



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή
ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, κλάσης F^{-1} , συχνότητας
λειτουργίας 28 GHz, σε τεχνολογία BiCMOS 0,13μm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Βασίλειος Μανουράς

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
Αθήνα, Φεβρουάριος 2020



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή
ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, κλάσης F^{-1} , συχνότητας
λειτουργίας 28 GHz, σε τεχνολογία BiCMOS 0,13μm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Βασίλειος Μανουράς

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 11/2/2020.

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

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

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

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
Αθήνα, Φεβρουάριος 2020



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

.....
Μανουράς Βασίλειος
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός
και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Βασίλειος Μανουράς, 2020

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

Στην παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιείται η ανάλυση, η σχεδίαση και η υλοποίηση ενός ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος, ενός σταδίου, λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F $\{F^{-1}\}$, συντονισμένων αρμονικών σε μικροκυματικές συχνότητες και τεχνολογία SiGe BiCMOS 0,13 μ m. Παρουσιάζονται αναλυτικά τα βήματα που ακολουθήθηκαν για την πλήρη υλοποίηση του ενισχυτή ισχύος της προαναφερθείσας τάξης, σε κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28GHz, ενώ σε όλη την έκταση της εργασίας γίνεται η σύγκριση της απόδοσης και των σχεδιαστικών διαφορών μεταξύ της σχεδίασης του ενισχυτή σε σχηματικό-ιδανικό επίπεδο και του τελικά υλοποιήσιμου κυκλώματος σε επίπεδο layout.

Η δομή της εργασίας έγκειται, αρχικά στην μελέτη και παρουσίαση των λόγων για τους οποίους ο ενισχυτής ισχύος της συγκεκριμένης τάξης κατέχει πρωτεύοντα και υψίστης σημασίας ρόλο στις διάφορες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, ενώ δίνεται και σχολιάζεται η θέση του στην τηλεπικοινωνιακή αλυσίδα ενός σύγχρονου πομπού στα επερχόμενα προϊόντα κινητών επικοινωνιών, τεχνολογίας 5G. Στην συνέχεια, παρουσιάζεται μία εκτεταμένη θεωρητική ανάλυση για τα βασικά χαρακτηριστικά, τις προδιαγραφές και τη μοντελοποίηση των ολοκληρωμένων ενισχυτών ισχύος των περισσότερων και βασικότερων τάξεων που έχουν υλοποιηθεί μέχρι σήμερα, δημιουργώντας το ανάχωμα της ειδικής κατηγορίας ενισχυτών ισχύος, αυτής των Switchmode Power Amplifiers (ενισχυτές ισχύος, λειτουργίας διακόπτη), στην οποία υπόκειται η παρούσα εργασία. Στα επόμενα κεφάλαια, ακολουθούν οι σχεδίαση και η ανάλυση, αρχικά σε σχηματικό επίπεδο και έπειτα σε επίπεδο layout του επιλεγμένου ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F. Στα τελευταία κεφάλαια, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του σχεδιασμένου ενισχυτή και επισημαίνονται διάφορες βελτιώσεις, ως μελλοντική εργασία, που επιδέχεται το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Τέλος, η παρούσα διατριβή, επιχειρεί να αποτελέσει ένα εγχειρίδιο, για τον τρόπο με τον οποίο μπορεί κανείς να υλοποιήσει έναν ενισχυτή ισχύος, οποιασδήποτε κλάσης αφού παρουσιάζει μία χρονική περιγραφή της ροής σχεδίασης και μεθοδολογία επίλυσης προβλημάτων, οι οποίες είναι κοινές, σε όλες τις κλάσεις ενισχυτών ισχύος.

Λέξεις Κλειδιά: Ενισχυτής ισχύος χιλιοστομετρικών συχνοτήτων, λειτουργία διακόπτη, αντίστροφη κλάση F $\{F^{-1}\}$, ενισχυτής συντονισμένων αρμονικών.

Abstract

The present thesis deals with the analysis, design and implementation of an integrated single-stage, Switchmode, Inverse Class F $\{F^{-1}\}$, harmonic-tuned, Power Amplifier which operates at mm-wave frequencies and it is fabricated in a 0.13 μm SiGe BiCMOS technology. The steps, followed for the entire implementation of the power amplifier operating at the central frequency of 28GHz, are presented in detail, while a comparison, regarding the performance and design differences between the amplifier design at the schematic-ideal level and the finally designed circuit at the layout level is being made throughout the thesis.

The structure of the work is primarily to study and present the reasons why the power amplifier of the specific class has a prominent and paramount role in various applications of telecommunications, while its position in the chain of the modern transmitters used for the future products of 5G technology, is commented throughout the first chapter. Afterwards, an extensive theoretical analysis of the basic features, specifications and modeling of integrated power amplifiers of the most basic classes implemented till nowadays, is presented, creating the space for a special class of power amplifiers, that of Switchmode Power Amplifiers, which is the subject of this work. The following chapters are followed by the design and the analysis, first at the schematic level and then at the layout level of the selected inverse class F power amplifier. The last chapters present the results of the simulations of the designed amplifier and highlight several improvements, as future work, that this integrated circuit can accommodate.

Finally, this dissertation attempts to provide a manual on how to implement a power amplifier of any class after presenting a temporal description of the design flow and problem-solving methodology which are common to all the classes of the power amplifiers.

Keywords: Mm-wave power amplifier, Switchmode, Inverse Class F $\{F^{-1}\}$, harmonic-tuned power amplifier.

Ευχαριστίες

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή Ιωάννη Παπανάνο για την καθοδήγηση και την προτροπή του να ασχοληθώ με ένα σύγχρονο και ενδιαφέρον θέμα, για τη στήριξη του και την άριστη συνεργασία μας. Επίσης, θα ήθελα να τον ευχαριστήσω για την ευκαιρία που μου έδωσε να υλοποιήσω την παρούσα διπλωματική σε ένα επαγγελματικό περιβάλλον, αυτό της Infineon Technologies AG, στο οποίο απέκτησα αμέτρητες εμπειρίες, γνώσεις και πολλούς φίλους.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, τους γονείς μου, Νίκο και Γεωργία, για την έμπρακτη αγάπη τους, την ηθική και υλική υποστήριξη που μου παρείχαν καθ' όλη τη διάρκεια των μαθητικών και φοιτητικών μου χρόνων και τους είμαι ευγνώμων για όλες τις θυσίες τους. Επίσης, θέλω να ευχαριστήσω, τις αδελφές μου Νίκη, Αλίκη και Δηδω για την αμέριστη συμπαράσταση, αγάπη και φροντίδα τους, όλα αυτά τα χρόνια.

Στη συνέχεια, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους κοντινούς μου φίλους που με την παρέα τους, τις συζητήσεις και τη στήριξη τους με έκαναν να ανταπεξέλθω στις απαιτήσεις των σπουδών μου και να περάσω πολύ όμορφα φοιτητικά χρόνια δίπλα τους. Ιδιαίτερο ευχαριστώ στον κολλητό μου, από τα μαθητικά χρόνια, και συνάδελφο Κωνσταντή Κωνσταντίνο για την αμέριστη στήριξη του και τις πανέμορφες στιγμές που περάσαμε όλα αυτά τα χρόνια εντός και εκτός σχολής.

Θα ήθελα επιπλέον να ευχαριστήσω, τον διδακτορικό Ιωάννη Πέππα και τον συνάδελφο Rubino Carlo που μου παρείχαν συμβουλές σε διάφορα τεχνικά ζητήματα, καθ' όλη τη διάρκεια της διπλωματικής, ενώ είμαι ευγνώμων στους φίλους και συναδέλφους Χρήστο Θώμο, Κωνσταντίνο Γαλανόπουλο, Βάγια Τουρλίδα, Γιάννη Κούσπαρη, Μαρία Τζιτζιλάκη, αλλά και τον καθηγητή Ανάργυρο Παπαγεωργίου για τις όμορφες στιγμές που περάσαμε στην Αυστρία, εντός και εκτός γραφείου.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ, στην Ιωάννα Παντέ, που ήταν η κινητήριο δύναμη για την απόφασή μου να εργαστώ στην Αυστρία, χαρίζοντας μου με την παρουσία της στο Villach, πέντε πανέμορφους μήνες, γεμάτους όμορφες εικόνες, αγάπη και δίνοντας μου καθ'όλη τη διάρκεια των σπουδών μου δύναμη, αποφασιστικότητα και συνεχή έμπνευση για δημιουργία.

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	I
Abstract.....	III
Ευχαριστίες.....	V
Περιεχόμενα.....	VII
Κατάλογος σχημάτων.....	X
Κατάλογος πινάκων.....	XIV
1. Εισαγωγή.....	1
1.1.Φάσμα Ραδιοσυχνοτήτων και Κινητές Επικοινωνίες 5 ^{ης} Γενιάς.....	1
1.2.Ενισχυτές ισχύος ραδιοφωνικών ή χιλιοστομετρικών συχνοτήτων.....	4
1.3.Η θέση του ενισχυτή ισχύος στην αλυσίδα του πομπού.....	5
2. Ενισχυτής Ισχύος ως Μικροκυματικό Δίκτυο.....	7
2.1. Θεμελιώδη κριτήρια χαρακτηρισμού ενισχυτών ισχύος.....	7
2.1.1. Χαρακτηρισμός με χρήση ABCD-Παραμέτρων.....	7
2.1.2. Χαρακτηρισμός με χρήση S-Παραμέτρων.....	10
2.2. Χαρακτηρισμός Ευστάθειας.....	13
2.2.1. Κύκλοι ευστάθειας.....	15
2.2.2. Έλεγχος ευστάθειας άνευ όρων.....	17
2.3. Καθορισμός των διαφόρων κερδών ισχύος ενός δίθυρου.....	17
2.4. Βασικά κριτήρια παραμόρφωσης.....	18
2.4.1. Κριτήριο γραμμικότητας.....	18
2.4.2. Κριτήριο χρονικής μεταβλητότητας.....	19
2.4.3. Κριτήριο μνήμης.....	19
2.4.4. Παραμόρφωση ηλεκτρικών σημάτων.....	20
2.4.5. Τύποι παραμόρφωσης.....	21
2.4.6. Μη γραμμική παραμόρφωση ημιτονοειδών σημάτων.....	21
2.5. Συμπύεση κέρδους.....	25
2.6. Μέτρηση φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης 3 ^{ης} τάξης.....	25

2.7. Κριτήρια ισχύος.....	26
2.7.1. Ισχύς κορεσμού.....	27
2.7.2. Κέρδος ισχύος.....	27
2.7.3. Απόδοση.....	27
2.7.4. Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους.....	28
3. Κλάσεις Λειτουργίας Ενισχυτών Ισχύος.....	29
3.1. Βασικές αρχές σχεδίασης ενισχυτών ισχύος.....	29
3.2. Βασικές κλάσεις λειτουργίας του ενισχυτή ισχύος: A, AB, B, C.....	34
3.3. Κλάσεις λειτουργίας του ενισχυτή ισχύος βασισμένες σε πεπερασμένο αριθμό αρμονικών.....	41
3.4. Ενισχυτής ισχύος, λειτουργίας διακόπτη (Switchmode) Αντίστροφης κλάσης F (Inverse Class F { F^{-1} })	44
3.4.1. Τρόποι λειτουργίας ενός ενισχυτή ισχύος, με τον έλεγχο δύο ή περισσότερων αρμονικών συνιστωσών.....	44
3.4.2. Ιδανικός ενισχυτής ισχύος, αντίστροφης κλάσης-F { F^{-1} }.....	45
3.5. Παράγοντες περιορισμού της απόδοσης ενός ενισχυτή ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F.....	50
3.5.1. Πεπερασμένος αριθμός ελεγχόμενων αρμονικών συνιστωσών.....	51
3.5.2. Πεπερασμένη τάση γονάτου, V_{knee}	52
3.5.3. Τάση διάσπασης (breakdown voltage) της ενεργούς συσκευής, V_{BK}	54
3.5.4. Ωμικές απώλειες από το παθητικό δίκτυο εξόδου.....	54
4. Σχεδίαση του Ενισχυτή Ισχύος Αντίστροφης Κλάσης F.....	57
4.1. Κύρια χαρακτηριστικά της τεχνολογίας κατασκευής B11HFC.....	58
4.2. Στόχοι για την επίδοση του ενισχυτή ισχύος.....	58
4.3. Ο ενισχυτής ισχύος Switchmode Inverse Class F από μακροσκοπική άποψη.....	60
4.4. Επιλογή της τάσης τροφοδοσίας (Supply Voltage) V_{cc}	61
4.5. Επιλογή της ενεργούς συσκευής (active device) του ενισχυτή ισχύος.....	62
4.5.1. Μοντέλα τρανζίστορ της τεχνολογίας B11HFC.....	64
4.5.2. Επιλογή του εμβαδού των τρανζίστορ της ενεργούς συσκευής.....	69
4.6. Επιλογή του Κυκλώματος Πόλωσης (Bias Circuit).....	75
4.7. Επιλογή του Κυκλώματος Εξόδου (Output Circuit).....	79

4.7.1. Η παρασιτική χωρητικότητα C_p και ο τρόπος εύρεσης της.....	80
4.7.2. Κυκλωματική ανάλυση του δικτύου εξόδου.....	86
4.8. Επιλογή του Κυκλώματος Εισόδου (Input Matching Network).....	93
4.9. Συνολικό σχηματικό διάγραμμα του ενισχυτή ισχύος λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F.....	95
5. Ο Ενισχυτής Ισχύος Αντίστροφης Κλάσης F σε Επίπεδο Layout...	97
5.1. Ενεργός συσκευή και διασυνδέσεις.....	97
5.2. Κύκλωμα Πόλωσης (Bias Circuit).....	99
5.3. Επικοινωνία του ενισχυτή ισχύος με το περιβάλλον.....	103
5.3.1. Contact Pads & PCB.....	103
5.3.2. Κυκλώματα ESD.....	106
5.4. Μοντελοποίηση του επιπέδου VSS.....	111
5.5. Συνολικό κύκλωμα εξόδου.....	113
5.6. Μοντέλο για τη μέτρηση του ρεύματος και της τάσης στο συλλέκτη.....	115
5.7. Bypass πυκνωτές τροφοδοσίας.....	118
5.8. Κύκλωμα Εισόδου.....	121
5.9. Layout του Ενισχυτή Ισχύος PAV28.....	122
6. Επίδοση του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος.....	125
6.1. Αποτελέσματα προσομοίωσης S-Παραμέτρων.....	125
6.1.1. Διαγράμματα S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}	125
6.1.2. Έλεγχος ευστάθειας.....	129
6.2. Αποτελέσματα προσομοίωσης Harmonic Balance.....	131
6.2.1. Ισχύς εξόδου P_{del} , Απόδοση <i>Efficiency</i> , Κέρδος ισχύος G , <i>PAE</i> και <i>AM to PM</i>	131
6.2.2. Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης 3 ^{ης} τάξης, $IM3_{high} - IM3_{low}$, <i>IIP3</i> , <i>OIP3</i>	137
6.3. Απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο χρόνο.....	140
6.4. Συλλογή αποτελεσμάτων και συγκρίσεις.....	142
7. Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία.....	145
Βιβλιογραφία.....	147

Κατάλογος σχημάτων

1.1. Αναπαράσταση του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος.....	2
1.2. Δομικό διάγραμμα πομπού.....	5
2.1. Γενικευμένη αναπαράσταση ενός n -θύρου.....	8
2.2. Αναπαράσταση δίθυρου.....	9
2.3. Αναπαράσταση του ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο.....	11
2.4. Αναπαράσταση ενός ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο, με είσοδο εναλλασσόμενη πηγή τάσης V_S , αντίσταση πηγής Z_S , φορτίο εξόδου Z_L	13
2.5. Δομικό διάγραμμα περιγραφής του φαινομένου της παραμόρφωσης των ηλεκτρικών σημάτων.....	20
2.6. Φασματικό διάγραμμα αναπαράστασης του φαινομένου της παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης.....	24
2.7. Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου ενός μη γραμμικού συστήματος....	25
2.8. Ο ενισχυτής ισχύος σαν σύμβολο.....	26
3.1. Τεχνική της τμηματικά γραμμικής προσέγγισης.....	30
3.2. Εξάρτηση των συντελεστών ρεύματος $\gamma_n(\theta)$	33
3.3. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος στην κλάση-A.....	35
3.4. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος στην κλάση-B.....	38
3.5. Βασική δομή ενός ενισχυτή ισχύος.....	41
3.6. Κλάσεις λειτουργίας ενισχυτή ισχύος, βασισμένες στις αρμονικές.....	43
3.7. Απλοποιημένο διάγραμμα ενισχυτή Inverse Class-F με έλεγχο 2ης και 3ης αρμονικής.....	44
3.8. Κυματομορφές ρεύματος και τάσης στον κόμβο συλλέκτη ενός τρανζίστορ σε Inverse Class-F με έλεγχο 2ης και 3 ^{ης} αρμονικής.....	45
3.9. Βασικά κυκλώματα ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης-F με παράλληλα συντονιστικά κυκλώματα.....	46
3.10. Ιδανικές κυματομορφές ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης-F...	47
3.11. Σύγκριση κυματομορφών ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης-F...	50
4.1. Μακροσκοπική άποψη του υλοποιημένου ενισχυτή ισχύος.....	60
4.2. Κασκοδική τοπολογία διπολικών τρανζίστορ, ως ενεργή συσκευή	

του επιλεγμένου ενισχυτή.....	63
4.3.Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη I_C για ένα npn double base high speed τρανζίστορ με εμβαδόν $0,22 \times 2,8 \mu m^2$	66
4.4.Σχηματικό για τον προσδιορισμό της συχνότητας f_T συναρτήσει της πυκνότητας ρεύματος συλλέκτη J_C της κασκοδικής τοπολογίας.....	69
4.5.Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσει της πυκνότητας ρεύματος συλλέκτη J_C της κασκοδικής τοπολογίας.....	70
4.6.Σχηματικό διάγραμμα για την εκτέλεση της Load-Pull ανάλυσης στην εκάστοτε ενεργό συσκευή του ενισχυτή.....	72
4.7.Χαρακτηριστική ρεύματος $I_C(V_{BE})$. Τονίζεται το σημείο dc λειτουργίας όπου η ενεργός συσκευή πολώνεται με ρεύμα $15,27 \text{ mA}$	73
4.8.Χαρακτηριστική ρεύματος $I_C(V_{CE})$ για διαφορετικές τιμές της V_{BE} . Τονίζεται το σημείο dc λειτουργίας όπου η ενεργός συσκευή πολώνεται με $V_{B1} = 0,78 \text{ V}$, $V_{B2} = 1,56 \text{ V}$ και $V_{CE} = 3,3 \text{ V}$	73
4.9.Χαρακτηριστικές Ισχύος εξόδου αποδιδόμενη στο φορτίο P_{del} μετά την Load-Pull προσομοίωση.....	74
4.10.Σχηματικό του επιλεγμένου κυκλώματος πόλωσης (bias Circuit)....	75
4.11.Σχηματικό του επιλεγμένου κυκλώματος πόλωσης (bias Circuit) μαζί με την κασκοδική τοπολογία της ενεργούς συσκευής.....	76
4.12.Σχηματικό του επιλεγμένου κυκλώματος εξόδου (Output Circuit)....	80
4.13.Υβριδικό-π μοντέλο υψηλών συχνοτήτων.....	81
4.14.Μακροσκοπική άποψη της απλοποιημένης μοντελοποίησης της παρασιτικής χωρητικότητας της κασκοδικής τοπολογίας.....	82
4.15.Η αποδιδόμενη στο φορτίο ισχύ εξόδου για διαφορετικές τιμές φορτίου μετά τη Load-Pull προσομοίωση.....	83
4.16.Σχηματικό διάγραμμα στο ADS® για την διεξαγωγή Load-Pull προσομοίωσης. Με το κόκκινο χρώμα επισημαίνεται το πηνίο του οποίου μεταβάλλουμε την τιμή του προκειμένου να εξουδετερώσουμε την παρασιτική χωρητικότητα C_p και να μεταφέρουμε τους κύκλους της ισχύος εξόδου κοντά στον πραγματικό άξονα.....	85
4.17.Το κύκλωμα συντονισμού που δημιουργείται από το κύκλωμα εξόδου της Load-Pull ανάλυσης, το φορτίο R_L και την παρασιτική χωρητικότητα C_p	86
4.18.Σχηματικό του κυκλώματος εξόδου στην 1η αρμονική.....	88

4.19. Σχηματικό του κυκλώματος εξόδου στην 2η αρμονική.....	90
4.20. Σχηματικό του κυκλώματος εξόδου με ιδανικά στοιχεία στο ADS®..	92
4.21. Αποτελέσματα προσομοίωσης S-parameter για την Z11 στο ADS®..	93
4.22. Σχηματικό επιλεγμένου κυκλώματος εισόδου.....	94
4.23. Συνολικό σχηματικό του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F.....	95
5.1. Layout της ενεργούς συσκευής που περιλαμβάνει την κασκοδική τοπολογία.....	98
5.2. Layout των στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης που συμβάλουν στο dc μονοπάτι.....	100
5.3. Layout του πηνίου L_{bias}	101
5.4. Layout του πυκνωτή C_1	102
5.5. Layout του πυκνωτή C_2	102
5.6. Απλοποιημένο διάγραμμα απεικόνισης του υλοποιημένου ενισχυτή ισχύος, ο οποίος είναι τοποθετημένος σε μία πλακέτα PCB.....	105
5.7. Σχηματικό κυκλώματος ESD 6 διόδων για την προστασία της RF εισόδου.....	108
5.8. Layout κυκλώματος ESD 6 διόδων για την προστασία της RF εισόδου.....	108
5.9. Σχηματικό κυκλώματος ESD την προστασία των τάσεων τροφοδοσίας.....	109
5.10. Layout κυκλώματος ESD την προστασία των τάσεων τροφοδοσίας.....	110
5.11. Σχηματικό του συνολικού κυκλώματος εξόδου με την προσθήκη του πηνίου για την προστασία της επαφής εξόδου από το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής εκφόρτισης αλλά και την εξουδετέρωση της παρασιτικής χωρητικότητας που εισάγει η επαφή εξόδου.....	111
5.12. Μοντέλο για την εύρεση της αυτεπαγωγής μεταξύ του επιπέδου VSS και της πραγματικής γης.....	112
5.13. Αποτέλεσμα προσομοίωσης του μοντέλου για την εύρεση αυτεπαγωγής μεταξύ του επιπέδου VSS και της πραγματικής γης.....	113
5.14. Συνολικό κύκλωμα εξόδου σε επίπεδο Layout.....	114
5.15. Μοντέλο για τη μέτρηση του ρεύματος του συλλέκτη.....	116
5.16. Σχηματικό του μοντέλου για την εύρεση του ρεύματος συλλέκτη.....	117
5.17. Αποτελέσματα μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας.....	118
5.18. Αποτελέσματα μοντέλου στο πεδίο του χρόνου.....	118
5.19. Εισαγωγή bypass πυκνωτών σε διάφορα στάδια.....	120

5.20. Συνολικό κύκλωμα εισόδου σε επίπεδο Layout.....	122
5.21. Συνολικό Layout του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F.....	123
6.1. Η παράμετρος S_{11} στην οποία επισημαίνεται η τιμή της, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28 GHz.....	126
6.2. Η παράμετρος S_{21} στην οποία επισημαίνεται η τιμή της, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28 GHz.....	127
6.3. Η παράμετρος S_{12} στην οποία επισημαίνεται η τιμή της στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28 GHz.....	128
6.4. Η παράμετρος S_{22}	128
6.5. Ο συντελεστής ευστάθειας k-factor ως προς την συχνότητα για το hicum μοντέλο και θερμοκρασία $\theta = 65^{\circ}\text{C}$	129
6.6. Ο συντελεστής ευστάθειας k-factor ως προς την συχνότητα για το hicum μοντέλο και για εύρος θερμοκρασιών $\theta = 0\sim 125^{\circ}\text{C}$ με βήμα 25°C.....	130
6.7. Ο συντελεστής ευστάθειας k-factor ως προς την συχνότητα για το nominal μοντέλο και για εύρος θερμοκρασιών $\theta = 0\sim 125^{\circ}\text{C}$ με βήμα 25°C.....	131
6.8. Ισχύς εξόδου του ενισχυτή, αποδιδόμενη στο φορτίο P_{del}	132
6.9. Απόδοση (Efficiency) ως προς την ισχύ εισόδου P_{in}	133
6.10. Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους PAE ως προς την ισχύ εισόδου P_{in}	134
6.11. Σημείο συμπίεσης 1-dB (1-dB Compression Point).....	135
6.12. Κέρδος Ισχύος G ως προς την ισχύ εισόδου P_{in}	135
6.13. AM to PM ως προς την ισχύ εξόδου P_{out}	136
6.14. Κέρδος Ισχύος (πράσινο), Αποδιδόμενη στο φορτίο ισχύ εξόδου (κόκκινο), PAE (κίτρινο).....	137
6.15. Μέτρηση παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης.....	138
6.16. Πλάτος ισχύος των διαφόρων συνιστωσών που παράγονται στην έξοδο.....	139
6.17. Απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο χρόνο. Απεικόνιση της τάσης εισόδου (κίτρινη γραμμή) και της τάσης εξόδου (κόκκινη γραμμή).....	141

Κατάλογος πινάκων

1.1. Στόχοι για τις δυνατότητες ενός μελλοντικού δικτύου 5G, όπως προέκυψαν από τη σύσταση ITU-R M.2083-0.....	3
4.1. Προϋπάρχοντες υλοποιημένοι ενισχυτές ισχύος στην περιοχή των συχνοτήτων λειτουργίας των συστημάτων της 5ης γενιάς.....	59
4.2. Παράμετροι ενός high speed ηρη μοντέλου διπλής βάσης CBEBBC.....	65
4.3. Παράμετροι medium speed μοντέλου CBEBBC $0,22 \times 2,8 \mu m^2$	67
4.4. Παράμετροι High Voltage μοντέλου CBEBBC $0,22 \times 2,8 \mu^2$	68
4.5. Θεωρητικές τιμές των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης..	79
4.6. Θεωρητικές τιμές των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος εξόδου.....	91
4.7. Θεωρητικές τιμές των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος εισόδου....	94
6.1. Συλλογή των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος.....	142

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

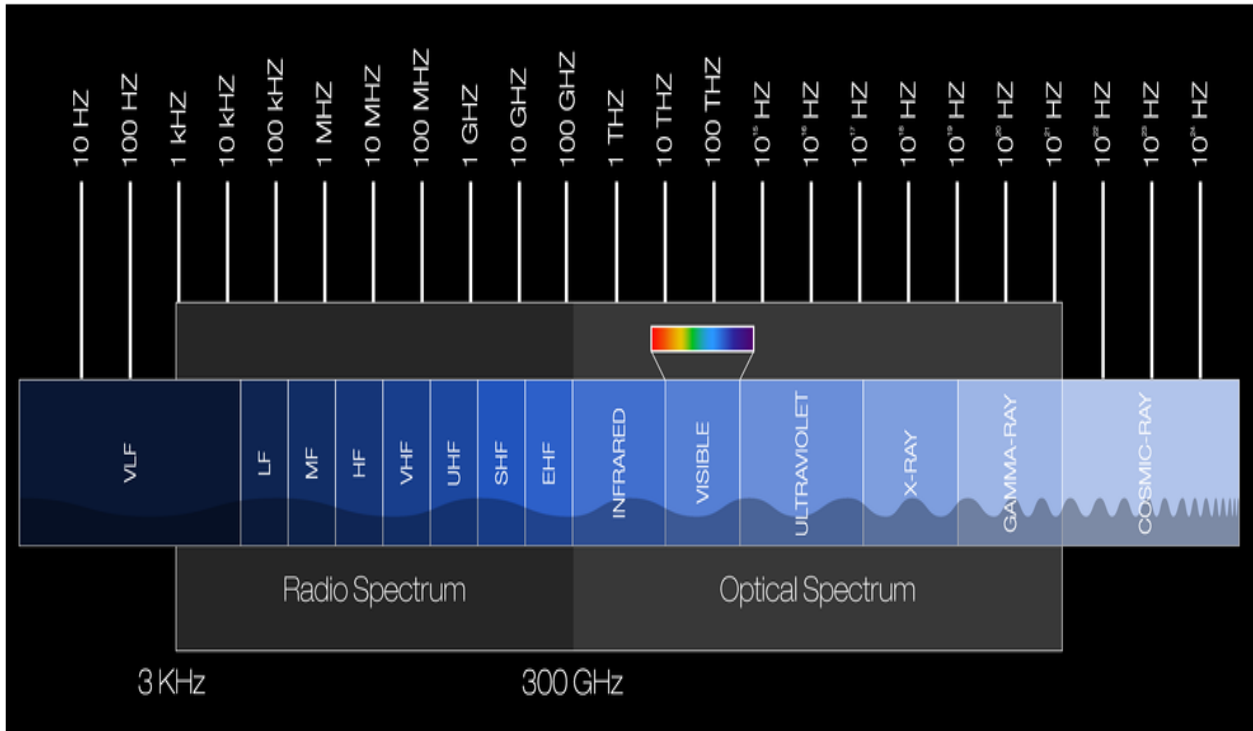
1.1 Φάσμα Ραδιοσυχνοτήτων και Κινητές Επικοινωνίες 5^{ης} Γενιάς

Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα αποτελεί την κατανομή των συχνοτήτων όλων των τύπων ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας, από ραδιοκύματα, μέχρι ακτίνες γ (Σχήμα 1.1). Η μετάβαση από τα ραδιοκύματα (μεγαλύτερα μήκη κύματος), στις ακτίνες γ (μικρότερα μήκη κύματος) συνεπάγεται εκτός των άλλων αύξηση της ενέργειας του σήματος. Οι κινητές επικοινωνίες υπόκεινται στο τμήμα του φάσματος ραδιοσυχνοτήτων που κυμαίνεται από μερικά kHz (3 kHz) μέχρι εκατοντάδες GHz (300 GHz), ενώ αντίστοιχα τα μήκη κύματος κυμαίνονται από 100 km μέχρι και 1mm. Η μετάδοση της πληροφορίας πραγματοποιείται μέσω μεταβολών του φέροντος σήματος, όπως τη μεταβολή του πλάτους του, της φάσης του, της συχνότητας του ή και συνδυασμού αυτών. Το παραπάνω φάσμα ραδιοσυχνοτήτων, είναι ένας από τους πιο σημαντικούς και δυσεύρετους πόρους του σύγχρονου κόσμου [1].

Όπως παρατηρείται διεθνώς, οι κινητές ευρυζωνικές συνδέσεις (mobile broadband traffic) αυξάνονται συνεχώς, λόγω της αυξανόμενης ζήτησης για δεδομένα κινητής επικοινωνίας από τους καταναλωτές, της βελτίωσης των επιδόσεων και της ποιότητας των κινητών δικτύων, των νέων τεχνολογιών, των συσκευών, των εφαρμογών και των υπηρεσιών που εισάγουν προηγμένους τρόπους χρήσης των συχνοτήτων κινητής υπηρεσίας [2].

Για την ικανοποίηση της αυξανόμενης ζήτησης σε δεδομένα κινητών επικοινωνιών, ειδικά σε πυκνοκατοικημένες περιοχές, είναι απαραίτητο να αναπτυχθεί και να εισαχθεί η επόμενη γενιά τεχνολογιών επικοινωνίας ευρείας ζώνης 5G. Ένας από τους κύριους στόχους της υλοποίησης της τεχνολογίας 5^{ης} γενιάς είναι να αυξήσει τους τρέχοντες ρυθμούς δεδομένων (data rates) έως και αρκετά Gigabits ανά δευτερόλεπτο (*Gbit/s*) σε κρίσιμες περιοχές. Ένας τρόπος προκειμένου να ικανοποιηθεί αυτός ο στόχος είναι η χρήση υψηλότερων συχνοτήτων

προκειμένου να διευρυνθεί το διαθέσιμο προς αξιοποίηση εύρος ζώνης. Για το λόγο αυτό, τα συστήματα 5^{ης} γενιάς επικεντρώνονται σε χιλιοστομετρικές συχνότητες λειτουργίας [3].



Σχήμα 1.1 Αναπαράσταση του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος (βλ.

https://www.nasa.gov/directorates/heo/scan/communications/outreach/funfacts/txt_band_designators.html)

Η μέγιστη χωρητικότητα ενός ραδιοφωνικού καναλιού για ένα σενάριο μονής εξόδου μιας εισόδου (SISO-Single-Input-Single-Output), μπορεί να περιγραφεί από τον τύπο Shannon-Hartley. Αυτός ο τύπος συσχετίζει τη μέγιστη χωρητικότητα (ρυθμό δυαδικών ψηφίων μετάδοσης) που μπορεί να επιτευχθεί σε ένα δεδομένο κανάλι με το εύρος ζώνης του καναλιού και την ισχύ του μεταδιδόμενου σήματος. Για ένα κανάλι με πρόσθετο λευκό Gaussian θόρυβο ισχύος N , η μέγιστη χωρητικότητα μπορεί να υπολογιστεί ως εξής [4]:

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.1)$$

όπου C είναι η μέγιστη χωρητικότητα του καναλιού σε bit/s , B το εύρος ζώνης του καναλιού σε Hz , ενώ ο λόγος $\frac{S}{N}$ είναι γωνστός ως SNR (signal to noise ratio), όπου S είναι η ισχύς του σήματος σε W και N η ισχύς του θορύβου, επίσης σε W .

Οι στόχοι για της δυνατότητες ενός μελλοντικού δικτύου 5G περιγράφονται στη σύσταση ITU-R M.2083-0 και παρατίθενται στον παρακάτω πίνακα 1, στον οποίο διακρίνονται οι οκτώ βασικές παράμετροι που τέθηκαν [19].

Παράμετρος	Προτεινόμενες τιμές για τα συστήματα 5G
Μέγιστος ρυθμός δεδομένων (Peak data rate): Μέγιστος εφικτός ρυθμός δεδομένων κάτω από ιδανικές συνθήκες για κάθε χρήστη/συσκευή (σε Gbit/s)	10-20 Gbit/s
Ρυθμός δεδομένων επιτεύξιμος από το χρήστη (User experienced data rate): Εφικτός ρυθμός δεδομένων που είναι διαθέσιμος κάθε στιγμή σε μια περιοχή κάλυψης για κάθε χρήστη/συσκευή (σε Mbit/s ή σε Gbit/s)	100 Mbit/s (για ευρεία περιοχή κάλυψης, πχ αγροτική ή ημιαστική περιοχή) και 1 Gbit/s σε κρίσιμες περιοχές πχ σε εσωτερικούς χώρους)
Καθυστέρηση (Latency): Η χρονική συνεισφορά του ραδιοφωνικού δικτύου από τη στιγμή που η πηγή στέλνει ένα πακέτο πληροφορίας μέχρι τη στιγμή που φτάνει στον προορισμό του (σε ms)	1 ms
Κινητικότητα (Mobility): Η μέγιστη ταχύτητα με την οποία μπορεί να επιτευχθεί μια καθορισμένη ποιότητα υπηρεσίας (QoS) και απρόσκοπτη μεταφορά μεταξύ ραδιοφωνικών κόμβων που μπορούν να ανήκουν σε διαφορετικά επίπεδα ή / και τεχνολογίες ασύρματης πρόσβασης (σε km / h)	500 km/h (πχ σε τρέινα υψηλής ταχύτητας)
Πυκνότητα σύνδεσης (Connection Density): Ο συνολικός αριθμός συνδεδεμένων και / ή προσβάσιμων συσκευών ανά μονάδα επιφανείας (ανά km ²)	10 ⁶ συσκευές/km ²
Ενεργειακή αποδοτικότητα (Energy efficiency): Έχει δύο οπτικές: στην πλευρά του δικτύου, η ενεργειακή ευαισθησία αναφέρεται στην ποσότητα των bits πληροφορίας που μεταδίδονται / λαμβάνονται από τους χρήστες, ανά μονάδα ενεργειακής κατανάλωσης του δικτύου ασύρματης πρόσβασης bit / Joule). Στην πλευρά της συσκευής, η ενεργειακή απόδοση αναφέρεται στην ποσότητα των δυαδικών ψηφίων πληροφοριών ανά μονάδα κατανάλωσης ενέργειας της μονάδας επικοινωνίας (σε bit / Joule)	100x μεγαλύτερη από το IMT-Advanced
Φασματική απόδοση (Spectrum efficiency): Μέση απόδοση δεδομένων ανά μονάδα φάσματος και ανά κυψέλη (σε bits/Hz)	3x μεγαλύτερη από το IMT-Advanced
Περιοχή κυκλοφοριακής χωρητικότητας (Area traffic capacity): η συνολική κυκλοφοριακή ροή που εξυπηρετείται ανά γεωγραφική περιοχή (σε Mbit / s / m ²)	10 Mbit/s/m ²

Πίνακας 1.1 Στόχοι για τις δυνατότητες ενός μελλοντικού δικτύου 5G, όπως προέκυψαν από τη σύσταση ITU-R M.2083-0. (Πηγή: [19])

1.2 Ενισχυτές ισχύος ραδιοφωνικών ή χιλιοστομετρικών συχνοτήτων

Ο ενισχυτής ισχύος ραδιοφωνικών ή χιλιοστομετρικών 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. Αυτό συμβαίνει καθώς όσο αυξάνεται η συχνότητα, το μήκος κύματος γίνεται συγκρίσιμο με το φυσικό μέγεθος του δικτύου. Ένας ακόμη λόγος είναι ότι, τα τρανζίστορς στις υψηλές συχνότητες μοντελοποιούνται εντελώς διαφορετικά, καθώς οι παρασιτικές χωρητικότητες, οι αντιστάσεις και οι αυτεπαγωγές τους, παίζουν όλο και μεγαλύτερο ρόλο με την αύξηση της συχνότητας [5].

Εφαρμογές σε ευρεία κλίμακα, μεταξύ των οποίων τηλεπικοινωνίες, ραντάρ, ιατρικές απεικονίσεις μικροκυμάτων αντιπροσωπεύουν μόνο μερικά παραδείγματα χρήσης των ενισχυτών ισχύος. Λόγω των εξαιρετικά διαφοροποιημένων περιοχών, οι προδιαγραφές των ενισχυτών ενδέχεται να διαφέρουν σημαντικά, όσον αφορά τις λειτουργικές, τεχνολογικές και σχεδιαστικές απαιτήσεις. Ανεξάρτητα από την εφαρμογή που θα χρησιμοποιηθεί, καθήκον ενός ενισχυτή ισχύος είναι να αυξήσει τη στάθμη ισχύος του σήματος εισόδου για μια δεδομένη ζώνη συχνοτήτων, μέχρι ένα προκαθορισμένο επίπεδο στην έξοδο του. Ως εκ τούτου, σε αντίθεση με τους γραμμικούς ενισχυτές ασθενούς σήματος, που συχνά καθορίζονται με βάση το κέρδος μικρού σήματος, το ύψος της ισχύος εξόδου, το κέρδος ισχύος και η ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης του, καθίστανται πρωταρχικές έννοιες για την επίδοση του ενισχυτή. Η ανάγκη για υψηλά επίπεδα ισχύος εξόδου είναι ο κύριος κινητήριος μοχλός στην επιλογή των ενεργών συσκευών που συνθέτουν τον ενισχυτή. Επιπλέον, για να περιοριστεί η κατανάλωση ισχύος, οι ενεργές συσκευές λειτουργούν συνήθως υπό καθεστώς μεγάλου σήματος, ανεβάζοντας έτσι πλήρως τα μη γραμμικά χαρακτηριστικά τους. Συνεπώς, ένας ενισχυτής ισχύος πρέπει να θεωρείται ως ένα μη γραμμικό στοιχείο του συστήματος, του οποίου οι συνθήκες λειτουργίας μεγάλου σήματος συχνά οδηγούν σε επιβλαβείς επιδράσεις στο σήμα εξόδου, με αποτέλεσμα να δημιουργείται παραμορφωμένο αντίγραφο της εισόδου. Από την άλλη πλευρά, η γραμμική προσέγγιση που βασίζεται στις τεχνικές σχεδιασμού ενισχυτή μικρού σήματος δεν είναι πλέον απόλυτα έγκυρη, με αποτέλεσμα να μην επιτρέπεται η άμεση εφαρμογή της στο σχεδιασμό του ενισχυτή. Ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή ισχύος είναι συνήθως το αποτέλεσμα ενός συνδυασμού της προσπάθειας, να εκπληρώσει διάφορες αντιμαχόμενες απαιτήσεις, όπως η γραμμικότητα

έναντι της απόδοσης ή το υψηλό επίπεδο ισχύος εξόδου έναντι χαμηλής παραμόρφωσης. Η προσέγγιση σχεδιασμού που επιλέγεται εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας και το εύρος ζώνης, την διαθέσιμη τεχνολογία συσκευών, την εφαρμογή (σταθερές, κινητές ή δορυφορικές επικοινωνίες, διαμορφωμένο CW ή παλμικό σήμα κλπ.) και πολλούς άλλους παράγοντες που θα αναλυθούν στη συνέχεια.

1.3 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 [6]. Είναι ένα από τα πιο κρίσιμα μπλοκ σε έναν ασύρματο πομποδέκτη, καθώς καταναλώνει την περισσότερη ισχύ συγκριτικά με τα προηγούμενα στάδια επεξεργασίας. Τα χαρακτηριστικά γραμμικότητας και απόδοσης του ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος κατέχουν πρωτεύοντα ρόλο σε αυτή την κατανάλωση ισχύος. Στο σχήμα 1.2 δίνεται το δομικό διάγραμμα ενός πομπού.



Σχήμα 1.3 Δομικό διάγραμμα πομπού (βλ. [6]).

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.

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 βασικής 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 το φέρον 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 Νίquist για τη μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας) [6].

Κεφάλαιο 2

Ενισχυτής Ισχύος ως Μικροκυματικό Δίκτυο

2.1 Θεμελιώδη κριτήρια χαρακτηρισμού ενισχυτών ισχύος

Ακριβώς όπως πραγματοποιείται παραδοσιακά σε χαμηλότερες συχνότητες, έτσι και σε μεγαλύτερες, η γραμμική συμπεριφορά και ανάλυση ενός δίθυρου ή και γενικά ενός n -θύρου μπορεί να διεξαχθεί χρησιμοποιώντας τις Z - ή τις Y -παραμέτρους. Επιπρόσθετα, η ανάλυση θορύβου ενός δίθυρου σε οποιοδήποτε εύρος συχνοτήτων μπορεί να πραγματοποιηθεί με τις H - και G -παραμέτρους. Στην πράξη όμως, στις μικροκυματικές και mm-wave συχνότητες, οι S -παραμέτροι, όπως επίσης και οι ABCD παράμετροι, κατέχουν πρωταρχικό ρόλο χάριν στην ευκολία εξαγωγής και μέτρησης τους [7].

2.1.1 Χαρακτηρισμός με χρήση ABCD-Παραμέτρων

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

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

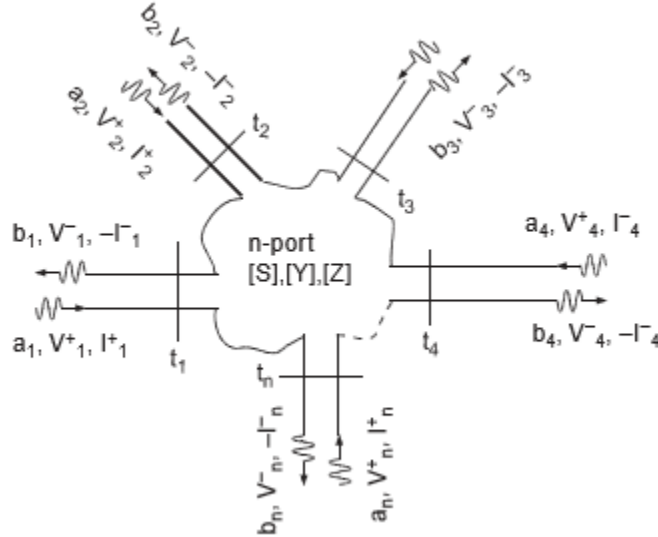
και

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

ή

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

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



Σχήμα 2.1 Γενικευμένη αναπαράσταση ενός n -θύρου (βλ.[7], σελ. 78)

Επιπρόσθετα, ορίζουμε τα κανονικοποιημένα προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα ισχύος σε κάθε πόρτα ως $a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}}$ και $b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}}$ αντίστοιχα, με τη βοήθεια των οποίων προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις προσπίπτουσας και ανακλώμενης ισχύος σε συνάρτηση με την απόσταση x από το σημείο αναφοράς t_n της εκάστοτε πόρτας n [7].

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

και

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

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

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

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

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

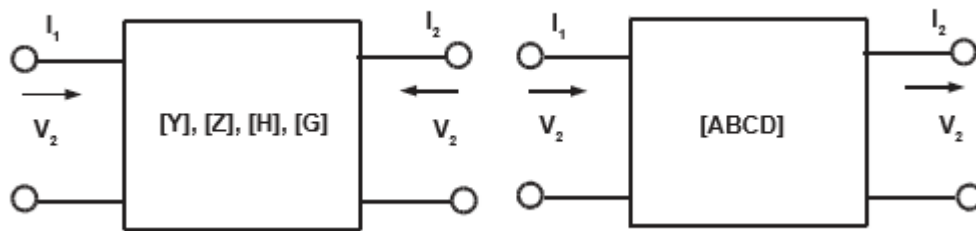
Όπως προαναφέρθηκε, αν και οι Y-, Z-, H- και G- παράμετροι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για το χαρακτηρισμό οποιουδήποτε δίθυρου, τα κυκλώματα που λειτουργούν στις υψηλότερες συχνότητες αποτελούνται συνήθως από σειρά κασκοδικά συνδεδεμένων δίθυρων. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται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

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

όπου

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

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



Σχήμα 2.2 Αναπαράσταση δίθυρου (α) κατευθύνσεις διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις Y-, G-, H-, Z- παραμέτρους, (β) κατεύθυνση διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις ABCD παραμέτρους. (βλ. [7] σελ. 81)

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

τη βοήθεια του υπολογισμού των επιμέρους ABCD πινάκων του εκάστοτε δίθυρου που αποτελεί μέρος του συνολικού συστήματος, όπως ακριβώς φαίνεται παρακάτω.

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

2.1.2 Χαρακτηρισμός με χρήση S-Παραμέτρων

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

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

και

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

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

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

ο οποίος αναλύεται ως εξής

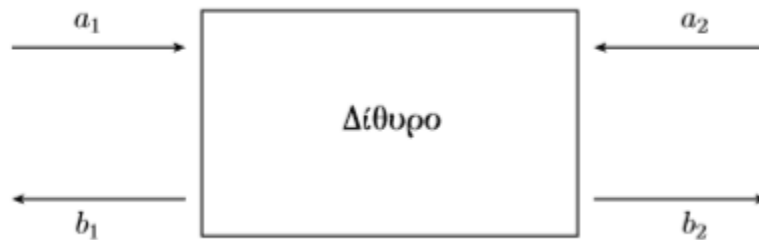
$$\begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & \dots & S_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \dots & S_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

όπου

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

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

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



Σχήμα 2.3 Αναπαράσταση του ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο (βλ. [6]).

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

Αναλύοντας τον πίνακα (2.16) παίρνουμε τις εξισώσεις:

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

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

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

$$\begin{aligned} \bullet \quad S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} &\Rightarrow S_{11} = \frac{\frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}} \Big|_{a_2 = 0} \Rightarrow S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Big|_{a_2 = 0} \\ \bullet \quad S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} &\Rightarrow S_{21} = \frac{\frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_1^+}{\sqrt{Z_0}}} \Big|_{a_2 = 0} \Rightarrow S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} \Big|_{a_2 = 0} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \bullet \quad S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} &\Rightarrow S_{12} = \frac{\frac{V_1^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}}} \Big|_{a_1 = 0} \Rightarrow S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+} \Big|_{a_1 = 0} \\ \bullet \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} &\Rightarrow S_{22} = \frac{\frac{V_2^-}{\sqrt{Z_0}}}{\frac{V_2^+}{\sqrt{Z_0}}} \Big|_{a_1 = 0} \Rightarrow S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+} \Big|_{a_1 = 0} \end{aligned}$$

Με την παραπάνω διαδικασία καταλήγουμε στον πίνακα σκέδασης, τα στοιχεία του οποίου είναι λόγοι κανονικοποιημένων μορφών κυματικής τάσης.

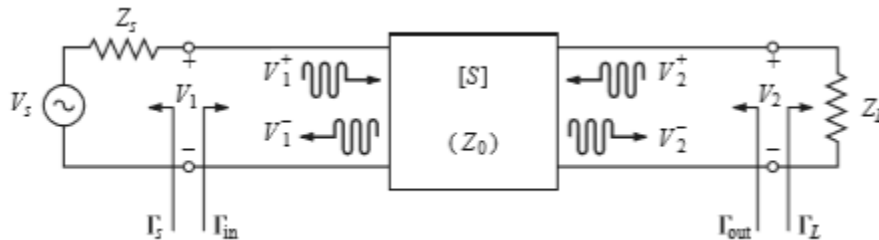
Με μία βαθύτερη ματιά, μπορούμε να εξάγουμε τα παρακάτω κρίσιμα συμπεράσματα για τη λειτουργία του ενισχυτή ισχύος ως μικροκυματικό δίθυρο [8]:

- Η παράμετρος $S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+}$ είναι γνωστή ως **συντελεστής ανάκλασης** στην είσοδο του δίθρου.
- Η παράμετρος $S_{12} = \frac{V_1^-}{V_2^+}$ είναι γνωστή ως **ανάστροφο κέρδος ή απομόνωση** μεταξύ της εξόδου ως προς την είσοδο του δίθρου.

- Η παράμετρος $S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+}$ αποτελεί το **κέρδος ισχύος** του δίθρου σε συνθήκες τέλει προσαρμογής.
- Η παράμετρος $S_{22} = \frac{V_2^-}{V_2^+}$ είναι γνωστή ως **συντελεστής ανάκλασης** στην έξοδο του δίθρου.

2.2 Χαρακτηρισμός Ευστάθειας

Θεωρούμε και σε αυτή την ενότητα, τον ενισχυτή ισχύος σαν ένα μικροκυματικό δίθρο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4 [9].



Σχήμα 2.4 Αναπαράσταση ενός ενισχυτή ισχύος ως δίθρο, με είσοδο εναλλασσόμενη πηγή τάσης V_s , αντίσταση πηγής Z_s , φορτίο εξόδου Z_L (βλ. [9], σελ.559).

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

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

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

ενώ ο συντελεστής ανάκλασης που κοιτάει προς την πηγή ορίζεται ως

$$\Gamma_s = \frac{V_1^+}{V_1^-} = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (2.20)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2.2.1 Κύκλοι Ευστάθειας

Επανερχόμενοι στο Σχήμα 2.4 και αναλύοντας τα κριτήρια της ευστάθειας ενός ενισχυτή ισχύος (δίθυρο) γνωρίζουμε ότι η ταλάντωση και κατ' επέκταση η αστάθεια προκύπτει στην περίπτωση που είτε η πόρτα εισόδου, είτε η πόρτα εξόδου του δίθυρου έχουν εμπεδήσεις με αρνητικό πραγματικό μέρος [9]. Μία τέτοια περίπτωση συνεπάγεται ότι $|Γ_{in}| > 1$ ή $|Γ_{out}| > 1$. Εξαιτίας του ότι, όπως αποδείχθηκε παραπάνω οι συντελεστές ανάκλασης $Γ_{in}$ και $Γ_{out}$ εξαρτώνται από τα ταιριασμένα (matching) δίκτυα στην είσοδο και στην έξοδο του δίθυρου, η ευστάθεια του ενισχυτή εξαρτάται από τους συντελεστές ανάκλασης $Γ_S$ και $Γ_L$. Επομένως, καθορίζουμε δύο τύπους ευστάθειας:

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

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

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

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

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

όρια μεταξύ ευσταθών και δυνητικά ασταθών περιοχών των Γ_S και Γ_L . Μπορούμε να αντλήσουμε την εξίσωση για τον κύκλο σταθερότητας εξόδου ως εξής:

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

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

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

Από την εξίσωση (2.28), έπειτα από μια σειρά από πράξεις [9], μπορούμε να εξάγουμε το γεωμετρικό τόπο του συντελεστή ανάκλασης Γ_L . Πιο συγκεκριμένα καταλήγουμε στην παρακάτω εξίσωση.

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

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

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

και

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

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

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

και

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

2.2.2 Έλεγχος ευστάθειας άνευ όρων

Οι κύκλοι ευστάθειας που συζητήθηκαν παραπάνω, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον προσδιορισμό των περιοχών για τα Γ_S και Γ_L όπου ο ενισχυτής θα είναι υπό όρους ευσταθής, όμως μπορούν να χρησιμοποιηθούν απλούστεροι έλεγχοι για τον προσδιορισμό της άνευ όρων ευστάθειας. Ένας από αυτούς, είναι ο έλεγχος K-Δ [9], όπου μπορεί να αποδειχθεί ότι μια συσκευή θα είναι άνευ όρων ευσταθής εάν η συνθήκη του Rollet, όπως ονομάζεται, που ορίζεται ως

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

όπως επίσης και η συνθήκη

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

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

2.3 Καθορισμός των διαφόρων Κερδών Ισχύος ενός δίθυρου

Εξετάζοντας το δίθυρο του σχήματος 2.4, το οποίο χαρακτηρίζεται από τη μήτρα σκέδασης [S], τις αντιστάσεις πηγής και φορτίου, Z_S και Z_L αντίστοιχα, με τις οποίες είναι συνδεδεμένο, προκύπτουν οι εκφράσεις για τους τρεις τύπους κέρδους ισχύος συναρτήσεων των S-παραμέτρων του δικτύου και τους συντελεστές ανάκλασης πηγής και φορτίου Γ_S και Γ_L αντίστοιχα [10]. Πιο συγκεκριμένα:

- Κέρδος Ισχύος: $G = \frac{P_L}{P_{in}}$ είναι ο λόγος της ισχύος που καταναλώνεται στην αντίσταση του φορτίου Z_L , προς την ισχύ που οδηγείται στην είσοδο του δίθυρου. Αυτό το κέρδος, είναι ανεξάρτητο της σύνθετης αντίστασης της πηγής Z_S αν και τα χαρακτηριστικά κάποιων ενεργών στοιχείων του δίθυρου ενδέχεται να εξαρτώνται από την Z_S .
- Διαθέσιμο Κέρδος Ισχύος: $G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}}$ είναι ο λόγος της διαθέσιμης ισχύος του δίθυρου, προς την διαθέσιμη ισχύ από την πηγή. Σε αυτό το κέρδος υποθέτουμε conjugate matching και στο φορτίο της πηγής αλλά και στο φορτίο της εξόδου, πράγμα το οποίο δηλώνει εξάρτηση από την Z_S και Z_L .
- Κέρδος μετατροπής ισχύος: $G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}$ είναι ο λόγος της ισχύος που αποδίδεται στο φορτίο προς την ισχύ που είναι διαθέσιμη από την πηγή, πράγμα το οποίο δηλώνει την εξάρτηση από την Z_S και Z_L .

2.4 Βασικά κριτήρια παραμόρφωσης

2.4.1 Κριτήρια γραμμικότητας

Θεωρώντας σύστημα με είσοδο και έξοδο τα σήματα $x(t)$ και $y(t)$ αντίστοιχα ως προς το χρόνο t , η σχέση που συνδέει τα δύο σήματα μπορεί να γραφεί ως [11]:

$$y(t) = T[x(t)] \quad (2.36)$$

όπου $T[\cdot]$ η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος. Ένα σύστημα καλείται γραμμικό αν ικανοποιεί τις παρακάτω συνθήκες:

$$T\left[\sum_i x_i(t)\right] = \sum_i T(x_i(t)) \quad (2.37)$$

$$T[kx(t)] = kT[x(t)] \quad (2.38)$$

Η πρώτη συνθήκη απαιτεί, η απόκριση του συστήματος έχοντας σαν είσοδο το άθροισμα σημάτων να είναι ακριβώς ίδια με το άθροισμα των αποκρίσεων που θα είχε το σύστημα, αν καθένα από τα σήματα εισόδου εφαρμοζόταν ξεχωριστά. Πιο συγκεκριμένα, για ένα ενισχυτή ισχύος, ο χαρακτηρισμός του ως γραμμικός, θα σήμαινε ότι με την εφαρμογή πολλαπλών σημάτων στην είσοδο, με διαφορετική συχνότητα το καθένα, θα είχε ως αποτέλεσμα την ενίσχυση αυτών των σημάτων στην έξοδο, μη επηρεάζοντας τη συχνότητα τους, ούτε παράγοντας καινούριες συχνότητες.

Η δεύτερη συνθήκη απαιτεί ότι, οποιαδήποτε μεγέθυνση ή σμίκρυνση του σήματος εισόδου κατά έναν παράγοντα $k, k \in [0, +\infty]$, θα πρέπει εμφανιστεί στην απόκριση του σήματος κατά τον ίδιο παράγοντα k .

2.4.2 Κριτήριο χρονικής μεταβλητότητας

Θεωρώντας σύστημα με είσοδο και έξοδο τα σήματα $x(t)$ και $y(t)$ αντίστοιχα, ως προς το χρόνο t , και $T[\cdot]$ τη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος, κρίνουμε ότι το σύστημα αυτό είναι χρονικά αμετάβλητο, όταν η συνάρτηση μεταφοράς του δεν υπόκειται σε οποιαδήποτε μεταβολή ως προς το χρόνο. Με άλλα λόγια, αν το σήμα εισόδου είναι χρονικά καθυστερημένο κατά μία σταθερά τ , και επομένως $x(t - \tau)$, τότε η μόνη επίπτωση στην έξοδο ενός χρονικά αμετάβλητου συστήματος θα ήταν η καθυστέρηση της εξόδου κατά την ίδια χρονική σταθερά. Μαθηματικοποιώντας τα παραπάνω:

$$y(t - \tau) = T[x(t - \tau)] \quad (2.39)$$

2.4.3 Κριτήριο μνήμης

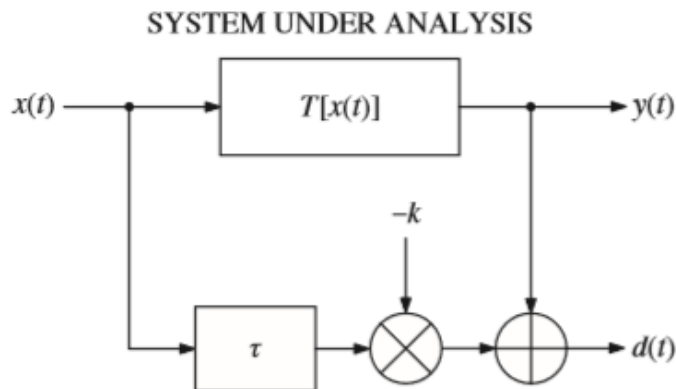
Η μνήμη σε ένα σύστημα είναι η εξάρτηση της συνάρτησης μεταφοράς από παρελθοντικές τιμές του σήματος εισόδου. Η συνάρτηση μεταφοράς ενός συστήματος μπορεί να προσεγγιστεί από ένα πολυώνυμο n βαθμού, με συντελεστές πολυωνύμου a_i και επομένως να γραφεί ως [11]:

$$y(t) = \sum_{i=0}^n a_i [x(t)^i] \quad (2.40)$$

Αν το σύστημα είναι γραμμικό, το πολυώνυμο της συνάρτησης μεταφοράς θα πρέπει να είναι πρώτου βαθμού. Αυτή η πολυωνυμική προσέγγιση μπορεί να περιγράψει μόνο το σύστημα σε μια χρονική στιγμή, χωρίς τη δυνατότητα προσδιορισμού οποιωνδήποτε αρχικών συνθηκών.

2.4.4 Παραμόρφωση των ηλεκτρικών σημάτων

Ο όρος παραμόρφωση ενός ηλεκτρικού σήματος αναφέρεται στην οποιαδήποτε μεταβολή της κυματομορφής του, εξαιρώντας τη μεγέθυνση ή σμίκρυνση του πλάτους του και τη χρονική του καθυστέρηση. Η ενίσχυση ή εξασθένιση του σήματος είναι μια σταθερή αλλαγή στο πλάτος του και είναι ανεξάρτητη από το χρόνο και τη συχνότητα και μπορεί να παραχθεί από ένα γραμμικό εξασθενητή ή ενισχυτή. Μια σταθερή καθυστέρηση εξασφαλίζει μια γραμμική αλλαγή στη φάση, ως συνάρτηση της συχνότητας, όπως όταν ένα σήμα οδηγείται μέσω μιας ιδανικής γραμμής μεταφοράς. Όλα τα παραπάνω μπορούν να περιγραφούν σχηματικά με το παρακάτω διάγραμμα.



Σχήμα 2.5 Δομικό διάγραμμα περιγραφής του φαινομένου της παραμόρφωσης των ηλεκτρικών σημάτων (βλ. [11] σελ 74).

