



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και Υλοποίηση Ενισχυτή Χαμηλού
Θορύβου στη Ζώνη Συχνοτήτων 4.9 GHz σε 130
nm SiGe BiCMOS Τεχνολογία**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της

ΑΡΤΕΜΗΣΙΑΣ ΣΟΥΜΠΑΣΑΚΟΥ

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
Αθήνα, Φεβρουάριος 2021



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Σχεδίαση και Υλοποίηση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στη Ζώνη Συχνοτήτων 4.9 GHz σε 130 nm SiGe BiCMOS Τεχνολογία

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της

ΑΡΤΕΜΗΣΙΑΣ ΣΟΥΜΠΑΣΑΚΟΥ

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 4 Φεβρουαρίου 2021.

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

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

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

Αθήνα, Φεβρουάριος 2021



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

.....

Αρτεμησία Σουμπασάκου Διπλωματούχα Ηλεκτρολόγος
Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Αρτεμησία Σουμπάκου, 2021.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και υλοποίηση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου με κεντρική συχνότητα λειτουργίας στα 4.9 GHz και εύρος ζώνης 200 MHz, για χρήση σε σταθμό βάσης 5G και υλοποιημένος σε τεχνολογία SiGe BiCMOS 130 nm. Οι εφαρμογές του αφορούν σύγχρονα και μελλοντικά προϊόντα της ασύρματης τεχνολογίας 5G.

Η υψηλή γραμμικότητα και ο χαμηλός θόρυβος αποτελούν κρίσιμες προδιαγραφές για την πραγματοποίηση του front-end ενός σταθμού βάσης 5G και την αντιμετώπιση των απαιτήσεών του. Συγκεκριμένα, το κύκλωμα που παρουσιάζεται διαθέτει sub-dB θόρυβο στα 0.69 dB, κέρδος της τάξης των 33.5 dB και παράμετρο γραμμικότητας OIP3 στα +30.6 dBm. Επιτυγχάνεται απώλεια επιστροφής εισόδου/εξόδου κάτω από -16 dB, ενώ αντλούνται 243 mW από τροφοδοσία 3V.

Γίνεται παρουσίαση της αρχιτεκτονικής που επιλέχθηκε, των στοιχείων που τοποθετήθηκαν και τον ρόλο που επιτελούν, καθώς και των πρώτων αποτελεσμάτων της προσομοίωσης του ενισχυτή. Γίνεται επιπλέον η απόπειρα της φυσικής σχεδίασης του ενισχυτή στην στοίβα μετάλλων της τεχνολογίας που έχει χρησιμοποιηθεί. Αναλύονται τα τεστς που πρέπει να περάσει επιτυχώς η φυσική σχεδίαση, καθώς και τα αποτελέσματα των τελικών προσομοιώσεων. Τέλος, γίνεται σύγκριση των αποτελεσμάτων.

Λέξεις Κλειδιά: ενισχυτής χαμηλού θορύβου, LNA, 4.9 GHz, 130nm, SiGe, BiCMOS, noise figure, γραμμικότητα, οκταγωνικό πηνίο, s-παράμετροι, IIP3, 1-dB compression point

Abstract

The object of this thesis is the design and implementation of a low noise amplifier with an operating frequency of 4.9 GHz and a bandwidth of 200 MHz, for use in a 5G base station and implemented in SiGe BiCMOS 130 nm technology. Its applications concern modern and future products of 5G wireless technology.

High linearity and low noise are critical specifications for realizing the front-end of a 5G base station and meeting its requirements. Specifically, the circuit presented features a sub-dB noise figure of 0.69 dB, a forward gain of 33.5 dB and an OIP3 linearity parameter of +30.6 dBm. An input/output return loss below -16 dB is achieved, while drawing 243 mW from a 3V supply.

The architecture chosen, the elements placed and the role they play, as well as the first results of the amplifier simulations are presented. In addition, an attempt is made to physically design the amplifier in the metal stack of the technology used. The tests that the physical design must pass successfully are analyzed, as well as the results of the final simulations. Finally, both results sets are compared with each other.

Key words: low noise amplifier, LNA, 4.9 GHz, 130nm, SiGe, BiCMOS, noise figure, linearity, octagonal inductor, s-parameters, IIP3, 1-dB compression point

“Knowing is not enough; we must apply. Willing is not enough; we must do.”

Johann Wolfgang von Goethe

Στην οικογένειά μου

Ευχαριστίες

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή μου, Ιωάννη Παπανάνο, για την ευχάριστη, ομαλή και αποτελεσματική συνεργασία που είχαμε στα πλαίσια εκπόνησης της διπλωματικής μου εργασίας, καθώς και για την ευκαιρία που μου προσέφερε να εργαστώ υπό την επίβλεψή του στην εταιρία Infineon Technologies Austria AG.

Στην συνέχεια, θα ήθελα να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στον Βασίλη Λιακώνη, συνεργάτη και πολύ αγαπημένο φίλο, ο οποίος μοιράστηκε μαζί μου τον ίδιο ενθουσιασμό για την Ηλεκτρονική και με ώθησε να κάνω ακόμα μεγαλύτερα βήματα στον τομέα αυτό.

Τέλος, ευχαριστώ πολύ την οικογένειά μου, και κυρίως τον πατέρα μου, ο οποίος δεν σταματά ποτέ να με στηρίζει και να πιστεύει στις ικανότητές μου.

Περιεχόμενα

1	Γενικά.....	13
1.1	Δέκτες Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων Ραδιοσυχνοτήτων.....	13
1.2	Θόρυβος.....	15
1.2.1	Συντελεστής Θορύβου και Noise Figure.....	16
1.2.2	Τύπος του Cascaded Noise Figure.....	16
1.2.3	Δάπεδο Θορύβου του Δέκτη.....	17
1.3	Γραμμικότητα.....	17
1.4	Προσαρμογή Εμπέδησης.....	19
1.4.1	Προσαρμογή L -τμήματος.....	19
1.4.2	Χάρτης Smith.....	20
1.5	S -Παράμετροι.....	21
1.6	Ευστάθεια.....	22
2	Θεωρία Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου.....	24
2.1	Στόχοι της Σχεδίασης.....	24
2.1.1	Προσαρμογή Ενεργών Στοιχείων.....	26
2.1.2	Προσαρμογή Παθητικών Στοιχείων.....	26
2.2	Πηνίο Εκφυλισμού.....	27
3	Σχεδίαση.....	30
3.1	Προδιαγραφές.....	30
3.2	Γενική προσέγγιση.....	30
3.3	Γενικές Πληροφορίες της Τεχνολογίας.....	31
3.4	Πρώτο Στάδιο.....	32
3.5	Δεύτερο Στάδιο.....	34
3.6	Προσαρμογή Εισόδου, Εξόδου και Ενδιάμεση.....	36

3.7	Κυκλώματα Πόλωσης.....	41
3.8	ESD και Pads.....	43
3.9	Αποτελέσματα προσομοιώσεων	45
4	Φυσική Σχεδίαση και Επαλήθευση	50
4.1	Γενικές Πληροφορίες της Τεχνολογίας.....	50
4.2	Από το Σχηματικό στην Φυσική Σχεδίαση	50
4.3	Επαλήθευση της Φυσικής Σχεδίασης.....	54
4.3.1	DRC Προσομοίωση	54
4.3.2	LVS Προσομοίωση	55
4.3.3	ANTDRC και ERC Προσομοίωση.....	56
4.3.4	QRC - Εξαγωγή RC Παρασιτικών.....	57
4.3.5	Εργαλείο Sonnet.....	58
4.4	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων.....	58
4.5	Σύγκριση Αποτελεσμάτων.....	73
5	Μελλοντική Εργασία.....	75

1 Γενικά

Τα συστήματα επικοινωνίας μεταφέρουν πληροφορίες μεταξύ δύο σημείων (από σημείο σε σημείο) ή από ένα σημείο σε πολλαπλά σημεία (σημείο προς πολλαπλό σημείο) τοποθετημένα σε απόσταση μεταξύ τους. Η απόσταση μπορεί να είναι οπουδήποτε από λίγα εκατοστά σε δίκτυα προσωπικής περιοχής (PAN), σε μερικές χιλιάδες χιλιόμετρα σε συστήματα επικοινωνιών οπτικών ινών μακρινών αποστάσεων. Οι πληροφορίες μπορούν να μεταφερθούν με τη χρήση φερουσών συχνοτήτων και ενεργειών που καταλαμβάνουν τα ακουστικά, μικροκυματικά, mm-wave, οπτικά και υπέρυθρα τμήματα του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος.

1.1 Δέκτες Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων

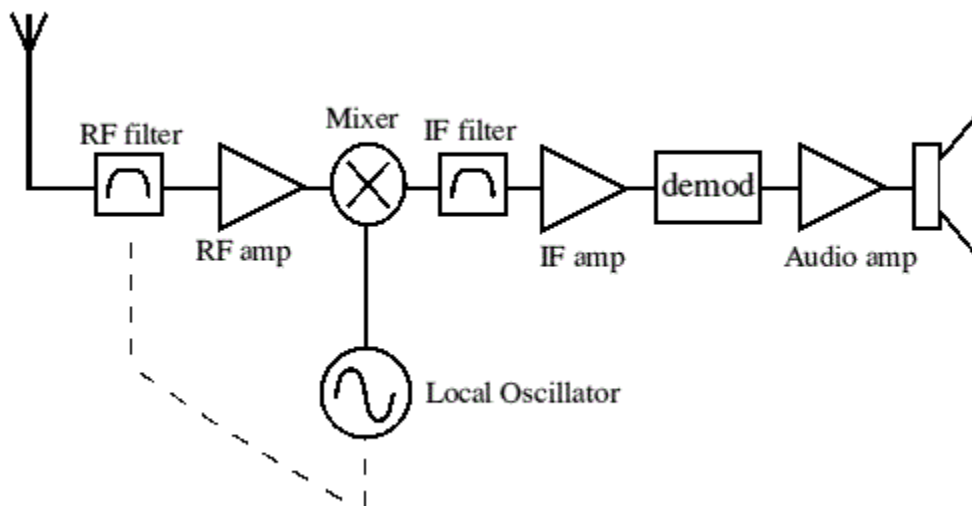
Ραδιοσυχνοτήτων

Στις ραδιοεπικοινωνίες, ένας ραδιοφωνικός δέκτης είναι μια ηλεκτρονική συσκευή που λαμβάνει ραδιοκύματα και μετατρέπει τις πληροφορίες που μεταφέρονται από αυτά σε μια χρήσιμη μορφή. Χρησιμοποιείται με κεραία, η οποία συλλαμβάνει ραδιοκύματα (ηλεκτρομαγνητικά κύματα) και τα μετατρέπει σε μικροσκοπικά εναλλασσόμενα ρεύματα που εφαρμόζονται στον δέκτη και ο δέκτης αποσπά τις επιθυμητές πληροφορίες.

Ο δέκτης χρησιμοποιεί ηλεκτρονικά φίλτρα για να διαχωρίσει το επιθυμητό σήμα ραδιοσυχνοτήτων από όλα τα άλλα σήματα που συλλέγονται από την κεραία, έναν ηλεκτρονικό ενισχυτή για να αυξήσει την ισχύ του σήματος για περαιτέρω επεξεργασία και τελικά ανακτά τις επιθυμητές πληροφορίες μέσω αποδιαμόρφωσης. Ένας ραδιοφωνικός δέκτης μπορεί να είναι ένα ξεχωριστό κομμάτι ηλεκτρονικού εξοπλισμού ή ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα μέσα σε μια άλλη συσκευή. Οι ραδιοφωνικοί δέκτες χρησιμοποιούνται ευρέως στη σύγχρονη τεχνολογία, ως στοιχεία επικοινωνιών, εκπομπής, τηλεχειρισμού και ασύρματων δικτύων.

Τα ραδιοκύματα από πολλούς πομπούς ταξιδεύουν ταυτόχρονα στον αέρα χωρίς να αλληλεπιδρούν μεταξύ τους. Αυτά μπορούν να διαχωριστούν στον δέκτη επειδή έχουν διαφορετικές συχνότητες. Δηλαδή, το ραδιοκύμα από κάθε πομπό κυμαίνεται με

διαφορετικό ρυθμό. Για να διαχωριστεί το επιθυμητό ασύρματο σήμα, το φίλτρο ζώνης διέλευσης επιτρέπει τη διέλευση της συχνότητας της επιθυμητής ραδιομετάδοσης και αποκλείει τα σήματα σε όλες τις άλλες συχνότητες. Το φίλτρο ζώνης διέλευσης αποτελείται από ένα ή περισσότερα κυκλώματα συντονισμού (συντονισμένα κυκλώματα). Το κύκλωμα συντονισμού συνδέεται μεταξύ της εισόδου κεραίας και της γείωσης. Όταν το εισερχόμενο ραδιοφωνικό σήμα βρίσκεται στη συχνότητα συντονισμού, το κύκλωμα συντονισμού έχει μεγάλη αντίσταση και το ραδιοσήμα από τον επιθυμητό σταθμό μεταδίδεται στα ακόλουθα στάδια του δέκτη. Σε όλες τις άλλες συχνότητες το κύκλωμα συντονισμού έχει χαμηλή αντίσταση, έτσι τα σήματα σε αυτές τις συχνότητες οδηγούνται στη γείωση.



Εικόνα 1-1 Βασική Αρχιτεκτονική RF Δέκτη

Η ισχύς των ραδιοκυμάτων που λαμβάνεται από μια κεραία λήψης μειώνεται με το τετράγωνο της απόστασης από την κεραία μετάδοσης. Ακόμη και με τους ισχυρούς πομπούς που χρησιμοποιούνται σε ραδιοφωνικούς σταθμούς, αν ο δέκτης απέχει περισσότερο από λίγα μίλια από τον πομπό, η ισχύς που προσλαμβάνεται από την κεραία του δέκτη είναι πολύ μικρή, ίσως τόσο χαμηλή όσο και τα picowatts. Για να αυξηθεί η ισχύς του ανακτηθέντος σήματος, ένα κύκλωμα ενισχυτή χρησιμοποιείται για να αυξήσει το πλάτος (τάση ή ρεύμα) του σήματος. Στους περισσότερους σύγχρονους δέκτες, τα ηλεκτρονικά εξαρτήματα που κάνουν την πραγματική ενίσχυση είναι τρανζίστορ.

Αφού το ραδιοσήμα φιλτραριστεί και ενισχυθεί, ο δέκτης πρέπει να αποσπάσει το σήμα διαμόρφωσης που φέρει την πληροφορία από το διαμορφωμένο κύμα φορέα ραδιοσυχνοτήτων. Αυτό γίνεται από ένα κύκλωμα που ονομάζεται αποδιαμορφωτής (ανιχνευτής).

Οι κύριες προδιαγραφές σχεδιασμού για έναν δέκτη αναφέρονται στη συχνότητα λειτουργίας, τη δυναμική περιοχή (dynamic range), το κέρδος και την κατανάλωση ενέργειας. Η δυναμική περιοχή καθορίζεται από τις μετρικές ευαισθησίας και γραμμικότητας. Επίσης, ο θόρυβος είναι κρίσιμος για τη λειτουργία και την απόδοση των περισσότερων RF και αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που συναντώνται σε συστήματα επικοινωνιών και αισθητήρες ραντάρ, διότι καθορίζει τελικά το όριο για το ελάχιστο σήμα που μπορεί να ανιχνευθεί αξιόπιστα από τον δέκτη.

1.2 Θόρυβος

Ο θόρυβος σε ηλεκτρονικά κυκλώματα προκαλείται από τυχαίες διεργασίες όπως η ροή ηλεκτρονικών φορτίων μέσω δυναμικών φραγμών ή θερμικών κραδασμών σε ενεργά και παθητικά ηλεκτρονικά εξαρτήματα σε θερμοκρασίες περιβάλλοντος υψηλότερες από το απόλυτο μηδέν. Οι σημαντικότεροι τύποι πηγών θορύβου που συναντώνται στις συσκευές ημιαγωγών και στα ολοκληρωμένα κυκλώματα ταξινομούνται ως θερμικός, shot, και flicker θόρυβος.

Ο θερμικός θόρυβος προκαλείται από την τυχαία δόνηση και την κίνηση των φορέων λόγω της πεπερασμένης τους θερμοκρασίας, T . Η ισχύς του, $kT\Delta f$, αυξάνεται με το T και το εύρος ζώνης. Η φασματική πυκνότητα, kT , μπορεί να θεωρηθεί σταθερή μέχρι τουλάχιστον μερικές εκατοντάδες GHz .

Ο flicker θόρυβος, ή θόρυβος $1/f$, έχει φασματική πυκνότητα ισχύος $1/f$ και η φυσική του προέλευση δεν είναι πλήρως κατανοητή. Εμφανίζεται σε ενεργά στοιχεία και, ορισμένες φορές, σε αντιστάσεις. Είναι σχετικό μόνο σε χαμηλές συχνότητες, ήτοι $< 1MHz$. Ωστόσο, σε μη γραμμικά κυκλώματα όπως οι μείκτες και οι ταλαντωτές, ο flicker θόρυβος μεταφέρεται σε πολύ υψηλές συχνότητες και επηρεάζει σοβαρά την απόδοση των ασύρματων συστημάτων.

Η διαθέσιμη ισχύς θορύβου ορίζεται ως η ισχύς που μπορεί να μεταφερθεί από μια πηγή θορύβου σε ένα συζευγμένο φορτίο, όπου η φυσική θερμοκρασία είναι 0K, και έτσι δεν μπορεί να αντανακλά την ισχύ θορύβου πίσω.

$$P_{available} = \frac{\bar{v}_n^2}{4R} = \frac{4kTR\Delta f}{4R} = kT\Delta f \quad (1)$$

1.2.1 Συντελεστής Θορύβου και Noise Figure

Ο συντελεστής θορύβου (noise factor) F ενός δίθυρου (π.χ. ενισχυτής, δέκτης, τρανζίστορ κ.λπ.) ορίζεται ως η αναλογία σήματος προς θόρυβο στην είσοδό του, SNR_i διαιρούμενο με εκείνο της εξόδου του, SNR_o .

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{SNR_i}{\frac{GP_i}{N_a + GN_i}} = \frac{\frac{P_i}{N_i}}{\frac{GP_i}{N_a + GN_i}} = 1 + \frac{N_a}{GN_i} \quad (2)$$

όπου:

- G είναι το κέρδος ισχύος του δίθυρου,
- N_i είναι η ισχύς θορύβου εισόδου που διατίθεται από την κεραία,
- P_i είναι η ισχύς του σήματος εισόδου,
- N_a είναι η ισχύς θορύβου που προστίθεται από το δίθυρο.

Το noise figure, NF , είναι ο όρος που χρησιμοποιείται για την περιγραφή της τιμής του συντελεστή θορύβου σε κλίμακα dB:

$$NF = 10 \log_{10} F \quad (3)$$

1.2.2 Τύπος του Cascaded Noise Figure

Στον δέκτη, μας ενδιαφέρει ο υπολογισμός του συντελεστή θορύβου ολόκληρης της αλυσίδας δέκτη συναρτήσει του συντελεστή θορύβου και του κέρδους των μεμονωμένων μπλοκ που σχηματίζουν τον δέκτη. Ένας τέτοιος τύπος αναπτύχθηκε από τον Friis, στο Bell Labs το 1942, και τώρα είναι γνωστός ως cascaded noise figure φόρμουλα του Friis:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 \times G_2 \times \dots \times G_{n-1}} \quad (4)$$

Μπορεί να αποδειχθεί ότι το μπλοκ της αλυσίδας του δέκτη με το χαμηλότερο μέτρο θορύβου θα πρέπει να τοποθετηθεί στην είσοδο του δέκτη, ενώ το ένα με το υψηλότερο μέτρο θορύβου πρέπει να τοποθετηθεί τελευταίο.

1.2.3 Δάπεδο Θορύβου του Δέκτη

Το δάπεδο θορύβου (Noise Floor) ορίζεται ως η ισχύς θορύβου που μετριέται στην έξοδο του δέκτη, πριν από το κύκλωμα απόφασης ή τον αποδιαμορφωτή και εκφράζεται ως

$$Noise\ Floor = kT\Delta fGF \quad (5)$$

όπου G είναι το συνολικό κέρδος ισχύος της αλυσίδας του δέκτη και F ο συντελεστής θορύβου του.

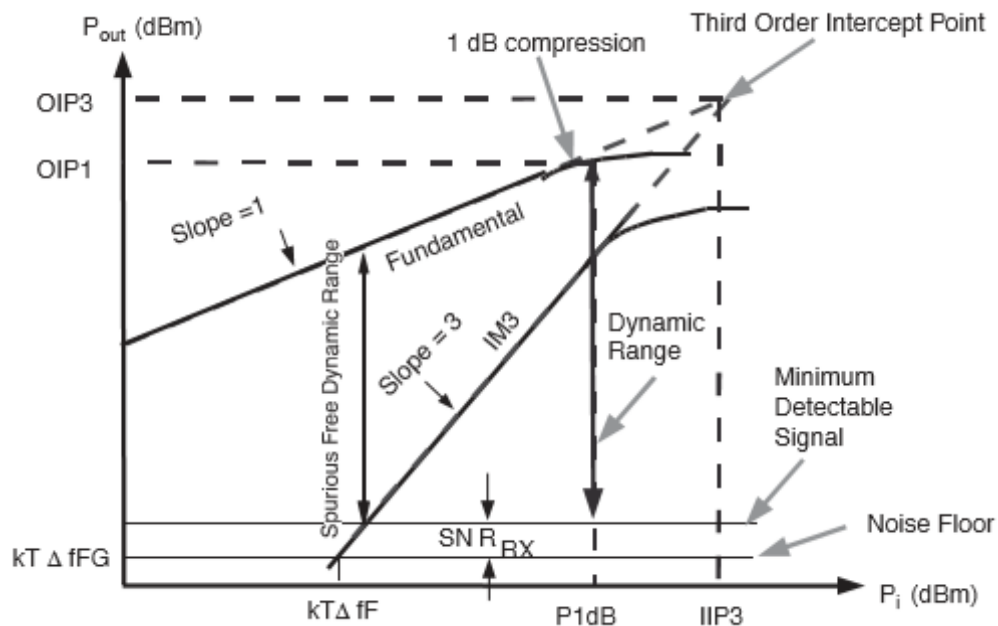
1.3 Γραμμικότητα

Το ιδανικό γραμμικό τρανζίστορ ή δίθυρο δεν υπάρχει, υπό την έννοια ότι το σήμα στην έξοδο του είναι πάντα ακριβώς αναλογικό προς το σήμα στην είσοδό του. Στην πραγματικότητα, ακόμη και οι "γραμμικές" ηλεκτρονικές συσκευές ή δίθυρα εμφανίζουν χαρακτηριστικά μη γραμμικής απόδοσης έναντι μεταφοράς δεδομένων σε πολύ χαμηλές στάθμες εισόδου όταν το σήμα εξόδου παραμένει κάτω από το δάπεδο θορύβου (noise floor). Επιπλέον, σε πολύ μεγάλα πλάτη σήματος εισόδου, όλες οι πραγματικές συσκευές γίνονται μη γραμμικές και το επίπεδο σήματος εξόδου οδηγείται προς τον κορεσμό. Το τελευταίο αποτέλεσμα είναι γνωστό ως συμπίεση κέρδους (gain compression). Το δάπεδο θορύβου και η συμπίεση του κέρδους καθορίζουν ρεαλιστικό εύρος ισχύος ή δυναμικό εύρος, κατά το οποίο ένα γραμμικό στοιχείο ή ένα δίθυρο θα λειτουργεί επιθυμητά (δηλ. σε γραμμική λειτουργία).

Μια γραφική μέθοδος που χρησιμοποιείται συχνά για να χαρακτηρίσει τη γραμμικότητα μιας συσκευής ή ενός κυκλώματος που λειτουργεί σε μια στενή ζώνη συχνοτήτων, απεικονίζεται στην Εικόνα 1-2, επίσης γνωστό ως γράφημα $IIP3$, όπου:

- το σημείο συμπίεσης 1-dB εξόδου, $OP1dB$, ορίζεται ως η ισχύς εξόδου που αντιστοιχεί στο σημείο συμπίεσης 1-dB εισόδου,

- το σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εισόδου, $IIP3$, ορίζεται ως η στάθμη ισχύος εισόδου στην οποία η ισχύς του βασικού σήματος στην έξοδο και η ισχύς των συνιστωσών διαμόρφωσης τρίτης τάξης ($IM3$) στην έξοδο καθίστανται ίσες,
- η παρεμβολή τρίτης τάξης εξόδου, $OIP3$, αντιπροσωπεύει την αντίστοιχη στάθμη ισχύος εξόδου για $IIP3$,
- Το ελάχιστο επίπεδο ανιχνεύσιμου σήματος είναι ίσο με το δάπεδο θορύβου εξόδου + SNR_{RX} ,
- η φαινομενική ελεύθερη δυναμική περιοχή, $SFDR$, ορίζεται ως η διαφορά σε dB μεταξύ της ισχύος εξόδου του θεμελιώδους σήματος και εκείνης του προϊόντος διαμόρφωσης τρίτης τάξης όταν το προϊόν τρίτης τάξης στην έξοδο διασχίζει το ελάχιστο επίπεδο ανιχνεύσιμου σήματος,
- η δυναμική περιοχή, DR , είναι η διαφορά μεταξύ του σημείου συμπίεσης 1-dB εξόδου, $OIP1$, και του ελάχιστου επιπέδου ανιχνεύσιμου σήματος.



Εικόνα 1-2 Γραφική αναπαράσταση σημείων συμπίεσης και ορισμών δυναμικής εμβέλειας

1.4 Προσαρμογή Εμπέδησης

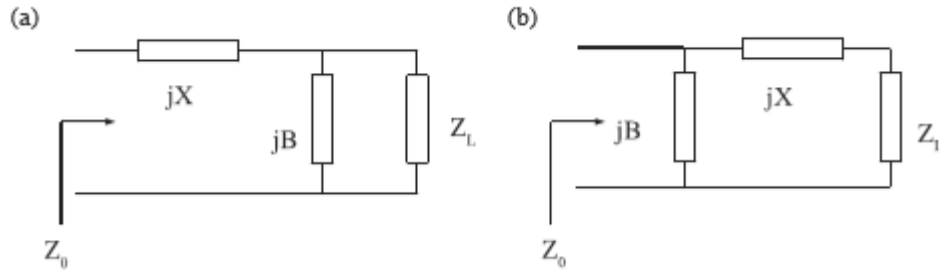
Σε αντίθεση με τις χαμηλές συχνότητες όπου το μήκος κύματος του σήματος υπερβαίνει το ένα μέτρο, σε υψηλές συχνότητες η ηλεκτρική απόσταση μεταξύ των pads κυκλώματος και των εξωτερικών τερματικών γίνεται συγκρίσιμη με το μήκος κύματος του σήματος. Οι αναντιστοιχίες της σύνθετης αντίστασης είτε στο εγγύς είτε στο απώτατο άκρο προκαλούν αντανακλάσεις που μπορούν να μειώσουν σημαντικά την ισχύ σήματος που φτάνει στο κύκλωμα προορισμού. Η τυπική τιμή σύνθετης αντίστασης που επιβάλλεται από τον τυποποιημένο εξοπλισμό δοκιμών είναι 50Ω .

Επιπλέον, για να εξασφαλιστεί η μέγιστη μεταφορά ισχύος μεταξύ της πηγής σήματος και ενός ενισχυτή, η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή, Z_{IN} , πρέπει να ταιριάζει με αυτή της πηγής σήματος, Z_s . Το ίδιο ισχύει για τη μέγιστη μεταφορά ισχύος από τον ενισχυτή στο φορτίο του. Η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή, Z_{OUT} , πρέπει να προσαρμοστεί στην αντίσταση φορτίου, Z_L . Επομένως, πρέπει να εισαχθούν τα αντίστοιχα δίκτυα προσαρμογής μεταξύ του ενισχυτή και της πηγής σήματος και μεταξύ του ενισχυτή και του φορτίου. Συχνά, σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων, οι Z_s και Z_L είναι ίσες με μια πραγματική αντίσταση Z_0 .

