορύβου συνηθίζεται να αναπαριστούμε ένα θορυβώδες δίθυρο με δύο ισοδύναμες πηγές θορύβου στην είσοδό του, μια πηγή τάσης και μια πηγή ρεύματος θορύβου. Οι δύο πηγές αυτές που βασίζονται στις εσωτερικές πηγές θορύβου συσχετίζονται στατιστικά και ο συντελεστής συσχέτισής τους είναι:

$$c = \frac{\langle i_n | v_n^* \rangle}{\sqrt{i_n^2 v_n^2}} \quad (2.49)$$

Επομένως για να μπορέσουμε να περιγράψουμε πλήρως τον θόρυβο ενός γραμμικού διθύρου για μια συγκεκριμένη συχνότητα χρειαζόμαστε τέσσερις αριθμούς $v_n, i_n, c = \text{Re}\{c\} + j\text{Im}\{c\}$. Χρησιμοποιώντας το Σχήμα ...έχουμε πηγή σήματος με αντίσταση:



Σχήμα 2.9. Βασική αναπαράστη IEEE ενός θορυβώδους δίπορου.(βλ [2]).

$$Z_S = R_S + jX_S \quad (2.50)$$

και ο θερμικός θόρυβος μπορεί να εκφραστεί ως πηγή θορύβου τάσης και σήματος

$$v_{sn}^2 = 4kT\Delta f R_S \quad (2.51)$$

Υπολογίζοντας την ισχύ του θορύβου στο φορτίο Z_L μόνο από το v_{sn} και την ισχύ θορύβου στο φορτίο που οφείλεται και σε εξωτερικές v_{sn} αλλά και σε εσωτερικές (v_n, i_n) πηγές θορύβου και διαιρώντας τις, λαμβάνουμε έναν τύπο για την υποβάθμιση του λόγου σήματος προς θόρυβο και επομένως για το NF. Ωστόσο, η παραγωγή μπορεί να

απλοποιηθεί περαιτέρω παρατηρώντας ότι χρειάζεται μόνο να υπολογίσουμε τα ρεύματα θορύβου βραχυκυκλώματος στην είσοδο των αθόρυβων δύο θυρών, καθώς η τελευταία δεν θα τροποποιήσει την αναλογία σήματος προς θόρυβο. Το συνολικό ρεύμα θορύβου βραχυκυκλώματος εισόδου λαμβάνεται με υπέρθεση ως:

$$i_{sctot} = \frac{-v_{sn}-v_n}{Z_S} - i_n, \quad i_{scs} = \frac{-v_{sn}}{Z_S}, \quad (2.52)$$

το οποίο μας δίνει τις ακόλουθες σχέσεις για τις ισχύς θορύβου στην είσοδο του αθόρυβου δίθυρου[2]:

$$i_{sctot}^2 = \left\langle \frac{v_{sn}+v_n}{Z_S} + i_n \middle| \frac{v_{sn}^*+v_n^*}{Z_S^*} + i_n^* \right\rangle = \frac{v_{sn}^2+v_n^2}{Z_S^2} + i_n^2 \quad \text{και} \quad i_{scs}^2 = \frac{v_{ns}^2}{|Z_S|^2}, \quad (2.53)$$

Τέλος ο παράγοντας θορύβου γίνεται

$$F = \frac{i_{sctot}^2}{i_{scs}^2} = 1 + \frac{v_n^2}{4kT\Delta f R_S} + \frac{(R_S^2+X_S^2)i_n^2}{4kT\Delta f R_S} \quad (2.54)$$

Αυτός ο τύπος υποδεικνύει ότι ο παράγοντας θορύβου είναι συνάρτηση των πηγών θορύβου του δίθυρου και της σύνθετης αντίστασης της πηγής σήματος.

2.3.3 Παράμετροι θορύβου (IEEE) ενός δίπορου

Από την παραπάνω εξίσωση μπορούμε να πάρουμε την έκφραση του συντελεστή ελάχιστου θορύβου (FMIN) παραγωγίζοντας μερικώς τον παράγοντα θορύβου ως προς το R_S και X_S αντίστοιχα και εξισώνοντας το αποτέλεσμα με το μηδέν[2].

$$\frac{\partial F(R_S, X_S)}{\partial R_S} = 0, \quad \frac{\partial F(R_S, X_S)}{\partial X_S} = 0 \quad (2.55)$$

Η αντίσταση πηγής σήματος για την οποία λαμβάνουμε τον ελάχιστο παράγοντα θορύβου είναι

$$R_{SOPT} = \sqrt{\frac{\langle v_n^2 \rangle}{\langle i_n^2 \rangle}} \text{ και } X_{SOPT} = 0 \quad (2.56)$$

Λαμβάνοντας έτσι

$$\begin{aligned} F_{MIN} &= F(R_S = R_{SOPT}, X_S = X_{SOPT}) : \\ &= 1 + \frac{\sqrt{v_n^2 i_n^2}}{2kT\Delta f} \end{aligned} \quad (2.57)$$

Αν φανταστούμε το δίθυρο σαν θορυβώδη πηγή σήματος, τότε αν το τέρμα της εισόδου του δίθυρου είναι ίσο με την βέλτιστη αντίσταση θορύβου, η μέγιστη μεταφορά θορύβου από το δίθυρο στο τέλος εισόδου θα γίνεται χωρίς ανακλάσεις. Δηλαδή, έχουμε ελάχιστη μεταφορά θορύβου από το δίθυρο στο φορτίο, με αποτέλεσμα να προκύπτει λιγότερη υποβάθμιση του λόγου σήματος προς θόρυβο. Το F_{MIN} εξαρτάται αποκλειστικά από εσωτερικές πηγές θορύβου και καθόλου από εξωτερικούς παράγοντες, όπως και η σύνθετη αντίσταση της πηγής σήματος. Το μεγαλύτερο πρόβλημα που υπάρχει και ο σχεδιαστής καλείται να ισορροπήσει είναι ότι η βέλτιστη σύνθετη αντίσταση θορύβου και η αντίσταση εισόδου διαφέρουν αφού στην πρώτη υπάρχει και μιγαδικό μέρος.

Όπως είχαμε αναφέρει και νωρίτερα υπάρχουν δύο φορμαλισμοί ο noise admittance και impedance formalism που η βασική διαφορά τους είναι ότι χρησιμοποιούν διαφορετικούς πίνακες, εμπέδησης και αγωγιμότητας αντίστοιχα.

Στην πρώτη περίπτωση περιγράφουμε την συσχέτιση με αναφορά στον θόρυβο πηγής τάσης και στην δεύτερη σε πηγή ρεύματος παίρνοντας αντίστοιχα

$$\begin{aligned} Y_{cor} &\stackrel{\text{def}}{=} \frac{i_n v_n^x}{v_n^2} = G_{cor} + jB_{cor}, \\ Z'_{cor} &\stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_n i_n^x}{i_n^2} = R'_{cor} + jX'_{cor} \end{aligned} \quad (2.58)$$

Για να μπορέσουμε να χαρακτηρίσουμε πλήρως τον θόρυβο όπως έχουμε πεί παραπάνω χρειαζόμαστε τέσσερις αριθμούς που ονομάζονται IEEE παράμετροι θορύβου. Αυτές είναι οι: F_{MIN} , R_n και $Y_{SOPT} = G_{SPOT} + jB_{SOPT}$, για την περίπτωση του φορμαλισμού εμπέδησης θορύβου και F_{MIN} , G'_n και $Z_{SOPT} = 1/Y_{SOPT}$, για την περίπτωση του φορμαλισμού αγωγιμότητας θορύβου. Για να μπορέσουμε να καταλήξουμε στον τελικό τύπο του παράγοντα θορύβου θα χρησιμοποιήσουμε τις εξής εκφράσεις :

$$R_n \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_n^2}{4kT\Delta f}, \quad G_n \stackrel{\text{def}}{=} \frac{i_u^2}{4kT\Delta f} \quad (2.59)$$

$$i_{sctot} = i_{sn} + i_n + Y_S v_n = i_{sn} + i_u + (Y_{cor} + Y_S) v_n \quad \text{και} \quad i_{scs} = i_{sn} \quad (2.60)$$

$$F = \frac{i_{sctot}^2}{i_{scs}^2} = 1 + \frac{i_u^2}{i_{sn}^2} + \frac{v_n^2 |Y_{cor} + Y_S|^2}{i_{sn}^2} \quad (2.61)$$

Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω εκφράσεις της αντίστασης θορύβου, αγωγιμότητας θορύβου και συσχέτιση αγωγιμότητας θορύβου του δίθυρου καταλήγουμε στον εξής παράγοντα θορύβου

$$F = 1 + \frac{R_n}{G_S} |Y_{cor} + Y_S|^2 + \frac{G_u}{G_S} \quad (2.62)$$

Παραγωγίζοντας παίρνουμε το F_{MIN}

$$F_{MIN} = 1 + 2R_n(G_{cor} + G_{SPOT}) \quad \text{με} \quad G_{SOPT} = \sqrt{G_{cor}^2 + \frac{G_u}{R_n}}, \quad B_{SOPT} = -B_{cor}, \quad (2.63)$$

για την βέλτιστη εμπέδηση θορύβου. Τέλος, μπορούμε να ξαναγράψουμε τις εξισώσεις (2.61)(2.62)

$$F = F_{MIN} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S + Y_{SOPT}|^2 \quad (2.65)$$

για να δώσουμε μια μεγαλύτερη έμφαση στην σημαντικότητα της αντίστασης θορύβου R_n ως δείκτης ευαισθησίας του NF στην αστοχία αγωγιμότητας θορύβου. Ένα μεγάλο R_n σημαίνει ότι το NF θα είναι αρκετά ευαίσθητο στις διακυμάνσεις της αγωγιμότητας (Impedance) της πηγής και της ολόκληρης διαδικασίας.

Με παρόμοια διαδικασία μπορούμε να εξάγουμε να αντίστοιχα αποτελέσματα για τον φορμαλισμό αγωγιμότητας θορύβου (Impedance) χρησιμοποιώντας τις παρακάτω εκφράσεις:

$$R'_u \stackrel{\text{def}}{=} \frac{v_u^2}{4kT\Delta f}, G'_n \stackrel{\text{def}}{=} \frac{i_n^2}{4kT\Delta f}, Z_S = R_S + jX_S \quad (2.66)$$

Έτσι παίρνουμε τον παράγοντα θορύβου:

$$F = 1 + \frac{i_n^2}{v_{sn}^2} |Z'_{cor} + Z'_S|^2 + \frac{v_u^2}{v_{sn}^2}, \quad (2.67)$$

που μπορεί να γραφτεί με την βοήθεια της προηγούμενης έκφρασης ως:

$$F = 1 + \frac{G'_n}{R_S} |Z'_{cor} + Z_S|^2 + \frac{R'_u}{R_S} \quad (2.68)$$

Παραγωγίζοντας ως προς R_S και X_S μπορούμε να λάβουμε το F_{min} :

$$F_{MIN} = 1 + 2G'_n(R_{cor} + R_{SOPT}) \text{ με } R_{SOPT} = \sqrt{R_{cor}^2 + \frac{R_u}{G'_n}}, X_{SOPT} = -X'_{cor} \quad (2.69)$$

Όπως και προηγουμένως συνδυάζουμε τις $||$ για να λάβουμε:

$$F = F_{MIN} + \frac{G'_n}{R_S} |Z_S - Z_{SOPT}|^2, \quad (2.70)$$

με την διαφορά ότι τον ρόλο της αντίστασης θορύβου την έχει το G'_n . Εκφράσεις που μετατρέπουν τις παραμέτρους θορύβου IEEE από εμπέδηση σε αγωγιμότητα και αντίστροφα, προκύπτουν με βάση την απαίτηση ότι, για οποιαδήποτε δίθυρο, οι δύο

φορμαλισμοί πρέπει να έχουν ως αποτέλεσμα τον ίδιο ελάχιστο συντελεστή θορύβου και την ίδια εμπέδηση/αγωγιμότητα θορύβου. Έτσι λαμβάνουμε τις εξής εξισώσεις:

$$Y_{SOPT} = \frac{1}{Z_{SOPT}}, Y_{cor}^x = \frac{Z_{cor}'}{|Z_{SOPT}|^2} \quad (2.71)$$

$$R_n = G_n' |Z_{SOPT}|^2, G_u = \frac{R_u'}{|Z_{SOPT}|^2} \quad (2.72)$$

2.3.4 Παράγοντας θορύβου (NF) ενός παθητικού δίθυρου

Για να προκύψει το αντίστοιχος θερμοκρασιακός θόρυβος εισόδου ενός παθητικού δίθυρου, πρέπει να εισάγουμε τον πίνακα συσχέτισης κυματικού θορύβου στον ισοδύναμο θερμοκρασιακό θόρυβο εισόδου χρησιμοποιώντας τις σχέσεις[2]:

$$[C_S] = kT\Delta f([U] - [S][S]^+) \quad (2.73)$$

$$T_e = \frac{[a][C_S][a]^+}{k(1-|\Gamma_S|^2)} \quad (2.74)$$

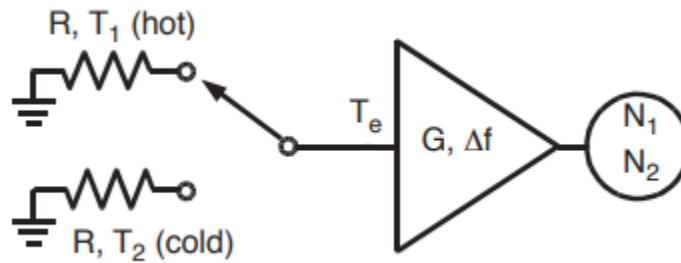
Με βάση αυτό μπορούμε να λάβουμε

$$T_e = \frac{T[a]([U]-[S][S]^+)[a]^+}{(1-|\Gamma_S|^2)} \quad (2.75)$$

Μπορεί να αποδειχθεί ότι $NF_{MIN}, T_{MIN}, R_n \times G_{SOPT}, R_n \times G_{cor}, R_n \times G_u, G_n' \times R_{SOPT}, G_n' \times R_{cor}', G_n' \times R_u'$ είναι αμετάβλητα όταν συνδέουμε δίθυρα χωρίς απώλειες στην είσοδο και στην έξοδο θορυβωδών δίθυρων. Αυτό εξηγεί τον λόγο που επιλέγουμε να χρησιμοποιούμε αντιδραστικά δίκτυα όταν προσπαθούμε να συντονίσουμε έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA).

2.3.5 Μέτρηση θορύβου θερμοκρασίας σε ένα δίθυρο

Η πιο απλή μέθοδος για να μετρήσουμε τον θόρυβο θερμοκρασίας είναι να συνδέσουμε την είσοδο του δίθυρου με μια πηγή θορύβου και να μετρήσουμε την ισχύ του θορύβου στην έξοδο του δίθυρου. Δεδομένου ότι η ισχύς θορύβου εξόδου περιλαμβάνει επίσης τη συμβολή της ίδιας της πηγής θορύβου, αναπτύχθηκε μια τεχνική αναλογίας, γνωστή ως μέθοδος Υ. Όπως φαίνεται στο Σχήμα(2.10) το κύκλωμα πρώτα συνδέεται σε ένα φορτίο R_1 θερμοκρασίας T_1 και έπειτα σε ένα φορτίο R_2 θερμοκρασίας T_2 , με αποτέλεσμα η ισχύς του θορύβου εξόδου δίνεται ως:



Σχήμα 2.10. Σχηματική αναπαράσταση της προαναφερθείσας τεχνικής. (βλ [2]).

$$N_1 = GkT_1\Delta f + GkT_e\Delta f, \quad N_2 = GkT_2\Delta f + GkT_e\Delta f, \quad (2.76)$$

όπου το G είναι το κέρδος και το T_e είναι η θερμοκρασία θορύβου (άγνωστα). Μπορούμε να λάβουμε την θερμοκρασία θορύβου ως εξής:

$$Y = \frac{N_1}{N_2} = \frac{T_1 + T_e}{T_2 + T_e}, \quad T_e = \frac{T_1 - YT_2}{Y - 1} \quad (2.77)$$

Και αν θέλουμε και το κέρδος:

$$G = \frac{N_1 - N_2}{k\Delta f(T_1 - T_2)} \quad (2.78)$$

2.3.6 Μετρήσεις Παράμετρων Θορύβου ενός Δίθυρου

Η θερμοκρασία θορύβου που μετράται υπό συνθήκες αντιστοιχισμένης πηγής μας παρέχει μια μερική εικόνα της απόδοσης του θορύβου ενός δίθυρου. Όπως έχουμε αναφέρει χρειαζόμαστε τις τέσσερις παραμέτρους θορύβου (IEEE), τώρα όμως χρειαζόμαστε τέσσερις ή και περισσότερες, διαφορετικές αγωγιμότητες πηγής σήματος, για να μπορέσει να λυθεί το σύστημα εξισώσεων με τους τέσσερις αγνώστους [2] $F_{MIN}, R_n, G_{SOPT}, B_{SOPT}$.

$$F_k = F_{MIN} + \frac{R_n}{G_{Sk}} |Y_{Sk} - Y_{SOPT}|^2, k = 1 \dots 4 \quad (2.79)$$

Θεωρητικά με τέσσερις διαφορετικές σύνθετες αντιστάσεις θα μπορούσαμε να εξάγουμε τις τέσσερις παραμέτρους. Στην πράξη όμως, λόγω του σφάλματος μέτρησης και της δυσκολίας να επιλέξουμε κατάλληλο σύνολο σύνθετων αντιστάσεων από πριν το οποίο θα μας οδηγούσε σε ένα μοναδικό σύνολο παραμέτρων θορύβου επιλέγουμε δεκαέξι με τριάντα δύο καταστάσεις σύνθετης αντίστασης πηγής, σχηματίζοντας ένα πολύπλοκο σύστημα εξισώσεων, το οποίο μπορεί να λυθεί μόνο αριθμητικά. Η επιλογή του Y_{Sk} είναι κρίσιμη για την ακρίβεια της μέτρησης και η πρόκληση αυτή πηγάζει από το ότι οι παράμετροι θορύβου δεν μετρούνται άμεσα αλλά επεκτείνονται μέσα από το πολύπλοκο σύστημα εξισώσεων που δημιουργείτε. Λόγω των δυσκολιών έχουν αναπτυχθεί διάφορες μέθοδοι επαλήθευσης της ακρίβειας των μετρήσεων των παραμέτρων, αλλά δεν θα επεκταθούμε περαιτέρω. Ένας κοινός κανόνας αποτελεί η ικανοποίηση της παρακάτω σχέσης:

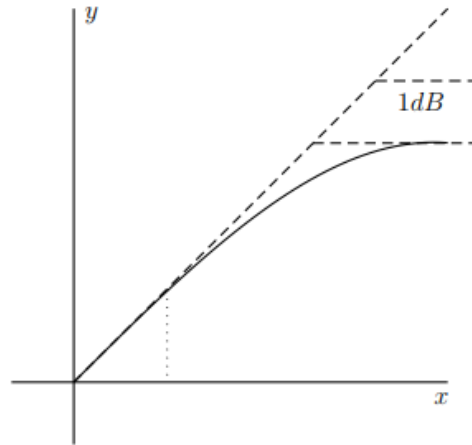
$$2 \geq \frac{4NT_0}{T_{MIN}} \geq 1, \quad \text{με } N = R_{SOPT}G'_n = R_nG_{SOPT} \quad (2.80)$$

2.4 Συμπύεση κέρδους

Στο σχήμα 2.11, απεικονίζεται η χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου ενός μη γραμμικού συστήματος, με τις τιμές και των δύο αξόνων να είναι σε dB, ενώ το κέρδος

μικρού σήματος λαμβάνεται με τη θεώρηση ότι οι υψηλής τάξης αρμονικές είναι αμελητέες.

Ως σημείο συμπίεσης 1-dB (1-dB Compression Point) ορίζεται η τιμή της ισχύος εξόδου P_{out} κατά την οποία το πλάτος μικρού σήματος G είναι μειωμένο κατά 1dB από τη μέγιστη τιμή του, κατά την είσοδο χαμηλών ισχύων εισόδου.



Σχήμα 2.11 Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου ενός μη γραμμικού συστήματος(βλ. [2]).

2.5 Μέτρηση φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης

Για τη μέτρηση της επίδρασης των παραγόμενων συνιστωσών από το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης, πραγματοποιείται η εύρεση [6]:

- Της παραμόρφωσης 3^{ης} τάξης, του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης $IM3$ (3-order Intermodulation distortion), η οποία προκύπτει ως ο λόγος της ισχύος εξόδου στη θεμελιώδη συχνότητα, προς την ισχύ εξόδου της παραγόμενης συχνότητας τρίτης τάξης $2\omega_1 \pm \omega_2$ και $2\omega_2 \pm \omega_1$.
- Του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης (3rd Order Intercept Point - IP3) . Το σημείο παρεμβολής αποκτάται γραφικά, από την γραφική παράσταση της ισχύος εξόδου σε σχέση με την ισχύ εισόδου σε λογαριθμικές κλίμακα. Σχηματίζουμε δύο καμπύλες. ένα για το γραμμικά ενισχυμένο σήμα της συχνότητας εισόδου και μία για ένα μη γραμμικό προϊόν. Σε λογαριθμική κλίμακα, η συνάρτηση x^n μεταφράζεται σε ευθεία γραμμή με κλίση n. Επομένως, το γραμμικά ενισχυμένο

σήμα θα παρουσιάσει κλίση 1. Η ισχύς εξόδου ενός μη γραμμικού προϊόντος τρίτης τάξης θα αυξάνεται αναλόγως κατά 3 dB όταν η ισχύς εισόδου αυξάνεται κατά 1 dB. Και οι δύο καμπύλες επεκτείνονται με ευθείες γραμμές κλίσης 1 και n (3 για την εύρεση του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης). Το σημείο στο οποίο τέμνονται οι καμπύλες είναι το σημείο παρεμβολής. Η τετμημένη του σημείου τομής καλείται σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εισόδου (3rd Order Input Intercept Point - IIP3) ενώ η τεταγμένη του σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εξόδου (3rd Order Output Intercept Point - OIP3). Η αλγεβρική εύρεση του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης θα φανεί στο Κεφάλαιο 5.

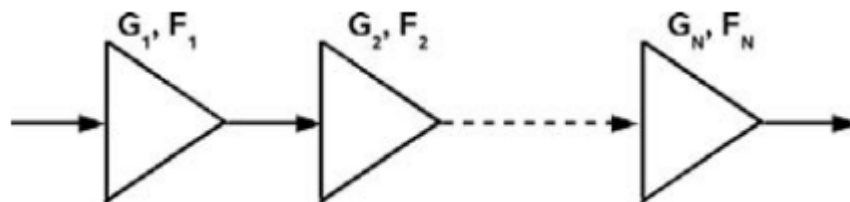
Κεφάλαιο 3

Θεωρία Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου

3.1 Παράγοντες Απόδοσης Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου

Στην παρούσα παράγραφο θα γίνει αναφορά στα βασικά σημεία της θεωρίας, τα οποία είναι απαραίτητα για την κατανόηση των αρχών λειτουργίας των ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Για την ορθή λειτουργία των συστημάτων επεξεργασίας απαραίτητη είναι η ύπαρξη μιας διεπαφής (γέφυρα), από τον ψηφιακό στον αναλογικό κόσμο. Συνεπώς στην αλυσίδα του δέκτη αμέσως μετά την κεραία συναντάμε συνήθως τους ενισχυτές χαμηλού θορύβου ή για συντομία LNA(Low Noise Amplifier). Όπως έχει αναφερθεί και στο Κεφάλαιο 1 η κύρια λειτουργία των LNA είναι να ενισχύουν το σήμα εισόδου σε ένα ικανοποιητικό επίπεδο, χωρίς να το παραμορφώνουν και χωρίς να προσθέτουν θόρυβο, με σκοπό η μονάδα επεξεργασίας που ακολουθεί τον LNA να λειτουργεί ορθά και αβίαστα.

Η ευαισθησία του ενισχυτή και κατ' επέκταση του δέκτη σήματος βασίζεται στο πρώτο στάδιο ενίσχυσης. Για να γίνει καλύτερα κατανοητή η κρισιμότητα του πρώτου σταδίου θα βασιστούμε στο νόμο του Friis και το Σχήμα(3.1).



Σχήμα 3.1. Θορυβώδη στάδια ενίσχυσης(βλ [2]).

Το κάθε ένα από τα στάδια του Σχήματος (3.1) αντιπροσωπεύει ένα στάδιο του ενισχυτή και μας βοηθάει στην κατανόηση της εξίσωσης[2]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{a_1}} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_{a_1} G_{a_2} \dots G_{a_{N-1}}}, \quad (3.1)$$

όπου το F είναι ο παράγοντας θορύβου όπως έχει προαναφερθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο, και G_i είναι το κέρδος του εκάστοτε σταδίου. Ξεκάθαρα προκύπτει ότι ο θόρυβος που προσφέρει το κάθε στάδιο διαιρείται με το συνολικό κέρδος όλων των προηγούμενων σταδίων, επιβαρύνοντας έτσι πολύ λιγότερο το συνολικό θόρυβο του ενισχυτή, με εξαίρεση τον θόρυβο του πρώτου σταδίου, ο οποίος δεν διαιρείται και επιβαρύνει τον ενισχυτή καθολικά. Με βάση αυτό αντιλαμβάνεται κανείς πως το πρώτο στάδιο πρέπει να σχεδιάζεται με επαρκές κέρδος σε συνδυασμό με τον λιγότερο δυνατό θόρυβο, για την καταστολή της συμβολής θορύβου των επόμενων σταδίων.

Το κέρδος και ο θόρυβος δεν είναι τα μοναδικά μεγέθη που πρέπει να ληφθούν υπόψη για την σχεδίαση του πρώτου σταδίου. Ένας σημαντικός παράγοντας είναι επίσης, η συχνότητα, για την οποία προορίζεται ο LNA, που επηρεάζει τη μέγιστη επιτεύξιμη επίδοση. Η μη-γραμμικότητα πρέπει να υπολογιστεί, και να πληροί τις προδιαγραφές για την ζητούμενη εφαρμογή. Ανάλογα με τα συστήματα εφαρμογής δίνεται μεγαλύτερη βαρύτητα σε κάποιους από αυτούς του παράγοντες, για παράδειγμα, σε ενσύρματες εφαρμογές απαιτείται μεγάλο εύρος ζώνης για καλή απόδοση του LNA αυξάνοντας έτσι την κατανάλωση ενέργειας. Η χαμηλή κατανάλωση είναι εξίσου σημαντικό χαρακτηριστικό σχεδιασμού για ασύρματες εφαρμογές. Η δικιά μας εφαρμογή ανήκει στην κατηγορία των ασύρματων εφαρμογών, στις οποίες απαιτείται σχετικά στενό εύρος ζώνης και κατ' επέκταση μικρή κατανάλωση ισχύος.

Ένας ακόμα παράγοντας που υπεισέρχεται στον σχεδιασμό, είναι το δυναμικό εύρος, το οποίο πρέπει να είναι υψηλό, ώστε ο δέκτης να μπορεί να επεξεργάζεται μεγάλα αλλά και μικρά επίπεδα σήματος εισόδου. Σε συστήματα στο μήκος ραδιοφωνικών κυμάτων, υπάρχουν τόνοι εκτός του εύρους ζώνης, η ανάμειξη των οποίων με το επιθυμητό σήμα οδηγεί σε ενδοδιαμόρφωση που βρίσκεται εντός ζώνης. Όλη η παραπάνω περιγραφή γίνεται έχοντας υποθέσει ένα πολύ γραμμικό LNA και η γραμμικότητα αυτή υπαγορεύεται με βάση του σημείου τομής τρίτης τάξης IP_3 . Αυτό το σημείο περιγράφεται από την ποσότητα αναφοράς εισόδου IIP_3 ή ποσότητα αναφοράς εξόδου OIP_3 , όπου τα δύο συσχετίζονται με το κέρδος ισχύος του LNA.

. Οι παραπάνω παράγοντες χρησιμοποιούνται για την περιγραφή της απόδοσης ενός LNA. Στη συνέχεια θα περιγράψουμε έναν αριθμό απόδοσης ο οποίος είναι ανεξάρτητος τοπολογίας και συχνότητας και κατ' επέκταση συγκεκριμένων εφαρμογών

$$FOM_{LNA} = \frac{GxIIP_3xf}{(F-1)xP} = \frac{T_0 GxIIP_3xf}{T_e P} = \frac{OIP_3xf}{(F-1)xP} = \frac{T_0 OIP_3xf}{T_e P} \quad (3.2)$$

Να σχολιαστεί ότι καμία από τις παραπάνω παραμέτρους δεν εκφράζεται σε dB, διότι η ποσότητα που αναγράφεται στην προηγούμενη σχέση δεν είναι ο παράγοντας θορύβου αλλά ένα νούμερο που περιγράφει την απόδοση. Αν χρησιμοποιήσουμε $T_e/T_0 = (F - 1)$, τότε προκύπτει ένας πιο αποδοτικός τρόπος για την μέτρηση της συμβολής του ενισχυτή στον συνολικό θόρυβο, καθώς επιτρέπει την άμεση αξιολόγηση της αναλογίας μεταξύ του θορύβου του ενισχυτή και του θορύβου που υπάρχει ήδη στην είσοδό του. Σε ένα καλά σχεδιασμένο LNA, το OIP_3 εξαρτάται μόνο από την τάση τροφοδοσίας, και το F-1 αυξάνεται γραμμικά με την συχνότητα. Έτσι η εξίσωση (3.2) μας δείχνει ότι το δυναμικό εύρος του LNA μπορεί να περιγραφεί από τον όρο $\frac{OIP_3}{F-1}$ και αναμενόμενα μειώνεται με την αύξηση της συχνότητας.

Πρακτικά όταν σχεδιάζεται ένας LNA λαμβάνονται υπόψη και άλλοι παράμετροι πέραν αυτών που χρησιμοποιήσαμε για να εκφράσουμε την απόδοση. Η θεωρία του απλού κυκλώματος μικροκυμάτων διατυπώνει ότι το κέρδος ισχύος μεγιστοποιείται, όταν τόσο η είσοδος όσο και η έξοδος του LNA είναι αντιστοιχισμένη σύμφωνα με τον φορμαλισμό της αγωγιμότητας. Επίσης γνωρίζουμε ότι ο συντελεστής σταθερότητας στις συχνότητες λειτουργίας πρέπει να είναι μεγαλύτερος του ενός, ενώ προκύπτουν και περαιτέρω περιορισμοί που θα αναλυθούν στη συνέχεια.

3.2 Τρόπος Σχεδιασμού και Θεωρία

Ο πιο κλασσικός τρόπος σχεδιασμού ενός LNA σε συχνότητες μικροκυμάτων (mm-wave) χρησιμοποιεί δίκτυα συσχέτισης (matching networks) των οποίων η βασική λειτουργία είναι να μετατρέπουν την αντίσταση πηγής σήματος, που κατά κανόνα δεν είναι σύνθετη (συνήθως 50Ω, 75Ω, 100Ω) στη σύνθετη αντίσταση ενός διακριτού τρανζίστορ ή πολλών, το καθένα από τα οποία απαρτίζουν συνήθως ένα στάδιο του ενισχυτή μας. Αυτές οι δύο αντιστάσεις σχεδόν πάντα διαφέρουν αρκετά παρότι το δίκτυο τίθεται να μετατρέψει τη μια αντίσταση στην άλλη, με αποτέλεσμα να συσχετιστούν (matching). Σε αυτή την περίπτωση δημιουργούνται προβλήματα, όπως το φαινόμενο της ανάκλασης εισόδου, οπότε το κέρδος του ενισχυτή χρειάζεται να μειωθεί προκειμένου ο παράγοντας θορύβου να ελαχιστοποιηθεί.

Ο σχεδιαστής χρησιμοποιεί τις παραμέτρους S- των τρανζίστορ στην βέλτιστη πόλωση θορύβου. Όπως έχει προαναφερθεί, η σχεδίαση ενός LNA είναι μια σειρά συμβιβασμών αντικρουόμενων παραμέτρων και ο σχεδιαστής καλείται να βρεί το καλύτερο σημείο λειτουργίας και να δώσει βάση στον παράγοντα που έχει μεγαλύτερη βαρύτητα στην αντίστοιχη εφαρμογή για την οποία προορίζεται ο ενισχυτής. Κάποια δεδομένα χαρακτηριστικά των ιδίων τρανζίστορ και παθητικών στοιχείων (πυκνωτές, πηνία, γραμμές μεταφοράς) βρίσκονται συνήθως στο εγχειρίδιο της εκάστοτε τεχνολογίας ή μετρούνται εργαστηριακά από τους σχεδιαστές.

Πριν το 1990 η γεωμετρία και το βέλτιστο ρεύμα πόλωσης αποτελούσαν μη τροποποιήσιμες μεταβλητές, ενώ ανάμεσα στις καινοτομίες των τελευταίων χρόνων ανήκει και η σμίκρυνση, κατά δέκα φορές περίπου, των παθητικών στοιχείων συμβάλλοντας έτσι, στην μείωση του μεγέθους και του κόστους παραγωγής LNA. Στη συνέχεια θα αναλύσουμε μια μεθοδολογία σχεδιασμού που αναπτύχθηκε μετά την εξέλιξη της τεχνολογίας λόγω των απωλειών από το υπόστρωμα και των μετάλλων. Η μεθοδολογία είναι ανεξάρτητη από τον τύπο του τρανζίστορ, το υλικό των ημιαγωγών και τα βασικά στοιχεία του κυκλώματος.

Αντί να μετατρέπει την αντίσταση της πηγής σήματος στη βέλτιστη σύνθετη αντίσταση θορύβου του τρανζίστορ, το ίδιο το τρανζίστορ είναι σχεδιασμένο να έχει βέλτιστη σύνθετη αντίσταση αγωγιμότητας θορύβου, ίση με την αντίσταση αγωγιμότητας πηγής σήματος. Η βέλτιστη σύνθετη αντίσταση αγωγιμότητας θορύβου είναι αντιστρόφως ανάλογη με τη συχνότητα, το μέγεθος και τον αριθμό των τρανζίστορ και την πολυπλοκότητά τους. Το πραγματικό μέρος της αντίστασης είναι πάντα διαφορετικό μεταξύ τρανζίστορ (στάδιο ενισχυτή) και πηγής σήματος (σε τυχαία περίπτωση δύναται να συμπίπτει το νούμερο σε μια μοναδική συχνότητα).

Το μέγεθος, ο αριθμός και πολυπλοκότητα των τρανζίστορ είναι ανεξάρτητα με τον ελάχιστο παράγοντα θορύβου μόνον όταν η πυκνότητα ρεύματος πόλωσης είναι σταθερή.

Συνήθως το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης αγωγιμότητας ενός τρανζίστορ βρίσκεται εντός 15% του φανταστικού μέρους της βέλτιστης αντίστασης αγωγιμότητας για τον ελάχιστο θόρυβο και για να συντονιστούν ταυτόχρονα συνήθως χρησιμοποιούνται πηνία.

Το δυσκολότερο κομμάτι αποτελεί ο συντονισμός του πραγματικού μέρους της σύνθετης αντίστασης. Συνήθως εδώ γίνεται τροποποίηση του μεγέθους του τρανζίστορ για να επιτευχθεί ο συντονισμός.

Η κατανάλωση ενέργειας υπαγορεύεται από την δεδομένη τεχνολογία και το ρεύμα πόλωσης που απαιτείται για τον συντονισμό των σύνθετων αντιστάσεων.

$$PowerNoiseFoM = \frac{J_{opt} V_{DD} f_T}{g'_{meff}} \quad (3.3)$$

Να σχολιαστεί εδώ ότι η εξοικονόμηση ενέργειας επιτυγχάνεται με σοβαρό κόστος τον θόρυβο και την γραμμικότητα.

Τα ουσιαστικά βήματα είναι δύο. Το πρώτο είναι ο συντονισμός του πραγματικού μέρους της σύνθετης αντίστασης του τρανζίστορ που αποτελεί το στάδιο του ενισχυτή και την σύνθετη αντίσταση της πηγής σήματος. Το δεύτερο η αντιδραστική αντιστοίχιση με ανάδραση χωρίς απώλειες, για να ταιριάζει με την σύνθετη αντίσταση εισόδου και να συντονίζει το φανταστικό τμήμα της βέλτιστης σύνθετης αντίστασης θορύβου. Με αυτά τα δύο βήματα προκύπτει ο ελάχιστος δυνατός παράγοντας θορύβου.

