



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ηλεκτρονικής, Επικοινωνιών και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Ηλεκτρονικής

Σχεδίαση Ολοκληρωμένου ευρυζωνικού Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου
εύρους λειτουργίας 1-7 GHz σε τεχνολογία CMOS 65nm

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Ε. Κάιλας

Επιβλέπων: Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2020



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Ηλεκτρονικής, Επικοινωνιών και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Ηλεκτρονικής

Σχεδίαση Ολοκληρωμένου ευρυζωνικού Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου
εύρους λειτουργίας 1-7 GHz σε τεχνολογία CMOS 65nm

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Ε. Κάιλας

Επιβλέπων: Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τη 15η Ιουλίου 2020.

.....
Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ε. Συκάς
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ι. Ρουσσάκη
Επίκουρη Καθηγήτρια ΕΜΠ

.....
Κωνσταντίνος Ε. Κάλιας
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός ΕΜΠ.

© (2020) Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο.
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All right 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 αναφέραται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

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

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται παρουσίαση της μεθοδολογίας σχεδίασης ολοκληρωμένων ενισχυτών ραδιοφωνικών συχνοτήτων σε τεχνολογία CMOS. Παρουσιάζονται οι τεχνικές σχεδίασης, οι προδιαγραφές που τίθενται κατά τη σχεδίαση και οι προκλήσεις που θέτει η συνεχώς αυξανόμενη κλίμακα ολοκλήρωσης στη σχεδίαση ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Το κυριο τμήμα της εργασίας αποτελεί η πλήρης σχεδίαση ενός ευρυζωνικού Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου σε τεχνολογία CMOS 65nm, με συχνότητα λειτουργίας το εύρος 1-7GHz με μέση τιμή θορύβου 2.3 dB και υψηλή γραμμικότητα, αξιοποιήσιμο για διάφορες εφαρμογές αυτού του εύρους συχνοτήτων (Bluetooth, Cellular networks, WiFi κτλ). Το σχεδιασμένο κύκλωμα εμφανίζει χαμηλό συντελεστή θορύβου NF και υψηλή γραμμικότητα σε σχέση με ήδη υπάρχουσες υλοποιήσεις.

Λέξεις Κλειδιά: Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου, ευρυζωνικός, 65nm, CMOS

Abstract

This thesis reviews the methodology used to design integrated Low Noise Amplifiers in CMOS processes. Design techniques, specifications and challenges that arise due to continuously increasing scale of integration are mentioned. The main part of the thesis is focused on the design in 65nm CMOS process of a wideband, 2.3 dB average NF, high linear Low Noise Amplifier, that can be used in various applications (such as Bluetooth, Cellular networks, Wifi etc). The results of the design circuit are successfully compared with existing implementations, exhibiting better noise and linearity performance.

Key words: Low Noise Amplifier, wideband, 65nm, CMOS

“Study hard what interests you the most in the most undisciplined, irreverent and original manner possible.”

— Richard Feynmann

Στους γονείς μου,
Παναγιώτα και Μανώλη

Ευχαριστίες

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

Θα ήθελα να ευχαριστήσω πρώτα και κύρια τον επιβλέποντα καθηγητή μου, Ιωάννη Παπανάνο, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε με την ανάθεση ενός τόσο ενδιαφέροντος θέματος διπλωματικής εργασίας, αλλά και γιατί με τη διδασκαλία του και τις συμβουλές του κατά τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας, μου έδωσε ακόμη μεγαλύτερο κίνητρο να ασχοληθώ με το ενδιαφέρον αντικείμενο της μικροηλεκτρονικής.

Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Γεράσιμο Θεοδωράτο για τις πολύτιμες συμβουλές και την καθοδήγηση που μου παρείχε. Η συμβολή του στην ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής, ήταν το δίχως άλλο καταλυτική. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τους Φίλιππο Γοζαδίνο, Γεράσιμο Βλαχογιαννάκη, Μάρκο Κοκαβέση καθώς και τα υπόλοιπα παιδιά στην εταιρεία μικροηλεκτρονικής ADVEOS. Η βοήθεια τους και οι ατέρμονες συζητήσεις μας περί ηλεκτρονικής, αποτέλεσαν το ιδανικό περιβάλλον για τα πρώτα βήματα ενός νέου μηχανικού.

Σε αυτό το σημείο δε θα μπορούσα να ξεχάσω τους συμφοιτητές αλλά και καλούς φίλους Δημοσθένη Θεοφιλάτο, Κωνσταντίνο Κανελλόπουλο, Κωνσταντίνο Σαμπάνη, Ιωάννη Βενετίδη, Κωνσταντίνο Δήμο και Πέννυ Δούσκα, με τους οποίους μοιραστήκαμε όνειρα, χαρές και δυσκολίες κατά τη διάρκεια των σπουδών μας.

Τέλος και πάνω από όλους θα ήθελα να ευχαριστήσω τους παιδικούς μου φίλους Γιώργο, Νίκο, Φώτη, Θανάση και Νίκο καθώς και την οικογένεια μου, και ιδιαίτερα τους γονείς μου, Παναγιώτα και Μανώλη, για την αδιάκοπη στήριξη που μου παρέχουν σε ότι έχω επιχειρήσει μέχρι σήμερα. Αποτελούν για μένα τη μεγαλύτερη πηγή κινήτρου και σταθερά αναφοράς στη ζωή μου.

Περιεχόμενα

1	<u>Εισαγωγή</u>	14
2	<u>Βασικές Έννοιες στη σχεδίαση RF Συστημάτων</u>	16
2.1	Παράμετροι Σκέδασης	16
2.2	Γραμμικότητα	19
2.2.1	Παραμόρφωση λόγω ανώτερων αρμονικών	20
2.3	Θόρυβος	24
2.3.1	Θόρυβος στο πεδίο του χρόνου	24
2.3.2	Θόρυβος στο πεδίο της συχνότητας	24
3	<u>Θεωρία Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου</u>	28
3.1	Ανάλυση Επιλεγμένης Τοπολογίας	28
3.1.1	Κέρδος Τάσης σε χαμηλές συχνότητες	29
3.1.2	Αντίσταση Εισόδου σε χαμηλές συχνότητες	31
3.1.3	Συντελεστής Θορύβου NF	32
3.1.4	Ακύρωση Παραμόρφωσης Τρίτης Τάξης	35
4	<u>Σχεδίαση και Επίδοση Ευρυζωνικού Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου σε τεχνολογία CMOS 65nm</u>	39
4.1	Στοιχεία της Τεχνολογίας IBM CMOS 65nm cmos10lpe	39
4.1.1	Αντιστάσεις	39
4.1.2	Πυκνωτές	41
4.1.3	Πηνία	42
4.1.4	MOS Τρανζίστορ	43
4.2	Διαδικασία Σχεδίασης και Επίδοση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου	45
4.2.1	Προσαρμογή εισόδου	49
4.2.2	Επίδοση Θορύβου	50

4.2.3	Κέρδος Τάσης	52
4.2.4	Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης-IP ₃	53
4.3	Επίδοση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου σε ακραίες θερμοκρα- σίες και διαδικασίες τύπωσης	58
4.3.1	Πρόσαρμογή Εισόδου Over Corner-Temperature	59
4.3.2	Επίδοση Θορύβου Over Corner-Temperature	60
4.3.3	Κέρδος Τάσης Over Corner-Temperature	61
4.3.4	Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης Over Corner-Temperature	62
4.4	Σύγκριση με υπάρχουσες υλοποιήσεις	62
5	Επίλογος	64
5.1	Σύνοψη και Συμπεράσματα	64
5.2	Μελλοντικές Επεκτάσεις	64

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Ζωνές Συχνοτήτων και ενδεικτικές εφαρμογές	14
1.2	Εξάγωνο της σχεδίασης σε RF συχνότητες	15
2.1	Απεικόνιση Δίθυρου Στοιχείου	16
2.2	Απεικόνιση των τεσσάρων Παραμέτρων Σκέδασης	18
2.3	Απεικόνιση Δέκτη για υπολογισμό S_{11}	18
2.4	(α) Επεκτατική και (β) συμπιεστική συμπεριφορά	21
2.5	Ορισμός του σημείου συμπίεσης κατά 1 dB	21
2.6	Παράγωγα λόγω ενδοδιαμόρφωσης σε ένα τεστ δύο τόνων	23
2.7	Ορισμός του Σημείο παρεμβολής Τρίτης Τάξης IP_3	23
2.8	(α) Τησενιν και (β) Νορτον Ισοδύναμα μοντέλα για θερμικό θόρυβο	25
2.9	Θερμικός θόρυβος καναλιού MOSFET ως (α) πηγή ρεύματος (β) πηγή τάσης	26
2.10	(α) Κεραία ακολουθούμενη από LNA, (β) ισοδύναμο κύκλωμα	26
3.1	Απεικόνιση τεχνικής ακύρωσης θορύβου	28
3.2	Απλοποιημένο μοντέλο προτεινόμενης τοπολογίας	29
3.3	Μοντέλο μικρού σήματος για υπολογισμό κέρδους τάσης	30
3.4	Μοντέλο μικρού σήματος για υπολογισμό αντίστασης εισόδου	31
3.5	Μοντέλο θορύβου με όλες τις πηγές θορύβου του κυκλώματος	32
3.6	Μοντέλα θορύβου για κάθε στοιχείο ξεχωριστά	32
3.7	Ενισχυτής κοινής πύλης για ανάλυση παραμόρφωσης	36
4.1	Μεταβολή κάθε τύπου αντίστασης με τη συχνότητα	40
4.2	Μεταβολή κάθε τύπου αντίστασης με τη θερμοκρασία σε συχνότητα 5 GHz	40
4.3	Μεταβολή κάθε τύπου πυκνωτή σε σχέση με τη συχνότητα	41
4.4	Quality factor επιλεγμένου πηνίου	42
4.5	F_{max} επιλεγμένου τρανζίστορ	44
4.6	Φμαξ για διαφορετικές τιμές ρεύματος πόλωσης για $\Omega/\Lambda=50\mu\text{m}/60\text{nm}$	45
4.7	Διάγραμμα ροής για τη διαδικασία σχεδίασης	46
4.8	Ολοκληρωμένο Σχηματικό Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου	48
4.9	Testbench Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου	48

4.10 Προσαρμογή εισόδου χωρίς βοηθητικό πηνίο στην είσοδο	49
4.11 Προσαρμογή εισόδου με βοηθητικό πηνίο στην είσοδο	50
4.12 Συντελεστής Θορύβου NF	51
4.13 Συντελεστής Θορύβου NF απεργοποιώντας την ακύρωση θορύβου	52
4.14 Κέρδος τάσης Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου	53
4.15 Διαγωγιμότητα 1 ^{ης} , 2 ^{ης} και 3 ^{ης} τάξης τρανζίστορ M ₃	54
4.16 Διαγωγιμότητα 1 ^{ης} , 2 ^{ης} και 3 ^{ης} τάξης τρανζίστορ M ₄	54
4.17 Συνδεσμολογία για μέτρηση διαγωγιμοτήτων ανώτερης τάξης	55
4.18 Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για $f_1 - f_2 = 50\text{MHz}$	56
4.19 Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για $f_1 - f_2 = 100\text{MHz}$	56
4.20 Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για $f_1 - f_2 = 150\text{MHz}$	57
4.21 Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για $f_1 - f_2 = 200\text{MHz}$	57
4.22 Σημείο παρεμβολή τρίτης τάξης συναρτήσει απόστασης συχνοτήτων	58
4.23 Προσαρμογή στην Είσοδο Over Corner-Temperature	59
4.24 Συντελεστής Θορύβου NF Over Corner-Temperature	60
4.25 Κέρδος Τάσης Over Corner-Temperature	61

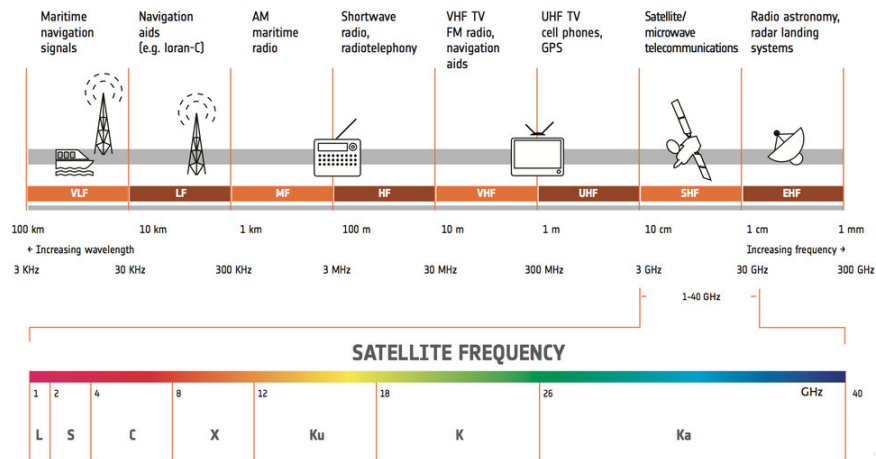
Κατάλογος Πινάκων

4.1	Μοντέλα MOS τρανζίστορ τεχνολογίας cmos10lpe	43
4.2	Διαστασιολόγηση Στοιχείων	47
4.3	Τιμές Στοιχείων	47
4.4	Προσαρμογή στην Είσοδο Monte Carlo Process-Mismatch	59
4.5	Συντελεστής Θορύβου NF Monte Carlo Process-Mismatch	60
4.6	Κέρδος Τάσης Monte Carlo Process-Mismatch	61
4.7	Τιμές IIP_3 Over Corner-Temperature	62
4.8	Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης Monte Carlo Process-Mismatch	62
4.9	Σύγκριση σχεδιασμένου ενισχυτή με υπάρχουσες υλοποιήσεις	63

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Στην εποχή μας οι ασύρματες επικοινωνίες θα μπορούσαν ίσως να χαρακτηριστούν ως ένα από τα πλέον αναπόσπαστα εργαλεία της ανθρώπινης δραστηριότητας. Καλύπτοντας ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών από λίγα kHz (π.χ στρατιωτικές εφαρμογές) έως πολλά GHz (π.χ αστρονομία), όπως φαίνεται στο σχήμα 1.1, έχουν καταφέρει να "μηδενίσουν" τις αποστάσεις μεταξύ των χρηστών δίνοντας τεράστια ώθηση, μέσω της μεταφοράς/ανταλλαγής πληροφορίας, στην ανάπτυξη του σύγχρονου πολιτισμού. Χαρακτηριστικότερο παράδειγμα αποτελούν οι συσκευές κινητής τηλεφωνίας, οι οποίες είναι η επιτομή της χρήσης κυκλωμάτων που λειτουργούν σε ραδιοφωνικές συχνότητες. Ωστόσο οι ραδιοφωνικές συχνότητες βρίσκουν ευρεία εφαρμογή σε αισθητήρες(όλων των τύπων), συσκευές Bluetooth, Wi-Fi, στην Ιατρική κτλ.

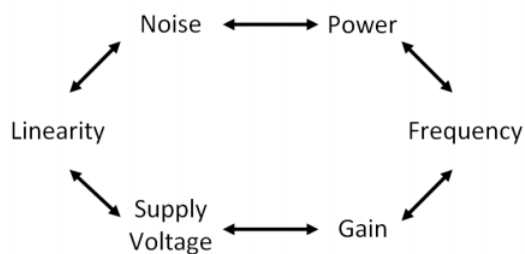


Σχήμα 1.1: Ζώνες Συχνοτήτων και ενδεικτικές εφαρμογές

Η βασική αιτία της ολοένα και αυξανόμενης "εισβολής" των RFIC (Radio Frequency Integrated Circuits) στην καθημερινότητά μας οφείλεται κυρίως στην κλιμάκωση των CMOS τεχνολογιών

σε μικρότερα μήκη καναλιού, καθιστώντας τα τρανζίστορ ικανά να λειτουργούν αποδοτικά σε ολοένα και υψηλότερες συχνότητες.

Οι Ενισχυτές Χαμηλού Θορύβου αποτελούν ένα από τα πιο σημαντικά κυκλώματα της αρχιτεκτονικής ενός Δέκτη και επομένως η βελτιστοποίησή τους κρίνεται αναγκαία. Ωστόσο η επίδοση τους κρίνεται από διαφορετικούς παράγοντες, οι οποίοι πολλές φορές έχουν αντιφατική φύση μεταξύ τους, οδηγώντας στο λεγόμενο εξάγωνο της σχεδίασης σε RF συχνότητες που φαίνεται στο σχήμα 1.2. Αναλόγα με τις ανάγκες κάθε εφαρμογής ο σχεδιαστής καλείται πολλές φορές να επιλέξει σε ποιον τομέα σχεδίασης θα ρίξει μεγαλύτερο βάρος "θυσιάζοντας" ωστόσο την επίδοση του ενισχυτή σε άλλους τομείς που κρίνονται λιγότερο σημαντικοί. Για παράδειγμα μια εφαρμογή που χρειάζεται να έχει πολύ μικρή κατανάλωση μπορεί να αναγκάσει το σχεδιαστή/μηχανικό να κάνει υποχώρηση στην επίδοση σε κάποιο άλλο τομέα πχ επίδοση θορύβου, κέρδος κτλ.



Σχήμα 1.2: Εξάγωνο της σχεδίασης σε RF συχνότητες

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται η θεωρητική ανάλυση, σχεδίαση και επίδοση ενός ευρυζωνικού Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου που λειτουργεί στο φάσμα [1-7] GHz ικανός να εξυπηρετήσει διαφορετικές εφαρμογές που λειτουργούν στη συγκεκριμένη περιοχή όπως δίκτυα κινητής τηλεφωνίας, Wi-Fi δίκτυα, Bluetooth κτλ. Το συγκριτικό πλεονέκτημα χρησιμοποίησης ενός ευρυζωνικού ενισχυτή χαμηλού θορύβου για την κάλυψη πολλών καναλιών επικοινωνίας έναντι της κλασσικής τοπολογίας κοινής πηγής με επαγωγικό εκφυλισμό (Common Source with Inductive Degeneration) είναι ο πολύ λιγότερος χώρος που θα καταλάβει ο ενισχυτής κατά τη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος (layout) μειώνοντας σημαντικά το κόστος. Η επίτευξη επομένως παρόμοιων χαρακτηριστικών λειτουργίας με αυτών της προαναφερθείσας τοπολογίας αποτελεί μια πρόκληση για τους σχεδιαστές σήμερα. Η διπλωματική εργασία τώρα είναι οργανωμένη ως εξής. Στο Κεφάλαιο 2 γίνεται μια εισαγωγή στην σχεδίαση RF συστημάτων, παρουσιάζοντας έννοιες που χρειάζεται ένας σχεδιαστής να λάβει υπόψιν του όταν σχεδιάσει ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Στο Κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται η θεωρητική ανάλυση της επιλεχθείσας τοπολογίας ενώ στο Κεφάλαιο 4 η τελική επίδοση του ενισχυτή σε τυπικές και μη συνθήκες λειτουργίας. Τέλος στο Κεφάλαιο 5 ακολουθούν τα συμπεράσματα καθώς και προτάσεις για μελλοντική ενασχόληση και βελτιστοποίηση του κυκλώματος.

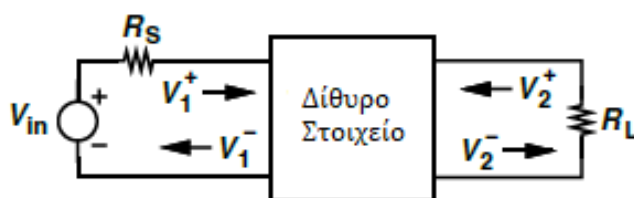
Κεφάλαιο 2

Βασικές Έννοιες στη σχεδίαση RF Συστημάτων

Η σχεδίαση συστημάτων βασίζεται σε διάφορα επιστημονικά πεδία όπως θεωρία σημάτων, ηλεκτρομαγνητισμό, μικροκυματική θεωρία και θεωρία τηλεπικοινωνιών. Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει αναφορά στις βασικές έννοιες χαρακτηρισμού αυτών των συστημάτων και ειδικότερα σε έννοιες χαρακτηρισμού των ενισχυτών χαμηλού θορύβου.

2.1 Παράμετροι Σκέδασης

Ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου στη γραμμική περιοχή λειτουργίας του μπορεί να χαρακτηριστεί από τις παραμέτρους σκέδασης ή S-παραμέτρους. Οι παράμετροι σκέδασης μπορούν να χαρακτηρίσουν συστήματα N-θυρών, ωστόσο στην παρούσα εργασία θα περιοριστούμε στην ανάλυση δίθυρων στοιχείων.