Το σύστημα που φαίνεται στο σχήμα 2.5, δεν θα παραμορφώνει το σήμα εισόδου, εάν για όλες τις χρονικές στιγμές t , η παραμόρφωση $d(t)$ ισούται με το μηδέν, δηλαδή

$$d(t) = T[x(t)] - kx(t - \tau) = 0 \quad (2.41)$$

2.4.5 Τύποι παραμόρφωσης

Αν το σήμα παραμόρφωσης $d(t)$ από την εξίσωση (2.41) δεν είναι 0, το σύστημα δημιουργεί παραμόρφωση, η οποία μπορεί να ταξινομηθεί κατάλληλα για γραμμικά και μη γραμμικά συστήματα. Για γραμμικά συστήματα, η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος του σχήματος 2.5 μπορεί να γραφεί ως συνάρτηση της γωνιακής συχνότητας ω ως:

$$T(\omega) = |T(\omega)|e^{j\theta(\omega)} \quad (2.42)$$

Κατά συνέπεια η παραμόρφωση του πλάτους υφίσταται όταν:

$$|T(\omega)| \neq \text{σταθερό για κάθε } \omega \quad (2.43)$$

ενώ η παραμόρφωση φάσης συμβαίνει όταν:

$$\theta(\omega) \neq \omega\tau \text{ για όλα τα } \omega \quad (2.44)$$

το οποίο σημαίνει ότι το σύστημα δεν έχει σταθερή καθυστέρηση ως συνάρτηση της συχνότητας. Οι διακυμάνσεις πλάτους και φάσης ονομάζονται συχνά γραμμικές παραμορφώσεις, επειδή είναι γραμμικές διεργασίες και μπορούν να διορθωθούν χρησιμοποιώντας ένα γραμμικό φίλτρο. Αντίθετά μη γραμμική παραμόρφωση έχουμε όταν το σύστημα περιλαμβάνει μη γραμμικά στοιχεία.

2.4.6 Μη γραμμική παραμόρφωση ημιτονοειδών σημάτων

Δεδομένου ενός ημιτονοειδούς σήματος μιας συγκεκριμένης συχνότητας που εφαρμόζεται σε ένα σύστημα, η μη γραμμική παραμόρφωση που επιβάλλει το σύστημα, σε αυτό, μπορεί να μετρηθεί ως η ολική αρμονική παραμόρφωση (*THD*) που ορίζεται ως ο λόγος του αθροίσματος των ισχύων όλων των αρμονικών συχνοτήτων, εκτός της θεμελιώδους, του σήματος εισόδου, προς την ισχύ της βασικής συχνότητας, όταν όλες οι ισχύεις μετρούνται στην

έξοδο του συστήματος. Αν το P_1 είναι η ισχύς της θεμελιώδους συχνότητας και P_2 έως P_n είναι οι ισχύεις των n -οστών αρμονικών του σήματος εισόδου, το THD μπορεί να γραφτεί ως [11]:

$$THD = \frac{\sum_{i=2}^n P_i}{P_1} \quad (2.45)$$

Ένας άλλος τύπος μη γραμμικής παραμόρφωσης συμβαίνει όταν δύο ή περισσότερα ημιτονοειδή σήματα διαφορετικών συχνοτήτων εφαρμόζονται στην είσοδο ενός μη γραμμικού συστήματος. Σε αυτή την περίπτωση, η έξοδος θα περιέχει πρόσθετα σήματα που δεν υπάρχουν στην είσοδο, των οποίων οι συχνότητες δεν σχετίζονται μόνο αρμονικά με τους βασικούς τόνους. Εάν μια δυναμοσειρά όπως η εξίσωση (2.40) χρησιμοποιείται για την προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς ενός συστήματος χωρίς μνήμη, η έξοδος του συστήματος $y(t)$ μπορεί να βρεθεί αντικαθιστώντας το $x(t)$ με ένα σήμα δοκιμής δύο τόνων πλάτους $A = 1$,

$$x(t) = A[\cos \alpha + \cos \beta] \quad (2.46)$$

Όπου $\alpha = \omega_1 t$, $\beta = \omega_2 t$, ω_1 και ω_2 είναι οι συχνότητες του κάθε τόνου. Η έξοδος $y(t)$ θα περιέχει τις δύο συχνότητες των σημάτων εισόδου, όπως επίσης και επιπρόσθετα σήματα διαφορετικών συχνοτήτων εκ των οποίων κάποια, είναι αρκετά κοντά στις συχνότητες των σημάτων εισόδου. Αυτές οι συχνότητες αποτελούν το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion).

Τα προϊόντα της ενδοδιαμόρφωσης είναι ένα μείζον πρόβλημα στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα καθώς οι παραχθείσες συχνότητες είναι πολύ κοντά στη θεμελιώδη καθιστώντας τα γραμμικά φίλτρα ανέκαστα να τις καταπιέσουν.

Πιο συγκεκριμένα, η παραμόρφωση $d(t)$ του συστήματος στην εικόνα 2.5, με χρονική καθυστέρηση $\tau = 0$, για τρίτου βαθμού πολυωνμική συνάρτηση μεταφοράς και δύο συχνότητες ως σήματα εισόδου μπορεί να γραφεί ως

$$d(t) = [\alpha_1(\cos \alpha + \cos \beta) + \alpha_2(\cos \alpha + \cos \beta)^2 + \alpha_3(\cos \alpha + \cos \beta)^3] - k \cos \alpha - k \cos \beta \quad (2.47)$$

$$d(t) = \{ \alpha_1 \cos \alpha + \alpha_1 \cos \beta + \alpha_2 [\cos^2 \alpha + 2 \cos \alpha \cos \beta + \cos^2 \beta] \quad (2.48)$$

$$+ \alpha_3 [\cos^3 \alpha + 3 \cos^2 \alpha \cos \beta + 3 \cos \alpha \cos^2 \beta + \cos^3 \beta] \}$$

$$- k \cos \alpha - k \cos \beta$$

$$d(t) = \left\{ \alpha_1 \cos \alpha + \alpha_1 \cos \beta \quad (2.49)$$

$$+ \alpha_2 \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha \right) + \cos(\beta - \alpha) + \cos(\beta + \alpha) + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\beta \right) \right]$$

$$+ \alpha_3 \left[\frac{3}{4} \cos \alpha + \frac{1}{4} \cos 3\alpha + 3 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\alpha \right) \cos \beta \right.$$

$$\left. + 3 \cos \alpha \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\beta \right) + \frac{3}{4} \cos \beta + \frac{1}{4} \cos 3\beta \right] \right\} - k \cos \alpha - k \cos \beta$$

$$d(t) = \left\{ \alpha_1 \cos \alpha + \alpha_1 \cos \beta + \alpha_2 \left[1 + \frac{1}{2} \cos 2\alpha + \frac{1}{2} \cos 2\beta + \cos(\beta - \alpha) + \right. \quad (2.50)$$

$$\left. \cos(\beta + \alpha) \right] + \alpha_3 \left[\frac{3}{4} \cos \alpha + \frac{1}{4} \cos 3\alpha + \frac{3}{2} \cos \beta + \frac{3}{4} \cos(2\alpha - \beta) + \frac{3}{4} \cos(2\alpha + \beta) + \right.$$

$$\left. \frac{3}{2} \cos \alpha + \frac{3}{4} \cos(2\beta - \alpha) + \frac{3}{4} \cos(2\beta + \alpha) + \frac{3}{4} \cos \beta + \frac{1}{4} \cos 3\beta \right] \right\} - k \cos \alpha - k \cos \beta$$

$$d(t) = \left(a_1 + \frac{9a_3}{4} - k \right) \cos \alpha + \left(a_1 + \frac{9a_3}{4} - k \right) \cos \beta + \alpha_2 + \frac{\alpha_2}{2} \cos 2\alpha + \frac{\alpha_2}{2} \cos 2\beta \quad (2.51)$$

$$+ \alpha_2 \cos(\beta - \alpha)$$

$$+ \alpha_2 \cos(\beta + \alpha) + \frac{\alpha_3}{4} \cos 3\alpha + \frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\alpha - \beta) + \frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\alpha + \beta)$$

$$+ \frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\beta - \alpha) + \frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\beta + \alpha) + \frac{\alpha_3}{4} \cos 3\beta$$

Θέτοντας $k = a_1 + \frac{9a_3}{4}$ προκειμένου να μηδενίσουμε τις συχνότητες των σημάτων εισόδου και να κρατήσουμε μόνο τις παραχθείσες συχνότητες έχουμε:

$$d(t) = a_2 + \frac{\alpha_2}{2} \cos 2\alpha + \frac{\alpha_2}{2} \cos 2\beta + \alpha_2 \cos(\alpha - \beta) \quad (2.52)$$

$$+ \alpha_2 \cos(\alpha + \beta) + \frac{\alpha_3}{4} \cos 3\alpha + \frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\alpha - \beta)$$

$$+ \frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\alpha + \beta) + \frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\beta - \alpha) + \frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\beta + \alpha) + \frac{\alpha_3}{4} \cos 3\beta$$

Αντικαθιστώντας τις γωνίας α και β με $\omega_1 t$ και $\omega_2 t$ αντίστοιχα, οι παραγόμενες συχνότητες του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης είναι:

- Δεύτερης τάξης

$$\alpha_2 \cos(\omega_2 - \omega_1)t \text{ (περιβάλλουσα)}$$

$$\alpha_2 \cos(\omega_2 + \omega_1)t \text{ (άθροισμα)}$$

- Τρίτης τάξης

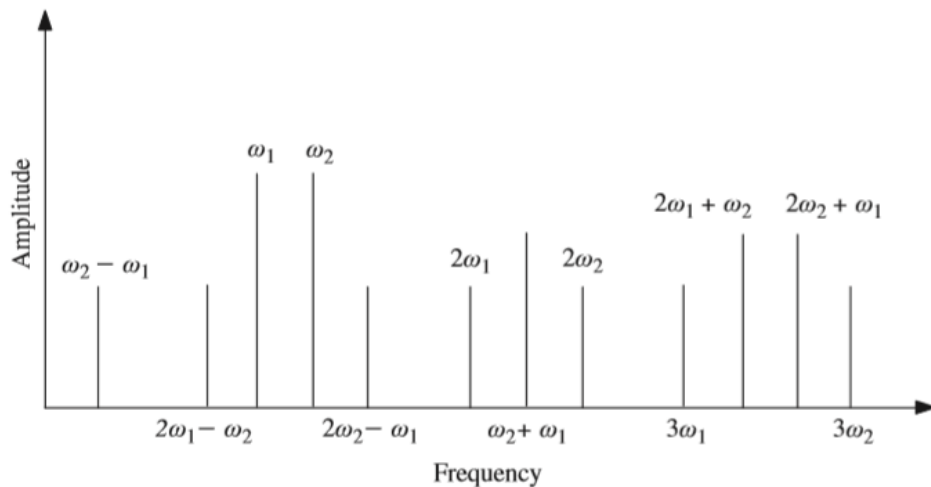
$$\frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t$$

$$\frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t$$

$$\frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t$$

$$\frac{3\alpha_3}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t$$

Το σχήμα 2.6 αναπαριστά το φάσμα συχνοτήτων του παραγόμενου σήματος μετά την είσοδο δύο τόνων στο μη γραμμικό σύστημα. Όπως παρατηρούμε φαίνονται όλες οι παραγόμενες συχνότητες δεύτερης και τρίτης τάξης του φαινομένου της ενδοδιαμόρφωσης.

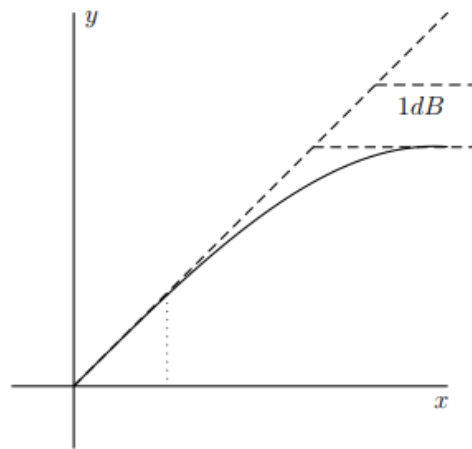


Σχήμα 2.6 Φασματικό διάγραμμα αναπαράστασης του φαινομένου της παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης (βλ. [11] σελ. 77)

2.5 Συμπίεση κέρδους

Στο σχήμα 2.7, απεικονίζεται η χαρακτηριστική ισχύος εισόδου-εξόδου ενός μη γραμμικού συστήματος, με τις τιμές και των δύο αξόνων να είναι σε dB, ενώ το κέρδος μικρού σήματος λαμβάνεται με τη θεώρηση ότι οι υψηλής τάξης αρμονικές είναι αμελητέες.

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



Σχήμα 2.7 Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου ενός μη γραμμικού συστήματος.

2.6 Μέτρηση φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης

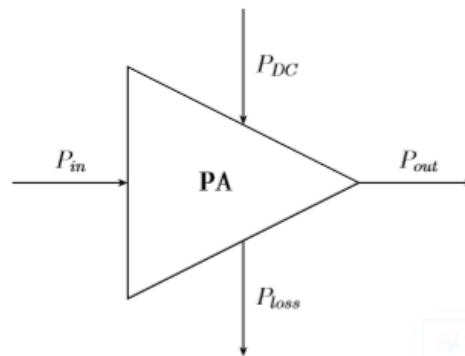
Για τη μέτρηση της επίδρασης των παραγόμενων συνιστωσών από το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης, πραγματοποιείται η εύρεση [9]:

- Της παραμόρφωσης 3^{ης} τάξης, του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης *IM3* (3-order Intermodulation distortion), η οποία προκύπτει ως ο λόγος της ισχύος εξόδου στη θεμελιώδη συχνότητα, προς την ισχύ εξόδου της παραγόμενης συχνότητας τρίτης τάξης $2\omega_1 \pm \omega_2$ και $2\omega_2 \pm \omega_1$.
- Του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης (3rd Order Intercept Point - IP3) . Το σημείο παρεμβολής αποκτάται γραφικά, από την γραφική παράσταση της ισχύος εξόδου σε σχέση με την ισχύ εισόδου σε λογαριθμικές κλίμακα. Σχηματίζουμε δύο καμπύλες, ένα

για το γραμμικά ενισχυμένο σήμα της συχνότητας εισόδου και μία για ένα μη γραμμικό προϊόν. Σε λογαριθμική κλίμακα, η συνάρτηση x^n μεταφράζεται σε ευθεία γραμμή με κλίση n . Επομένως, το γραμμικά ενισχυμένο σήμα θα παρουσιάσει κλίση 1. Η ισχύς εξόδου ενός μη γραμμικού προϊόντος τρίτης τάξης θα αυξάνεται αναλόγως κατά 3 dB όταν η ισχύς εισόδου αυξάνεται κατά 1 dB. Και οι δύο καμπύλες επεκτείνονται με ευθείες γραμμές κλίσης 1 και n (3 για την εύρεση του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης). Το σημείο στο οποίο τέμνονται οι καμπύλες είναι το σημείο παρεμβολής. Η τεταγμένη του σημείου τομής καλείται σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εισόδου (3rd Order Input Intercept Point - IIP3) ενώ η τεταγμένη του σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εξόδου (3rd Order Output Intercept Point - OIP3). Η αλγεβρική εύρεση του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης θα φανεί στο κεφάλαιο 6.

2.7 Κριτήρια ισχύος

Στο σχήμα 2.8, αναπαρίστανται όλες οι ισχύεις που εισέρχονται και εξέρχονται από έναν ενισχυτή ισχύος. Το κύκλωμα τροφοδοτείται από την ισχύ εισόδου P_{in} και την DC ισχύ που είναι απαραίτητη για την πόλωση του πυρήνα του ενισχυτή (ενεργό συσκευή-τρανζίστορ). Στην έξοδο παράγεται η ωφέλιμη ισχύς εξόδου, γνωστή και ως RF ισχύς, ενώ ο ενισχυτής, καταναλώνει ένα μέρος της ισχύος λόγω των παθητικών και παρασιτικών του στοιχείων. Αυτή η ισχύς που χάνεται παρουσιάζεται στο σχήμα ως P_{loss} και η πρόκληση των σύγχρονων ενισχυτών ισχύος και μία από τις προτεραιότητες κατά τη σχεδίαση είναι, η όσο το δυνατόν ελάττωση της .



Σχήμα 2.8 Ο ενισχυτής ισχύος σαν σύμβολο.

2.7.1 Ισχύς κορεσμού

Από τη στιγμή που 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. Η ισχύς αυτή συμβολίζεται με P_{sat} και αποτελεί μία από τις προδιαγραφές του ενισχυτή ανάλογα με την εφαρμογή.

Το μέγεθος αυτό, να μεν φανερώνει τη μέγιστη ισχύ στην οποία μπορεί να λειτουργήσει ο ενισχυτής, αλλά συνήθως ο τελευταίος λειτουργεί με πολύ χαμηλότερη ισχύ εξόδου, συνήθως για λόγους γραμμικότητας, οικονομίας και περιοχής κάλυψης, ανάλογα φυσικά και με τη κλάση στην οποία ανήκει, όπως θα περιγραφεί παρακάτω.

2.7.2 Κέρδος ισχύος

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

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.53)$$

$$G(dB) = P_{out}(dB) - P_{in}(dB) \quad (2.54)$$

2.7.3 Απόδοση

Με τον όρο απόδοση ορίζουμε το ποσοστό της τροφοδοτούμενης DC ισχύος που μετατρέπεται στην ωφέλιμη RF ισχύ εξόδου:

$$n = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \cdot 100\% \quad (2.55)$$

2.7.4 Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους

Η απόδοση του ενισχυτή δεν συνυπολογίζει το κέρδος του, επομένως μπορεί μεν να υπάρξουν υλοποιήσεις ενισχυτών που δίνουν μεγάλη απόδοση χωρίς να έχουν όμως λάβει υπόψη τους, το κέρδος ισχύος. 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 (2.56).

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \cdot 100\% \quad (2.56)$$

Αντικαθιστώντας την σχέση (2.55) στην παραπάνω εξίσωση παίρνουμε:

$$PAE = \frac{1 - \frac{P_{in}}{P_{out}}}{\frac{P_{DC}}{P_{out}}} \cdot 100\% = n \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad (2.57)$$

Όπως προαναφέρθηκε, το κέρδος του ενισχυτή καθώς η ισχύς εισόδου αυξάνεται, μετά από μία τιμή της τελευταίας, αρχίζει και μειώνεται. Παίρνοντας το όριο του PAE όταν το κέρδος G τείνει στο $-\infty$ έχουμε:

$$\lim_{G \rightarrow -\infty} PAE = \lim_{G \rightarrow -\infty} n \cdot \left(1 - \frac{1}{G}\right) = n \quad (2.58)$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι με τη μείωση του κέρδους στο άπειρο η απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους συμπίπτει με την απόδοση.

Κεφάλαιο 3

Κλάσεις Λειτουργίας Ενισχυτών Ισχύος

3.1 Βασικές αρχές σχεδίασης ενισχυτών ισχύος

Ο καλύτερος τρόπος προκειμένου να γίνει κατανοητή η ηλεκτρική συμπεριφορά ενός ενισχυτή ισχύος και ο γρηγορότερος τρόπος υπολογισμού των βασικών ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του, όπως η ισχύς εξόδου, το κέρδος ισχύος, η απόδοση, η ευστάθεια ή η αρμονική καταστολή είναι να η χρησιμοποιήση μιας ανάλυσης σε επίπεδο φάσματος. Γενικά, μια τέτοια ανάλυση βασίζεται στον προσδιορισμό της απόκρισης εξόδου της μη γραμμικής ενεργής συσκευής, κατά την εφαρμογή του σήματος στη θύρα εισόδου του, το οποίο αποτελείται από πολλές αρμονικές. Η απόκριση της εξόδου γράφεται ως εξής [11]:

$$i(t) = f[v(t)] \quad (3.1)$$

όπου $i(t)$ είναι το ρεύμα εξόδου, $v(t)$ είναι η τάση εισόδου, και $f[v]$ είναι η μη γραμμική συνάρτηση μεταφοράς της συσκευής.

Σε αντίθεση με την φασματική ανάλυση, η ανάλυση στο πεδίο του χρόνου, καθορίζει τις σχέσεις μεταξύ τάσης και ρεύματος σε κάθε στοιχείο του κυκλώματος, συναρτήσει του χρόνου, ενώ λαμβάνεται ένα σύστημα εξισώσεων εφαρμόζοντας το νόμο της Kirchhoff στο προς ανάλυση κύκλωμα. Ένα τέτοιο σύστημα θα αποτελείται από μη γραμμικές ολοκληρο-διαφορικές εξισώσεις, όταν στο εσωτερικό του εδρεύει ένα μη γραμμικό κύκλωμα. Η λύση στο σύστημα αυτό μπορεί να βρεθεί εφαρμόζοντας τις μεθόδους αριθμητικής ολοκλήρωσης.

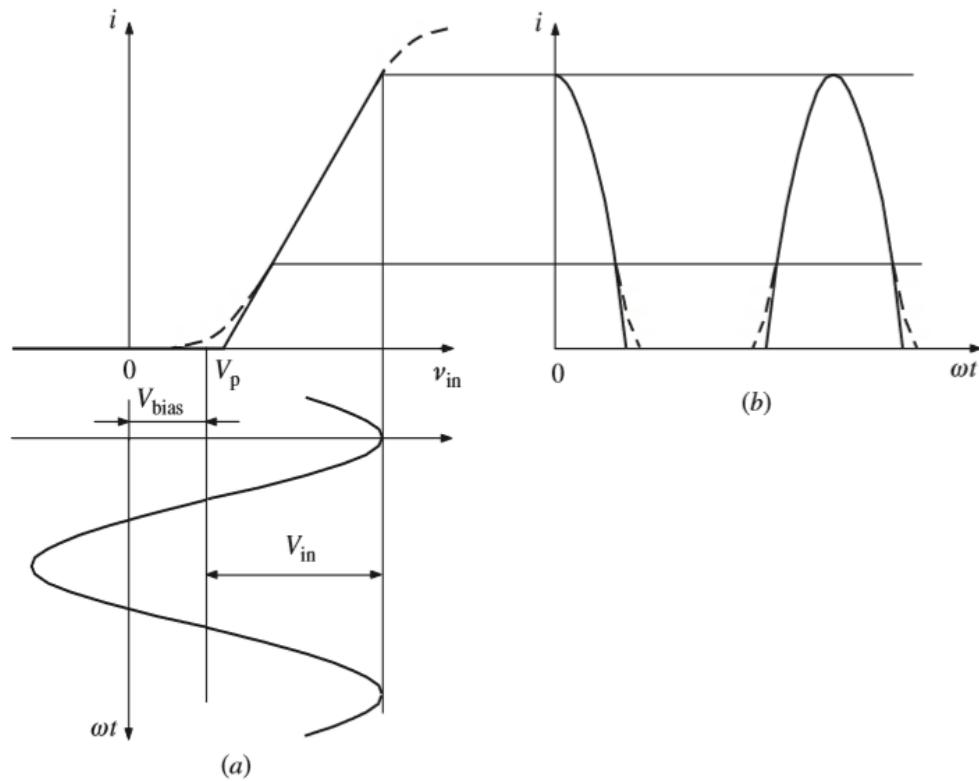
Η τάση $v(t)$ στην φασματική ανάλυση, αντιπροσωπεύει το σήμα πολλαπλών αρμονικών συνιστωσών στην είσοδο της συσκευής και γράφεται ως εξής:

$$v(t) = V_0 + \sum_{k=1}^N V_k \cos(\omega_k t + \varphi_k) \quad (3.2)$$

όπου V_0 είναι η DC τάση στην είσοδο, V_k είναι το πλάτος της κυματομορφής της τάσης της εκάστοτε αρμονικής, φ_k είναι η φάση της εκάστοτε αρμονικής, ω_k είναι η γωνιακή συχνότητα, με το $k = 1, 2, \dots, N$ και N είναι ο αριθμός των αρμονικών του σήματος εισόδου.

Η ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας με βάση την αντικατάσταση της εξίσωσης (3.2) στην εξίσωση (3.1), καθορίζει το φάσμα του σήματος εξόδου ως άθροισμα της θεμελιώδους αρμονικής και των αρμονικών ανώτερης τάξης.

Η τμηματικά γραμμική προσέγγιση της χαρακτηριστικής μεταφοράς ρεύματος-τάσης της ενεργούς συσκευής είναι αποτέλεσμα της αντικατάστασης της πραγματικής μη γραμμικής συνάρτησης $i = f(v_{in})$, από μια προσέγγιση η οποία αποτελείται από τις εφαπτόμενες ευθείες γραμμές, σε συγκεκριμένα σημεία της πραγματικής χαρακτηριστικής. Μια τέτοια τμηματική γραμμική προσέγγιση για την περίπτωση δύο ευθειών γραμμών φαίνεται στο σχήμα 3.1 (α). Οι κυματομορφές του ρεύματος εξόδου για την πραγματική χαρακτηριστική μεταφοράς (διακεκομμένη καμπύλη) και η μερική γραμμική προσέγγισή της με δύο ευθείες γραμμές (συνεχόμενη καμπύλη) απεικονίζονται στο σχήμα 3.1 (β).



Σχήμα 3.1 Τεχνική της τμηματικά γραμμικής προσέγγισης. (βλ. [11], σελ.3)

Υπό λειτουργία μεγάλου σήματος (large signal operation), οι κυματομορφές που αντιστοιχούν σε αυτές τις δύο περιπτώσεις είναι πρακτικά ίδιες για το μεγαλύτερο μέρος της περιόδου, με αμελητέα απόκλιση για μικρές τιμές του ρεύματος εξόδου, κοντά στην περιοχή αποκοπής της λειτουργίας της συσκευής και σημαντική απόκλιση κοντά στην περιοχή κορεσμού. Ωστόσο, η τελευταία περίπτωση έχει ως αποτέλεσμα σημαντική μη γραμμική παραμόρφωση και χρησιμοποιείται μόνο για λειτουργίες υψηλής απόδοσης, όταν η ενεργή περίοδος λειτουργίας της συσκευής ελαχιστοποιείται, όπως θα δούμε παρακάτω στην υλοποίηση του ενισχυτή ισχύος της παρούσας εργασίας.

Συνεπώς, τουλάχιστον οι δύο πρώτες συνιστώσες ρεύματος εξόδου, dc και θεμελιώδη, μπορούν να υπολογιστούν μέσω μιας επέκτασης της σειράς Fourier με επαρκή ακρίβεια. Επομένως, μια τέτοια τετραγωνική προσέγγιση με δύο ευθείες γραμμές μπορεί να είναι αποτελεσματική για μια γρήγορη εκτίμηση της ισχύος εξόδου και της απόδοσης του γραμμικού ενισχυτή ισχύος.

Η τμηματικά γραμμική χαρακτηριστική μεταφοράς της συσκευής που φαίνεται παραπάνω μαθηματικοποιείται ως εξής [11]:

$$i = \begin{cases} 0 & v_{in} \leq V_p \\ g_m(v_{in} - V_p) & v_{in} > V_p \end{cases} \quad (3.3)$$

όπου g_m είναι η διαγωγιμότητα της συσκευής και V_p είναι η τάση κατωφλίου.

Υποθέτοντας ότι το σήμα εισόδου είναι συνημιτονοειδές έχουμε:

$$v_{in} = V_{bias} + V_{in} \cos \omega t \quad (3.4)$$

όπου V_{bias} είναι η DC τάση πόλωσης της συσκευής. Στο σημείο όπου η τάση εισόδου $v_{in}(\omega t)$ γίνεται ίση με την τάση αποκοπής του τρανζίστορ V_p , στιγμή την οποία θεωρούμε $\omega t = \theta$, το ρεύμα εξόδου λαμβάνει μηδενική τιμή αφού η ενεργή συσκευή βρίσκεται σε αποκοπή. Άρα:

$$V_p = V_{bias} + V_{in} \cos \theta, \text{ όταν } i(\theta) = 0 \quad (3.5)$$

Επομένως η γωνία θ μπορεί να υπολογιστεί

$$\cos \theta = -\frac{V_{bias} - V_p}{V_{in}} \Rightarrow \theta = \cos^{-1} \left(-\frac{V_{bias} - V_p}{V_{in}} \right) \Rightarrow \theta = \pi - \cos^{-1} \left(\frac{V_{bias} - V_p}{V_{in}} \right) \quad (3.6)$$

Τελικά το ρεύμα εξόδου αναπαρίσταται με μία παλμική περιοδική κυματομορφή που περιγράφεται με συνημιτονοειδείς παλμούς με πλάτος I_{max} και εύρος 2θ όπως ακριβώς φαίνεται στο σχήμα 3.1 και περιγράφεται αναλυτικά στην παρακάτω εξίσωση.

$$i = \begin{cases} I_q + I \cos \omega t & -\theta \leq \omega t \leq \theta \\ 0 & \theta \leq \omega t < 2\pi - \theta \end{cases} \quad (3.7)$$

Όταν το ρεύμα εξόδου $i(\omega t)$ γίνεται μηδενικό, μπορούμε να γράψουμε

$$i = I_q + I \cos \omega t = 0 \quad (3.8)$$

και λαμβάνοντας υπόψη ότι $I = g_m V_{in}$, λόγω της τμηματικά γραμμικής προσέγγισης της χαρακτηριστικής, η εξίσωση (3.7) μπορεί να γραφεί για $i > 0$ ως εξής:

$$i = g_m V_{in} (\cos \omega t - \cos \theta). \quad (3.9)$$

Όταν $\omega t = 0$, τότε $i = I_{max}$ και

$$I_{max} = I(1 - \cos \theta). \quad (3.10)$$

Αναλύοντας τη συνάρτηση του ρεύματος εξόδου $i(\omega t)$ σε σειρά Fourier έχουμε:

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots + I_n \cos n\omega t \quad (3.11)$$

Αναλυτικότερα οι παράγοντες της παραπάνω εξίσωσης περιγράφονται ως εξής:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} g_m V_{in} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = I\gamma_0(\theta) \quad (3.12)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} g_m V_{in} (\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d\omega t = I\gamma_1(\theta) \quad (3.13)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} g_m V_{in} (\cos \omega t - \cos \theta) \cos n\omega t d\omega t = I\gamma_n(\theta) \quad (3.14)$$

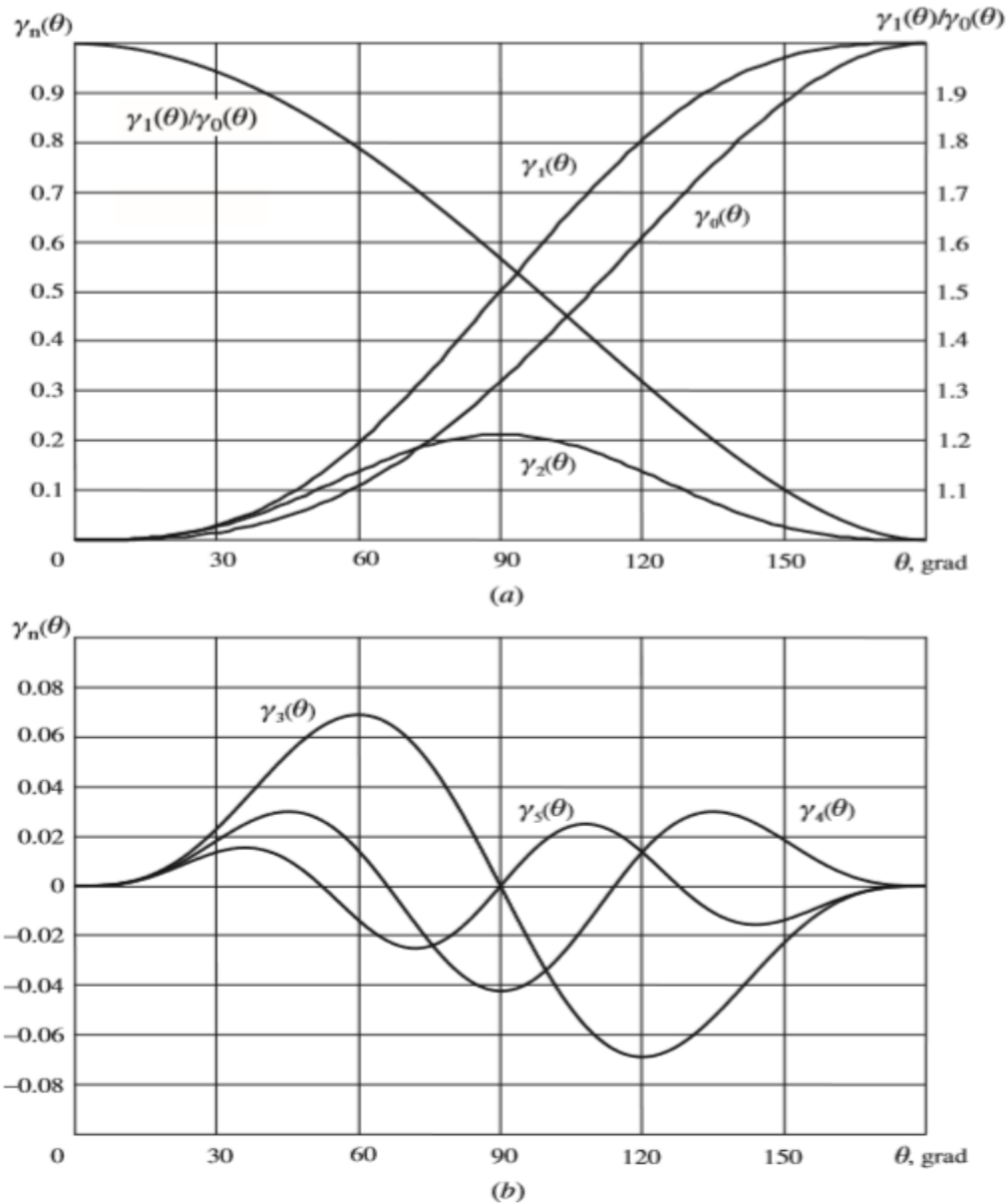
όπου $\gamma_n(\theta)$ οι συντελεστές ρεύματος. Εκτελώντας τα ολοκληρώματα έχουμε:

$$\gamma_0(\theta) = \frac{1}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (3.15)$$

$$\gamma_1(\theta) = \frac{1}{\pi} \left(\theta - \frac{\sin 2\theta}{2} \right) \quad (3.16)$$

$$\gamma_n(\theta) = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin(n-1)\theta}{n(n-1)} - \frac{\sin(n+1)\theta}{n(n+1)} \right] \quad (3.17)$$

όπου $n = 2, 3, \dots$



Σχήμα 3.2 Εξάρτηση των συντελεστών ρεύματος $\gamma_n(\theta)$ για την dc, τη θεμελιώδη και τις αρμονικές υψηλότερης τάξης. (βλ. [11], σελ.6)

Η επιρροή του παράγοντα $\gamma_n(\theta)$ στα πλάτη των αρμονικών του ρεύματος εξόδου φαίνεται στο παραπάνω σχήμα 3.2(α). Όπως παρατηρείται, η μέγιστη τιμή του παράγοντα $\gamma_n(\theta)$ επιτυγχάνεται όταν $\theta = 180^\circ/n$. Αξίζει να σημειωθεί ότι όταν $\theta = 90^\circ$, οι περιττές συνιστώσες στην ανάλυση Fourier μηδενίζονται. ($\gamma_3(\theta) = \gamma_5(\theta) = \dots = 0$). Μεταξύ άλλων, είναι απαραίτητο να δοθεί προσοχή στο γεγονός ότι, ο συντελεστής ρεύματος της τρίτης αρμονικής $\gamma_3(\theta)$ γίνεται αρνητικός στις γωνίες από $90^\circ < \theta < 180^\circ$.

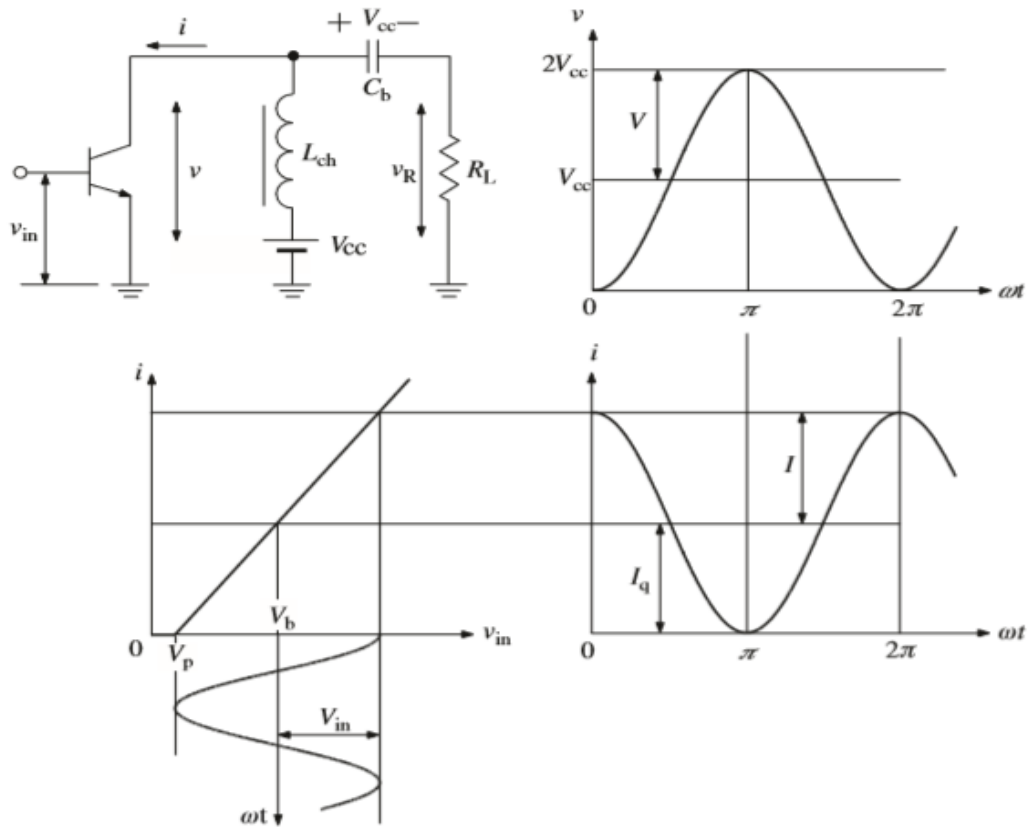
Συμπερασματικά, αν οι αρμονικές συνιστώσες, για τις οποίες $\gamma_n(\theta) > 0$, πετύχουν μέγιστες θετικές τιμές, τις στιγμές που αντιστοιχούν οι μέσες τιμές στην κυματομορφή του ρεύματος, οι αρμονικές συνιστώσες για τις οποίες $\gamma_n(\theta) < 0$ μπορούν να πετύχουν μέγιστες αρνητικές τιμές. Ως αποτέλεσμα, ένας συνδυασμός διαφορετικών αρμονικών συνιστωσών, μπορούν να δημιουργήσουν μια πιο τετραγωνική κυματομορφή ρεύματος και τάσης.

3.2 Βασικές κλάσεις λειτουργίας του ενισχυτή ισχύος: A, AB, B, C

Οι ενισχυτές ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις κατηγορίες, σύμφωνα με τον τρόπο λειτουργίας τους: Γραμμική λειτουργία όταν η λειτουργία τους περιορίζεται στο γραμμικό τμήμα της χαρακτηριστικής καμπύλης της ενεργούς συσκευής, κρίσιμη λειτουργία, όταν το ρεύμα ανόδου παύει να ρέει, αλλά η λειτουργία εκτείνεται πέρα από το γραμμικό τμήμα μέχρι τις περιοχές κορεσμού και αποκοπής και η μη γραμμική λειτουργία όταν το ρεύμα ανόδου παύει να ρέει κατά τη διάρκεια ενός τμήματος κάθε κύκλου [11].

Προκειμένου να αναλύσουμε τις κλάσεις-κατηγορίες λειτουργίας ενός ενισχυτή ισχύος, θεωρούμε ένα απλό στάδιο εξόδου που φαίνεται παρακάτω στο σχήμα 3.3, όπου L_{ch} είναι ένα ιδανικό πηνίο (RF choke) το οποίο έχει θεωρητικά πολύ μεγάλο συντελεστή αυτεπαγωγής και κατ' επέκταση πολύ μεγάλη (θεωρητικά άπειρη) επαγωγική αντίδραση ωL_{ch} στη συχνότητα λειτουργίας, C_b είναι ένας ιδανικός πυκνωτής που μπλοκάρει το DC ρεύμα και έχει πολύ μεγάλη (ιδανικά άπειρη) χωρητικότητα και κατ' επέκταση μηδενική χωρητική αντίδραση στη συχνότητα λειτουργίας $1/\omega C_b$, ενώ R_L είναι η αντίσταση του φορτίου που θεωρείται κι αυτή ιδανική. Η DC τάση τροφοδοσίας V_{cc} εφαρμόζεται και στις δύο πλάκες του πυκνωτή μπλοκαρίσματος και είναι σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια του σήματος. Η ενεργή συσκευή

συμπεριφέρεται ως ιδανική πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση ή ρεύμα έχοντας μηδενική αντίσταση κορεσμού.



Σχήμα 3.3 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος στην κλάση-Α. (βλ. [11], σελ. 8)

Έχοντας ως είσοδο μία συνημιτονοειδή κυματομορφή τάσης, η οποία δίνεται από την εξίσωση (3.4), το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή θα είναι σταθερό ακριβώς στη μέση του γραμμικού τμήματος της χαρακτηριστικής μεταφοράς του τρανζίστορ με $V_{in} \leq V_{bias} - V_p$, όπου V_p είναι η τάση αποκοπής της συσκευής. Χρησιμοποιώντας και πάλι την προσέγγιση της τμηματικά γραμμικής συνάρτησης μεταφοράς, το ρεύμα εξόδου είναι κι αυτό συνημιτονοειδές και γράφεται ως

$$i = I_q + I \cos \omega t \quad (3.18)$$

όπου για το ρεύμα ηρεμίας ισχύει $I_q \geq I$.

Η τάση εξόδου v μεταξύ του συλλέκτη και της γης, αντιπροσωπεύει ένα άθροισμα της τάσης τροφοδοσίας συνεχούς ρεύματος V_{cc} και της συνημιτονοειδούς τάσης v_R κατά μήκος της αντίστασης του φορτίου R_L . Κατά συνέπεια, όσο μεγαλύτερο είναι το ρεύμα εξόδου i , τόσο μεγαλύτερη είναι η τάση v_R κατά μήκος της αντίστασης του φορτίου και τόσο μικρότερη είναι η

τάση εξόδου v . Συνεπώς, για μία καθαρά πραγματική αντίσταση φορτίου όταν $Z_L = R_L$, η τάση συλλέκτη v μετατοπίζεται κατά 180° σε σχέση με την τάση εισόδου v_{in} και μπορεί να γραφτεί ως

$$v = V_{cc} + V \cos(\omega t + 180^\circ) = V_{cc} - V \cos \omega t \quad (3.19)$$

όπου V είναι το πλάτος της τάσης εξόδου.

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (3.18) στην εξίσωση (3.19) οδηγούμαστε στην παρακάτω σχέση για την τάση v :

$$v = V_{cc} - (1 - I_q)R_L \quad (3.20)$$

όπου $R_L = \frac{V}{I}$ και η εξίσωση (3.20) μπορεί να μετασχηματιστεί ως εξής:

$$i = \left(I_q + \frac{V_{cc}}{R_L} \right) - \frac{v}{R_L} \quad (3.21)$$

Η παραπάνω σχέση, δείχνει τη γραμμική εξάρτηση του ρεύματος στο συλλέκτη του τρανζίστορ, με την τάση στον ίδιο. Ένας τέτοιος συνδυασμός της συνημιτονοειδούς τάσης και ρεύματος στο συλλέκτη είναι γνωστός ως *κλάση λειτουργίας A (Class-A)*.

Σύμφωνα με την κυκλωματική θεωρία, η απόδοση στον κόμβο του συλλέκτη ορίζεται ως:

$$n = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I}{I_q} \frac{V}{V_{cc}} = \frac{1}{2} \frac{I}{I_q} \xi \quad (3.22)$$

όπου

$$P_0 = I_q V_{cc} \quad (3.23)$$

είναι η dc ισχύς εξόδου,

$$P = \frac{IV}{2} \quad (3.24)$$

είναι η ισχύς που αποδίδεται στην αντίσταση του φορτίου R_L στη θεμελιώδη συχνότητα f_0 ,

και

$$\xi = \frac{V}{V_{cc}} \quad (3.25)$$

είναι ο συντελεστής τάσης του συλλέκτη.

Στη συνέχεια, υποθέτοντας ιδανικές συνθήκες μηδενικής τάσης κορεσμού όταν $\xi = 1$ και το μέγιστο πλάτος του ρεύματος εξόδου $\frac{I}{I_q} = 1$, από την εξίσωση (3.22) προκύπτει ότι η μέγιστη απόδοση στον κόμβο συλλέκτη σε λειτουργία κλάσης-A είναι

$$n = 50\% \quad (3.26)$$

Ωστόσο, όπως επίσης προκύπτει από την εξίσωση (3.22), η αύξηση της τιμής του I/I_q μπορεί να αυξήσει περαιτέρω την αποδοτικότητα στον κόμβο του συλλέκτη. Αυτό οδηγεί βήμα-βήμα σε έναν μη γραμμικό μετασχηματισμό της τρέχουσας κυματομορφής συνημιτόνου του ρεύματος στο συλλέκτη, σε μία παλλόμενη κυματομορφή όταν το πλάτος του ρεύματος συλλέκτη υπερβαίνει την μηδενική τιμή μόνο κατά ένα μέρος της περιόδου του σήματος. Σε αυτή την περίπτωση, το τρανζίστορ λειτουργεί στην ενεργό περιοχή η οποία έπεται της λειτουργίας αποκοπής όπου το ρεύμα συλλέκτη είναι μηδέν, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4. Ως αποτέλεσμα, το φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο της συσκευής θα περιέχει τις αρμονικές δεύτερης, τρίτης και ανώτερης τάξης. Ωστόσο, λόγω του συντελεστή υψηλής ποιότητας του παράλληλου συντονισμένου κυκλώματος LC, μόνο το σήμα βασικής συχνότητας ρέει στο φορτίο, ενώ οι συνθήκες βραχυκυκλώματος πληρούνται για συνιστώσες υψηλότερης τάξης. Επομένως, ιδανικά η τάση του συλλέκτη παριστάνεται ως μια καθαρά ημιτονοειδής κυματομορφή με το πλάτος τάσης $V \leq V_{cc}$.

Η εξίσωση (3.18) για το ρεύμα εξόδου μπορεί να ξαναγραφτεί μέσω του λόγου του ρεύματος ηρεμίας I_q και του πλάτους του ρεύματος I ως εξής

$$\cos \theta = -\frac{I_q}{I} \quad (3.27)$$

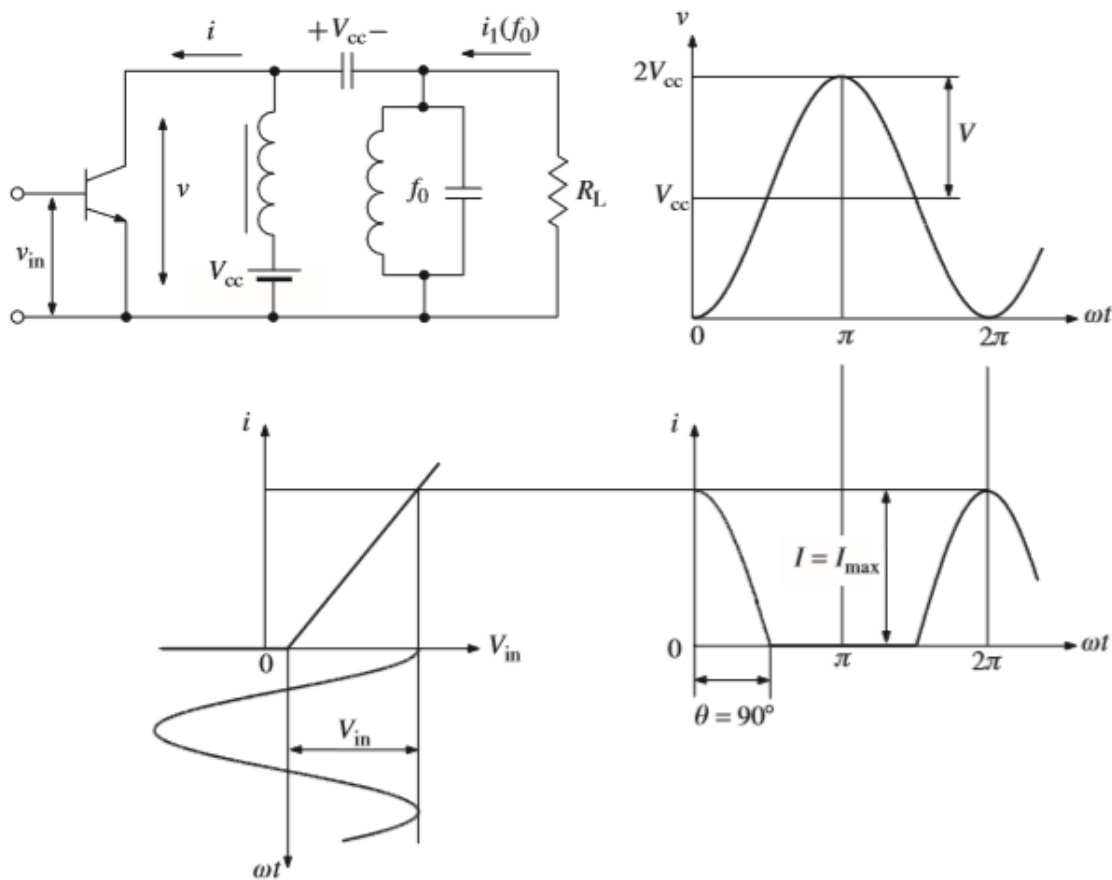
Ως αποτέλεσμα, ο βασικός ορισμός για τη μη γραμμική λειτουργία του ενισχυτή ισχύος μέσω της μισής γωνίας αγωγής θ παρουσιάζεται παρακάτω:

- Όταν $\theta > 90^\circ$ τότε $\cos \theta < 0$ και το ρεύμα ηρεμίας $I_q > 0$, βρισκόμαστε στην κλάση-AB λειτουργίας του ενισχυτή
- Όταν $\theta = 90^\circ$ τότε $\cos \theta = 0$ και το ρεύμα ηρεμίας $I_q = 0$, βρισκόμαστε στην κλάση-B λειτουργίας του ενισχυτή

- Όταν $\theta < 90^\circ$ τότε $\cos \theta > 0$ και το ρεύμα ηρεμίας $I_q < 0$, βρισκόμαστε στην κλάση-C λειτουργίας του ενισχυτή

Η περιοδική παλμική κυματομορφή του ρεύματος εξόδου $i(\omega t)$ μπορεί να γραφτεί μέσω της ανάλυσης της σε σειρά Fourier:

$$i(\omega t) = I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots + I_n \cos n\omega t \quad (3.28)$$



Σχήμα 3.4 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος στην κλάση-B. (βλ. [11] σελ.11)

Αναλυτικότερα οι παράγοντες της παραπάνω εξίσωσης περιγράφονται ως εξής:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = I\gamma_0 \quad (3.29)$$

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I(\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d\omega t = I\gamma_1 \quad (3.30)$$

όπου

$$\gamma_0 = \frac{1}{\pi}(\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (3.31)$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{\pi} \left(\theta - \frac{\sin 2\theta}{2} \right) \quad (3.32)$$

Από την εξίσωση (3.31) προκύπτει ότι, η dc συνιστώσα του ρεύματος είναι συνάρτηση του θ για $\theta < 180^\circ$, σε αντίθεση με την κλάση-A, όπου κατά τη συγκεκριμένη λειτουργία ($\theta = 180^\circ$), η dc συνιστώσα είναι ίση με το ρεύμα ηρεμίας καθ' όλη την διάρκεια της περιόδου του σήματος. Η απόδοση στο συλλέκτη του ενισχυτή του σχήματος 3.4, πολωμένος ώστε να λειτουργεί μη γραμμικά προκύπτει:

$$n = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_1}{I_0} \xi = \frac{1}{2} \frac{\gamma_1}{\gamma_0} \xi \quad (3.33)$$

η οποία είναι συνάρτηση του θ μόνο όταν:

$$\frac{\gamma_1}{\gamma_0} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta} \quad (3.34)$$

Οι ενισχυτές ισχύος που λειτουργούν σε κλάση-B, έχει οριστεί ότι $\xi = 1$ και $\theta = 90^\circ$. Επομένως η μέγιστη απόδοση του ενισχυτή στην κλάση-B προκύπτει

$$n = \frac{\pi}{4} = 78,5\% \quad (3.35)$$

Η ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο $P_L = P_1$, στην θεμελιώδη συχνότητα, ορίζεται ως

$$P_1 = \frac{VI_1}{2} = \frac{VI\gamma_1(\theta)}{2} \quad (3.36)$$

δείχνοντας την άμεση εξάρτηση της από την γωνία αγωγή 2θ . Αυτό σημαίνει ότι η μείωση της γωνίας αγωγής συνεπάγεται μείωση του παράγοντα γ_1 , και επομένως για να αυξηθεί η ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο στη θεμελιώδη συχνότητα P_1 , θα πρέπει να αυξηθεί το πλάτος του ρεύματος I . Από τη στιγμή που το πλάτος του ρεύματος, εξαρτάται από το πλάτος της τάσης εισόδου V_{in} προκύπτει ότι η ισχύς εισόδου P_{in} θα πρέπει να αυξηθεί.

Η απόδοση στο συλλέκτη, αυξάνεται επίσης, με την μείωση της γωνίας αγωγής θ και μάλιστα γίνεται μέγιστη όταν $\theta = 0^\circ$, όπου ο λόγος $\frac{\gamma_1}{\gamma_0}$ μεγιστοποιείται. Για παράδειγμα, η

απόδοση αυξάνεται από 78,5% σε 92% όταν η γωνία θ μειώνεται από 90° σε 60° αντίστοιχα. Κάτι τέτοιο όμως, επιβάλλει την αύξηση της τάσης εισόδου V_{in} κατά 2,5 φορές προκειμένου ο ενισχυτής να αποδίδει στο φορτίο την ίδια ισχύ και αυτό οδηγεί με τη σειρά του σε μειωμένη απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους PAE , ο ορισμός του οποίου δόθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και επαναλαμβάνεται εδώ.

$$PAE = \frac{P_1 - P_{in}}{P_0} = \frac{P_1}{P_0} \left(1 - \frac{1}{G_p} \right) \quad (3.37)$$

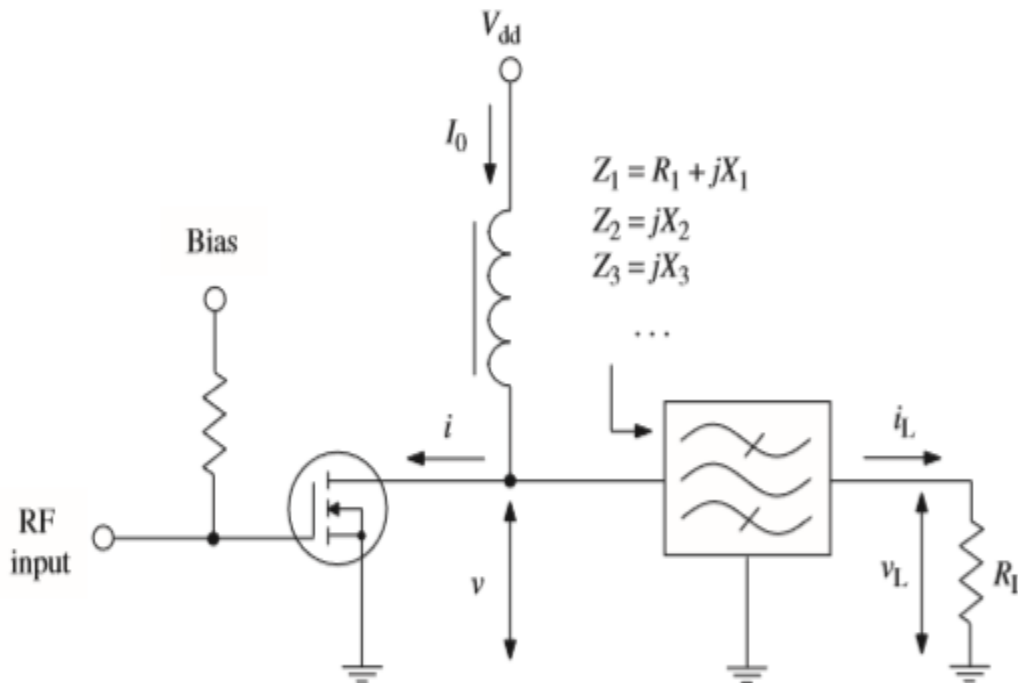
όπου $G_p = \frac{P_1}{P_{in}}$ το κέρδος ισχύος.

Οι ενισχυτές ισχύος κλάσης-C έχουν οριστεί ως εκείνοι που λειτουργούν με μια αρνητική συσχέτιση πόλωσης, περισσότερο επαρκή συγκριτικά με την κλάση-B προκειμένου να μειώσουν το ρεύμα ανόδου του συλλέκτη ενώ ταυτόχρονα η τάση στον κόμβο να είναι μηδενική [12]. Η κύρια διάκριση μεταξύ της κλάσης-B και της κλάσης-C βρίσκεται στη διάρκεια των παλμών ρεύματος εξόδου, οι οποίοι είναι βραχύτεροι για την κλάση-C, κατά την οποία η ενεργός συσκευή είναι πολωμένη χαμηλότερα από το σημείο αποκοπής. Πρέπει να σημειωθεί ότι, για τη χαρακτηριστική μεταφοράς της ενεργούς συσκευής, η οποία μπορεί ιδανικά να αναπαρασταθεί από την προσέγγιση τετραγώνου, οι συντελεστές ρεύματος $\gamma_n(\theta)$ των άρτιων συνιστωσών δεν είναι μηδενικοί σε αυτή την περίπτωση, αν και δεν υπάρχει σημαντική διαφορά του νόμου τετραγώνων και της γραμμικής προσέγγισης. Για να επιτευχθεί η μέγιστη απόδοση στον ενισχυτή κλάσης-C, η ενεργός συσκευή θα πρέπει να είναι πολωμένη (αρνητικά) αρκετά χαμηλότερα από το σημείο αποκοπής (pinch-off) ώστε να παρέχει επαρκώς χαμηλές γωνίες αγωγιμότητας.

Προκειμένου να επιτευχθεί ένα αποδεκτό αντιστάθμισμα μεταξύ ενός υψηλού κέρδους ισχύος και μιας υψηλής PAE , η γωνία αγωγής θα πρέπει να επιλέγεται εντός της περιοχής $120^\circ \leq 2\theta \leq 190$. Εάν είναι απαραίτητο να παρέχεται υψηλή απόδοση συλλέκτη της ενεργούς συσκευής που έχει υψηλή ικανότητα κέρδους, είναι απαραίτητο να επιλέξουμε έναν τρόπο λειτουργίας Κλάσης-C με θ κοντά στις 60° . Ωστόσο, όταν η ισχύς εισόδου είναι περιορισμένη και το κέρδος ισχύος δεν είναι επαρκές, συνιστάται λειτουργία σε κλάση-AB με μικρό ρεύμα ηρεμίας, όπου το θ είναι ελαφρώς μεγαλύτερο από 90° .

3.3 Κλάσεις λειτουργίας του ενισχυτή ισχύος βασισμένες σε πεπερασμένο αριθμό αρμονικών.

Το σχήμα (3.5), παρουσιάζει το μπλοκ διάγραμμα ενός γενικού ενισχυτή ισχύος, όπου η ενεργός συσκευή (η οποία παρουσιάζεται ως συσκευή MOSFET αλλά μπορεί να είναι διπολικό τρανζίστορ ή οποιαδήποτε άλλη κατάλληλη συσκευή) ελέγχεται από το φορτίο της και την πόλωση της ώστε να λειτουργεί ως πηγή ρεύματος ή διακόπτης πολλών αρμονικών. Επίσης, V_{dd} είναι η τάση τροφοδοσίας και I_0 είναι το ρεύμα συνεχούς ρεύματος που ρέει μέσω του RF choke. Το ζωνοπερατό φίλτρο του δικτύου εξόδου θεωρείται γραμμικό και χωρίς απώλειες και παρέχει στην υποδοχή (συλλέκτη) του τρανζίστορ, την εμπέδηση $R_1 + jX_1$ στη θεμελιώδη συχνότητα και τις αντιδράσεις X_k σε κάθε αρμονική συνιστώσα k . Για την απλότητα της ανάλυσης, το φίλτρο του δικτύου εξόδου μπορεί να ενσωματώνει τις αντιδράσεις του πηνίου RF choke και τη χωρητικότητα υποδοχής-πηγής της συσκευής που θεωρείται ανεξάρτητη από τη διαφορά δυναμικού των δύο κόμβων [11].