Τέλος, σε δέκτες υψηλής ευαισθησίας, για να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος που συμβάλλει ο δέκτης στην υποβάθμιση του SNR , ο δέκτης πρέπει, κοιτάζοντας προς την κεραία, να δει μια σύνθετη αντίσταση ίση με τη βέλτιστη σύνθετη αντίσταση θορύβου του.

1.4.1 Προσαρμογή L -τμήματος

Ο απλούστερος τύπος δικτύου προσαρμογής είναι το L -τμήμα (επίσης γνωστό ως L -δίκτυο) το οποίο αποτελείται από δύο συγκεντρωμένα στοιχεία, μια αυτεπαγωγή jX και μια χωρητικότητα jB . Δύο πιθανές τοπολογίες υπάρχουν, όπως φαίνεται στην Εικόνα 1-3.



Εικόνα 1-3 Προσαρμογή L-τμήματος

Η προτίμηση για το ένα έναντι του άλλου εξαρτάται από:

- την ευκολία εφαρμογής: ορισμένες τιμές πηνίων/πυκνωτών είναι ευκολότερο να κατασκευαστούν με επαρκώς χαμηλά παρασιτικά σε μια δεδομένη τεχνολογία,
- την ανάγκη για decoupling πόλωσης,
- τον παράγοντα της ευστάθειας,
- τον χαμηλότερο θόρυβο: μικρότερα εν σειρά πηνία και μικρότεροι εν παραλλήλω πυκνωτές έχουν χαμηλότερες απώλειες και συνεπώς παράγουν λιγότερο θόρυβο.

1.4.2 Χάρτης Smith

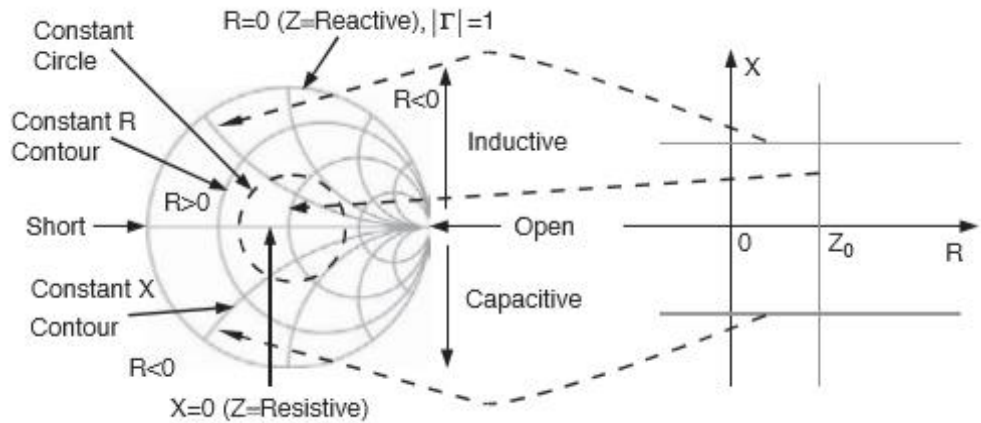
Το L -δίκτυο προσαρμογής μπορεί επίσης να προσδιοριστεί γραφικά χρησιμοποιώντας τον Χάρτη Smith. Η παράμετρος που περιγράφει την αναντιστοιχία της σύνθετης αντίστασης σε σχέση με μια σύνθετη αντίσταση αναφοράς, Z_0 , είναι ο συντελεστής ανάκλασης, Γ , ο οποίος για μια αυθαίρετη αντίσταση, Z_L , ή αγωγιμότητα, Y_L , ορίζεται ως

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{Y_0 - Y_L}{Y_0 + Y_L} \quad (6)$$

ή στην κανονικοποιημένη μορφή του

$$\Gamma = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (7)$$

όπου $z = Z_L / Z_0$.



Εικόνα 1-4 Μετατροπή σύνθετης αντίστασης από το σύνθετο επίπεδο στον Z Χάρτη Smith

1.5 S-Παράμετροι

Οι παραδοσιακές γραμμικές παραμετροί δικτύου που χρησιμοποιούνται σε χαμηλές συχνότητες δημιουργούν πολλές προκλήσεις στην ανάλυση και μέτρηση κυκλωμάτων που λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες. Για παράδειγμα, οι Y -, Z -, H -, και G -παραμέτροι απαιτούν συνθήκες μέτρησης ανοικτού κυκλώματος ή βραχυκυκλώματος, οι οποίες είναι δύσκολο να πραγματοποιηθούν με ακρίβεια σε υψηλές συχνότητες. Αντίθετα, οι S -παραμέτροι μετρώνται υπό συνθήκες ελεγχόμενης σύνθετης αντίστασης. Ενώ οι Y - και Z -παραμέτροι βασίζονται σε τάσεις και ρεύματα, οι S -παραμέτροι καθορίζονται ως αναλογίες προσπίπτοντων και ανακλώμενων κυμάτων ισχύος.

Η μήτρα σκέδασης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να χαρακτηρίσει πλήρως τη συμπεριφορά μιας γραμμικής n -θύρας. Περιγράφει τη σχέση μεταξύ των προσπίπτοντων, a_i , και των ανακλώμενων, b_i , κυματομορφών τάσης

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

όπου

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} [a_k = 0 \text{ for } k \neq j] \quad (9)$$

Η εξίσωση (9) υποδηλώνει ότι το S_{ij} , το οποίο αντιπροσωπεύει το συντελεστή μετάδοσης από τη θύρα j στη θύρα i , ευρίσκεται από την οδήγηση της θύρας j με ένα προσπίπτον κύμα a_j και με την μέτρηση του ανακλώμενου κύματος b_i που βγαίνει από τη θύρα i , ενώ τα προσπιπτόμενα κύματα σε όλες τις άλλες θύρες εκτός του j είναι ίσα με το μηδέν, και οι θύρες αυτές τερματίζονται με προσαρμοσμένα φορτία για να αποφευχθούν ανακλάσεις. Το S_{ii} αντιπροσωπεύει τον συντελεστή ανάκλασης στη θύρα i όταν όλες οι άλλες θύρες τερματίζονται σε προσαρμοσμένα φορτία. Οι S -παράμετροι κανονικοποιούνται σε σχέση με την αντίσταση αναφοράς Z_0 . Συγκεκριμένα, για δύο θύρες:

- S_{11} , γνωστό ως συντελεστής ανάκλασης εισόδου ή απώλεια επιστροφής εισόδου,
- S_{12} , γνωστό ως αντίστροφο κέρδος ή απομόνωση του δίθυρου,
- S_{21} , γνωστό ως κέρδος ισχύος του δίθυρου, και
- S_{22} , γνωστό ως συντελεστής ανάκλασης εξόδου ή απώλεια επιστροφής εξόδου.

Οι S -παράμετροι εκφράζονται συνήθως σε κλίμακα dB ως $20\log_{10}(S_{ij})$.

1.6 Ευστάθεια

Η ανάλυση της ευστάθειας ενός δίθυρου δικτύου είναι κεντρική σε όλα τα προβλήματα σχεδίασης ενισχυτών και ταλαντωτών. Γενικά, είναι δυνατόν να υπάρξει ταλάντωση εάν η αντίσταση εισόδου ή εξόδου του δίθυρου έχει αρνητικό πραγματικό μέρος. Ταυτόχρονα, οι αντιστάσεις του δίθυρου είναι συναρτήσεις του φορτίου και των αντιστάσεων της πηγής σήματος που αντίστοιχα τερματίζουν και οδηγούν το δίκτυο. Μπορούμε να καθορίσουμε τις απαιτήσεις για την άνευ όρων ευστάθεια ενός δίθυρου επιβάλλοντας ότι το πλάτος των συντελεστών ανάκλασης εισόδου και εξόδου είναι μικρότερο από 1 για οποιοδήποτε παθητικό φορτίο ή αντίσταση πηγής, όπου η λέξη "παθητική" υποδηλώνει ότι το πραγματικό μέρος του φορτίου ή της σύνθετης αντίστασης πηγής είναι θετικό, ήτοι $|Γ_s| < 1$, $|Γ_L| < 1$.

Στην πράξη, καθορίζεται η αναγκαία και ικανή για την άνευ όρων ευστάθεια η συνθήκη

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1 \quad (10)$$

$\mu\varepsilon$

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

2 Θεωρία Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου

Στο κεφάλαιο αυτό, θα παρουσιαστεί συνοπτικά η θεωρία πάνω στην οποία βασίζεται η μεθοδολογία και η φιλοσοφία της σχεδίασης.

2.1 Στόχοι της Σχεδίασης

Η μεγιστοποίηση του FoM (Figure of Merit) του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου (LNA) είναι συνήθως ο απώτερος στόχος. Αυτό σημαίνει ταυτόχρονα:

- Ελαχιστοποίηση του συντελεστή θορύβου,
- Αύξηση του κέρδους πέρα από μια ελάχιστη απαιτούμενη τιμή,
- Μειστοποίηση της γραμμικότητας,
- Ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης ισχύος,
- Μείωση του συντελεστή ανάκλασης εισόδου και εξόδου κάτω από μια δεδομένη τιμή στο καθορισμένο εύρος ζώνης.

Κατά την ελαχιστοποίηση του συντελεστή θορύβου του LNA, ο σαφώς καθορισμένος στόχος είναι ο ελάχιστος θόρυβος που προκύπτει από την Τεχνολογία που χρησιμοποιείται. Αυτό θεωρητικά επιτυγχάνεται με τη βέλτιστη πόλωση του τρανζίστορ εισόδου του LNA και την απόλυτη αντιστοίχιση της σύνθετης αντίστασης θορύβου προς την εμπέδηση της πηγής σήματος.

Ο παραδοσιακός σχεδιασμός Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στις μικροκυματικές και στις mmWave συχνότητες χρησιμοποιούσε παθητικά δίκτυα προσαρμογής χωρίς απώλειες για τη μετατροπή της σύνθετης αντίστασης πηγής του σήματος στη βέλτιστη σύνθετη αντίσταση θορύβου του τρανζίστορ εισόδου. Πλέον, η φιλοσοφία της σχεδίασης βασίζεται τα παρακάτω σημεία-κλειδιά:

- Αντί να μετασχηματίζεται η σύνθετη αντίσταση πηγής του σήματος στη βέλτιστη σύνθετη αντίσταση θορύβου του τρανζίστορ, το ίδιο το τρανζίστορ σχεδιάζεται

έτσι ώστε να έχει μια βέλτιστη σύνθετη αντίσταση θορύβου ίση με την αντίσταση πηγής του σήματος,

- Η βέλτιστη σύνθετη αντίσταση θορύβου εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας, το μέγεθος του τρανζίστορ (W/L) και τον αριθμό των εν παραλλήλω τρανζίστορς, δηλαδή την πολλαπλότητα του τρανζίστορ εισόδου.
- Το πραγματικό μέρος της βέλτιστης σύνθετης αντίστασης θορύβου είναι διαφορετικό από το πραγματικό μέρος της αντίστασης εισόδου, εκτός αν έγινε τυχαία και σε μία μόνο συχνότητα,
- Εάν η πυκνότητα ρεύματος πόλωσης είναι σταθερή, ο ελάχιστος συντελεστής θορύβου είναι αμετάβλητος σε σχέση με το μέγεθος του τρανζίστορ και του αριθμού των εν παραλλήλω τρανζίστορς,
- Το πραγματικό μέρος της βέλτιστης σύνθετης αντίστασης θορύβου και το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή μπορούν να συντονιστούν ξεχωριστά τροποποιώντας το μέγεθος του τρανζίστορ και εισάγοντας κατάλληλο στοιχείο ανάδρασης αντίστοιχα,
- Το φανταστικό μέρος της βέλτιστης σύνθετης αντίστασης θορύβου και το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή μπορούν να συντονιστούν εισάγοντας ένα πηνίο εν σειρά στην είσοδο του ενισχυτή,
- Η ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης γίνεται εις βάρος του συντελεστή θορύβου και της γραμμικότητας.

Σύμφωνα με τα παραπάνω χαρακτηριστικά, ο σχεδιασμός ενός Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου μπορεί να επιτευχθεί με δύο βήματα:

1. Προσαρμογή ενεργών στοιχείων (επιλογή του μεγέθους των τρανζίστορς), για να κάνει το πραγματικό μέρος της βέλτιστης σύνθετης αντίστασης θορύβου ίσο με την αντίσταση πηγής και
2. Προσαρμογή παθητικών στοιχείων με ανάδραση χωρίς απώλειες, ώστε να προσαρμόσει την αντίσταση εισόδου στην αντίσταση πηγής και να μηδενίσει το φανταστικό μέρος της βέλτιστης σύνθετης αντίστασης θορύβου.

Ακολουθώντας αυτή την προσέγγιση, ο σχεδιασμένος LNA είναι βέλτιστος όσον αφορά τον συντελεστή θορύβου ή την ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου.

2.1.1 Προσαρμογή Ενεργών Στοιχείων

Όπως έχει αναφερθεί και προηγουμένως, ένας Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου μπορεί να αναπαρασταθεί ως ένα δίθυρο δίκτυο που οδηγείται από μια πηγή σήματος σύνθεσης αντίστασης $Y_s = G_s + jB_s$. Ο συντελεστής θορύβου αυτού του ενισχυτή μπορεί να εκφραστεί ως

$$NF = NF_{min} + \frac{R_n}{G_s} |Y_s - Y_{sopt}|^2 \quad (12)$$

όπου το NF_{min} είναι ο ελάχιστος συντελεστής θορύβου του ενισχυτή, ιδανικά ίδιο ή όσο γίνεται πιο κοντά στον ελάχιστο συντελεστή θορύβου του ίδιου του τρανζίστορ και R_n είναι η αντίσταση θορύβου του ενισχυτή. Ο δεύτερος όρος της εξίσωσης καθίσταται μηδέν όταν η σύνθετη αντίσταση πηγής σήματος, Y_s , ισούται με τη βέλτιστη αντίσταση πηγής, Y_{sopt} . Για αυτή τη μοναδική περίπτωση, ο συντελεστής θορύβου του διθύρου ισούται με τον ελάχιστο συντελεστή θορύβου NF_{min} . Επομένως, δύο βήματα πρέπει να πραγματοποιηθούν:

1. Πρώτον, το NF_{min} πρέπει να γίνει όσο το δυνατόν χαμηλότερο, για να μειωθεί η συμβολή του πρώτου όρου της εξίσωσης. Αυτό επιτυγχάνεται με την κατάλληλη πυκνότητα ρεύματος, J_{opt} , και την κατάλληλη επιλογή μεγέθους του τρανζίστορ. Θα πρέπει, επίσης, να αναφερθεί πως το J_{opt} και το NF_{min} είναι πλήρως ανεξάρτητα από την πολλαπλότητα του τρανζίστορ εισόδου. Επηρεάζονται μόνο από το μέγεθός του, δηλαδή τις τιμές των W/L .
2. Δεύτερον, η βέλτιστη σύνθετη αντίσταση πηγής πρέπει να είναι ίση με την σύνθετη αντίσταση της πηγής του σήματος, Y_s . Στην περίπτωσή μας, θέλουμε $Z_{sopt} = \frac{1}{Y_{sopt}} = 50 \Omega$.

2.1.2 Προσαρμογή Παθητικών Στοιχείων

Το δεύτερο μέρος της διαδικασίας προσαρμογής βασίζεται στην παραδοσιακή προσαρμογή εμπέδησης και είναι συγκεκριμένη για την κάθε τοπολογία που επιλέγεται για τον LNA. Η προσθήκη αντιστάσεων υποβαθμίζει τον συντελεστή θορύβου και θα πρέπει να

αποφευχθεί. Τα καθαρά παθητικά στοιχεία δεν συμβάλλουν στον θόρυβο, και έτσι τα ιδανικά πηνία, οι μετασχηματιστές, οι γραμμές μεταφοράς και/ή οι πυκνωτές προτιμώνται ως στοιχεία προσαρμογής σε έναν LNA. Αυτά τα εξαρτήματα έχουν ένα πεπερασμένο (και συχνά αρκετά φτωχό) Q και καταλαμβάνουν σημαντικά περισσότερη περιοχή στο ολοκληρωμένο από τα τρανζίστορς. Ως εκ τούτου, συνιστάται η χρήση όσο το δυνατόν λιγότερων παθητικών στοιχείων. Από τη άλλη πλευρά, τα πηνία δεν καταναλώνουν DC ισχύ, και δεν συμβάλλουν στον θόρυβο. Έτσι, έχουν γίνει η κυρίαρχη παθητική συσκευή σε έναν LNA, ακόμη και σε συχνότητες mmWave.

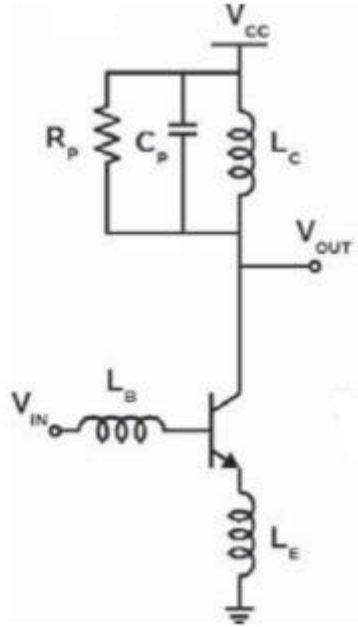
Στους περισσότερους ολοκληρωμένους LNAs εφαρμόζεται αρνητική ανάδραση, αποτελούμενη από παθητικά στοιχεία χωρίς απώλειες, με σκοπό την ανεξάρτητη προσαρμογή του πραγματικού μέρους της σύνθετης αντίστασης εισόδου, χωρίς να τροποποιείται το πραγματικό μέρος της βέλτιστης σύνθετης αντίστασης θορύβου ή να υποβαθμίζεται ο ελάχιστος συντελεστής θορύβου.

Έτσι, αφού επιλεγεί το κατάλληλο μέγεθος και η κατάλληλη πολλαπλότητα του τρανζίστορ εισόδου και άρα η σύνθετη αντίσταση εισόδου θορύβου είναι ίση με την ιδανική (50Ω), επόμενο βήμα αποτελεί η προσαρμογή του πραγματικού μέρους της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή στην τιμή αυτή μέσω της παθητικής αρνητικής ανάδρασης.

Στην συνέχεια, θα πρέπει να μηδενιστεί το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή. Αυτό γίνεται μέσω της τοποθέτησης κατάλληλου παθητικού δικτυώματος προσαρμογής, με μεγάλη προσοχή στην τιμή του Q , μιας που οι απώλειες είναι κρίσιμες για τον συντελεστή θορύβου.

2.2 Πηνίο Εκφυλισμού

Όπως ειπώθηκε και προηγουμένως, ο ρόλος της παθητικής αρνητικής ανάδρασης είναι να μετατρέψει το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή στην επιθυμητή τιμή, καθώς και να μηδενίσει το φανταστικό της μέρος. Αυτό επιτυγχάνεται με την συνδεσμολογία που φαίνεται στην Εικόνα 2-1. Συγκεκριμένα, τον ρόλο της αρνητικής ανάδρασης παίζει το πηνίο L_E .



Εικόνα 2-1 Πηνίο Εκφυλισμού και Πηνίο Προσαρμογής της εισόδου

Η μαθηματική έκφραση της εμπέδησης εισόδου ενός ενισχυτή με επαγωγικό εκφυλισμό είναι

$$Z_{IN} \approx R_b + r_E + \omega_T L_E + j \left(\omega L_E + \omega L_B - \frac{1}{\omega C_{IN}} \right) \quad (13)$$

όπου

$$C_{IN} = \frac{g_{meff}}{\omega_T} \quad (14)$$

με ω_T ίση με την κεντρική συχνότητα του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου.

Γίνεται αμέσως προφανές ότι το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου είναι ανεξάρτητο από συχνότητα. Αν ο LNA πρόκειται να χρησιμοποιηθεί σε περιβάλλον 50 Ω, το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης θα πρέπει να γίνει ίσο με 50 Ω ενώ το φανταστικό μέρος θα πρέπει να μηδενιστεί.

Αυτές οι εξισώσεις απεικονίζουν το ρόλο του επαγωγέα εκφυλισμού. Με την προσθήκη του L_E , το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου μπορεί να αυξηθεί, για να επιτευχθεί η 50 Ω αντίσταση εισόδου. Η απαιτούμενη τιμή του πηνίου εκφυλισμού εξαρτάται μόνο από την f_T της τοπολογίας και είναι ανεξάρτητη από τη

συχνότητα λειτουργίας του LNA, από το μέγεθος των τρανζίστρς και από το ρεύμα πόλωσης. Εξαρτάται μόνο από την πυκνότητα ρεύματος, η οποία καθορίζει την τιμή του f_T , και επομένως του L_E ως εξής:

$$L_E = \frac{Z_0 - r_E - R_b - Z_{LE} - R_{LE}}{2\pi f_T} \quad (15)$$

Μόλις προσδιοριστεί η τιμή του L_E , μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον φανταστικό όρο της σχέσης (13) για να βρούμε την τιμή του επαγωγέα L_B . Το L_B συντονίζει το φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου στο μηδέν στη συχνότητα λειτουργίας του LNA. Η αξία του δίνεται από τη σχέση (16).

$$L_B = \frac{2\pi f_T}{\omega^2 g_{meff}} - L_E \quad (16)$$

3 Σχεδίαση

3.1 Προδιαγραφές

Η παρούσα εργασία επικεντρώνεται στην φυσική σχεδίαση ενός Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου, του οποίου οι προδιαγραφές που δόθηκαν παρουσιάζονται στον Πίνακα 3-1.

Πίνακας 3-1 Προδιαγραφές του LNA

<i>Συχνότητα (GHz)</i>	<i>4.9</i>
<i>Εύρος Ζώνης (GHz)</i>	<i>0.2</i>
<i>Noise Figure (dB)</i>	<i>< 0.65</i>
<i>S₁₁ (dB)</i>	<i>< -16</i>
<i>S₂₂ (dB)</i>	<i>< -15</i>
<i>S₂₁ (dB)</i>	<i>€[31, 37] (typical value near 34)</i>
<i>OIP3 (dBm)</i>	<i>> +31</i>
<i>OP1dB (dBm)</i>	<i>> +15</i>
<i>Power (Watt)</i>	<i>< 0.25</i>

3.2 Γενική προσέγγιση

Παρατηρώντας τις προδιαγραφές που δόθηκαν στον Πίνακα 3-1, καλούμαστε να πάρουμε τις παρακάτω αποφάσεις:

1. Δεδομένης της μεγάλης τιμής του απαιτούμενου κέρδους (S_{21}), σε συνδυασμό με τον περιορισμό της υψηλής γραμμικότητας, είναι αναγκαία μια προσέγγιση πολλαπλών σταδίων.
2. Ο αριθμός των σταδίων που επιλέχθηκαν είναι δύο, λόγω της μικρότερης δυνατής πολυπλοκότητας, απώλειας ισχύος της ενδιάμερης προσαρμογής των σταδίων, ευστάθειας και, τέλος, περιορισμών κατανάλωσης.
3. Δεδομένου ότι ο LNA είναι απευθείας συνδεδεμένος με την κεραία, η οποία είναι μονής εξόδου, αποφασίστηκε να μην είναι διαφορετικό το πρώτο στάδιο του ενισχυτή, ώστε η αντίσταση εισόδου, που καλείται να ταιριάζει στα 50 Ω της κεραίας, να είναι πιο ακριβής (λιγότερες ανακλάσεις εισόδου).

4. Τέλος, το δεύτερο στάδιο είναι διαφορετικό, πράγμα που σημαίνει ότι απαιτείται μπαλούν (μετασχηματιστής με μονή την μία του πλευρά και διαφορεική την άλλη) για την αντιστοίχιση μεταξύ σταδίων.

Συνεπώς, βασική ιδέα της σχεδίασης φαίνεται στην Εικόνα 3-1. Σύμφωνα με την αλυσίδα αυτή, η φιλοσοφία της σχεδίασης βασίζεται σε τέσσερα μέρη:

1. Το πρώτο στάδιο είναι κυρίως υπεύθυνο για τον χαμηλότερο δυνατό συντελεστή θορύβου.
2. Το δεύτερο στάδιο είναι κυρίως υπεύθυνο για την υψηλότερη δυνατή γραμμικότητα, άρα θα έχει και την υψηλότερη κατανάλωση από τα δύο στάδια.
3. Η αντίσταση εισόδου και εξόδου θα πρέπει να είναι ίση με 50Ω και κάτι τέτοιο θα επιτευχθεί με τα κατάλληλα δικτυώματα προσαρμογής εισόδου και εξόδου.
4. Τέλος, η ενδιάμεση προσαρμογή είναι υπεύθυνη να ελαχιστοποιήσει τις απώλειες ισχύος που προκαλούνται λόγω της διαφοράς μεταξύ της αντίστασης εξόδου του πρώτου σταδίου και της αντίστασης εισόδου του δεύτερου σταδίου.



Εικόνα 3-1 Αλυσίδα σχεδίασης

3.3 Γενικές Πληροφορίες της Τεχνολογίας

Η τεχνολογία που χρησιμοποιείται σε αυτή τη διατριβή παρέχεται από την Infineon Technologies. Πρόκειται για μια τεχνολογία 400GHz/130nm SiGe BiCMOS με επιμετάλλωση χαλκού για αναλογικές και μεικτού σήματος εφαρμογές mmWave, η οποία παρέχει υψηλή απόδοση σε χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Οι επιδιωκόμενες εφαρμογές περιλαμβάνουν Automotive Radar MMICs, RF ASICs και ασύρματα datalinks υψηλής ταχύτητας. Εν συντομία, η τεχνολογία περιλαμβάνει τρεις τύπους συσκευών NPN HBT σε διάφορα μεγέθη και διαμορφώσεις επαφών, αντιστάσεις μεταλλικών ταινιών, πυκνωτές MIM, διάφορους τύπους συσκευών varactor, διόδους PIN και διαφορετικούς τύπους γραμμών μεταφοράς RF.

Στην σχεδίαση αυτή χρησιμοποιούμε ηρη υψηλής ταχύτητας. Οι συσκευές ηρη υψηλής ταχύτητας είναι διαθέσιμες για:

- Ελάχιστο πλάτος μάσκας εκπομπού 0.22 μm
- Μέγιστο μήκος μάσκας εκπομπού 10 μm
- Διάφορες διαμορφώσεις επαφών, όπως μονής βάσης, διπλής βάσης κλπ.

Ο Πίνακας 3-2 περιέχει ορισμένες σημαντικές παραμέτρους για μια συσκευή ηρη υψηλής ταχύτητας συγκεκριμένου μεγέθους, σε θερμοκρασία $T = 25\text{ }^\circ\text{C}$. Θα έπρεπε, επίσης, να αναφερθεί ότι υπάρχουν διαθέσιμα δύο μοντέλα για τις προσομοιώσεις στο *Spice*, το *Gummel-Poon* και το *Hiqum*. Η βασική σχεδίαση γίνεται με την χρήση του πρώτου μοντέλου, μα η επίδοση του ενισχυτή εξετάζεται και στα δύο μοντέλα, όπως θα παρουσιαστεί σε επόμενες ενότητες.

Τέλος, οι αντιστάσεις, καθώς και οι πυκνωτές, της τεχνολογίας αυτής λαμβάνουν υπόψιν την εξάρτηση από την συχνότητα στα ισοδύναμα μοντέλα τους, με στόχο την όσο γίνεται πιο ρεαλιστική και αξιόπιστη απόκριση του κυκλώματος στις προσομοιώσεις.

