



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομεας Ηλεκτρονικής, Επικοινωνιών και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Ηλεκτρονικής

**Σχεδίαση ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος 10dBm
συχνότητας λειτουργίας 60GHz σε τεχνολογία CMOS 65nm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεράσιμος Σ. Βλαχογιαννάκης

Επιβλέπων: Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2011



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
& ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

Σχεδίαση ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος 10dBm
συχνότητας λειτουργίας 60GHz σε τεχνολογία CMOS 65nm

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεράσιμος Σ. Βλαχογιαννάκης

Επιβλέπων: Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τη 15η Ιουλίου 2011.

.....
Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ε. Καγιάφας
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ε. Σουκάς
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Γεράσιμος Σ. Βλαχογιαννάκης
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών ΕΜΠ.

© (2011) Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο.
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

Στη 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 ισχύος, όπως η περιορισμένη τάση τροφοδοσίας και η μειωμένη απόδοση σε σύγκριση με διακριτές υλοποιήσεις. Το κύριο τμήμα της εργασίας αποτελεί η πλήρης σχεδίαση ενός Ενισχυτή Ισχύος σε τεχνολογία CMOS 65nm, με συχνότητα λειτουργίας 60GHz και ισχύ εξόδου 10dBm, αξιοποιήσιμου στις όλο και περισσότερο αναδυόμενες εφαρμογές αυτής της περιοχής συχνοτήτων (WPAN, WirelessHD, Point-to-Point Ζεύξεις κ.ο.κ). Το σχεδιασμένο κύκλωμα εμφανίζει αποτελέσματα συγκρίσιμα με υπάρχουσες υλοποιήσεις και υψηλή γραμμικότητα που του επιτρέπει να λειτουργεί σε σχήματα διαμόρφωσης πλάτους.

Λέξεις Κλειδιά: Ενισχυτής Ισχύος Ραδιοφωνικών Συχνοτήτων, 60GHz, 65nm, CMOS

Abstract

This thesis reviews the methodology used to design integrated power amplifiers in CMOS processes. Design techniques, specifications and challenges that arise due to the continuously increasing scale of integration, such as confined supply voltages and degradation of efficiency when compared to discrete counterparts, are mentioned. The main part of the thesis is the complete design of a 60GHz, 10dBm, 65nm CMOS Power Amplifier that can be used in promising new applications like WPANs, WirelessHD, 60GHz Point-to-Point links, etc. The results of the designed circuit are successfully compared with existing implementations, and it exhibits high linearity that makes it able to amplify amplitude-modulated signals.

Keywords: Radio Frequency Power Amplifier, 60GHz, 65nm, CMOS

Ευχαριστίες

Πρώτα και κύρια, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή Ι. Παπανάνο όχι μόνο για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα σύγχρονο και ενδιαφέρον θέμα στην εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας, αλλά και γιατί με την εύστοχη και ζωντανή διδασκαλία των μαθημάτων του και με τις συμβουλές του, μου έδωσε κίνητρο να ασχοληθώ με το ενδιαφέρον αντικείμενο της ηλεκτρονικής. Έπειτα, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους υποψήφιους διδάκτορες και διπλωματικούς φοιτητές του Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής που δημιούργησαν ένα ευχάριστο περιβάλλον κατά την παραμονή μου στο εργαστήριο. Ευχαριστώ ιδιαίτερα τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Ευάγγελο Τσιμπινο, του οποίου η συνεισφορά και η διαθεσιμότητα ήταν σημαντική για την εμπάθυνση στα εργαλεία σχεδίασης και την απεμπλοκή από όλα τα ζητήματα που αντιμετώπισα.

Επιπλέον, θέλω να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, τους γονείς μου, Σάββα και Μαρία, για την ηθική και υλική υποστήριξη που μου παρείχαν καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου και την αδελφή μου Ειρήνη για την ανιδιοτελή φροντίδα της κατά τη διάρκεια της συγκατοίκησής μας. Χωρίς την έμπρακτη στήριξή τους, η αφοσίωση στις σπουδές μου θα ήταν ένα πολύ δυσκολότερο, αν όχι ακατόρθωτο, έργο. Επίσης, ευχαριστώ τους πολύ καλούς παιδικούς μου φίλους, Βασίλη Μαστρογιαννάκη και Μιχάλη Αποστολάκη που με την παρέα τους και τις συζητήσεις τους μου έπαιρναν το άγχος και με ενθάρρυναν να αντεπεξέλθω στις απαιτήσεις των σπουδών μου.

Τέλος, ένα ιδιαίτερο ευχαριστώ στην Κερασίνα Κωστάμη, η οποία με την παρουσία, τη συμπαράσταση και το χαμόγελό της έκανε το τελευταίο αυτό έτος των σπουδών μου μια γλυκιά, γεμάτη περιπέτειες εμπειρία και ανάμνηση.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	6
2	Ενισχυτές Ισχύος Ραδιοφωνικών Συχνοτήτων	9
2.1	Η θέση του Ενισχυτή Ισχύος στην αλυσίδα του πομπού	9
2.2	Βασικά κριτήρια επίδοσης Ενισχυτών Ισχύος	11
2.2.1	Χαρακτηρισμός με χρήση των s-παραμέτρων	11
2.2.2	Κριτήρια γραμμικότητας	12
2.2.2.1	Συμπίεση κέρδους	15
2.2.2.2	Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης (IP_3)	15
2.2.3	Κριτήρια ισχύος	15
2.2.3.1	Ισχύς κορεσμού	16
2.2.3.2	Κέρδος ισχύος	17
2.2.3.3	Απόδοση	17
2.2.3.4	Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους (Power-Added Efficiency)	17
2.3	Προσαρμογή	18
2.3.1	Μετασχηματισμός φορτίου	19
2.3.2	Προσαρμογή με χρήση του χάρτη Smith	22
2.4	Ευστάθεια	26
2.5	Κλάσεις λειτουργίας ενισχυτών ισχύος	27
2.5.1	Κλάση A	28
2.5.2	Κλάση B	29
2.5.3	Κλάση C	31
2.5.4	Κλάση D	33
2.5.5	Κλάση E	35
2.5.6	Κλάση F	37
3	Σχεδίαση Ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος στα 60GHz σε Τεχνολογία CMOS 65nm	39
3.1	Στοιχεία της τεχνολογίας IBM CMOS 65nm (cmos10lpe)	40
3.1.1	Πηνία	40
3.1.2	Πυκνωτές	42
3.1.3	Γραμμές μεταφοράς	45
3.1.4	MOS Τρανζίστορ	48
3.2	Επιλεγμένη τοπολογία του ενισχυτή	49
3.3	Μεθοδολογία σχεδίασης	50
3.3.1	Στάδιο εξόδου	50

3.3.1.1	Επιλογή τρανζίστορ και πόλωση του για μέγιστη γραμμικότητα λειτουργίας	50
3.3.1.2	Εξαγωγή μοντέλου των MOS τρανζίστορ με τις διασυνδέσεις του	52
3.3.1.3	Επιλογή τιμών των παθητικών στοιχείων	55
3.3.2	Στάδιο cascode	59
3.3.3	Διασταδιακή προσαρμογή	63
3.3.4	Προσαρμογή εισόδου	65
3.4	Τελική σχεδίαση του layout	67
4	Επίδοση του Σχεδιασμένου Ενισχυτή	72
4.1	Αποτελέσματα Post-layout προσομοιώσεων	73
4.1.1	Χαρακτηριστικές εισόδου-εξόδου	73
4.1.2	S-Παράμετροι	75
4.1.3	Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης (IP3)	76
4.1.4	Απόδοση	76
4.1.5	Προσομοίωση Load-Pull	78
4.1.6	Θέματα ευστάθειας	79
4.1.7	Απόκριση του ενισχυτή στο χρόνο	81
4.2	Σύγκριση με υπάρχουσες υλοποιήσεις	85
4.3	Συμπεριφορά του κυκλώματος σε μεταβολές της τροφοδοσίας και της θερμοκρασίας	86
4.3.1	Μεταβολή της θερμοκρασίας	86
4.3.2	Μεταβολή της τροφοδοσίας	88

Κατάλογος σχημάτων

1.1	”Επαναπροσδιορίζοντας τα προσωπικά δίκτυα”. Από το site της IBM [8]	7
2.1	Δομικό Διάγραμμα Πομπού	10
2.2	Ανάλυση διθύρου με χρήση των S-παραμέτρων	11
2.3	Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου μη γραμμικού συστήματος . .	13
2.4	Μεταβολή πλάτους των συνιστωσών της θεμελιώδους αρμονικής και του πλάτους του γινομένου ενδοδιαμόρφωσης, σε γραμμική και λογαριθμική κλίμακα, όπου φαίνεται το σημείο τομής των δύο καμπυλών (IP_3).	16
2.5	Ροή ενέργειας σε έναν Ενισχυτή Ισχύος	17
2.6	Ισοδυναμία εν-σειρά RC κυκλώματος με παράλληλο RC	19
2.7	Μετασχηματισμός φορτίου R_P σε μεγαλύτερη τιμή με χρήση πυκνωτών	20
2.8	Μετασχηματισμός φορτίου R_P σε υψηλότερη τιμή με χρήση πηνίων	21
2.9	Μετασχηματισμός φορτίου R_P σε χαμηλότερη τιμή	21
2.10	Χάρτης Smith	23
2.11	Μεταβολή σημείων στον χάρτη Smith με τη χρήση παθητικών στοιχείων. ©Elsevier	24
2.12	Παράδειγμα μετασχηματισμού φορτίου με κινήσεις εντός της καμπύλης $Q=5$. ©Elsevier	25
2.13	Γραμμικός ενισχυτής με τα δικτυώματα προσαρμογής εισόδου και εξόδου	26
2.14	Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης A	28
2.15	Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης B	30
2.16	Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης C	31
2.17	Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης D	33
2.18	Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης E	35
2.19	Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης F	37
3.1	Layout ενός ολοκληρωμένου πηνίου με υπόστρωμα BFM0AT (α') και M1 (β').	41
3.2	Καμπύλες Q και L_{eff} για το μικρότερο πηνίο symindp της τεχνολογίας cmos10lpe, (α') σε υπόστρωμα M1 και (β') σε υπόστρωμα (BFM0AT), όπου φαίνεται η μετατόπιση του σημείου συντονισμού σε υψηλές συχνότητες αλλά η μείωση του συντελεστή ποιότητας για χρήση υποστρώματος BFM0AT	43

3.3	Layout ενός συμμετρικού πηνίου (α'), ενός πηνίου παράλληλης στοίβαξης (β') κι ενός πηνίου εν σειρά στοίβαξης (γ') σε υποστρώματα BFMOAT	44
3.4	Layout ενός MIMCAP (α') κι ενός VnCap (β').	45
3.5	Καμπύλες Q και C_{eff} για δύο μικρής χωρητικότητας πυκνωτές, ενός VnCap $10\mu\text{m} \times 10\mu\text{m}$ με μέταλλα M1 και M2 (α') κι ενός MIMCAP ($5\mu\text{m} \times 5\mu\text{m}$) (β')	46
3.6	Καμπύλες Q και L_{eff} για γραμμή rflin με γέθους $100\mu\text{m} \times 4\mu\text{m}$	47
3.7	Επιλεγμένη τοπολογία του ενισχυτή	49
3.8	Επίδραση της πυκνότητας ρεύματος υποδοχής ανα μονάδα πλάτους τρανζίστορ στο f_{max} της διάταξης για τρεις διαφορετικές τιμές του αριθμού των fingers.	51
3.9	Χαρακτηριστική $V_{gs} - I_d$ του επιλεγμένου τρανζίστορ	52
3.10	Ac ισοδύναμο ενισχυτικού σταδίου όπου φαίνονται οι παρασιτικές χωρητικότητες του τρανζίστορ	53
3.11	layout του σχεδιασμένου cell τρανζίστορ με τις διασυνδέσεις του	54
3.12	Απόκριση συχνότητας της παραμέτρου s_{21} του σταδίου εξόδου για (α') μεταβολή της τιμής L7 με L6=64.2pH και (β') για μεταβολή της L6 με L7=62pH	56
3.13	Χαρακτηριστική $P_{in} - P_{out}$ του σταδίου εξόδου μετά την επιλογή των τιμών των στοιχείων L6, L7, C3	57
3.14	Παράμετρος s_{21} σταδίου εξόδου συναρτήσει της συχνότητας για τις επιλεγμένες τιμές των στοιχείων	58
3.15	Κέρδος Ισχύος (σε dB) Σταδίου εξόδου συναρτήσει της ισχύος στην είσοδό του για συχνότητα 60GHz	58
3.16	Ac ισοδύναμο κασκοδικού σταδίου όπου φαίνονται οι κύριες χωρητικότητες των διασυνδέσεων	59
3.17	Επίδραση της πόλωσης πηγής του τρανζίστορ κοινής πηγής του κασκοδικού σταδίου στη συχνότητα f_{max} για τις διαστάσεις των τρανζίστορ που επιλέχθηκαν	60
3.18	Layout των τρανζίστορ του κασκοδικού σταδίου με τις διασυνδέσεις τους	61
3.19	DC Ρεύμα κασκοδικού κλάδου και τάση v_{DS} του τρανζίστορ κοινής πύλης συναρτήσει της τάσης πόλωσης πύλης του τρανζίστορ κοινής πηγής	61
3.20	Απόκριση συχνότητας της παραμέτρου s_{21} του κασκοδικού σταδίου για (α') μεταβολή της τιμής L3 με L2=118pH και (β') για μεταβολή της L2 με L3=67pH	62
3.21	Μεταβολή πραγματικού και φανταστικού μέρους της αντίστασης εξόδου του κασκοδικού σταδίου συναρτήσει της επαγωγής L4, με L3=74pH, C1=88fF	64
3.22	Καμπύλες συνολικής απόκρισης συχνότητας του ενισχυτή συναρτήσει της επαγωγής L4	64
3.23	Διαδικασία προσαρμογής εισόδου του σταδίου εξόδου	65
3.24	Διαδικασία προσαρμογής εισόδου του συνολικού κυκλώματος στα 50Ω	66

3.25	Παράμετρος s_{11} μετά την ολοκλήρωση της σχεδίασης του σχηματικού	66
3.26	Τελικό σχηματικό του σχεδιασμένου ενισχυτή	67
3.27	Layout του κυκλώματος	68
3.28	Layout του πρώτου σταδίου	69
3.29	Layout του δεύτερου σταδίου όπου φαίνεται η αναδίπλωση . .	70
4.1	Το testbench των προσομοιώσεων	72
4.2	Χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου, όπου φαίνεται το σημείο συμπίεσης 1dB	73
4.3	Χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου για διάφορες συχνότητες στο εύρος ζώνης λειτουργίας	74
4.4	Χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου όπου φαίνεται και η δεύτερη αρμονική των 120GHz	74
4.5	S-παράμετροι συναρτήσει της συχνότητας	75
4.6	S-παράμετροι συναρτήσει της συχνότητας	76
4.7	Απόδοση ενισχυτή συναρτήσει της ισχύος εισόδου	77
4.8	Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους (Power Added Efficiency) του ενισχυτή	77
4.9	Το testbench της προσομοίωσης load-pull	78
4.10	Καμπύλες σταθερής ισχύος εξόδου στο χάρτη Smith	79
4.11	Παράγοντας ευστάθειας k του ενισχυτή σε συνάρτηση με τη συχνότητα	80
4.12	Κύκλοι ευστάθειας φορτίου του ενισχυτή για διαφορετικές συχνότητες	80
4.13	Σταθεροποίηση άνευ όρων του ενισχυτή με παρεμβολή δικτυώματος με $\Gamma_L = 0.1\angle 30^\circ$. Ο παράγοντας k αυξάνεται στη τιμή 2.4 ενώ το μέγιστο κέρδος πέφτει στα 16.8dB	81
4.14	Το σχηματικό παραγωγής του σήματος εισόδου του ενισχυτή για την ανάλυση στο χρόνο	82
4.15	Διαμορφωμένο σήμα εισόδου του ενισχυτή, όπως προκύπτει από την envelope ανάλυση	82
4.16	Σήμα στην έξοδο του ενισχυτή	83
4.17	Τροχιά του σήματος εισόδου	84
4.18	Τροχιά του σήματος εξόδου	84
4.19	Συχνотικό περιεχόμενο του σήματος βασικής ζώνης στην έξοδο του ενισχυτή και λόγος ισχύος παρακείμενου καναλιού	85
4.20	Παράμετρος s_{11} για μεταβολή της θερμοκρασίας σε ακραίες τιμές και σύγκρισή της με την ονομαστική θερμοκρασία	87
4.21	Παράμετρος s_{21} για μεταβολή της θερμοκρασίας σε ακραίες τιμές και σύγκρισή της με την ονομαστική θερμοκρασία	87
4.22	Χαρακτηριστικές ισχύος εισόδου-εξόδου για μεταβολή της θερμοκρασίας σε ακραίες τιμές και σύγκρισή τους με την ονομαστική θερμοκρασία	88
4.23	Παράμετρος s_{11} σε θερμοκρασία 50°C για τα άκρα της τροφοδοσίας και σύγκριση με την ονομαστική τροφοδοσία	89

4.24	Παράμετρος s_{21} σε θερμοκρασία 50°C για τα άκρα της τροφο- δοσία και σύγκριση με την ονομαστική τροφοδοσία	89
4.25	Χαρακτηριστικές ισχύος εισόδου-εξόδου σε θερμοκρασία 50°C για τα άκρα της τροφοδοσία και σύγκριση με την ονομαστική τροφοδοσία	90

Κατάλογος πινάκων

2.1	Μέγιστη ισχύς εξόδου για Ενισχυτές Ισχύος σε διάφορα πρότυπα.	16
3.1	Κύρια χαρακτηριστικά της τεχνολογίας CMOS 65nm της IBM.	39
3.2	Μοντέλα τρανζίστορ MOS της τεχνολογίας cmos10lpe. Το μοντέλο αναφέρεται στο τρανζίστορ τύπου n και p αντίστοιχα . .	48
3.3	Χαρακτηριστικά στοιχείων όπως προέκυψαν κατά τη σχεδίαση σε επίπεδο σχηματικού	67
3.4	Χαρακτηριστικά στοιχείων μετά την τελική ρύθμιση	71
4.1	Σύγκριση σχεδιασμένου ενισχυτή με υπάρχουσες υλοποιήσεις .	86

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

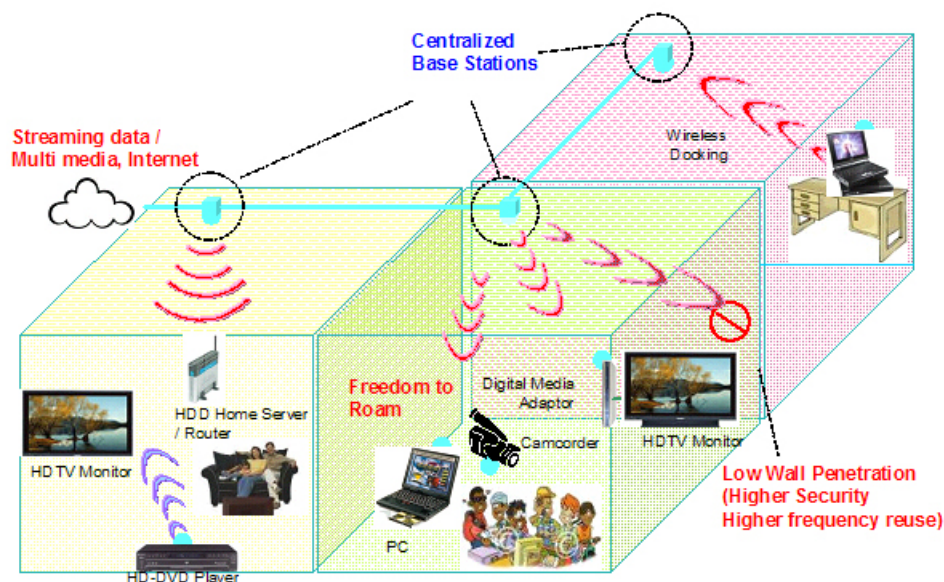
Στην εποχή της διαμοιραζόμενης πληροφορίας, οι τομείς των τηλεπικοινωνιών και της ηλεκτρονικής συνδέονται κατά ένα ευτυχή, θα έλεγε κάποιος που ασχολείται με το αντικείμενο, τρόπο. Η συνεχής ανάγκη αύξησης του όγκου δεδομένων στην επικοινωνία που στον τομέα των τηλεπικοινωνιών μεταφράζεται σε τάση για ζεύξεις με μεγαλύτερο εύρος ζώνης και, κατ' επέκταση, υψηλότερης φέρουσας, βαδίζει χέρι χέρι με τη τάση για ολοένα μεγαλύτερη κλίμακα ολοκλήρωσης των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Αιχμή της τεχνολογικής ανάπτυξης στη τεχνολογία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές (RFICs) αποτελεί η σχεδίαση κυκλωμάτων της αλυσίδας του πομποδέκτη για ζεύξεις στη λεγόμενη V Band, η οποία εκτείνεται στη περιοχή 50-75GHz του φάσματος ραδιοφωνικών συχνοτήτων.

Ακόμα περισσότερο ενδιαφέρον παρουσιάζει μια περιοχή των 6-7GHz γύρω από τη φέρουσα των 60GHz η οποία στις περισσότερες χώρες του κόσμου, συμπεριλαμβανομένης και της Ελλάδας, είναι διαθέσιμη για ασύρματα συστήματα επικοινωνιών που δεν απαιτούν άδεια λειτουργίας από τον εκάστοτε εθνικό φορέα τηλεπικοινωνιών. Η περιοχή αυτή των συχνοτήτων έχει ενδιαφέρον επιπλέον εξαιτίας των απωλειών της τάξης των 10 με 15dB/km που υφίσταται το ηλεκτρομαγνητικό κύμα στη ζώνη αυτή και μόνο, λόγω της απορρόφησης από τα μόρια του οξυγόνου. Το γεγονός αυτό, που δίνει τη δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης της συχνότητας, σε συνδυασμό με την υψηλή ταχύτητα μετάδοσης στα 2.5 Gbit/s που προσφέρει το μεγάλο εύρος ζώνης της περιοχής, τη καθιστά ιδανική για επικοινωνία μικρών αποστάσεων, σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου (indoor environment).

Έτσι, συστήματα που βασίζονται στην ασύρματη μετάδοση στα 60GHz καλύπτουν ένα μεγάλο φάσμα εφαρμογών, όπως η ανταλλαγή μεγάλων αρχείων (για παράδειγμα πολυμέσων) μεταξύ συσκευών. Χαρακτηριστικό παράδειγμα εδώ αποτελεί το πρωτόκολλο WirelessHD που αποσκοπεί στη κατάργηση των καλωδίων για επικοινωνία πολυμεσικών συσκευών, καθώς και η μετάδοση σήματος τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας (HDTV) σε δίκτυα WPAN (Wireless Personal Area Networks).

Το μεγάλο στοίχημα της μικροηλεκτρονικής σε αυτό το τομέα είναι η κατασκευή RFICs σε τεχνολογίες οι οποίες χρησιμοποιούνται για την κατασκευή ψηφιακών μικροηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Κυρίαρχη τεχνολογία, λόγω της

Redefining Home Networks with mmWave



Σχήμα 1.1: "Επαναπροσδιορίζοντας τα προσωπικά δίκτυα". Από το site της IBM [8]

χαμηλής κατανάλωσης και του χαμηλού κόστους συγκριτικά με άλλες υπάρχουσες τεχνολογίες, είναι η λεγόμενη τεχνολογία CMOS (Complimentary Metal-Oxide-Semiconductor). Παρά τα πλεονεκτήματα που έχει η CMOS στα ψηφιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα, μειονεκτεί στα αναλογικά κυκλώματα κυρίως λόγω του ότι οι ενεργές διατάξεις που χρησιμοποιεί (Τρανζίστορ Επίδρασης Πεδίου - FETs) δεν προσφέρουν δυνατότητα διαχείρισης υψηλών ρευμάτων συγκρινόμενα με διατάξεις Διπολικών Τρανζίστορ, που είναι διαθέσιμο σε τεχνολογίες BiCMOS (Bipolar CMOS), SiGe ή GaAs. Ακόμα χειρότερα, η συχνότητα αποκοπής f_t , στην οποία το στοιχείο ουσιαστικά μετατρέπεται σε παθητικό, είναι πολύ χαμηλότερη για τα τρανζίστορ FET σε σχέση με τα BJT για δεδομένο μήκος καναλιού, καθιστώντας τη χρήση του FET απαγορευτική για εφαρμογές στα 60GHz πριν οι τεχνολογίες CMOS φτάσουν στη κλίμακα των 90nm, κάτι που συνέβη το 2002.

Ο στόχος είναι η ενσωμάτωση όλων των λειτουργιών του συστήματος, αναλογικών και ψηφιακών, σε μία ψηφίδα (System-on-a Chip), διατηρώντας, ωστόσο, το κόστος όσο το δυνατό χαμηλότερο. Έτσι, γίνονται προσπάθειες κατασκευής ολοκληρωμένων πομποδεκτών σε ψηφιακές τεχνολογίες, με όλες τις εκπτώσεις που προκύπτουν λόγω της μειωμένης αποδοτικότητας των τεχνολογιών αυτών. Η παρούσα διπλωματική εργασία αποσκοπεί στη σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος (PA - Power Amplifier) με συχνότητα λειτουργίας στην περιοχή που προαναφέρθηκε και με προδιαγραφές που ανταποκρίνονται στις πραγματικές προδιαγραφές λειτουργίας πομποδεκτών. Έτσι, απαιτείται η μέγιστη ισχύς λειτουργίας να είναι τουλάχιστον

χιστον 10dBm με την κατα το δυνατόν μεγαλύτερη γραμμικότητα, καθώς και τις συνηθισμένες απαιτήσεις για προσαρμογή φορτίου κατανάλωση ισχύος και απόδοση. Η σχεδίαση περιλαμβάνει την επιλογή τοπολογίας και των τιμών των στοιχείων βασισμένα σε προσομοιώσεις σχηματικών στο περιβάλλον Virtuoso® της Cadence®, τη σχεδίαση του layout και τελικές, post-layout προσομοιώσεις ώστε να ρυθμιστεί και να επαληθευθεί η ορθή λειτουργία του κυκλώματος.

Κεφάλαιο 2

Ενισχυτές Ισχύος Ραδιοφωνικών Συχνοτήτων

Όπως φανερώνει και το όνομά του, ο Ενισχυτής Ισχύος είναι μια δίθυρη, μη γραμμική διάταξη της οποίας η λειτουργία είναι η ενίσχυση της ισχύος ενός σήματος εισόδου. Καθώς στη μετάδοση ενός ραδιοφωνικού σήματος το μέγεθος που παίζει ρόλο είναι η ισχύς που θα αποδοθεί στην κεραία, αυτό που ενδιαφέρει δεν είναι η ενίσχυση ενός μόνο μεγέθους, της τάσης ή του ρεύματος, αλλά του γινομένου των δύο μεγεθών. Κατα κανόνα, το μέγεθος που εμφανίζεται ενισχυμένο στην έξοδο του ενισχυτή είναι το ρεύμα, καθώς η μεν διάταξη BJT λειτουργεί ως ενισχυτής ρεύματος η δε MOS ως ενισχυτής διαγωγιμότητας.

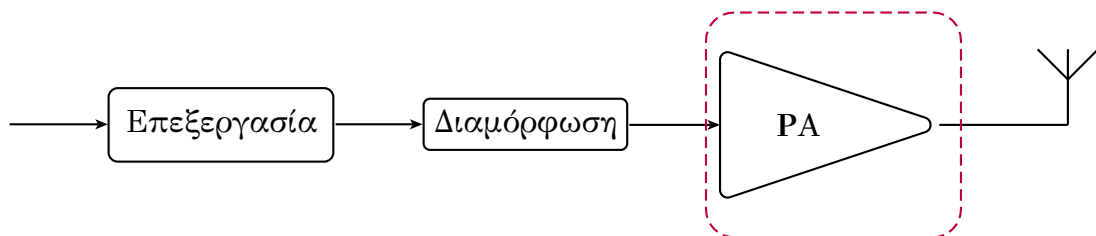
Ο Ενισχυτής Ισχύος Ραδιοφωνικών Συχνοτήτων διαφέρει από έναν ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων για το λόγο ότι στον δεύτερο, φαινόμενα που έχουν να κάνουν με τα κυματικά χαρακτηριστικά του σήματος δεν λαμβάνονται υπόψη. Πρώτον, το τρανζίστορ στις υψηλές συχνότητες μοντελοποιείται εντελώς διαφορετικά, καθώς οι παρασιτικές χωρητικότητες, αντιστάσεις και επαγωγές που δίνει παίζουν όλο και μεγαλύτερο ρόλο κατά την αύξηση της συχνότητας. Έτσι, γίνεται χρήση των S-παραμέτρων του τρανζίστορ οι οποίες παίζουν μεγάλο ρόλο στην απόδοση και ευστάθεια του ενισχυτή. Επιπλέον, καθώς αυξάνεται η συχνότητα, γίνεται όλο και σημαντικότερη η προσαρμογή φορτίου της εισόδου, αφού ζητούμενο είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερο μέρος του σήματος να ενισχύεται από τη διάταξη και να αποφευχθεί η ανάκλαση του πίσω στην πηγή. Περισσότερα σχετικά με τη προσαρμογή και τις S-παραμέτρους θα αναφερθούν παρακάτω.

2.1 Η θέση του Ενισχυτή Ισχύος στην αλυσίδα του πομπού

Ο Ενισχυτής Ισχύος αποτελεί τον ακρογωνιαίο λίθο ενός πομπού καθώς είναι η διάταξη εκείνη που θα παράξει το τελικό σήμα το οποίο θα αποδοθεί στην κεραία. Στο σχήμα 2.1 δίνεται το δομικό διάγραμμα ενός πομπού. Η πρώτη λειτουργία ενός πομπού είναι η επεξεργασία της πληροφορίας που είναι προς αποστολή. Η επεξεργασία αυτή μπορεί να εμπεριέχει πολλαπλές

λειτουργίες (για παράδειγμα κωδικοποίηση), ανάλογα με το επίπεδο της πολυπλοκότητας και τις ανάγκες της εφαρμογής. Επιπλέον, η επεξεργασία μπορεί να είναι ψηφιακή ή αναλογική, αν και οι σύγχρονες υλοποιήσεις έχουν στραφεί εξ' ολοκλήρου στην ψηφιακή τεχνολογία ως προς το κομμάτι της επεξεργασίας.

Αν η επεξεργασία της πληροφορίας είναι ψηφιακή, μπορεί να εμπεριέχει συμπίεση των δυαδικών δεδομένων και ανάδυσή τους, ώστε να παρέχεται μεγαλύτερη ασφάλεια στην επικοινωνία. Επίσης, απαιτείται η μεταφορά της επεξεργασμένης πληροφορίας στον αναλογικό κόσμο, κάτι που γίνεται με το σχηματισμό των παλμών. Κάθε κωδικοποίηση των ψηφιακών δεδομένων σε παλμούς έχει διαφορετικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα και εξαρτάται από το σχήμα διαμόρφωσης που ακολουθεί.



Σχήμα 2.1: Δομικό Διάγραμμα Πομπού

Είτε οι παλμοί, αν πρόκειται για ψηφιακή επικοινωνία, είτε το αναλογικό σήμα, μέσω της διαδικασίας της διαμόρφωσης, μεταφέρονται σε υψηλότερη συχνότητα ώστε να μπορέσουν να μεταδοθούν. Είναι προφανές ότι τα αναλογικά σήματα και οι ψηφιακοί παλμοί είναι σήματα βασικού εύρους ζώνης, δηλαδή το φάσμα τους εκτείνεται από τη DC συνιστώσα μέχρι κάποια συχνότητα, έστω f_H , ενώ μετά τη διαμόρφωση μεταφέρονται σε μια κεντρική συχνότητα f_c με ένα εύρος ζώνης BW το οποίο εξαρτάται από το σχήμα διαμόρφωσης και από την κωδικοποίηση των λέξεων στη ψηφιακή διαμόρφωση, ή το εύρος ζώνης του αρχικού σήματος στην αναλογική.

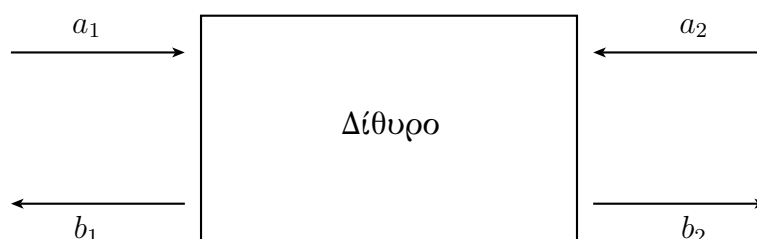
Ενώ η επεξεργασία μπορεί να γίνει ψηφιακά επειδή τα σήματα που επεξεργάζονται έχουν εύρος ζώνης το πολύ μέχρι κάποιες εκατοντάδες MHz, η μίξη του σήματος με τη φέρουσα πρέπει να γίνει αναλογικά καθώς συνήθως οι συχνότητες είναι πολύ μεγάλες για να μπορέσει μια τέτοια διαδικασία να λάβει χώρα σε ψηφιακό επεξεργαστή (περιορισμός του θεωρήματος Nyquist για τη μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας). Ο Ενισχυτής Ισχύος (PA) έχει το δύσκολο έργο να ενισχύσει το σήμα σε αυτή την υψηλή συχνότητα και να τροφοδοτήσει την κεραία με τις μικρότερες δυνατές απώλειες. Για να μειωθούν οι απώλειες απαιτείται προσαρμογή του φορτίου εξόδου του Ενισχυτή στην αντίσταση της κεραίας κάτι που είναι ιδιαίτερα δύσκολο σε ένα συνεχώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον όπου το μέγεθος αυτό κάθε άλλο παρα σταθερό μένει. Για το λόγο αυτό, συνήθως χρησιμοποιούνται Ανιχνευτές Ισχύος (Power Detectors). Καθώς αλλάζει η αντίσταση της κεραίας, μεταβάλλεται αντίστοιχα ο Λόγος Στασίμου Κύματος (SWR) στην έξοδο του ενισχυτή και, με τη χρήση ενός Ανιχνευτή Ισχύος και ενός τυπικού loop, μεταβάλλεται η

ισχύς εισόδου του Ενισχυτή ώστε να βελτιώνεται η γραμμικότητα και να μειώνονται οι απώλειες.

2.2 Βασικά κριτήρια επίδοσης Ενισχυτών Ισχύος

2.2.1 Χαρακτηρισμός με χρήση των s-παραμέτρων

Ένας ενισχυτής στη γραμμική λειτουργία του, μπορεί να περιγραφεί από τις παραμέτρους σκέδασης ή s-παραμέτρους. Η ιδέα γύρω από αυτές βασίζεται στη θεωρία ανάλυσης μικροκυματικών στοιχείων. Παρά το γεγονός ότι οι s-παραμέτροι μπορούν να περιγράψουν ένα σύστημα με N θύρες, περιορίζουμε εδώ την ανάλυση σε δίθυρα στοιχεία.



Σχήμα 2.2: Ανάλυση διθύρου με χρήση των S-παραμέτρων

Στο σχήμα 2.2 φαίνεται ένα δίθυρο στις θύρες του οποίου εμφανίζονται δύο οι κανονικοποιημένες μορφές της κυματικής τάσης. Στη θύρα εισόδου το a_1 αντιπροσωπεύει το προσπίπτον κύμα, ενώ το b_1 το ανακλώμενο. Αντίστοιχα, στη θύρα εξόδου το b_2 αντιπροσωπεύει το εξερχόμενο κύμα και το a_2 το ανακλώμενο λόγω πιθανής έλλειψης προσαρμογής.

Για τη περιγραφή της σχέσης των κυματικών τάσεων a_i και b_i , και εφόσον το δίθυρο είναι γραμμικό, μπορούμε να γράψουμε

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (2.1)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (2.2)$$

$$(2.3)$$

Τα s_{ij} ονομάζονται s παράμετροι και είναι εν γένει μιγαδικοί αριθμοί, αν και συνήθως απεικονίζουμε το μέτρο τους σε dB. Όπως φαίνεται από τις σχέσεις 2.3, οι s-παραμέτροι μπορούν να οριστούν ως εξής:

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2.4)$$

$$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.5)$$

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (2.6)$$

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (2.7)$$

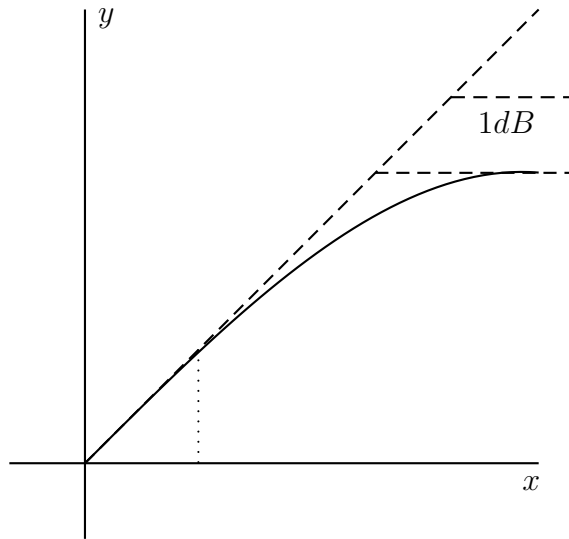
$$(2.8)$$

Έτσι, κάθε μία από τις s-παραμέτρους, δίνει μία σημαντική πληροφορία για το δίθυρο και, εν προκειμένω, για τον ενισχυτή. Η s_{11} είναι ο λόγος του ανακλώμενου προς το προσπίπτον στην είσοδο όταν στην έξοδο έχουμε μηδενική ανάκλαση, δηλαδή πλήρη προσαρμογή. Ο λόγος αυτός όμως, είναι ο συντελεστής ανάκλασης της εισόδου. Αντίστοιχο μέγεθος αποτελεί και η παράμετρος s_{22} για την έξοδο. Επιπλέον, το τετράγωνο της παραμέτρου s_{21} αποτελεί το κέρδος ισχύος σε συνθήκες προσαρμογής (ή ένα πολλαπλασιαστικό παράγοντά του σε άλλη περίπτωση), ενώ, τέλος η παράμετρος s_{12} αποτελεί μια εκτίμηση της απομόνωσης του ενισχυτή από την έξοδο στην είσοδο, που η μείωσή της είναι πολύ σημαντική για την ευστάθειά του.

Κατα τη σχεδίαση του ενισχυτή, είναι σημαντικό να παρακολουθούνται οι παράμετροι s_{11} ώστε να επιτυγχάνεται κατα το δυνατόν μικρή ανάκλαση του εισερχόμενου σήματος, η s_{12} για να ελέγχεται η απομόνωση του ενισχυτή από πιθανά σήματα που θα εισέλθουν από την έξοδο και η s_{21} η οποία δίνει εκτίμηση του μέγιστου κέρδους ισχύος του ενισχυτή σε λειτουργία ασθενούς σήματος. Ωστόσο, οι s-παραμέτροι, αποτελούν ένα χρήσιμο εργαλείο μόνο με τη προϋπόθεση ότι ο ενισχυτής λειτουργεί στη γραμμική περιοχή του. Για την προσαρμογή του φορτίου εξόδου, χρησιμοποιούνται τεχνικές μετατροπής φορτίου, όπως θα αναφερθεί στην υποενότητα 2.3.1, ενώ για την παρατήρηση της συμπεριφοράς του ενισχυτή σε όλη τη περιοχή λειτουργίας του, μπορεί να γίνει χρήση των s-παραμέτρων Μεγάλου Σήματος (Large Signal S-Parameters - LSSP), που δεν είναι άλλο από την εξαγωγή των s-παραμέτρων του ενισχυτή με όρους μεταφοράς ισχύος ανάλογα με το σήμα εισόδου του [14].

2.2.2 Κριτήρια γραμμικότητας

Έστω ένα σύστημα μιας εισόδου - μίας εξόδου όπου για είσοδο $x_i(t)$ δίνει έξοδο $y_i(t)$. Υπενθυμίζεται ότι το σύστημα αυτό θεωρείται γραμμικό εάν ένας γραμμικός συνδυασμός δύο τυχαίων διανυσματων εισόδου $x_1(t)$ και $x_2(t)$ δίνει στην έξοδο τον ίδιο γραμμικό συνδυασμό των εξόδων $y_1(t)$ και $y_2(t)$. Σε διαφορετική περίπτωση, καλείται μη γραμμικό. Επίσης, ένα σύστημα λέγεται χρονικά αμετάβλητο αν μια χρονική μετατόπιση στην είσοδό του έχει ως αποτέλεσμα την ίδια γραμμική μετατόπιση στην έξοδό του, διαφορετικά το σύστημα λέγεται χρονικά μεταβλητό. Αν ένα σύστημα είναι γραμμικό αλλά χρονικά μεταβλητό, τότε αν στην είσοδό του εμφανίζεται ένα



Σχήμα 2.3: Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου μη γραμμικού συστήματος

σήμα ορισμένης συχνότητας μπορεί να παράγει στην έξοδό του διαφορετικές συχνότητες. Όμως, αν είναι γραμμικό και χρονικά αμετάβλητο, τότε η έξοδος του έχει το πολύ όλες τις συνιστώσες της εισόδου. Αν, δε, το σύστημα έχει περιορισμένο εύρος ζώνης (όπως συμβαίνει με όλα πραγματικά συστήματα) ορισμένες συνιστώσες εισόδου μηδενίζονται, αλλά σε καμία περίπτωση δεν παράγονται άλλες, μη υπάρχουσες στην είσοδο. Τέλος, ένα σύστημα **χωρίς μνήμη** είναι αυτό του οποίου η έξοδος δεν εξαρτάται από προηγούμενες τιμές της εισόδου.

Βέβαια, δεν υπάρχει πραγματικό σύστημα πλήρως γραμμικό. Η προσπάθεια που γίνεται σε συστήματα που έχουν απαίτηση για γραμμικότητα είναι οι επιπτώσεις της μη γραμμικής λειτουργίας του να επηρεάζουν στο ελάχιστο τη λειτουργία του συστήματος. Για παράδειγμα, σε συστήματα επικοινωνίας όπου το πλάτος του σήματος εμπεριέχει διαμορφωμένη πληροφορία, ο Ενισχυτής Ισχύος οφείλει να μην παραμορφώνει κατά το δυνατό αυτή τη πληροφορία. Αντίθετα, αν το σύστημα χρησιμοποιεί ένα σχήμα διαμόρφωσης συνεχούς πλάτους (constant envelope), τότε είναι δυνατό να χρησιμοποιούνται ενισχυτές σε μη γραμμική λειτουργία.

Θεωρούμε, τώρα, ένα μη γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα χωρίς μνήμη. Η έξοδος του μπορεί να παρασταθεί με ένα πολυώνυμο της εισόδου

$$y(t) = a_0 + a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) + \dots, \quad a_i \in \mathbb{R} \quad (2.9)$$

Αν το σύστημα είναι χρονικά μεταβλητό, τα a_i μπορούν να είναι κι αυτά χρονικά μεταβαλλόμενα.

Μία τρίτης τάξης μη γραμμική χαρακτηριστική εισόδου εξόδου δίνεται στο σχήμα 2.3. Παρατηρείται ότι μπορούμε να εντοπίσουμε μια περιοχή για μικρές τιμές εισόδου στις οποίες το σύστημα συμπεριφέρεται γραμμικά. Η αρχή αυτή αποτελεί τη βάση της τεχνικής **υποχώρησης ισχύος (backoff)** κατά την οποία οι ενισχυτές λειτουργούν στη γραμμική περιοχή τους, δηλαδή σε αρκετά χαμηλότερη ισχύ εξόδου από τη μέγιστη ισχύ που μπορούν να δώσουν. Συνήθως, σε συστήματα που είναι ελαφρώς μη γραμμικά, μπορούμε να

κρατήσουμε στο πολυώνυμο μέχρι και τον όρο τρίτης, το πολύ πέμπτης τάξης. Επίσης, λόγω του πεπερασμένου εύρους λειτουργίας των πραγματικών συστημάτων, ισχύει ότι $a_3 < 0$.