Σχήμα 2.1: Απεικόνιση Δίθυρου Στοιχείου

Στο σχήμα 2.1 φαίνεται ένα δίθυρο στοιχείο όπου απεικονίζονται μια πηγή τάσης V_{in} με την αντίσταση της R_S , το προσπίπτον και το ανακλώμενο κύμα V_1^+ και V_1^- . Ανάλογη έννοια έχουν και τα κύματα V_2^+ και V_2^- . Τέλος η αντίσταση R_L απεικονίζει το φορτίο του συστήματος στο

οποίο γίνεται η μεταφορά ισχύος από την πηγή. Οι προαναφερθείσες έννοιες συσχετίζονται μεταξύ τους μέσω των παραμέτρων σκέδασης του δίθυρου δικτύου ως εξής:

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

$$V_2^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \quad (2.2)$$

Με τη βοήθεια του σχήματος 2.2 παρέχεται μια διαισθητική ερμηνεία για κάθε μια από τις τέσσερις παραμέτρους:

1. Για τον υπολογισμό του S_{11} σύμφωνα με το σχήμα 2.2α:

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} |_{V_2^+=0} \quad (2.3)$$

Επομένως η παράμετρος S_{11} αποτυπώνει το λόγο του ανακλώμενου έναντι του προσπίπτοντος κύματος όταν το ανακλώμενο κύμα από το φορτίο εξόδου είναι μηδενικό. Αυτή η παράμετρος δηλαδή είναι ο συντελεστής ανάκλασης της εισόδου.

2. Για τον υπολογισμό του S_{12} σύμφωνα με το σχήμα 2.2β:

$$S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} |_{V_1^+=0} \quad (2.4)$$

Επομένως η παράμετρος S_{12} αποτυπώνει το λόγο του ανακλώμενου κύματος στην είσοδο προς το προσπίπτον κύμα εξόδου όταν η είσοδος είναι πλήρως προσαρμοσμένη. Αυτή η παράμετρος χαρακτηρίζει ουσιαστικά το ποσοστό απομόνωσης της εξόδου του ενισχυτή από την είσοδό του.

3. Για τον υπολογισμό του S_{21} σύμφωνα με το σχήμα 2.2γ:

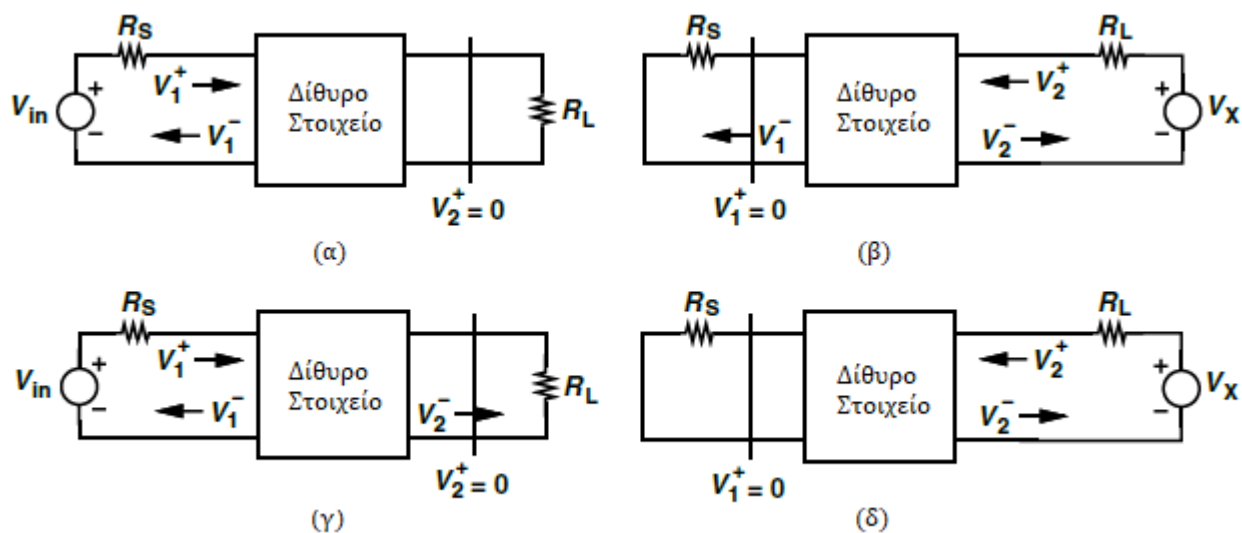
$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} |_{V_2^+=0} \quad (2.5)$$

Επομένως η παράμετρος S_{21} αποτυπώνει το λόγο του προσπίπτοντος στο φορτίο κύματος προς το προσπίπτον κύμα εισόδου όταν το ανακλώμενο κύμα από το φορτίο είναι μηδενικό. Αυτή η παράμετρος ουσιαστικά είναι το κέρδος του κυκλώματος.

4. Για τον υπολογισμό του S_{22} σύμφωνα με το σχήμα 2.2δ:

$$S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} |_{V_1^+=0} \quad (2.6)$$

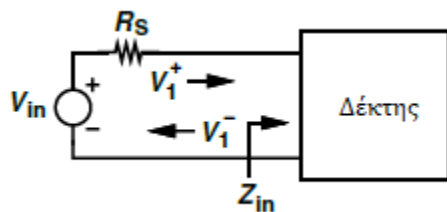
Επομένως η παράμετρος S_{22} αποτυπώνει το λόγο του προσπίπτοντος προς το ανακλώμενο κύμα στην έξοδο όταν το ανακλώμενο κύμα από την αντίσταση πηγής είναι μηδενικό. Αυτή η παράμετρος δηλαδή είναι ο αντίστοιχος συντελεστής ανάκλασης στην έξοδο.



Σχήμα 2.2: Απεικόνιση των τεσσάρων Παραμέτρων Σκέδασης

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να τονιστεί ότι οι παραπάνω τύποι αφορούν ένα ιδανικό δίθυρο στοιχείο. Σε ένα πραγματικό κύκλωμα οι παράμετροι σκέδασης θα εκφράζονται με μεγαλύτερη πολυπλοκότητα και θα εξαρτώνται από τη συχνότητα. Συνηθίζεται οι παράμετροι σκέδασης να εκφράζονται σε μονάδες dB σύμφωνα με τον τύπο:

$$S_{xy}|_{dB} = 20 \log |S_{xy}| \quad (2.7)$$



Σχήμα 2.3: Απεικόνιση Δέκτη για υπολογισμό S_{11}

Στο παραπάνω σχήμα (Σχήμα 2.3) απεικονίζεται ένας δέκτης ως μαύρο κουτί, με αντίσταση εισόδου Z_{in} . Εφαρμόζοντας μια πηγή τάσης με την αντίσταση της στο κύκλωμα, μπορούμε να υπολογίσουμε την προσαρμογή του κυκλώματος ή S_{11} ως εξής:

Η τάση στην είσοδο του δέκτη είναι ίση με $V_{in}Z_{in}/(Z_{in} + R_S)$ ή $V_1^+ + V_1^-$. Επίσης θεωρούμε ότι $Z_{in} = R_S$, επομένως $V_1^+ = V_{in}/2$. Δηλαδή έχουμε ότι:

$$V_1^- = V_{in} \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_S} - \frac{V_{in}}{2} \quad (2.8)$$

$$= \frac{Z_{in} - R_S}{2(Z_{in} + R_S)} V_{in} \quad (2.9)$$

Επομένως:

$$\frac{V_1^-}{V_1^+} = \frac{Z_{in} - R_S}{Z_{in} + R_S} \quad (2.10)$$

Η εξίσωση 2.10 ονομάζεται και συντελεστής ανάκλασης εισόδου και συμβολίζεται ως Γ_{in} και μπορεί να θεωρηθεί και ως η παράμετρος προσαρμογής S_{11} εάν στην εξίσωση (2.3) δεν λάβουμε υπόψιν μας τη συνθήκη $V_2^+ = 0$. Με αντίστοιχο τρόπο προκύπτουν και οι υπόλοιπες παράμετροι σκέδασης.

2.2 Γραμμικότητα

Ένα σύστημα ονομάζεται "στατικό" ή "χωρίς μνήμη" σύστημα εφόσον η έξοδος του δεν εξαρτάται από παρελθοντικές τιμές της εισόδου του. Για ένα τέτοιο σύστημα η έξοδος του δίνεται ως:

$$y(t) = \alpha x(t), \quad (2.11)$$

όπου το α μπορεί να είναι επίσης συνάρτηση του t . Γενικά για ένα στατικό μη-γραμμικό σύστημα η έξοδος μπορεί να εκφραστεί ως:

$$y = \alpha_0 + \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots, \quad (2.12)$$

όπου ο δεύτερος και ο τρίτος όρος της παραπάνω συνάρτησης εκφράζουν τη μη-γραμμική συμπεριφορά του κυκλώματος. Συνήθως για μαθηματικές αναλύσεις χρησιμοποιείται η εξίσωση με μη-γραμμικότητες έως και τρίτου βαθμού.

2.2.1 Παραμόρφωση λόγω ανώτερων αρμονικών

Εφαρμόζοντας μια ημιτονική είσοδο $x(t)=A\cos(\omega t)$ σε ένα σύστημα που προσεγγίζεται ως μη-γραμμικό σύστημα τρίτης τάξης έχουμε ότι:

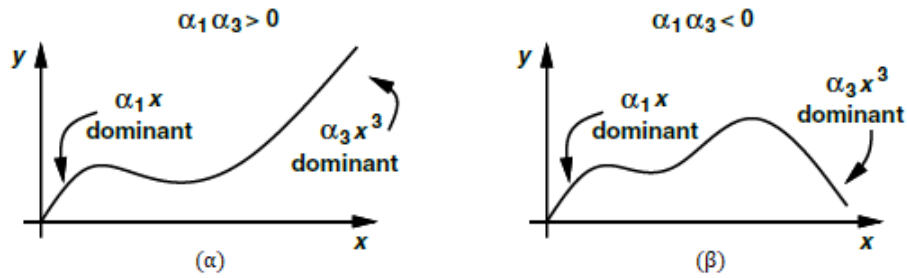
$$\begin{aligned} y(t) &= \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega t \\ &= \alpha_1 A \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} (1 + \cos 2\omega t) + \frac{\alpha_3 A^3}{4} (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t) \\ &= \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) \cos \omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{\alpha_3 A^3}{4} \cos 3\omega t \end{aligned} \quad (2.13)$$

Στην εξίσωση (2.13) ο πρώτος όρος αποτελεί τη dc συνιστώσα ενώ ο δεύτερος όρος ονομάζεται θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα. Αντίστοιχα ο τρίτος και τέταρτος όρος αποτελούν την δεύτερη και τρίτη αρμονική. Παρατηρούμε ότι οι μη-γραμμικότητες ζυγής τάξης εισάγουν dc συνιστώσα.

Σε ένα RF συστήμα αναλόγως το εύρος ζώνης λειτουργίας (ευρείας ή στενής) οι ανώτερες αρμονικές έχουν διαφορετική επίπτωση στη λειτουργία του συστήματος. Σε ένα σύστημα στενής ζώνης οι ανώτερες αρμονικές συνήθως δεν παίζουν μεγάλο ρόλο καθώς "πέφτουν" εκτός συχνοτήτων λειτουργίας, κάτι που δεν ισχύει για τα συστήματα ευρείας ζώνης.

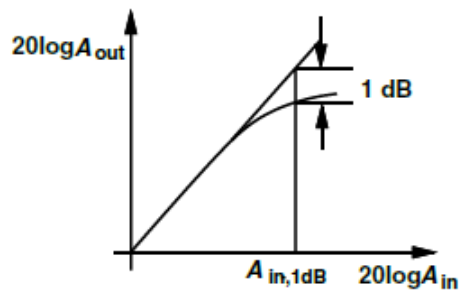
2.2.1.1 Συμπίεση κέρδους

Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει απο την εξίσωση (2.13) το κέρδος δίνεται από τον δεύτερο κατά σειρά όρο, που είναι ο συντελεστής της πρώτης αρμονικής. Ωστόσο αυτός αποτελείται από τους συντελεστές και της πρώτης και της τρίτης αρμονικής, α_1 και α_3 . Σε αυτό το σημείο είναι ενδιαφέρον να εξετάσουμε το πρόσημο των δύο αυτών συντελεστών καθώς η συμπεριφορά του κυκλώματος μπορεί να είναι είτε επεκτατική εάν $\alpha_1 \alpha_3 > 0$ είτε συμπιεστική εφόσον $\alpha_1 \alpha_3 < 0$ καθώς το A αυξάνεται. Στα περισσότερα RF συστήματα η συμπεριφορά των κυκλωμάτων είναι συμπιεστική, επομένως μας ενδιαφέρει περισσότερο η δεύτερη περίπτωση.



Σχήμα 2.4: (α) Επεκτατική και (β) συμπίεστική συμπεριφορά

Καθώς λοιπόν το A αυξάνεται το κέρδος της πρώτης αρμονικής μειώνεται. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται "σημείο συμπίεσης κέρδους κατά 1-dB" και ορίζεται ως το σημείο στο οποίο το κέρδος λόγω της αύξησης του σήματος εισόδου μειώνεται κατά 1 dB.



Σχήμα 2.5: Ορισμός του σημείου συμπίεσης κατά 1 dB

Για τον υπολογισμό του απλά εξισώνουμε το κέρδος $\alpha_1 + (3\alpha_3/4)A_{in,1dB}^2$ με το ιδανικό κέρδος α_1 (χωρίς την επίδραση των αρμονικών) μειωμένο κατά 1 dB. Έχουμε δηλαδή:

$$20 \log \left| \alpha_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_{in,1dB}^2 \right| = 20 \log |\alpha_1| - 1 \text{ dB}. \quad (2.14)$$

και,

$$A_{\text{in,1db}} = \sqrt{0.145} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right| \quad (2.15)$$

2.2.1.2 Ενδοδιαμόρφωση - Σημείο παρεμβολής Τρίτης Τάξης - IP₃

Μια σημαντική παράμετρο που πρέπει να λάβει κάποιος υπόψιν του για τη μελέτη της μη γραμμικότητας ενός ενισχυτή αποτελεί η περίπτωση που το " ωφέλιμο " σήμα συνοδεύεται από δύο παρεμβαλλόμενα σήματα. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ενδοδιαμόρφωση.

Εάν θεωρήσουμε δύο παρεμβαλλόμενα σήματα σε ένα μη γραμμικό σύστημα ω_1 και ω_2 τότε η έξοδος του συστήματος δε θα εμφανίζει παράγωγα μόνο στις αντίστοιχες συχνότητες ή σε πολλαπλάσιες αυτών. Εφαρμόζοντας στη σχέση (2.12) μια είσοδο της μορφής $x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ έχουμε ότι:

$$y(t) = a_1(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + a_2(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + a_3(A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \quad (2.16)$$

Τώρα, κάνοντας τις πράξεις και αφού αγνοήσει κανείς τους dc όρους, αρμονικές και παράγωγα στις συχνότητες $\omega_1 \pm \omega_2$ παίρνει τους εξής όρους:

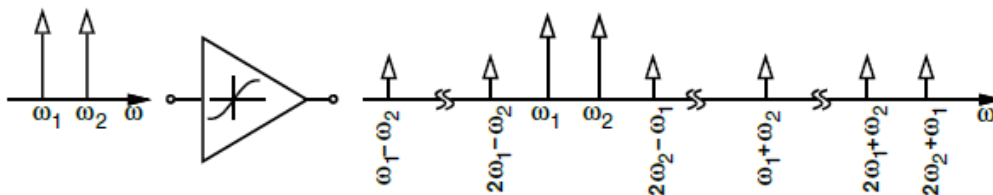
$$\omega = 2\omega_1 \pm \omega_2 : \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.17)$$

$$\omega = 2\omega_2 \pm \omega_1 : \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3\alpha_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (2.18)$$

και στις συχνότητες ω_1, ω_2 :

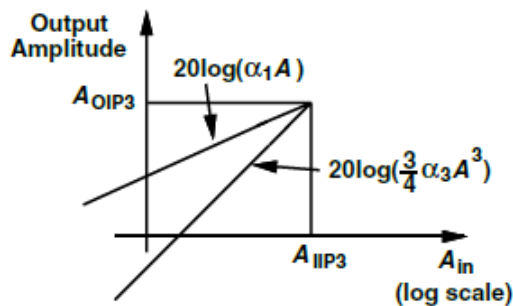
$$\omega = \omega_1, \omega_2 : \left(\alpha_1 A_1 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_1^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_1 A_2^2 \right) \cos \omega_1 t + \left(\alpha_1 A_2 + \frac{3}{4} \alpha_3 A_2^3 + \frac{3}{2} \alpha_3 A_2 A_1^2 \right) \cos \omega_2 t \quad (2.19)$$

Στο σχήμα 2.6 αποτυπώνονται τα αποτελέσματα, από τα οποία ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα παράγωγα $2\omega_1 - \omega_2$ και $2\omega_2 - \omega_1$ καθώς εμφανίζονται κοντά στο φάσμα των ω_1, ω_2 , επομένως και κοντά στο ωφέλιμο σήμα ω_0 .



Σχήμα 2.6: Παράγωγα λόγω ενδοδιαμόρφωσης σε ένα τεστ δύο τόνων

Για τη μέτρηση της επίδρασης των παραγώγων τη ενδοδιαμόρφωσης γίνεται χρήση του **Κριτηρίου Παρεμβολής Τρίτης Τάξης**. Παρατηρώντας την εξίσωση (2.19), μπορεί κανείς να συμπεράνει πως εάν το πλάτος των πρώτων αρμονικών αυξάνεται κατά A , τότε το πλάτος των παραγώγων της ενδοδιαμόρφωσης αυξάνεται πιο απότομα ($\propto A^3$). Στο σχήμα 2.7 αποτυπώνεται αυτή η συμπεριφορά.



Σχήμα 2.7: Ορισμός του Σημείο παρεμβολής Τρίτης Τάξης IP_3

Το σημείο τομής των δύο ευθειών ονομάζεται σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης και υπολογίζεται εάν εξισώσει κανείς το πλάτος της θεμελιωδους αρμονικής με αυτό των παραγώγων της ενδοδιαμόρφωσης ως εξής:

$$|\alpha_1 A_{IP3}| = \left| \frac{3}{4} \alpha_3 A_{IP3}^3 \right|, \quad (2.20)$$

$$A_{\text{HP3}} = \sqrt{\frac{3}{4} \left| \frac{\alpha_1}{\alpha_3} \right|}. \quad (2.21)$$

2.3 Θόρυβος

Ο θόρυβος στα συστήματα RF παίζει πολύ σημαντικό ρόλο και ειδικότερα στους δέκτες, όπου και καθορίζει το κατώφλι ανίχνευσης ενός σήματος.

2.3.1 Θόρυβος στο πεδίο του χρόνου

Ο θόρυβος σε ένα οποιοδήποτε ηλεκτρικό στοιχείο είναι μια στοχαστική διαδικασία, στο πεδίο του χρόνου, η οποία αν μετρηθεί όπως οποιοδήποτε άλλο σήμα δε μας δίνει ουσιώδη πληροφορία. Για αυτό το λόγο συνήθως για να μετρήσει κανείς το θόρυβο ενός ηλεκτρικού στοιχείου υπολογίζει τη μέση ισχύ θορύβου,

$$P_n = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt \quad (2.22)$$

όπου $n(t)$ η συνάρτηση θορύβου.

2.3.2 Θόρυβος στο πεδίο της συχνότητας

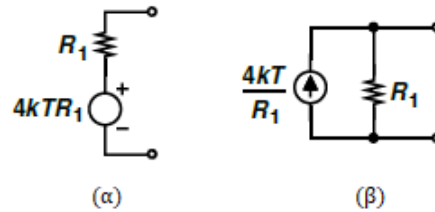
Καθώς η περιγραφή του θορύβου στο πεδίο του χρόνου, όπως προαναφέρθηκε, δε παράγει εύχρηστα συμπεράσματα, κανείς μπορεί να εξετάσει τη συμπεριφορά ενός ηλεκτρικού στοιχείου ως προς το θόρυβο στο πεδίο της συχνότητας. Σε αυτό το σημείο, μπορεί να οριστεί η φασματική πυκνότητα ισχύος $S_x(f)$, που αντιπροσωπεύει τη μέση ισχύ του θορύβου κατά το πεδίο της συχνότητας και για την οποία ισχύει:

$$\int_0^\infty S_x(f) df = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad (2.23)$$

2.3.2.1 Θόρυβος σε Ηλεκτρικά Στοιχεία

Στην ανάλυση κυκλωμάτων είναι χρήσιμο ο θόρυβος των ηλεκτρικών στοιχείων να μοντελοποιηθεί ως πηγή είτε τάσης είτε ρεύματος, ώστε να μπορούν να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα για τη λειτουργία του εκάστοτε κυκλώματος.

Θερμικός θόρυβος Αντιστάσεων Το πιο βασικό ηλεκτρικό στοιχείο αποτελεί μια αντίσταση R . Ο θόρυβος μια ηλεκτρικής αντίστασης μπορεί λοιπόν να μοντελοποιηθεί είτε ως μια πηγή τάσης εν σειρά με την αντίσταση με PSD $\overline{V_n^2} = 4kTR$ είτε ως μια πηγή ρεύματος παράλληλα με την αντίσταση με PSD $\overline{I_n^2} = \overline{V_n^2}/R = 4kT/R$ (Thevenin and Norton Equivalent). Ο θερμικός θόρυβος είναι γραμμικά εξαρτώμενος από τη θερμοκρασία.