Πίνακας 3-2 Βασικές Παράμετροι μιας συσκευής ηρη υψηλής ταχύτητας

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

3.4 Πρώτο Στάδιο

Η γενική μορφή και φιλοσοφία του πρώτου σταδίου του ενισχυτή φαίνεται στην Εικόνα 3-2. Αρχικά, όπως είναι φανερό, επιλέχθηκε η κασκοδική τοπολογία, με στόχο την μεγαλύτερη δυνατή απομόνωση της εισόδου από την έξοδο. Όπως εξηγήθηκε και νωρίτερα, το δικτύωμα που προηγείται της εισόδου, δηλαδή το πηνίο L_b , σε συνδυασμό με τον

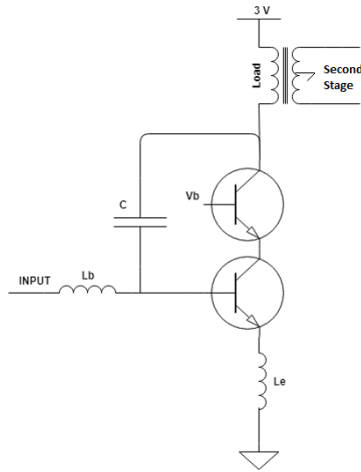
πυκνωτή και το πηνίο ανάδρασης, C και L_e αντίστοιχα, στοχεύουν στην προσαρμογή της εισόδου στα 50 Ω.

Θα έπρεπε, επίσης, να αναφερθεί πως το πρώτο στάδιο δε χρειάζεται να δίνει πολύ μεγάλο κέρδος, μιας που ο νόμος της γραμμικότητας αλυσίδας είναι αντίστροφος αυτού του θορύβου. Κάτι τέτοιο είναι πολύ σημαντικό για την συνολική γραμμικότητα του ενισχυτή, μιας που το δεύτερο στάδιο θα καταναλώσει πολύ περισσότερο ρεύμα, ώστε να δώσει στον ενισχυτή την υψηλή γραμμικότητα που ζητήθηκε. Έτσι, τα παθητικά στοιχεία ανάδρασης, C και L_e , επιβαρύνουν μεν το κέρδος, μα ευνοούν την ευστάθεια και φυσικά την προσαρμογή, όπως εξηγήθηκε παραπάνω. Βλέπουμε, λοιπόν, πως η ανάδραση επιτελεί δύο ρόλους, εξίσου χρήσιμους.

Συνεχίζοντας, παρατηρείται ότι το φορτίο του πρώτου σταδίου είναι ένας διαφορικός μετασχηματιστής, κοινώς μπαλούν. Αυτός ο μετασχηματιστής παίζει πολύ σημαντικό ρόλο στην συνολική επίδοση του ενισχυτή, αφού καθορίζει λιγότερο ή περισσότερο τις S -παραμέτρους, S_{11} , S_{22} και S_{21} . Οι πρώτες δύο επηρεάζονται, επειδή η προσαρμογή της αντίστασης εξόδου του πρώτου σταδίου και της αντίστασης εισόδου του δεύτερου σταδίου είναι κρίσιμη για τους συντελεστές ανάκλασης εισόδου και εξόδου του ενισχυτή. Από την άλλη, το συνολικό κέρδος, δηλαδή η παράμετρος S_{21} , επηρεάζεται εξίσου, αφού μια κακή προσαρμογή οδηγεί σε περιττές και ανεπιθύμητες απώλειες ισχύος.

Τέλος, μιας που ο πιο σημαντικός παράγοντας που επηρεάζει το πρώτο στάδιο είναι ο συνολικός συντελεστής θορύβου, τα βήματα για την επιλογή του κατάλληλου ρεύματος του πρώτου σταδίου, καθώς και του κατάλληλου μεγέθους και της κατάλληλης πολλαπλότητας των τρανζίστορς, ήταν πολύ αυστηρώς καθορισμένα. Συγκεκριμένα, όπως αναλύθηκε στην δεύτερη ενότητα, το ρεύμα που θα διατρέχει το πρώτο στάδιο θα πρέπει να είναι αυτό που αντιστοιχεί στο J_{opt} , το οποίο με την σειρά του ελαχιστοποιεί το NF_{min} . Στην συνέχεια επιλέγεται η κατάλληλη πολλαπλότητα, με στόχο να ελαχιστοποιηθεί το NF . Αυτό γίνεται, διότι η μεταβολή της πολλαπλότητας των τρανζίστορς μεταβάλλει την αντίσταση θορύβου του ενισχυτή. Για την ελάχιστη τιμή του συντελεστή θορύβου η αντίσταση αυτή θα πρέπει αν γίνει ίση με 50 Ω, αφού και το δικτύωμα προσαρμογής στοχεύει στην ίδια τιμή. Κάνοντας τα απαραίτητα τεστς, προκύπτουν τα αποτελέσματα του Πίνακα 3-3. Θα πρέπει να

σημειωθεί πώς οι τιμές του πίνακα προκύπτουν από την ολοκληρωμένη σχεδίαση, συμπεριλαμβάνοντας και την ESD προστασία της εισόδου, η οποία επιβαρύνει τις τιμές των δύο συντελεστών θορύβου. Παρόλα αυτά, η διαφορά μεταξύ του NF και του NF_{min} είναι πολύ μικρή, και όπως φαίνεται και από την τιμή της R_{noise} , η επιλογή της πολλαπλότητας των τρανζίστορς είναι πολύ κοντά στην ιδανική.



Εικόνα 3-2 Πρώτο στάδιο

Πίνακας 3-3 Χαρακτηριστικά Θορύβου του Πρώτου Σταδίου στα 4.9 GHz

$J_{opt} (I)$	$2.88 \text{ mA}/\mu\text{m}^2 (5.1 \text{ mA})$
NF_{min}	679 mdB
NF	688 mdB
W/L	$10 \mu\text{m} / 220 \text{ nm}$
$multiplicity$	5
$R_{noise} (R_{noise}^{opt} = 50)$	$56 + 8j$

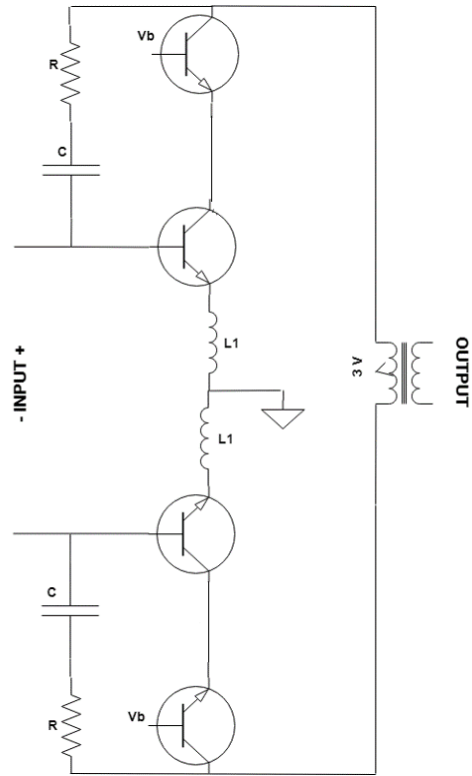
3.5 Δεύτερο Στάδιο

Η βασική αρχιτεκτονική του δευτέρου σταδίου φαίνεται στην Εικόνα 3-3. Είναι εμφανές ότι το δεύτερο στάδιο είναι διαφορετικό. Όμοια με πριν, έχει επιλεγθεί κασκοδική τοπολογία, με στόχο την αύξηση του κέρδους, καθώς και της απομόνωσης εισόδου-εξόδου.

Το δικτύωμα ανάδρασης, σε συνδυασμό με το πηνίο εκφυλισμού, παίζουν καθοριστικό ρόλο στην γραμμικότητα του δευτέρου σταδίου, καθώς και ολόκληρου του ενισχυτή.

Βέβαια, κάθε στοιχείο ανάδρασης μειώνει το κέρδος της εκάστοτε βαθμίδας, οπότε έχει δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στο να γίνει κατάλληλος συμβιβασμός μεταξύ κέρδους, γραμμικότητας, ευστάθειας και προσαρμογής εξόδου. Σημειώνεται ότι το φορτίο του δευτέρου σταδίου αποτελείται από έναν διαφορικό μετασχηματιστή, κοινώς μπαλούν, που μετατρέπει την διαφορική έξοδο σε μονή. Επομένως, η έξοδος θα πρέπει, τελικώς, να προσαρμοστεί στα 50 Ω.

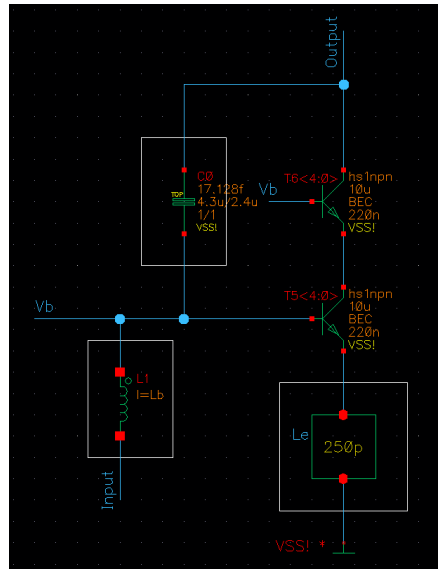
Το δεύτερο στάδιο καταναλώνει 37,5 mA σε κάθε κλάδο. Αυτό σημαίνει ότι δίνει μεγάλο κέρδος, καθώς και υψηλή γραμμικότητα στον ενισχυτή. Όπως φαίνεται από την τιμή του ρεύματος, δεν τηρείται το J_{opt} στο στάδιο αυτό, επομένως το δεύτερο στάδιο δεν έχει τον ελάχιστο δυνατό θόρυβο. Μα όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενες ενότητες, υπό την προϋπόθεση ότι το πρώτο στάδιο έχει τον ελάχιστο δυνατό συντελεστή θορύβου, ο συντελεστής θορύβου του δευτέρου σταδίου δεν συνεισφέρει σχεδόν καθόλου στον συνολικό θόρυβο του ενισχυτή. Έτσι, επιλέγοντας την μεγαλύτερη δυνατή τιμή ρεύματος, τηρώντας πάντα την προδιαγραφή της κατανάλωσης ρεύματος που έχει δοθεί, καταλήγουμε σε ικανοποιητική επίδοση γραμμικότητας. Τα αναλυτικά αποτελέσματα θα παρουσιαστούν σε επόμενες υποενότητες.



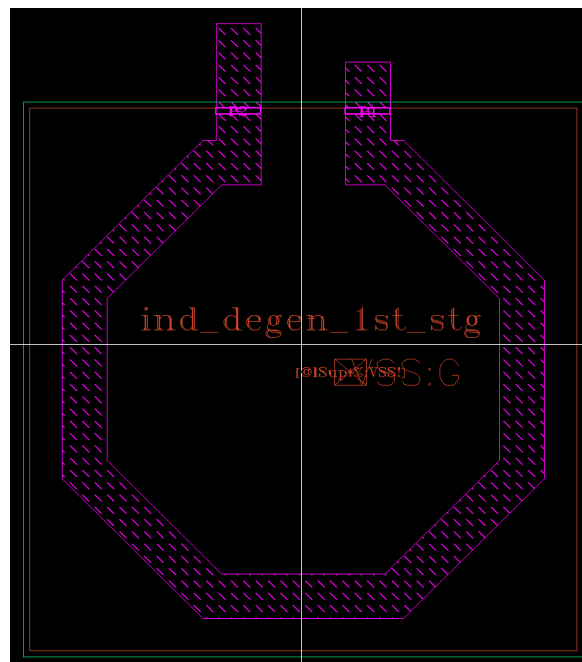
Εικόνα 3-3 Δεύτερο στάδιο

3.6 Προσαρμογή Εισόδου, Εξόδου και Ενδιάμεση

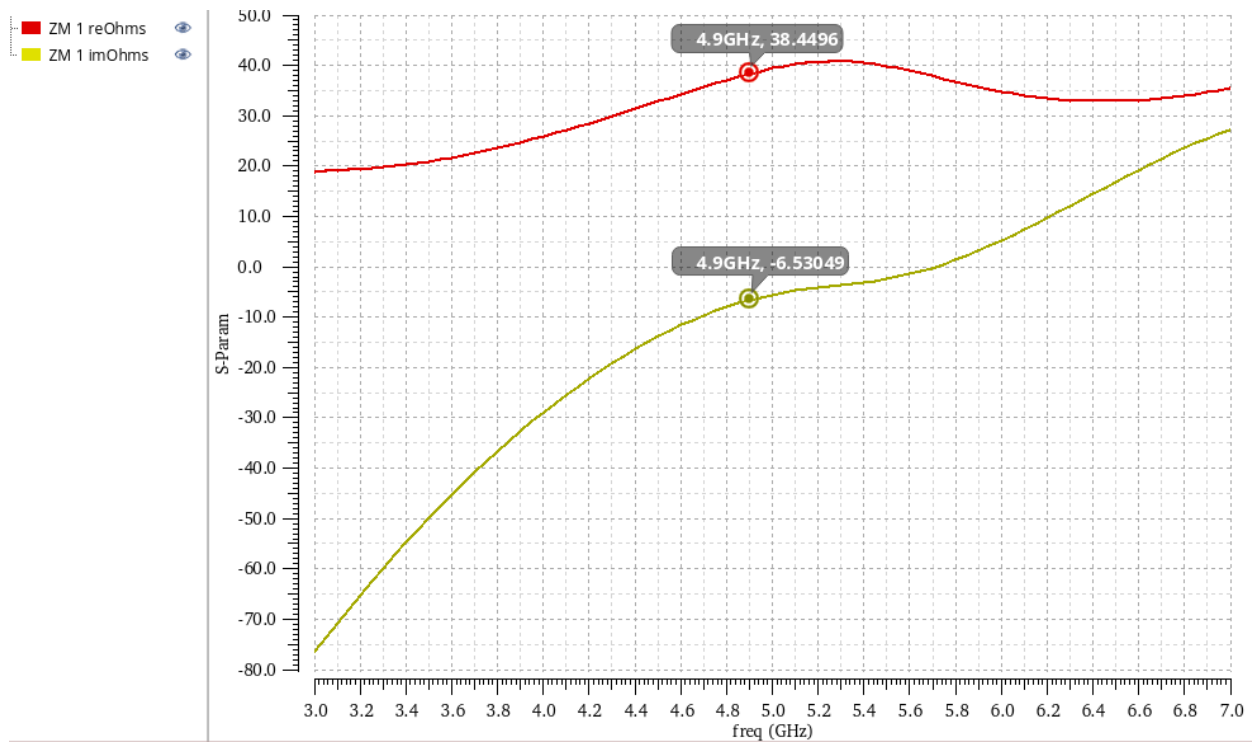
Για την προσαρμογή της εισόδου, χρειάστηκε να τοποθετηθούν τα παθητικά στοιχεία που φαίνεται στην Εικόνα 3-4. Η δράση του καθενός από αυτά έχει αναλυθεί στην Ενότητα 2. Όπως έχει αναφερθεί, η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή πρέπει να είναι ίση με 50 Ω. Στην Εικόνα 3-6 φαίνονται οι αντίστοιχες τιμές του πραγματικού και του φανταστικού μέρους της αντίστασης εισόδου. Παρατηρείται ότι υπάρχει μια απόκλιση από τα 50 Ω. Αυτό συμβαίνει λόγω της τοποθέτησης της ESD προστασίας, η οποία θα αναφερθεί σε επόμενη ενότητα.



Εικόνα 3-4 Δίκτυο προσαρμογής της εισόδου

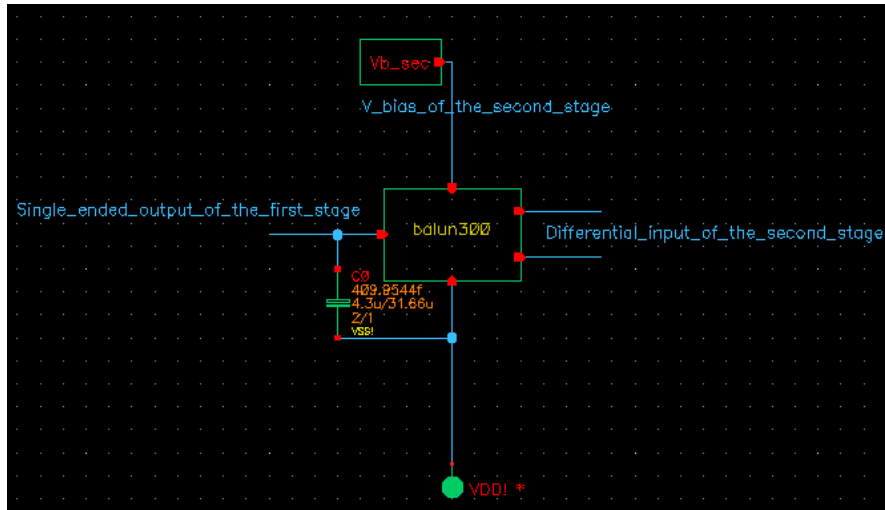


Εικόνα 3-5 Φυσική σχεδίαση πηνίου εκφυλισμού πρώτου σταδίου

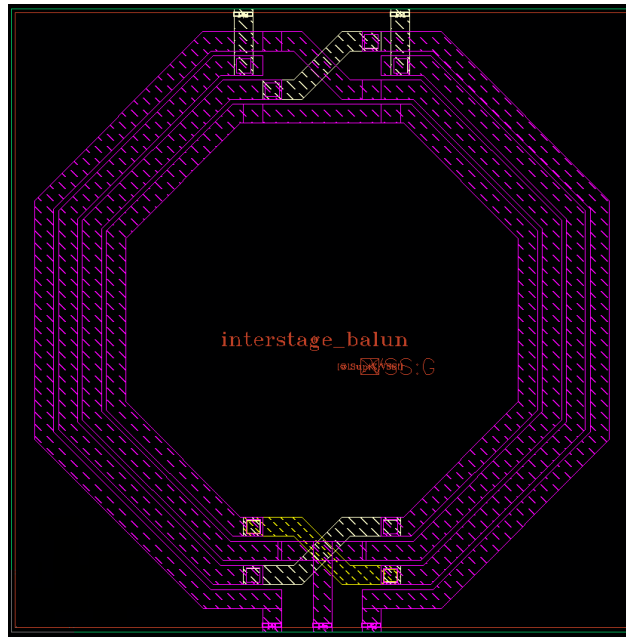


Εικόνα 3-6 Ισοδύναμη αντίσταση εισόδου

Για την ενδιάμεση προσαρμογή της αντίστασης εξόδου του δευτέρου σταδίου και της αντίστασης εισόδου του δευτέρου σταδίου, χρησιμοποιήθηκε ένας μετασχηματιστής, και συγκεκριμένα ένα μπαλούν, αφού η έξοδος του πρώτου σταδίου είναι μονή και η είσοδος του δευτέρου σταδίου διαφορική. Ακόμη, τοποθετήθηκε ένας πυκνωτής παράλληλα στο φορτίο του πρώτου σταδίου. Στην Εικόνα 3-8 φαίνεται η φυσική σχεδίαση του μπαλούν και στην Εικόνα 3-7 φαίνεται το κουτί των ισοδύναμων S-παραμέτρων. Το εργαλείο που χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή των παραμέτρων αυτών ήταν το Sonnet.



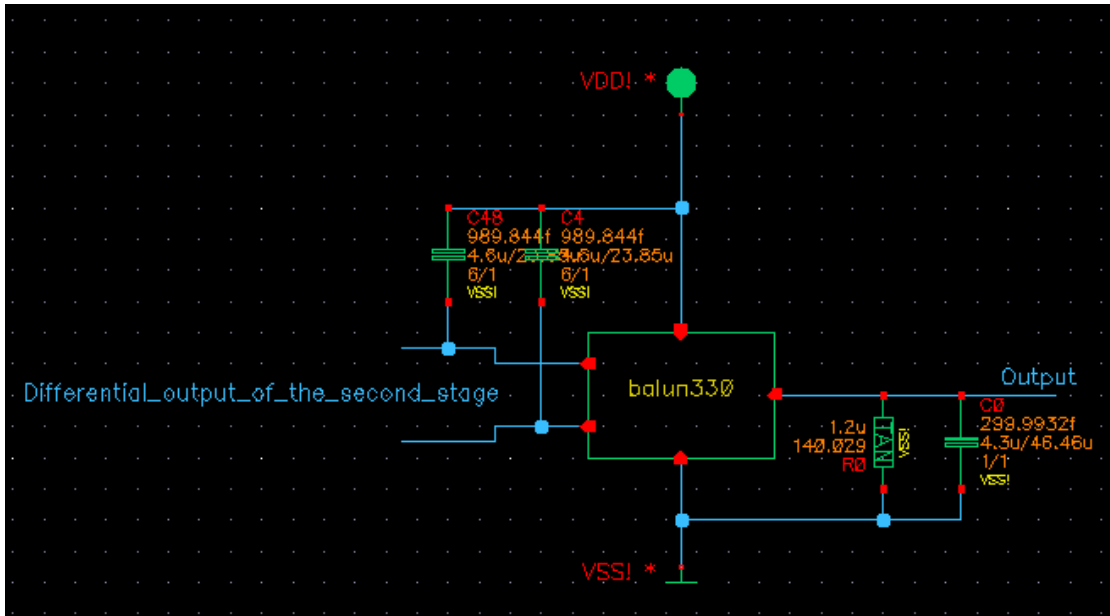
Εικόνα 3-7 Ενδιάμεση προσαρμογή



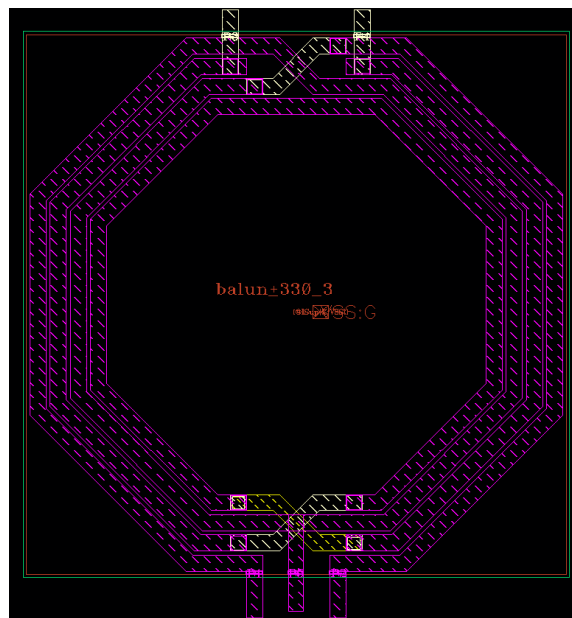
Εικόνα 3-8 Μετασχηματιστής ενδιάμεσης προσαρμογής

Για την προσαρμογή της εξόδου χρησιμοποιήθηκε επίσης ένας μετασχηματιστής, και συγκεκριμένα ένα μπαλούν, αφού η έξοδος του δευτέρου σταδίου είναι διαφορική και η έξοδος του τσιπ είναι μονή. Ακόμη, τοποθετήθηκαν πυκνωτές και από τις δύο πλευρές του μετασχηματιστή, καθώς και μια παράλληλη αντίσταση από την πλευρά της εξόδου του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Αυτή η τοποθέτηση των παθητικών στοιχείων φαίνεται στην Εικόνα 3-9. Στην Εικόνα 3-10 φαίνεται η φυσική σχεδίαση του μπαλούν και στην Εικόνα 3-

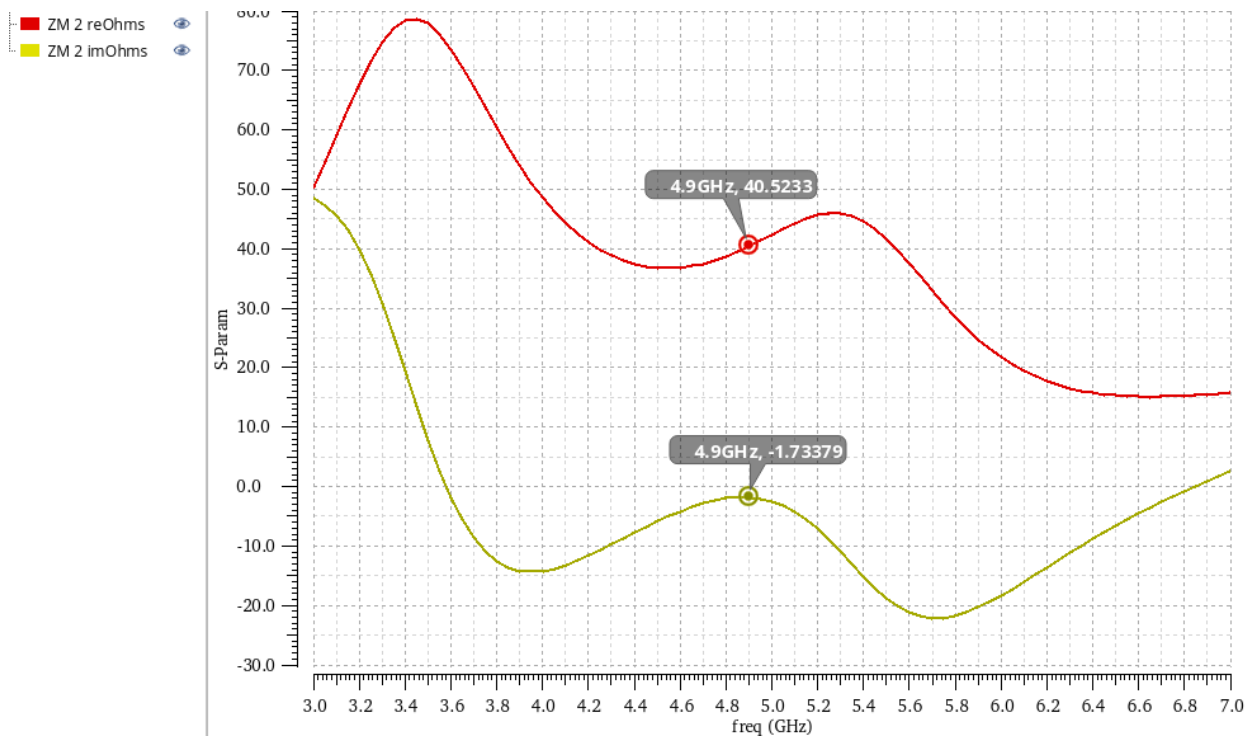
11 φαίνονται οι αντίστοιχες τιμές του πραγματικού και του φανταστικού μέρους της αντίστασης εξόδου του ενισχυτή.