Για τη συνέχεια, θα θεωρήσουμε τρίτης τάξης μη γραμμικό σύστημα το οποίο τροφοδοτούμε με είσοδο $x(t) = A\cos\omega_0 t$. Τότε η έξοδος θα είναι:

$$y(t) = a_1 A \cos\omega_0 t + a_2 A^2 \cos^2\omega_0 t + a_3 A^3 \cos^3\omega_0 t \quad (2.10)$$

$$= a_1 A \cos\omega_0 t + \frac{a_2 A^2}{2} (1 + \cos(2\omega_0 t)) + \frac{a_3 A^3}{4} (3\cos\omega_0 t + \cos(3\omega_0 t)) \quad (2.11)$$

$$= \frac{a_2 A^2}{2} + (a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4}) \cos\omega_0 t + \frac{a_2 A^2}{2} \cos(2\omega_0 t) + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(3\omega_0 t) \quad (2.12)$$

$$(2.13)$$

Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι η είσοδος μίας μόνο συχνότητας συνεπάγεται την έξοδο dc τάσης μαζί με αρμονικές δεύτερης και τρίτης τάξης. Αν η έξοδος του συστήματος προσεγγιζόταν με πολυώνυμο μεγαλύτερης τάξης, θα είχαμε αντίστοιχα περισσότερες αρμονικές.

Για τη μελέτη της συμπεριφοράς ενός μη γραμμικού συστήματος σε μια είσοδο που έχει κοντινές μεταξύ τους αρμονικές συνιστώσες, θεωρούμε σαν είσοδο ένα σήμα $x(t) = A_1 \cos\omega_1 t + A_2 \cos\omega_2 t$, οπότε

$$y(t) = a_1 (A_1 \cos\omega_1 t + A_2 \cos\omega_2 t) + a_2 (A_1 \cos\omega_1 t + A_2 \cos\omega_2 t)^2 + a_3 (A_1 \cos\omega_1 t + A_2 \cos\omega_2 t)^3 \quad (2.14)$$

Μετά από ανάπτυξη της σχέσης 2.14, παίρνουμε τα παρακάτω γινόμενα ενδοδιαμόρφωσης, όπως λέγονται, δηλαδή πλάτη σε συχνότητες που αποτελούν γραμμικό συνδυασμό των δύο συχνοτήτων εισόδου:

$$\omega_1 \pm \omega_2 : a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.15)$$

$$2\omega_1 \pm \omega_2 : \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.16)$$

$$2\omega_2 \pm \omega_1 : \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (2.17)$$

$$(2.18)$$

και τις παρακάτω θεμελιώδεις συνιστώσες:

$$\omega_1, \omega_2 : (a_1 A_1 + \frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2) \cos\omega_1 t \quad (2.19)$$

$$+ (a_1 A_2 + \frac{3}{4} a_3 A_2^3 + \frac{3}{2} a_3 A_2 A_1^2) \cos\omega_2 t \quad (2.20)$$

Αν οι συχνότητες ω_1 και ω_2 είναι κοντινές, οι συνιστώσες $2\omega_1 - \omega_2$ και $2\omega_2 - \omega_1$ που προκύπτουν βρίσκονται πολύ κοντά στις ω_1 και ω_2 αντίστοιχα, εμφανίζοντας παρεμβολή στις συχνότητες που αφορούν εντός του εύρους ζώνης λειτουργίας του ενισχυτή. Το φαινόμενο αυτό επηρεάζει και σήματα συστημάτων που χρησιμοποιούν διαμόρφωση της φάσης, καθώς τα σημεία μηδενισμού του σήματος αλλοιώνονται.

2.2.2.1 Συμπίεση κέρδους

Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι η σχέση εισόδου εξόδου $\{x, y\}$ μεταφράζεται σε σχέση ισχύων εισόδου εξόδου $\{P_{in}, P_o\}$ και ότι στη χαρακτηριστική που δίνεται στο σχήμα 2.3 οι τιμές και στις δύο κλίμακες είναι σε dB. Το κέρδος ισχύος μικρού σήματος λαμβάνεται με τη θεώρηση ότι οι υψηλής τάξης αρμονικές είναι αμελητέες. Επομένως, από τη σχέση 2.13 μπορούμε να εξάγουμε ότι

$$G = a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \quad (2.21)$$

Αν, όπως έχουμε προαναφέρει, ο παράγοντας a_3 είναι αρνητικός, τότε καθώς αυξάνεται το πλάτος A της ισχύος εισόδου το κέρδος μικρού σήματος θα μειώνεται. Ως **Σημείο Συμπίεσης 1-dB (1-dB compression point)** θεωρείται η τιμή του πλάτους A κατά την οποία το κέρδος της σχέσης 2.21 πέφτει κατά 1-dB από την τιμή που είχε για μια συγκεκριμένη τιμή του A , η οποία συνήθως κυμαίνεται από -30 ως -25 dBm. Επομένως μπορούμε να υπολογίσουμε τη τιμή A_{1-dB} ως εξής:

$$20 \log |a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_{1-dB}^2| = 20 \log |a_1| - 1 \text{ dB} \quad (2.22)$$

$$A_{1-dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad (2.23)$$

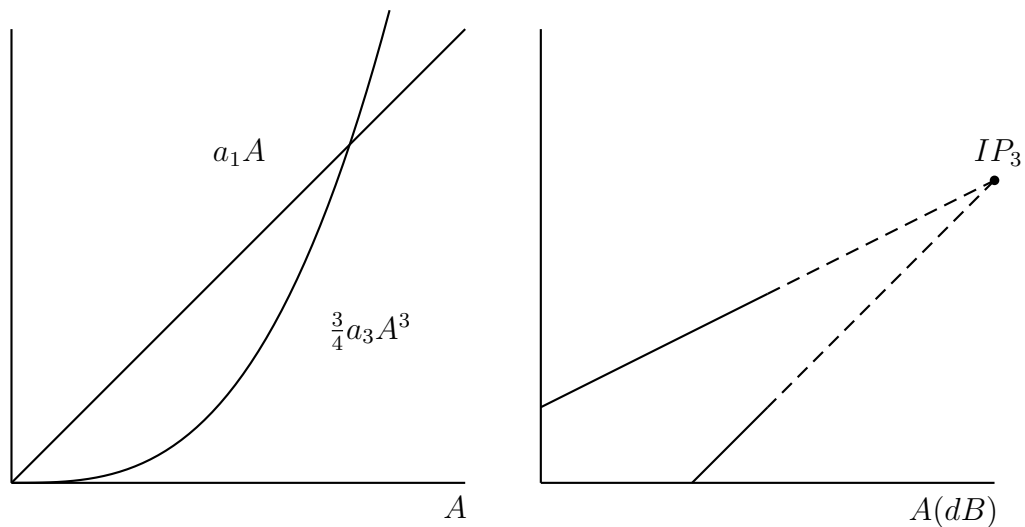
Η τιμή ισχύος εξόδου που αντιστοιχεί στη τιμή A_{1-dB} ονομάζεται **Σημείο Συμπίεσης 1-dB εξόδου (output 1-dB Compression Point)**.

2.2.2.2 Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης (IP_3)

Για τη μέτρηση της επίδρασης των παραγόμενων συνιστωσών από το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης, γίνεται χρήση του **Σημείου Παρεμβολής Τρίτης Τάξης (3rd Order Intercept Point - IP_3)**. Παρατηρώντας τις σχέσεις 2.18 και 2.20 προκύπτει ότι αν τα πλάτη των δύο συνιστωσών εισόδου είναι ίσα με A , όσο αυξάνεται το A , το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής αυξάνεται ανάλογα, ενώ το πλάτος των γινομένων ενδοδιαμόρφωσης $2\omega_1 \pm \omega_2$ και $2\omega_2 \pm \omega_1$ αυξάνεται ανάλογα με τη τρίτη δύναμη του A . Το σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης είναι το σημείο τομής των δύο αυτών συναρτήσεων πλάτους συναρτήσεως του A , όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.4. Η τετμημένη του σημείου τομής καλείται σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εισόδου (3rd Order Input Intercept Point - IIP_3) ενώ η τεταγμένη του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης εξόδου (3rd Order Output Intercept Point - OIP_3).

2.2.3 Κριτήρια ισχύος

Στο σχήμα 2.5 φαίνονται οι ισχείς που εισέρχονται και εξέρχονται από έναν Ενισχυτή Ισχύος. Το κύκλωμα τροφοδοτείται από την ισχύ εισόδου P_{in} , και τη DC ισχύ P_{DC} που απαιτείται για τη λειτουργία του (πόλωση των τρανζίστορ), ενώ παράγει τη χρήσιμη ισχύ εξόδου P_{out} απάγοντας προς το περιβάλλον, με τη μορφή θερμότητας, ισχύ απωλειών P_{loss} .



Σχήμα 2.4: Μεταβολή πλάτους των συνιστωσών της θεμελιώδους αρμονικής και του πλάτους του γινομένου ενδοδιαμόρφωσης, σε γραμμική και λογαριθμική κλίμακα, όπου φαίνεται το σημείο τομής των δύο καμπυλών (IP_3).

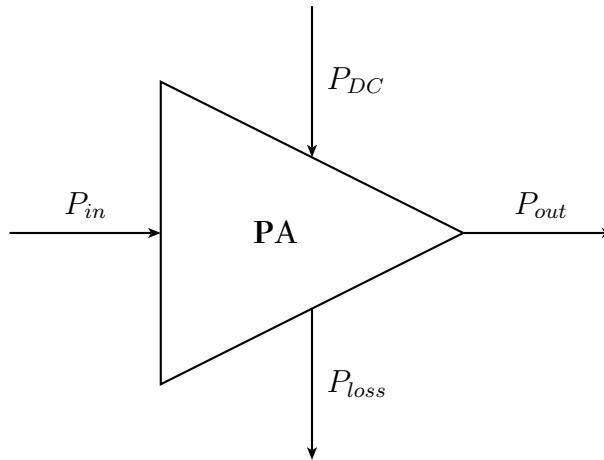
2.2.3.1 Ισχύς κορεσμού

Αφού ο Ενισχυτής Ισχύος είναι ένα πραγματικό μη γραμμικό κύκλωμα, η Ισχύς εξόδου, όπως έχει αναφερθεί και παραπάνω θα έχει μια μέγιστη τιμή, η οποία θα προκύπτει στην έξοδο για οσοδήποτε μεγάλη ισχύ εισόδου μπορεί να αντέξει η είσοδος του ενισχυτή. Η ισχύς αυτή συμβολίζεται με P_{sat} και αποτελεί μία από τις προδιαγραφές του ενισχυτή ανάλογα με την εφαρμογή, όπως ορίζεται από πρότυπα και αποτυπώνεται στον πίνακα 2.1

Πρότυπο	Κεντρική Συχνότητα Λειτουργίας	Μέγιστη ισχύς εξόδου
AMPS	800MHz	31 dBm
GSM	900MHz, 1800MHz	36 dBm
DECT	1900 MHz	27dBm
PDC	800 MHz, 1500 MHz	30 dBm
Bluetooth	2.4 GHz	16 dBm
802.11a	5 GHz	14-19 dBm
802.11b	2.4 GHz	16-20 dBm
802.15.3	60 GHz	10 dBm

Πίνακας 2.1: Μέγιστη ισχύς εξόδου για Ενισχυτές Ισχύος σε διάφορα πρότυπα.

Το μέγεθος αυτό, βέβαια, φανερώνει τη μέγιστη ισχύ στην οποία μπορεί να λειτουργήσει ο ενισχυτής, αλλά συνήθως οι ενισχυτές λειτουργεί με πολύ χαμηλότερη ισχύ εξόδου, συνήθως για λόγους γραμμικότητας, οικονομίας και περιοχής κάλυψης, ανάλογα και με τη κλάση στην οποία ανήκει, όπως θα



Σχήμα 2.5: Ροή ενέργειας σε έναν Ενισχυτή Ισχύος

περιγράφει παρακάτω.

2.2.3.2 Κέρδος ισχύος

Ως κέρδος ισχύος ορίζεται ο λόγος ισχύος εξόδου προς την ισχύ εισόδου και εκφράζεται συνήθως σε dB:

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.24)$$

$$G(dB) = P_{out}(dB) - P_{in}(dB) \quad (2.25)$$

Το κέρδος ισχύος είναι ένα μέγεθος που δεν εμπεριέχεται στις προδιαγραφές των προτύπων καθώς εξαρτάται από το γενικότερο σχεδιασμό του συστήματος και κυρίως από την ισχύ που θα φτάνει στην είσοδο του ενισχυτή από τις υπόλοιπες δομικές μονάδες του πομπού.

2.2.3.3 Απόδοση

Η απόδοση είναι ο το ποσοστό της τροφοδοτούμενης DC ισχύος που μετατρέπεται σε RF ισχύ εξόδου.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \times 100\% \quad (2.26)$$

2.2.3.4 Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους (Power-Added Efficiency)

Η απόδοση του ενισχυτή δε συνυπολογίζει το κέρδος του, επομένως μπορεί μεν να υπάρξουν υλοποιήσεις ενισχυτών που να δίνουν μεγάλη απόδοση

χωρίς να έχουν όμως το κέρδος ισχύος. Χαρακτηριστικό παράδειγμα ο ενισχυτής κλάσης C (βλ. ενότητα 2.5.3) με πολύ μικρή γωνία αγωγής. Για το λόγο αυτό, έχει θεσπιστεί ένα διαφορετικό μέγεθος απόδοσης, η απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους (Power-Added Efficiency - PAE) η οποία υπολογίζεται από τη σχέση

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \times 100\% \quad (2.27)$$

Μετασχηματίζοντας τη σχέση 2.27 παίρνουμε

$$PAE = \frac{1 - \frac{P_{in}}{P_{out}}}{\frac{P_{DC}}{P_{out}}} = \eta \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (2.28)$$

Φαίνεται, λοιπόν, ότι καθώς το κέρδος πηγαίνει στο άπειρο, η απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους συμπίπτει με την απόδοση όπως ορίστηκε προηγουμένως.

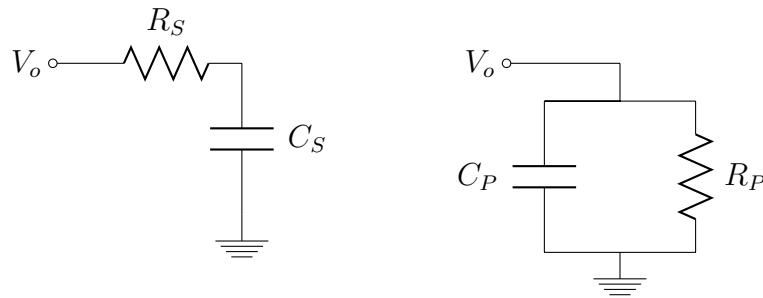
2.3 Προσαρμογή

Κάθε γραμμικό δίθυρο στοιχείο έχει μία σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου. Σύμφωνα με το γνωστό θεώρημα μέγιστης μετάδοσης ισχύος, η μέγιστη μεταφορά ισχύος μεταξύ δύο διθύρων γίνεται όταν η αντίσταση εξόδου του προηγούμενου διθύρου είναι συζυγής της αντίστασης εισόδου του επόμενου. Η πρόταση αυτή ισχύει για τη διασύνδεση σταδίων του ενισχυτή μεταξύ τους, αλλά και για τη διασύνδεση των δομικών στοιχείων του πομποδέκτη. Στα τηλεπικοινωνιακά κυκλώματα, έχει καθιερωθεί ως χαρακτηριστική αντίσταση τα 50Ω. Επομένως, η είσοδος του ενισχυτή σε αυτή τη περίπτωση θα πρέπει να εμφανίζει χαρακτηριστική αντίσταση 50Ω ώστε να έχουμε τη βέλτιστη μεταφορά ισχύος.

Για την έξοδο του ενισχυτή τα πράγματα είναι πιο σύνθετα. Αρχικά, δεν είναι πλήρως ορισμένη η χαρακτηριστική αντίσταση σε μη γραμμικά συστήματα, ενώ αμφισβητείται και η χρησιμότητα του θεωρήματος βέλτιστης μεταφοράς ισχύος για το λόγο ότι δεν επιτρέπεται στην έξοδο του ενισχυτή έχουμε απώλεια 50% όπως ορίζεται από το θεώρημα, αφού μόνο το 50% της ισχύος διέρχεται στο επόμενο στάδιο. Αντ' αυτού, προτιμάμε να βλέπουμε την έξοδο του ενισχυτή ισχύος σαν ένα φορτίο Z_L στο οποίο θα επιβληθεί η τάση εξόδου V_o και ως αποτέλεσμα θα εμφανιστεί ένα ρεύμα $I_o = V_o/Z_L$. Έτσι, προκειμένου η ισχύς να είναι μεγάλη, και δεδομένου ότι υπάρχει πάντα περιορισμός στην τάση εξόδου σε ολοκληρωμένες τεχνολογίες, η ισχύς θα αυξηθεί μέσω του φορτίου και, για να συμβεί αυτό, απαιτούνται κατα το δυνατό μικρές τιμές του φορτίου Z_L . Αν όμως τερματίσουμε τον ενισχυτή με αντίσταση $Z_L = 50\Omega$, τότε εμφανίζεται ένα βασικό πρόβλημα περιορισμού της ισχύος εξόδου από τη τάση τροφοδοσίας και μόνον. Για την αποφυγή τέτοιου προβλήματος, γίνεται μετασχηματισμός φορτίου μέσω της παρεμβολής κάποιων παθητικών στοιχείων μεταξύ της εξόδου του ενισχυτή και του φορτίου ώστε ο ενισχυτής να βλέπει στην έξοδό του το επιθυμητό φορτίο εξόδου.

Η προσαρμογή φορτίου στην έξοδο του ενισχυτή γίνεται ακόμα δυσκολότερη αν κανείς σκεφτεί ότι το ρόλο του φορτίου παίζει στην ουσία η κεραία μέσω της οποίας γίνεται η μεταφορά της ισχύος στο περιβάλλον με τελικό σκοπό να ληφθεί από το δέκτη. Παρά το γεγονός ότι μπορεί να σχεδιαστεί κεραία με την απαιτούμενη χαρακτηριστική αντίσταση, η σχεδίαση γίνεται με τη προϋπόθεση ότι αυτή λειτουργεί στο κενό. Οι συνεχείς και μη προβλέψιμες μεταβολές του περιβάλλοντος, ανακλάσεις, παρεμβολές και λοιπές μη ιδανικές καταστάσεις μεταβάλλουν κατα πολύ την αντίσταση της κεραίας με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται και η αντίσταση του φορτίου. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, χρησιμοποιούνται για το λόγο αυτό διατάξεις με πολλαπλούς ενισχυτές ισχύος που τροφοδοτούν στοιχειοκεραίες και ανιχνευτές ισχύος σε ανάδραση για την σταθεροποίηση του ενισχυτή.

2.3.1 Μετασχηματισμός φορτίου



Σχήμα 2.6: Ισοδυναμία εν-σειρά RC κυκλώματος με παράλληλο RC

Η αρχή του μετασχηματισμού φορτίου βασίζεται στην ισοδύναμη μετατροπή ενός εν σειρά κυκλώματος σε παράλληλο και το αντίστροφο (σχήμα 2.6). Ο συντελεστής ποιότητας του εν σειρά κυκλώματος ορίζεται ως

$$Q = \frac{1}{\omega R_S C_S} \quad (2.29)$$

ενώ για το παράλληλο

$$Q = \omega R_P C_P \quad (2.30)$$

Με τη προϋπόθεση ότι το Q είναι αρκετά υψηλό και ότι το εύρος ζώνης που μας ενδιαφέρει μικρό, τα δύο κυκλώματα μπορούν να θεωρηθούν ισοδύναμα αν οι σύνθετες αντιστάσεις τους είναι ίσες:

$$Z_P = Z_S \quad (2.31)$$

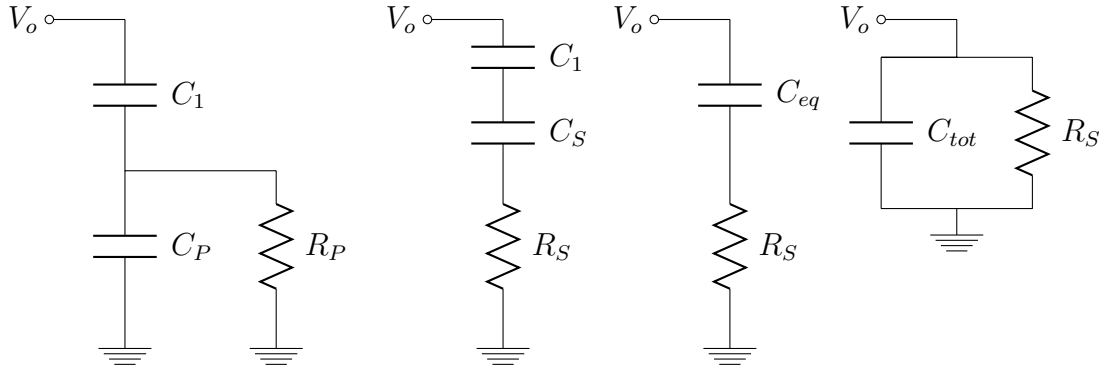
$$\frac{R_P \frac{1}{j\omega C_P}}{R_P + \frac{1}{j\omega C_P}} = R_S + \frac{1}{j\omega C_P} \quad (2.32)$$

$$\frac{R_P}{j\omega R_P C_P + 1} = \frac{j\omega R_S C_S + 1}{j\omega C_S} \quad (2.33)$$

$$R_P C_P = \frac{1}{\omega^2 R_S C_S} \text{ και } R_P C_P + R_S C_S - R_P C_S = 0 \quad (2.34)$$

Υποθέτοντας ότι $R_P \gg R_S$ προκύπτει ότι για να είναι τα δύο κυκλώματα ισοδύναμα θα πρέπει

$$C = C_P \approx C_S \text{ και } R_P \approx \frac{1}{R_S(C\omega)^2} \quad (2.35)$$



Σχήμα 2.7: Μετασχηματισμός φορτίου R_P σε μεγαλύτερη τιμή με χρήση πυκνωτών

Βάσει αυτής της ισοδυναμίας, μπορούμε να μετατρέψουμε ένα δικτύωμα όπως αυτό του σχήματος ?? με διαδοχικά βήματα σε ένα τελικό παράλληλο RC δικτύωμα όπου η τελική αντίσταση στη συχνότητα ενδιαφέροντος θα είναι

$$R_{tot} \approx \frac{1}{R_S(\omega C_{eq})^2} = (1 + C_P/C_1)^2 R_P \quad (2.36)$$

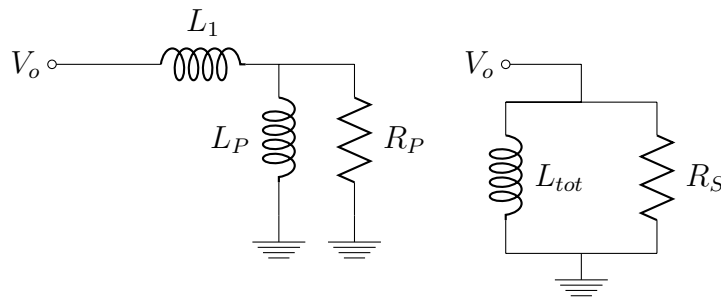
η οποία είναι εμφανώς μεγαλύτερη της αρχικής. Αντίστοιχες εκφράσεις και μετασχηματισμοί μπορούν να προκύψουν και για ένα LC κύκλωμα (σχήμα 2.8).

$$L_{tot} \approx \frac{1}{(1 + L_1/L_p)^2 R_P} \quad (2.37)$$

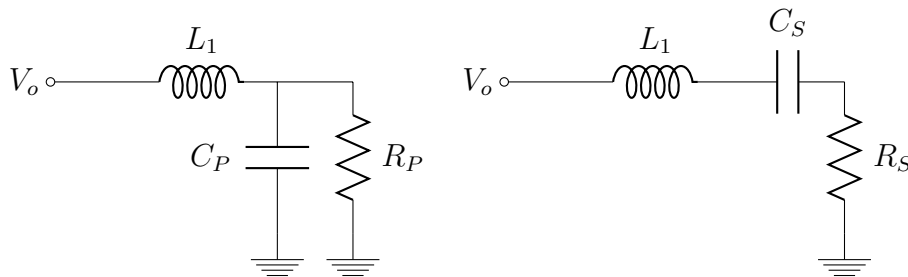
Η διαφορά των δύο τοπολογιών έγκειται στην ευκολία με την οποία μπορούν να υλοποιηθούν οι τιμές των στοιχείων της χωρητικότητας ή της επαγωγής αντίστοιχα, ώστε να προκύψει η απαιτούμενη αντίσταση ως προς τον κόμβο με τάση V_o . Επίσης εξαρτάται και από τη συμπεριφορά που επιθυμούμε να έχει η έξοδος του κυκλώματος στη DC συνιστώσα. Συνήθως, είναι ανεπιθύμητο DC ρεύμα να διέρχεται στο φορτίο επομένως υλοποιήσεις με πηνία, αν δεν προηγείται decoupling πυκνωτής, αποφεύγονται.

Το ζήτημα στην έξοδο του ενισχυτή ωστόσο, δεν είναι να εμφανίζεται μεγάλη αντίσταση, αλλά μικρότερη, ώστε να αυξάνεται η ισχύς εξόδου. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με ένα κύκλωμα όπως αυτό του σχήματος 2.9, όπου προκύπτει ότι η ισοδύναμη αντίσταση στην περιοχή συντονισμού των L_1, C_S ισούται με

$$R_S = \frac{1}{\omega^2 C_P^2 R_P} \quad (2.38)$$



Σχήμα 2.8: Μετασχηματισμός φορτίου R_P σε υψηλότερη τιμή με χρήση πηνίων



Σχήμα 2.9: Μετασχηματισμός φορτίου R_P σε χαμηλότερη τιμή

Τα δίκτυα που αναφέρθηκαν ως τώρα ονομάζονται **δίκτυα προσαρμογής L (L matching networks)** και εμφανίζουν το μειονέκτημα ότι ο συντελεστής ποιότητάς τους είναι προδιαγεγραμμένος από τον λόγο μετατροπής της αντίστασης R_P σε R_S :

$$Q \approx \sqrt{\frac{R_P}{R_S}} \quad (2.39)$$

οπότε, με την απαίτηση το Q να είναι υψηλό (τουλάχιστον μεγαλύτερο του 5) υπάρχει ένας περιορισμός στο λόγο μετατροπής που επιτρέπεται. Για το λόγο αυτό, γίνεται χρήση **δικτυωμάτων T**, τα οποία δεν είναι τίποτα παραπάνω από δύο L δικτυώματα σε παράθεση ώστε το ένα να μετατρέπει την αντίσταση σε μία ενδιάμεση τιμή και το δεύτερο στην τελική. Μπορούν, έτσι να επιτευχθούν πολλοί συνδυασμοί μετατροπής της αντίστασης σε μία άλλη και, επιπλέον, να επιλεχθεί ο δείκτης ποιότητας Q ώστε να πληροί τις απαιτήσεις εκείνες ώστε οι σχέσεις που περιγράφηκαν παραπάνω να είναι όσο το δυνατόν ακριβέστερες.

Σημειώνεται ότι ο πιο προφανής τρόπος για μετασχηματισμό της αντίστασης είναι η χρήση μετασχηματιστή, τεχνική που χρησιμοποιείται κατα κόρον σε ενισχυτές ακουστικών συχνοτήτων, διακριτούς ή μη. Το πρόβλημα ωστόσο είναι ότι εν γένει οι μετασχηματιστές εμφανίζουν υψηλές απώλειες στις μεγάλες συχνότητες και γενικά αποφεύγονται, αν και υπάρχουν υλοποιήσεις ενισχυτών ισχύος με χρήση ολοκληρωμένων μετασχηματιστών σε διαφορετικές τοπολογίες [10] [11] [12].

Τέλος, όπως φαίνεται από την ανάλυση που έγινε, έχει υποτεθεί πραγματική τιμή της αντίστασης φορτίου. Κάτι τέτοιο είναι συνήθως απίθανο καθώς

η αντίσταση φορτίου είναι σύνθετη και έχει είτε χωρητικό είτε επαγωγικό χαρακτήρα. Στη περίπτωση αυτή πριν τη διαδικασία της μετατροπής με τη προσθήκη ενός δικτυώματος L ή T , μπρεί να γίνει συντονισμός του φανταστικού μέρους της αντίστασης με μία επαγωγή ή χωρητικότητα, αν το φορτίο είναι χωρητικό ή επαγωγικό αντίστοιχα.

2.3.2 Προσαρμογή με χρήση του χάρτη Smith

Αν και οι εξισώσεις που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη υποενότητα δίνουν μια διαισθητική περιγραφή του μετασχηματισμού φορτίου και είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν για προσαρμογή με χρήση των εξισώσεων, ένας πολύ πιο ευθύς και κατανοητός τρόπος είναι ο χάρτης Smith. Ο χάρτης Smith [13], ο οποίος δίνεται στο σχήμα 2.10 είναι μια πολική απεικόνιση του κανονικοποιημένου ως προς ένα φορτίο Z_o (π.χ. 50Ω) συντελεστή ανάκλασης:

$$\Gamma = \frac{\frac{Z_L}{Z_o} - 1}{\frac{Z_L}{Z_o} + 1} \quad (2.40)$$

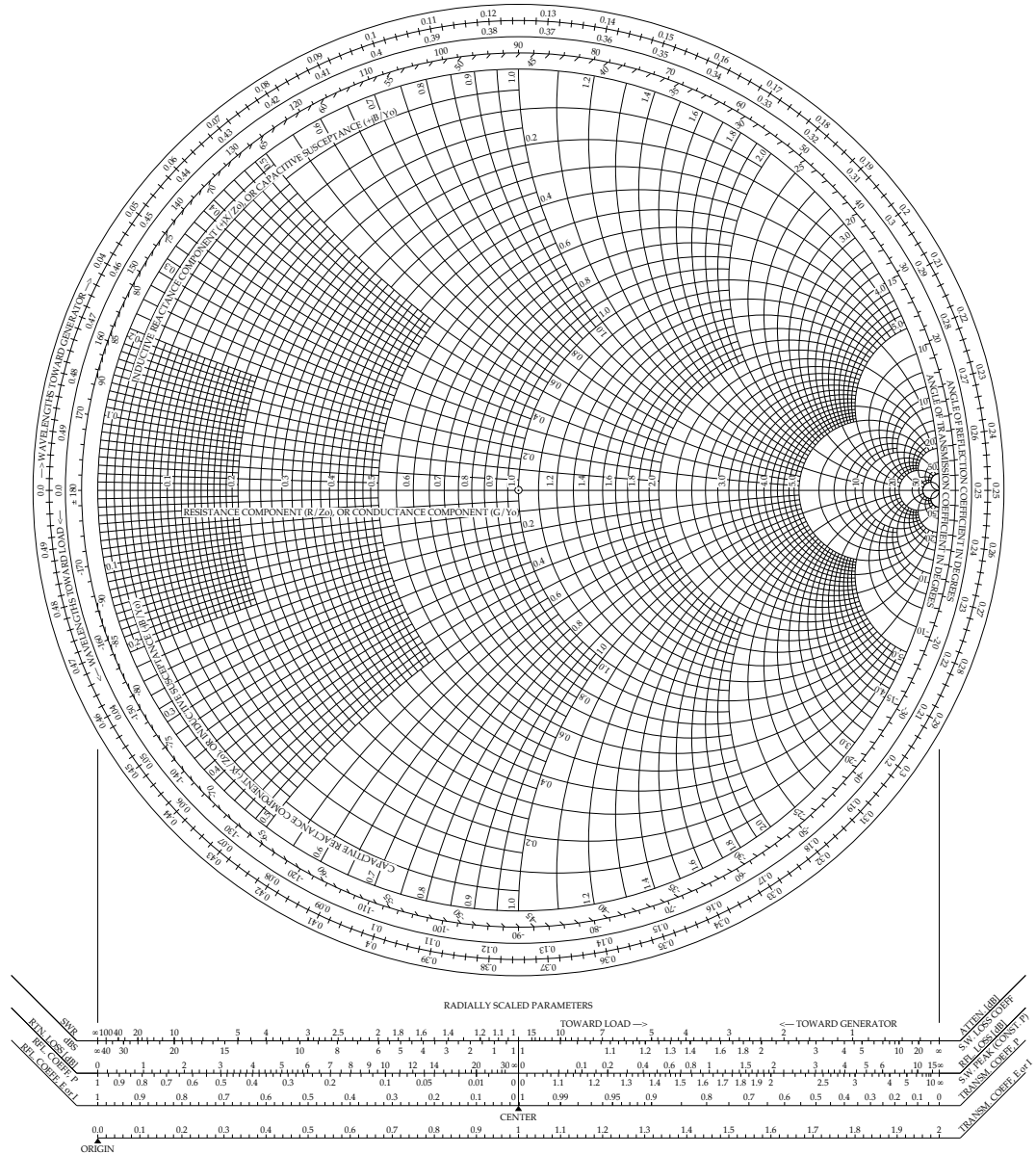
Στον χάρτη απεικονίζονται οι καμπύλες σταθερής αντίστασης, οι οποίες είναι κύκλοι με κέντρα τα σημεία $\Re(Z)/(\Re(Z)+1)$ και ακτίνες $1/(\Re(Z)+1)$ και τις καμπύλες σταθερής αντίδρασης που επίσης είναι κύκλοι με κέντρα τα σημεία $(1, 1/\Im(Z))$ και ακτίνα $1/\Im(Z)$. Όπου Z , εννοείται η κανονικοποιημένη αντίσταση Z_L/Z_o .

Κάθε σημείο στο χάρτη αντιστοιχί σε μία τιμή της σύνθετης αντίστασης φορτίου. Το κέντρο του χάρτη είναι το σημείο μηδενικής ανάκλασης, ενώ τα σημεία της περιφέρειας είναι τα σημεία όπου η ανάκλαση του σήματος είναι πλήρης. Η απεικόνιση του χάρτη Smith που φαίνεται στο σχήμα 2.10 εμφανίζει ως συντεταγμένες τις αντιστάσεις του φορτίου. Είναι δυνατή η απεικόνιση του χάρτη και με συντεταγμένες αγωγιμότητας, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.11 σε υπέρθεση πάνω στο χάρτη Smith αντίστασης. Ο λόγος που χρειάζονται και οι δύο χάρτες με τις γραμμές σταθερής αντίστασης και αντίδρασής τους είναι γιατί η προσθήκη ενός στοιχείου, επαγωγής ή χωρητικότητας σε σειρά ή παράλληλα πριν από το φορτίο μεταφράζεται σε μετακίνηση κατά τον τρόπο που υποδεκνύεται στο σχήμα 2.11 κατά μήκος των γραμμών σταθερής αντίστασης του χάρτη Smith αντίστασης ή αγωγιμότητας, αντίστοιχα. Έτσι, είναι δυνατό με προσθήκη δικτυωμάτων L και T , αλλά και επαναλήψεων ή παραλλαγών τους, να επιτύχουμε τη μεταφορά του σημείου στον χάρτη όσο το δυνατό πιο κοντά στο μηδέν, αν επιθυμούμε αμελητέα ανάκλαση στην είσοδο, ή σε όποια άλλη τιμή του φορτίου επιθυμούμε, αν πρόκειται για προσαρμογή εξόδου, ή διασταδιακή προσαρμογή. Ένα ακόμα πλεονέκτημα του χάρτη Smith είναι ότι επιτρέπει τη χρήση γραμμών μεταφοράς, πέρα από συγκεντρωμένα στοιχεία, για την προσαρμογή.

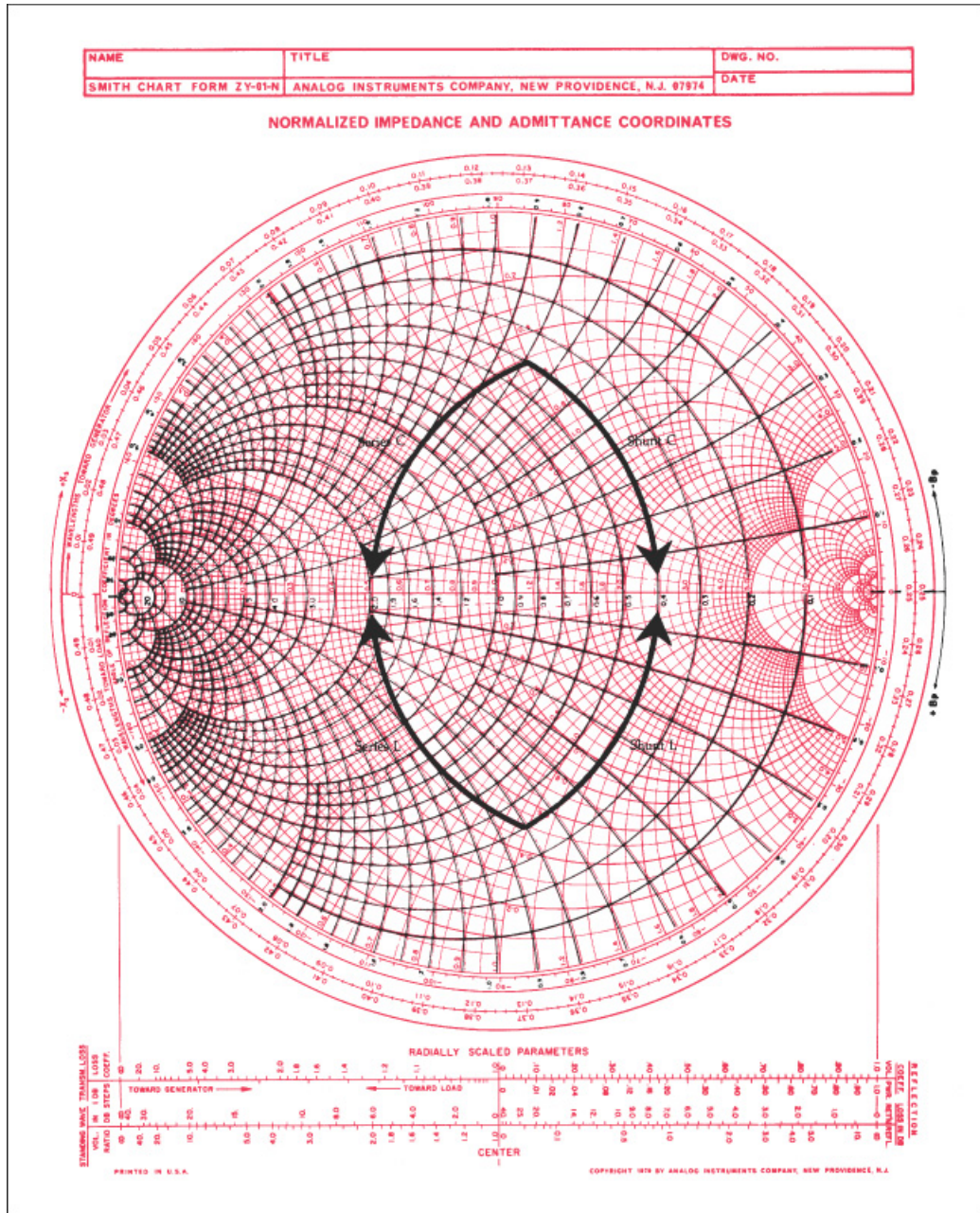
Τέλος, είναι δυνατόν να επιλεχθεί ο συντελεστής ποιότητας του δικτύου προσαρμογής, γεγονός που ρυθμίζει το εύρος ζώνης του δικτύου και, κατ'επέκταση, όλου του συστήματος. Έχοντας χαράξει τις καμπύλες σταθερού Q , απαίτηση για τιμή συντελεστή ποιότητας **τουλάχιστον** ίσο με Q_w προϋποθέτει ότι όλες οι μετακινήσεις μέσα στο χάρτη Smith, πρέπει να βρίσκονται εκτός της καμπύλης $Q = Q_w$. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα φαίνεται στο

The Complete Smith Chart

Black Magic Design

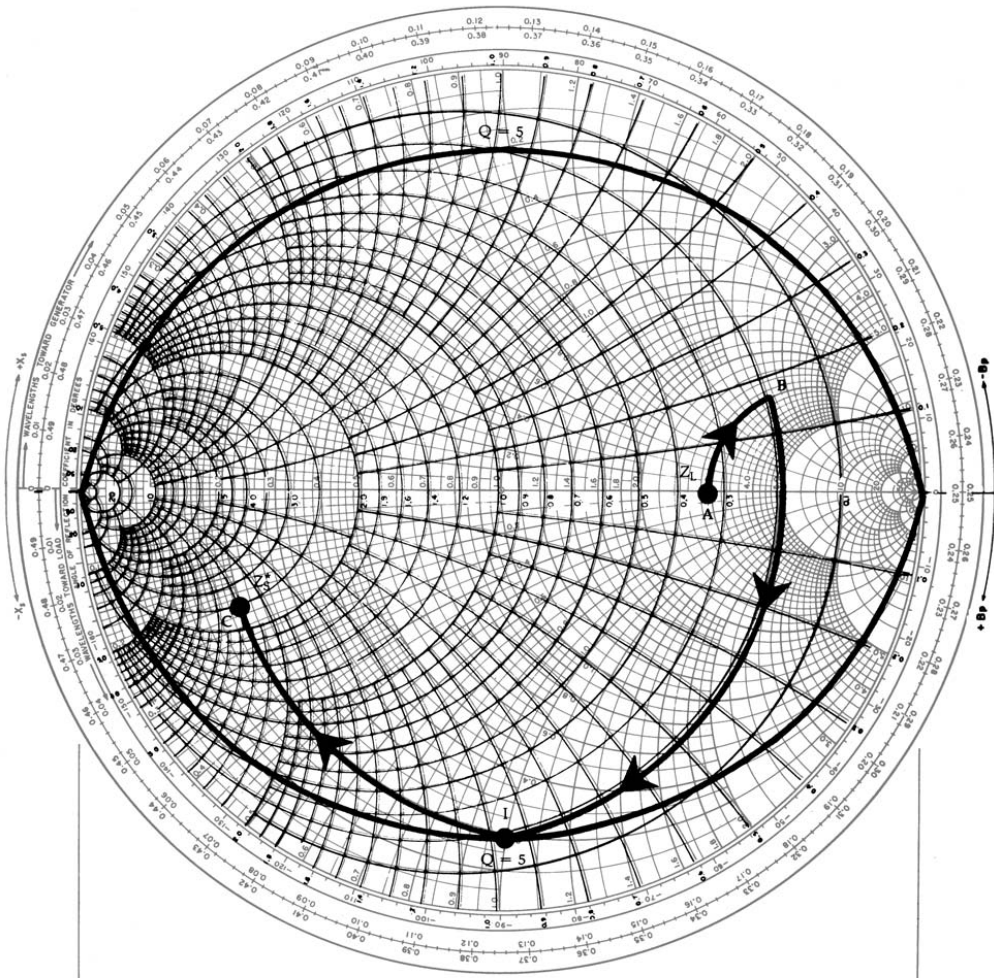


Σχήμα 2.10: Χάρτης Smith



Σχήμα 2.11: Μεταβολή σημείων στον χάρτη Smith με τη χρήση παθητικών στοιχείων. ©Elsevier

σχήμα 2.12. Είναι πιθανό, για να επιτευχθεί αυτός ο σκοπός, να χρειάζεται να χρησιμοποιηθούν παραπάνω από δύο στοιχεία, τα οποία, ύπο άλλες συνθήκες είναι αρκετά για μετακίνηση από ένα σημείο στο άλλο μέσα στο χάρτη.