3.2.1 Συσχέτιση Ενεργών Στοιχείων

Ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου μπορεί να αναπαρασταθεί σαν ένα δίθυρο δίκτυο με μία πηγή σήματος με σύνθετη εμπέδηση $Y_S = G_S + jB_S$ και φορτίο με αγωγιμότητα Z_L . Από τον φορμαλισμό εμπέδησης θορύβου, δανειζόμαστε την έκφραση του παράγοντα θορύβου[2]:

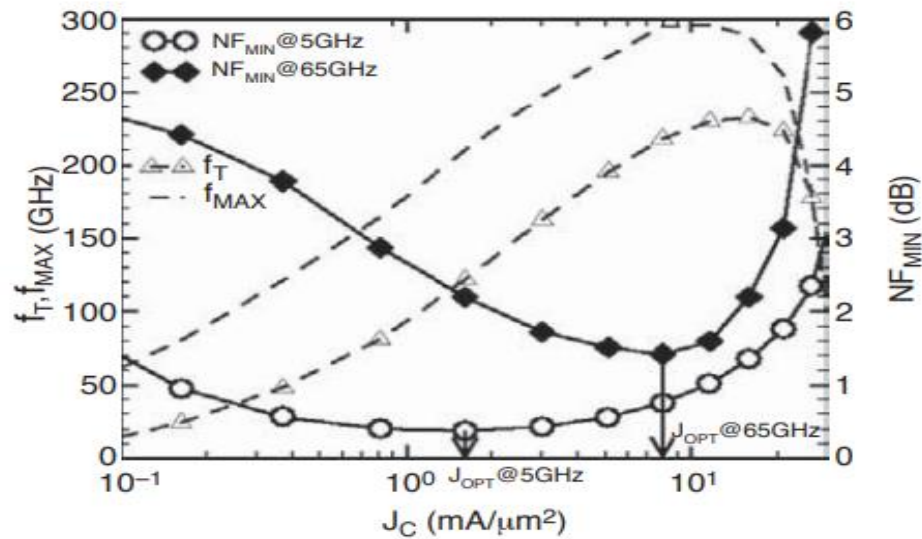
$$F = F_{MIN} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S - Y_{SOPT}|^2, \quad (3.4)$$

όπου F_{MIN} είναι ο ελάχιστος δυνατός θόρυβος του ενισχυτή (ιδανικά ίδιος ή πολύ κοντά στον ελάχιστο θόρυβο του τρανζίστορ) και R_n η αντίσταση θορύβου του ενισχυτή. Ο δεύτερος όρος μηδενίζεται όταν η σύνθετη αντίσταση πηγής Y_S γίνεται ίση με την βέλτιστη σύνθετη αντίσταση της εισόδου Y_{SOPT} . Μόνο όταν αυτά τα δύο γίνονται ίσα, ο ελάχιστος δυνατός θόρυβος του δίπορου ισούται με τον ελάχιστο συντελεστή θορύβου. Συνεπώς, για να καταφέρουμε να ελαχιστοποιήσουμε τον παράγοντα θορύβου πρέπει να συμβούν τα εξής:

Πρέπει να ελαχιστοποιηθεί ο πρώτος όρος της σχέσης(3.4), ο οποίος πρακτικά είναι ο ελάχιστος δυνατός παράγοντας θορύβου του ίδιου του τρανζίστορ. Έπειτα πρέπει η είσοδος και η πηγή σήματος να έχουν ίδια σύνθετη αντίσταση δηλαδή, να ισχύει $Y_S = \frac{1}{Z_S}$.

Όπως έχουμε αναφέρει νωρίτερα στα περισσότερα κυκλώματα, η πηγή σήματος έχει αντίσταση $Z_S = Z_0 = 50\Omega$, οπότε πρακτικά ο σχεδιαστικός μας στόχος είναι θέσουμε (ή να μετατρέψουμε) την $Z_{SOPT} = \frac{1}{Y_{SOPT}} = 50\Omega$. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση του δικτύου συσχέτισης (matching network).

Η επίτευξη των παραπάνω μπορεί να πραγματοποιηθεί με χρήση διαφόρων ειδών τρανζίστορ και τεχνολογιών, αλλά εμείς θα επεκταθούμε στην τεχνολογία HBT μόνο, διότι αυτή χρησιμοποιήθηκε στην συγκεκριμένη εργασία. Αξιοποιώντας το παρακάτω Σχήμα ως παράδειγμα, θα μελετήσουμε το πως επιτυγχάνεται η διαδικασία.



Σχήμα 3.2. Μετρήσεις SiGe HBT συχνότητας αποκοπής, μέγιστης συσχρότητας ταλάντωσης, ελάχιστου παράγοντα θορύβου στα 5 και 65GHz αντίστοιχα, σε σχέση με την πυκνότητα ρεύματος (βλ. [14]).

Στο Σχήμα 3.2 απεικονίζεται το NF_{MIN} ενός HBT τρανζίστορ σε τεχνολογία SiGe, παρόμοιο με αυτό που χρησιμοποιήσαμε για την πραγματοποίηση της εργασίας, σε δύο διαφορετικές συχνότητες ως συνάρτηση του ρεύματος συλλέκτη. Από το διάγραμμα του J_{SOPT} , μπορεί κανείς να υπολογίσει την πυκνότητα ρεύματος, στην οποία πρέπει να πολώσει το τρανζίστορ, ώστε να λάβει χαμηλό θόρυβο. Παρατηρούμε εδώ ότι στη μεγαλύτερη συχνότητα η πυκνότητα αυξάνεται.

Επίσης παρατηρούμε ότι στις καμπύλες f_T , f_{MAX} , η πυκνότητα ρεύματος βρίσκεται «κάτω» από τις συχνότητες αιχμής, στις συχνότητες ενδιαφέροντος. Όπως βλέπουμε όταν αυξάνεται η συχνότητα, αυξάνεται και η πυκνότητα ρεύματος αλλά και ταυτόχρονα αυξάνονται και οι συχνότητες αιχμής. Αντιλαμβανόμαστε λοιπόν, ότι για να λειτουργεί ένα HBT τρανζίστορ σε χαμηλό θόρυβο πρέπει να αναμένουμε μια ποινή στην αύξηση ισχύος. Με παρόμοιο τρόπο συμπεριφέρονται και τα τρανζίστορ τεχνολογίας MOSFET.

Αφού επιλέξουμε την βέλτιστη πυκνότητα ρεύματος πόλωσης, πρέπει έπειτα να ρυθμίσουμε το μέγεθος του τρανζίστορ, για να επιτευχθεί η συσχέτιση σύνθετης αντίστασης του σταδίου εισόδου, με την αντίσταση πηγής ρεύματος του LNA (εμπέδηση-αγωγιμότητα Y_S/Z_S). Σε μία δοσμένη πόλωση οι παράμετροι του θορύβου $R_n, G_n, G_{COR}, B_{COR}$, δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$R_n = \frac{R_{HBT}}{Nl_E}, \quad G_u = G_{HBT}\omega^2 Nl_E \quad (3.5)$$

$$G_{cor} = G_{c,HBT}\omega Nl_E, \quad B_{cor} = B_{HBT}\omega Nl_E$$

Στις παραπάνω, l_E είναι το μήκος του εκπομπού του HBT και N ο αριθμός γραμμών. Όλα αυτά αποτελούν σταθερές της τεχνολογίας και οι τιμές τους δίνονται είτε από προσομοιώσεις, είτε από το εγχειρίδιο σχεδίασης της τεχνολογίας.

Σύμφωνα με τους φορμαλισμούς εμπέδησης και αγωγιμότητας μπορούμε να λάβουμε τις βέλτιστες σύνθετες αντιστάσεις, οι οποίες μπορούν να αναπαρασταθούν ως συναρτήσεις συχνότητας, μήκος εκπομπού και αριθμό τρανζίστορ.

$$\text{Εμπέδηση: } Y_{SOPT} = \sqrt{G_{cor}^2 + \frac{G_u}{R_n}} - jB_{cor} = Nl_E\omega \left(\sqrt{G_{c,HBT} + \frac{G_{HBT}}{R_{HBT}}} - jB_{HBT} \right) \quad (3.6)$$

$$\text{Αγωγιμότητα: } Z_{SOPT} = \frac{f_{Teff}}{fNl_Eg'_{meff} \left[\sqrt{\frac{g'_m}{2}(r'_E + R'_b) + j} \right]} = Z_0 + jX_{sopt} \quad (3.7)$$

Όπως μπορεί να δει κανείς, η γεωμετρία και το μέγεθος των τρανζίστορ καθ' εαυτών παίζουν σημαντικό ρόλο στη σύνθετη αντίσταση εμπέδησης και αγωγιμότητας θορύβου. Αυτό επιτυγχάνεται με ελάχιστη ή και καθόλου επίδραση στο ελάχιστο όριο θορύβου του τρανζίστορ, και το NF_{MIN} , J_{OPT} είναι σε μεγάλο βαθμό ανεξάρτητα από το μήκος εκπομπού και γενικά της γεωμετρίας του τρανζίστορ που συνδέονται παράλληλα. Τέλος, η καλύτερη δυνατή τιμή θορύβου που μπορούμε να λάβουμε, είναι η ελάχιστη του ίδιου του τρανζίστορ όμως αυτό δεν είναι πρακτικό διότι στην πραγματικότητα, τα παθητικά στοιχεία και τα ενεργά στοιχεία του κυκλώματος που θα τοποθετηθούν ώστε να γίνει η συσχέτιση των σύνθετων αντιστάσεων, προσφέρουν με τη σειρά τους και αυτά στον θόρυβο και από την στιγμή που είναι αναγκαία για να προσπαθήσουμε να προσεγγίσουμε την ελάχιστη τιμή θορύβου του τρανζίστορ, στην πραγματικότητα δεν μπορούμε να την φτάσουμε με πραγματικά δεδομένα.

3.2.2 Συσχέτιση Παθητικών Στοιχείων

Σε αυτό το κομμάτι γίνεται η συσχέτιση των σύνθετων αντιστάσεων, η οποία διαφέρει από τοπολογία σε τοπολογία. Ο σχεδιαστής χρειάζεται να προσθέτει εξαρτήματα αντιστασιακά, που μετατρέπουν την μια αντίσταση αλλά υποβαθμίζουν τον θόρυβο, γεγονός που πρέπει να αποφεύγεται. Τα μοναδικά στοιχεία τα οποία δεν προκαλούν αύξηση θορύβου είναι ιδανικοί επαγωγείς, πηνία, γραμμές μεταφοράς, μετασχηματιστές και πυκνωτές και θα ήταν προτιμητέα στην συσχέτιση. Στην πραγματικότητα όμως δεν υπάρχουν ιδανικά στοιχεία και ο χώρος ο οποίος καταλαμβάνουν είναι αρκετά μεγαλύτερος από τα ίδια τα τρανζίστορ. Το πιο διαδεδομένο στοιχείο είναι τα πηνία δεδομένου του ότι δεν διαχέουν DC ρεύμα, προκαλούν λίγο θόρυβο και συγκριτικά με τα άλλα παθητικά στοιχεία καταλαμβάνουν τον μικρότερο χώρο. Πολλές φορές χρησιμοποιείται η αρνητική ανάδραση με σκοπό τον συσχετισμό του πραγματικού μόνου μέρους των σύνθετων αντιστάσεων, χωρίς την τροποποίηση του πραγματικού μέρους της βέλτιστης αγωγιμότητας ή την υποβάθμιση του ελάχιστου παράγοντα θορύβου. Στη συνέχεια θα αναλύσουμε εν συντομία την φιλοσοφία αυτού του σχεδιασμού[2].

- Αρχικά σχεδιάζουμε την τοπολογία που θα χρησιμοποιήσουμε για την εκάστοτε εφαρμογή, με βάση τον ελάχιστο δυνατό αριθμό τρανζίστορ, αφού το κάθε τρανζίστορ προσθέτει θόρυβο, αποφεύγοντας ενεργά φορτία και ενεργά πηνία που προσθέτουν και αυτά με την σειρά τους θόρυβο και διαταράσσουν την γραμμικότητα.
- Πολώνουμε τα τρανζίστορ στην βέλτιστη πυκνότητα ρεύματος (J_{opt}) της τεχνολογίας μας, ώστε να επιτευχθεί το χαμηλότερο ποσοστό θορύβου.
- Υπολογίζουμε το μέγεθος του τρανζίστορ που θα μας δώσει την επιθυμητή βέλτιστη αντίσταση, ώστε να χρησιμοποιηθούν όσο το δυνατόν λιγότερα παθητικά στοιχεία.
- Προσθέτουμε αντιδραστική ανάδραση με τις λιγότερες απώλειες, ώστε να μετατραπεί το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης στην τιμή Z_0 , για συσχέτιση αγωγιμότητας.

- Τοποθετούμε τα παθητικά στοιχεία, ώστε να γίνει και η συσχέτιση του φανταστικού μέρους των σύνθετων αντιστάσεων. Χρησιμοποιούμε λίγα στοιχεία για να αποφευχθεί ο υποβιβασμός θορύβου-γραμμικότητας και να γίνει και εξοικονόμηση χώρου.

Εδώ αξίζει να σημειωθεί το γεγονός ότι, οι περισσότερες βασικές τοπολογίες, χρησιμοποιούνται στον σχεδιασμό των LNA, εκτός από τις τοπολογίες κοινής βάσης για HBT (κοινού drain για MOSFET) διότι δεν προσφέρουν το επιθυμητό κέρδος τάσης και επιβαρύνουν το κύκλωμα με υψηλά επίπεδα θορύβου.

3.3 Σχεδιασμός των Δικτύων Συσχέτισης

Αφού έχει αναλυθεί η γενική ιδέα πίσω από τον σχεδιασμό ενός σταδίου του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, στη συνέχεια θα μελετήσουμε πιο αναλυτικά τον σχεδιασμό δικτύων συσχέτισης. Αρχικά, υπάρχει το δίκτυο συσχέτισης εισόδου με τη βοήθεια του οποίου προσαρμόζουμε διάφορες παραμέτρους. Οι παράμετροι στις οποίες θα εστιάσουμε είναι στην δική μας περίπτωση, οι S-παράμετροι. Με το δίκτυο αυτό ρυθμίζουμε την παράμετρο S_{11} και το μεγαλύτερο μέρος του παράγοντα θορύβου NF. Η S-παράμετρος απαιτούμε να λαμβάνει κάποιες συγκεκριμένες τιμές και το NF όσο τον δυνατόν χαμηλότερες. Αναφέρθηκα σαν το μεγαλύτερο μέρος διότι το δίκτυο συσχέτισης εισόδου έχει άμεση επαφή με το πρώτο στάδιο του ενισχυτή μας που όπως είπαμε στην αρχή του κεφαλαίου το πρώτο στάδιο είναι το σημαντικότερο γιατί έχει το μεγαλύτερο ποσοστό επιρροής στον παράγοντα θορύβου. Στη συνέχεια, το δίκτυο συσχέτισης εξόδου το οποίο ασχολείται και αυτό σε ένα μικρό ποσοστό με τον παράγοντα θορύβου NF αλλά κυρίως η μετατροπή της σύνθετης αντίστασης του τελευταίου σταδίου σε αυτήν της εξόδου γίνεται ώστε να επιτευχθεί το μέγιστο δυνατό κέρδος, που είναι ο σημαντικότερος παράγοντας μαζί με τον θόρυβο στο σχεδιασμό ενός LNA. Η μέτρηση αυτού γίνεται με την παράμετρο S_{21} (βλ. Κεφάλαιο 2) . Στη συνέχεια ακολουθεί μια πιο θεωρητική και μαθηματική ανάλυση αυτών των δικτύων.

3.3.1 Δίκτυο Συσχέτισης Εισόδου

Στην παρούσα παράγραφο θα ακολουθήσει μια γενική προσέγγιση με την χρήση των επαγωγών υποβάθμισης, ώστε να χαρακτηριστεί το γενικό θεωρητικό Z_{in} . Ενώ τις περισσότερες φορές η χρήση αυτών των επαγωγών (πηνίων) έχει θετικά αποτελέσματα, δεν είναι πάντα απαραίτητη, όμως για χάρη της γενικότητας θα τα αναλύσουμε εδώ[2].

$$Z_{in} = R_b + r_E + \omega_T L_E + j \left(\omega L_E + \omega L_B - \frac{1}{\omega C_{IN}} \right), \quad (3.8)$$

$$\mu \epsilon C_{IN} = \frac{g_{meff}}{\omega_T} \quad (3.9)$$

Και ω , η γωνιακή συχνότητα στην οποία λειτουργεί το LNA. Η εξίσωση () μας δείχνει ότι η είσοδος ενός LNA συμπεριφέρεται ως κύκλωμα συντονισμού σειράς RLC. Για διευκόλυνσή μας μπορούμε να χωρίσουμε την σύνθετη αντίσταση σε δύο μέρη, στο πραγματικό και φανταστικό μέρος αντίστοιχα. Το πραγματικό μέρος τις περισσότερες φορές (όπως και στην δικιά μας) είναι 50Ω, ενώ το φανταστικό μέρος πρέπει να το συντονίσουμε, δηλαδή να μετατρέψουμε $\left(\omega L_E + \omega L_B - \frac{1}{\omega C_{IN}} \right)$ αυτό το κομμάτι της εξίσωσης σε j_0 , διότι στις πηγές σήματος το φανταστικό μέρος είναι μηδέν. Για να είμαστε πιο συγκεκριμένοι, θα γράψουμε το πραγματικό μέρος ενός HBT και ενός κασκοδικού δεδομένου ότι αυτά είναι τα τρανζίστορ και η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε στην εργασία.

$$Re\{Z_{IN,HBT}\} = R_b + r_E + R_{LB} + R_{LE} + \omega_{T,HBT} L_E \quad (3.10)$$

$$Re\{Z_{IN,casc}\} = R_b + r_E + R_{LB} + R_{LE} + \omega_{T,casc} L_E \quad (3.11)$$

Στις παραπάνω λαμβάνουμε υπόψιν την αντίσταση απώλειας σειράς των επαγωγών ανάδρασης. Μέσω αυτών των εξισώσεων απεικονίζεται ο ρόλος του

επαγωγέα εκφυλισμού, με την προσθήκη L_E αυξάνουμε το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης για να γίνει η συσχέτιση πιο απρόσκοπτα. Το μέγεθος του επαγωγέα εξαρτάται από την f_T της τοπολογίας και είναι ανεξάρτητο από την συχνότητα λειτουργίας του LNA, το μέγεθος του τρανζίστορ και το ρεύμα πόλωσης. Έτσι προκύπτει το εξής:

$$L_E = \frac{Z_0 - r_E - R_b - Z_{LE} - R_{LE}}{2\pi f_T} \quad (3.12)$$

Στις περιπτώσεις που χρησιμοποιείται ο επαγωγέας εκπομπού και η τιμή του είναι αρκετά μικρή, τείνει να αγνοείται με αποτέλεσμα η παραπάνω εξίσωση να μην χρησιμοποιείται καθόλου. Το L_B τις περισσότερες φορές είναι αρκετά μεγάλο και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την διευκόλυνση του σχεδιαστή, σε αυτό το στάδιο όμως δεν μπορούμε να ξέρουμε την τιμή, οπότε μπορεί να γίνουν διορθώσεις στο L_E για να τοποθετηθεί αργότερα το βέλτιστο L_B .

Μια σημαντική σημείωση που πρέπει να αναφέρουμε είναι ότι όσο η τεχνολογία εξελίσσεται και αυτά τα στοιχεία γίνονται όλο και μικρότερα η απαίτηση για αυτούς τους επαγωγείς γίνεται ολοένα και πιο μικρή.

3.3.2 Δίκτυο Συσχέτισης Εξόδου

Με όμοιο τρόπο γίνεται και η συσχέτιση εξόδου με την διαφορά ότι δεν μπορούμε να το ποσοτικοποιήσουμε από την αρχή όπως με το δίκτυο συσχέτισης εισόδου, διότι δεν γνωρίζουμε τις ανάγκες αυτού και κατ' επέκταση δεν είναι γνωστό το Z_{out} . Στην πράξη αυτό που συμβαίνει είναι χρησιμοποιούμε προσομοιώσεις αφού πρώτα τοποθετήσουμε ιδανικά στοιχεία που δεν θα μας παραμορφώσουν το σήμα καθόλου και έπειτα ανάλογα με την εφαρμογή και το φορμαλισμό που επιλέξουμε (εμπέδησης ή αγωγιμότητας ή ίσως κάτι ενδιάμεσο) μπορούμε να βρούμε την σύνθετη αντίσταση εξόδου του κυκλώματός μας. Έτσι με την πρόσθεση διαφόρων (όσον το δυνατόν λιγότερων, για ελάχιστο θόρυβο) παθητικών στοιχείων πετυχαίνουμε την συσχέτιση (matching) με σκοπό το μέγιστο κέρδος. Εδώ γίνεται εμφανές ένα πλεονέκτημα της χρήσης επαγωγικού φορτίου το οποίο

επιτρέπει στην τάση εξόδου να ταλαντεύεται πάνω από την τάση της ίδιας της τροφοδοσίας βελτιώνοντας έτσι την γραμμικότητα σε σχέση με την περίπτωση χρήσης ενός ωμικού φορτίου. Γενικά στις συχνότητες ενδιαφέροντος αυτής της εργασίας τα ωμικά φορτία αποφεύγονται λόγω του θορύβου θερμοκρασίας που προσθέτουν συγκριτικά με τα υπόλοιπα στοιχεία.

Στην παρακάτω εξίσωση αποδεχόμαστε ότι έχει γίνει η συσχέτιση στην είσοδο και στην έξοδο, παρέχοντάς μας πληροφορίες για το πώς να μεγιστοποιήσουμε το κέρδος ισχύος του ενισχυτή[2].

$$G \leq \frac{\frac{1}{4} \left(\frac{f_T}{f_0} \right)^2 R_P}{Z_0} \quad (3.13)$$

Γενικά είναι γνωστό ότι προκύπτει μεγαλύτερο κέρδος ισχύος για χαμηλότερη σύνθετη αντίσταση πηγής, όμως το Z_0 δεν είναι μεταβλητή που μπορεί να χειριστεί ο σχεδιαστής. Αυτό μας αφήνει με δύο μεταβλητές. Πρώτον την παράλληλη αντίσταση R_P , η οποία πρέπει να αυξηθεί, κάτι που ισοδυναμεί σε σχεδιασμό για φορτίο υψηλού Q, τα οποία σχετίζονται με την σχέση

$$R_P = Q \omega_0 L_C \quad (3.14)$$

Αφού μεγιστοποιήσουμε το Q ο μόνος τρόπος για μεγαλύτερο κέρδος είναι η χρήση διαφορετικού πιο γρήγορου τρανζίστορ. Κάθε γενιά τεχνολογίας τρανζίστορ βελτιώνει το ω_T κατά παράγοντα $\sqrt{2}$ αναμένοντας έτσι διπλάσιο κέρδος ισχύος. Ο σχεδιαστής πρέπει να επικεντρωθεί στην βελτιστοποίηση του Q διότι η επιλογή τεχνολογίας δεν είναι στο χέρι του.

3.3.3 Σχεδιασμός για Γραμμικότητα

Η γραμμικότητα ενός σταδίου LNA καθορίζεται από την σχέση βάσης εκπομπού του τρανζίστορ που γίνεται μη γραμμική σε μεγάλες τάσεις εισόδου ή από μεγάλη ταλάντωση τάσης στην έξοδο που προκαλείται από την ενεργό περιοχή του τρανζίστορ. Για να αποφευχθεί αυτό χρειάζεται η μεγιστοποίηση της V_{CE} για μια δοσμένη πηγή τάσης. Σε κασκοδική τοπολογία, το τρανζίστορ κοινής βάσης πρέπει να είναι μεγαλύτερο από αυτό του κοινού εκπομπού, διότι το τρανζίστορ που βρίσκεται από πάνω δέχεται μεγαλύτερη

ταλάντωση. Το παραπάνω είναι αναγκαίο μόνο όταν παρατηρείται μη γραμμικότητα στο κύκλωμά μας. Η γραμμικότητα μπορεί να περιγραφεί από την σχέση:

$$1 + \frac{j\omega L_E A_E J_{OPT}}{V_T} = 1 + j \frac{\omega}{\omega_T} Z_0 \frac{J_{OPT} A_E}{V_T} \quad (3.15)$$

Επομένως για να μεγιστοποιήσουμε την γραμμικότητα, τα τρανζίστορ πρέπει να είναι πολωμένα σε υψηλή πυκνότητα ρεύματος, σημείο όπου συνήθως η διαγωγιμότητα κορυφώνεται και πρέπει να χρησιμοποιείται εκφυλισμός μεγάλου εκπομπού/πηγής. Ωστόσο για τον χαμηλό θόρυβο γνωρίζουμε ότι πρέπει να πολώνουμε τα τρανζίστορ στο J_{OPT} καθώς και ότι ο επαγωγέας εκφυλισμού πρέπει να ικανοποιεί την συσχέτιση σύνθετης αντίστασης στην είσοδο. Αν αυτοί οι συμβιβασμοί είναι αταίριαστοι τότε θα πρέπει να επιλεχθούν μεγαλύτερα τρανζίστορ ώστε να αυξάνεται το ρεύμα πόλωσης και ταυτόχρονα να παραμένουμε στο J_{OPT} για χαμηλό θόρυβο.

3.4 Γενική Μεθοδολογία Σχεδίασης Βασικών Τοπολογιών

Στην παράγραφο που ακολουθεί θα αναλυθεί εν συντομία μια αλγοριθμική μεθοδολογία σχεδιασμού ενισχυτών χαμηλού θορύβου για τις πιο συνήθεις τοπολογίες. Η συγκεκριμένη μεθοδολογία είναι αρκετά βοηθητική για τον σχεδιαστή, παρέχοντάς του σημαντικές πληροφορίες σχετικά με την σειρά με την οποία θα μπορεί να προσπερνά το κάθε πιθανό εμπόδιο που προκύπτει κατά τον σχεδιασμό του ενισχυτή[2].

- Ρυθμίζουμε την διαφορά τάσης V_{CE} για μέγιστη γραμμικότητα, ώστε να μην έχουμε ψαλιδισμό στην έξοδο.
- Βρίσκουμε το J_{OPT} του ενισχυτή. Να σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι κασκοδικό στάδιο και στάδιο που περιλαμβάνει μόνο τρανζίστορ μπορεί να διαφέρουν και έτσι υπεισέρχεται ο πρώτος συμβιβασμός

$$\frac{\partial F_{MIN}(J)}{\partial J} = 0 \quad (3.16)$$

- Καθορίζουμε το μέγεθος του εκπομπού του τρανζίστορ που θα χρησιμοποιήσουμε με βάση τον ελάχιστο θόρυβο και ώστε να μην έχουμε υποβάθμιση του

$$f_{MAX} \cdot \left(\frac{\partial F_{MIN}(l_E)}{\partial l_E} = 0 \right) \quad (3.17)$$

- Καθορίζουμε το συνολικό μέγεθος του τρανζίστορ για το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης ώστε να ισχύουν τα εξής

$$\Re\{Z_{SOPT}\} = Z_0, \frac{\partial F_{Z_0}(N_f)}{\partial N_f} = 0, \frac{\partial F_{Z_0}(N)}{\partial N} = 0 \quad (3.18)$$

- Προσθέτουμε τον επαγωγέα L_E για να συσχετιστεί το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης του σταδίου με την πηγή σήματος και σύμφωνα με τον φορμαλισμό αγωγιμότητας, ισχύει:

$$L_E = \frac{Z_0 - R_b - r_E}{2\pi f_T} \quad (3.19)$$

- Προσθέτουμε και τον επαγωγέα βάσης L_B , ώστε το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης να μηδενιστεί.
- Σχεδιάζουμε το δίκτυο συσχέτισης εξόδου με τρόπο τέτοιο, ώστε να μεγιστοποιείται το κέρδος και η ισχύς που μεταφέρεται στο φορτίο, στο εύρος συχνοτήτων ενδιαφέροντος.
- Προσθέτουμε κυκλώματα πόλωσης (καθρέφτες) χωρίς να υποβαθμιστεί η τιμή του θορύβου.

3.5 Είδη Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου

Εκτός από τις τοπολογίες των ενισχυτών χαμηλού θορύβου που μπορεί να χρησιμοποιούνται για χαμηλή τάση, για ακύρωση θορύβου, για χρήση χαμηλού ρεύματος αναστροφέα κ.ο.κ., υπάρχουν διάφορα είδη LNA και κάθε είδος είναι προτιμητέο ανάλογα με την εφαρμογή για την οποία προορίζεται.

Υπάρχουν οι κλασσικοί ενισχυτές χαμηλού θορύβου που επικεντρώνονται σε μια μοναδική συχνότητα. Ελέγχοντας όλα τα παραπάνω και μετά από μια σειρά πολλών προσομοιώσεων πετυχαίνουν χαμηλό S_{11} στην συχνότητα ενδιαφέροντος, υψηλό κέρδος που αντιπροσωπεύεται από την παράμετρο S_{21} και χαμηλό θόρυβο. Αυτοί οι ενισχυτές πρέπει να έχουν επιλεκτικότητα, δηλαδή να μην λειτουργούν σε καμία άλλη συχνότητα, έχουν χαμηλή κατανάλωση ισχύος και δεν παίζει τόσο σημαντικό ρόλο η γραμμικότητα.

Επίσης υπάρχουν και οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου ευρείας ζώνης. Αυτοί δεν περιορίζονται σε μια μοναδική συχνότητα αλλά σε ένα εύρος συχνοτήτων στις οποίες ρυθμίζονται οι παράγοντες κέρδους, ανάκλασης και θορύβου ώστε να βρίσκονται σε αποδεκτά όρια. Εδώ η γραμμικότητα είναι σημαντική, η εργασία στα δίκτυα συσχέτισης είναι πιο περίπλοκη και η κατανάλωση ισχύος αυξάνεται αρκετά.

Τέλος, υπάρχει ένα ακόμα είδος, λιγότερο διαδεδομένο με το οποίο ασχολείται και αυτή η εργασία, το οποίο είναι διακοπτόμενος ενισχυτής χαμηλού θορύβου. Διακοπτόμενος σημαίνει ότι με την αλλαγή της τάσης σε μια μόνο πηγή αλλάζει η συχνότητα ενδιαφέροντος και οι παράμετροι που καθορίζουν την απόδοση του ενισχυτή. Προφανώς πρέπει και στις δύο λειτουργίες οι παράμετροι κέρδους, ανάκλασης και θορύβου να βρίσκονται σε αποδεκτά όρια, αλλά το μεγαλύτερο κομμάτι δυσκολίας έγκειται στα δίκτυα συσχέτισης, διότι σε αυτή την περίπτωση δεν υπάρχει μια μόνο σύνθετη αντίσταση εισόδου, αλλά δύο, γεγονός που περιπλέκει αρκετά το δίκτυο. Οι τρόποι επίλυσης αυτού του προβλήματος αναπτύσσονται στο επόμενο κεφάλαιο.

Κεφάλαιο 4

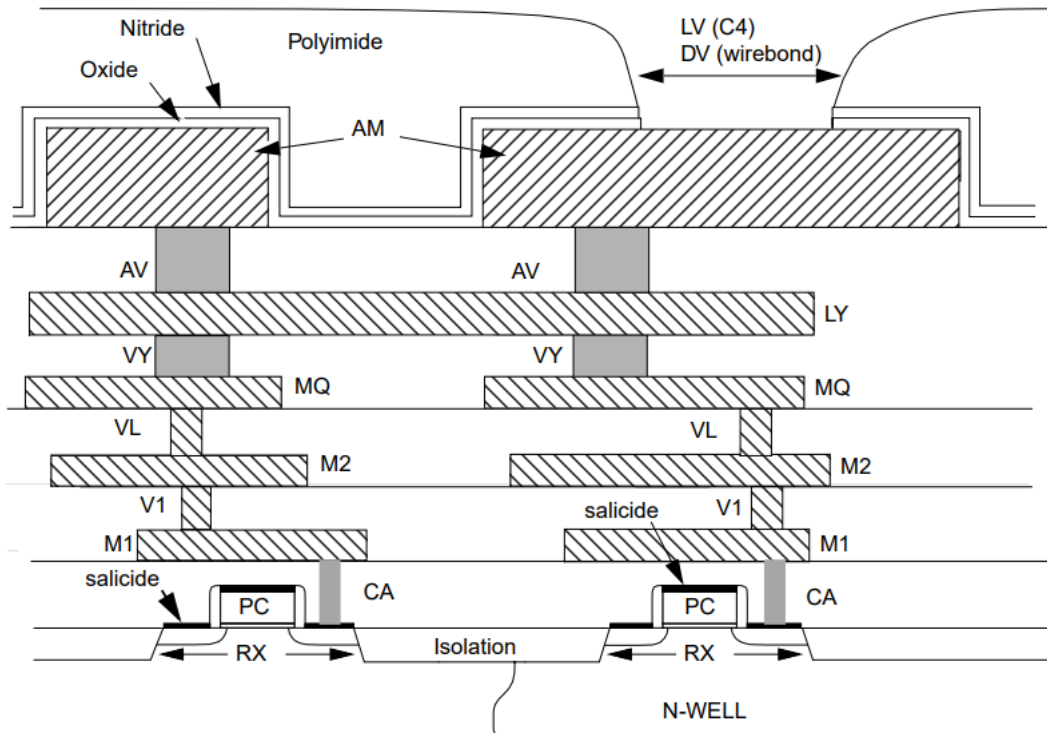
Σχεδίαση του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει αναφορά στα είδη των ενισχυτών χαμηλού θορύβου (LNA), και στον τρόπο με τον οποίο προέκυψε η βασική ιδέα για τον σχεδιασμό του ενισχυτή μας. Όπως προαναφέρθηκε, τα βασικά είδη των ενισχυτών είναι: οι κλασσικοί ενισχυτές χαμηλού θορύβου που επικεντρώνονται σε μια συχνότητα, οι ενισχυτές ευρείας ζώνης, που η συχνότητα ενδιαφέροντος δεν είναι μοναδική, αλλά αποτελεί ένα εύρος στο φάσμα των μικροκυμάτων και τέλος οι εναλλασσόμενοι ενισχυτές που παρουσιάζουν ενδιαφέρον σε δύο μοναδικές συχνότητες και στους οποίους βασίστηκε η παρούσα εργασία.

Θα αναφερθούμε στα χαρακτηριστικά της τεχνολογίας την οποία χρησιμοποιήσαμε για να σχεδιάσουμε αυτόν τον ενισχυτή, στη συνέχεια θα δούμε τον τρόπο και τις προσομοιώσεις που εκτελέσαμε ώστε να μπορέσουμε να διαλέξουμε το μέγεθος και να προσχεδιάσουμε τον πρώτο μας συμβιβασμό. Έπειτα θα μελετήσουμε την αρχή λειτουργίας των τρανζίστορ για να κατανοήσουμε περαιτέρω τον τρόπο υλοποίησης της ιδέας και τις δυσκολίες που παρουσιάστηκαν στην πορεία. Θα αναλύσουμε το κύριο προσχέδιο του ενισχυτή και τα διάφορα προβλήματα που ανέκυψαν κατά την κατασκευή του και την τεχνική που χρησιμοποιήθηκε, ώστε οι παράγοντες και οι παράμετροι να πάρουν τιμές εντός του πεδίου τιμών που είχαμε θέσει σαν στόχο. Τέλος θα παρατηρήσουμε τις τεχνικές για τον σχεδιασμό των δικτύων συσχέτισης τόσο της εισόδου αλλά και της εξόδου βοηθώντας μας να αντιληφθούμε καλύτερα τα τελικά αποτελέσματα.

4.1 Χαρακτηριστικά Στοιχεία της τεχνολογίας BiCMOS-8HP

Όπως προαναφέρθηκε στην εισαγωγή του κεφαλαίου, η τεχνολογία που χρησιμοποιείται σε αυτή τη διατριβή είναι η BiCMOS-8HP. Πρόκειται για μια τεχνολογία 120nm SiGe BiCMOS με επιμετάλλωση χαλκού για αναλογικές αλλά και μεικτού σήματος (mixed signal) mm-wave εφαρμογές, η οποία παρέχει υψηλή απόδοση και ταυτόχρονα χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Η συγκεκριμένη τεχνολογία προσφέρει μία στοίβα στρωμάτων με 5 επίπεδα επιμετάλλωσης λεπτού και παχύ χαλκού και αλουμίνιο ως τελευταίο μέταλλο.



Σχήμα 4.1. Τοπολογία του HBT τρανζίστορ, της τεχνολογίας BiCMOS-8HP(βλ. [10]).

Η τεχνολογία βρίσκει πεδίο χρήσης σε διάφορες εφαρμογές, όπως εφαρμογές για ασύρματες ζεύξεις υψηλής ταχύτητας δεδομένων. Εν συντομία, η τεχνολογία περιλαμβάνει δύο τύπους συσκευών NPN HBT σε διάφορα μεγέθη και πολλαπλότητας επαφών, αντιστάσεις μεταλλικών ταινιών (metal film resistors), πυκνωτές MIM, διάφορους τύπους Varactors, διόδους PIN αλλά και διάφορους τύπους RF γραμμών

μεταφοράς. Τα στοιχεία του μοντέλου της τεχνολογίας που αξιοποιήθηκαν για την σχεδίαση του ενισχυτή, σε επίπεδο τρανζίστορ είναι:

$$0.12\mu\text{m}(\text{πλάτος}) \times 18\mu\text{m}(\text{μάκρος}) \times 1(\text{πολλαπλότητα}),$$

αποτελώντας τα τρανζίστορ του πρώτου και δεύτερου σταδίου και

$$0.12\mu\text{m}(\text{πλάτος}) \times 12\mu\text{m}(\text{μάκρος}) \times 1(\text{πολλαπλότητα}),$$

για το μέγεθος του τρανζίστορ του διακόπτη.