Εικόνα 3-9 Προσαρμογή της εξόδου



Εικόνα 3-10 Μετασχηματιστής προσαρμογής της εξόδου



Εικόνα 3-11 Ισοδύναμη αντίσταση εξόδου

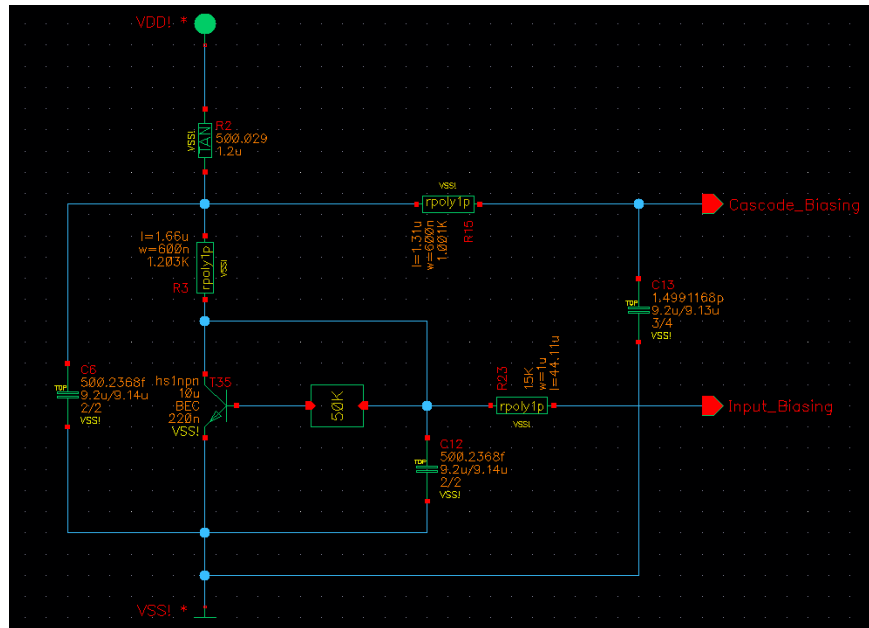
3.7 Κυκλώματα Πόλωσης

Τα κυκλώματα πόλωσης που χρησιμοποιήθηκαν ήταν τρία. Το πρώτο φαίνεται στην Εικόνα 3-12 και είναι υπεύθυνο για την πόλωση του πρώτου σταδίου. Συγκεκριμένα, αποτελείται από ένα κασκοδικό ζεύγος που τροφοδοτεί το αντίστοιχο κασκοδικό ζεύγος της εισόδου του ενισχυτή. Τα τρανζίστορς είναι όμοια με της εισόδου, με μονή πολλαπλότητα. Επομένως η σχέση του κασκοδικού καθρέπτη είναι ένα προς πέντε.

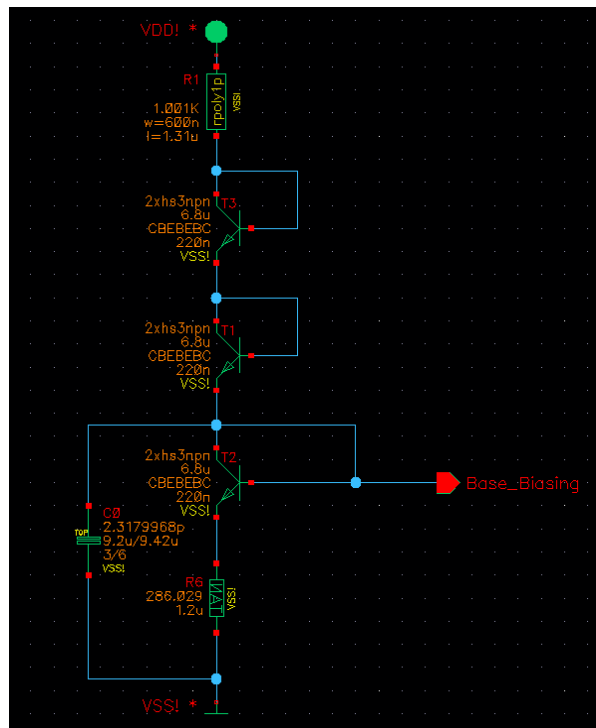
Το δεύτερο κύκλωμα πόλωσης φαίνεται στην Εικόνα 3-13 και είναι υπεύθυνο για την πόλωση της βάσης των τρανζίστορς εισόδου του διαφορικού δευτέρου σταδίου. Η τάση που δημιουργείται στο κύκλωμα πόλωσης αυτό εφαρμόζεται στην μεσαία λήψη του μετασχηματιστή που αναλαμβάνει την προσαρμογή της αντίστασης εξόδου του πρώτου σταδίου και της αντίστασης εισόδου του δεύτερου σταδίου.

Αντίστοιχη τοπολογία έχει και το τρίτο κύκλωμα πόλωσης, το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 3-14 και εφαρμόζεται απευθείας στα κασκοδικά τρανζίστορς του διαφορικού δευτέρου σταδίου. Φυσικά, μιας που η συμμετρία παίζει ιδιαίτερα σημαντικό ρόλο στους

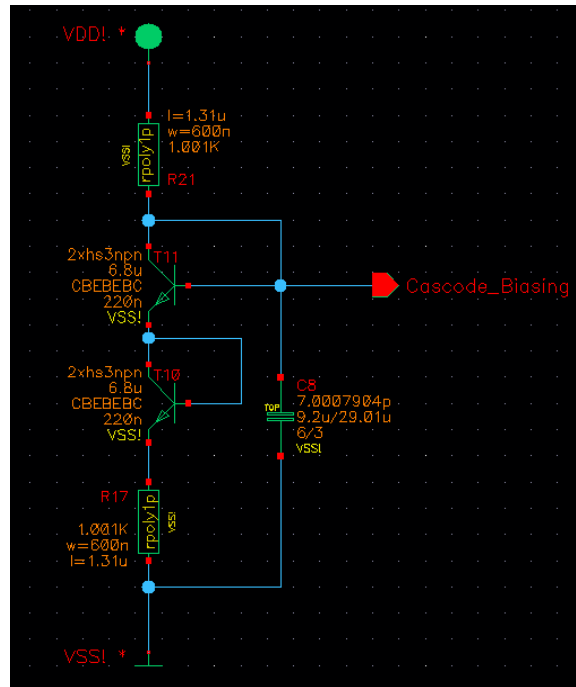
διαφορικούς ενισχυτές, τα κυκλώματα πόλωσης και των δύο πλευρών είναι απολύτως όμοια.



Εικόνα 3-12 Κύκλωμα Πόλωσης Πρώτου Σταδίου



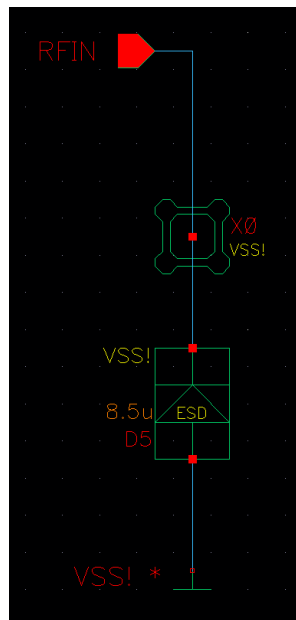
Εικόνα 3-13 Κύκλωμα Πόλωσης Δευτέρου Σταδίου



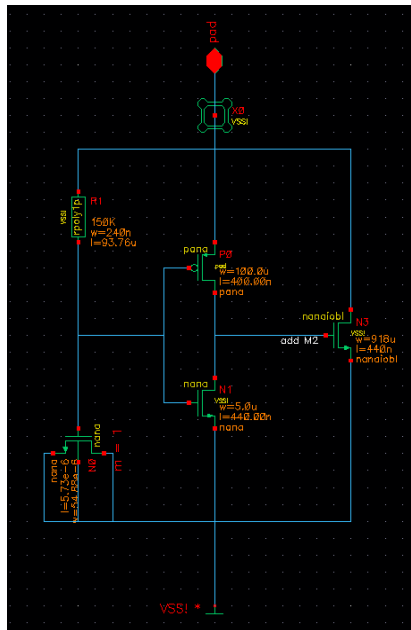
Εικόνα 3-14 Κύκλωμα Πόλωσης Κασκοδικών Τρανζίστορς Δευτέρου Σταδίου

3.8 ESD και Pads

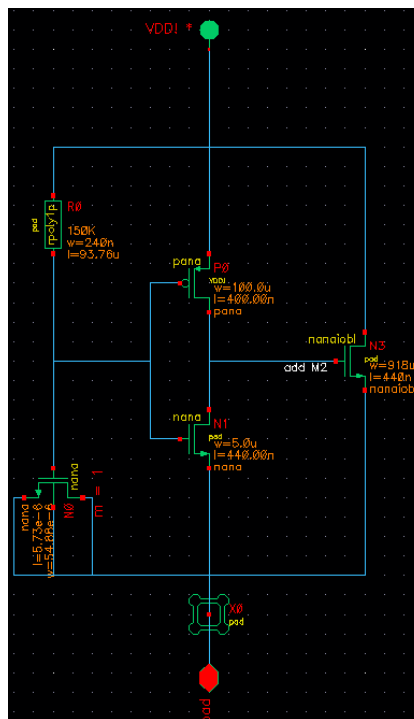
Τα στοιχεία και κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν για την ESD προστασία, καθώς και για τα Pads εισόδου, τροφοδοσίας και γείωσης φαίνονται στις Εικόνες 3-15 έως 3-17.



Εικόνα 3-15 Pad Εισόδου με Δίοδο για ESD Προστασία



Εικόνα 3-16 Pad Τροφοδοσίας



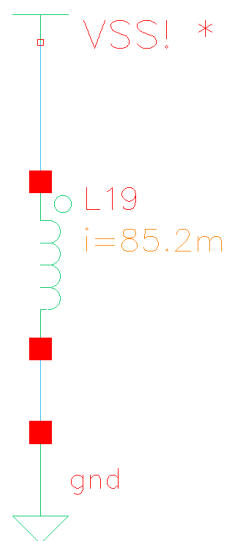
Εικόνα 3-17 Pad Γείωσης

3.9 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

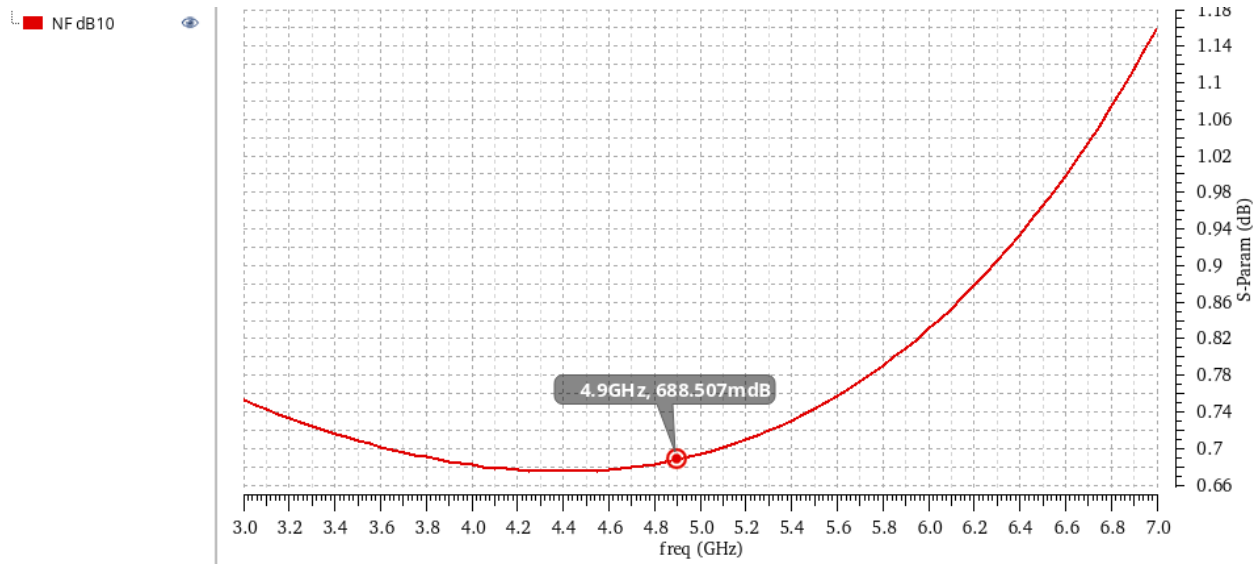
Στην υποενότητα αυτή παρουσιάζονται όλα τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν για την επίδοση του ενισχυτή και αφορούν τα χαρακτηριστικά: Θόρυβος, S-Παράμετροι, Γραμμικότητα, Ευστάθεια και Κατανάλωση.

Πίνακας 3-4 Συνολικά Αποτελέσματα

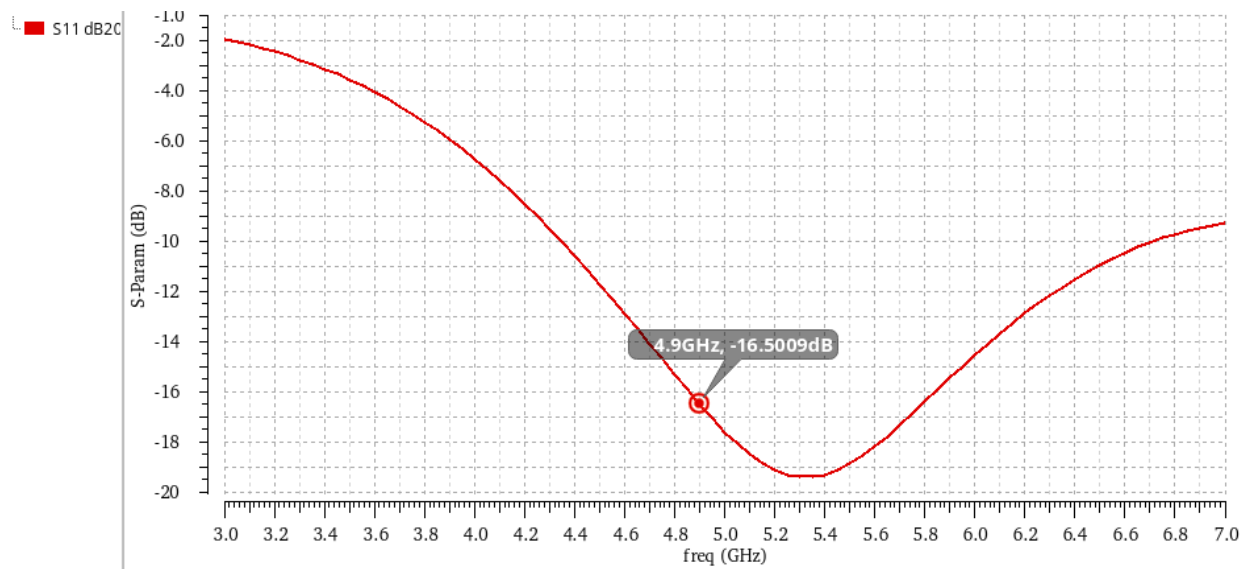
	Προδιαγραφές	Αποτελέσματα
<i>Power (mWatt)</i>	<i>< 250</i>	<i>255</i>
<i>NF (dB)</i>	<i>< 1.1 (incl. switch)</i>	<i>0.688</i>
<i>S₁₁ (dB)</i>	<i>< -16</i>	<i>-16.5</i>
<i>S₂₂ (dB)</i>	<i>< -15</i>	<i>-19.5</i>
<i>S₂₁ (dB)</i>	<i>34</i>	<i>33.2</i>
<i>OIP3 (dBm)</i>	<i>> 31</i>	<i>30.9</i>
<i>OP1dB (dBm)</i>	<i>> 15</i>	<i>16.8</i>
<i>k-factor (min)</i>	<i>> 1.2</i>	<i>1.63</i>



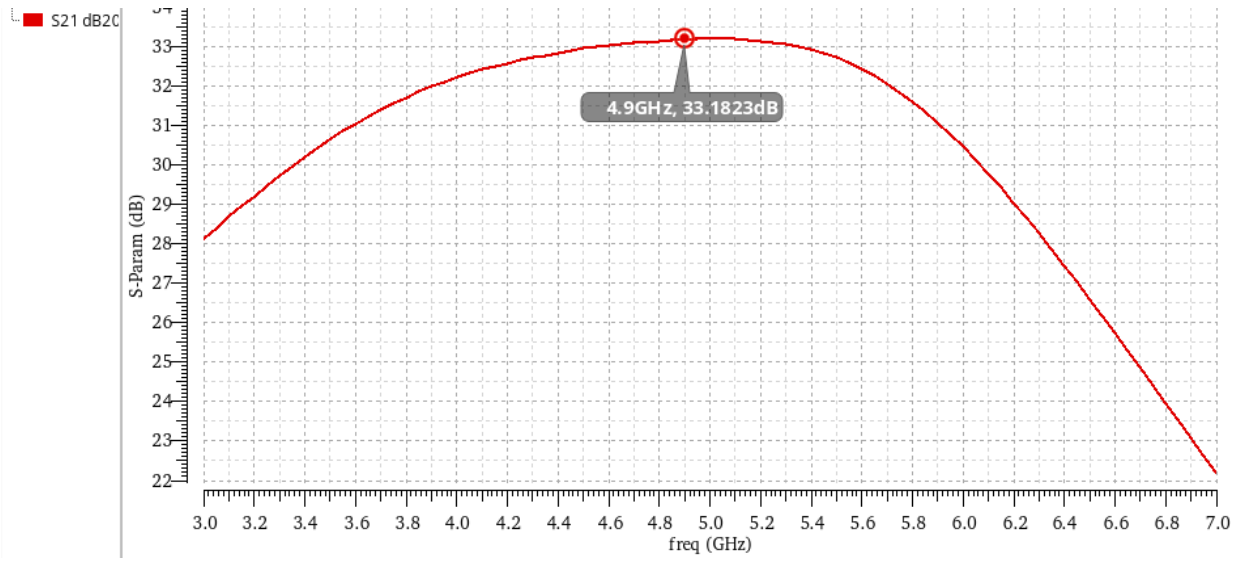
Εικόνα 3-18 Συνολική κατανάλωση ρεύματος με τροφοδοσία 3V



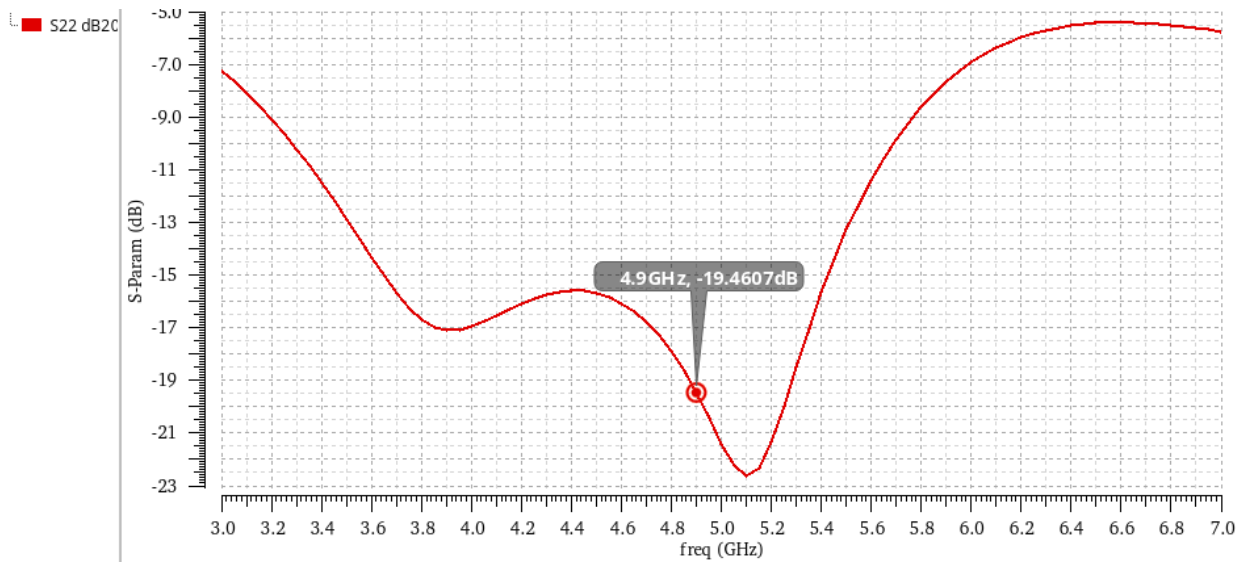
Εικόνα 3-19 Θόρυβος



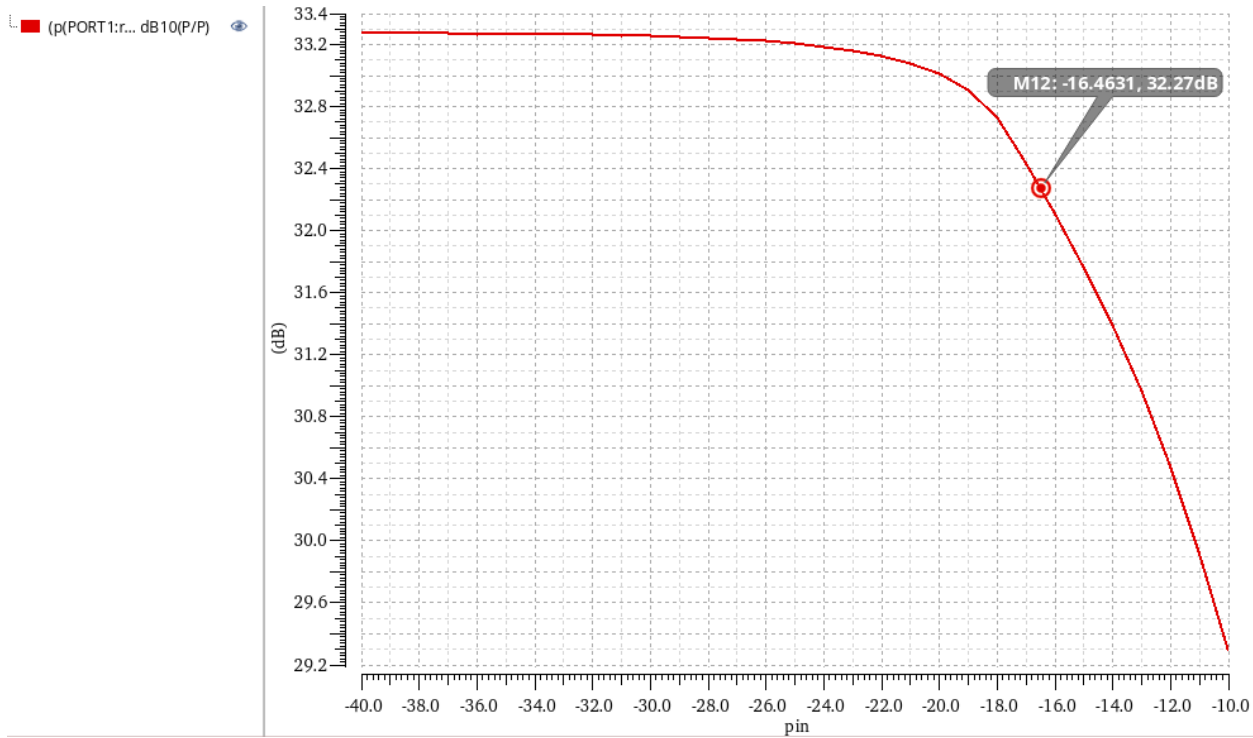
Εικόνα 3-20 S₁₁



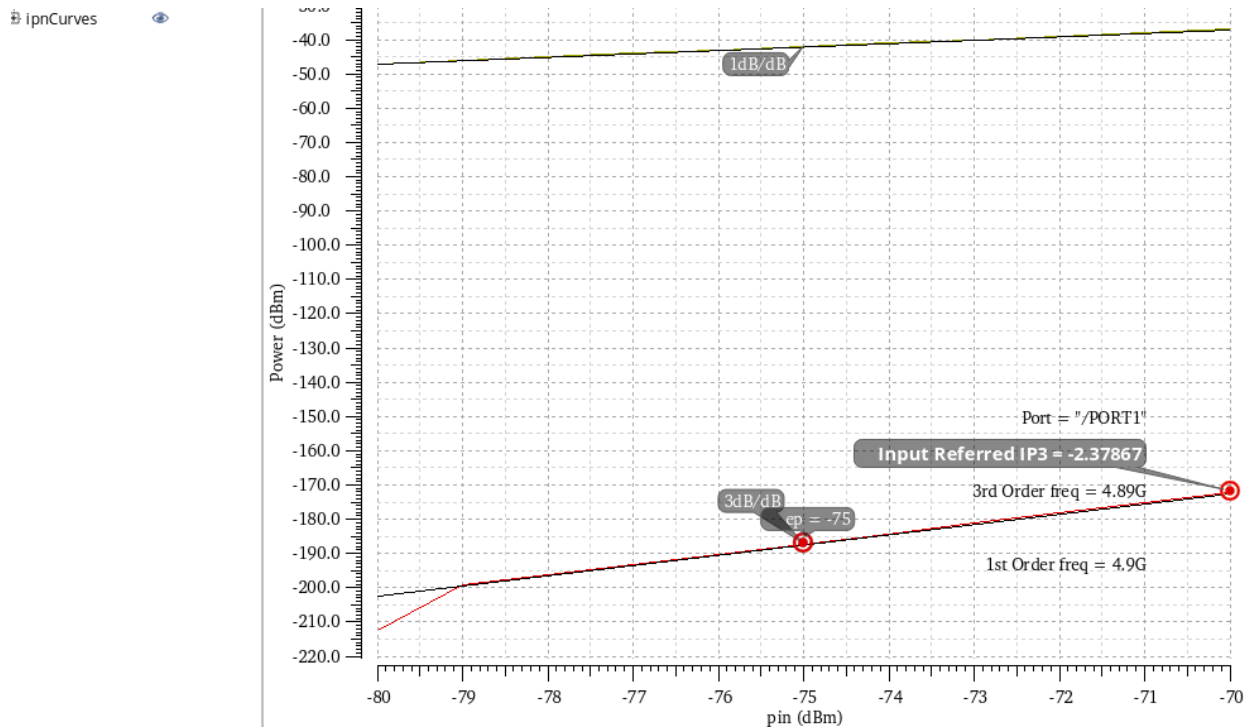
Εικόνα 3-21 S₂₁



Εικόνα 3-22 S₂₂

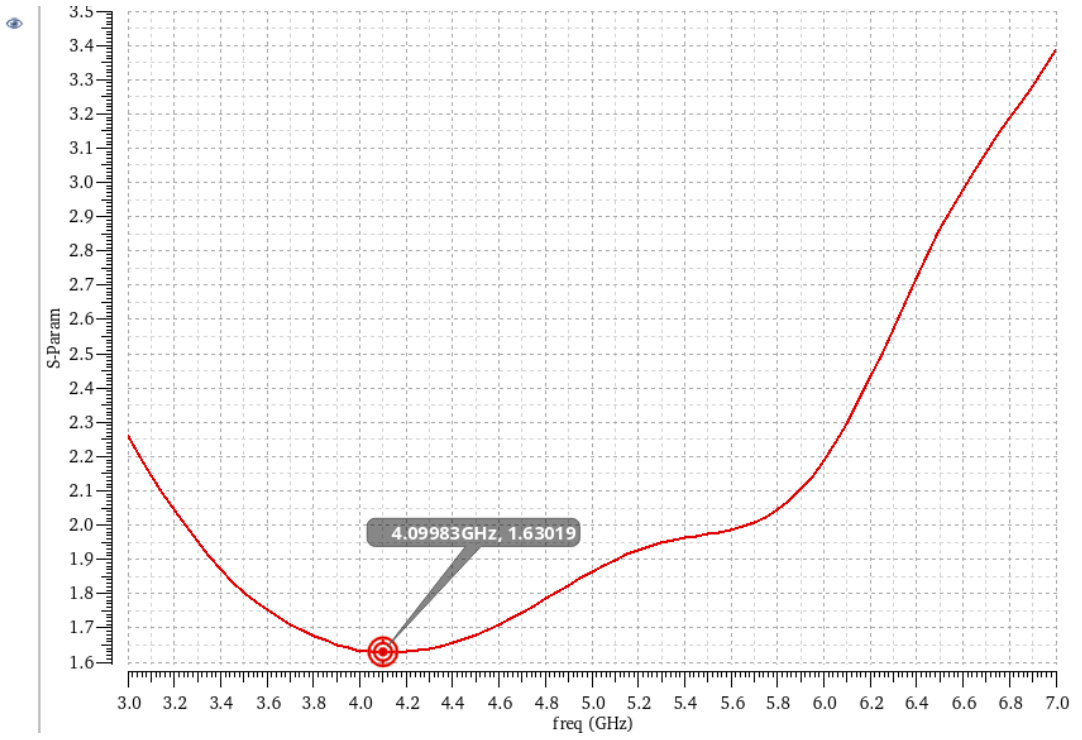


Εικόνα 3-23 Σημείο Συμπίεσης 1-dB ίσο με 16.81 dBm



Εικόνα 3-24 OIP3 ίσο με 30.9 dBm

Kf



Εικόνα 3-25 Παράγοντας k

4 Φυσική Σχεδίαση και Επαλήθευση

4.1 Γενικές Πληροφορίες της Τεχνολογίας

Η στοίβα μετάλλων που χρησιμοποιείται στη δοσμένη τεχνολογία 130nm φαίνεται στην Εικόνα 4-1. Το υπόστρωμα είναι υψηλής αντοχής, πράγμα το οποίο είναι επιθυμητό όταν πρόκειται για RF εφαρμογές. Το υπόστρωμα υψηλής αντοχής δεν θα έχει σημαντική επίδραση στο μαγνητικό πεδίο το οποίο ρέει μέσα στη top επίστρωση μετάλλου.