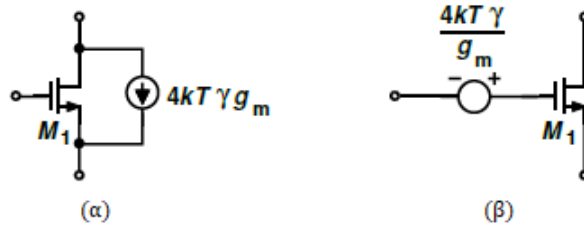
Σχήμα 2.8: (α) Thevenin και (β) Norton Ισοδύναμα μοντέλα για θερμικό θόρυβο

Θερμικός θόρυβος Τρανζίστορ MOSFET Ο θερμικός θόρυβος ενός τρανζίστορ MOSFET, που λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού, μπορεί να προσεγγιστεί ως μια πηγή ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών πηγής και υποδοχής ως [Σχήμα 2.9(α)]:

$$\overline{I_n^2} = 4kT\gamma g_m \quad (2.24)$$

όπου γ είναι ο συντελεστής θορύβου του στοιχείου και g_m η διαγωγιμότητά του. Ο συντελεστής γ εξαρτάται κυρίως από το μήκος καναλιού και διαφέρει επίσης από τεχνολογία σε τεχνολογία. Τέλος ο θερμικός θόρυβος μπορεί να μοντελοποιηθεί και ως μια πηγή τάσης σε σειρά με την πύλη του τρανζίστορ ως [Σχήμα 2.9(β)]:

$$\overline{V_n^2} = \frac{4kT\gamma}{g_m} \quad (2.25)$$



Σχήμα 2.9: Θερμικός θόρυβος καναλιού MOSFET ως (α) πηγή ρεύματος (β) πηγή τάσης

2.3.2.2 Συντελεστής Θορύβου NF

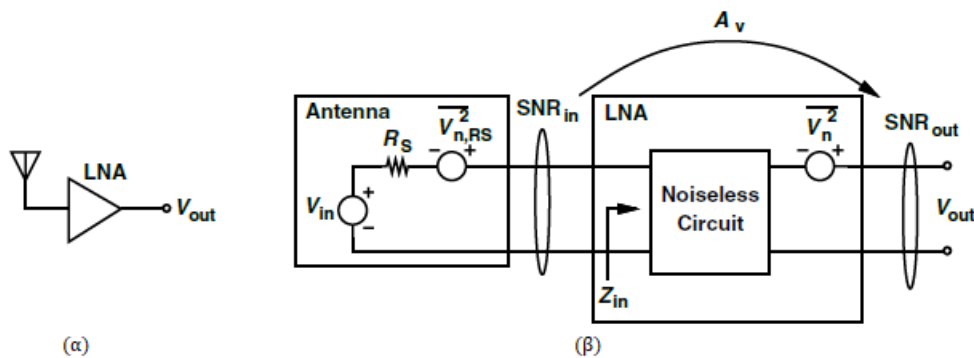
Κατά τη σχεδίαση ενός ηλεκτρικού κυκλώματος, οι μηχανικοί επικεντρώνονται στην εξέταση του Συντελεστή Θορύβου NF, που ορίζεται ως ο λόγος ισχύος του ωφέλιμου σήματος προς τη ισχύ του θορύβου (Signal-to-noise ratio ή SNR) στην είσοδο ως προς τον αντίστοιχο λόγο στην έξοδο του κυκλώματος:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.26)$$

Συνηθίζεται ο συντελεστής θορύβου NF να εκφράζεται σε dB ως:

$$NF|_{dB} = 10 \log \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (2.27)$$

Υπολογισμός Συντελεστή θορύβου NF Μια μέθοδος υπολογισμού του συντελεστή θορύβου NF είναι η εξής. Ας υποθέσουμε ότι έχουμε την τοπολογία του Σχήματος 2.10(α):



Σχήμα 2.10: (α) Κεραία ακολουθούμενη από LNA, (β) ισοδύναμο κύκλωμα

Υποθέτουμε επίσης ότι η πηγή εμφανίζει θερμικό θόρυβο λόγω της αντίστασης R_s , $\overline{V_{n^2,RS}}$, ενώ ο θόρυβος εξόδου είναι $\overline{V_n^2}$. Επίσης ο LNA εμφανίζει αντίσταση εισόδου Z_{in} . Μένει να υπολογίσουμε τώρα το SNR_{in} στην είσοδο και το SNR_{out} στην έξοδο. Στην είσοδο του κυκλώματος το SNR_{in} υπολογίζεται ως:

$$SNR_{in} = \frac{|\alpha|^2 V_{in}^2}{|\alpha|^2 \overline{V_{RS}^2}}, \quad (2.28)$$

καθώς η V_{in} και η V_{RS} πολλαπλασιάζονται κατά τον παράγοντα $\alpha = Z_{in}/(Z_{in} + R_s)$ στην είσοδο του κυκλώματος. Για να υπολογίσουμε τώρα το SNR_{out} στην έξοδο του κυκλώματος, θεωρούμε πως το κύκλωμα έχει κέρδος A και επομένως η ισχύς του σήματος στην έξοδο είναι ίση με $V_{in}^2 |\alpha|^2 A_v^2$. Ο θορύβος στην έξοδο αποτελείται από δύο συνιστώσες (α) το θόρυβο από την κεραία ενισχυμένο από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, $\overline{V_{RS}^2} |\alpha|^2 A_v^2$, και (β) το θόρυβο του ενισχυτή στην έξοδο, $\overline{V_n^2}$. Οι δύο συνιστώσες είναι ασυσχέτιστες μεταξύ τους, όσον αφορά το θόρυβο, επομένως:

$$SNR_{out} = \frac{V_{in}^2 |\alpha|^2 A_v^2}{\overline{V_{RS}^2} |\alpha|^2 A_v^2 + \overline{V_n^2}}, \quad (2.29)$$

Επομένως ο συντελεστής θορύβου NF είναι:

$$\begin{aligned} NF &= \frac{V_{in}^2}{4kTR_s} \cdot \frac{\overline{V_{RS}^2} |\alpha|^2 A_v^2 + \overline{V_n^2}}{V_{in}^2 |\alpha|^2 A_v^2} \\ &= \frac{1}{\overline{V_{RS}^2}} \cdot \frac{\overline{V_{RS}^2} |\alpha|^2 A_v^2 + \overline{V_n^2}}{|\alpha|^2 A_v^2} \\ &= 1 + \frac{\overline{V_n^2}}{|\alpha|^2 A_v^2} \cdot \frac{1}{\overline{V_{RS}^2}}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Η εξίσωση (2.30) μπορεί να γραφτεί και ως:

$$NF = \frac{1}{4kTR_s} \cdot \frac{\overline{V_{n,out}^2}}{A_0^2}, \quad (2.31)$$

εφόσον $A_0 = |\alpha| A_v$ είναι το κέρδος τάσης απο τον κομβο εισόδου μέχρι τον κόμβο εξόδου. Επομένως μπορεί κανείς να υπολογίσει με δύο τρόπους τον συντελεστή θορύβου NF. Είτε διαιρεί τον συνολικό θόρυβο στην έξοδο με το κέρδος τάσης και κανονικοποιεί ως προς το θόρυβο της R_s , είτε υπολογίζει το θόρυβο στην έξοδο λόγω του ενισχυτή ($\overline{V_n^2}$), διαιρεί με το κέρδος, κανονικοποιεί ως προς $4kTR_s$ και προσθέτει 1 στο τελικό αποτέλεσμα.

Κεφάλαιο 3

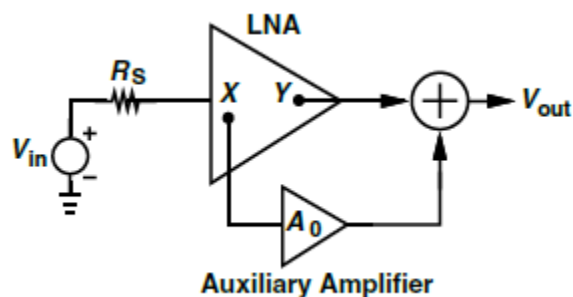
Θεωρία Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου

Ο σκοπός του συγκεκριμένου κεφαλαίου είναι να εισάγει βασικές έννοιες όσον αφορά τις προδιαγραφές που απασχολούν έναν μηχανικό κατά τη σχεδίαση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου.

3.1 Ανάλυση Επιλεγμένης Τοπολογίας

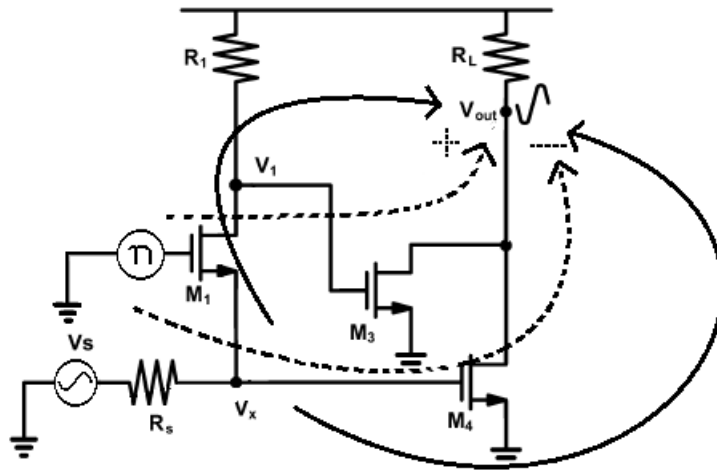
Στην παρούσα εργασία, όπως προαναφέρθηκε, έχει επιλεχθεί η σχεδίαση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου ευρείας ζώνης με τεχνικές ακύρωσης θορύβου και παραμόρφωσης.

Η τεχνική ακύρωσης θορύβου είναι γνωστή μέθοδος για τη μείωση του συντελεστή θορύβου NF σε συμβατικούς ενισχυτές χαμηλού θορύβου κοινής πύλης. Η βασική αρχή πίσω από τη συγκεκριμένη τεχνική είναι ο εντοπισμός δύο κόμβων του κυκλώματος στους οποίους το σήμα εμφανίζεται με αντίθετη πολικότητα. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1, εάν οι κόμβοι X και Y ικανοποιούν την παραπάνω συνθήκη, τότε με κατάλληλο τρόπο μπορούν οι συνιστώσες του ωφέλιμου σήματος να προστεθούν ενώ οι συνιστώσες θορύβου να ακυρωθούν.



Σχήμα 3.1: Απεικόνιση τεχνικής ακύρωσης θορύβου

Όσον αφορά την επιλεγμένη τοπολογία η κατανόηση της τεχνικής ακύρωσης θορύβου μπορεί να γίνει σε μεγαλύτερο βάθος με τη βοήθεια του Σχήματος 3.2. Εδώ το σήμα εισόδου απεικονίζεται ως σήμα τάσης και αποτυπώνεται ως η συμπαγής γραμμή. Ακολουθεί δηλαδή ένα "μονοπάτι" ενίσχυσης μέσω των τρανζίστορ M_1 , M_3 και M_4 , ενώ ο θερμικός θόρυβος του τρανζίστορ M_1 που αποτυπώνεται με διακεκομμένη γραμμή, εμφανίζεται στους κόμβους V_1 και V_x με αντίθετο πρόσημο.

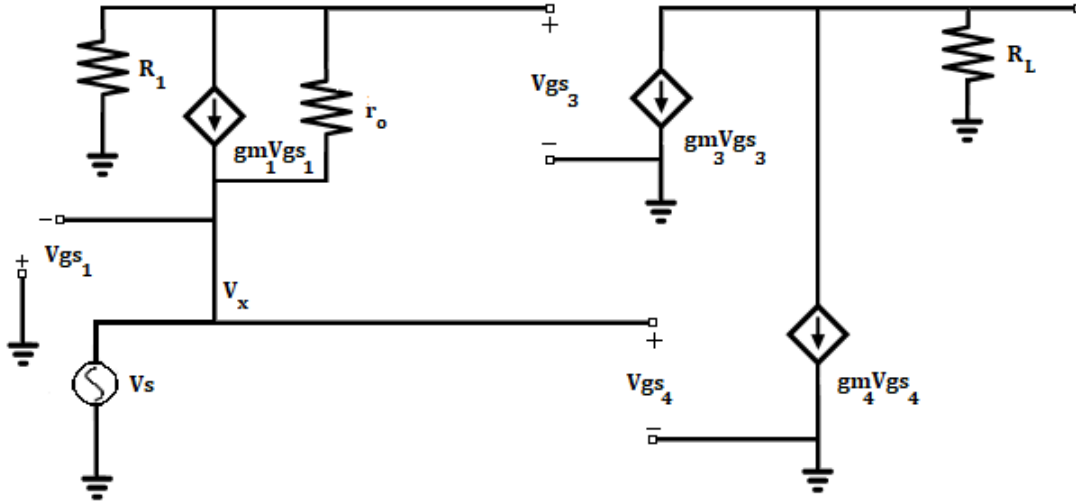


Σχήμα 3.2: Απλοποιημένο μοντέλο προτεινόμενης τοπολογίας

Επομένως στον κόμβο εξόδου, όπως φαίνεται λόγω των εναλλαγών της φάσης απο τα δύο μονοπάτια ενίσχυσης, ο θόρυβος του M_1 μπορεί να μηδενιστεί ενώ το ωφέλιμο σήμα ενισχύεται.

3.1.1 Κέρδος Τάσης σε χαμηλές συχνότητες

Το κέρδος τάσης σε χαμηλές συχνότητες μπορεί να εξαχθεί παρατηρώντας το μοντέλο μικρού σήματος του κυκλώματος όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.3



Σχήμα 3.3: Μοντέλο μικρού σήματος για υπολογισμό κέρδους τάσης

Για το υπολογισμό του κέρδους μπορεί να παραλειφθεί η αντίσταση της πηγής καθώς δεν είναι πρόβλημα η ανάκλαση του σήματος στην είσοδο, άρα και η προσαρμογή της εισόδου σε χαμηλές συχνότητες. Οπότε έχουμε:

$$V_{gs3} = V_{g3} \quad (3.1)$$

$$V_{gs4} = V_x = V_s \quad (3.2)$$

και επίσης για την τάση εξόδου και το ρεύμα εισόδου ισχύει,

$$V_{out} = -(g_{m3}V_{g3} + g_{m4}V_{g4}) \times R_L \quad (3.3)$$

$$\frac{0 - V_{g3}}{R_1} = g_{m1}V_s + \frac{V_{g3} - V_s}{r_o} \quad (3.4)$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (3.3) και (3.4) προκύπτει ότι:

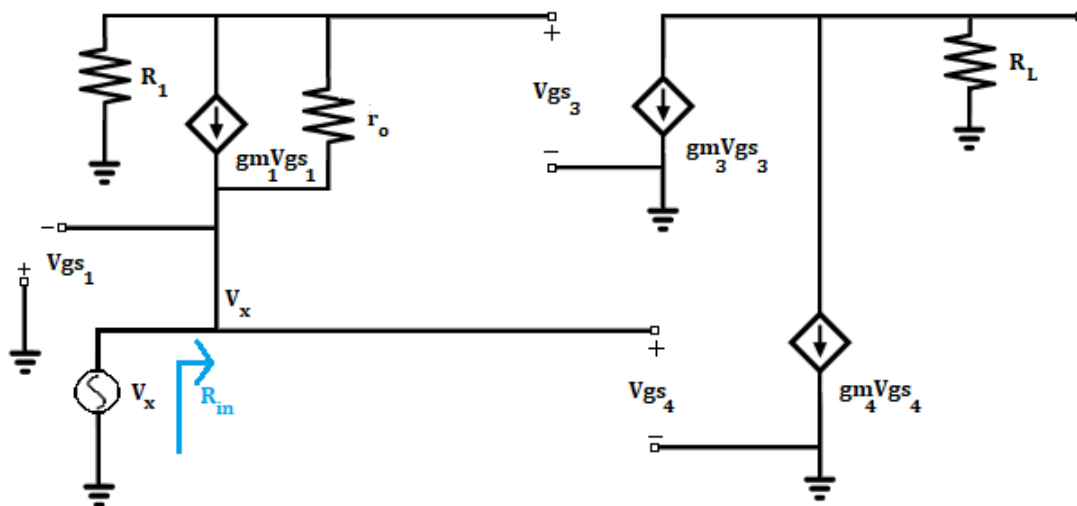
$$A_v = \frac{V_{out}}{V_s} = -\frac{1}{2} \left(g_{m4} + g_{m3} \frac{g_{m1}r_o + 1}{\frac{r_o}{R_1} + 1} \right) \times R_L, \quad (3.5)$$

καθώς θεωρώντας τέλεια προσαρμογή στην είσοδο, το σήμα μετά την αντίσταση πηγής εμφανίζεται στον κόμβο εισόδου με μειωμένο το πλάτος κατά το ήμισυ.

3.1.2 Αντίσταση Εισόδου σε χαμηλές συχνότητες

Τώρα για την εύρεση της αντίστασης εισόδου σύμφωνα με το σχήμα 3.4 έχουμε ότι:

$$V_{g3} = V_x \frac{g_m r_o + 1}{r_o + R_1} R_1 \quad (3.6)$$



Σχήμα 3.4: Μοντέλο μικρού σήματος για υπολογισμό αντίστασης εισόδου

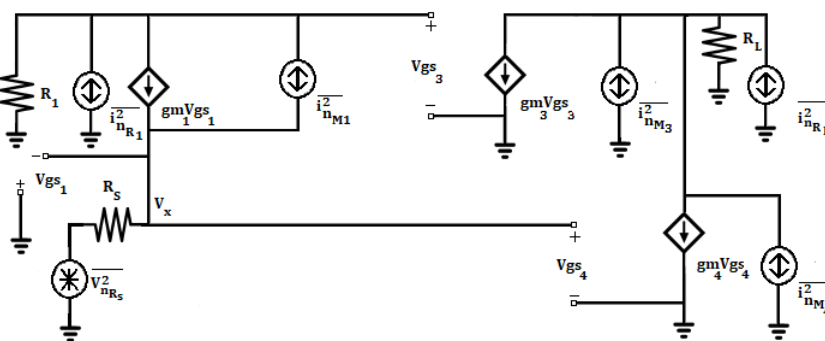
$$I_x = \frac{V_x}{R_{in}} = V_x \frac{g_m r_o + 1}{r_o + R_1} \quad (3.7)$$

$$R_{in} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{r_o + R_1}{g_m r_o + 1} \quad (3.8)$$

Οι εξισώσεις (3.5) και (3.8), παρόλο που αφορούν χαμηλές συχνότητες, μας δίνουν μια πρώτης τάξεως αίσθηση για τα μεγέθη που επηρεάζουν το κέρδος τάσης και της αντίστασης εισόδου του κυκλώματος. Σε συχνότητες RF ωστόσο σημαντική επιρροή έχουν και οι παρασιτικές χωρητικότητες, οι οποίες ωστόσο περισσότερο θα δυσχέραιναν παρά θα διευκόλυναν σε μια πρώτης τάξεως ανάλυση του κυκλώματος.

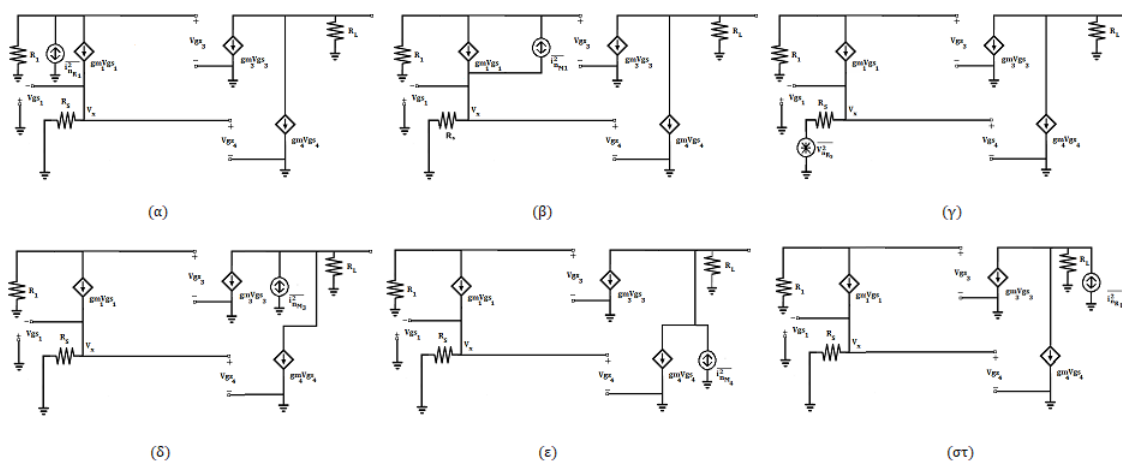
3.1.3 Συντελεστής Θορύβου NF

Για τον υπολογισμό τώρα του συντελεστή θορύβου NF, ο τρόπος υπολογισμού περιγράφηκε αναλυτικά στο Κεφάλαιο 2. Στο σχήμα 3.4 παρουσιάζονται όλες οι πηγές θορύβου του κυκλώματος του ενισχυτή.