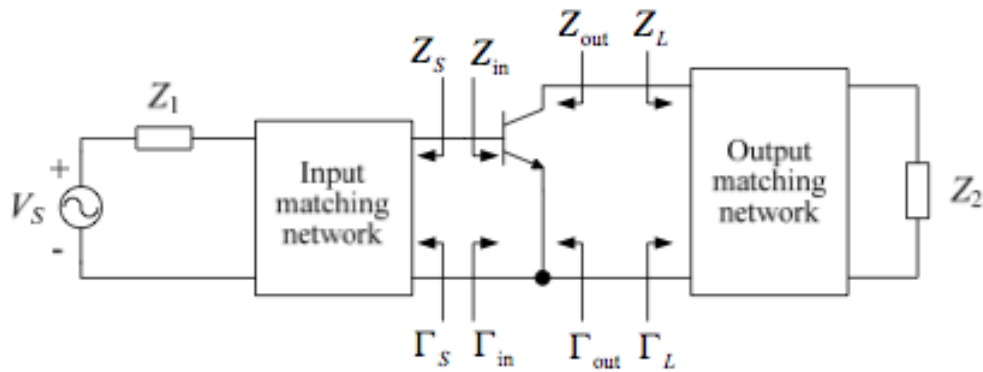


Σχήμα 2.12: Παράδειγμα μετασχηματισμού φορτίου με κινήσεις εντός της καμπύλης $Q=5$. ©Elsevier

Δεν έχει σημασία να μπούμε σε υπολογιστικές λεπτομέριες για το μέγεθος της μετακίνησης ανάλογα με την τιμή του στοιχείου, αλλά ο χάρτης Smith είναι απαραίτητος σαν εργαλείο γιατί προγράμματα σχεδίασης RF και Μικροηλεκτρονικών κυκλωμάτων, όπως είναι το Cadence® Virtuoso® και το Agilent® ADS® εμπεριέχουν ρουτίνες απεικόνισης του χάρτη Smith οι οποίες είναι ιδιαίτερα χρήσιμες στη προσαρμογή. Αξίζει ωστόσο να αναφερθεί ότι όσο υψηλότερη είναι η συχνότητα, τόσο πιο μικρές είναι οι τιμές αντίστασης και πυκνωτών που απαιτούνται για την προσαρμογή και, κατά συνέπεια, τόσο πιο ευαίσθητη η προσαρμογή στις ανοχές των τιμών που προκύπτουν από τη στοχαστικότητα ορισμένων παραμέτρων στην κατασκευαστική διαδικασία του chip.

2.4 Ευστάθεια

Ως ευστάθεια του ενισχυτή θεωρούμε εδώ την ευστάθεια Φραγμένης εισόδου, Φραγμένης εξόδου (Bounded Input, Bounded Output - BIBO). Ένα σύστημα είναι ευσταθές κατά BIBO όταν για φραγμένη χρονικά είσοδο δίνει στην έξοδό του φραγμένη χρονικά έξοδο. Βέβαια, στα πραγματικά συστήματα η έξοδος δεν μπορεί να μην είναι φραγμένη, αλλά ουσιαστικά ένα μη ευσταθές σύστημα θα δώσει στην έξοδο ανεπιθύμητες και μη προβλέψιμες ως προς τη συχνότητα τους ταλαντώσεις.



Σχήμα 2.13: Γραμμικός ενισχυτής με τα δικτυώματα προσαρμογής εισόδου και εξόδου

Έστω ο ενισχυτής του σχήματος 2.13 ο οποίος λειτουργεί υπο ασθενές σήμα εισόδου. Κάνοντας χρήση της θεωρίας των s -παραμέτρων που περιγράφηκε στην υποενότητα 2.2.1, μπορούμε να λάβουμε την έκφραση για το συντελεστή ανάκλασης εισόδου:

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{\Gamma_L s_{12} s_{21}}{1 - \Gamma_L s_{22}} \quad (2.41)$$

Η ευστάθεια του ενισχυτή μεταφράζεται σε απαίτηση η ανακλάση της εισόδου της ενισχυτικής διάταξης να μην υπερβαίνει το σήμα που εισέρχεται στον ενισχυτή, δηλαδή το μέτρο του συντελεστή ανάκλασης να είναι μικρότερο της μονάδας, δηλαδή

$$|\Gamma_{in}| = \left| s_{11} + \frac{\Gamma_L s_{12} s_{21}}{1 - \Gamma_L s_{22}} \right| < 1 \quad (2.42)$$

Παρατηρούμε ότι η ευστάθεια του ενισχυτή εξαρτάται, πέρα από τις s παραμέτρους και από το συντελεστή ανάκλασης της εξόδου, κοινώς, από την αντίσταση εξόδου. Επιπλέον, αν στη θέση της ανισότητας στη σχέση 2.42 τεθεί ισότητα, τότε αυτή μπορεί να γραφεί μετά από πράξεις σαν μια εξίσωση κύκλου με κέντρο

$$C = \frac{(s_{22} - s_{11}^* \Delta)^*}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.43)$$

και ακτίνα

$$R = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.44)$$

όπου

$$\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21} \quad (2.45)$$

Ο κύκλος αυτός απεικονίζεται στο χάρτη Smith και αποτελεί ένα σύνορο για την ευστάθεια. Αν ο κύκλος περικλείει την αρχή των αξόνων, τότε το εσωτερικό του δηλώνει ευστάθεια και το εξωτερικό αστάθεια. Αντίθετα, αν ο κύκλος δεν εσωκλείει το μηδεν, τότε οποιοσδήποτε συντελεστής ανάκλασης εξόδου στο εσωτερικό του προκαλεί αστάθεια, ενώ, αντίθετα, αν ο συντελεστής ανάκλασης του φορτίου βρίσκεται στο εξωτερικό του, έχουμε ευστάθεια. Τα παραπάνω ισχύουν, βέβαια, αν θεωρήσουμε ότι η παράμετρος s_{11} του ενισχυτή είναι μικρότερη της μονάδας.

Είναι δυνατό κάποια σημεία του κύκλου να έχουν αρνητικό πραγματικό μέρος και, ως εκ τούτου, να βρεθούν εκτός του χάρτη smith. Στην ευτυχή περίπτωση που ο κύκλος ευστάθειας βρεθεί εξ' ολοκλήρου έξω από το χάρτη smith, τότε έχουμε ευστάθεια άνευ προϋποθέσεων, που σημαίνει ότι ο ενισχυτής θα είναι ευσταθής για κάθε τιμή του φορτίου. Διαφορετικά, θα υπάρχει φορτίο τέτοιο που θα μπορεί να φέρει τον ενισχυτή σε αστάθεια και τότε, αν έχουμε φροντίσει ώστε το φορτίο να μη προκαλεί αστάθεια, λέμε ότι έχουμε ευστάθεια υπο προϋποθέσεις.

Ερμηνεύοντας μαθηματικά τη γεωμετρική απαίτηση ο κύκλος ευστάθειας να βρίσκεται εξ' ολοκλήρου εκτός του χάρτη smith, προκύπτει η ανισότητα

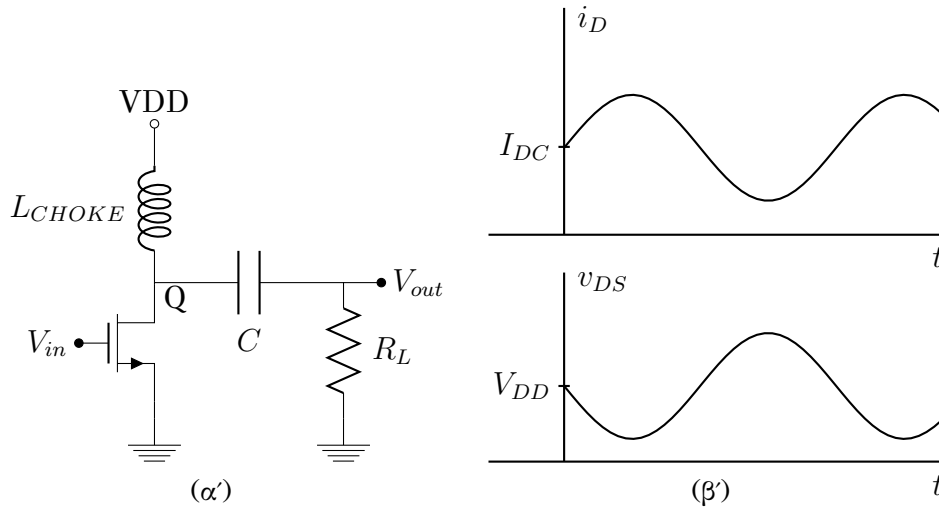
$$k = \frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|s_{12}s_{21}|} > 1 \quad (2.46)$$

Επομένως, αν ο παράγοντας k είναι μεγαλύτερος της μονάδας, ο ενισχυτής είναι ευσταθής ανεξάρτητα από το φορτίο που τίθεται στην έξοδό του. Διαφορετικά, πρέπει να ελεγχθεί αν το φορτίο προκαλεί ανάκλαση Γ_L τέτοια ώστε ο ενισχυτής να μπαίνει σε αστάθεια ή μη.

2.5 Κλάσεις λειτουργίας ενισχυτών ισχύος

Οι Ενισχυτές Ισχύος γενικότερα, αλλά και αυτοί των ραδιοφωνικών συχνοτήτων ειδικότερα, χωρίζονται σε κλάσεις λειτουργίας με κριτήριο το ποσοστό της περιόδου κατά την οποία λειτουργεί η διάταξη της ενίσχυσης και, κατ' επέκταση, την απόδοσή τους, όπως ορίστηκε στην προηγούμενη ενότητα. Οι κυριότερες των κλάσεων αυτών, παρουσιάζονται στη συνέχεια. Για την ανάλυση χρησιμοποιούνται διατάξεις nMOS, καθώς αυτές διατίθενται και χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε CMOS τεχνολογίες για την σχεδίαση και κατασκευή αναλογικών κυκλωμάτων, ωστόσο μπορεί να μεταφερθεί εύκολα και σε άλλες διατάξεις, pMOS ή BJT χωρίς αλλαγή της διαισθητικής περιγραφής που θα γίνει. Τέλος θεωρούνται γνωστές οι χαρακτηριστικές και οι περιοχές λειτουργίας του τρανζίστορ MOS για την περαιτέρω ανάλυση.

2.5.1 Κλάση A



Σχήμα 2.14: Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης A

Στο σχήμα 2.14 δίνεται ένα απλό μοντέλο ενισχυτή κλάσης A. Η ενισχυτική διάταξη είναι ένα τρανζίστορ MOS, Q. Για απλότητα φαίνονται εδώ οι τρεις ακροδέκτες, η πύλη (gate) η οποία έχει συνδεθεί στην είσοδο V_{in} , η πηγή (source) που είναι γειωμένη και η υποδοχή (drain).

Το κύκλωμα αποτελείται επίσης από ένα πηνίο L_{CHOKE} το οποίο χρησιμοποιείται για την πόλωση της υποδοχής του τρανζίστορ. Η επαγωγή του πηνίου θεωρούμε ότι είναι τόση ώστε η αντίσταση ωL του πηνίου να είναι αρκετά μεγάλη για να εμποδίζει ac ρεύμα να διαρρέει στη τροφοδοσία. Ο πυκνωτής C αποσκοπεί στο να μη διαρρέει DC ρεύμα στο φορτίο, αφού κάτι τέτοιο θα σήμαινε αχρείαστη κατανάλωση ισχύος στο φορτίο R_L .

Το χαρακτηριστικό του ενισχυτή κλάσης A είναι ότι η ενισχυτική διάταξη λειτουργεί στην περιοχή γραμμικής λειτουργίας (για μικρά σήματα εισόδου). Έτσι, το τρανζίστορ MOS στην περίπτωση του σχήματος 2.14 έχει τέτοια πόλωση μέσω της τάσης V_{in} ώστε η τάση εξόδου να είναι κάθε στιγμή ανάλογη της τάσης εισόδου και το τρανζίστορ να μη βρίσκεται ποτέ σε αποκοπή ή σε τριόδο λειτουργία. Αν και, όπως είναι προφανές, για μεγάλες τάσεις εισόδου θα προκύψουν μη γραμμικότητες με τη μορφή ανώτερων αρμονικών, ως θεωρήσουμε εδώ ότι ο ενισχυτής λειτουργεί για μικρή τάση εισόδου ώστε οι αρμονικές άλλων τάξεων στην έξοδο να είναι αμελητέες.

Το ρεύμα στην υποδοχή του τρανζίστορ θα ισούται με

$$i_D = I_{DC} + i_{rf} \sin(\omega_0 t) \quad (2.47)$$

όπου i_{DC} το ρεύμα πόλωσης που διέρχεται από το πηνίο και i_{rf} το πλάτος του ρεύματος στη συχνότητα λειτουργίας ω_0 του ενισχυτή. Επειδή, λόγω του πυκνωτή, το DC ρεύμα δε διέρχεται στο φορτίο, ενώ η πολικότητα του υψίσυχνου σήματος αντιστρέφεται, η τάση στα άκρα του φορτίου είναι ίση με

$$v_o = -i_{rf} R_L \sin(\omega_0 t) \quad (2.48)$$

Επειδή το πηνίο αποτελεί βραχυκύκλωμα για τη DC συνιστώσα, προκύπτει ότι η τάση στην υποδοχή του τρανζίστορ μεταβάλλεται συμμετρικά γύρω από τη τροφοδοσία V_{DD} με πλάτος v_o , καθότι ο κόμβος της υποδοχής βρίσκεται στην ίδια τάση με το κόμβο του φορτίου κατά ac, όπου ο πυκνωτής δρα ως βραχυκύκλωμα.

$$v_{DS} = V_{DC} + v_o \sin(\omega_0 t) \quad (2.49)$$

Έτσι, όπως προκύπτει από τη σχέση 2.49, το ρεύμα i_{rf} και η τάση v_{ds} βρίσκονται σε διαφορά φάσης 180° , όπως φαίνεται στο σχήμα 2.14. Αυτό που προκύπτει από την παραπάνω ανάλυση είναι ότι στον ενισχυτή κλάσης A η ενεργή διάταξη καταναλώνει συνεχώς ισχύ, ακόμα κι όταν το σήμα εισόδου είναι μηδέν, αφού οι DC συνιστώσες του ρεύματος και της τάσης της υποδοχής είναι συνεχώς θετικές.

Η ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο R_L ισούται με

$$P_{rf} = \frac{i_{rf}^2 R_L}{2} \quad (2.50)$$

Ενώ η ισχύς που καταναλώνεται στο τρανζίστορ δίνεται από τη σχέση

$$P_{DC} = I_{DC} V_{DD} \quad (2.51)$$

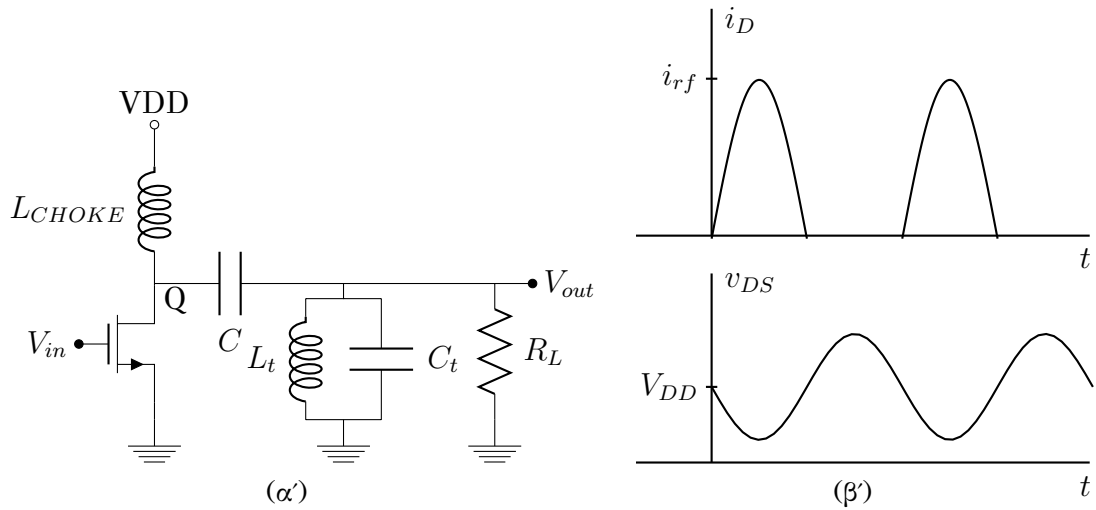
Στη καλύτερη των περιπτώσεων, όπου το ρεύμα πόλωσης I_{DC} ισούται με το πλάτος του ρεύματος i_{rf} και το πλάτος της τάσης εξόδου v_o είναι ακριβώς ίση με $i_{rf} R_L$, η απόδοση που μπορεί να δώσει ο ενισχυτής κλάσης A είναι ίση με

$$\eta = \frac{P_{rf}}{P_{DC}} = \frac{i_{rf}^2 (R_L/2)}{I_{DC} V_{DD}} = \frac{i_{rf} R_L}{2 V_{DD}} = \frac{1}{2} = 50\% \quad (2.52)$$

Έχει θεωρηθεί, βέβαια ότι το τρανζίστορ δεν εμφανίζει ελάχιστη τάση αγωγής $v_{DS,on}$, ενώ δεν έχουν συνυπολογιστεί απώλειες στοιχείων, όπως το πηνίο, και των μεταξύ τους διασυνδέσεων. Καθώς οι τεχνολογίες ολοκληρωμένων κυκλωμάτων αυξάνουν κλίμακα και η τάση τροφοδοσίας μειώνεται, οι απώλειες αυξάνονται και η τάση αγωγής του τρανζίστορ αποτελεί ολοένα και μεγαλύτερο ποσοστό της τάσης τροφοδοσίας. Έτσι, η μέγιστη απόδοση του ενισχυτή μπορεί να πέσει μέχρι και στο 20-25%. Επίσης, χρειάζεται να αναφερθεί ότι σχεδόν ποτέ ο ενισχυτής δε λειτουργεί με τη μέγιστη δυνατή ισχύ εξόδου, ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα μη γραμμικότητας. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η απόδοση λειτουργίας του ενισχυτή να πέφτει δραματικά. Η χαμηλή απόδοση είναι το τίμημα για υψηλή γραμμικότητα λειτουργίας του ενισχυτή.

2.5.2 Κλάση B

Το μοντέλο λειτουργίας του ενισχυτή κλάσης B που δίνεται στο σχήμα 2.15, δε διαφέρει κατα πολύ από αυτό της κλάσης A. Η μεγάλη διαφορά έγκειται στο τρόπο λειτουργίας του τρανζίστορ, αφού αυτό πλέον πολώνεται ώστε να άγει μόνο κατά το ήμισυ της περιόδου του σήματος εισόδου.



Σχήμα 2.15: Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης B

Επομένως, με ημιτονική είσοδο στη πύλη του τρανζίστορ το ρεύμα i_D του θα είναι όπως αυτό του σχήματος 2.15.β'.

$$i_D = i_{rf} \sin(\omega_0 t), \quad i_D > 0 \quad (2.53)$$

Η δεύτερη διαφορά με τον ενισχυτή κλάσης A είναι ότι για να επιτευχθεί κατά το δυνατό γραμμική λειτουργία ως προς τη σχέση ισχύος εισόδου-εξόδου, χρειάζεται η ύπαρξη ενός ζωνοπερατού φίλτρου LC που απαρτίζεται από τα στοιχεία L_t , C_t . Το φίλτρο εμφανίζει υψηλή αντίσταση για τη συνιστώσα πρώτης τάξης του ρεύματος i_D και δρα ως βραχυκύκλωμα ως προς όλες τις υπόλοιπες συχνότητες, με αποτέλεσμα στο φορτίο R_L να εμφανίζεται μόνο ημιτονοειδής τάση συχνότητας ω_0 η οποία, αν θεωρήσουμε ότι το φίλτρο είναι ιδανικό και δεν την επηρεάζει θα έχει πλάτος

$$i_{fund} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i_{rf} \sin(\omega_0 t) \sin(\omega_0 t) dt = \frac{i_{rf}}{2} \quad (2.54)$$

και τότε η εναλλασόμενη τάση εξόδου στο φορτίο και στην υποδοχή του τρανζίστορ, θα είναι

$$v_o = \frac{i_{rf}}{2} R_L \sin(\omega_0 t) \quad (2.55)$$

Βέβαια, όπως και στη κλάση A, η τάση θα ταλαντώνεται γύρω από τη V_{DD} . Ενώ η DC τιμή του ρεύματος που διέρχεται από το τρανζίστορ είναι

$$\bar{i}_D = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{2V_{DD}}{R_L} \sin(\omega_0 t) dt = \frac{2V_{DD}}{\pi R_L} \quad (2.56)$$

Επαναλαμβάνοντας την ίδια διαδικασία με πριν, βρίσκουμε την ισχύ που αποδίδεται στο φορτίο και την ισχύ που καταναλώνεται στο τρανζίστορ, ώστε να βρούμε την απόδοση του ενισχυτή.

$$P_{rf} = \frac{v_o^2}{2R_L} \quad (2.57)$$

και

$$P_{DC} = \bar{i}_D V_{DD} = \frac{2V_{DD}^2}{\pi R_L} \quad (2.58)$$

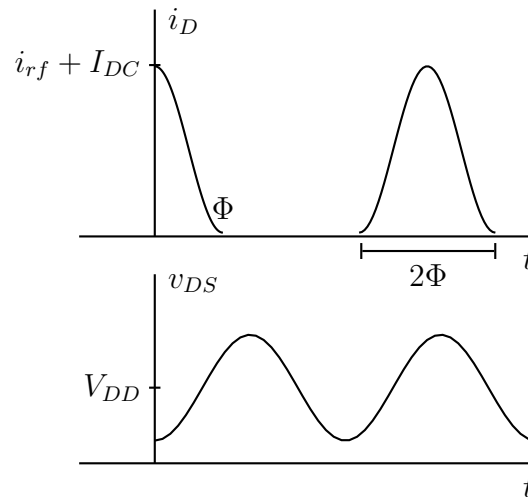
Γνωρίζοντας ότι η μέγιστη τάση v_o στο φορτίο είναι V_{DD} , προκύπτει ότι η μέγιστη απόδοση του ενισχυτή κλάσης B είναι

$$\eta = \frac{P_{rf}}{P_{DC}} = \frac{v_o^2 \pi}{4V_{DD}^2} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\% \quad (2.59)$$

Είναι πλέον προφανής ο τρόπος με τον οποίο είναι δυνατό να γίνει η αύξηση της απόδοσης του ενισχυτή. Αν η ενεργή διάταξη δεν άγει καθ' όλη τη διάρκεια του κύκλου λειτουργίας και αν οι μεγαλύτερης τάξης συχνοτικές συνιστώσες του ρεύματος που προκύπτει από τη μη γραμμική αυτή λειτουργία φιλτράρονται, μπορεί να επιτευχθεί γραμμική σχέση εισόδου-εξόδου με αυξημένη απόδοση.

Επαναλαμβάνεται, ωστόσο, ότι και αυτή είναι η μέγιστη απόδοση που μπορεί να επιτευχθεί και ότι στις απώλειες που μπορεί να προκύψουν από έναν ενισχυτή κλάσης A, προστίθενται εδώ και οι απώλειες του φίλτρου. Ειδικά σε υψηλές συχνότητες και σε ολοκληρωμένες τεχνολογίες, η κατασκευή πηνίων και πυκνωτών που να δίνουν φίλτρα υψηλού δείκτη ποιότητας είναι αρκετά δύσκολη, γεγονός που πρέπει να ληφθεί υπόψη κατά τη διαδικασία επιλογής τάξης ενισχυτή. Ο ίδιος προβληματισμός ισχύει και για τις υπόλοιπες διακοπτικές κλάσεις ενισχυτών που ακολουθούν.

2.5.3 Κλάση C



Σχήμα 2.16: Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης C

Στη κλάση λειτουργίας C το κύκλωμα είναι το ίδιο με αυτό της κλάσης B (σχήμα 2.15.α', αλλά η πόλωση της πύλης είναι τέτοια ώστε το τρανζίστορ να άγει για λιγότερο από το μισό κύκλο. Έτσι, το ρεύμα i_D είναι ουσιαστικά μια παλμοσειρά, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.16. Αν η τάση εισόδου είναι (συν)ημιτονική, είναι λογικό να υποθέσουμε ότι το ρεύμα υποδοχής θα

είναι κι αυτό (συν)ημιτονικό κατά τη διάρκεια του χρόνου στην οποία το τρανζίστορ άγει. Έτσι, θα έχει τη μορφή

$$i_D = I_{DC} + i_{rf}\cos(\omega_0 t), i_D > 0 \quad (2.60)$$

Το συνημίτονο χρησιμοποιήθηκε αντί του ημιτόνου για ευκολία στις πράξεις που ακολουθούν, αφού το αποτέλεσμα δεν επηρεάζεται καθώς μπορούμε να επιλέξουμε οποιαδήποτε αρχή των αξόνων επιθυμούμε.

Αν 2Φ η συνολική γωνία αγωγής του τρανζίστορ, μπορούμε να την υπολογίσουμε θέτοντας το ρεύμα i_D ίσο με μηδέν στη σχέση 2.60

$$2\Phi = 2\cos^{-1}\left(\frac{I_{DC}}{i_{rf}}\right) \quad (2.61)$$

την οποία λύνουμε ως προς I_{DC} και προκύπτει

$$I_{DC} = -i_{rf}\cos\Phi \quad (2.62)$$

Η μέση τιμή του ρεύματος υποδοχής όπως προκύπτει από τον ορισμό της μέσης τιμής ισούται με

$$\bar{i}_D = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Phi}^{\Phi} (I_{DC} + i_{rf}\cos\phi) d\phi = \frac{1}{2\pi} 2\Phi I_{DC} + \frac{1}{2\pi} 2i_{rf}\sin\Phi \quad (2.63)$$

και αντικαθιστώντας το I_{DC} , έχουμε

$$I_{DC} = \frac{i_{rf}}{\pi} [\sin\Phi - \Phi\cos\Phi] \quad (2.64)$$

Θεωρώντας, τώρα, ότι εξαιτίας του φίλτρου μόνο η θεμελιώδης συνιστώσα i_{fund} διέρχεται στο φορτίο, μπορούμε να την υπολογίσουμε με τη βοήθεια των σειρών Fourier και της σχέσης 2.64

$$i_{fund} = \frac{2}{T} \int_0^T i_D \cos(\omega_0 t) dt = \frac{1}{2\pi} (4I_{DC}\sin\Phi + 2i_{rf}\Phi + i_{rf}\sin(2\Phi)) = \frac{i_{rf}}{2\pi} (2\Phi - \sin(2\Phi)) \quad (2.65)$$

Έχοντας υπόψη ότι η τάση εξόδου κυμαίνεται μεταξύ 0 και V_{DD} και εφ' όσον το πλάτος εξόδου είναι ίσο με $i_{rf}R_L$, προκύπτει ότι

$$V_{DD} = i_{rf} \frac{R_L}{2\pi} (2\Phi - \sin(2\Phi)) \quad (2.66)$$

Οπότε, λύνοντας ως προς το ρεύμα, έχουμε

$$i_{rf} = \frac{2\pi V_{DD}}{R_L(2\Phi - \sin(2\Phi))} \quad (2.67)$$

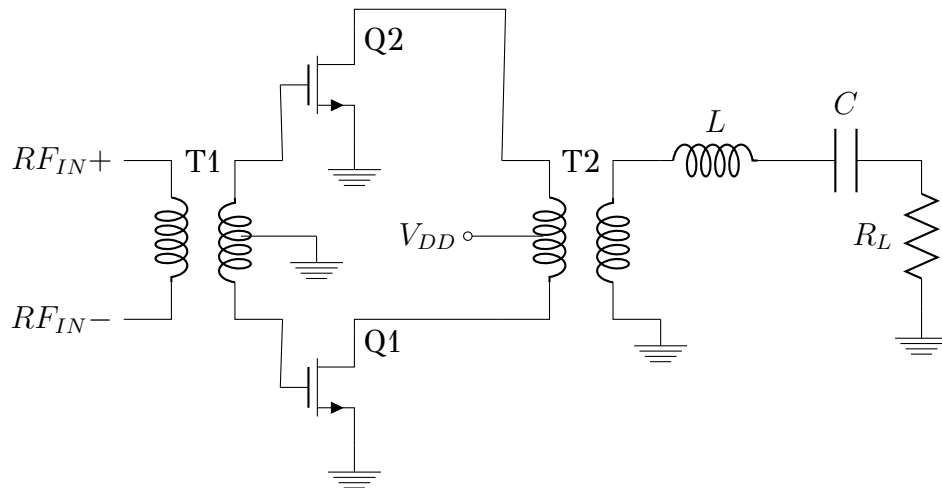
Τελικά, αντικαθιστώντας στη σχέση 2.60 τις μέγιστες τιμές των δύο συνιστωσών του ρεύματος υποδοχής τις μέγιστες τιμές τους, έχουμε μια σχέση για το μέγιστο ρεύμα υποδοχής

$$i_{D,max} = \frac{i_{rf}}{\pi} [\sin\Phi - \Phi\cos\Phi] + \frac{2\pi V_{DD}}{R_L(2\Phi - \sin(2\Phi))} = \frac{2\pi V_{DD}}{R_L(2\Phi - \sin(2\Phi))} \left[1 + \frac{\sin\Phi - \Phi\cos\Phi}{\pi} \right] \quad (2.68)$$

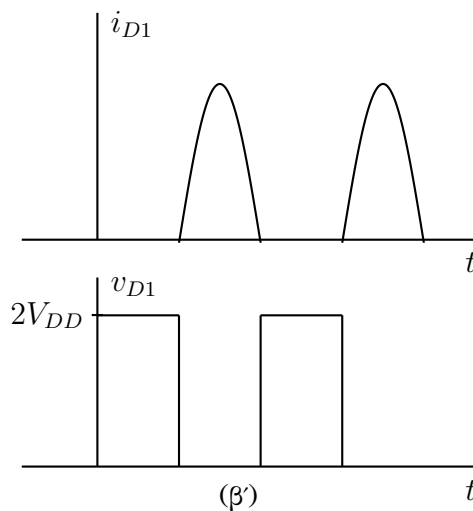
$$\eta = \frac{P_{rf}}{P_{DC}} = \frac{V_{DD}^2/2R_L}{V_{DD}I_{DC}} = \frac{2\Phi - \sin(2\Phi)}{4(\sin\Phi - \Phi\cos\Phi)} \quad (2.69)$$

Η εξίσωση 2.69 φανερώνει ότι όσο μειώνεται η γωνία Φ η απόδοση του ενισχυτή φτάνει στο 100%. Ωστόσο, το κέρδος και η ισχύς εξόδου τείνουν στο μηδέν αφού, όπως προκύπτει από τη σχέση 2.67 το ρεύμα της θεμελιώδους συνιστώσας πάει στο μηδέν. Έτσι, συνήθως γίνεται μια παραχώρηση στην απόδοση λειτουργίας του ενισχυτή ώστε να παράγει την απαιτούμενη ισχύ εξόδου και αποδεκτό κέρδος. Και πάλι όμως, με χρήση κατάλληλης πόλωσης είναι δυνατό να επιτευχθεί βελτίωση σε σχέση με έναν ενισχυτή κλάσης B. Όπως μπορεί κανείς εύκολα να φανταστεί, ο ενισχυτής κλάσης B, δεν είναι τίποτα παραπάνω από μια ειδική περίπτωση ενός ενισχυτή κλάσης C όπου το Φ είναι 180° .

2.5.4 Κλάση D



(α)



Σχήμα 2.17: Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης D

Ο Ενισχυτής κλάσης D, όπως και οι υπόλοιπες κλάσεις που ακολουθούν, ανήκει στη κατηγορία των διακοπτικών ενισχυτών. Σε αντίθεση με πριν, όπου λαμβανόταν υπόψη η αναλογική λειτουργία του τρανζίστορ MOS βάσει των χαρακτηριστικών καμπυλών του, τώρα το τρανζίστορ θεωρείται ιδανικός διακόπτης. Φυσικά, το τρανζίστορ κάθε άλλο παρα ιδανικό διακόπτη δεν αποτελεί αλλά αυτή η θεώρηση δίνει μια διαίσθηση ως προς τη φιλοσοφία βάσει της οποίας ο ενισχυτής λειτουργεί καθώς και ένα άνω όριο των δυνατοτήτων του. Στο εξής, όταν θα αναφέρεται ότι ο διακόπτης είναι σε κατάσταση ON, θα εννοείται ότι το MOS τρανζίστορ βρίσκεται σε κατάσταση κορεσμού, ενώ σε κατάσταση OFF το τρανζίστορ βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Επίσης, ως τάση στα άκρα του διακόπτη εννοείται η διαφορά δυναμικού ανάμεσα στην υποδοχή και τη πηγή του, ενώ το ρεύμα που διαρρέει τον διακόπτη δεν είναι άλλο από το ρεύμα της υποδοχής.

Η βασική αρχή λειτουργίας βασίζεται στο γεγονός ότι ένας ιδανικός διακόπτης δεν καταναλώνει ισχύ γιατί όταν είναι κλειστός δεν εμφανίζεται τάση στα άκρα του, ενώ όταν είναι ανοικτός δεν διαρρέεται από ρεύμα. Έτσι, η μέγιστη θεωρητική απόδοση είναι 100%.

Η είσοδος του ενισχυτή του σχήματος 2.17 είναι μια παλμοσειρά τάσης με μέγιστη τιμή V_{DD} και μηδενική ελάχιστη τιμή. Ο λόγος που η είσοδος δεν είναι πλέον αναλογική είναι γιατί η ενεργές διατάξεις πρέπει πλέον να λειτουργούν ως διακόπτες και να μην βρίσκονται για μεγάλο χρονικό διάστημα στη γραμμική περιοχή λειτουργίας τους. Η τάση αυτή εφαρμόζεται στο πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή T1, επομένως εμφανίζεται στο δευτερεύον, οδηγώντας τις πύλες των δύο τρανζίστορ με παλμούς διαφοράς φάσης 180° .

Λόγω της μεσαίας λήψης του μετασχηματιστή T2 που βρίσκεται στη τάση τροφοδοσίας V_{DD} , όταν η υποδοχή του ενός τρανζίστορ βρίσκεται σε μηδενική τάση (και είναι σε κατάσταση ON), η υποδοχή του άλλου έχει τάση $2V_{DD}$ (σχήμα 2.17). Έτσι, στο δευτερεύον τύλιγμα του T2 εμφανίζεται μια τέτοια τετραγωνική παλμοσειρά, η οποία φιλτράρεται από το εν σειρά LC φίλτρο ώστε μόνο η θεμελιώδης ημιτονική συνιστώσα του ρεύματος να διαρρέει στο φορτίο R_L .

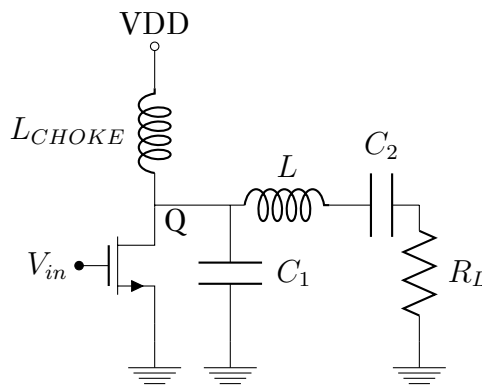
Αφού το ρεύμα στο δευτερεύον του T2 είναι ημιτονοειδές, το ίδιο θα ισχύει και για το πρωτεύον (θεωρώντας τον μετασχηματιστή γραμμικό). Έτσι, κάθε τρανζίστορ βλέπει όταν άγει για το μισό του κύκλου, διαρρέεται από ημιτονοειδές ρεύμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17.β'. Αφού ποτέ το ρεύμα και η τάση στα άκρα των τρανζίστορ δεν είναι την ίδια στιγμή διαφορετικά του μηδενός, η θεωρητική απόδοση του ενισχυτή κλάσης D είναι 100%.

Το μεγάλο πρόβλημα, όπως προαναφέρθηκε, με αυτόν - και κάθε διακοπτικό - ενισχυτή, είναι ότι το τρανζίστορ εμφανίζει μη ιδανικότητες. Η μη μηδενική τάση κορεσμού οδηγεί σε στατική κατανάλωση αφού στη πραγματικότητα όταν το τρανζίστορ άγει η τάση υποδοχής - πηγής δεν είναι μηδενική. Επίσης, δεν είναι δυνατό να επιτευχθεί ακαριαία μετάβαση των τιμών της παλμοσειράς και, κατ' επέκταση, κατά τη διάρκεια της μετάβασης το τρανζίστορ μπαίνει στη γραμμική περιοχή λειτουργίας του, καταναλώνοντας ισχύ. Για τους λόγους αυτούς, οι διακοπτικοί ενισχυτές μπορούν να λειτουργήσουν αποτελεσματικά από την άποψη της απόδοσης, για την οποία θα επιλεχθούν,

μόνο σε συχνότητες πολύ χαμηλότερες της f_t (συχνότητα μοναδιαίου κέρδους ρεύματος του τρανζίστορ).

Τέλος, ένα σημαντική μείωση της απόδοσης μπορεί να επιφέρει η παρασιτική χωρητικότητα ανάμεσα στην υποδοχή και στην πηγή του τρανζίστορ αφού λόγω των αποθηκευμένων φορτίων κατά τον κορεσμό, το ένα τρανζίστορ δεν προλαβαίνει να μεταβεί σε κατάσταση OFF πριν το άλλο αρχίσει να διαρρέεται από ρεύμα.

2.5.5 Κλάση E



Σχήμα 2.18: Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης E

Το 1975 οι Nathan και Alan Sokal παρουσίασαν μια νέα κλάση ενισχυτών, στην οποία προσπάθησαν να λύσουν τα προβλήματα της μη ιδανικής αγωγής που παρουσιάζουν οι διακοπτικές διατάξεις και επηρεάζουν αρνητικά την απόδοση του κυκλώματος στην κλάση D. Πρότειναν, ότι κάνοντας χρήση μιας τοπολογίας όπως αυτής του σχήματος 2.18, μπορούν να τεθούν οι τιμές των στοιχείων έτσι ώστε να τηρούνται οι εξής προϋποθέσεις [9] :

1. Στο χρονικό διάστημα κατά το οποίο ο διακόπτης Q μεταβαίνει από τη κατάσταση ON στην OFF η τάση στα άκρα του παραμένει χαμηλή για χρονικό διάστημα αρκετό ώστε το ρεύμα που τον διαρρέει να προλάβει να μηδενιστεί. Με αυτό το τρόπο, δεν υπάρχει σημαντική τάση στα άκρα του διακόπτη καθώς το ρεύμα είναι μη μηδενικό, αποφεύγοντας, έτσι, απώλεια ενέργειας.
2. Κατά τη διάρκεια της κατάστασης OFF η τάση στα άκρα του διακόπτη γίνεται αρχικά θετική και μετά μηδενίζεται, ακριβώς πριν το ρεύμα αρχίσει να διαρρέει το διακόπτη. Ομοίως, αυτό αποτρέπει τυχούσα ανεπιθύμητη κατάσταση κατά την οποία θα μπορούσε να καταναλώνεται ισχύς στο τρανζίστορ.
3. Η κλίση dv/dt με την οποία η τάση στα άκρα του διακόπτη πηγαίνει στο μηδέν, είναι μηδενική. Αν ισχύει αυτή η προϋπόθεση, μπορεί να επιτραπεί ανοχή των στοιχείων χωρίς μεγάλες απώλειες στην απόδοση, αφού θα υπάρχει ένα χρονικό διάστημα κατά το οποίο η μετάβαση στη

κατάσταση ON θα συμβαίνει και θα τηρείται η απαίτηση μηδενικής τάσης.

Τα στοιχεία τα οποία είναι διαθέσιμα προς ρύθμιση προκειμένου να τηρούνται οι παραπάνω απαιτήσεις, είναι το πηνίο L και οι πυκνωτές C_1 και C_2 . Θεωρούμε και σε αυτή τη περίπτωση ότι το πηνίο L_{CHOKER} είναι υψηλής αντίδρασης για τη συχνότητα που μας ενδιαφέρει. Επίσης, στον πυκνωτή C_1 μπορούν να ενσωματωθεί η παρασιτική χωρητικότητα του τρανζίστορ η οποία στη κλάση D αποτελεί παράγοντα μείωσης της απόδοσης. Τέλος, όπως και στην περίπτωση της κλάσης D, ένα εν σειρά LC κύκλωμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί πριν το φορτίο ώστε να φιλτράρει τις αρμονικές που παράγονται από τους παλμούς εξόδου του διακόπτη. Οι τιμές του LC κυκλώματος μπορούν να ενσωματωθούν στις τιμές των L και C_2 που θα προκύψουν από τη ρύθμιση του ενισχυτή.

Μεταφράζοντας μαθηματικά τις προϋποθέσεις για λειτουργία σε κλάση E, και προεπιλέγοντας ένα Q_L για το ζεύγος R_L-L μπορούμε να υπολογίσουμε τις τιμές των στοιχείων:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_L (\frac{\pi}{4} + 1) (\frac{\pi}{2})} = \frac{1}{2\pi f 5.447} \quad (2.70)$$

$$C_2 = C_1 \left(\frac{5.447}{Q_L} \right) \left(1 + \frac{1.42}{Q_L - 2.08} \right) \quad (2.71)$$

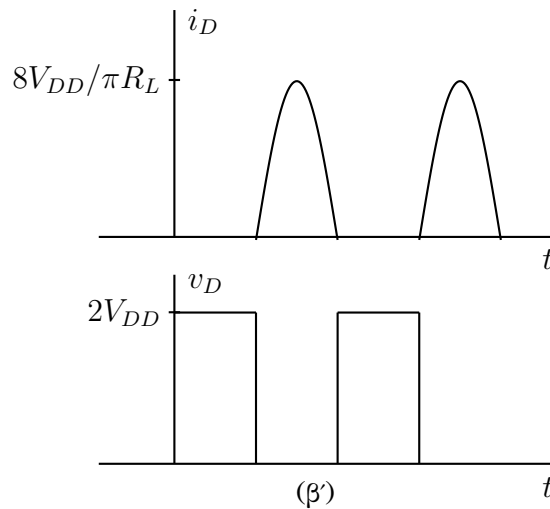
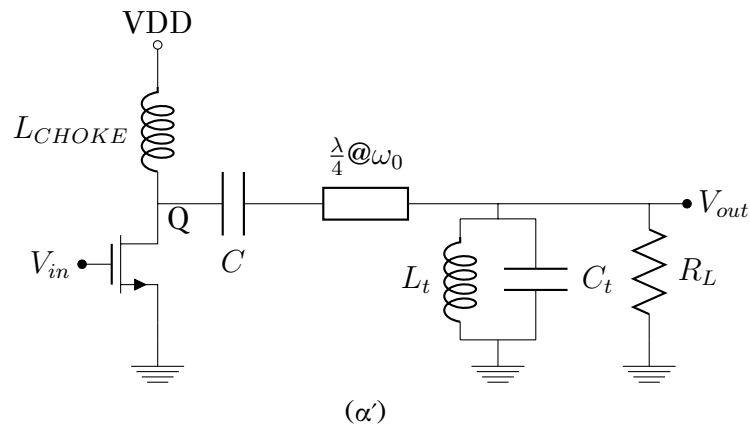
$$L = \frac{Q_L R_L}{2\pi f} \quad (2.72)$$

Ελεύθερη μεταβλητή στις παραπάνω εξισώσεις είναι το φορτίο R_L το οποίο όμως παίζει ρόλο στην ισχύ εξόδου του ενισχυτή αφού

$$P_o = \frac{2}{1 + \frac{\pi^2}{4}} \frac{V_{DD}^2}{R_L} \quad (2.73)$$

Παρόλο που είναι δυνατό να ρυθμίσουμε τις τιμές των στοιχείων ώστε να τηρούνται οι προϋποθέσεις μηδενικών απωλειών στο τρανζίστορ, προϋποτίθεται ότι η παλμοσειρά εισόδου θα είναι και πάλι αρκετά απότομη ώστε το τρανζίστορ να μην έχει απώλειες από την είσοδό του στη γραμμική λειτουργία. Έτσι, και ο ενισχυτής κλάσης E υποφέρει από μείωση της απόδοσής του σε πολύ υψηλές συχνότητες.

Σημαντικό μειονέκτημα του ενισχυτή αυτού, είναι ότι οι τελικές κυματομορφές που προκύπτουν είναι τέτοιες ώστε στο τρανζίστορ εφαρμόζεται υψηλή τάση (περίπου 3.5 φορές η τάση τροφοδοσίας) και ρεύματα. Επομένως, με τις χαμηλές τάσης κατάρρευσης στις ολοκληρωμένες τεχνολογίες, και ειδικά στις τεχνολογίες CMOS, η επιλογή ενός ενισχυτή κλάσης E είναι απαγορευτική, αν γίνει χρήση στοιχείων με λεπτό στρώμα οξειδίου. Λύση μπορεί να δοθεί με διατάξεις που έχουν παχύτερο στρώμα οξειδίου, χάνοντας όμως έτσι ως προς τη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας, επειδή η f_t για τέτοιες διατάξεις μειώνεται δραματικά.