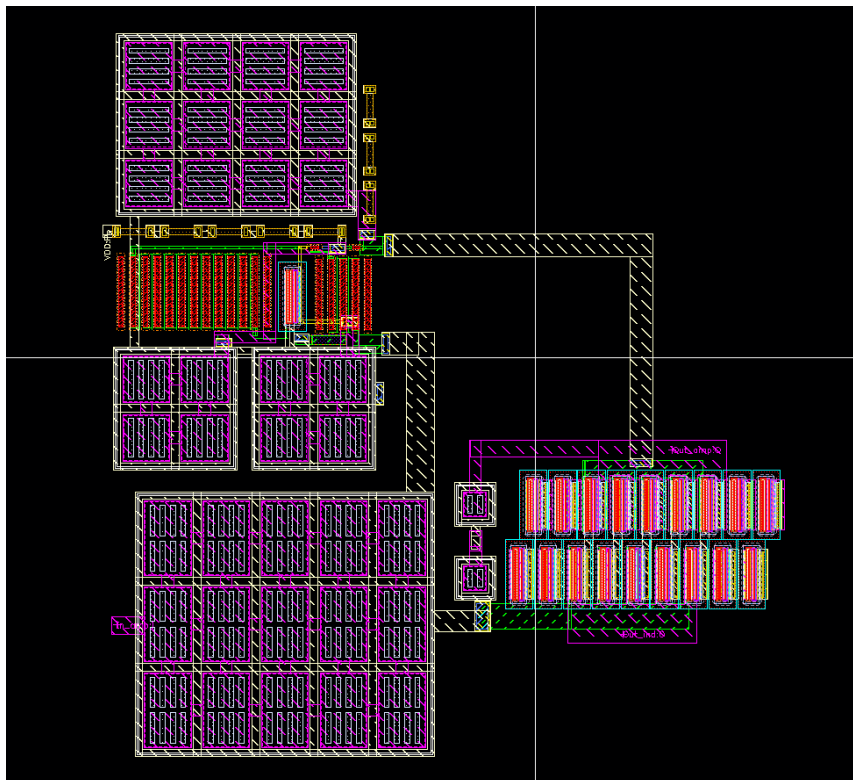


Εικόνα 4-1 Στοίβα Μετάλλων

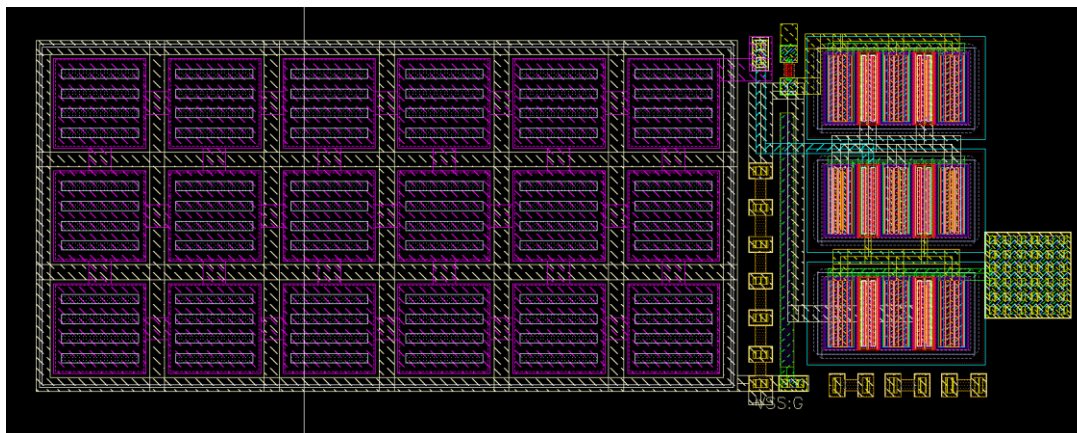
Η τεχνολογία η οποία χρησιμοποιείται παρέχει 6 στρώσεις μετάλλων. Το top μέταλλο είναι το πιο παχύ και χρησιμοποιείται κυρίως για το σχεδιασμό παθητικών στοιχείων πάνω στο chip. Αυτό το μέταλλο επίσης χρησιμοποιείται για routing σε κρίσιμες διασυνδέσεις.

4.2 Από το Σχηματικό στην Φυσική Σχεδίαση

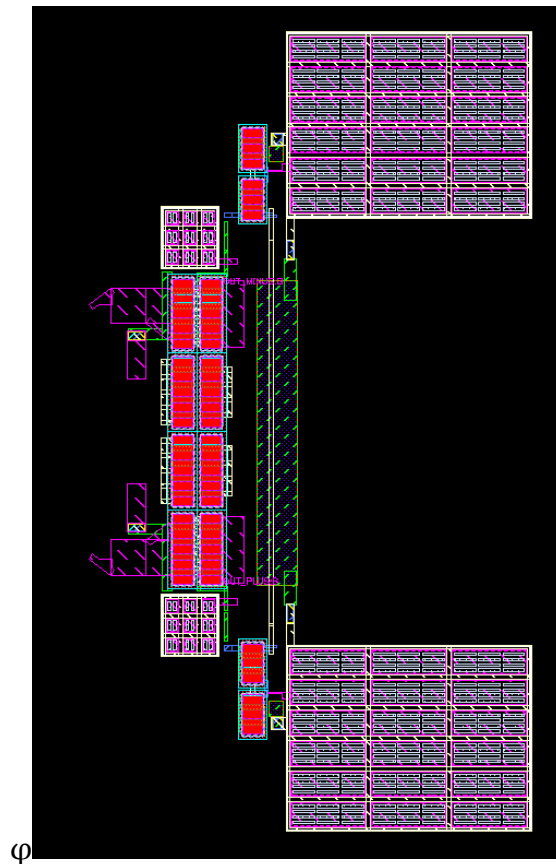
Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται οι εικόνες από την φυσική σχεδίαση των διαφόρων τμημάτων του ενισχυτή, καθώς και των καλωδιώσεων μεταξύ των τμημάτων αυτών. Σημειώνεται ότι η φυσική σχεδίαση των μετασχηματιστών προσαρμογής και του πηνίου εκφυλισμού του πρώτου σταδίου έχουν παρουσιαστεί σε προηγούμενες ενότητες και δεν θα επαναληφθούν στην παρούσα.



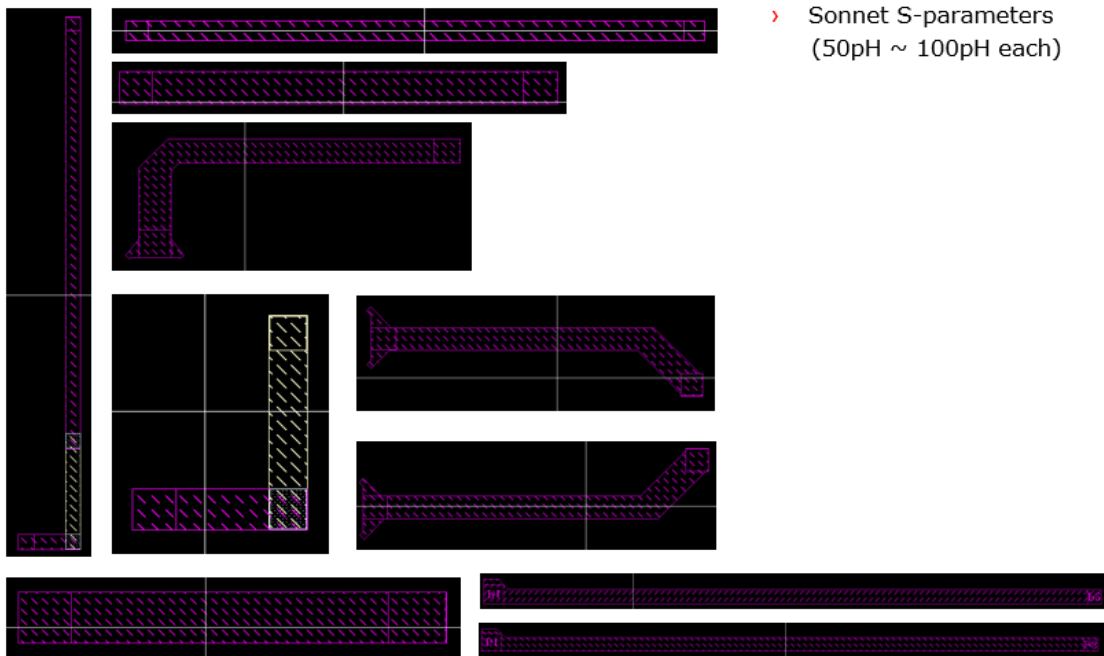
Εικόνα 4-2 Φυσική σχεδίαση πρώτου σταδίου



Εικόνα 4-3 Φυσική σχεδίαση της πόλωσης του δεύτερου σταδίου που λειτουργεί ως μεσαία λήψη στον μετασχηματιστή ενδιάμεσης προσαρμογής



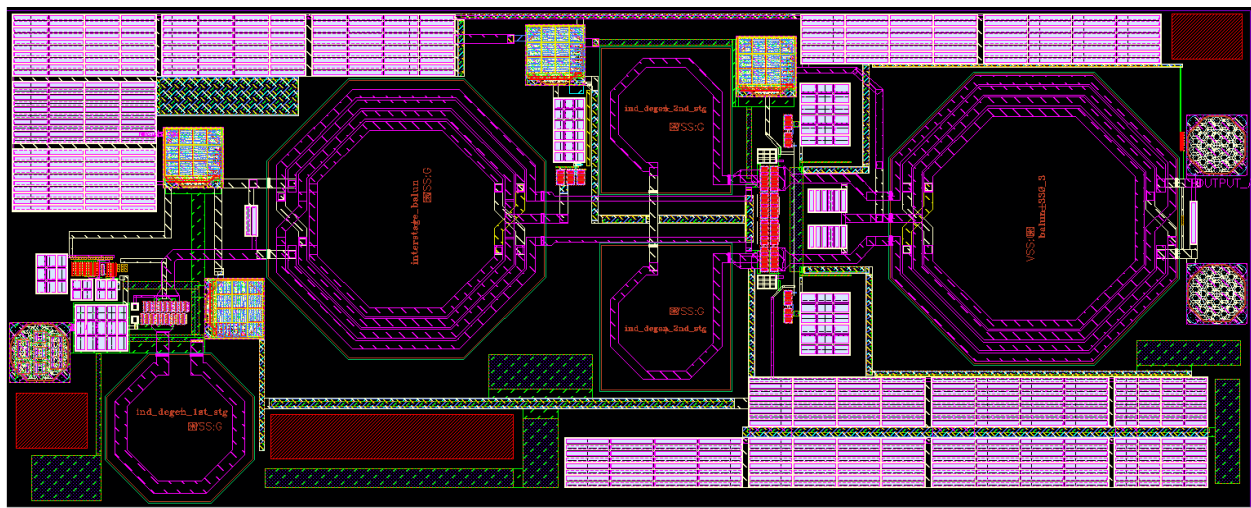
Εικόνα 4-4 Φυσική σχεδίαση του διαφορικού και πλήρως συμμετρικού δευτέρου σταδίου



Εικόνα 4-5 Τα διάφορα τμήματα καλωδίωσης



Εικόνα 4-6 Φυσική σχεδίαση πηνίου εκφυλισμού δευτέρου σταδίου



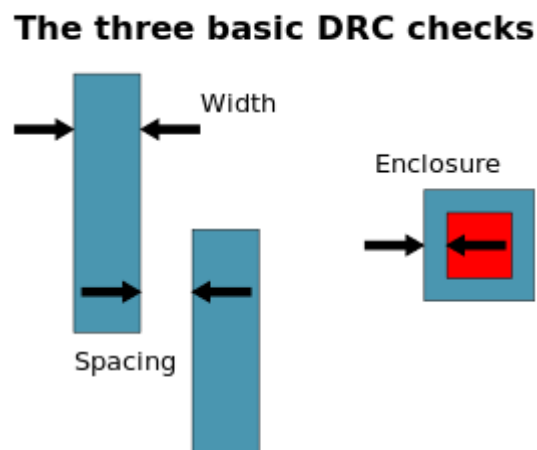
Εικόνα 4-7 Φυσική σχεδίαση του ενισχυτή

4.3 Επαλήθευση της Φυσικής Σχεδίασης

4.3.1 DRC Προσομοίωση

Μετά την ολοκλήρωση της φυσικής σχεδίασης, καθώς και της διασύνδεσης των επιμέρους τμημάτων, ένα αυτόματο πρόγραμμα θα ελέγξει κάθε πολυγωνικό στοιχείο στο σχέδιο σύμφωνα με ορισμένους κανόνες και θα αναφέρει τυχόν παραβιάσεις. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται Έλεγχος Σχεδιασμού Κανόνων (DRC).

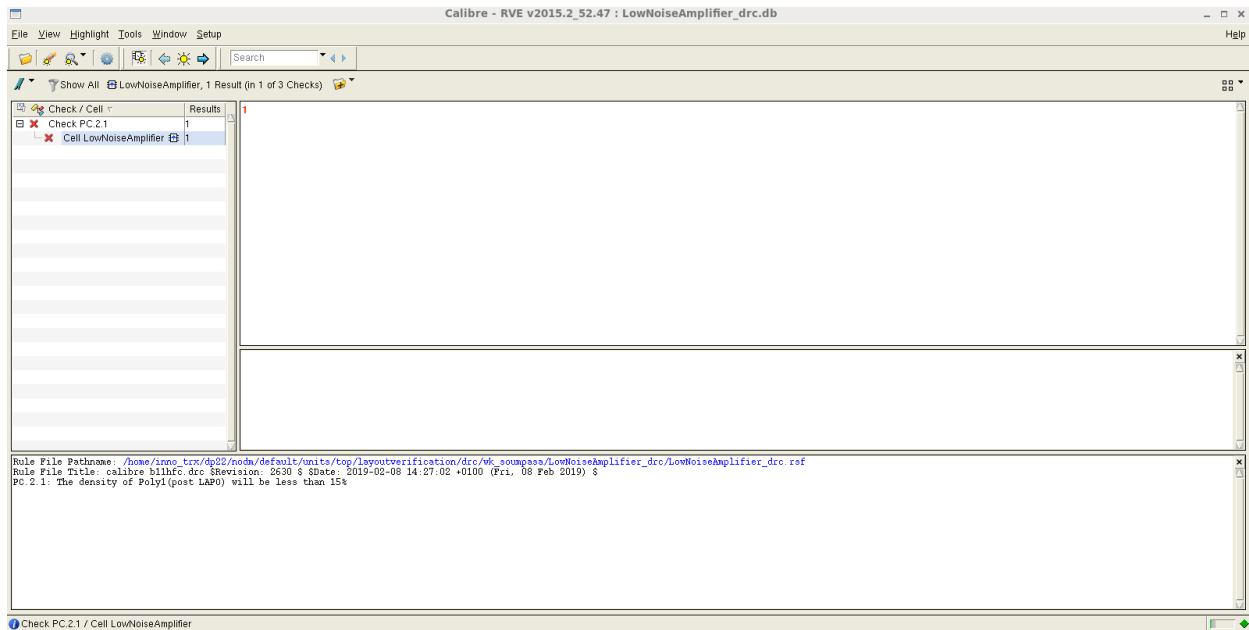
Οι κανόνες σχεδίασης είναι μια σειρά παραμέτρων που παρέχονται από τους κατασκευαστές ημιαγωγών, δηλαδή από την κάθε διαφορετική τεχνολογία, που επιτρέπουν στον σχεδιαστή να επαληθεύει την ορθότητα ενός σετ μάσκας. Οι κανόνες σχεδιασμού είναι συγκεκριμένοι για μια συγκεκριμένη διαδικασία κατασκευής ημιαγωγών. Ένα σύνολο κανόνων σχεδιασμού προσδιορίζει ορισμένους γεωμετρικούς περιορισμούς και περιορισμούς συνδεσιμότητας για να εξασφαλίσει επαρκή περιθώρια, ώστε να ληφθεί υπόψη η μεταβλητότητα των διαδικασιών κατασκευής ημιαγωγών. Έτσι, θα διασφαλιστεί ότι όλα τα μέρη λειτουργούν σωστά. Οι πιο βασικοί κανόνες σχεδιασμού παρουσιάζονται στην Εικόνα 4-8.



Εικόνα 4-8 Βασικοί Κανόνες Σχεδίασης

Όπως είναι λογικό, επιβάλλεται οι κανόνες της τεχνολογίας που έγινε η σχεδίαση να ικανοποιούνται όλες, ανεξαιρέτως. Τρέχοντας την συγκεκριμένη προσομοίωση, δεν υπήρχαν σφάλματα σε ό,τι αφορά την φυσική σχεδίαση του ενισχυτή. Αυτό φαίνεται στην

Εικόνα 4-9. Σημειώνεται ότι τυχόντα Post-LAPO Errors αγνοούνται, μιας που αποτελούν μέρος του Pattern Fill που γίνεται στην συνέχεια.



Εικόνα 4-9 DRC-clean

4.3.2 LVS Προσομοίωση

Ένας επιτυχημένος έλεγχος σχεδιασμού κανόνων (DRC) εξασφαλίζει ότι η διάταξη συμφωνεί με τους κανόνες που σχεδιάζονται/απαιτούνται για την άψογη κατασκευή του ολοκληρωμένου. Ωστόσο, δεν εγγυάται αν αντιπροσωπεύει πραγματικά το κύκλωμα που θέλουμε να κατασκευαστεί. Τον συγκεκριμένο ρόλο τον πραγματοποιεί ο έλεγχος LVS. Το λογισμικό ελέγχου LVS αναγνωρίζει τα σχεδιαζόμενα σχήματα της διάταξης που αντιπροσωπεύουν τα ηλεκτρικά εξαρτήματα του κυκλώματος, καθώς και τις συνδέσεις μεταξύ τους. Αυτό το netlist συγκρίνεται από το λογισμικό "LVS" έναντι μιας παρόμοιας σχηματικής διάταξης ή διαγράμματος κυκλωμάτων.

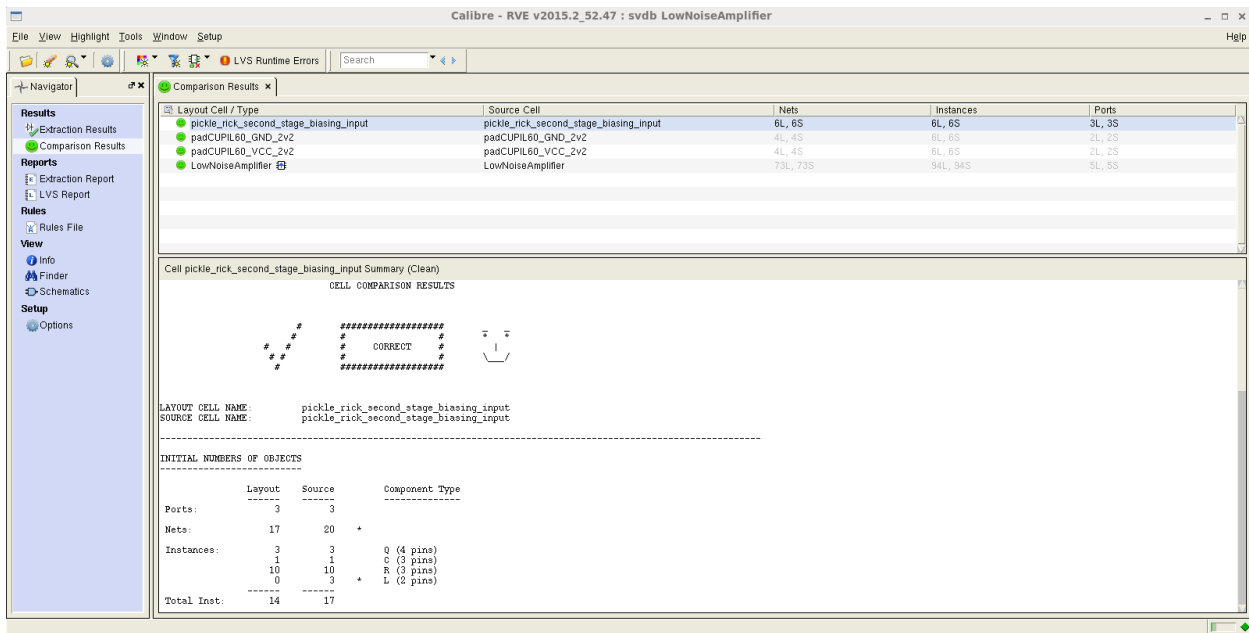
Ο έλεγχος LVS περιλαμβάνει τα εξής τρία βήματα:

- Extraction: Το πρόγραμμα λογισμικού παίρνει ένα αρχείο βάσης δεδομένων που περιέχει όλα τα στρώματα που σχεδιάζονται για να αντιπροσωπεύουν το κύκλωμα κατά τη διάταξη. Στη συνέχεια, τρέχει τη βάση δεδομένων μέσω πολλών λογικών λειτουργιών βάσει περιοχής, για να καθορίσει τα στοιχεία

ημιαγωγών που αναπαρίστανται στο σχέδιο από τα στρώματα κατασκευής τους.

- **Reduction:** Το λογισμικό συνδυάζει τα εξαγόμενα εξαρτήματα σε σειριακούς και παράλληλους συνδυασμούς, αν είναι δυνατό, και δημιουργεί μια αναπαράσταση netlist της βάσης δεδομένων διάταξης.
- **Comparison:** Η εξαγόμενη netlist διάταξη συγκρίνεται με το netlist που λαμβάνεται από το κύκλωμα του σχηματικού. Εάν τα δύο netlists ταιριάζουν, τότε το κύκλωμα περνά τον έλεγχο LVS.

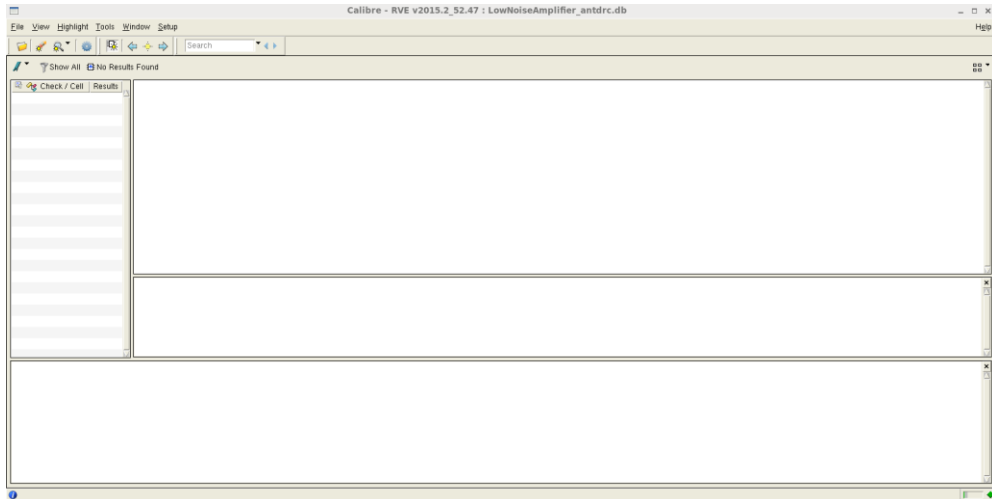
Η φυσική σχεδίαση του ενισχυτή θα πρέπει φυσικά να περνά επιτυχημένα την προσομοίωση. Αυτό φαίνεται και στην Εικόνα 4-9.



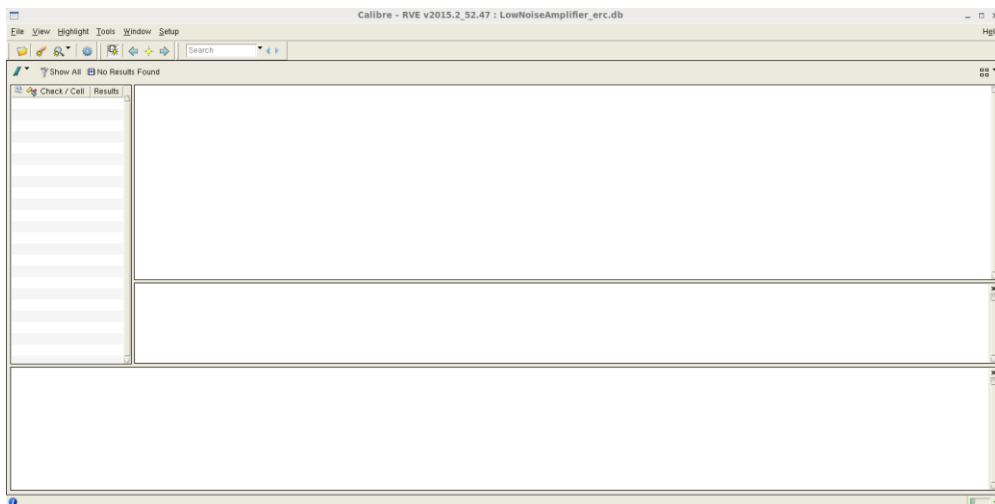
Εικόνα 4-10 Αποτελέσματα LVS

4.3.3 ANTDRC και ERC Προσομοίωση

Η φυσική σχεδίαση απαιτείται, επίσης, να περνά επιτυχώς δύο ακόμα προσομοιώσεις, την ANTDRC (Antenna Design Rule Check) και την ERC (Electrical Rule Check), όπως φαίνεται στην συνέχεια.



Εικόνα 4-11 ANTDRC-clean



Εικόνα 4-12 ERC-clean

4.3.4 QRC - Εξαγωγή RC Παρασιτικών

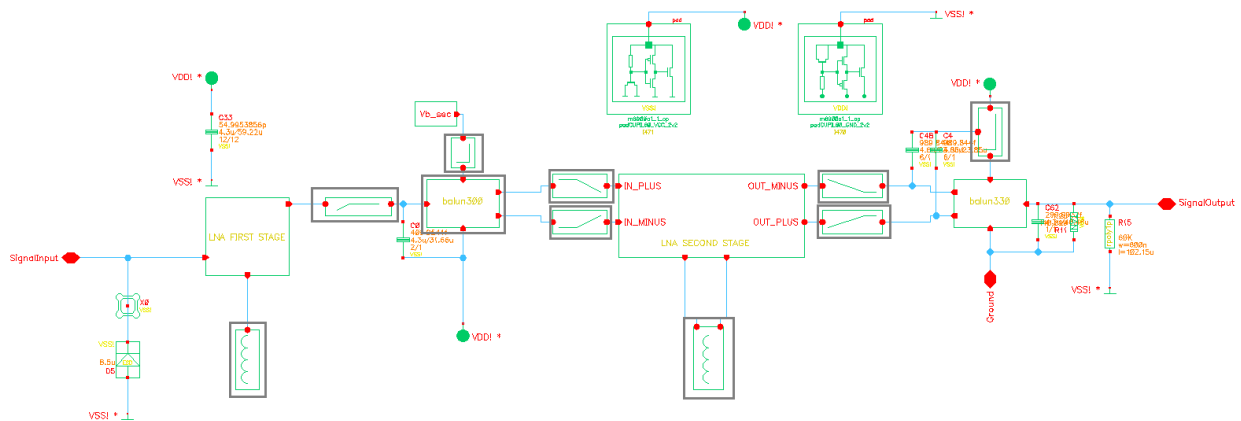
Για να έχουμε την δυνατότητα να ελέγξουμε την ποιότητα της φυσικής σχεδίασης του κυκλώματος, δηλαδή την ομοιότητά του με το σχηματικό, θα πρέπει με κάποιο τρόπο να το προσομοιώσουμε. Αυτό γίνεται με την βοήθεια του QRC, το οποίο δημιουργεί τα αρχεία `an_extracted` που μπορούν να παράξουν τα αποτελέσματα που επιθυμούμε.