Σχήμα 3.5: Μοντέλο θορύβου με όλες τις πηγές θορύβου του κυκλώματος

Στο σχήμα 3.5 φαίνονται όλα τα μοντέλα θορύβου που θα χρειαστούν για τους υπολογισμούς μας. Ο συντελεστής θορύβου NF υπολογίζεται ως το άθροισμα όλων των θορύβων των στοιχείων στην έξοδο του κυκλώματος, διαιρώντας το με $4kTR_s$. Στο σημείο αυτό, πρέπει να τονιστεί ότι από τα μοντέλα θορύβου έχει αφαιρεθεί η αντίσταση διαμόρφωσης καναλιού r_o καθώς περιπλέκει αρκετά την ανάλυση και δε παράγει ουσιαστικά συμπεράσματα.



Σχήμα 3.6: Μοντέλα θορύβου για κάθε στοιχείο ξεχωριστά

1. Για τον υπολογισμό του θορύβου που συνεισφέρει η R_1 , σύμφωνα με το σχήμα 3.6α:

$$\frac{0 - V_{g3}}{R_1} + \overline{I_{n,R_1}} = g_{m1} V_s = \frac{0 - V_s}{R_s} \Rightarrow \quad (3.9)$$

$$\Rightarrow V_s \left(g_{m1} + \frac{1}{R_s} \right) = 0 \Rightarrow V_s = 0 \quad (3.10)$$

Για την έξοδο του κυκλώματος ισχύει:

$$V_{out} = -(g_{m3} V_{gs3} + g_{m4} V_{gs4}) \times R_L \quad (3.11)$$

και άρα:

$$\overline{V_{out,n,R_1}} = -(g_{m3} \overline{I_{n,R_1}} R_1) \times R_L \quad (3.12)$$

2. Για τον υπολογισμό του θορύβου που συνεισφέρει το M_1 , σύμφωνα με το σχήμα 3.6β:

$$\frac{0 - V_s}{R_s} = g_{m1} V_s + \overline{I_{n,M_1}} = \frac{V_{g3}}{R_1} \Rightarrow \quad (3.13)$$

$$\Rightarrow V_s = -\frac{R_s}{R_1} V_{g3} \quad (3.14)$$

Αναπτύσσοντας την (3.13) λαμβάνοντας υπόψιν την (3.14) έχουμε:

$$\overline{V_{out,n,M_1}} = \overline{I_{n,M_1}} \left(\frac{g_{m3} R_1 - g_{m4} R_s}{1 + g_{m1} R_s} \right) \times R_L \quad (3.15)$$

3. Για τον υπολογισμό θορύβου που συνεισφέρει η R_s , σύμφωνα με το σχήμα 3.6γ:

$$\overline{V_{out,n,R_s}} = A \overline{V_{n,R_s}} \quad (3.16)$$

4. Για τον υπολογισμό θορύβου που συνεισφέρει το M_3 , σύμφωνα με το σχήμα 3.6δ:

$$V_{g3} = V_{g4} = 0 \quad (3.17)$$

$$\overline{V_{out,n,M_3}} = \overline{I_{n,M_3}} R_L^2 \quad (3.18)$$

5. Για τον υπολογισμό θορύβου που συνεισφέρει το M_4 , σύμφωνα με το σχήμα 3.6ε:

$$\overline{V_{\text{out},M_4}} = \overline{I_{n,M_4}} R_L^2 \quad (3.19)$$

6. Τέλος Για τον υπολογισμό θορύβου που συνεισφέρει η R_L , σύμφωνα με το σχήμα 3.6στ:

$$\overline{V_{\text{out},R_L}} = A \overline{V_{n,R_L}} \quad (3.20)$$

Για να υπολογίσουμε τώρα την τελική έκφραση για το συντελεστή θορύβου NF υψώνουμε στο τετράγωνο τις εκφράσεις θορύβου και διαιρούμε το τελικό αποτέλεσμα με $A^2 4kTR_s$. Έχουμε δηλαδή:

$$NF = \frac{\overline{V_{\text{out},R_s}^2} + \overline{V_{\text{out},R_L}^2} + \overline{V_{\text{out},R_1}^2} + \overline{V_{\text{out},M_1}^2} + \overline{V_{\text{out},M_3}^2} + \overline{V_{\text{out},M_4}^2}}{A^2 4kTR_s} \quad (3.21)$$

Σε αυτό το σημείο ανατρέχοντας στο προηγούμενο κεφάλαιο (2), έχουμε ότι:

$$NF = \frac{A^2 4kTR_s + 4kTR_L + g_{m_3}^2 \overline{I_{n,R_1}^2} R_1^2 R_L^2 + \overline{I_{n,M_1}^2} R_L^2 \left(\frac{g_{m_3} R_1 - g_{m_4} R_s}{1 + g_{m_1} R_s} \right)^2 + \overline{I_{n,M_3}^2} R_L^2 + \overline{I_{n,M_4}^2} R_L^2}{A^2 4kTR_s} \quad (3.22)$$

$$= 1 + \frac{4kTR_L + g_{m_3}^2 \frac{4kT}{R_1} R_1^2 R_L^2 + 4kT \gamma g_{m_1} R_L^2 \left(\frac{g_{m_3} R_1 - g_{m_4} R_s}{1 + g_{m_1} R_s} \right)^2 + 4kT \gamma g_{m_3} R_L^2 + 4kT \gamma g_{m_4} R_L^2}{A^2 4kTR_s} \quad (3.23)$$

$$= 1 + \frac{R_L + g_{m_3}^2 R_1 R_L^2 + \gamma g_{m_1} R_L^2 \left(\frac{g_{m_3} R_1 - g_{m_4} R_s}{1 + g_{m_1} R_s} \right)^2 + \gamma g_{m_3} R_L^2 + \gamma g_{m_4} R_L^2}{A^2 R_s} \quad (3.24)$$

Διαιρώντας με R_L και με κατάλληλες πράξεις:

$$= 1 + \frac{\frac{1}{R_L} + g_{m_3}^2 R_1 + \gamma (g_{m_1} \left(\frac{g_{m_3} R_1 - g_{m_4} R_s}{1 + g_{m_1} R_s} \right)^2 + g_{m_3} + g_{m_4})}{A^2 R_s R_L^{-2}} \quad (3.25)$$

Παρατηρώντας την εξίσωση (3.25) μπορούμε να εντοπίσουμε τη συνθήκη ώστε να ακυρωθεί ο θόρυβος του τρανζίστορ M_1 , που αποτελεί τον πυρήνα του ενισχυτή μας και συνεισφέρει το μεγαλύτερο μέρος του θορύβου. Αυτό ισχύει καθώς ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου τοπολογίας κοινής πύλης έχει ως κατώφλι συντελεστή θορύβου NF τα 3dB με τις ευνοικότερες πάντα προϋποθέσεις (συντελεστής γ). Επομένως η συνθήκη που πρέπει να ικανοποιηθεί ώστε να ακυρωθεί ο θόρυβος του M_1 είναι:

$$\frac{g_{m3}R_1 - g_{m4}R_s}{1 + g_{m1}R_s} = 0 \Rightarrow \quad (3.26)$$

$$\Rightarrow g_{m3}R_1 - g_{m4}R_s = 0 \quad (3.27)$$

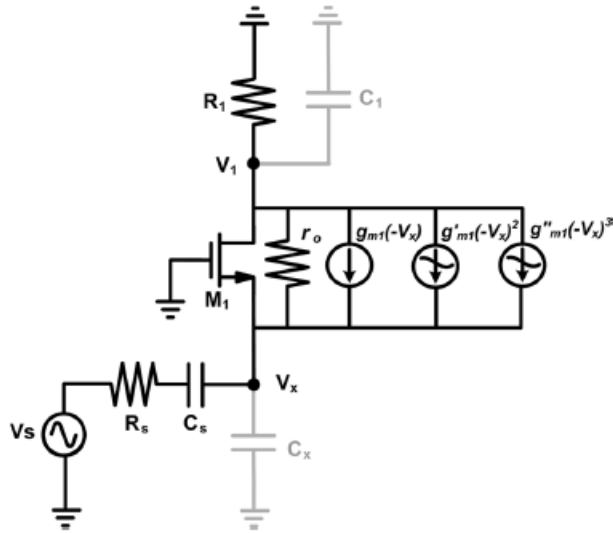
Επομένως η συνθήκη ακύρωσης είναι:

$$\delta = \frac{R_s}{R_1} \frac{g_{m4}}{g_{m3}} - 1 \quad (3.28)$$

Οπότε με κατάλληλη διαστασιοποίηση των τρανζίστορ M_3, M_4 όπως φαίνεται από την εξίσωση (3.28) επιτυγχάνεται η ακύρωση του θορύβου του τρανζίστορ M_1 .

3.1.4 Ακύρωση Παραμόρφωσης Τρίτης Τάξης

Για την ανάλυση μας θα χρησιμοποιήσουμε το απλοποιημένο κύκλωμα του ενισχυτή κοινής πύλης αναπτύσσοντας το με σειρές Volterra. Στο σχήμα 3.7 αναπτύσσεται το μοντέλο ενισχυτή πύλης όπου φαίνονται οι διαγωγιμότητες μέχρι και τρίτης τάξης.



Σχήμα 3.7: Ενισχυτής κοινής πύλης για ανάλυση παραμόρφωσης

Επίσης στο μοντέλο απεικονίζονται οι παρασιτικές χωρητικότητες C_1 , C_x στους κόμβους V_1 και V_x , που αφορούν τους ακροδέκτες πηγής και υποδοχής του τρανζίστορ M_1 . Επίσης η C_s μοντελοποιεί την παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ της πηγής σήματος και του κόμβου V_x . Επικεντρωνόμαστε στο ρεύμα εξόδου (έως τρίτης τάξης) της μη γραμμικής διαγωγιμότητας του M_1 . Για το στάδιο κοινής πηγής M_3 χρησιμοποιούνται σειρές Taylor. Επομένως έχουμε:

$$V_x = A_1(s)V_s + A_2(s_1, s_2)V_s^2 + A_3(s_1, s_2, s_3)V_s^3 \quad (3.29)$$

$$V_1 = B_1(s)V_s + B_2(s_1, s_2)V_s^2 + B_3(s_1, s_2, s_3)V_s^3 \quad (3.30)$$

λύνοντας τις εξισώσεις έως τρίτης τάξης, παίρνουμε:

$$A_1(s) = \frac{Z_1(s) + r_{o1}}{H(s)} \quad (3.31)$$

$$A_2(s_1, s_2) = \frac{\frac{1}{2}g'_{m1} r_{o1} Z_s(s_1 + s_2) A_1(s_1) A_1(s_2)}{H(s_1 + s_2)} \quad (3.32)$$

$$A_3(s_1, s_2, s_3) = \frac{-Z_s(s_1, s_2, s_3) r_{o1} (-g'_{m1} \overline{A_1(s_1) A_2(s_2) A_3(s_3)} + \frac{1}{6}g''_{m1} A_1(s_1) A_1(s_2) A_1(s_3))}{H(s_1 + s_2 + s_3)} \quad (3.33)$$

$$H(s) = Z_s(s)(1 + g_{m1} r_{o1}) + (Z_1(s) + r_{o1})(1 + \frac{Z_s(s)}{Z_x(s)}) \quad (3.34)$$

$$B_1(s) = \frac{Z_1(s) \times (1 + g_{m1} r_{o1})}{Z_1(s) + r_{o1}} A_1(s) \quad (3.35)$$

$$B_2(s_1, s_2) = \frac{-Z_1(s_1 + s_2)}{Z_x(s_1 + s_2) || Z_s(s_1 + s_2)} A_2(s_1, s_2) \quad (3.36)$$

$$B_3(s_1, s_2, s_3) = \frac{-Z_1(s_1 + s_2 + s_3)}{Z_x(s_1 + s_2 + s_3) || Z_s(s_1 + s_2 + s_3)} A_3(s_1, s_2, s_3) \quad (3.37)$$

όπου $Z_s(s) = R_s + (1/sC_s)$, $Z_x(s) = (1/sC_x)$ και $Z_1(s) = R_1 || (1/sC_1)$.

Οι τάσεις V_1 και V_x ενισχύονται απο το στάδιο κοινής πηγής κατά:

$$\begin{aligned} V_{out} = & ((g_{m3} \times V_1 + \frac{g'_{m3}}{2!} \times V_1^2 + \frac{g''_{m3}}{3!} \times V_1^3) \\ & + (g_{m4} \times V_x + \frac{g'_{m4}}{2!} \times V_x^2 + \frac{g''_{m4}}{3!} \times V_x^3)) \times Z_L(s) \end{aligned} \quad (3.38)$$

όπου $Z_L(s)$ η αντίσταση στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Τώρα, οι εκφράσεις για τη θεμελιώδη αρμονική καθώς και την αρμονική τρίτης τάξης στην έξοδο δίνονται απο τις παρακάτω εξισώσεις:

$$V_{\text{out,fund}} = ((A_1(s)V_s) \times g_{m_4} + (B_1(s)V_s) \times g_{m_3}) \times Z_L(s) \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} V_{\text{out,3rd}} = & (((A_3(s_1, s_2, s_3)V_s^3) \times g_{m_4} \\ & + (B_3(s_1, s_2, s_3)V_s^3) \times g_{m_3}) \\ & + ((A_1(s)V_s)^3 \times \frac{g_{m_4}''}{6} \\ & + B_1(s)V_s^3 \times \frac{g_{m_3}''}{6} \\ & + (\overline{(A_1(s_1)A_2(s_2, s_3)V_s^3)} \times g_{m_4}' \\ & + \overline{(B_1(s_1)B_2(s_2, s_3)V_s^3)} \times g_{m_3}')) \times Z_L(s) \end{aligned} \quad (3.40)$$

Στις χαμηλές συχνότητες μπορεί να θεωρηθεί ότι οι λόγοι $A_1(s)/B_1(s)$, $A_2(s_1, s_2)/B_2(s_1, s_2)$ και $A_1(s_1, s_2, s_3)/B_1(s_1, s_2, s_3)$ είναι ίσοι με R_{in}/R_1 , $-R_s/R_1$ και $-R_s/R_1$. Επομένως σύμφωνα με τα παραπάνω, τα κριτήρια ακύρωσης θορύβου-παραμόρφωσης συμπυκνώνονται στις εξής δύο εξισώσεις:

$$\frac{g_{m_4}}{g_{m_3}} = \frac{R_1}{R_s} \quad (3.41)$$

$$\frac{g_{m_4}''}{g_{m_3}''} = \frac{R_1}{R_{\text{in}}} = \frac{R_1}{R_s} \times \frac{1}{1 + \varepsilon_{\text{rr}}}, \quad (3.42)$$

όπου $\varepsilon_{\text{rr}} = R_{\text{in}}/R_s - 1 = 2S_{11}/(1 - S_{11})$ ορίζεται ως παράγοντας σφάλματος της προσαρμογής της εισόδου.

Κεφάλαιο 4

Σχεδίαση και Επίδοση Ευρυζωνικού Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου σε τεχνολογία CMOS 65nm

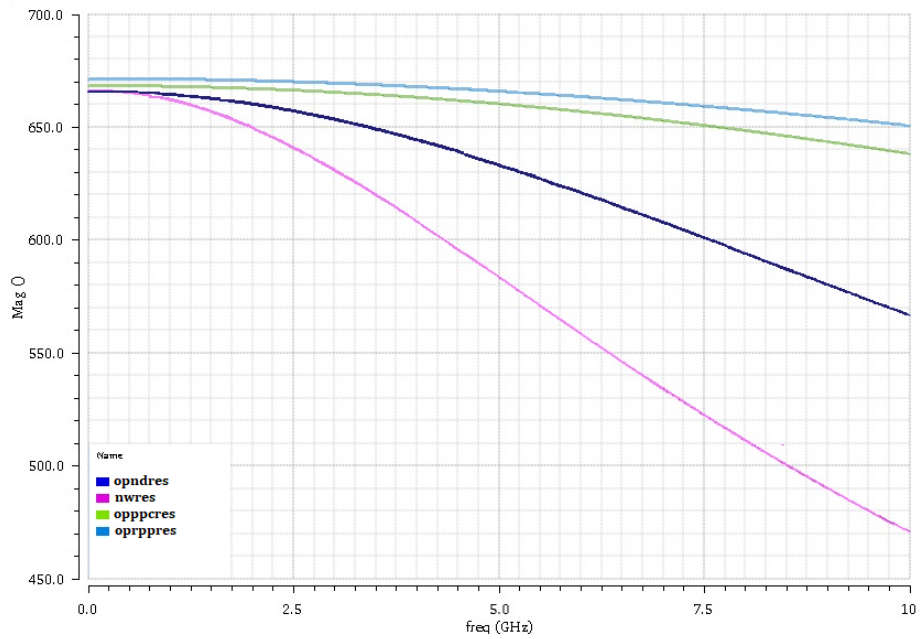
Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα βήματα που ακολουθήθηκαν κατά τη διαδικασία σχεδίασης του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου με σκοπό τη βελτιστοποίηση της απόδοσής του καθώς και η επίδοση του κάτω από διάφορες συνθήκες τύπωσης και θερμοκρασίας.

4.1 Στοιχεία της Τεχνολογίας IBM CMOS 65nm cmos10lpe

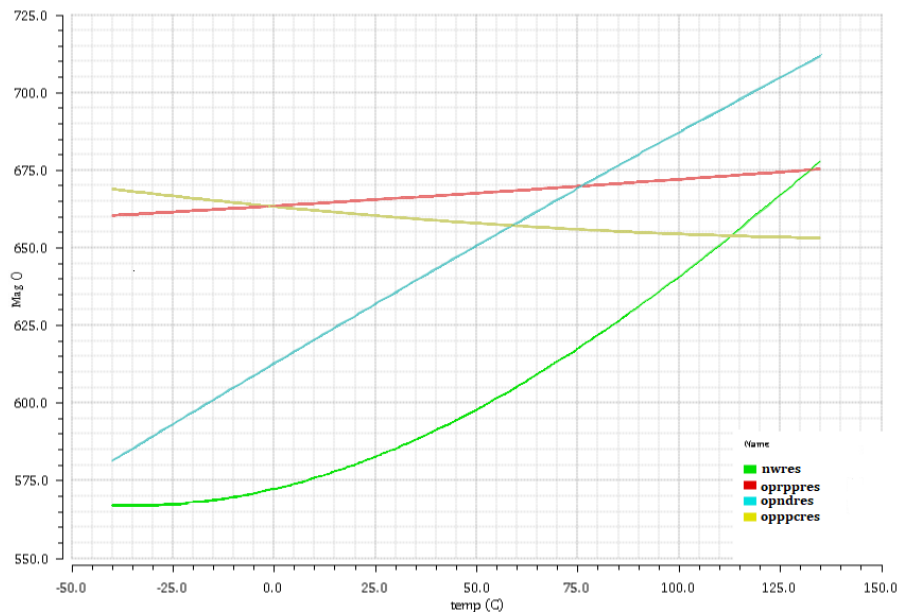
Η τεχνολογία cmos10lpe διαθέτει πληθώρα στοιχείων (τρανζίστορες, αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία). Παρακάτω αναλύονται ορισμένα από αυτά τα στοιχεία, καθώς και οι λόγοι επιλογής τους σε σχέση με τα υπόλοιπα.

4.1.1 Αντιστάσεις

Η τεχνολογία διαθέτει τεσσάρων ειδών αντιστάσεις οι οποίες είναι οι εξής: nwres (N-Well resistor), opndres (OP N+ diffusion resistor), opppcres (OP P+ Poly resistor), oprppres (RP P+ resistor). Τα κριτήρια για την επιλογή του κατάλληλου τύπου αντίστασης διαφέρει ανάλογα το κύκλωμα, τις συνθήκες περιβάλλοντος καθώς τις προδιαγραφές που καλείται να καλύπτει το σύστημα μας. Για τη σχεδίαση του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου μας ενδιαφέρει ο τύπος αντίστασης που θα χρησιμοποιήσουμε να διατηρεί όσο γίνεται σταθερή τιμή με τη συχνότητα. Επίσης, στις αντιστάσεις σημαντική είναι και η μεταβολή τους με τη θερμοκρασία. Στα σχήματα 4.1 και 4.2 χαρακτηρίζεται ο κάθε τύπος αντίστασης όσον αφορά τη συχνότητα και τη θερμοκρασία.