Σχήμα 2.19: Μοντέλο λειτουργίας ενισχυτή κλάσης F

2.5.6 Κλάση F

Η κλάση ενισχυτών F αποτελεί ένα ακόμα παράδειγμα στο οποίο τα στοιχεία που βρίσκονται στην υποδοχή του τρανζίστορ χρησιμοποιούνται για τον κατάλληλο σχηματισμό των κυματομορφών του ρεύματος και της τάσης.

Το κυκλωματικό διάγραμμα του ενισχυτή δίνεται στο σχήμα 2.19.α'. Αρχικά, το LC δικτύωμα δρα ως βραχυκύκλωμα για όλες τις συχνότητες εκτός του θεμιτού εύρους ζώνης. Η γραμμή μεταφοράς επιλέγεται να έχει μήκος $\lambda/4$ στη κεντρική συχνότητα. Μια γραμμή μεταφοράς μήκους $\lambda/4$ έχει την ιδιότητα της αμοιβαιότητας της αντίστασης. Δηλαδή, η αντίσταση εισόδου της γραμμής είναι ανάλογη του αντιστρόφου της αντίστασης τερματισμού.

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (2.74)$$

όπου Z_0 η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς. Με τη προϋπόθεση, τώρα, ότι

$$R_L = Z_0, \quad (2.75)$$

στη συχνότητα ω_0 η αντίσταση που φαίνεται ανάμεσα στην υποδοχή του τρανζίστορ και τη γη είναι ίση με Z_0

Για τη δεύτερη αρμονική $2\omega_0$ η γραμμή μεταφοράς είναι μήκους $\lambda/2$ και επομένως δρα ως βραχυκύκλωμα αφού αποτελείται από δύο τμήματα γραμμής μήκους $\lambda/4$. Το βραχυκύκλωμα αυτό φτάνει ως τη γη, λόγω της δράσης του ζωνοπερατού φίλτρου LC που προαναφέρθηκε. Το ίδιο συμβαίνει και για τις υπόλοιπες αρμονικές άρτιας τάξης, αφού σε αυτές η γραμμή μεταφοράς δρα ως βραχυκύκλωμα. Για τις αρμονικές περιττής τάξης, ο κόμβος της υποδοχής βλέπει ανοικτοκύκλωμα επειδή το LC παραμένει βραχυκύκλωμα για τις συχνότητες αυτές και η αντίσταση εισόδου της γραμμής μεταφοράς δίνεται από τη σχέση 2.74 με $Z_L = 0$.

Έτσι, θεωρώντας διακοπτική λειτουργία του τρανζίστορ, όλες οι περιττές αρμονικές πέραν της θεμελιώδους δε βλέπουν φορτίο στην έξοδο κι επομένως στην υποδοχή θα εμφανίζεται μία τετραγωνική παλμοσειρά με duty cycle 50% (η οποία και περιέχει μόνο περιττής τάξης αρμονικές). Το μόνο ρεύμα που διέρχεται μέσα από τη γραμμή μεταφοράς είναι της πρώτης αρμονικής. Οπότε, το ρεύμα της υποδοχής είναι ημιτονοειδές όταν το τρανζίστορ άγει.

Οι κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης στον διακόπτη φαίνονται στο σχήμα 2.19.β'. Με χρήση των σειρών Fourier, μπορεί να βρεθεί το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης v_{DS}

$$v_{DS,\omega_0} = \frac{4}{\pi} 2V_{DD} \quad (2.76)$$

και, επομένως, η ισχύς εξόδου είναι

$$P_o = \frac{[4/\pi V_{DD}]^2}{2R_L} \quad (2.77)$$

Είναι εμφανές από τις κυματομορφές ότι και σε αυτή τη κλάση ενισχυτών, η μέγιστη απόδοση είναι 100%, όπως άλλωστε είναι και το ζητούμενο.

Κεφάλαιο 3

Σχεδίαση Ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος στα 60GHz σε Τεχνολογία CMOS 65nm

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται με λεπτομέρεια όλη η διαδικασία σχεδίασης ενός CMOS Ενισχυτή Ισχύος αξιοποιήσιμου στην περιοχή 57GHz-63GHz. Η σχεδίαση έγινε στο περιβάλλον Virtuoso® της Cadence® και συγκεκριμένα η έκδοση 6.1.4.500.6 στο οποίο είχε ενσωματωθεί το σετ σχεδίασης της IBM (IBM_PDK) για την τεχνολογία CMOS 10LPL Low Power (cmos10lpe) της IBM. Αυτή η τεχνολογία κατασκευής περιγράφεται από τα χαρακτηριστικά που δίνονται στον πίνακα 3.1. Η τεχνολογία διαθέτει 16 διαφορετικές επιλογές στοίβας μετάλλων (metallization stacks) 12 για σχεδίαση ψηφιακών και 4 για σχεδίαση RF και αναλογικών συστημάτων. Οι συνδυασμοί των μετάλλων ποικίλλουν στη μέγιστη διατομή, στο είδος και τα χαρακτηριστικά τους, αλλά και στο υλικό πάνω στο οποίο εναποτίθενται (χαμηλής διηλεκτρικής σταθεράς ή TEOS/FTEOS).

Για τη σχεδίαση επιλέχθηκε μια στοίβα μετάλλων που περιέχει πέντε μέταλλα σε διηλεκτρικό χαμηλής σταθεράς k (M1, M2, M3, M4, M5), δύο μέταλλα σε TEOS/FTEOS (thick inductor level-OA, BA) και ένα ψηλότερο μέταλλο (LD). Η στοίβα αυτή συντομογραφείται στα manual του PDK [15], [16] και στις επιλογές του προγράμματος ως 5_01_00_01_LD.

Τάση τροφοδοσίας (τυπική)	1.2 V (λεπτό στρώμα οξειδίου), 2.5V (παχύ στρώμα οξειδίου)
Τάση τροφοδοσίας (μέγιστη)	1.32V (λεπτό στρώμα), 2.75V (παχύ στρώμα)
Πάχος οξειδίου	2.6nm (λεπτό στρώμα), 5.7nm (παχύ στρώμα)
Τύπος υποστρώματος	p-υπόστρωμα
Ελάχιστο μήκος καναλιού	0.060 μm
Εύρος θερμοκρασίας επαφής	-40°C ως 150°C

Πίνακας 3.1: Κύρια χαρακτηριστικά της τεχνολογίας CMOS 65nm της IBM.

Η ροή σχεδίασης περιλαμβάνει τα εξής βασικά σημεία:

1. Επιλογή των τρανζίστορ που θα χρησιμοποιηθούν και εξαγωγή cells βασισμένων στα μοντέλα τρανζίστορ της τεχνολογίας αλλά με προσθήκη των διασυνδέσεων για το συνυπολογισμό των παρασιτικών.
2. Σχεδίαση με ιδανικά παθητικά στοιχεία
3. Αντικατάσταση των ιδανικών στοιχείων με πραγματικά μοντέλα της τεχνολογίας
4. Σχεδίαση layout και έλεγχος DRC (Design-Rule Checker) και LVS (Layout versus Schematic)
5. Εξαγωγή παρασιτικών αντιστάσεων, επαγωγών, χωρητικοτήτων και αμοιβαίων επαγωγών (RLCK extraction) και post-layout προσομοιώσεις.

Τα βήματα 2 έως 5 επαναλαμβάνονται συνεχώς μέχρι να προκύψει ικανοποιητική λειτουργία του κυκλώματος στη συγκεκριμένη φάση της σχεδίασης.

3.1 Στοιχεία της τεχνολογίας IBM CMOS 65nm (cmos10lpe)

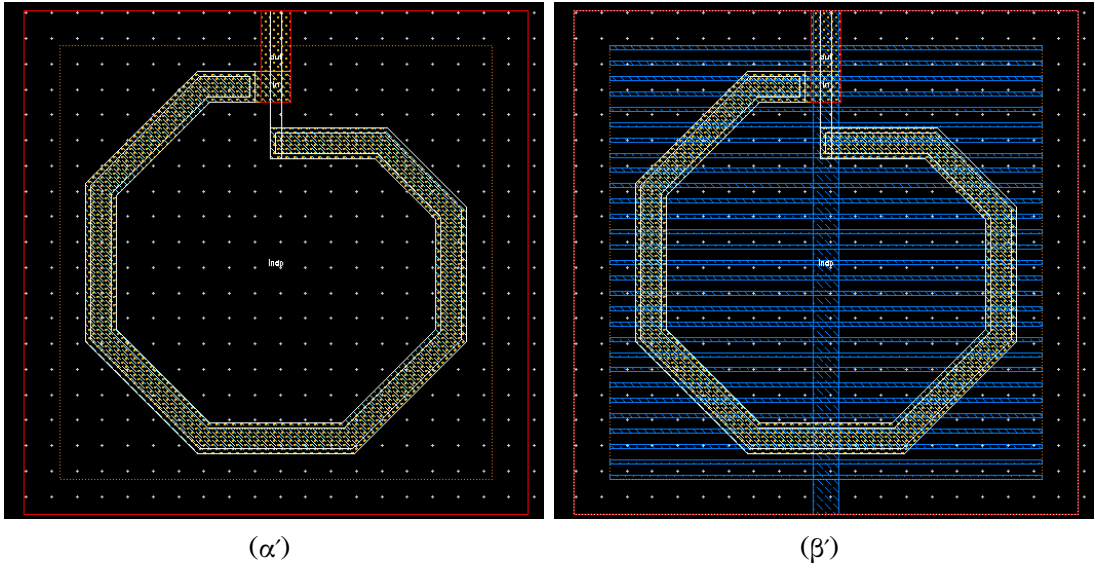
Η τεχνολογία cmos10lpe έχει διαθέσιμα πολλά μοντελοποιημένα στοιχεία με έτοιμες παραμετροποιήσιμες υλοποιήσεις και σε επίπεδο layout. Παρακάτω αναλύονται οι πιο βασικές κατηγορίες και αναφέρονται οι λόγοι επιλογής του τύπου κάθε στοιχείου στη σχεδίαση του ενισχυτή.

3.1.1 Πηνία

Η τεχνολογία διαθέτει τριών ειδών πηνία σε τοπολογία σπειρώματος, Συμμετρικά (symindp), Παράλληλης στοίβαξης (indp) και εν-σειρά στοίβαξης (inds). Τα τελευταία διατίθενται μόνο σε στοίβες μετάλλων που εμπειριέχουν ένα εκ των μετάλλων OA ή OI και το LD. Επομένως, η στοίβα που χρησιμοποιήθηκε υποστήριζε τη χρήση πηνίων inds. Επίσης διατίθενται σε όλα τα πηνία δύο επιλογές απομόνωσης από το υπόστρωμα, ένα υψηλής νόθευσης απομονωμένο p-υπόστρωμα για την αύξηση της αντίστασης προς το υπόστρωμα του chip ή ένα υπόστρωμα μετάλλου M1 σε διάταξη κλωβού Faraday για την αποφυγή εισροής ηλεκτρικού πεδίου στο υπόστρωμα (σχήμα 3.1).

Σε ένα πρώτης τάξης μοντέλο, ένα μη ιδανικό πηνίο, μπορεί να θεωρηθεί ότι περιέχει μια αγωγιμότητα εν σειρά με μια επαγωγή (που είναι το επιθυμητό μέγεθος). Αν κάνουμε χρήση των y-παραμέτρων Για την προσομοίωση της τιμής της επαγωγής ενός πηνίου, είναι απαραίτητη η χρήση των Y παραμέτρων. Για την παράμετρο $y_{21} = \frac{1}{z_{21}}$ θα έχουμε

$$\frac{1}{y_{21}} = Rs + j\omega L_{eff} \quad (3.1)$$



Σχήμα 3.1: Layout ενός ολοκληρωμένου πηνίου με υπόστρωμα BFMOAT (α') και M1 (β').

Οπότε, για να βρεθεί η επιθυμητή επαγωγή του πηνίου, λύνοντας την 3.1 ως προς την L_{eff} :

$$L_{eff} = \Im\left(\frac{1}{\omega y_{21}}\right) \quad (3.2)$$

Επιπλέον, ο συντελεστής ποιότητας Q του πηνίου, ορίζεται ως το ποσοστό της ωφέλιμης σύνθετης αντίστασής του, ως προς την ωμική αντίσταση:

$$Q = \frac{-\Im(y_{21})}{\Re(y_{21})} \quad (3.3)$$

Οπότε, με χρήση προσομοίωσης s-παραμέτρων (από τις οποίες μπορούν να εξαχθούν και οι παράμετροι Y), και με χρήση των σχέσεων 3.2 και 3.3, μπορούμε να εξάγουμε δύο πολύ χρήσιμα χαρακτηριστικά των πηνίων. Πολύ σημαντική είναι η συχνότητα αυτοσυντονισμού του πηνίου, καθώς από τη συχνότητα αυτή και μετά, η διάταξη παύει να λειτουργεί ως πηνίο και επιδρούν οι χωρητικές συνιστώσες του κυλώματος. Στη συχνότητα αυτή τα L_{eff} και Q γίνονται αρνητικά καθώς δεν αντιπροσωπεύουν πια τα αναφερόμενα μεγέθη των σχέσεων, αλλά μια τιμή ανάλογη της χωρητικότητας και το συντελεστή ποιότητας ενός πυκνωτή αντίστοιχα.

Η χρήση υποστρώματος BFMOAT, δίνει γενικά υψηλές τιμές συχνότητας αυτοσυντονισμού γι αυτό έγινε χρήση αυτού του τύπου του υποστρώματος στο κύκλωμα, μια και η χρήση μετάλλου M1 αυξάνει τη χωρητικότητα του πηνίου με αυτό με αποτέλεσμα τη μείωση της συχνότητα αυτοσυντονισμού σε επίπεδα απαγορευτικά για χρήση στα 60GHz. Ένα αντιπροσωπευτικό παράδειγμα φαίνεται στο σχήμα 3.2 όπου συγκρίνονται οι καμπύλες ποιότητας και επαγωγής για ένα ίδιο πηνία για τους δύο τύπους υποστρώματος. Πηνία με υπόστρωμα μετάλλου είναι χρήσιμα σε σχεδίαση αναλογικών φίλτρων σε

χαμηλότερες συχνότητες, όπου το υψηλό τους Q σε σύγκριση με υπόστρωμα BFM0AT είναι απαραίτητο για την ποιότητα του φίλτρου.

Το συμμετρικό πηνίο ονομάζεται έτσι γιατί έχει συμμετρικό layout (σχήμα 3.3.α'), γεγονός πολύ χρήσιμο σε συμμετρικά κυκλώματα. Αποτελείται από ένα παράλληλο συνδυασμό δύο ή τριών μετάλλων. Το πηνίο παράλληλης στοίβαξης αποτελείται κι αυτό από διάφορα μέταλλα συνδεδεμένα κατα μήκος της σπείρας μεταξύ τους μέσω επαφών (σχήμα 3.3.β') Αντίθετα στο πηνίο εν-σειρά στοίβαξης αποτελείται από μία σπείρα LD συνδεδεμένη στο τέλος της με μία σπείρα OA ή OI που βρίσκεται από κάτω (σχήμα 3.3.γ').

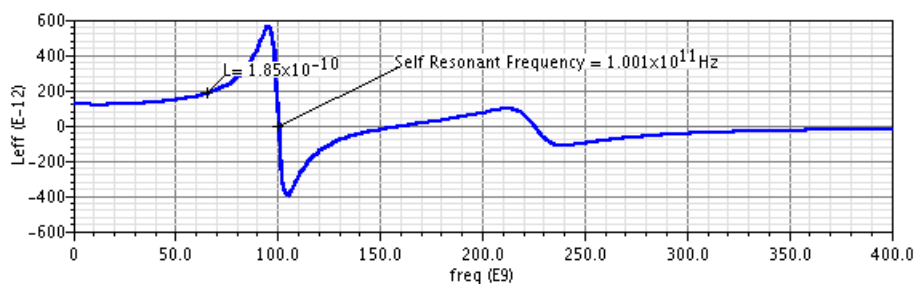
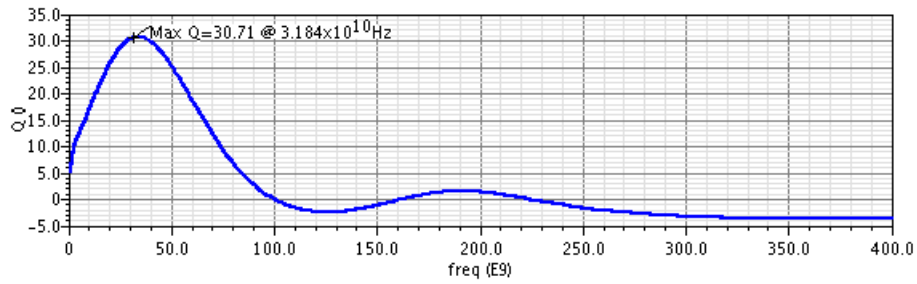
Οι τιμές επαγωγής και ποιότητας που δίνουν τα πηνία αυτά ποικίλλουν και εξαρτώνται από τον αριθμό των σπειρών, την απόσταση μεταξύ των σπειρών, το πάχος του μετάλλου, το υπόστρωμα αλλά και τη θερμοκρασία. Επειδή το κύκλωμά μας δεν είναι συμμετρικό και τα συμμετρικά πηνία εν γένει απαιτούν μεγαλύτερο χώρο για ίδια τιμή της επαγωγής και αφού το κύκλωμα δεν είναι συμμετρικό ώστε να επιβάλλεται η χρήση τους, απορρίφθηκαν στη σχεδίαση. Επιπλέον, στα πηνία παράλληλης στοίβαξης, εκμεταλλευόμαστε τη μειωμένη αντίσταση που προκύπτει από τις πολλαπλές συνδέσεις μεταξύ των μετάλλων, έχοντας έτσι μεγαλύτερο Q και συχνότητα αυτοσυντονισμού από τα πηνία εν-σειρά στοίβαξης τα οποία να μην μπορούν να δώσουν μεγάλες τιμές της επαγωγής, αλλά στη συχνότητα σχεδίασης συνήθως δεν είναι απαραίτητες τόσο μεγάλες τιμές.

3.1.2 Πυκνωτές

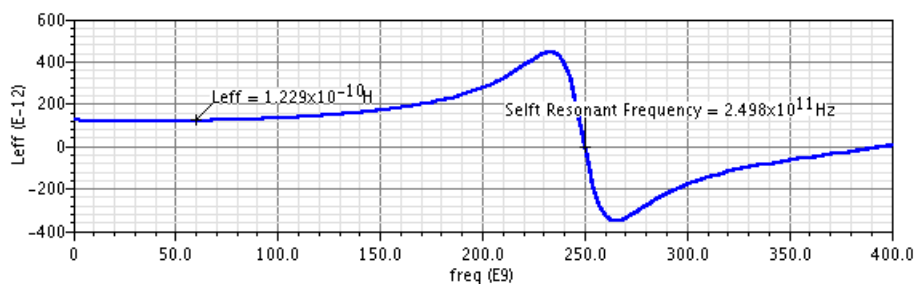
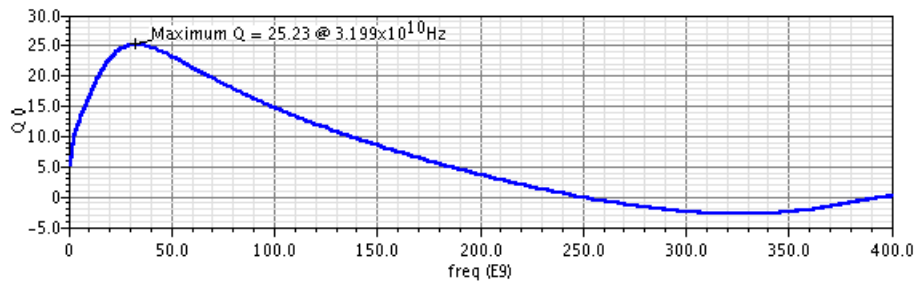
Οι επιλογές πυκνωτών αξιοποιήσιμων σε κυκλώματα ραδιοφωνικών συχνοτήτων στην τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε είναι δύο ειδών. Οι πυκνωτές **Μετάλλου- Οξειδίου- Μετάλλου (Metal-Oxide-Metal ή Vertical natural Capacitor - VnCap)** και οι **Μετάλλου-Μονωτή- Μετάλλου (Metal- Insulator-Metal - MIMCAP)**. Οι πρώτοι αποτελούνται από πολλαπλές παράλληλες σε ένα επίπεδο ράβδους μετάλλων που ενώνονται μεταξύ τους ανά δύο ώστε να προκύπτει χωρητικότητα ανάμεσά τους. Ρόλο διηλεκτρικού παίζει το οξείδιο του πυριτίου. Οι ράβδοι μπορούν να αποτελούνται και από πολλαπλά επίπεδα μετάλλων συνδεδεμένα με επαφές, ώστε να αυξηθεί η χωρητικότητα της διάταξης. Τα μέταλλα που χρησιμοποιούνται είναι από M1 ως και BA. Αντίθετα, οι πυκνωτές μετάλλου-μονωτή-μετάλλου αποτελούνται από δύο πλάκες μετάλλων ειδικά αφιερωμένων για την κατασκευή των πυκνωτών (HT και QT) η μία πάνω στην άλλη με μεταξύ τους ένα μονωτή ως διηλεκτρικό. Τα layout δύο αντιπροσωπευτικών παραδειγμάτων VnCap και MIMCAP δίνονται στο σχήμα 3.4

Για το χαρακτηρισμό των πυκνωτών χρησιμοποιούνται τα αντίστοιχα μεγέθη με τα πηνία. Όμοια, δηλαδή, θεωρώντας μοντέλο πρώτης τάξης αποτελούμενο από αγωγιμότητα g παράλληλα με χωρητικότητα C μπορούμε να γράψουμε για την παράμετρο y_{21}

$$y_{21} = g + j\omega C_{eff} \quad (3.4)$$

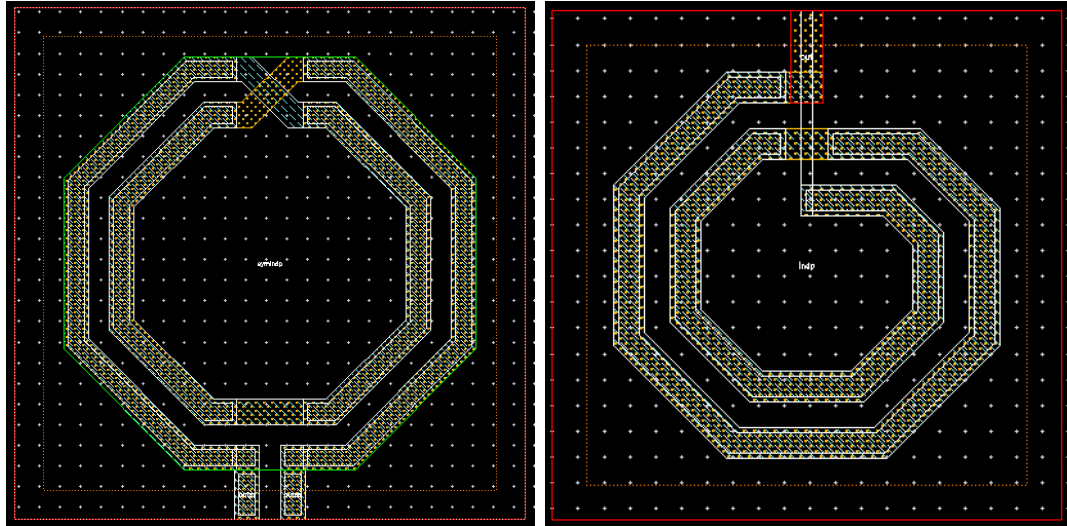


(α')



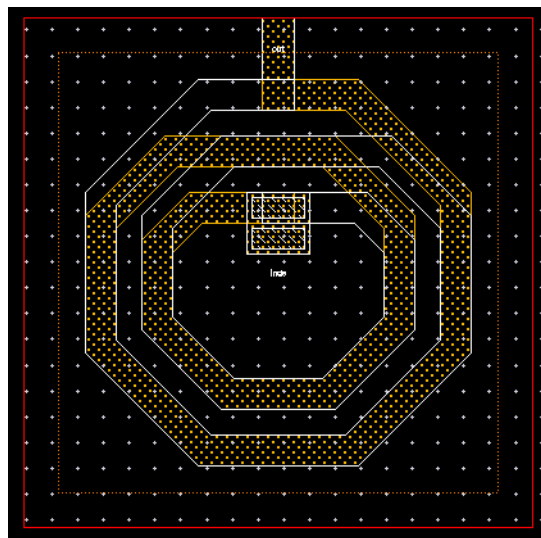
(β')

Σχήμα 3.2: Καμπύλες Q και L_{eff} για το μικρότερο πηνίο symindp της τεχνολογίας cmos10lpe, (α') σε υπόστρωμα M1 και (β') σε υπόστρωμα (BFMOAT), όπου φαίνεται η μετατόπιση του σημείου συντονισμού σε υψηλές συχνότητες αλλά η μείωση του συντελεστή ποιότητας για χρήση υποστρώματος BFMOAT



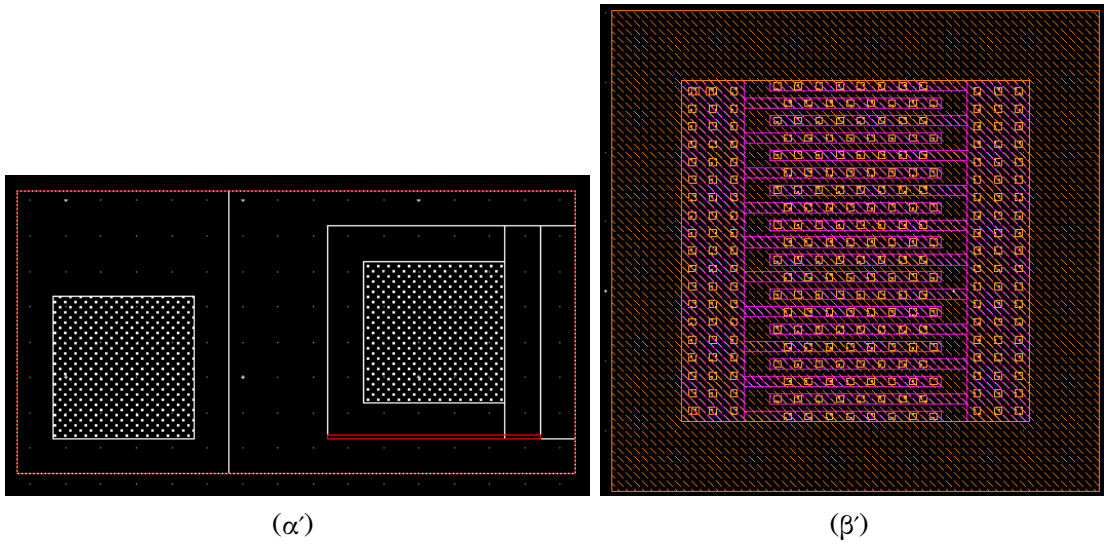
(α')

(β')



(γ)

Σχήμα 3.3: Layout ενός συμμετρικού πηνίου (α'), ενός πηνίου παράλληλης στοίβαξης (β') κι ενός πηνίου εν σειρά στοίβαξης (γ') σε υποστρώματα BFMOAT



Σχήμα 3.4: Layout ενός MIMCAP (α') κι ενός VnCap (β').

οπότε,

$$C_{eff} = \frac{\Im(y_{21})}{j\omega} \quad (3.5)$$

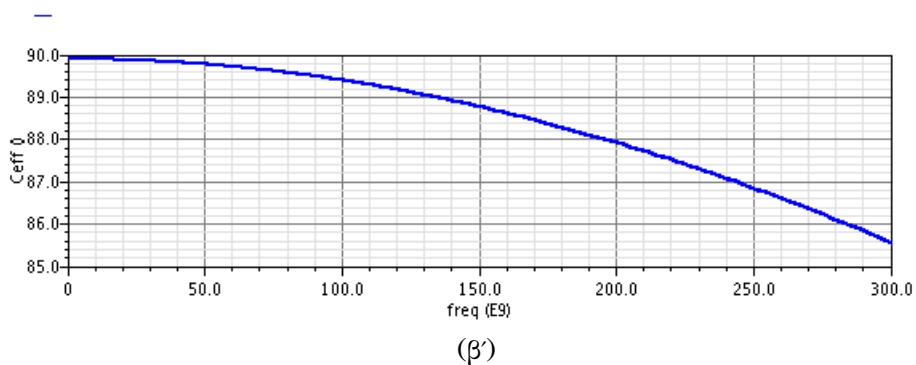
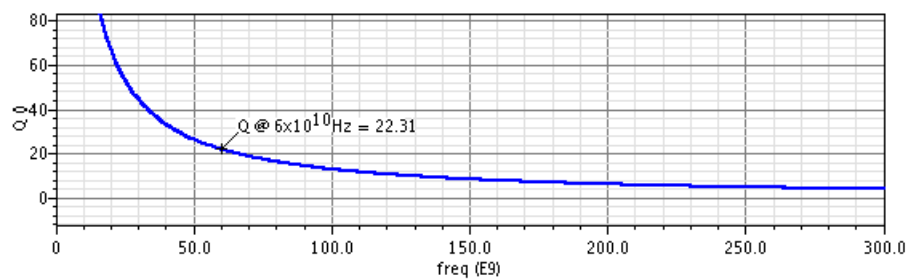
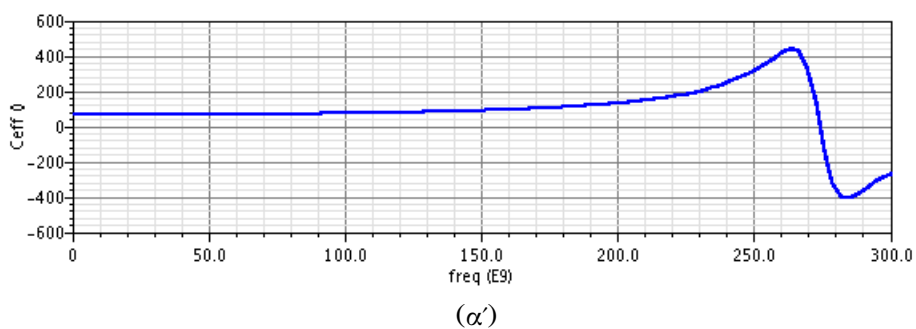
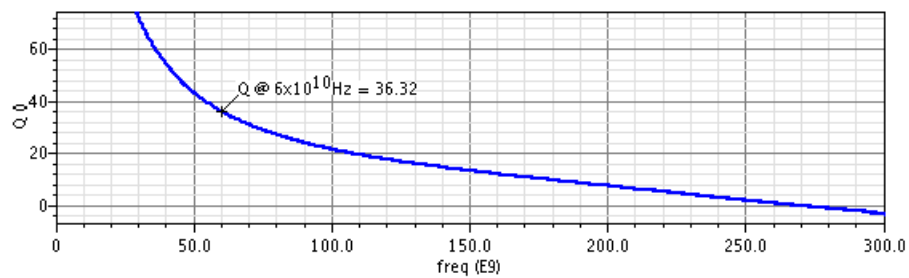
$$Q = \frac{\Im(y_{21})}{\Re(y_{21})} \quad (3.6)$$

Έτσι, μπορούν να παραχθούν αντίστοιχα διαγράμματα συναρτήσεως τις συχνότητας για πυκνωτές, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.5. Γενικά, πυκνωτές MoM δίνουν μικρότερη χωρητικότητα ανα μονάδα επιφάνειας, ενώ εμφανίζουν ελαφρά πιο αυξημένο συντελεστή ποιότητας για την ίδια χωρητικότητα με χαμηλότερη όμως συχνότητα αυτοσυντονισμού. Επιπλέον, επειδή πολλές διασυνδέσεις με γραμμές μεταφοράς γίνονται με το μέταλλο LD (όπως θα αναφερθεί παρακάτω), προτιμήθηκαν MIM των οποίων οι ακροδέκτες στο layout view έχουν αυτό το μέταλλο, ώστε να μειωθούν οι παρασιτικές χωρητικότητες που θα προέκυπταν από τη χρήση επαφών προκειμένου να ανέβουμε στο LD.

3.1.3 Γραμμές μεταφοράς

Πολλές φορές για τη σχεδίαση RF κυκλωμάτων είναι απαραίτητη η χρήση γραμμών μεταφοράς, είτε ως μικρής τιμής επαγωγές είτε με τη κατανεμημένη έννοιά τους, όπου χρησιμοποιούνται για προσαρμογή φορτίου. Τα πλήρως χαρακτηρισμένα μοντέλα, ως τη συχνότητα των 100GHz, των γραμμών μεταφοράς που προσφέρει η τεχνολογία είναι ο **συνεπίπεδος κυματοδηγός (coplanar waveguide - singlecpw)**, η **μικροταινία (microstrip - singlewire)** και η **μη προστατευμένη γραμμή μεταφοράς (rfline)**.

Ο συνεπίπεδος κυματοδηγός αποτελείται από ένα μεταλλικό αγωγό μεταφοράς του σήματος, και δύο αγωγούς προστασίας δεξιά και αριστερά. Η μικροταινία αποτελείται από αγωγό σήματος και ένα μεταλλικό αγωγό σε



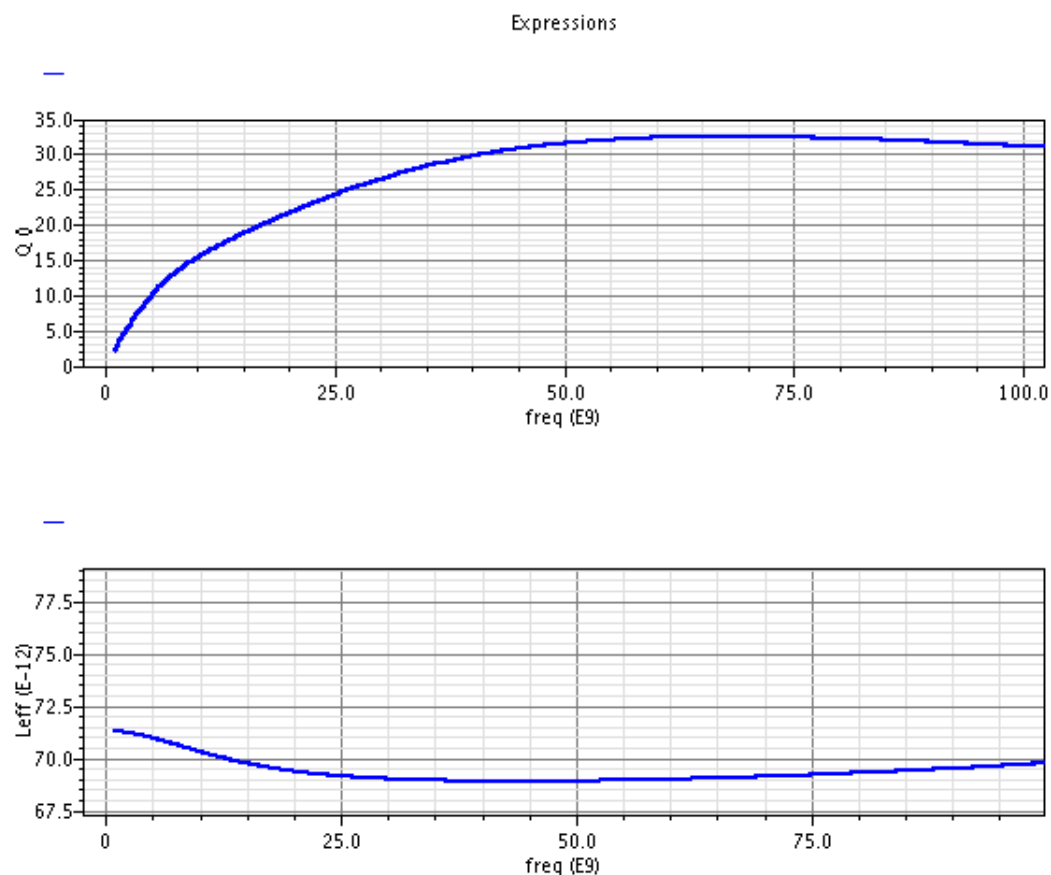
Σχήμα 3.5: Καμπύλες Q και C_{eff} για δύο μικρής χωρητικότητας πυκνωτές, ενός VnCap $10\mu\text{m} \times 10\mu\text{m}$ με μέταλλα M1 και M2 (α') κι ενός MIMCAP ($5\mu\text{m} \times 5\mu\text{m}$) (β')

χαμηλότερο επίπεδο ακριβώς από κάτω ώστε να παρέχει προστασία από το υπόστρωμα. Τέλος, η μη προστατευμένη γραμμή μεταφοράς αποτελείται από αγωγό υψηλότερου μετάλλου (στη στρίβα που χρησιμοποιήθηκε αυτό είναι το LD) πάνω σε νοθευμένο υπόστρωμα p+ και αποτελεί μια λύση για τη προσθήκη επαγωγής μικρής τιμής καθώς τα ολοκληρωμένα πηνία που παρέχονται δεν μπορούν να δώσουν τιμές κάτω των 120pH. Πράγματι, αν θεωρήσουμε μια γραμμή μεταφοράς χαρακτηριστικής τιμής Z_0 , μήκους l , που λειτουργεί σε μήκος κύματος λ και συχνότητα f . τότε για μικρά μήκη γραμμών, οι ισοδύναμες τιμές επαγωγής και χωρητικότητας της γραμμής μεταφοράς δίνονται από τις σχέσεις [17]:

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f} \sin\left(\frac{2\pi l}{\lambda}\right) \quad (3.7)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_0} \tan\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right) \quad (3.8)$$

Για λεπτές γραμμές και μεγάλη τιμή της χαρακτηριστικής αντίστασης μπορούμε να ελαχιστοποιήσουμε τη χωρητικότητα και να πάρουμε την επιθυμητή επαγωγή. Προσομοιώσεις του μοντέλου (σχήμα 3.6) επαληθεύουν το γεγονός ότι αποτελεί ένα υψηλής ποιότητας και συχνότητας αυτοσυντονισμού πηνίο το οποίο είναι ιδανικό για τις διασυνδέσεις των σταδίων, την προσαρμογή εισόδου και τη διασύνδεση με την τροφοδοσία.



Σχήμα 3.6: Καμπύλες Q και L_{eff} για γραμμή rfline μεγέθους $100\mu\text{m} \times 4\mu\text{m}$

3.1.4 MOS Τρανζίστορ

Η τεχνολογία cmos10lpe προσφέρει μια πληθώρα MOS τρανζίστορ πύκνωσης, για πολλαπλές εφαρμογές που εκτείνονται από τη σχεδίαση μνημών και ψηφιακών κυκλωμάτων μέχρι τη σχεδίαση αναλογικών RF κυκλωμάτων. Κάθε τύπος τρανζίστορ έχει τρεις δυνατές επιλογές τάσης κατωφλίου, από χαμηλή έως υψηλή, ανάλογα με τις απαιτήσεις της πόλωσης που υπάρχουν. Οι τύποι αυτοί συνοψίζονται στον πίνακα 3.2

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

Πίνακας 3.2: Μοντέλα τρανζίστορ MOS της τεχνολογίας cmos10lpe. Το μοντέλο αναφέρεται στο τρανζίστορ τύπου n και p αντίστοιχα

Τα τρανζίστορ περιέχουν και rf μοντέλα τα οποία περιγράφουν τη λειτουργία των τρανζίστορ και στις υψηλότερες συχνότητες, περιέχουν δηλαδή τη μοντελοποίηση βάσει του BSIMv4.5 των άλλων τρανζίστορ με τη προσθήκη της αντίστασης πύλης και της αντίστασης υποστρώματος. Τα τρανζίστορ adnfet, adpfet είναι ήδη μοντελοποιημένα σε RF οπότε δεν έχουν αντίστοιχο μοντέλο, ενώ rf μοντέλο δεν έχουν ούτε τα τρανζίστορ dgxnfet και dgxpfet. Τέλος τα rf μοντέλα έχουν τη δυνατότητα ενσωμάτωσης ενός προστατευτικού δακτυλίου (ring) από υψηλής νόθευσης πυρίτιο τύπου p. Σημειώνεται ότι η μοντελοποίηση του τρανζίστορ σταματάει στο πρώτο μέταλλο σύνδεσης με την πυγή και την υποδοχή, ανεξάρτητα αν για χρήση στο layout υπάρχει η δυνατότητα παραμετροποίησης του κελιού ώστε να εμφανίζονται εξωτερικές συνδέσεις και σε ψηλότερα μέταλλα (ως M4). Αυτή η παρατήρηση είναι σημαντική για τη σωστότερη μοντελοποίηση του τρανζίστορ για προσομοιώσεις σε επίπεδο σχηματικού, πριν τη σχεδίαση του layout.

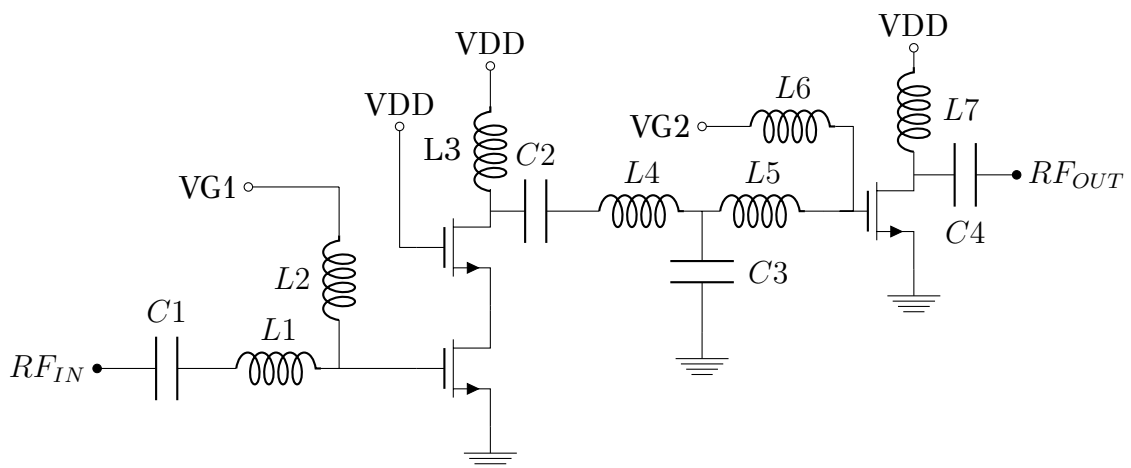
Επίσης, σημαντικός παράμετρος για την επιλογή του τρανζίστορ σε αυτές τις υψηλές συχνότητες, αποτελεί η συχνότητα αποκοπής f_t του τρανζίστορ, η οποία ορίζεται ως η συχνότητα στην οποία το κέρδος ρεύματος γίνεται μονάδα. Έχοντας υπόψη τις χωρητικότητες πύλης και υποδοχής του τρανζίστορ, αντιλαμβάνεται κανείς ότι η μείωση των χωρητικότητων αυτών είναι σημαντική για τη λειτουργία του τρανζίστορ στις συχνότητες αυτές. Η χωρητικότητα υποδοχής δεν παίζει μεγάλο ρόλο στη συχνότητα f_t , όσο η χωρητικότητα πύλης. Για τη μείωση της χωρητικότητας αυτής απαιτείται μείωση της

επιφάνειας της πύλης και, μπορεί να αποδειχθεί ότι η συχνότητα αποκοπής μπορεί να είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου του μήκους καναλιού. Βέβαια, με τη μείωση του μήκους καναλιού και της τάσης τροφοδοσίας στα σημερινά επίπεδα, φαινόμενα όπως ο κορεσμός της ταχύτητας των φορέων και η μέτρια αναστροφή του καναλιού κατά την πόλωση των τρανζίστορ σε χαμηλές τάσεις πύλης μπορεί να κάνει τη συχνότητα αποκοπής αντιστρόφως ανάλογη μιας χαμηλότερης δύναμης του μήκους καναλιού. Ωστόσο, και πάλι, είναι σημαντικό το μήκος του καναλιού να είναι μικρό για επίτευξη κέρδους στη συχνότητα των 60GHz.