4.2 Στόχοι του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου

Προτού αρχίσει η σχεδίαση έπρεπε να τεθούν κάποιοι στόχοι για τις παραμέτρους και τους τελικούς παράγοντες ενδιαφέροντος. Αυτοί οι στόχοι είναι εκείνοι που μας ενημέρωναν για την απόδοση και την λειτουργικότητα κυρίως του ενισχυτή μας. Επιθυμούμε οι στόχοι να είναι ανταγωνιστικοί με άλλες επιδόσεις στο ίδιο εύρος συχνοτήτων ενδιαφέροντος αλλά και λειτουργικοί. Συνεπώς, θέσαμε σαν στόχο ο παράγοντας θορύβου (NF) να μην υπερβεί τα 5dB, η παράμετρος του κέρδους (S_{21}) να είναι μεγαλύτερη από 10dB και η παράμετρος του συντελεστή ανάκλασης (S_{11}) να είναι σε όλες τις συχνότητες αρνητική, δηλαδή να μην υπάρχει ταλάντωση και στις συχνότητες ενδιαφέροντος να βρίσκεται κάτω από τα -10dB. Όλα αυτά έπρεπε να επιτευχθούν έχοντας στο μυαλό μας την κατανάλωση ισχύος η οποία θεμιτό είναι να είναι μικρή, ο δείκτης ευστάθειας (stability factor k) να είναι παντού μεγαλύτερος του ενός ή τουλάχιστον στις συχνότητες ενδιαφέροντος, και τέλος οι αρμονικές συναρτήσεις του σήματος να γίνονται ολοένα και ασθενέστερες.

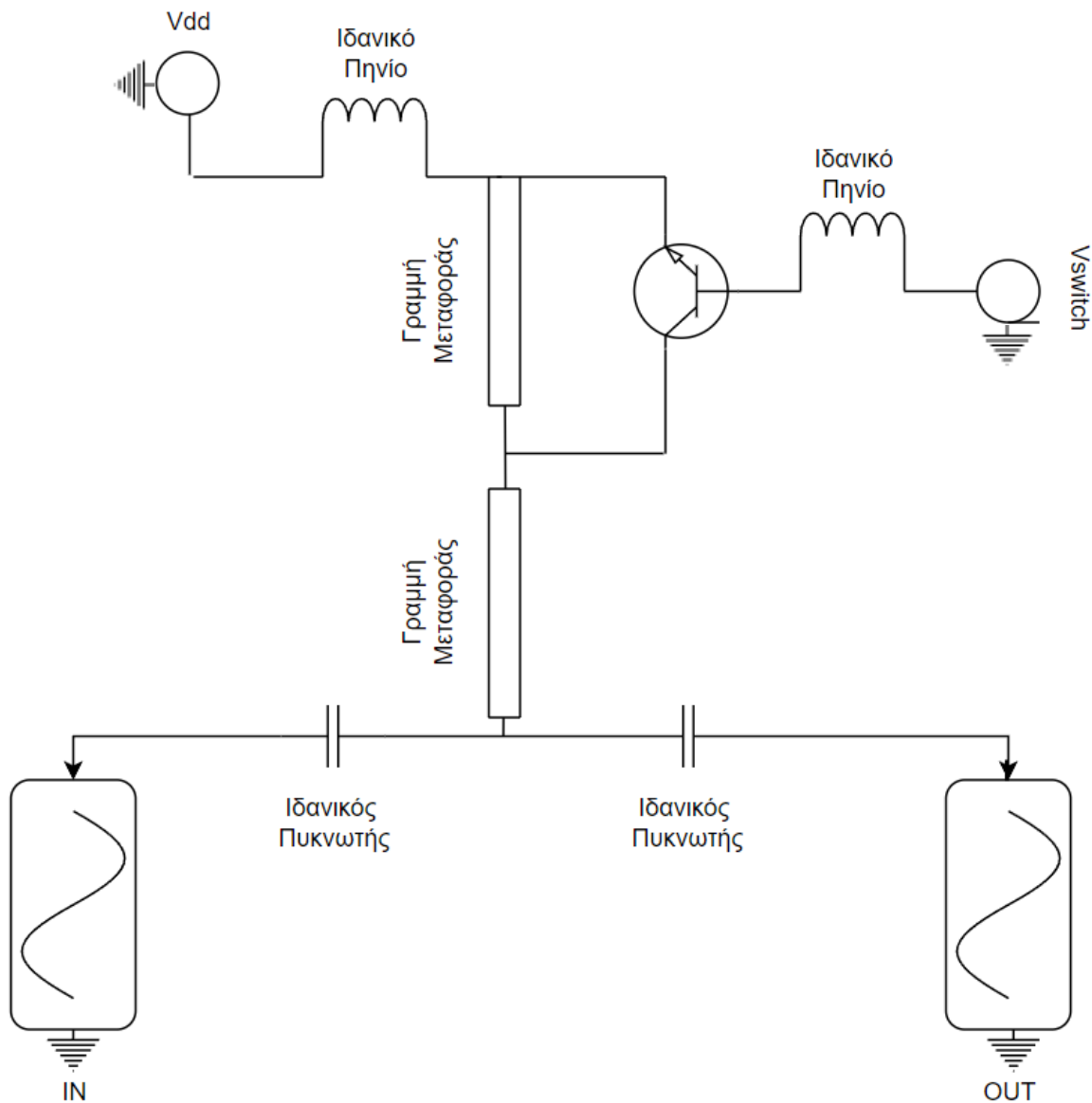
4.3 Η Ιδέα του Διακόπτη

Σε αυτή την ενότητα θα αναπτυχθεί η βασική ιδέα στην οποία βασίστηκε η κατασκευή του ενισχυτή μας. Σκοπός ήταν η κατασκευή ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου του οποίου η ιδιαιτερότητα είναι ότι δεν έχει μια συγκεκριμένη συχνότητα ενδιαφέροντος αλλά ούτε και ένα εύρος. Αντίθετα θα έχουμε δύο συχνότητες ενδιαφέροντος ταυτόχρονα στο ίδιο κύκλωμα. Ο σκοπός μας ήταν με μια αλλαγή στον μακρόκοσμο να μπορούμε να

τροποποιήσουμε το κύκλωμα χωρίς να επέμβουμε σε αυτό, με αποτέλεσμα να αλλάζει η συχνότητα ενδιαφέροντος. Η επίτευξη αυτού του σκοπού απεδείχθη προβληματική, διότι θα προέκυπταν πολλαπλές διαφορετικές τιμές για πολλά από τα παθητικά στοιχεία και ίσως και διαφορετικές τιμές τάσης κατά την πόλωση των τρανζίστορ ώστε να λειτουργούν στην επιθυμητή περιοχή.

Για να καταφέρουμε να ξεπεράσουμε το παραπάνω πρόβλημα εκμεταλλευτήκαμε την δομή του τρανζίστορ και τον βασικό τρόπο λειτουργίας του. Όπως έχει αναφερθεί και στο Κεφάλαιο 1, τα τρανζίστορ έχουν τρεις περιοχές λειτουργίας: την αποκοπή, τον κορεσμό και την ενεργή περιοχή. Τα BJT τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν στην εργασία μας (αποκοπή, περιοχή τριόδου και κορεσμός για τα CMOS) χωρίζονται σε δύο είδη ανάλογα με τις επαφές τους: npn είτε pnp (npmos, pmos) ενώ στην εργασία μας χρησιμοποιήθηκαν npn. Όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή της αποκοπής η εσωτερική του αντίσταση λαμβάνει πολύ μεγάλες τιμές με αποτέλεσμα το ρεύμα/σήμα να προτιμά να μην το διαρρέει, ενώ όταν βρίσκεται σε μια από τις άλλες δύο περιοχές η τιμή της αντίστασης είναι μικρότερη με αποτέλεσμα να διέρχεται ρεύμα/σήμα από το τρανζίστορ.

Αυτή είναι η βασική ιδέα την οποία και εκμεταλλευτήκαμε δεδομένου ότι η περιοχή λειτουργίας ενός τρανζίστορ μπορεί να καθοριστεί από την τιμή μιας πηγής τάσης σε έναν από τους ακροδέκτες του και μπορεί να ελέγχεται μακροσκοπικά από τον σχεδιαστή. Για να γίνει πιο σαφής η επιλογή της τάσης μακροσκοπικά σε έναν από τους ακροδέκτες ενός τρανζίστορ χρειάζεται η αλλαγή της περιοχής λειτουργίας του, δηλαδή καθιστούμε αυτό το τρανζίστορ να έχει τον ρόλο του διακόπτη και μάλιστα δεν χρησιμοποιείται για κέρδος αλλά σαν φυσικός διακόπτης. Το πλεονέκτημα αυτής της ιδέας είναι ότι έχουμε τη δυνατότητα να ελέγξουμε το δίκτυο συσχέτισης εξόδου το οποίο συνεπάγεται ότι μπορούμε να ρυθμίσουμε σε ποιες συχνότητες η παράμετρος S_{21} θα πάρει τις μέγιστες τιμές. Για να ελεγχθεί αυτή η υπόθεση χρησιμοποιήθηκε το ακόλουθο κύκλωμα το οποίο αποτελείται από ιδανικά στοιχεία.



Σχήμα 4.2 Μακροσκοπική άποψη του υλοποιημένου διακόπτη.

Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει στην παραπάνω εικόνα υπάρχουν δύο πηγές τάσης, εκ των οποίων, η μια είναι η πηγή τάσης πόλωσης για το κύκλωμα ενώ η άλλη είναι η τάση του τρανζίστορ με ρόλο διακόπτη, μέσω της οποίας έχουμε τη δυνατότητα να αλλάζουμε την περιοχή λειτουργίας του. Ο τρόπος με τον οποίο επηρεάζει το σήμα είναι ο εξής: η γραμμή μεταφοράς που βρίσκεται στο πάνω μέρος λειτουργεί και περνάει από εκεί το ρεύμα, μόνον όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή αποκοπής και σε συνδυασμό με την δεύτερη γραμμή μεταφοράς προσαρμόζουμε την μέγιστη τιμή της παραμέτρου του

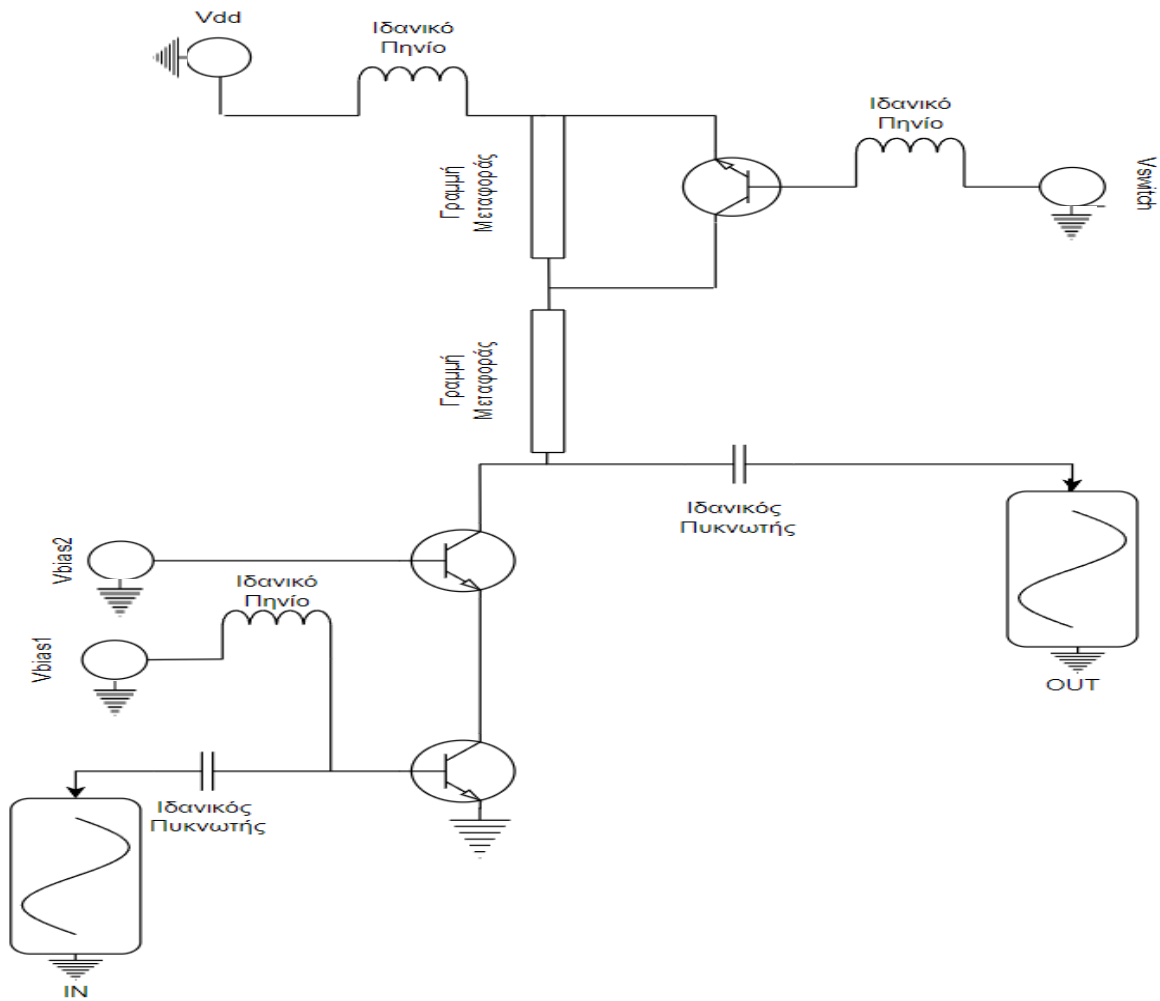
κέρδους S_{21} , ώστε να βρίσκεται στην πρώτη συχνότητα ενδιαφέροντος. Όταν το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, η πρώτη γραμμή μεταφοράς αγνοείται και μόνο με την χρήση της δεύτερης προσαρμόζουμε το μέγιστο της παραμέτρου στην δεύτερη συχνότητα ενδιαφέροντος. Οι συχνότητες που επιλέχθηκαν είναι τα **28GHz** και **39GHz** αντίστοιχα. Προφανώς λόγω της χρήσης ιδανικών στοιχείων έγιναν πολλαπλές βελτιστοποιήσεις στις τιμές των γραμμών μεταφοράς διότι στην συγκεκριμένη εργασία η σειρά με την οποία σχεδιάστηκε το κύκλωμα είναι ανάποδη, ξεκινήσαμε δηλαδή από την δημιουργία του διακόπτη και από εκεί πηγαίναμε προς τα πίσω.

Τελικώς, αυτό που θα συμβεί μετά την πρόσθεση του δεύτερου και πρώτου σταδίου είναι η αντικατάσταση του ιδανικού πυκνωτή με το δίκτυο συσχέτισης εξόδου και ο επαναπροσδιορισμός των τιμών των γραμμών μεταφορών για τον συντονισμό της παραμέτρου του κέρδους στις συχνότητες ενδιαφέροντος. Η επιλογή του στοιχείου γραμμή μεταφοράς δεν είναι απαραίτητη και θα μπορούσε κάλλιστα να ήταν πηνίο, δεδομένου ότι αυτά τα στοιχεία θα καταλάωναν μικρότερο χώρο. Μετά όμως από μια σειρά πολλών δοκιμών οι τιμές του παράγοντα θορύβου, ο οποίος πάντα απαιτούμε να βρίσκεται στην ελάχιστη δυνατή τιμή, παίρνει τις βέλτιστες τιμές με την χρήση γραμμών μεταφοράς. Ένα ακόμα πλεονέκτημα αυτού του στοιχείου είναι ότι έχουμε περισσότερους βαθμούς ελευθερίας και είναι αρκετά ευέλικτο ως προς τις τιμές αυτές, ενώ η φυσική τους ύπαρξη μας επιτρέπει να το υλοποιήσουμε σε σχήμα σαλιγκαροειδούς αφαιρώντας έτσι το μεγαλύτερο τους μειονέκτημα την κατανάλωση χώρου.

4.4 Επιλογή Σταδίου Ενίσχυσης

Όλοι οι σχεδιασμοί ενισχυτών χρειάζονται ένα στάδιο το οποίο αναφέρεται ως κύριο στάδιο ενίσχυσης, ο τρόπος υλοποίησης του οποίου διαφέρει από ενισχυτή σε ενισχυτή. Επιθυμώντας την επίτευξη καλών τιμών κέρδους στο σχέδιό μας η πρώτη ιδέα ήταν η χρήση ενός διπλού κασκοδικού σταδίου. Δηλαδή τέσσερα τρανζίστορ ενωμένα κασκοδικά δίνοντάς μας έτσι μια πολύ καλή τιμή κέρδους. Όπως έχουμε αναφέρει αρκετές φορές η σχεδίαση ενός ενισχυτή είναι μια εργασία συμβιβασμού καθώς οι περισσότερες από τις τιμές τις οποίες καλούμαστε να θέσουμε στο βέλτιστο σημείο είναι αντικρουόμενες.

Έπειτα από αρκετές προσομοιώσεις με την εν λόγω τεχνολογία παρατηρήσαμε ότι η χρήση ενός τέτοιου σταδίου δίνει στην έξοδο μεγάλες τιμές θορύβου ακόμα και με τα ιδανικά στοιχεία το οποία δεν μας επιβαρύνουν. Καταλήξαμε λοιπόν, στην χρήση ενός απλού κασκοδικού σταδίου με δύο τρανζίστορ με αποτέλεσμα να προκύπτει ταυτόχρονα ικανοποιητικό κέρδος αλλά και χαμηλός θόρυβος. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε την σχεδίαση του σταδίου ενίσχυσης μαζί με το στάδιο του τρανζίστορ διακόπτη.



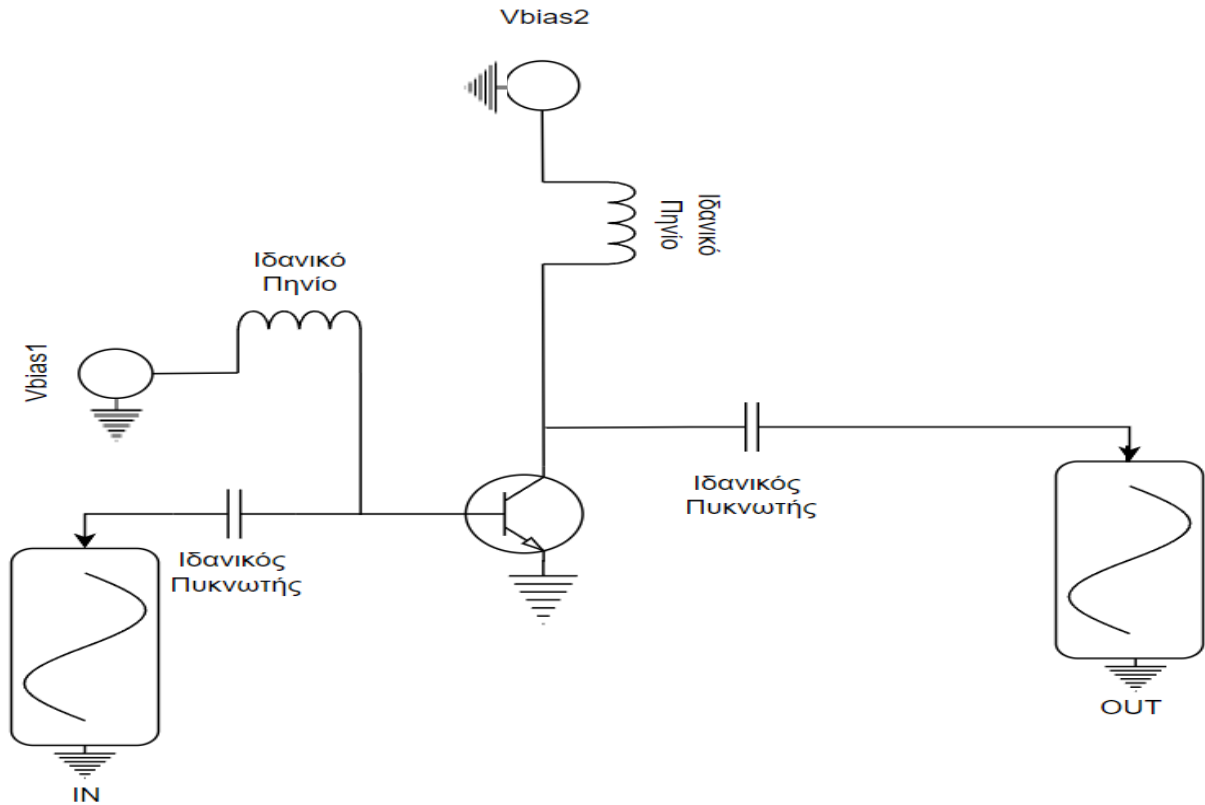
Σχήμα 4.3. Πρόσθεση του κύριου σταδίου ενίσχυσης (cascade).

Όπως βλέπουμε προστέθηκε ένα κασκοδικό στάδιο και δύο πηγές οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν για την πόλωση των τρανζίστορ. Σε αυτή τη φάση σχεδίασης του δικτύου έγινε η πρώτη ανάλυση για την επιλογή της τάσης τροφοδοσίας και επιλογή των

τάσεων πόλωσης των τρανζίστορ του κασκοδικού σταδίου. Πρέπει να βεβαιωθούμε ότι λειτουργούν όλα στην περιοχή τριόδου. Η αλλαγή της τάσης του διακόπτη δεν θα μας επηρεάζει, η τάση που θα υπάρχει στον collector ακροδέκτη του τρανζίστορ θα είναι σταθερή ανεξαρτήτως της τάσης του διακόπτη. Επίσης, πρέπει να επιλεχθούν και τα κατάλληλα μεγέθη για τα ενεργά στοιχεία, η μεθοδολογία για την επιλογή των οποίων υπάρχει στη θεωρία. Βέβαια να αναφερθεί ότι στην πράξη ο σχεδιαστής περιορίζεται από την ίδια την τεχνολογία.

Η ποικιλία επιλογής μεγέθους των ενεργών στοιχείων είναι πολύ μικρή στην περίπτωσή καθώς έπρεπε να επιλέξουμε ανάμεσα σε πέντε μόλις μεγέθη σε σχέση με το μήκος. Όσο για το πλάτος η τιμή είναι ακόμα πιο περιορισμένη και δεν μπορούμε να την τροποποιήσουμε (συγκεκριμένα είναι 120 νανόμετρα). Οι τιμές που διαθέτουμε για το μήκος είναι 1 μm , 3 μm , 6 μm , 12 μm και 18 μm , σύμφωνα με μια σειρά προσομοιώσεων και το εγχειρίδιο της τεχνολογίας. Παρατηρήσαμε ότι το κέρδος αυξάνεται όπως και ο θόρυβος με την πτώση του μήκους, οπότε έπρεπε να βρεθεί το κατάλληλο μέγεθος για τον καταλληλότερο συμβιβασμό ανάμεσα σε κέρδος και θόρυβο. Λόγω του μοντέλου και των συχνοτήτων ενδιαφέροντος παρατηρήσαμε ότι το καταλληλότερο μέγεθος είναι αυτό των **18 μm** το οποίο μας παρείχε το λιγότερο θόρυβο από τα υπόλοιπα μεγέθη των ενεργών στοιχείων και ταυτόχρονα το κέρδος βρισκόταν σε αποδεκτά πλαίσια. Για να επιτευχθεί αυτή η επιλογή χρησιμοποιήθηκε το ακόλουθο κύκλωμα με ιδανικά παθητικά στοιχεία διότι θέλαμε να περιορίσουμε τις αιτίες θορύβου στο κύκλωμα μόνο σε ενεργά στοιχεία για να μπορέσουμε να κάνουμε την καλύτερη επιλογή μεγέθους.

Για να μπορέσουμε να πολώσουμε τα τρανζίστορ πρέπει να γίνει ανάλυση, με την προοπτική ότι η πόλωση θα γίνει στα σημεία στα οποία ο θόρυβος θα έχει την ελάχιστη δυνατή τιμή χωρίς να επηρεάζει την περιοχή λειτουργίας. Δεν θέλουμε να υπάρχει ψαλιδισμός στην έξοδο, θέλουμε να διατηρείται η γραμμικότητα και ταυτόχρονα να μην καταναλώνεται ισχύς σε μεγάλο επίπεδο. Σε αυτήν την ανάλυση δεν μπορούμε να είμαστε απόλυτα ακριβείς, λόγω της ύπαρξης ιδανικών στοιχείων, τα οποία και θα αντικατασταθούν στη συνέχεια. Η αντικατάσταση θα έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχουν ωμικές απώλειες στο παθητικό δίκτυο συσχέτισης εξόδου (output matching network) και



Σχήμα 4.4. Το πρώτο στάδιο του ενισχυτή.

άλλων ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων δίνοντας όμως ακριβέστερες τιμές για τις παραμέτρους που μας ενδιαφέρουν.

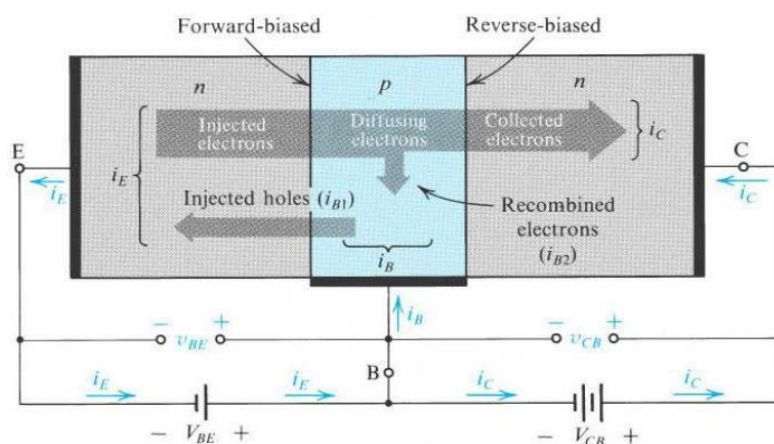
4.4.1 Φυσική Δομή των Ενεργών Στοιχείων

Στην παράγραφο που ακολουθεί θα εξετάσουμε μια σύντομη βασική ανάλυση για την επιλογή των τιμών τάσης τροφοδοσίας πριν προχωρήσουμε στον σχεδιασμό του δικτύου συσχέτισης εξόδου. Προτού γίνει αυτό θα αναφερθούμε σε βασικά στοιχεία της δομής και του τρόπου λειτουργίας των ηρη BJT τρανζίστορ.

Γενικά υπάρχουν δύο βασικές κατηγορίες τρανζίστορ[1]: τα MOSFET και τα BJT. Στη συγκεκριμένη διατριβή χρησιμοποιήθηκε ένα είδος BJT τρανζίστορ που ονομάζεται HBT. Πιο συγκεκριμένα, τα τρανζίστορ αποτελούνται από τρεις περιοχές ημιαγώγιμων υλικών

[]): την περιοχή εκπομπού (E, emitter), την περιοχή βάσης (B, base) και συλλέκτη (C, collector). Σε κάθε μια από τις τρεις ημιαγωγικές περιοχές του τρανζίστορ συνδέεται ένας ακροδέκτης. Υπάρχουν δυο κατηγορίες δομής, η ηρη στην οποία η περιοχή του εκπομπού και του συλλέκτη αποτελούνται από n-τύπου ημιαγωγικά υλικά και η περιοχή βάσης από p-τύπου ημιαγωγικά υλικά και η ηρη στην οποία η περιοχή του εκπομπού και του συλλέκτη αποτελούνται από p-τύπου ημιαγωγικά υλικά και η περιοχή βάσης από n-τύπου ημιαγωγικά υλικά. Για τους σκοπούς της εργασίας μας χρησιμοποιήσαμε μόνο ηρη τύπου τρανζίστορ.

Τα τρανζίστορ αποτελούνται από δυο ενώσεις ηρη, εκπομπού-βάσης και βάσης-συλλέκτη. Ανάλογα με τις συνθήκες πόλωσης, ορθής ή ανάστροφης, έχουμε διαφορετικές περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ. Στη δομή αυτή βασίστηκε και η υλοποίηση της ιδέας του διακόπτη. Όταν θέλουμε το τρανζίστορ να λειτουργεί στην περιοχή της αποκοπής πρέπει και οι δύο ενώσεις να είναι ανάστροφα πολωμένες. Όταν θέλουμε να βρισκόμαστε στην ενεργό περιοχή, πρέπει η ένωση εκπομπού-βάσης να είναι ορθά πολωμένη ενώ ταυτόχρονα η ένωση βάσης-συλλέκτη να είναι ανάστροφα πολωμένη. Τέλος, όταν επιθυμητή περιοχή λειτουργίας είναι η περιοχή κορεσμού πρέπει και οι δύο ενώσεις να είναι ορθά πολωμένες. Στο Σχήμα 4.5 αποτυπώνεται ένα παράδειγμα δομής ενός BJT τρανζίστορ.



Σχήμα 4.5 Σχηματική απόδοση BJT τρανζίστορ.

Για την διατριβή χρησιμοποιήσαμε τις περιοχές αποκοπής και κορεσμού ενός τρανζίστορ, για την υλοποίηση του διακόπτη. Στην περιοχή αποκοπής το τρανζίστορ αρχίζει να λειτουργεί ως ωμική αντίσταση οδηγώντας το ρεύμα από την διαδρομή στην οποία υπάρχει το παθητικό στοιχείο γραμμή μεταφοράς με την οποία συντονίζουμε-ρυθμίζουμε το μέγιστο του κέρδους. Στην ενεργό περιοχή προκειμένου να δημιουργηθούν συνθήκες πόλωσης χρησιμοποιούνται δυο εξωτερικές πηγές τάσης. Η τάση βάσης-εκπομπού, αναγκάζει την p-τύπου να βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό από τον n-τύπου εκπομπού, με αποτέλεσμα ορθή πόλωση της ένωσης εκπομπού-βάσης. Να σχολιαστεί σε αυτό το σημείο, ότι οι μεταβολές αυτές βασίζονται μόνο στην αλλαγή τάσης της βάσης. Η τάση συλλέκτη-βάσης, αναγκάζει τον n-τύπου συλλέκτη να βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό από την p-τύπου βάση, με αποτέλεσμα ανάστροφη πόλωση της ένωσης συλλέκτη-βάσης.

Να σημειωθεί ότι ένα ηρη τρανζίστορ όπου η ένωση εκπομπού-βάσης είναι ορθά πολωμένη (συνήθως ισχύει $V_{BE} \cong 0.7V$) θα λειτουργεί στην ενεργό περιοχή για όσο χρόνο η τάση συλλέκτη δεν γίνεται μικρότερη από την τάση της βάσης κατά περισσότερο από 0.4V περίπου. Σε διαφορετική περίπτωση το τρανζίστορ εξέρχεται από την ενεργό περιοχή και εισέρχεται στον κορεσμό. Σύμφωνα με τα παραπάνω, προκύπτουν οι τιμές των τάσεων που εφαρμόσαμε για τη λειτουργία των τρανζίστορ, όπως παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.1 .

<i>Τρανζίστορ</i>	<i>Περιοχή Λειτουργίας</i>	<i>Τάση Συλλέκτη V_C</i>	<i>Τάση Βάσης V_B</i>	<i>Τάση Εκπομπού V_E</i>
Q_1	κορεσμός	1.2	0.89	0
Q_2	κορεσμός	1.2	0.89	0
Q_3	κορεσμός	3.3	2.3	1.2
$Q_{4,switch}$	Αποκοπή/ενεργός	1.1	1.5/4.3	3.3

Πίνακας 4.1. Συλλογή τιμών πόλωσης των τρανζίστορ.

4.4.2 Πρόσθεση του Πρώτου Σταδίου

Ένα σημαντικό πρόβλημα το οποίο παρατηρήθηκε ήταν οι τελικές τιμές του παράγοντα θορύβου. Πριν προχωρήσουμε στον σχεδιασμό του δικτύου συσχέτισης εξόδου, αξίζει να σημειωθεί ότι κατά την διάρκεια του σχεδιασμού παρατηρήθηκε ότι το κασκοδικό στάδιο ενίσχυσης, που την πρώτη φορά που πραγματοποιήθηκε η σχεδίαση ήταν και το μοναδικό στάδιο, δεν απέδιδε αποδεκτές τιμές ενίσχυσης και θορύβου. Όταν ολοκληρώθηκε η ανάλυση και πραγματοποιήθηκαν όλες οι απαραίτητες προσομοιώσεις και έπειτα βελτιστοποιήσεις των τιμών των παθητικών στοιχείων τα αποτελέσματα ήταν απογοητευτικά αφού ο θόρυβος ήταν αρκετά υψηλός, ενώ η ενίσχυση δεν έφτανε στα επιθυμητά επίπεδα.

Ένας καινοτόμος τρόπος επίλυσης του προβλήματος, με την πρόσθεση ενός ακόμα σταδίου στο κύκλωμα. Από την θεωρία προκύπτει ότι η πρόσθεση στοιχείων ενεργών και παθητικών προσθέτουν θόρυβο πράγμα το οποίο προσπαθήσαμε να αποφύγουμε. Όμως μπορούσαμε να μειώσουμε σημαντικά τον θόρυβο με τον οποίο μας επιβάρυνε το κασκοδικό στάδιο (στάδιο ενίσχυσης). Η ιδέα πίσω από την λύση αυτή του προβλήματος βρίσκεται στην θεωρία και ονομάζεται νόμος του Friis:

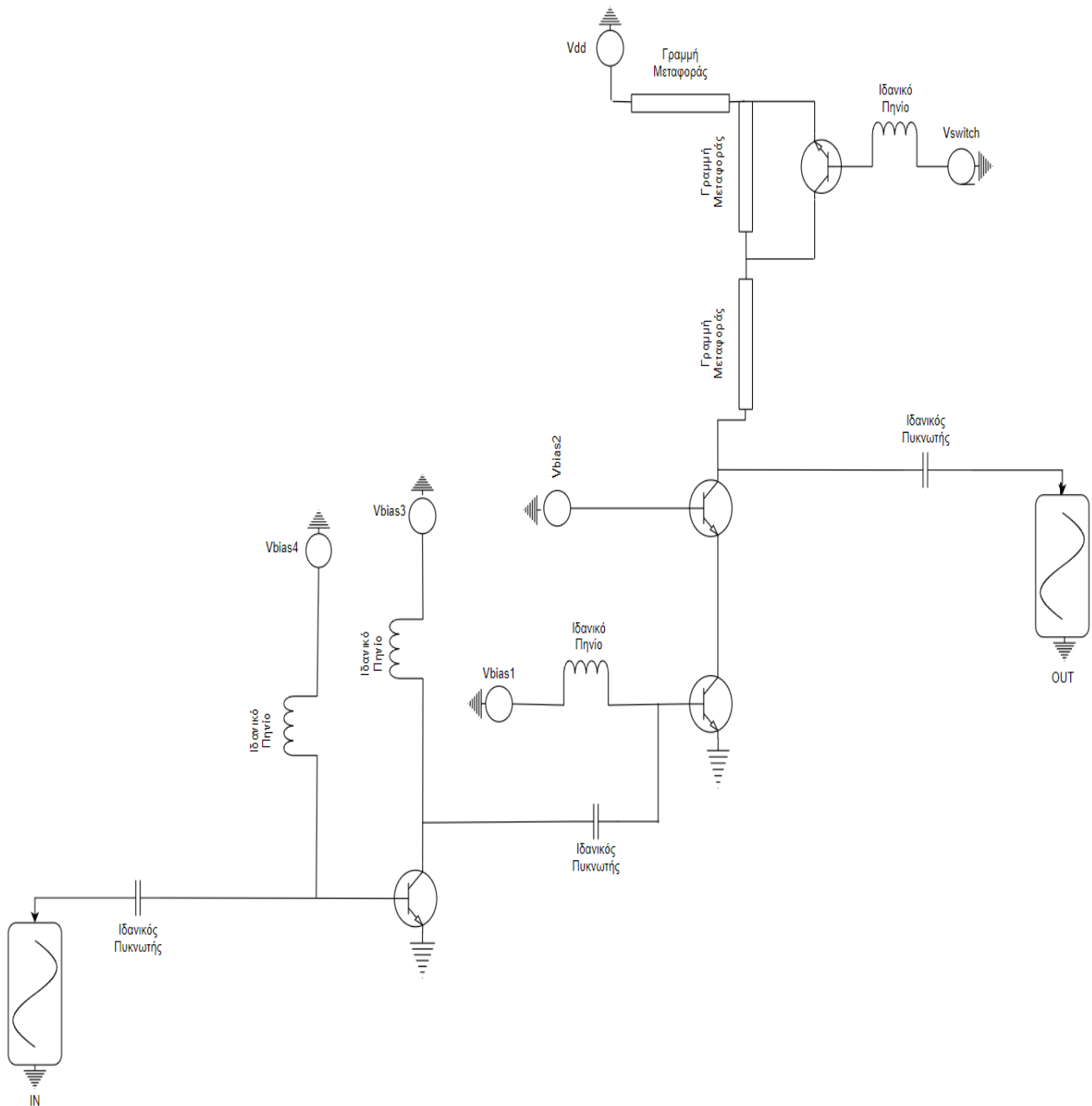
$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{a1}} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_{a1}G_{a2}\dots G_{aN-1}}, \quad (4.1)$$

όπου F είναι ο θόρυβος του εκάστοτε σταδίου και G το κέρδος. Βλέπουμε ότι το πρώτο στάδιο είναι αυτό το οποίο συμβάλει περισσότερο στο θόρυβο και το κέρδος αυτού είναι ο παρονομαστής του δεύτερου σταδίου το οποίο υπονομεύει τον θόρυβο που προσφέρει το δεύτερο στάδιο στο κύκλωμά μας.