Σχήμα 3.5 Βασική δομή ενός ενισχυτή ισχύος. (βλ. [11] σελ. 18)

Δεδομένου ότι, ένας τέτοιος βασικός ενισχυτής ισχύος θεωρείται ότι παράγει ισχύ μόνο στη θεμελιώδη συχνότητα, οι αρμονικές συνιστώσες μπορεί να υπάρχουν γενικά στις κυματομορφές τάσης και ρεύματος ανάλογα με την κλάση λειτουργίας. Σε μια λειτουργία Class AB, -B ή -C,

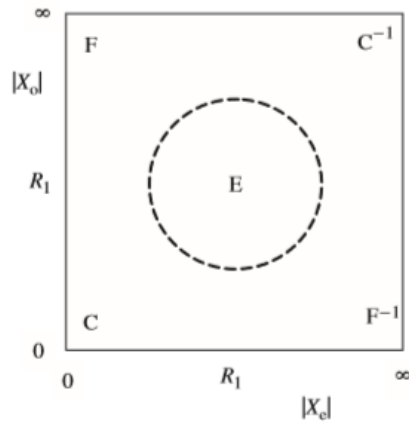
οι αρμονικές υπάρχουν μόνο στο ρεύμα υποδοχής. Ωστόσο, σε μια λειτουργία κλάσης-F, μία συγκεκριμένη αρμονική συνιστώσα υπάρχει ιδανικά, είτε στην τάση είτε στο ρεύμα υποδοχής, αλλά όχι και στα δύο και όλες ή οι περισσότερες αρμονικές υπάρχουν τόσο στην τάση υποδοχής όσο και στην κυματομορφή ρεύματος σε λειτουργία κλάσης-E. Οι απαιτούμενες αρμονικές με βέλτιστα ή σχεδόν βέλτιστα πλάτη μπορούν να παραχθούν με την οδήγηση του ενισχυτή ισχύος στον κορεσμό. Η ανάλυση που βασίζεται σε μια ανάλυση σειράς Fourier των τάσεων υποδοχής και των κυματομορφών ρεύματος δείχνει ότι η μέγιστη επιτεύξιμη απόδοση δεν εξαρτάται από την κλάση λειτουργίας, αλλά από τον αριθμό των αρμονικών που εφαρμόζονται.

Ένας μηχανισμός για τη διαφοροποίηση των διαφόρων κλάσεων λειτουργίας του ενισχυτή ισχύος που εφαρμόζεται με μικρούς αριθμούς αρμονικών συνιστωσών φαίνεται στο σχήμα 3.6, [11]. Βασίζεται στα σχετικά πλάτη των εμπεδήσεων στις άρτιες X_e και περιττές X_o αρμονικές συνιστώσες σε σχέση με την αντίσταση φορτίου της θεμελιώδους συχνότητας R_1 . Επομένως, οι κλάσεις λειτουργίας μπορούν να χαρακτηριστούν από έναν μικρό αριθμό αρμονικών ως εξής:

- Κλάση-F: Χαμηλές αντιδράσεις άρτιων αρμονικών και υψηλές αντιδράσεις περιττών αρμονικών, έτσι ώστε η κυματομορφή της τάσης υποδοχής να γίνει τετραγωνικός παλμός, ενώ ταυτόχρονα το ρεύμα υποδοχής να γίνει κυματομορφή μισού-ημιτόνου.
- Αντίστροφη κλάση-F (κλάση-F⁻¹): Υψηλές αντιδράσεις άρτιων αρμονικών και χαμηλές αντιδράσεις περιττών αρμονικών, έτσι ώστε η κυματομορφή της τάσης υποδοχής να γίνει μισό ημίτονο, ενώ ταυτόχρονα το ρεύμα υποδοχής να γίνει τετραγωνική κυματομορφή.
- Κλάση-C: Οι αντιδράσεις όλων των αρμονικών συνιστωσών είναι χαμηλές, έτσι ώστε το ρεύμα υποδοχής να σχηματίζει μία στενή παλμοσειρά.
- Αντίστροφη κλάση-C (κλάση-C⁻¹): Οι αντιδράσεις όλων των αρμονικών συνιστωσών είναι υψηλές, έτσι ώστε η τάση υποδοχής να σχηματίζει μία στενή παλμοσειρά.
- Κλάση-E: Οι αντιδράσεις όλων των αρμονικών συνιστωσών είναι αρνητικές και συγκρίσιμες σε πλάτος στην αντίσταση φορτίου, στη θεμελιώδη συχνότητα.

Όλοι οι ενισχυτές ισχύος εκφυλίζονται σε λειτουργία κλάσης-A όταν υπάρχει μόνο μία αρμονική (θεμελιώδης) συνιστώσα. Η κλάση-B είναι η ειδική περίπτωση μίας παλμικής λειτουργίας με γωνία αγωγής 180°, η οποία αντιπροσωπεύεται από μια κυματομορφή ρεύματος μισού ημιτόνου που βασίζεται σε άρτιες αρμονικές. Η κλάση-D μπορεί να θεωρηθεί ως ένας

ενισχυτής ισχύος τύπου push-pull Class-F, στον οποίο οι δύο ενεργές συσκευές παρέχουν η μία στην άλλη μονοπάτια για τις άρτιες αρμονικές.



Σχήμα 3.6 Κλάσεις λειτουργίας ενισχυτή ισχύος, βασισμένες στις αρμονικές. (βλ.[11], σελ.18)

Η μετάβαση από την κλάση-F, στην κλάση-E και έπειτα στην κλάση-F⁻¹ πραγματοποιείται διαγώνια στο σχήμα 3.6 αυξάνοντας προοδευτικά το X_2 από το μηδέν στο ∞ ενώ μειώνεται το X_3 από το ∞ στο μηδέν, έτσι ώστε το $X_3 = 1/X_2$. Σε μια κλάση-F με $X_2 = 0$ και $X_3 = \infty$, η τάση είναι μια κυματομορφή που περιλαμβάνει τις περιττές αρμονικές, ενώ το ρεύμα είναι μια κυματομορφή που περιλαμβάνει τις άρτιες αρμονικές. Για $X_2 = X_3 = -1$, η κυματομορφή τάσης κλίνει προς τα αριστερά και η κυματομορφή ρεύματος κλίνει προς τα δεξιά, προσεγγίζοντας έτσι κυματομορφές που περιλαμβάνουν όλες τις αρμονικές της κλάσης-E. Τέλος, όταν $X_2 = \infty$ και $X_3 = 0$, ο ενισχυτής ισχύος λειτουργεί σε αντίστροφη κλάση-F (Class-F⁻¹). Η μετάβαση από την κλάση-F στην κλάση C πραγματοποιείται προς τα κάτω στην αριστερή πλευρά του σχήματος 3.6 ρυθμίζοντας το X_2 στο μηδέν και μειώνοντας προοδευτικά το X_3 από το ∞ στο μηδέν, ενώ οι κυματομορφές παραμένουν σχεδόν αμετάβλητες για $X_3 \leq 3$. Ο αναλυτικός τύπος για μέγιστη επιτεύξιμη απόδοση σε λειτουργία κλάσης-C πεπερασμένων αρμονικών με την γωνία αγωγής 2θ να τείνει στο 0 μπορεί να γραφτεί

$$n = \cos\left(\frac{\pi}{n+2}\right) \quad (3.38)$$

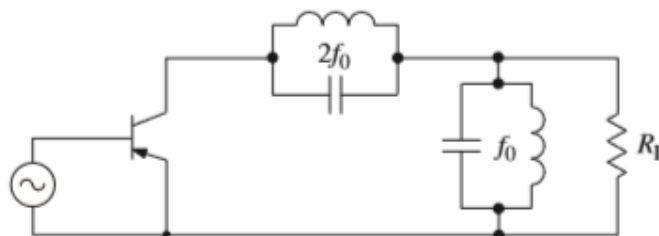
όπου n είναι ο αριθμός των αρμονικών.

3.4 Ενισχυτές ισχύος λειτουργίας διακόπτη (Switchmode) Αντίστροφης κλάσης-F (Inverse Class F {F⁻¹})

Από την φασματική ανάλυση των ενισχυτών ισχύος αντίστροφης κλάσης-F, οι αντιστάσεις του φορτίου στη θεμελιώδη και τις ανώτερες αρμονικές συνιστώσες βελτιστοποιούνται με τερματισμό βραχυκυκλώματος και ανοιχτοκυκλώματος για τον έλεγχο των κυματομορφών τάσης και ρεύματος στην έξοδο της συσκευής προκειμένου να επιτευχθεί μέγιστη απόδοση [13]. Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύεται η βασική θεωρία για τους ενισχυτές ισχύος αντίστροφης κλάσης-F που αποτελούν την κατηγορία στην οποία υπάγεται ο σχεδιασμένος και υλοποιημένος ενισχυτής ισχύος της παρούσας εργασίας.

3.4.1 Τρόποι λειτουργίας ενός ενισχυτή ισχύος με τον έλεγχο δύο, ή περισσότερων αρμονικών συνιστωσών

Ο αρκετά αποδοτικός τρόπος λειτουργίας ενός ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης-F με τον έλεγχο δύο αρμονικών μπορεί να πραγματοποιηθεί με τον συντονισμό της δεύτερης αρμονικής, μέσω ενός παράλληλου κυκλώματος συντονισμού [11], το οποίο τοποθετείται σε σειρά με το κύκλωμα φορτίου στο γενικότερο διάγραμμα ενός βασικού ενισχυτή ισχύος όπως παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και παρέχει υψηλή εμπέδηση (ιδανικά άπειρη), στη συγκεκριμένη συχνότητα, ενώ ιδανικά αποτελεί βραχυκύκλωμα για τη θεμελιώδη συχνότητα. Στη συνέχεια, η τοποθέτηση ενός κυκλώματος συντονισμού παράλληλα στο φορτίο, που συντονίζει στην πρώτη αρμονική παρέχοντας πολύ υψηλή εμπέδηση στη θεμελιώδη συχνότητα και ταυτόχρονα μηδενική εμπέδηση στην τρίτη αρμονική οδηγεί τελικά σε αξιοσημείωτη αύξηση της αποδοτικότητας, λόγω της μη ταυτόχρονης επικάλυψης των κυματομορφών της τάσης και του ρεύματος στο συλλέκτη του τρανζίστορ.



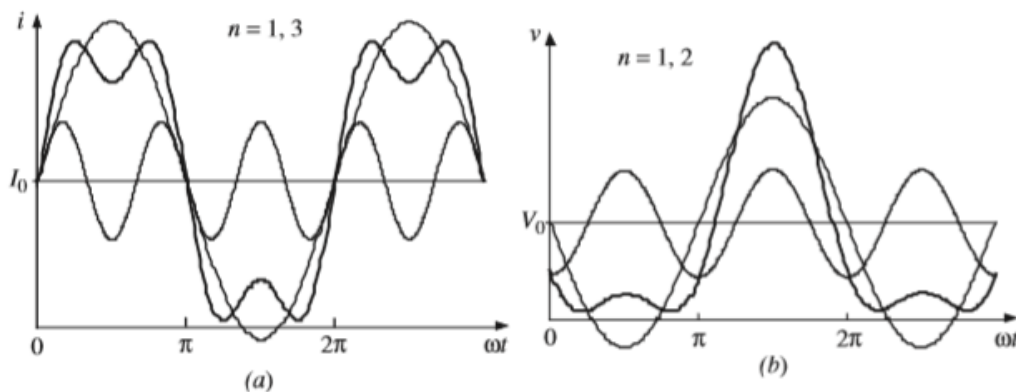
Σχήμα 3.7 Απλοποιημένο διάγραμμα ενισχυτή Inverse Class-F με έλεγχο 2^{ης} και 3^{ης} αρμονικής (βλ. [11], σελ.197)

Το απλοποιημένο διάγραμμα ενός τέτοιου κυκλώματος εξόδου φαίνεται στην παραπάνω εικόνα 3.7. Αναλύοντας τις κανονικοποιημένες κυματομορφές τάσης $v(t)$ και ρεύματος $i(t)$, της παραπάνω λειτουργίας, στις συνιστώσες τους έχουμε:

$$\frac{v(\omega t)}{V_0} = 1 - \frac{\pi}{2} \sin \omega t - \frac{2}{3} \cos 2\omega t \quad (3.39)$$

$$\frac{i(\omega t)}{I_0} = 1 + \frac{4}{\pi} \sin \omega t + \frac{4}{3\pi} \sin 3\omega t \quad (3.40)$$

όπου V_0 και I_0 είναι η dc τάση και ρεύμα αντίστοιχα. Αξίζει να σημειωθεί ότι ένας άπειρος αριθμός περιττών αρμονικών για το ρεύμα και άρτιων αρμονικών για την τάση στην ανάλυση Fourier των δύο κυματομορφών έχει ως αποτέλεσμα την ιδανική τετραγωνική κυματομορφή για το ρεύμα και την ιδανική κυματομορφή μισού ημιτόνου για την τάση. Σχηματικά οι κυματομορφές της τάσεως και του ρεύματος του βασικού ενισχυτή στην κλάση F^{-1} με έλεγχο της δεύτερης και της τρίτης αρμονικής φαίνονται παρακάτω.



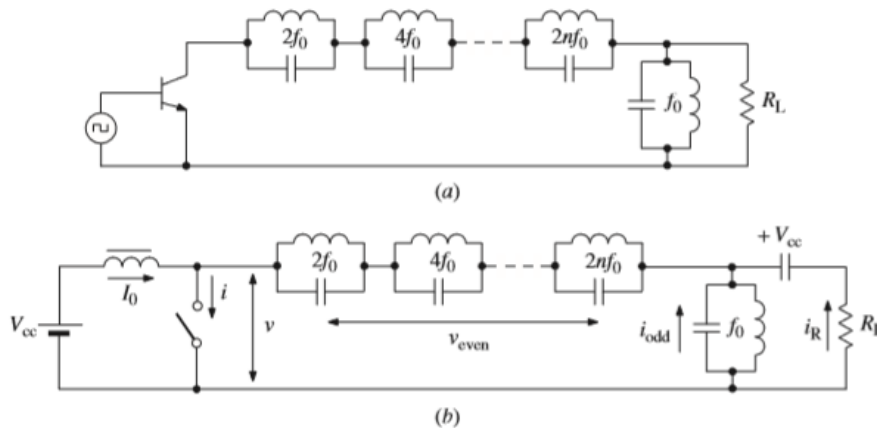
Σχήμα 3.8 Κυματομορφές ρεύματος και τάσης στον κόμβο συλλέκτη ενός τρανζίστορ σε Inverse Class-F με έλεγχο 2^{ης} και 3^{ης} αρμονικής (βλ. [11], σελ.196)

3.4.2 Ιδανικός ενισχυτής αντίστροφης κλάσης-F $\{F^{-1}\}$

Γενικά, ένας άπειρος αριθμός συντονιστικών κυκλωμάτων των άρτιων αρμονικών μπορεί να διατηρήσει μια τετραγωνική κυματομορφή ρεύματος, παρέχοντας επίσης μια ημι-ημιτονοειδή κυματομορφή τάσης στην άνοδο (συλλέκτη ή υποδοχή). Το σχήμα 3.9, δείχνει το βασικό δομικό διάγραμμα ενός ενισχυτή ισχύος σε κλάση F^{-1} με ένα φίλτρο εξόδου πολλαπλού συντονισμού, για τον έλεγχο του αρμονικού περιεχομένου των κυματομορφών τάσης συλλέκτη

και ρεύματος, προκειμένου να μειωθούν οι απώλειες και να αυξηθεί η απόδοση. Το συγκεκριμένο φίλτρο παρέχει πολύ μεγάλη εμπέδηση προς την γη για τη θεμελιώδη συχνότητα, κάτι το οποίο είναι λογικό αφού η ύπαρξη του δεν θα θέλαμε να επηρεάσει την τιμή της επιθυμητής αντίστασης φορτίου. Από την άλλη πλευρά λειτουργεί σαν φίλτρο για τις υψηλότερες αρμονικές, πράγμα επιθυμητό κυρίως για τις περιττές αρμονικές αφού παρέχει μία πολύ μικρή εμπέδηση προς την γη με αποτέλεσμα, η επίδραση τους να είναι σχεδόν ανύπαρκτη, βοηθώντας στη διαμόρφωση των κυματομορφών όπως ακριβώς φαίνεται στο σχήμα 3.10.

Ο όρος «αντίστροφη» που αναφέρεται στη συγκεκριμένη κλάση, σημαίνει ότι οι κυματομορφές τάσης συλλέκτη και ρεύματος έχουν έναν αντεστραμμένο ρόλο, σε σύγκριση με την συμβατική περίπτωση της κλάσης-F υπό τις ίδιες εξιδανικευμένες παραδοχές.



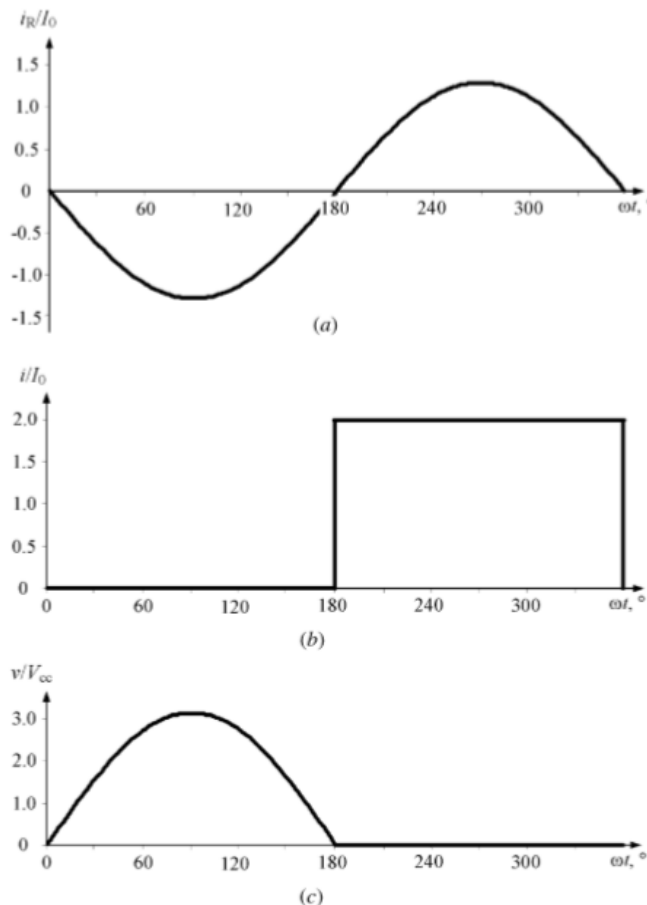
Σχήμα 3.9 Βασικά κυκλώματα ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης-F με παράλληλα συντονιστικά κυκλώματα (βλ. [11], σελ.203)

Συνεπώς, για ένα καθαρά ημιτονοειδές ρεύμα που ρέει στο φορτίο, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10(α), η ιδανική κυματομορφή ρεύματος συλλέκτη αποτελείται από τη θεμελιώδη συχνότητα και τις περιττές αρμονικές συνιστώσες προσεγγίζοντας μία τετραγωνική κυματομορφή, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10(β). Ταυτόχρονα, η κυματομορφή της τάσης συλλέκτη αποτελείται από τις συνιστώσες της θεμελιώδους συχνότητας και των άρτιων αρμονικών, προσεγγίζοντας μια κυματομορφή μισού ημιτόνου, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10(γ). Ως αποτέλεσμα, τα σχήματα των κυματομορφών ρεύματος συλλέκτη και τάσης παρέχουν μια κατάσταση κατά την οποία δεν υπάρχει ταυτόχρονη επικάλυψη, όπως ακριβώς συμβαίνει με ένα συμβατικό τρόπο κλάσης-F, όμως αυτή τη φορά αντιστρέφονται οι ρόλοι του

ρεύματος και της τάσης. Μια τέτοια κατάσταση, με μη επικαλυπτόμενη συμμετρική κυματομορφή τάσης συλλέκτη και ρεύματος, αντιστοιχεί σε έναν **ιδανικό τρόπο αντίστροφης κλάσης-F με απόδοση συλλέκτη 100%**.

Για απλοποίηση της ανάλυσης του ενισχυτή ισχύος, εισάγονται οι ακόλουθες διάφορες παραδοχές:

- Το τρανζίστορ έχει μηδική τάση κορεσμού, μηδενική αντίσταση κορεσμού και η διακοπτική του λειτουργία είναι στιγμιαία και χωρίς απώλειες.
- Το πηνίο RF choke αφήνει μόνο το dc ρεύμα να το διαπεράσει και δεν έχει απώλειες.
- Τα παράλληλα συντονιστικά κυκλώματα, έχουν άπειρη εμπέδηση στην αντίστοιχη αρμονική και μηδενική εμπέδηση στις άλλες αρμονικές.
- Λειτουργία με 50% duty ratio.



Σχήμα 3.10 Ιδανικές κυματομορφές ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης-F(βλ. [11], σελ.204)

Για να προσδιορίσουμε τις ιδανικές κυματομορφές τάσης και ρεύματος συλλέκτη, εξετάζουμε την κατανομή τάσεων και ρευμάτων στο κύκλωμα, υποθέτοντας ότι στο φορτίο ρέει

ημιτονοειδές ρεύμα θεμελιώδους συχνότητας $i_R(\omega t) = I_R \sin(\omega t)$, όπου I_R είναι το πλάτος του. Το ρεύμα $i(\omega t)$ μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού μπορεί να αναπαρασταθεί ως άθροισμα του συνεχούς ρεύματος I_0 , του ρεύματος της θεμελιώδους i_R στην αντίσταση φορτίου και του ρεύματος που διαπερνά τα συντονιστικά κύκλωμα των άρτιων αρμονικών συνιστωσών i_{even} .

Αναλυτικότερα:

$$i(\omega t) = I_0 + i_{odd}[(2n + 1)\omega t] + i_R(\omega t) \quad (3.41)$$

Δεδομένου ότι, η χρονική στιγμή t έχει επιλεγθεί αυθαίρετα, εισάγοντας μία μεταβολή φάσης π , η εξίσωση (3.41) μπορεί να ξαναγραφτεί για περιοδικές ημιτονοειδείς συναρτήσεις ως

$$i(\omega t + \pi) = I_0 - i_{odd}[(2n + 1)\omega t] - i_R(\omega t) \quad (3.42)$$

Η πρόσθεση κατά μέλη των δύο παραπάνω εξισώσεων (3.41), (3.42) έχει ως αποτέλεσμα:

$$i(\omega t) = 2I_0 - i(\omega t + \pi) \quad (3.43)$$

Από την εξίσωση (3.43) προκύπτει ότι η μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη δεν μπορεί να υπερβαίνει το διπλάσιο του συνεχούς ρεύματος $2I_0$ και η χρονική διάρκεια όπου το ρεύμα του συλλέκτη έχει τη μέγιστη τιμή του $i = 2I_0$ συμπίπτει με τη χρονική διάρκεια που έχει μηδενική τιμή $i = 0$. Από τη στιγμή που το ρεύμα συλλέκτη είναι μηδενικό όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός, η μόνη πιθανή κυματομορφή ρεύματος είναι η τετραγωνική [11], η οποία αποτελείται από την dc συνιστώσα ρεύματος, τη θεμελιώδη και τις περιττές αρμονικές. Κατά την ολοκλήρωση $0 < \omega t < \pi$ όταν ενισχυτής, λειτουργώντας ως διακόπτης (Switchmode), είναι ανοιχτός, η τάση στα άκρα του διακόπτη μπορεί να γραφτεί ως

$$v(\omega t) = V_{cc} + v_{even}[(2n)\omega t] + v_R(\omega t) \quad (3.44)$$

Ενώ, κατά την ολοκλήρωση $\pi < \omega t < 2\pi$ όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η τάση στα άκρα του $v(\omega t + \pi)$ είναι μηδενική έχοντας ως αποτέλεσμα:

$$0 = V_{cc} + v_{even}[(2n)\omega t] - v_R(\omega t) \quad (3.45)$$

Αφαιρώντας κατά μέλη τις δύο παραπάνω εξισώσεις (3.44), (3.45) προκύπτει:

$$v(\omega t) = 2v_R(\omega t) = 2V_R \sin \omega t \quad (3.46)$$

Από τη οποία προκύπτει επίσης ότι, το πλάτος της τάσης στα άκρα του διακόπτη κατά την ολοκλήρωση $0 < \omega t < \pi$ είναι δύο φορές μεγαλύτερο από το πλάτος της τάσης στη θεμελιώδη συχνότητα. Στην γενική περίπτωση λοιπόν, η εξίσωση (3.44) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$v(\omega t) = V_R(\sin \omega t + |\sin \omega t|) \quad (3.47)$$

Το παραπάνω αποτέλεσμα σημαίνει ότι η τάση στο συλλέκτη αναπαρίσταται σαν παλμός μισού ημιτόνου με πλάτος ίσο με το διπλάσιο του πλάτους τάσης στο φορτίο.

Με τη χρήση της ανάλυσης Fourier των κυματομορφών ρεύματος και τάσης μπορούν να ληφθούν οι ακόλουθες εξισώσεις:

- Το ρεύμα της θεμελιώδους συνιστώσας μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας την εξίσωση (3.43):

$$I_1 = I_R = \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} 2I_0 \sin(\omega t + \pi) d\omega t = \frac{4I_0}{\pi} \quad (3.48)$$

- Η dc συνιστώσα της τάσης V_{cc} μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$V_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} 2V_R \sin \omega t d\omega t = \frac{2V_R}{\pi} \quad (3.49)$$

- Η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης V_1 μπορεί να υπολογιστεί ως εξής:

$$V_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} 2V_R \sin^2 \omega t d\omega t = V_R \quad (3.50)$$

Έπειτα, όπως αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 2, ο λόγος μεταξύ της ισχύος τροφοδοσίας P_0 και της ισχύος στη θεμελιώδη συχνότητα που αποδίδεται στο φορτίο P_1 μπορεί να γραφεί:

$$P_1 = \frac{V_1 I_1}{2} = \frac{1}{2} \frac{V_R 4I_0}{\pi} = \frac{1}{2} \frac{\pi V_{cc} 4I_0}{2\pi} = \frac{V_{cc}}{I_0} = P_0 \quad (3.51)$$

Επομένως, $\frac{P_1}{P_0} = 1 \Rightarrow n = 100\%$, όπου n η απόδοση στο συλλέκτη.

Καταλήγουμε λοιπόν στο ότι οι συνθήκες που πρέπει να πληρούν οι εμπεδήσεις στο συλλέκτη του τρανζίστορ ενός ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F, είναι οι εξής:

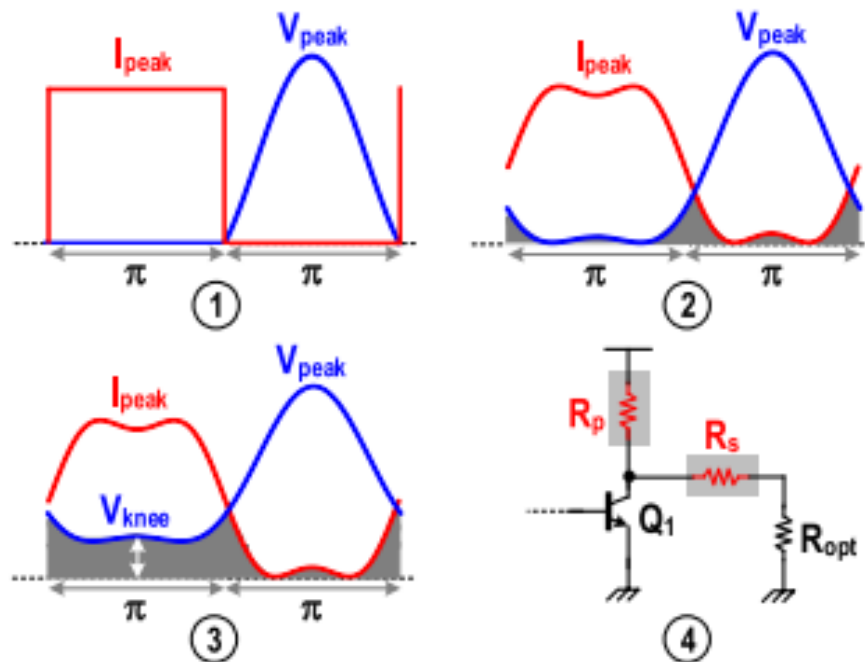
$$Z_1 = R_1 = \frac{\pi^2 V_{cc}}{8 I_0} \quad (3.52)$$

$$Z_{2n+1} = 0 \text{ για τις περιττές αρμονικές} \quad (3.53)$$

$$Z_{2n} = \infty \text{ για τις άρτιες αρμονικές} \quad (3.54)$$

3.5 Παράγοντες περιορισμού της απόδοσης ενός ενισχυτή ισχύος λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F.

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφονται με λεπτομέρεια, διάφοροι περιοριστικοί, από άποψη απόδοσης, παράγοντες που προκύπτουν από το πέρασμα της ανάλυσης ενός ιδανικού ενισχυτή ισχύος λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F, σε έναν αντίστοιχο πραγματικό. Για το σκοπό αυτό, ας υποθέσουμε ότι i_{fund} και v_{fund} είναι τα πλάτη της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος και της τάσης κατά μήκος του φορτίου εξόδου, ενός ενισχυτή ισχύος λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F.



Σχήμα 3.11 Σύγκριση κυματομορφών ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης-F (βλ. [14]).

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, ο ιδανικός ενισχυτής ισχύος αντίστροφης κλάσης F θα πετυχαίνει απόδοση στο συλλέκτη της ενεργούς συσκευής [14]:

$$n = \frac{1}{2} \left(\frac{i_{fund}}{i_{DC}} \right) \left(\frac{u_{fund}}{V_{DC}} \right) \quad (3.55)$$

Όπου V_{DC} και I_{DC} είναι η dc τάση και ρεύμα αντίστοιχα. Στην περίπτωση της ιδανικής λειτουργίας της συγκεκριμένης κλάσης, κατά την οποία οι κυματομορφές της τάσεως ως μισού ημιτόνου και του ρεύματος ως τετραγώνου, δεν επικαλύπτονται, όπως ακριβώς φαίνεται στο σχήμα 3.11(1) $i_{fund}/I_{DC} = 4/\pi$ και $u_{fund}/V_{DC} = \pi/2$, οδηγώντας σε απόδοση $n_c = 100\%$.

3.5.1 Πεπερασμένος αριθμός ελεγχόμενων αρμονικών συνιστωσών

Στην πραγματικότητα, ένας πεπερασμένος αριθμός αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος και της τάσης είναι παρόν στο φορτίο εξόδου, εξαιτίας της περιορισμένης φύσης, από άποψη εύρους ζώνης, του παθητικού δικτύου εξόδου, προκαλώντας επικάλυψη των κυματομορφών των θεμελιωδών συνιστωσών της τάσης και του ρεύματος στα άκρα της ενεργούς συσκευής, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.11(2). Σε αυτή την περίπτωση η ενεργός συσκευή καταναλώνει ένα ορισμένο ποσοστό της ισχύος και το υπόλοιπο αποδίδεται στο φορτίο. Περιορίζοντας τον αριθμό των ελεγχόμενων αρμονικών μέχρι και την τρίτη, γνωρίζουμε ότι η τάση και το ρεύμα του συλλέκτη της ενεργούς συσκευής μπορεί να εκφραστεί με τα παρακάτω πολυώνυμα [14]:

$$v_{CE}(\theta) = V_{DC} \left(1 - \sqrt{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) \quad (3.56)$$

$$i_{CE} = I_{DC} \left(1 - \frac{2}{\sqrt{3}} \cos \theta + \frac{1}{3\sqrt{3}} \cos 3\theta \right) \quad (3.57)$$

Από τα οποία συμπεραίνουμε ότι:

$$n_{c,max} = \frac{1}{2} \left(\frac{i_{fund}}{i_{DC}} \right) \left(\frac{u_{fund}}{V_{DC}} \right) = \frac{1}{2} \times \frac{2}{\sqrt{3}} \times \sqrt{2} = 0,816. \quad (3.58)$$

3.5.2 Πεπερασμένη τάση γονάτου, V_{knee}

Η απόδοση του ενισχυτή ισχύος λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F, θα μειωθεί επιπρόσθετα εξαιτίας της πεπερασμένης τάσης γονάτου της ενεργούς συσκευής, V_{knee} , αφού η επικάλυψη των κυματομορφών τάσης και ρεύματος θα γίνει πλέον πιο εμφανής, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.11(3). Προκειμένου να διερευνήσουμε την επίδραση της τάσης γονάτου στην απόδοση του ενισχυτή ορίζουμε εκ νέου την τάση στο συλλέκτη της ενεργούς συσκευής ως:

$$v_{CE} = V_{DC} - v_{fund} \cos \theta + v_{2nd} \cos 2\theta \quad (3.59)$$

όπου v_{2nd} είναι το πλάτος της δεύτερης αρμονικής συνιστώσας της τάσης στο συλλέκτη της ενεργούς συσκευής. Για την κυματομορφή του μισού ημιτόνου της τάσης γνωρίζουμε ότι το ελάχιστο θα πρέπει να ισούται με V_{knee} , ενώ στα σημεία ελαχίστων θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν επίπεδη κατά τη διάρκεια της μισής περιόδου του σήματος. Συνεπώς $v_{CEmin} = v_{CE}(\theta_0) = V_{knee}$ και $\frac{\partial v_{CE}(\theta)}{\partial \theta} = 0$ για $\theta = \theta_0$, όπου θ_0 είναι η γωνία στην οποία η τάση στο συλλέκτη της ενεργούς συσκευής φτάνει την ελάχιστη τιμή.

Συνεπώς, από τις προηγούμενες εξισώσεις προκύπτει:

$$V_{DC} - v_{fund} \cos \theta_0 + v_{2nd} \cos 2\theta_0 = V_{knee} \quad (3.60)$$

και

$$\frac{\partial v_{CE}(\theta)}{\partial \theta} = 0 \text{ για } \theta = \theta_0 (-\pi \leq \theta_0 < \pi) \quad (3.61)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \cos \theta_0 = \frac{v_{fund}}{4v_{2nd}}, & \alpha\nu \frac{v_{2nd}}{v_{fund}} > \frac{1}{4} \\ \theta_0 = 0, & \alpha\nu \frac{v_{2nd}}{v_{fund}} < \frac{1}{4} \end{cases} \quad (3.62)$$

Αντικαθιστώντας την (3.62) στην (3.60) προκύπτει:

$$\frac{v_{fund}}{V_{DC}} = \begin{cases} \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}}\right) \left(\frac{v_{2nd}}{v_{fund}} + \frac{v_{fund}}{8v_{2nd}}\right)^{-1}, & \alpha v \frac{v_{2nd}}{v_{fund}} > \frac{1}{4} \\ \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}}\right) \left(1 - \frac{v_{2nd}}{v_{fund}}\right)^{-1}, & \alpha v \frac{v_{2nd}}{v_{fund}} < \frac{1}{4} \end{cases} \quad (3.63)$$

Συνεπώς η απόδοση του συλλέκτη n_c θα είναι:

$$n_c = \frac{1}{2} \times \frac{2}{\sqrt{3}} \times \begin{cases} \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}}\right) \left(\frac{v_{2nd}}{v_{fund}} + \frac{v_{fund}}{8v_{2nd}}\right)^{-1}, & \alpha v \frac{v_{2nd}}{v_{fund}} > \frac{1}{4} \\ \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}}\right) \left(1 - \frac{v_{2nd}}{v_{fund}}\right)^{-1}, & \alpha v \frac{v_{2nd}}{v_{fund}} < \frac{1}{4} \end{cases} \quad (3.64)$$

Στην (3.64), η μέγιστη απόδοση επιτυγχάνεται όταν $v_{2nd}/v_{fund} = 1/2\sqrt{2} \cong 0,354$ και δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$n_{c,max} = 0,816 \times \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}}\right) \quad (3.65)$$

Η βέλτιστη κυματομορφή της τάσης συλλέκτη, συμπεριλαμβανομένου και της τάσης γονάτου V_{knee} προκύπτει:

$$v_{CE}(\theta) = V_{DC} \left\{ 1 - \sqrt{2} \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}}\right) \cos \theta + \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}}\right) \cos 2\theta \right\} \quad (3.66)$$

Προφανώς, όταν $V_{knee} = 0$, η εξίσωση (3.66) μειώνεται στην (3.56). Επίσης, η dc τάση V_{DC} επηρεάζει το μέγεθος της ισχύος εξόδου που αποδίδεται στο φορτίο, ενώ η τάση στο συλλέκτη της ενεργούς συσκευής περιορίζεται αυστηρά από την τάση διάσπασης (breakdown voltage, V_{BK}), η οποία είναι σχετικά χαμηλή. Τελικά, η απόδοση του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F μπορεί να περιοριστεί σοβαρά από την τάση γονάτου της ενεργούς συσκευής στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας, ειδικά όταν η ισχύς εξόδου δεν λαμβάνει υψηλές τιμές. Για παράδειγμα, αν η τάση τροφοδοσίας είναι $V_{DC} = 3,3 V$ και η τάση γονάτου $V_{knee} = 0,7$, τιμές οι οποίες συμπίπτουν με αυτές που χρησιμοποιούμε στον σχεδιασμένο ενισχυτή της παρούσας εργασίας, η θεωρητική μέγιστη ισχύ του συλλέκτη της ενεργούς συσκευής περιορίζεται στο 64,3%.

3.5.3 Τάση διάσπασης (breakdown voltage) της ενεργούς συσκευής, V_{BK}

Ακόμα μεγαλύτερη ακρίβεια στη σχέση της απόδοσης του συλλέκτη της ενεργούς συσκευής μπορεί να δοθεί, όπως φαίνεται παρακάτω, γνωρίζοντας ότι το μέγιστο σήμα εξόδου περιορίζεται από την τάση διάσπασης της ενεργούς συσκευής. Πιο συγκεκριμένα, το μέγιστο ακρότατο της (3.59) υφίσταται όταν $\theta = \pm\pi$ και έχει μέτρο V_{BK} , δηλαδή:

$$v_{CE,max} = V_{DC} + v_{fund} + v_{2nd} = V_{BK} \quad (3.67)$$

Η (3.67) μπορεί να αναλυθεί περαιτέρω ως εξής:

$$V_{DC} + v_{fund} + v_{2nd} - V_{knee} = V_{BK} - V_{knee} \quad (3.68)$$

$$\Leftrightarrow 1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}} = \frac{\frac{V_{BK}}{V_{DC}} \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{BK}}\right)}{1 + \left(1 + \frac{v_{2nd}}{v_{fund}}\right) \left(\frac{\frac{v_{fund}}{V_{DC}}}{1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}}}\right)} \quad (3.69)$$

Όμως κατά τη μέγιστη απόδοση του συλλέκτη, $v_{2nd}/v_{fund} = 1/2\sqrt{2}$ και $v_{fund}/V_{DC} = \sqrt{2} \cdot (1 - V_{knee}/V_{DC})$, η εξίσωση (3.69) απλοποιείται ως εξής:

$$1 - \frac{V_{knee}}{V_{DC}} = \frac{1}{1,5 + \sqrt{2}} \times \frac{V_{BK}}{V_{DC}} \times \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{BK}}\right) \cong 0,343 \times \frac{V_{BK}}{V_{DC}} \times \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{BK}}\right) \quad (3.70)$$

Η αντικατάσταση της (3.70) στην (3.65) μας οδηγεί στην ακόμα πιο λεπτομερή έκφραση για την απόδοση του συλλέκτη:

$$n_{c,max} = 0,28 \times \frac{V_{BK}}{V_{DC}} \times \left(1 - \frac{V_{knee}}{V_{BK}}\right) \quad (3.71)$$

3.5.4 Ωμικές απώλειες από το παθητικό δίκτυο εξόδου

Μέχρι στιγμής, έχουμε υποθέσει ότι το παθητικό δίκτυο εξόδου του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F είναι ιδανικό και δεν υπάρχει καμία απώλεια στο μονοπάτι του σήματος προς την έξοδο. Η υπόθεση αυτή, θα μπορούσε να ήταν έγκυρη σε διακριτές υλοποιήσεις

ενισχυτών ισχύος σε πλακέτες PCB (Printed Circuit Board), όπου πολύ υψηλοί συντελεστές ποιότητας των αυτεπαγωγών και των χωρητικότητων L_S και C_S αντίστοιχα, θα ήταν διαθέσιμοι.

Όμως στην περίπτωση των ολοκληρωμένων ενισχυτών ισχύος, το παθητικό δίκτυο εξόδου υποφέρει από απώλειες εξαιτίας του πεπερασμένου συντελεστή ποιότητας Q των στοιχείων που το αποτελούν. Στο σχήμα 3.11(4), οι αντιστάσεις R_p και R_s αναπαριστούν τις ωμικές απώλειες στη θεμελιώδη συχνότητα από τα παράλληλα και σε σειρά δικτυώματα αντίστοιχα, του κυκλώματος εξόδου, ενώ η αντίσταση R_{opt} αναπαριστά το βέλτιστο ωμικό φορτίο του ενισχυτή ισχύος. Το ωμικό δίκτυο διαιρεί το ρεύμα και την τάση στο συλλέκτη, καταναλώνει DC ισχύ, και επομένως προκαλεί απώλεια ενός ποσοστού της RF ισχύος στη θεμελιώδη συχνότητα P_{loss} και η οποία μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$P_{loss} = \left(\frac{R_p}{R_p + R_s + R_{opt}} \right) \cdot \left(\frac{R_{opt}}{R_s + R_{opt}} \right) \quad (3.72)$$

Αν συμπεριλάβουμε την ισχύ απωλειών P_{loss} στον υπολογισμό της απόδοσης του συλλέκτη της ενεργούς συσκευής, τότε η εξίσωση (3.71) γράφεται $n_{c,max} \times P_{loss}$.

Στην πραγματικότητα, οι συντελεστές απωλειών της (3.72), και εννοώντας τον διαιρέτη ρεύματος και τάσης, φανερώνουν ένα συμβιβασμό, όσον αφορά την επιλογή της R_{opt} , για την απευαισθητοποίηση της απόδοσης, από την επίδραση των απωλειών των παθητικών στοιχείων του δικτύου εξόδου. Ειδικότερα, προκειμένου να μειώσουμε τις απώλειες του ρεύματος, είναι επιθυμητή μικρότερη αντίσταση R_{opt} , ενώ μεγαλύτερη R_{opt} προτιμάται για τη μείωση της επίδρασης της R_s στις απώλειες της τάσης. Η ευαισθησία της $n_{c,max}$ από την αντίσταση R_p μπορεί να εκτιμηθεί συστηματικά από την συνάρτηση ευαισθησίας ως εξής:

$$S_{R_p}^{n_{c,max}} = \frac{R_p}{n_{c,max}} \times \frac{\partial n_{c,max}}{\partial R_p} = \left(1 + \frac{R_p}{R_s + R_{opt}} \right)^{-1} \quad (3.73)$$

Όμοια, η συνάρτηση ευαισθησίας της $n_{c,max}$ στην R_s γράφεται:

$$S_{R_s}^{n_{c,max}} = \frac{R_s}{n_{c,max}} \times \frac{\partial n_{c,max}}{\partial R_s} \approx - \left(1 + \frac{R_{opt}}{R_s} \right)^{-1} \quad (3.74)$$

όπου το αρνητικό πρόσημο υπονοεί την μείωση της $n_{c,max}$ με την αύξηση της R_s .

Κεφάλαιο 4

Σχεδίαση του Ενισχυτή Ισχύος Αντίστροφης Κλάσης F

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται με λεπτομέρεια όλη η διαδικασία της σχεδίασης του ενισχυτή ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F (Switchmode Inverse Class F) με συχνότητα λειτουργίας 28GHz. Η σχεδίαση έγινε στο περιβάλλον Virtuoso® της Cadence® ενώ η τεχνολογία κατασκευής του ενισχυτή, είναι η B11HFC της Infineon Technologies. Παρακάτω ακολουθούν τα χαρακτηριστικά της τεχνολογίας υλοποίησης, οι στόχοι που τέθηκαν για την απόδοση του συγκεκριμένου ολοκληρωμένου κυκλώματος, ενώ επιχειρείται η χρονική περιγραφή της ροής σχεδίασης και η ανάλυση των τεχνικών εμποδίων που παρουσιάστηκαν σε όλη την διαδικασία σύνθεσης του ενισχυτή.

Η ροή σχεδίασης περιλαμβάνει τα εξής βασικά σημεία:

1. Οριοθέτηση των στόχων για την επίδοση του ενισχυτή.
2. Επιλογή των τρανζίστορς που χαρακτηρίζουν την ενεργό συσκευή (active device) του ενισχυτή, βασισμένη στα μοντέλα τρανζίστορ της τεχνολογίας αλλά με προσθήκη των διασυνδέσεων των διαφόρων κόμβων για το συνυπολογισμό των παρασιτικών.
3. Σχεδίαση του κυκλώματος πόλωσης αλλά και των δικτύων εισόδου και εξόδου με ιδανικά παθητικά στοιχεία.
4. Αντικατάσταση των ιδανικών στοιχείων με πραγματικά μοντέλα της τεχνολογίας, προσομοιωμένα στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης SONNET EM.
5. Εξαγωγή παρασιτικών αντιστάσεων, αυτεπαγωγών, χωρητικοτήτων και αμοιβαίων επαγωγών (RLCK extraction).
6. Σχεδίαση layout και έλεγχος DRC (Design-Rule Checker) και LVS (Layout versus Schematic).
7. Προσομοιώσεις για τον χαρακτηρισμό της επίδοσης και της ορθής λειτουργίας του ενισχυτή.

Τα παραπάνω βήματα, εκτός αυτό της οριοθέτησης των στόχων, επαναλαμβάνονται συνεχώς μέχρι να προκύψει ικανοποιητική λειτουργία του κυκλώματος στη συγκεκριμένη φάση της σχεδίασης.

4.1 Κύρια χαρακτηριστικά της τεχνολογίας κατασκευής B11HFC

Όπως προαναφέρθηκε στην εισαγωγή του κεφαλαίου, η τεχνολογία που χρησιμοποιείται σε αυτή τη διατριβή (B11HFC) παρέχεται από την Infineon Technologies. Πρόκειται για μια τεχνολογία 400GHz/130nm SiGe BiCMOS με επιμετάλλωση χαλκού για αναλογικές αλλά και μεικτού σήματος (mixed signal) mmWave εφαρμογές, η οποία παρέχει υψηλή απόδοση και ταυτόχρονα χαμηλή κατανάλωση ενέργειας [15]. Η B11HFC βασίζεται σε προηγούμενες γενιές των διπολικών τεχνολογιών SiGe υψηλής ταχύτητας της Infineon (B7HF200, B7HF500) αλλά και στην CMOS πλατφόρμα C11N. Η συγκεκριμένη τεχνολογία προσφέρει μία στοίβα στρωμάτων με 6 επίπεδα επιμετάλλωσης χαλκού και 1.0μm αργίλιο ως τελευταίο μέταλλο.

Η τεχνολογία B11HFC βρίσκει πεδίο χρήσης σε εφαρμογές όπως Automotive Radar MMIC, RF ASICs όπως και εφαρμογές για ασύρματες ζεύξεις υψηλής ταχύτητας δεδομένων. Εν συντομία, η τεχνολογία περιλαμβάνει τρεις τύπους συσκευών NPN HBT σε διάφορα μεγέθη και πολλαπλότητας επαφών, αντιστάσεις μεταλλικών ταινιών (metal film resistors), πυκνωτές MIM, διάφορους τύπους Varactors, διόδους PIN αλλά και διάφορους τύπους RF γραμμών μεταφοράς.

4.2 Στόχοι για την επίδοση του ενισχυτή ισχύος

Ο ενισχυτής ισχύος της παρούσας εργασίας, στοχεύει στην επόμενη γενιά ασύρματων επικοινωνιών υψηλής ταχύτητας και στις χιλιοστομετρικές συχνότητες λειτουργίας. Μετά την ανασκόπηση ορισμένων απαιτήσεων του συστήματος και των πρόσφατα κατασκευασμένων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων σε τεχνολογίες πυριτίου [14], [16], [17], [18], καθορίσαμε μερικές από τις σημαντικότερες προδιαγραφές για τον ενισχυτή ισχύος της παρούσας εργασίας. Στον Πίνακα 4.1 φαίνονται συγκεντρωμένες οι επιδόσεις ορισμένων σύγχρονων κατασκευασμένων ενισχυτών ισχύος στην περιοχή των συχνοτήτων όπου μας ενδιαφέρει.

Authors	Freq.(GHz)	PAE (%)	P_{sat} (dBm)	OP_{1dB} (dBm)	Gain (dB)	Size (mm ²)	Supply (V)	Technology	Feature
This Work	24	50	18	16	21	0.6	2.3	0.13 μ m SiGe	2-stage Class-F ¹
	38	38.5	16.5	15	16.5	0.5	2.4		
CICC 2015 [12]	28	42	17.1	15	21.2	0.49	2.4	0.13 μ m SiGe	2-stage Class-F ¹
ISSCC 2014 [13]	28	40.7	17.1	15	10.3	0.27	2.2	0.13 μ m SiGe	1-stage Class-F ¹
SIRF 2014 [19]	28	35.3	18.6	15.5	15.3	0.43	3.6	0.13 μ m SiGe	2-stage Class-F ¹
BCTM 2011 [28]	37.5	26.2	14.8	NA	5.6	0.74	2.5	0.13 μ m SiGe	2-Stage Class-B
JSSC 2014 [20]	41	36	18.1	NA	21.2	0.49	2.4	0.13 μ m SiGe	1-stage Class-E
RFIC 2012 [22]	42.5	34.4	18.6	17.5	9.5	0.3	2.7	45 nm SOI CMOS	3-stack Class-AB
RFIC 2012 [26]	24	29	18	NA	NA	0.91	1.2	65 nm CMOS	2-stage Class-AB
IMS 2012 [38]	24	24	19	15.7	19	0.4	3.6	0.18 μ m CMOS	2-stage Class-AB
RFIC 2014 [39]	18	41.4	15.9	13.3	11	0.62	2	45 nm SOI CMOS	Cascode Class-E
TMTT 2007 [7]	24	44.5	20	NA	8	3	2.4	GaAs HEMT	1-stage Class-F ¹
TMTT 2012 [40]	24	40	23.5	22	9	1.5	4	GaAs HEMT	1-stage Class-AB
IMS 2012 [41]	29	30	37	NA	25	4.8	20	GaN HEMT	3-stage Class-AB

Πίνακας 4.1 Προϋπάρχοντες υλοποιημένοι ενισχυτές ισχύος στην περιοχή των συχνοτήτων λειτουργίας των συστημάτων της 5^{ης} γενιάς. (βλ. [14].)

Στο κόκκινο πλαίσιο έχουμε υπογραμμίσει 3 υλοποιήσεις ενισχυτή ισχύος που θα ήταν δόκιμο να τους συγκρίνουμε με τον ενισχυτή της παρούσας εργασίας, καθώς παρά το γεγονός ότι μερικοί διαφέρουν ως προς τον αριθμό των σταδίων που εμπεριέχουν, όλοι λειτουργούν με κεντρική συχνότητα 28 GHz, είναι υλοποιημένοι σε τεχνολογία SiGe, ενώ επίσης ανήκουν στην κλάση Inverse Class F.

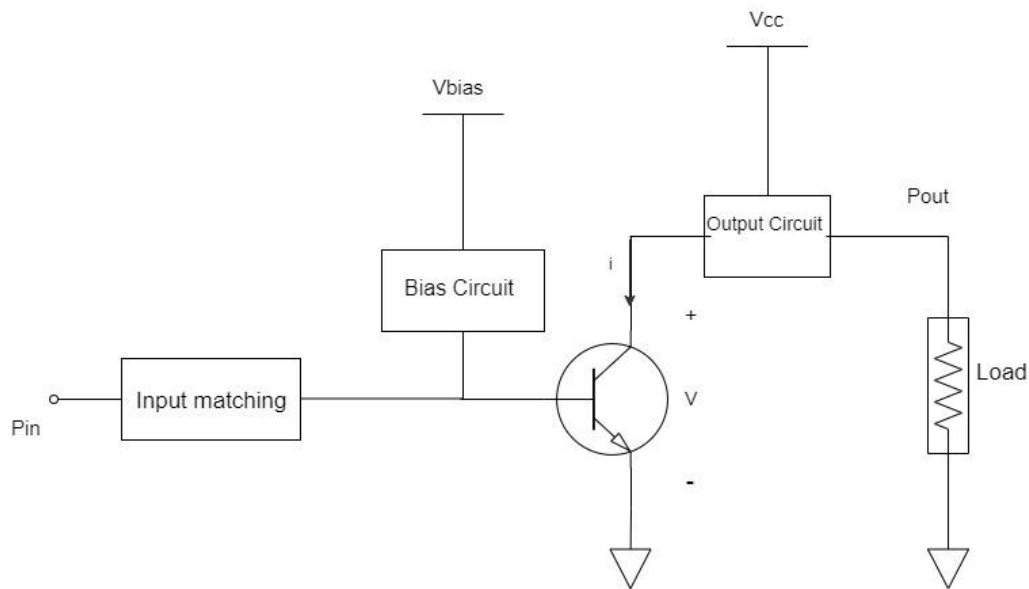
Παρατηρώντας λοιπόν, τις επιδόσεις των ήδη υλοποιημένων ενισχυτών ισχύος, καθορίσαμε τους παρακάτω αρχικούς στόχους για τις επιδόσεις ισχύος του ενισχυτή μας:

- $P_{sat} > 20dBm$
- $PAE > 40\%$
- $G > 15dB$

όπου P_{sat} είναι η μέγιστη ισχύς που μπορεί να αποδοθεί στο φορτίο του ενισχυτή και η οποία υφίσταται κατά τον κορεσμό (saturation), PAE η απόδοση του ενισχυτή με συνυπολογισμό του κέρδους και G το κέρδος ισχύος. Με την επίτευξη των παραπάνω στόχων, όχι μόνο σε προσομοιωτικό επίπεδο αλλά και σε επίπεδο μετρήσεων του chip θα έχουμε στη διάθεση μας έναν καινοτόμο ενισχυτή, τουλάχιστον σε επίπεδο επιδόσεων ισχύος, που θα μπορούσε κάλλιστα να υποστηρίξει την έρευνα πάνω στους σύγχρονους πομπούς των κινητών επικοινωνιών 5^{ης} γενιάς.

4.3 Ο ενισχυτής ισχύος Switchmode Inverse Class F από μακροσκοπική άποψη

Στο παρακάτω σχήμα 4.2 φαίνεται ο υλοποιημένος ενισχυτής ισχύος της παρούσας εργασίας από μία μακροσκοπική άποψη.



Σχήμα 4.1 Μακροσκοπική άποψη του υλοποιημένου ενισχυτή ισχύος.

Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει, ο παραπάνω ενισχυτής αποτελείται από 5 βασικά δίκτυα:

1. Η ενεργός συσκευή που παρουσιάζεται με το σύμβολο του διπολικού τρανζίστορ
2. Το κύκλωμα πόλωσης (Bias Circuit)
3. Το κύκλωμα εξόδου (Output Circuit)
4. Το φορτίο (Load)
5. Το κύκλωμα εισόδου (Input matching network)

Κάθε ένα από τα παραπάνω δίκτυα θα αναλυθούν στις επόμενες παραγράφους του συγκεκριμένου κεφαλαίου ακριβώς με τη σειρά που παρουσιάζονται, η οποία είναι και η χρονική σειρά που μελετήθηκαν και σχεδιάστηκαν. Με αυτό τον τρόπο επιχειρούμε, η ανάλυση που θα ακολουθήσει να αποτελέσει μια καθοδήγηση για τον τρόπο με τον οποίο μπορεί κανείς

να υλοποιήσει έναν ενισχυτή ισχύος οποιασδήποτε κλάσης και σε οποιαδήποτε κεντρική συχνότητα ή εύρος συχνοτήτων.

4.4 Επιλογή της τάσης τροφοδοσίας (Supply Voltage) V_{cc}

Όπως αναφέρθηκε στην Παράγραφο 4.2, στην οποία τέθηκαν οι στόχοι επίδοσης της σχεδίασης μας, στοχεύουμε σε μέγιστη αποδιδόμενη στο φορτίου εξόδου ισχύ, δηλαδή την ισχύ στο σημείο κορεσμού $P_{sat} > 20 \text{ dBm}$ ή $P_{sat} > 100 \text{ mW}$. Γνωρίζουμε επίσης ότι [20], η ισχύς που αποδίδεται στο φορτίο είναι $P_{del} = \frac{V_{rms}^2}{R_L}$, όπου V_{rms} η rms τιμή της τάσης στα άκρα του φορτίου εξόδου και R_L το φορτίο εξόδου, ενώ $P_{sat} = P_{del}$ στο σημείο κορεσμού. Επομένως, ξεκινώντας από την ελάχιστη αποδεκτή τιμή ισχύος εξόδου κατά τον κορεσμό έχουμε:

$$P_{sat} \geq 20 \text{ dBm} = 100 \text{ mW} \xleftrightarrow{P_{sat} = \frac{V_{rms}^2}{R_L}} \frac{V_{rms}^2}{R_L} \geq 100 \text{ mW} \Leftrightarrow V_{rms} \geq \sqrt{R_L \cdot 100 \text{ mW}} \quad (4.1)$$

Όμως $V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$ όπου V_p είναι το πλάτος της τάσης στα άκρα του φορτίου. Τελικά:

$$V_p \geq \sqrt{2 \cdot R_L \cdot 100 \text{ mW}} \quad (4.2)$$

Θεωρώντας τον ενισχυτή μας ως μέρος ενός τηλεπικοινωνιακού πομπού μονής εισόδου-μονής εξόδου (SISO-single input single output) καθορίζουμε το φορτίο R_L ως μία κεραία με αντίσταση εισόδου 50Ω στη συχνότητα λειτουργίας μας. Επομένως, με αντικατάσταση στην ανίσωση (4.2) προκύπτει ότι το πλάτος της τάσης στο φορτίο κατά τον κορεσμό θα πρέπει να είναι τουλάχιστον:

$$V_p \geq \sqrt{2 \cdot R_L \cdot 100 \text{ mW}} = \sqrt{2 \cdot 50 \cdot 100 \text{ mW}} \Rightarrow V_p \geq 3.16 \text{ V} \quad (4.3)$$

Η τάση V_p αντιπροσωπεύει το πλάτος της τάσης στα άκρα του φορτίου. Όπως είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, σε έναν ιδανικό ενισχυτή σε τάξη Inverse Class F, $V_p = V_1$ όπου V_1 είναι το πλάτος της τάσης της πρώτης αρμονικής συνιστώσας μεταξύ του συλλέκτη και του εκπομπού της ενεργούς συσκευής. Μετά την ανάλυση της παραγράφου για τις κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στο συλλέκτη σε έναν ιδανικό ενισχυτή Inverse Class F και

σύμφωνα με την εξίσωση (3.55), το πλάτος της τάσης στο συλλέκτη στην πρώτη αρμονική, συνδέεται με την τάση τροφοδοσίας V_{cc} ως εξής [14]:

$$\frac{V_1}{V_{cc}} = \frac{\pi}{2} \quad (4.4)$$

Οπότε με αντικατάσταση στην (4.4), του ελάχιστου απαιτούμενου πλάτους $V_p = V_1 = 3.16 V$ έχουμε ότι η ελάχιστη τιμή της τάσης τροφοδοσίας προκειμένου να πετύχουμε την απαιτούμενη ισχύ στην έξοδο είναι:

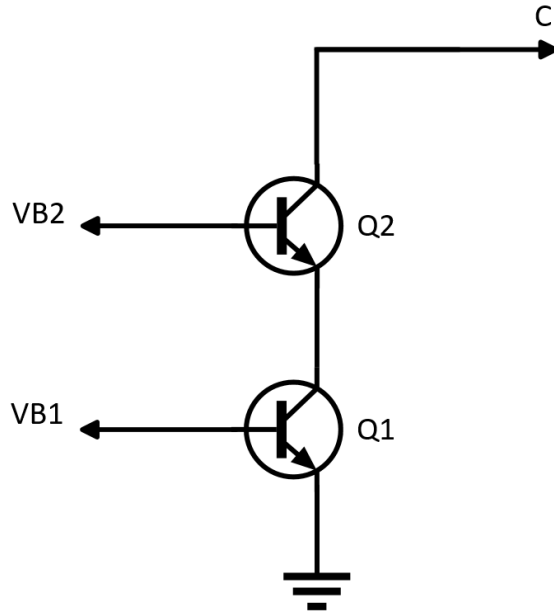
$$\frac{V_1}{V_{cc}} = \frac{\pi}{2} \xrightarrow{V_1=3.16V} V_{cc} \approx 2 V \quad (4.5)$$

Όμως από την ανάλυση των παραγράφων 3.5, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι κατά την λειτουργία του ενισχυτή δρα πληθώρα φαινομένων απωλειών, κάνοντας μας να απέχουμε αρκετά από τη ιδανική ανάλυση. Λόγω λοιπόν των φαινομένων του πεπερασμένου αριθμού των ελεγχόμενων αρμονικών (finite number of harmonics control), της πεπερασμένης τάσης γονάτου (finite knee voltage), της μη μηδενικής τάσης αποκοπής του τρανζίστορ (transistor's breakdown voltage), των ωμικών απωλειών του παθητικού δικτύου εξόδου (resistive losses from the passive load network) αλλά και πολλών άλλων φαινομένων που οφείλονται στις μη ιδανικότητες αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε ως τάση τροφοδοσίας:

$$V_{cc} = 3.3 V. \quad (4.6)$$

4.5 Επιλογή της ενεργούς συσκευής (active device) του ενισχυτή ισχύος

Ως ενεργή συσκευή (active device) του ενισχυτή μας ορίζουμε την συσκευή αυτή (τρανζίστορ ή τοπολογία τρανζίστορ) η οποία θα παράξει την απαιτούμενη ισχύ στο φορτίο εξόδου. Όπως αναφέρθηκε και στη θεωρία, η συσκευή αυτή δεν παράγει μόνο ισχύ, αλλά και καταναλώνει λόγω των μην ιδανικοτήτων που είδαμε στην παράγραφο. Στόχος μας είναι η μείωση αυτών των φαινομένων και η επιλογή μιας ενεργούς συσκευής που καλύπτει τις απαιτήσεις μας σε όλα τα επίπεδα.