Επιπλέον, η μέγιστη συχνότητα ταλάντωσης f_{max} ορίζεται ως η συχνότητα που το κέρδος ισχύος του τρανζίστορ γίνεται μονάδα. Η συχνότητα αυτή είναι ακόμα μικρότερη από τη συχνότητα αποκοπής (ποσοστό της) καθώς ρόλο παίζει η χωρητικότητα πύλης-υποδοχής και η αντίσταση πύλης. Για τη μείωση της αντίστασης εφαρμόζεται η τεχνική του διαχωρισμού του τρανζίστορ σε fingers, δηλαδή του διαχωρισμού του τρανζίστορ μεγάλου πλάτους W σε N fingers μεγέθους W/N το ένα και της παράλληλης διασύνδεσης τους.

Για τη σχεδίαση του ενισχυτή χρησιμοποιήθηκαν τρανζίστορ `lvtntfet_rf` τα οποία επιτρέπουν χρήση του μικρότερου μήκους καναλιού (60nm) και έχουν χαμηλή τάση κατωφλίου. Η χαμηλή τάση κατωφλίου επιλέχθηκε προκειμένου να ληφθεί το μέγιστο δυνατό ρεύμα για τις ίδιες διαστάσεις συσκευής και για την ίδια πόλωση, ενώ δε χρησιμοποιήθηκαν τρανζίστορ ασύμμετρης υποδοχής (`adnfet`) γιατί η ελάχιστη επιτρεπόμενο μήκος καναλιού τα 0.18 μm , απαγορεύοντας ουσιαστικά τη λειτουργία τους στη συχνότητα των 60GHz.

3.2 Επιλεγμένη τοπολογία του ενισχυτή



Σχήμα 3.7: Επιλεγμένη τοπολογία του ενισχυτή

Όπως έχει αναφερθεί προηγουμένως, η ανάγκη λειτουργίας του ενισχυτή σε γραμμική περιοχή οδήγησε στην αρχική σκέψη επιλογής μιας υψηλής απόδοσης κλάσης λειτουργίας σε συνδυασμό με κάποια τεχνική γραμμικοποίησης πλάτους. Ωστόσο, η μειωμένη απόδοση των διακοπτικών ενισχυτών σε τόσο υψηλή συχνότητα, απέρριψαν αυτό το ενδεχόμενο. Υλοποιήσεις τέτοιου

είδους σε τεχνολογία CMOS δεν έχουν αναφερθεί ενώ ακόμα και σχεδιάσεις σε τεχνολογία SiGe δίνουν χαμηλό κέρδος ισχύος σε συνδυασμό με μικρή βελτίωση της απόδοσης σε σχέση με μία υλοποίηση κλάσης A [18].

Έτσι, για την επίτευξη και ενός ικανοποιητικού κέρδους ισχύος, έγινε επιλογή της τοπολογίας του σχήματος 3.7, αποτελούμενης από δύο στάδια, ενός σταδίου cascode για την παροχή υψηλού κέρδους κι ενός σταδίου κοινής-πηγής. Τα τρανζίστορ είναι τύπου n για την επίτευξη καλύτερης διαγωγιμότητας g_m για ίδιο μέγεθος.

Οι επαγωγές L1 και L2 χρησιμοποιούνται ως προσαρμογή εισόδου στα 50Ω, αποτελώντας ένα L-matching δίκτυο κατα τα αναφερόμενα στην ενότητα 2.3. Επίσης, το δικτύωμα που απαρτίζεται από τα στοιχεία L4, L5, C3 και L6 αποτελεί ένα κύκλωμα διασταδιακής προσαρμογής, προκειμένου να μειωθεί η απώλεια ισχύος μεταξύ των δύο σταδίων. Παράλληλα, οι επαγωγές L2 και L6 τροφοδοτούν τις πύλες των τρανζίστορ κοινής πύλης του πρώτου και δεύτερου σταδίου, αντίστοιχα, με τη κατάλληλη πόλωση για τη λειτουργία σε κλάση A, ενώ τα L3 και L7 χρησιμεύουν ως chokes για τη πόλωση των υποδοχών. Τέλος, οι πυκνωτές C1, C2 και C4 αποκόπτουν τη dc τάση προς το επόμενο στάδιο, προκειμένου η πύλη κάθε σταδίου να πολωθεί με τη δική της τάση και το φορτίο να μην καταναλώνει dc ισχύ. Ως χαρακτηριστική αντίσταση εξόδου για την υπόλοιπη σχεδίαση, θεωρούνται τα 50Ω.

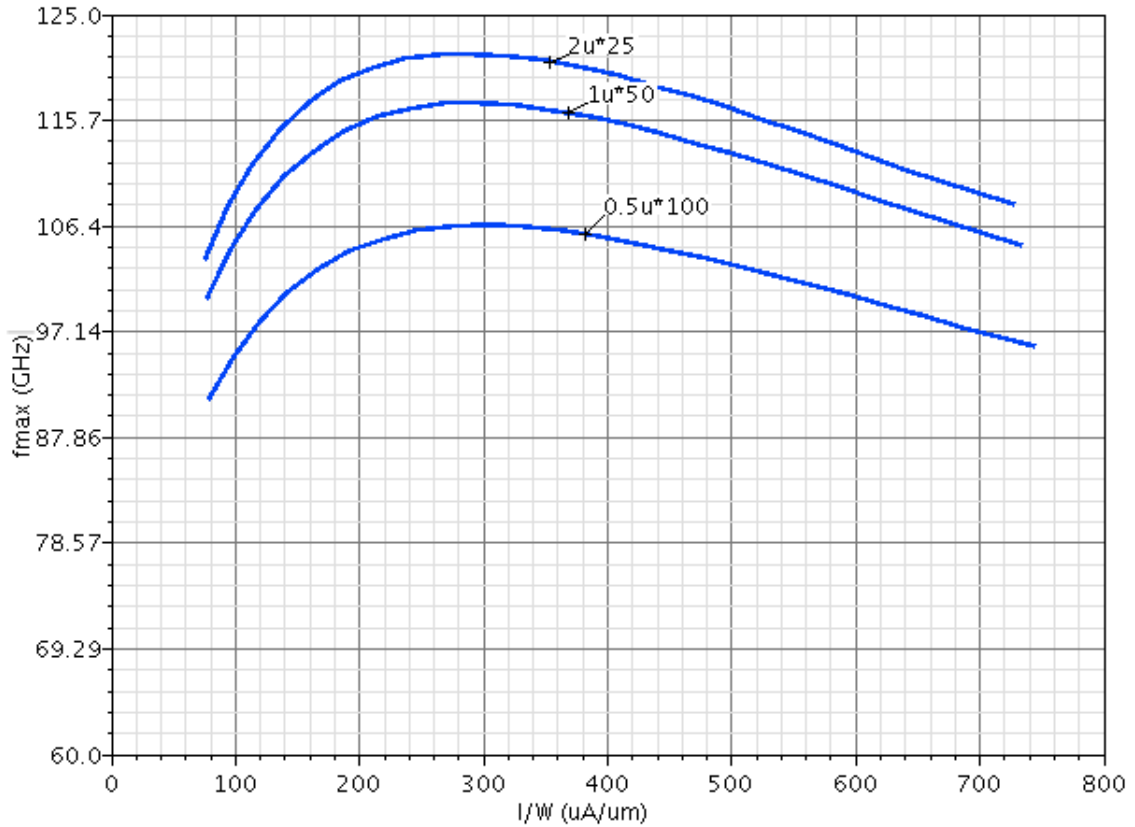
3.3 Μεθοδολογία σχεδίασης

Στα παρακάτω γίνεται αναφορά των επιλεγμένων τιμών των στοιχείων της τοπολογίας του κυκλώματος του σχήματος 3.7 που προκύπτουν από προσομοιώσεις σε επίπεδο σχηματικού και με τη χρήση κατα τα άλλα ιδανικών τιμών χωρητικότητας και επαγωγών, αλλά πραγματικών τρανζίστορ. Μάλιστα, για τα τρανζίστορ γίνεται εμπλουτισμός του μοντέλου με τις εξωτερικές συνδέσεις των πυλών, των υποδοχών και των πηγών, ώστε να λαμβάνονται υπόψη οι πραγματικές τιμές των εξωτερικών χωρητικότητας και των επαγωγών ώστε να συνυπολογιστούν στη σχεδίαση.

3.3.1 Στάδιο εξόδου

3.3.1.1 Επιλογή τρανζίστορ και πόλωση του για μέγιστη γραμμικότητα λειτουργίας

Όσα αναφέρθηκαν στην υποενότητα 3.1.4 για τις συχνότητες f_t και f_{max} των τρανζίστορ θεωρούν ότι οι εσωτερικές χωρητικότητες πύλης και υποδοχής είναι γραμμικές, δηλαδή η τιμή τους δεν εξαρτάται από την τάση που εφαρμόζεται. Αυτό, βέβαια, δεν είναι σωστό γιατί ουσιαστικά αυτές οι χωρητικότητες προκαλούνται από περιοχές απογύμνωσης το μήκος των οποίων έχει μια εξάρτηση από τις εφαρμοζόμενες πολώσεις. Σαν αποτέλεσμα, οι χαρακτηριστικές συχνότητες του τρανζίστορ εξαρτώνται από τη πόλωση του τρανζίστορ, όπως φαίνεται στις καμπύλες του σχήματος 3.8. Πέρα από την επίδραση στις συχνότητες αυτές, είναι προφανές ότι το φαινόμενο αυτό επηρεάζει και τη γραμμικότητα του τρανζίστορ ως προς την τάση εισόδου. Η



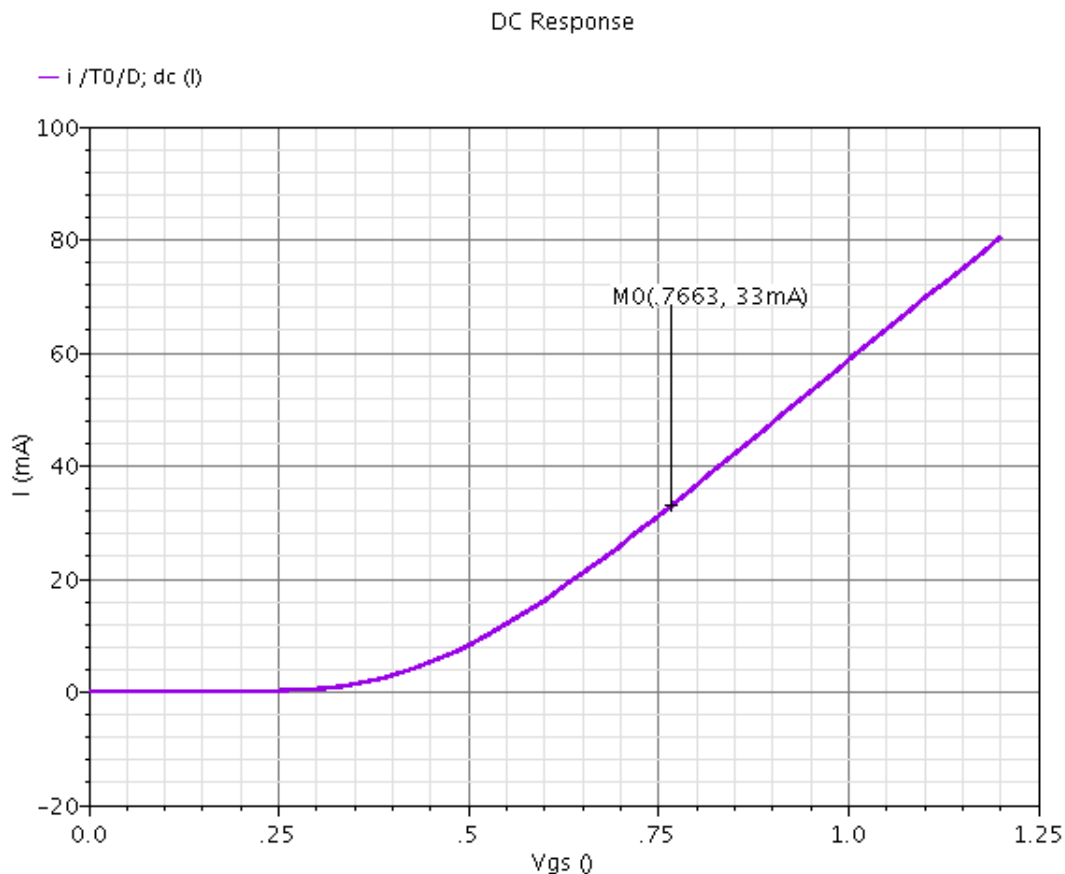
Σχήμα 3.8: Επίδραση της πυκνότητας ρεύματος υποδοχής ανα μονάδα πλάτους τρανζίστορ στο f_{max} της διάταξης για τρεις διαφορετικές τιμές του αριθμού των fingers.

παρατήρηση της ομαλότητας της καμπύλης του f_{max} αποτελεί μια αποτελεσματική εκτίμηση της γραμμικότητας του τρανζίστορ, αφού το f_{max} προκύπτει από το κέρδος ισχύος. Έχει παρατηρηθεί [19] ότι ανεξάρτητα από τη κλίμακα ολοκλήρωσης η βέλτιστη πόλωση για γραμμικότητα βρίσκεται σε πυκνότητα ρεύματος γύρω από τα $0.3\text{mA}/\mu\text{m}$, κάτι το οποίο επαληθεύεται και για τη τεχνολογία των 65nm που χρησιμοποιούμε, με ένα αντιπροσωπευτικό παράδειγμα να δίνεται στο σχήμα 3.8 για ένα τρανζίστορ πλάτους $50\mu\text{m}$ για τρεις διαφορετικές περιπτώσεις του αριθμού των fingers.

Εκκινώντας, λοιπόν, από το στάδιο εξόδου επιλέγουμε τη μέγιστη επιτρεπτή περιοχή τάσης εξόδου. Η περιοχή αυτή κυμαίνεται από την τάση κορεσμού $V_{DS,sat}$ μέχρι και τη μέγιστη τάση $V_{MAX} = 2V_{DD} - V_{DS,sat}$. Με αλληλέγγυες periodic steady-state (pss) και dc προσωμοιώσεις με επιλέγουμε το W ώστε, για ισχύ εξόδου $10\text{dBm}=10\text{mW}$, να έχουμε τη μέγιστη κύμανση της πυκνότητας ρεύματος από τα $0.1\text{mA}/\mu\text{m}$ ως τα $0.5\text{mA}/\mu\text{m}$ δηλαδή $I_{swing} = 0.4\text{mA}/\mu\text{m} \times W$ γύρω από το σημείο των $0.3\text{mA}/\mu\text{m}$. Επιπλέον, επιλέγοντας $V_{DS,sat} = 0.3\text{V}$ μπορούμε από τη σχέση της ισχύος να εξάγουμε τελικά το πλάτος W του τρανζίστορ.

$$P_{out} = \frac{I_{swing}}{2} \times \frac{V_{DD} - V_{DS,sat}}{2} \quad (3.9)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές που αναφέρονται παραπάνω παίρνουμε τη τιμή



Σχήμα 3.9: Χαρακτηριστική $V_{gs} - I_d$ του επιλεγμένου τρανζίστορ

για το W :

$$W = \frac{4 * P_{out}}{0.4mA/\mu m * (V_{DD} - V_{DS,sat})} \approx 110\mu m \quad (3.10)$$

και

$$I_{DC} = 0.3mA/\mu m \times W \approx 33mA \quad (3.11)$$

Τελευταίο βήμα είναι η επιλογή της τάσης πύλης που θα εφαρμοστεί στο τρανζίστορ προκειμένου να διέρχονται από αυτό 33mA. Με μια απλή dc προσομοίωση του επιλεγμένου τρανζίστορ μεγέθους $110\mu m * 60nm$ (σχήμα 3.9) παίρνουμε ότι η απαραίτητη τάση είναι 0.766V, την οποία στρογγυλοποιούμε στα 0.8V.

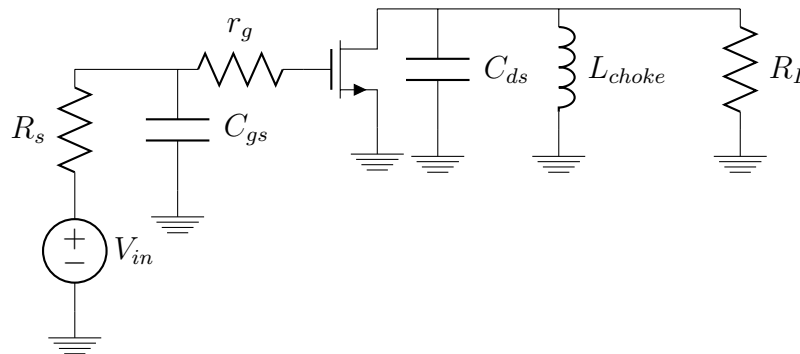
3.3.1.2 Εξαγωγή μοντέλου των MOS τρανζίστορ με τις διασυνδέσεις του

Για την σχεδίαση κατα ac που χρειάζεται να ακολουθήσει για τη λήψη ισχύος από το στάδιο αυτό, χρειάζεται να ληφθούν υπόψη οι χωρητικότητες που προστίθενται λόγω της διασύνδεσης του τρανζίστορ με τα υπόλοιπα στοιχεία μέσω των ψηλότερων μετάλλων. Παρά τη τιμή της τάξης των fF που έχουν, η εκ των προτέρων γνώση των χωρητικότητων αυτών είναι πολύ σημαντική στη συχνότητα λειτουργίας οι τιμές αυτές είναι πολύ σημαντικές. Αν

παρατηρήσουμε το ac ισοδύναμο ενός ενισχυτικού σταδίου, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10 παρατηρούμε ότι τα L_{choke} , C_{ds} σχηματίζουν ένα βαθυπερατό φίλτρο το οποίο στη πραγματικότητα είναι αρκετά χρήσιμο ώστε να φιλτράρει το σήμα εξόδου στην επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων. Η κεντρική συχνότητα f_0 του φίλτρου δίνεται από τη σχέση

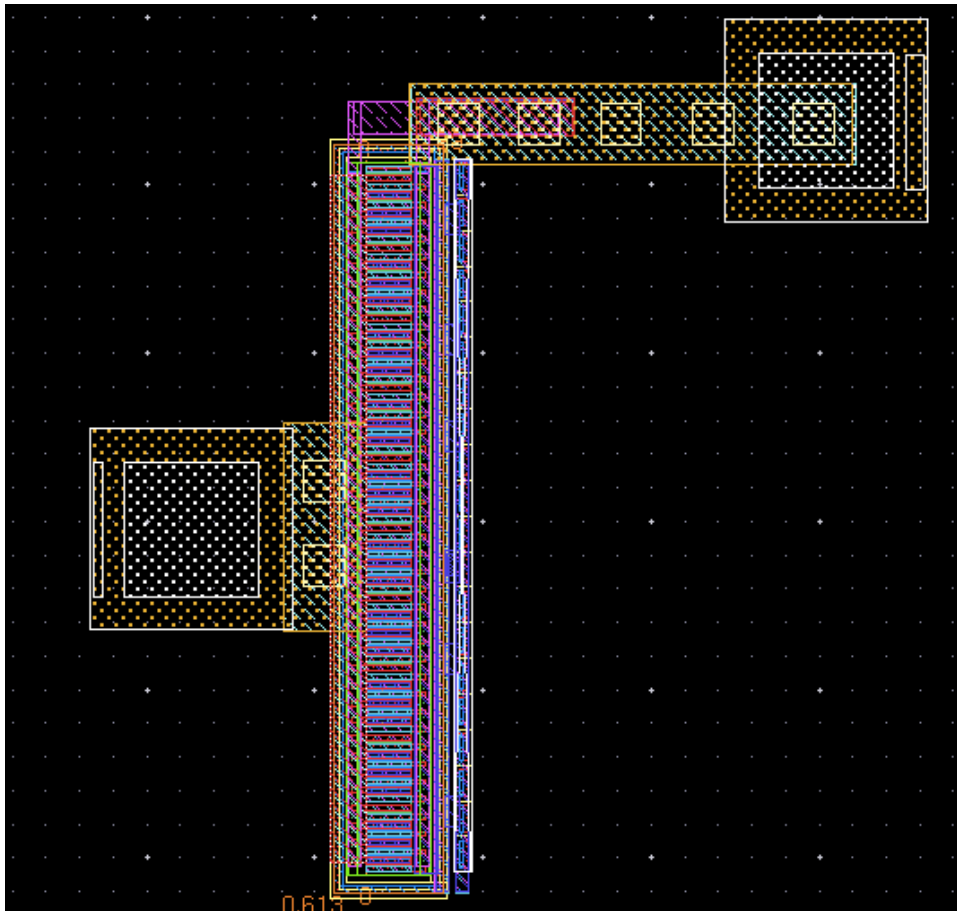
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{choke}C_{ds}}} \quad (3.12)$$

Αν, χωρίς τον υπολογισμό της χωρητικότητας της διασύνδεσης, έχουμε $C_{ds} = 23fF$ για να επιτύχουμε συντονισμό στα 60GHz τότε απαιτείται το πηνίο να έχει τιμή περίπου 300pH. Όταν, όμως, κατά το layout, η διασύνδεση εισάγει μια επιπλέον χωρητικότητα της τάξης των 30fF (που είναι μια πολύ ρεαλιστική τιμή), με διατήρηση της επαγωγής των 300pH η συχνότητα συντονισμού θα μεταταθεί στα 40GHz περίπου. Βλέπουμε, λοιπόν, ότι αυτή η -μικρή αν ιδωθεί ως απόλυτη τιμή και μόνο- χωρητικότητα να απορρυθμίσει εντελώς τον ενισχυτή στις post-layout προσομοιώσεις και να καταστήσει τη σχεδίαση άκυρη (γεγονός που στην πραγματικότητα συνέβη). Επιπλέον, η παραπάνω αντίσταση και χωρητικότητα που θα εισαχθεί στην πύλη αλλάζουν την αντίσταση εισόδου του τρανζίστορ με αποτέλεσμα η όποια σχεδίαση δικτύου προσαρμογής να καθίσταται επίσης άκυρη (άλλο ένα γεγονός που στην πραγματικότητα συνέβη!).



Σχήμα 3.10: Ac ισοδύναμο ενισχυτικού σταδίου όπου φαίνονται οι παρασιτικές χωρητικότητες του τρανζίστορ

Για τη σχεδίαση του layout του τρανζίστορ και την εξαγωγή των παρασιτικών που προκαλούν οι διασυνδέσεις, απομένει να επιλέξουμε τον αριθμό των fingers. Η προσομοίωση που δείχνεται στο σχήμα 3.8, αλλά και αντίστοιχη για το τρανζίστορ μεγέθους που επιλέξαμε βάσει της προηγούμενης ενότητας, η αύξηση στον αριθμό των τρανζίστορ (με ένα συγκεκριμένο όριο) ευνοεί την αύξηση του f_{max} . Ωστόσο, αυξάνοντας τον αριθμό των fingers, αυξάνουμε και τη χωρητικότητα που εισέρχεται στο κόμβο της υποδοχής, καθώς χρειάζεται μεγαλύτερο καλώδιο για τη διασύνδεση των υποδοχών των fingers μεταξύ τους. Από την άλλη, επειδή, όπως έχει προαναφερθεί, ο ενισχυτής είναι ένα κύκλωμα που απαιτείται να καταναλώσει υψηλές τιμές ρεύματος ώστε να δώσει στην έξοδο την απαιτούμενη ισχύ, στους κλάδους από τους οποίους διέρχεται εμφανίζει έντονα το φαινόμενο της **ηλεκτρομετανάστευσης (electromigration)**.



Σχήμα 3.11: layout του σχεδιασμένου cell τρανζιστορ με τις διασυνδεσεις του

Η ηλεκτρομετανάστευση είναι η μετακίνηση υλικού που προκαλείται από τη κίνηση φορέων ενός αγωγού. Καθώς οι φορείς κινούνται συγκρούονται με άτομα του υλικού, αν μεταφέρουν υψηλή ενέργεια προκαλούν τη σταδιακή μετατόπιση των ατόμων του μετάλλου με πιθανό τελικό αποτέλεσμα την αποκοπή του αγωγού σε κάποιο σημείο που κυκλωματικά μεταφράζεται ως ανοικτοκύκλωμα. Αλλά και πριν τη κατάσταση αυτή, η σμίκρυνση της διατομής του αγωγού μπορεί να προκαλέσει αύξηση της αντίστασης του καλωδίου σε βαθμό τέτοιο που να επηρεάσει τη λειτουργία του κυκλώματος. Σημειώνεται ότι το φαινόμενο εμφανίζεται τόσο σε DC όσο και σε υψίσυχνα ρεύματα, εξαρτάται από το είδος του μετάλλου ενώ οι επαφές μετάλλων είναι ιδιαίτερα επιρρεπείς σε αποκοπή όταν διέλθει μεγάλη ποσότητα ρεύματος, ακόμα και σε σύγκριση με ίδιο μέταλλο ίδιου πλάτους με την επαφή.

Για την αποφυγή των αρνητικών συνεπειών της ηλεκτρομετανάστευσης απαιτείται ο εντοπισμός των κλάδων από τους οποίους θα διέρχεται υψηλό ρεύμα και η χρήση σε αυτούς μεγάλης διατομής αγωγών και πολλαπλών επαφών για τη διασύνδεση με άλλα μέταλλα. Οι κατασκευαστές των chip στα εγχειρίδια σχεδίασής τους αναφέρουν σχέσεις για την ελάχιστη διατομή των αγωγών κάθε τύπου μετάλλου που διαθέτει η εκάστοτε τεχνολογία, καθώς και τη μέγιστη τιμή ρεύματος που μπορεί να αντέξει κάθε επαφή.

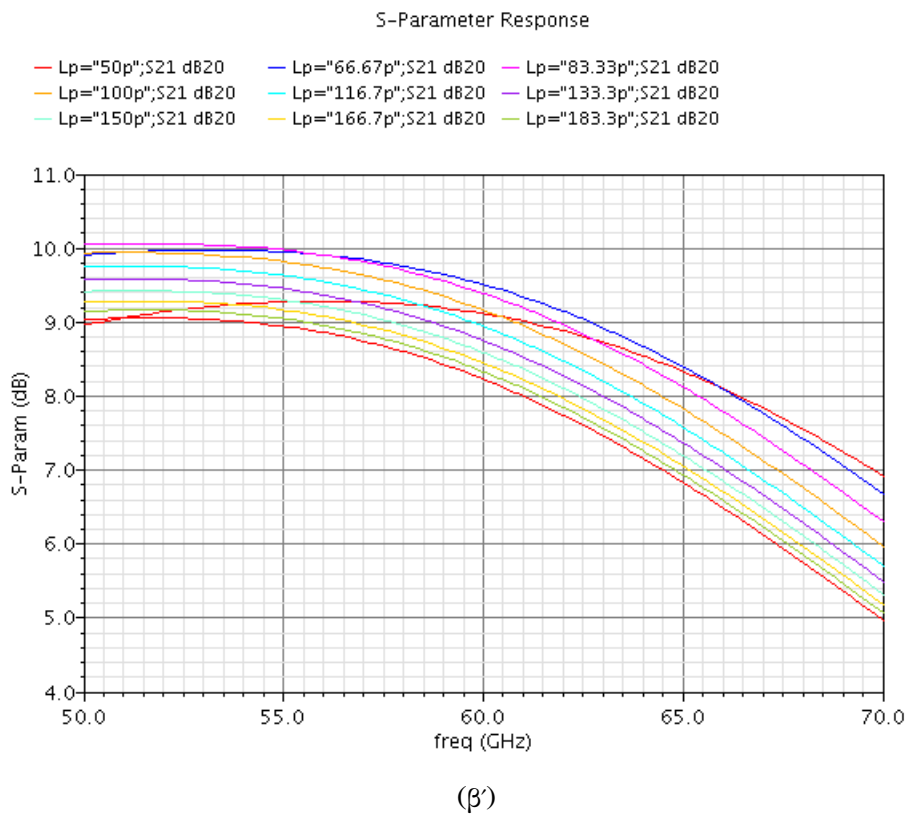
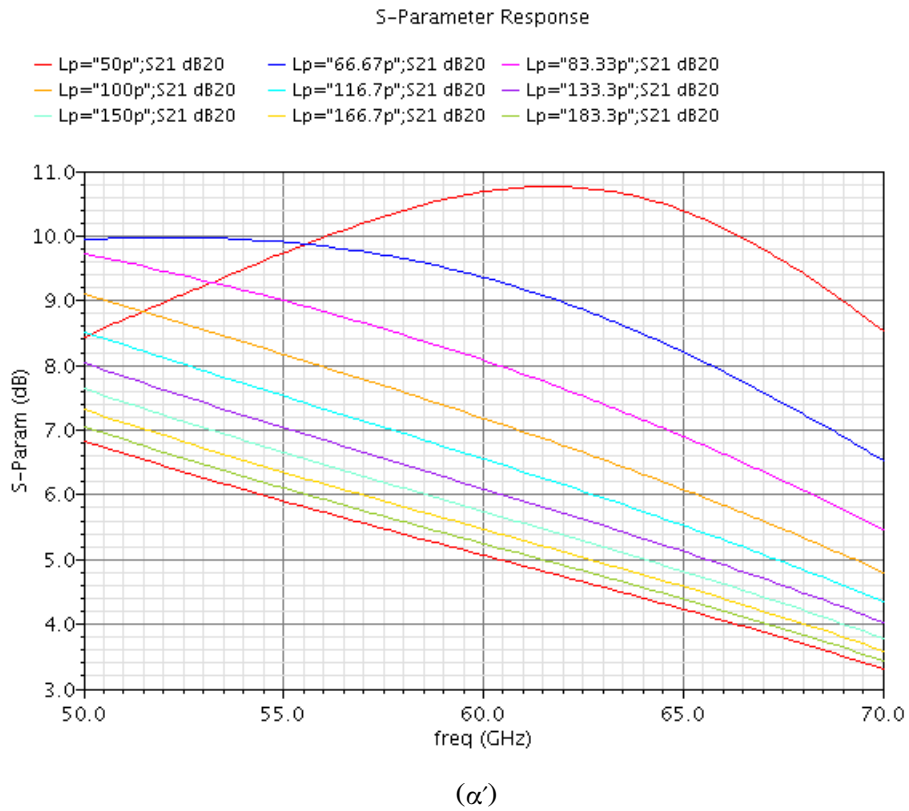
Βάσει των παραπάνω, το ρεύμα που διέρχεται από το μέταλλο που βρίσκεται πάνω από τις υποδοχές και τις πύλες των fingers πρέπει να είναι τόσο ώστε να ακολουθεί του κανόνες του ελάχιστου πλάτους. Έτσι, επιλέχθηκαν 80 fingers πλάτους $1.375\mu\text{m}$ το καθένα, ώστε το ρεύμα που διέρχεται από κάθε πηγή να είναι $30\text{mA}/40 = 0.75\text{mA}$, τη στιγμή που τα τέσσερα παράλληλα μέταλλα πλάτους $0.14\mu\text{m}$ συνδέονται στις πηγές αντέχουν ρεύμα 1.1mA , σύμφωνα με το design manual της τεχνολογίας [16].

Έτσι, έγινε σχεδίαση του layout που φαίνεται στο σχήμα 3.11 το οποίο, έχοντας υπόψη ότι το τρανζίστορ θα διασυνδεθεί με μέταλλο τύπου LD, περιέχει επαφές μέχρι αυτό το επίπεδο. Τέλος, εκτός από το πλάτος των καλωδίων, έγινε υπολογισμός ότι και ο αριθμός των επαφών μεταξύ των μετάλλων είναι επαρκής για την τήρηση των κανόνων για την ηλεκτρομετανάστευση.

Μετά τη σχεδίαση του layout, γίνεται εξαγωγή των παρασιτικών (RLCK - parasitic extraction) με χρήση του εργαλείου Assura® QRC και στη μετέπειτα σχεδίαση του σταδίου γίνεται χρήση αυτού του cell.

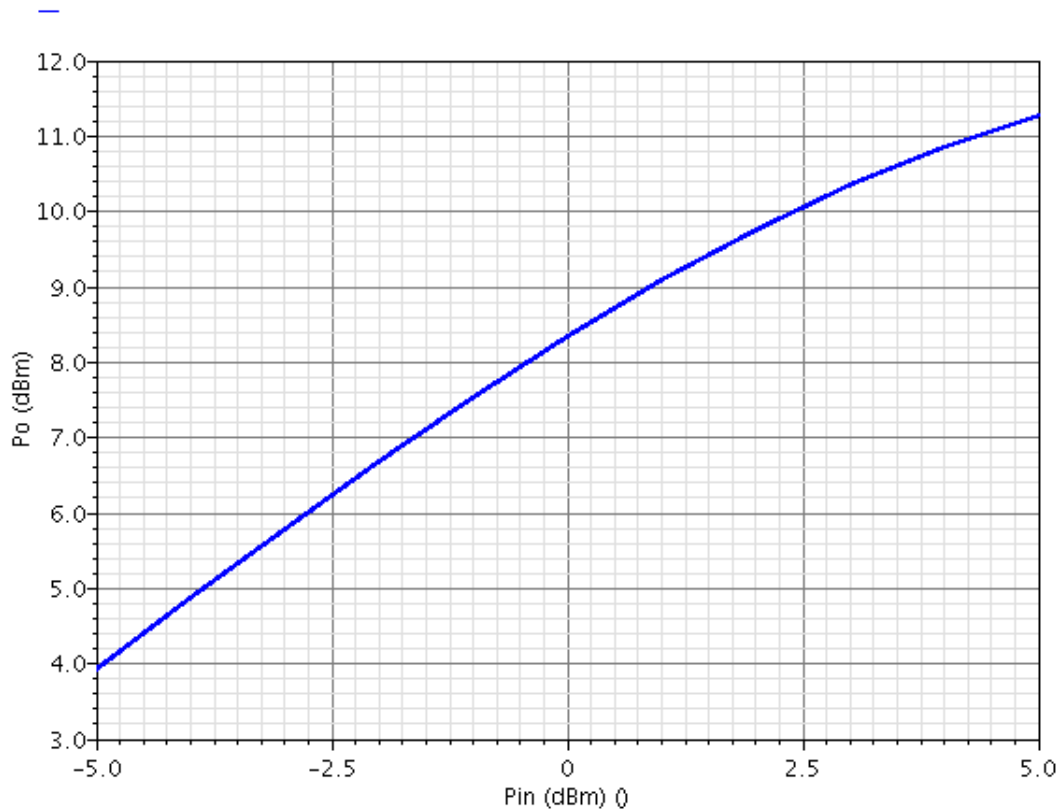
3.3.1.3 Επιλογή τιμών των παθητικών στοιχείων

Για την ολοκλήρωση της σχεδίασης του σταδίου, μένει να επιλεχθούν οι τιμές των επαγωγών L6, L7. Ως decoupling πυκνωτής επιλέγεται μία μικρή χωρητικότητα της τάξης των 90fF. Για την εξερεύνηση της επίδρασης των τιμών των πηνίων γίνονται παραμετρικές προσομοιώσεις για διάφορες τιμές κάθε επαγωγής, διατηρώντας την άλλη σταθερή (σχήμα 3.12). Όπως φαίνεται, οι τιμές επαγωγής της τάξης των 50-70pH δίνουν καλές χαρακτηριστικές γύρω από τη συχνότητα των 60GHz. Έτσι, χρησιμοποιούμε γραμμές μεταφοράς για να ικανοποιήσουμε αυτές τις μικρές τιμές. Τελικά, ως πηνίο choke L7 επιλέχθηκε γραμμή μεταφοράς rline $100\mu\text{m} * 6\mu\text{m}$ και ως L6 γραμμή μεγέθους $140\mu\text{m} * 8\mu\text{m}$. Σημειώνεται ότι το ελάχιστο μήκος γραμμής μεταφοράς



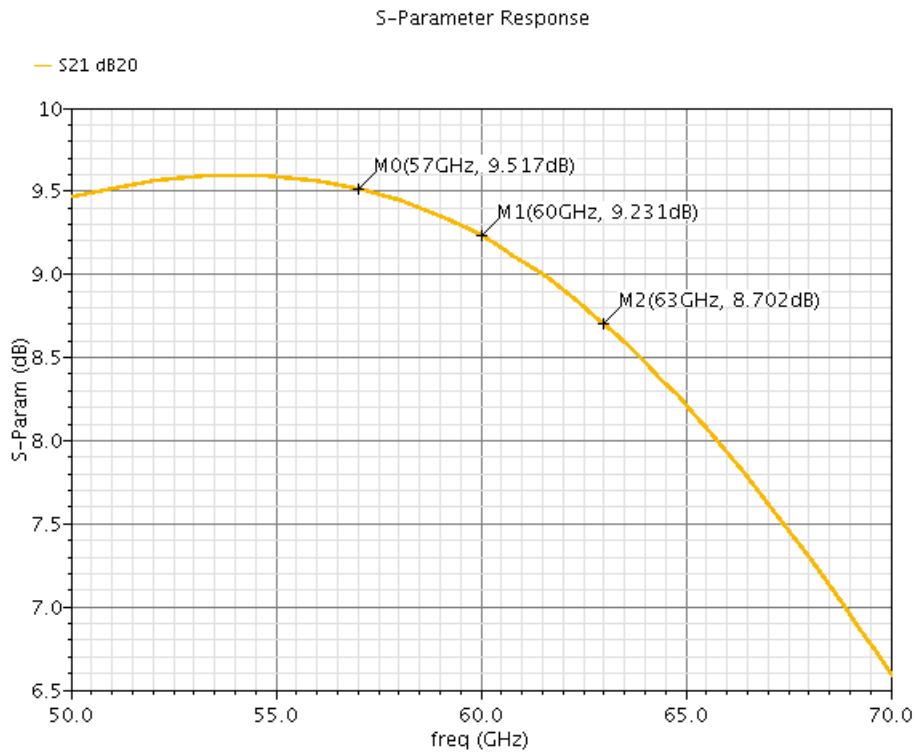
Σχήμα 3.12: Απόκριση συχνότητας της παραμέτρου s_{21} του σταδίου εξόδου για (α') μεταβολή της τιμής $L7$ με $L6=64.2\text{pH}$ και (β') για μεταβολή της $L6$ με $L7=62\text{pH}$

που επιτρέπεται είναι τα $100\mu\text{m}$ επομένως για την περαιτέρω μείωση της επαγωγής απαιτείται αύξηση του πλάτους της γραμμής, με μέγιστο πλάτος τα $100\mu\text{m}$.

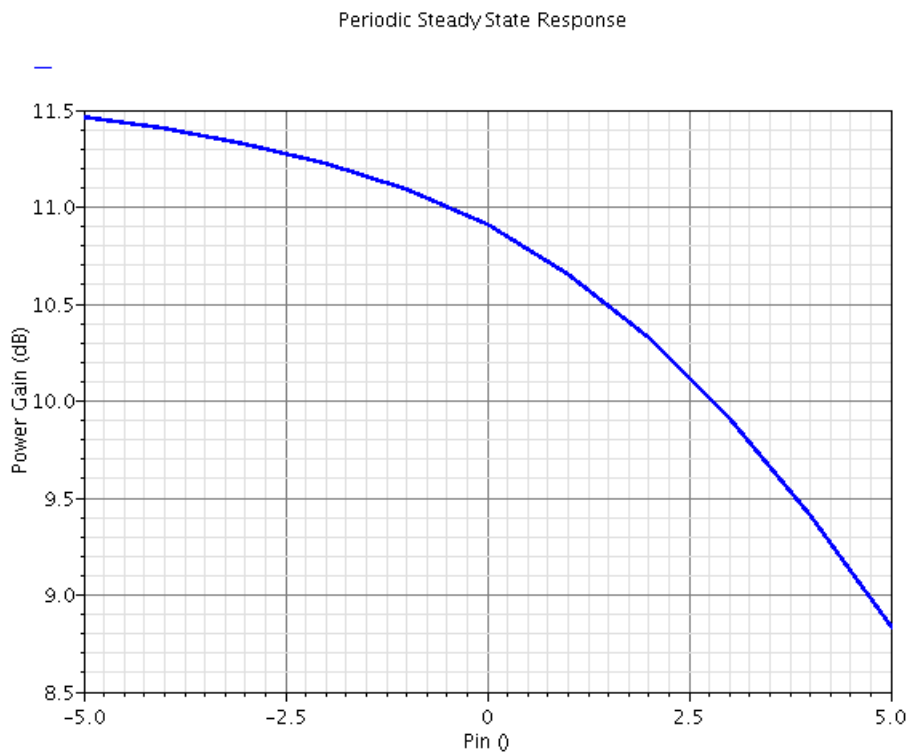


Σχήμα 3.13: Χαρακτηριστική $P_{in} - P_{out}$ του σταδίου εξόδου μετά την επιλογή των τιμών των στοιχείων L6, L7, C3

Τέλος, εκτελώντας μια periodic steady-state προσομοίωση για την παρατήρηση της χαρακτηριστικής $P_{in} - P_{out}$ παρατηρούμε (σχήμα 3.13) ότι η χαρακτηριστική είναι ικανοποιητική, η ισχύς εξόδου φτάνει τα επιθυμητά επίπεδα ανω των 10dBm , επομένως δε χρειάζεται να μετασχηματίσουμε το φορτίο των 50Ω σε διαφορετική τιμή.



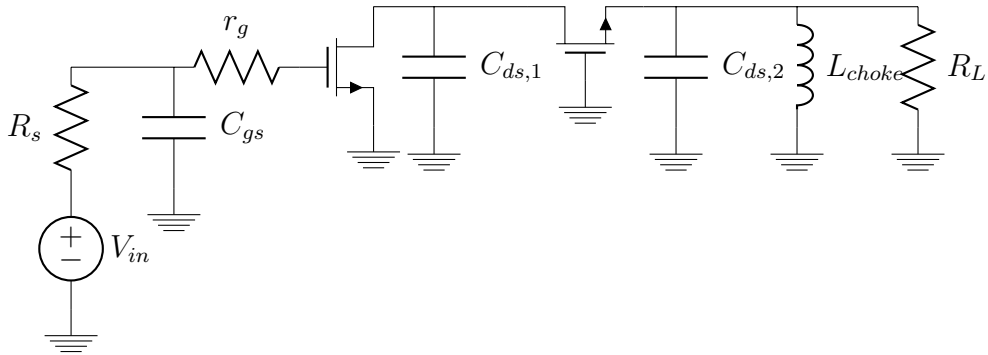
Σχήμα 3.14: Παράμετρος s_{21} σταδίου εξόδου συναρτήσει της συχνότητας για τις επιλεγμένες τιμές των στοιχείων



Σχήμα 3.15: Κέρδος Ισχύος (σε dB) Σταδίου εξόδου συναρτήσει της ισχύος στην είσοδό του για συχνότητα 60GHz

3.3.2 Στάδιο cascode

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.15, με το στάδιο εξόδου μπορούμε να πάρουμε ένα κέρδος μικρού σήματος της τάξης των 10-11dB. Επομένως, για να μην έχουμε μεγάλη επίδραση του κορεσμού του πρώτου σταδίου στη συμπίεση του κέρδους στην έξοδο, θέλουμε η μέγιστη έξοδος του κασκοδικού σταδίου να είναι στα 2dB τουλάχιστον. Επιπλέον, επειδή είναι δύσκολο να γίνει ο αναλυτικός υπολογισμός που έγινε για την επιλογή του μεγέθους κατά το στάδιο εξόδου, η καλύτερη πρακτική εδώ αποτελεί η πόλωση των τρανζίστορ βάσει της παρατήρησης της καμπύλης του σχήματος 3.17 όπου φαίνεται η επίδραση της τάσης πύλης του τρανζίστορ κοινής πηγής στην μέγιστη συχνότητα ταλάντωσης. Η πύλη του τρανζίστορ κοινής πύλης επιλέχθηκε να πολωθεί στην τάση των 1.2V για ευκολία στη τροφοδοσία.