Αυτό που κάνει το εργαλείο αυτό είναι να εξαγάγει τα παρασιτικά της φυσικής σχεδίασης, στην συγκεκριμένη περίπτωση τα RC παρασιτικά. Ο τρόπος που γίνεται αυτό αναφέρθηκε στην υποενότητα της προσομοίωσης του LVS, στο σημείο που επεξηγείται το βήμα του Extraction.

Με την χρήση των `an_extracted` αρχείων θα γίνουν και τα τεστς που θα παράξουν τα αποτελέσματα της υποενότητας 4.4.

4.3.5 Εργαλείο Sonnet

Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενες ενότητες, από την αρχή της σχεδίασης χρειάστηκε ένα εργαλείο που να μετατρέπει στοιχεία φυσικής σχεδίασης σε n-ports S-παραμέτρων, με στόχο να μπορούν να συμμετέχουν στον καθορισμό των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων του σχηματικού. Την συγκεκριμένη μετατροπή την έκανε το εργαλείο Sonnet, το οποίο χρησιμοποιήθηκε για τα πηνία εκφυλισμού, τους μετασχηματιστές, καθώς και για τα μέταλλα του routing που έγινε κατά την διάρκεια της φυσικής σχεδίασης για να ενωθούν τα διάφορα μπλοκς μεταξύ τους. Στην Εικόνα 4-10 παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο σχηματικό του ενισχυτή. Τα στοιχεία που βρίσκονται μέσα σε άσπρα τετράγωνα είναι n-ports S-παραμέτρων που εξήγαγε το εργαλείο Sonnet.



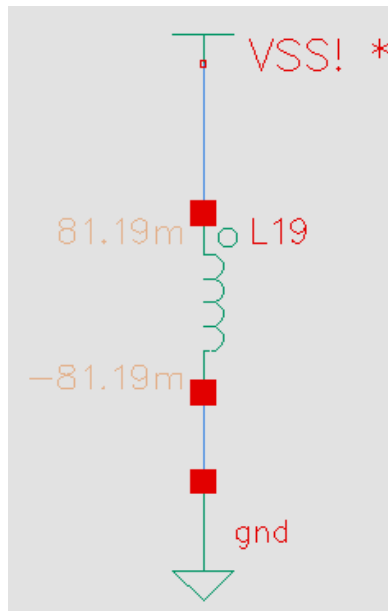
Εικόνα 4-13 N-ports S-παραμέτρων του Sonnet

4.4 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

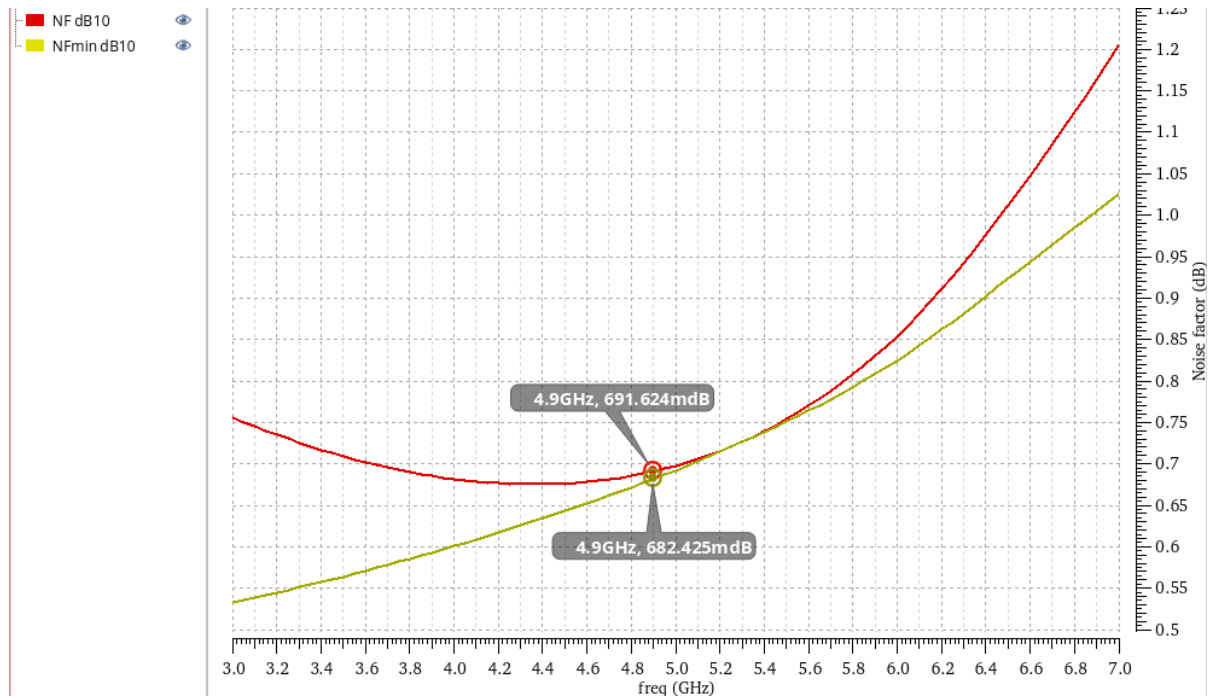
Στην υποενότητα αυτή, παρουσιάζονται όλα τα αποτελέσματα προσομοιώσεων της φυσικής σχεδίασης. Σημαντικό, επίσης, είναι να παρουσιαστεί η επίδοση του κυκλώματος σε διακυμάνσεις της τάσης τροφοδοσίας (2.85, 3.0, 3.15 Volts), καθώς και της θερμοκρασίας (0, 45, 115 °C), αφού αποτελούν πιθανά σενάρια στις μετρήσεις που ακολουθούν αμέσως μετά το tapeout. Ακόμα, έχοντας επιλέξει τα μοντέλα *Gummel-Poon*, θα πρέπει να εξεταστεί και η απόδοση του κυκλώματος με τα μοντέλα *Hiqum*. Στις γραφικές παραστάσεις που ακολουθούν, το κόκκινο χρώμα αφορά τις συνθήκες κανονικής λειτουργίας (*Gummel-Poon*,

3 V, 45 °C), το κίτρινο χρώμα αφορά την θερμοκρασία 0 °C, την τάση τροφοδοσίας 2.85 V και τα μοντέλα *Hiqum* και, τέλος, το πράσινο χρώμα αφορά την θερμοκρασία 115 °C και την τάση τροφοδοσίας 3.15 V.

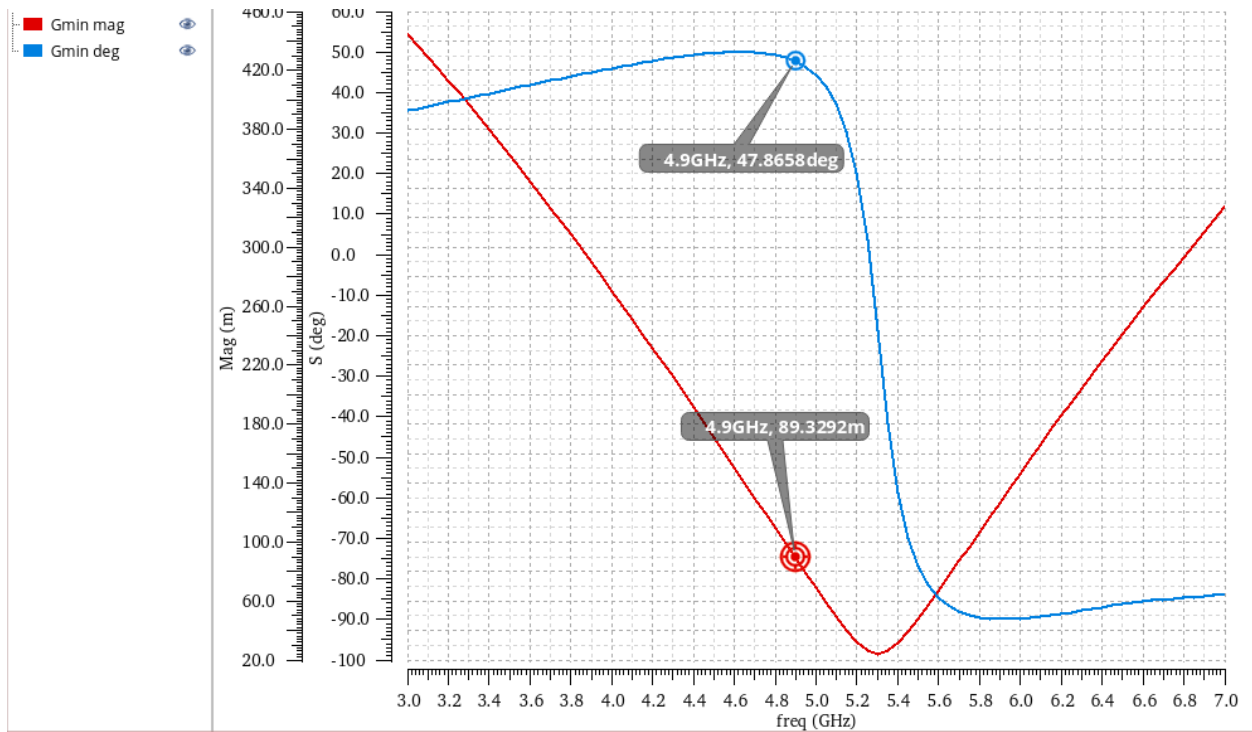
Όσον αφορά την ευστάθεια, σημαντικό είναι ο παράγοντας k να είναι μεγαλύτερος από την μονάδα σε όλες τις πιθανές διακυμάνσεις που αναφέρθηκαν, και συγκεκριμένα, χειρότερο σενάριο αποτελεί ο συνδυασμός χαμηλότερης θερμοκρασίας με υψηλότερη τάση. Για το τεστ αυτό θα γίνει χρήση του εργαλείου Monte Carlo για 200 σημεία, ώστε να υπάρχει αξιοπιστία αποτελεσμάτων. Το εργαλείο αυτό, τέλος, θα το χρησιμοποιήσουμε και για να βρεθεί η μέση τιμή και η διασπορά των σημαντικότερων χαρακτηριστικών του κυκλώματος (Noise Figure, S_{11} , S_{22} και S_{21}), επίσης για 200 σημεία.



Εικόνα 4-14 Συνολική κατανάλωση ρεύματος



Εικόνα 4-15 NF και NF_{min}



Εικόνα 4-16 G_{min} πλάτος και φάση

Reflection Coefficient to Impedance Converter

Convert a reflection coefficient in Magnitude Angle format into Impedance and vice versa

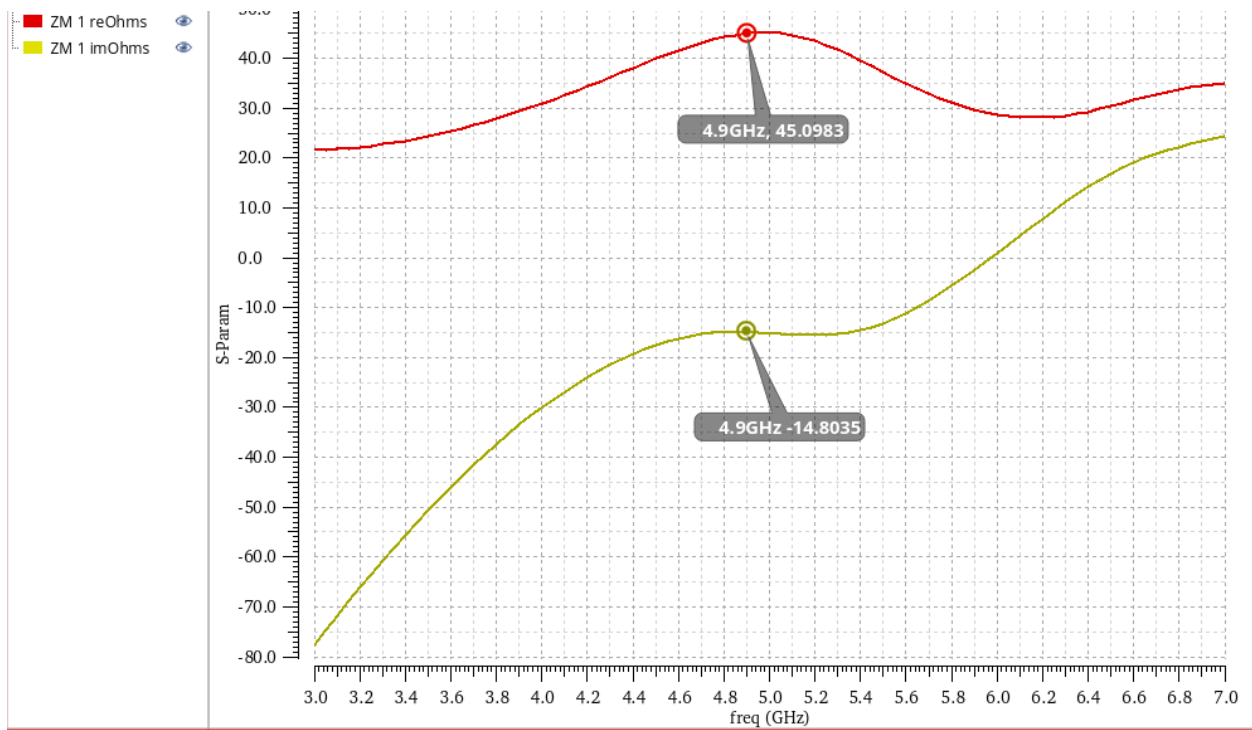
Zo
50 Ω

Gamma (MAG ANG)
0.089 48 Deg

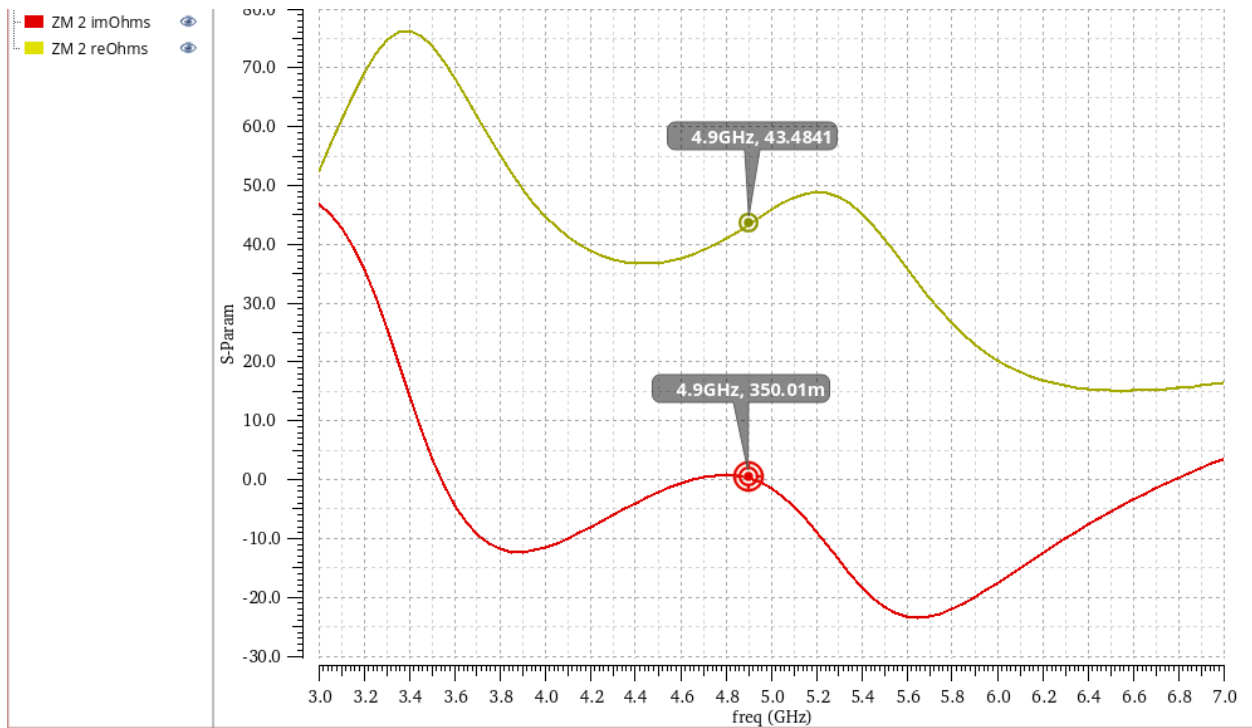
Calculate

Zs (Rs+jXs)
55.81 Ω 7.441 jΩ

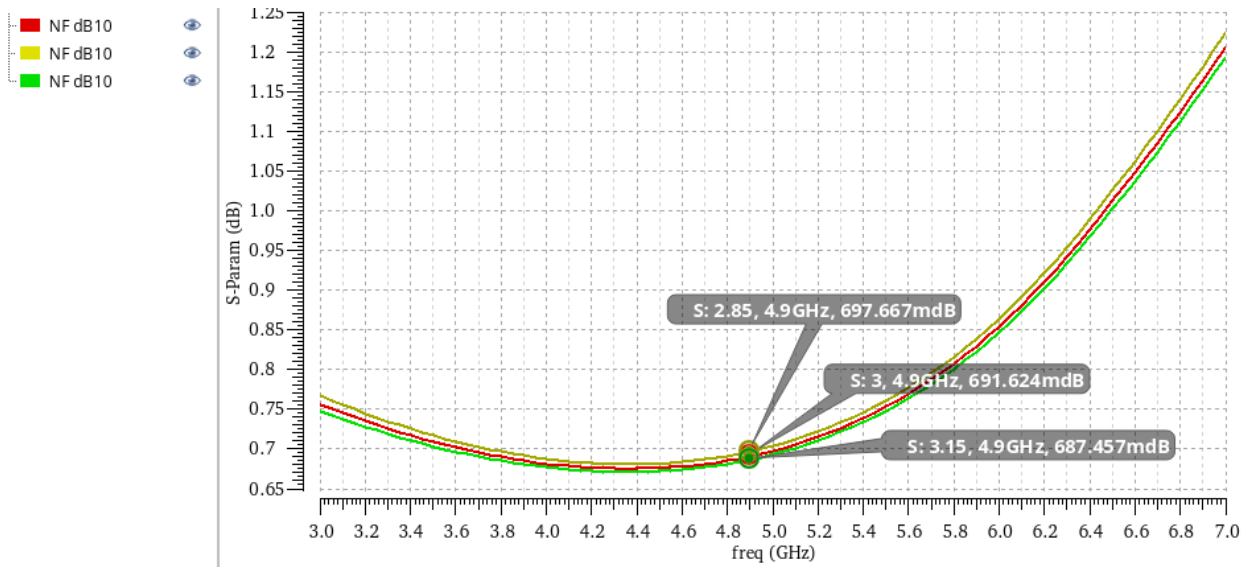
Εικόνα 4-17 Μετατροπή σε ισοδύναμη αντίσταση θορύβου



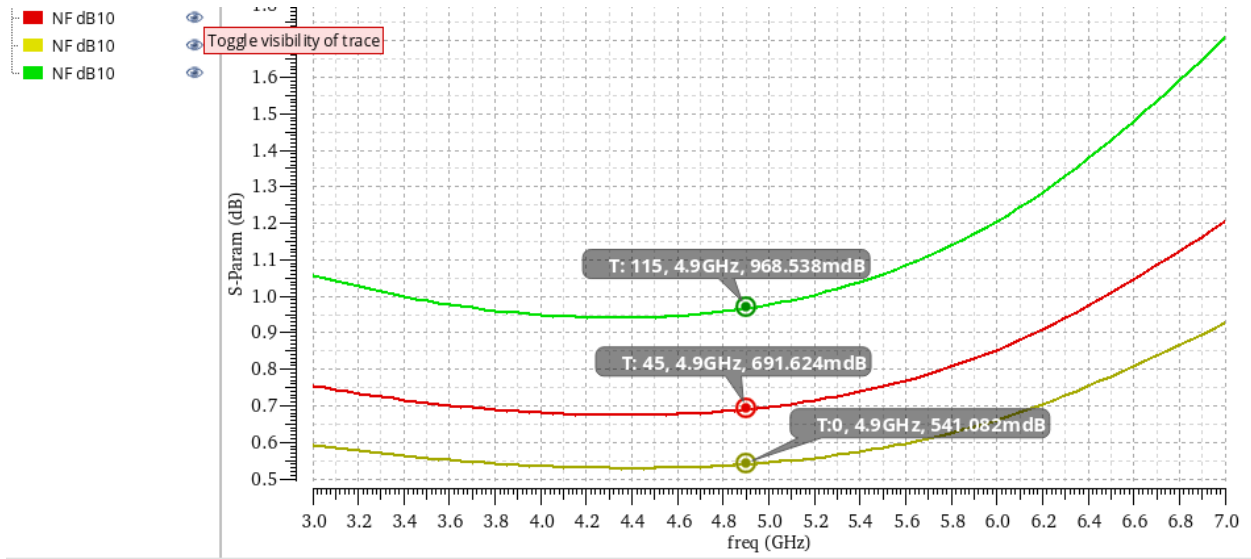
Εικόνα 4-18 Ισοδύναμη αντίσταση εισόδου



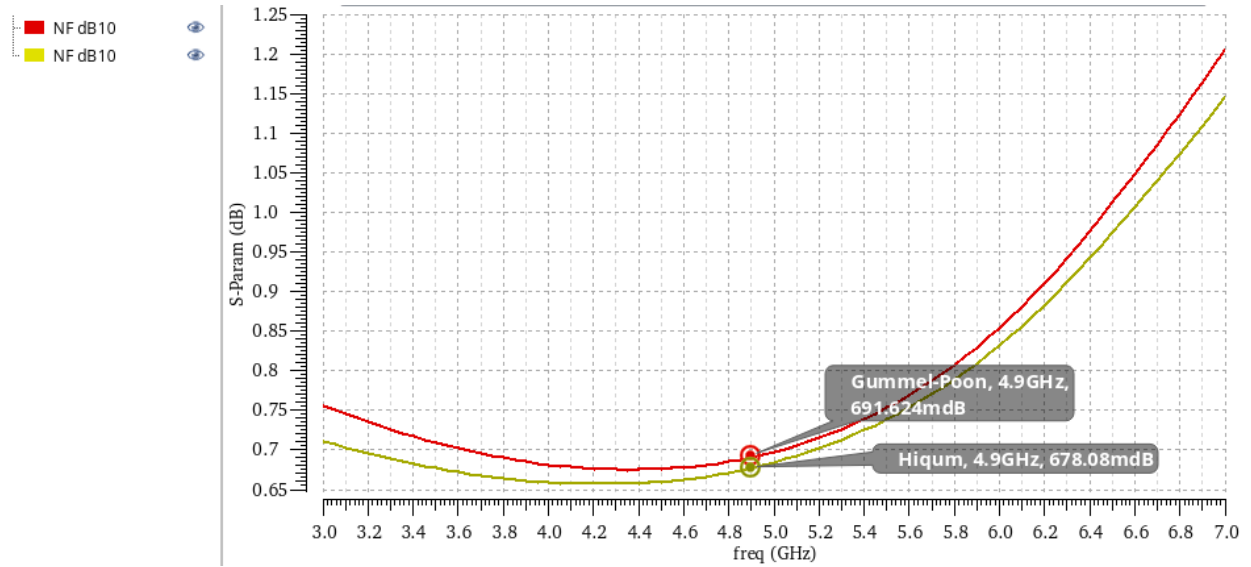
Εικόνα 4-19 Ισοδύναμη αντίσταση εξόδου



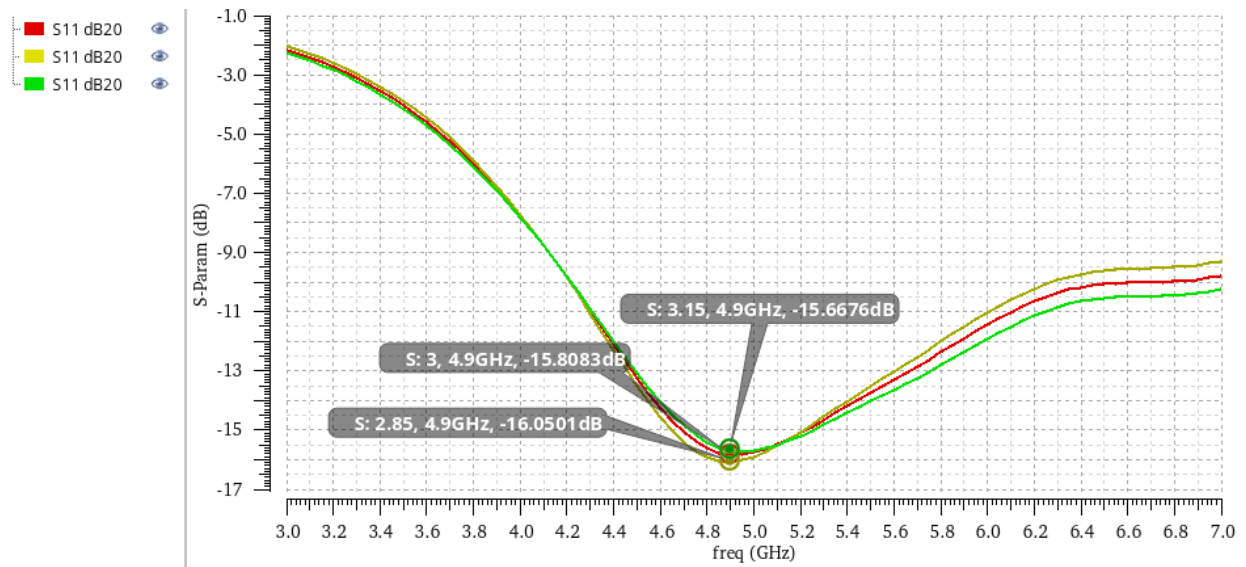
Εικόνα 4-20 NF με διακυμάνσεις στην τροφοδοσία



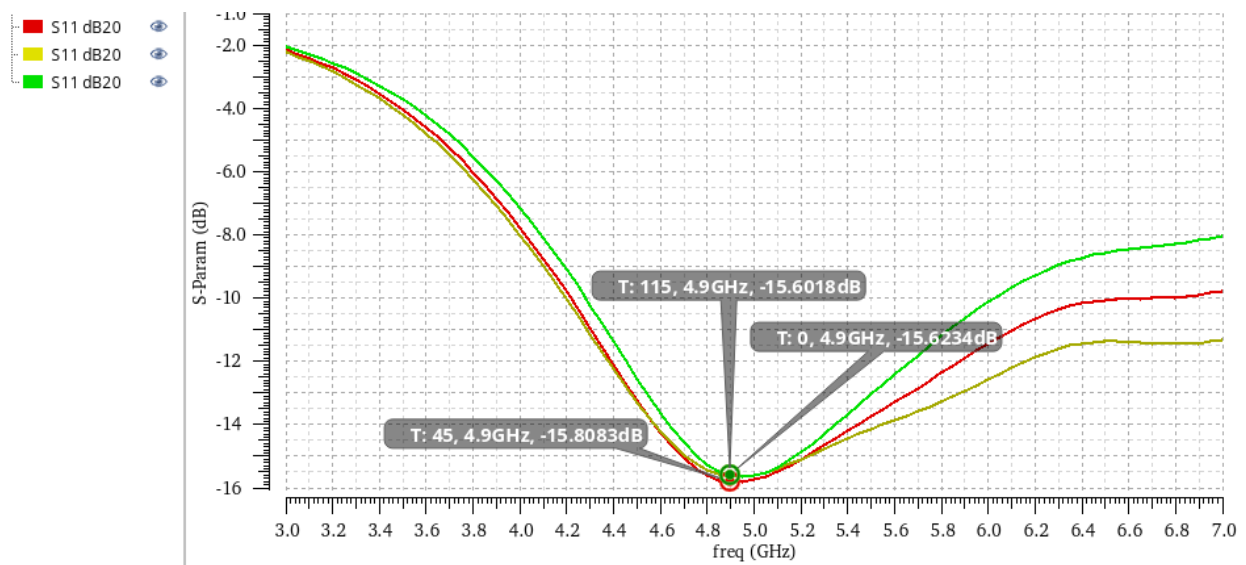
Εικόνα 4-21 NF με διακυμάνσεις στην θερμοκρασία