Σχήμα 4.2 Κασκοδική τοπολογία διπολικών τρανζίστορ, ως ενεργή συσκευή του επιλεγμένου ενισχυτή.

Επιλέξαμε λοιπόν, την κασκοδική τοπολογία διπολικών τρανζίστορ της τεχνολογίας μας όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.2, ως ενεργή συσκευή του ενισχυτή μας. Η επιλογή της κασκοδικής τοπολογίας έγινε προκειμένου να εκμεταλλευτούμε τα οφέλη της έναντι του μονού τρανζίστορ τα οποία και συνοψίζονται παρακάτω [5], [21]:

- Υψηλότερο κέρδος χαμηλών συχνοτήτων.
- Υψηλότερο εύρος ζώνης (Bandwidth).
- Υψηλότερο slew rate.
- Υψηλότερη αντίσταση εισόδου.
- Καλύτερη ευστάθεια, λόγω της πολύ καλής απομόνωσης του σταδίου εξόδου από το στάδιο εισόδου.

Σαφώς γνωρίζουμε ότι η επιλογή της παραπάνω τοπολογίας διαθέτει διπλάσιο αριθμό τρανζίστορ από ότι η επιλογή του μονού, απαιτώντας έτσι υψηλότερη τάση τροφοδοσίας προκειμένου τα διπολικά τρανζίστορ μας να είναι στην ενεργό περιοχή. Κάτι τέτοιο δεν αποτελεί εμπόδιο στη σχεδίαση μας καθώς, μία υψηλότερη τάση τροφοδοσίας λειτουργεί ευεργετικά στην ισχύ εξόδου που αποδίδεται στο φορτίο και όπως προαναφέρθηκε στοχεύουμε σε μία υψηλή τιμή (~20 dBm) ενώ επίσης, δεν έχουμε κάποιο περιορισμό στο εμβαδόν του test chip όπου θα παράξουμε.

Το κρισιμότερο σημείο στην επιλογή μιας ενεργούς συσκευής που ταιριάζει στις απαιτήσεις ισχύος και απόδοσης της εκάστοτε εφαρμογής, είναι η μελέτη και η σύγκριση των διαθέσιμων από την τεχνολογία μοντέλων τρανζίστορ και έπειτα η επιλογή του κατάλληλου εμβαδού τους [20]. Στην συνέχεια ακολουθεί μία σύντομη παρουσίαση των διαθέσιμων από την τεχνολογία τρανζίστορ, έτσι όπως προκύπτουν από το εγχειρίδιο της τεχνολογίας B11HFC και στη συνέχεια η μέθοδος που ακολουθήθηκε για την επιλογή του καταλληλότερου εμβαδού.

4.5.1 Μοντέλα τρανζίστορ της τεχνολογίας B11HFC

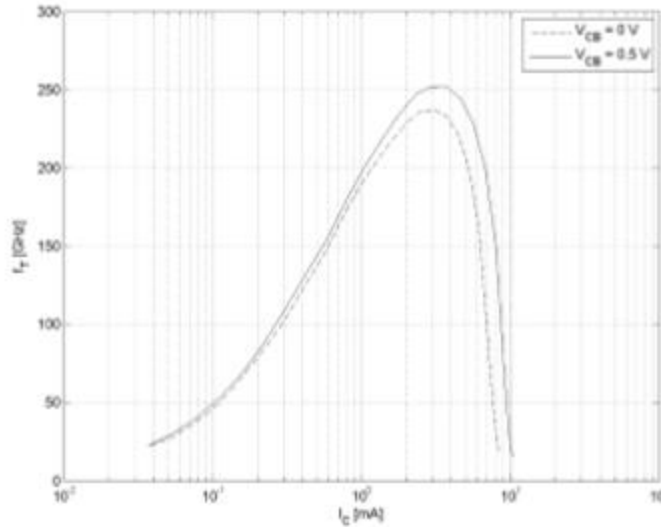
Η τεχνολογία B11HFC της Infineon Technologies AG, παρέχει μία ποικιλία από npn SiGe Heterojunction Bipolar Transistors, οι βασικοί παράμετροι των οποίων, παρουσιάζονται παρακάτω.

High Speed npn: Το συγκεκριμένο μοντέλο αποτυπώνεται σε bjt τρανζίστορς, των οποίων το πλάτος της μάσκας του εκπομπού ποικίλει από 0,22 μm μέχρι και 0,34 μm , ενώ το μήκος της μάσκας εκπομπού κυμαίνεται από 0,7 μm έως 10 μm . Επιπρόσθετα, το συγκεκριμένο μοντέλο παρέχει τη δυνατότητα κατασκευής πολλαπλών βάσεων και εκπομπών, απαριθμώντας έτσι τα ακόλουθα μοντέλα: BEC (μονής βάσης npn τρανζίστορ), BEBC (διπλής βάσης npn τρανζίστορ), CBEC, CBEBEC, CEBEC και CBEBC. Ακόμα, η τεχνολογία μας παρέχει τη δυνατότητα σχηματισμού παράλληλων μπλοκ των παραπάνω μοντέλων διπολικών τρανζίστορ. Ενδεικτικά, παρουσιάζουμε στον Πίνακα 4.2 τις παραμέτρους ενός npn τρανζίστορ διπλής βάσης (double base high speed npn transistor) στους 25°C με εμβαδόν μάσκας εκπομπού $0,22 \times 2,8 \mu\text{m}^2$.

Όπως αναφέρεται και στο εγχειρίδιο της τεχνολογίας για την ορθή σχεδίαση είναι σκόπιμο να έχουμε στη διάθεση μας, μία εκτίμηση για της πυκνότητας ρεύματος, για τη βέλτιστη ταχύτητα της συσκευής [7]. Στο σχήμα 4.3 φαίνεται ότι, η υψηλότερη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους (transit frequency) $f_T \sim 250 \text{ GHz}$ αποκτάται όταν ο συλλέκτης του τρανζίστορ διαρρέεται από ρεύμα περίπου 4,05 mA. Αξίζει να σημειωθεί ότι, η υψηλότερη συχνότητα f_T για το μοντέλο high speed βρίσκεται αν διαιρέσουμε το ρεύμα του συλλέκτη στο συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας με το πραγματικό εμβαδόν της επαφής του εκπομπού (αφαιρώντας δηλαδή το εμβαδόν της μάσκας η οποία προσθέτει 0,09 μm κατά μήκος αλλά και κατά πλάτος) [7].

Parameter	Condition	Unit	Min.	Typical	Max.
$A_{E,mask}$		μm^2		0.22×2.80	
$A_{E,eff}$		μm^2		0.13×2.71	
BV_{CEO}	tbd	V	1.2	1.5	
$BV_{CES}^{1)}$	$I_C = 1 \mu\text{A}; V_{BE} = 0 \text{ V}$	V	4.7	5.3	
$BV_{EB0}^{2)}$	$I_E = 1 \mu\text{A}$	V	0.8	2	
BV_{CSO}	$I_C = 1 \mu\text{A}$	V	10	50	
BV_{BSO}	$I_S = 1 \mu\text{A}$	V	10	50	
β	$I_E = -25 \text{ nA}; V_{CB} = 0 \text{ V}$ $I_E = -250 \mu\text{A}; V_{CB} = 0 \text{ V}$ $I_E = -2.5 \text{ mA}; V_{CB} = 0 \text{ V}$			650 800 450	
$\Delta\beta / \beta$ Long-term stability (drift)	β meas. @ $I_C=tbd; V_{CE}=tbd; T=25^\circ\text{C}$ stress conditions: i) $I_C = tbd; V_{CE}=tbd; T=125^\circ\text{C}$ ii) $V_{EB}=0 \text{ V}; V_{CE}=tbd; T=125^\circ\text{C}$ iii) $V_{EB}=1.2 \text{ V}; I_C=0 \text{ mA}; T=-40^\circ\text{C}$	%	-20		20
V_{BE}	$I_E = -250 \mu\text{A}; V_{CB} = 0 \text{ V}$ $I_E = -2.5 \text{ mA}; V_{CB} = 0 \text{ V}$	mV mV		800 900	
V_{Early}	tbd	V		100	
V_{CESat}	$I_B = 250 \mu\text{A}; I_C = 2.5 \text{ mA}$	mV		110	
maximum f_T @ I_C @ j_C @ $j_{I,C}$	$V_{CB} = 0.5 \text{ V}$	GHz mA mA/ μm^2 mA/ μm		250 4 11.5 1.5	
Parameter	Condition	Unit	Min.	Typical	Max.
maximum f_{max}	$V_{CB} = 0.5 \text{ V}$	GHz	345	370	400
τ_D (CML ring oscillator gate delay) @ I_C @ j_C @ $j_{I,C}$		ps mA mA/ μm^2 mA/ μm	2.5	2.7 4.6 13 1.69	2.9
R_B	from S-Parameter measurements @ peak f_T	Ω		30	
R_E		Ω		4	
$R_{C,EX}$		Ω		9	
C_{JE}	$V_{JE} = 0 \text{ V}$	fF		5.2	
C_{JC}	$V_{JC} = 0 \text{ V}$	fF		4	
C_{JS}	$V_{JS} = 0 \text{ V}$	fF		2.4	
1/f noise, corner frequency		Hz		tbd	

Πίνακας 4.2 Παράμετροι ενός high speed ηρη μοντέλου διπλής βάσης CBEBC (βλ. Design manual of B11HFC)



Σχήμα 4.3 Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσει του ρεύματος συλλέκτη I_C για ένα npn double base high speed τρανζίστορ με εμβαδόν $0,22 \times 2,8 \mu\text{m}^2$.

Επομένως η πυκνότητα του ρεύματος που διαρρέει το τρανζίστορ εμβαδού $0,22 \times 2,8 \mu\text{m}^2$ κατά την βέλτιστη συχνότητα f_T είναι περίπου:

$$J_C = \frac{I_C}{A_{eff}} = \frac{4,05}{(0,22-0,09) \times (2,8-0,09)} = 11,5 \text{ mA}/\mu\text{m}^2.$$

Medium Speed npn: Παρακάτω, ακολουθούν οι παράμετροι του Medium speed npn τρανζίστορ (Πίνακας 4.3) που παρέχει η τεχνολογία, με ακριβώς το ίδιο εμβαδόν όπως και στην παραπάνω περίπτωση του high speed μοντέλου προκειμένου να υπάρξει η δυνατότητα σύγκρισης. Αξίζει να σημειωθεί για τη συνέχεια της ανάλυσης μας, ότι η μέγιστη συχνότητα μεταφοράς f_T του συγκεκριμένου μοντέλου ανέρχεται στα 80 GHz , ενώ η συχνότητα f_{max} κατά την οποία το μέγιστο διαθέσιμο κέρδος γίνεται μοναδιαίο δεν είναι ακόμα καθορισμένο.

High Voltage npn: Οι παράμετροι του High Voltage npn τρανζίστορ που παρέχει η τεχνολογία με ακριβώς το ίδιο εμβαδόν όπως και στις παραπάνω περιπτώσεις των High και Medium speed μοντέλων παρατίθενται στον πίνακα 4.4. Όπως παρατηρούμε, σε αυτό το μοντέλο η μέγιστη συχνότητα μεταφοράς f_T ανέρχεται στα 55 GHz .

Για την κασκοδική τοπολογία της ενεργούς συσκευής μας επιλέξαμε το High Speed npn μοντέλο της τεχνολογίας λόγω της υψηλότερης συχνότητας μοναδιαίου κέρδους $f_T \sim 250 \text{ GHz}$ όπως και της υψηλής μέγιστης συχνότητας $f_{max} \sim 370 \text{ GHz}$ [7].

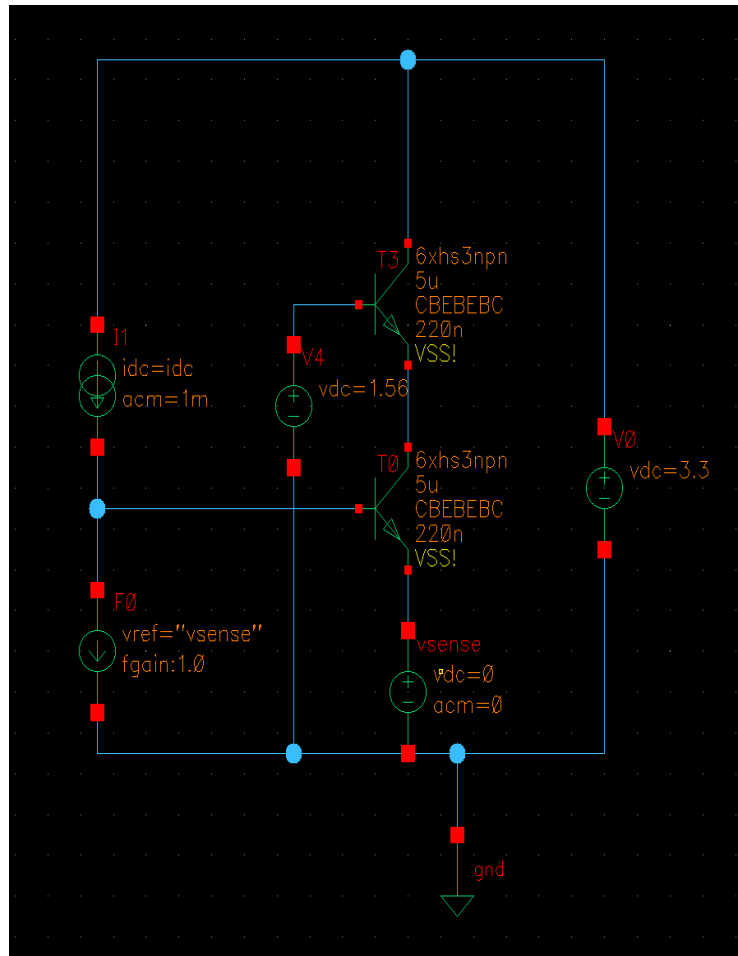
Parameter	Condition	Unit	Min.	Typical	Max.
$A_{E,mask}$		μm^2		0.22×2.80	
$A_{E,eff}$		μm^2		0.13×2.71	
BV_{CEO}	tbd	V	1.9	2.5	
$BV_{CES}^{1)}$	$I_C = 1 \mu\text{A}; V_{BE} = 0 \text{ V}$	V	9.5	14	
$BV_{EB0}^{2)}$	$I_E = 1 \mu\text{A}$	V	0.8	2	
BV_{CSO}	$I_C = 1 \mu\text{A}$	V	10	55	
BV_{BSO}	$I_S = 1 \mu\text{A}$	V	10	55	
β	$I_E = -30 \mu\text{A}, V_{CB} = 0 \text{ V}$ $I_E = -300 \mu\text{A}, V_{CB} = 0 \text{ V}$			650 600	
$\Delta\beta / \beta$ Long-term stability (drift)	β meas. @ $I_C=tbd; V_{CE}=tbd; T=25^\circ\text{C}$ stress conditions: i) $I_C=tbd; V_{CE}=tbd; T=125^\circ\text{C}$ ii) $V_{EB}=0 \text{ V}; V_{CE}=tbd; T=125^\circ\text{C}$ iii) $V_{EB}=1.2 \text{ V}; I_C=0 \text{ mA}; T=-40^\circ\text{C}$	%	-20		20
V_{BE}	$I_E = -30 \mu\text{A}; V_{CB} = 0 \text{ V}$ $I_E = -300 \mu\text{A}; V_{CB} = 0 \text{ V}$	mV mV		tbd tbd	
V_{Early}	tbd	V		100	
V_{CEsat}	$I_B = tbd; I_C = tbd$	mV		tbd	
maximum f_T @ I_C @ j_C @ $j_{I,C}$	$V_{CB} = 1.0 \text{ V}$	GHz mA mA/ μm^2 mA/ μm		80 0.63 1.8 0.23	
maximum f_{max}	$V_{CB} = 1.0 \text{ V}$	GHz		tbd	
R_B	from S-Parameter measurements @ peak f_T	Ω		30	
R_E		Ω		4	
$R_{C,EX}$		Ω		9	
C_{JE}	$V_{JE} = 0 \text{ V}$	fF		5.2	
C_{JC}	$V_{JC} = 0 \text{ V}$	fF		tbd	
C_{JS}	$V_{JS} = 0 \text{ V}$	fF		tbd	
1/f noise, corner frequency		Hz		tbd	

Πίνακας 4.3 Παράμετροι medium speed μοντέλου CBEBC $0,22 \times 2,8 \mu\text{m}^2$ Design manual of B11HFC)

Parameter	Condition	Unit	Min.	Typical	Max.
$A_{E,mask}$		μm^2		0.22×2.80	
$A_{E,eff}$		μm^2		0.13×2.71	
BV_{CEO}	tbd	V	2.5	4.0	
$BV_{CES}^{1)}$	$I_C = 1 \mu\text{A}; V_{BE} = 0 \text{ V}$	V	10	14.5	
$BV_{EB0}^{2)}$	$I_E = 1 \mu\text{A}$	V	0.8	2	
BV_{CSO}	$I_C = 1 \mu\text{A}$	V	10	55	
BV_{BSO}	$I_S = 1 \mu\text{A}$	V	10	55	
β	$I_E = -30 \mu\text{A}, V_{CB} = 0 \text{ V}$ $I_E = -300 \mu\text{A}, V_{CB} = 0 \text{ V}$			600 450	
$\Delta\beta / \beta$ Long-term stability (drift)	β meas. @ $I_C=tbd; V_{CE}=tbd; T=25^\circ\text{C}$ stress conditions: i) $I_C=tbd; V_{CE}=tbd; T=125^\circ\text{C}$ ii) $V_{EB}=0 \text{ V}; V_{CE}=tbd; T=125^\circ\text{C}$ iii) $V_{EB}=1.2 \text{ V}; I_C=0 \text{ mA}; T=-40^\circ\text{C}$	%	-20		20
V_{BE}	$I_E = -30 \mu\text{A}; V_{CB} = 0 \text{ V}$ $I_E = -300 \mu\text{A}; V_{CB} = 0 \text{ V}$	mV mV		750 820	
V_{Early}	tbd	V		100	
V_{CESat}	$I_B = 30 \mu\text{A}; I_C = 300 \mu\text{A}$	mV		tbd	
maximum f_T @ I_C @ j_C @ $j_{I,C}$	$V_{CB} = 1.0 \text{ V}$	GHz mA $\text{mA}/\mu\text{m}^2$ $\text{mA}/\mu\text{m}$		55 0.32 0.9 0.12	
maximum f_{max}	$V_{CB} = 1.0 \text{ V}$	GHz		tbd	
R_B	from S-Parameter measurements @ peak f_T	Ω		30	
R_E		Ω		4	
$R_{C,EX}$		Ω		9	
C_{JE}	$V_{JE} = 0 \text{ V}$	fF		5.2	
C_{JC}	$V_{JC} = 0 \text{ V}$	fF		tbd	
C_{JS}	$V_{JS} = 0 \text{ V}$	fF		tbd	
1/f noise, corner frequency		Hz		tbd	

Πίνακας 4.4 Παράμετροι High Voltage μοντέλου CBEBEC $0,22 \times 2,8 \mu\text{m}^2$ (βλ.Design manual of B11HFC)

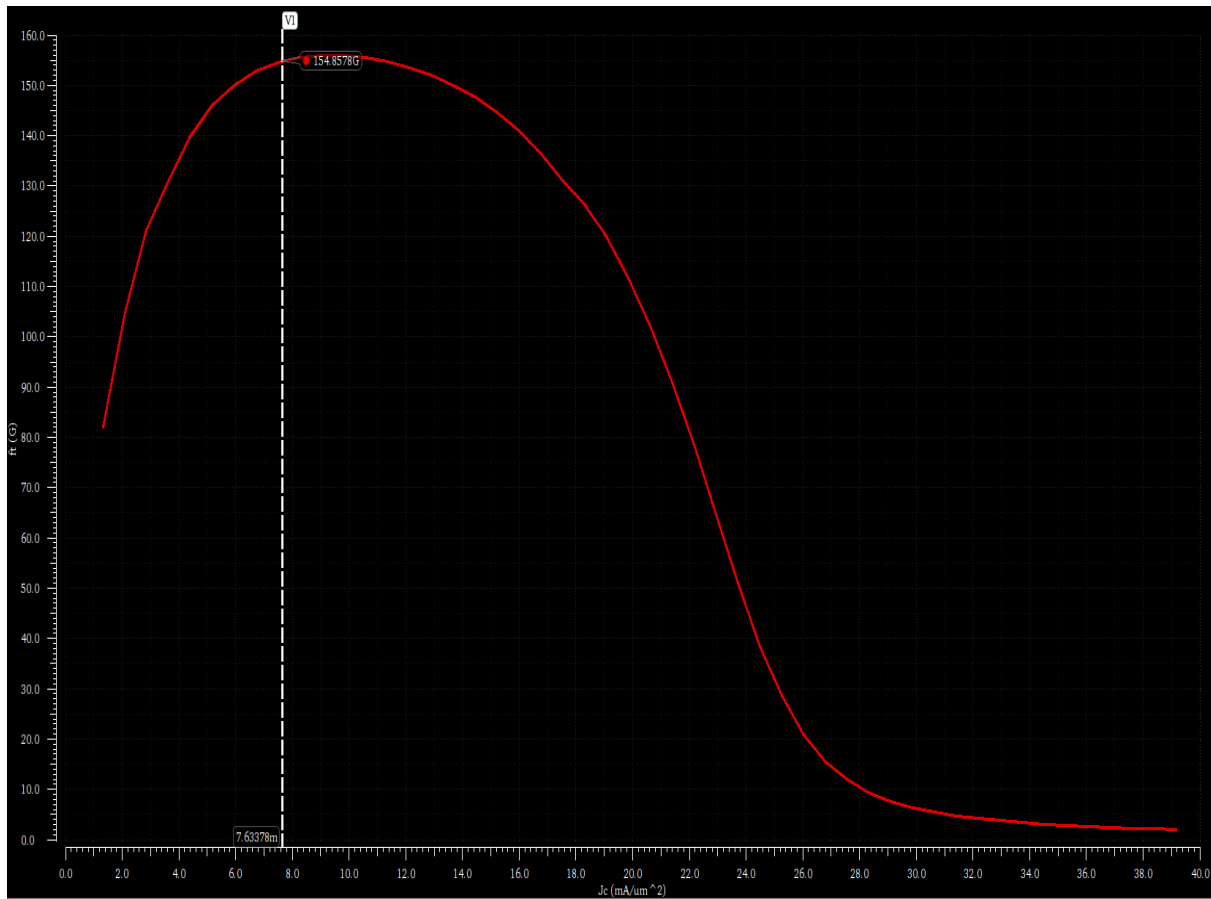
Αν και οι παραπάνω συχνότητες ορίζονται για μονά τρανζίστορ στην περίπτωση της δικής μας κασκοδικής τοπολογίας θα μπορούσαμε να θεωρήσουμε ως συλλέκτη της ενεργούς συσκευής, το συλλέκτη του πάνω τρανζίστορ και ως «κύρια» βάση, τη βάση του κάτω τρανζίστορ προκειμένου να εξάγουμε την χαρακτηριστική f_T ως προς την πυκνότητα ρεύματος που διαρρέει την κασκοδική τοπολογία. Συνθέτωντας το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 4.4, προκύπτει η χαρακτηριστική f_T του σχήματος 4.5. Όπως είναι φανερό, η μέγιστη τιμή της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους είναι πλέον $\sim 155 \text{ GHz}$.



Σχήμα 4.4 Σχηματικό για τον προσδιορισμό της συχνότητας f_T συναρτήσει της πυκνότητας ρεύματος συλλέκτη J_C της κασκοδικής τοπολογίας.

4.5.2 Επιλογή του εμβαδού των τρανζίστορ της ενεργούς συσκευής

Μπορεί στην προηγούμενη παράγραφο να επιλέξαμε το μοντέλο τρανζίστορ που ταιριάζει καλύτερα στην εφαρμογή μας, αλλά για να ολοκληρώσουμε το ευρύτερο κεφάλαιο της επιλογής της ενεργούς συσκευής του ενισχυτή ισχύος της παρούσας εργασίας, θα πρέπει να επιλέξουμε το κατάλληλο μέγεθος (εμβαδόν) για τα τρανζίστορ που αποτελούν την κασκοδική τοπολογία της ενεργούς συσκευής.

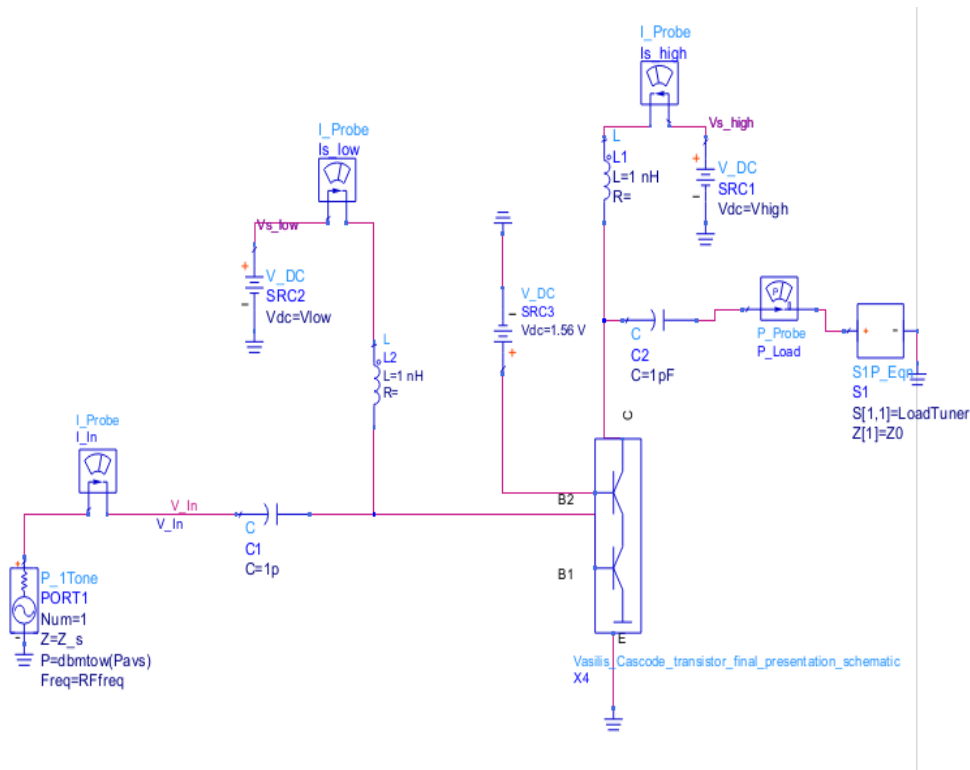


Σχήμα 4.5 Διάγραμμα της συχνότητας f_T συναρτήσει της πυκνότητας ρεύματος συλλέκτη J_c της κασκοδικής τοπολογίας.

Για το σκοπό αυτό, θα εκτελέσουμε μία Load-Pull ανάλυση. Κατά τη Load-Pull ανάλυση, πολώνουμε το τρανζίστορ ή την δομή των τρανζίστορ στην περίπτωση μας σε], dc τάσεις και έπειτα η προσομοίωση, μεταβάλλοντας το φορτίο εξόδου του ενισχυτή, παρέχει πλήθος αποτελεσμάτων που έχουν να κάνουν με την ισχύ, το κέρδος ισχύος, την απόδοση αλλά και των συνδυασμό αυτών. Η ευρύτερα διαδεδομένη αποτύπωση των αποτελεσμάτων μιας Load-Pull ανάλυσης γίνεται με τη μορφή των κυκλικών (ή ελλειπτικών) γραφημάτων της ισχύος που αποδίδεται στο φορτίο και της απόδοσης του ενισχυτή, πάνω στο χάρτη Smith. Κάθε σημείο αυτών των γραφημάτων αποτελεί και μία ισχύ ή αντίστοιχα μια απόδοση για ένα συγκεκριμένο φορτίο εξόδου. Περισσότερες πληροφορίες για την Load-Pull ανάλυση δίνονται στο [20] όπου και παραπέμπουμε τον αναγνώστη που δεν είναι εξοικειωμένος με τη συγκεκριμένη προσομοίωση.

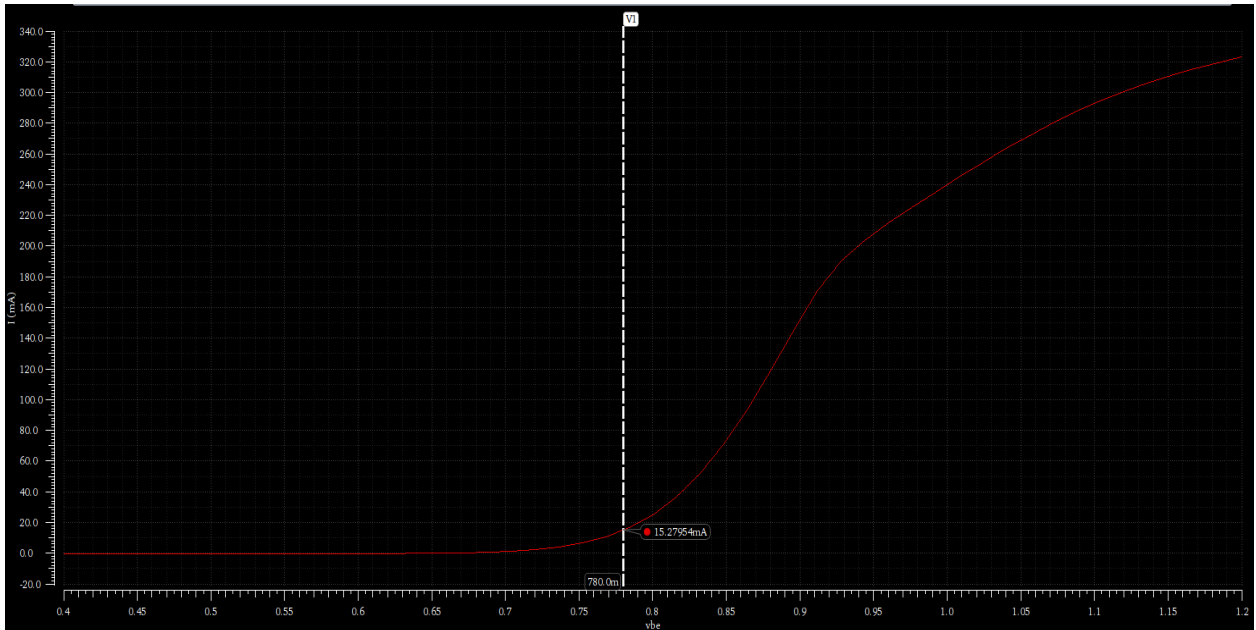
Σε απόλυτη συνάφεια με τα παραπάνω, δημιουργήσαμε ένα σχηματικό στο περιβάλλον της ADS-Advanced Design System®, που παρέχεται από την Keysight Technologies® με σκοπό να εκτελέσουμε μία Load-Pull ανάλυση για την κασκοδική τοπολογία της ενεργούς συσκευής μας. Προκειμένου να επιτύχουμε το σκοπό μας για το συγκεκριμένο στάδιο της σχεδίασης μας, που υπενθυμίζεται πως είναι η εύρεση του κατάλληλου εμβαδού των τρανζίστορ, τρέξαμε πολλές Load-Pull προσομοιώσεις τοποθετώντας διαφορετικά μήκη για τους εκπομπούς των τρανζίστορς, κρατώντας τα πλάτη των επαφών των εκπομπών πάντα σταθερά και ίσα με το ελάχιστο δυνατό 220 nm. Επίσης, εκμεταλλευόμενοι τη δυνατότητα που παρέχεται από τεχνολογία για τη δημιουργία τρανζίστορ πολλαπλών εκπομπών και βάσεων προσπαθήσαμε να αποκτήσουμε ακόμα μεγαλύτερο δείγμα αποτελεσμάτων της Load-Pull ανάλυσης προκειμένου να επιλέξουμε τελικά εκείνο το εμβαδόν για τα τρανζίστορ μας, το οποίο σε συνδυασμό με την πόλωση σε μία βαθιά κλάση AB (deep class AB) θα μας δώσουν την επιθυμητή ισχύ στην έξοδο για ένα συγκεκριμένο φορτίο [14].

Στο Σχήμα 4.6 φαίνεται το σχηματικό για την Load-Pull ανάλυση στο περιβάλλον του ADS®. Συγκεκριμένα, έχουμε τοποθετήσει το σύμβολο X4 σε τοπολογία κοινού εκπομπού, το οποίο περιλαμβάνει την κασκοδική τοπολογία των τρανζίστορ ακριβώς όπως παρέχεται από τη βιβλιοθήκη της τεχνολογίας, με ιδανικές συνδέσεις μεταξύ τους και χωρίς να υπάρχει οποιαδήποτε προσθήκη παρασιτικών στοιχείων στην μοντελοποίηση τους. Χρησιμοποιώντας της dc πηγές τάσεις πολώνουμε την ενεργό συσκευή μας σε βαθιά κλάση AB, η οποία και προετοιμάζει το έδαφος, έτσι ώστε στη συνέχεια με το σωστό συντονισμό των αρμονικών συνιστωσών στο κύκλωμα εξόδου να επιτευχθεί η αντίστροφη κλάση F. Στη συνέχεια, παρέχουμε την RF ισχύ από το στοιχείο P_1Tone μέσω ενός μεγάλου decoupling πυκνωτή $1pF$ και την διαχωρίζουμε από την dc τάση πόλωσης V_{low} μέσω ενός μεγάλου πηνίου $1nH$ που χρησιμοποιείται ως RF Choke. Από την πλευρά της εξόδου, ως φορτίο τοποθετείται το στοιχείο S1P_Eqn που μας δίνει τη δυνατότητα να γράφουμε το φορτίο με τη μορφή εξίσωσης. Στο φορτίο δεν περνάει dc ρεύμα αφού αυτό αποκόπτεται από τον decoupling πυκνωτή, ενώ η dc τάση για την πόλωση του συλλέκτη της ενεργούς συσκευής δίνεται από την dc πηγή V_{high} μέσω του μεγάλου πηνίου $1nH$. Η συγκεκριμένη δομή είναι η απλούστερη για τη μελέτη ενός γραμμικού ενισχυτή οποιασδήποτε κλάσης.



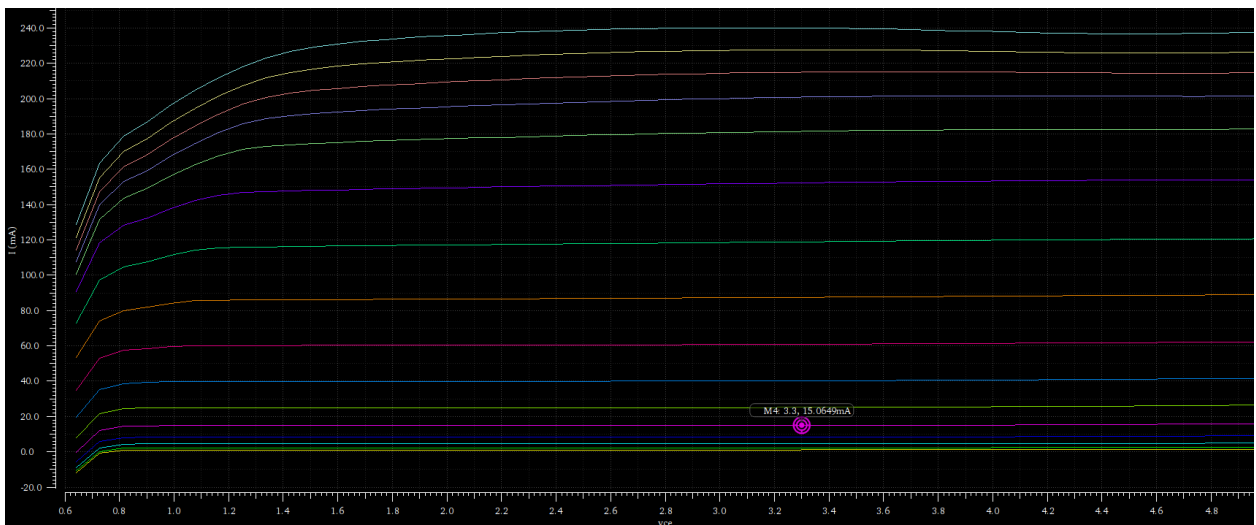
Σχήμα 4.6 Σχηματικό διάγραμμα για την εκτέλεση της Load-Pull ανάλυσης στην εκάστοτε ενεργό συσκευή του ενισχυτή.

Πραγματοποιώντας επαναλαμβανόμενες Load-Pull προσομοιώσεις μεταβάλλοντας το εμβαδόν των τρανζίστορ και τις dc πηγές πόλωσης, έτσι ώστε ο ενισχυτής μας να παραμένει πολωμένος σε μία βαθιά κλάση AB και μελετώντας τα αποτελέσματα ισχύος στο χάρτη Smith έπειτα από κάθε προσομοίωση, καταλήξαμε στην απόφαση να χρησιμοποιήσουμε 6 παράλληλα μπλοκ CBEBEBC τρανζίστορς και για το κάτω αλλά και για το πάνω τρανζίστορ της κασκοδικής τοπολογίας. Το κάθε τρανζίστορ θα έχει πλάτος (width) 220 nm και μήκος (length) $5\text{ }\mu\text{m}$. Για 0 dBm ισχύ εισόδου και $50\text{ }\Omega$ αντίσταση πηγής εισόδου, η βάση του κάτω τρανζίστορ πολώνεται με dc τάση $V_{low} = V_{B1} = 0.78\text{ V}$, η βάση του πάνω τρανζίστορ $V_{B2} = 1.56\text{ V}$ και ο συλλέκτης του πάνω τρανζίστορ $V_{high} = V_C = 3.3\text{ V}$ που είναι η τάση τροφοδοσίας του ενισχυτή μας όπως αναλύθηκε στην παράγραφο 4.4. Με τις παραπάνω τιμές των τάσεων πόλωσης λαμβάνουμε τις χαρακτηριστικές ρεύματος που φαίνονται στα σχήματα 4.7 και 4.8. Στο Σχήμα 4.7 παρατίθεται η χαρακτηριστική του ρεύματος στο συλλέκτη συναρτήσει της τάσης μεταξύ της βάσης B1 και του εκπομπού-γης. Σε αυτή μπορούμε να δούμε ότι για 0 dBm ισχύ εισόδου ο ενισχυτής μας πολώνεται σε βαθιά κλάση AB και διαρρέεται με dc ρεύμα $\sim 15\text{ mA}$.



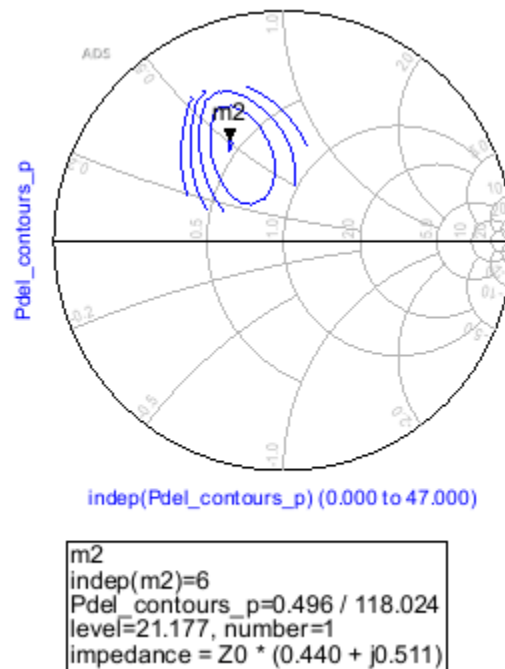
Σχήμα 4.7 Χαρακτηριστική ρεύματος $I_C(V_{BE})$. Τονίζεται το σημείο dc λειτουργίας όπου η ενεργός συσκευή πολώνεται με ρεύμα $15,27 \text{ mA}$.

Στο Σχήμα 4.8 φαίνονται οι χαρακτηριστικές ρεύματος ως προς την τάση στα άκρα της ενεργός συσκευής, μεταβάλλοντας την τάση μεταξύ της βάσης B1 και της γης. Στην καμπύλη $V_{B1} = 0,78 \text{ V}$ και στο σημείο λειτουργίας όπου $V_{CE} = 3,3 \text{ V}$ φαίνεται και πάλι ότι ο ενισχυτής μας πολώνεται με ρεύμα $\sim 15 \text{ mA}$. Στο Σχήμα 4.8 θα λέγαμε ότι έχουμε από μία διαφορετική οπτική, φανερό το γεγονός ότι η ενεργός συσκευή μας πολώνεται σε βαθιά κλάση AB, τραβώντας ένα μικρό ρεύμα και αποκόπτοντας έτσι ένα μεγάλο μέρος του κύκλου του RF ρεύματος που την διαρρέει.



Σχήμα 4.8 Χαρακτηριστική ρεύματος $I_C(V_{CE})$ για διαφορετικές τιμές της V_{BE} . Τονίζεται το σημείο dc λειτουργίας όπου η ενεργός συσκευή πολώνεται με $V_{B1} = 0,78 \text{ V}$, $V_{B2} = 1,56 \text{ V}$ και $V_{CE} = 3,3 \text{ V}$.

Τέλος η επιλογή του συγκεκριμένου σημείου λειτουργίας και εμβαδού τρανζίστορ έγινε όπως προαναφέρθηκε έπειτα από την λήψη ικανοποιητικών αποτελεσμάτων της Load-Pull ανάλυσης. Στο Σχήμα 4.9 φαίνονται τα διαγράμματα της ισχύος που αποδίδεται στα διάφορα φορτία μετά τη λήξη της προσομοίωσης.

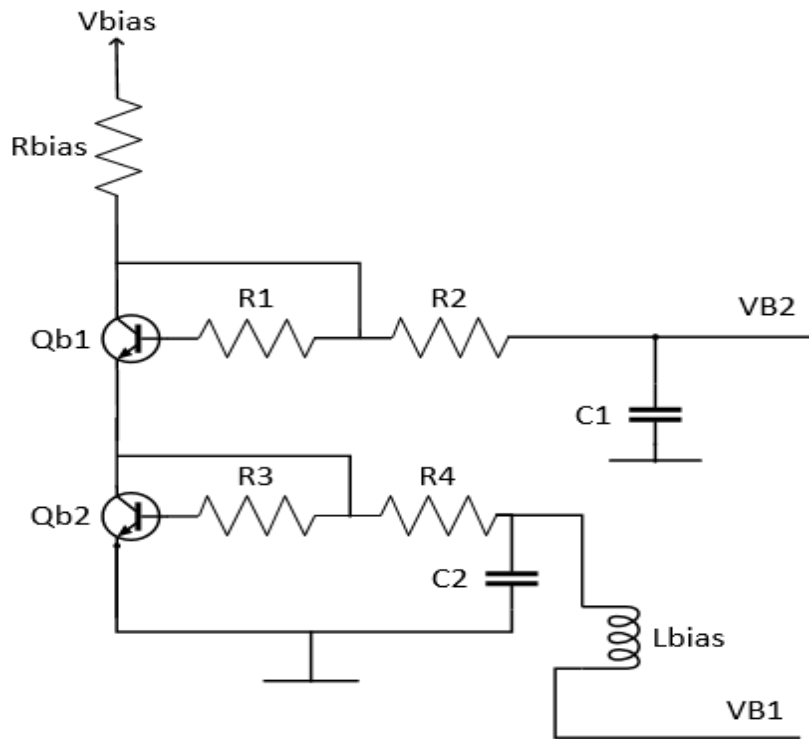


Σχήμα 4.9 Χαρακτηριστικές Ισχύος εξόδου αποδιδόμενης στο φορτίο P_{del} μετά την Load-Pull προσομοίωση.

Γίνεται φανερό από την παραπάνω εικόνα ότι η κασκοδική τοπολογία που επιλέξαμε, με την συγκεκριμένη πόλωση έχει τη δυνατότητα παροχής μέγιστης ισχύος στην έξοδο **21, 177 dBm** για εμπέδηση εξόδου $Z_L = Z_0 \cdot (0,440 + j0,511) = 22 + j25 \Omega$. Ένα τέτοιο αποτέλεσμα για την ισχύ εξόδου είναι απόλυτα ικανοποιητικό, αφού πληρεί τις απαιτήσεις που θέσαμε στην αρχή του κεφαλαίου 4 και προέρχεται από την εκπλήρωση επίσης, των προϋποθέσεων περί πόλωσης στην βαθιά κλάση AB. Αν και στην ενεργό συσκευή μας δεν συμπεριλαμβάνονται πιο ακριβή μοντέλα για την αναπαράσταση των παρασιτικών στοιχείων που δημιουργούνται μεταξύ των κόμβων της, εντούτοις, υπάρχει ένα ικανοποιητικό περιθώριο της τάξεως του 1 dBm από τον αρχικό στόχο για την ισχύ εξόδου ($\sim 20 \text{ dBm}$), πράγμα που μας δίνει την ασφάλεια να προχωρήσουμε στα επόμενα στάδια της σχεδίασης μας έχοντας πλέον μία ενεργό συσκευή και μία πόλωση που πληρούν όλες τις επιδιωκόμενες απαιτήσεις για την υλοποίηση της αντίστροφης κλάσης F.

4.5 Επιλογή του Κυκλώματος Πόλωσης (Bias Circuit)

Το σχηματικό του επιλεγμένου κυκλώματος πόλωσης φαίνεται στο Σχήμα 4.10. Αποτελείται από δύο διπολικά τρανζίστορ Qb1 και Qb2, τις αντιστάσεις R_1, R_2, R_3, R_4 και R_{bias} , το πηνίο L_{bias} και τέλος, τους πυκνωτές C_1 και C_2 . Στην ανάλυση μας μέχρι στιγμής, έχουμε αναφέρει ότι η ενεργός συσκευή θέλουμε να πολώνεται σε μία βαθιά κλάση AB. Κατ' επέκταση το χρησιμοποιούμενο κύκλωμα πόλωσης θα πρέπει να επιτελεί την επιθυμητή πόλωση των τρανζίστορ, διασφαλίζοντας ότι το dc σημείο λειτουργίας της ενεργούς συσκευής θα παραμένει ανεπηρέαστο από μεταβολές θερμοκρασίας, απότομης αύξησης της τάσης τροφοδοσίας και ατέλειες κατά τη διαδικασία ολοκλήρωσης [22]. Στη συνέχεια, ακολουθεί η ανάλυση του τρόπου λειτουργίας του κυκλώματος πόλωσης και τεκμηριώνεται η επιλογή όλων των στοιχείων που το αποτελούν.

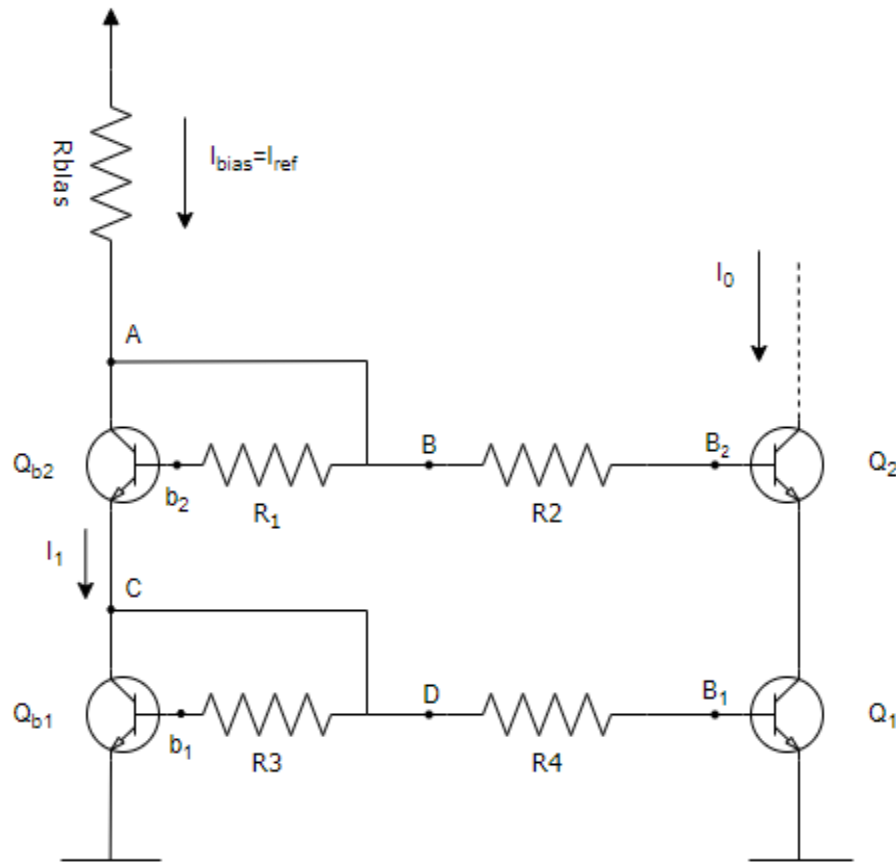


Σχήμα 4.10 Σχηματικό του επιλεγμένου κυκλώματος πόλωσης (bias Circuit).

Το επιλεγμένο κύκλωμα πόλωσης είναι ένας απλός αλλά αποδοτικός κασκοδικός καθρέπτης ρεύματος. Στο σχήμα 4.11 όπου έχει προστεθεί και ο κλάδος της κασκοδικής τοπολογίας της ενεργούς συσκευής, μπορεί να γίνει πιο εύκολα αντιληπτή η λειτουργία του συγκεκριμένου

κυκλώματος ως καθρέπτη ρεύματος. Πιο συγκεκριμένα, τα δύο τρανζίστορ Q_{b1} και Q_{b2} είναι ισομεγέθη, με μέγεθος m φορές μικρότερο από αυτό των Q_1 και Q_2 και λειτουργούν ως δίοδοι παρέχοντας τις απαραίτητες πτώσεις τάσης μεταξύ των κόμβων των συλλεκτών και των εκπομπών τους $V_{AC} = V_{BC} = V_C = V_D$. Η αντίσταση R_{bias} ελέγχει το ρεύμα αναφοράς I_{bias} όπως φαίνεται από την εξίσωση (4.8). Γνωρίζουμε ότι, σκοπός του καθρέπτη ρεύματος είναι η αντιγραφή αυτού καθ' αυτού του ρεύματος αναφοράς $I_{ref} = I_{bias}$ ή κάποιου ανάλογου του, στον συνδεδεμένο κλάδο. Με αυτό τον τρόπο δημιουργούμε στην κασκοδική τοπολογία της ενεργούς συσκευής μας την κατάλληλη πόλωση στις βάσεις των τρανζίστορ. Αναλυτικότερα, το ρεύμα αναφοράς, θεωρώντας ιδανικούς και μεγάλους (ιδανικά άπειρους) bypass πυκνωτές C_1 και C_2 και μεγάλο (ιδανικά άπειρο) πηνίο L_{bias} δίνεται:

$$I_{bias} = \frac{V_{cc} - V_{BC} - V_C}{R_{bias}} = \frac{V_{cc} - 2V_{BC}}{R_{bias}} \quad (4.8)$$



Σχήμα 4.11 Σχηματικό του επιλεγμένου κυκλώματος πόλωσης (bias Circuit) μαζί με την κασκοδική τοπολογία της ενεργούς συσκευής.

Εφαρμόζοντας τον νόμο ρευμάτων του Kirchhoff στον κόμβο A έχουμε:

$$I_{bias} = I_{c2} + \frac{I_{c2}}{\beta} + \frac{I_0}{\beta} \quad (4.9)$$

θεωρώντας ότι η παράμετρος β είναι κοινή για όλα τα τρανζίστορ. Όμως γνωρίζουμε ότι για το ρεύμα εκπομπού ισχύει:

$$I_1 = I_{c2} + \frac{I_{c2}}{\beta} \quad (4.10)$$

Παρόμοια με πριν, μπορούμε να δείξουμε ότι

$$I_1 = I_{c1} + \frac{I_{c1}}{\beta} + \frac{I_2}{\beta} \quad (4.11)$$

Προκειμένου τα ρεύματα των εκπομπών του κάτω καθρέπτη Q_{b1} και Q_1 να είναι ίσα θα πρέπει το δυναμικό των κόμβων b_1 και B_1 να είναι ίσα $V_{b1} = V_{B1}$. Γνωρίζουμε ότι η βάση του Q_{b1} διαρρέεται από το ρεύμα $\frac{I_{c1}}{\beta}$, ενώ η βάση του Q_1 διαρρέεται από $\frac{I_2}{\beta}$. Επομένως θα πρέπει

$$\frac{I_{c1}}{\beta} \cdot R_3 = \frac{I_2}{\beta} \cdot R_4 \Leftrightarrow I_{c1} \cdot R_3 = I_2 \cdot R_4 \quad (4.12)$$

Αναλύοντας τα ρεύματα των συλλεκτών και θεωρώντας ότι τα τρανζίστορ της κασκοδικής τοπολογίας της ενεργούς συσκευής Q_1 και Q_2 είναι m φορές μεγαλύτερα από τα Q_{b1} και Q_{b2} , όπως προαναφέρθηκε έχουμε:

$$I_{c1} = I_S e^{U_{b1}/V_T} \quad (4.13)$$

$$I_2 = m I_S e^{U_{B1}/V_T} \quad (4.14)$$

Και αφού $V_{b1} = V_{B1}$ προκύπτει ότι:

$$I_2 = m I_{c1} \quad (4.15)$$

Τελικά από την εξίσωση (4.12) βλέπουμε ότι θα πρέπει:

$$R_3 = m R_4 \quad (4.16)$$

Στη συνέχεια εξετάζοντας τον πάνω καθρέπτη, προκειμένου να έχουμε ίση πτώση τάσης μεταξύ των κόμβο B-C και C-γη θα εφαρμόσουμε την ίδια ακριβώς αναλογία στις αντιστάσεις που περιλαμβάνονται σε αυτόν. Δηλαδή:

$$R_1 = mR_2 \quad (4.17)$$

Η προσθήκη του δικτύου των αντιστάσεων στον ιδανικό καθρέπτη ρεύματος, δρα ευεργετικά στην σταθεροποίηση του dc σημείου λειτουργίας κατά τις απότομες μεταβολές της τάσης και της θερμοκρασίας.

Η ανάλυση που προηγήθηκε αφορούσε το dc μονοπάτι του κυκλώματος πόλωσης. Με άλλα λόγια, οι αντιστάσεις και τα τρανζίστορ σε συνδυασμό με την τάση τροφοδοσίας δημιουργούν το κατάλληλο dc ρεύμα στις βάσεις των τρανζίστορ της ενεργούς συσκευής πολώνοντας τα σε βαθιά κλάση AB. Επομένως, οποιαδήποτε μεταβολή επιθυμούμε στην πόλωση του πυρήνα του ενισχυτή μας θα συνεπάγεται μεταβολή των τιμών αυτών των στοιχείων.

Προκειμένου να ολοκληρωθεί η μελέτη του συγκεκριμένου κυκλώματος θα πρέπει να τεκμηριώσουμε τη χρήση των bypass πυκνωτών C_1 και C_2 και του πηνίου L_{bias} , στοιχεία τα οποία συμβάλλουν στο RF μονοπάτι του κυκλώματος πόλωσης. Πιο συγκεκριμένα, το πηνίο L_{bias} είναι ένα μεγάλο πηνίο, παρέχοντας υψηλή εμπέδηση για το RF σήμα και αποκόπτοντας το μονοπάτι της ισχύος εισόδου προς το κύκλωμα πόλωσης, έτσι ώστε όλη η εισερχόμενη στον ενισχυτή RF ισχύ, να περνάει στην ενεργό συσκευή. Η αυτεπαγωγή L_{bias} λειτουργεί σαν RF choke και επομένως επιθυμούμε την κατασκευή μεγάλου πηνίου με όσο το δυνατόν μικρότερες απώλειες. Τέλος, χρησιμοποιούμε τους bypass πυκνωτές C_1 και C_2 σαν καταβόθρες RF σημάτων προκειμένου να εμποδίσουμε τον θόρυβο να φτάσει στην είσοδο της ενεργούς συσκευής μας. Κατ' επέκταση επιθυμούμε υψηλές τιμές χωρητικότητας με όσο το δυνατόν λιγότερες απώλειες.

Όλα τα παραπάνω στοιχεία σχεδιάστηκαν σε επίπεδο Layout, ενώ στις τελικές προσομοιώσεις του ενισχυτή συνυπολογίστηκαν οι απώλειες και τα παρασιτικά στοιχεία που προστέθηκαν λόγω της δομής τους και των συνδέσεων μεταξύ τους. Σε αυτό το κεφάλαιο επικεντρώνουμε τη μελέτη μας στην κυκλωματική ανάλυση και τις θεωρητικές ιδανικές τιμές των στοιχείων. Πριν ολοκληρώσουμε την παρούσα παράγραφο παραθέτουμε τις θεωρητικές ιδανικές τιμές των στοιχείων που προαναφέρθηκαν, οι οποίες προέκυψαν από τις προηγούμενες εξισώσεις.

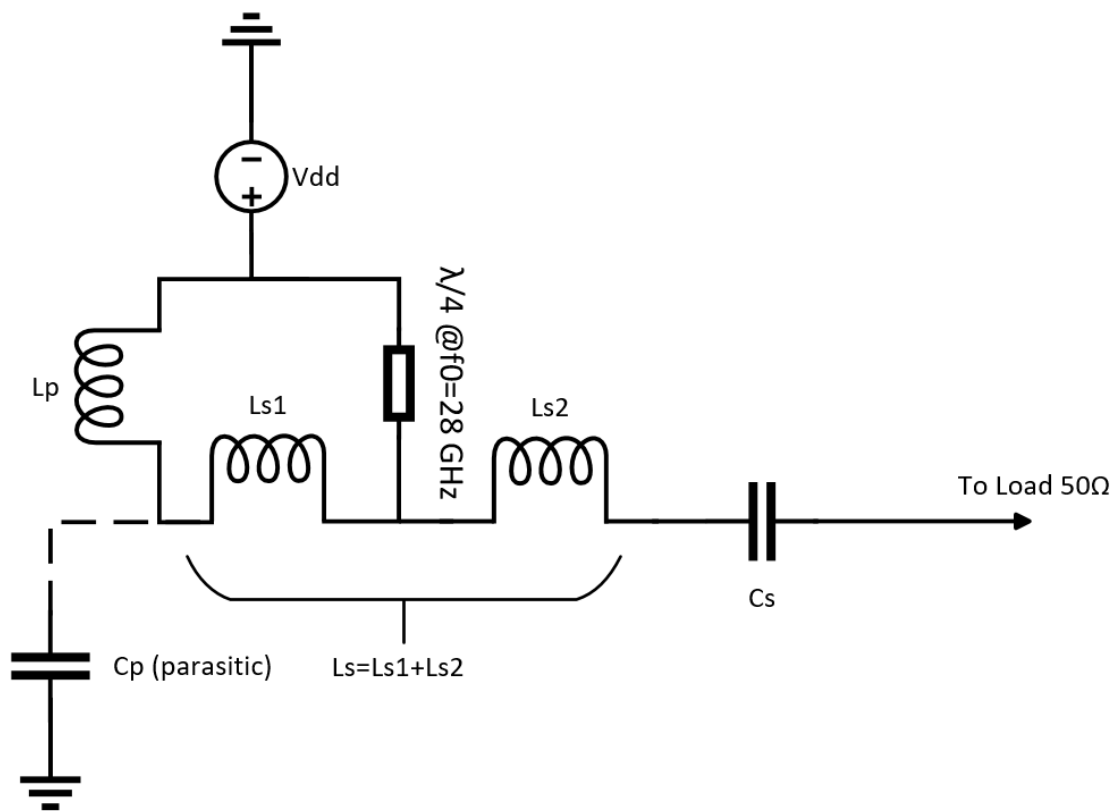
V_{bias}	Q_1, Q_2	Q_{b1}, Q_{b2}	R_1, R_3	R_2, R_4	m	C_1	C_2	L_{bias}
2,1 V	CBEBCBC $6 bl \cdot 0,22 \cdot 5 \cdot \mu m^2$	CBEBCBC $2 bl \cdot 0,22 \cdot 1 \cdot \mu m^2$	900 Ω	60 Ω	15	5,6 p	800 f	500 p

Πίνακας 4.5 Θεωρητικές τιμές των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης.