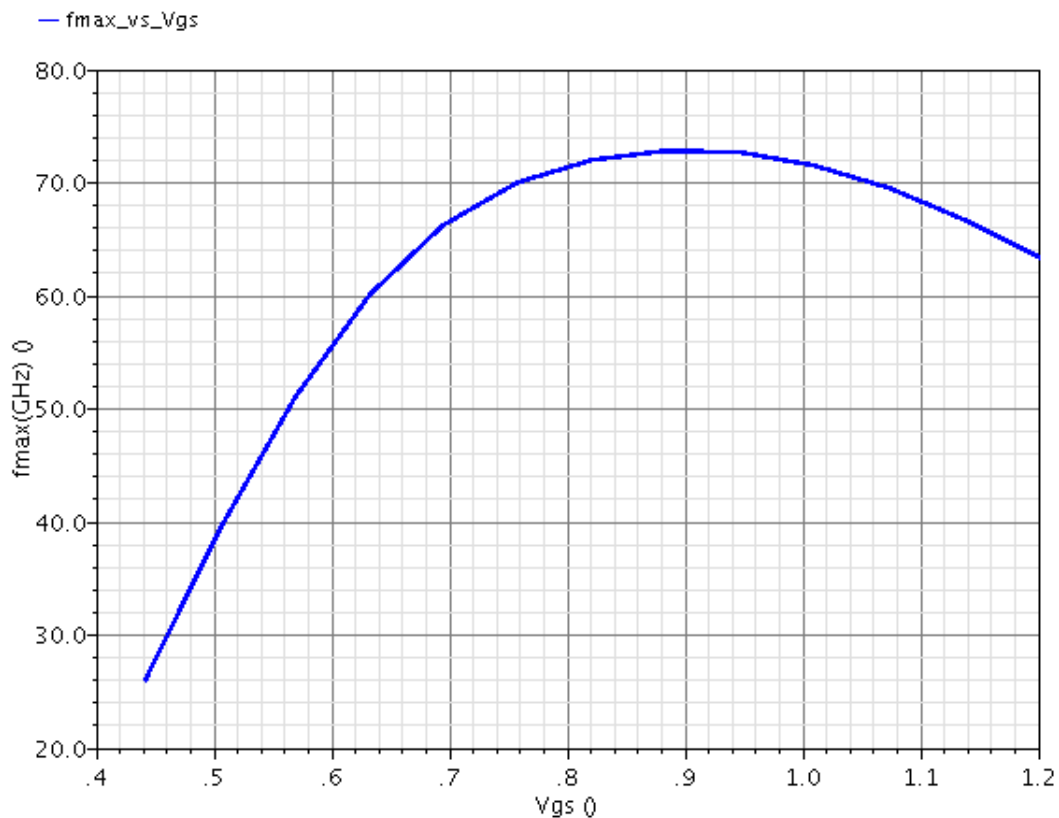
Σχήμα 3.16: Ac ισοδύναμο κασκοδικού σταδίου όπου φαίνονται οι κύριες χωρητικότητες των διασυνδέσεων

Έτσι, έπρεπε να επιλεχθούν τα W των τρανζίστορ (τα L προφανώς είναι τα ελάχιστα δυνατά) ώστε τα δύο τρανζίστορ να είναι στη περιοχή κορεσμού. Κριτήρια όπως η τήρηση κανόνων για την ηλεκτρομεταμόρφωση καθώς και την ελαχιστοποίηση των παρασιτικών χωρητικότητων, οι οποίες στο στάδιο cascode είναι περισσότερες, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.16. Έχοντας υπόψη όλα τα παραπάνω έγινε επιλογή ενός τρανζίστορ κοινής πηγής διαστάσεων $1\mu\text{m} \times 60\text{nm} \times 50$ και ενός κοινής πύλης διαστάσεων $3.2\mu\text{m} \times 60\text{nm} \times 50$. Το layout του cell που δημιουργήθηκε για να ληφθούν υπόψη στη σχεδίαση τα παρασιτικά, φαίνεται στο σχήμα 3.18. Στο σχήμα 3.19 φαίνεται το ρεύμα που διαρρέει τον κλάδο των τρανζίστορ καθώς και η τάση v_{ds} του τρανζίστορ κοινής πύλης ώστε να επαληθευθεί ότι λειτουργεί στην περιοχή κορεσμού. Με τάση πύλης του τρανζίστορ κοινής πηγής ίση με 0.9V, έχουμε μέγιστη γραμμικότητα λειτουργίας (σχήμα 3.17) σε συνδυασμό με υπερροδήγηση ίση με περίπου 270mV στο τρανζίστορ κοινής πηγής και 100mV στο τρανζίστορ κοινής πύλης. Το ρεύμα κλάδου είναι ίσο με 16.84mA, το μισό περίπου από το ρεύμα του σταδίου εξόδου.

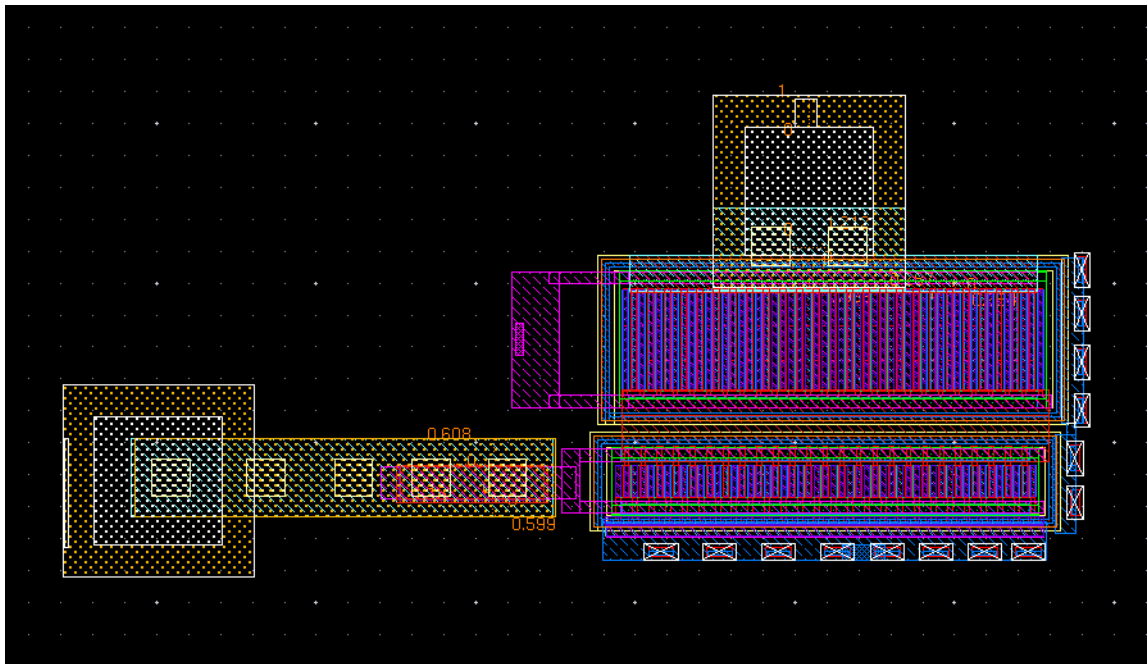
Αυτό που μένει, όπως και στη περίπτωση της σχεδίασης του σταδίου εξόδου, είναι η επιλογή των πηνίων τροφοδοσίας, L2 και L3. Όπως είναι εμφανές στο σχήμα 3.20, πάλι απαιτούνται πολύ μικρές τιμές της επαγωγής για το πηνία L3, της τάξης των 50-60pH, ώστε η παράμετρος s_{21} να έχει την απαι-

τούμενη απόκριση. Το γεγονός ότι η s_{21} έχει απόκριση συχνότητας που μεγιστοποιείται γύρω στα 58GHz, μας κάνει να επιθυμούμε τη μεγιστοποίηση του κασχοδικού σταδίου σε συχνότητα υψηλότερη των 60GHz προκειμένου να αντισταθμίσουμε το μειωμένο κέρδος που θα παίρνουμε στις ψηλότερες συχνότητες από το στάδιο εξόδου. Από την άλλη, η μεταβολή του L2 παίζει κι αυτή ρόλο στην απόκριση συχνότητας, αλλά πέρα από αυτό χρησιμεύει και για την προσαρμογή της εισόδου στα 50Ω. Για το λόγο αυτό έπρεπε να γίνει επιλογή με παράλληλη παρατήρηση του χάρτη Smith για τη παράμετρο s_{11} , προκειμένου το L δίκτυο που σχηματίζεται από τα L1 και L2 να παρέχει την κατάλληλη μετατόπιση στο κέντρο του χάρτη Smith. Περισσότερα για την προσαρμογή και τη τελική επιλογή των τιμών των στοιχείων θα αναφερθούν στην υποενότητα 3.3.4 η οποία θα αναφερθεί στην προσαρμογή εισόδου του συνολικού ενισχυτή που προκύπτει από τη διασύνδεση των δύο επι μέρους σταδίων. Ωστόσο, για ένα πρώτο επίπεδο προσομοιώσεων, επιλέχθηκε ως L3 ένα πηνίο επαγωγής 67pH ενώ ως L2 επιλέχθηκε μια επαγωγή τιμής 118pH.

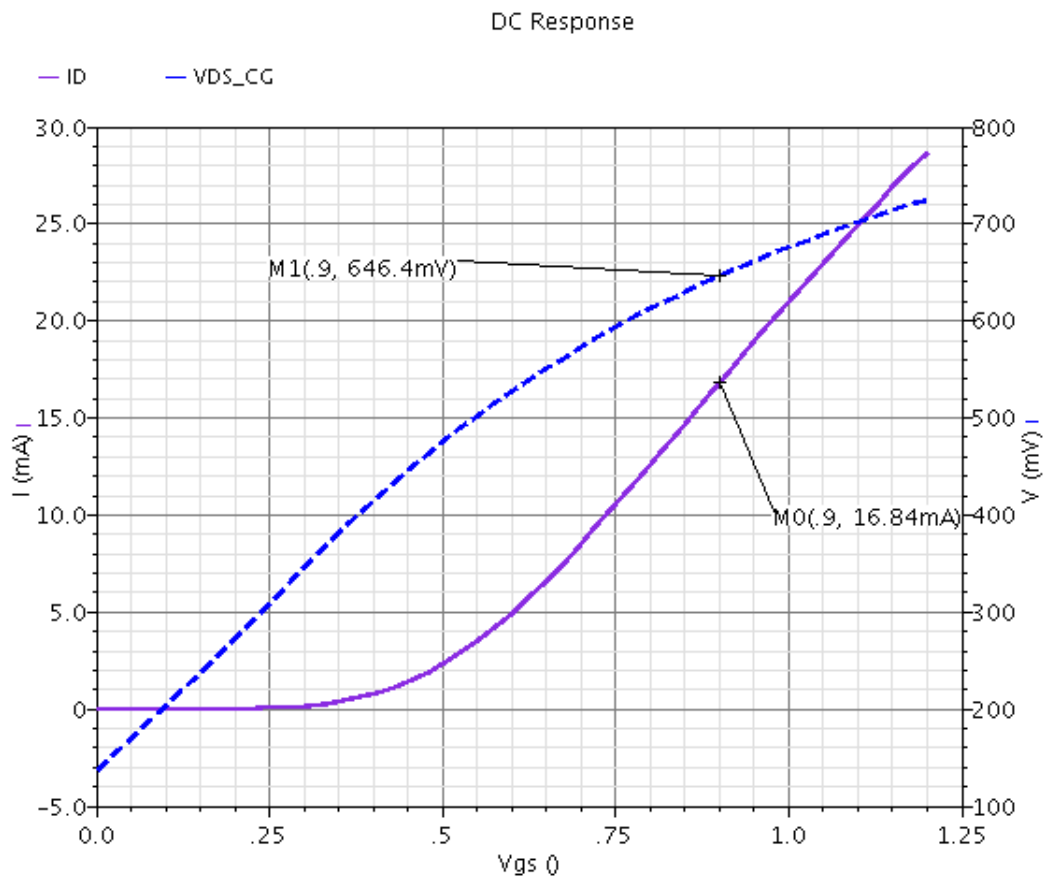
Expressions



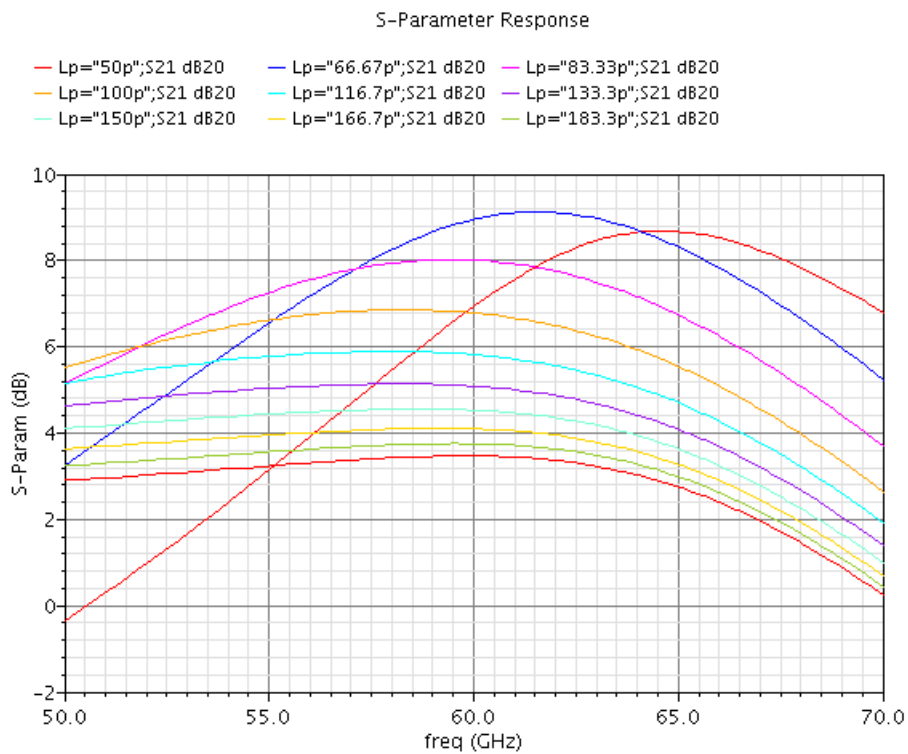
Σχήμα 3.17: Επίδραση της πόλωσης πηγής του τρανζίστορ κοινής πηγής του κασχοδικού σταδίου στη συχνότητα f_{max} για τις διαστάσεις των τρανζίστορ που επιλέχθηκαν



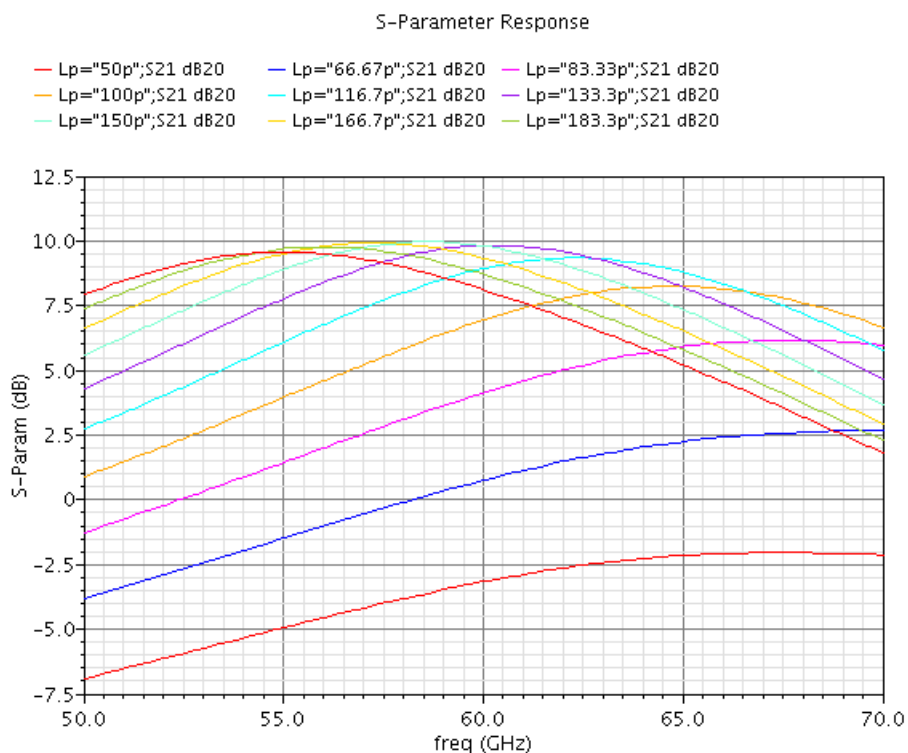
Σχήμα 3.18: Layout των τρανζίστορ του κασκοδικού σταδίου με τις διασυνδεσεις τους



Σχήμα 3.19: DC Ρεύμα κασκοδικού κλάδου και τάση v_{DS} του τρανζίστορ κοινής πύλης συναρτήσει της τάσης πόλωσης πύλης του τρανζίστορ κοινής πηγής



(α')



(β')

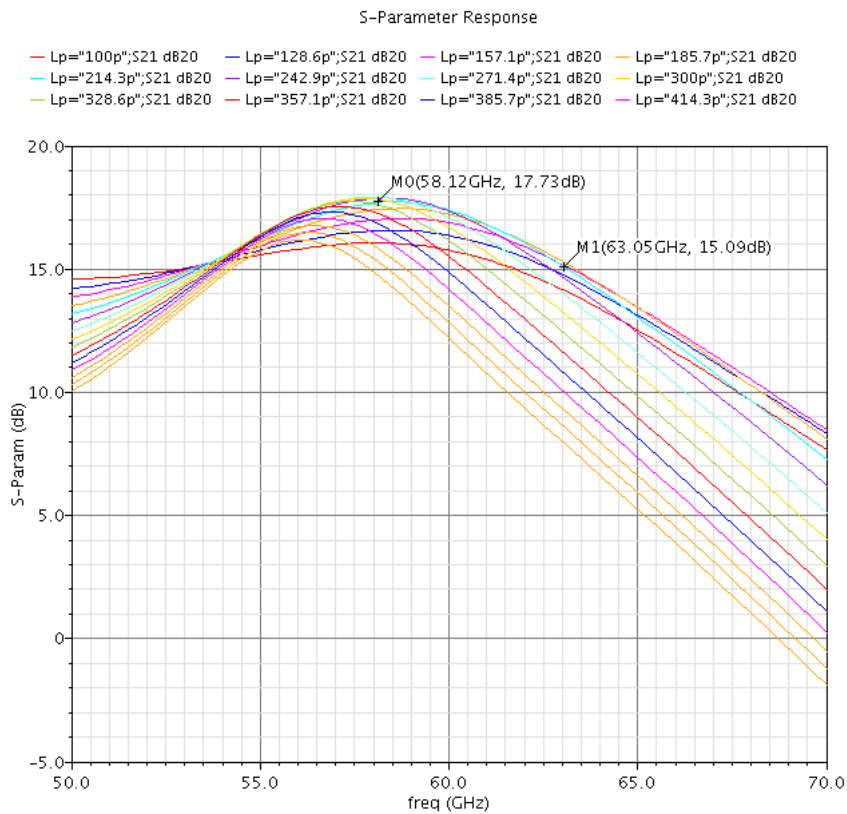
Σχήμα 3.20: Απόκριση συχνότητας της παραμέτρου s_{21} του κασοδικικού σταδίου για (α') μεταβολή της τιμής L_3 με $L_2=118\text{pH}$ και (β') για μεταβολή της L_2 με $L_3=67\text{pH}$

3.3.3 Διασταδιακή προσαρμογή

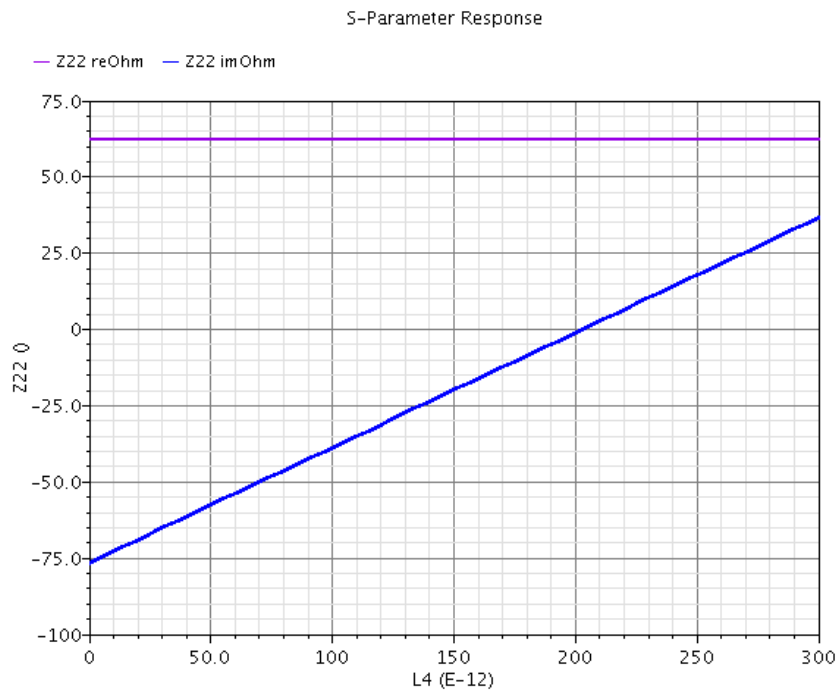
Τελειώνοντας με τη σχεδίαση των δύο σταδίων του ενισχυτή, είναι αναγκαίο να γίνει η διασύνδεσή τους με τη χρήση του κατάλληλου δικτυώματος ώστε να υπάρχει καλύτερη μεταφορά της ισχύος από το ένα στάδιο στο άλλο. Για τη διασταδιακή προσαρμογή, η συνήθης πρακτική είναι ο έλεγχος της σύνθετης αντίστασης εξόδου του πρώτου σταδίου μέσω της παρατήρησης πραγματικού και φανταστικού μέρους της παραμέτρου z_{22} και ρύθμιση της αντίστασης εισόδου του δεύτερου σε συζυγή αντίσταση εισόδου. Μπορεί επίσης να γίνει προσαρμογή εξόδου του πρώτου σταδίου σε μια ενδιάμεση αντίσταση και εισόδου του δεύτερου στην ίδια αντίσταση, συνήθως στα 50Ω.

Στη παρούσα τοπολογία παρατηρήθηκε ότι το πραγματικό μέρος της αντίστασης εξόδου του κασκοδικού σταδίου εξαρτάται κυρίως από τη τιμή της επαγωγής L3, ενώ το φανταστικό από τις τιμές του πυκνωτή C2 και του πηνίου L4. Πράγματι, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.21, η μεταβολή του L4 δεν επιφέρει μεταβολή της πραγματικής αντίστασης εξόδου, ενώ αντίθετα μεταβάλλει γραμμικά με τη συχνότητα το φανταστικό μέρος, όπως είναι αναμενόμενο. Αν και είναι σχετικά εύκολο να ρυθμιστεί η αντίσταση εισόδου του σταδίου εξόδου στα 50Ω μέσω των στοιχείων L5, C3, στη συνέχεια να ρυθμιστεί πραγματικό μέρος της αντίστασης εξόδου στην ίδια τιμή μέσω του L3 και τέλος να μηδενιστεί όποιο φανταστικό μέρος της μέσω του στοιχείου L4, η πλήρης συζυγής προσαρμογή ανάμεσα στα δύο στάδια δεν είναι επιθυμητή. Αυτό συμβαίνει διότι οι τεχνική προσαρμογής με χρήση του χάρτη Smith αναφέρεται σε μία μόνο συχνότητα και, έτσι, κάτι τέτοιο θα έκανε το εύρος ζώνης της συνάρτησης κέρδους s_{21} πολύ στενής ζώνης στη συχνότητα προσαρμογής (60GHz).

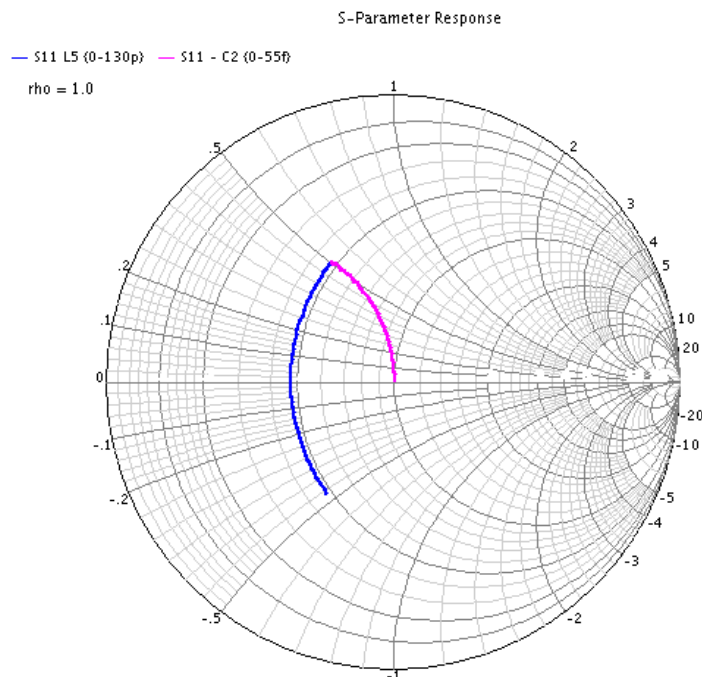
Για τον παραπάνω λόγο, έγινε, σε πρώτη φάση, προσαρμογή εισόδου του δεύτερου σταδίου στα 50Ω. Η διαδικασία μέσω του χάρτη Smith δίνεται στο σχήμα 3.23. Επίσης, έγινε προσθήκη του decoupling πυκνωτή C2 διαστάσεων $6\mu m * 6\mu m * 2$ και χωρητικότητας 175fF και πραγματοποιήθηκαν παραμετρικές προσομοιώσεις μεταβάλλοντας τη τιμή της επαγωγής L4 μέχρις ότου το διάγραμμα συχνότητας της s_{21} να είναι ικανοποιητικό. Η διαδικασία αυτή φαίνεται στο σχήμα 3.22. Τελικά, Επιλέχθηκε τιμή του L περίπου 150pH που προσδίδει μειωμένο κέρδος σε σχέση με μεγαλύτερες τιμές, αλλά αποτελεί ένα συμβιβασμό μεταξύ του υψηλότερου κέρδους στην κεντρική συχνότητα των 60GHz και στη συνολική απόκριση στο εύρος ζώνης των 57-63GHz στο οποίο θέλουμε να λειτουργεί. Η παραπάνω τιμή μεταφράστηκε σε μια γραμμή μεταφοράς διαστάσεων $180\mu m \times 4\mu m$, παρά το γεγονός ότι θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί και πηνίο σε διάταξη spiral, αυτό δεν επιλέχθηκε για λόγους χωροταξίας κατα το layout αλλά και επειδή επιτεύχθηκε καλύτερος συντελεστής ποιότητας Q με αυτή την επιλογή.



Σχήμα 3.21: Μεταβολή πραγματικού και φανταστικού μέρους της αντίστασης εξόδου του κασκοδικού σταδίου συναρτήσει της επαγωγής L_4 , με $L_3=74\text{pH}$, $C_1=88\text{fF}$



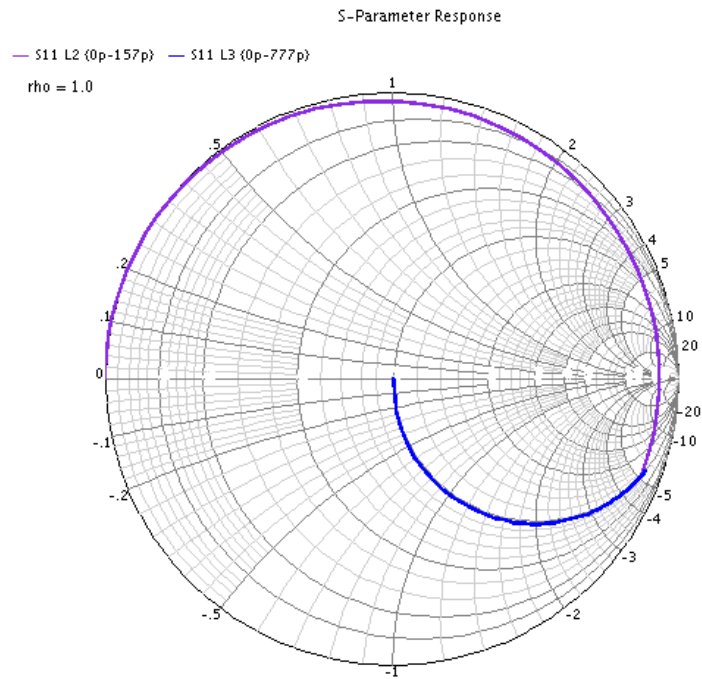
Σχήμα 3.22: Καμπύλες συνολικής απόκρισης συχνότητας του ενισχυτή συναρτήσει της επαγωγής L_4



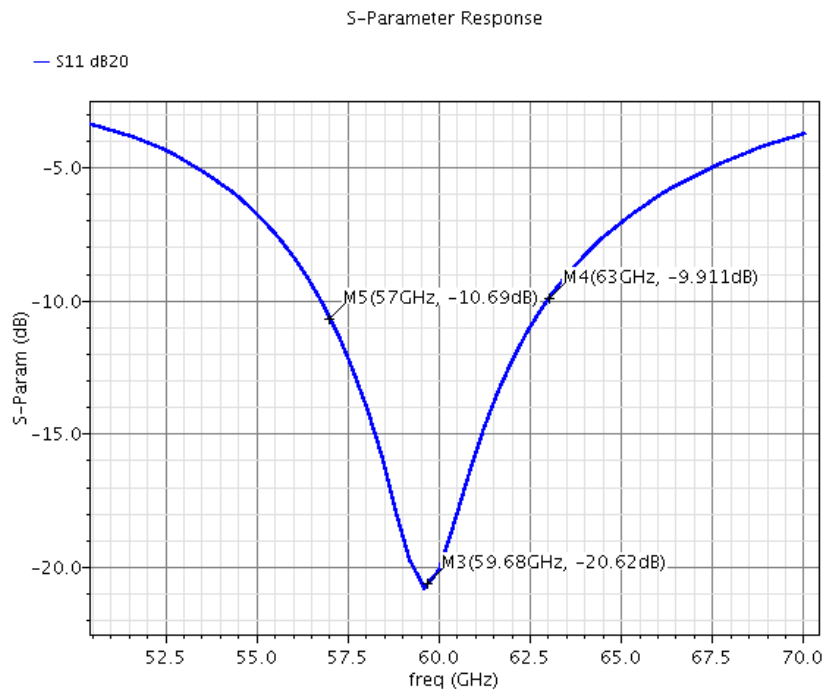
Σχήμα 3.23: Διαδικασία προσαρμογής εισόδου του σταδίου εξόδου

3.3.4 Προσαρμογή εισόδου

Τελευταία ρύθμιση του κυκλώματος αποτελεί η επιλογή των στοιχείων L1,L2 προκειμένου να προσαρμοστεί η είσοδος του ενισχυτή σε μια είσοδο χαρακτηριστικής αντίστασης 50Ω. Ο πυκνωτής C1 είναι μικρής τιμής ώστε να αποκλείσει τη DC τάση και να επιτρέψει τη πόλωση της πύλης του τρανζίστορ κοινής πηγής στην επιθυμητή τάση και να μην επιδρά σημαντικά στην υψηλή συχνότητα των 60GHz. Η διαδικασία προσαρμογής έγινε με τη βοήθεια του χάρτη Smith και πάλι, με τη μεταβολή των στοιχείων να επηρεάζει τη συντεταγμένη του s_{11} με τον τρόπο που φαίνεται στο σχήμα 3.24. Επειδή η τιμή του πηνίου L1 που απαιτήθηκε ήταν πολύ μεγάλη (777pH) και εν γένει η διαδικασία προσαρμογής απαιτούσε υψηλή τιμής επαγωγής, επιλέχθηκε να τοποθετηθεί εν σειρά μια γραμμή μεταφοράς επαγωγής ίσης με 120pH σε σειρά με ένα πηνίο επαγωγής 250pH. Ο λόγος είναι ότι μια τόσο μεγάλη τιμή επαγωγής δεν ήταν δυνατό να επιτευχθεί χωρίς υψηλές απώλειες στα 60GHz, ενώ αντίθετα, ως τα 250pH η τιμή του Q του πηνίου ήταν στα αποδεκτά επίπεδα (Q=18). Για να αντισταθμιστεί η επιλογή αυτή, μιας μεγαλύτερης επαγωγής γραμμή μεταφοράς από την απαιτούμενη των 157pH, προκειμένου το σημείο s_{11} να έρθει πιο κοντά στο κέντρο του κύκλου. Το γεγονός ότι δεν επιτυγχάνεται έλευση ακριβώς στο κέντρο σε συνδυασμό με τις ωμικές απώλειες των στοιχείων, είναι στη περίπτωση αυτή ένα επιθυμητό στοιχείο γιατί επιτυγχάνει προσαρμογή μεγάλου εύρους ζώνης, καθώς όπως φαίνεται από το σχήμα 3.25 ο συντελεστής s_{11} είναι μικρότερος των -9dB για όλο το ζητούμενο εύρος ζώνης.



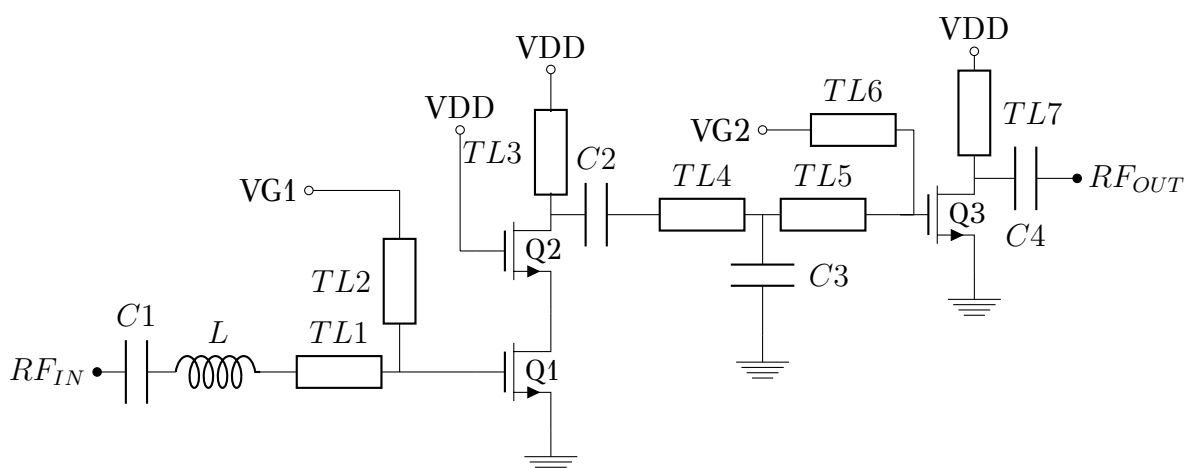
Σχήμα 3.24: Διαδικασία προσαρμογής εισόδου του συνολικού κυκλώματος στα 50Ω



Σχήμα 3.25: Παράμετρος s_{11} μετά την ολοκλήρωση της σχεδίασης του σχηματικού

3.4 Τελική σχεδίαση του layout

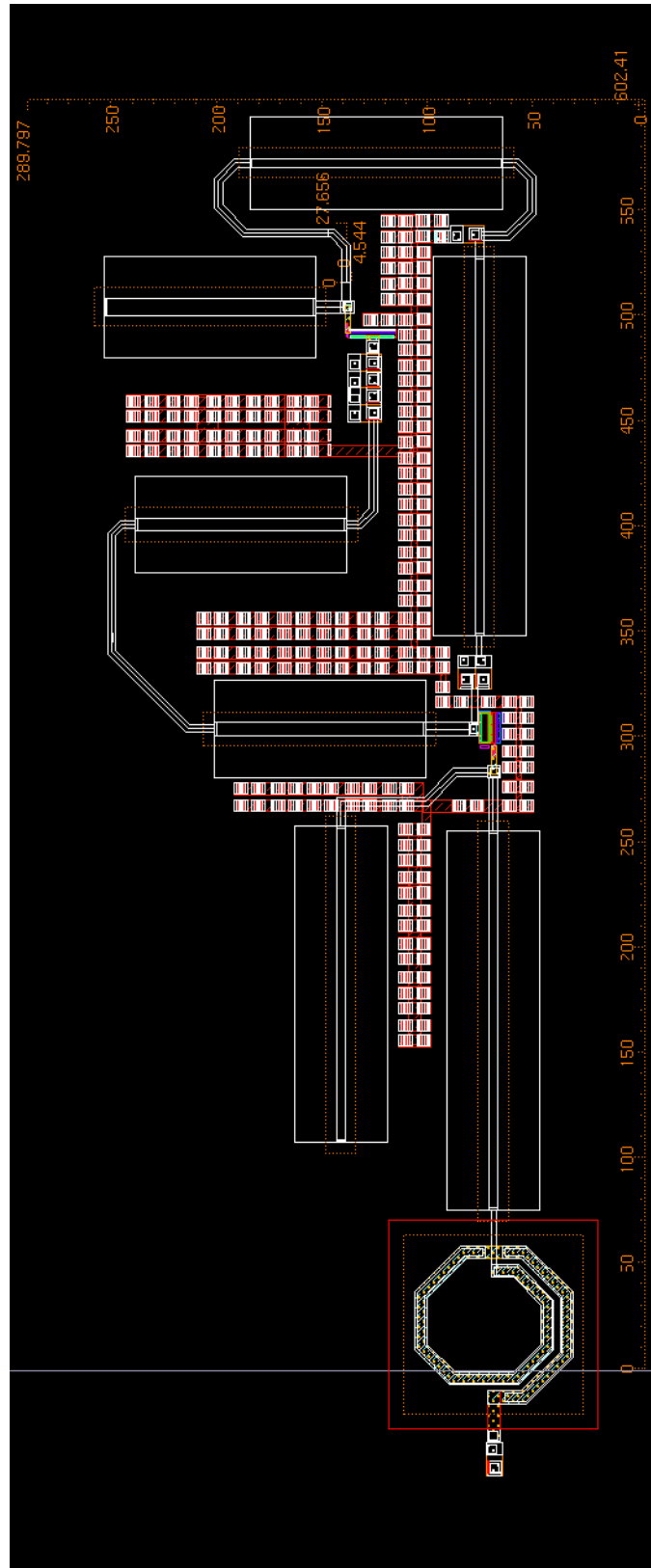
Η ολοκλήρωση της σχεδίασης του σχηματικού με την αντικατάσταση των πραγματικών στοιχείων οδήγησε στο κυκλωματικό διάγραμμα του σχήματος 3.26. Όλες οι επαγωγές, πλην ενός μεγάλου τμήματος της επαγωγής L1, πραγματοποιήθηκαν με τη χρήση γραμμών μεταφοράς rflin της τεχνολογίας, ενώ ως πυκνωτές τοποθετήθηκαν MIMCAPs. Τα χαρακτηριστικά όλων των στοιχείων όπως επιλέχθηκαν πριν τη σχεδίαση του layout και την εκτέλεση προσομοιώσεων από αυτό, συνοφίζονται στον πίνακα 3.3



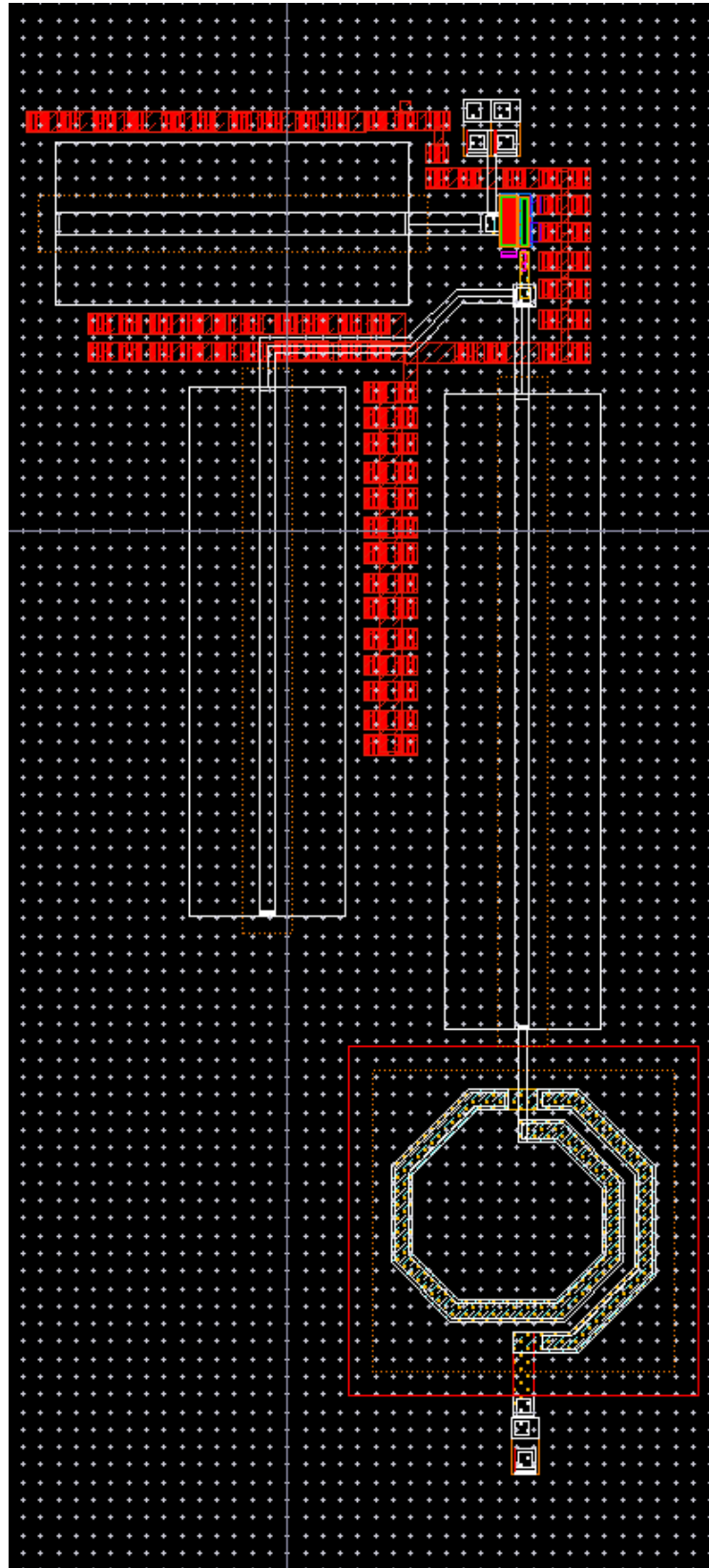
Σχήμα 3.26: Τελικό σχηματικό του σχεδιασμένου ενισχυτή

Στοιχείο	Τύπος	Χαρακτηριστικά
C1	mimcap	$6\mu m \times 6\mu m$
L	indp	$W = 6\mu m, turns = 1.5, s = 3\mu m, BFMOAT$
TL1	rflin	$150\mu m \times 4\mu m$
TL2	rflin	$185\mu m \times 4\mu m$
TL3	rflin	$108\mu m \times 6\mu m$
Q1	lvtntfet_rf	$1\mu m \times 60nm \times 50 fingers$
Q2	lvtntfet_rf	$3.2\mu m \times 60nm \times 50 fingers$
C2	mimcap	$6\mu \times 6\mu \times 2$
TL4	rflin	$180\mu m \times 4\mu m$
C3	mimcap	$6\mu m \times 6\mu m$
TL5	rflin	$150\mu m \times 4\mu m$
TL6	rflin	$100\mu m \times 8\mu m$
Q3	lvtntfet_rf	$1.375\mu m \times 60nm \times 80 fingers$
TL7	rflin	$140\mu m \times 6\mu m$
C4	mimcap	$6\mu m \times 6\mu m \times 4$

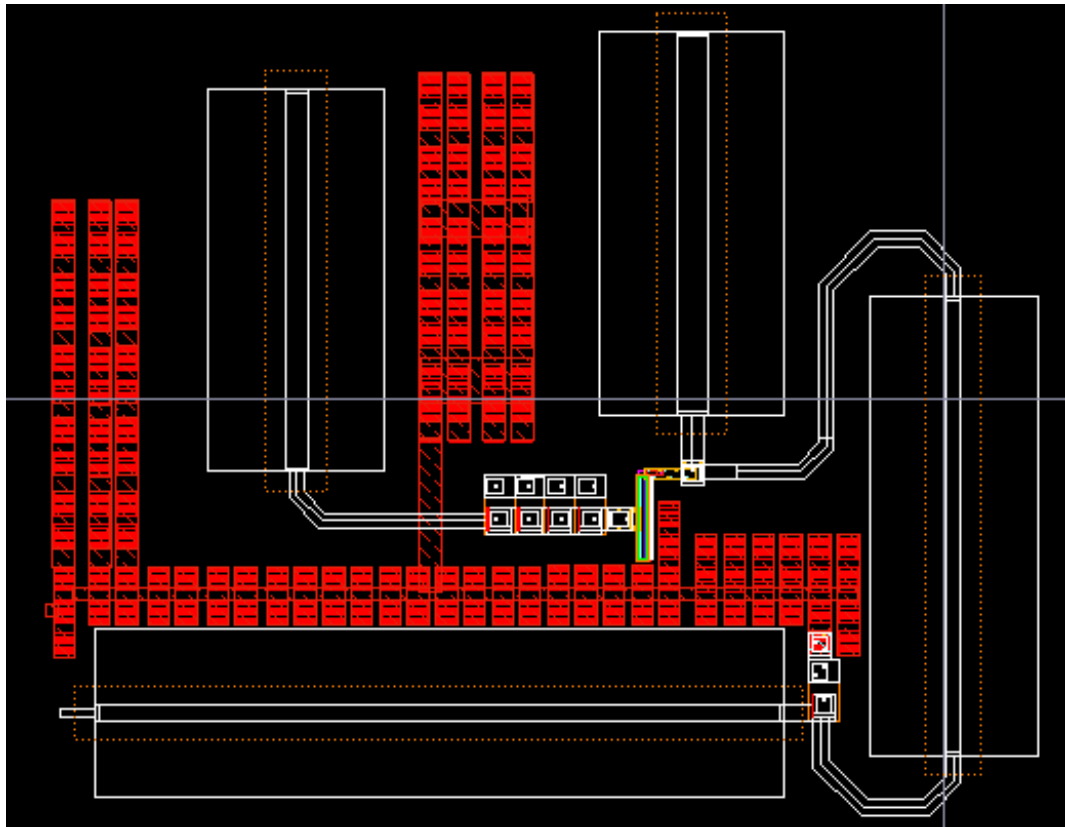
Πίνακας 3.3: Χαρακτηριστικά στοιχείων όπως προέκυψαν κατά τη σχεδίαση σε επίπεδο σχηματικού



Σχήμα 3.27: Layout του κυκλώματος



Σχήμα 3.28: Layout του πρώτου σταδίου



Σχήμα 3.29: Layout του δεύτερου σταδίου όπου φαίνεται η αναδίπλωση

Για τη σχεδίαση του layout έγινε σύνδεση με το σχηματικό ενώ έγινε η διασύνδεση των στοιχείων στο χέρι. Επειδή η σχεδίαση ήταν cell-based, ήταν πολύ εύκολο να εισαχθούν τα στοιχεία του σχηματικού στο πρόγραμμα στο οποίο έγινε η σχεδίαση του layout επομένως το έργο που απέμεινε ήταν η διάταξη των στοιχείων και η διασύνδεσή τους. Τα τρανζίστορ, ενσωματώθηκαν όπως ακριβώς είχαν σχεδιαστεί στα σχήματα 3.11 και 3.18, χωρίς να χρειαστεί καμία επιπλέον διασύνδεση όσον αφορά τον πυρήνα τους (πύλες, υποδοχές, πηγές των fingers και μετάβαση στο ψηλότερο μέταλλο). Το layout του κυκλώματος δίνεται στο σχήμα 3.27, ενώ σε μεγέθυνση δίνονται το πρώτο στάδιο του ενισχυτή (σχήμα 3.28) και το δεύτερο στάδιο 3.29. Για τον περιορισμό του μήκους του κυκλώματος, έγινε αναδίπλωσή του στη γραμμή μεταφοράς TL5. Η σχεδίαση γινόταν με συνεχή έλεγχο επαλήθευσης των κανόνων σχεδίασης (design rules) μέσω του προγράμματος Calibre® DRC

Επειδή οι γραμμές rline είναι υλοποιημένες στο μέταλλο LD, ενώ το πηνίο και οι πυκνωτές MIMCAP περιέχουν διασύνδεση μέσω του ίδιου μετάλλου, είναι λογικό οι διασυνδέσεις μεταξύ των στοιχείων να πραγματοποιηθούν με μέταλλο LD. Το LD, επειδή βρίσκεται υψηλότερα από το υπόστρωμα σε σχέση με όλα τα άλλα μέταλλα παρέχει πολύ χαμηλή χωρητικότητα. Επίσης η αντίστασή του είναι αρκετά χαμηλή σε σχέση με χαμηλά low-k μέταλλα. Αντίθετα, εμφανίζει υψηλές τιμές επαγωγής -και αμοιβαίας επαγωγής, όταν βρίσκεται κοντά σε άλλο μέταλλο. Έτσι, οι διασυνδέσεις προσθέτουν κάποια

επαγωγή η οποία δεν μπορεί να δημιουργήσει μεγάλο πρόβλημα εφόσον ληφθεί υπόψη και μειωθούν ανάλογα τα μήκη των γραμμών μεταφοράς.