Προσθέτοντας ένα απλό στάδιο κοινού εκπομπού, το οποίο προσφέρει περίπου το μισό ποσοστό θορύβου από αυτόν του κασκοδικού σταδίου και ταυτόχρονα μειώνει τον θόρυβο που προσθέτει το κασκοδικό στάδιο κατά παράγοντα G_{a1} που είναι το κέρδος του

πρώτου σταδίου. Η ύπαρξη του πρώτου σταδίου δεν σχετίζεται με το κέρδος του και δεν μας ενδιαφέρει, το πράγμα στο οποίο επικεντρωνόμαστε είναι η μείωση του θορύβου από το δεύτερο στάδιο. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το πώς θα μοιάζει τελικώς το σχηματικό μας χωρίς τα δίκτυα συσχέτισης και με ιδανικά παθητικά στοιχεία.

Για καλύτερη αντίληψη στην θέση των ιδανικών πυκνωτών θα εισαχθούν τα δίκτυα συσχέτισης και στη θέση των ιδανικών πηνίων θα τοποθετηθούν γραμμές μεταφοράς για την σωστή τροφοδοσία ρεύματος με αποτέλεσμα να έχουν κάποιο αντίκτυπο στο εκάστοτε δίκτυο.



Σχήμα 4.6 Σχεδιασμός ολόκληρου του σχηματικού με ιδανικά παθητικά στοιχεία.

4.5 Επιλογή Δικτύου Συσχέτισης Εξόδου

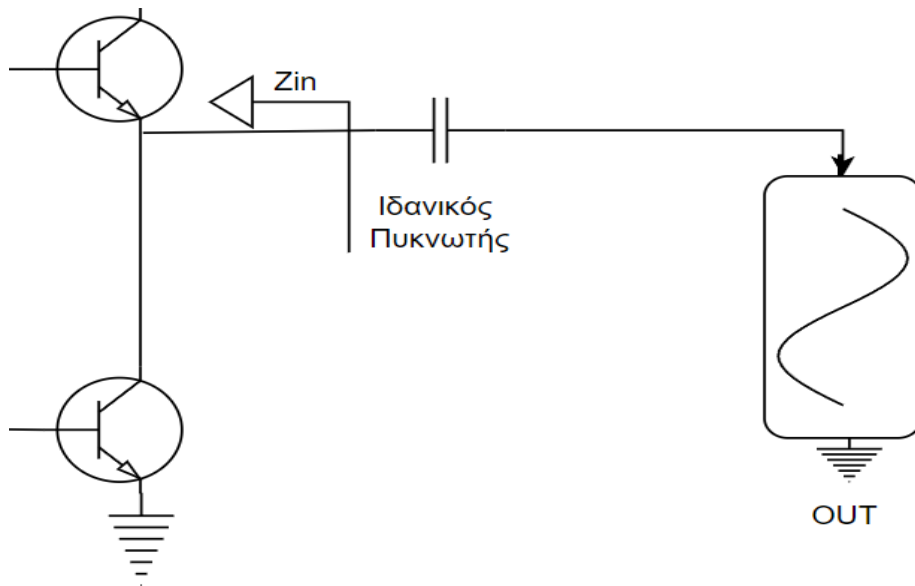
Αυτό το στάδιο στον σχεδιασμό ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι πολύ σημαντικό καθώς εδώ έγινε η αφαίρεση των ιδανικών στοιχείων στην έξοδο του σχηματικού μας και τοποθετήθηκαν πραγματικά παθητικά στοιχεία. Αυτό όμως δεν είναι το τελικό βήμα διότι για να βρούμε τις κατάλληλες τιμές των στοιχείων ώστε να λειτουργεί ο ενισχυτής μας στα όρια που έχουμε θέσει χρησιμοποιούμε ιδανικά στοιχεία από την AnalogLib. Στη συνέχεια αφού βρούμε τις κατάλληλες τιμές των στοιχείων τότε τα αντικαθιστούμε με τα πραγματικά στοιχεία της ίδιας της τεχνολογίας, στη περίπτωση μας BiCMOS-8hp. Ο σκοπός αυτού του διπλού βήματος είναι σημαντικός να αναφερθεί, διότι τα πραγματικά στοιχεία της τεχνολογίας προκαλούν ορισμένες απώλειες, απόρροια ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων, οι οποίες επηρεάζουν τις τελικές τιμές των παραμέτρων κέρδους, τον παράγοντα θορύβου και τον συντελεστή ανάκλασης (S_{21}, NF, S_{11}) ανάμεσα σε άλλα.

Για την σχεδίαση του δικτύου αυτού χρησιμοποιήθηκαν οι τεχνικές που έχουμε αναφέρει στα προηγούμενα κεφάλαια. Όμως στην δικιά μας περίπτωση υπάρχουν κάποιες ιδιοτροπίες τις οποίες πρέπει να προσέξουμε αν θέλουμε ο ενισχυτής μας να θεωρείται λειτουργικός. Λόγω της περίπλοκης ιδέας του διακοπτόμενου ενισχυτή έχουμε κάποιους καινούριους περιορισμούς όπως το γεγονός ότι δεν αρκεί να δίνουμε προσοχή στην γραμμικότητα και την κατανάλωση ισχύος, ούτε να επικεντρωθούμε μόνο στον συντονισμό των μεγίστων στις συχνότητες ενδιαφέροντος. Πρέπει να λάβουμε υπόψιν και την επιλεκτικότητα, καθώς από την στιγμή που αποφασίσαμε ο ενισχυτής μας να λειτουργεί σε δύο διαφορετικές συχνότητες πρέπει να προσέχουμε ώστε κατά την διάρκεια λειτουργίας στην πρώτη συχνότητα δεν λειτουργεί η δεύτερη και κατά την διάρκεια της δεύτερης δεν λειτουργεί η πρώτη. Η πρακτική μετάφραση αυτού είναι να θέσουμε κάποιο μέγιστο όριο ενίσχυσης. Για καλύτερη ευκρίνεια, όταν η συχνότητα λειτουργίας βρίσκεται στα 28GHz, δηλαδή η παράμετρος κέρδους S_{21} βρίσκεται στο μέγιστό της στην συγκεκριμένη συχνότητα, η παράμετρος στην θέση των 39GHz πρέπει να βρίσκεται πολύ χαμηλά, αν είναι δυνατόν και υπό του μηδενός και αντίστροφα.

Η δυσκολία σε αυτή την ιδιαιτερότητα είναι οι ίδιες οι συχνότητες, βρίσκονται πολύ κοντά μεταξύ τους πράγμα που καθιστά αυτήν την πρόκληση δύσκολο να επιλυθεί. Ο

τρόπος επίλυσης είναι ένας ακόμα συμβιβασμός, από την στιγμή που η θεωρητικά και μεθοδολογικά καλύτερη κατασκευή του δικτύου συσχέτισης εξόδου δεν μας καλύπτει τον παράγοντα επιλεκτικότητας ο οποίος είναι ιδιοτροπία του δικού μας ενισχυτή τότε κάποιες αλλαγές στο δίκτυο πρέπει να συμβούν. Πριν φτάσουμε εκεί θα δούμε τον τρόπο με τον οποίο αρχικά σχηματίστηκε το δίκτυο.

Όπως έχουμε πει υπάρχουν δύο φορμαλισμοί τους οποίους μπορούμε να ακολουθήσουμε για να βρούμε τα καταλληλότερα στοιχεία και τις τιμές αυτών. Ο ένας είναι ο φορμαλισμός αγωγιμότητας και ο άλλος επαγωγής με χρήση παραμέτρων Z- και Y- αντίστοιχα, όπως έχουμε αναφέρει στο Κεφάλαιο 2. Για να πραγματοποιηθεί η σχεδίαση του δικτύου χρησιμοποιήθηκε ένα διαφορετικό πρόγραμμα ADS το οποίο μας επιτρέπει να χρησιμοποιήσουμε το εργαλείο Χάρτη Smith για να μπορέσουμε να προσδιορίσουμε τα κατάλληλα παθητικά στοιχεία του δικτύου συσχέτισης εξόδου. Για να μπορέσουμε να αξιοποιήσουμε τον Χάρτη Smith πρέπει να μπορέσουμε να βρούμε την αντίσταση που «βλέπει» η έξοδος προς το κύριο στάδιο ενίσχυσης, η οποία είναι η σύνθετη αντίσταση που είχαμε αναλύσει στο προηγούμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 4.7 Εύρεση σύνθετης αντίστασης του σταδίου ενίσχυσης.

Στο παραπάνω σχήμα βλέπουμε που «κοιτάει» η σύνθετη αντίσταση Z και αυτή καλούμαστε να συσχετίσουμε με την αντίσταση της εξόδου η οποία είναι 50Ω . Εδώ έχουμε μια από τις μεγαλύτερες δυσκολίες της υλοποίησης της ιδέας του διακοπτόμενου LNA. Λόγω των δύο διαφορετικών συχνοτήτων που θέλουμε να συντονίσουμε, η σύνθετη αντίσταση είναι διαφορετική στην κάθε συχνότητα (αυτό συμβαίνει διότι πρέπει να λάβουμε υπόψιν και το στάδιο του διακόπτη που αλλάζει με την αλλαγή της τάσης στην βάση του τρανζίστορ).

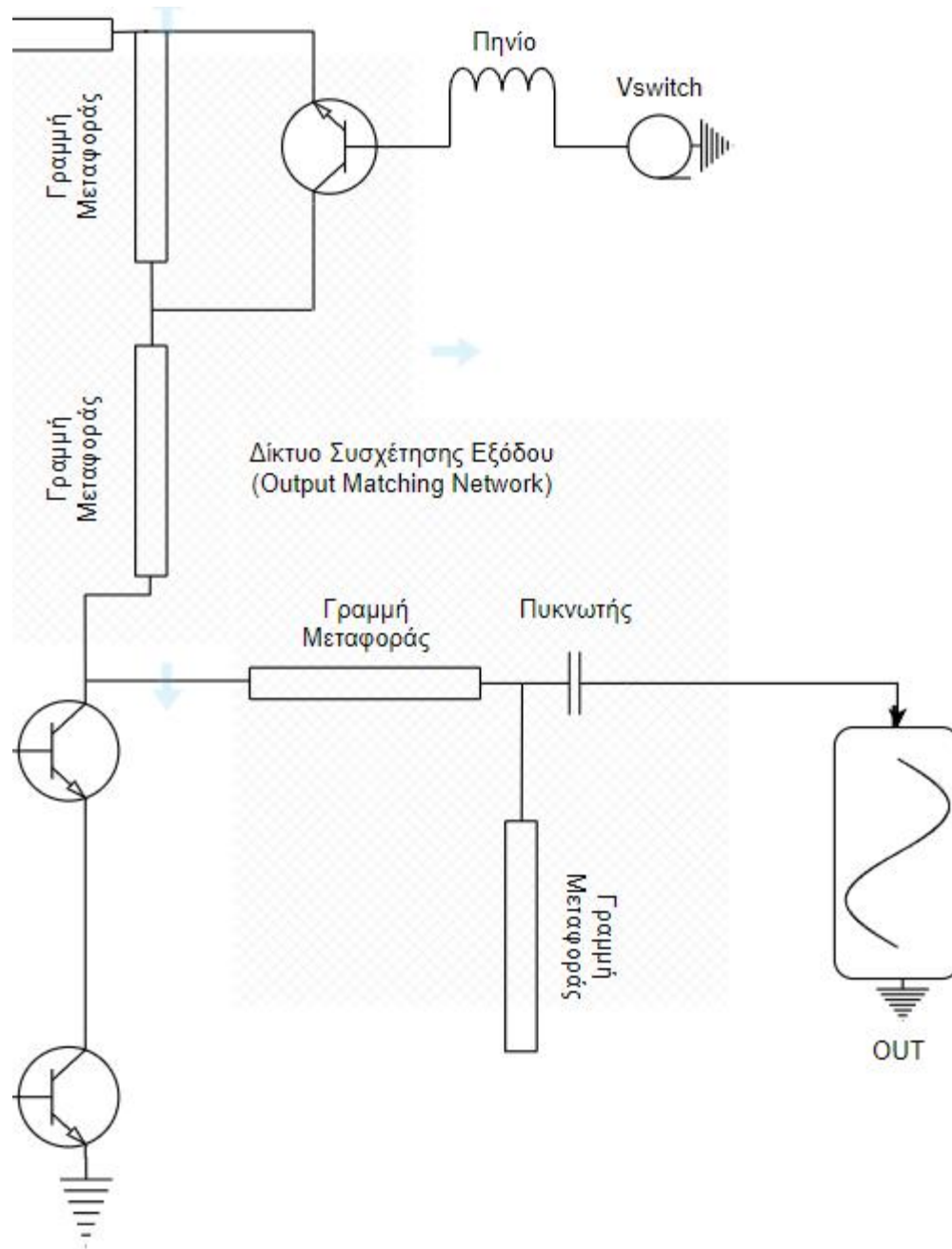
Εκτός από τις διαφοροποιήσεις της σύνθετης συχνότητας λόγω του σταδίου διακόπτη, υπάρχει ένα ακόμα σοβαρό ζήτημα το οποίο είναι τα παθητικά στοιχεία. Η λειτουργία των παθητικών στοιχείων και η συμπεριφορά τους διαφέρει ανάλογα με την συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος, πράγμα που καθιστά δύσκολο τον συντονισμό των παραμέτρων στις συχνότητες ενδιαφέροντος με χρήση ενός δικτύου συσχέτισης (output matching network). Άρα αυτό που καλούμαστε να πετύχουμε είναι συσχέτιση δύο διαφορετικών σύνθετων αντιστάσεων με ένα μοναδικό δίκτυο. Προφανώς αυτό είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί αν σκεφτούμε ότι υπάρχει και ο παράγοντας θορύβου ο οποίος μας περιορίζει στην ποσότητα των παθητικών στοιχείων που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε.

Όπως κάθε δυσκολία στον σχεδιασμό ενισχυτών έτσι και εδώ το πρόβλημα λύνεται με συμβιβασμό. Βρίσκουμε τις δύο διαφορετικές σύνθετες αντιστάσεις και από τους δύο φορμαλισμούς έπειτα πρέπει να γίνει ένας συμβιβασμός και να προκύψει η χρυσή τομή ανάμεσα σε τρεις κυρίως παράγοντες, την ενίσχυση, τον θόρυβο και τις διαφορές ανάμεσα στις δύο σύνθετες αντιστάσεις που θέλουμε να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη με σκοπό οι απώλειες από το κύκλωμα δικτύου συσχέτισης εξόδου να μην είναι σημαντικές.

Έχοντας βρεί το κατάλληλο ζευγάρι σύνθετων αντιστάσεων με την βοήθεια του χάρτη Smith εκτελούμε διάφορες ιδέες και σχέδια δικτύων συσχέτισης εξόδου με δύο πράγματα στο νου. Το ένα να μην χρησιμοποιούμε πολλά παθητικά στοιχεία διότι κάθε στοιχείο συμβάλλει στον θόρυβο του τελικού κυκλώματος και δεύτερον να μην θέτουμε μεγάλες τιμές στα στοιχεία μας διότι αυτά θα μεταφράζονται σε κατανάλωση χώρου και προφανώς εκτεταμένο θόρυβο. Το τελικό στάδιο εξόδου φαίνεται στο Σχήμα (4.7).

Το δίκτυο εξόδου είναι το σκιαγραφημένο μέρος στο Σχήμα (4.7). Όπως φαίνεται οι γραμμές μεταφοράς και το τρανζίστορ που αποτελούν μέρος του κυκλώματος διακόπτη είναι και μέρος του δικτύου εξόδου, συγκεκριμένα είναι ο λόγος που έχουμε δύο διαφορετικές σύνθετες αντιστάσεις αλλά είναι και το μέρος που γίνεται ο συντονισμός στις συχνότητες ενδιαφέροντος όταν το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή λειτουργίας αποκοπής (28GHz) και όταν βρίσκεται στην ενεργό περιοχή (39GHz). Τα παθητικά στοιχεία που προστέθηκαν μετά το στάδιο το διακόπτη έχουν διπλό ρόλο. Ο πρώτος είναι η συσχέτιση των αντιστάσεων και ο δεύτερος είναι η αποκατάσταση της επιλεκτικότητας ανάμεσα στις δύο λειτουργίες του κυκλώματος.

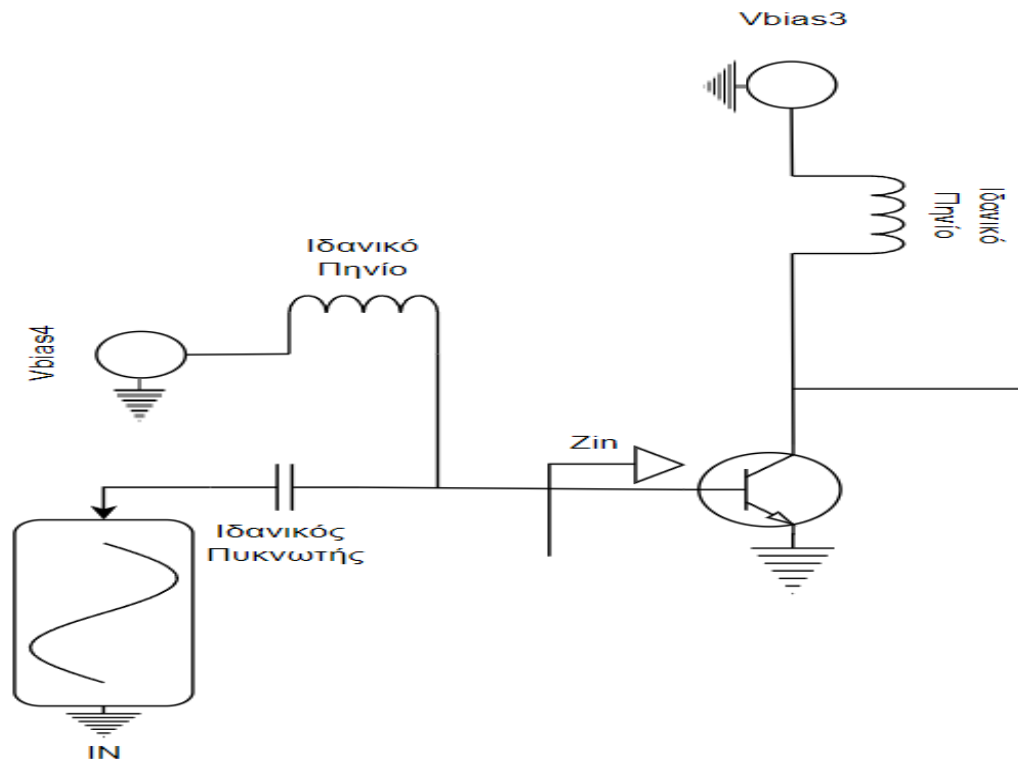
Αφού καταφέραμε να επιλύσουμε όλα τα εμπόδια και καταφέραμε να έχουμε ικανοποιητικά αποτελέσματα (τα οποία αναλύονται στο Κεφάλαιο 5) πρέπει να επαναπροσδιορίσουμε τις τελικές τιμές άλλη μία φορά αφού θα προσθέσουμε και το δίκτυο συσχέτισης εισόδου. Αυτός ο επαναπροσδιορισμός δεν είναι σοβαρός, είναι μικρές απώλειες που θα υπάρξουν λόγω της πρόσθεσης παθητικών στοιχείων για την υλοποίηση του δικτύου εισόδου, όμως θα πρέπει να ρυθμίσουμε με ελάχιστες μικροαλλαγές τις τιμές ώστε και οι δύο λειτουργίες να βρίσκονται ακριβώς στις συχνότητες ενδιαφέροντος.



Σχήμα 4.8 Υλοποίηση του δικτύου συσχέτισης εξόδου.

4.6 Σχεδιασμός Δικτύου Συσχέτισης Εισόδου/Ενδιάμεσο

Στον σχεδιασμό αυτού του δικτύου συναντήσαμε αρκετά και δύσκολα εμπόδια που κληθήκαμε να ξεπεράσουμε. Το πρώτο, όπως και στο δίκτυο εξόδου, ήταν οι δύο διαφορετικές σύνθετες αντιστάσεις με την διαφορά ότι εδώ δεν είχαμε το περιθώριο να βρούμε έναν συμβιβασμό όπως κάναμε στο στάδιο εξόδου.



Σχήμα 4.9 Εύρεση σύνθετης αντίστασης του πρώτου σταδίου.

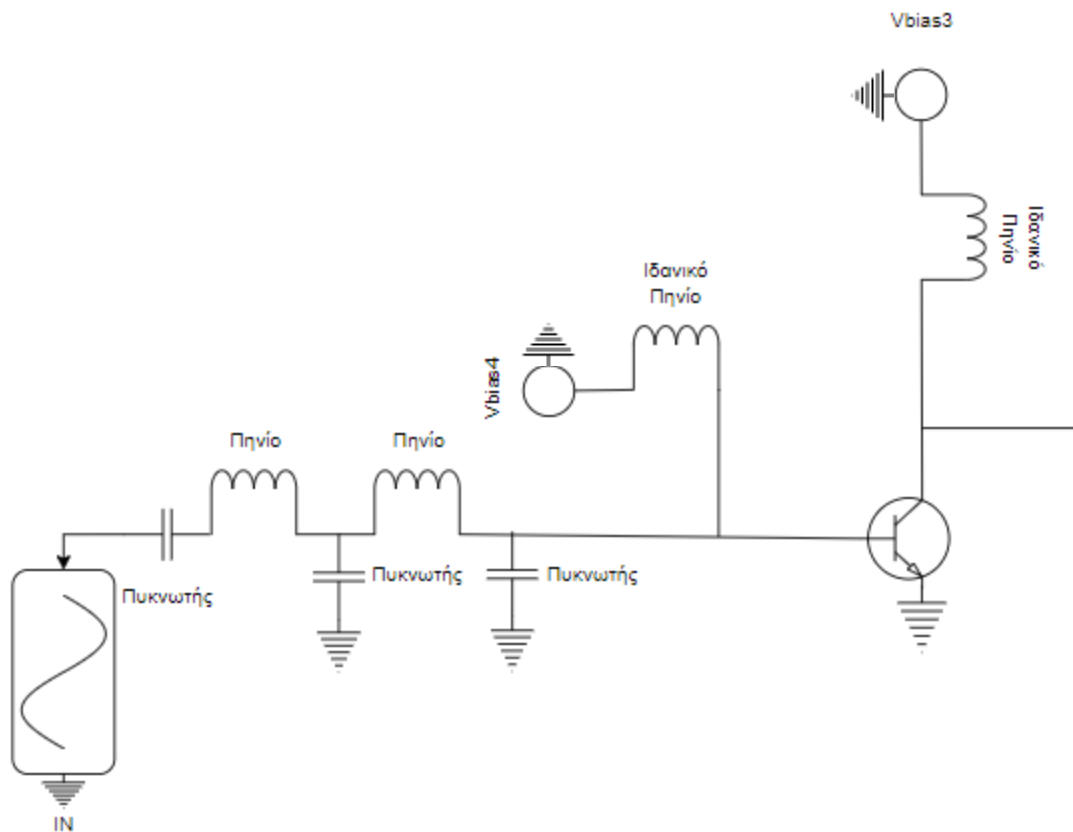
Έτσι εδώ οι δύο διαφορετικές σύνθετες αντιστάσεις είναι αμετάκλητες και καλούμαστε να φτιάξουμε ένα μοναδικό το οποίο μπορεί να αντιστάσει με την αντίσταση της πόρτας εισόδου που είναι και αυτή 50Ω. Η κύρια διαφορά με το δίκτυο εξόδου είναι ότι εδώ δεν έχουμε το στάδιο του διακόπτη και έτσι ο προσδιορισμός των σύνθετων αντιστάσεων περιορίζεται στην αλλαγή της συχνότητας και μόνον. Το δεύτερο εμπόδιο είναι ότι σε αυτό το σημείο του σχεδιασμού έπρεπε να προσθέσουμε όλα τα παθητικά στοιχεία που θα χρησιμοποιηθούν σαν γέφυρα ανάμεσα στα σημεία πόλωσης των τρανζίστορ και των εξωτερικών πηγών τροφοδοσίας. Αυτά τα στοιχεία επιβαρύνουν

το δίκτυο εισόδου και είναι απαραίτητα για την σωστή λειτουργία του κυκλώματος. Το τρίτο πρόβλημα είναι η ίδια η συσχέτιση και οι τιμές που θα πρέπει να προσδιοριστούν ώστε να πετύχουμε τον ελάχιστο δυνατό θόρυβο (NF) και ικανοποιητικές τιμές του συντελεστή ανάκλασης (S_{11}).

Το μεγαλύτερο μέρος των προβλημάτων που αντιμετωπίζουμε εδώ λύθηκε με ένα τέχνασμα το οποίο χρησιμοποιείται σε άλλα είδη ενισχυτών χαμηλού θορύβου (LNA). Η χρήση δικτύου που παρατηρείται σε ενισχυτές χαμηλού θορύβου ευρείας ζώνης μας επιτρέπει να ξεπεράσουμε ορισμένο αριθμό εμποδίων. Η χρήση ενός τέτοιου δικτύου μας διευκολύνει διότι είναι σταθερό στην αλλαγή λειτουργίας του κυκλώματος, είτε η λειτουργία του τρανζίστορ διακόπτη βρίσκεται στην αποκοπή είτε στο κορεσμό, το δίκτυο συσχέτισης εισόδου παραμένει ταιριασμένο σε ένα εύρος που καλύπτει και τα 28GHz αλλά και τα 39GHz.

Για να μπορέσουμε να σχεδιάσουμε ένα τέτοιο κύκλωμα χρησιμοποιήσαμε τον φορμαλισμό αγωγιμότητας με χρήση των παραμέτρων Z- για να μπορέσουμε να προσδιορίσουμε τις δύο σύνθετες αντιστάσεις (βλ. Σχήμα 4.10).

Αφού καταφέραμε να προσδιορίσουμε τις σύνθετες αντιστάσεις χρησιμοποιήσαμε τον χάρτη Smith μέσα από το πρόγραμμα ADS. Τα δίκτυα συσχέτισης των LNA ευρείας συχνότητας χρησιμοποιούν ζεύγη πηνίων σε σειρά και πυκνωτών εν παραλλήλω για να μπορέσουν να πετύχουν διπλό συντονισμό σε διαφορετικές συχνότητες, και όλες οι ενδιάμεσες να διατηρούνται σε υψηλά επίπεδα. Το δίκτυο αυτό καλείται να πετύχει χαμηλό θόρυβο και χαμηλό συντελεστή ανάκλασης χωρίς ταλαντώσεις, δηλαδή σε καμία συχνότητα ο συντελεστής ανάκλασης να γίνει μεγαλύτερος του μηδενός. Θέλουμε οι χαμηλότερες τιμές θορύβου να βρίσκονται σε ένα εύρος που να περιέχει και την συχνότητα των 28GHz αλλά και την συχνότητα 39GHz και ταυτόχρονα οι τιμές του συντελεστή ανάκλασης S_{11} στο ίδιο εύρος να βρίσκονται κάτω από την τιμή -10dB με δυνατά ελάχιστα στις συχνότητες ενδιαφέροντος. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η πρώτη απόπειρα σχεδιασμού ενός τέτοιου δικτύου.

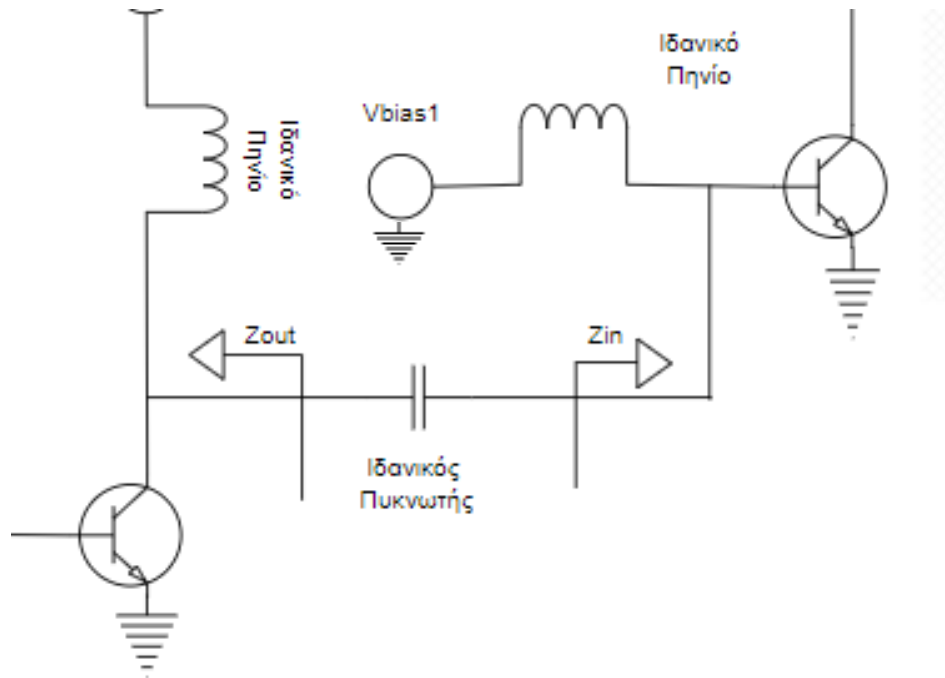


Σχήμα 4.10 Αρχική ιδέα δικτύου συσχέτισης εισόδου.

Φθάνοντας στην κατασκευή του ενδιάμεσου δικτύου προκύπτει το εξής πρόβλημα. Κατά την υλοποίηση του παραπάνω, δεν υπάρχει μια σταθερή αντίσταση εισόδου ή εξόδου, αλλά δύο σύνθετες αντιστάσεις, οι οποίες πρέπει να συσχετιστούν με άλλες δύο σύνθετες αντιστάσεις. Για την προσπέλαση του προβλήματος αυτού απαιτείται η χρήση αρκετών στοιχείων, τα οποία όμως αναπότρεπτα προσθέτουν στον θόρυβο του συνολικού κυκλώματος.

Στο Σχήμα 4.10 βλέπουμε την ανάγκη για χρήση ενδιάμεσου δικτύου το οποίο πρέπει να έχει έναν πυκνωτή σε σειρά. Για να ξεπεραστεί το εν λόγω εμπόδιο χρησιμοποιήσαμε ένα ακόμα τέχνασμα. Το κάθε ζεύγος πηνίου και πυκνωτή προκαλεί έναν συντονισμό, η χρήση δύο ζευγών δημιουργεί το εύρος συχνοτήτων που θέλουμε για να πετύχουμε την συσχέτιση. Η λύση είναι να χρησιμοποιήσουμε το ένα ζεύγος σαν ενδιάμεσο δίκτυο συσχέτισης τροποποιώντας τις τιμές των παθητικών στοιχείων αλλά κρατώντας το εύρος

ζώνης στις συχνότητες ενδιαφέροντος. Αυτή η λύση είναι αρκετά βοηθητική διότι μειώνει σημαντικά τον αριθμό των απαιτούμενων παθητικών στοιχείων κρατώντας έτσι τον θόρυβο σε χαμηλά επίπεδα.

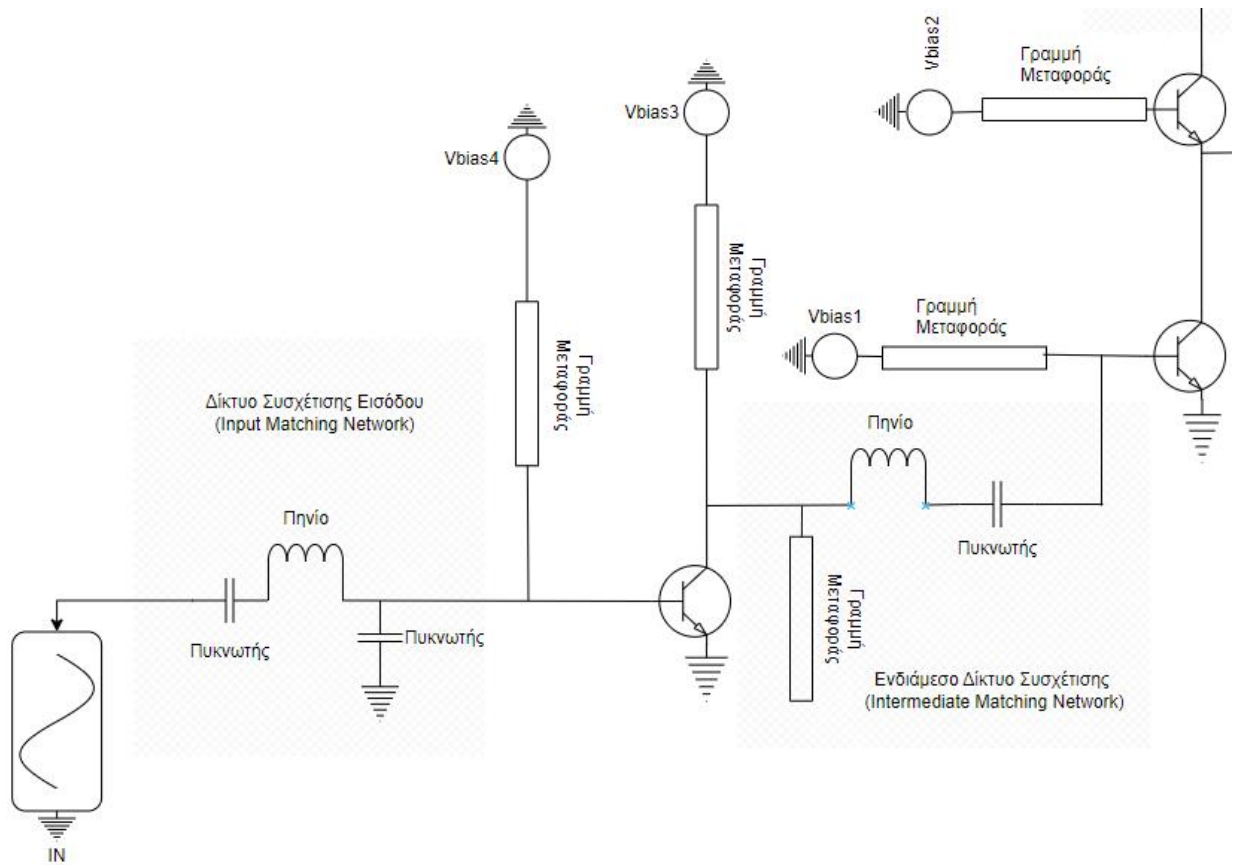


Σχήμα 4.11 Εύρεση σύνθετων αντιστάσεων για το ενδιάμεσο στάδιο.

Ξανά με χρήση του προγράμματος ADS μπορέσαμε να σχεδιάσουμε, να σχηματίσουμε και να προσδιορίσουμε τις τιμές όλων των παθητικών στοιχείων των δικτύων. Παρατηρήσαμε ότι το μεγαλύτερο μέρος της επιβάρυνσης θορύβου στο κύκλωμα το προκαλούσαν τα στοιχεία που βοηθούν στην τροφοδότηση τάσης και στη πόλωση των τρανζίστορ. Έγιναν διάφορες δοκιμές με επαγωγείς, αντιστάσεις και RLC-tanks σε όλες αυτές τις περιπτώσεις είτε ο θόρυβος NF, είτε ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} δεν αποκτούσαν ικανοποιητικές τιμές ή ο συντελεστής ανάκλασης παρουσιάζει ταλάντωση και είχαμε θετικές τιμές σε κάποιες συχνότητες. Το στοιχείο που μπόρεσε να διατηρήσει όλες τις παραμέτρους σε τιμές που βρισκότουσαν εντός του στόχου μας ήταν οι γραμμές μεταφοράς. Το μοναδικό πρόβλημα με αυτές είναι η κατανάλωση χώρου.

Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το τελικό σχέδιο του δικτύου συσχέτισης εισόδου και ενδιάμεσο δίκτυο όπου το πρώτο συσχετίζει τις δύο σύνθετες αντιστάσεις με την

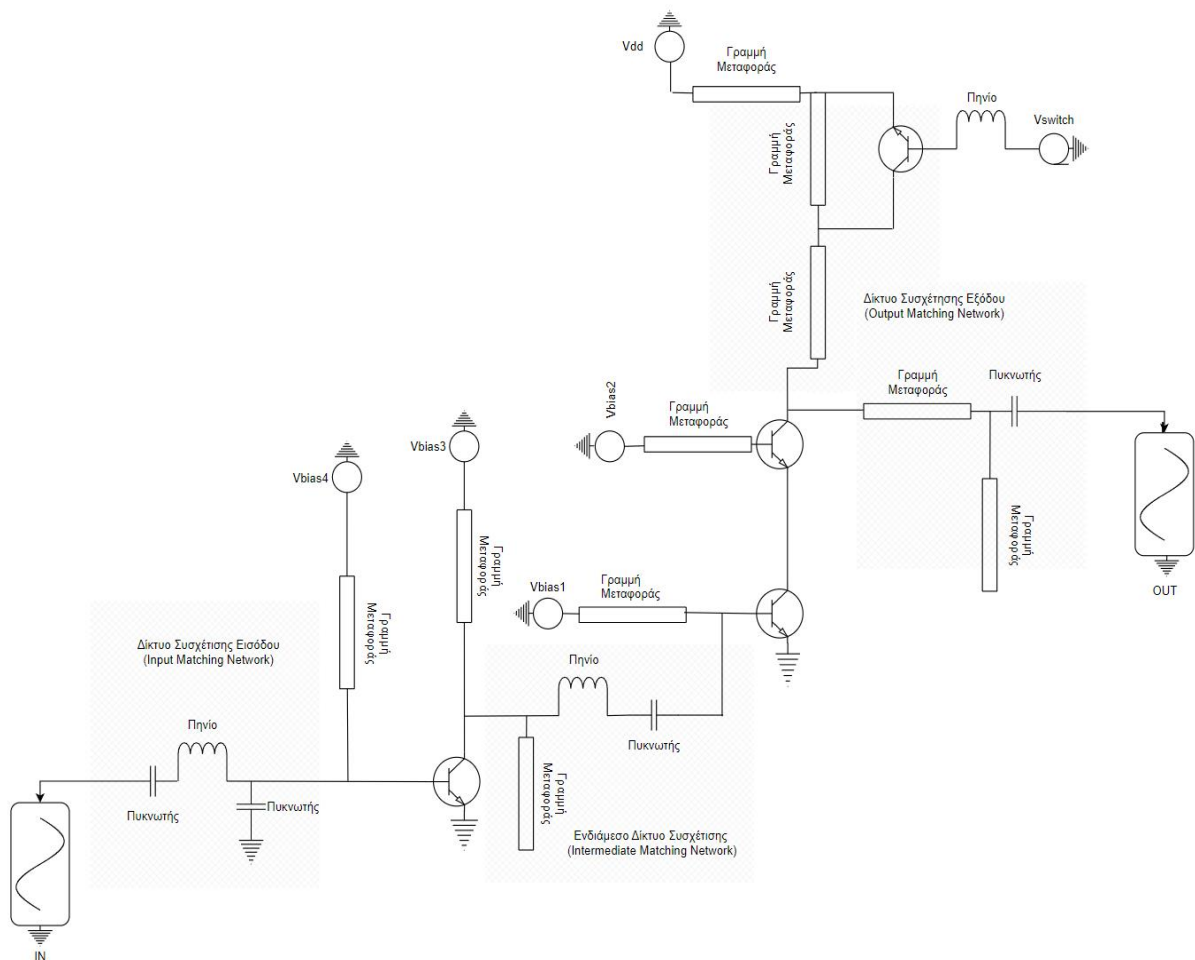
αντίσταση πόρτας εισόδου και το ενδιάμεσο συσχετίζει τις δύο σύνθετες αντιστάσεις του πρώτου σταδίου με τις δύο σύνθετες αντιστάσεις του δεύτερου σταδίου (κασκοδικό στάδιο κύριας ενίσχυσης). Η τεχνική είναι από την θεωρία των ενισχυτών χαμηλού θορύβου ευρείας ζώνης δημιουργώντας δύο μέγιστα και κρατώντας τις ενδιάμεσες τιμές σταθερές σε ικανοποιητικά επίπεδα. Τα ακριβή αποτελέσματα παρουσιάζονται στο επόμενο Κεφάλαιο.



Σχήμα 4.12 Σχεδιασμός του δικτύου συσχέτισης εισόδου/ενδιάμεσο.

4.7 Συνολικό σχηματικό διάγραμμα του διακοπτόμενου ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Στο Σχήμα 4.12 παρατίθεται το συνολικό σχηματικό διάγραμμα του ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA), λειτουργίας διακόπτη, της παρούσας διατριβής. Όπως φαίνεται, τα μέρη που τον απαρτίζουν και τα οποία αναλύθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Στο κεφάλαιο 5 θα γίνει η ανάλυση, όλων των επιμέρους κομματιών του ενισχυτή, η παρουσίαση των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν και τα τελικά αποτελέσματα των παραμέτρων ενδιαφέροντος. Στο κεφάλαιο 6 θα δούμε την ανάλυση σε επίπεδο Layout.



Σχήμα 4.13 Τελική σχηματική αναπαράσταση του ενισχυτή.

Το παραπάνω σχηματικό δημιουργήθηκε στο πρόγραμμα Draw io.

Κεφάλαιο 5

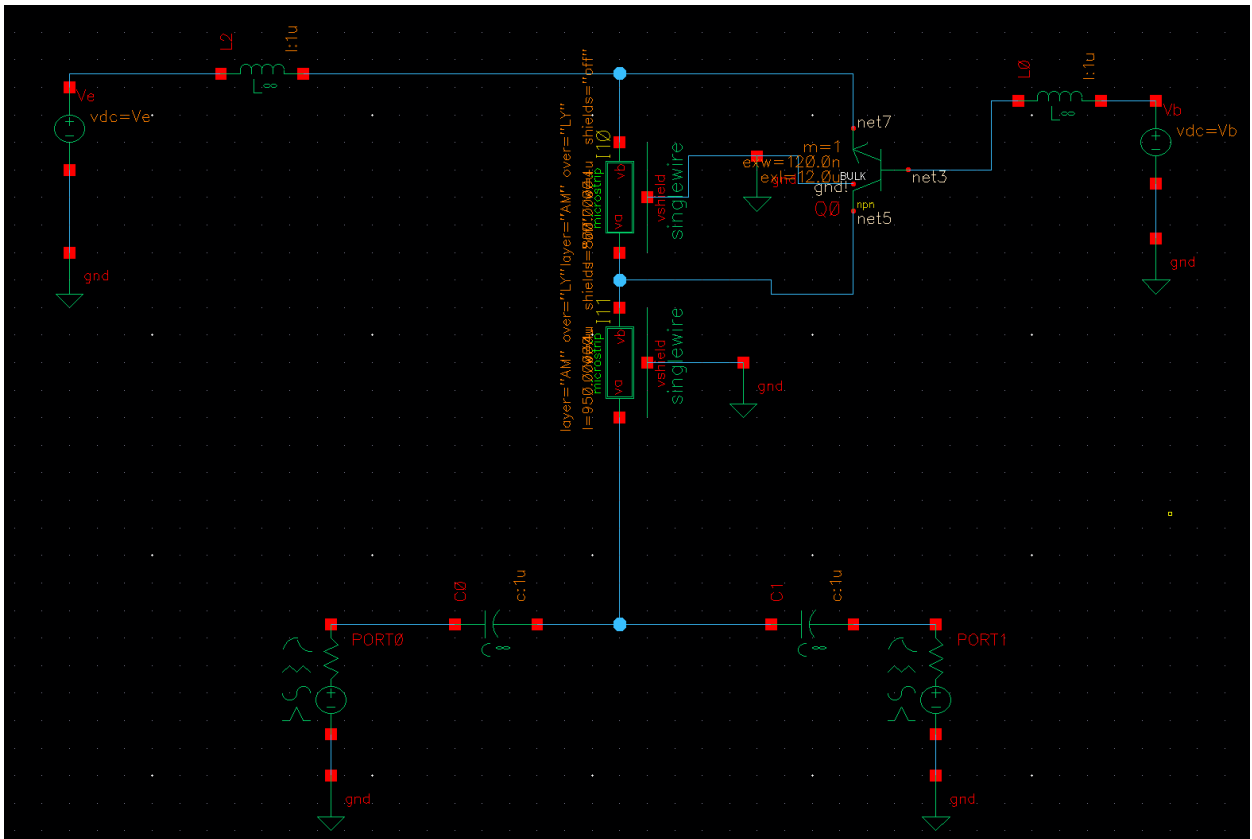
Αποτελέσματα και προσομοιώσεις του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλύσουμε όλες τις προσομοιώσεις που έλαβαν χώρα σε αυτή την διατριβή, θα παρατηρήσουμε τα αποτελέσματα και τις γραφικές παραστάσεις, εντοπίζοντας τις αδυναμίες και τα πλεονεκτήματα του συγκεκριμένου κυκλώματος και σχεδίου. Εν συντομία, θα δούμε την σειρά εκτέλεσης των προσομοιώσεων και τα τελικά αποτελέσματα των παραμέτρων S_{21} , που αντιπροσωπεύει το κέρδος του κυκλώματος, S_{11} που αποδίδει τον συντελεστή ανάκλασης του κυκλώματος, τον παράγοντα θορύβου NF, τον συντελεστή ευστάθειας (Stability Factor k) του κυκλώματος, την κατανάλωση ισχύος μαζί με τις αρμονικές σε σχέση με την ισχύ και το κέρδος ισχύος και τέλος το σημείο συμπίεσης.

5.1 Στάδιο Διακόπτη με Αποτελέσματα και Προσομοιώσεις

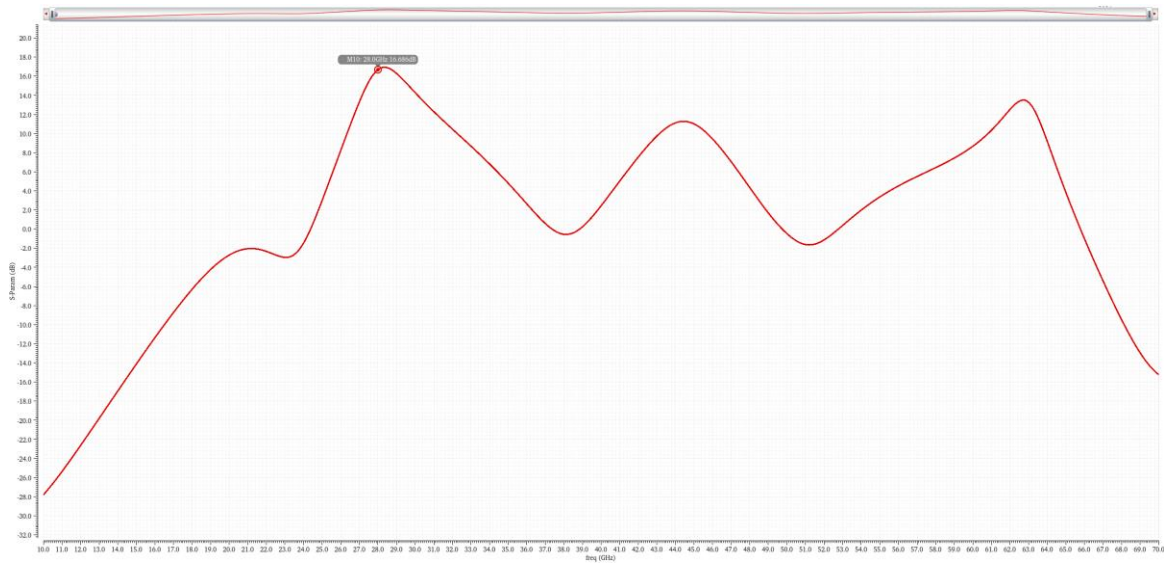
Σε αυτή την ενότητα θα μελετήσουμε την μεταβολή των μεγίστων της παραμέτρου S_{21} , που ρυθμίζονται από τις αλλαγές των τιμών των γραμμών μεταφοράς στο στάδιο του διακόπτη. Η αλλαγή των μεγίστων για να ταυτίζονται με τις συχνότητες ενδιαφέροντος γίνεται με την αλλαγή της τάσης στην βάση του τρανζίστορ διακόπτη. Όταν η τάση βρίσκεται στα 1,5Volt τότε το τρανζίστορ λειτουργεί στη περιοχή της αποκοπής με αποτέλεσμα το σήμα/ρεύμα να διέρχεται και από τις δύο γραμμές μεταφοράς, πετυχαίνοντας το μέγιστο κέρδος στη συχνότητα των 28GHz. Όταν η πηγή βρίσκεται στα 4.3Volt τότε το σήμα/ρεύμα δεν διέρχεται από την πρώτη γραμμή μεταφοράς αλλά από το τρανζίστορ που λειτουργεί στην περιοχή του κορεσμού με αποτέλεσμα το μέγιστο

κέρδος να αλλάζει συχνότητα και να βρίσκεται στα 39GHz, που αποτελεί τη δεύτερη συχνότητα ενδιαφέροντος.

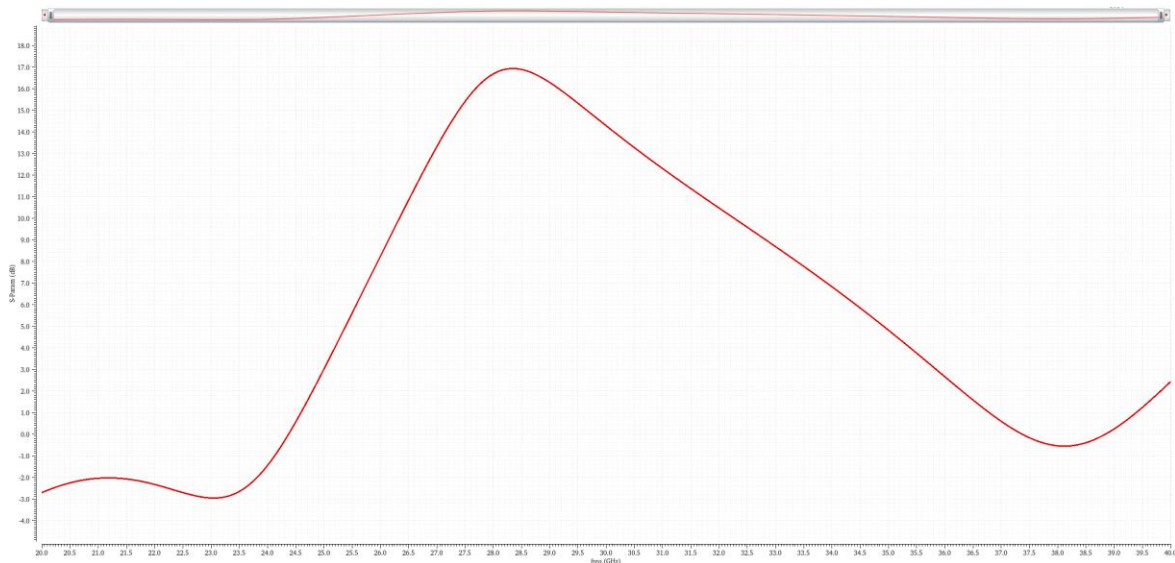


Σχήμα 5.1 Σχηματική Απόδοση Διακόπτη με Ιδανικά Στοιχεία.

Στο παραπάνω σχήμα αποτυπώνεται το σχηματικό του κυκλώματος διακόπτη με χρήση ιδανικών στοιχείων, εκτός από τις γραμμές μεταφοράς, το οποίο υλοποιήθηκε στο πρόγραμμα Cadence Virtuoso. Στο παρακάτω σχήμα παρατηρούμε την λειτουργία στα 28GHz με την τάση στα 1.5Volt.

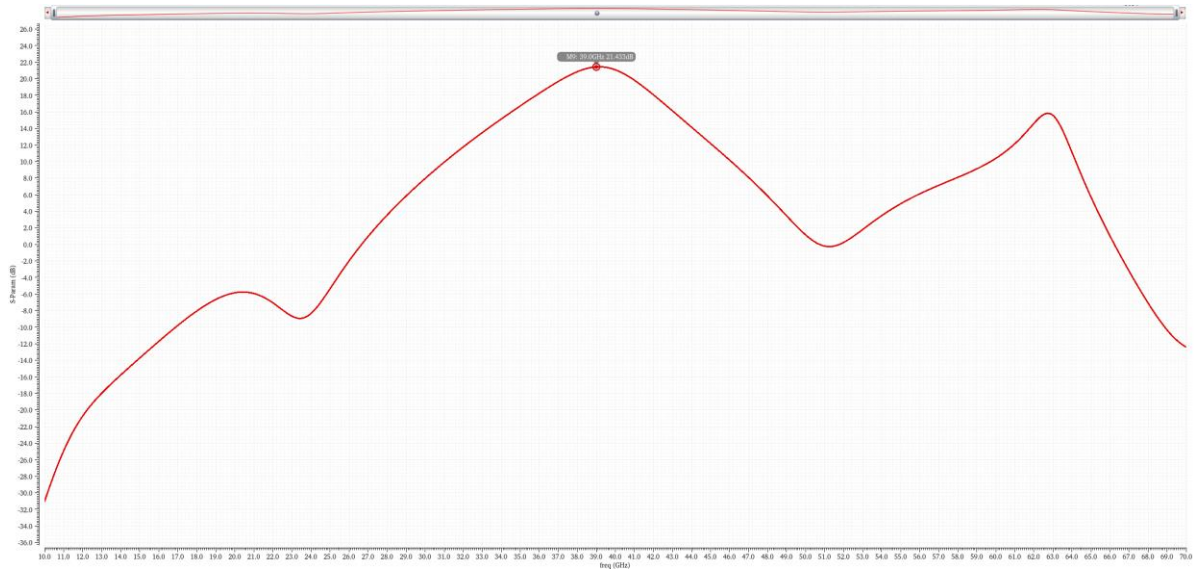


Σχήμα 5.2 Διαγραμματική Απεικόνιση του S21 Σε ευρύ φάσμα.

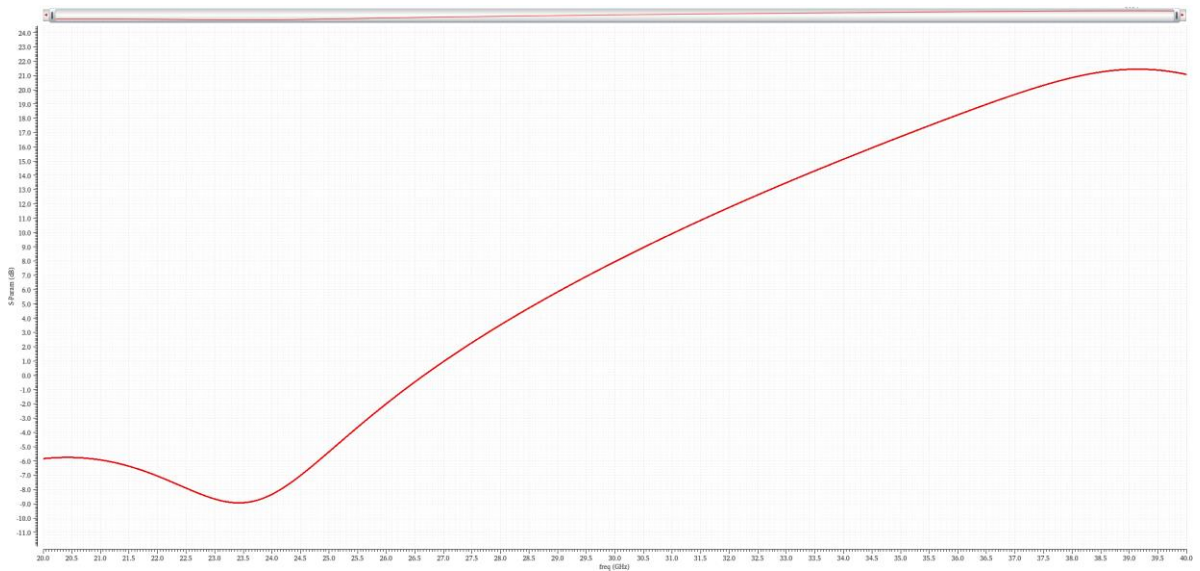


Σχήμα 5.3 Διαγραμματική Απεικόνιση του S21 Σε εύρος 20-40GHz.

Στο επόμενο σχήμα μελετάται η μεταβολή του μεγίστου της παραμέτρου S_{21} που έγινε με την αλλαγή της τάσης από 1.5Volt σε 4.3Volt ώστε να επιτευχθεί η αλλαγή της περιοχής λειτουργίας του τρανζίστορ, από την περιοχή της αποκοπής στην περιοχή του κορεσμού.



Σχήμα 5.4 Διαγραμματική Απεικόνιση του S21 Σε ευρύ φάσμα.



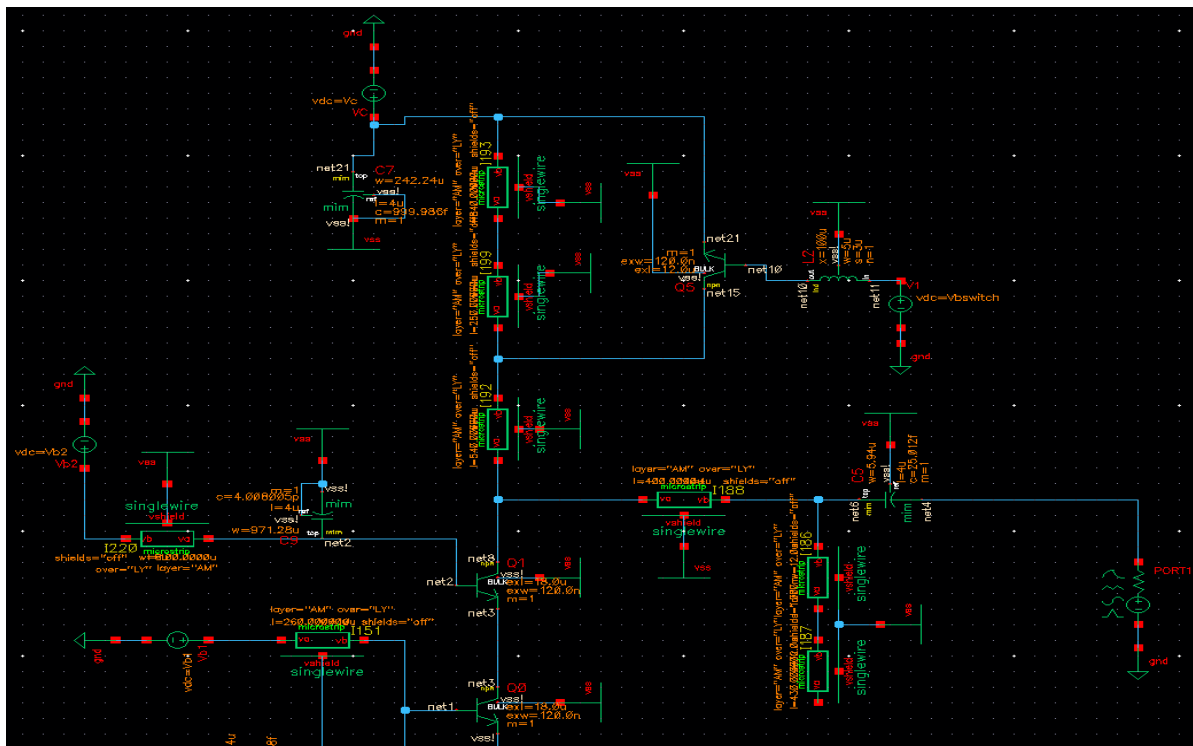
Σχήμα 5.5 Διαγραμματική Απεικόνιση του S21 Σε εύρος 20-40GHz.

Για την πραγματοποίηση αυτών των γραφικών παραστάσεων εκτελέστηκε η προσομοίωση SP-Analysis. Με σκοπό την δυνατότητα παρατήρησης ολόκληρου του φάσματος, ρυθμίστηκαν οι παράμετροι προσομοίωσης στα φάσμα συχνοτήτων 10GHz έως 70GHz, ενώ χρειάστηκε και μια πρόσθετη ρύθμιση των παραμέτρων στα 20GHz έως 40GHz ώστε να είναι ευκρινέστερες οι συχνότητες που αποτυπώνουν το μέγιστο του κέρδους.

5.2 Αποτελέσματα Κασκοδικού σταδίου και Δικτύου Συσχέτισης εξόδου

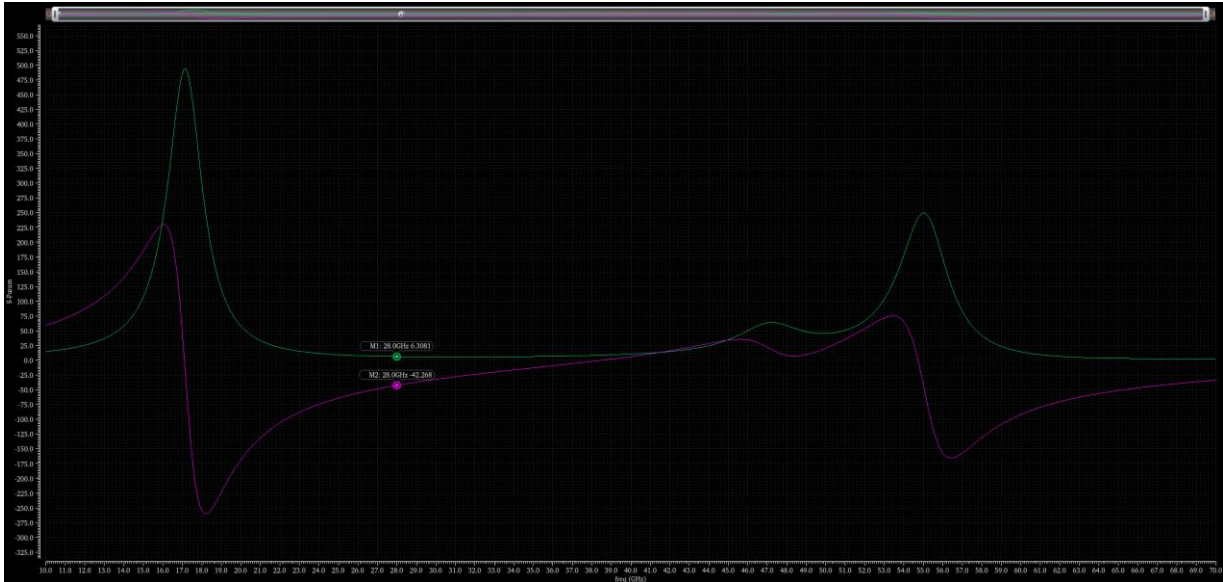
Στην παρούσα ενότητα θα ασχοληθούμε με το σχηματικό, όπως το πραγματοποιήσαμε στο πρόγραμμα υλοποίησης (Cadence Virtuoso) και θα αποτυπώσουμε τον τρόπο εύρεσης των σύνθετων αντιστάσεων του δεύτερου σταδίου. Στη συνέχεια με την βοήθεια του προγράμματος ADS θα παραθέσουμε τους χάρτες Smith οι οποίοι ήταν απαραίτητοι στη σχεδίαση του δικτύου συσχέτισης εξόδου με σκοπό την εκπόνηση των αποτελεσμάτων του κέρδους στις δύο συχνότητες ενδιαφέροντος. Τέλος θα σχολιαστούν οι ρυθμίσεις των προσομοιώσεων.

Αρχικά παρακάτω παρατίθεται το σχηματικό του κασκοδικού σταδίου, το οποίο όπως έχει αναφερθεί στο Κεφάλαιο 4 αποτελεί το κύριο στάδιο ενίσχυσης και το δίκτυο συσχέτισης εξόδου.

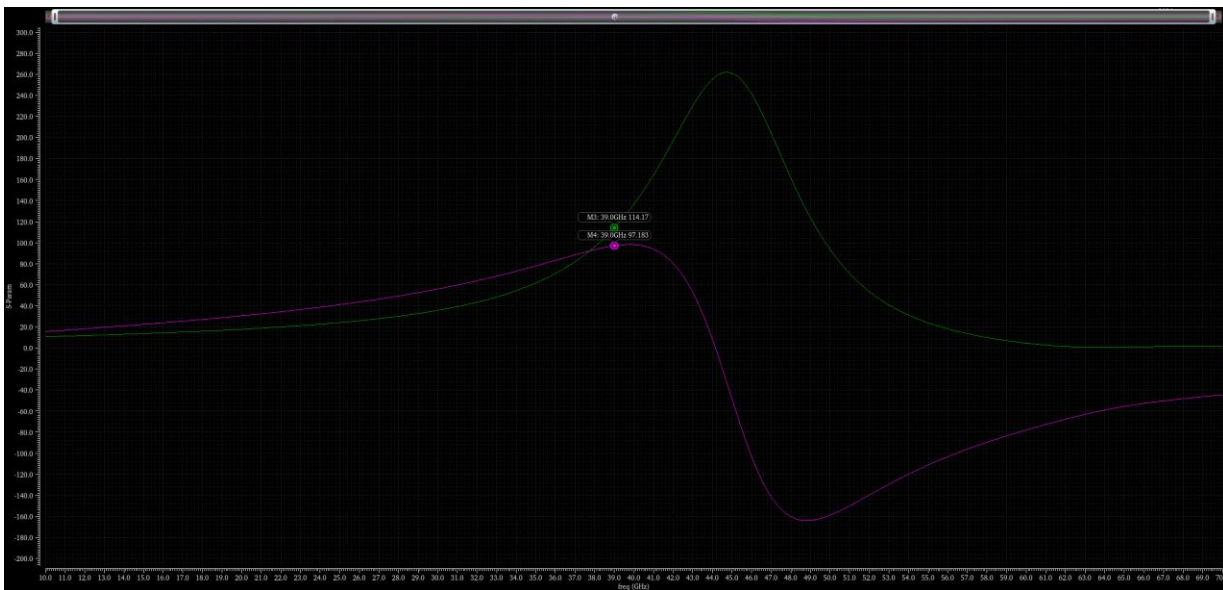


Σχήμα 5.6 Απόδοση Σχηματικό Κασκοδικού σταδίου και δικτύου συσχέτισης εξόδου.

Στη συνέχεια πραγματοποιήσαμε SP-Analysis επιλέγοντας ως έξοδο τις παραμέτρους Z- και στις δύο συχνότητες ενδιαφέροντος, ώστε να εξάγουμε την σύνθετη αντίσταση του κασκοδικού σταδίου στην εκάστοτε περίπτωση.



Σχήμα 5.7 Διαγραμματική Απεικόνιση Σύνθετης Αντίστασης Εξόδου 28GHz.



Σχήμα 5.8 Διαγραμματική Απεικόνιση Σύνθετης Αντίστασης Εξόδου 39GHz.

Αποσκοπώντας στον σχεδιασμό του δικτύου συσχέτισης εξόδου αναγκαία υπήρξε η αξιοποίηση του προγράμματος ADS για την παροχή του εργαλείου χάρτη Smith, με την βοήθεια του οποίου επετεύχθη ο σχεδιασμός του δικτύου εξόδου. Η επιθυμητή λειτουργία του προαναφερθέντος δικτύου έγκειται στο γεγονός ότι μας παρέχει την δυνατότητα να συσχετίσουμε τις δύο διαφορετικές σύνθετες αντιστάσεις με την αντίσταση των 50Ω στην πόρτα εξόδου του κυκλώματος και σημαντικότερα να επιτύχουμε επιλεκτικότητα ανάμεσα στις δύο λειτουργίες εξασφαλίζοντας έτσι ότι όταν επιτυγχάνουμε μέγιστο κέρδος στα 28GHz, στα 39GHz θα έχουμε κέρδος έως 3dB ή και καθόλου.

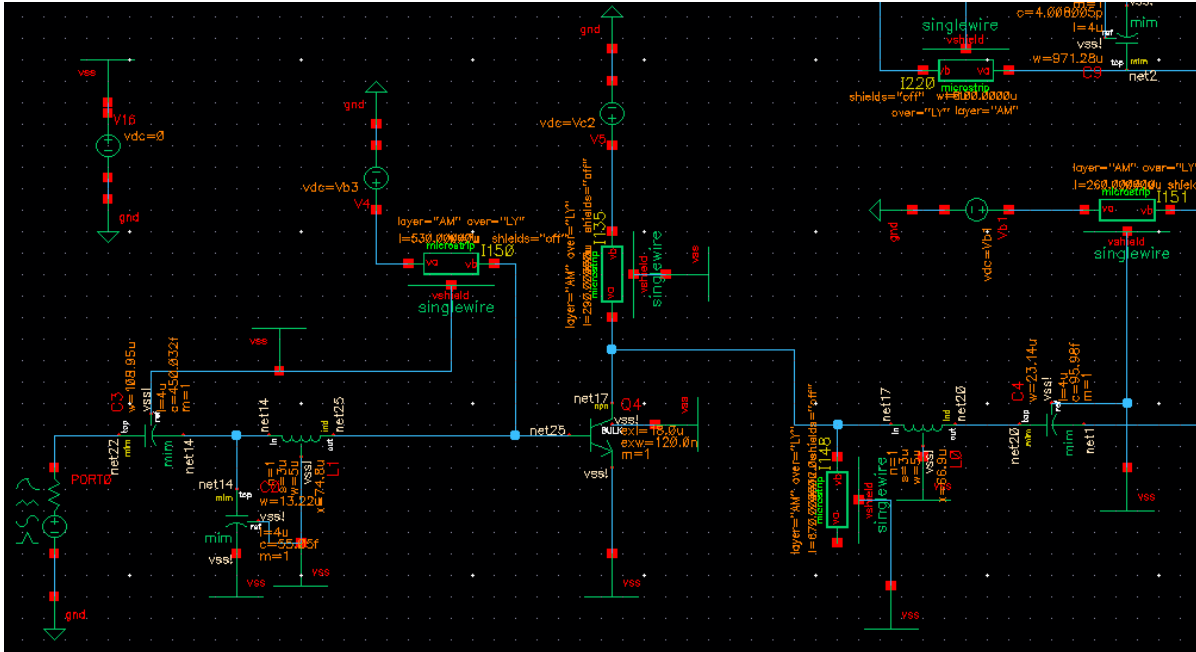
Τέλος με χρήση μιας σειράς προσομοιώσεων SP-Analysis στις οποίες επιλέχθηκε ως έξοδος η παράμετρος του κέρδους μας δόθηκε η δυνατότητα να ρυθμίσουμε τις τιμές όλων των παθητικών στοιχείων με σκοπό να επιτευχθεί μεγιστοποίηση του κέρδους στις συχνότητες ενδιαφέροντος 28GHz και 39GHz ανάλογα με την τιμή της πηγής της τάσης.

Να σχολιαστεί ότι τα συγκεκριμένα αποτελέσματα διεξήχθησαν αφού είχε γίνει ο σχεδιασμός του πρώτου σταδίου και του δικτύου συσχέτισης εισόδου. Ο σχεδιασμός του δικτύου εισόδου δεν επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό το κέρδος και το πρώτο στάδιο προσφέρει ενίσχυση σύμφωνα με τον τύπο $G_{all} = G_1 G_2$ ή αν μετρήσουμε σε ντεσιμπέλ dB $A_{all} = A_1 + A_2$.

5.3 Προσομοιώσεις και Αποτελέσματα Ολόκληρου του Κυκλώματος.

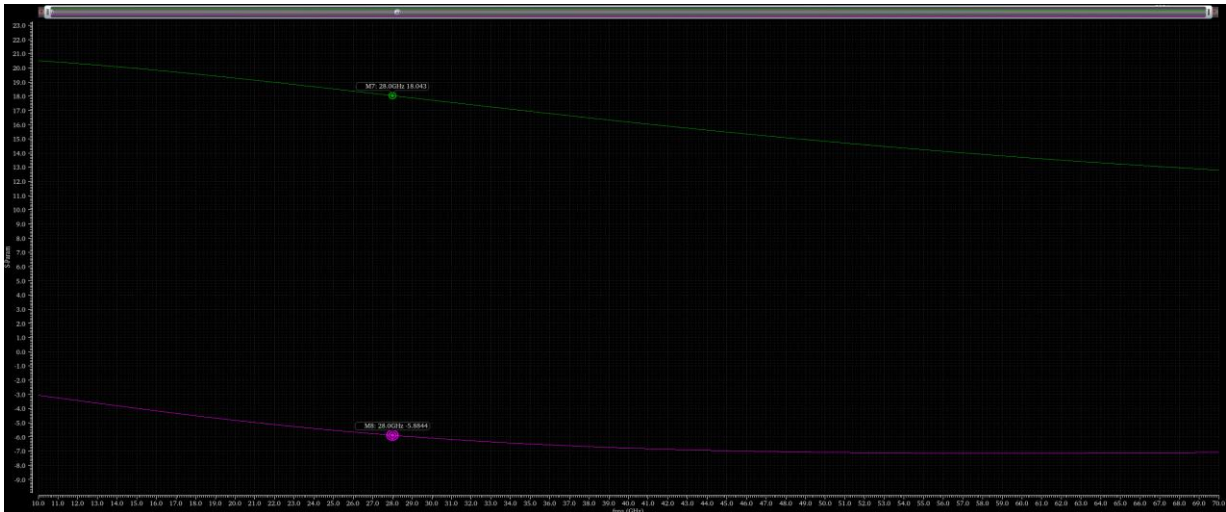
Στην παράγραφο που ακολουθεί παραθέτουμε τις προσομοιώσεις και τα αποτελέσματα που αφορούν ολόκληρο το κύκλωμα, δίνοντας έμφαση στο κέρδος, θόρυβο και συντελεστή ανάκλασης. Έπειτα θα δούμε τα αποτελέσματα εύρεσης των σύνθετων αντιστάσεων για το πρώτο στάδιο και τις σύνθετες αντιστάσεις ανάμεσα στο πρώτο και το δεύτερο στάδιο για την δημιουργία του δικτύου συσχέτισης εισόδου και του ενδιάμεσου αντίστοιχα. Αυτά τα δύο δίκτυα μαζί σε συνδυασμό με τον νόμο του Firms που αναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο οφείλονται για τα αποτελέσματα του παράγοντα θορύβου NF και την ρύθμιση των ελαχίστων του συντελεστή ανάκλασης στις συχνότητες ενδιαφέροντος.