4.6 Επιλογή του Κυκλώματος Εξόδου (Output Circuit)

Η επιλογή του κυκλώματος εξόδου είναι η πιο κρίσιμη για την τελική απόδοση του ενισχυτή αντίστροφης κλάσης F, όπως ακριβώς μελετήθηκε και στο κεφάλαιο 3. Πολώνοντας την ενεργό συσκευή μας, μέσω του κυκλώματος πόλωσης (παράγραφος (4.6)) και την τροφοδοσία V_{CC} η επιλογή της οποίας μελετήθηκε στην παράγραφο 4.4, μας δίνεται η δυνατότητα μέσω του δικτύου εξόδου, να πραγματοποιήσουμε έλεγχο των αρμονικών συνιστωσών, δημιουργώντας έναν ενισχυτή ισχύος, συντονισμένων αρμονικών (tuned harmonic power amplifier). Επίσης, το κύκλωμα εξόδου σε συνδυασμό με την πόλωση της ενεργούς συσκευής, είναι αυτά που, όχι μόνο θα καθορίσουν την τάξη (κλάση) του ενισχυτή ισχύος συντονισμένων αρμονικών, αλλά και θα προσδιορίσουν μεταξύ άλλων το μέγεθος της αποδιδόμενης ισχύος στο φορτίο (από την άποψη των απωλειών που εισάγει), το ύψος της απόδοσης που συμπεριλαμβάνει το κέρδος (PAE) και το κέρδος ισχύος.

Στο Σχήμα 4.12 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα του επιλεγμένου κυκλώματος εξόδου για τον ενισχυτή λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F (F^{-1}) της παρούσας διατριβής [18]. Το συγκεκριμένο δίκτυο εξόδου αποτελείται από τα πηνία L_p , L_{s1} , L_{s2} , τον πυκνωτή C_s και τη γραμμή μεταφοράς $\lambda/4$ στην συχνότητα λειτουργίας 28 GHz, αντίστασης 50 Ω . Πριν προχωρήσουμε στην κυκλωματική ανάλυση των συντονιστικών δικτύων του κυκλώματος εξόδου θα πρέπει να τονίσουμε την συμπερίληψη της παρασιτικής χωρητικότητας C_p στους υπολογισμούς για τον καθορισμό των στοιχείων που το αποτελούν. Στην υποπαράγραφο 4.7.1 που ακολουθεί, επιδεικνύουμε την προέλευση της προαναφερθείσας χωρητικότητας και παρουσιάζουμε τον τρόπο με τον οποίο εργαστήκαμε προκειμένου να εξάγουμε μια προσεγγιστική τιμή για τον πυκνωτή C_p . Έπειτα, στην υποπαράγραφο 4.7.2 περιγράφουμε την κυκλωματική ανάλυση του δικτύου εξόδου, έχοντας πλέον επίγνωση της επίδρασης της παρασιτικής χωρητικότητας.



Σχήμα 4.12 Σχηματικό του επιλεγμένου κυκλώματος εξόδου (Output Circuit).

4.6.1 Η παρασιτική χωρητικότητα C_p και ο τρόπος εύρεσης της

Η εξαγωγή της παρασιτικής χωρητικότητας των τρανζίστορς είναι εξαιρετικά σημαντική στη διαδικασία σχεδιασμού των ενισχυτών ισχύος συντονισμένων αρμονικών, αφού όλα τα δίκτυα εξόδου σχεδιάζονται με βάση το μέγεθος αυτής της χωρητικότητας. Έχουν γραφτεί πάρα πολλές προσεγγιστικές μέθοδοι για την εξαγωγή αυτής της παρασιτικής χωρητικότητας αφού στο φυσικό κόσμο είναι ένα μέγεθος που διαφέρει από τρανζίστορ σε τρανζίστορ και από τεχνολογία σε τεχνολογία. Ακόμα, η παρασιτική χωρητικότητα στον ενισχυτή κοινού εκπομπού που περιλαμβάνει, τη χωρητικότητα που αναπτύσσετε μεταξύ του συλλέκτη και γης, τις παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ μετάλλων αλλά και τις παρασιτικές χωρητικότητες του επόμενου σταδίου (στην περίπτωση μας, του δικτύου εξόδου), μεταβάλλεται καθώς μεταβάλλεται η συχνότητα όπως επίσης και με τη μεταβολή της διαφοράς δυναμικού μεταξύ του συλλέκτη και της βάσης [5]. Θα λέγαμε επομένως, ότι είναι ένα μέγεθος το οποίο θα

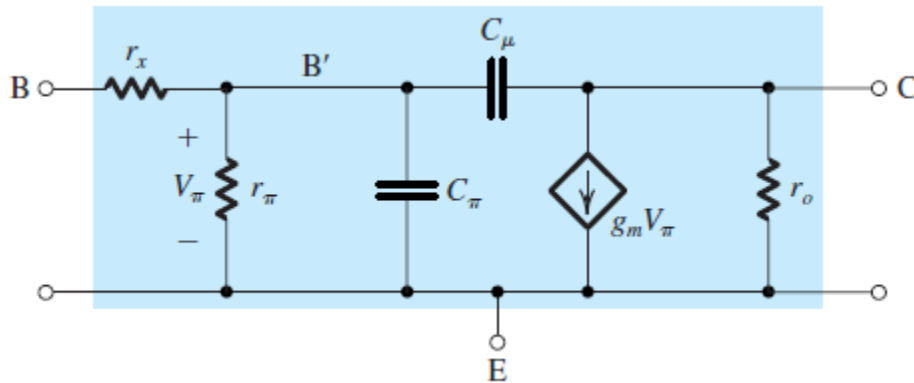
μπορούσαμε να προσεγγίσουμε μέχρι το σημείο όπου μας δίνει τη δυνατότητα να προχωρήσουμε τη μεθοδολογία σχεδίασης του ενισχυτή μας, χωρίς να επιζητούμε την απόλυτη ακρίβεια.

Στην παρούσα εργασία βασιστήκαμε στο απλό υβριδικό-π μοντέλο υψηλών συχνοτήτων το οποίο φαίνεται στο σχήμα 4.13. Εάν θεωρήσουμε ότι η ενεργός συσκευή μας αποτελούνταν από μονό τρανζίστορ, η μοντελοποίηση του οποίου καλύπτεται από το υβριδικό μοντέλο, τότε υπενθυμίζοντας στον αναγνώστη το φαινόμενο Miller, η παρασιτική χωρητικότητα από τον συλλέκτη στον εκπομπό θα μπορούσε να γραφεί ως:

$$C_p = C_\mu \cdot \left(1 + \frac{1}{g_m R_L'}\right) \quad (4.18)$$

όπου R_L' είναι η αντίσταση εξόδου του ενισχυτή, g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ, ενώ αναλύοντας στην εξίσωση 4.19 την χωρητικότητα C_μ βλέπουμε την εξάρτηση από τη διαφορά δυναμικού συλλέκτη-βάσης [5]:

$$C_\mu = C_{jc0} / \left(1 + \frac{|V_{CB}|}{V_{0c}}\right)^m \quad (4.19)$$

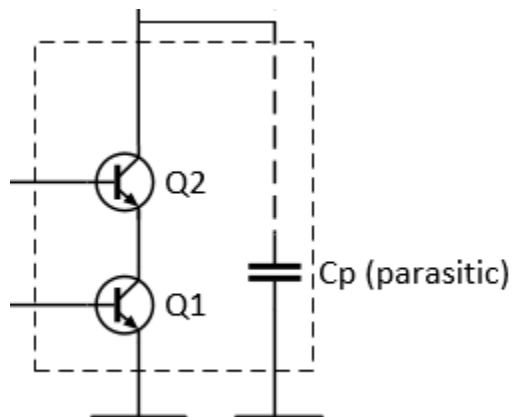


Σχήμα 4.13 Υβριδικό-π μοντέλο υψηλών συχνοτήτων. (βλ. [5] 7^η Έκδοση, σελ.722)

Φυσικά στην εξίσωση 4.17 του υπολογισμού της παρασιτικής χωρητικότητας του μονού τρανζίστορ, θα μπορούσε να προσθέσουμε ως παράλληλο συνδυασμό την παρασιτική χωρητικότητα του επόμενου σταδίου όπως προαναφέρθηκε, προκειμένου να έχουμε μια ακόμα καλύτερη προσέγγιση. Ωστόσο, η μοντελοποίηση του τρανζίστορ στις υψηλές συχνότητες

αποτελεί από μόνο του ένα ευρύ πεδίο έρευνας, ενώ η παρουσίαση αυτών των μοντέλων δεν αποτελεί στόχο της παρούσας διπλωματικής.

Σε αυτό το σημείο, παρατίθεται η υπόθεση-προσέγγιση που έγινε, θεωρώντας μια συνολική παρασιτική χωρητικότητα από τον συλλέκτη του πάνω τρανζίστορ της κασκοδικής τοπολογίας, της ενεργούς μας συσκευής προς τον εκπομπό του κάτω τρανζίστορ, ο οποίος συνδέεται στην γη. Η απλή αυτή θεώρηση φαίνεται μακροσκοπικά στο Σχήμα 4.14.

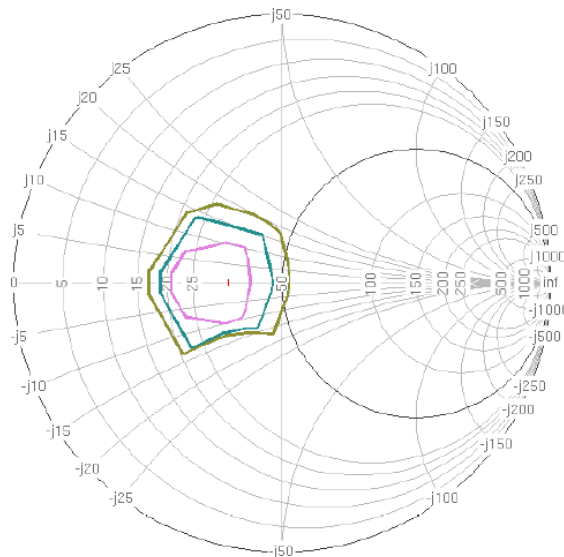


Σχήμα 4.14 Μακροσκοπική άποψη της απλοποιημένης μοντελοποίησης της παρασιτικής χωρητικότητας της κασκοδικής τοπολογίας.

Η παραπάνω υπόθεση αποδείχθηκε ικανοποιητική για τη συνέχιση της μεθοδολογίας μας, όπως θα φανεί παρακάτω. Όμως, πριν περάσουμε στον υπολογισμό των υπολοίπων στοιχείων του κυκλώματος εξόδου θα πρέπει να προσδιορίσουμε μια θεωρητική τιμή για αυτή την παρασιτική χωρητικότητα με έναν πιο πρακτικό τρόπο αφού η χρήση των μαθηματικών και της κυκλωματικής ανάλυσης για την εξαγωγή της από την κασκοδική τοπολογία θα αποτελούσε μία πολλή δύσκολη εργασία, χωρίς απαραίτητα να συγκλίνει στην πραγματικότητα.

Προκειμένου να επιτύχουμε τον παραπάνω σκοπό χρησιμοποιήσαμε και πάλι τη Load-Pull ανάλυση όπως και παράγραφο 4.5.2. Στόχος μας αυτή τη φορά είναι με κάποιο τρόπο να φέρουμε τα ελλειψοειδή σχήματα της αποδιδόμενης στο φορτίο ισχύος όσο πιο κοντά γίνεται στον πραγματικό άξονα του χάρτη Smith [23]. Στην ιδανική περίπτωση όπου το κέντρο των σχημάτων της ισχύος θα τέμνει τον πραγματικό άξονα όπως φαίνεται στο σχήμα 4.15, αυτό θα μεταφραζόταν στο ότι ο ενισχυτής μας θα μετέφερε τη μέγιστη ισχύ στο φορτίο όταν αυτό ήταν καθαρά ωμικό. Αναλυτικότερα, τα βήματα που ακολουθήθηκαν για την εύρεση της παρασιτικής χωρητικότητας C_p :

1. Τοποθέτηση της ενεργούς συσκευής στο σχηματικό του ADS® με την κατάλληλη πόλωση σε βαθιά κλάση AB όπως φαίνεται στο σχήμα 4.16. Όπως είχαμε αναφέρει και στην παράγραφο 4.5.2 οι πυκνωτές στην είσοδο και στην έξοδο είναι απαραίτητοι καθώς δεν επιτρέπουν τη ροή dc ρεύματος στο μονοπάτι τους, ενώ τα πηνία απομονώνουν τις τροφοδοσίες από RF σήματα και παρέχουν το μονοπάτι για τα dc ρεύματα. Σε αυτό το σημείο επισημαίνουμε ότι το κύκλωμα εξόδου του ενισχυτή της συγκεκριμένης διάταξης δημιουργεί το συντονιστικό κύκλωμα που αποτελείται από τον παράλληλο συνδυασμό του πηνίου που οδηγεί στην τροφοδοσία (κόκκινη γραμμή) και του πυκνωτή C_S σε σειρά με το φορτίο εξόδου Z_L ακριβώς όπως φαίνεται στο σχήμα 4.17.



Σχήμα 4.15 Η αποδιδόμενη στο φορτίο ισχύς εξόδου για διαφορετικές τιμές φορτίου μετά τη Load-Pull προσομοίωση.

2. Τρέχουμε την Load-Pull προσομοίωση τοποθετώντας τυχαίες αρχικές τιμές για το πηνίο L_p και τον πυκνωτή C_S και παρατηρούμε τη θέση των κυκλικών σχημάτων της αποδιδόμενης στο φορτίο ισχύος εξόδου P_{del} . Ειδικά για τον πυκνωτή C_S φροντίζουμε η χωρητικότητα του να είναι μεγάλη έτσι ώστε η εμπέδηση που εισάγει στα 28 GHz να είναι απειροελάχιστη. Στην ανάλυση μας επιλέξαμε $C_S = 1 \mu F$.
3. Αν το κέντρο των κύκλων, δηλαδή η μέγιστη τιμή της ισχύος εξόδου, βρίσκεται πάνω από τον πραγματικό άξονα του χάρτη Smith, αυτό συνεπάγεται ότι η μέγιστη ισχύς αποδίδεται σε φορτίο με θετικό φανταστικό μέρος $Z_L = R_L + j|X_L|$, ενώ

αντίθετα αν η μέγιστη ισχύς βρίσκεται κάτω από τον πραγματικό άξονα αυτό συνεπάγεται ότι η μέγιστη ισχύς αποδίδεται σε φορτίο με αρνητικό φανταστικό μέρος $Z_L = R_L - j|X_L|$. Κατ' επέκταση, πραγματοποιώντας την κυκλωματική ανάλυση του δικτύου εξόδου της διάταξης που χρησιμοποιούμε και γράφοντας την εξίσωση για την εμπέδηση από τον συλλέκτη της ενεργούς συσκευής προς το φορτίο, έχουμε:

$$Z_c = C_p // L_p // (C_s + Z_L) \quad (4.20)$$

Θεωρώντας μεγάλο πυκνωτή C_s με εμπέδηση στην πρώτη αρμονική που είναι και η κεντρική συχνότητα λειτουργίας μας:

$$Z_{C_s} = 1/j\omega_0 C_s = 1/j2\pi \cdot 28 \cdot 10^9 \cdot 10^{-6} \approx 5,68 \cdot 10^{-6} \quad (4.21)$$

παρατηρούμε ότι δεν επιβαρύνει το φορτίο εξόδου με επιπρόσθετη εμπέδηση και επομένως θα μπορούσαμε να τον παραλείψουμε στους θεωρητικούς υπολογισμούς. Οπότε τελικά η εξίσωση (4.20) γίνεται:

$$Z_c = C_p // L_p // Z_L \quad (4.22)$$

και επομένως

$$Z_c = \left(\frac{j\omega_0 L_p}{1 - \omega_0^2 C_p L_p} \right) // (Z_L) \quad (4.23)$$

4. Γνωρίζουμε ότι στο σημείο του χάρτη Smith όπου η Load-Pull προσομοίωση δίνει τη μέγιστη ισχύ εξόδου, η εμπέδηση που βλέπει ο συλλέκτης της ενεργούς συσκευής προς το φορτίο είναι ιδανικά καθαρά ωμική. Κατ' επέκταση, μεταβάλλοντας την αυτεπαγωγή L_p , μεταβάλλεται η εμπέδηση που βλέπει ο συλλέκτης και συνεπώς το φορτίο στο οποίο αποδίδεται η μέγιστη ισχύς (κέντρο των κύκλων ισχύος). Στο σημείο όπου το κέντρο των κυκλικών-ελλειπτικών σχημάτων της ισχύος θα τέμνει τον πραγματικό άξονα το φορτίο θα είναι καθαρά ωμικό $Z_L = R_L$. Όπως προαναφέρθηκε ο συλλέκτης στην ιδανική περίπτωση μέγιστης μεταφοράς ισχύος προς το φορτίο βλέπει ωμική εμπέδηση και επομένως για να έχει η Z_c μόνο ωμικό

μέρος θα πρέπει $\left(\frac{j\omega_0 L_p}{1 - \omega_0^2 C_p L_p}\right) \rightarrow \infty$ ετσι ώστε $Z_c \approx Z_L = R_L$ στη συχνότητα λειτουργίας. Τελικά:

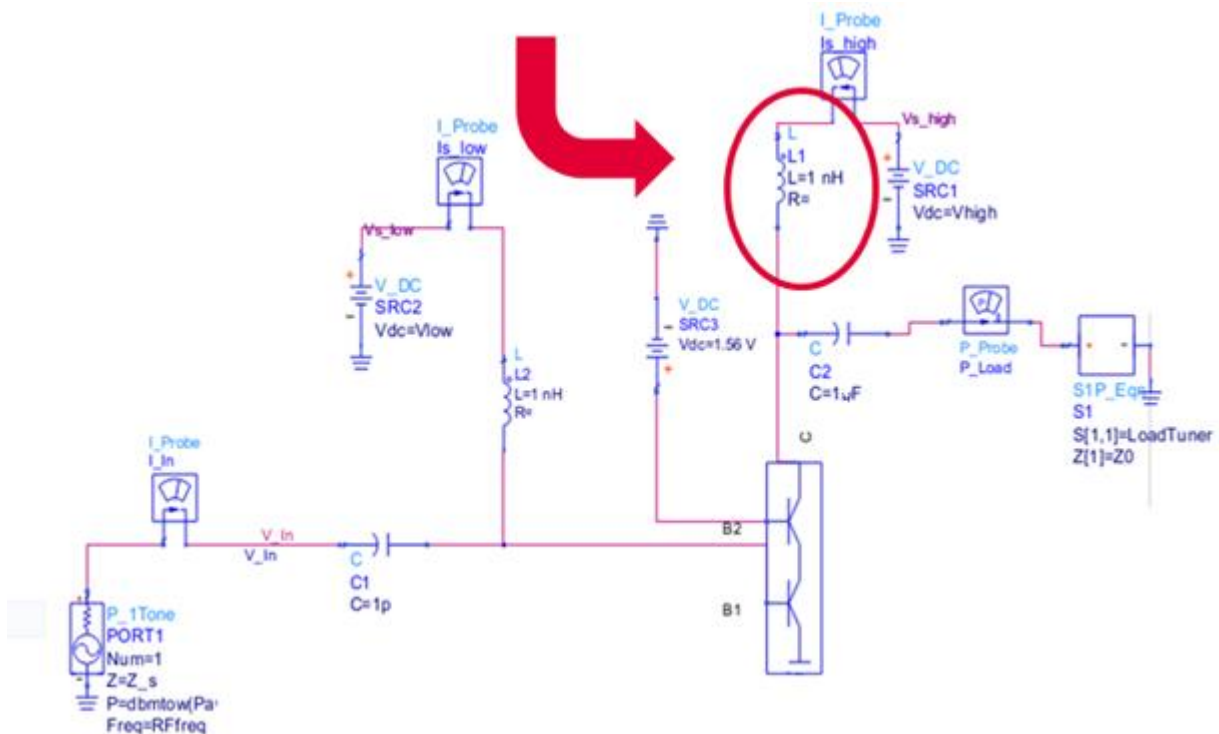
$$\left(\frac{j\omega_0 L_p}{1 - \omega_0^2 C_p L_p}\right) \rightarrow \infty \Rightarrow 1 - \omega_0^2 C_p L_p = 0 \quad (4.24)$$

5. Γνωρίζοντας πλέον την αυτεπαγωγή L_p που έχουμε χρησιμοποιήσει μπορούμε μέσω της εξίσωσης (4.24), να προσεγγίσουμε την παρασιτική χωρητικότητα C_p ως εξής:

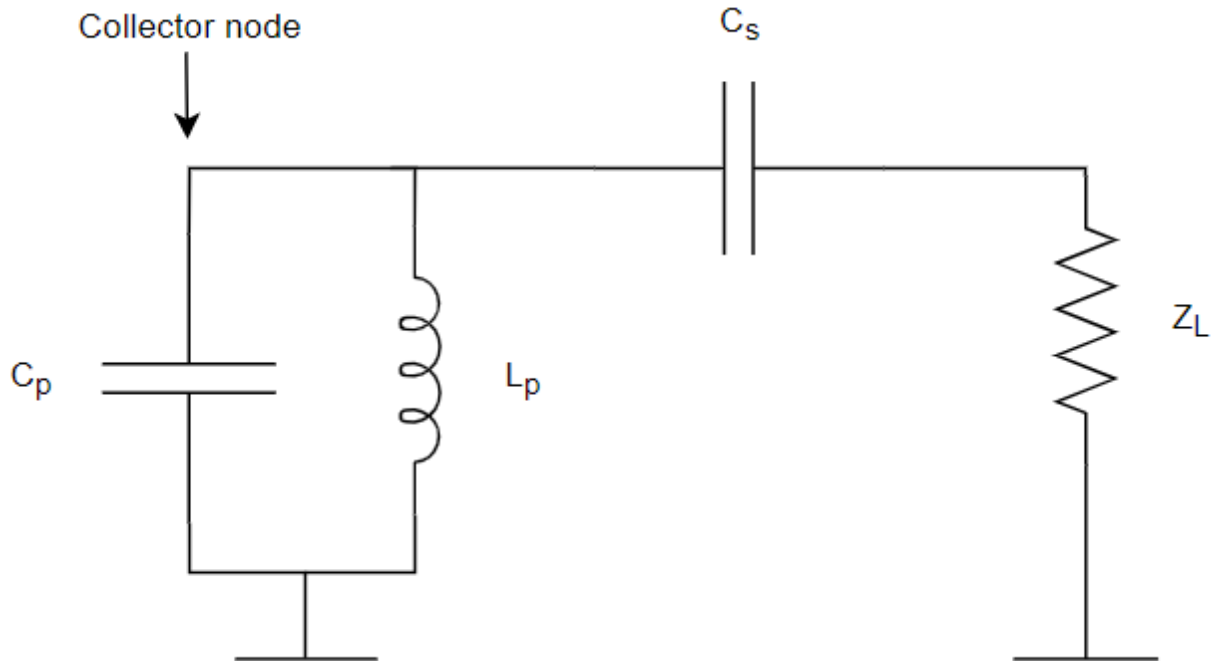
$$C_p = \frac{1}{\omega_0^2 L_p} \quad (4.25)$$

Ακολουθώντας την παραπάνω διαδικασία, προσεγγίσαμε την παρασιτική χωρητικότητα της ενεργούς συσκευής μας και βρήκαμε ότι είναι της τάξεως των:

$$C_p \approx 100 \text{ fF} \quad (4.26)$$



Σχήμα 4.16 Σχηματικό διάγραμμα στο ADS® για την διεξαγωγή Load-Pull προσομοίωσης. Με το κόκκινο χρώμα επισημαίνεται το πηνίο του οποίο μεταβάλουμε την τιμή του προκειμένου να εξουδετερώσουμε την παρασιτική χωρητικότητα C_p και να μεταφέρουμε τους κύκλους της ισχύος εξόδου κοντά στον πραγματικό άξονα.



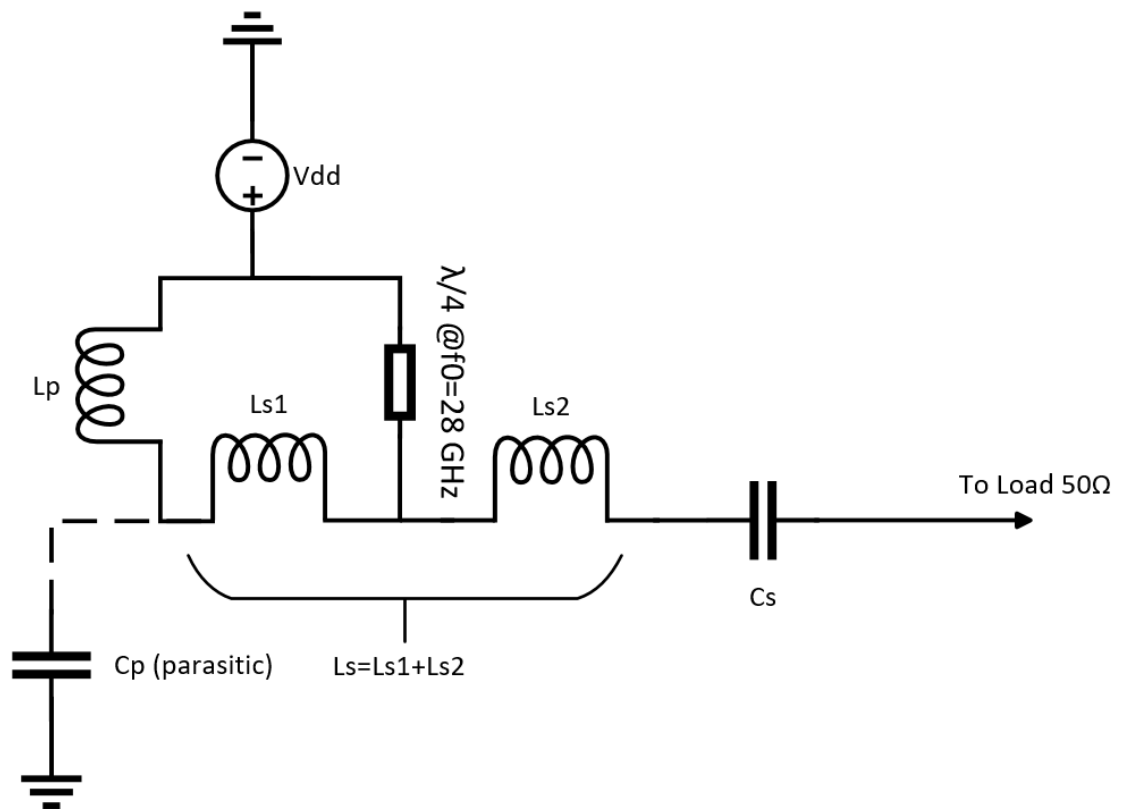
Σχήμα 4.17 Το κύκλωμα συντονισμού που δημιουργείται από το κύκλωμα εξόδου της Load-Pull ανάλυσης, το φορτίο R_L και την παρασιτική χωρητικότητα C_p .

4.6.2 Κυκλωματική ανάλυση του δικτύου εξόδου

Στην συνέχεια της ανάλυσης μας θα χρησιμοποιήσουμε την τιμή της παρασιτικής χωρητικότητας που βρήκαμε στην προηγούμενη υποπαράγραφο, προκειμένου να υπολογίσουμε τις θεωρητικές ιδανικές τιμές των υπολοίπων στοιχείων του δικτύου εξόδου αφού όπως θα δείξουμε, τα τελευταία είναι συσχετιζόμενα μέσω συντονιστικών κυκλωμάτων, με την παρασιτική χωρητικότητα C_p . Παρακάτω παραθέτουμε και πάλι το σχηματικό διάγραμμα του δικτύου εξόδου για λόγους ευκολίας για τον αναγνώστη.

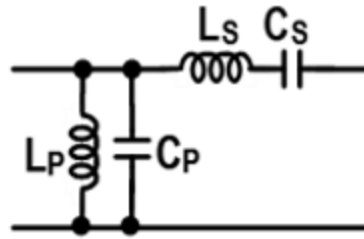
Η μελέτη των συντονιστικών κυκλωμάτων του δικτύου εξόδου του ενισχυτή αντίστροφης κλάσης F εμπίπτουν στην ανάλυση του κυκλώματος στην θεμελιώδη, την δεύτερη και την τρίτη αρμονική συνιστώσα, όπως ακριβώς επισημάνθηκε και στο κεφάλαιο 3. Υπενθυμίζουμε ότι, βασικός στόχος του δικτύου εξόδου ενός ενισχυτή λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F είναι ο σχηματισμός των παρακάτω εμπεδήσεων από το συλλέκτη προς τη γη.

- $Z_1 = R_L$
- $Z_2 = \infty$
- $Z_3 = 0$



Σχήμα 4.12 Σχηματικό του επιλεγμένου κυκλώματος εξόδου (Output Circuit)

Με τους δείκτες $i = 1,2,3$ των εμπεδήσεων Z_i αναφερόμαστε στις εμπεδήσεις που βλέπει ο συλλέκτης της ενεργούς συσκευής προς το φορτίο για τις διάφορες αρμονικές. Ιδανικά λοιπόν, θα θέλαμε, στην θεμελιώδη συχνότητα (28 GHz) ο συλλέκτης να βλέπει σαν εμπεδήση το ωμικό φορτίο των 50 Ω, πραγματοποιώντας την μέγιστη μεταφορά ισχύος από τη γεννήτρια ενεργό συσκευή προς το φορτίο. Η τιμή των 50 Ω επιλέχθηκε θεωρώντας ότι ο συγκεκριμένος ενισχυτής ισχύος τοποθετείται σε σύστημα μονής εισόδου-μονής εξόδου (SISO) και οδηγεί κεραία εκπομπής με αντίσταση εισόδου 50 Ω στα 28 GHz. Στο σχήμα 4.18 φαίνεται πως μετατρέπεται το κύκλωμα εξόδου στην θεμελιώδη συχνότητα. Ως L_s θεωρούμε την αντεπαγωγή που αποτελείται από την πρόσθεση των σε σειρά αντεπαγωγών L_{s1} και L_{s2} . Η βραχυκυκλωμένη γραμμή μεταφοράς $\lambda/4$ στην 1η αρμονική αποτελεί ανοιχτοκύκλωμα κοιτώντας από τον κόμβο μεταξύ των πηνίων L_{s1} και L_{s2} και προς τα πάνω. Κατ' επέκταση το κύκλωμα εξόδου στα 28 GHz, με την συμπερίληψη της παρασιτικής χωρητικότητας, αποτελείται από τον παράλληλο συνδυασμό $L_p // C_p$ σε σειρά με το δίκτυο συντονισμού L_{s1} σε σειρά με το L_{s2} σε σειρά με τον πυκνωτή C_s .



Σχήμα 4.18 Σχηματικό του κυκλώματος εξόδου στην 1^η αρμονική.

Η χρήση της αυτεπαγωγής L_p έγκειται στην εξουδετέρωση της παρασιτικής χωρητικότητας C_p . Επομένως, θέλουμε η εμπέδηση του παράλληλου συνδυασμού $L_p//C_p$ να τείνει στο άπειρο. Δηλαδή:

$$Z_p = \frac{j\omega_0 L_p}{1 - \omega_0^2 C_p L_p} \rightarrow \infty \quad (4.27)$$

Άρα:

$$1 - \omega_0^2 C_p L_p = 0 \quad (4.28)$$

Από την εξίσωση (4.28) μπορούμε να υπολογίσουμε την αυτεπαγωγή L_p ως εξής:

$$L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} \Rightarrow L_p = \frac{1}{(2\pi \cdot 28 \cdot 10^9)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-15}} \Rightarrow \quad (4.29)$$

$$L_p = 323 \text{ pH} \quad (4.30)$$

Προκειμένου ο συλλέκτης της ενεργούς συσκευής να βλέπει ως εμπέδηση το ωμικό φορτίο 50Ω θα πρέπει επίσης η αυτεπαγωγή L_s να εξουδετερώνει τον πυκνωτή C_s . Γνωρίζοντας την χωρητικότητα C_s θα λέγαμε ότι η εμπέδηση στην 1^η αρμονική του, σε σειρά δικτύωματος L_s και C_s είναι

$$Z_s = j\omega_0 L_s + \frac{1}{j\omega_0 C_s} \Rightarrow Z_s = \frac{1 - \omega_0^2 C_s L_s}{j\omega_0 C_s} \quad (4.31)$$

Θα θέλαμε η παραπάνω εμπέδηση να είναι μηδενική έτσι ώστε ύστερα και από την εξουδετέρωση του παράλληλου συνδυασμού $L_p//C_p$ ο συλλέκτης να βλέπει τελικά μόνο την εμπέδηση του φορτίου. Επομένως θα πρέπει:

$$Z_s = \frac{1 - \omega_0^2 C_s L_s}{j\omega_0 C_s} = 0 \Rightarrow \quad (4.32)$$

$$1 - \omega_0^2 C_s L_s = 0 \quad (4.33)$$

Άρα

$$L_s = \frac{1}{\omega_0^2 C_s} \quad (4.34)$$

Η εξίσωση (4.34) δείχνει ότι αρκεί να γνωρίζουμε τη χωρητικότητα C_s , και θα είμαστε σε θέση να προσδιορίσουμε την αυτεπαγωγή L_s . Ο πυκνωτής C_s είναι ένα κρίσιμο στοιχείο για δίκτυο εξόδου, καθώς βρίσκεται στο μονοπάτι της 1ης αρμονικής για το φορτίο και τυχόν απώλειες λόγω της μη ιδανικότητας του θα επηρεάσουν την απόδοση του ενισχυτή μας. Ο συγκεκριμένος πυκνωτής, είναι όμως απαραίτητος καθώς αποκόπτει το dc ρεύμα προς το φορτίο. Αν και η μελέτη και η ανάλυση της σχεδίασης σε επίπεδο layout, όλων των στοιχείων του κυκλώματος εξόδου θα γίνει στο κεφάλαιο που ακολουθεί, μπορούμε να επισημάνουμε εδώ ότι ο πυκνωτής που επιλέχθηκε έχει χωρητικότητα $C_s = 237 \text{ fF}$. Αν και στη θεωρητική ανάλυση των ιδανικών στοιχείων του παρόντος κεφαλαίου θα μπορούσαν να είχαν χρησιμοποιηθεί ποικίλες τιμές για την χωρητικότητα C_s , θα συνεχίσουμε την ανάλυση μας με την προαναφερθήσα χωρητικότητα η οποία προέκυψε έπειτα από ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση ενός mimcap πυκνωτή της τεχνολογίας. Για περισσότερες πληροφορίες για την επιλογή του συγκεκριμένου πυκνωτή παραπέμπουμε τον αναγνώστη στην παράγραφο 5.5.

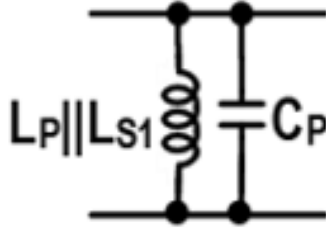
Συμπερασματικά, έπειτα από τον καθορισμό του πυκνωτή C_s είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε το άθροισμα των αυτεπαγωγών:

$$L_s = L_{s1} + L_{s2} = \frac{1}{\omega_0^2 C_s} = \frac{1}{(2\pi \cdot 28 \cdot 10^9)^2 \cdot 237 \cdot 10^{-15}} \Rightarrow \quad (4.35)$$

$$L_s = 244 \text{ pH}. \quad (4.36)$$

Στο Σχήμα 4.19 φαίνεται η μετατροπή του κυκλώματος εξόδου κατά την ανάλυση της 2ης αρμονικής ($2 \times 28 \text{ GHz} = 56 \text{ GHz}$). Στο διπλάσιο της κεντρικής συχνότητας η γραμμή μεταφοράς $\lambda/4$ αποτελεί βραχυκύκλωμα από πλευράς εμπέδησης. Κατ' επέκταση το μονοπάτι

προς το φορτίο αποκόπτεται στη δεύτερη αρμονική, μετατρέποντας το δικτύωμα εξόδου στον παράλληλο συνδυασμό $L_p // L_{s1} // C_p$.



Σχήμα 4.19 Σχηματικό του κυκλώματος εξόδου στην 2^η αρμονική.

Επομένως για την εμπέδηση που βλέπει ο συλλέκτης της ενεργούς συσκευής προς την έξοδο στην δεύτερη αρμονική έχουμε:

$$Z_2 = L_p // L_{s1} // C_p = \left(j \frac{4\omega_0^2 L_p L_{s1}}{2\omega_0(L_p + L_{s1})} \right) // \left(\frac{1}{j2\omega_0 C_p} \right) \Rightarrow \quad (4.37)$$

$$Z_2 = \frac{j2\omega_0 \cdot \frac{L_p L_{s1}}{L_p + L_{s1}}}{1 - 4\omega_0^2 C_p \frac{L_p L_{s1}}{L_p + L_{s1}}} \quad (4.38)$$

Όπως αναφέραμε και στην αρχή της υποπαραγράφου, επιδιώκουμε $Z_2 = \infty$ προκειμένου να εμποδίσουμε τη δεύτερη αρμονική συνιστώσα του ρεύματος να περάσει από τον συλλέκτη της ενεργούς συσκευής στο φορτίο. Για να επιτευχθεί αυτό, μηδενίζουμε τον παρονομαστή της (4.38) και λύνουμε ως προς L_{s1} αφού σε αυτό το σημείο της ανάλυσης γνωρίζουμε τα C_p και L_p . Άρα:

$$Z_2 = \infty \Rightarrow 1 - 4\omega_0^2 C_p \frac{L_p L_{s1}}{L_p + L_{s1}} = 0 \Rightarrow \quad (4.39)$$

$$L_{s1} = \frac{L_p}{4\omega_0^2 C_p L_p - 1} \quad (4.40)$$

Με αντικατάσταση των ω_0 , C_p και L_p στην (4.40) προκύπτει ότι:

$$L_{s1} \approx 107 \text{ pH} \quad (4.41)$$

Τέλος η θεωρητική τιμή για την ιδανική αυτεπαγωγή L_{s2} μπορεί να βρεθεί ως εξής από την (4.35):

$$L_s = L_{s1} + L_{s2} \Leftrightarrow L_{s2} = L_s - L_{s1} = 244 \text{ pH} - 107 \text{ pH} \Rightarrow \quad (4.42)$$

$$L_{s2} = 137 \text{ pH} \quad (4.43)$$

Σε αυτό το σημείο της ανάλυσης, έχουν βρεθεί οι θεωρητικές ιδανικές τιμές όλως των στοιχείων του δικτύωματος εξόδου και παρουσιάζονται συνοπτικά στον πίνακα 4.6. Όμως, δεν έχει γίνει λόγος για την τρίτη συνθήκη της εμπέδησης που βλέπει ο συλλέκτης προς την έξοδο και η οποία προϋποθέτει ότι η συγκεκριμένη εμπέδηση στην τρίτη αρμονική ($3 \cdot 28 \text{ GHz} = 84 \text{ GHz}$) θα πρέπει να είναι μηδενική $Z_3 = 0$, αφού με αυτόν τον τρόπο, η τρίτη αρμονική συνιστώσα της διαφοράς δυναμικού στα άκρα της ενεργούς συσκευής θα είναι μηδενική, ενώ η τρίτη αρμονική συνιστώσα του ρεύματος που τη διαρρέει θα έχει τη μέγιστη τιμή της. Με αυτό τον τρόπο, και σε συνδυασμό με την προηγούμενη ανάλυση της θεμελιώδους και της δεύτερης αρμονικής, οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στο συλλέκτη της ενεργούς συσκευής θα προσεγγίσουν τις κυματομορφές του μισού ημιτόνου και του τετραγώνου αντίστοιχα, θέτοντας τη λειτουργία του ενισχυτή μας σε αντίστροφη κλάση F.

C_p	R_L	L_p	$L_s = L_{s1} + L_{s2}$	L_{s1}	L_{s2}	C_s
100 fF	50 Ω	323 pH	244 pH	107 pH	137 pH	237 fF

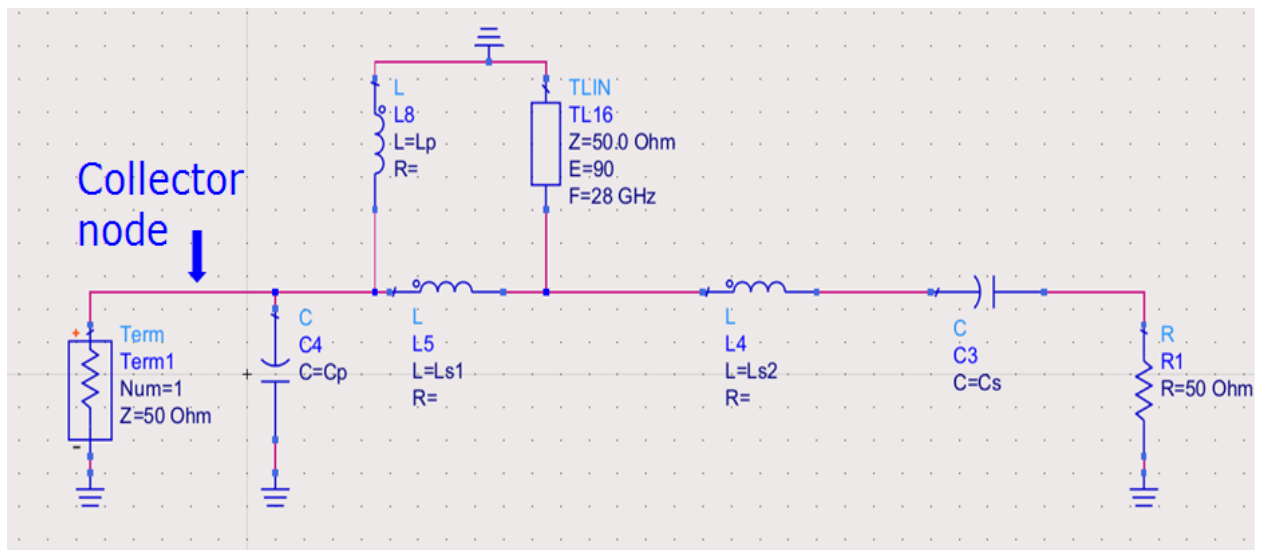
Πίνακας 4.6 Θεωρητικές τιμές των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος εξόδου.

Σε αντίθεση με τον έλεγχο της θεμελιώδους και της δεύτερης αρμονικής μέσω των συντονιστικών δικτύων του κυκλώματος εξόδου, ο έλεγχος της τρίτης αρμονικής στα 84 GHz αποτελεί μία πολλή δύσκολη και αβέβαια εργασία. Το όλο εγχείρημα της υλοποίησης του συγκεκριμένου ενισχυτή ισχύος συντονισμένων αρμονικών στις χιλιοστομετρικές συχνότητες θέτει την τεχνολογία B11HFC στα όρια της. Η ενδεχόμενη πρόσθεση κάποιου δικτύου στο κύκλωμα εξόδου για τον έλεγχο της τρίτης αρμονικής θα πρόσθετε επιπλέον απώλειες στο μονοπάτι της 1^{ης} αρμονικής προς την έξοδο, κάνοντας τελικά άσκοπη τη χρήση του αφού θα παίρναμε μειωμένες επιδόσεις στις μετρικές ισχύος. Σαφώς στο παρόν κεφάλαιο που επιχειρείται η ανάλυση του κυκλώματος εξόδου με ιδανικά στοιχεία, η προσθήκη ενός ιδανικού

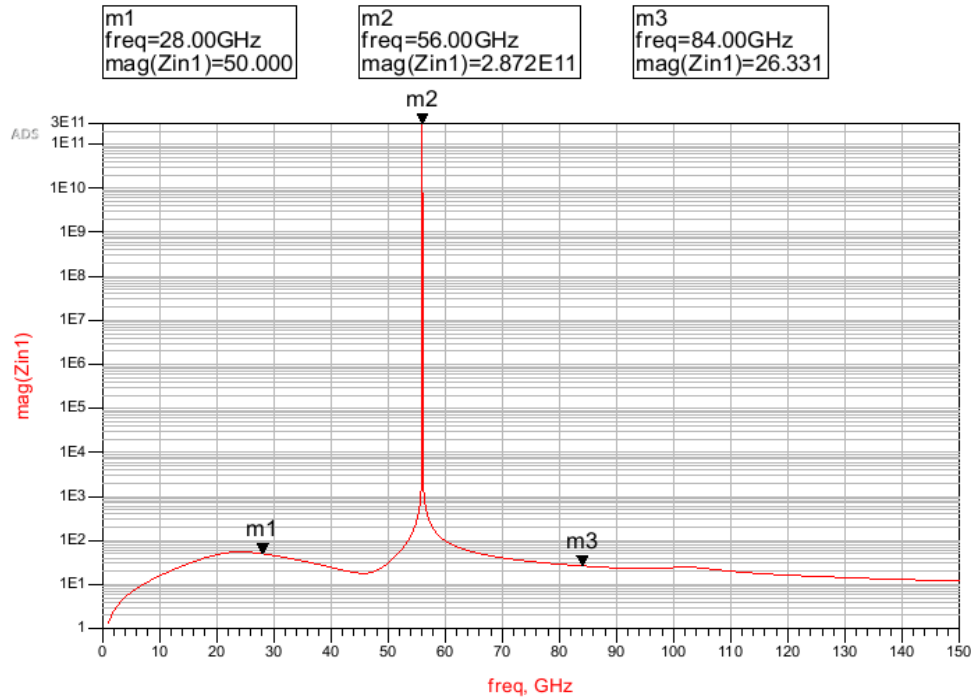
συντονιστικού κυκλώματος για τον έλεγχο της τρίτης αρμονικής, μόνο θα βελτιώνει την απόδοση του ενισχυτή μας αφού λόγω της ιδανικότητας των προστιθέμενων στοιχείων δεν θα υπήρχαν περαιτέρω απώλειες. Τα πράγματα όμως είναι τελείως διαφορετικά στο επίπεδο του Layout όπως θα φανεί στο επόμενο κεφάλαιο αφού σε όλα τα παθητικά στοιχεία προσθέτονται απώλειες και παρασιτικές αντιστάσεις, χωρητικότητες και αυτεπαγωγές.

Πέρα των όσων προαναφέρθηκαν για την ανάλυση του κυκλώματος εξόδου στην τρίτη αρμονική, θα μπορούσαμε να περιμένουμε ότι η τρίτη αλλά και υψηλότερες αρμονικές συνιστώσες θα φιλτράρονται από τον παράλληλο συνδυασμό $C_p // R_x$, όπου R_x είναι η παρασιτική αντίσταση προς τη γη, που παράγεται από τους πεπερασμένους συντελεστές ποιότητας Q των πηνίων του σταδίου εξόδου και της αντίστασης εξόδου της ενεργούς συσκευής της κασκοδικής τοπολογίας [18].

Πριν ολοκληρώσουμε την ευρύτερη ενότητα για την επιλογή του κυκλώματος εξόδου, τοποθετήσαμε σε ένα νέο σχηματικό του ADS® το δίκτυο εξόδου αποτελούμενο από ιδανικά στοιχεία οι τιμές των οποίων υπολογίστηκαν προηγουμένως, προκειμένου να μετρήσουμε την εμπέδηση που βλέπει ο συλλέκτης προς το φορτίο και να επαληθεύσουμε ότι το συγκεκριμένο δίκτυο πληρεί όλες τις απαραίτητες προϋποθέσεις έτσι ώστε ο ενισχυτής μας να λειτουργεί σε αντίστροφη κλάση F.



Σχήμα 4.20 Σχηματικό του κυκλώματος εξόδου με ιδανικά στοιχεία στο ADS®.



Σχήμα 4.21 Αποτελέσματα προσομοίωσης S-parameter για την Z11 στο ADS®.

Συμπερασματικά, στο Σχήμα 4.20 φαίνεται το σχηματικό με το κύκλωμα εξόδου στο ADS® στο οποίο έχουμε επισημάνει την υποτιθέμενη θέση του συλλέκτη της ενεργούς συσκευής και μετράμε την εμπέδηση Z11 του Term1. Τα αποτελέσματα της S-parameters προσομοίωσης για την εμπέδηση Z11 φαίνονται στο σχήμα 4.21, όπου γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι τα ιδανικά στοιχεία του κυκλώματος εξόδου υπολογίστηκαν με επιτυχία αφού το συγκεκριμένο δίκτυο παρέχει 50 Ω αντίσταση στη θεμελιώδη και πολύ μεγάλη εμπέδηση στην δεύτερη αρμονική (δείκτης m2). Τέλος ο συλλέκτης βλέπει μία εμπέδηση της τάξεως των 26 Ω η οποία δεν είναι αμεληταία, όπως θα έπρεπε να είναι για την λειτουργία της αντίστροφης κλάσης F, αλλά όπως τονίσαμε δεν θα μπορούσε να είναι μηδενική από τη στιγμή που τα στοιχεία που έχουμε εισάγει είναι ιδανικά και η παρασιτική αντίσταση R_x δεν υφίσταται.

4.7 Επιλογή του Κυκλώματος Εισόδου (Input Matching Circuit)

Στο Σχήμα 4.22 φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα του επιλεγμένου κυκλώματος εισόδου. Ως κύκλωμα εισόδου χαρακτηρίζουμε το δίκτυο εκείνο που χρησιμοποιείται για το ταίριασμα της αντίστασης της πηγής με την αντίσταση εισόδου του κυρίως ενισχυτή. Στην διεθνή

ορολογία χρησιμοποιείται ο όρος *input matching network* για το συγκεκριμένο δίκτυο, σκοπός του οποίου είναι η μέγιστη μεταφορά ισχύος μεταξύ της πηγής εισόδου και του ενισχυτή. Όπως μελετήθηκε και στη θεωρία του κεφαλαίου 2, η μέγιστη μεταφορά ισχύος μεταξύ δύο σταδίων πραγματοποιείται μέσω της προσαρμογής. Πιο συγκεκριμένα, γνωρίζουμε ότι η προσαρμογή μεταξύ δύο σταδίων επιτυγχάνεται όταν η αντίσταση εισόδου του ενός είναι η μιγαδική συζυγής του άλλου. Στην περίπτωση μας θεωρούμε, ότι η αντίσταση της πηγής εισόδου είναι σταθερή, ωμική 50Ω και επομένως, ο μιγαδικός συζυγής της είναι και πάλι 50Ω .

Μετρώντας την εμπέδηση από την είσοδο του ενισχυτή μας ο οποίος αποτελείται από τα ιδανικά στοιχεία της ενεργούς συσκευής, του κυκλώματος πόλωσης και το κυκλώματος εξόδου, παρατηρούμε ότι είναι της τάξεως των $-10 + j20 \Omega$. Χρησιμοποιώντας το κύκλωμα εισόδου του σχήματος 4.22 αποτελούμενου από ένα πυκνωτή και δύο γραμμές μεταφοράς πετυχαίνουμε την απαραίτητη προσαρμογή μεταξύ της πηγής και του ενισχυτή με τη βοήθεια του Smith Chart Tool του ADS®.



Σχήμα 4.22 Σχηματικό επιλεγμένου κυκλώματος εισόδου.

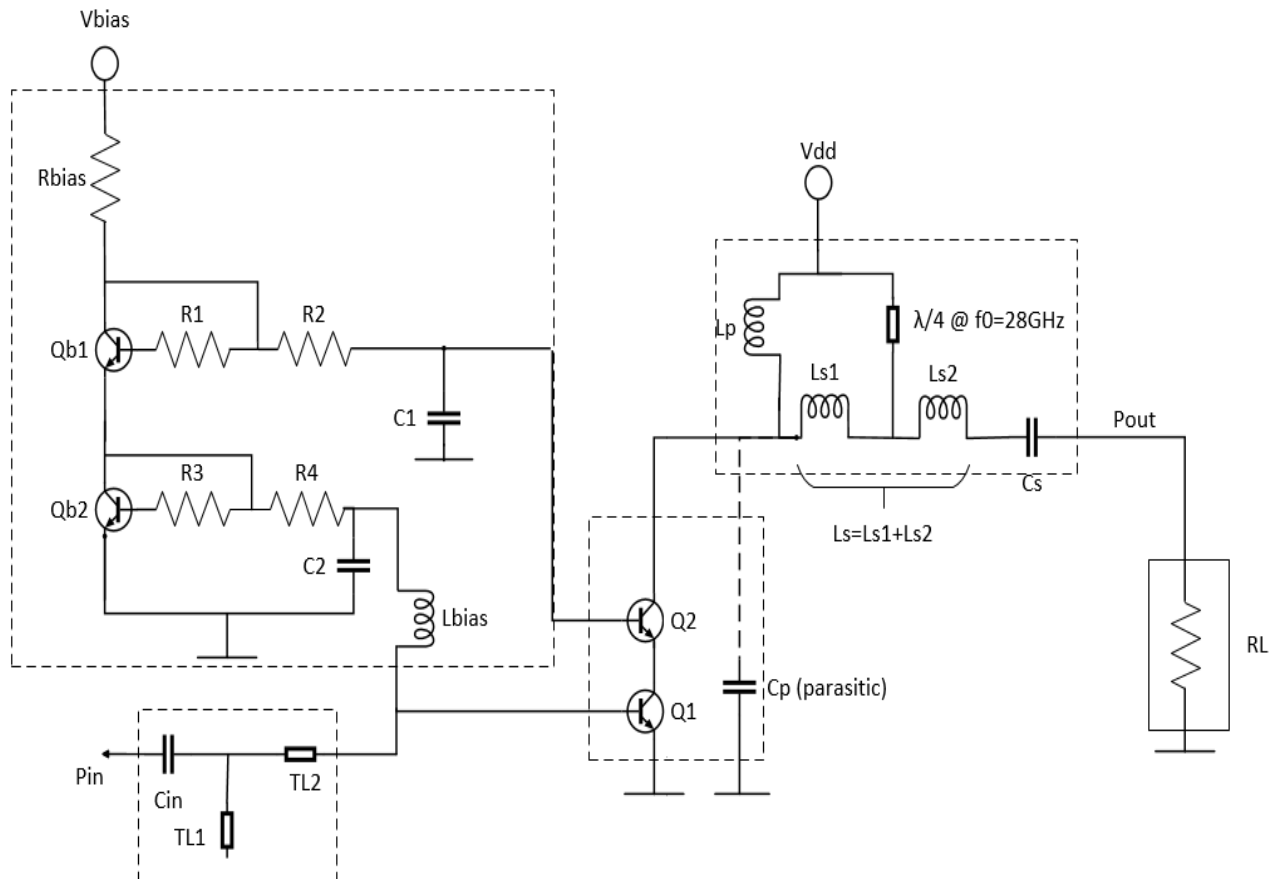
Η επιλογή του κυκλώματος εισόδου είναι η τελευταία χρονικά στην σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος ενώ η επιλογή του αριθμού των στοιχείων και των δικτυωμάτων που το αποτελούν επηρεάζουν το είδος του ταιριάσματος με κριτήριο την συχνότητα. Η επιλεγμένη διάταξη παρέχει την απαραίτητη προσαρμογή μεταξύ της εισόδου και του ενισχυτή για ένα στενό εύρος ζώνης της τάξεως του 1 GHz γύρω από τα 28 GHz που είναι η κεντρική μας συχνότητα, όπως θα φανεί και στο Κεφάλαιο 6 όπου παραθέτουμε τα αποτελέσματα της επίδοσης του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος.

C_{in}	TL_1	TL_2
110 fF	$50 \Omega, 200 \mu m$	$50 \Omega, 300 \mu m$

Πίνακας 4.7 Θεωρητικές τιμές των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος εισόδου.

4.10 Συνολικό σχηματικό διάγραμμα του ενισχυτή ισχύος λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F

Στο Σχήμα 4.23 παρατίθεται το συνολικό σχηματικό διάγραμμα του ενισχυτή ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F, της παρούσας διατριβής. Όπως φαίνεται, τα μέρη που τον απαρτίζουν και τα οποία αναλύθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους βρίσκονται σε πλήρη αντιστοιχία με το Σχήμα 4.1 στην αρχή της παραγράφου 4.3, όπου παρουσιάζεται η μακροσκοπική άποψη του ενισχυτή. Στο κεφάλαιο 5 θα γίνει η ανάλυση, όλων των επιμέρους κομματιών του ενισχυτή σε επίπεδο Layout, ενώ στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



Σχήμα 4.23 Συνολικό σχηματικό του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F.

Κεφάλαιο 5

Ο Ενισχυτής Ισχύος Αντίστροφης Κλάσης F σε Επίπεδο Layout

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

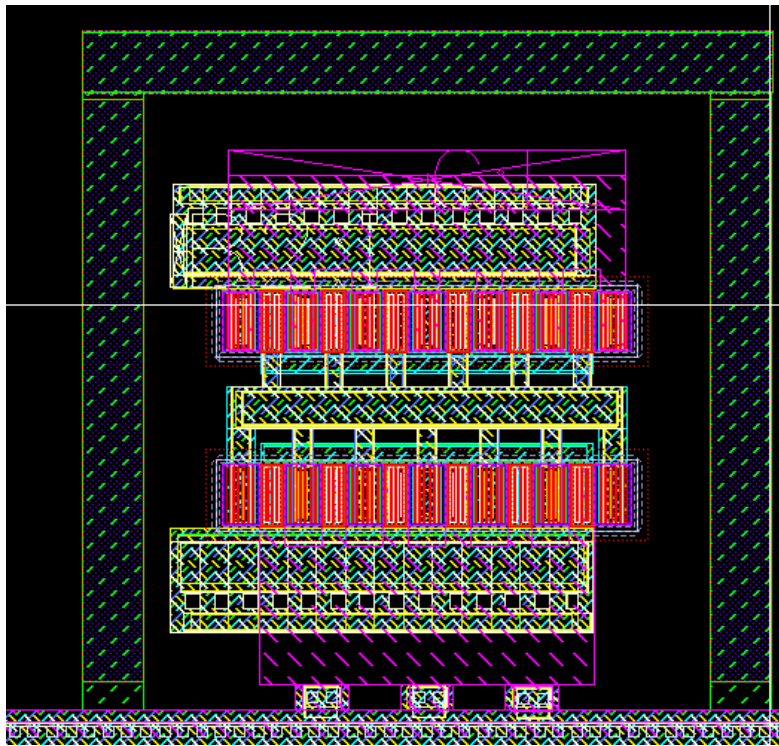
Στο τέλος του κεφαλαίου, παρουσιάζεται το τελικό σχέδιο με όλες τις απαραίτητες προσθήκες σε επίπεδο Layout που δόθηκε προς υλοποίηση στο εργοστάσιο της εταιρείας Infineon Technologies AG.

5.1 Ενεργός συσκευή και διασυνδέσεις

Στο Σχήμα 5.1 φαίνεται η ενεργός συσκευή σε επίπεδο Layout, η επιλογή της οποίας αναλύθηκε και τεκμηριώθηκε στην παράγραφο 4.5. Υπενθυμίζουμε ότι το επιλεγμένο εμβαδόν κάθε διπολικού τρανζίστορ της κασκοδικής τοπολογίας της ενεργούς συσκευής είναι $0,22 \times 5 \mu\text{m}^2$, ενώ κάθε τρανζίστορ αποτελείται από 6 παράλληλα μπλοκ και διαθέτει πολλαπλές βάσεις και εκπομπούς ($6 \times CBEBEBC$). Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5.1, τοποθετήσαμε τα δύο τρανζίστορ συμμετρικά ως προς τον οριζόντιο άξονα, προκειμένου να εκμεταλλευτούμε τα πλεονεκτήματα μιας συμμετρικής λειτουργίας της ενεργούς συσκευής.

Ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στις διασυνδέσεις μεταξύ των δύο διπολικών τρανζίστορ προκειμένου, να πληρούν τις προϋποθέσεις πλάτους μετάλλων για την αντοχή τους κατά τη διαρροή τους από υψηλά ρεύματα και ταυτόχρονα να προσθέτουν όσο το δυνατόν λιγότερες παρασιτικές χωρητικότητες και αυτεπαγωγές. Επίσης, κρίσιμη για την ευστάθεια των

περισσότερων ενισχυτών ισχύος μονής εξόδου (single ended) κρίνεται η διασύνδεση της ενεργούς συσκευής με την θεωρητική, τοπική γη VSS (περισσότερα για την θεωρητική γη VSS βλέπε παράγραφο 5.4). Για το σκοπό αυτό, χρησιμοποιήσαμε την αυτοματοποιημένη επιλογή για την επιμετάλλωση των εκπομπών του κάτω τρανζίστορ της κασκοδικής τοπολογίας μέχρι το μέταλλο 6 (M6) το οποίο είναι το υψηλότερο από τα μέταλλα της τεχνολογίας με τη μικρότερη αντίσταση φύλλου. Στη συνέχεια, τοποθετήσαμε την ενεργό συσκευή, πολύ κοντά στην θεωρητική VSS και συνδέσαμε τον εκπομπό του κάτω τρανζίστορ με ένα πλατύ M6 μέχρι τη θεωρητική γη. Μετρήσαμε στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM το κομμάτι αυτό του M6, αποδεικνύοντας ότι αποτελεί τέλειο βραχυκύκλωμα αφού προσθέτει μία απειροελάχιστη αυτεπαγωγή της τάξεως των $6pH$ μέχρι το VSS.



Σχήμα 5.1 Layout της ενεργούς συσκευής που περιλαμβάνει την κασκοδική τοπολογία.