Για την εξαγωγή των παρασιτικών του layout και τη τελική προσομοίωσή του έγινε χρήση του προγράμματος Assura® QRC, με τις ρυθμίσεις να περιλαμβάνουν πλήρη εξαγωγή τύπου RLCK, ladder network για τη μοντελοποίηση του skin effect και της κατανεμημένης φύσης του κυκλώματος στην τόσο υψηλή συχνότητα και PEEC mode για την ακριβέστερη εξαγωγή των επαγωγών και των αμοιβαίων επαγωγών των καλωδίων. Τα αρχικά αποτελέσματα έδειξαν ότι λόγω των παρασιτικών υπήρξε μια μετατόπιση της παραμέτρου s_{21} σε χαμηλότερη συχνότητα, περίπου στα 55GHz, επομένως έγιναν συνεχείς μεταβολές στις διαστάσεις των γραμμών μεταφοράς μέχρι η απόκριση του κυκλώματος να είναι η επιθυμητή. Επίσης, ρυθμίσεις έγιναν και για την επιθυμητή προσαρμογή μεταβάλλοντας κατά κύριο λόγο τις τιμές των γραμμών μεταφοράς TL1 και TL2. Στον πίνακα 3.4 δίνονται οι τελικές τιμές των στοιχείων μετά από το συνεχείς δοκιμές.

Στοιχείο	Τύπος	Χαρακτηριστικά
C1	mimcap	$6\mu m \times 6\mu m$
L	indp	$W = 6\mu m, turns = 1.5, s = 3\mu m, BFMOAT$
TL1	rflin	$180\mu m \times 4\mu m$
TL2	rflin	$150\mu m \times 4\mu m$
TL3	rflin	$100\mu m \times 6\mu m$
Q1	lvtnfet_rf	$1\mu m \times 60nm \times 50 fingers$
Q2	lvtnfet_rf	$3.2\mu m \times 60nm \times 50 fingers$
C2	mimcap	$6\mu \times 6\mu \times 2$
TL4	rflin	$180\mu m \times 4\mu m$
C3	mimcap	$6\mu m \times 6\mu m$
TL5	rflin	$120\mu m \times 4\mu m$
TL6	rflin	$100\mu m \times 8\mu m$
Q3	lvtnfet_rf	$1.375\mu m \times 60nm \times 80 fingers$
TL7	rflin	$100\mu m \times 6\mu m$
C4	mimcap	$6\mu m \times 6\mu m \times 4$

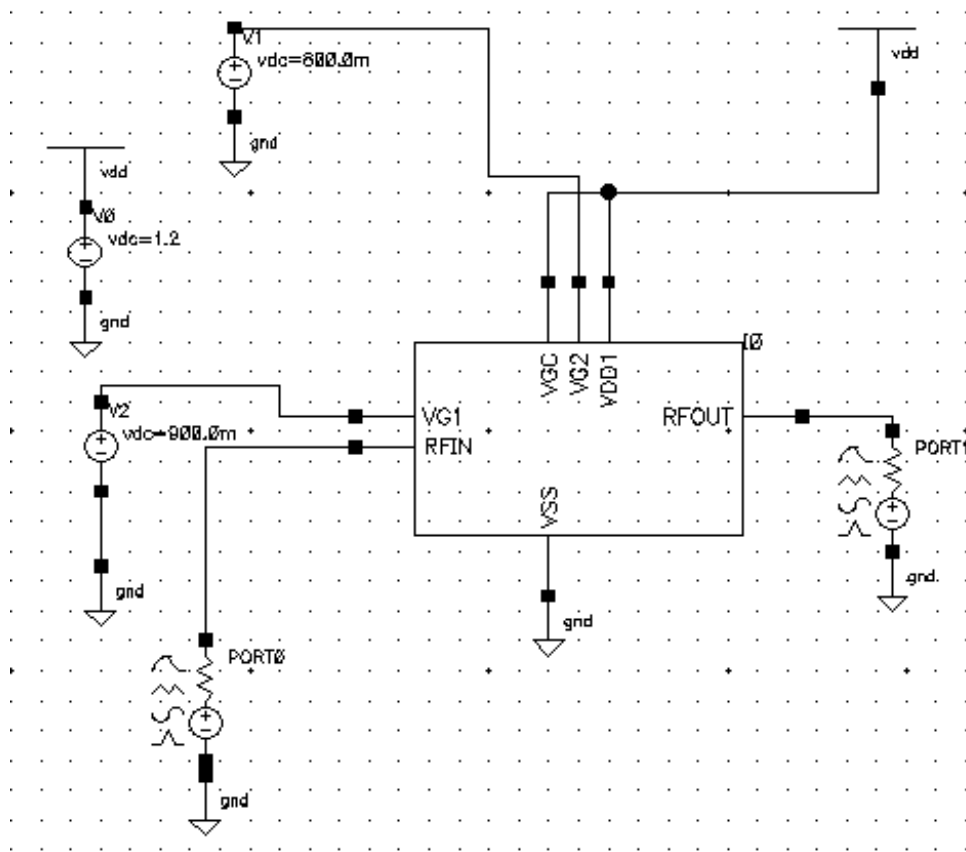
Πίνακας 3.4: Χαρακτηριστικά στοιχείων μετά την τελική ρύθμιση

Οι τιμές πολλών γραμμών μεταφοράς μειώθηκαν καθώς στην επαγωγή τους προστίθεται η επαγωγή της διασύνδεσης. Ειδικά η γραμμή μεταφοράς TL5, λόγω της θέσης της που απαιτεί μακρύ μέταλλο για τη διασύνδεση με τα άλλα στοιχεία, μειώθηκε κατά $30\mu m$.

Για τη καλύτερη γείωση του κυκλώματος και την απομόνωση των στοιχείων μεταξύ τους τοποθετήθηκαν πολλαπλές συνδέσεις με το υπόστρωμα και όλες μεταξύ τους συνδέθηκαν με μέταλλο M5.

Κεφάλαιο 4

Επίδοση του Σχεδιασμένου Ενισχυτή



Σχήμα 4.1: Το testbench των προσομοιώσεων

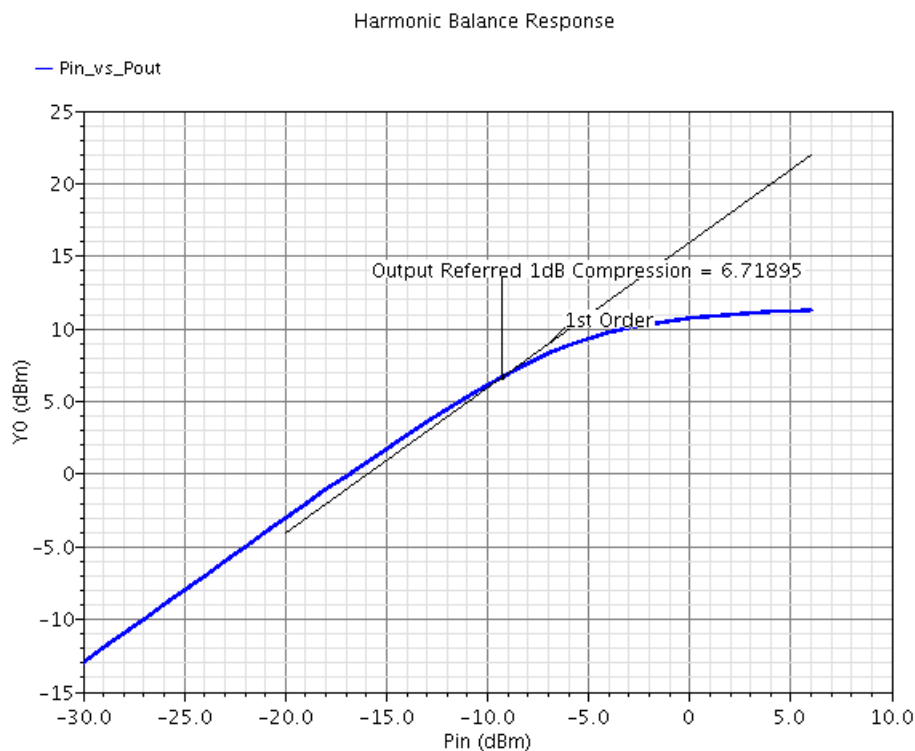
Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν σε επίπεδο layout στο σχεδιασμένο κύκλωμα. Από την εξαγωγή παρασιτικών προέκυψε ένα αναλυτικό δικτύωμα αποτελούμενο από 1246 χωρητικότητες, 98 επαγωγές, 100 αμοιβαίες επαγωγές, και 19851 αντιστάσεις. Το δικτύωμα αυτό ενσωματώθηκε σε ένα cell με την ονομασία *av_extracted* το οποίο χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις. Το βα-

σικό testbench βάσει του οποίου έγιναν οι προσομοιώσεις δίνεται στο σχήμα 4.1, ενώ οι προσομοιώσεις έγιναν με το πρόγραμμα προσομοίωσης spectre® μέσω του γραφικού περιβάλλοντος Virtuoso Analog Design Environment της Cadence®.

4.1 Αποτελέσματα Post-layout προσομοιώσεων

Οι προσομοιώσεις που ακολουθούν έγιναν έπειτα από εξαγωγή παρασιτικών με τις τυπικές παραμέτρους και προσομοιώσεις σε θερμοκρασία $T=27^{\circ}\text{C}$.

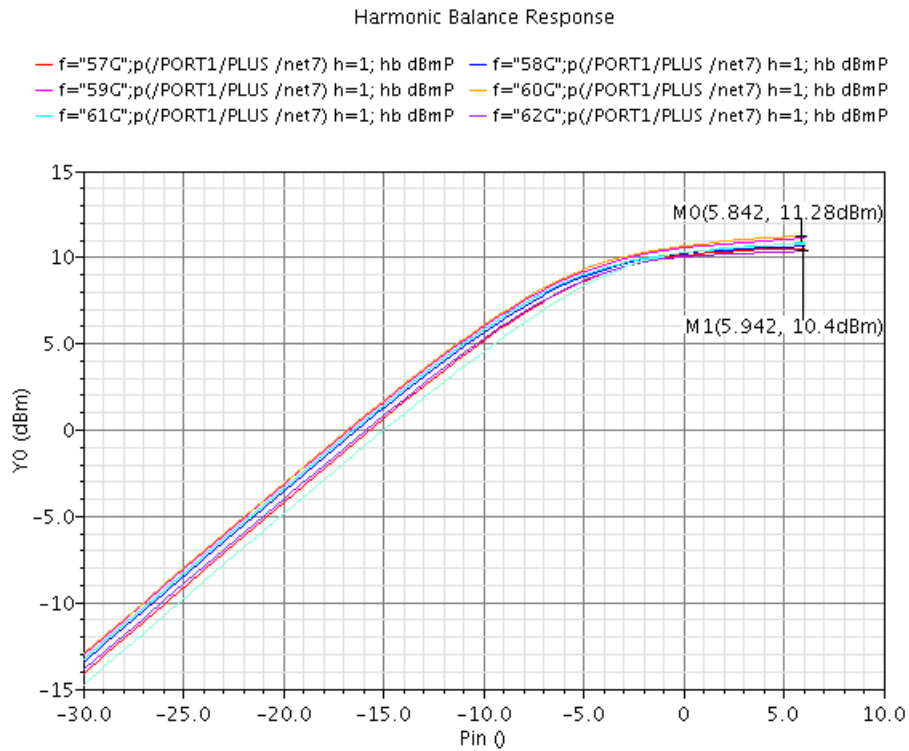
4.1.1 Χαρακτηριστικές εισόδου-εξόδου



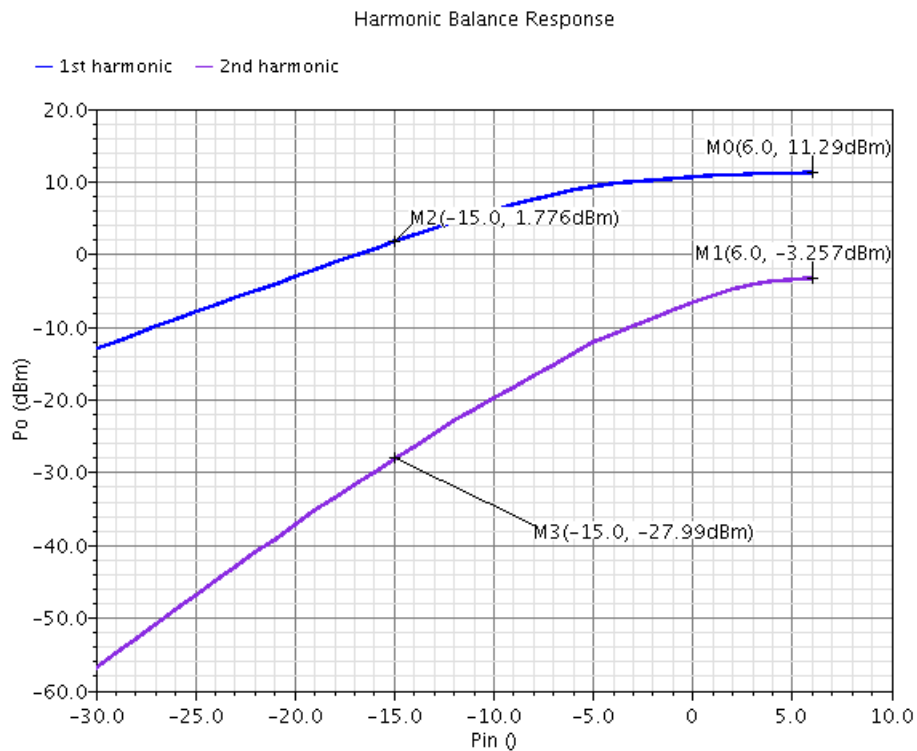
Σχήμα 4.2: Χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου, όπου φαίνεται το σημείο συμπίεσης 1dB

Κάνοντας χρήση ανάλυσης ισοροπίας αρμονικών (harmonic balance) για μεταβολή της ισχύος εισόδου (P_{in}) από -35dBm ως 6dBm και συχνότητα στα 60GHz , λαμβάνουμε τη χαρακτηριστική του σχήματος 4.2, όπου παρατηρείται σημείο συμπίεσης εξόδου στα 6.72dBm , με παρεμβολή στο σημείο ισχύος εισόδου -20dBm , που αντιστοιχεί σε ισχύ εισόδου -9.28 . Επιπλέον, η ισχύς κορεσμού είναι στα 11.28dBm .

Για τη διερεύνηση της χαρακτηριστικής ισχύος και σε άλλες συχνότητες πλην της κεντρικής των 60GHz , διενεργείται η παραπάνω προσομοίωση παραμετρικά για συχνότητα της ισχύος εισόδου από 57GHz ως 63GHz με βήμα 1GHz . Οι χαρακτηριστικές που προκύπτουν δίνονται στο σχήμα 4.3, όπου



Σχήμα 4.3: Χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου για διάφορες συχνότητες στο εύρος ζώνης λειτουργίας

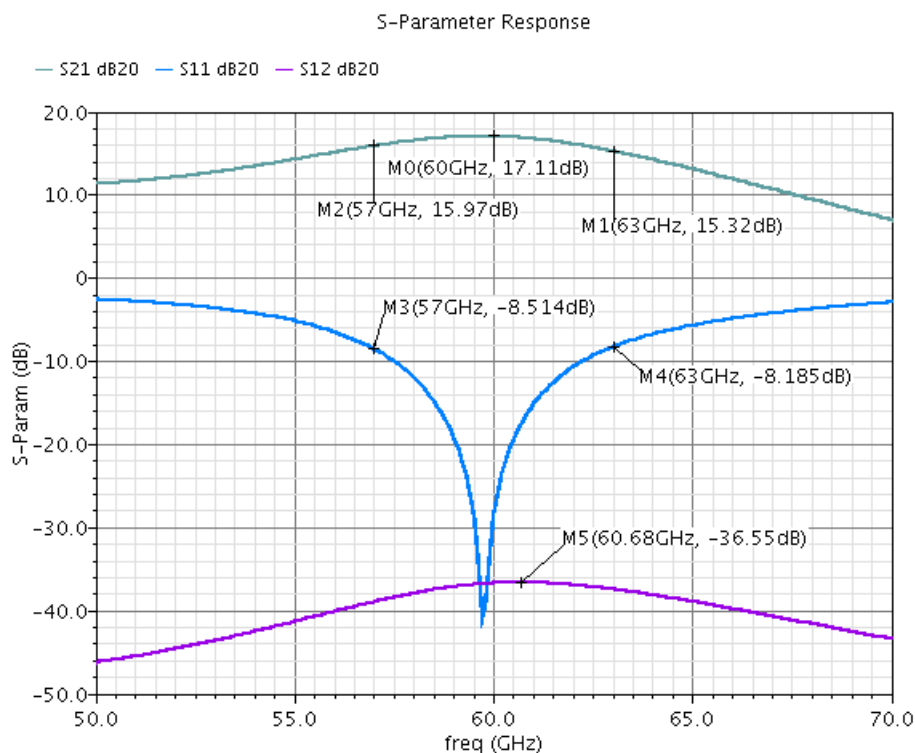


Σχήμα 4.4: Χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου όπου φαίνεται και η δεύτερη αρμονική των 120GHz

φαίνεται απόκλιση της ισχύος εξόδου κατά 1dB ανάλογα με τη συχνότητα ενώ η ισχύς κορεσμού κυμαίνεται από 10.4dBm ως 11.28dBm στη κεντρική συχνότητα.

Στο σχήμα 4.4 φαίνεται και η ισχύς εξόδου της δεύτερης αρμονικής που παράγεται. Στη γραμμική περιοχή, στο σημείο εισόδου των -15dBm η δεύτερη αρμονική βρίσκεται στο επίπεδο των -29.8dBc ενώ στη χειρότερη περίπτωση όπου ο ενισχυτής βρίσκεται σε κορεσμό, η δεύτερη αρμονική είναι στα -14.5dBm.

4.1.2 S-Παράμετροι



Σχήμα 4.5: S-παράμετροι συναρτήσει της συχνότητας

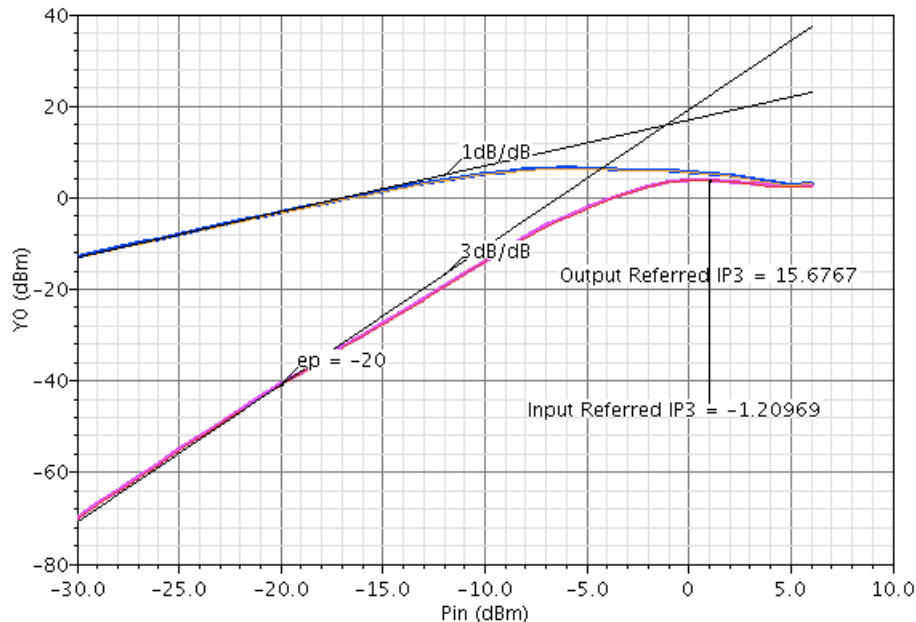
Η απόκριση s παραμέτρων είναι πολύ σημαντική για το χαρακτηρισμό του ενισχυτή σε λειτουργία ασθενούς σήματος όπου ο ενισχυτής θεωρείται γραμμικός. Μέσω της παραμέτρου s_{21} βλέπουμε ότι το κέρδος ισχύος ασθενούς σήματος στη συχνότητα των 60GHz είναι 17.11dB, ενώ στην επιθυμητή ζώνη λειτουργίας έχουμε ελάχιστο κέρδος 15.32dB που συμβαίνει στη συχνότητα των 63GHz. Το εύρος ζώνης 3dB κυμαίνεται από τα 54.71GHz ως τα 64.17GHz.

Η παράμετρος s_{11} που δείχνει προσαρμογή του φορτίου εισόδου στη ζητούμενη αντίσταση φαίνεται ότι είναι μικρότερη των -8.185dB για ολόκληρο το απαιτούμενο εύρος ζώνης. Η ελάχιστη τιμή εμφανίζεται στη συχνότητα 59.7GHz και ισούται με -40.65dB και στη συχνότητα των 60GHz η παράμετρος s_{11} ισούται με -28dB.

Τέλος, η παράμετρος s_{12} που φανερώνει την ανάστροφη απομόνωση του ενισχυτή μικρότερη των -36.55dB για ολόκληρο το εύρος ζώνης. Αυτή η πολύ καλή απομόνωση οφείλεται κυρίως στην ύπαρξη του κασκοδικού σταδίου.

4.1.3 Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης (IP3)

Για την εύρεση του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης γίνεται επίσης ανάλυση ισορροπίας αρμονικών με χρήση παρεμβάλλοντος ac σήματος συχνότητας 60.01GHz . Απεικονίζοντας την ισχύ εξόδου για τις συχνότητες $\omega_2 = 60.01\text{GHz}$ και $2\omega_1 - \omega_2 = 59.99\text{GHz}$, λαμβάνουμε τις καμπύλες του σχήματος 4.6, που μας δίνουν σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης αναφερόμενο στην είσοδο ίσο με -1.2dBm και 15.7dBm , αναφερόμενο στην έξοδο. Η εξαγωγή έγινε από παρεμβολή στα -20dBm .

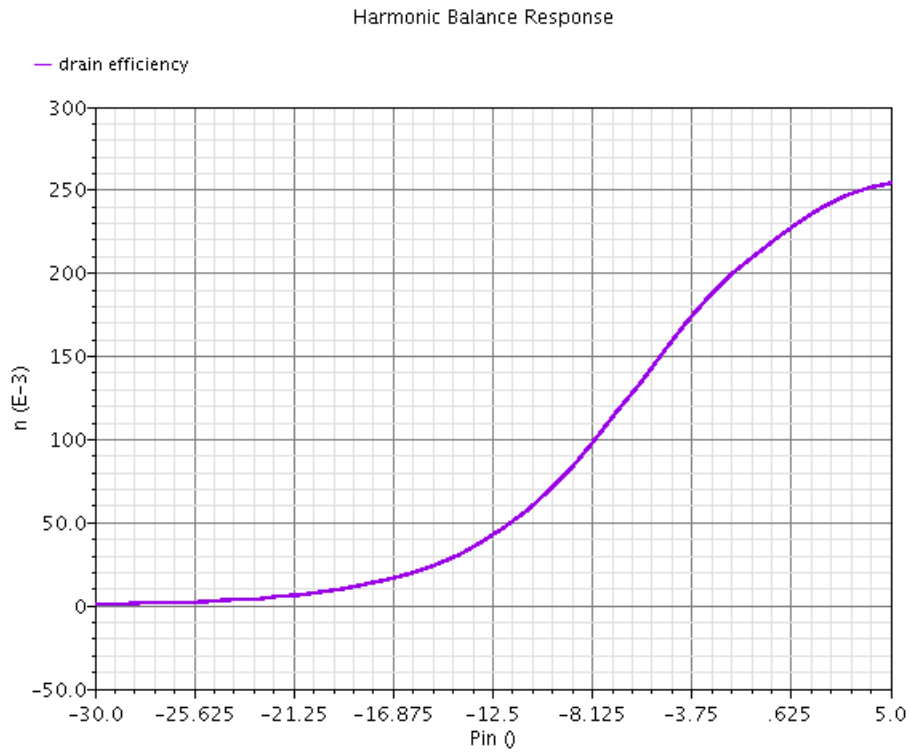


Σχήμα 4.6: S-παράμετροι συναρτήσει της συχνότητας

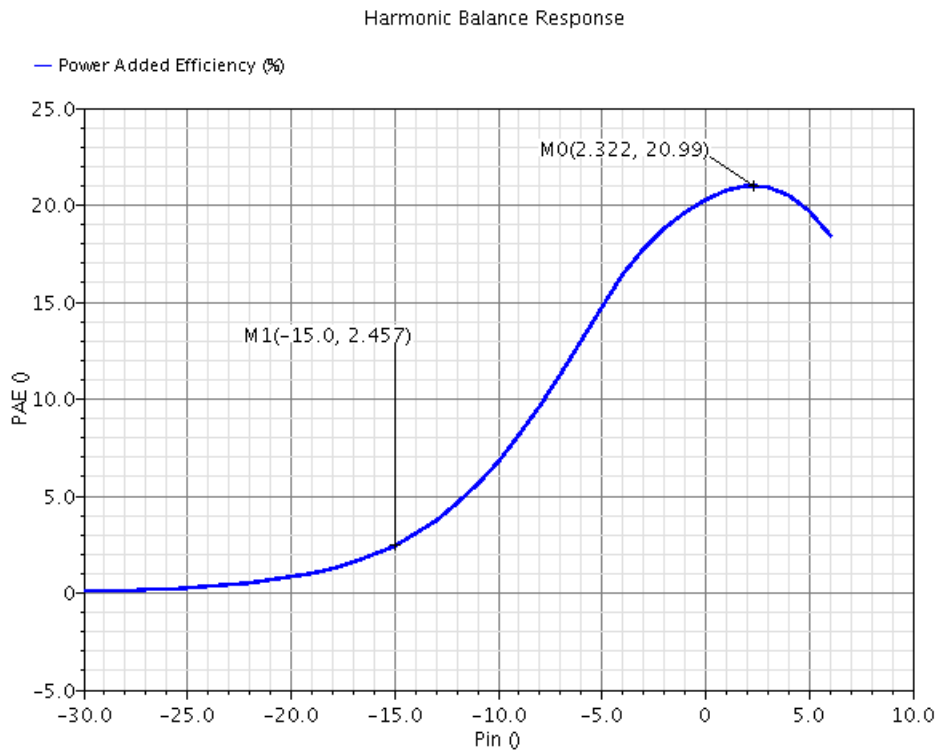
4.1.4 Απόδοση

Όπως και σε κάθε υλοποίηση κλάσης A, αναμένουμε η απόδοση του ενισχυτή να είναι φτωχή. Επιπλέον, αναμένουμε να εξαρτάται από το σήμα εξόδου και, κατ' επέκταση, εξόδου, όπως φανερώνουν οι σχέσεις 2.26 και 2.27. Τέλος, όπως προκύπτει από τη θεωρία που αναπτύχθηκε στην υποενοότητα 2.5.1, δεν μπορούμε να περιμένουμε απόδοση μεγαλύτερη του 25% για τον ενισχυτή σε γραμμική λειτουργία.

Για την παραγωγή των καμπυλών του η και του Power Added Efficiency, χρησιμοποιούμε και πάλι την ανάλυση ισορροπίας αρμονικών που παρέχει το πρόγραμμα προσομοίωσης. Παίρνουμε τις καμπύλες των σχημάτων 4.7 και 4.8 όπου φαίνονται τα αναμενόμενα αποτελέσματα για την απόδοση,



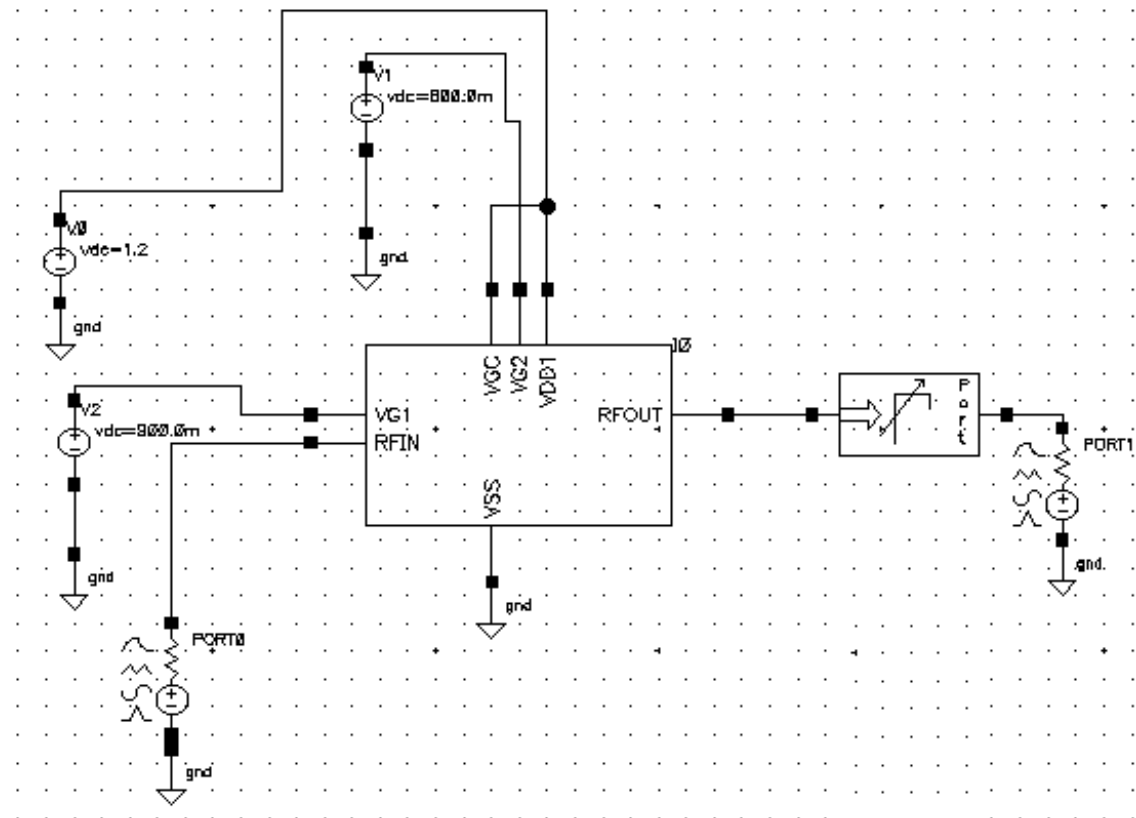
Σχήμα 4.7: Απόδοση ενισχυτή συναρτήσει της ισχύος εισόδου



Σχήμα 4.8: Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους (Power Added Efficiency) του ενισχυτή

ενώ βλέπουμε ότι η απόδοση με συνυπολογισμό του κόστους λαμβάνει τη μέγιστη τιμή 20.99% για ισχύ εισόδου 2.3dBm. Βέβαια, στην περιοχή αυτή ο ενισχυτής βρίσκεται σε συμπίεση. Για μια λογική περιοχή λειτουργίας σε ισχύ εισόδου -15dBm ο ενισχυτής έχει PAE ίσο με 2.46%.

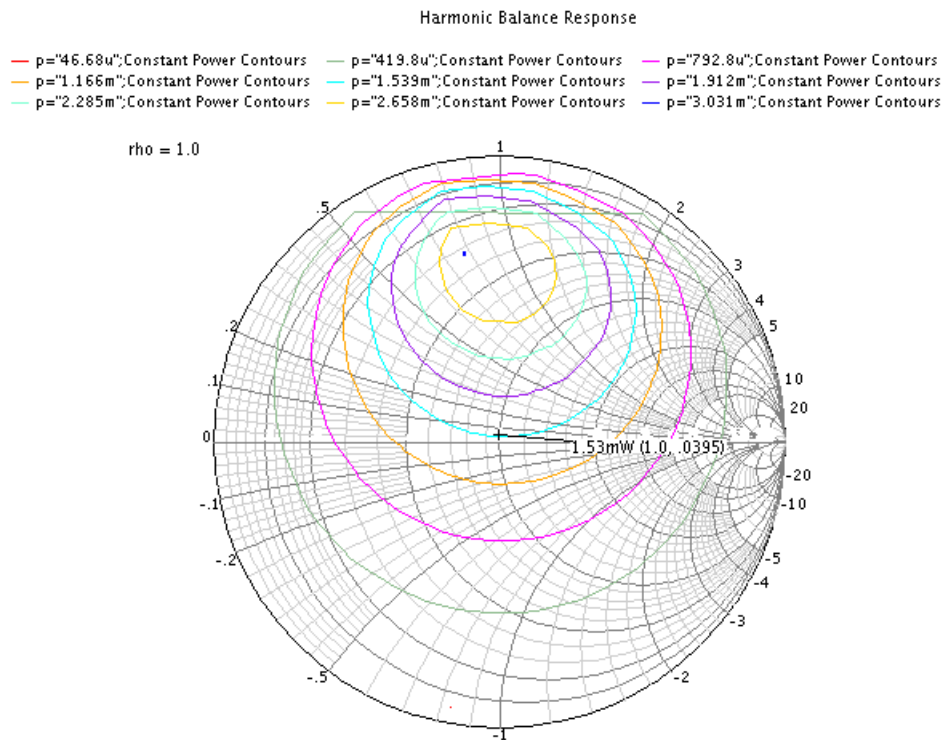
4.1.5 Προσομοίωση Load-Pull



Σχήμα 4.9: Το testbench της προσομοίωσης load-pull

Η ανάλυση load-pull είναι ένας συστηματικός τρόπος να μετρήσουμε τη προσαρμογή φορτίου μεγάλου σήματος. Για το σκοπό της προσομοίωσης παρεμβάλλεται μεταξύ της εξόδου του ενισχυτή και του φορτίου ένα στοιχείο που προσφέρει μεταβλητό συντελεστή ανάκλασης. Μεταβάλλοντας το πραγματικό και το φανταστικό μέρος του συντελεστή ανάκλασης και απεικονίζοντας σε χάρτη Smith τις καμπύλες σταθερής ισχύος εξόδου βλέπουμε ποια είναι η τιμή του συντελεστή ανάκλασης και, κατ' επέκταση του φορτίου εξόδου, προκειμένου να έχουμε μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου. Ως ισχύς εισόδου τίθενται τα -15dBm.

Στο σχήμα 4.10 φαίνονται οι καμπύλες σταθερής ισχύος που προκύπτουν από τη μεταβολή του συντελεστή ανάκλασης του φορτίου. Ο ενισχυτής με το φορτίο των 50Ω λειτουργεί στην περιοχή του κέντρου του κύκλου που αντιστοιχεί σε μια καμπύλη ισχύος περίπου 1.5mW, ή 1.4dBm. Ωστόσο, φαίνεται πως αν μεταβληθεί το φορτίο, η έξοδος του ενισχυτή μπορεί να φτάσει μέχρι και στα 3mW ή 2dBm ή οποία είναι και η μέγιστη τιμή που μπορεί να



Σχήμα 4.10: Καμπύλες σταθερής ισχύος εξόδου στο χάρτη Smith

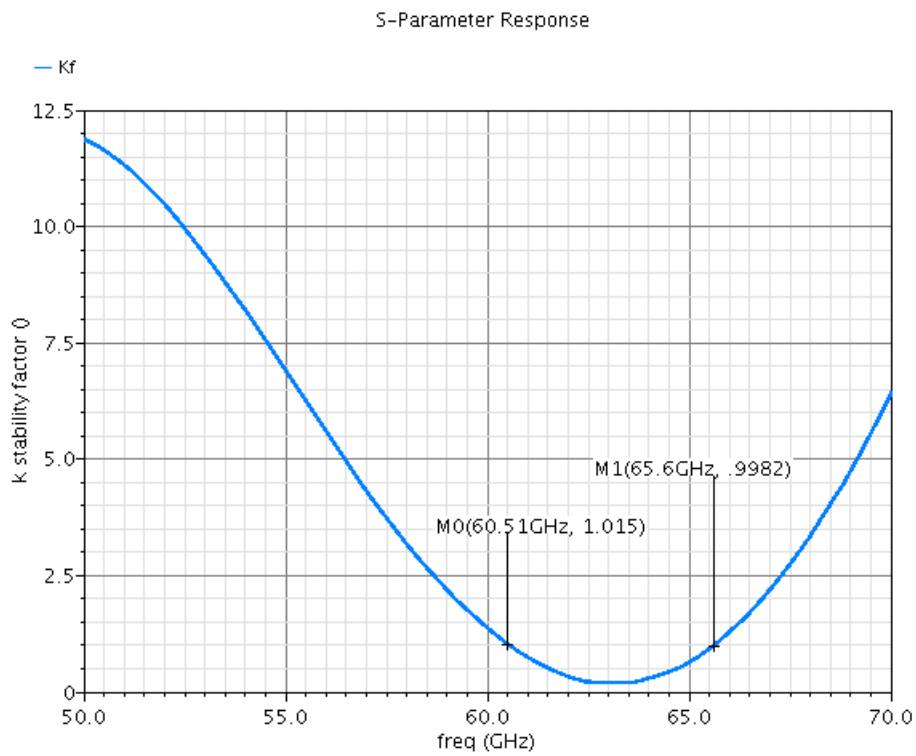
επιτευχθεί για ισχύ εισόδου -15dBm . Σημειώνεται πως οι καμπύλες αυτές αντιστοιχούν στη συχνότητα των 60GHz και μόνο.

4.1.6 Θέματα ευστάθειας

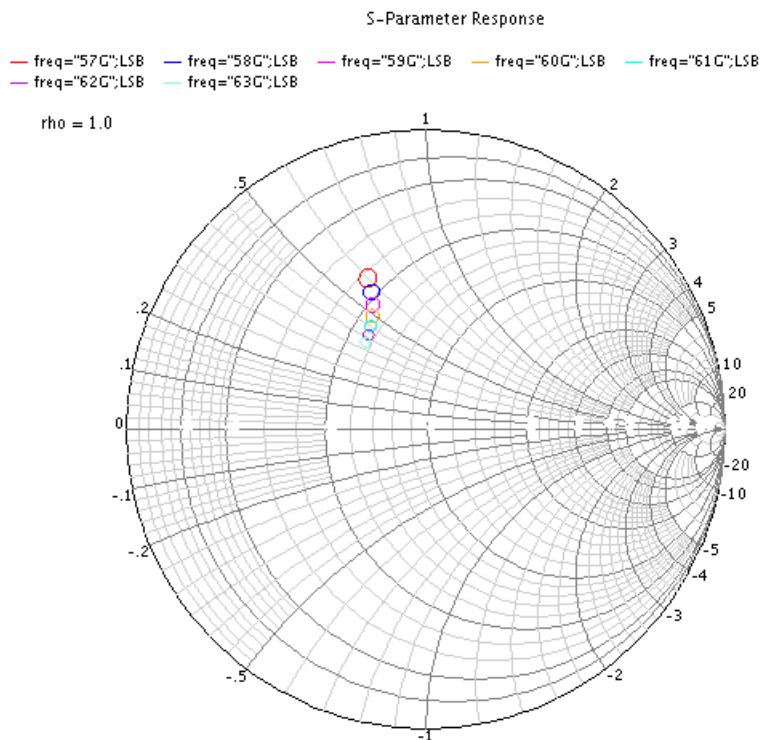
Εγγενώς, ο ενισχυτής δεν είναι ευσταθής άνευ προϋποθέσεων, όπως φανερώνει η καμπύλη του παράγοντα ευστάθειας k συναρτήσει της συχνότητας στο σχήμα 4.11, όπου υπάρχουν συχνότητες στις οποίες το k είναι μικρότερο του 1.