Σχήμα 4.1: Μεταβολή κάθε τύπου αντίστασης με τη συχνότητα



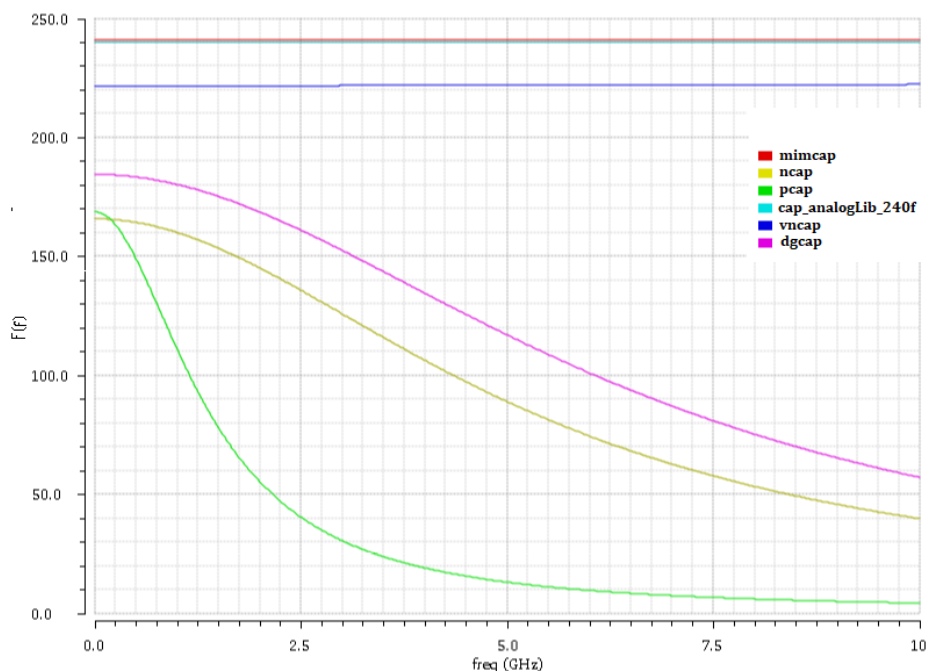
Σχήμα 4.2: Μεταβολή κάθε τύπου αντίστασης με τη θερμοκρασία σε συχνότητα 5 GHz

Για το χαρακτηρισμό των αντιστάσεων με τη θερμοκρασία, η συχνότητα προσομοιώσεων είναι τα 5 GHz.

Από τα Σχήματα 4.1 και 4.2 μπορούμε να εξάγουμε τα εξής συμπεράσματα. Οι δύο τύποι ανιστάσεων οι οποίοι παρουσιάζουν τις μικρότερες μεταβολές σε σχέση με τη συχνότητα και τη θερμοκρασία είναι οι orrrrcres και orrrrrres. Η τελική επιλογή μας για τη σχεδίαση είναι ο τύπος orrrrcres και προέκυψε κατά τη διαδικασία της σχεδίασης.

4.1.2 Πυκνωτές

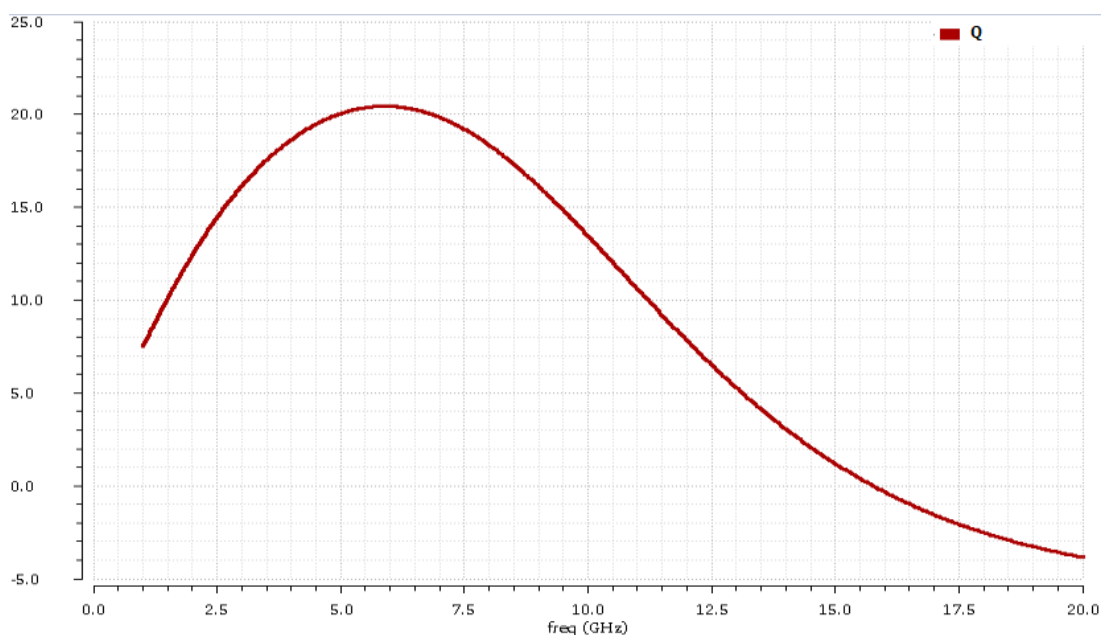
Οι τύποι πυκνωτών που παρέχει η τεχνολογία είναι οι εξής: mimcap (Metal Insulator Metal Capacitor), ncap (NFET in N-well capacitor-thin oxide), pcap (PFET in P-well capacitor-thin oxide), dgncap (NFET in N-well capacitor-thick oxide), vncap (Vertical natural Cap). Για την επιλογή κατάλληλου τύπου πυκνωτή, μας ενδιαφέρει η μεταβολή της τιμής του σε σχέση με τη συχνότητα. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε στο σχήμα 4.3, για το φάσμα συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει (1-7) GHz, η καταλληλότερη επιλογή είναι ο τύπος πυκνωτών mimcap.



Σχήμα 4.3: Μεταβολή κάθε τύπου πυκνωτή σε σχέση με τη συχνότητα

4.1.3 Πηνία

Η τεχνολογία παρέχει επίσης δύο τύπους πηνίων. Αυτοί είναι οι εξής: indp (Single Ended Parallel-Stacked Inductor), inds (Single Ended Series Stacked Inductor). Για διαφορεική χρήση υπάρχει ο τύπος symindp (Symmetric Parallel Stacked Inductor). Η χρήση πηνίου ουσιαστικά δημιουργεί κάποιο είδος συντονισμού στο κύκλωμα. Από τη στιγμή που ο ενισχυτής είναι ευρυζωνικός, η λογική λέει πως θα χρειαστούμε πηνίο με μικρό σχετικά Q (quality factor), το οποίο θα παρουσιάζει επίσης ευρυζωνική συμπεριφορά. Κάτι τέτοιο αποδεικνύεται και από τη διαδικασία σχεδίασης όπου επιλέχθηκε τύπος πηνίου indp με $peakQ=20$ και $peak\ frequency=6\ GHz$.



Σχήμα 4.4: Quality factor επιλεγμένου πηνίου

Η επιλογή της συχνότητας όπου ο συντονισμός είναι μέγιστος επιλέχθηκε με το εξής κριτήριο. Από τη φύση του το κύκλωμα του ενισχυτή παρουσιάζει καλή προσαρμογή εισόδου σε συχνότητες έως 3 GHz ενώ από και έπειτα χαλάει αισθητά. Η χρήση ενός πηνίου με τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά επιτρέπει στον ενισχυτή να διατηρεί καλή προσαρμογή εισόδου σε όλο το φάσμα λειτουργίας του, διατηρώντας ταυτόχρονα και καλύτερη επίδοση από πλευράς θορύβου.

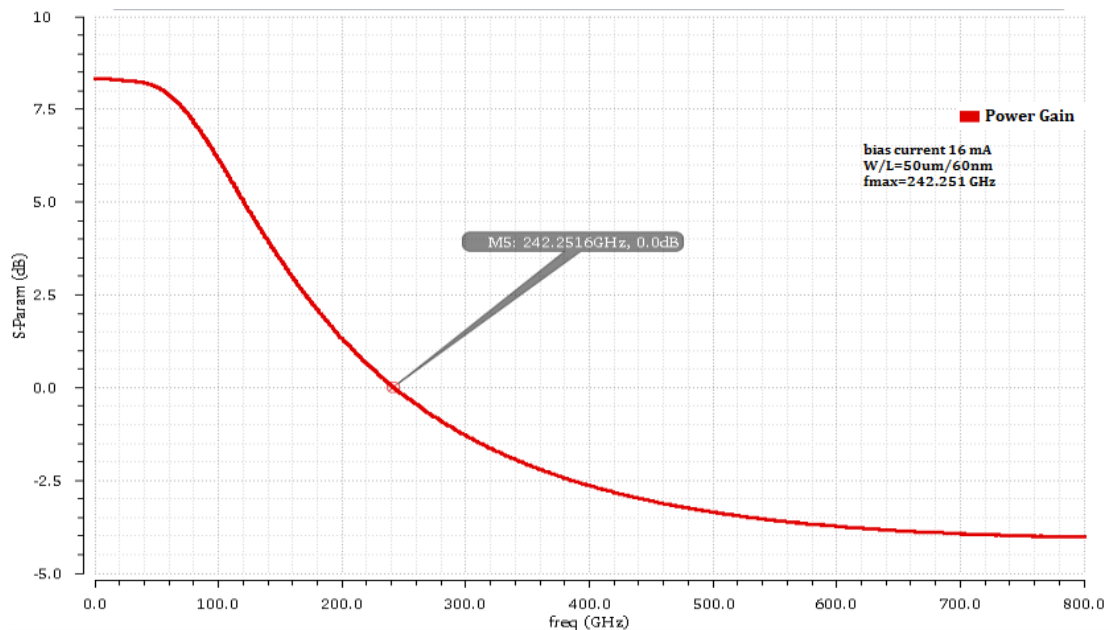
4.1.4 MOS Τρανζίστορ

Η τεχνολογία παρέχει αρκετούς τύπους τρανζίστορ για σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων για διάφορες εφαρμογές (analog, RF). Όλοι οι τύποι των τρανζίστορ συνοψίζονται στον ακόλουθο πίνακα (4.1). Όλοι οι τύποι μοντέλων εκτός των `adfet`, `dgxfet` περιέχουν και `rf` μοντέλα, τα οποία χρησιμοποιούνται για σχεδίαση κυκλωμάτων σε υψηλότερες συχνότητες. Για τη σχεδίαση των Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου επιλέχθηκε ο τύπος `lvtfetrf` καθώς παρουσιάζει την βέλτιστη απόδοση όσον αφορά την επίδοση θορύβου.

<code>adnfet</code> , <code>adpfet</code>	Τρανζίστορ Ασύμμετρης υποδοχής για υψηλό κέρδος σε RF συχνότητες
<code>dgnfet</code> , <code>dgpfet</code>	Τρανζίστορ με παχύ οξειδίο πύλης και μέγιστη τάση τροφοδοσίας 2.5V
<code>dgvnfet</code> , <code>dgvpfet</code>	Τρανζίστορ με παχύ οξειδίο πύλης και μέγιστη τάση τροφοδοσίας 1.8V
<code>dgxnfet</code> , <code>dgxpfet</code>	Τρανζίστορ με παχύ οξειδίο πύλης και μέγιστη τάση τροφοδοσίας 3.3V
<code>hvtnfet</code> , <code>hvtpfet</code>	Τρανζίστορ υψηλής τάσης καταφλίου
<code>lvtnfet</code> , <code>lvtpfet</code>	Τρανζίστορ χαμηλής τάσης καταφλίου
<code>nfet</code> , <code>pfet</code>	Τρανζίστορ κανονικής τάσης καταφλίου

Πίνακας 4.1: Μοντέλα MOS τρανζίστορ τεχνολογίας `cmos10lpe`

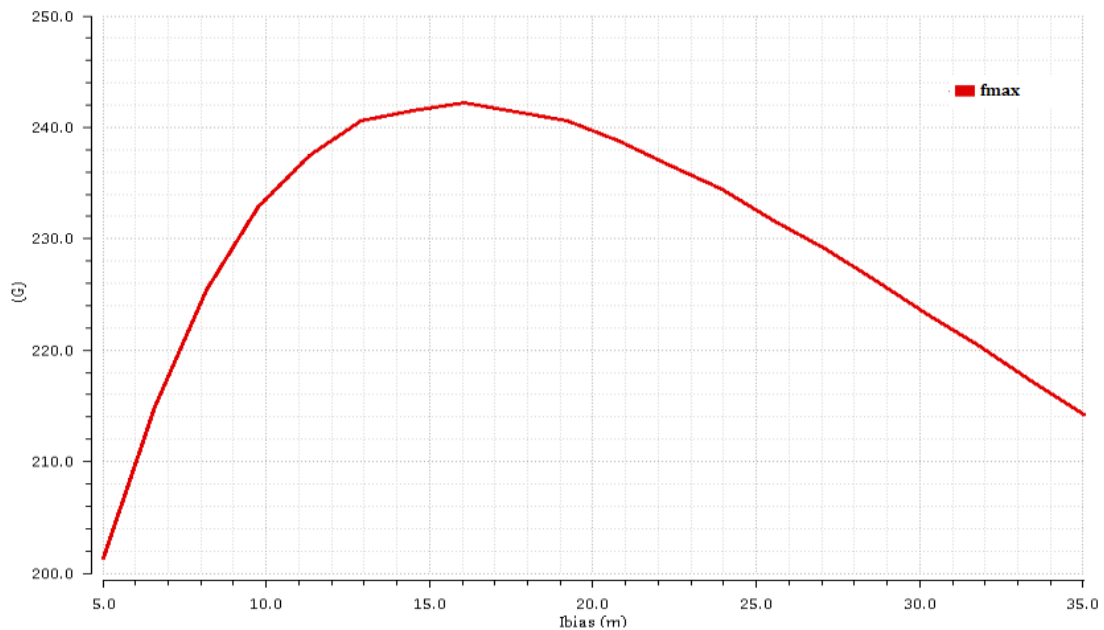
Για τη σχεδίαση κυκλωμάτων σε συχνότητες RF μεγάλο ρόλο παίζει η μεταφορά ισχύος από την είσοδο του κυκλώματος στην έξοδο. Αυτή η πολύ σημαντική παράμετρος για τη σχεδίαση ορίζεται από την f_{max} , δηλαδή τη συχνότητα στην οποία το κέρδος ισχύος είναι ίσο με ένα. Προφανώς η συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος δε μπορεί να υπερβαίνει την f_{max} (στην πραγματικότητα είναι αρκετά χαμηλότερη). Στο Σχήμα 4.5 παρατίθεται το Κέρδος Ισχύος σε σχέση με τη συχνότητα.



Σχήμα 4.5: Fmax επιλεγμένου τρανζίστορ

Για το ενδεικτικό αυτό τεστ επιλέχθηκε η διαστασολόγηση του τρανζίστορ $W/L = 50\mu\text{m}/60\text{nm}$ με ρεύμα πόλωσης 15 mA . Οι παραμέτροι επιλέχθηκαν ως εξής για να έχουμε $I/W = 0.32\text{mA}/\mu\text{m}$ καθώς σε αυτό το σημείο πόλωσης έχουμε τη μέγιστη τιμή της f_{max} [14].

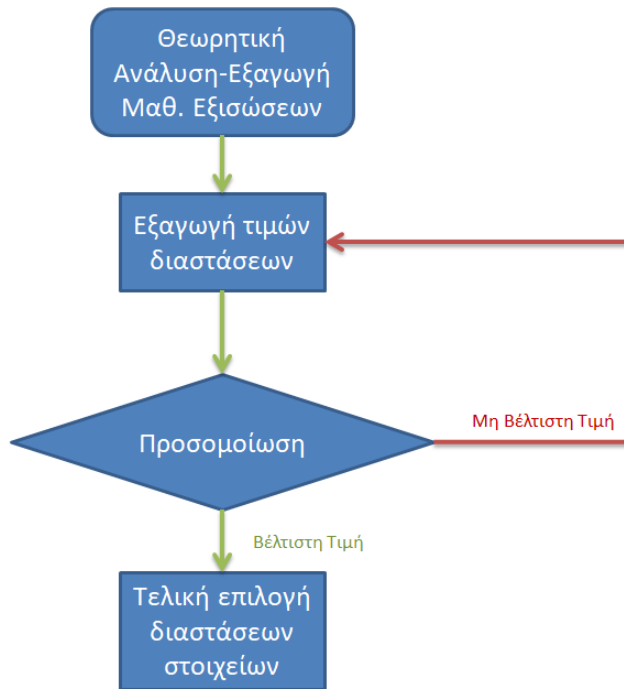
Στο Σχήμα 4.6 απεικονίζεται η f_{max} για διαφορετικές τιμές ρεύματος πόλωσης με διαστάσεις $W/L = 50\mu\text{m}/60\text{nm}$. Όπως παρατηρούμε η μέγιστη τιμή της f_{max} εμφανίζεται για $I/W = 0.32\text{mA}/\mu\text{m}$.



Σχήμα 4.6: Fmax για διαφορετικές τιμές ρεύματος πόλωσης για W/L=50um/60nm

4.2 Διαδικασία Σχεδίασης και Επίδοση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου

Για τη διαδικασία σχεδίασης ακολουθήθηκε η διαδικασία που περιγράφεται από το διάγραμμα ροής στο σχήμα 4.7. Η τελική επιλογή των διαστάσεων των στοιχείων επιλέχθηκε μετά από πολλές δοκιμές, έτσι ώστε να επιτευχθεί το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα. Τα αποτελέσματα που ακολουθούν αφορούν τυπική διαδικασία τύπωσης σε θερμοκρασία 40 βαθμών Κελσίου.



Σχήμα 4.7: Διάγραμμα ροής για τη διαδικασία σχεδίασης

Στον πίνακα 4.2 παρουσιάζονται οι τελικές διαστάσεις όλων των στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν και στον πίνακα 4.3 οι τιμές των παθητικών στοιχείων. Παρατηρείται πως το ανά μονάδα πλάτος κυμαίνεται μεταξύ 1 μm -2 μm , τιμή που αποτελεί τη βέλτιστη για την επίτευξη ελάχιστου συντελεστή θορύβου[14]. Ο σημαντικότερος λόγος ωστόσο που όλα τα στοιχεία έχουν πολλαπλότητα ή πολλές μονάδες πλάτους (finger width) είναι το mismatch. Ένα σφάλμα στην τύπωση για παράδειγμα της τάξεως του 1% θα έχει πολύ μεγαλύτερη επίπτωση για μια αντίσταση με πλάτος 10 μm παρά σε n από 10 αντιστάσεις 1 μm στη σειρά.