Όμοια επιλέξαμε, οι συλλέκτες του πάνω τρανζίστορ να φτάνουν μέχρι το μέταλλο 6. Οι διασυνδέσεις μεταξύ των δύο τρανζίστορ γίνονται από M1-M5 για όσο το δυνατόν καλύτερη αγωγιμότητα. Γνωρίζοντας ότι τα ρεύματα των δύο βάσεων θα είναι αρκετά μεγάλα, στην λειτουργία του ενισχυτή σε μεγάλες ισχύεις χρησιμοποιήσαμε τα M1-M5, προκειμένου να έχουμε καλύτερη αντοχή, σταθερότητα στα υψηλά ρεύματα και χαμηλότερες παρασιτικές αυτεπαγωγές.

Τέλος, χρησιμοποιήσαμε ένα προστατευτικό δαχτυλίδι (guard ring) αποτελούμενο από διάχυση τύπου p (p_{sub}), επαφές (contacts) και M1 προκειμένου να απομονώσουμε την ενεργό συσκευή μας από τον θόρυβο και τα ρεύματα που μπορεί να προέρχονται από το υπόστρωμα.

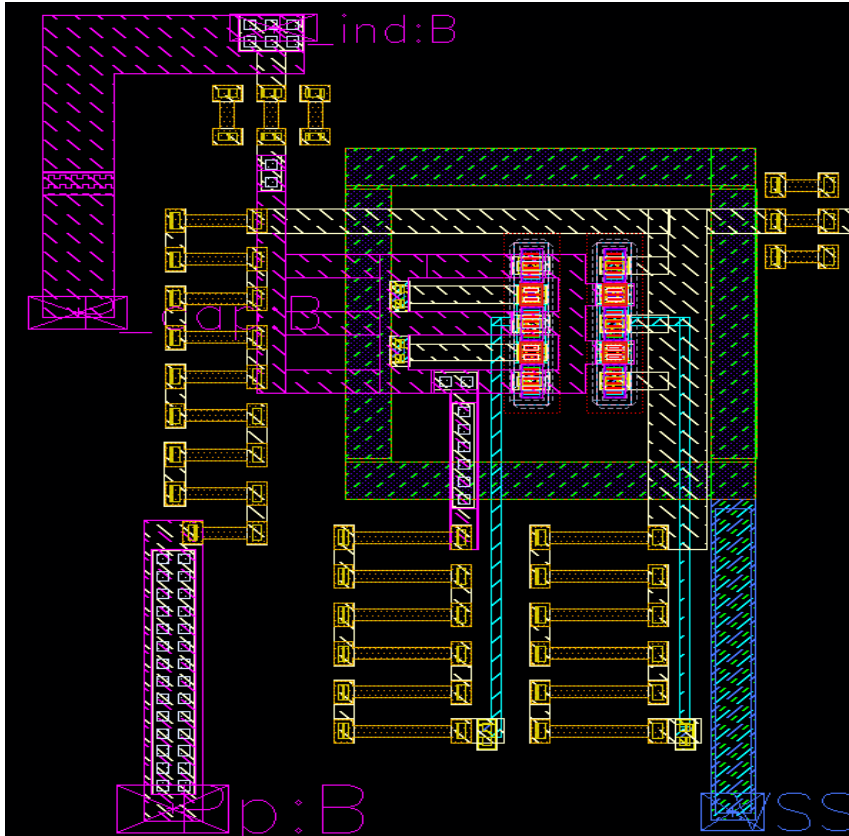
Για την εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων (αντιστάσεων, χωρητικοτήτων και αυτεπαγωγών) χρησιμοποιούμε την δυνατότητα του RLCK Extraction που παρέχει το CADENCE. Για την συνέχεια της ανάλυσης και την διεξαγωγή των προσομοιώσεων, αντικαθιστούμε το πλήρως ιδανικό μοντέλο της παραγράφου 4.5. με το μοντέλο της ενεργούς συσκευής που περιγράψαμε σε αυτή την παράγραφο.

5.2 Κύκλωμα Πόλωσης (Bias Circuit)

Στην παράγραφο 4.6 αναλύσαμε το κύκλωμα πόλωσης που επιδέχθηκε για τον ενισχυτή ισχύος της παρούσας διατριβής και εξάγαμε τις ιδανικές θεωρητικές τιμές των στοιχείων που το αποτελούν και οι οποίες παρουσιάζονται στον πίνακα 4.5. Υπενθυμίζουμε ότι για το κύκλωμα πόλωσης χρησιμοποιήσαμε διαφορετική πηγή τροφοδοσίας ($V_{bias} \approx 2,1 V$) από την τροφοδοσία της ενεργούς συσκευής V_{cc} . Η συγκεκριμένη επιλογή μας δίνει μια παραπάνω σχεδιαστική ελευθερία η οποία φαίνεται πλέον καθαρά σε επίπεδο Layout. Πιο συγκεκριμένα, κατασκευαστικές ατέλειες και ασυμμετρίες είναι δυνατόν να επηρεάσουν τις τιμές των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης που εξάγαμε στην παράγραφο του κεφαλαίου 4. Επίσης γνωρίζουμε, ότι βασικός στόχος του κυκλώματος πόλωσης είναι η δημιουργία του κατάλληλου dc ρεύματος στις βάσεις των διπολικών τρανζίστορ. Έχοντας λοιπόν, μία ξεχωριστή πηγή τάσης για το κύκλωμα πόλωσης μπορούμε να αντιμετωπίσουμε τυχόν κατασκευαστικές ατέλειες των στοιχείων που συμβάλουν στο dc μονοπάτι, αφού κατά τη διαδικασία των μετρήσεων μπορούμε να μεταβάλλουμε τη συγκεκριμένη τροφοδοσία χωρίς να υπάρχει οποιαδήποτε επιρροή στο υπόλοιπο κύκλωμα.

Επιπρόσθετα, μία ακόμα ευκολία που μας παρέχει η επιλογή μιας ξεχωριστής τροφοδοσίας για το κύκλωμα πόλωσης είναι η μεγαλύτερη άνεση στην ανακριβή εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων του. Από τη στιγμή που οι μικροαλλαγές στις προκαθορισμένες τιμές των ιδανικών θεωρητικών στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης αντιμετωπίζονται μέσω της μεταβολής της τάσης V_{bias} από το τροφοδοτικό, έτσι και μία μέτρια αλλά πιο γρήγορη μοντελοποίηση των παρασιτικών στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης μπορεί να αντιμετωπιστεί με τον ίδιο τρόπο.

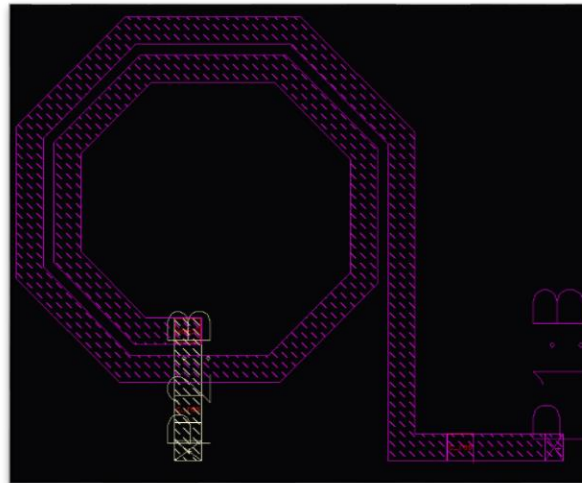
Άλλωστε τα παρασιτικά στοιχεία των στοιχείων που συμβάλλουν στο dc μονοπάτι επηρεάζουν ελάχιστα το dc ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ της ενεργούς συσκευής και μόνο υπό την μορφή των παρασιτικών αντιστάσεων, αφού οι παρασιτικές χωρητικότητες και αυτεπαγωγές δεν έχουν καμία επιρροή στα dc ρεύματα.



Σχήμα 5.2 Layout των στοιχείων του κυκλώματος πόλωσης που συμβάλλουν στο dc μονοπάτι.

Στο Σχήμα 5.2 φαίνονται σε επίπεδο Layout, τα στοιχεία του κυκλώματος πόλωσης που συμβάλλουν στο dc μονοπάτι και επηρεάζουν την πόλωση των τρανζίστορ της ενεργούς συσκευής. Πιο συγκεκριμένα, προβάλλονται τα διπολικά τρανζίστορ Q_{b1}, Q_{b2} τα οποία τοποθετούνται σε κασκοδική διάταξη, ενώ κάθε ένα από αυτά αποτελείται από δύο παράλληλα μπλοκ CBEBC τρανζίστορ εμβαδού $0,22 \times 1 \mu m^2$. Επίσης, μπορούμε να παρατηρήσουμε τις αντιστάσεις $R_{bias}, R_1, R_2, R_3, R_4$ για τις οποίες έχει χρησιμοποιηθεί το μοντέλο της τεχνολογίας restan, στο οποίο χρησιμοποιείται ένα είδος μετάλλου μεταξύ του M4 και M5. Μάλιστα στις αντιστάσεις R_2, R_4 είναι ευδιάκριτα κάποια dummy στοιχεία αριστερά και δεξιά από την 60Ω restan αντίσταση προς ελάττωση των κατασκευαστικών ατελειών. Για τις αντιστάσεις R_{bias}, R_1, R_3 έχει χρησιμοποιηθεί προς οικονομία χώρου ένας μαιανδρικός

σχεδιασμός αποτελούμενος από μικρότερες αντιστάσεις *restan* σε σειρά. Ακόμα για τις διασυνδέσεις μεταξύ των τρανζίστορς και των αντιστάσεων έχουν χρησιμοποιηθεί κυρίως M5 και M6, αφού όντας τα υψηλότερα μέταλλα έχουν τη μικρότερη αντίσταση φύλλου. Για την εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων του συγκεκριμένου τμήματος του κυκλώματος πόλωσης χρησιμοποιήθηκε η επιλογή RLCK extraction που παρέχει το Virtuoso. Όπως προαναφέρθηκε μια πιο λεπτομερής εξαγωγή παρασιτικών στοιχείων δεν θα άλλαζε κατά πολύ τα αποτελέσματα ενώ η εκούσια μεταβολή της V_{bias} θα μπορούσε να διορθώσει μία κακή μοντελοποίηση.



Σχήμα 5.3 Layout του πηνίου L_{bias} .

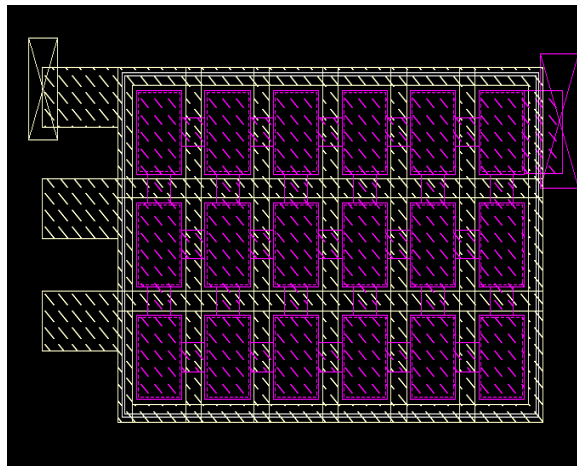
Πριν ολοκληρώσουμε τη μελέτη του κυκλώματος πόλωσης σε επίπεδο Layout θα πρέπει να κάνουμε λόγο για τα στοιχεία τα οποία συμβάλλουν στον εκμηδενισμό του θορύβου και την αποκοπή των RF σημάτων από τον πυρήνα του κυκλώματος. Αναφερόμαστε στο μεγάλο πηνίο L_{bias} και στους bypass πυκνωτές C_1 και C_2 .

Όπως είχαμε αναφέρει και στο κεφάλαιο 4, τα στοιχεία L_{bias}, C_1 και C_2 είναι από τα πιο κρίσιμα στοιχεία όχι μόνο του κυκλώματος πόλωσης αλλά και ολόκληρου του ενισχυτή ισχύος αφού πέραν των εργασιών που επιτελούν, επηρεάζουν και την ευστάθεια του κυκλώματος. Γι' αυτό το λόγο η ακριβής μοντελοποίησή τους και η λεπτομερειακή εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων που προστίθενται κατά την εισαγωγή τους στο κύκλωμα χρίζουν απαραίτητη την τοποθέτησή τους σε πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης. Έτσι λοιπόν, χρησιμοποιώντας το υψηλότερο μέταλλο (M6) για το Layout του πηνίου L_{bias} (σχήμα 5.3), προς ελάττωση παρασιτικών αντιστάσεων και χωρητικότητων, το προσομοιώσαμε στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM.

Αντίστοιχα με τα παραπάνω, για τους bypass πυκνωτές C_1 και C_2 χρησιμοποιήσαμε το μοντέλο `mimcap` της τεχνολογίας μας, οι οποίοι για την λεπτομερέστερη μοντελοποίηση τους προσομοιώθηκαν στο Sonnet EM. Το Layout των πυκνωτών C_1 και C_2 φαίνεται παρακάτω στα σχήματα 5.4 και 5.5 αντίστοιχα.



Σχήμα 5.4 Layout του πυκνωτή C_1 .



Σχήμα 5.5 Layout του πυκνωτή C_2 .

5.3 Επικοινωνία του ενισχυτή ισχύος με το περιβάλλον

Πριν προχωρήσουμε στη ανάλυση της σχεδίασης του κυκλώματος εξόδου σε επίπεδο Layout, οφείλουμε να περιγράψουμε τον τρόπο εκείνο, αλλά και τα μέσα που χρησιμοποιούνται προκειμένου να επικοινωνήσει ο ενισχυτής ισχύος με το περιβάλλον του μετά την κατασκευή του. Συγκεκριμένα αναφερόμαστε, στον τρόπο με τον οποίο θα παρθούν οι μετρήσεις στα εργαστήρια της Infineon Technologies μετά την υλοποίηση του αλλά και σε ορισμένα δικτυώματα που προστέθηκαν στην αρχική θεωρητική σχεδίαση της παραγράφου 4.9, απαραίτητα για την ορθή λειτουργία του.

Προς διευκόλυνση της κατανόησης της δομής του ενισχυτή σε επίπεδο Layout, θα διαιρέσουμε την παρούσα παράγραφο σε δύο, προκειμένου να αναλυθούν ξεχωριστά, τα κρίσιμα, για την υλοποίηση και αξιοπιστία του κυκλώματος, θέματα. Στην πρώτη υποπαράγραφο αναφερόμαστε στα pads (επιφάνειες συνδέσεων) που χρησιμοποιήθηκαν στις εισόδους και εξόδους του κυκλώματος αλλά και στην τοποθέτηση του υλοποιημένου ολοκληρωμένου κυκλώματος πάνω σε μία πλακέτα PCB (Printed Circuit Board), όπου θα καταλήγουν οι ακίδες του τροφοδοτικού. Στην δεύτερη παράγραφο γίνεται αναφορά σε ειδικά δικτυώματα τα οποία χρησιμεύουν στην αποφόρτιση των επιφανειών των pads από τα ηλεκτροστατικά ρεύματα.

Η παρούσα παράγραφος δεν επιλέχθηκε τυχαία να εισαχθεί πριν την μελέτη του κυκλώματος εξόδου αφού υπενθυμίζουμε στον αναγνώστη ότι επιχειρείται να δειχθεί η χρονική σειρά με την οποία μελετήθηκαν και σχεδιάστηκαν τα διάφορα μέρη του ενισχυτή. Συνεπώς μετά την σχεδίαση της ενεργούς συσκευής και του κυκλώματος πόλωσης σε επίπεδο Layout, έπρεπε να παρθούν οι αποφάσεις για τον τρόπο με τον οποίο θα παίρνονταν οι μετρήσεις του test-chip. Πέραν λοιπόν της σημασίας της συγκεκριμένης παραγράφου από εγκυκλοπαιδικής άποψης, το περιεχόμενο της αποτέλεσε και την μεθοδολογία που ακολουθήσαμε για την τελική υλοποίηση του Layout του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F.

5.3.1 Contact Pads & PCB

Για την δυνατότητα, τροφοδοσίας, λήψης μετρήσεων, ακόμη και πακεταρίσματος (packaging) ενός υλοποιημένου ολοκληρωμένου κυκλώματος είναι απαραίτητη η εισαγωγή των

contact pads σε όλες τις εισόδους και εξόδους του κυκλώματος, είτε αναφερόμαστε στην dc τροφοδοσία είτε στην εισαγωγή και εξαγωγή RF σημάτων. Με τον διεθνή όρο Contact pads αναφερόμαστε στις επαφές του ολοκληρωμένου κυκλώματος οι οποίες χρησιμοποιούνται για τη σύνδεση του με το εξωτερικό περιβάλλον, είτε αυτό είναι μία σύνδεση στο καλώδιο του τροφοδοτικού, είτε μία σύνδεση ενός μικρού καλωδίου bondwire σε ένα επόμενο ή προηγούμενο ολοκληρωμένο κύκλωμα στην αλυσίδα ενός ευρύτερου συστήματος.

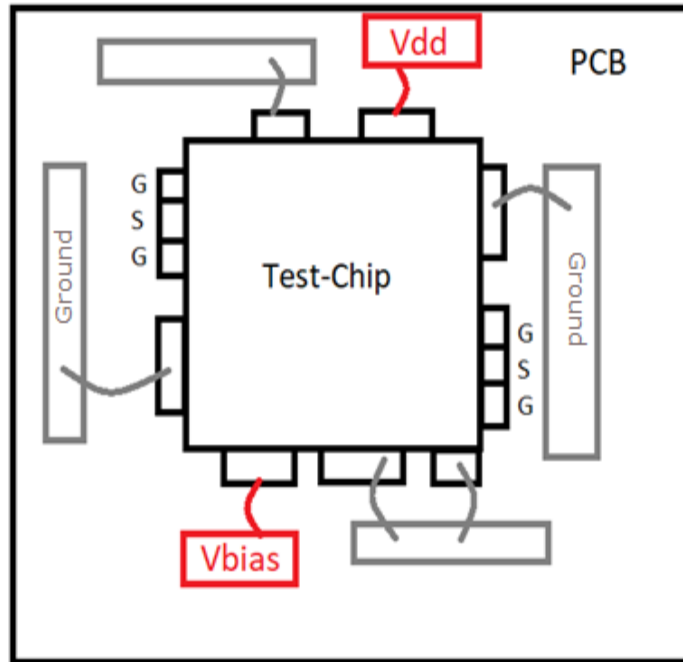
Τα Contact Pads που χρησιμοποιήθηκαν στην υλοποίηση του ενισχυτή ισχύος της παρούσας διατριβής, είναι pads αλουμινίου (Aluminum Pads). Πιο συγκεκριμένα, όλες οι επαφές του κυκλώματος αποτελούνται από μία στοίβα βραχυκυκλωμένων μετάλλων το υψηλότερο από τα οποία είναι αλουμίνιο. Υπό αυτήν την έννοια, οποιαδήποτε σύνδεση του ολοκληρωμένου κυκλώματος με το εξωτερικό του, πραγματοποιείται μέσω των προαναφερθέντων pads, ανώτερο μέταλλο των οποίων είναι το αλουμίνιο, ενώ το κατώτερο βραχυκυκλωμένο στο αλουμίνιο μέταλλο, μπορεί να διαφέρει ανάλογα με τη λειτουργία και τη σύνδεση της εκάστοτε επαφής.

Στο Σχήμα 5.6 φαίνεται το απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα στο οποίο παρουσιάζεται η διάταξη που επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί για την μέτρηση του ενισχυτή ισχύος της παρούσας εργασίας μετά την υλοποίηση του. Συγκεκριμένα, παρουσιάζεται ο ενισχυτή ισχύος (Test-chip), στις άκρες του οποίου φαίνονται ως μαύρες παραλληλόγραμμες προεκτάσεις, τα pads που συνδέονται στις εισόδους και εξόδους του. Ακόμα, με ένα μαύρο τετράγωνο που περικλείει το ολοκληρωμένο του ενισχυτή, ορίζουμε την πλακέτα PCB (Printed Circuit Board) πάνω στην οποία αποφασίσαμε να κολλήσουμε τον ενισχυτή. Η επιλογή της διάταξης του σχήματος 5.6 για τη διεξαγωγή των μετρήσεων του ενισχυτή αποτελεί μία απλή, συνηθισμένη αλλά αποδοτική μέθοδο αφού η πλακέτα PCB παρέχει την απαραίτητη και επαρκή στήριξη του ολοκληρωμένου κυκλώματος, όπως επίσης και την απαραίτητη μεγέθυνση του εμβαδού των επαφών του ολοκληρωμένου, όπως θα φανεί παρακάτω.

Αναλυτικότερα η στρατηγική που ακολουθήθηκε για την διεξαγωγή των μετρήσεων και αποτυπώνεται στο σχήμα 5.6 έχει ως εξής:

- Οι τροφοδοσίες V_{dd} για την ενεργό συσκευή και V_{bias} για το κύκλωμα πόλωσης θα συνδέονται από τα τροφοδοτικά στην πλακέτα PCB σε συγκεκριμένες επαφές που θα υπάρχουν σε αυτήν (κόκκινο χρώμα) και έπειτα μέσω μικρών καλωδίων (bondwires)

διαμέτρου $\sim 30 \mu\text{m}$ και μήκους $\sim (300 \text{ έως } 600)\mu\text{m}$ θα συνδέονται στα contact pads αλουμινίου του ενισχυτή ισχύος.



Σχήμα 5.6 Απλοποιημένο διάγραμμα απεικόνισης του υλοποιημένου ενισχυτή ισχύος, ο οποίος είναι τοποθετημένος σε μία πλακέτα PCB.

- Η πραγματική γη (Ground) των τροφοδοτικών θα φτάνει μέσω ακίδων (probes) σε pads στην PCB (γκρι χρώμα) και έπειτα και πάλι μέσω καλωδίων bondwires θα συνδέεται στις πολλαπλές επαφές, χρησιμοποιούμενες ως γη από τον ενισχυτή. Η επιλογή των πολλαπλών επαφών για γη κατά τη σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος αναλύεται στην παράγραφο 5.4, όπου και παραπέμπουμε τον αναγνώστη που δεν είναι εξοικειωμένος με τη μοντελοποίηση της θεωρητικής γης του ενισχυτή.
- Η είσοδος (input) και έξοδος του RF σήματος θα γίνεται μέσω της απευθείας σύνδεσης του καλωδίου από τον VNA (Vector Network Analyzer) σε μία τριάδα GSG pads για κάθε μία από της δύο λειτουργίες. Γνωρίζουμε ότι το καλώδιο του VNA καταλήγει σε 3 ακίδες μεταξύ των οποίων υπάρχει 50Ω αντίσταση. Ο θετικός πόλος του σήματος βρίσκεται στην κεντρική ακίδα, η οποία συνδέεται στο pad που ονομάζουμε S (Source) ενώ ο αρνητικό πόλος βρίσκεται στις πλευρικές ακίδες τις οποίες συνδέουμε στα pads G (Ground).

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να αναφέρουμε ότι το εμβαδόν, των χρησιμοποιούμενων στο ολοκληρωμένο κύκλωμα, pads είναι μία πολύ κρίσιμη παράμετρος. Συγκεκριμένα, όσο

μεγαλύτερο είναι το εμβαδόν μιας επαφής τόσο περισσότερα bondwires μπορούν να συνδεθούν με παράλληλη σύνδεση μειώνοντας έτσι την αυτεπαγωγή που εισάγουν αυτά τα καλώδια στην σύνδεση. Στόχος μας, είναι ο ενισχυτής να επιβαρυνθεί όσο το δυνατόν λιγότερο από την αυτεπαγωγή των bondwires για την τροφοδοσία και τη γη και από τη στιγμή που δεν έχουμε μεγάλους περιορισμούς στο μέγεθος του ολοκληρωμένου, επιλέξαμε:

- 2 Aluminum Pads εμβαδού $190 \times 77 \mu\text{m}^2$ για κάθε μία από τις τροφοδοσίες V_{dd} και V_{bias} στα οποία υπολογίζουμε ότι το εμβαδόν επαρκεί για τη σύνδεση κάθε ενός με 2 bondwires διαμέτρου $\sim 30 \mu\text{m}$.
- 2 GSG Aluminum Pads για την είσοδο και την έξοδο. Γνωρίζουμε ότι η απόσταση των κέντρων (pitch) των pads G και S θα πρέπει να είναι $100 \mu\text{m}$, επομένως επιλέξαμε ως εμβαδόν κάθε ενός από τα GSG pads το ελάχιστο δυνατό $77 \times 77 \mu\text{m}^2$.
- 5 Aluminum Pads για την θεωρητική γη (επίπεδο VSS όπως θα αναλυθεί στην παράγραφο 5.4), όσο το δυνατόν μεγαλύτερου εμβαδού έτσι ώστε να χωράει η σύνδεση 2 bondwires: $120 \times 77 \mu\text{m}^2$, $180 \times 77 \mu\text{m}^2$, $2 \times 200 \times 77 \mu\text{m}^2$, $77 \times 77 \mu\text{m}^2$ (για το τελευταίο εμβαδόν θεωρούμε ότι χωράει η σύνδεση 1 bondwire).

Τέλος μοντελοποιούμε σε σχηματικό επίπεδο για χάρη των προσομοιώσεων που θα ακολουθήσουν, ότι το κάθε μικρό καλώδιο σύνδεσης των επαφών αλουμινίου του ολοκληρωμένου κυκλώματος προς τις επαφές της πλακέτας PCB έχει αυτεπαγωγή $\sim 1\text{nH}$, ενώ ο παράλληλος συνδυασμός 2 καλωδίων $\sim 400\text{pH}$. Τα καλώδια του τροφοδοτικού (probes) για την τροφοδοσία και την γη θεωρείται ότι έχουν κι αυτά αυτεπαγωγή περίπου $\sim 1\text{nH}$. Σαφώς η μοντελοποίηση των παραπάνω καλωδίων είναι απλοποιημένη με την απλή χρήση ιδανικών αυτεπαγωγών, όμως είναι επαρκής αφού οι αυτεπαγωγές των τροφοδοσιών εξουδετερώνονται κατά το μεγαλύτερο μέρος τους, μέσω των bypass πυκνωτών που θα εισαχθούν και θα αναλυθούν στην παράγραφο 5.7, ενώ οι αυτεπαγωγές της θεωρητικής γης ελαττώνονται δραματικά λόγω των πολλαπλών pads (Παράγραφος 5.4).

5.3.2 Κυκλώματα ESD

Στην συνέχεια της ανάλυσης μας, μελετήσαμε το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής αποφόρτισης (ESD: Electrostatic Discharge) και σχεδιάσαμε ορισμένα δίκτυα που εισήχθησαν

στο συνολικό σχηματικό του ενισχυτή ισχύος για την προστασία του από αυτό. Πριν προχωρήσουμε στην μελέτη των συγκεκριμένων προστατευτικών κυκλωμάτων, θα κάνουμε μία σύντομη αναφορά για να ορίσουμε το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής αποφόρτισης αλλά και να δούμε πότε και πού εμφανίζεται.

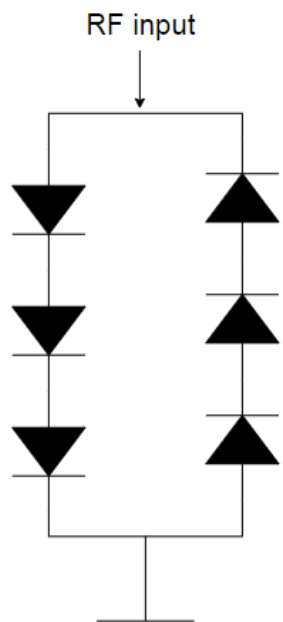
Η ηλεκτροστατική φόρτιση είναι ένα ασύμμετρο ηλεκτρικό φορτίο σε ηρεμία. Συνήθως, δημιουργείται από επιφάνειες μονωτήρων όταν τρίβονται μεταξύ τους ή απομακρύνονται. Μία επιφάνεια κερδίζει ηλεκτρόνια, ενώ η άλλη επιφάνεια χάνει ηλεκτρόνια. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα μια ασύμμετρη ηλεκτρική κατάσταση γνωστή ως στατική φόρτιση. Όταν μια στατική φόρτιση κινείται από μια επιφάνεια στην άλλη, πραγματοποιείται το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής αποφόρτισης (ESD). Το ESD είναι μία αστραπιαία φόρτιση που κινείται μεταξύ δύο επιφανειών που έχουν διαφορετικά δυναμικά. Μπορεί να συμβεί μόνο όταν η διαφορά τάσης μεταξύ των δύο επιφανειών είναι αρκετά υψηλή για να διασπάσει τη διηλεκτρική αντοχή του μέσου μεταξύ των δύο επιφανειών. Όταν κινείται μια ηλεκτροστατική φόρτιση, δημιουργείται ρεύμα χαμηλής συχνότητας που καταστρέφει ολικώς ή μερικώς το οξειδίο της πύλης, την επιμετάλλωση και τις επαφές. Το ESD μπορεί να συμβεί με έναν από τους τέσσερις διαφορετικούς τρόπους :

- ένα φορτισμένο σώμα μπορεί να αγγίξει ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα,
- ένα φορτισμένο ολοκληρωμένο κύκλωμα μπορεί να αγγίξει μια γειωμένη επιφάνεια,
- ένα φορτισμένο μηχάνημα μπορεί να αγγίξει ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα
- ή ένα ηλεκτροστατικό πεδίο μπορεί να προκαλέσει μια διαφορά δυναμικού στα άκρα ενός διηλεκτρικού ή οποία είναι επαρκής για να το σπάσει.

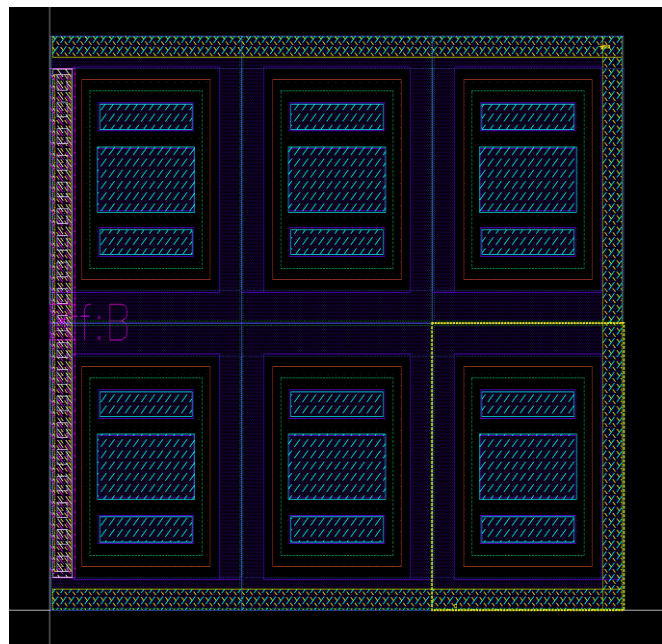
Αν κοιτάξουμε το συνολικό σχηματικό του ενισχυτή ισχύος που φαίνεται στο Σχήμα 4.24 και σε συνδυασμό με την προσθήκη των επαφών αλουμινίου στις εισόδους και εξόδους του κυκλώματος, που μελετήθηκαν στην προηγούμενη υποπαράγραφο θα παρατηρήσουμε ότι το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής εκφόρτισης θα μπορούσε κάλλιστα να συμβεί σε οποιαδήποτε επαφή εισόδου ή εξόδου. Σε μια τέτοια περίπτωση, την οποία σαφώς πρέπει να αποφύγουμε, αναζητούμε διαφορά κυκλώματα τα οποία θα προστατέψουν το κύκλωμα μας από τα υψηλά ρεύματα χαμηλών συχνοτήτων που τυχόν μπορεί να δημιουργηθούν μεταξύ των επαφών αλουμινίου και της θεωρητικής γης του ολοκληρωμένου. Η λειτουργία που επιδιώκουμε να επιτελέσουν αυτά τα κυκλώματα είναι να δημιουργήσουν ένα dc μονοπάτι μεταξύ της επαφής

και της θεωρητικής γης, έτσι ώστε τα πολύ υψηλά ρεύματα να «γειωθούν» χωρίς να επηρεάσουν το κύκλωμα μας.

Πιο συγκεκριμένα, στο pad της RF εισόδου εισάγουμε ένα κύκλωμα προστασίας από το φαινόμενο ESD που αποτελείται από 6 διόδους, το σχηματικό και το layout του οποίου φαίνονται στα σχήματα 5.7 και 5.8 αντίστοιχα. Από την κυκλωματική ανάλυση γνωρίζουμε ότι η τάση στα άκρα κάθε τριάδας-συστοιχίας διόδων θα διαμοιράζεται σε κάθε μία diόδο. Όταν οι διαφορές δυναμικού του σήματος εισόδου ως προς τη γη είναι μεταξύ των λογικών πλαισίων λειτουργίας του ενισχυτή, η διαμοιραζόμενη τάση σε κάθε diόδο δεν είναι ικανή να την κάνει να άγει και επομένως για την είσοδο και τον ενισχυτή οι δύο συστοιχίες των διόδων αποτελούν συνολικά ανοιχτοκύκλωμα. Σε περίπτωση ενός ESD συμβάντος αναπτύσσεται πολύ μεγάλη διαφορά δυναμικού μεταξύ του αλουμινίου της επαφής εισόδου και της γης η οποία μπορεί να είναι είτε θετική είτε αρνητική και επομένως η διαμοιραζόμενη τάση στις διόδους της πρώτης τριάδας, όταν η πολύ υψηλή τάση είναι θετική είναι επαρκής για να κάνει τις διόδους να άγουν και αντίστοιχα η διαμοιραζόμενη τάση στις διόδους της δεύτερης τριάδας, όταν η πολύ υψηλή τάση είναι αρνητική, είναι επαρκής για να κάνει τις διόδους να άγουν. Είτε στη μία, είτε στην άλλη περίπτωση (υψηλής θετικής ή αρνητικής διαφοράς δυναμικού), μία από τις δύο τριάδες διόδων άγει, δημιουργώντας το dc μονοπάτι για το πολύ υψηλό ρεύμα προς τη γη προστατεύοντας τον ενισχυτή μας.



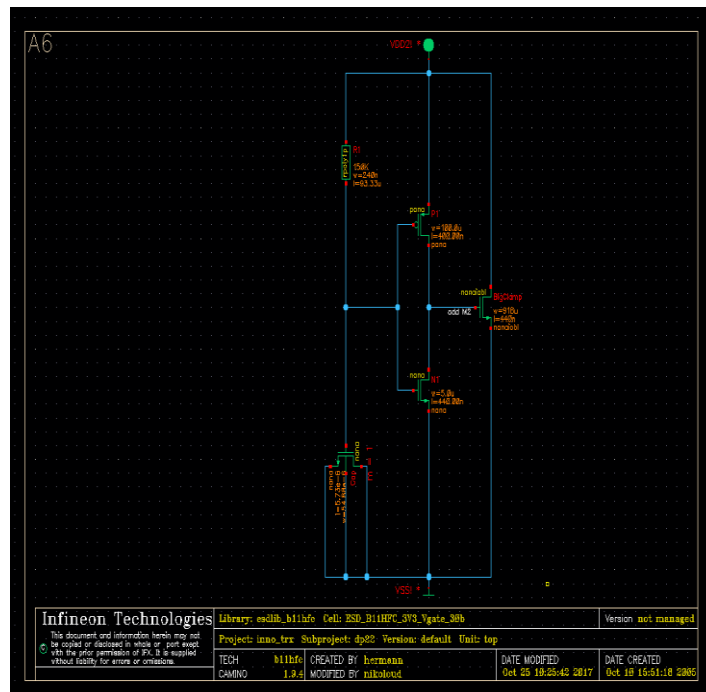
Σχήμα 5.7 Σχηματικό κυκλώματος ESD 6 διόδων για την προστασία της RF εισόδου



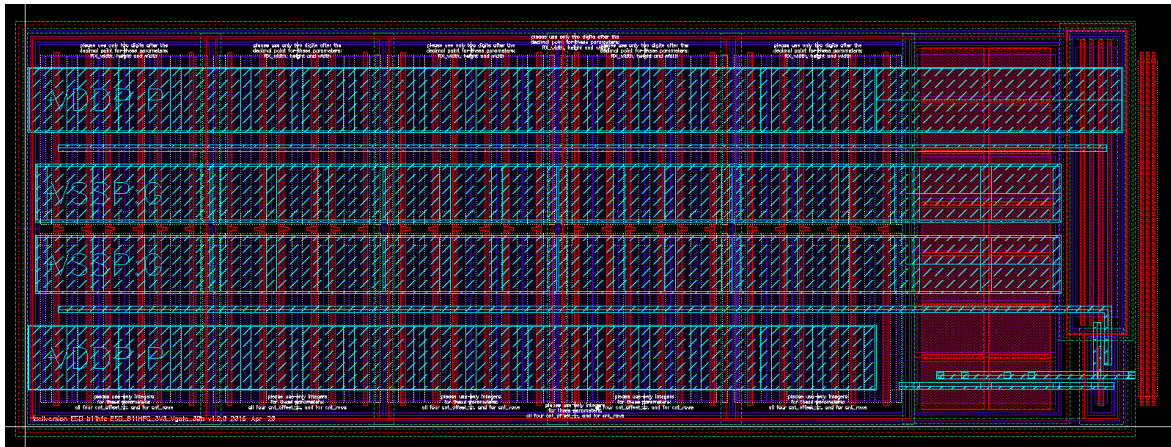
Σχήμα 5.8 Layout κυκλώματος ESD 6 διόδων για την προστασία της RF εισόδου

Στα σχήματα 5.9 και 5.10 φαίνεται το σχηματικό και το layout αντίστοιχα του κυκλώματος προστασίας από τα φαινόμενα ESD που χρησιμοποιήθηκε στις επαφές των τροφοδοσιών V_{cc} και V_{bias} . Το συγκεκριμένο κύκλωμα αποτελεί ένα έτοιμο προσχεδιασμένο κύκλωμα από την τεχνολογία B11HFC και αποτελείται από ένα pmos, ένα nmos, έναν cmos πυκνωτή, μία αντίσταση από polysilicon και ένα nmos πολύ μεγάλου εμβαδού. Η λειτουργία και αυτού του κυκλώματος έγκειται στην δημιουργία του dc μονοπατιού προς τη θεωρητική γη έτσι ώστε η απότομη αύξηση της τάσης V_{cc} ή V_{bias} να προκαλέσει ρεύμα το οποίο θα «γειωθεί» και δεν θα καταστρέψει τον ενισχυτή.

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να αναφέρουμε ότι, τα κυκλώματα προστασίας από το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής εκφόρτισης που χρησιμοποιούνται στις διάφορες επαφές του κυκλώματος προσθέτουν μία ορισμένη εμπέδηση στο μονοπάτι τους. Τα κυκλώματα που προστέθηκαν για τις τροφοδοσίες V_{cc} και V_{bias} , ελάχιστα επηρεάζουν τον ενισχυτή μας και τους διάφορους συντονισμούς που επιθυμούμε, ενώ το κύκλωμα προστασίας από ESD μετά την είσοδο μπορεί εύκολα να μην επηρεάσει την ισχύ εισόδου στον κυρίως ενισχυτή με το κατάλληλο κύκλωμα εισόδου (input matching network) να παρεμβάλλεται μεταξύ τους.



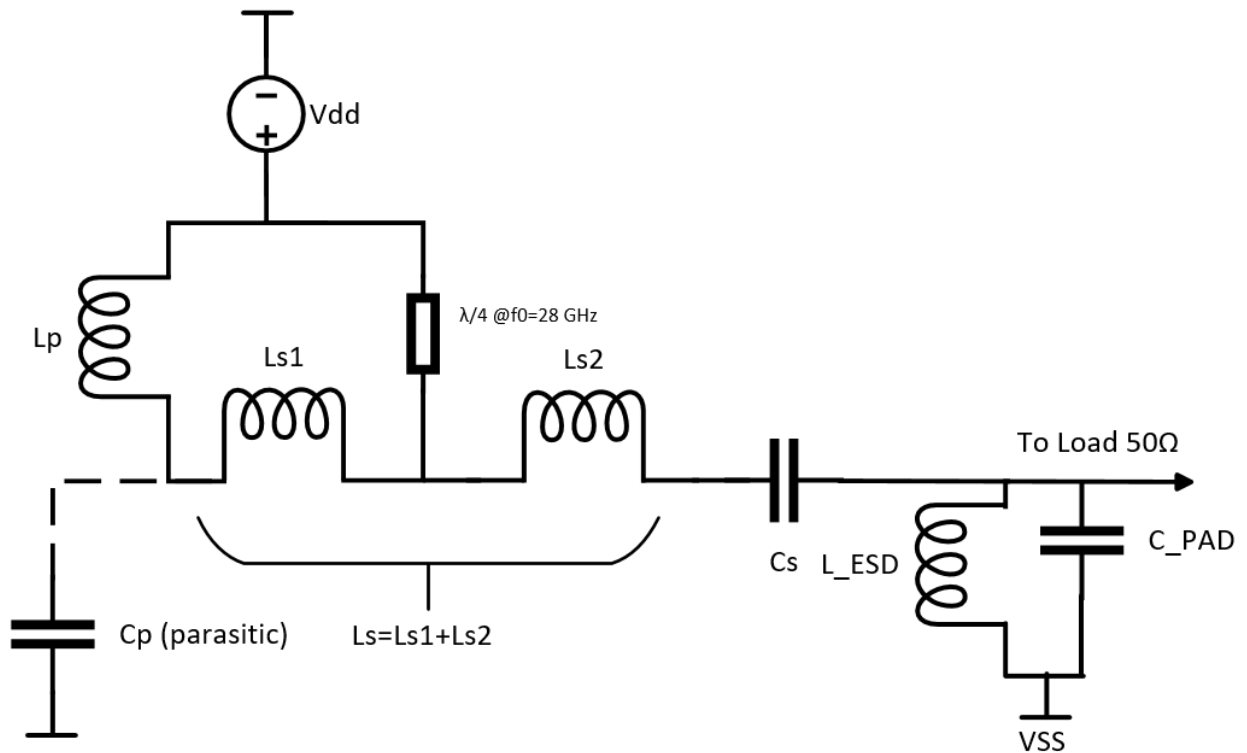
Σχήμα 5.9 Σχηματικό κυκλώματος ESD την προστασία των τάσεων τροφοδοσίας.



Σχήμα 5.10 Layout κυκλώματος ESD την προστασία των τάσεων τροφοδοσίας.

Αντίθετα οποιοδήποτε κύκλωμα εξουδετέρωσης του φαινομένου ESD στο μονοπάτι της εξόδου μεταξύ της επαφής της RF εξόδου και της θεωρητικής γης VSS θα επηρεάσει με την εμπέδηση του, τους διάφορους συντονισμούς που υπολογίστηκαν και απαιτούνται για την λειτουργία της αντίστροφης κλάσης F, μειώνοντας την ισχύ που αποδίδεται στο φορτίο και την απόδοση του ενισχυτή. Δεδομένου ότι, η προσθήκη dc μονοπατιού μεταξύ της επαφής εξόδου και της VSS είναι απαραίτητη, αποφασίστηκε η εισαγωγή ενός πηνίου μεταξύ των προαναφερθέντων κόμβων όπως ακριβώς φαίνεται στο σχήμα 5.11 που παριστάνεται το σχηματικό του κυκλώματος εξόδου μετά την εισαγωγή του πηνίου για το ESD. Η επιλογή του συγκεκριμένου πηνίου έχει δύο σκοπούς:

- Την παροχή του dc μονοπατιού για την τυχόν υψηλή διαφορά δυναμικού μεταξύ της επαφής της RF εξόδου και της θεωρητικής γης σε περίπτωση φαινομένου ηλεκτροστατικής εκφόρτισης.
- Την εξουδετέρωση της χωρητικότητας που εισάγει η επαφή (pad) εξόδου. Το αλουμίνιο της επαφής εξόδου συνδέεται μέχρι το μέταλλο 5 στην σχεδίαση layout του pad. Είναι γνωστό, ότι από το μέταλλο 5 μέχρι το υπόστρωμα δημιουργείται μία παρασιτική χωρητικότητα της τάξεως των fF. Χρησιμοποιήσαμε το πηνίο για το φαινόμενο ESD ως έναν τρόπο να δημιουργήσουμε ένα συντονιστικό δίκτυο μεταξύ αυτού και της χωρητικότητας του pad στην συχνότητα λειτουργίας 28 GHz. Με αυτόν τον τρόπο ελαχιστοποιήσαμε την επίδραση της εμπέδησης τόσο από την παρασιτική χωρητικότητα του pad, όσο και της αυτεπαγωγής του πηνίου ESD. Το συγκεκριμένο πηνίο σχεδιάστηκε στο M6 και ήταν της τάξεως των 230 pH στα 28 GHz.



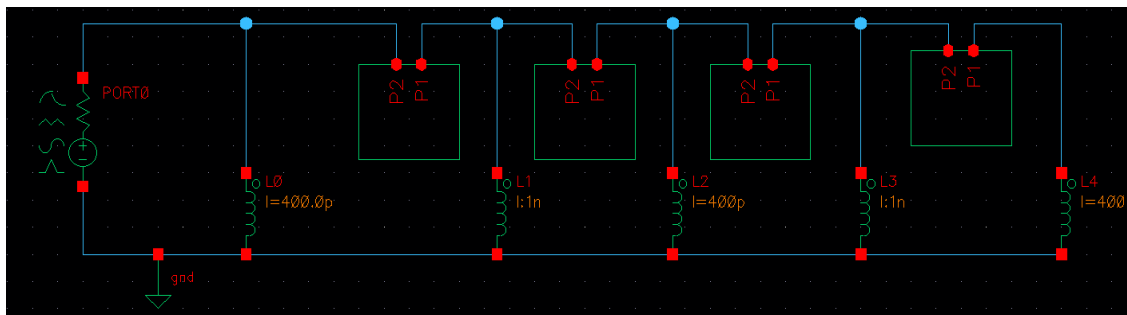
Σχήμα 5.11 Σχηματικό του συνολικού κυκλώματος εξόδου με την προσθήκη του πηνίου για την προστασία της επαφής εξόδου από το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής εκφόρτισης αλλά και την εξουδετέρωση της παρασιτικής χωρητικότητας που εισάγει η επαφή εξόδου.

5.4 Μοντελοποίηση του επιπέδου VSS

Στην παράγραφο αυτή, μελετάμε το κρίσιμο ζήτημα της θεωρητικής γης του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F. Ορίζουμε τη θεωρητική γη του ολοκληρωμένου κυκλώματος ως το επίπεδο δυναμικού VSS το οποίο θα θέλαμε ιδανικά να είναι μηδενικό, συμπεριφέροντας σαν τέλεια γη. Όμως, όπως αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο όπου μελετήσαμε τη διάταξη που θα χρησιμοποιήσουμε μετά την υλοποίηση του ενισχυτή, θεωρούμε ότι η πραγματική γη του τροφοδοτικού φτάνει στις επαφές τις πλακέτας PCB και από εκεί μέσω μικρών καλωδίων (bondwires) φτάνει στις επαφές τις θεωρητικής γης του ολοκληρωμένου. Στην ανάλυση μας και στην συνέχεια της σχεδίασης, θεωρήσαμε ότι η θεωρητική γη VSS είναι κοινή σε όλες τις επαφές αλουμινίου (pads) που χρησιμοποιούνται ως « γη » από το

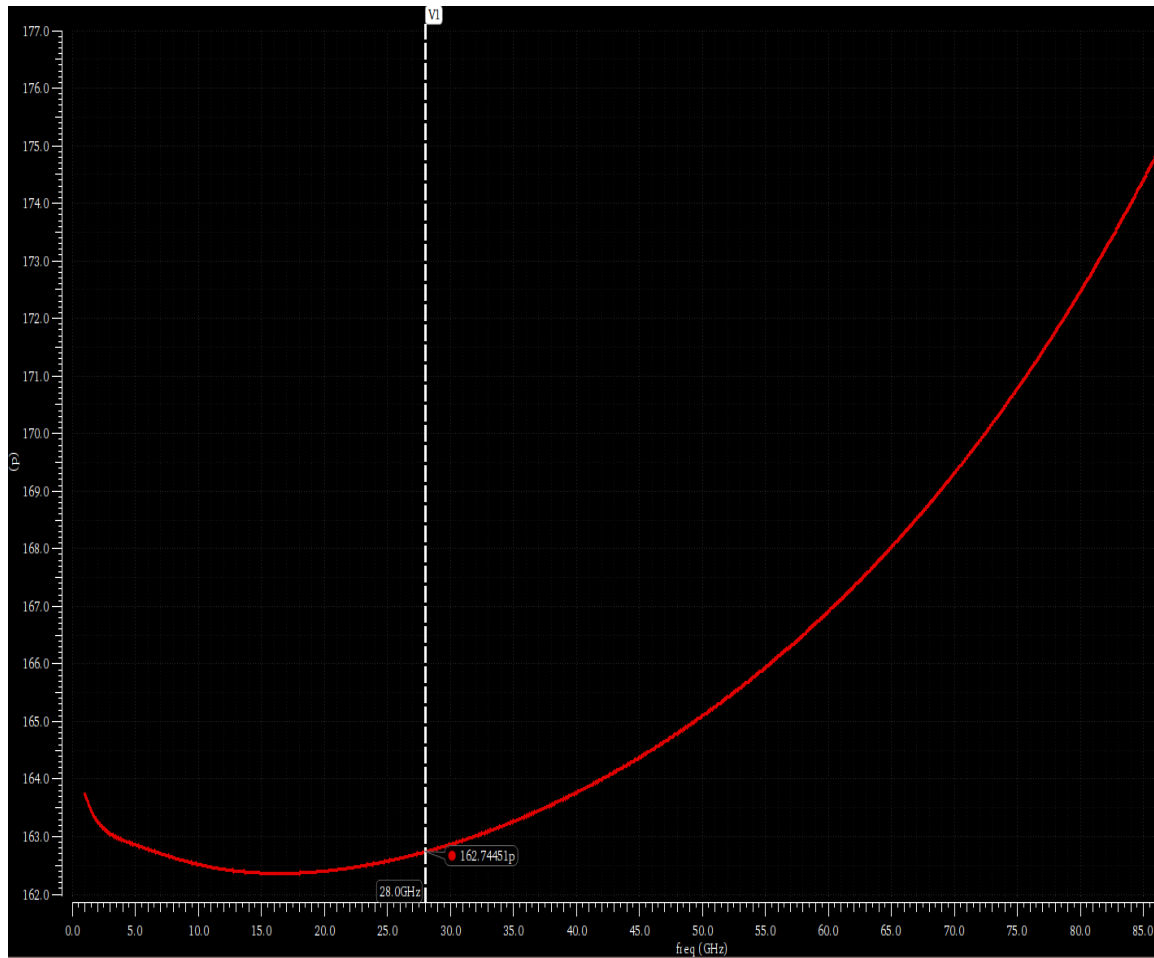
κύκλωμα. Με άλλα λόγια, το δυναμικό VSS είναι η τάση αναφοράς στο εσωτερικό του κυκλώματος του test-chip ενώ η πραγματική γη έρχεται στην επαφή της PCB.

Επίσης, όπως αναφέρθηκε και στην υποπαράγραφο 5.3.1 το μέγεθος μιας επαφής αλουμινίου του ενισχυτή, καθορίζει τον αριθμό των bondwires τα οποία θα μπορούσαν να συνδεθούν παράλληλα πετυχαίνοντας μείωση της αυτεπαγωγής που εισάγουν. Έχοντας υπόψη ότι τα bondwires που θα χρησιμοποιήσουμε για τη σύνδεση των επαφών θεωρητικής γης του ενισχυτή με τα ground pads της PCB, είναι διαμέτρου $\sim 30 \mu m$, αλλά και το μέγιστο μέγεθος επαφής, επιτρεπόμενης από την τεχνολογία είναι $200 \times 200 \mu m^2$, και συνυπολογίζοντας το συνολικό εμβαδόν που έχουμε στη διάθεση μας για το layout του ενισχυτή ισχύος, προσπαθήσαμε να εισάγουμε όσο το δυνατόν περισσότερα και μεγαλύτερα σε εμβαδόν pads.



Σχήμα 5.12 Μοντέλο για την εύρεση της αυτεπαγωγής μεταξύ του επιπέδου VSS και της πραγματικής γης.

Προκειμένου να τεκμηριώσουμε αν χρειαζόμαστε πολλές επαφές αλουμινίου για τη θεωρητική γη VSS έτσι ώστε να φτάσουμε στην ιδανική κατάσταση, χρησιμοποιήσαμε το απλό μοντέλο του σχήματος 5.12. Στην ουσία μοντελοποιήσαμε στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM τις διάφορες αποστάσεις μεταξύ όλων των επαφών (pads) της θεωρητικής γης του κυκλώματος ενώ στις θέσεις των pads προσθέσαμε την αυτεπαγωγή που θεωρητικά εισάγουν τα bondwires προς τις ground επαφές της PCB. Θεωρήσαμε $400 pH$ την αυτεπαγωγή από τη θεωρητική γη προς την πραγματική για τις επαφές του ενισχυτή που χωρούσαν δύο bondwires και $1 nH$ για τις επαφές εκείνες που χωράει ένα μόνο bondwire. Έπειτα, συνδέσαμε στην μία άκρη μία πόρτα (port) προκειμένου να προσομοιώσουμε την αυτεπαγωγή μεταξύ της θεωρητικής γης VSS και της πραγματικής. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης φαίνεται στο σχήμα 5.13 όπου μπορούμε να διακρίνουμε ότι η μετρούμενη αυτεπαγωγή είναι περίπου $\sim 162 pH$, τιμή πολύ μικρότερη από αυτή που θα ήταν αν οι επαφές για την θεωρητική γη δεν ήταν πολλαπλές αλλά μία.

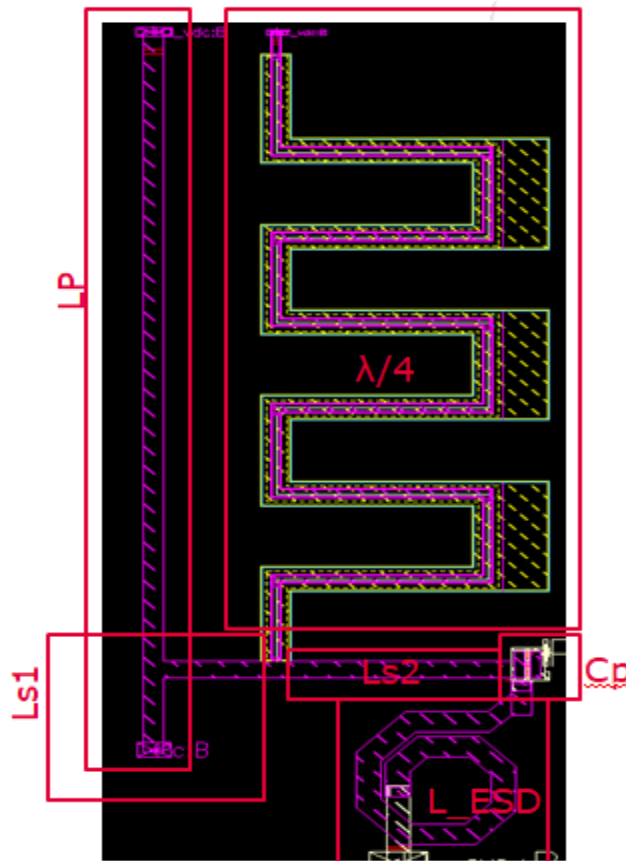


Σχήμα 5.13 Αποτέλεσμα προσομοίωσης του μοντέλου για την εύρεση αυτεπαγωγής μεταξύ του επιπέδου VSS και της πραγματικής γης.

5.5 Συνολικό κύκλωμα εξόδου

Το σχηματικό του συνολικού κυκλώματος εξόδου με την εισαγωγή του πηνίου για την προστασία από το φαινόμενο ηλεκτρικής εκφόρτισης φάνηκε στο σχήμα 5.11. Σε πλήρη αναλογία με το σχηματικό, σχεδιάσαμε το συνολικό κύκλωμα εξόδου σε επίπεδο layout όπως φαίνεται στο σχήμα 5.14 στο οποίο έχουν επισημανθεί τα διάφορα μέρη που το αποτελούν. Για τα πηνία $L_p, L_{S1}, L_{S2}, L_{ESD}$ χρησιμοποιήθηκε το M6 ως το ανώτερο μέταλλο με τη χαμηλότερη αντίσταση φύλλου, προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες και οι παρασιτικές χωρητικότητες προς το υπόστρωμα. Η γραμμή μεταφοράς $\lambda/4$, αντίστασης 50Ω αποτελείται από M6 (αγωγός μεταφοράς) και M4 (αγωγός επιστροφής), ο οποίος συνδέεται στην θεωρητική γη VSS. Τέλος, για τον πυκνωτή C_s χρησιμοποιείται το μοντέλο mimcap της

τεχνολογίας, αφού πρώτα έχει προσομοιωθεί λεπτομερέστερα στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM. Πιο συγκεκριμένα, η επιλογή του μεγέθους της χωρητικότητας C_s στηρίχτηκε στη ανάγκη μη χρησιμοποίησης ενός μεγάλου πυκνωτή που εισάγει μεγάλες απώλειες στο μονοπάτι προς το φορτίο. Όμως, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον πεπερασμένο συντελεστή ποιότητας Q του συγκεκριμένου πυκνωτή, να επιδράσει ευεργετικά στην επίδοση ισχύος του ενισχυτή με το να μεταβάλει ελαφρώς την αντίσταση που βλέπει η ενεργός συσκευή προς το φορτίο, στην θεμελιώδη συχνότητα. Έπειτα από μερικές δοκιμές και προσομοιώσεις στο Sonnet, διαφόρων mimcar πυκνωτών που κυμαίνονταν από $100fF$ μέχρι $500f$, επιλέχθηκε η χωρητικότητα $C_s = 237 fF$ με συντελεστή ποιότητας $Q = 25$.



Σχήμα 5.14 Συνολικό κύκλωμα εξόδου σε επίπεδο Layout.

Το συνολικό σχέδιο Layout του κυκλώματος εξόδου προσομοιώθηκε στο Sonnet EM, θέτοντας μικρό καταμερισμό του σχεδίου προκειμένου να αυξηθεί η ακρίβεια των

αποτελεσμάτων και ορίζοντας τις οριακές συνθήκες στα φυσικά όρια του ενισχυτή, όπου υπάρχει η θεωρητική γη VSS.

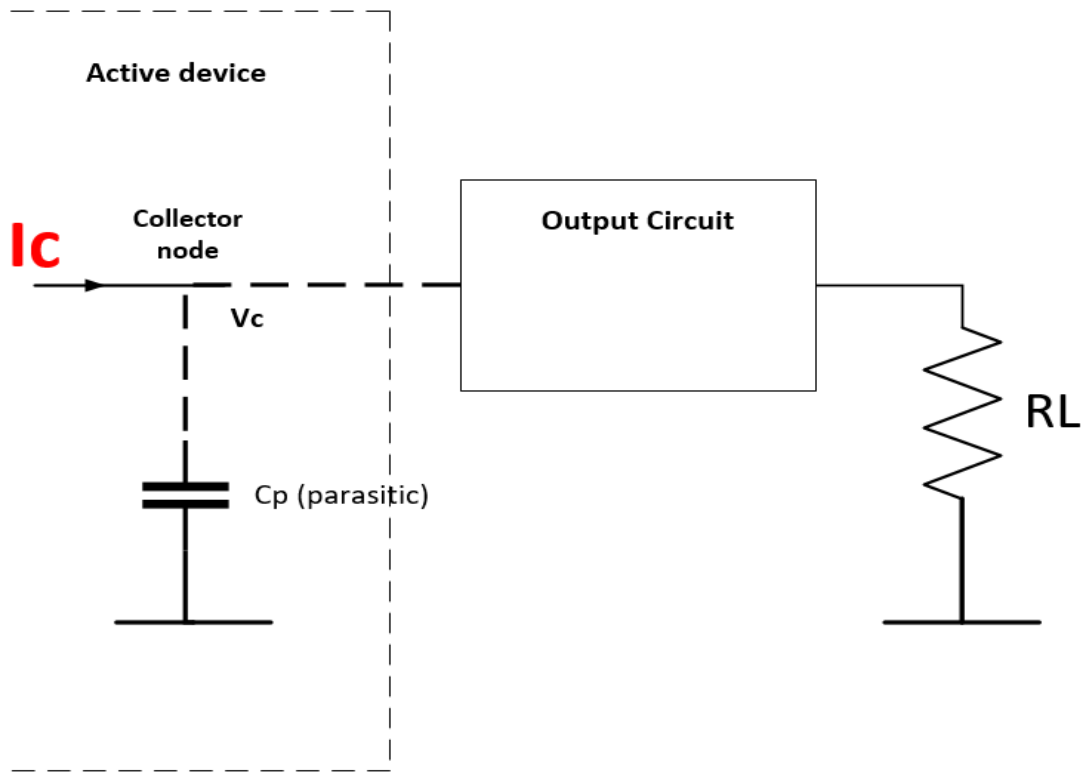
5.6 Μοντέλο για τη μέτρηση του ρεύματος και της τάσης στο συλλέκτη

Στην παράγραφο αυτή, θα περιγραφεί το μοντέλο που δημιουργήσαμε, προκειμένου να προσομοιωθεί και να αποτυπωθεί ορθά, το ρεύμα και η τάση στο συλλέκτη της ενεργούς συσκευής στο πεδίο του χρόνου.