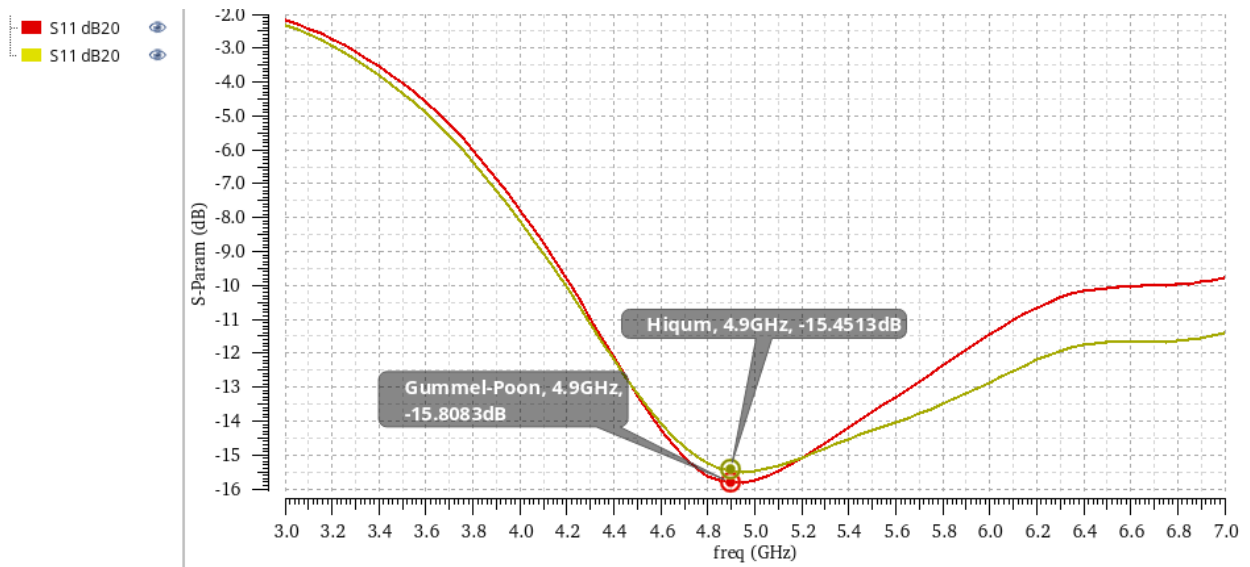
Εικόνα 4-22 NF για τα δύο μοντέλα των τρανζίστορς



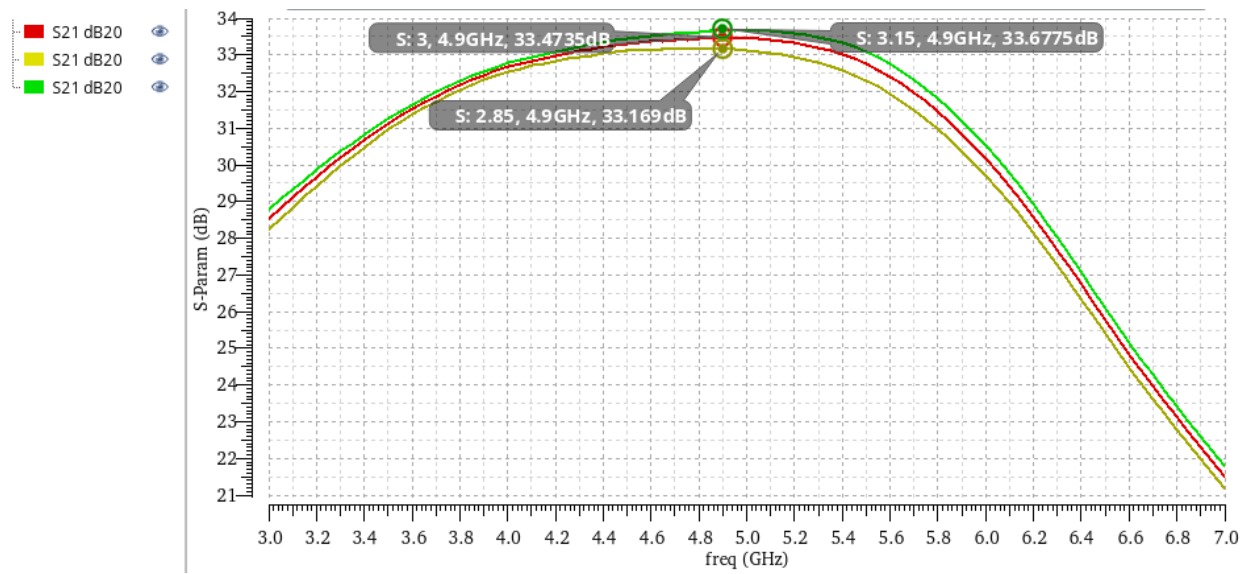
Εικόνα 4-23 S_{11} με διακυμάνσεις στην τροφοδοσία



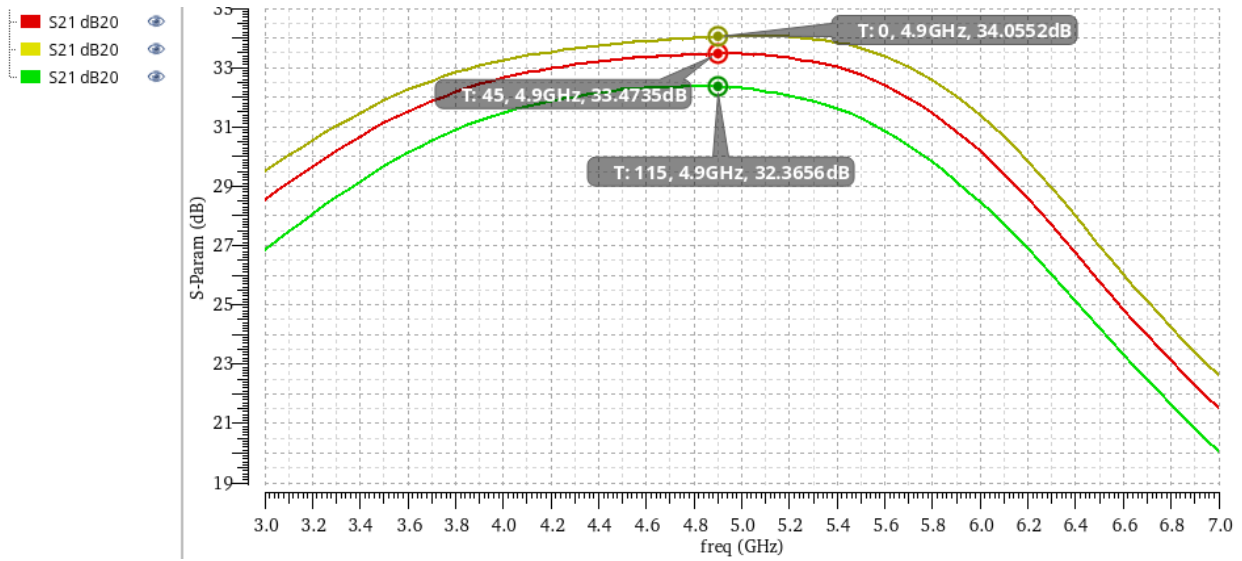
Εικόνα 4-24 S_{11} με διακυμάνσεις στην θερμοκρασία



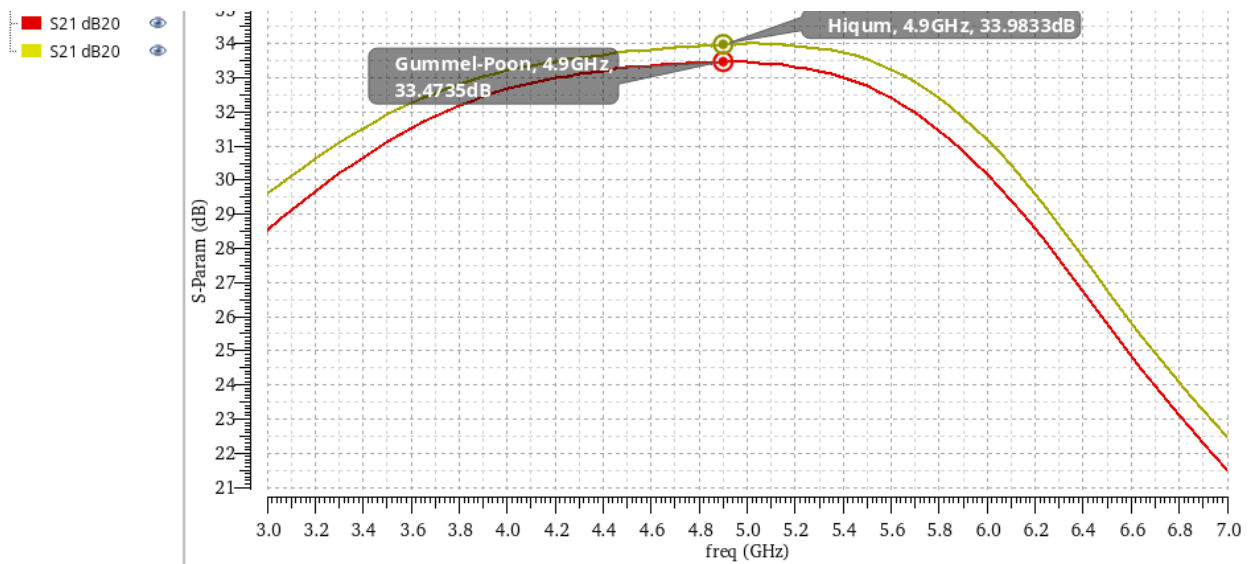
Εικόνα 4-25 S_{11} για τα δύο μοντέλα των τρανζίστορς



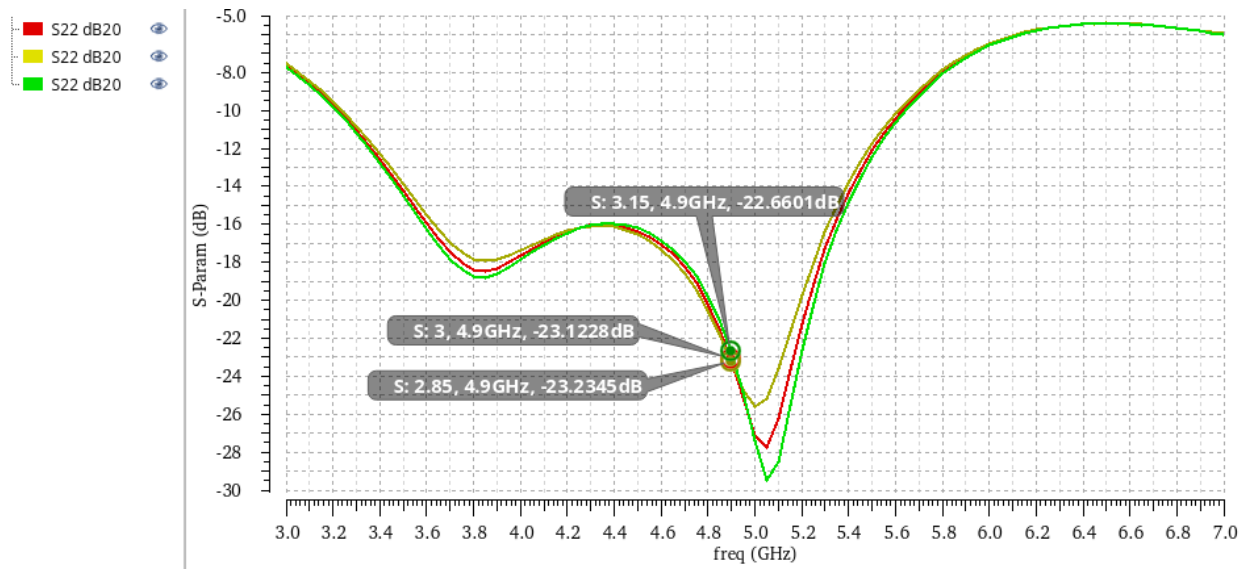
Εικόνα 4-26 S_{21} με διακυμάνσεις στην τροφοδοσία



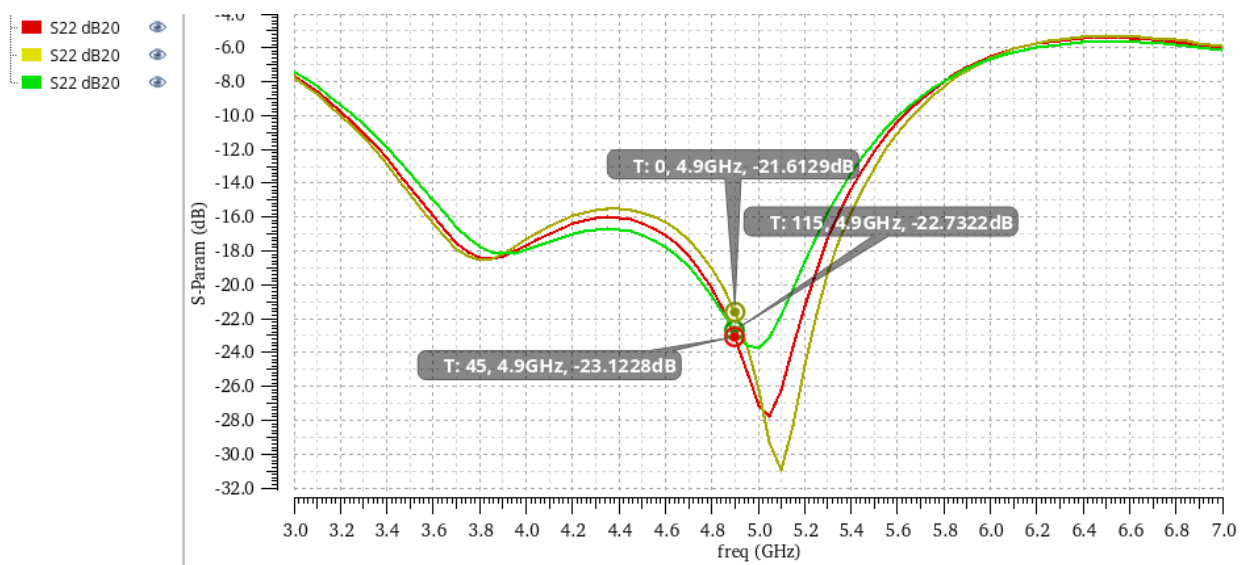
Εικόνα 4-27 S₂₁ με διακυμάνσεις στην θερμοκρασία



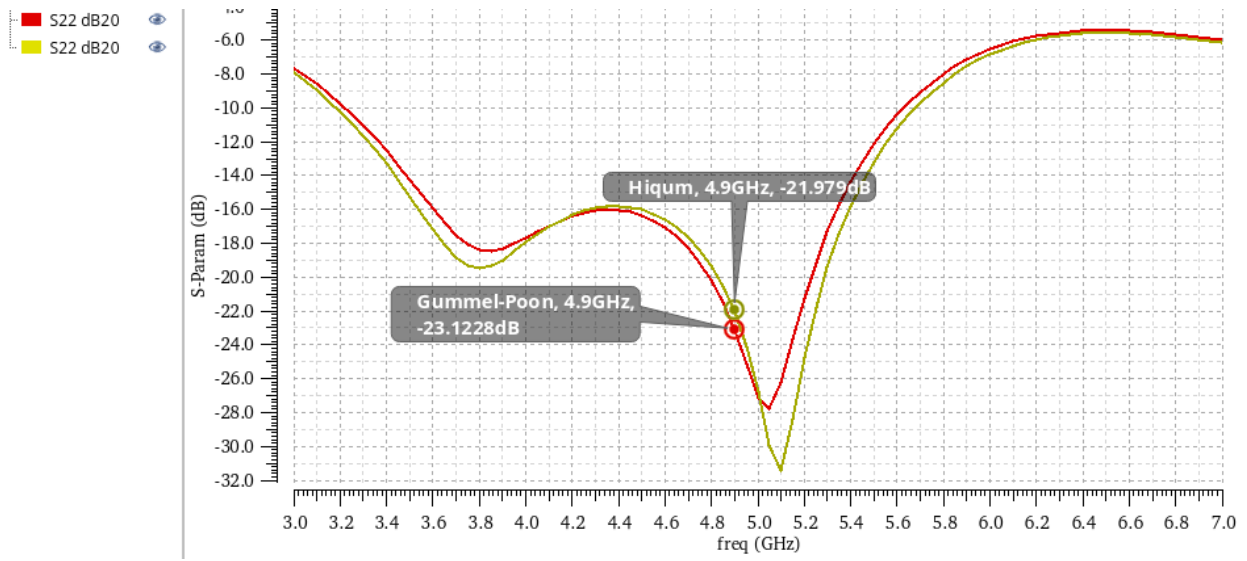
Εικόνα 4-28 S₂₁ για τα δύο μοντέλα των τρανζίστορς



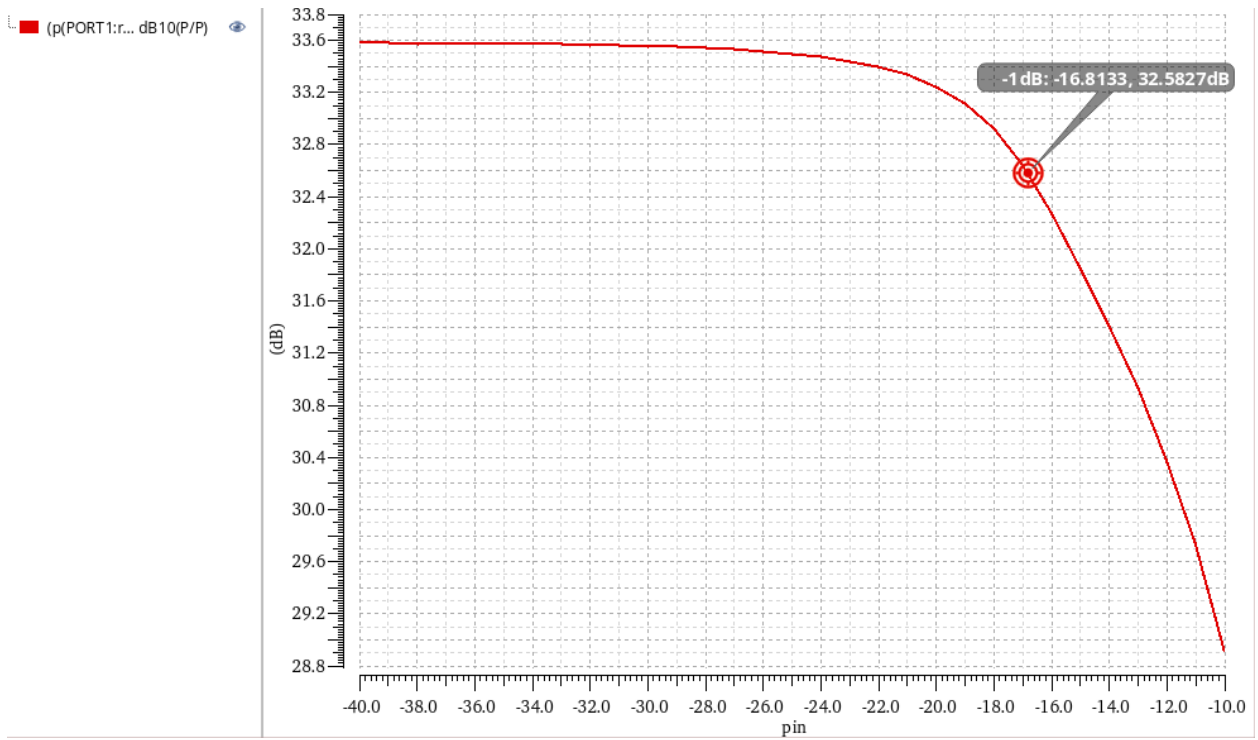
Εικόνα 4-29 S₂₂ με διακυμάνσεις στην τροφοδοσία



Εικόνα 4-30 S₂₂ με διακυμάνσεις στην θερμοκρασία

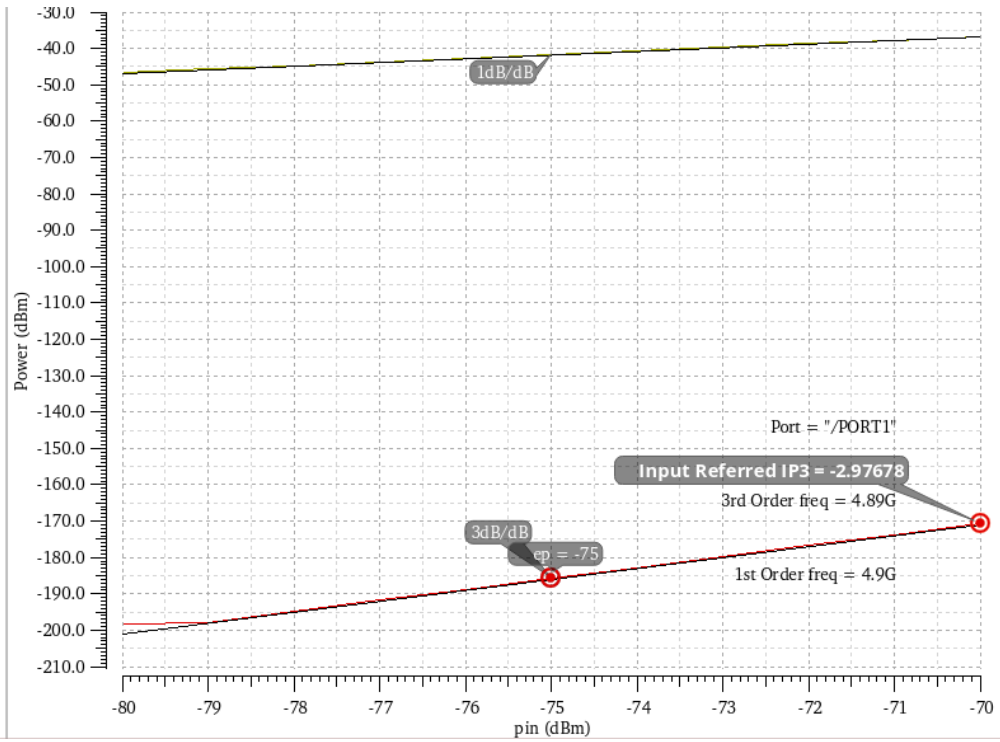


Εικόνα 4-31 S₂₂ για τα δύο μοντέλα των τρανζίστορς



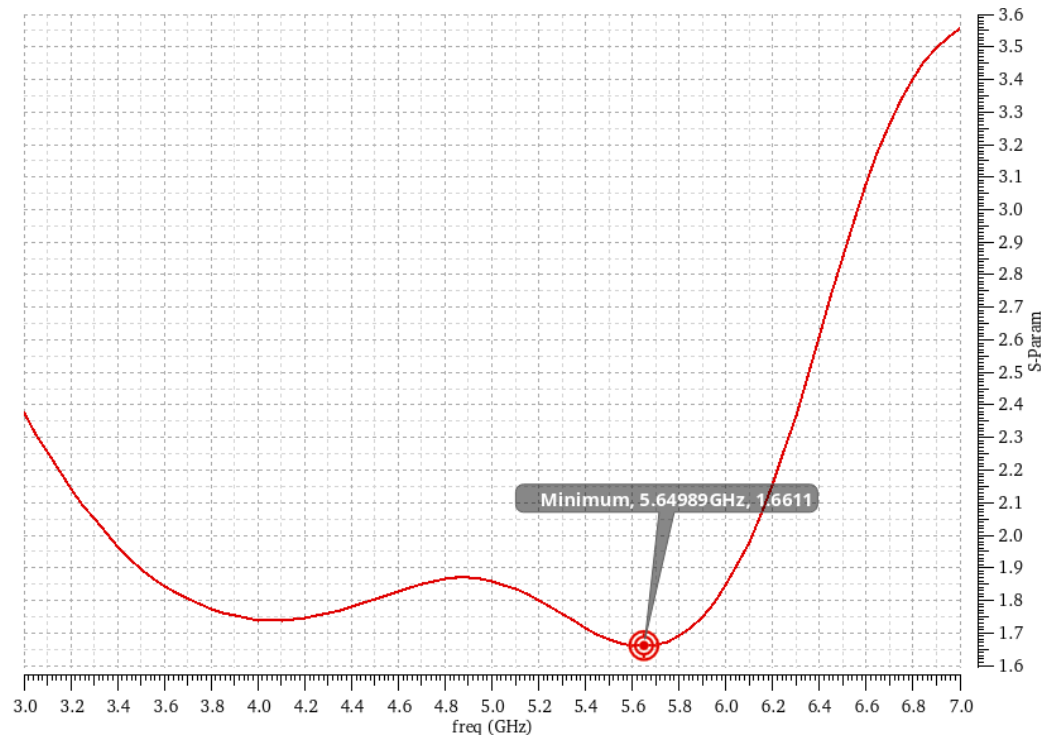
Εικόνα 4-32 Σημείο συμπίεσης 1dB ίσο με 16.8 dBm