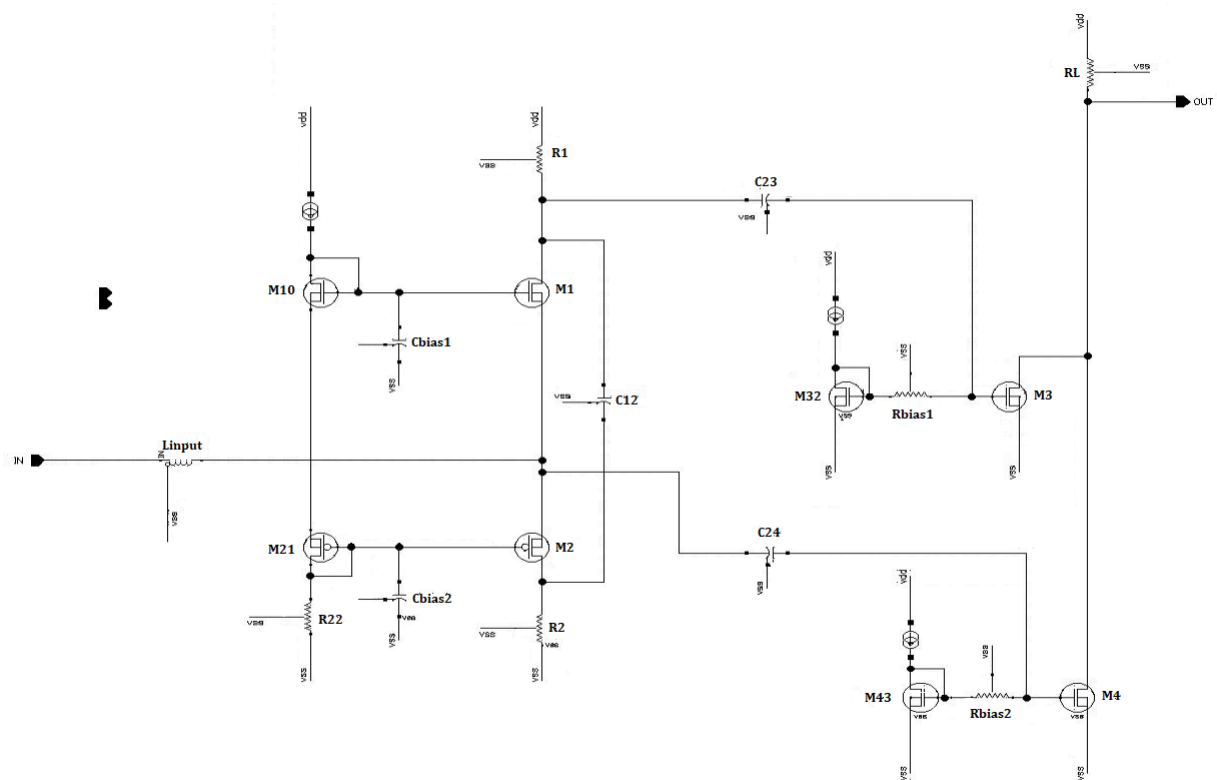
Στοιχείο	Τύπος	Χαρακτηριστικά
T1	lvtnfet_rf	15um/60nm, fingers=15, m=2
T2	lvtpfet_rf	30um/60nm, fingers=30, m=2
T3	lvtnfet_rf	14um/60nm, fingers=7, m=4
T4	lvtnfet_rf	16um/60nm, fingers=16, m=16
Cs	mimcap	50um/50um, m=6
Cload	mimcap	5um/5um, m=1
C12	mimcap	25um/25um, m=1
C23	mimcap	15um/15um, m=4
C24	mimcap	20um/20um, m=5
R1	opppcres	6.5um/3um, m=1
R2	opppcres	19um/10um, m=1
RL	opppcres	2um/1.5um, parallel=9
Rbias1	opppcres	0.2um/10um, series=6
Rbias2	opppcres	0.2um/10um, series=6
Linput	indp	W=6um, Outer Dim=150u, n=3

Πίνακας 4.2: Διαστασιολόγηση Στοιχείων

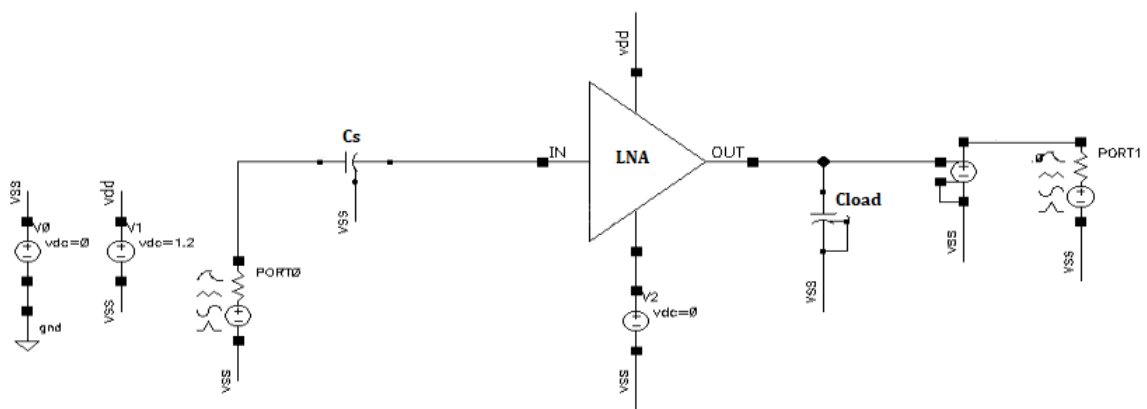
Στοιχείο	Τύπος	Τιμή
Cs	mimcap	5.7 pF
Cload	mimcap	62.25 fF
C12	mimcap	1.43 pF
C23	mimcap	524.25 fF
C24	mimcap	924 fF
R1	opppcres	334 Ohms
R2	opppcres	372 Ohms
RL	opppcres	60 Ohms
Rbias1	opppcres	235 kOhms
Rbias2	opppcres	235 kOhms
Linput	indp	1.37 nH

Πίνακας 4.3: Τιμές Στοιχείων

Στο σχήμα 4.8 φαίνεται η τοπολογία του Ενιχυτή Χαμηλού Θορύβου ενώ στο σχήμα 4.9 το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τον χαρακτηρισμό του. Θεωρήσαμε ότι ο ενισχυτής οδηγεί μια χωρητικότητα της τάξης των 60 fF για να προσομοιώσουμε καλύτερα τις πραγματικές συνθήκες που θα ίσχυαν αν τοποθετούταν σε ένα τσιπ.



Σχήμα 4.8: Ολοκληρωμένο Σχηματικό Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου



Σχήμα 4.9: Testbench Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου

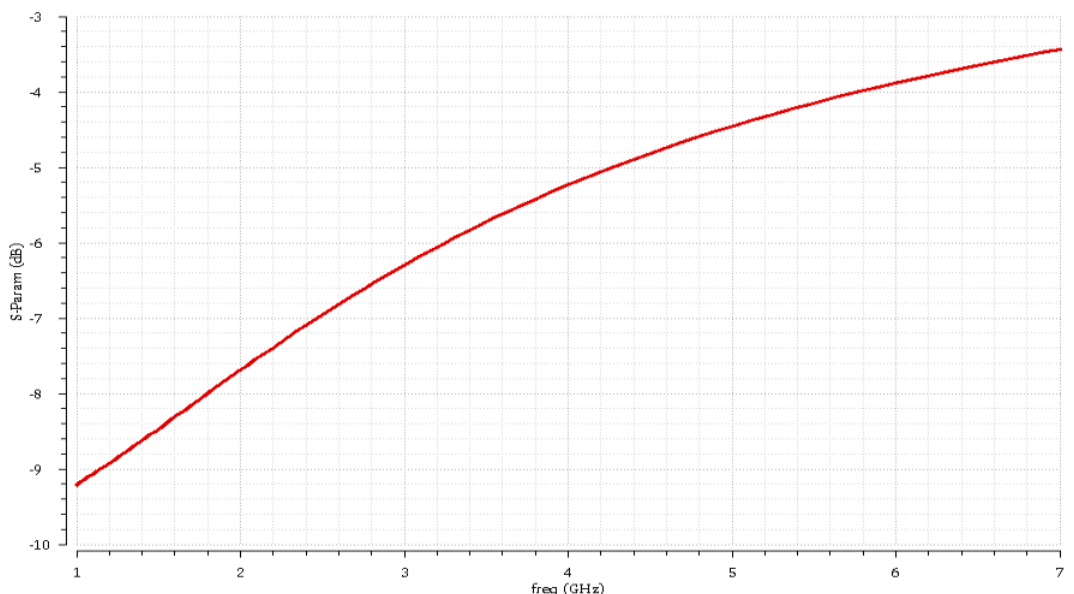
4.2.1 Προσαρμογή εισόδου

Το βασικό στάδιο του ενισχυτή κοινής πυλής καθορίζει ως επί το πλείστον την προσαρμογή της εισόδου σύμφωνα με την (3.8). Επόμενως για την πόλωση του πρώτου σταδίου, εκτός από το κέρδος, πρέπει να ληφθεί υπόψιν και η προσαρμογή στην είσοδο. Ωστόσο η σχέση (3.8) δεν μας δίνει παρά μόνο μια διαίσθηση καθώς αφορά DC λειτουργία. Όσο η συχνότητα αυξάνεται μεγάλο ρόλο παίζει και η τιμή της παρασιτικής χωριτηκότητας C_{gs} του τρανζίστορ T_1 και του T_4 . Εύκολα μπορεί να αποδειχθεί ότι καθώς η συχνότητα αυξάνεται, τόσο η αντίσταση εισόδου μειώνεται λόγω της ολοένα και αυξανόμενης συνεισφοράς της παρασιτικής χωριτηκότητας C_{gs} .

Από το σχήμα 4.7 εύκολα συμπεραίνουμε ότι οι διαγωγιμότητες των T_1 και T_2 αθροίζονται. Επίσης ο πυκνωτής C_{12} σε AC λειτουργία βραχυκυκλώνει τους κόμβους V_1 και V_2 φέρνοντας τις αντιστάσεις R_2, R_1 παράλληλα. Επιλέγεται τα τρανζίστορ εισόδου T_1, T_2 να πολωθούν με μια διαγωγιμότητα λίγο κάτω από τα 20 mS. Από τη σχέση (3.8) έχουμε λοιπόν:

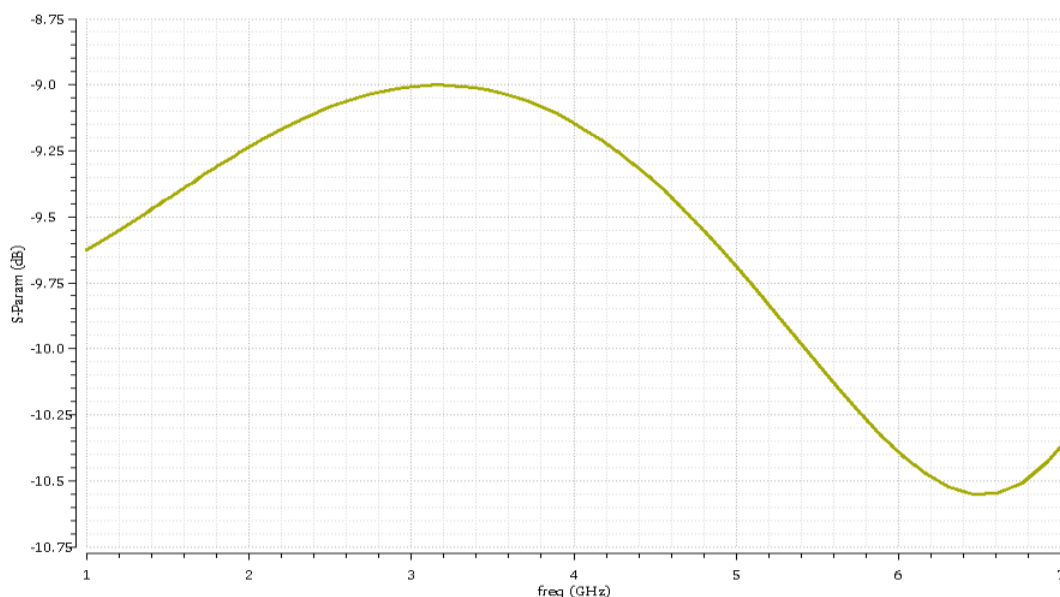
$$R_{in} = \frac{R_1 \parallel R_2 + r_{o1} \parallel r_{o2}}{1 + (g_{mM1} + g_{mM2})r_{o1} \parallel r_{o2}} = \frac{340 \parallel 370 + 240}{1 + 0.015 \times 240} \cong 90 \text{ Ohms}$$

Για έναν ευρυζωνικό Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου η προσαρμογή εισόδου μπορεί να φτάσει και μέχρι τα -10 dB σε όλο το φάσμα λειτουργίας του.



Σχήμα 4.10: Προσαρμογή εισόδου χωρίς βοηθητικό πηνίο στην είσοδο

Τοποθετώντας ένα πηνίο με Quality factor όπως αυτού στο σχήμα 4.4, οι επιδράσεις των χωρητικότητων που κυριαρχούν καθώς αυξάνεται η συχνότητα, αντισταθμίζονται δίνοντας έτσι μια πιο ευρυζωνική συμπεριφορά. Στην ουσία η χρήση του πηνίου δημιουργεί ένα μικρό συντονισμό (λόγω πηνίου με "ευρυζωνική" συμπεριφορά) λίγο πριν τα 7 GHz.



Σχήμα 4.11: Προσαρμογή εισόδου με βοηθητικό πηνίο στην είσοδο

Η κατανάλωση του πρώτου σταδίου περιορίζεται στα 0.7 mA. Η επίτευξη της κατάλληλης διαγωγιμότητας ελέγχεται από δύο παράγοντες, το ρεύμα πόλωσης και το πλάτος W . Ωστόσο πρέπει να βρεθεί ο κατάλληλος συνδυασμός καθώς αυξάνοντας μονομερώς το ρεύμα πόλωσης είτε το πλάτος W αυξάνεται η κατανάλωση ή η παρασιτική χωρητικότητα C_{gs} . Τέλος οι τιμές των αντιστάσεων R_1 και R_2 επιλέχθηκαν με γνώμονα το κέρδος τάσης. Ωστόσο οι τιμές τους περιορίζονται λόγω του περιθωρίου τάσης που υπάρχει στον κλάδο του πρώτου σταδίου.

4.2.2 Επίδοση Θορύβου

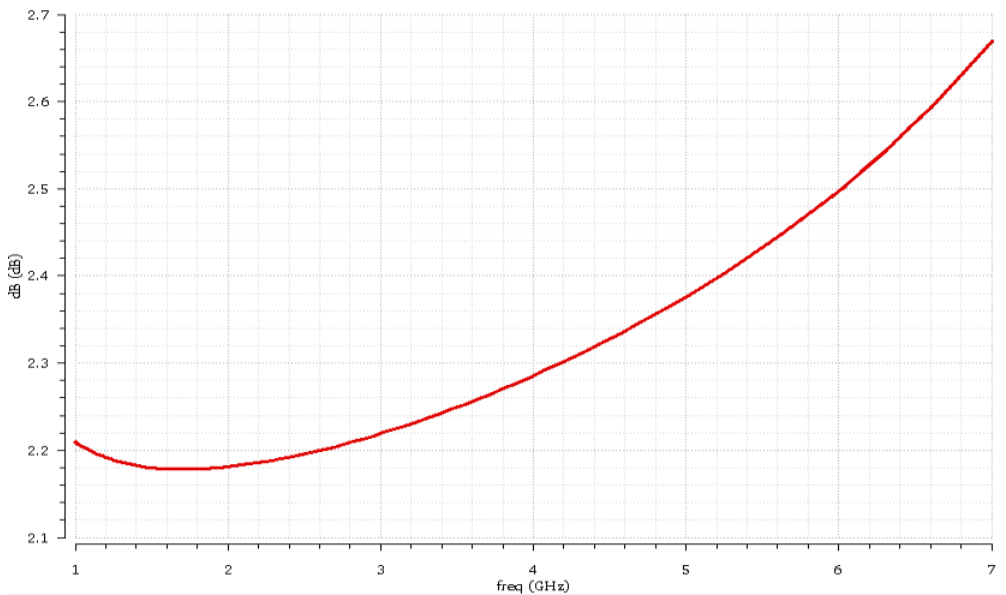
Για την επιλογή των διαστάσεων των τρανζίστορ T_3 και T_4 ώστε να γίνει η καλύτερη δυνατή ακύρωση θορύβου του βασικού ενισχυτικού στοιχείου T_1 , οι εξισώσεις (3.25) και (3.28) παίζουν το κυριότερο ρόλο. Σε θεωρητικό επίπεδο για να επιτευχθεί πλήρης ακύρωση του θορύβου του στοιχείου T_1 εφόσον η τιμή της αντίστασης R_1 είναι 340 Ohms και θεωρώντας διαγωγιμότητα του τρανζίστορ T_3 ίση με 16 mS έχουμε ότι:

$$0.016 \frac{340}{50} - g_{m4} = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow g_{m4} = 108.8 \text{ mS}$$

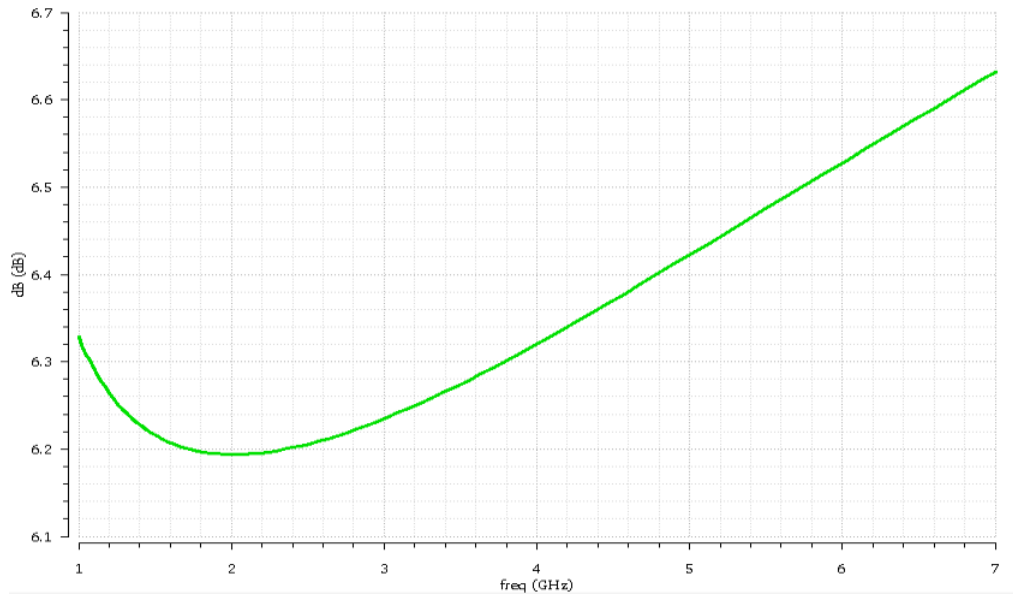
Για την επίτευξη τόσο μεγάλης διαγωγιμότητας στο τρανζίστορ T_4 πρέπει το στοιχείο να πολωθεί σε υψηλό ρεύμα και ταυτόχρονα να έχει μεγάλο W . Ωστόσο το ρεύμα πόλωσης του κλάδου περιορίζεται από την ελάχιστη τιμή τάσης της εξόδου για την οποία τα τρανζίστορ T_3 και T_3 να λειτουργούν στην περιοχή κορεσμού. Έχοντας λοιπόν επιλέξει τιμή αντιστάσεως εξόδου ίση με 60 Ohms το ενισχυτικό στάδιο T_3 δε προσδίδει επιπλέον κέρδος παρα μόνο αναστρέφει το σήμα θορύβου του T_1 στην έξοδο. Το επιπλέον κέρδος τάσης προσδίδεται από το τρανζίστορ T_4 σύμφωνα με τη σχέση (3.5).

Έχοντας την παραπάνω θεωρητική προσέγγιση κατά νου καταλήξαμε μετά από συνεχείς δοκιμές σε διαγωγιμότητα για το τρανζίστορ T_4 ίση με 95 mS και συνολικό ρεύμα πόλωσης ίσο με 11 mA. Για αυτές τις τιμές επιτυγχάνεται η καλύτερη επίδοση θορύβου διατηρώντας σταθερή την προσαρμογή στην είσοδο. Ο συντελεστής θορύβου σε όλο το φάσμα λειτουργίας φαίνεται στο σχήμα 4.12.



Σχήμα 4.12: Συντελεστής Θορύβου NF

Στο σχήμα 4.13 αποτυπώνεται ο συντελεστής NF έχοντας απενεργοποιήσει το μονοπάτι ακύρωσης θορύβου. Παρατηρείται μια μείωση της τάξης των 4 dB.



Σχήμα 4.13: Συντελεστής Θορύβου NF απεργοποιώντας την ακύρωση θορύβου

4.2.3 Κέρδος Τάσης

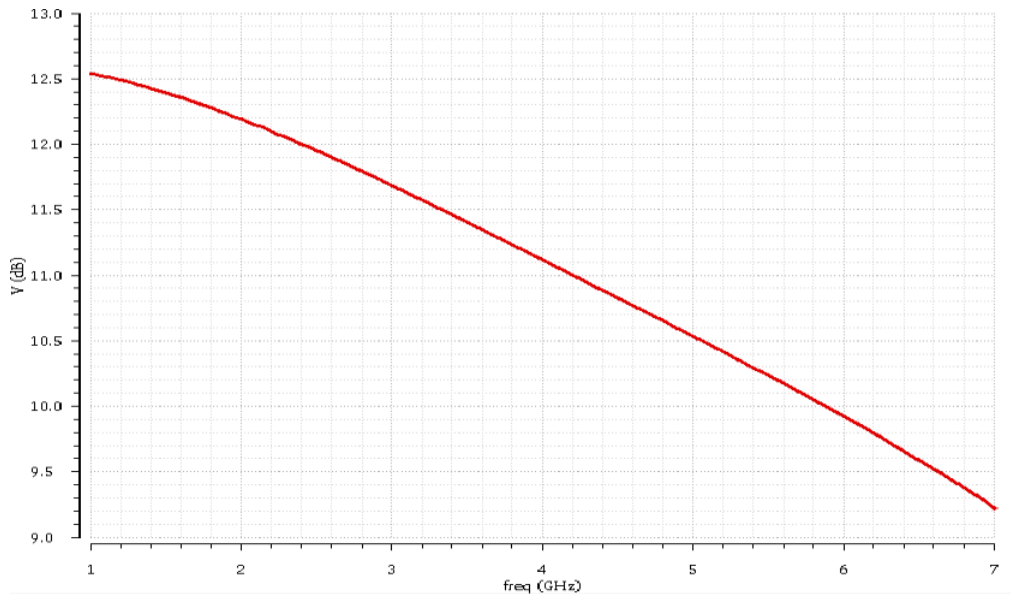
Για τον υπολογισμό του κέρδους τάσης αρκεί να χρησιμοποιήσουμε τον τύπο (3.5). Με μια σύντομη αντικατάσταση προκύπτει ότι:

$$-0.5(0.095 + 0.016(\frac{1 + 0.015 \times 240}{1 + \frac{240}{175}})) \times 60 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow A = -3.765 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow 20\log|-3.765| = 11.52\text{dB}$$

Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.13 το κέρδος τάσης είναι πολύ κοντά στη θεωρητική του τιμή. Επίσης το "γόνατο" των 3 dB βρίσκεται στο άνω άκρο της περιοχής λειτουργίας. Επομένως ο ενισχυτής διατηρεί αρκετό κέρδος σε όλο το φάσμα συχνοτήτων που λειτουργεί.