Όπως αναφέραμε στο κεφάλαιο 4, που έγινε η κυκλωματική ανάλυση του δικτύου εξόδου του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F, η παρασιτική χωρητικότητα C_p , για την εκτίμηση της οποίας χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος της παραγράφου 4.7, λαμβάνει μέρος στους υπολογισμούς για τα συντονιστικά δίκτυα του κυκλώματος εξόδου, εξού και η προσέγγιση της ήταν απαραίτητη. Σε αυτή την παράγραφο, προσπαθούμε να αντιμετωπίσουμε το πρόβλημα της θεωρητικής ύπαρξης της παρασιτικής χωρητικότητας, στο εσωτερικό της ενεργούς συσκευής για την ορθή μέτρηση του ρεύματος που διαρρέει το συλλέκτη. Με άλλα λόγια, από τη στιγμή που η χωρητικότητα C_p συμπεριλήφθηκε στους υπολογισμούς των τιμών των στοιχείων του κυκλώματος εξόδου που επιδιώκουν την ιδανικά άπειρη εμπέδηση στη δεύτερη αρμονική και τη ιδανικά μηδενική εμπέδηση στην τρίτη αρμονική, η μέτρηση του ρεύματος το οποίο ρέει διαμέσου της ενεργούς συσκευής θα πρέπει να γίνει σε σημείο που εμπεριέχει την παρασιτική χωρητικότητα C_p , ακριβώς όπως φαίνεται στο σχήμα 5.15. Αναλυτικότερα, στο σχήμα 5.15 μπορούμε να διακρίνουμε την ενεργό συσκευή με τη διακεκομμένη γραμμή στην οποία εμπεριέχεται η παρασιτική χωρητικότητα. Δυστυχώς όμως, στο σχηματικό επίπεδο του περιβάλλοντος του Virtuoso® δεν έχουμε την δυνατότητα να πάμε σε πιο χαμηλό επίπεδο της ιεραρχίας της ενεργούς συσκευής και ούτε θα είχε και νόημα, καθώς όπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4, η χωρητικότητα C_p είναι μία θεωρητική προσέγγιση διάφορων παρασιτικών χωρητικοτήτων μεταξύ του συλλέκτη και της θεωρητικής γης.

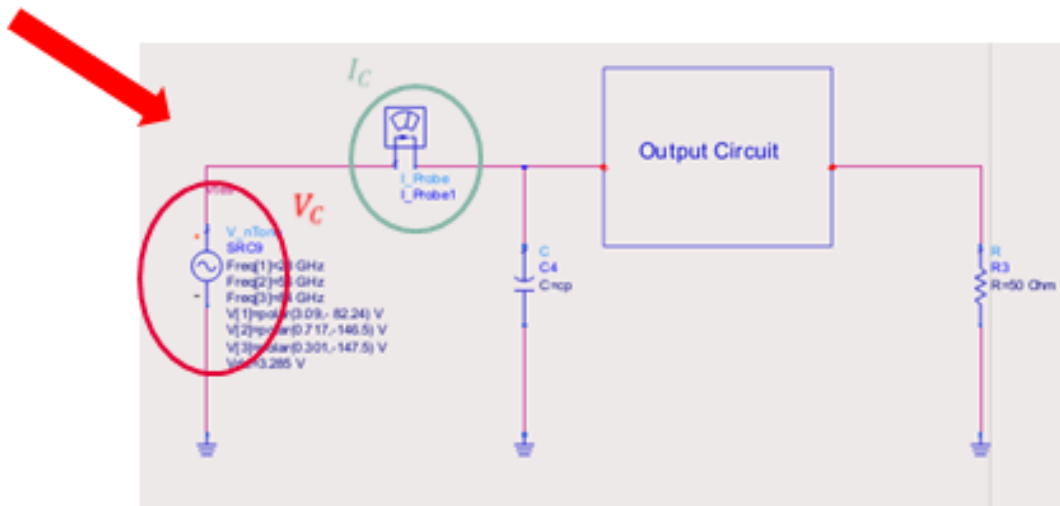
Προκειμένου λοιπόν, η μέτρηση του ρεύματος στο συλλέκτη να γίνει με τέτοιο τρόπο ώστε να συμπεριληφθούν τα πλήρη συντονιστικά δίκτυα του κυκλώματος εξόδου (εννοείται μαζί με την C_p), εκτελέσαμε μία προσομοίωση ισορροπίας αρμονικών (Harmonic Balance) και πολύ

εύκολα βρήκαμε την τάση στα άκρα της ενεργούς συσκευής στο πεδίο του χρόνου αλλά και στο πεδίο της συχνότητας αποτυπώνοντας τα πλάτη και τις φάσεις όλων των αρμονικών συνιστωσών.



Σχήμα 5.15 Μοντέλο για τη μέτρηση του ρεύματος του συλλέκτη.

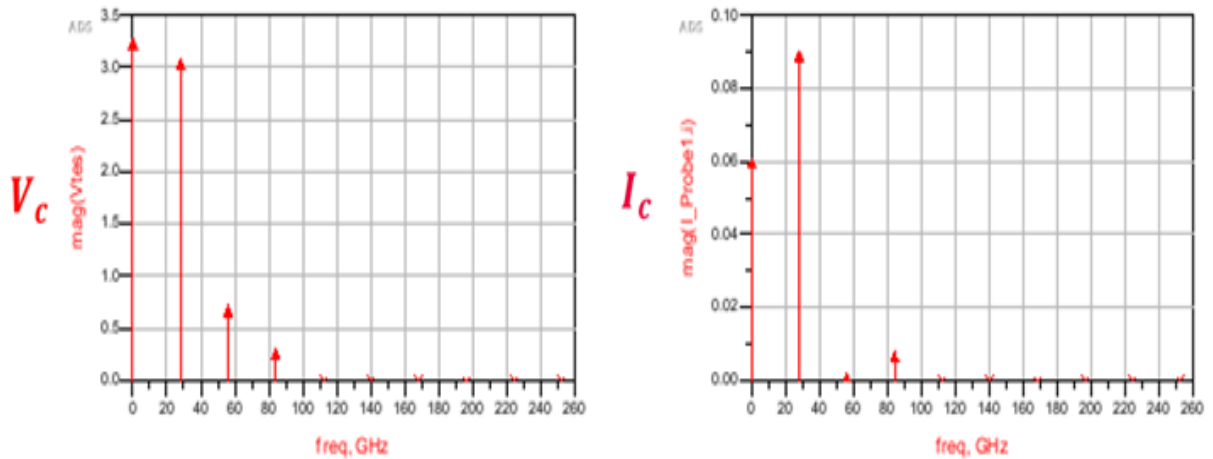
Στη συνέχεια δημιουργήσαμε ένα σχηματικό στο ADS® στο οποίο τοποθετήσαμε μία πηγή τάσης πολλών τόνων ακριβώς όπως επισημαίνεται με κόκκινο χρώμα στο σχήμα 5.16, θέτοντας τα πλάτη και τις φάσεις των διαφόρων τόνων ίδια με εκείνα που μετρήθηκαν από τις αρμονικές συνιστώσες της τάσης του συλλέκτη, στην προσομοίωση. Έπειτα, συνδέσαμε την πηγή τάσης που πλέον αναπαριστά την τάση στο συλλέκτη της ενεργούς συσκευής, παράλληλα με ένα ιδανικό πυκνωτή C_p που αντιπροσωπεύει την παρασιτική χωρητικότητα, όπως επίσης και με το υπόλοιπο δίκτυο εξόδου. Ακόμα, τοποθετήσαμε ένα αμπερόμετρο ακριβώς στο σημείο της ορθής μέτρησης, όπως επισημαίνεται με το πράσινο χρώμα στο σχήμα 5.16 και τέλος τρέξαμε μία προσομοίωση harmonic balance με σκοπό να αποτυπώσουμε το ρεύμα συλλέκτη I_c .



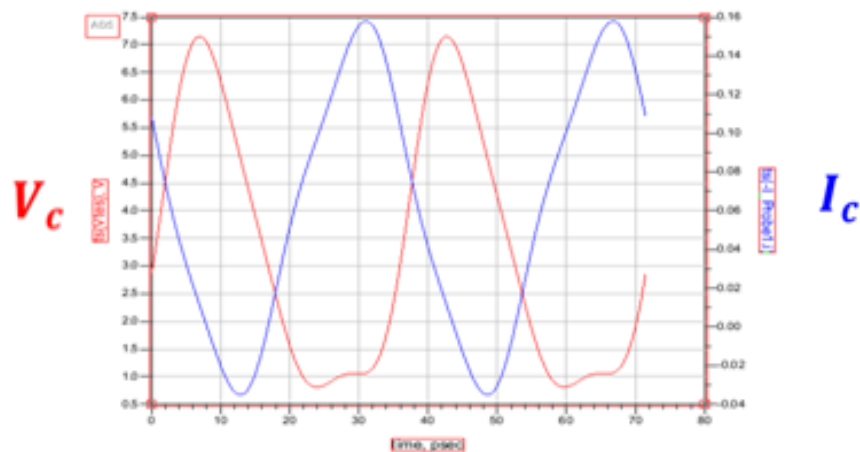
Σχήμα 5.16 Σχηματικό του μοντέλου για την εύρεση του ρεύματος συλλέκτη.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στο πεδίο της συχνότητας φαίνονται στο σχήμα 5.17 και στο πεδίο του χρόνου στο σχήμα 5.18. Και στις δύο περιπτώσεις είναι φανερή η εξουδετέρωση της δεύτερης αρμονικής του ρεύματος η οποία υπενθυμίζουμε προέκυψε από την δημιουργία υψηλής εμπέδησης στη δεύτερη αρμονική, κοιτώντας από το συλλέκτη της ενεργούς συσκευής προς το φορτίο. Γι' αυτό άλλωστε η κυματομορφή της τάσης στο πεδίο του χρόνου είναι πολύ κοντά στο ιδανικό μισό ημίτονο που επιδιώκεται σε έναν ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F. Αντίθετα, τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδειξαν ότι δεν πραγματοποιήθηκε ο πλήρης έλεγχος της τρίτης αρμονικής, αφού όπως παρατηρούμε στο πεδίο του χρόνου η μπλε γραμμή του ρεύματος δεν προσεγγίζει την τετραγωνική κυματομορφή.

Φυσικά, θα πρέπει να αναλογιστούμε ότι τα παρόντα αποτελέσματα, να μεν εξείχθησαν από την προσομοίωση του κυκλώματος εξόδου σε επίπεδο Layout (εννοείται με την συμπερίληψη όλων των παρασιτικών) αλλά και με την εισαγωγή μιας ιδανικής χωρητικότητας C_p η οποία αποτέλεσε εξ' αρχής μία προσέγγιση που περισσότερο στόχο είχε να διευκολύνει στην συνέχιση της μεθοδολογίας, πράγμα το οποίο επιτεύχθηκε. Ίσως μία λεπτομερέστερη μοντελοποίηση των παρασιτικών στοιχείων στον κόμβο του συλλέκτη και στη συνέχεια η ακολουθία της μεθοδολογίας της παρούσας παραγράφου δώσουν μία ακριβέστερη εκδοχή του διαγράμματος του ρεύματος στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας.



Σχήμα 5.17 Αποτελέσματα μοντέλου στο πεδίο της συχνότητας.



Σχήμα 5.18 Αποτελέσματα μοντέλου στο πεδίο του χρόνου.

5.7 Bypass πυκνωτές τροφοδοσίας

Στην ιδανική περίπτωση, δεν υπάρχουν παρασιτικά στοιχεία στις διάφορες συνδέσεις. Όλο το ρεύμα που απαιτείται από τον ενισχυτή ισχύος, παρέχεται στιγμιαία από το τροφοδοτικό του εργαστηρίου, διέρχεται από την πλακέτα PCB και φθάνει στο ολοκληρωμένο. Επίσης, το ρεύμα επιστροφής από τον ενισχυτή ισχύος θα περάσει στιγμιαία μέσα από το ολοκληρωμένο και την πλακέτα χωρίς να αντιμετωπίσει οποιαδήποτε προβλήματα, επιστρέφοντας στην τροφοδοσία DC.

Στην πραγματικότητα όμως, η dc παροχή του εργαστηρίου δεν είναι τέλεια, καθώς διαθέτει πεπερασμένη μη μηδενική εμπέδηση εξόδου και καλωδιακές συνδέσεις με παρασιτικά στοιχεία. Δεδομένου ότι, η επιλεγμένη διάταξη διαθέτει πλακέτα PCB στην οποία υπάρχουν γραμμές τροφοδοσίας, θα επιχειρήσουμε να συγκολλήσουμε όσους περισσότερους διακριτούς πυκνωτές προκειμένου να είμαστε σε θέση να επιστρέψουμε στην ιδανική περίπτωση. Συνήθως η απαιτούμενη τιμή για αυτό θα είναι ~ 1-100 μF , κολλημένη ακριβώς πάνω στις ακίδες του πλακέτας.

Ωστόσο το πρόβλημα δεν σταματάει εδώ. Η πλακέτα PCB εισάγει κάποια παρασιτικά στοιχεία λόγω των γραμμών μεταφοράς που διαθέτει. Η εξουδετέρωση αυτών των παρασιτικών θα γίνει και πάλι όπως πριν με την εισαγωγή επιπλέον πυκνωτών όσο το δυνατόν πιο κοντά στο ολοκληρωμένο.

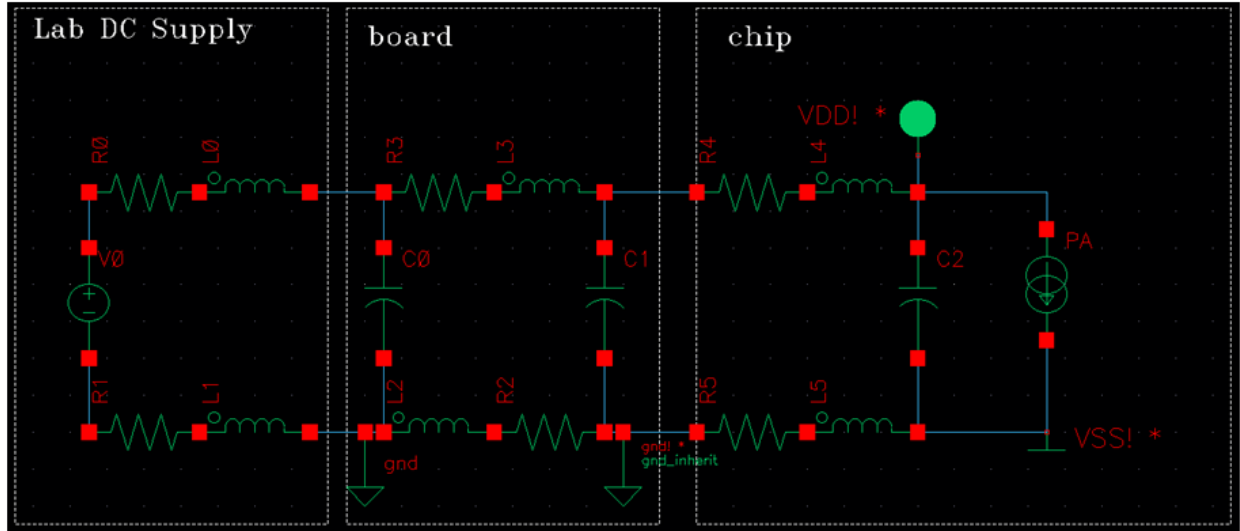
Το τελευταίο κομμάτι της διαδρομής του dc ρεύματος τροφοδοσίας είναι η σύνδεση μεταξύ της πλακέτας και του ενισχυτή ισχύος μέσω των bondwires. Στη σχεδίαση μας ο ενισχυτής ισχύος πολώνεται σε βαθιά τάξη AB, πράγμα που σημαίνει ότι το ρεύμα που εισέρχεται σαν dc από την τροφοδοσία, είναι στην πραγματικότητα μεταβλητής τιμής dc ρεύμα, εξαρτώμενο από το επίπεδο εισόδου, συν το στιγμιαίο RF ρεύμα, συν όλες τις αρμονικές. Συνεπώς, όλα αυτά τα ρεύματα περνούν μέσα από το bondwire, η αυτεπαγωγή του οποίου αναμένεται 1-5nH. Η αντίσταση στη σειρά είναι αρκετά μικρή στο DC, αλλά και σε συχνότητα RF ο συντελεστής ποιότητας είναι αρκετά υψηλός. Επομένως για να έχουμε όσο το δυνατόν καθαρότερη dc τροφοδοσία απαιτείται σε ένα ακόμα σημείο, η εισαγωγή bypass πυκνωτών.

Στο σημείο αυτό, επιχειρείται μία προσέγγιση υπολογισμού της απαιτούμενης χωρητικότητας πάνω στο τσιπ, έτσι ώστε να επιτύχουμε τα επιθυμητά αποτελέσματα που προαναφέρθηκαν. Η εξίσωση που συνδέει τη χωρητικότητα, με τη διαφορά δυναμικού στα άκρα της και το αποθηκευμένο φορτίο, γραμμένη για μικρές μεταβολές, είναι η εξής:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta V \quad (5.1)$$

Επίσης γνωρίζουμε ότι η μεταβολή του φορτίου εξαρτάται από το ρεύμα, δηλαδή

$$\Delta Q = \int_0^T i(t) dt = \frac{I_{peak} \cdot T}{2} = \frac{I_{peak}}{2 \cdot f} \quad (5.2)$$



Σχήμα 5.19.Εισαγωγή bypass πυκνωτών σε διάφορα στάδια.

Για την εξίσωση (5.2), έχουμε κάνει την υπόθεση ότι η κυματομορφή του ρεύματος είναι τετράγωνο για τη μισή περίοδο και μηδενική για την υπόλοιπη μισή. Κάτι τέτοιο, αποτελεί σαφώς μία προσέγγιση, αλλά μας δίνει τη δυνατότητα να ξεκινήσουμε εύκολους υπολογισμούς για την απαιτούμενη χωρητικότητα των bypass πυκνωτών που θα χρησιμοποιηθούν πάνω στο chip και να αποκτήσουμε μία φυσική αίσθηση των αναλογιών.

Συμπερασματικά, μπορούμε να εκτιμήσουμε, το μέγεθος της χωρητικότητας που απαιτείται μέσω της εξίσωσης (5.3), θέτοντας ένα όριο για το μέγεθος της κυμάτωσης (ripple) που θα επιτρέψουμε στην dc τροφοδοσία.

$$C = \frac{I_{peak}}{2 \cdot f \cdot \Delta V} \quad (5.3)$$

Το μέγεθος της κυμάτωσης που είναι ανεκτό στην τάση τροφοδοσίας V_{cc} εξαρτάται αυστηρά από το σκοπό του ολοκληρωμένου κυκλώματος αλλά η επιδίωξη, όσο το δυνατόν μικρότερου ποσοστού κυμάτωσης είναι σίγουρα προς όφελος του σχεδιασμού και της λειτουργίας του κυκλώματος. Θεωρώντας αυθαίρετα ότι μία κυμάτωση $< 10\%$ της τάσης τροφοδοσίας V_{cc} είναι ανεκτή μπορούμε να υπολογίσουμε την απαιτούμενη χωρητικότητα μέσω της (5.3). Σαφώς, αν υπάρχει επιπλέον χώρος στο ολοκληρωμένο, η εισαγωγή ακόμα περισσότερων πυκνωτών bypass είναι θεμιτή.

Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων φάνηκε ότι για είσοδο 6 dbm ισχύς σήματος στα 28 GHz η μέγιστη τιμή του ρεύματος που διέρχεται από την επαφή της V_{cc} είναι της τάξεως των 180 mA. Επομένως αντικαθιστώντας στην (5.3):

$$C = \frac{180 \text{ mA}}{2 \cdot 28 \text{ GHz} \cdot (0,1 \cdot 3,3 \text{ V})} \approx 97 \text{ pF}$$

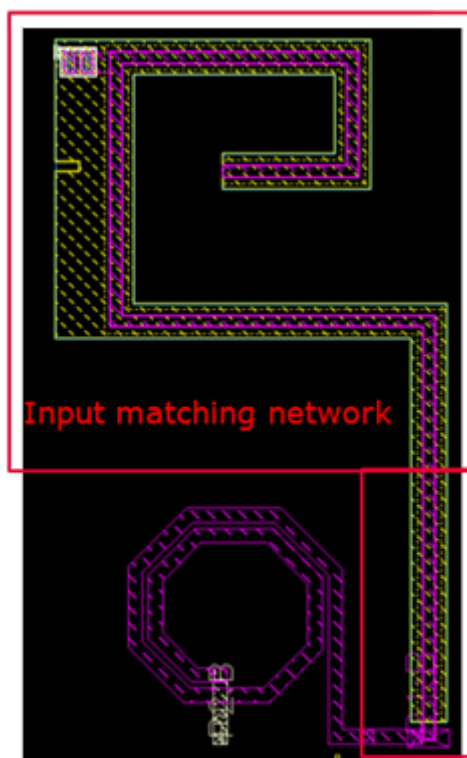
Προκειμένου να είμαστε ασφαλείς στη σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F προσπαθήσαμε να εισάγουμε όσο το δυνατόν περισσότερους bypass πυκνωτές ξεπερνώντας το κατώτατο θεωρητικό όριο των 97 pF της προηγούμενης προσέγγισης. Χρησιμοποιώντας το μοντέλο των MOS πυκνωτών της τεχνολογίας B11HFC προστατέψαμε την τροφοδοσία των 3,3V με παράλληλους συνδυασμούς bypass πυκνωτών, συνολικής χωρητικότητας $C_{bypass} = 225 \text{ pF}$, μειώνοντας την κυμάτωση της τροφοδοσίας σε λίγα mAs.

5.8 Κύκλωμα εισόδου

Όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4, σκοπός το κυκλώματος εισόδου είναι η μέγιστη μεταφορά ισχύος από την πηγή του σήματος RF στον κυρίως ενισχυτή, το οποίο επιτυγχάνεται μέσω της προσαρμογής της αντίστασης εισόδου, η οποία θεωρείται 50 Ω και της αντίστασης εισόδου του κυρίως ενισχυτή. Μετά την εισαγωγή του δικτυώματος των 6 διόδων για την προστασία από το φαινόμενο της ηλεκτροστατικής εκφόρτισης που αναφέρθηκε στην παράγραφο 5.3, η εμπέδηση που βλέπει ο κυρίως ενισχυτής προς την είσοδο αλλάζει και δεν είναι πλέον 50 Ω. Παρεμβάλλοντας το input matching network, το layout του οποίου φαίνεται στο σχήμα 5.20, το οποίο σχεδιάστηκε κατ' αναλογία του σχηματικού 4.23 πετυχαίνουμε την απαραίτητη προσαρμογή στο σημείο αμέσως μετά την αντίσταση εισόδου της πηγής. Με άλλα λόγια, τριμμάροντας τα στοιχεία του κυκλώματος εξόδου επιδιώκουμε, η εμπέδηση, αμέσως μετά την αντίσταση εισόδου και προς το φορτίο, να έχει μόνο πραγματικό μέρος και συγκεκριμένα να ισούται με 50 Ω.

Ο επιλεγμένος σχεδιασμός του layout του κυκλώματος εισόδου του σήματος 5.20, αποτελείται από τον mimcap πυκνωτή C_{in} ο οποίος προσομοιώθηκε ξεχωριστά στο Sonnet EM για μεγαλύτερη ακρίβεια και δύο γραμμές μεταφοράς με αγωγούς μεταφοράς σε M6 και

αγωγούς επιστροφής συνδεδεμένους στην θεωρητική γη σε M4. Το συνολικό κύκλωμα εισόδου προσομοιώθηκε στο Sonnet EM, απ' όπου εξάγαμε το αρχείο touchstone και το εισάγαμε στις προσομοιώσεις για τις μετρήσεις της επίδοσης του ενισχυτή. Το συγκεκριμένο κύκλωμα εισόδου επιτυγχάνει ένα ταίριασμα στενού φάσματος της τάξεως του 1GHz, γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28 GHz του σήματος εισόδου.

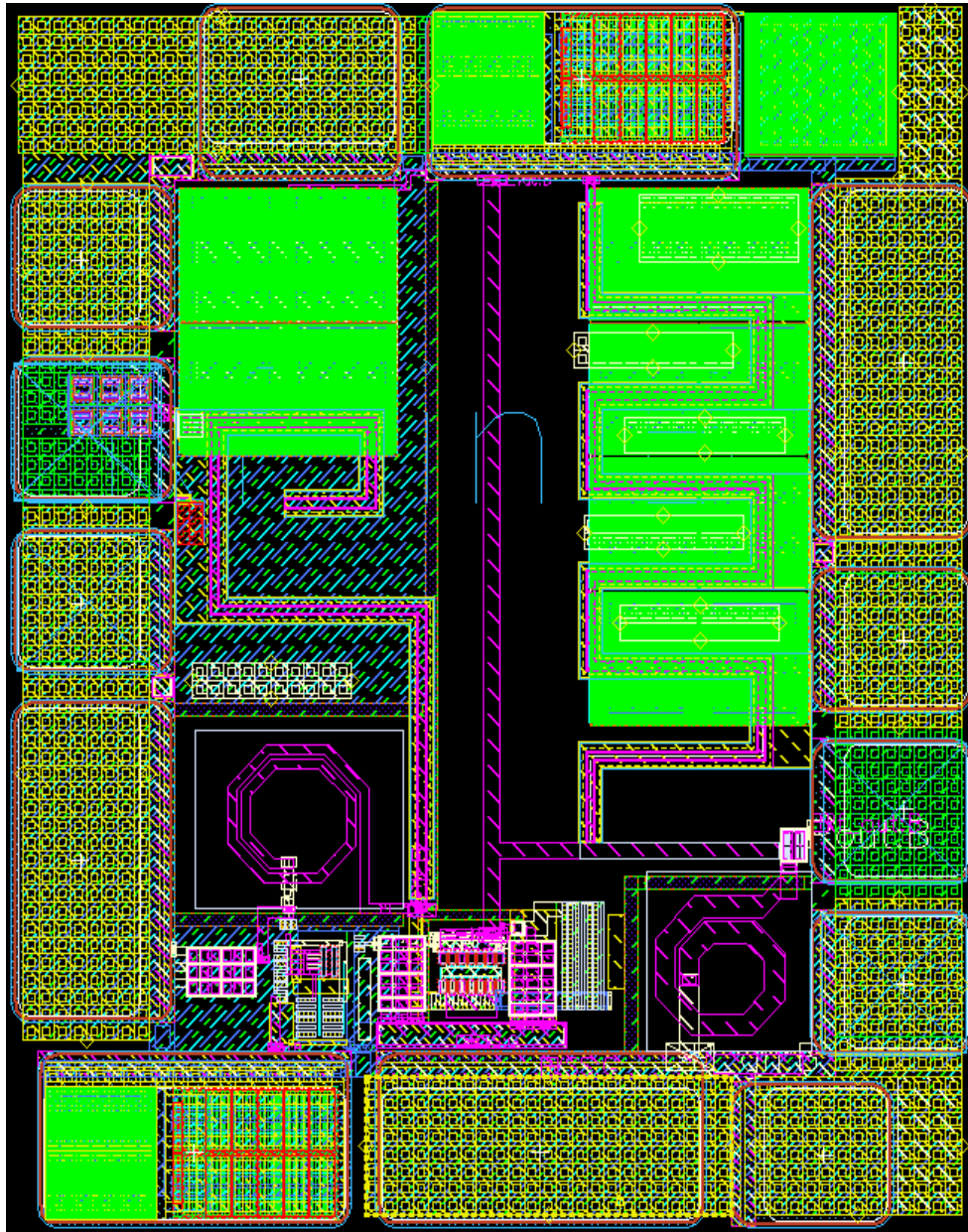


Σχήμα 5.20 Συνολικό κύκλωμα εισόδου σε επίπεδο Layout.

5.9 Layout του ενισχυτή ισχύος PAV28

Στο σχήμα 5.21 φαίνεται το τελικό σχέδιο του Layout του ενισχυτή ισχύος με ετικέτα PAV28, λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F, όπως παραδόθηκε προς υλοποίηση. Το συνολικό εμβαδόν του ολοκληρωμένου κυκλώματος προέκυψε **0,43 mm²**. Με την κλίμακα της εικόνας 5.21 δεν είναι δυνατό να φανεί το filling και το cheesing που χρειάστηκαν προκειμένου το σχέδιο να γίνει αποδεκτό προς υλοποίηση. Όμως, θα ήταν εύλογο να επισημάνουμε ότι στις περιοχές του σχεδίου που δεν υπάρχει κάποιο μέταλλο εισήχθησαν μικρού εμβαδού μέταλλα έτσι ώστε να πληρούνται οι απαραίτητες προϋποθέσεις σε ποσοστό

επάρκειας όλων των μετάλλων, σε όλη την επιφάνεια του test-chip. Αντίστοιχα, ορίσαμε κρίσιμες περιοχές του M6 και M5 στις οποίες επιθυμούσαμε να αποφευχθεί το cheesing.



Σχήμα 5.21 Συνολικό Layout του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F.

Κεφάλαιο 6

Επίδοση του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος

Στο παρόν κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν σε επίπεδο Layout, έπειτα από την εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων και της λεπτομερούς μοντελοποίησης κρίσιμων παθητικών στοιχείων στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM. Η πλειοψηφία των προσομοιώσεων εκτελέστηκαν σε θερμοκρασία $\theta = 65^{\circ}\text{C}$, η οποία θα μπορούσε να είναι μία ρεαλιστική τιμή για τη διεξαγωγή των μετρήσεων μετά την υλοποίηση του ενισχυτή. Σε όσες προσομοιώσεις επιλέχθηκε διαφορετική θερμοκρασία αναφέρεται.

6.1 Αποτελέσματα προσομοίωσης S-Παραμέτρων

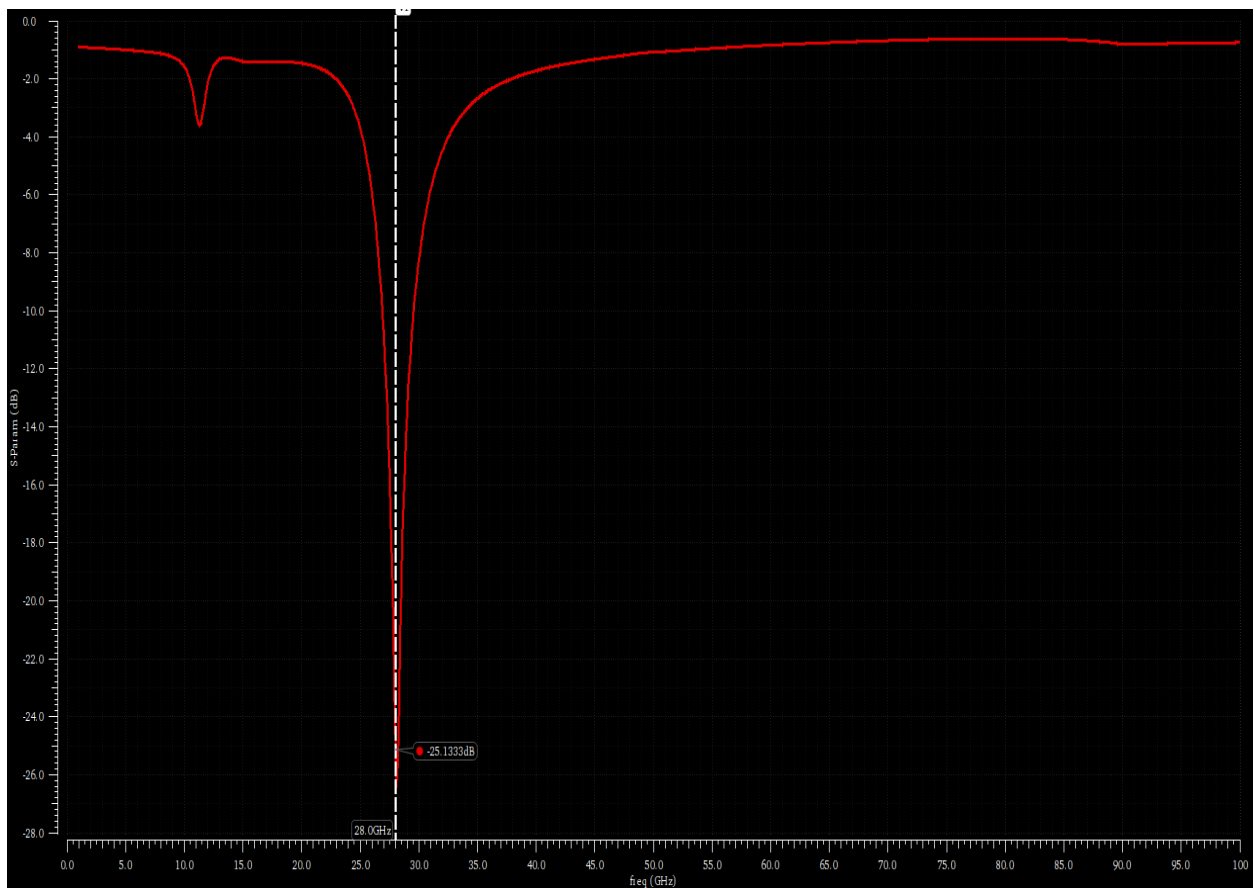
Όπως αναφέρθηκε και στην υποπαράγραφο 2.1.2, η προσομοίωση των S-Παραμέτρων είναι μία από τις πιο σημαντικές για τον χαρακτηρισμό του ενισχυτή σε λειτουργία ασθενούς σήματος και πιο συγκεκριμένα, όσον αφορά το ταίριασμα της αντίστασης εισόδου με την αντίσταση εισόδου του κυρίως ενισχυτή για τη μέγιστη μεταφορά ισχύος, την ευστάθεια, το κέρδος αλλά και άλλα συμπεράσματα που μπορούν να εξαχθούν από τις καμπύλες $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ [7].

Έχοντας ολοκληρώσει την ανάλυση του κυκλώματος και το σχεδιασμό σε επίπεδο Layout στο περιβάλλον του Virtuoso®, πραγματοποιήσαμε την προσομοίωση των S-Παραμέτρων στην θερμοκρασία των $\theta = 65^{\circ}\text{C}$, χρησιμοποιώντας το hicum μοντέλο για τα τρανζίστορ της ενεργούς συσκευής.

6.1.1 Διαγράμματα $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$

Στο Σχήμα 6.1 παρουσιάζεται η S_{11} παράμετρος στην οποία φαίνεται ξεκάθαρα το ταίριασμα της αντίστασης της πηγής εισόδου $50\ \Omega$ με την αντίσταση εισόδου του κυρίως

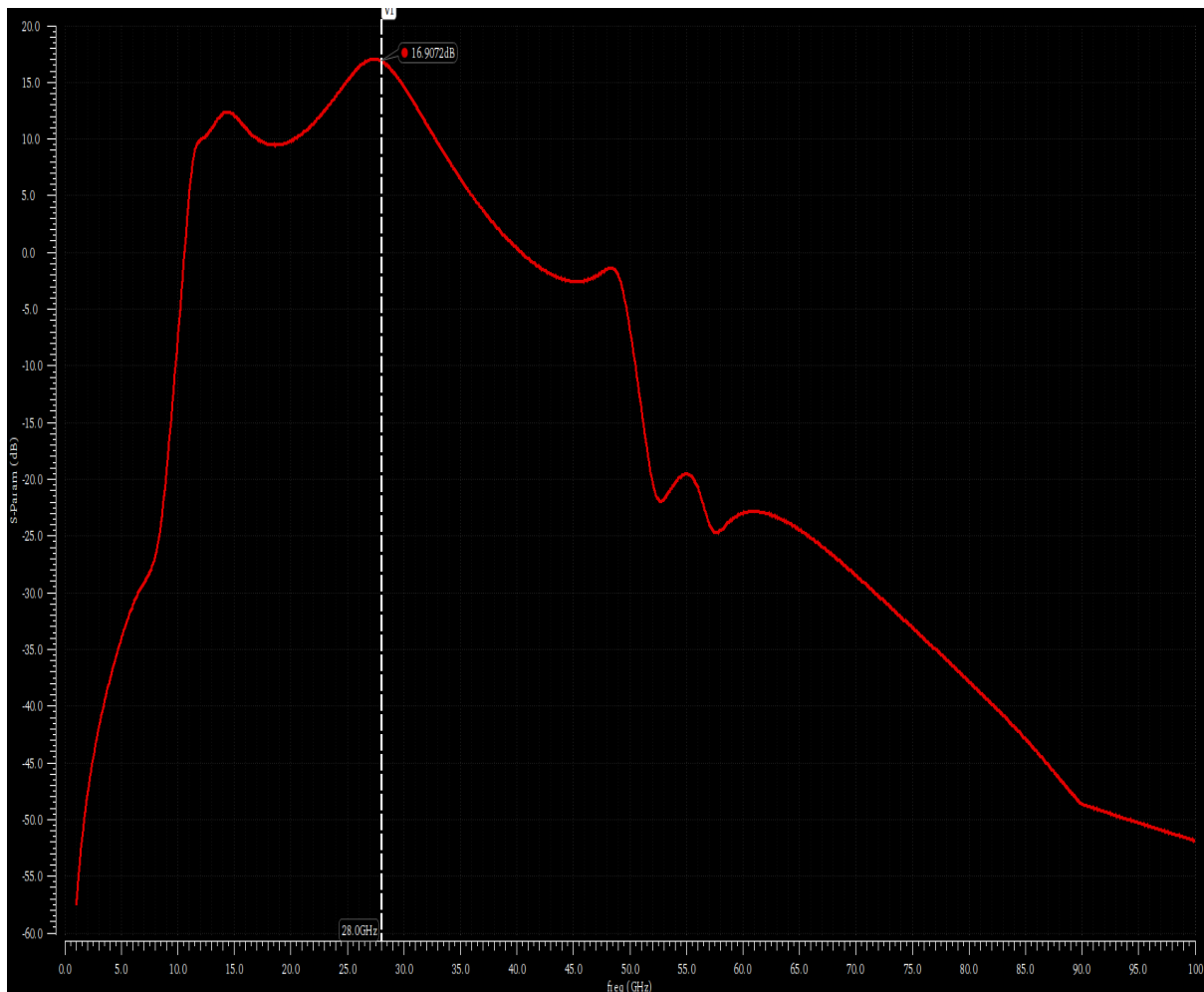
ενισχυτή στα 28 GHz , αφού εκεί $S_{11} = -25,13\text{ dB}$. Επίσης από την καμπύλη της S_{11} παραμέτρου γίνεται εύκολα αντιληπτό το γεγονός ότι ο ενισχυτής ισχύος της παρούσας εργασίας είναι στενής ζώνης (narrowband) της τάξεως του 1GHz γύρω από την κεντρική συχνότητα. Κάτι τέτοιο είναι αποδεκτό και επαρκές για τους στόχους και τις εφαρμογές που προορίζεται ο συγκεκριμένος ενισχυτής, ενώ επίσης ήταν κάτι που αναμένονταν από την επιλογή του κυκλώματος εισόδου όπως είδαμε στο κεφάλαιο 4.



Σχήμα 6.1 Η παράμετρος S_{11} στην οποία επισημαίνεται η τιμή της, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28 GHz ,

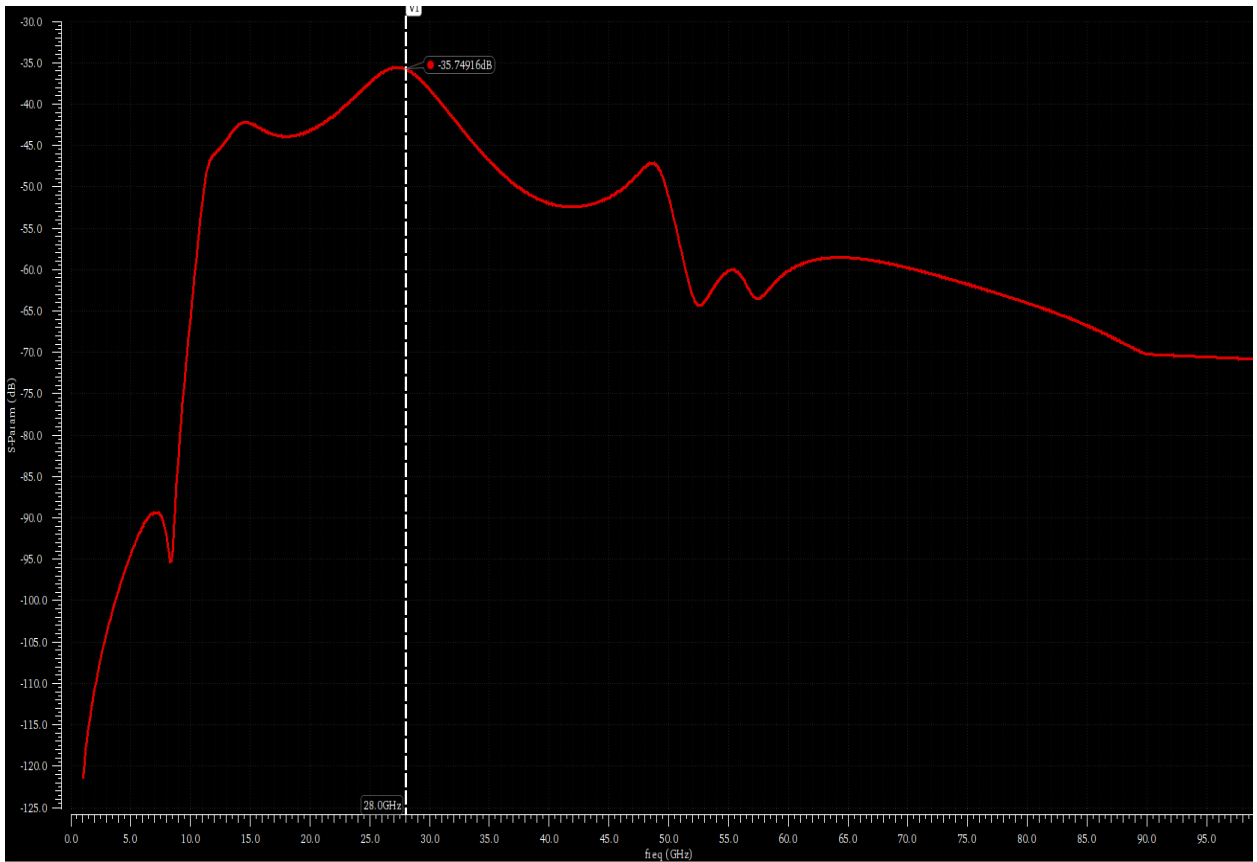
Στο Σχήμα 6.2 φαίνεται η S_{21} παράμετρος, η οποία αντιπροσωπεύει του κέρδος του ενισχυτή ισχύος σε συνθήκες ασθενούς σήματος για τις διάφορες συχνότητες λειτουργίας. Στο ίδιο σχήμα επισημαίνεται η τιμή της παραμέτρου S_{21} για τη κεντρική συχνότητα λειτουργίας στην οποία το κέρδος ισχύος φτάνει τα $S_{21} = 16,9\text{ dB}$, τιμή η οποία θα επιβεβαιωθεί αργότερα και στο διάγραμμα του κέρδους ισχύος ως προς την ισχύ εισόδου.

Η παράμετρος S_{12} του σχήματος 6.3, μπορεί να επιβεβαιώσει το γεγονός της πολύ καλής απομόνωσης που επιτεύχθηκε ανάμεσα στην εξόδου προς την είσοδο, αφού στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας η $S_{12} = -35,75 \text{ dB}$. Σε αυτό το σημείο υπενθυμίζεται ότι η πολύ καλή απομόνωση μεταξύ εξόδου και εισόδου, ήταν ένας από τους λόγους για τους οποίους επιλέχθηκε η κασκοδική τοπολογία των τρανζίστορ ως η ενεργός συσκευή του ενισχυτή ισχύος.

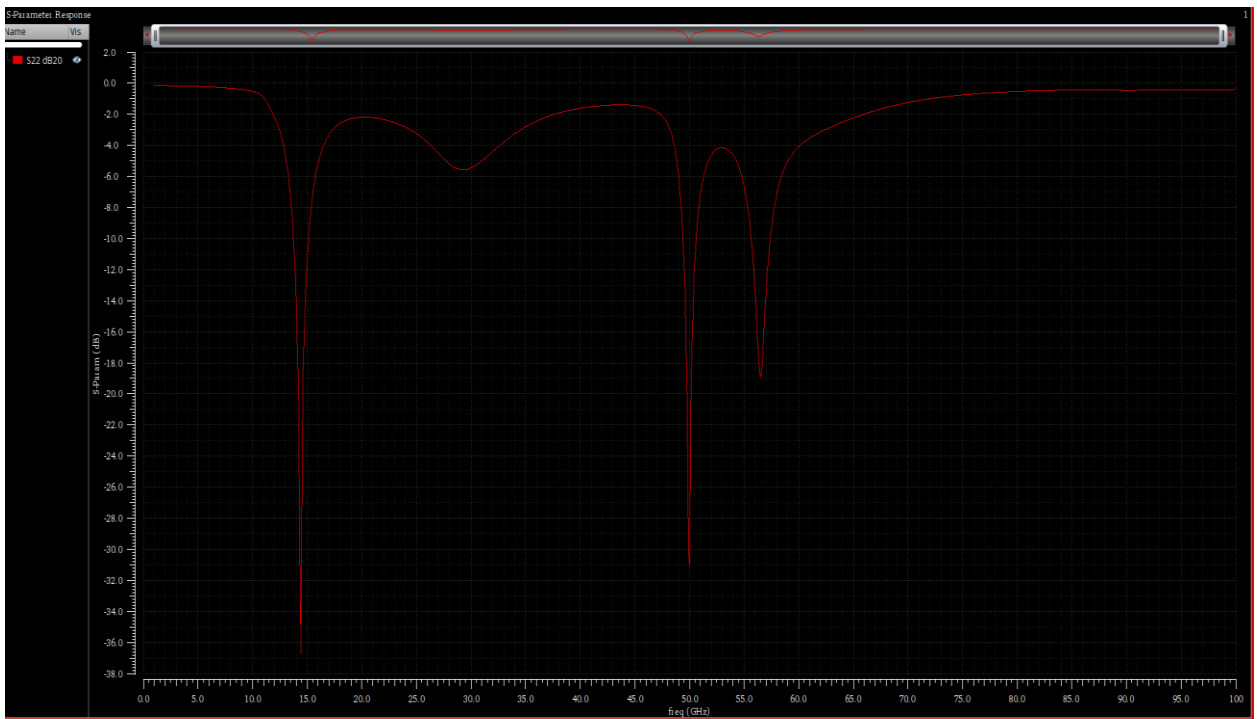


Σχήμα 6.2 Η παράμετρος S_{21} στην οποία επισημαίνεται η τιμή της, στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28 GHz,

Τέλος για λόγους πληρότητας, παραθέτουμε το διάγραμμα της παραμέτρου S_{22} ως προς τη συχνότητα (Σχήμα 6.4).



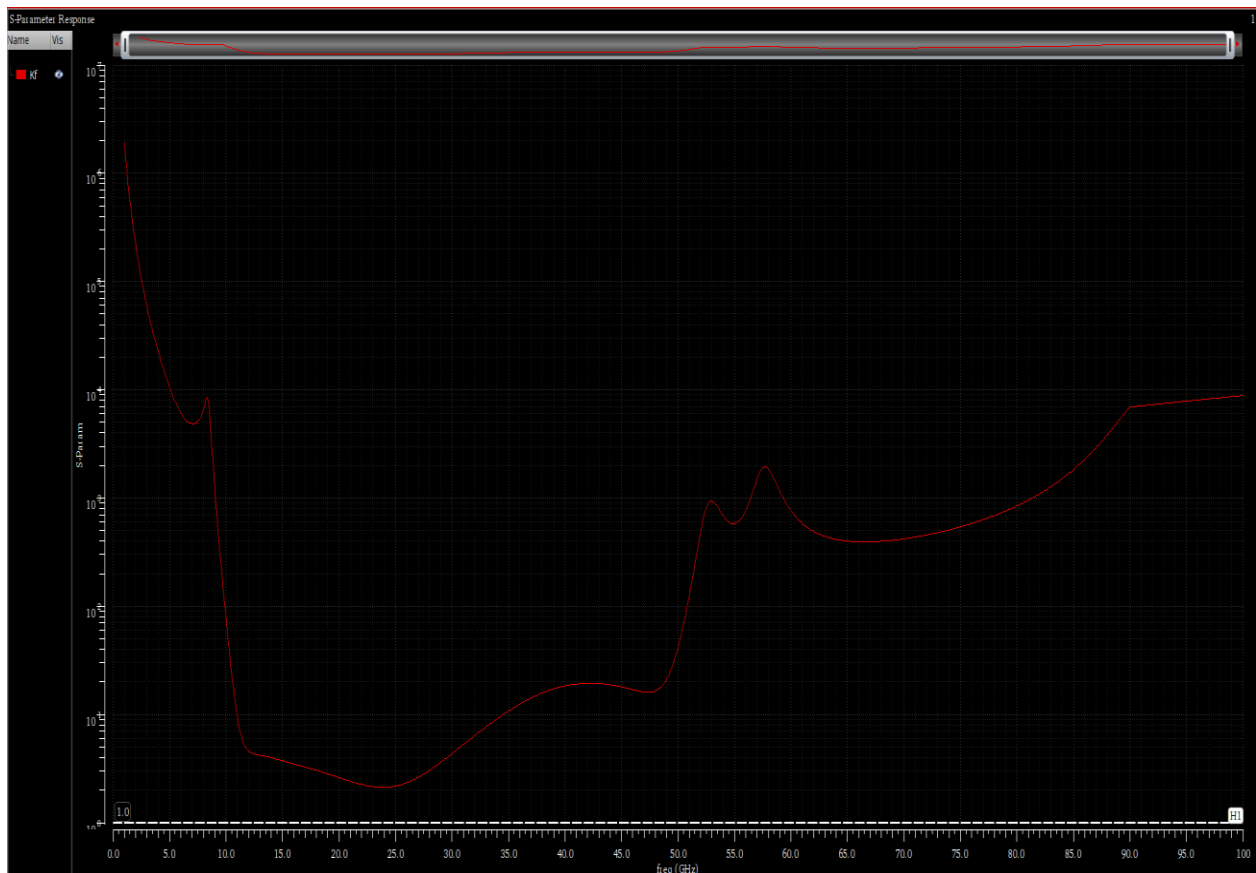
Σχήμα 6.3 Η παράμετρος S_{12} στην οποία επισημαίνεται η τιμή της στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28 GHz,



Σχήμα 6.4 Η παράμετρος S_{22} ,

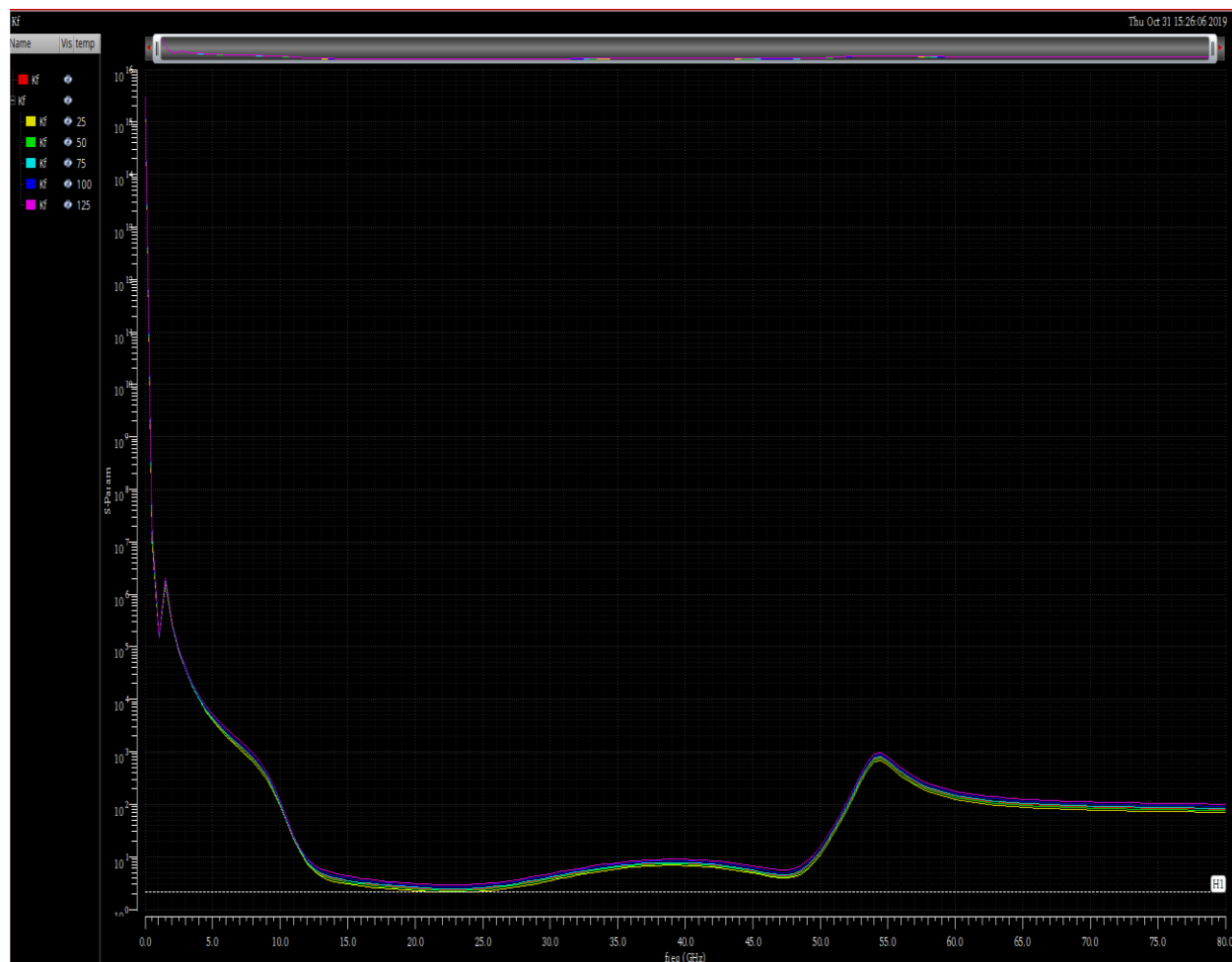
6.1.2 Έλεγχος Ευστάθειας

Πριν ολοκληρωθεί η παρούσα παράγραφος για τα αποτελέσματα της προσομοίωσης των S-Παραμέτρων, θα πρέπει να γίνει αναφορά στη μέτρηση της ευστάθειας του ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F. Μία από τις σημαντικότερες μετρικές της ευστάθειας, είναι ο συντελεστής ευστάθειας (k-factor) (κεφάλαιο 2) όπου σε συνδυασμό με την παράμετρο Δ δίνουν τη δυνατότητα εξαγωγής συμπεράσματος περί ευστάθειας σύμφωνα με την συνθήκη Rollet. Η sp προσομοίωση του Virtuoso μας δίνει τη δυνατότητα παραγωγής του διαγράμματος του συντελεστή ευστάθειας k, το οποίο παρατίθεται στο σχήμα 6.5 για θερμοκρασία $\theta = 65^\circ\text{C}$ και για το hicum μοντέλο των τρανζίστορς. Όπως φαίνεται και στο σχήμα η παράμετρος $k > 1$ για όλες τις συχνότητες (στο σχήμα φαίνεται το φάσμα $0 \sim 100 \text{ GHz}$), ενώ η παράμετρος $|\Delta|$ μετρήθηκε στο calculator του Virtuoso και προέκυψε μικρότερη της μονάδας οδηγώντας μας στο συμπέρασμα ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτή είναι ευσταθής άνευ όρων.

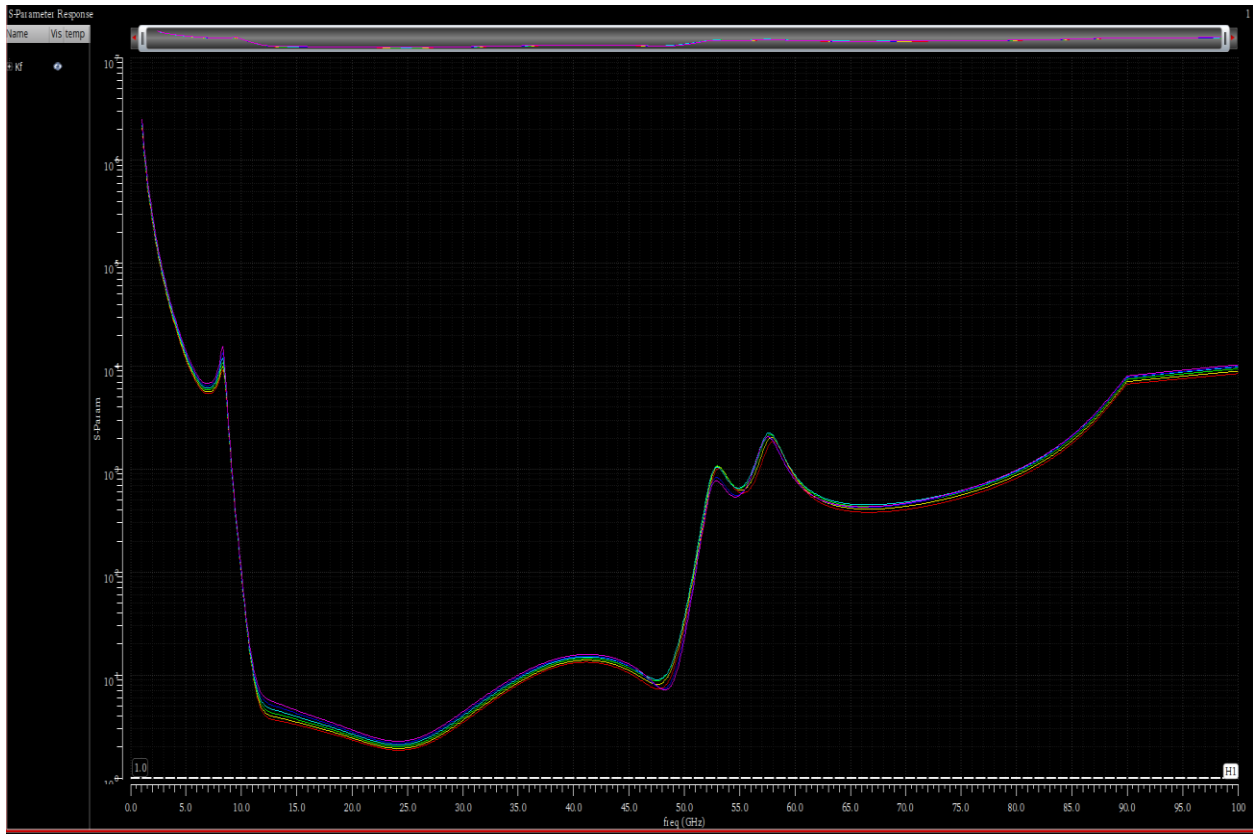


Σχήμα 6.5 Ο συντελεστής ευστάθειας k-factor ως προς την συχνότητα για το hicum μοντέλο και θερμοκρασία $\theta = 65^\circ\text{C}$.

Για την πληρότητα του ελέγχου της ευστάθειας του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος θα ήταν φρόνιμο, να ελεγχθεί η ικανοποίηση της συνθήκης Rollet για ένα εύρος θερμοκρασιών λειτουργίας. Στα σχήματα 6.6 και 6.7 φαίνεται ο παράγοντας ευστάθειας k για θερμοκρασίες $\theta = 0 \sim 125^\circ\text{C}$ με βήμα 25°C για το hicum και το nominal μοντέλο, αντίστοιχα. Όπως προκύπτει, οι διαφορές των δύο μοντέλων είναι ελάχιστες, με το nominal μοντέλο να έχει ελαφρώς χαμηλότερο συντελεστή k . Παρόλ' αυτά ο συντελεστής k είναι μεγαλύτερος τις μονάδας και στις δύο περιπτώσεις μοντέλων για όλο το εύρος των θερμοκρασιών και για όλες τις συχνότητες, ενώ ο μετρούμενος συντελεστής $|k| < 1$. Συνεπώς μπορούμε να πούμε με ασφάλεια ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτής είναι ευσταθής άνευ όρων, ενώ η αύξηση της θερμοκρασίας αποτελεί ευεργετικό παράγοντα για την ευστάθεια του, πράγμα το οποίο είναι απόλυτα λογικό και αναμενόμενο.



Σχήμα 6.6 Ο συντελεστής ευστάθειας k -factor ως προς την συχνότητα για το hicum μοντέλο και για εύρος θερμοκρασιών $\theta = 0 \sim 125^\circ\text{C}$ με βήμα 25°C .



Σχήμα 6.7 Ο συντελεστής ευστάθειας k-factor ως προς την συχνότητα για το nominal μοντέλο και για εύρος θερμοκρασιών $\theta = 0 \sim 125^\circ\text{C}$ με βήμα 25°C .