Στο παρακάτω σχήμα αποτυπώνεται το δίκτυο συσχέτισης εισόδου και το ενδιάμεσο δίκτυο, ρυθμισμένα με τις κατάλληλες τιμές στα παθητικά στοιχεία.



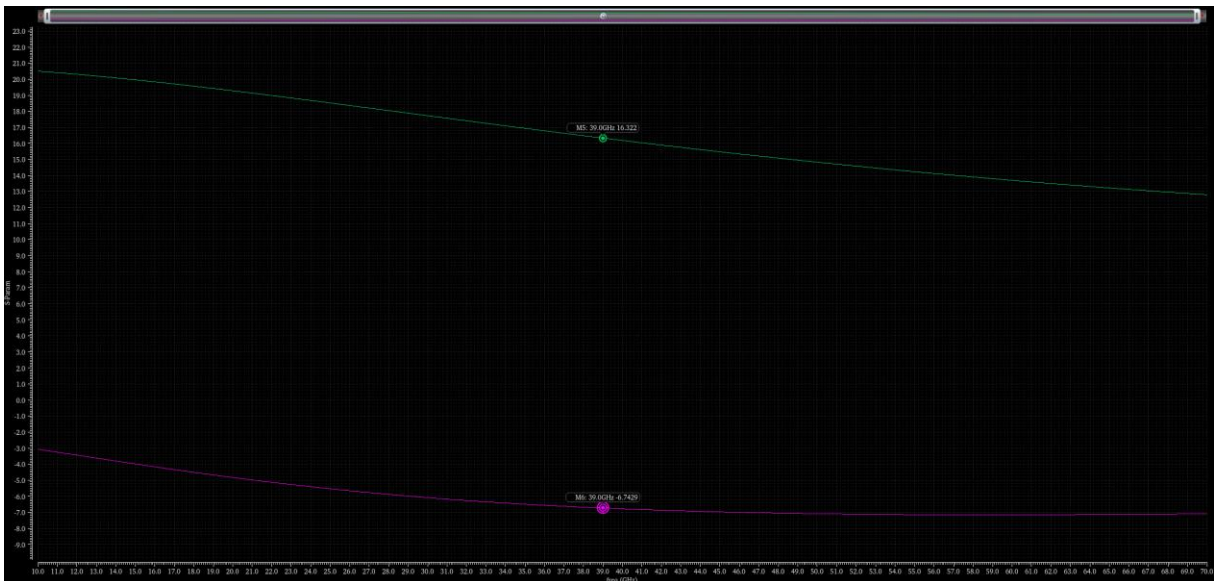
Σχήμα 5.9 Απεικόνιση Δικτύου Συσχέτισης Εισόδου και το Ενδιάμεσο Δίκτυο.

Για την εύρεση των σύνθετων αντιστάσεων του πρώτου σταδίου και για την συσχέτισή τους με την αντίσταση της πόρτας εισόδου (50Ω), χρησιμοποιήθηκε SP-Analysis, με έξοδο τις παραμέτρους Z- στις συχνότητες ενδιαφέροντος. Έπειτα χρησιμοποιήσαμε το πρόγραμμα ADS με σκοπό την χρήση του χάρτη Smith ώστε να επιτευχθεί η σχεδίαση του δικτύου εισόδου.



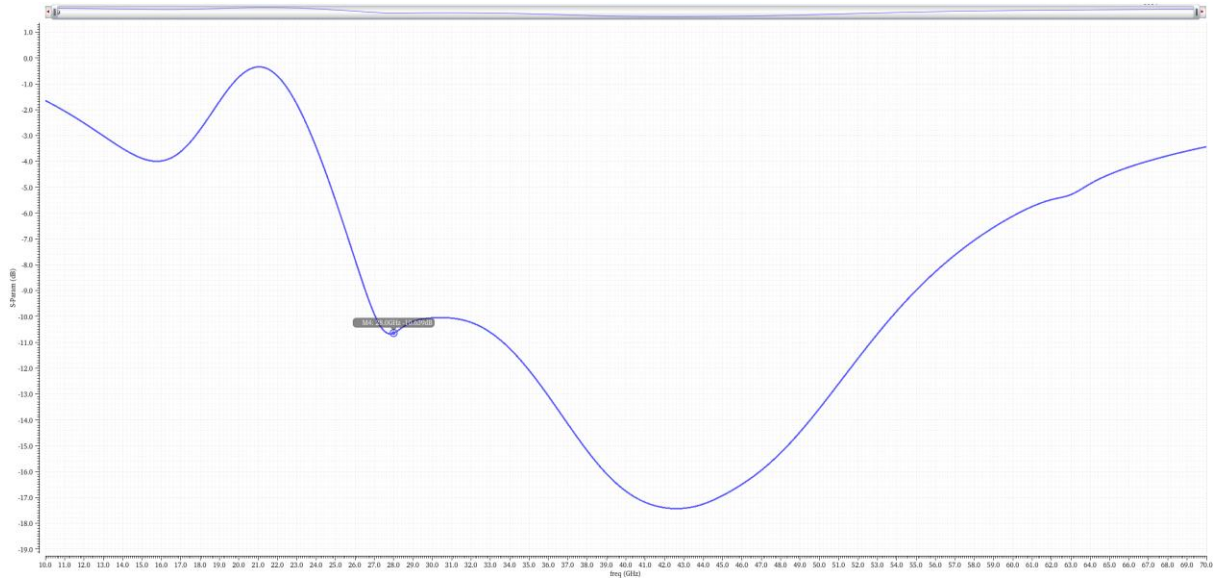
Σχήμα 5.10 Διαγραμματική Απεικόνιση Σύνθετης Αντίστασης Εισόδου 28GHz.

Ομοίως εκτελούμε την ίδια μεθοδολογία για τον σχεδιασμό και τιμολόγηση του ενδιάμεσου σταδίου.

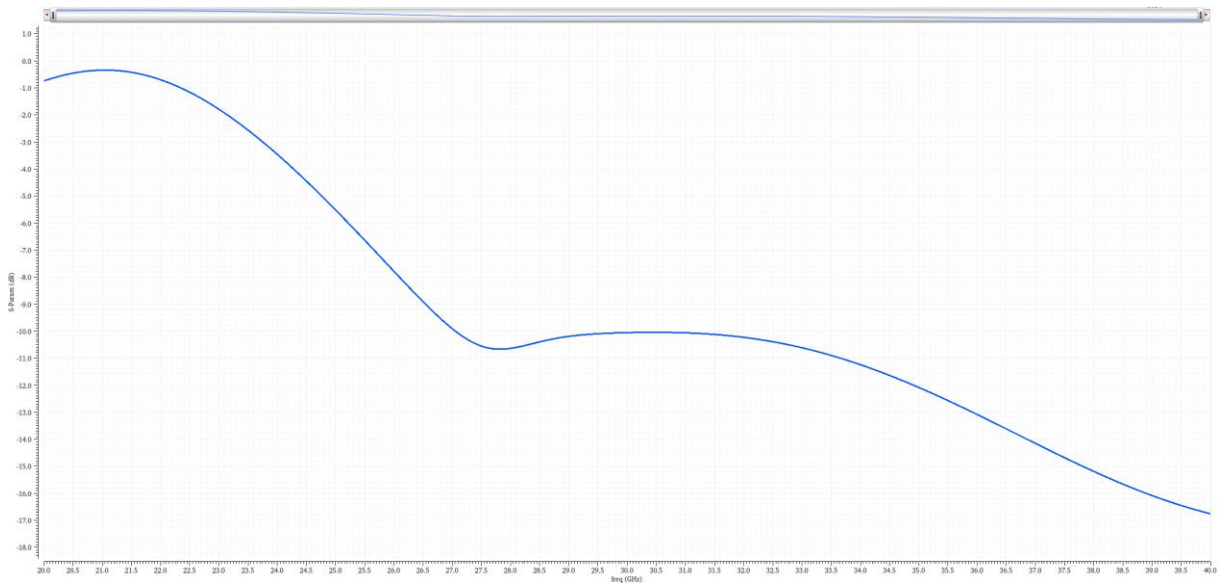


Σχήμα 5.11 Διαγραμματική Απεικόνιση Σύνθετης Αντίστασης Εισόδου 39GHz.

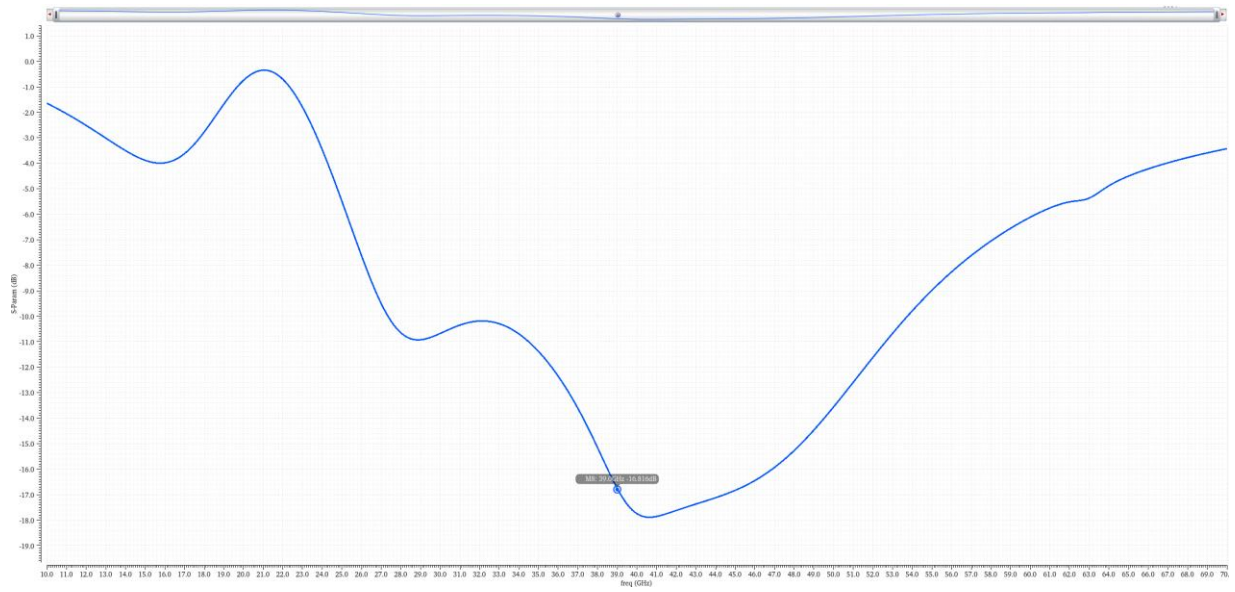
Τέλος, πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις SP-Analysis και Noise Factor Analysis συναρτήσει της συχνότητας. Για παρατήρηση σε όλο το μήκος του φάσματος ενδιαφέροντος πραγματοποιήθηκε η προσομοίωση από 10GHz έως 70GHz και για καλύτερη ευκρίνεια αποτελεσμάτων έγινε εστίαση στην περιοχή από 20GHz έως 40GHz.



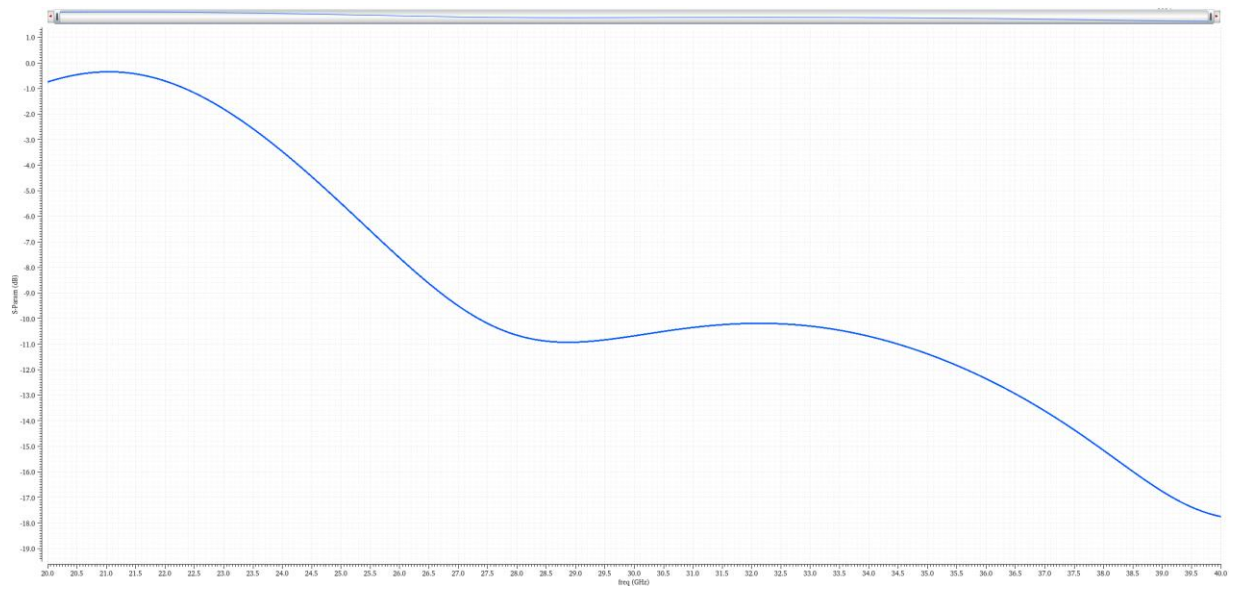
Σχήμα 5.12 Διαγραμματική Απεικόνιση S11 Συντελεστή Ανάκλασης για 28GHz σε Ευρύ Φάσμα.



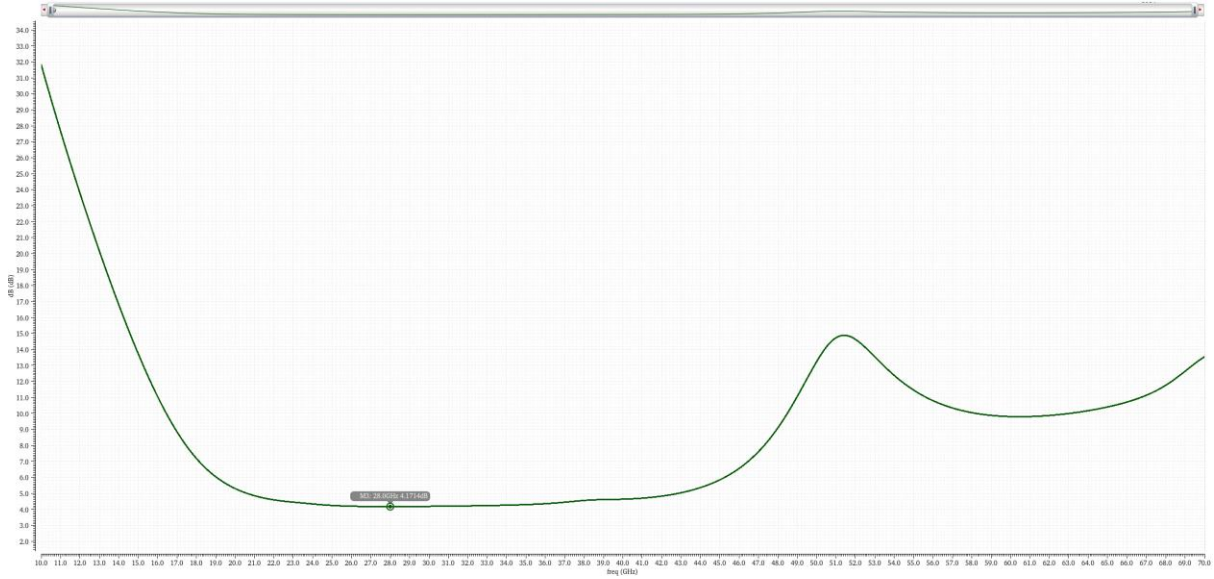
Σχήμα 5.13 Διαγραμματική Απεικόνιση S11 Συντελεστή Ανάκλασης για 28GHz, σε εύρος 20-40GHz.



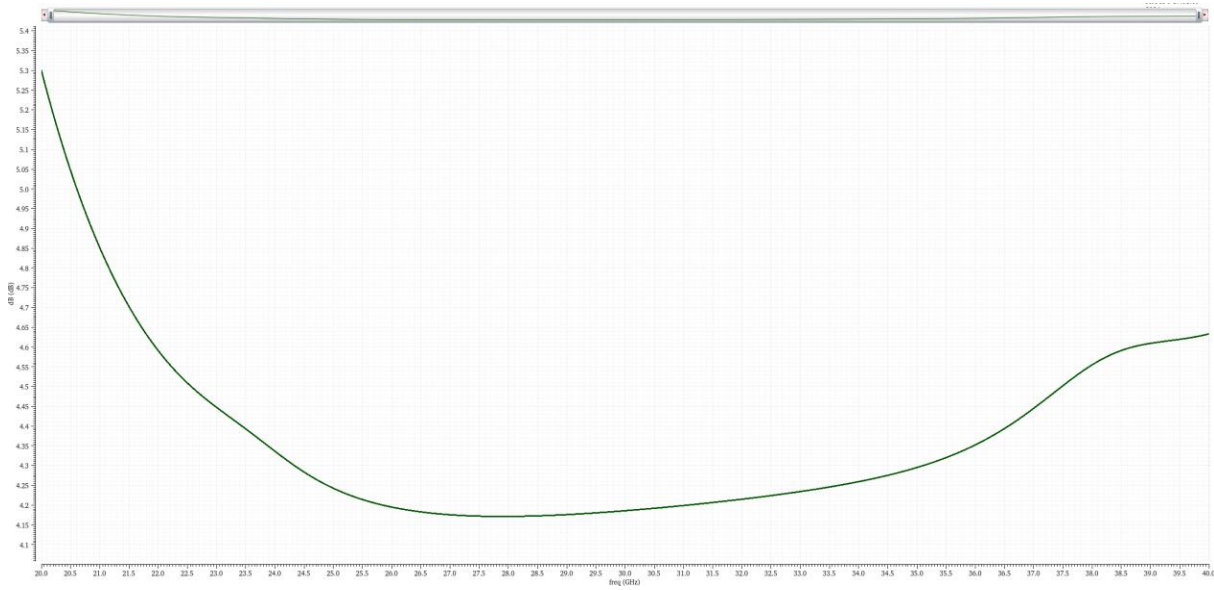
Σχήμα 5.14 Διαγραμματική Απεικόνιση S11 Συντελεστή Ανάκλασης για 39GHz.



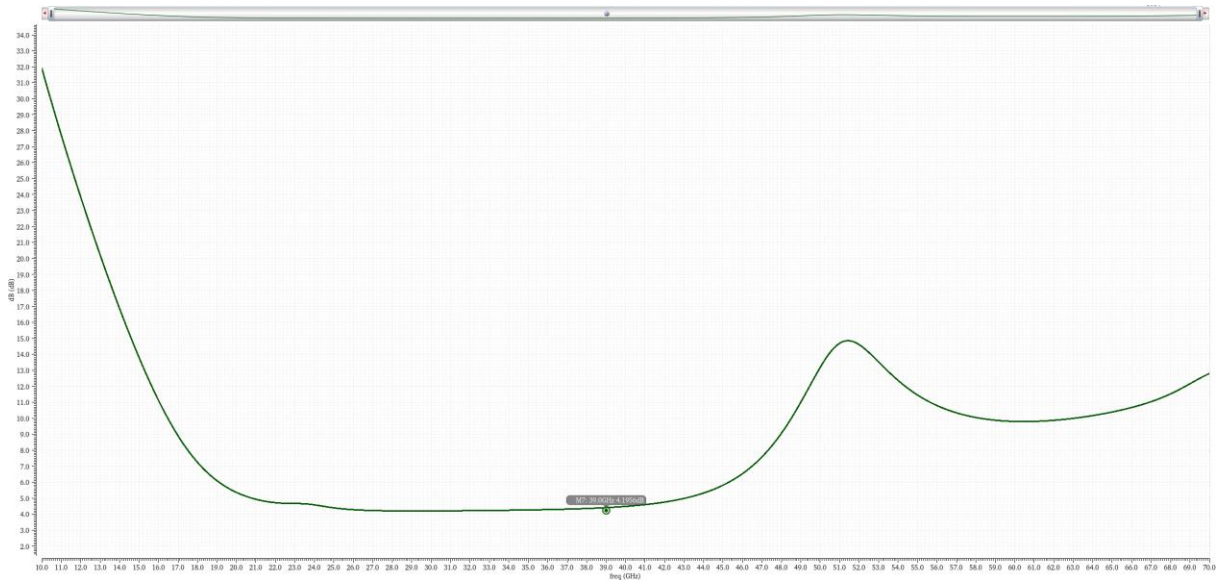
Σχήμα 5.15 Διαγραμματική Απεικόνιση S11 Συντελεστή Ανάκλασης για 39GHz, σε εύρος 20-40GHz.



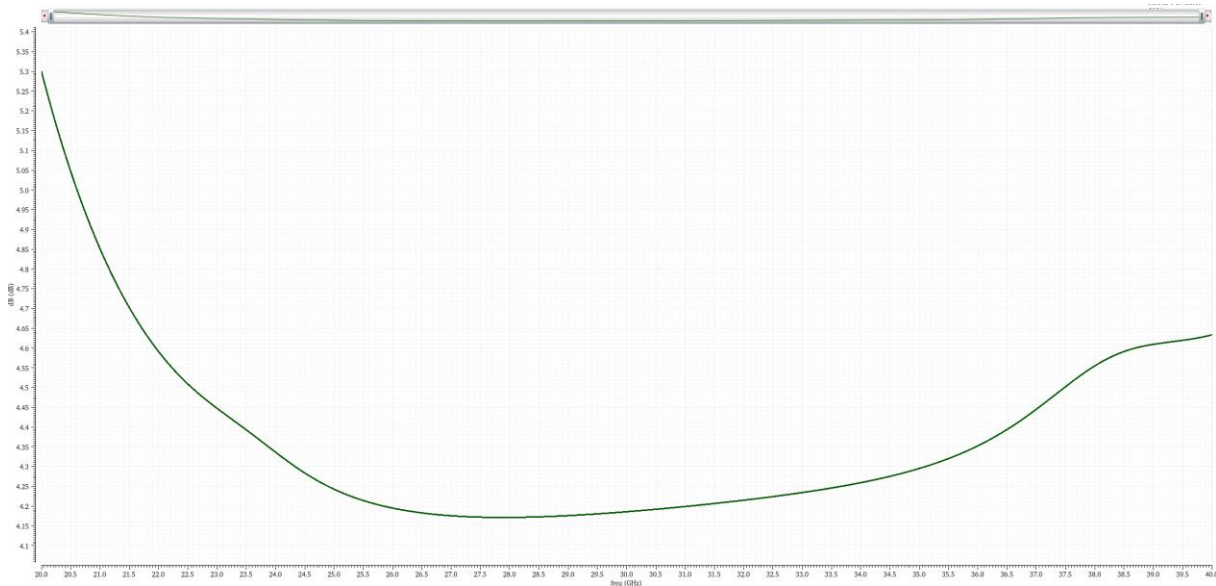
Σχήμα 5.16 Διαγραμματική Απεικόνιση Θορύβου για τα 28GHz, σε ευρύ Φάσμα.



Σχήμα 5.17 Διαγραμματική Απεικόνιση Θορύβου για τα 28GHz, σε εύρος 20-40GHz.



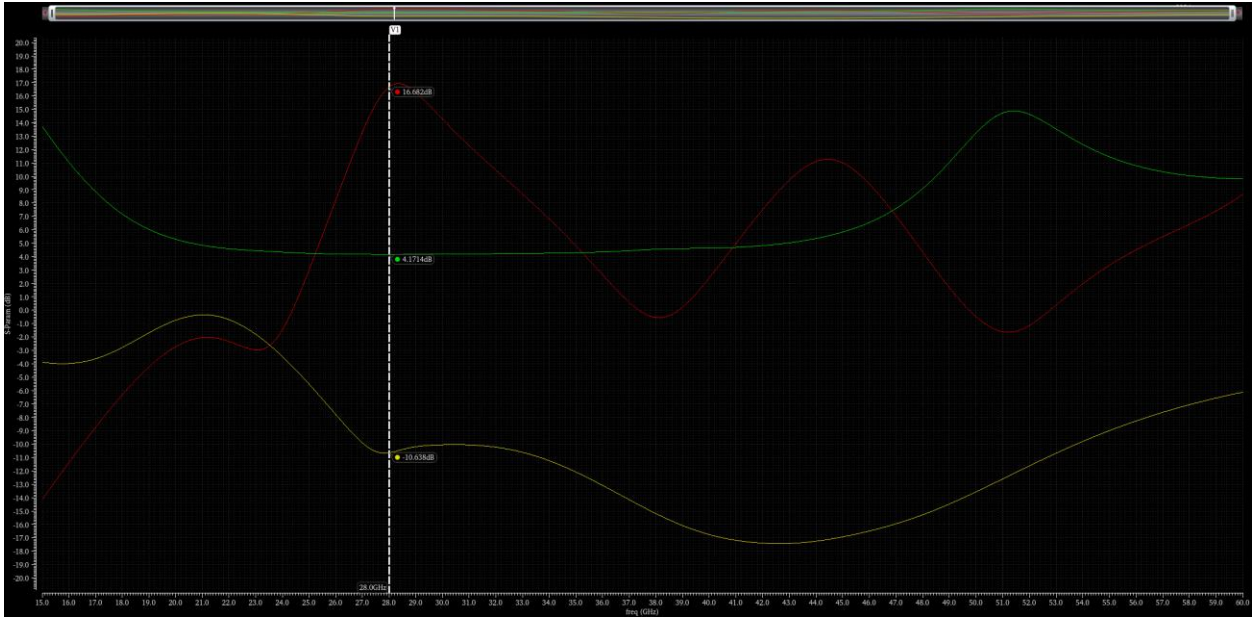
Σχήμα 5.18 Διαγραμματική Απεικόνιση Θορύβου για τα 39GHz, σε ευρύ Φάσμα.



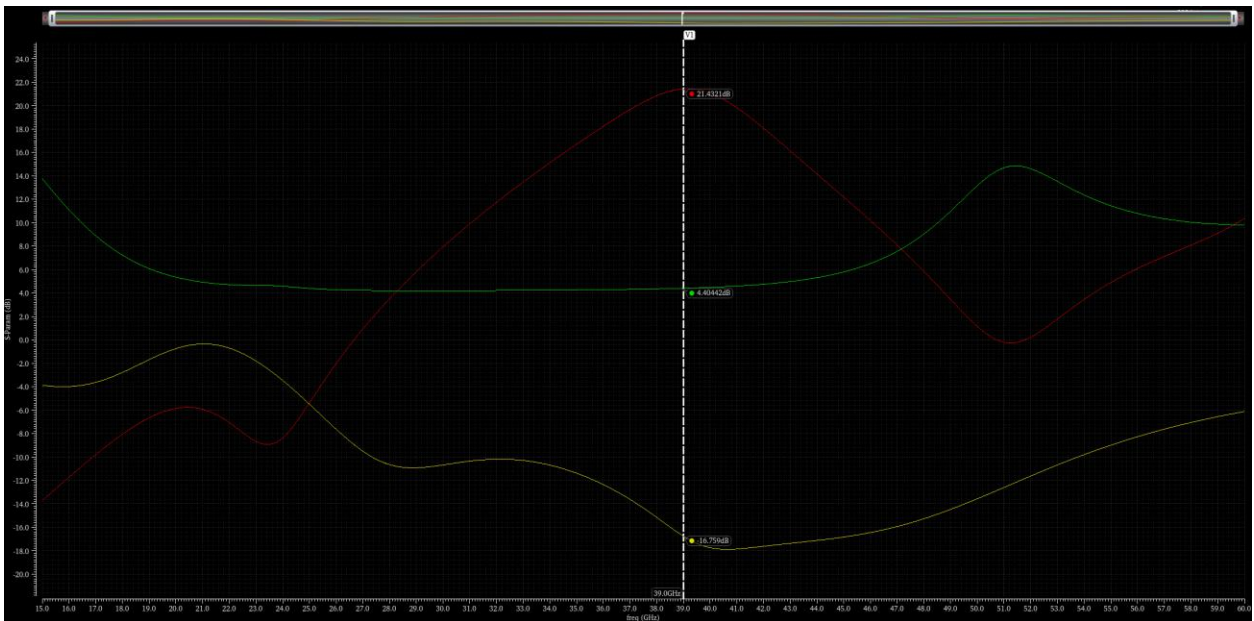
Σχήμα 5.19 Διαγραμματική Απεικόνιση Θορύβου για τα 39GHz, σε εύρος 20-40GHz.

Τελικώς παρατίθεται το συνολικό αποτέλεσμα των προσομοιώσεων σε ολόκληρο το σχηματικό με χρήση πραγματικών παθητικών στοιχείων από την ίδια την τεχνολογία (BiCMOS-8HP), ενώ να σχολιαστεί ότι χρησιμοποιήθηκε SP-Analysis και Noise Factor Analysis σε εύρος συχνοτήτων 15GHz έως 60GHz για καλύτερη ευκρίνεια. Λαμβάνουμε

έτσι τα παρακάτω αποτελέσματα για την κάθε λειτουργία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου διακόπτη.



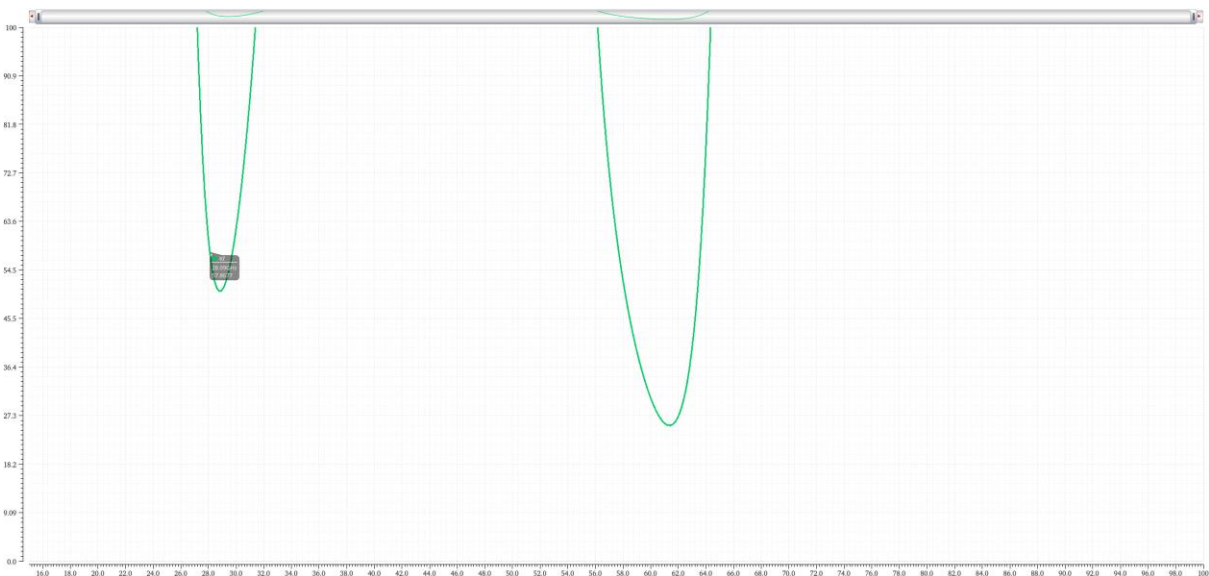
Σχήμα 5.20 Διαγραμματική Απεικόνιση Των Βασικών Παραμέτρων στα 28GHz.



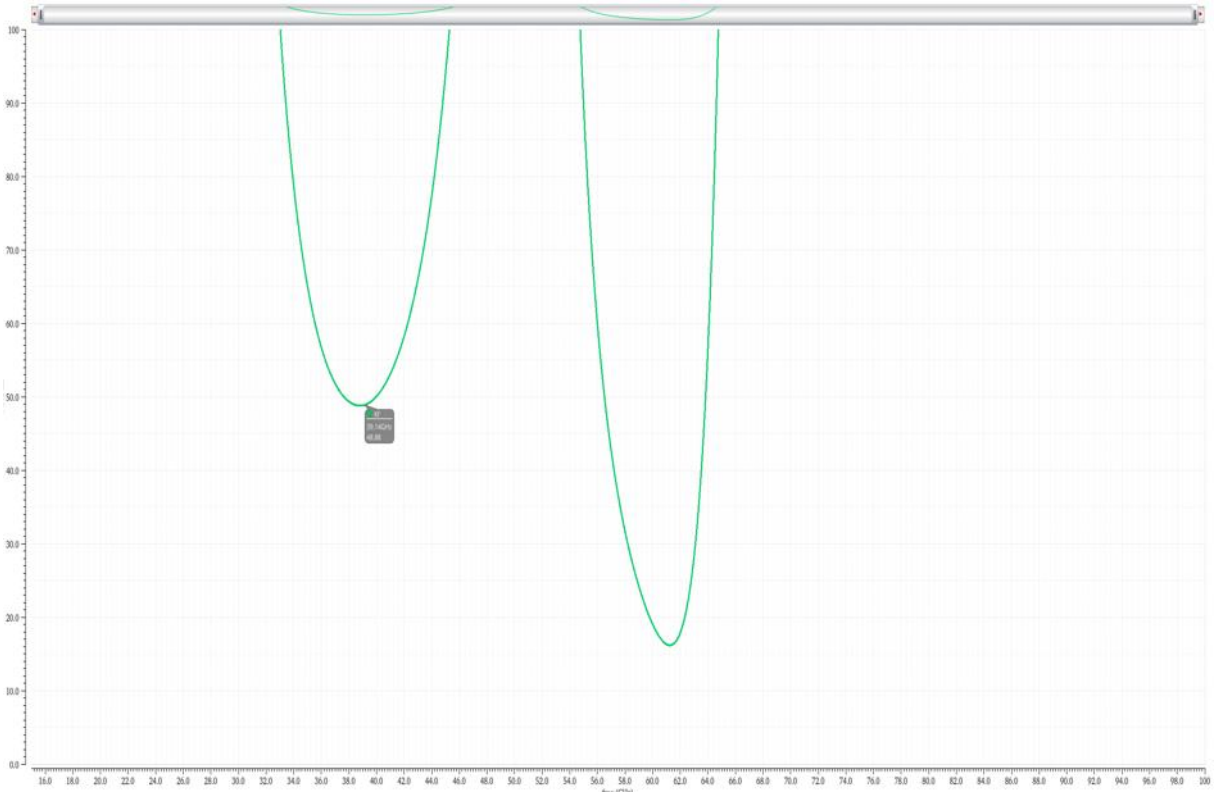
Σχήμα 5.21 Διαγραμματική Απεικόνιση Των Βασικών Παραμέτρων στα 39GHz.

5.4 Συντελεστής Ευστάθειας k

Μια από τις σημαντικότερες μεταβλητές μου εξασφαλίζουν την λειτουργία του ενισχυτή είναι ο συντελεστής ευστάθειας k (stability factor). Για να μπορέσουμε να ελέγξουμε αυτήν την σταθερά πρέπει να γίνει προσομοίωση SP-analysis με έξοδο τον συντελεστή ευστάθειας. Υπάρχουν δύο τρόποι ώστε να χαρακτηριστεί ο ενισχυτής ευσταθείς. Ο πρώτος είναι ο συντελεστής k να έχει τιμή μεγαλύτερη του 1 ($k > 1$) μονάχα στις συχνότητες ενδιαφέροντος που στην περίπτωσή μας είναι 28GHz και 39GHz ανάλογα με την λειτουργία του διακόπτη. Ο δεύτερο είναι να έχουμε ευστάθεια σε όλο το εύρος συχνοτήτων, δηλαδή να ισχύει $k > 1$ σε όλες τις συχνότητες και κατά συνέπεια και στις συχνότητες ενδιαφέροντος. Στα παρακάτω σχήματα βλέπουμε ότι στην δικιά μας περίπτωση ισχύ ο δεύτερος τρόπος ευστάθειας παρατηρώντας στο πρώτο σχήμα το εύρος 1-100GHz και στα δεύτερο για καλύτερη ευκρίνεια βλέπουμε συγκεκριμένα της τιμές $k=57.8$ (για τιμή τάσης $V_{switch}=1.5\text{Volt}$, δηλαδή λειτουργία στα 28GHz) και $k=48.8$ (για τιμή τάσης $V_{switch}=4.3\text{Volt}$, δηλαδή λειτουργία στα 39GHz). Έτσι λέμε ότι έχει επιτευχθεί ευστάθεια άνευ όρων.