ipnCurves



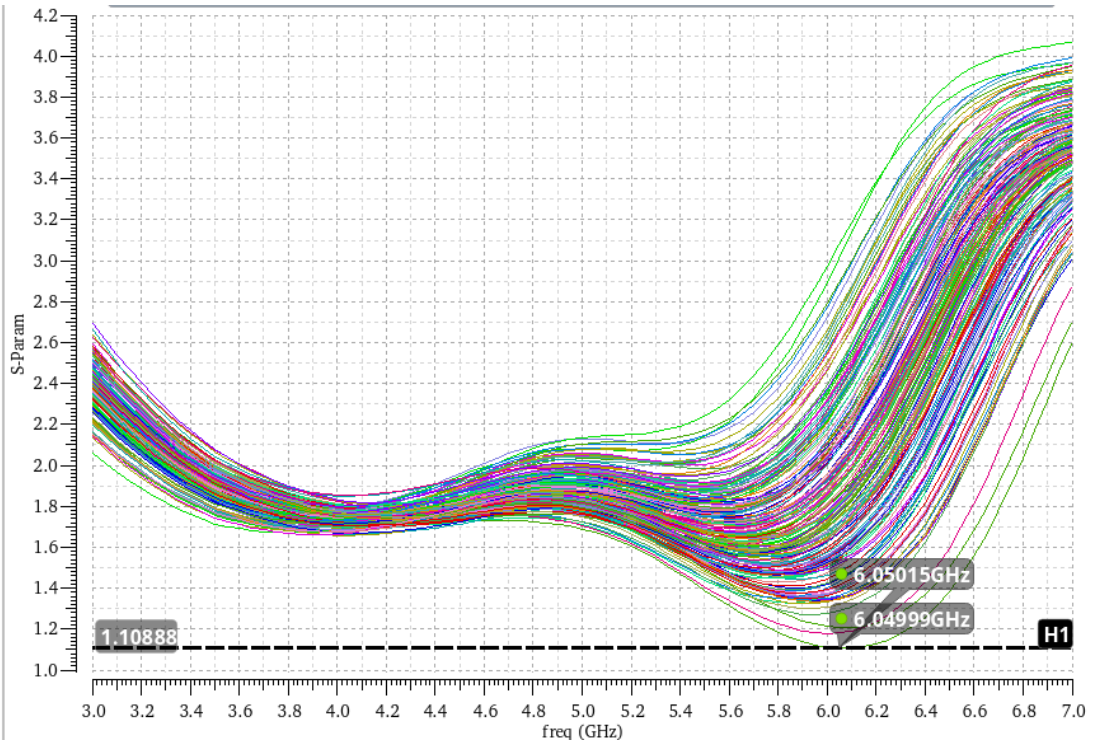
Εικόνα 4-33 OIP3 ίσο με 30.6 dBm

Kf



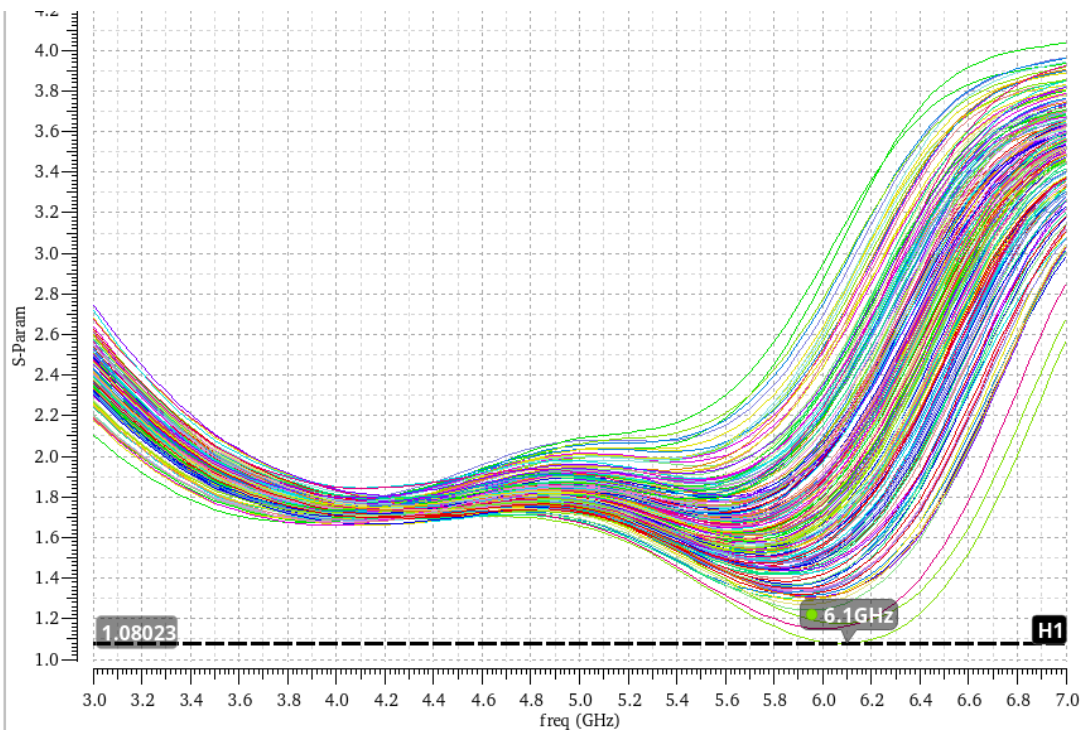
Εικόνα 4-34 Παράγοντας-k

KF

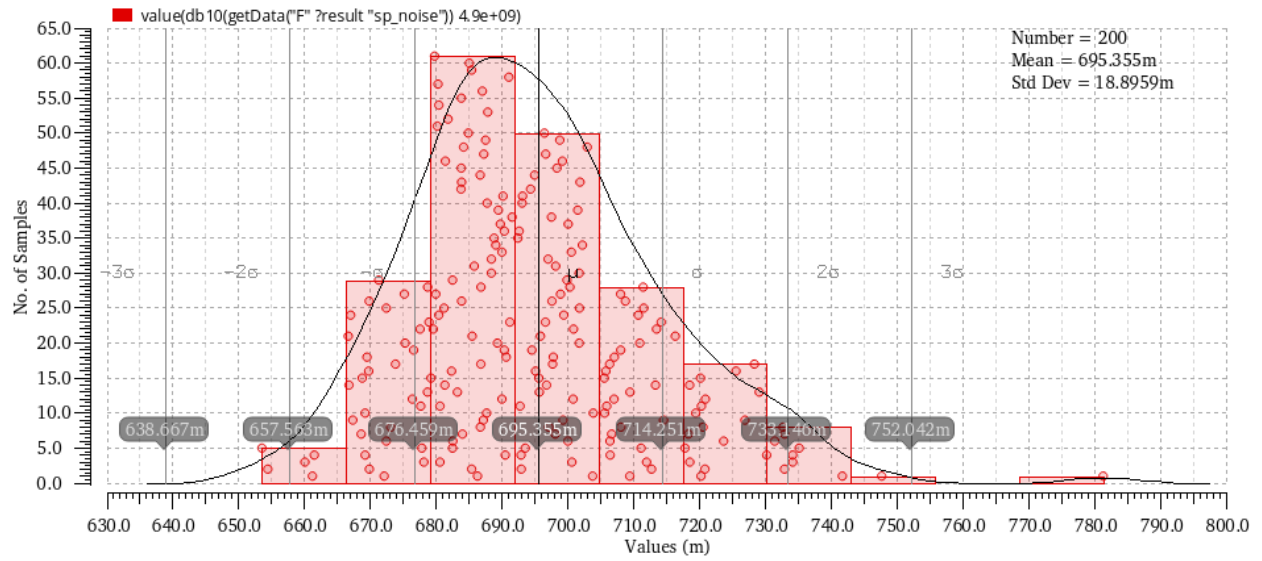


Εικόνα 4-35 Παράγοντας-k με 200 σημεία στο Monte Carlo για κανονικές συνθήκες λειτουργίας

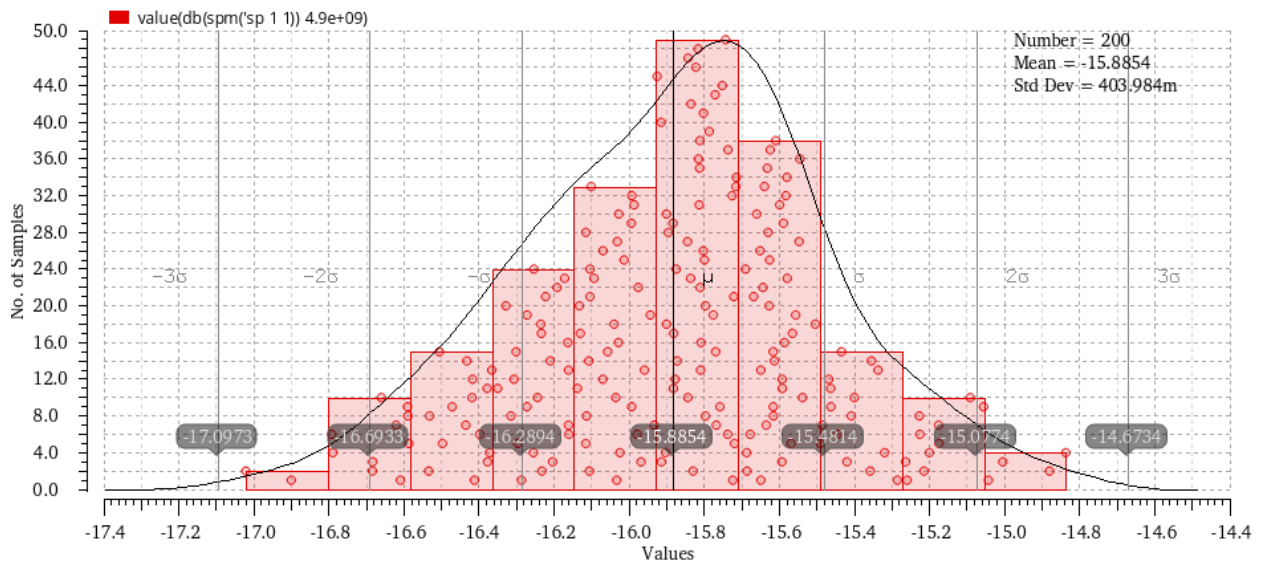
KF



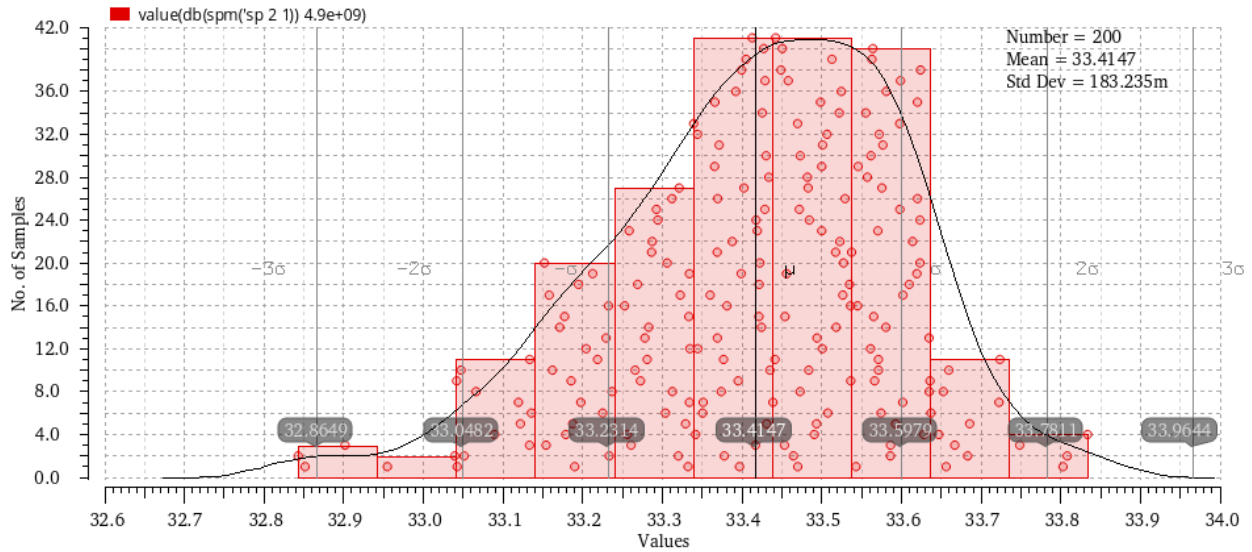
Εικόνα 4-36 Παράγοντα-k με 200 σημεία στο Monte Carlo για χαμηλή θερμοκρασία και υψηλή τάση τροφοδοσίας



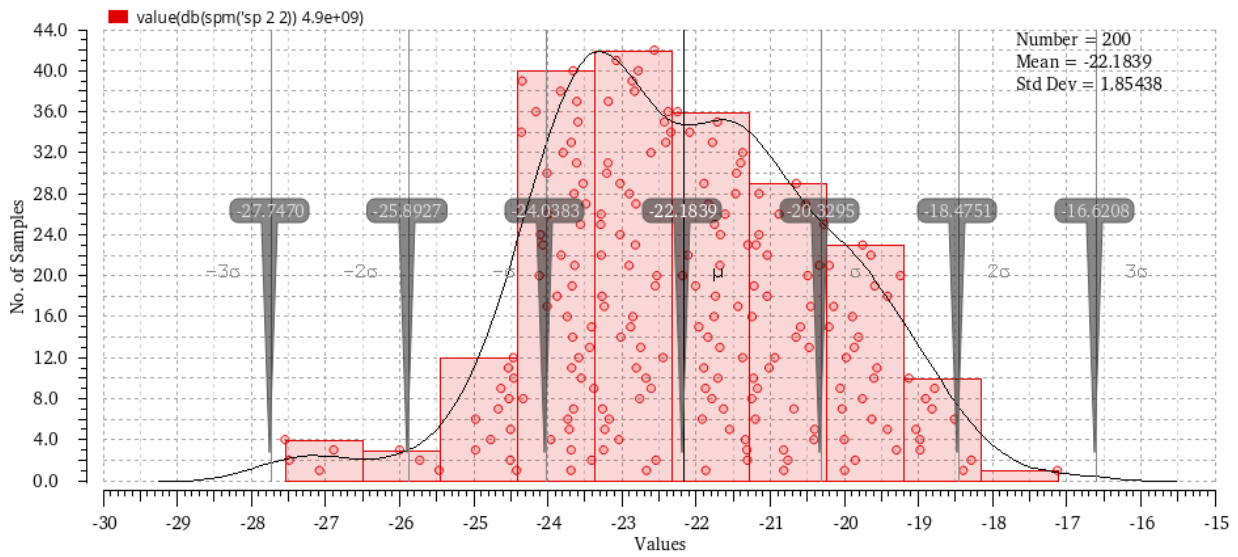
Εικόνα 4-37 Monte Carlo με 200 σημεία για NF



Εικόνα 4-38 Monte Carlo με 200 σημεία για S11



Εικόνα 4-39 Monte Carlo με 200 σημεία για S_{21}



Εικόνα 4-40 Monte Carlo με 200 σημεία για S_{22}

Πίνακας 4-1 Γραμμικότητα με διακυμάνσεις σε θερμοκρασία και τάση τροφοδοσίας

°C, V	OIP3 (dBm)	OP1dB (dBm)
45, 3	30.6	16.8
0, 3	32.1	17.8
115, 3	28	15

45, 2.85	28.3	15
45, 3.15	32	17.1

4.5 Σύγκριση Αποτελεσμάτων

Στον Πίνακα 4-2 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του σχηματικού και της φυσικής σχεδίασης σε σύγκριση με τις προδιαγραφές που δόθηκαν εξαρχής.

Παρατηρούμε ένας γενικότερο συμβιβασμό μεταξύ των χαρακτηριστικών του κυκλώματος. Συγκεκριμένα, θέλοντας να ελαχιστοποιήσουμε την πιθανότητα αστάθειας που θα οδηγούσε το κύκλωμα σε ταλαντώσεις, έπρεπε να μεγιστοποιήσουμε τον παράγοντα k . Όπως παρατηρείται, η ελάχιστη τιμή του είναι αρκετά υψηλότερη από την προτεινόμενη προδιαγραφή, μιας που το ρίσκο είναι μεγάλο. Παρόλα αυτά, η άυξηση αυτή του k επιτεύχθηκε με τον συμβιβασμό στην τιμή του κέρδους (S_{21}), η οποία είναι λίγο χαμηλότερη από την προτεινόμενη προδιαγραφή. Επιπρόσθετα, η τιμή του S_{11} κυμαίνεται οριακά στην προτεινόμενη προδιαγραφή. Αυτό συνέβη λόγω της τοποθέτησης του ESD στην είσοδο του τσιπ και το αποτέλεσμα ήταν αναπόφευκτο. Γενικότερα, η είσοδος του κυκλώματος είναι πολύ ευαίσθητη σε αλλαγές, μιας που το σημαντικότερο χαρακτηριστικό του ενισχυτή είναι ο χαμηλός θόρυβος (Noise Figure) και η οποιαδήποτε επιπρόσθετη απώλεια στην είσοδο οδηγεί σε επιβάρυνση του συντελεστή θορύβου.

Τέλος, κρίνοντας από την σχετική ομοιότητα στα αποτελέσματα των δύο τελευταίων στηλών, η φυσική σχεδίαση έγινε με επιτυχία, χωρίς κάποια ιδιαίτερη θυσία ή συμβιβασμό.

Πίνακας 4-2 Σύγκριση Αποτελεσμάτων

	Προδιαγραφή	Σχηματικό	Φυσική Σχεδίαση
Κατανάλωση (mW)	< 250	255	243
Noise Figure (mdB)	< 1.1 (incl. switch)	688	691
S_{11} (dB)	< -16	-16.5	-15.8
S_{21} (dB)	34	33.2	33.5
S_{22} (dB)	< -15	-19.5	-23.1
Παράγοντας- k	> 1.2	1.63	1.66

OIP3 (dBm)	> +31	30.9	30.6
OP1dB (dBm)	> +15	16.8	16.8

5 Μελλοντική Εργασία

Τα επόμενα βήματα φυσικά περιλαμβάνουν τη μέτρηση του ολοκληρωμένου κυκλώματος, με στόχο να επιβεβαιωθούν να αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Συνεπώς, η σχεδίαση και συναρμολόγηση του PCB, πάνω στο οποίο θα τοποθετηθεί το ολοκληρωμένο, είναι υψίστης σημασίας. Συγκεκριμένα:

1. Το πηνίο εισόδου L_b απαιτεί αρκετά υψηλό Q , με στόχο την ελάχιστη δυνατή συνεισφορά θορύβου στην είσοδο του κυκλώματος. Έχοντας ως δεδομένο τη σχετικά μεγάλη του τιμή (της τάξης nH), είναι απαραίτητη η τοποθέτηση του πηνίου εκτός ολοκληρωμένου κυκλώματος, μιας που τιμές του Q υψηλότερες του 100 είναι αδύνατο να επιτευχθούν εντός. Οι επιλογές, συνεπώς, είναι δύο: είτε SMD πηνίο (surface mount inductor), είτε σχεδίασή του με γραμμές μεταφοράς (microstrip με βραχυκυκλωμένο στέλεχος) πάνω στο PCB.
2. Θα πρέπει στο μονοπάτι του PCB για την τροφοδοσία να τοποθετηθούν θέσεις για decoupling πυκνωτές.
3. Μια ακόμα σημαντική συνεισφορά στην ακρίβεια των αποτελεσμάτων είναι η προσθήκη open-short-thru de-embedding για τα RF μονοπάτια που απλώς εξυπηρετούν στο routing, επιβαρύνοντας τα αποτελέσματα με ανεπιθύμητες απώλειες. Με τη διαδικασία αυτή, υπολογίζονται οι S-παράμετροι των περιττών αυτών γραμμών και αφαιρούνται αργότερα από τις μετρήσεις του ολοκληρωμένου.

Πίνακας των Εικόνων

Εικόνα 1-1 Βασική Αρχιτεκτονική RF Δέκτη	14
Εικόνα 1-2 Γραφική αναπαράσταση σημείων συμπίεσης και ορισμών δυναμικής εμβέλειας	18
Εικόνα 1-3 Προσαρμογή L-τμήματος.....	20
Εικόνα 1-4 Μετατροπή σύνθετης αντίστασης από το σύνθετο επίπεδο στον Z Χάρτη Smith	21
Εικόνα 2-1 Πηνίο Εκφυλισμού και Πηνίο Προσαρμογής της εισόδου	28
Εικόνα 3-1 Αλυσίδα σχεδίασης.....	31
Εικόνα 3-2 Πρώτο στάδιο.....	34
Εικόνα 3-3 Δεύτερο στάδιο.....	36
Εικόνα 3-4 Δίκτυο προσαρμογής της εισόδου	37
Εικόνα 3-5 Φυσική σχεδίαση πηνίου εκφυλισμού πρώτου σταδίου	37
Εικόνα 3-6 Ισοδύναμη αντίσταση εισόδου.....	38
Εικόνα 3-7 Ενδιάμεση προσαρμογή	39
Εικόνα 3-8 Μετασχηματιστής ενδιάμεσης προσαρμογής	39
Εικόνα 3-9 Προσαρμογή της εξόδου	40
Εικόνα 3-10 Μετασχηματιστής προσαρμογής της εξόδου.....	40
Εικόνα 3-11 Ισοδύναμη αντίσταση εξόδου	41
Εικόνα 3-12 Κύκλωμα Πόλωσης Πρώτου Σταδίου	42
Εικόνα 3-13 Κύκλωμα Πόλωσης Δευτέρου Σταδίου.....	42
Εικόνα 3-14 Κύκλωμα Πόλωσης Κασκοδικών Τρανζίστορς Δευτέρου Σταδίου	43
Εικόνα 3-15 Pad Εισόδου με Δίοδο για ESD Προστασία	43
Εικόνα 3-16 Pad Τροφοδοσίας.....	44
Εικόνα 3-17 Pad Γείωσης.....	44
Εικόνα 3-18 Συνολική κατανάλωση ρεύματος με τροφοδοσία 3V	45
Εικόνα 3-19 Θόρυβος	46
Εικόνα 3-20 S_{11}	46
Εικόνα 3-21 S_{21}	47
Εικόνα 3-22 S_{22}	47

Εικόνα 3-23 Σημείο Συμπίεσης 1-dB ίσο με 16.81 dBm.....	48
Εικόνα 3-24 OIP3 ίσο με 30.9 dBm	48
Εικόνα 3-25 Παράγοντας k.....	49
Εικόνα 4-1 Στοιβα Μετάλλων	50
Εικόνα 4-2 Φυσική σχεδίαση πρώτου σταδίου	51
Εικόνα 4-3 Φυσική σχεδίαση της πόλωσης του δεύτεροτ σταδίου που λειτουργεί ως μεσαία λήψη στον μετασχηματιστή ενδιάμεσης προσαρμογής.....	51
Εικόνα 4-4 Φυσική σχεδίαση του διαφορικού και πλήρως συμμετρικού δευτέρου σταδίου	52
Εικόνα 4-5 Τα διάφορα τμήματα καλωδίωσης.....	52
Εικόνα 4-6 Φυσική σχεδίαση πηνίου εκφυλισμού δευτέρου σταδίου	53
Εικόνα 4-7 Φυσική σχεδίαση του ενισχυτή	53
Εικόνα 4-8 Βασικοί Κανόνες Σχεδίασης.....	54
Εικόνα 4-9 DRC-clean.....	55
Εικόνα 4-10 Αποτελέσματα LVS	56
Εικόνα 4-11 ANTDR-clean	57
Εικόνα 4-12 ERC-clean.....	57
Εικόνα 4-13 N-ports S-παραμέτρων του Sonnet.....	58
Εικόνα 4-14 Συνολική κατανάλωση ρεύματος	59
Εικόνα 4-15 NF και NF_{min}	60
Εικόνα 4-16 G_{min} πλάτος και φάση	60
Εικόνα 4-17 Μετατροπή σε ισοδύναμη αντίσταση θορύβου.....	61
Εικόνα 4-18 Ισοδύναμη αντίσταση εισόδου	61
Εικόνα 4-19 Ισοδύναμη αντίσταση εξόδου	62
Εικόνα 4-20 NF με διακυμάνσεις στην τροφοδοσία	62
Εικόνα 4-21 NF με διακυμάνσεις στην θερμοκρασία	63
Εικόνα 4-22 NF για τα δύο μοντέλα των τρανζίστορς.....	63
Εικόνα 4-23 S_{11} με διακυμάνσεις στην τροφοδοσία	64
Εικόνα 4-24 S_{11} με διακυμάνσεις στην θερμοκρασία	64
Εικόνα 4-25 S_{11} για τα δύο μοντέλα των τρανζίστορς.....	65
Εικόνα 4-26 S_{21} με διακυμάνσεις στην τροφοδοσία	65

Εικόνα 4-27 S_{21} με διακυμάνσεις στην θερμοκρασία	66
Εικόνα 4-28 S_{21} για τα δύο μοντέλα των τρανζίστορς.....	66
Εικόνα 4-29 S_{22} με διακυμάνσεις στην τροφοδοσία.....	67
Εικόνα 4-30 S_{22} με διακυμάνσεις στην θερμοκρασία	67
Εικόνα 4-31 S_{22} για τα δύο μοντέλα των τρανζίστορς.....	68
Εικόνα 4-32 Σημείο συμπίεσης 1dB ίσο με 16.8 dBm.....	68
Εικόνα 4-33 OIP3 ίσο με 30.6 dBm	69
Εικόνα 4-34 Παράγοντας-k.....	69
Εικόνα 4-35 Παράγοντας-k με 200 σημεία στο Monte Carlo για κανονικές συνθήκες λειτουργίας.....	70
Εικόνα 4-36 Παράγοντα-k με 200 σημεία στο Monte Carlo για χαμηλή θερμοκρασία και υψηλή τάση τροφοδοσίας.....	70
Εικόνα 4-37 Monte Carlo με 200 σημεία για NF.....	71
Εικόνα 4-38 Monte Carlo με 200 σημεία για S_{11}	71
Εικόνα 4-39 Monte Carlo με 200 σημεία για S_{21}	72
Εικόνα 4-40 Monte Carlo με 200 σημεία για S_{22}	72

Βιβλιογραφία

- [1] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic circuits*. New York: Oxford University Press, 2016.
- [2] P. R. Gray, R. G. Meyer, P. j. Hurst, and S. H. Lewis, *Analysis and design of analog integrated circuits*. New York: J. Wiley, 2009.
- [3] S. Voinigescu, *High-frequency integrated circuits*. Cambridge: Cambridge University Press, 2013.
- [4] H. Darabi, *Radio frequency integrated circuits and systems*. Cambridge: Cambridge University Press, 2015.
- [5] D. K. Sheffer and T. H. Lee, *A 1.5 V, 1.5 GHz CMOS low-noise amplifier*, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, no. 5, pp. 745–759, May 1997.
- [6] H. T. Friis, *Noise Figures of Radio Receivers*, Proc. IRE, Vol. 32, No. 7, July 1944. pp. 419-422.
- [7] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*, 2nd edition, Prentice Hall, 1996.
- [8] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall International Series in the Physical and Chemical Engineering Sciences, Pearson Education, 2011.
- [9] Fouad, Hafez, et al. "A comparison of CMOS and BJT RF-LNAs." Radio Science Conference, 2002.(NRSC 2002). Proceedings of the Nineteenth National. IEEE, 2002
- [10] Min, B. W., & Rebeiz, G. M. (2007). Ka-band SiGe HBT low noise amplifier design for simultaneous noise and input power matching. IEEE microwave and wireless components letters, 17(12), 891-893.
- [11] J. Yuan, *SiGe, GaAs, and InP heterojunction bipolar transistors*. Wiley, 1999
- [12] Che-Hong Liao and Huey-Ru Chuang, *A 5.7-GHz 0.18[μm CMOS gain-controlled differential LNA with current reuse for WLAN receiver*, IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 13, pp. 526-528., Dec2003.
- [13] J. Sadowy, J. Graffeuil, E. Tournier, L. Escotte, and R. Plana, *Advanced design of high linearity, low noise amplifier for WLAN using a SiGe BiCMOS technology*, IEEE RFIC Symposium, pp. 217-220. Jun 2002.

- [14] J. J. Zhou and David J. Allstot, *Monolithic Transformers and Their Application in a Differential CMOS RF Low-Noise Amplifier*, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, pp.2020-2027, Dec.1998.
- [15] A. Rofougaran et al., *A 1 GHz CMOS RF front-end IC for a directconversion wireless receiver*, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 31, pp. 880–889, July 1996.
- [16] T. Chong et al., *Low Noise Design and Performance of a 1.6-2.2GHz Low-Noise, High Gain Dual Amplifier in GaAs E-pHEMT*, proc. AsiaPacific Microwave Conf 2005, pp.1-4
- [17] O. Boric-Lucbeke et al., *Si-MMIC BiCMOS Low-noise high linearity amplifiers for base-station applications*, proc. Asia-Pacific Microwave Conf. pp.181-184, 2000
- [18] W. van Noort, et al., *BiCMOS Technology Improvements for Microwave Application*, proc. BCTM 2008, pp.93-96
- [19] A. Ismail and A. A. Abidi, *A 3-10-GHz low-noise amplifier with wideband LC-ladder matching network*, in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, no. 12, pp. 2269-2277, Dec. 2004.
- [20] J. R. Long, *Monolithic Transformers for Silicon RF IC Design*, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, no. 9, pp. 1368–1382, September 2000.