Σχήμα 4.14: Κέρδος τάσης Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου

Παρατηρούμε ότι ο θεωρητικός υπολογισμός συμπίπτει σε μεγάλο βαθμό με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Καθώς η συχνότητα αυξάνεται οι παρασιτικές χωρητικότητες κυριαρχούν και η τιμή του κέρδους τάσης μειώνεται.

4.2.4 Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης-IP₃

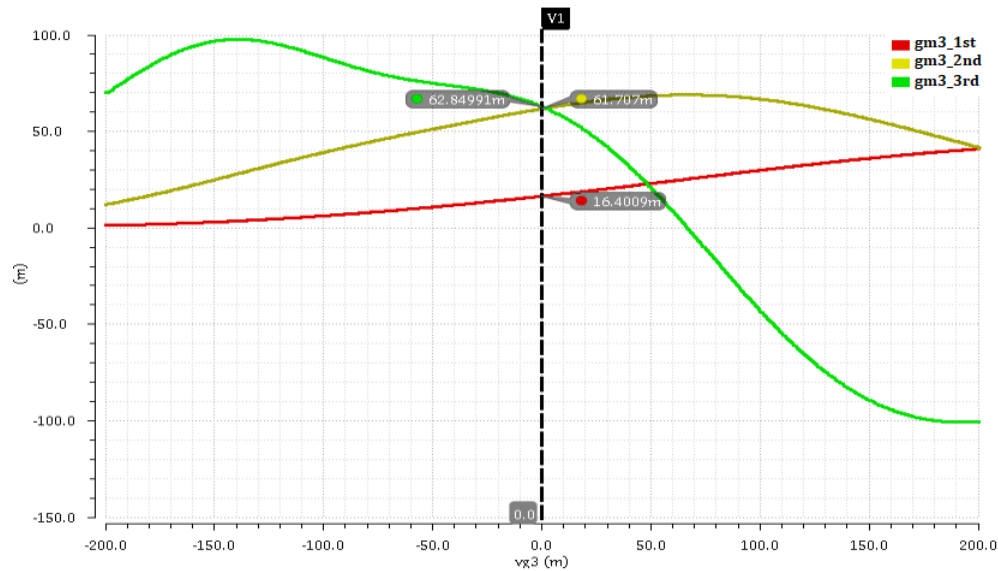
Για να επιτευχθεί υψηλή γραμμικότητα πρέπει να ικανοποιηθεί η σχέση 3.41 ώστε να ισχύει η ακύρωση παραμορφώσεως τρίτης τάξης. Πρέπει δηλαδή:

$$\frac{g''_{m4}}{g''_{m3}} = \frac{R_1}{R_{in}} = \frac{R_1}{R_s} \times \frac{1}{1 + \epsilon_{rr}} \Rightarrow$$

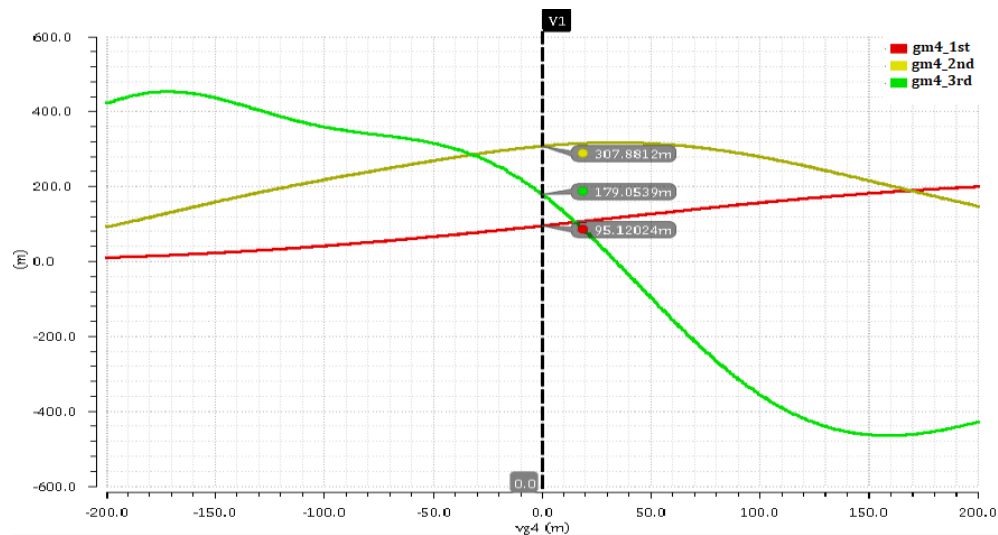
$$\Rightarrow \frac{334}{50} \times \frac{1}{1 + 1.00736} = 3.33$$

Για να καταστεί εφικτό να μετρηθούν οι διαγωγιμότητες των τρανζίστορ ανώτερης τάξης χρησιμοποιήθηκε η συνδεσμολόγια που φαίνεται στο σχήμα 4.17. Χρησιμοποιήθηκαν τα στοιχεία vcvs (voltage controlled voltage source) ώστε να απομονωθούν δύο ίδια τρανζίστορ με τα T3, T4 (T33, T44) και με μια πηγή τάσης στην πύλη κάνουμε μια μικρή σάρωση γύρω από το

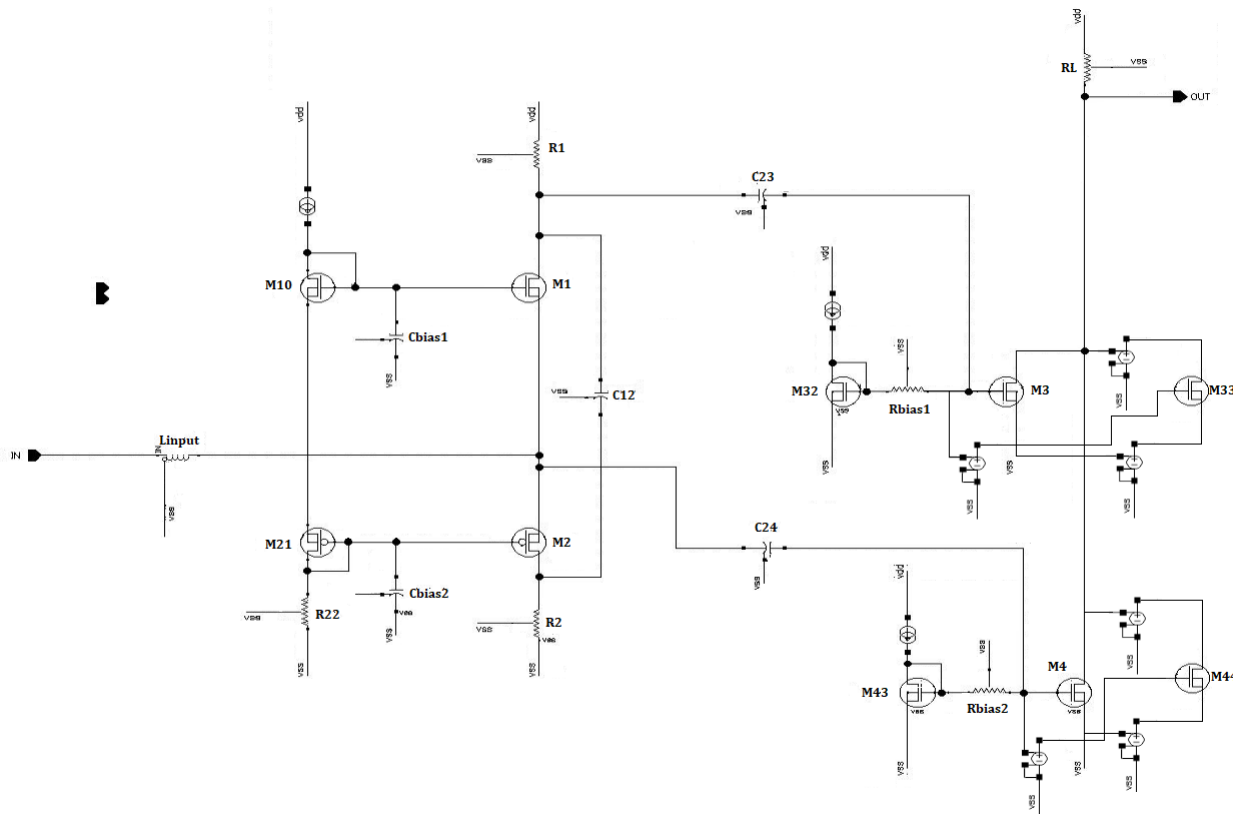
μηδέν για αποτυπώσουμε τη συμπεριφορά των διαγωγιμοτήτων ανώτερης τάξης. Η βέλτιστη γραμμικότητα επιτυγχάνεται με τιμές για $g_{m3} = 62.85 \text{ mS}$ και $g_{m4} = 179.1 \text{ mS}$ που από τη (3.41) είναι ίσο με 2.85, αποτέλεσμα πολύ κοντά στο θεωρητικό. Οι διαγωγιμότητες μέχρι και τρίτης τάξης φαίνονται στα σχήματα 4.16 και 4.17.



Σχήμα 4.15: Διαγωγιμότητα 1^{ης}, 2^{ης} και 3^{ης} τάξης τρανζίστορ M_3

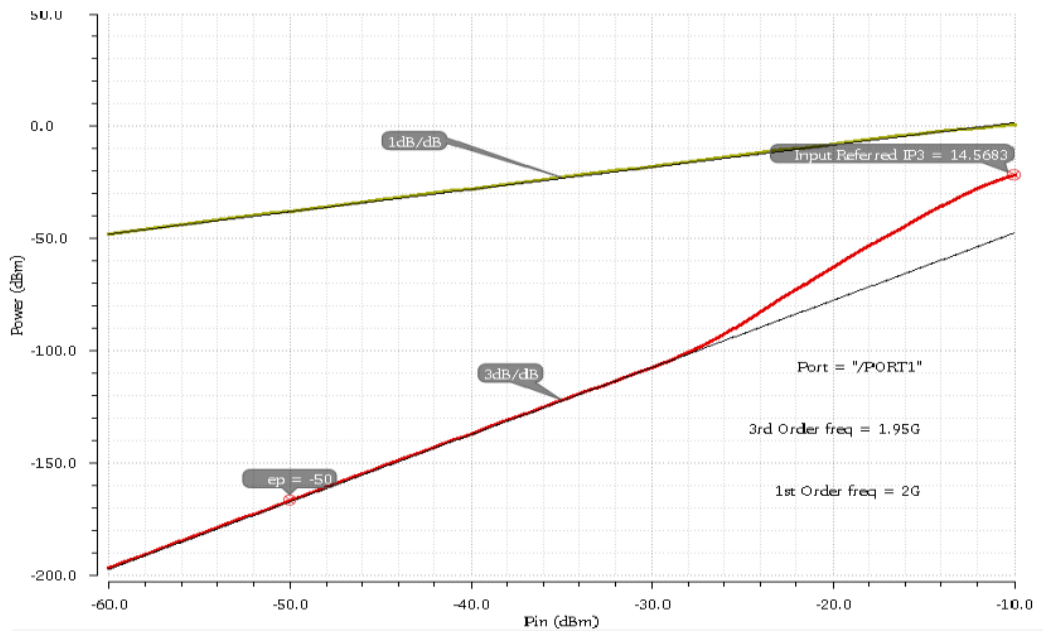


Σχήμα 4.16: Διαγωγιμότητα 1^{ης}, 2^{ης} και 3^{ης} τάξης τρανζίστορ M_4

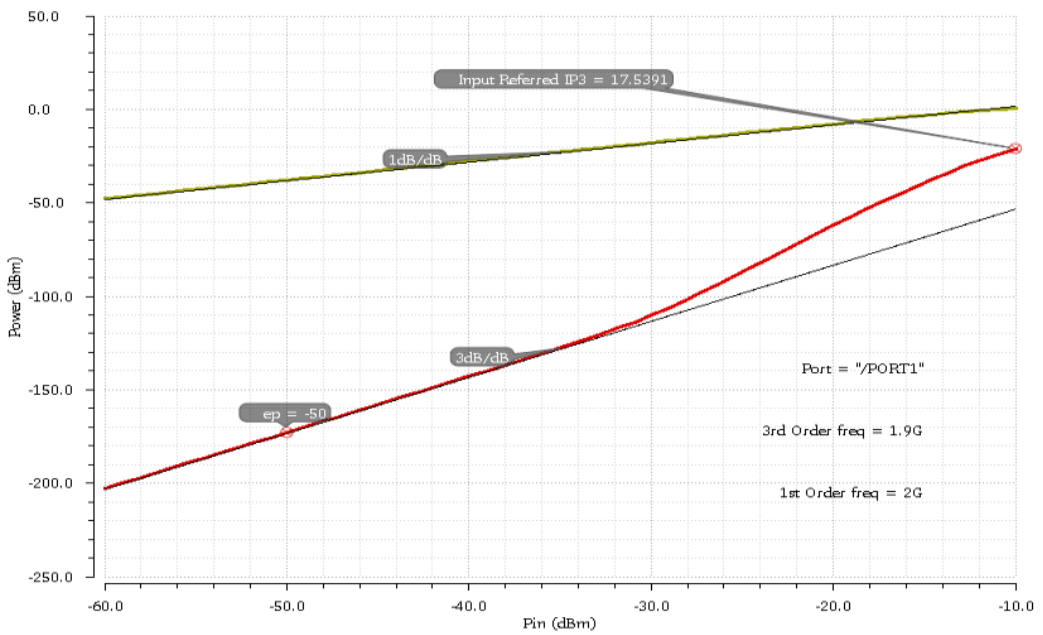


Σχήμα 4.17: Συνδεσμολογία για μέτρηση διαγωγιμοτήτων ανώτερης τάξης

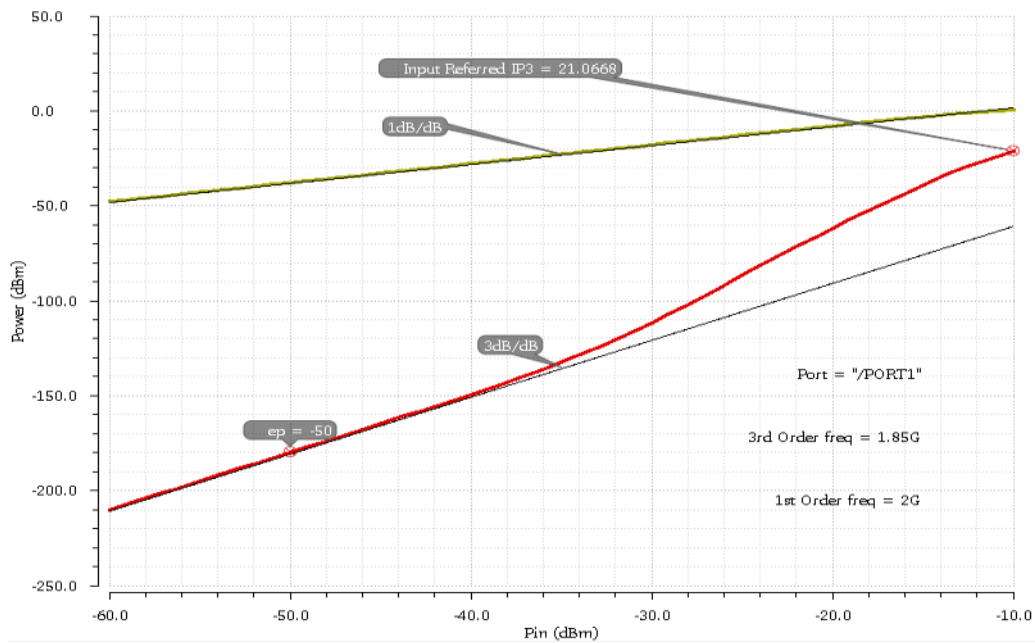
Για τη μέτρηση του Σημείου Παρεμβολής Τρίτης Τάξης χρησιμοποιήθηκε η harmonic balance ανάλυση με δύο σήματα εισόδου συχνότητας 2 GHz έως 2.2 GHz με βήμα 50 MHz. Τα αποτελέσματα φαίνονται στα σχήματα 4.18-4.21.



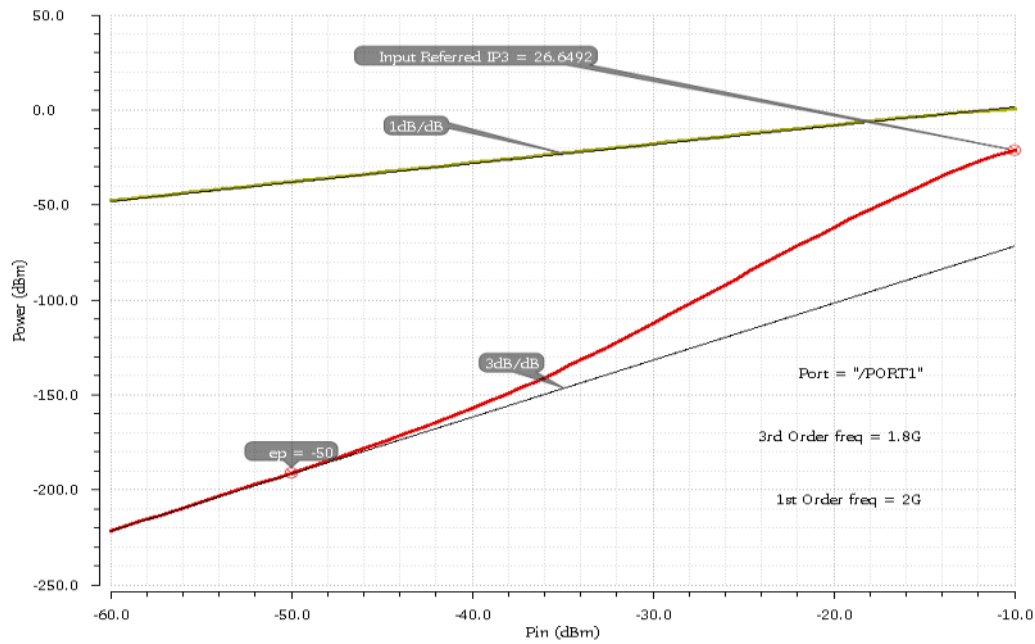
Σχήμα 4.18: Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για $f_1 - f_2 = 50\text{MHz}$



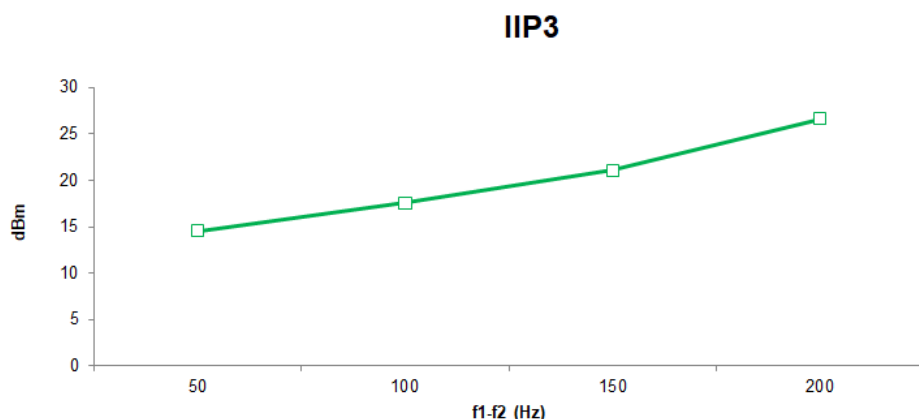
Σχήμα 4.19: Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για $f_1 - f_2 = 100\text{MHz}$



Σχήμα 4.20: Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για $f_1 - f_2 = 150\text{MHz}$



Σχήμα 4.21: Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για $f_1 - f_2 = 200\text{MHz}$