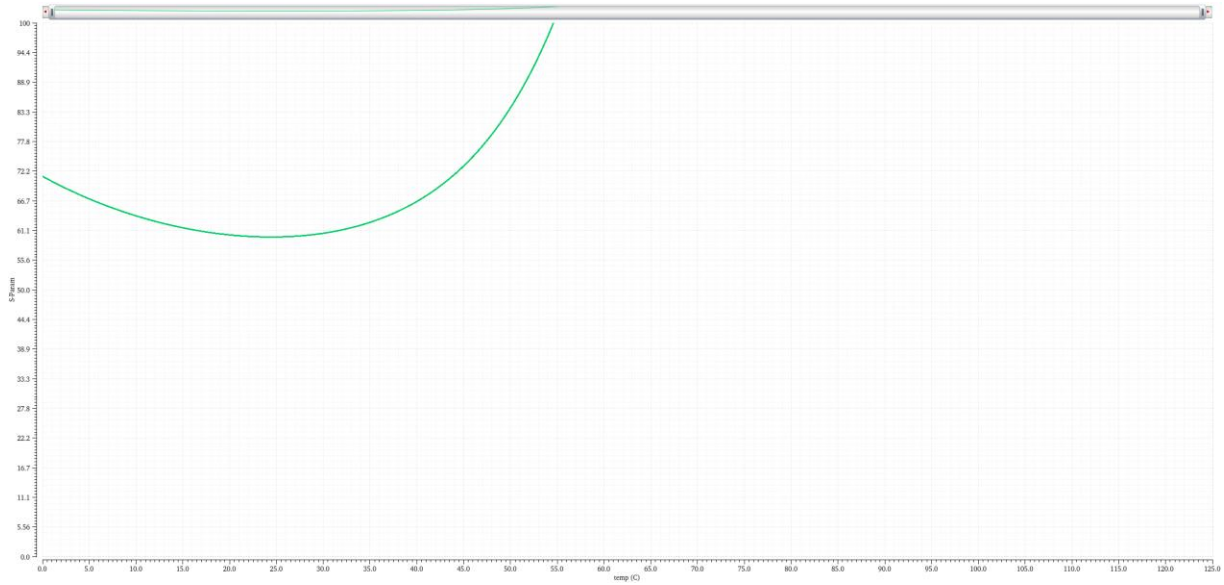


Σχήμα 5.22 Διαγραμματική Απεικόνιση του Συντελεστή ευστάθειας k για την λειτουργία στα 28GHz(27°C).

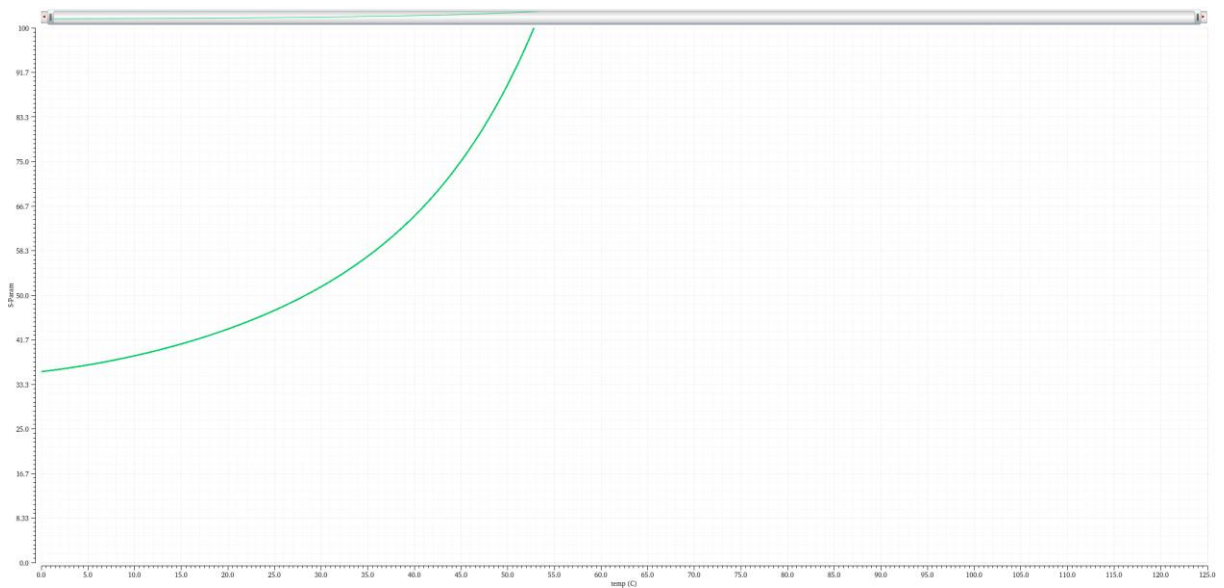


Σχήμα 5.23 Διαγραμματική Απεικόνιση του Συντελεστή ευστάθειας k για την λειτουργία στα 39GHz(27°C).

Για την πληρότητα του ελέγχου της ευστάθειας του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος θα ήταν φρόνιμο, να ελεγχθεί η ικανοποίηση της συνθήκης Rollet για ένα εύρος θερμοκρασιών. Στο σχήμα 6.7 φαίνεται ο παράγοντας ευστάθειας k για θερμοκρασίες $\theta = 0 \sim 125^\circ\text{C}$ με βήμα 25°C για το κύκλωμα του ενισχυτή μας. ο συντελεστής k είναι μεγαλύτερος τις μονάδας και στις δύο περιοχές λειτουργίας του κυκλώματος για όλο το εύρος των θερμοκρασιών και για όλες τις συχνότητες, ενώ ο μετρούμενος συντελεστής $|Δ| < 1$. Συνεπώς μπορούμε να πούμε με ασφάλεια ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτής είναι ευσταθής άνευ όρων, ενώ η αύξηση της θερμοκρασίας αποτελεί ευεργετικό παράγοντα για την ευστάθεια του, πράγμα το οποίο είναι απόλυτα λογικό και αναμενόμενο.



Σχήμα 5.24 Διαγραμματική Απεικόνιση του συντελεστή ευστάθειας k για θερμοκρασίες από 0~125°C στα 28GHz.

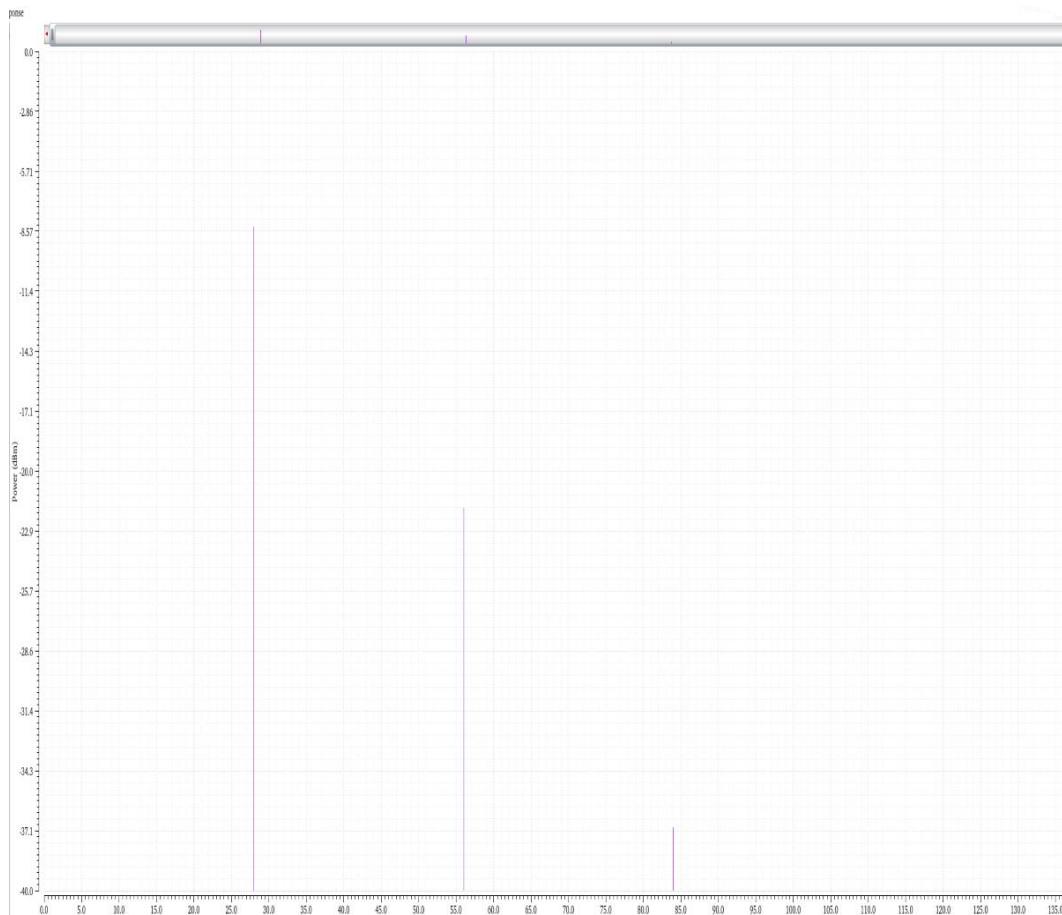


Σχήμα 5.25 Διαγραμματική Απεικόνιση του συντελεστή ευστάθειας k για θερμοκρασίες από 0~125°C στα 39GHz.

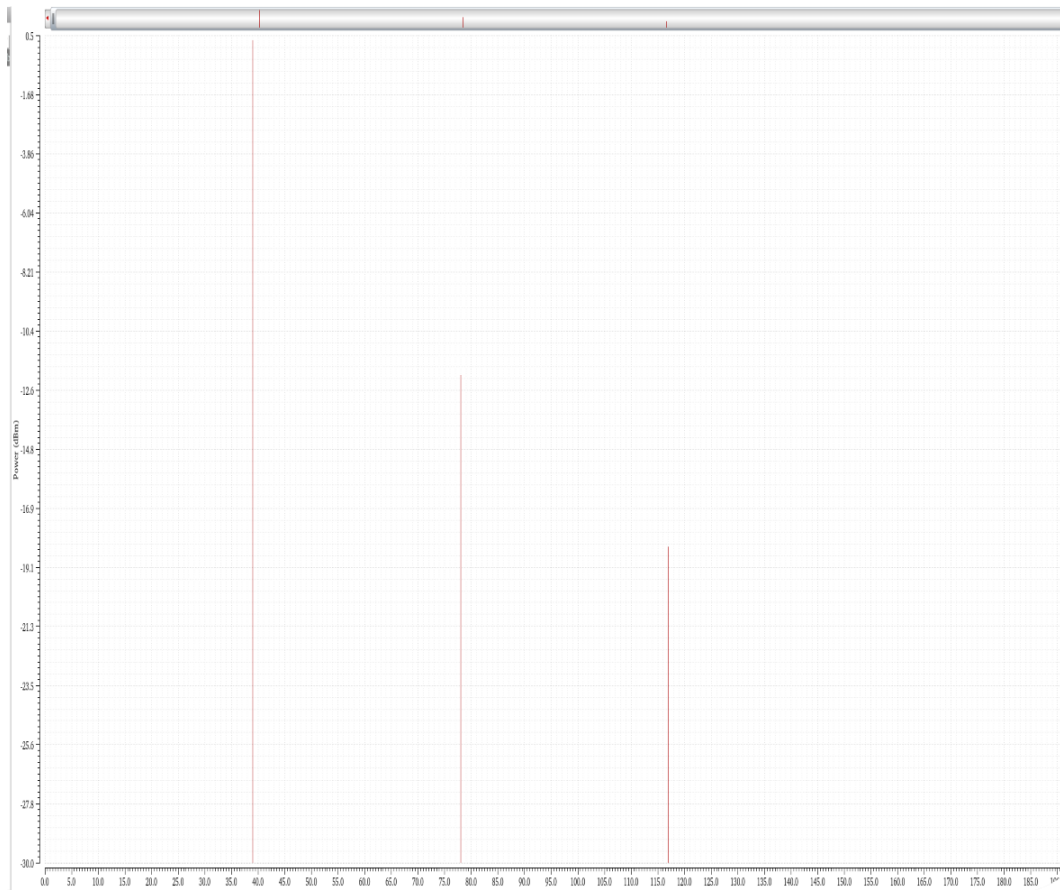
5.5 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων Harmonic Balance

Για την ολοκλήρωση των αποτελεσμάτων πρέπει να σημειωθούν οι προσομοιώσεις Harmonic Balance του προγράμματος Cadence Virtuoso και για τις δύο λειτουργίες του ενισχυτή μας. Ορίσαμε συμβολή πέντε αρμονικών και οι υπολογισμοί όλων των μεγεθών πραγματοποιήθηκαν μεταβάλλοντας την ισχύ εισόδου P_{in} από -40dBm μέχρι 0dBm σε θερμοκρασία $\theta=27$ C.

Για την σωστή λειτουργία του ενισχυτή μας θέλουμε να παρατηρούμε πτώση των αρμονικών ώστε να μην έχουμε κατανάλωση ισχύος από αυτές. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η Harmonic Balance Analysis με έξοδο Power με ισχύει εισόδου $P_{in} = -30$ dBm.



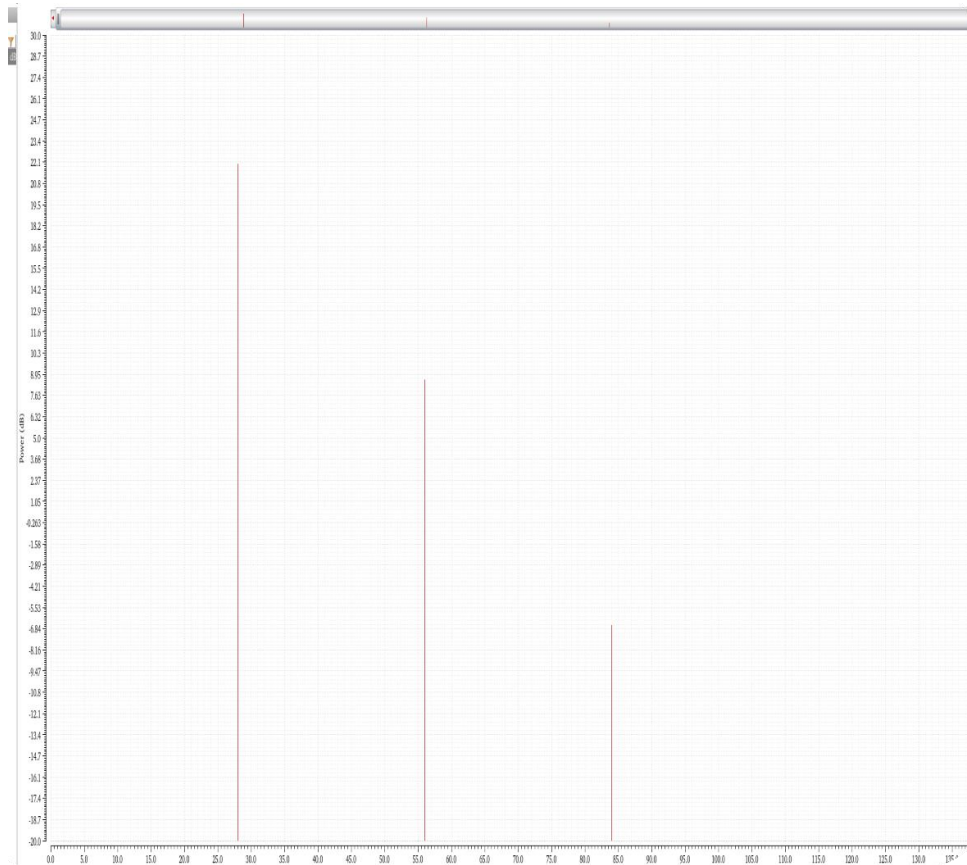
Σχήμα 5.26 Διαγραμματική απεικόνιση ισχύος των πέντε πρώτων αρμονικών για τα 28GHz.



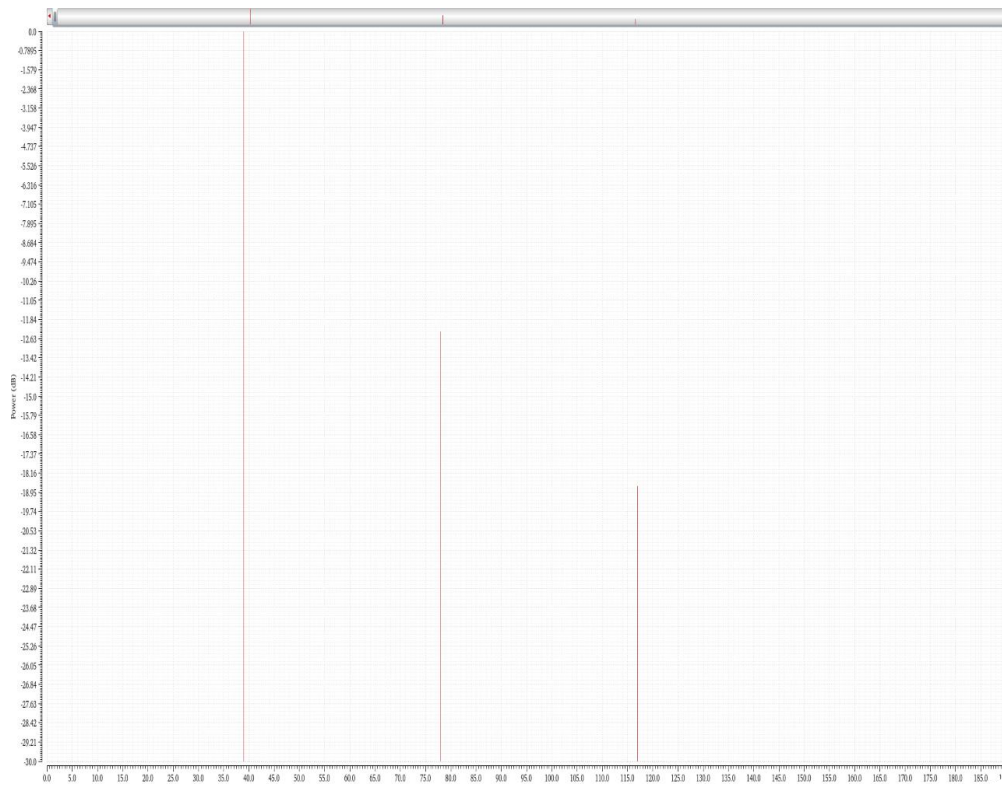
Σχήμα 5.27 Διαγραμματική απεικόνιση ισχύος για τα 39 GHz των πέντε πρώτων αρμονικών.

Στα Σχήματα 5.28 και 5.29 φαίνεται η Harmonic Balance Analysis με έξοδο Power Gain με ισχύ εισόδου $P_{in} = -30dBm$.

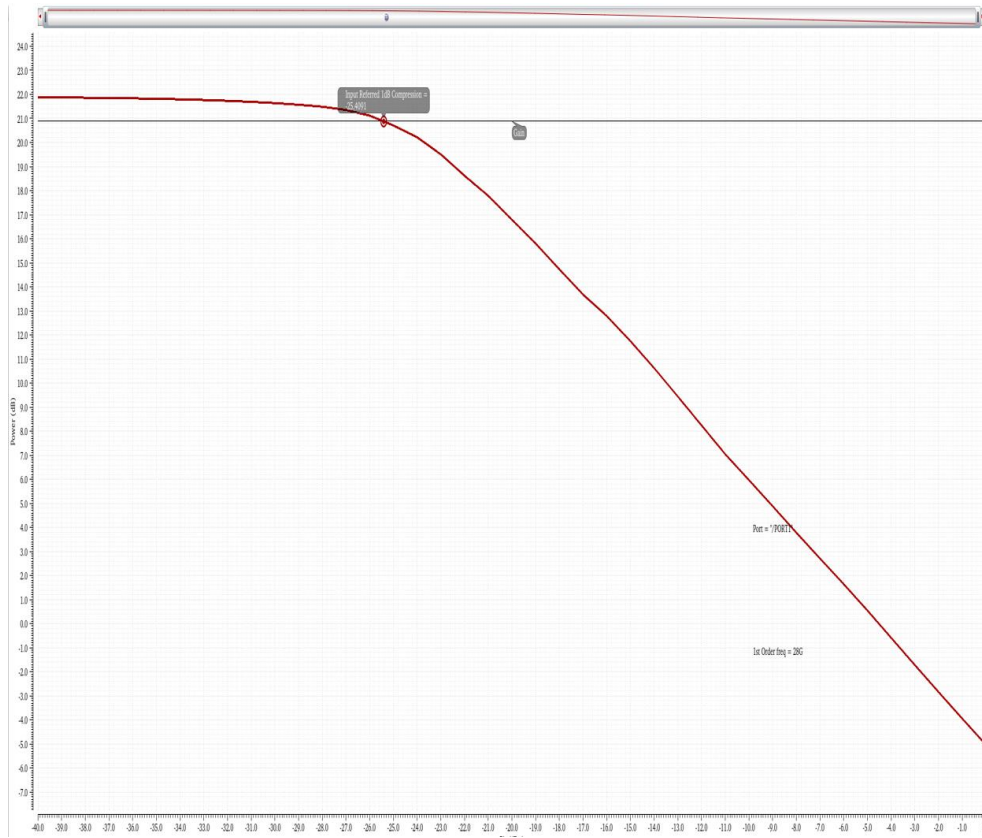
Στα Σχήματα 5.30, 5.31 φαίνεται η Harmonic Balance Analysis με έξοδο Compression Point(σημείο συμπίεσης) που πραγματοποιήθηκε σε εύρος ισχύων εισόδου και για τις δύο συχνότητες.



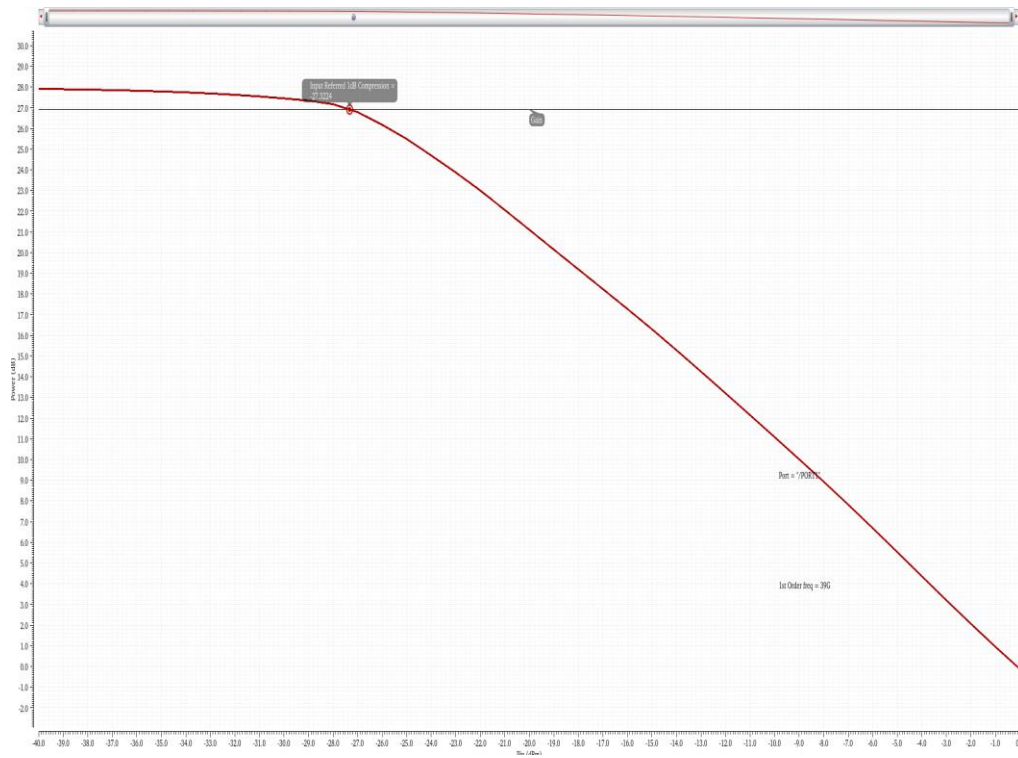
Σχήμα 5.28 Διαγραμματική απεικόνιση κέρδους ισχύος για τα 28GHz των πέντε πρώτων αρμονικών.



Σχήμα 5.29 Διαγραμματική απεικόνιση κέρδους ισχύος για τα 39GHz των πέντε πρώτων αρμονικών.

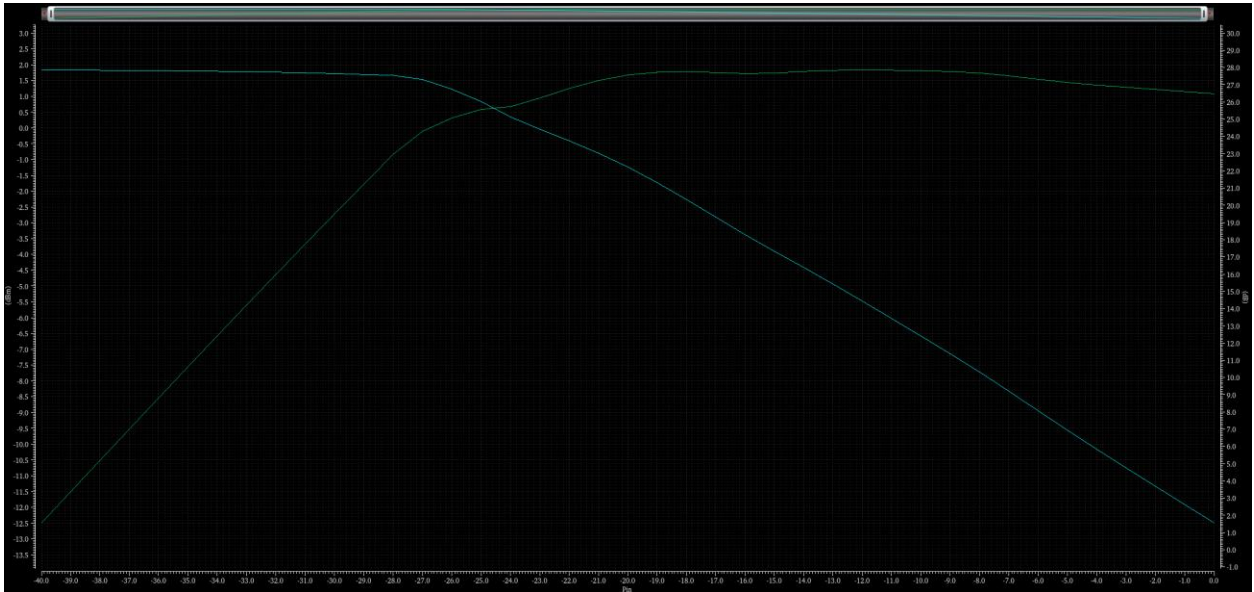


Σχήμα 5.30 Διαγραμμική απεικόνιση σημείου συμπίεσης για τα 28GHz.



Σχήμα 5.31 Διαγραμμική απεικόνιση σημείου συμπίεσης για τα 39GHz.

Τέλος, στο Σχήμα 5.32 έχουμε την απόδοση της ισχύος σε όλο το εύρος των ισχύων εισόδου.



Σχήμα 5.32. Διαγραμματική απεικόνιση της απόδοσης ισχύος σε όλο το εύρος ισχύων εισόδου.

5.6 Συγκέντρωση Αποτελεσμάτων

Σε αυτή την παράγραφο θα αναφέρουμε σε πίνακα όλες τις απαραίτητες τιμές των παραμέτρων και στις δύο λειτουργίες του ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) , που πραγματοποιήθηκαν με SP-Analysis (με διάφορες εξόδους) και Harmonic Balance Analysis (με διάφορες εξόδους). Επιπροσθέτως θα αναφερθεί και η κατανάλωση ισχύος όλου του κυκλώματος.

<i>Αποτελέσματα</i>	28GHz	39GHz
S_{21}	16.7 dB	21.4 dB
S_{11}	-10.7 dB	-16.8 dB
NF	4.17 dB	4.2 dB
k	57.8	48.8
CP	-25.4	-27.3
$HB\ Power(\Delta\pi)$	13 dBm	26 dBm
$HB\ Power\ Gain(\Delta\pi)$	13.3 dB	26 dB
$V_{bswitch}$	1.5 V	4.3 V
$\theta^{\circ}C$	27 °C	27 °C
P_{DC}	81 mW	109 mW

Πίνακας 5.1. Συγκέντρωση Αποτελεσμάτων.

Όπου το S_{21} αντιπροσωπεύει το κέρδος του κυκλώματος, S_{11} τον συντελεστή ανάκλασης, NF παράγοντας θορύβου, k συντελεστής ευστάθειας, CP σημείο συμπίεσης, $HB\ Power(\Delta\pi)$ διαφορά των δύο πρώτων αρμονικών σε σχέση με την ισχύ, $HB\ Power\ Gain(\Delta\pi)$ διαφορά πρώτων αρμονικών σε σχέση με το κέρδος ισχύος, $V_{bswitch}$ η τάση στην βάση του τρανζίστορ διακόπτη, $\theta^{\circ}C$ θερμοκρασία, P_{DC} κατανάλωση ισχύος.

Κεφάλαιο 6

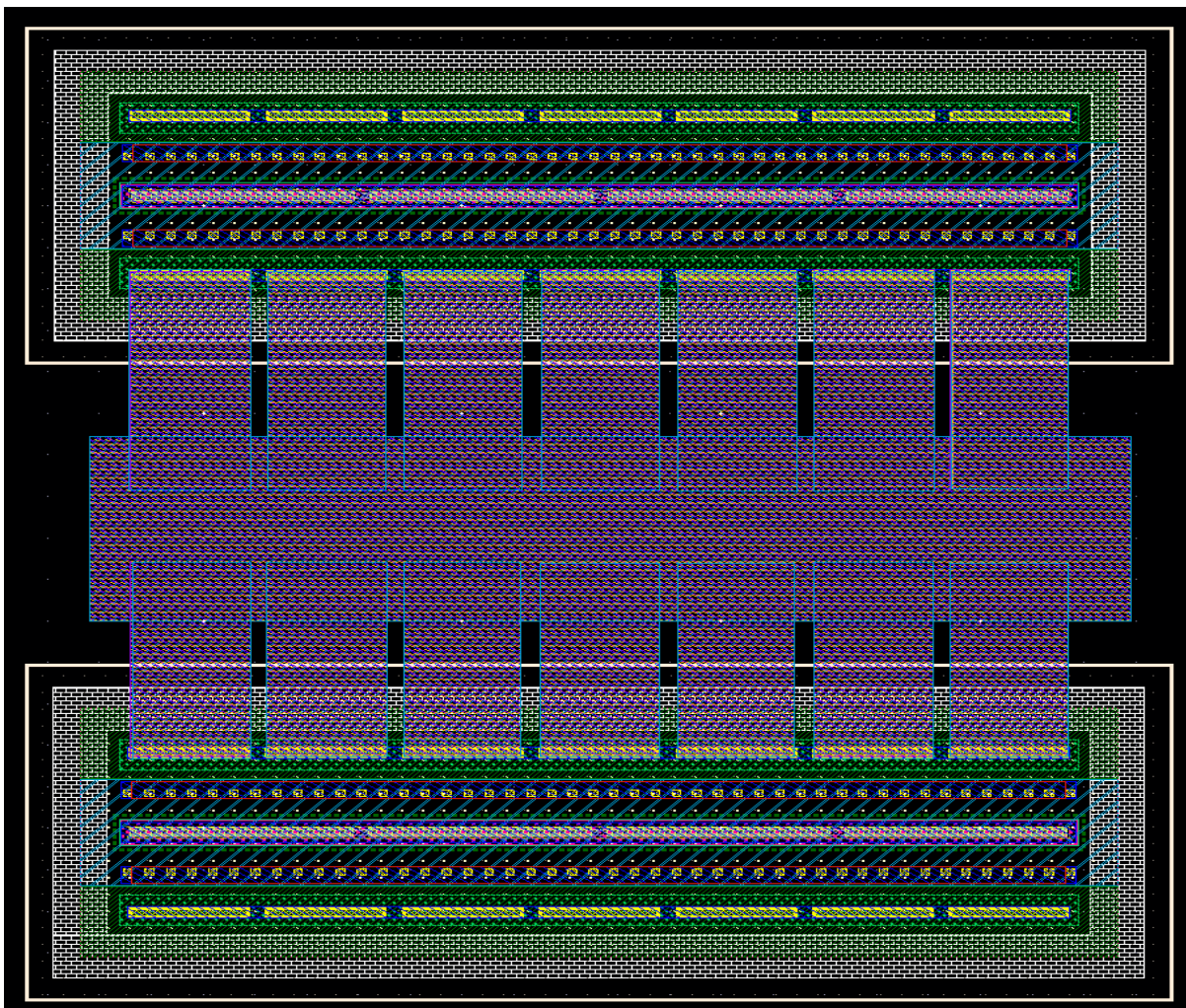
Ο Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου σε Επίπεδο Layout

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται με λεπτομέρεια όλη η διαδικασία της σχεδίασης του ενισχυτή χαμηλού θορύβου σε επίπεδο Layout. Παρουσιάζονται οι τεχνικές και τα προβλήματα που αντιμετωπίστηκαν από το πέρασμα της σχεδίασης από ιδανικό-σχηματικό επίπεδο σε επίπεδο Layout. Μελετάται κάθε μέρος του διακοπτόμενου ενισχυτή χαμηλού θορύβου, σε επίπεδο Layout ξεχωριστά, και παρουσιάζονται οι διαφορετικοί τρόποι προσομοιώσεων για την εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων όλων των παθητικών δικτύων.

6.1 Ενεργός συσκευή και διασυνδέσεις

Στο Σχήμα 6.1 φαίνεται η ενεργός συσκευή κύριας ενίσχυσης. Υπενθυμίζουμε ότι το επιλεγμένο εμβαδόν κάθε διπολικού τρανζίστορ, της κασκοδικής τοπολογίας που αποτελεί το δεύτερο και κύριο στάδιο ενίσχυσης, της ενεργούς συσκευής είναι $18 \times 0.12 \mu\text{m}^2$, ενώ κάθε τρανζίστορ αποτελείται από 7 παράλληλα μπλοκ(6 για το τρανζίστορ του διακόπτη) και διαθέτει πολλαπλές βάσεις και εκπομπούς. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 6.1, τοποθετήσαμε τα δύο τρανζίστορ συμμετρικά ως προς τον κατακόρυφο άξονα, προκειμένου να εκμεταλλευτούμε τα πλεονεκτήματα μιας συμμετρικής λειτουργίας της ενεργούς συσκευής. Ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στις διασυνδέσεις μεταξύ των δύο διπολικών τρανζίστορ προκειμένου, να πληρούν τις προϋποθέσεις πλάτους μετάλλων για την αντοχή τους κατά τη διαρροή τους από υψηλά ρεύματα και ταυτόχρονα να προσθέτουν όσο το δυνατόν λιγότερες παρασιτικές χωρητικότητες και αυτεπαγωγές. Για την διασύνδεση με το υπόστρωμα VSS χρησιμοποιήσαμε την αυτοματοποιημένη επιλογή

για την επιμετάλλωση των εκπομπών του κάτω τρανζίστορ της κασκοδικής τοπολογίας μέχρι το μέταλλο 6 (M2) το οποίο είναι το υψηλότερο από τα μέταλλα της τεχνολογίας με τη μικρότερη αντίσταση φύλλου. Στη συνέχεια, τοποθετήσαμε ένα φύλλο μετάλλου M2 σε ολόκληρη την έκταση του layout αποκόπτοντας όλα τα παθητικά και ενεργά στοιχεία εκτός των γραμμών μεταφοράς. Με αυτόν τον τρόπο όταν θέλουμε να συνδέσουμε ένα άκρο από οποιοδήποτε στοιχείο δεν χρειάζεται να εκτελούμε μεγάλες αποστάσεις, απλά στοιβάζουμε με την σωστή αλληλουχία (σύμφωνα με την εκάστοτε τεχνολογία) μια σειρά μετάλλων (AM,LV,LY,VY,MQ,M2,M1) ενώνοντάς τα έτσι με την γη.