Παρατηρώντας τις καμπύλες ευστάθειας φορτίου στο σχήμα 4.12 για διαφορετικές συχνότητες μπορούμε να δούμε για ποιες τιμές του συντελεστή ανάκλασης ως προς τα 50Ω ο ενισχυτής μπαίνει σε ταλαντώσεις. Οι τιμές αυτές αντιστοιχούν στο εσωτερικό των κύκλων, δεδομένου ότι ο συντελεστής s_{11} είναι σε όλες τις συχνότητες μικρότερος της μονάδας, αντιστοιχούν στο εσωτερικό των κύκλων. Προφανώς σε κάθε τιμή του συντελεστή ανάκλασης αντιστοιχεί ένα φορτίο εξόδου.

Παρά το γεγονός ότι στα 50Ω , όπου πραγματοποιούνται όλες οι προσομοιώσεις του ενισχυτή, το σύστημα είναι ευσταθές και παρόλο που οι κύκλοι ευστάθειας είναι μικροί και για τις περισσότερες τιμές φορτίου κοντά στα 50Ω δεν υπάρχει θέμα αστάθειας, στην πραγματικότητα στην έξοδο του ενισχυτή συνδέεται μια κεραία της οποίας η αντίσταση είναι μεταβλητή και μάλιστα με τρόπο απρόβλεπτο, που εξαρτάται από το περιβάλλον ανακλάσεων της κεραίας. Για το λόγο αυτό είναι πιθανό να θέλουμε ευστάθεια άνευ προϋποθέσεων, πράγμα που μπορεί εύκολα να επιτευχθεί με τη παρεμβολή

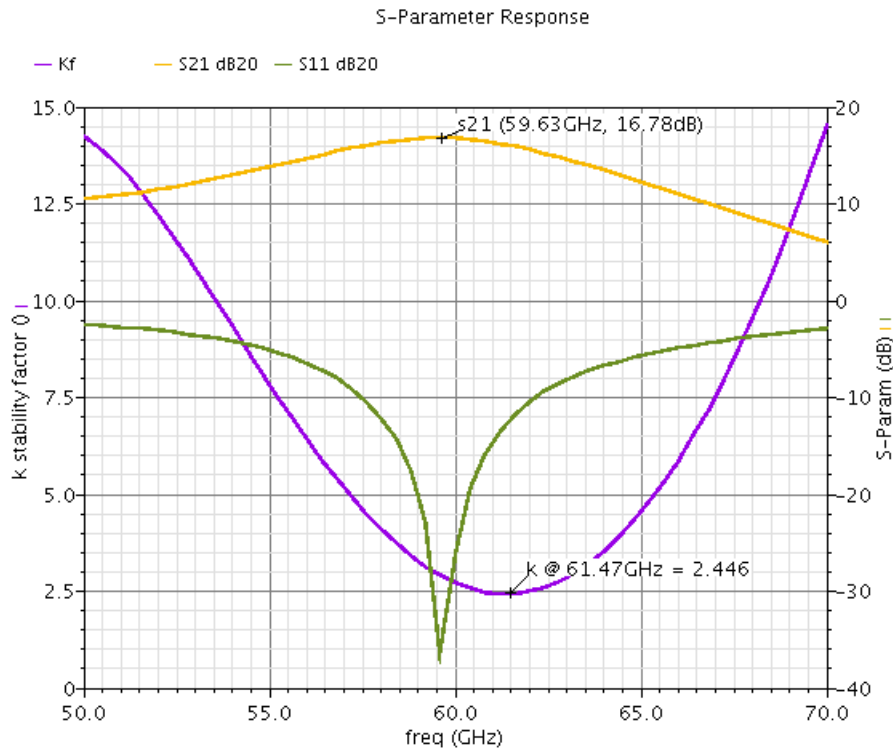


Σχήμα 4.11: Παράγοντας ευστάθειας k του ενισχυτή σε συνάρτηση με τη συχνότητα



Σχήμα 4.12: Κύκλοι ευστάθειας φορτίου του ενισχυτή για διαφορετικές συχνότητες

δικτυώματος ανάμεσα στην έξοδο και το φορτίο-κεραία. Κάτι τέτοιο ωστόσο δεν μπορεί να γίνει χωρίς κόστος στο κέρδος και την ισχύ εξόδου. Ένα παράδειγμα σταθεροποίησης με τη μεταβολή των s-παραμέτρων δίνεται στο σχήμα 4.13.



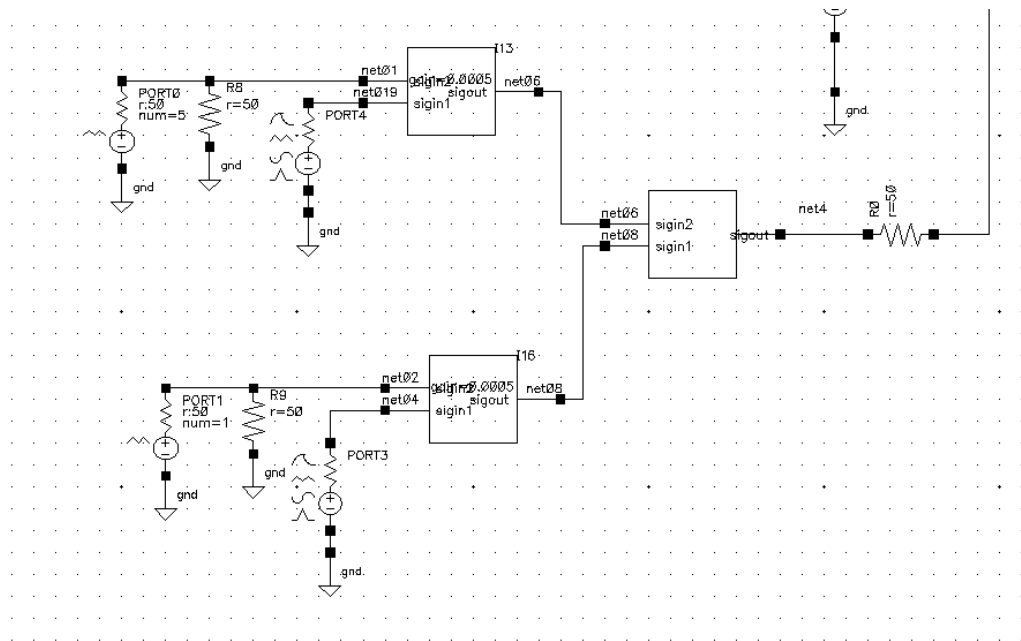
Σχήμα 4.13: Σταθεροποίηση άνευ όρων του ενισχυτή με παρεμβολή δικτυώματος με $\Gamma_L = 0.1 \angle 30^\circ$. Ο παράγοντας k αυξάνεται στη τιμή 2.4 ενώ το μέγιστο κέρδος πέφτει στα 16.8dB

4.1.7 Απόκριση του ενισχυτή στο χρόνο

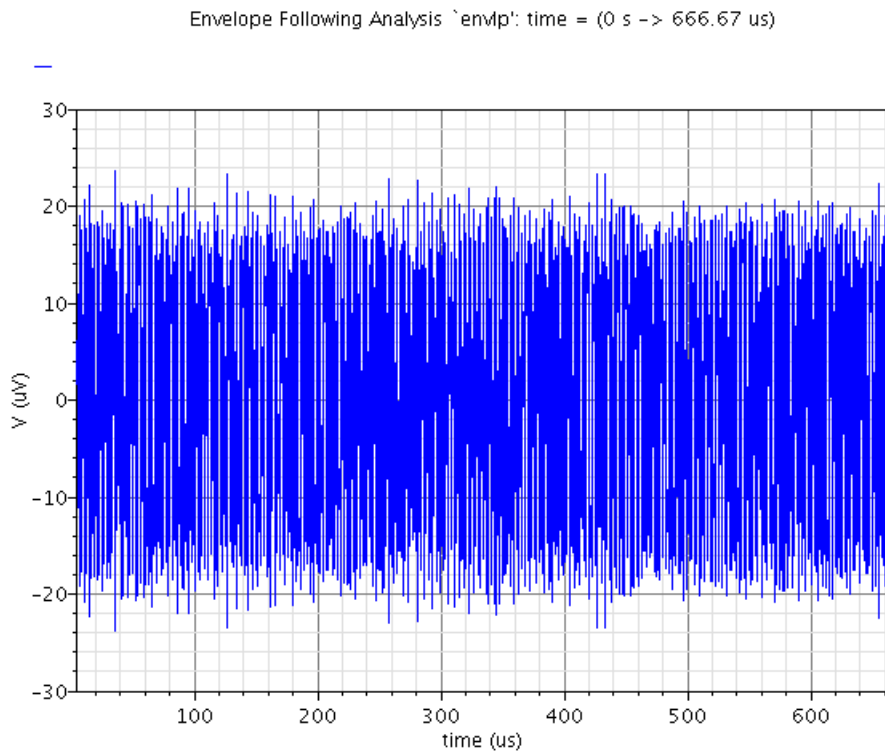
Μέχρι τώρα, όλες οι αναλύσεις που έγιναν στον ενισχυτή αφορούσαν την απόκριση του στο πεδίο της συχνότητας. Στην υποενότητα αυτή, κάνουμε ανάλυση στο χρόνο βάζοντας στην είσοδο του ενισχυτή μια τυχαία ακολουθία ψηφιακών παλμών προερχόμενων από το πρωτόκολλο w-CDMA αλλά διαμορφωμένου στη συχνότητα των 60GHz. Το σήμα διαμορφώνεται ορθογώνια, με το τρόπο που φαίνεται στο σχήμα 4.14.

Οι παλμοί δίνονται μέσω δύο αρχείων κειμένου στις πόρτες PORT0 και PORT1, και αντιστοιχούν στην ημιτονική και συνημιτονική συνιστώσα αντίστοιχα, ενώ με τη χρήση ιδανικών πολλαπλασιαστών τα σήματα πολλαπλασιάζονται με ημίτονο συχνότητας 60GHz ώστε να μεταφερθούν σε αυτή τη συχνότητα. Τα δύο ορθογώνια σήματα προστίθενται προκειμένου να δώσουν το τελικό σήμα που θα εμφανιστεί στην είσοδο του ενισχυτή.

Επειδή η transient ανάλυση είναι πολύ χρονοβόρα, γίνεται χρήση της ανάλυσης envelope η οποία είναι σχεδιασμένη να κάνει μια αποτελεσματική και ακριβή πρόβλεψη της περιβάλλουσας ενός διαμορφωμένου σήματος. Για

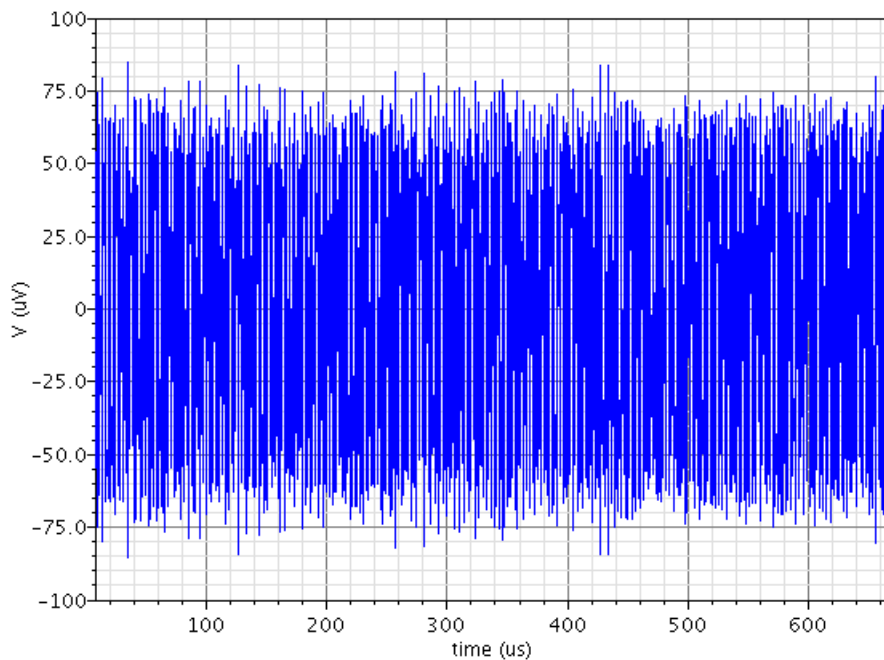


Σχήμα 4.14: Το σχηματικό παραγωγής του σήματος εισόδου του ενισχυτή για την ανάλυση στο χρόνο



Σχήμα 4.15: Διαμορφωμένο σήμα εισόδου του ενισχυτή, όπως προκύπτει από την envelope ανάλυση

Envelope Following Analysis `envfp`: time = (0 s -> 666.67 us)



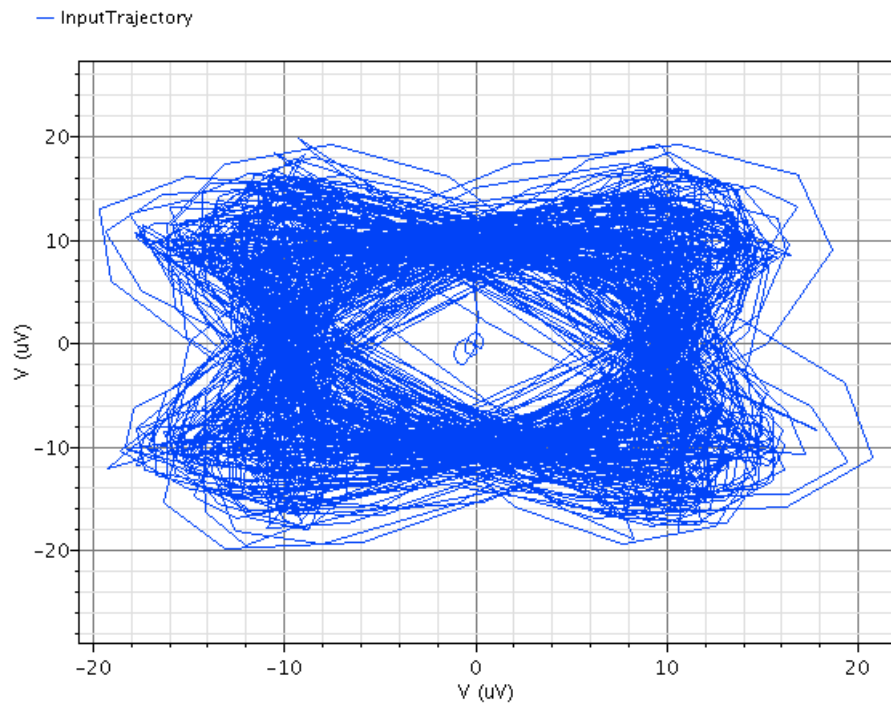
Σχήμα 4.16: Σήμα στην έξοδο του ενισχυτή

χρόνο προσομοίωσης $667 \mu\text{s}$ μπορούμε να δούμε τη τάση εισόδου και εξόδου που δίνεται στα σχήματα 4.15 και 4.16.

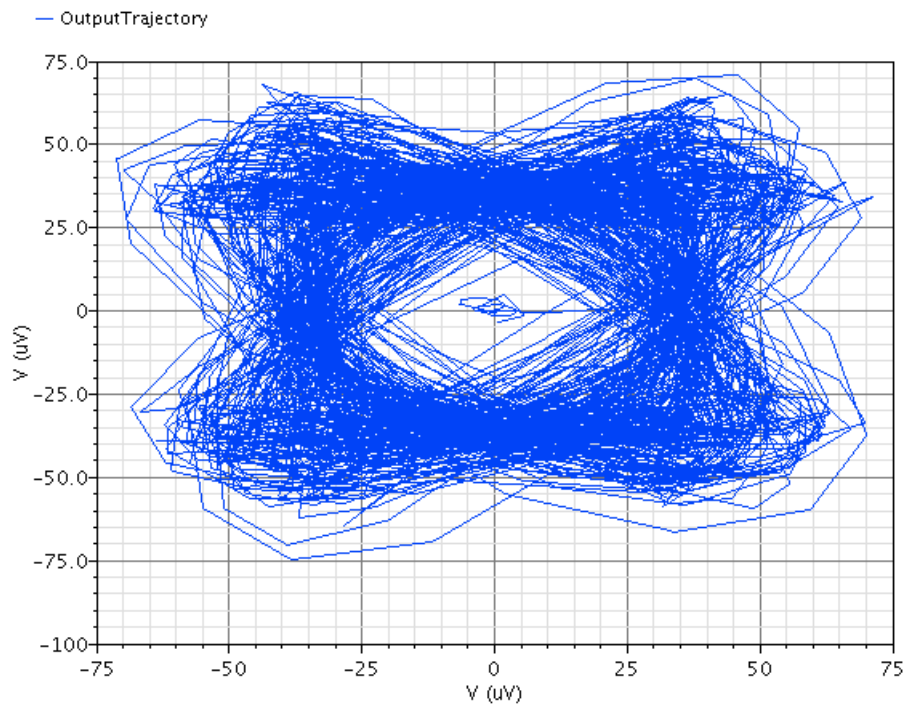
Τα δύο αυτά διαγράμματα δεν είναι και πολύ διαισθητικά για την επίδραση του ενισχυτή στο σήμα εισόδου, πέρα από το γεγονός ότι είναι εμφανής η ενίσχυση του πλάτους. Εφόσον το σήμα έχει δύο ορθογώνιες συνιστώσες, ένας αποτελεσματικός τρόπος εμφάνισής του είναι η απεικόνιση της τροχιάς του στο σύστημα συντεταγμένων $(\cos\omega t, \sin\omega t)$. Η απεικόνιση της εισόδου και της εξόδου αντίστοιχα, δίνονται στα σχήματα 4.17 και 4.18.

Αν κανείς παρατηρήσει τις δύο αυτές τροχές, βλέπει ότι η τροχιά του σήματος εξόδου είναι μια περιστραμμένη (κατά 90 μοίρες περίπου) και κλιμακωμένη εκδοχή της τροχιάς του σήματος εισόδου. Με άλλα λόγια η έξοδος είναι ίση με την είσοδο πολλαπλασιασμένη με μία μιγαδική σταθερά. Ο ενισχυτής, επομένως, δεν εισάγει κάποια μη γραμμική παραμόρφωση ή κάποια συμπίεση στην οποία η τροχιά εξόδου θα φαινόταν να είναι περιορισμένη σε ένα κύκλο.

Επιπλέον, με τη χρήση της envelope ανάλυσης είναι δυνατό να ελέγξουμε κατά πόσο τα φαινόμενα της μη γραμμικότητας επηρεάζουν τη δυνατότητα λειτουργίας του ενισχυτή σε πολυκαναλική εκπομπή. Γνωρίζοντας ότι το σήμα εισόδου έχει εύρος ζώνης 1.2288MHz , μπορούμε να μετρήσουμε το λόγο ισχύος που εκπίπτει σε συχνότητες έξω από αυτό το εύρος ζώνης προς την ισχύ που βρίσκεται στο ζητούμενο κανάλι. Ο λόγος αυτός ονομάζεται **λόγος ισχύος παρακείμενου καναλιού (Adjacent Channel Power Ratio - ACPR)** και μπορεί να υπολογιστεί από το ίδιο το πρόγραμμα προσομοίωσης. Στο σχήμα 4.19 φαίνεται το κανονικοποιημένο εύρος ζώνης ισχύος του σήμα-

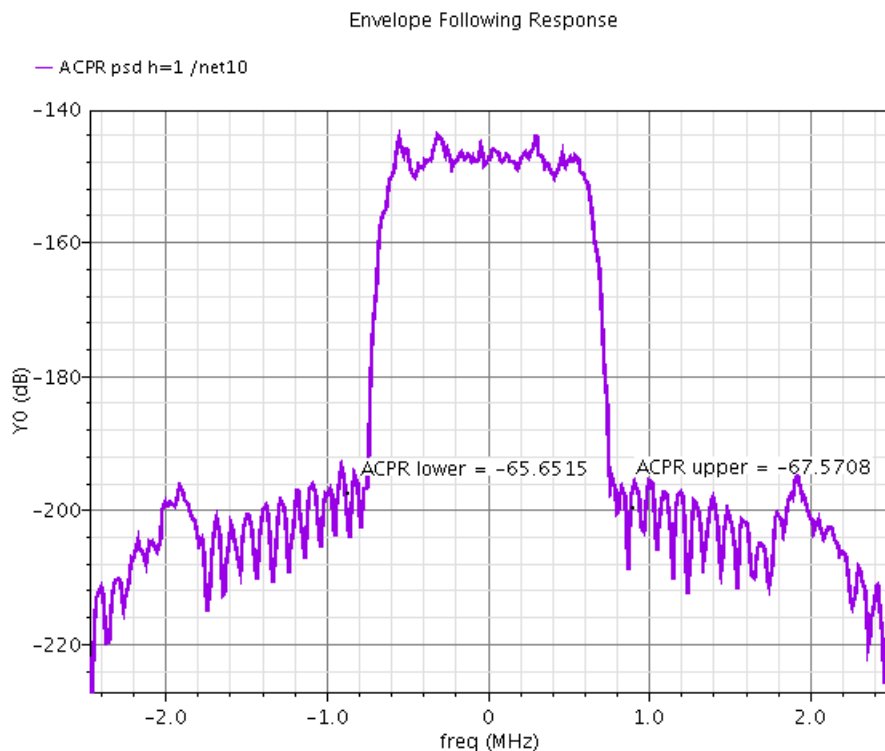


Σχήμα 4.17: Τροχιά του σήματος εισόδου



Σχήμα 4.18: Τροχιά του σήματος εξόδου

τος βασικού εύρους ζώνης, ενώ υπολογίζεται αυτόματα το ACPR, το οποίο ισούται με -65.65dB για το κάτω κανάλι και -67.57dB για το άνω.



Σχήμα 4.19: Συχνотικό περιεχόμενο του σήματος βασικής ζώνης στην έξοδο του ενισχυτή και λόγος ισχύος παρακείμενου καναλιού

4.2 Σύγκριση με υπάρχουσες υλοποιήσεις

Στον πίνακα 4.1 συγκρίνονται υπάρχουσες υλοποιήσεις των τελευταίων ετών με το σχεδιασμένο κύκλωμα. Σημειώνεται, ωστόσο, ότι η σύγκριση είναι άνιση σε πρώτη φάση γιατί 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 σε μια πιθανή κατασκευή του layout, η σύγκριση αποτελεί μια επαλήθευση ότι τα αποτελέσματα θα είναι κοντά σε υπάρχοντα δημοσιευμένα κυκλώματα. Τα κυκλώματα με τα οποία γίνεται σύγκριση είναι δύο ή τριών σταδίων, ενώ είναι όλα σχεδιασμένα σε τεχνολογίες CMOS με τοπολογίες κλάσης A.

Παρατηρείται, λοιπόν, ότι το σχεδιασμένο κύκλωμα εμφανίζει υψηλότερο κέρδος από τα υπόλοιπα αλλά και υψηλότερη απόδοση από τις υπόλοιπες υλοποιήσεις, ενώ η κατανάλωση ισχύος, η ισχύς εξόδου και το σημείο συμπίεσης 1dB διατηρείται στα ίδια επίπεδα. Επειδή οι προσομοιώσεις έχουν γίνει στους 27°C οπότε είναι πιθανό το κέρδος και το PAE να πέφτουν με την αύξηση της θερμοκρασίας, όπως θα αναφερθεί παρακάτω. Ωστόσο, και πάλι, τα μεγέθη αυτά είναι συγκρίσιμα με τις υπόλοιπες υλοποιήσεις.

	Τεχνολογία	P_{1dB} [dBm]	Ισχύς Κο- ρεσμού	Κέρδος [dB]	μέγιστο PAE[%]	Κατανάλωση (mW)
	CMOS 65nm	6.72	11.28	17.11	20.99	60
[10]	CMOS 90nm	9	12.3	5.6	8.8	44
[11]	CMOS 90nm	N/A	12.5	15	19.3	84
[12]	CMOS 65nm	5	11.5	16	15.2	50
[19]	CMOS 90nm	6.4	9.3	5.2	7.4	N/A
[20]	CMOS 65nm	8.92	13	8	11	64.8

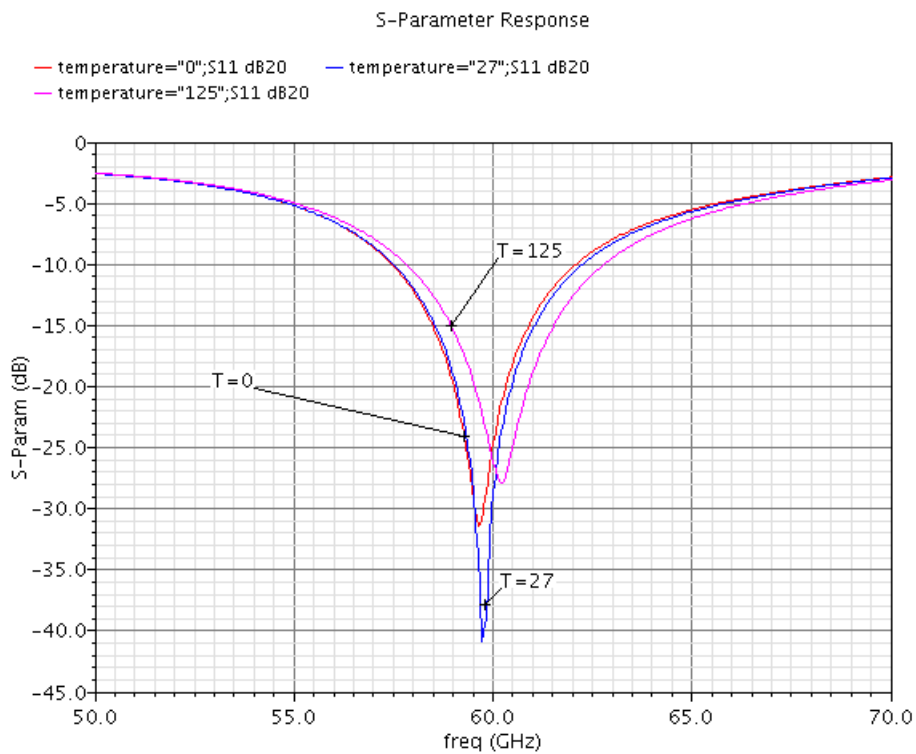
Πίνακας 4.1: Σύγκριση σχεδιασμένου ενισχυτή με υπάρχουσες υλοποιήσεις

4.3 Συμπεριφορά του κυκλώματος σε μεταβολές της τροφοδοσίας και της θερμοκρασίας

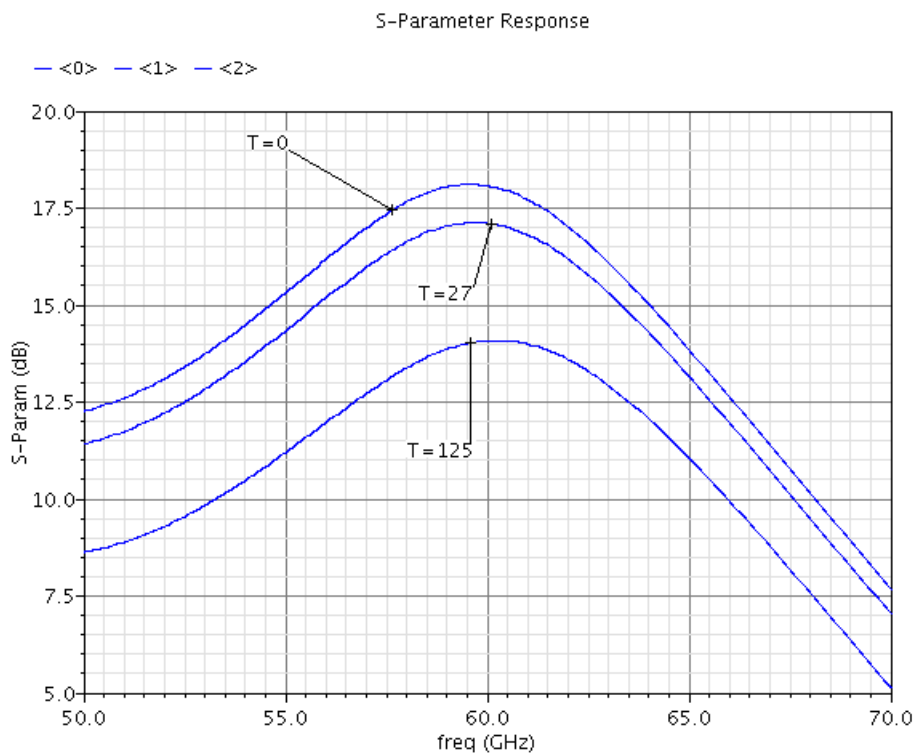
Επειδή το κύκλωμα υποτίθεται ότι θα αποτελεί μέρος ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, στο οποίο η τροφοδοσία μπορεί να μεταβληθεί, ενώ λόγω της υψηλής σχετικά κατανάλωσής του ο ενισχυτής μπορεί να φτάσει σε υψηλότερη θερμοκρασία από την προσομοιωμένη των 27°C, γίνεται ένας έλεγχος των s-παραμέτρων και της χαρακτηριστικής ισχύος εισόδου εξόδου για να ελεγχθεί κατά πόσο μεταβάλλονται με τη μεταβολή της θερμοκρασίας σε ακραίες τιμές και της κεντρικής τροφοδοσίας. Ο σκοπός είναι να ελεγχθεί πιθανό ενδεχόμενο τεράστιας απόκλισης από την επιθυμητή λειτουργία που προέκυπτε στις προσομοιώσεις με τυπική θερμοκρασία και ονομαστική τάση τροφοδοσίας.

4.3.1 Μεταβολή της θερμοκρασίας

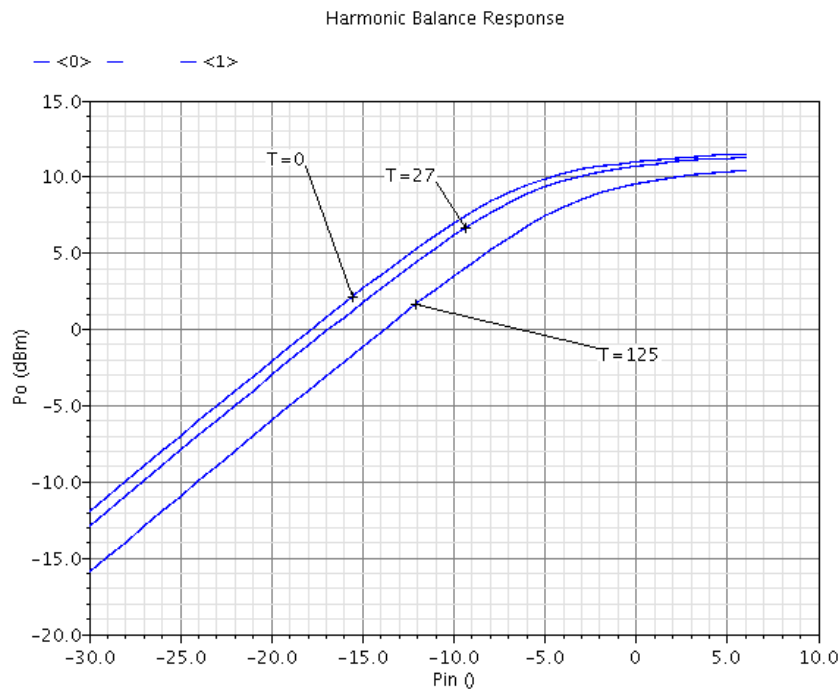
Θεωρώντας σαν ακραίες τιμές της θερμοκρασίας τους 0°C και τους 125°C, προσομοιώνουμε την απόκριση του κέρδους ασθενούς σήματος, την παράμετρο s_{11} και την χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου για τις ακραίες αυτές τιμές συγκρίνοντάς τις με την τυπική τιμή της θερμοκρασίας των 27°C. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στα σχήματα 4.20 4.21 και 4.22, από τα οποία προκύπτει ότι η μεταβολή της θερμοκρασίας κρατάει τη λειτουργία του ενισχυτή σε αποδεκτά επίπεδα, παρά το γεγονός ότι η αύξηση της θερμοκρασίας τείνει να ρίξει το κέρδος του, με ακραία τιμή τα 13dB. Επιπλέον, η μέγιστη ισχύς εξόδου παραμένει άνω των 10dBm.



Σχήμα 4.20: Παράμετρος s_{11} για μεταβολή της θερμοκρασίας σε ακραίες τιμές και σύγκρισή της με την ονομαστική θερμοκρασία



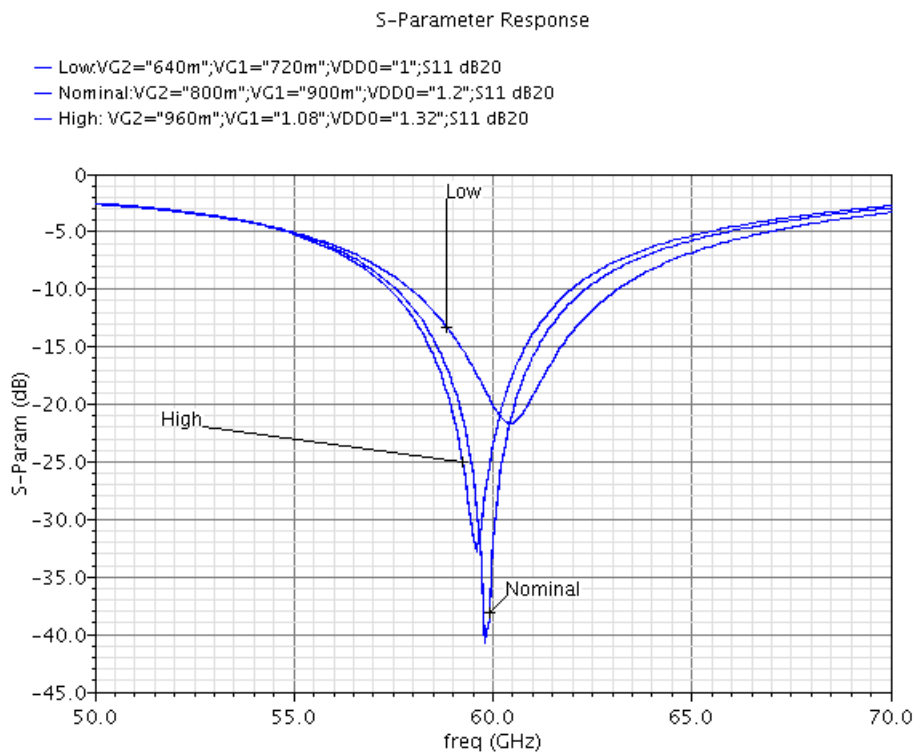
Σχήμα 4.21: Παράμετρος s_{21} για μεταβολή της θερμοκρασίας σε ακραίες τιμές και σύγκρισή της με την ονομαστική θερμοκρασία



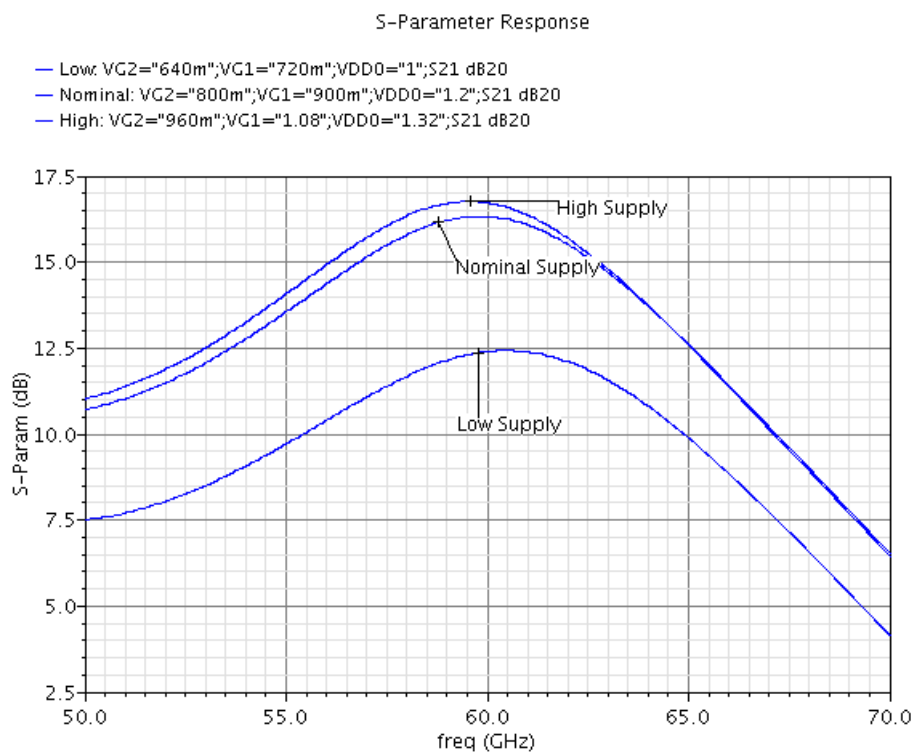
Σχήμα 4.22: Χαρακτηριστικές ισχύος εισόδου-εξόδου για μεταβολή της θερμοκρασίας σε ακραίες τιμές και σύγκρισή τους με την ονομαστική θερμοκρασία

4.3.2 Μεταβολή της τροφοδοσίας

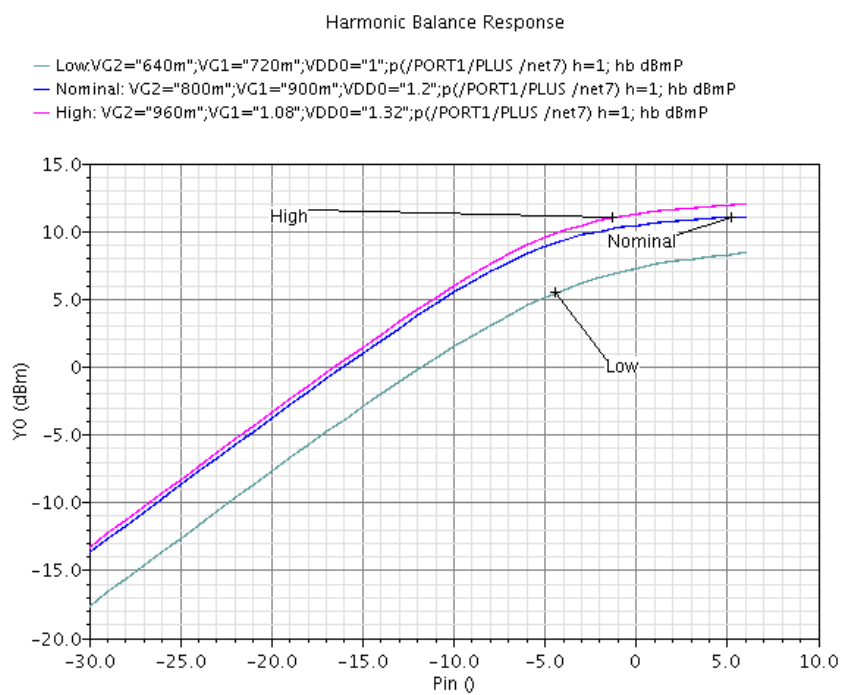
Παρόλο που για τη προσομοίωση του κυκλώματος έχουν τεθεί ιδανικές πηγές τάσεις για τη πόλωση του ενισχυτή, σε πραγματική λειτουργία οι τάσεις αυτές θα παρέχονται από εξωτερική τροφοδοσία και bandgap πηγές οι τρεις τάσεις που χρειάζονται για την τροφοδοσία του κυκλώματος θα παράγονται από την ίδια εξωτερική τροφοδοσία και η μεταβολή της τροφοδοσίας θα σημαίνει την αντίστοιχη μεταβολή όλων των πολώσεων. Για τον έλεγχο της επίδρασης των μεταβολών της τροφοδοσίας προσομοιώνονται δύο άκρα των τάσεων πόλωσης, ένα κατά το οποίο οι τάσεις είναι κατά 20% μικρότερες της ονομαστικής και ένα στο οποίο η τροφοδοσία πηγής είναι στο 1.35V ενώ οι υπόλοιπες τάσεις είναι κατά 20% αυξημένες και προσομοιώνεται η λειτουργία του ενισχυτή για θερμοκρασία λειτουργίας 50°C. Τα αποτελέσματα των s-παραμέτρων και οι χαρακτηριστικές ισχύος εισόδου εξόδου δίνονται στα σχήματα 4.23 4.24 και 4.25, αντίστοιχα. Παρατηρούμε από τα σχήματα ότι η απόκριση s παραμέτρων είναι ικανοποιητική, ενώ για το χαμηλό άκρο της τροφοδοσίας η ισχύς εξόδου πέφτει στα 8.5dBm.



Σχήμα 4.23: Παράμετρος s_{11} σε θερμοκρασία 50°C για τα άκρα της τροφοδοσία και σύγκριση με την ονομαστική τροφοδοσία



Σχήμα 4.24: Παράμετρος s_{21} σε θερμοκρασία 50°C για τα άκρα της τροφοδοσία και σύγκριση με την ονομαστική τροφοδοσία



Σχήμα 4.25: Χαρακτηριστικές ισχύος εισόδου-εξόδου σε θερμοκρασία 50°C για τα άκρα της τροφοδοσία και σύγκριση με την ονομαστική τροφοδοσία

Βιβλιογραφία

- [1] P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer, *Ανάλυση και Σχεδίαση Αναλογικών Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων*, Κλειδάριθμος, 2007
- [2] Ι. Παπανάνος *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές*, Παπασωτηρίου, 1998
- [3] Ν. Ουζούνoglou, *Εισαγωγή στα μικροκύματα*, Παπασωτηρίου
- [4] Thomas H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, Second Edition*, Cambridge University Press, 2004
- [5] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1998
- [6] Christofer Bowick, John Blyler, Cheryl Ajluni, *RF Circuit Design*, Elsevier, 2008
- [7] I.D. Robertson, S. Lucyszyn (editors) *RFIC and MMIC Design and Technology, IET Circuits, Devices and Systems Series 13*, The Institution of Engineering and Technology
- [8] http://domino.watson.ibm.com/comm/research_projects.nsf/pages/mmwave.apps.html
- [9] N. O.Sokal, A. D.Sokal, *Class E - A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifiers*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-10, No.3, June 1975
- [10] D. Chowdhury, P.Reynaert, A.M. Niknejad, *A 60GHz 1V +12.3 dBm transformer-coupled wideband PA in 90 nm CMOS*, IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig. Tech. Papers, 2008, pp. 560–561
- [11] T. LaRocca and M.-C. F. Chang, *60 GHz CMOS differential and transformer-coupled power amplifier for compact design*, Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp., 2008, pp. 65–68
- [12] Wei L. Chan, John. R. Long, *A 58–65 GHz Neutralized CMOS Power Amplifier*, IEEE Journal of Solid-State Circuit, Vol. 45 No.3, March 2010, pp. 554-564 With PAE Above 10% at 1-V Supply
- [13] P. H. Smith, *An Improved Transmission Line Calculator*, Electronics, Vol. 17, No. 1, p 130, January 1944

- [14] Odyniec, M.; , *Large signal S-parameters*, ARFTG Conference, 2006 67th , vol., no., pp.55-60, 16-16 June 2006
- [15] *CMOS 10LPL Low Power (CMS10LPe) Technology Design Manual*, IBM, March 2010
- [16] *CMOS 10LPL (CMS10LPe) RF Addendum*, IBM, March 2010
- [17] T.C. Edwards *Foundations for microstrip circuit design, second edition*, John Wiley & Sons, New York, 1992
- [18] Valdes-Garcia, A.; Reynolds, S.; Pfeiffer, U.R.; , *A 60GHz Class-E Power Amplifier in SiGe*, Solid-State Circuits Conference, 2006. ASSCC 2006. IEEE Asian , vol., no., pp.199-202, 13-15 Nov. 2006
- [19] Terry Yao; Gordon, M.Q.; Tang, K.K.W.; Yau, K.H.K.; Ming-Ta Yang; Schvan, P.; Voinigescu, S.P.; , *Algorithmic Design of CMOS LNAs and PAs for 60-GHz Radio*, Solid-State Circuits, IEEE Journal of , vol.42, no.5, pp.1044-1057, May 2007
- [20] Aloui, S.; Kerherve, E.; Belot, D.; Plana, R.; , *A 60GHz, 13dBm fully integrated 65nm RF-CMOS power amplifier*, Circuits and Systems and TAISA Conference, 2008. NEWCAS-TAISA 2008. 2008 Joint 6th International IEEE Northeast Workshop on , vol., no., pp.237-240, 22-25 June 2008
- [21] *SpectreRF Workshop: Power Amplifier Design Using SpectreRF*, May 2009