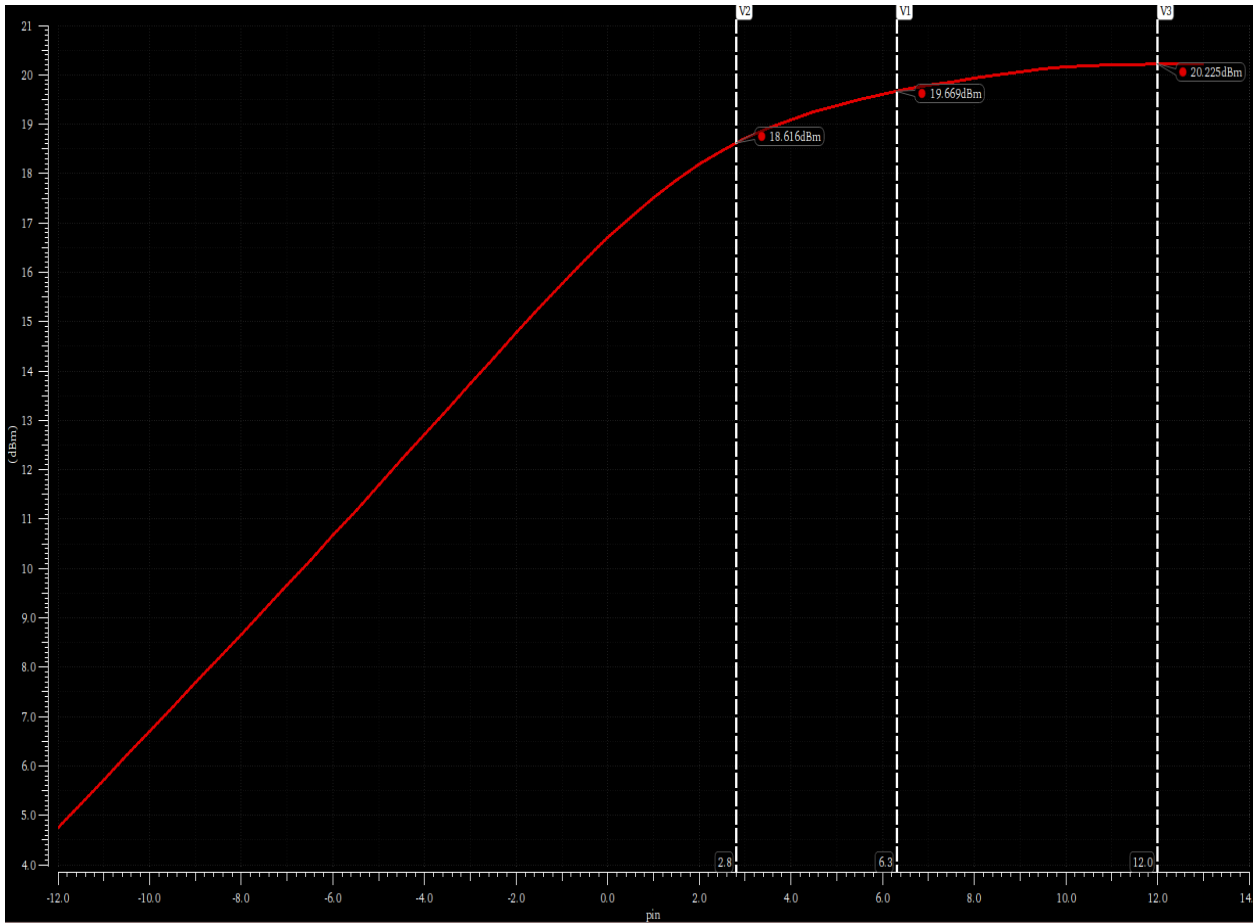
6.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης Harmonic Balance

Σε αυτή την παράγραφο, παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της harmonic balance προσομοίωσης στην οποία ορίσαμε τη συμβολή 9 αρμονικών, ενώ οι υπολογισμοί όλων των μεγεθών έγιναν μεταβάλλοντας την ισχύ εισόδου P_{in} από -12 dBm μέχρι 13 dBm . Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε στους $\theta = 65^\circ\text{C}$ με το hicum μοντέλο, το οποίο είναι περισσότερο αξιόπιστο σε μετρικές που αφορούν ισχύ.

6.2.1 Ισχύς εξόδου P_{del} , Απόδοση Efficiency, Κέρδος ισχύος G και PAE, AM to PM

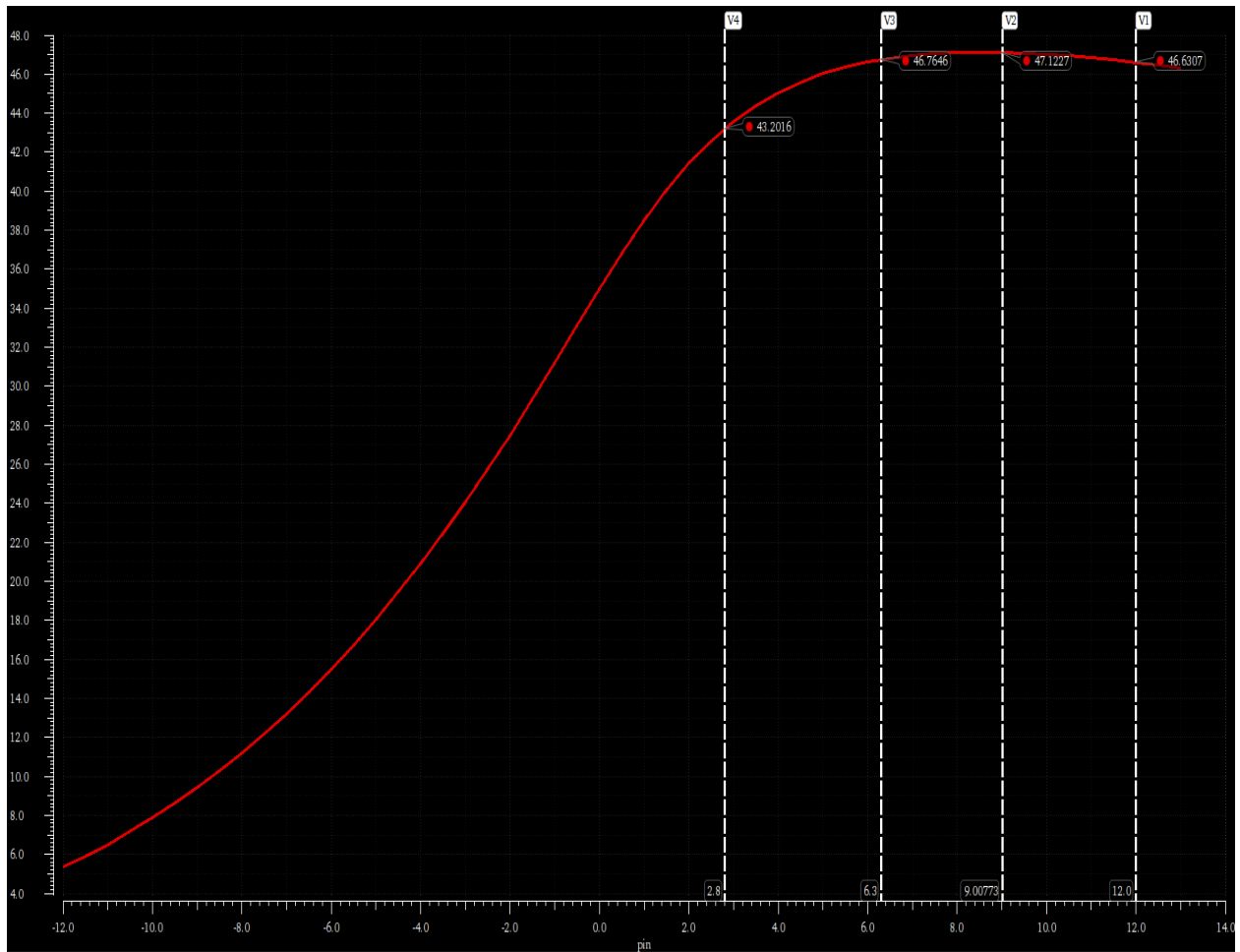
Στο σχήμα 6.8 φαίνεται η ισχύς εξόδου που αποδίδεται στο φορτίο P_{del} του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος αντίστροφης κλάσης F, ως προς την ισχύ εισόδου P_{in} . Σε αυτό, επισημαίνεται η

ισχύς κορεσμού $P_{sat} = 20,22 \text{ dBm}$ η οποία είναι η μέγιστη αποδιδόμενη στο φορτίο ισχύς στους 65°C και η οποία υφίσταται για ισχύ εισόδου 12 dBm . Επίσης, στο σχήμα επισημαίνεται η ισχύς εξόδου στο 1dB σημείο συμπίεσης (compression point) και η οποία ισούται με $P_{OP-1} = 18,6 \text{ dBm}$, για ισχύ εισόδου $P_{in} = 2,8 \text{ dBm}$, ενώ στο σημείο μέγιστης απόδοσης ο ενισχυτής ισχύος αντίστροφης κλάσης F, αποδίδει στο φορτίο ισχύ $P_{del} = 19,67 \text{ dBm}$.



Σχήμα 6.8 Ισχύς εξόδου του ενισχυτή, αποδιδόμενη στο φορτίο P_{del} .

Στη συνέχεια παραθέτουμε το διάγραμμα της απόδοσης (efficiency) ως προς την ισχύ εισόδου P_{in} (σχήμα 6.9). Ο σχεδιασμένος ενισχυτής, λειτουργίας διακόπτη πέτυχε μέγιστη απόδοση **Efficiency = 47,1%**, δικαιολογώντας την επιλογή του συγκεκριμένου δικτύου συντονισμένων αρμονικών που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 4, αφού είναι μία τιμή η οποία αν πράγματι επιτευχθεί σε επίπεδο μετρήσεων στο εργαστήριο θα έχει επιτύχει τον στόχο και τις προσδοκίες που τέθηκαν κατά την έναρξη της διαδικασίας σχεδίασης.

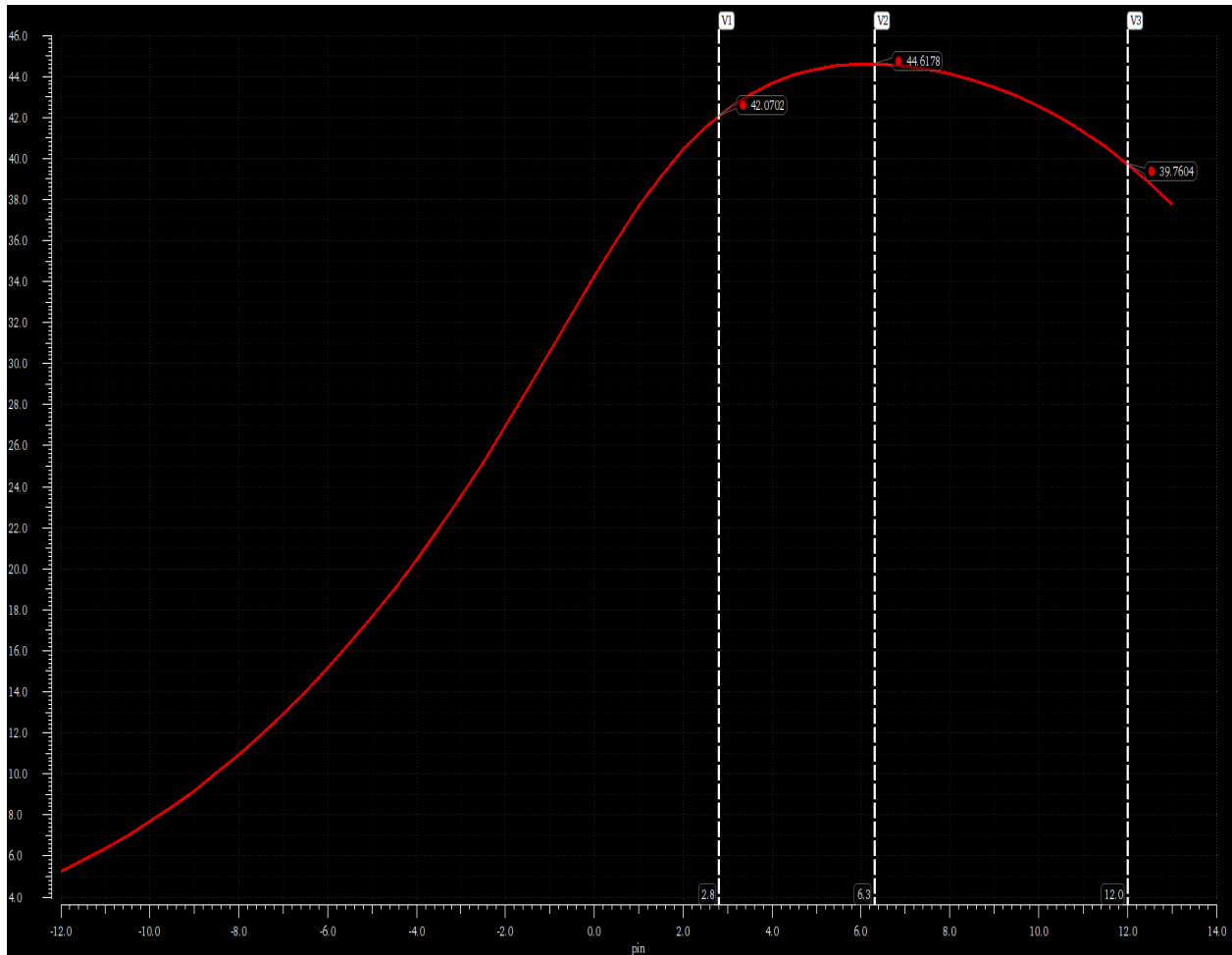


Σχήμα 6.9 Απόδοση (Efficiency) ως προς την ισχύ εισόδου P_{in} .

Όπως παρουσιάστηκε και στο κεφάλαιο 2 της θεωρίας, μία καλύτερη ένδειξη της απόδοσης του ενισχυτή ισχύος είναι η απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους (power added efficiency) PAE το διάγραμμα της οποίας ως προς την ισχύ εισόδου P_{in} φαίνεται στο σχήμα 6.10. Η PAE φτάνει στη μέγιστη τιμή της $PAE_{max} = 44,6\%$ για ισχύ σήματος εισόδου $P_{in} = 6,3 \text{ dBm}$. Η προαναφερθείσα μέγιστη τιμή, είναι μία ακόμα απόδειξη του πλεονεκτήματος των ενισχυτών λειτουργίας διακόπτη συντονισμένων αρμονικών, όπως αυτός της παρούσας εργασίας, αφού σε χιλιοστομετρικές συχνότητες οι παραδοσιακές κλάσεις υλοποίησης ενισχυτών ισχύος που μελετήθηκαν στο κεφάλαιο 3 υστερούν.

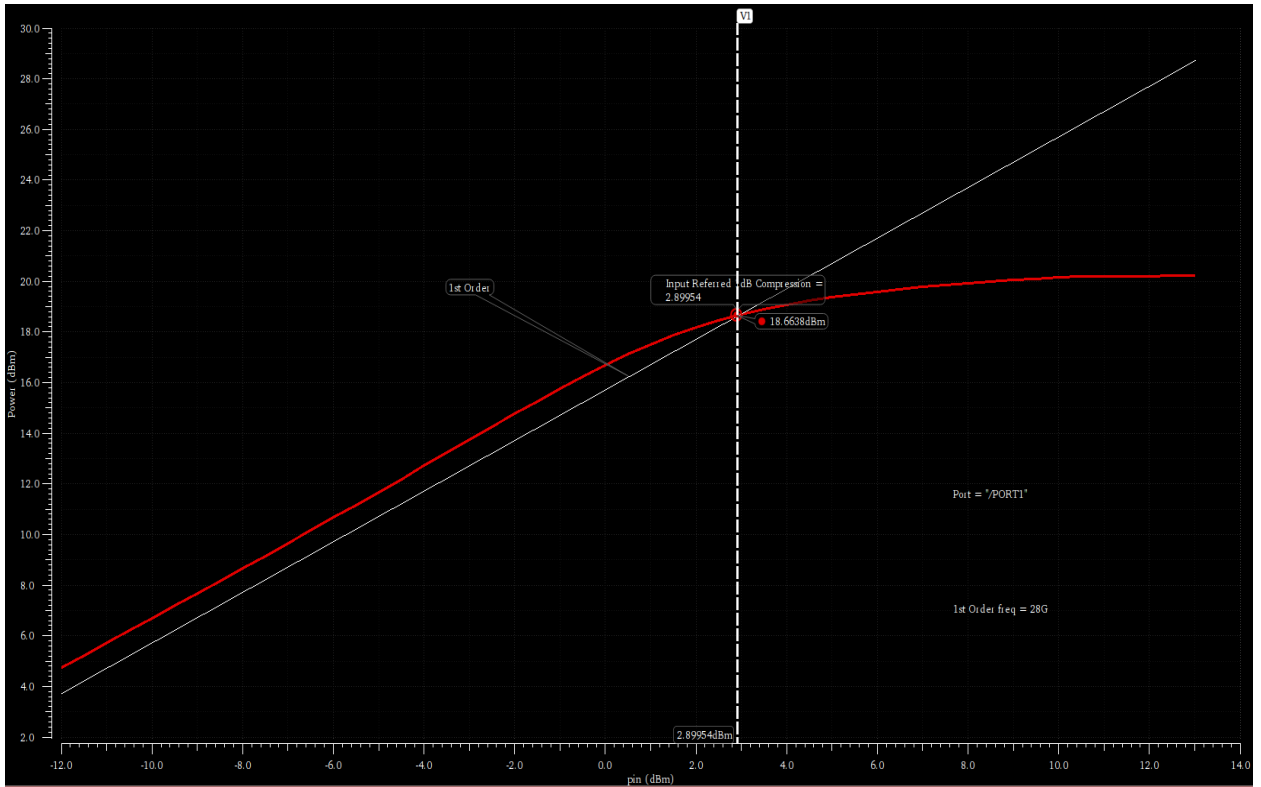
Ένα ακόμα σημείο του διαγράμματος της PAE που χρίζει αναφοράς είναι η απόδοση στο 1-dB σημείο συμπίεσης, $PAE_{OP1-dB} = 42\%$ υποδηλώνοντας ότι ο ενισχυτής αποδίδει αρκετά

καλά μέχρι και το σημείο που το κέρδος ισχύος υστερεί κατά 1 dB από το κέρδος ασθενούς σήματος.

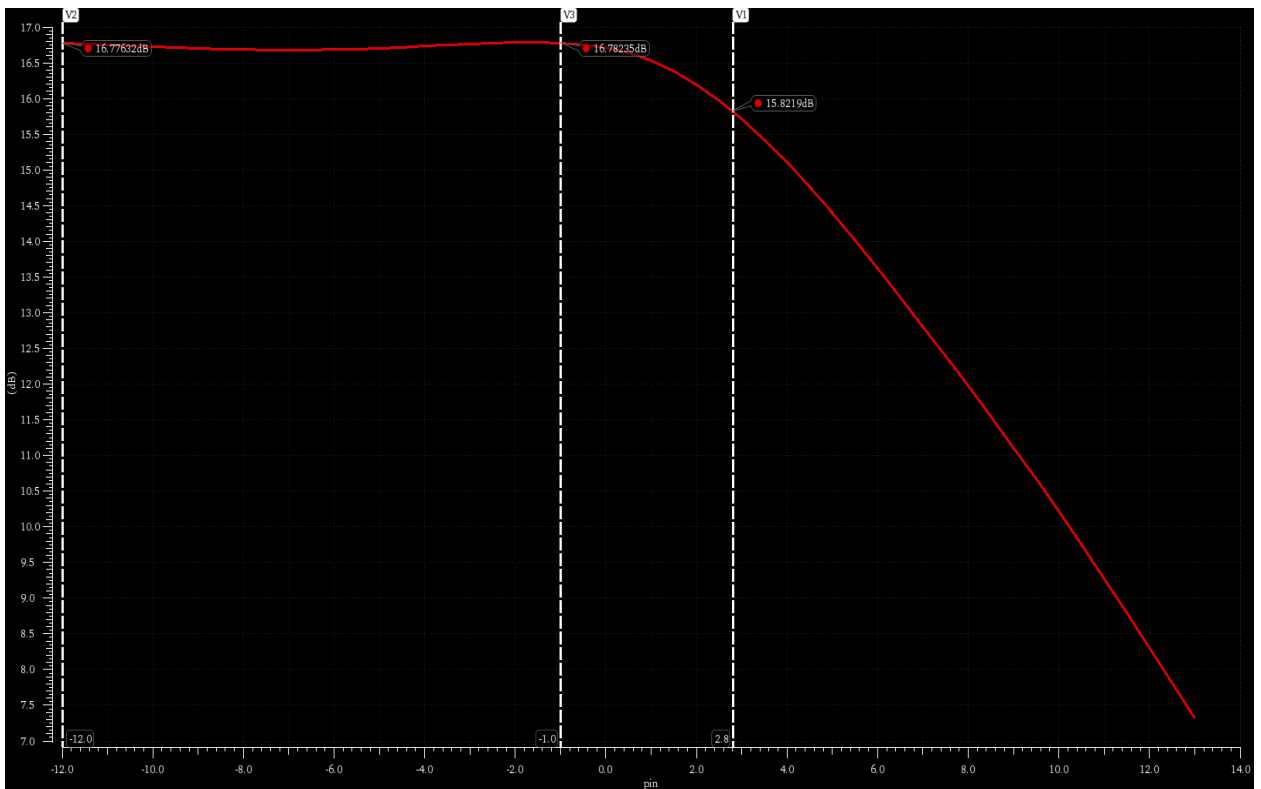


Σχήμα 6.10 Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους PAE ως προς την ισχύ εισόδου P_{in} .

Επιπρόσθετα, στο σχήμα 6.11 φαίνεται το σημείο συμπίεσης 1-dB που προαναφέρθηκε με ζεύγος τιμών ($P_{del} = 18,6 \text{ dBm}$, $P_{in} = 2,8 \text{ dBm}$), ενώ στο σχήμα 6.12 φαίνεται το διάγραμμα του κέρδους ισχύος $G = \frac{P_{del}}{P_{in}}$ ως προς την ισχύ εισόδου P_{in} . Από το τελευταίο γίνεται εύκολα αντιληπτό, ότι το κέρδος για τις χαμηλές ισχύεις εισόδου $G = 16,8 \text{ dB}$, σχεδόν συμπίπτει με την παράμετρο S_{21} όπως αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο. Επίσης μπορούμε να παρατηρήσουμε, ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτής είναι αρκετά γραμμικός αφού το κέρδος του είναι σχεδόν σταθερό για τα ασθενή σήματα.

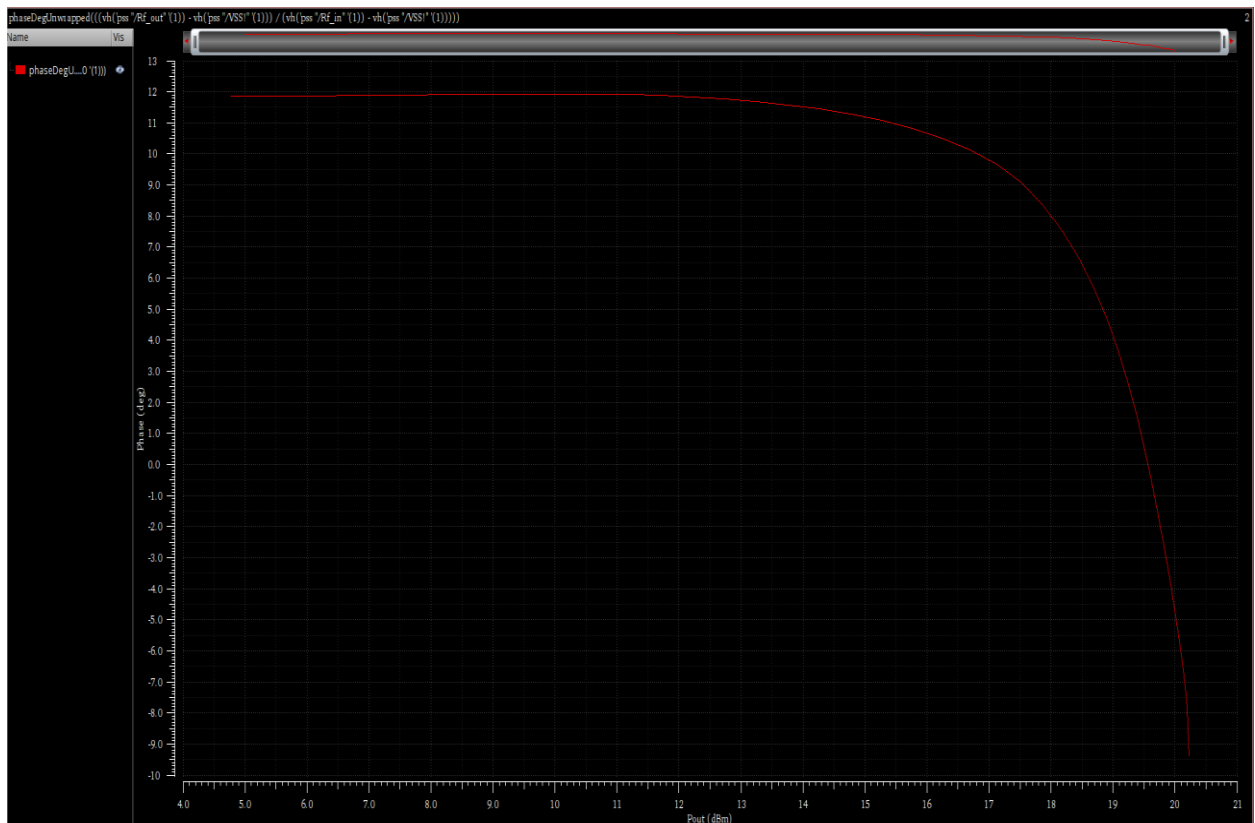


Σχήμα 6.11 Σημείο συμπίεσης 1-dB (1-dB Compression Point).



Σχήμα 6.12 Κέρδος Ισχύος G ως προς την ισχύ εισόδου P_{in} .

Στη συνέχεια παραθέτουμε στο σχήμα 6.13, το διάγραμμα AM to PM που είναι η φάση του κέρδους τάσης του ενισχυτή ως προς την ισχύ εξόδου. Όπως φαίνεται και στο διάγραμμα, η διαφορά της φάσης, του κέρδους τάσης για τις ισχείς λειτουργίας του σχεδιαζόμενου ενισχυτή είναι $< 20^\circ$, διαφορά η οποία κάνει τον συγκεκριμένο ενισχυτή ισχύος, κατάλληλο για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές.

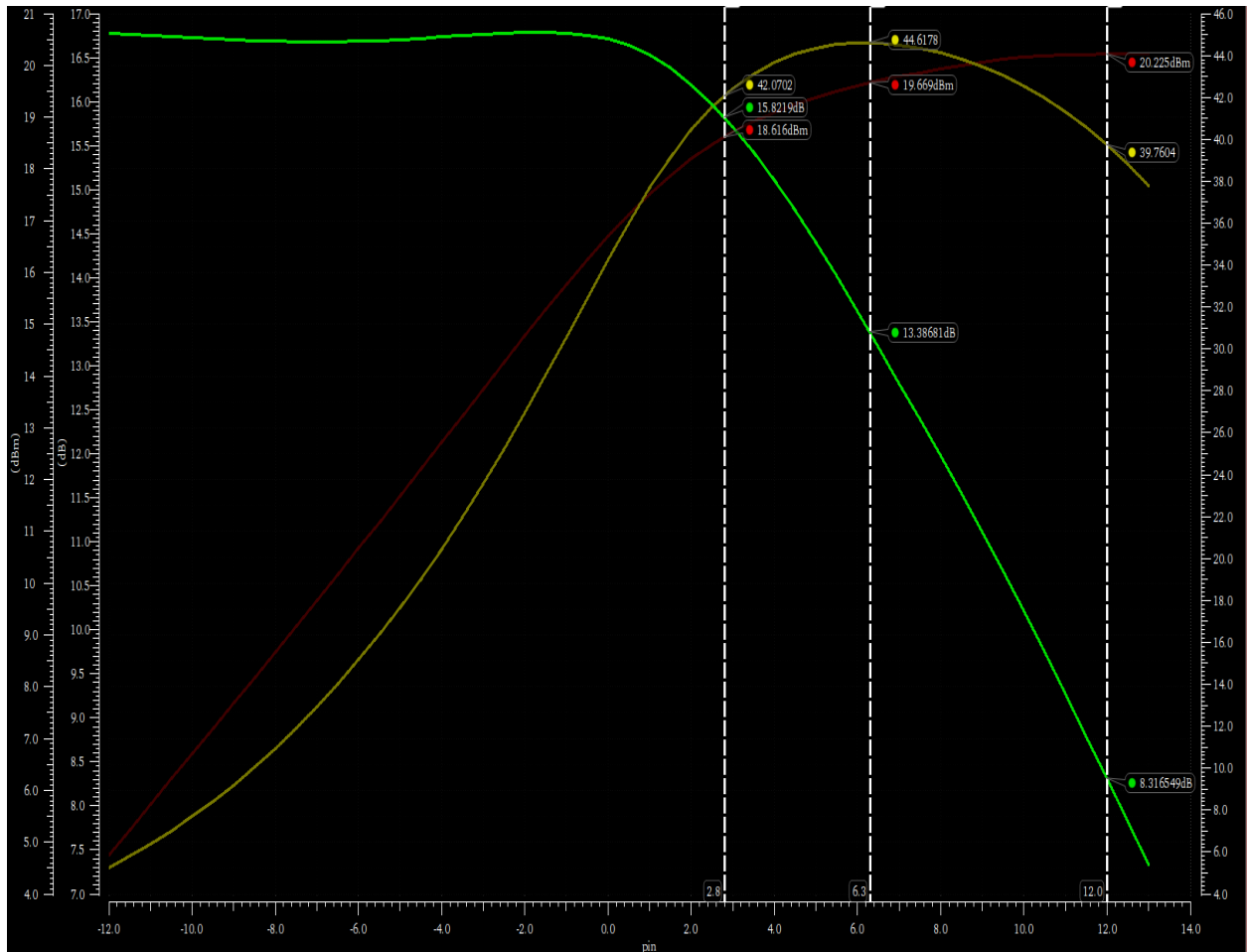


Σχήμα 6.13 AM to PM ως προς την ισχύ εξόδου P_{out} .

Πριν ολοκληρώσουμε την παρούσα υποπαράγραφο, παραθέτουμε επίσης τις κυριότερες μετρικές επίδοσης του ενισχυτή σε κοινό διάγραμμα όπως φαίνεται στο σχήμα 6.13. Ορισμένα σημεία τα οποία δεν αναφέρθηκαν στην προηγούμενη ανάλυση είναι το κέρδος ισχύος και η απόδοση PAE, όταν ο ενισχυτής αποδίδει την ισχύ κορεσμού στο φορτίο που είναι αντίστοιχα $G = 8,3 \text{ dB}$ και $PAE = 39,7\%$, ενώ στο σημείο που ενισχυτής έχει τη μέγιστη απόδοση PAE το κέρδος ισχύος είναι $G = 13,38 \text{ dB}$ και η ισχύς εξόδου $P_{del} = 19,66 \text{ dBm}$.

Τέλος, μία πολύ σημαντική μετρική για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές είναι η απόδοση του ενισχυτή PAE στο σημείο $-6 \text{ dB Power Back off}$, δηλαδή η απόδοση του όταν η ισχύς εξόδου είναι μειωμένη κατά 6 dB από την ισχύ κορεσμού. Για τον σχεδιασμένο ενισχυτή στο

συγκεκριμένο σημείο έχουμε $PAE = 27\%$, μέγεθος το οποίο είναι αρκετά μειωμένο από το σημείο της μέγιστης απόδοσης του ενισχυτή αλλά συγκριτικά με τις προϋπάρχουσες επιδόσεις ενισχυτών ισχύος, ενός σταδίου, στις χιλιοστομετρικές συχνότητες, είναι αρκετά αξιοπρεπές.



Σχήμα 6.14 Κέρδος Ισχύος (πράσινο), Αποδιδόμενη στο φορτίο ισχύ εξόδου (κόκκινο), PAE (κίτρινο).

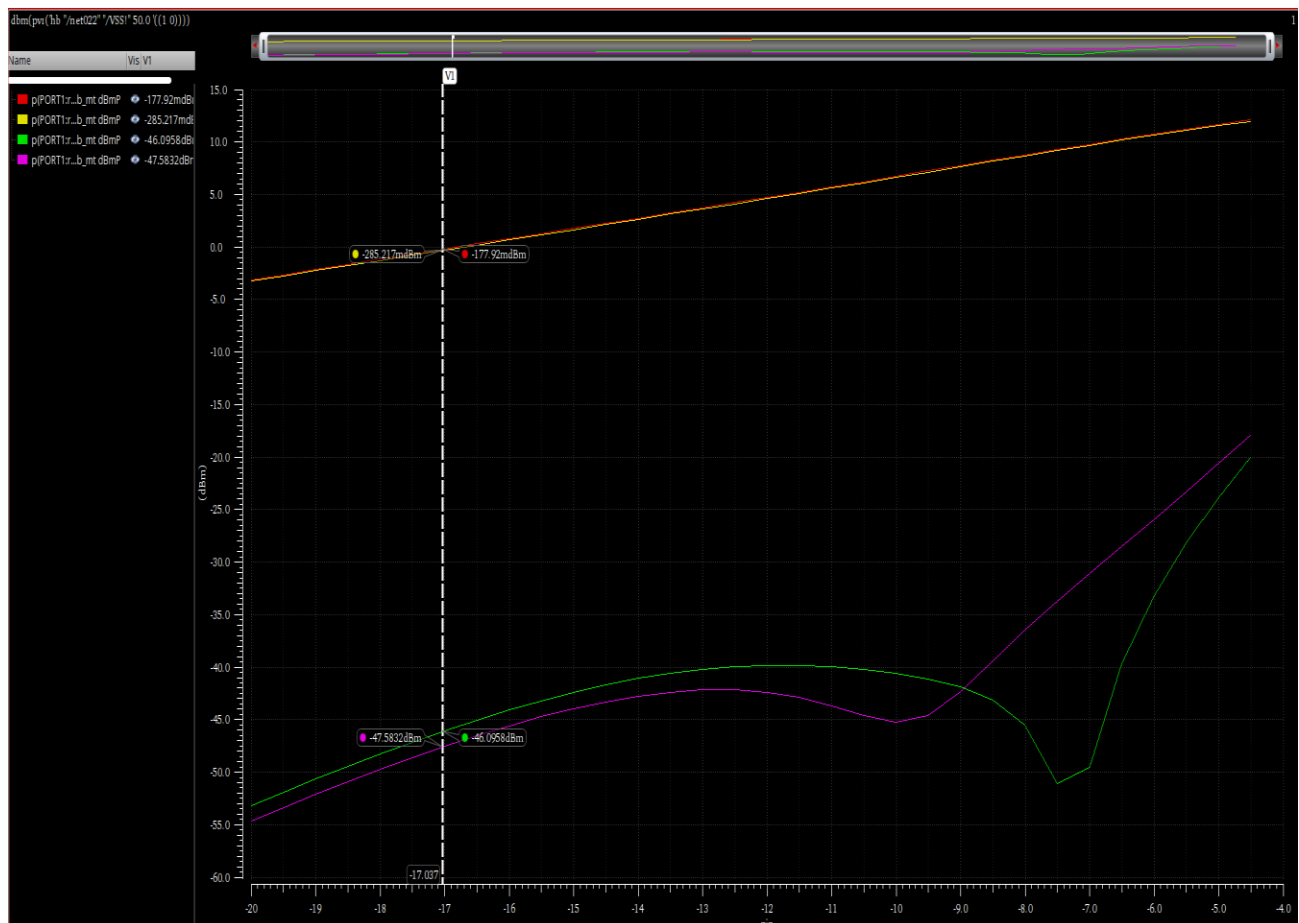
6.2.1 Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης 3ης τάξης, $IM3_{high} - IM3_{low}$, IIP_3 , OIP_3

Όπως αναφέρθηκα και στο κεφάλαιο 2 της θεωρίας, η προσομοίωση για τη μέτρηση της παραμόρφωσης λόγω του φαινομένου την ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης είναι μία από τις σημαντικότερες μετρικές γραμμικότητας του ενισχυτή ισχύος στις χιλιοστομετρικές συχνότητες λειτουργίας. Υπενθυμίζουμε ότι η παραμόρφωση λόγω του φαινομένου της ενδοδιαμόρφωσης

3^{ης} τάξης περιγράφει το λόγο σε dB μεταξύ των θεμελιωδών τόνων και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης.

Για την προσομοίωση του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης, εισάγουμε στον σχεδιασμένο ενισχυτή ισχύος δύο τόνους με την ίδια ισχύ και με διαφορά 100 MHz από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28 GHz, δηλαδή $f_1 = 27,9 \text{ GHz}$ και $f_2 = 28,1 \text{ GHz}$. Ένας απόλυτα γραμμικός ενισχυτής θα παρήγαγε ένα σήμα εξόδου που θα περιελάμβανε δύο τόνους στις ίδιες ακριβώς συχνότητες όπως το σήμα εισόδου, αλλά ενισχυμένο. Αντίθετα, ένας ρεαλιστικός ενισχυτής θα παράγει στην έξοδο, πρόσθετο περιεχόμενο σήματος σε συχνότητες διαφορετικές από τους δύο τόνους εισόδου.

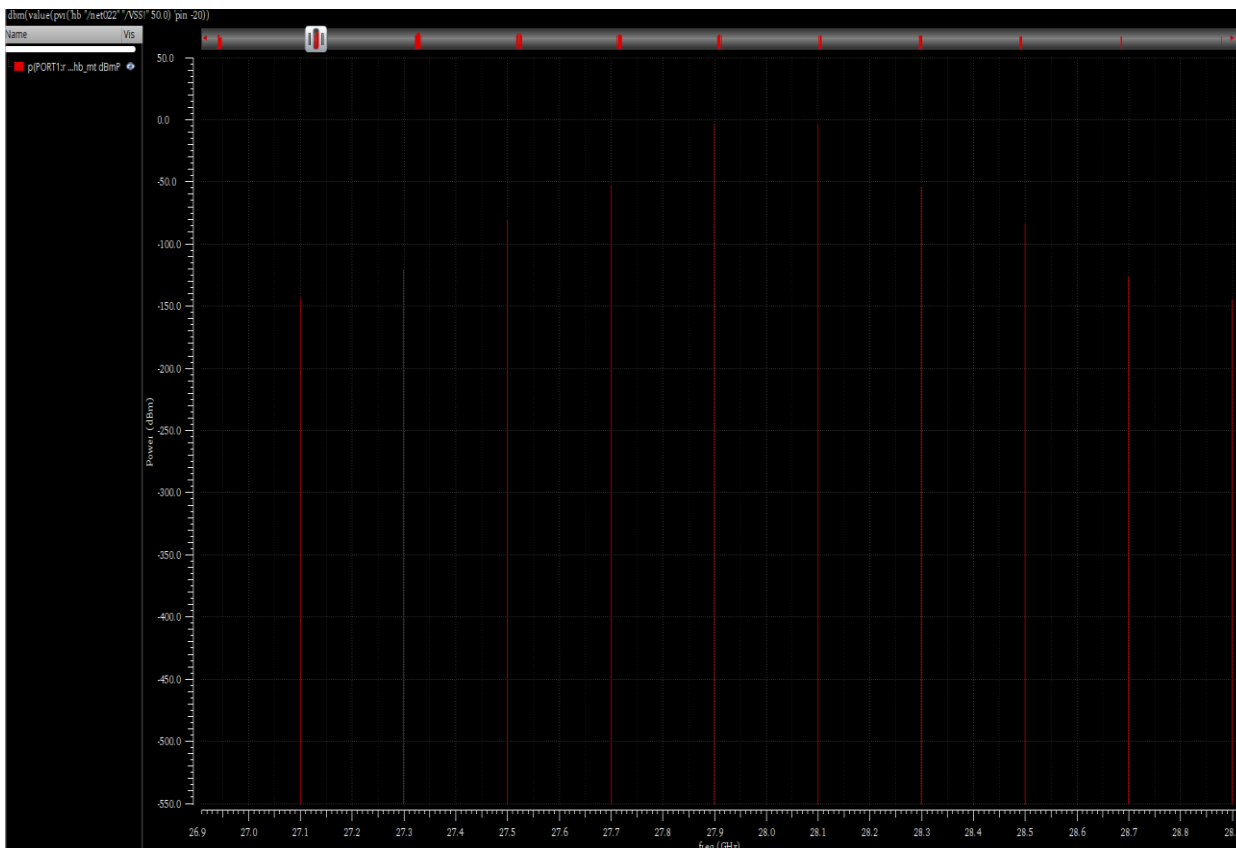
Στο σχήμα 6.14 φαίνεται, η αποδιδόμενη ισχύς στο φορτίο εξόδου, για τους τόνους $f_1 = 27,9 \text{ GHz}$ και $f_2 = 28,1 \text{ GHz}$ με το κόκκινο και το κίτρινο χρώμα αντίστοιχα, αλλά και για τους επιπρόσθετα παραγόμενους τόνους, γνωστούς και ως προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης $2f_2 - f_1 = 28,3 \text{ GHz}$ και $2f_1 - f_2 = 27,7 \text{ GHz}$ με το μοβ και το πράσινο χρώμα αντίστοιχα.



Σχήμα 6.15 Μέτρηση παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης.

Για μικρή ισχύ εισόδου $P_{in} = -17 \text{ dBm}$, η παραμόρφωση λόγω του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης (Intermodulation Distortion 3-order) $IM3 = -47 \text{ dBc}$, ενώ η διαφορά της ισχύος του τόνου $2f_1 - f_2$ από τον $2f_2 - f_1$ είναι $IM3_{high} - IM3_{low} \approx 1,4 \text{ dB}$.

Παρατηρούμε λοιπόν, ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτής είναι αρκετά γραμμικός αφού η διαφορά -47 dBc μεταξύ της ισχύος του θεμελιώδη τόνου και του προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης είναι πολύ μεγάλη υπονοώντας την αμελητέα επίδραση του φαινομένου στη λειτουργία του ενισχυτή. Επίσης, η διαφορά $IM3_{high} - IM3_{low}$ είναι μεταξύ των επιτρεπτών ορίων για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές ενώ είναι επίσης μία μέτρηση που υποδηλώνει το καλό επίπεδο γραμμικότητας του ενισχυτή ισχύος. Στο σχήμα 6.15 φαίνεται το πλάτος των διάφορων συνιστωσών που παράγονται στην έξοδο και είναι μία διαφορετική όψη από την οποία μπορούμε να συμπεράνουμε ότι ο ενισχυτής της παρούσας εργασίας είναι αρκετά γραμμικός.



Σχήμα 6.16 Πλάτος ισχύος των διαφόρων συνιστωσών που παράγονται στην έξοδο.

Τέλος, για τον υπολογισμό του σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης χρησιμοποιούμε τις εξισώσεις (6.1)~(6.6):

Γνωρίζουμε ότι η διαφορά του πλάτους της ισχύος μεταξύ του θεμελιώδους τόνου και του παραγόμενου τόνου ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης για ισχύ εισόδου $P_{in} = -17 \text{ dBm}$ είναι:

$$IM3 = -47 \text{ dBc} \quad (6.1)$$

Από τη θεωρία γνωρίζουμε:

$$OIP3 = P_{out_fundamental} + \frac{|IM3|}{2} \approx -0,2 \text{ dBm} + \frac{47}{2} \text{ dBm} \Rightarrow \quad (6.2)$$

$$OIP3 \approx 23,3 \text{ dBm} \quad (6.3)$$

Ενώ για τον υπολογισμό της τετμημένης του σημείου $IP3$, που υποδηλώνει την ισχύ εισόδου στην οποία το πλάτος της ισχύος της συνιστώσας ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης γίνεται ίσο με το πλάτος της ισχύος της θεμελιώδους:

$$IIP3 = OIP3 - Gain \approx 23,3 \text{ dBm} - 16,8 \text{ dB} \Rightarrow \quad (6.4)$$

$$IIP3 \approx 6,5 \text{ dBm} \quad (6.5)$$

Τελικά:

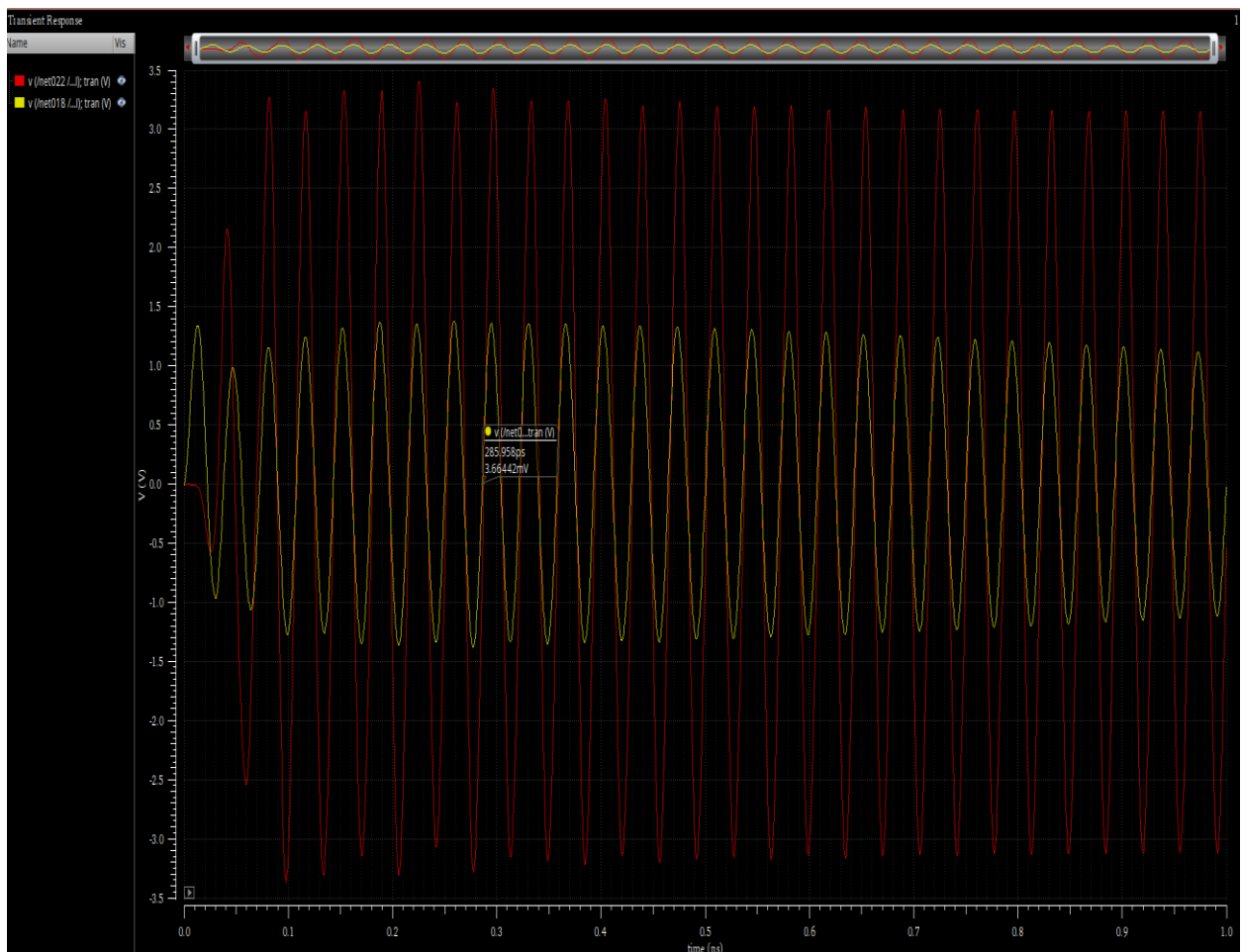
$$IP3 = (OIP3, IIP3) \approx (23,3, 6,5) \text{ dBm} \quad (6.6)$$

6.3 Απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο χρόνο

Στις προηγούμενες παραγράφους, όλες οι αναλύσεις και οι προσομοιώσεις αφορούσαν την απόκριση του ενισχυτή λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφης κλάσης F στο πεδίο της συχνότητας.

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζουμε την απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο πεδίο του χρόνου, ύστερα από την πραγματοποίηση transient analysis στο περιβάλλον του Virtuoso.

Στο σχήμα 6.16 φαίνεται η τάση εξόδου (κόκκινη γραμμή) στα άκρα του φορτίου για ισχύ εισόδου $P_{in} = 0 \text{ dBm}$, αλλά και η τάση εισόδου (κίτρινη γραμμή) για λόγους σύγκρισης. Σκοπός του ενισχυτή ισχύος είναι η αποδοτική ενίσχυση του σήματος εισόδου χωρίς την προσθήκη παραμόρφωσης. Το σχήμα 6.16 αποτελεί ένδειξη ορθής ενίσχυσης με την τάση εξόδου να είναι απλώς η ενισχυμένη έκδοση της τάσης εισόδου. Στην προηγούμενη παράγραφο είδαμε επίσης, ότι η διαφορά φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου είναι αμελητέα για τις ισχείς εισόδου στις οποίες λειτουργεί ο ενισχυτής. Το τελευταίο επιβεβαιώνεται στο παρακάτω διάγραμμα.



Σχήμα 6.17 Απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο χρόνο. Απεικόνιση της τάσης εισόδου (κίτρινη γραμμή) και της τάσης εξόδου (κόκκινη γραμμή).

6.4 Συλλογή αποτελεσμάτων και συγκρίσεις

Στην παρούσα παράγραφο, συλλέγουμε στον Πίνακα 6.1, τα αποτελέσματα όλων των προσομοιώσεων που αναλύθηκαν προηγουμένως, προκειμένου να έχουμε μία μακροσκοπική άποψη για τον σχεδιασμένο ενισχυτή ισχύος, αυτής της διατριβής. Όλες η παρακάτω τιμές προέκυψαν από τις προηγούμενες προσομοιώσεις στους $\theta = 65^{\circ}\text{C}$.

Ισχύς Κορεσμού P_{sat}	20,23 dBm
Μέγιστη Απόδοση $Efficiency_{max}$	47,1%
Μέγιστη Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους PAE_{max}	44,6%
Κέρδος Ισχύος G	16,8 dB
Σημείο συμπίεσης 1-dB (1-dB Comp. Point)	18,66 dBm
Κέρδος Ισχύος στην Ισχύ κορεσμού	8,3 dB
PAE για -6 dB back-off της P_{sat}	27%
Παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωση 3^{ης} τάξης (3-order Intermodulation distortion) $IM3$	-47 dBc
$IM3_{high} - IM3_{low}$	1,4 dB
Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης $IP3$	(23,3 , 6,5) dBm
Εμβαδόν σχεδίασης Layout	0,43 mm²

Πίνακας 6.1 Συλλογή των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος.

Σε αυτό το σημείο, υπενθυμίζουμε τους βασικούς στόχους που τέθηκαν πριν την έναρξη της ανάλυσης και σχεδίασης του ενισχυτή ισχύος λειτουργίας διακόπτη, αντίστροφη κλάσης F της, οι οποίοι συνοψίζονται στα παρακάτω σημεία:

- Ισχύς κορεσμού $P_{sat} > 20\text{dBm}$
- Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους $PAE > 40\%$
- Κέρδος Ισχύος $G > 15\text{dB}$

Μετά την παρουσίαση των τελικών αποτελεσμάτων είναι φανερό, ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτής σε επίπεδο Layout έχει επιτύχει τους στόχους που τέθηκαν αφού σε μία θερμοκρασία

της τάξεως των $\theta = 65^{\circ}\text{C}$, η οποία αποτελεί μία μέση θερμοκρασία λειτουργίας του ολοκληρωμένου κυκλώματος επιτυγχάνει:

- Ισχύς κορεσμού $P_{sat} > 20,22 \text{ dBm}$
- Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους $PAE > 44,66\%$
- Κέρδος Ισχύος $G > 16,8 \text{ dB}$

Η επίτευξη των παραπάνω στόχων υποδεικνύει ότι η παρούσα σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος είναι σαφώς ανταγωνιστική και πολύ κοντά σε υπάρχοντα δημοσιευμένα κυκλώματα, τουλάχιστον σε επίπεδο προσομοιώσεων. Τέλος, πέρα των κριτηρίων ισχύος και απόδοσης ο συγκεκριμένος ενισχυτής ισχύος αντίστροφης κλάσης F, ενός σταδίου, είναι εξαιρετικά γραμμικός όπως δείχνουν οι μετρικές της γραμμικότητας στον πίνακα 6.1.

Κεφάλαιο 7

Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία

Ο ενισχυτής ισχύος είναι μία από τις σημαντικότερες δομές, σε πολλά τηλεπικοινωνιακά συστήματα μικροκυματικών και χιλιοστομετρικών συχνοτήτων. Η ανάγκη για υψηλά επίπεδα ισχύος εξόδου είναι ο κινητήριος μοχλός στην επιλογή των ενεργών συσκευών που αποτελούν τον πυρήνα αυτών των ενισχυτών. Ο σχεδιασμός των ενισχυτών ισχύος, είναι συνήθως το αποτέλεσμα μιας ανταλλαγής-συμβιβασμού μεταξύ της γραμμικότητας και της απόδοσης ή του υψηλού επιπέδου ισχύος εξόδου και της χαμηλής παραμόρφωσης. Η προσέγγιση σχεδιασμού που επιλέγεται κάθε φορά εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας και το εύρος ζώνης, την διαθέσιμη τεχνολογία συσκευών, την εφαρμογή και πολλούς άλλους παράγοντες.

Σε αυτή την εργασία, επιχειρήσαμε τον σχεδιασμό ενός ενισχυτή ισχύος, μονού σταδίου από το σχηματικό επίπεδο μέχρι το επίπεδο Layout, ο οποίος ανήκει στην αντίστροφη κλάση F $\{F^{-1}\}$ και στην ευρύτερη κατηγορία των ενισχυτών λειτουργίας διακόπτη (Switchmode). Η συγκεκριμένη κατηγορία, τα οφέλη της οποίας μελετήθηκαν στο κυρίως κείμενο της παρούσας εργασίας, πρόκειται να απασχολήσει, όλο και περισσότερο τους σχεδιαστές των ολοκληρωμένων ενισχυτών της 5^{ης} και των επόμενων γενεών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Έχοντας ως κύριο μέλημα μας, την επίτευξη υψηλών επιπέδων ισχύος και απόδοσης, ο ενισχυτής ισχύος αντίστροφης κλάσης F, μέσω απλών και αποδοτικών κυκλωμάτων συντονισμού αρμονικών στο δίκτυο εξόδου του, πέτυχε τους στόχους που τέθηκαν στην αρχή της σχεδίασης, τουλάχιστον σε επίπεδο προσομοιώσεων, αποδεικνύοντας ότι οι ενισχυτές ισχύος λειτουργίας διακόπτη μπορούν κάλλιστα, να αντικαταστήσουν της παραδοσιακές κλάσεις A, AB, B, C σε πλήθος εφαρμογών. Μάλιστα ακόμα και σε επίπεδο γραμμικότητας, αποδείχθηκε ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτής ισχύος αντίστροφης κλάσης F πληρεί τις προϋποθέσεις χρησιμοποίησης του σε διαμορφώσεις μεταβλητής περιβάλλουσας.

Συνοψίζοντας, ο ενισχυτής ισχύος με ετικέτα PAV28, που δόθηκε προς υλοποίηση στο εργοστάσιο της εταιρείας Infineon Technologies AG, πετυχαίνει σε επίπεδο προσομοιώσεων,

υψηλή ισχύ εξόδου ($> 20 \text{ dBm}$), όπως επίσης υψηλή απόδοση που φτάνει το 50% για θερμοκρασία $\theta = 0^\circ\text{C}$ και σε σημείο λειτουργίας 1-dB back-off. Είναι ένας ενισχυτής γραμμικός, ευσταθής, στενής ζώνης, ενός σταδίου και συνολικού εμβαδού $0,43 \text{ mm}^2$ που θα μπορούσε να υποστηρίξει την έρευνα γύρω από τους ενισχυτές ισχύος χιλιοστομετρικών συχνοτήτων αλλά και να δώσει το κίνητρο για ενδεχόμενες βελτιώσεις του παρόντος σχεδιασμού όπως μία διαφορετική τοπολογία της ενεργούς συσκευής, μία άλλη σχεδίαση του δικτύου εξόδου (μεγαλύτερη έμφαση στον έλεγχο της τρίτης αρμονικής), μία πιο ρεαλιστική μοντελοποίηση της ενεργούς συσκευής ή μία ακριβέστερη εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων.

Τέλος, η παρούσα διατριβή, επιχειρεί να αποτελέσει ένα εγχειρίδιο ή αλλιώς μια καθοδήγηση, για τον τρόπο με τον οποίο μπορεί κανείς να υλοποιήσει έναν ενισχυτή ισχύος όχι μόνο αντίστροφης κλάσης F αλλά και οποιασδήποτε κλάσης, σε οποιαδήποτε κεντρική συχνότητα ή εύρος συχνοτήτων όπως επίσης και να δώσει το έναυσμα σε επαγγελματίες μηχανικούς για περεταίρω εμβάθυνση στο πεδίο των ενισχυτών ισχύος λειτουργίας διακόπτη, συντονισμένων αρμονικών.

Βιβλιογραφία

- [1] Καψάλης Χ., Κωπτής Π., *Κεραίες, Ασύρματες ζεύξεις*, Τζιόλα, 2013.
- [2] Καψάλης Χ., Κωπτής Π., *Ασύρματες επικοινωνίες*, Τζιόλα, 2010.
- [3] Saad Z. Asif, *5G Mobile Communications, Concepts and Technologies*, CRC Press, 2019.
- [4] Κανατάς Αθ., Κωνσταντίνου Φ., Πάντος Γ., *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, Παπασωτηρίου, 2014.
- [5] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits (5th and 7th edition)*, Παπασωτηρίου, 2003 and 2017.
- [6] Βλαχογιαννάκης Γ., « Σχεδίαση Ολοκληρωμένου Ενισχυτή Ισχύος 10dbm Συχνότητας Λειτουργίας 60ghz Σε Τεχνολογία Cmos 65nm », Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2011.
- [7] Sorin Voinigescu, *High-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, 2013.
- [8] Ουζούνoglou Ν., *Εισαγωγή στα μικροκύματα (2^η έκδοση)*, Παπασωτηρίου, 1994.
- [9] David M. Pozar, *Microwave Engineering (4^η έκδοση)*, Wiley, 2012
- [10] Καρανάσιου Ειρήνη, Τσενές Πέτρος., « *Ηλεκτρονικό βιβλίο για τη σχεδίαση μικρικυματικών κυκλωμάτων* », Εκδόσεις ΕΜΠ, 2004.
- [11] Andrei Grebennikov, Nathan O. Sokal, Marc J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*, Academic Press, 2012.
- [12] Andrei Grebennikov, *RF and Microwave Power Amplifier Design*, McGraw-Hill, 2005.
- [13] Paolo Colantonio, Franco Giannini, Ernesto Limiti, *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*, Wiley, 2009.

- [14] S. Y. Mortazavi and K. J. Koh, "Integrated Inverse Class-F Silicon Power Amplifiers for High Power Efficiency at Microwave and mm-Wave", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.51, no. 10, pp. 2420-2434, Oct. 2016.
- [15] Πέππας Ι., « Σχεδίαση mm-Wave Ενισχυτή Ισχύος Αρχιτεκτονικής Doherty σε τεχνολογία SiGe BiCMOS », Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2018.
- [16] Aleksandr Vasjanov, Vaidotas Barzdenas, « A Review of Advanced CMOS RF Power Amplifier Architecture Trends for Low Power 5G Wireless Networks», *MDPI electronics*, 2018.
- [17] N.A. Kamsani, Mohd Nizar Hamidon, Dr Veeraiyah Thangasamy, « An Overview of RF Power Amplifier Techniques and Effect of Transistor Scaling on Its Design Parameters », *International Journal of Applied Engineering Research*, 2014.
- [18] S. Y. Mortazavi and K. J. Koh, « A 43% PAE Inverse Class-F Power Amplifier at 39-42 GHz with a $\lambda/4$ -Transformer Based Harmonic Filter in 0.13- μm SiGe BiCMOS», *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2016.
- [19] G. Ancans, A. Stafacka, V. Bobrovs, A. Ancans, J. Caiko, « Analysis of characteristics and requirements for 5G mobile communication systems», *Latvian Journal of Physics and Technical Sciences*, 2017.
- [20] Steve C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications (2nd edition)*, Artech House, 2006.
- [21] Tony Chan Carusone, David A. Johns, Kenneth W. Martin, *Analog Integrated Circuit Design (2nd edition)*, Wiley, 2011.
- [22] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall Ptr, 1998.
- [23] Kwang-Jin Koh, Dong S. Ha, Sanjay Raman, « Performance Comparison of Harmonically Tuned Power Amplifiers at 28 GHz in SiGe BiCMOS », Virginia Polytechnic Institute, 2017.