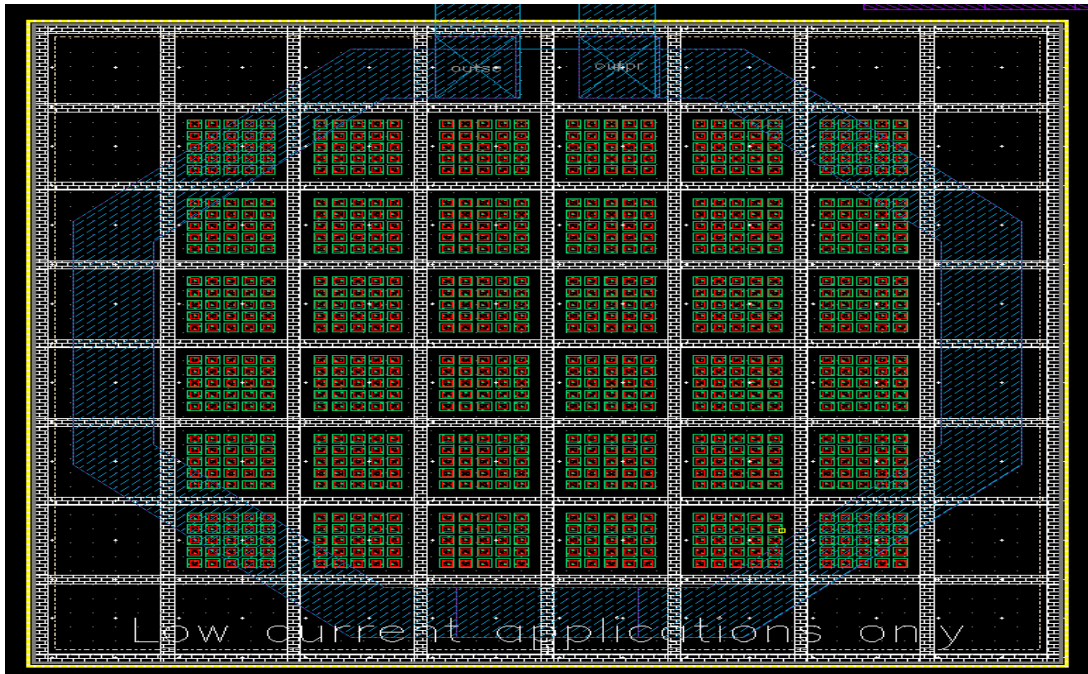
Σχήμα 6.1. Μοντελοποίηση κασκοδικού σταδίου, με τα δύο τρανζίστορ.

Τέλος οι διασυνδέσεις με το υπόλοιπο κύκλωμα πραγματοποιήθηκαν με την χρήση μετάλλων από AM έως LY για καλύτερη αγωγιμότητα.

6.2 Μοντελοποίηση Παθητικών Στοιχείων

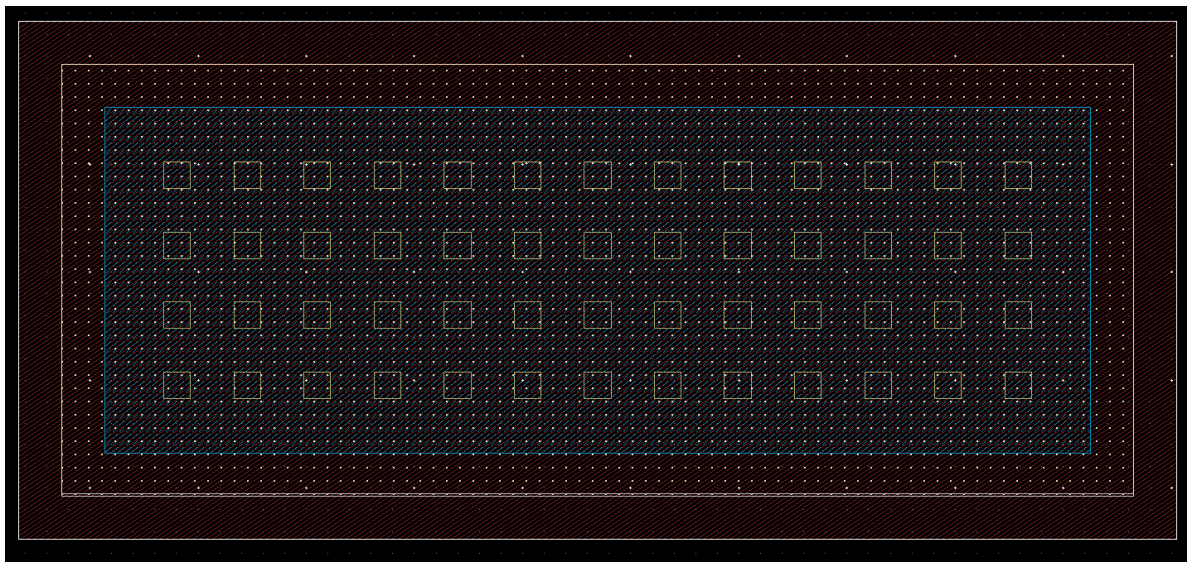
Για τα πηνία L_1, L_2, L_3 χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο symim, το AM ως το ανώτερο μέταλλο με τη χαμηλότερη αντίσταση φύλλου, προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες και οι παρασιτικές χωρητικότητες προς το υπόστρωμα. Οι γραμμές μεταφοράς οι οποίες ποικίλουν σε μέγεθος, αντίστασης 50Ω αποτελείται από AM (αγωγός μεταφοράς) και LY (αγωγός επιστροφής), ο οποίος συνδέεται στην θεωρητική γη VSS. Τέλος, για τους πυκνωτές $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$ χρησιμοποιείται το μοντέλο mimcap της τεχνολογίας. Πιο συγκεκριμένα, η επιλογή του μεγέθους της χωρητικότητας των πυκνωτών στηρίχτηκε στις ανάγκες του κυκλώματος όπως η ταλάντωση του συντελεστή ανάκλασης στο δίκτυο εισόδου και ο περιορισμός του συντελεστή του κέρδους της δευτερης συχνότητας στο στάδιο εξόδου.

Στη συνέχεια παρατίθενται η μοντελοποίηση των επαγωγέων που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του Layout.

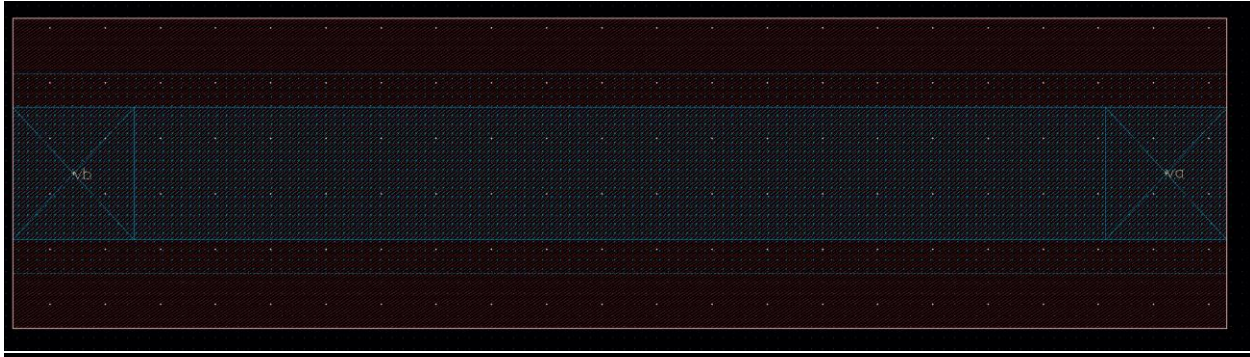


Σχήμα 6.2. Μοντελοποίηση ενός επαγωγέα.

Ακολουθεί η μοντελοποίηση των πυκνωτών και των γραμμών μεταφοράς του κυκλώματος.



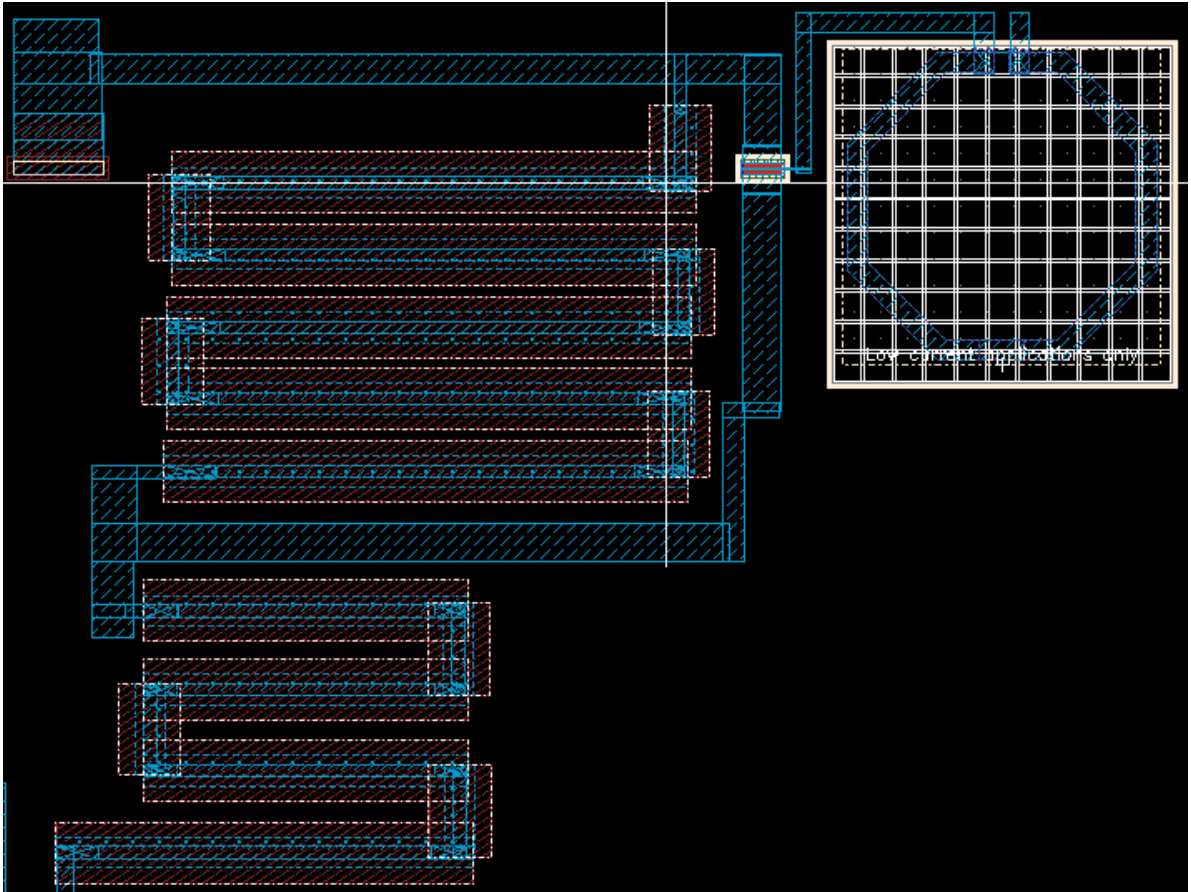
Σχήμα 6.3. Μοντελοποίηση ενός πυκνωτή.



Σχήμα 6.4. Μοντελοποίηση μιας γραμμής μεταφοράς.

6.3 Μοντελοποίηση Διακόπτη

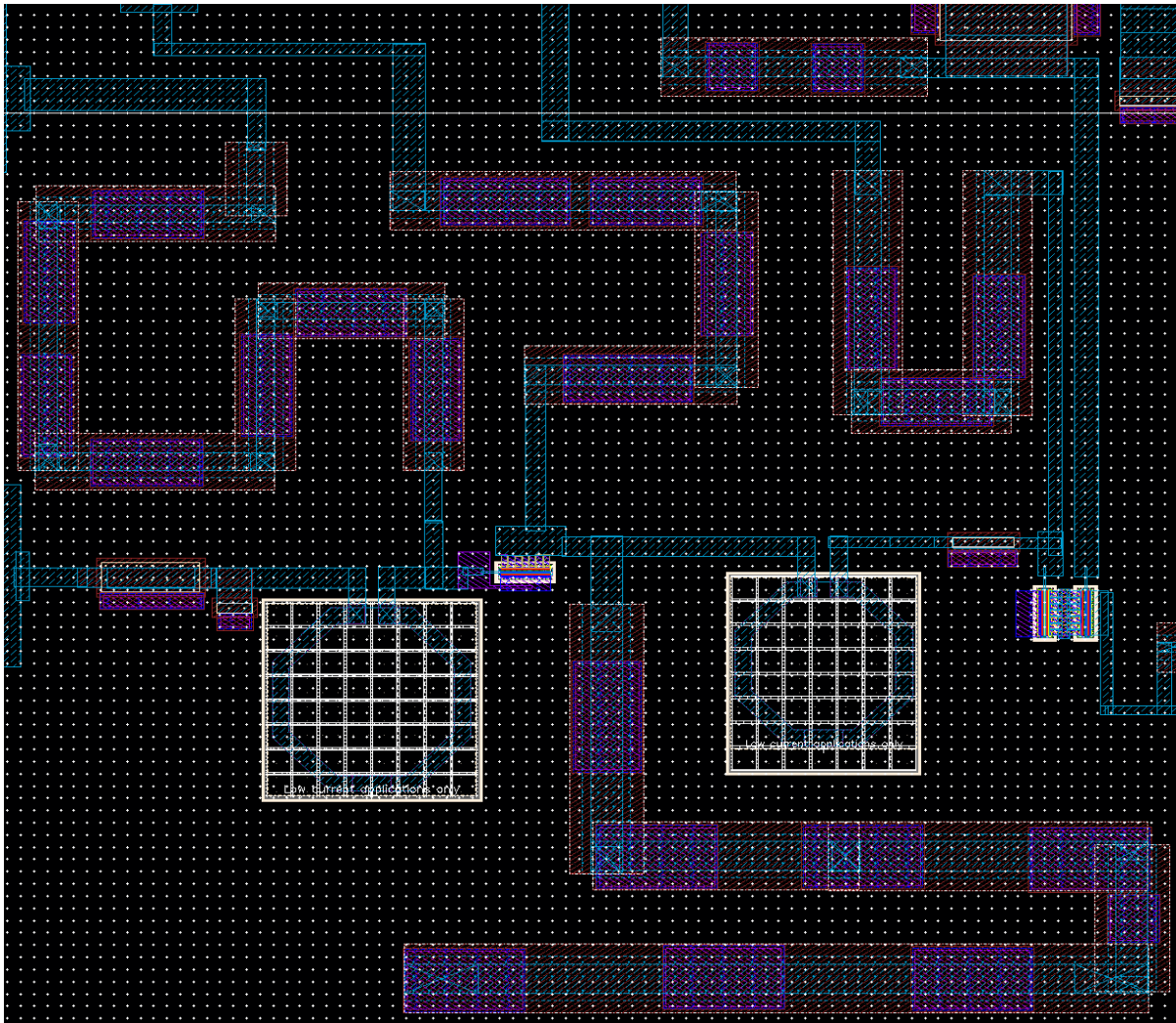
Στην ακόλουθη παράγραφο αναλύεται ο τρόπος μοντελοποίησης του Διακόπτη. Για τον σχεδιασμό των γραμμών μεταφοράς, ακολουθήσαμε ελικοειδές μοτίβο, διατηρώντας αποστάσεις μεγαλύτερες από το τριπλάσιο του πάχους της γραμμής μεταφοράς. Με αυτό τον τρόπο πετύχαμε μεγαλύτερη εξοικονόμηση χώρου. Το τρανζίστορ συνδέθηκε με τον εκπομπό και τον συλλέκτη με τα μέταλλα AM έως ΛΥ για καλύτερη αγωγιμότητα και βάση του με το πηνίο, του οποίου το άλλο άκρο συνδέθηκε τελικώς με το pad μιας πηγής τάσης.



Σχήμα 6.5. Μοντελοποίηση διακόπτη.

6.4 Μοντελοποίηση Πρώτου Σταδίου με Δίκτυο Εισόδου/Ενδιάμεσο

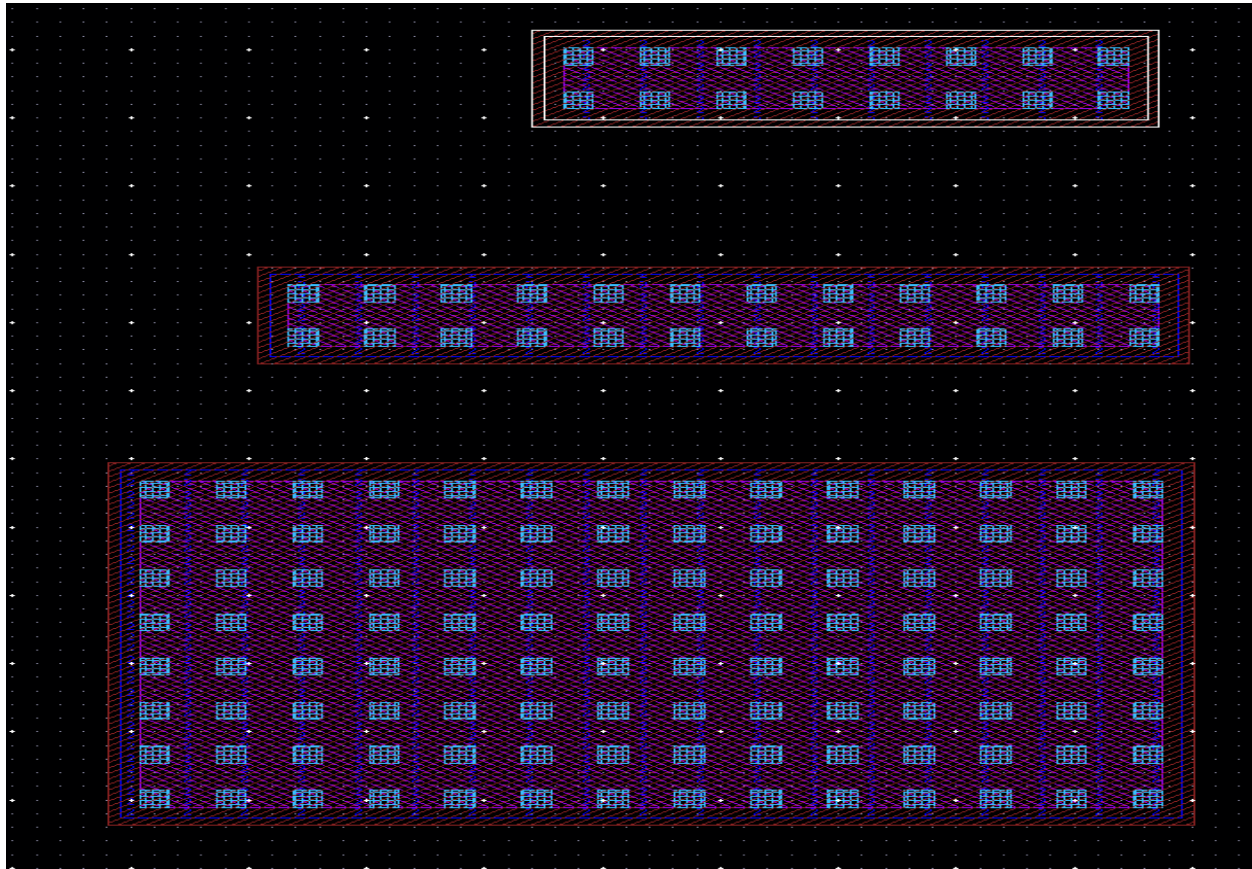
Στο συγκεκριμένο στάδιο είχαμε το πρόβλημα της ταλάντωσης του συντελεστή ανάκλασης και στους δύο τρόπους λειτουργίας (28GHz / 39 GHz). Για την επίλυση αυτού του προβλήματος χρησιμοποιήθηκαν γραμμές μεταφοράς σαν dcfeed από τις πηγές τάσης στο υπόλοιπο κύκλωμα. Για την σωστή λειτουργία του κυκλώματος τηρήθηκε απόσταση μεγαλύτερη από το τριπλάσιο του πάχους της μεγαλύτερης γραμμής μεταφοράς και ελικοειδής μοτίβο σχεδίασης για την εξοικονόμηση χώρου.



Σχήμα 6.6. Μοντελοποίηση πρώτου σταδίου με δίκτυο εισόδου/ενδιάμεσο.

Όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, σκοπός το κυκλώματος εισόδου είναι η ελαχιστοποίηση του θορύβου και του συντελεστή ανάκλασης από την πηγή του σήματος RF στον κυρίως ενισχυτή, το οποίο επιτυγχάνεται μέσω της αντιστοίχισης της αντίστασης εισόδου, η οποία θεωρείται 50Ω και των δύο αντιστάσεων εισόδου, λόγω λειτουργίας διακόπτη, του κυρίως ενισχυτή. Όπως αναφέρθηκε και προηγούμενος για την σύνδεση των άκρων, των στοιχείων, στην VSS (θεωρητική Γη) στοιβάζουμε μια σειρά μετάλλων,

στο παρακάτω σχήμα φαίνονται αναφορικά μερικές από αυτές τις στοίβες.

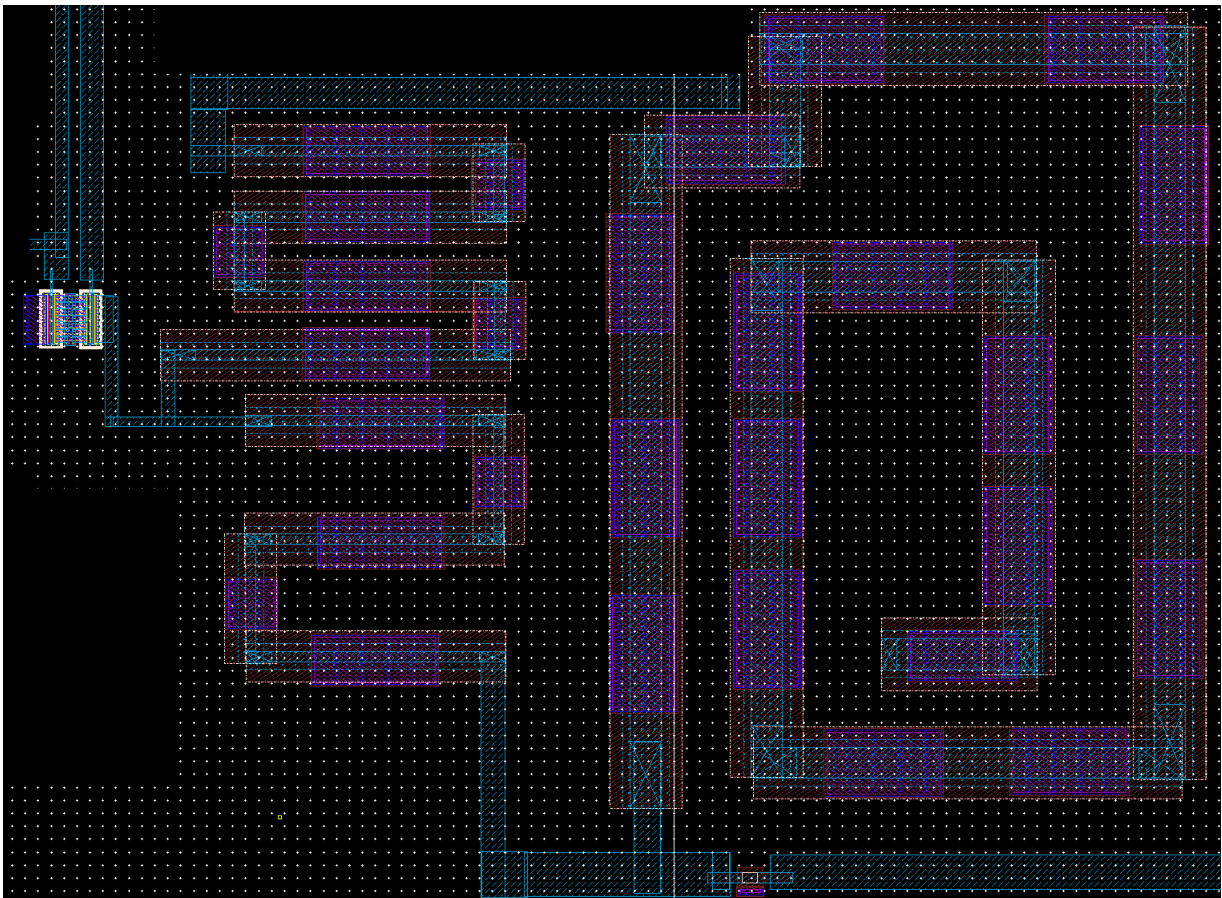


Σχήμα 6.7 Μοντελοποίηση στοιβών για την διασύνδεση με την θεωρητική Γη VSS

Όπως θα φαίνεται στο Σχήμα 6.9 ολόκληρη η επιφάνεια του ενισχυτή είναι καλυμμένη με ένα υπόστρωμα μετάλλου M2, έχει γίνει κοπή σε όλα τα ενεργά και παθητικά στοιχεία σε κάθε στάδιο με σκοπό την γρήγορη σύνδεση των άκρων στην VSS (θεωρητική Γη).

6.5 Μοντελοποίηση Δευτέρου Σταδίου με Δίκτυο Εξόδου

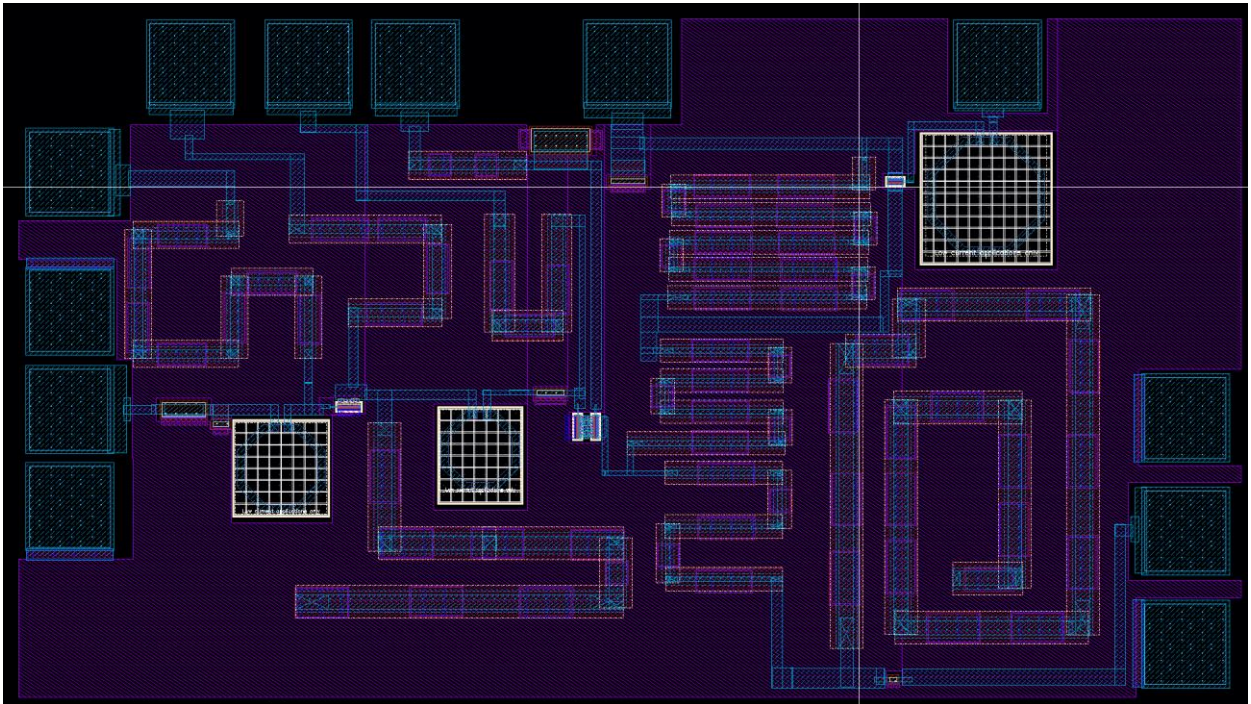
Το δεύτερο στάδιο είναι υπεύθυνο όπως έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 4 για τον συντελεστή του κέρδους και σε συνδυασμό με το στάδιο του διακόπτη και το δίκτυο συσχέτισης εξόδου να έχουμε το μέγιστο κέρδος στις συχνότητες ενδιαφέροντος (28GHz / 39GHz). Με παρόμοιο τρόπο του πρώτου σταδίου επετεύχθη και ο σχεδιασμός του δεύτερου μαζί με το δίκτυο εξόδου. Οι γραμμές μεταφοράς ακολουθούν ελικοειδή μοτίβο για την εξοικονόμηση χώρου διατηρώντας πάντα αποστάσεις μεγαλύτερες του τριπλάσιου του πάχους. Το άκρο των γραμμών μεταφοράς που πρέπει να συνδεθεί στην VSS έχει πραγματοποιηθεί με την χρήση στοιβών. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η μοντελοποίηση του δεύτερου σταδίου και του δικτύου εξόδου.



Σχήμα 6.8 Μοντελοποίηση δεύτερου σταδίου με δίκτυο εξόδου.

6.6 Τελικό Layout του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου

Στο σχήμα 6.9 φαίνεται το τελικό σχέδιο του Layout του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, λειτουργίας διακόπτη. Το συνολικό εμβαδόν του ολοκληρωμένου κυκλώματος προέκυψε $0,55 \text{ mm}^2$. Στο σχήμα 6.9 μπορούμε να παρατηρήσουμε το υπόστρωμα του μετάλλου M2 που αποτελεί την θεωρητική Γη Vss μαζί με τα κομμένα τμήματά του για την τοποθέτηση των ενεργών και παθητικών στοιχείων. Εξωτερικά βλέπουμε τα pads εκ των οποίων τα δεξιά και τρία κατώτερα αριστερά αποτελούν την έξοδο και είσοδο αντίστοιχα του κυκλώματος. Ενώ τα υπόλοιπα θα χρησιμοποιηθούν για την πόλωση του κυκλώματος στις κατάλληλες περιοχές λειτουργίας.



Σχήμα 6.9 Τελικό Layout του ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA).

Κεφάλαιο 7

Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία

Ολοκληρώνοντας αυτή την διατριβή θα ήταν φρόνιμο να αναφερθούμε στα πλεονεκτήματα της ιδέας, τους τρόπους βελτίωσης του σχηματικού και των τελικών αποτελεσμάτων.

Τα κύρια πλεονεκτήματα της ιδέας του ενισχυτή χαμηλού θορύβου διακόπτη (switchable LNA) είναι ότι έχουμε την δυνατότητα μακροσκοπικά, ελέγχοντας την τιμή μιας πηγής τάσης, να μεταβάλουμε την συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος. Ανάλογα με τις απαιτήσεις της αλυσίδας του πομπού μπορεί κανείς μεταβάλλοντας την τάση στα 1.5Volt και 4.3Volt, να επιτύχει μέγιστη ενίσχυση στα 28GHz και 39GHz αντίστοιχα και ταυτόχρονα να διατηρείται η απαιτούμενη επιλεκτικότητα στις συχνότητες ενδιαφέροντος. Το κυριότερο πλεονέκτημα του συγκεκριμένου σχηματικού είναι ότι με τροποποίηση των τιμών των παθητικών στοιχείων έχουμε τη δυνατότητα να αλλάξουμε τις συχνότητες ενδιαφέροντος σε ένα άλλο ζεύγος συχνοτήτων.

Μελλοντικά αποσκοπούμε στην βελτιστοποίηση της παραπάνω δουλειάς μέσω της ενσωμάτωσης σε αυτήν μιας πρωτοποριακής ιδέας. Αυτής του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ευρείας διακοπτόμενης ζώνης (Broadband). Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιώντας ολόκληρα δίκτυα συσχέτισης εξόδου στο στάδιο του διακόπτη μπορούμε να δημιουργήσουμε δύο διαφορετικά φάσματα συχνοτήτων ενώ ταυτόχρονα να διατηρήσουμε τις τιμές των παραμέτρων ενδιαφέροντος σε ικανοποιητικά επίπεδα. Παρομοίως, μια ακόμα ιδέα είναι η χρήση του διακόπτη να γίνεται ανάμεσα στα δύο βασικά είδη των LNA στην περιοχή των mm-wave. Μια δεύτερη ιδέα που μπορεί να εφαρμοστεί, είναι ότι με την εφαρμογή του διακοπτόμενου σταδίου θα μπορεί κανείς να αλλάξει από ενισχυτή ευρείας ζώνης σε LNA με μοναδική συχνότητα ενδιαφέροντος. Οι

προηγούμενες αποτελούν μελλοντικές ιδέες οι οποίες θα έχουν τις δικές τους δυσκολίες και ξεχωριστούς τρόπους επίλυσης.

Αξίζει να σημειωθεί ότι υπάρχουν ποικίλες ιδέες για την περαιτέρω βελτιστοποίηση των αποτελεσμάτων της εν λόγω διατριβής. Ένας από τους τρόπους αυτούς είναι χρήση δικτύου πόλωσης, το οποίο θα παρείχε τη δυνατότητα μείωσης του αριθμού των πηγών. Χρησιμοποιώντας μονάχα μια πηγή τάσης και διάφορους καθρέπτες ρεύματος για την πόλωση όλων των τρανζίστορ στην απαιτούμενη περιοχή λειτουργίας. Ένας δεύτερος τρόπος είναι η χρήση ταυτόχρονου διακόπτη και στο στάδιο εισόδου με σκοπό την ακριβέστερη συσχέτιση σύνθετων αντιστάσεων των σταδίων με την αντίσταση της πόρτας εισόδου και εξόδου αντίστοιχα. Τρίτον, θα μπορούσε να επιλεγεί μια διαφορετική τεχνολογία που θα μας παρέχει καλύτερες τιμές ελάχιστου δυνατού θορύβου στις συχνότητες ενδιαφέροντος.

Με αυτό το σύντομο κεφάλαιο ολοκληρώνεται η συγκεκριμένη διπλωματική εργασία κατά την οποία πέτυχαμε την σχεδίαση ενισχυτή χαμηλού θορύβου λειτουργίας διακόπτη με συχνότητες λειτουργίας 28GHz και 39GHz, ανάλογα με την τιμή της τάσης του τρανζίστορ διακόπτη. Η μεγαλύτερη βαρύτητα δόθηκε στον παράγοντα θορύβου NF, έπειτα στη παράμετρο που αντιπροσωπεύει το κέρδος και τέλος στην παράμετρο που περιγράφει τον συντελεστή ανάκλασης στην πόρτα εισόδου του κυκλώματος. Η σχεδίαση πραγματοποιήθηκε στο πρόγραμμα Cadence Virtuoso και επιπλέον χρησιμοποιήθηκε και το πρόγραμμα ADS για την αξιοποίηση του εργαλείου Χάρτη Smith. Όλες οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν με το πρόγραμμα της Cadence Virtuoso όπως και η σχεδίαση του Layout.

Βιβλιογραφία

- [1] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits (5th and 7th edition)*, Παπασωτηρίου, 2003 and 2017.
- [2] Sorin Voinigescu, *High-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, 2013.
- [3] Καψάλης Χ., Κωττής Π., *Κεραίες, Ασύρματες ζεύξεις*, Τζιόλα, 2013.
- [4] Καψάλης Χ., Κωττής Π., *Ασύρματες επικοινωνίες*, Τζιόλα, 2010.
- [5] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits (5th and 7th edition)*, Παπασωτηρίου, 2003 and 2017.
- [6] David M. Pozar, *Microwave Engineering* (4^η έκδοση), Wiley, 2012
- [7] Ουζούνογλου Ν., *Εισαγωγή στα μικροκύματα* (2^η έκδοση), Παπασωτηρίου, 1994.
- [8] Saad Z. Asif, *5G Mobile Communications, Concepts and Technologies*, CRC Press, 2019.
- [9] Κανατάς Αθ., Κωνσταντίνου Φ., Πάντος Γ., *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, Παπασωτηρίου, 2014.
- [10] Department CL4V Compact Model Development IBM Microelectronics Division, *BiCMOS-8HP Model Reference Guide (V1.3.0.0HP)*, 2012
- [11] A. R. Kerr and J. Randa, “Thermal noise and noise measurements – a 2010 update,” *IEEE Micro. Mag.*, October 2010, pp. 40–52.
- [12] S. W. Wedge and D. B. Rutledge, “Wave techniques for noise modeling and measurement,” *IEEE MTT*, 40: 2004–2012, November 1992.
- [13] H. T. Friis, “Noise figure of radio receivers,” *Proc. IRE*, 32: 419–422, July 1944.
- [14] S. P. Voinigescu, T. Chalvatzis, K. H. K. Yau, A. Hazneci, A. Garg, S. Shahramian, T. Yao, M. Gordon, T. O. Dickson, E. Laskin, S. T. Nicolson, and A. C. Carusone, L. Tchoketch-Kebir, O. Yuryevich, G. Ng, B. Lai, and P. Liu, “SiGe BiCMOS for analog, high-speed digital and millimetre-wave applications beyond 50GHz,” *IEEE BCTM Digest*, pp. 223–230, October 2006.
- [15] Jierui Fu et al. , *A Millimeter-Wave Concurrent LNA in 22-nm CMOS FDSOI for 5G Applications*, March 2023

- [16] Ilker Kalyoncu et al. , *A K-Band 5G Phased Array RX Channel With 3.3-dB NF and 28.5-dB Gain in 130-nm SiGe*, December 2020
- [17] Corrado Florian et al. , *A Ka-Band MMIC LNA in GaN-on-Si 100-nm Technology for High Dynamic Range Radar Receivers* , February 2021
- [18] Asad A. Nawaz et al. , *A Ka/V Band-Switchable LNA With 2.8/3.4 dB Noise Figure*, October 2019
- [19] Mahsa Keshavarz Hedayati et al. , *A 33-GHz LNA for 5G Wireless Systems in 28-nm Bulk CMOS*, October 2018
- [20] Jubaid Abdul Qayyum et al. , *A 28-60 GHz SiGe HBT LNA with 2.4-3.4 dB Noise Figure*, October 2019
- [21] Hyun Bae Ahn et al. , *25–31 GHz GaN-Based LNA MMIC Employing Hybrid-Matching Topology for 5G Base Station Applications*, January 2023