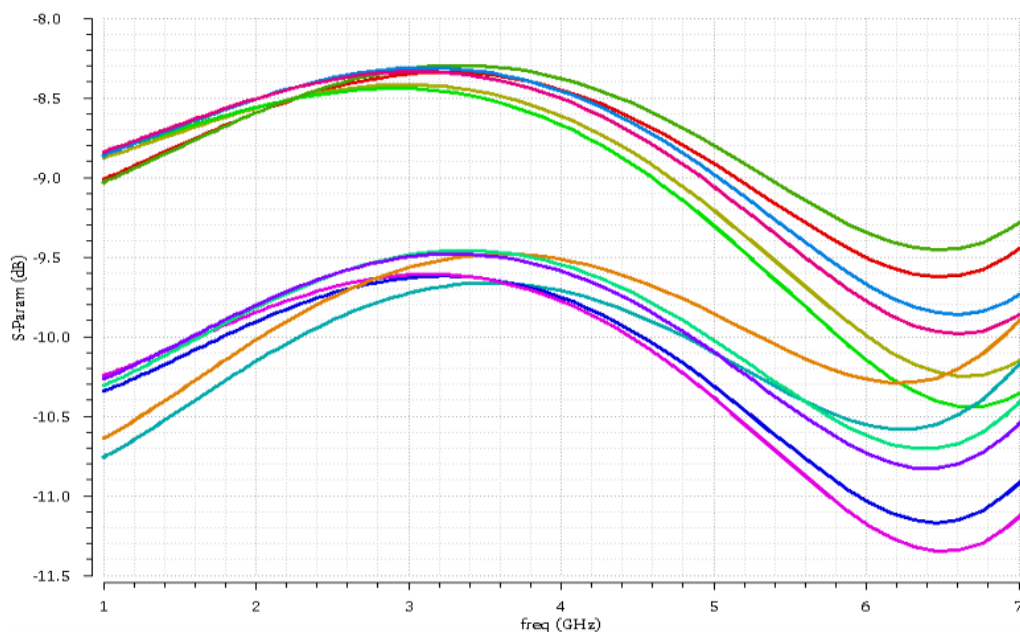
Σχήμα 4.22: Σημείο παρεμβολή τρίτης τάξης συναρτήσεως απόστασης συχνοτήτων

4.3 Επίδοση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου σε ακραίες θερμοκρασίες και διαδικασίες τύπωσης

Για τον πληρέστερο χαρακτηρισμό ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος πρέπει το κύκλωμα να προσομοιωθεί σε συνθήκες διαφορετικών θερμοκρασιών καθώς και διαδικασιών τύπωσης (PT variations). Αρχικά όσον αφορά τη θερμοκρασία, ένα κύκλωμα αναλόγως με την εφαρμογή, θα πρέπει να μπορεί να παράμενει λειτουργικό σε διαφορετικές συνθήκες θερμοκρασίας. Οι συνθήκες τύπωσης τώρα αφορούν το πόσο θα παρεκκλίνει ο αριθμός φορέων των τρανζίστορ από την τυπική τιμή που δίνει μια τεχνολογία. Για παράδειγμα η corner slow-fast σημαίνει ότι όλα τα nmos τρανζίστορ έχουν τον ελάχιστο αριθμό φορέων ενώ όλα τα pmos τρανζίστορ έχουν το μέγιστο αριθμό φορέων. Αυτό δημιουργεί μια ανισορροπία στο εκάστοτε κύκλωμα και είναι κάτι που πρέπει να λάβει υπόψιν του ο μηχανικός κατά τη διαδικασία σχεδίασης. Το Virtuoso δίνει τη δυνατότητα προσομοιώσεων για διαφορετικές διαδικασίες τύπωσης (fast-fast, fast-slow, slow-fast, slow-slow), για διαφορετικές θερμοκρασίες καθώς και για Monte Carlo προσομοίωση, στην οποία με τη βοήθεια του ιδιωνυμίου αλγόριθμου επιλέγονται με έξυπνο τρόπο διαφορετικές συνθήκες τύπωσης (process) και μικρές μεταβολές στις διαστάσεις (mismatch) για το κάθε τρανζίστορ ξεχωριστά, έτσι ώστε να έχουμε τη μέγιστη δυνατή εποπτεία για τη λειτουργικότητα του κυκλώματος. Τέλος ως θερμοκρασιακό εύρος λειτουργίας θεωρήθηκε το διάστημα -25°C , 70°C . Η εκτίμηση αυτή έγινε με γνώμονα τη φύση του ενισχυτή καθώς η χαμηλή κατανάλωσή του και τα χαμηλής ισχύος σήματα που καλείται να ανιχνεύσει δε μπορούν να προκαλέσουν σημαντική αύξηση της θερμοκρασίας του κυκλώματος.

4.3.1 Πρόσαρμογή Εισόδου Over Corner-Temperature

Στο σχήμα 4.23 παρατίθεται η προσαρμογή εισόδου του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου για όλους τους δυνατούς συνδυασμούς διαδικασίας τύπωσης και θερμοκρασίας ενώ στον πίνακα 4.4 οι αντίστοιχες τιμές για προσομοιώσεις process-mismatch με τον αλγόριθμο Monte Carlo. Παρατηρούμε ότι στη χειρότερη περίπτωση η προσαρμογή στην είσοδο αποκλίνει κατά μέσο όρο περίπου 2 dB από την τυπική διαδικασία τύπωσης.



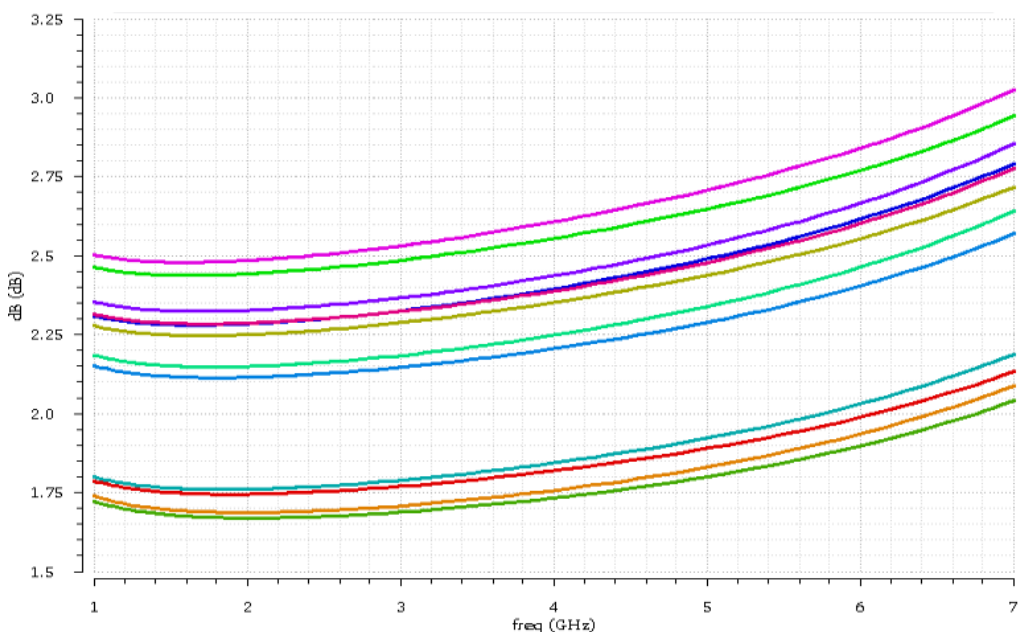
Σχήμα 4.23: Πρόσαρμογή στην Είσοδο Over Corner-Temperature

Monte Carlo	Minimum	Mean	Maximum
average S_{11}	-11.21 dB	-9.58 dB	-7.5 dB

Πίνακας 4.4: Πρόσαρμογή στην Είσοδο Monte Carlo Process-Mismatch

4.3.2 Επίδοση Θορύβου Over Corner-Temperature

Στο σχήμα 4.24 παρατίθεται ο συντελεστής θορύβου NF για όλους τους δυνατούς συνδυασμούς διαδικασίας τύπωσης και θερμοκρασίας ενώ στον πίνακα 4.5 οι αντίστοιχες τιμές για προσομοιώσεις process-mismatch με τον αλγόριθμο Monte Carlo. Παρατηρούμε ότι στη χειρότερη περίπτωση ο συντελεστής θορύβου NF αποκλίνει κατά 0.23 dB από την τυπική διαδικασία τύπωσης.



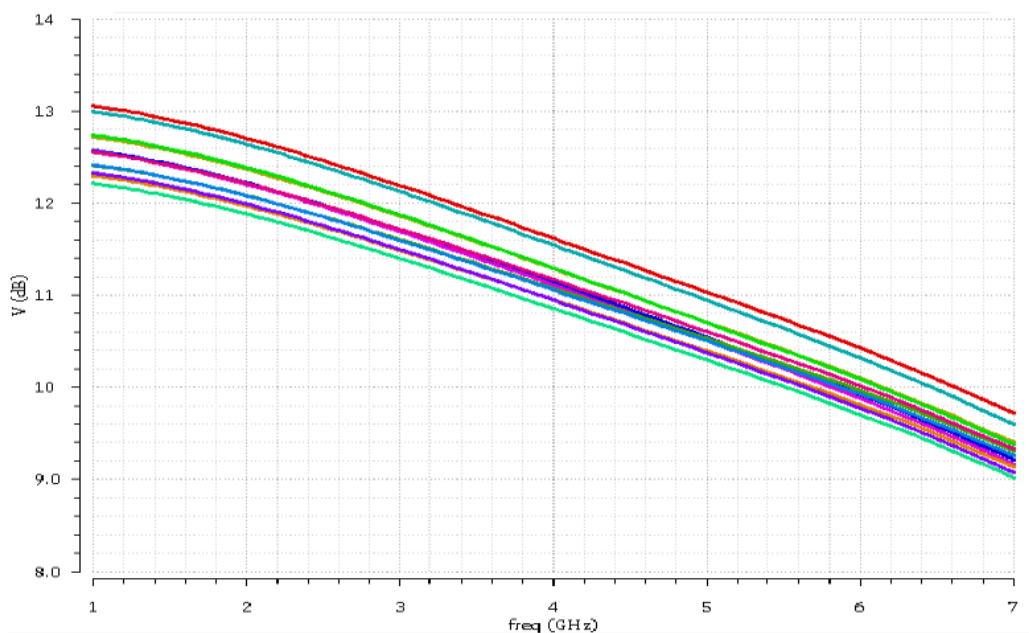
Σχήμα 4.24: Συντελεστής Θορύβου NF Over Corner-Temperature

Monte Carlo	Minimum	Mean	Maximum
average NF	2.2 dB	2.35 dB	2.58 dB

Πίνακας 4.5: Συντελεστής Θορύβου NF Monte Carlo Process-Mismatch

4.3.3 Κέρδος Τάσης Over Corner-Temperature

Στο σχήμα 4.25 παρατίθεται το κέρδος τάσης για όλους τους δυνατούς συνδυασμούς διαδικασίας τύπωσης και θερμοκρασίας ενώ στον πίνακα 4.6 οι αντίστοιχες τιμές για προσομοιώσεις process-mismatch με τον αλγόριθμο Monte Carlo. Παρατηρούμε ότι στη χειρότερη περίπτωση το κέρδος τάσης αποκλίνει κατά 1 dB από την τυπική διαδικασία τύπωσης.



Σχήμα 4.25: Κέρδος Τάσης Over Corner-Temperature

Monte Carlo	Minimum	Mean	Maximum
average NF	10.35 dB	11.02 dB	12.15 dB

Πίνακας 4.6: Κέρδος Τάσης Monte Carlo Process-Mismatch

4.3.4 Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης Over Corner-Temperature

Στον πίνακα 4.4 παρατίθενται οι τιμές του Σημείου Παρεμβολής Τρίτης Τάξης για όλους τους δυνατούς συνδυασμούς διαδικασίας τύπωσης και θερμοκρασίας. Παρατηρούμε ότι στη χειρότερη περίπτωση το IIP_3 είναι 2.52 dBm ενώ η μέση διακύμανση του είναι σχετικά μεγάλη. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως οι διαγωγιμότητες τρίτης τάξης g_{m3} , g_{m4} καθώς και η αντίσταση R_1 μπορεί να μεταβληθούν αρκετά μετατοπίζοντας την τιμή του IIP_3 . Παρόλα αυτά και για την ελάχιστη τιμή ο ενισχυτής συνεχίζει να είναι αρκετά γραμμικός.

Process	Temperature ($^{\circ}C$)		
	25	40	70
Fast-Fast	9.02	8.53	4.85
Slow-Slow	5.82	16.9	7.7
Fast-Slow	2.52	7.63	13.42
Slow-Fast	10.26	5.91	4.16

Πίνακας 4.7: Τιμές IIP_3 Over Corner-Temperature

Monte Carlo	Minimum	Mean	Maximum
IIP_3	2.6 dBm	10.42 dBm	26.94 dBm

Πίνακας 4.8: Σημείο Παρεμβολής Τρίτης Τάξης Monte Carlo Process-Mismatch

4.4 Σύγκριση με υπάρχουσες υλοποιήσεις

Στον πίνακα 4.9 συγκρίνονται υπάρχουσες υλοποιήσεις των τελευταίων ετών με το σχεδιασμένο κυκλώμα. Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί πως τα χαρακτηριστικά των υλοποιημένων ενισχυτών αναφέρονται σε μετρήσεις σε υλοποιημένες ψηφίδες, σε αντίθεση με τα αποτελέσματα της παρούσας εργασίας που προκύπτουν από προσομοιώσεις. Παρόλα αυτά, αναμένοντας λογικές διαφοροποιήσεις που θα οφείλονται στην τύπωση του κυκλώματος, η σύγκριση αποτελεί μια επαλήθευση ότι τα αποτελέσματα θα είναι κοντά σε υπάρχοντα δημοσιευμένα κυκλώματα. Όλα τα κυκλώματα που αναφέρονται είναι υλοποιημένα σε CMOS τεχνολογίες.

Ref	Technology nm	BW (3dB) GHz	Gain dB	S11 dB	NF dB	IIP3 dBm	Consumption mW	Supply V
[1]	180	2-5	13	<-10	6-8	9.5	1.8	1.8
[17]	65	0.1-4.3	21.2	<-10	2.8-4	-7.7	2	1.2
[16]	65	0.2-2.7	21.2	<-10	3-3.5	-7.7	2	1.2
[9]	65	7.6-29	10.7	<-8	4.5-5.6	1.4	12.1	1
[3]	65	0.5-7	16.8	<-10	2.87-3.77	-4.5	11.3	1.2
[4]	65	1-20	12.8	<-9	3.3-5.3	5.8	20.3	1.6
[15]	130	0.8-2.1	14.5	<-8.5	2.6	16	17.4	1.5
This work	65	1-7	11.5	<-9.5	2.17-2.65	26.6	14.1	1.2

Πίνακας 4.9: Σύγκριση σχεδιασμένου ενισχυτή με υπάρχουσες υλοποιήσεις

Παρατηρείται πως ο ενισχυτής που παρουσιάστηκε εμφανίζει καλύτερη συμπεριφορά ως προς το θόρυβο και τη γραμμικότητα ενώ στις υπόλοιπες κατηγορίες έχει παραπλήσια χαρακτηριστικά με υπόλοιπες υλοποιήσεις.

Κεφάλαιο 5

Επίλογος

Η διαδικασία σχεδίασης ενός Ευρυζωνικού Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια.

5.1 Σύνοψη και Συμπεράσματα

Η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις στο πρόγραμμα Cadence Virtuoso είναι η IBM 65nm. Ο ενισχυτής χρησιμοποιεί την τεχνική ακύρωσης θορύβου και παραμόρφωσης τρίτης τάξης για να υπερκεράσει η έμφυτη αδυναμία επίτευξης χαμηλού θορύβου της τοπολογίας κοινής πύλης. Για να επιτευχθεί το καλύτερο δυνατό αποτέλεσμα απαιτείται η σωστή πόλωση των τρανζίστορ συνδεσμολογίας κοινής πηγής. Για AC σύζευξη χρησιμοποιήθηκαν πυκνωτές μεταξύ της εισόδου και του πρώτου σταδίου καθώς και μεταξύ των επόμενων σταδίων. Αυτοί οι πυκνωτές λόγω των παρασιτικών χωρητικότητων υποβιβάζουν αρκετά την επίδοση του ενισχυτή. Τέλος η προσθήκη ενός βοηθητικού πηνίου για την επίτευξη καλύτερης προσαρμογής στην είσοδο κρίθηκε αναγκαία παρόλο τον επιπλέον χώρο που θα καταλάβει.

5.2 Μελλοντικές Επεκτάσεις

Στο μέλλον ενδιαφέρον θα μπορούσε να έχει η προσθήκη μεταβλητού κέρδους στον ενισχυτή ανάλογα με την είσοδο, κάτι το οποίο είναι απαραίτητο και σύνηθες στη βιομηχανία. Επίσης η περαιτέρω σχεδίαση και των υπολοίπων βαθμίδων στην αλυσίδα του δέκτη θα έδινε ακόμη περισσότερη ενόραση στην λειτουργία του ίδιου ενισχυτή. Τέλος, σημαντική θα ήταν και η πραγματοποίηση του layout του κυκλώματος, καθώς και post layout προσομοιώσεων για να γίνει πιο σαφής η επίδραση των παρασιτικών φαινομένων στις υψηλότερες συχνότητες.

Βιβλιογραφία

- [1] A. R. Aravinth Kumar, Bibju Datta Sahoo, and Ashudeb Dutta. “A Wideband 2-5 Ghz Noise Cancelling Subthreshold Low Noise Amplifier.” στο: *IEEE Transactions on Circuits and Systems II* 65.7 (2017), σσ. 834–838.
- [2] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith and Tony Chan Carusone and Vincent Gaudet. *Microelectronic Circuits*. The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering. Oxford University Press, 2020. ISBN: 9780190853464.
- [3] Haohong Yu, Yong Chen, Chirn Chye Boon, Pui-In Mak and Rui P. Martins. “A 0.044- mm^2 0.5-to-7GHz Resistor Plus Source Follower Feedback Noise Cancelling LNA Achieving a Flat NF of $3.3\pm 0.45dB$.”. στο: *IEEE Transactions on Circuits and Systems II* 66.1 (2018), σσ. 71–75.
- [4] Haohong Yu, Yong Chen, Chirn Chye Boon, Pui-In Mak and Rui P. Martins. “A 0.096- mm^2 1-20-GHz Triple-Path Noise-Canceling Common-Gate Common Source LNA with Dual Complementary pMOS-nMOS Configuration.” στο: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 68.1 (2019), σσ. 144–15.
- [5] Muhammad Khurram and S. M. Rezaul Hasan. “A 3-5 GHz Current Reuse gm boosted CG LNA for Ultrawideband in 130nm CMOS.” στο: *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems* 20.3 (2011), σσ. 400–409.
- [6] Aggelos Papadimitriou. “Tool for optimized design of integrated RF CMOS low noise amplifiers”. Technical University of Crete, 2017.
- [7] Yiannis Papananos. *Radio-Frequency Microelectronic Circuits for Telecommunication Applications*. Springer, 1998.
- [8] Paul R. Gray and Paul J. Hurst and Stephen H. Lewis and Robert G. Meyer. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Wiley and Sons, 2009. ISBN: 9780470245996.
- [9] Pei Qin and Quan Xue. “Design of Wideband LNA Employing Cascaded Complimentary Common Gate and Common Source Stages.” στο: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 27.6 (2017), σσ. 587–589.
- [10] Behzad Razavi. *Design Of Analog CMOS Integrated Circuits 2nd Edition*. Mc Graw Hill, 2017. ISBN: 9780072524932.
- [11] Behzad Razavi. *RF Microelectronics*. Prentice Hall, 2011. ISBN: 9780137134731.
- [12] *SpectreRF Workshop*. 205.
- [13] Yannis Tsividis. *Operating and Modeling of the MOS Transistor 3rd Edition*. Oxford University Press, 2011.

- [14] Sorin Voinigescu. *High-Frequency Integrated Circuits*. The Cambridge RF and Microwave Engineering series. Cambridge University Press, 2013. ISBN: 9780521773024.
- [15] Wei-Hung Chen, Liu Gang, Boos Zdravko, Ali M. Niknejad. “A Highly Linear Broadband CMOS LNA Employing Noise and Distortion Cancellation.” στο: *IEEE Journal Of Solid-State Circuits* 43.5 (2008), σσ. 1164–1176.
- [16] Zhijian Pan, Chuan Qin, Zuochang Ye and Yan Wang. “A Low Power Inductorless Wideband LNA with Gm Enhancement and Noise Cancellation.” στο: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 27.1 (2016), σσ. 58–60.
- [17] Zhijian Pan, Chuan Qin, Zuochang Ye and Yan Wang. “A Low Power Inductorless Wideband LNA with Gm Enhancement and Noise Cancellation.” στο: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I* 65.1 (2017), σσ. 26–38.
- [18] Γεράσιμος Σ. Βλαχογιαννάκης. “Σχεδίαση ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος 10 dBm συχνότητας λειτουργίας 60 GHz σε τεχνολογία CMOS 65nm”. Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2011.
- [19] Φίλιππος Π. Γοζαδίνος. “Σχεδίαση Direct Conversion δέκτη στη μπάντα των 2.7 GHz του δικτύου LTE/4G σε τεχνολογία TSMC 90nm”. Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2016.