



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος,
συχνότητας λειτουργίας 60GHz, υψηλής γραμμικότητας σε τάξη
AB, στην τεχνολογία FD-SOI 22nm CMOS**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτρης Γεωργακόπουλος

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

Αθήνα, Ιούλιος 2025



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος,
συχνότητας λειτουργίας 60GHz, υψηλής γραμμικότητας σε τάξη
AB, στην τεχνολογία FD-SOI 22nm CMOS**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτρης Γεωργακόπουλος

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 4/7/2025.

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

.....
Γεώργιος Παναγόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

Αθήνα, Ιούλιος 2025



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

.....

Γεωργακόπουλος Δημήτριος
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός
και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Δημήτριος Γεωργακόπουλος, 2025

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, δύο σταδίων, λειτουργίας σε βαθιά κλάση AB, σε κεντρική συχνότητα στα 60GHz. Βασικό κριτήριο σχεδίασης του ενισχυτή αποτελεί η υψηλή απόδοση, αλλά και η καταστολή επιπλέον προϊόντων μη-γραμμικότητας 3^{ης} τάξης σε σύγκριση με state-of-the-art ενισχυτές ισχύος στη βιβλιογραφία. Η υλοποίηση του ενισχυτή περιλαμβάνει και την τεχνική current power combining για αύξηση του επίπεδου ισχύος στην έξοδο του ενισχυτή. Ο εν-λόγω ενισχυτής υλοποιείται στην τεχνολογία FD-SOI 22nm της Global Foundries. Παρουσιάζονται αναλυτικά τα βήματα που ακολουθήθηκαν για την πλήρη υλοποίηση του ενισχυτή ισχύος της προαναφερθείσας τάξης, σε κεντρική συχνότητα λειτουργίας 60GHz, ενώ σε όλη την έκταση της εργασίας γίνεται η σύγκριση της απόδοσης και των σχεδιαστικών διαφορών μεταξύ της σχεδίασης του ενισχυτή σε σχηματικό επίπεδο (ιδανικό) και του τελικά υλοποιήσιμου κυκλώματος σε επίπεδο φυσικής σχεδίασης. Η δομή της εργασίας έγκειται, αρχικά στην μελέτη και παρουσίαση των λόγων για τους οποίους ο ενισχυτής ισχύος κατέχει πρωτεύοντα και υψίστης σημασίας ρόλο στις διάφορες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές νέας γενιάς, υπό την απαίτηση νέων εφαρμογών υψηλότερου data rate, ενώ σχολιάζεται η θέση του στην τηλεπικοινωνιακή αλυσίδα ενός σύγχρονου πομπού στα επερχόμενα προϊόντα κινητών επικοινωνιών. 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, καθώς και στις δυσκολίες σχεδίασης ενισχυτών σε sub-nm CMOS process nodes. Στα επόμενα κεφάλαια, ακολουθούν η σχεδίαση και η ανάλυση, αρχικά σε σχηματικό επίπεδο και έπειτα σε επίπεδο layout του επιλεγμένου ενισχυτή ισχύος σε κλάση AB, ενώ παρουσιάζεται μια γενική εικόνα της τεχνολογίας GF22 που έγινε η υλοποίηση. 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 σε CMOS τεχνολογία για υψηλές συχνότητες, 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: mm-Wave ενισχυτής ισχύος, power/current combining, κλάση AB, υψηλή γραμμικότητα, διαφορική τοπολογία.

Abstract

In the present diploma thesis, the analysis, design, and implementation of a two-stage, fully integrated power amplifier operating in deep class AB mode at a center frequency of 60 GHz is carried out. A key design criterion for the amplifier is high efficiency, along with the suppression of additional third-order nonlinearity products, in comparison with state-of-the-art power amplifiers in the literature. The implementation of the amplifier also includes the **current power combining** technique to increase the output power level. The amplifier is implemented using the **GlobalFoundries 22nm FD-SOI** technology. The steps followed for the complete implementation of the class AB power amplifier at the operating center frequency of 60 GHz are presented in detail, while throughout the thesis, a comparison is made between the performance and design differences of the amplifier at the ideal schematic level and the final implementable circuit at the layout level. The structure of the thesis begins with the study and presentation of the reasons why the power amplifier plays a primary and highly significant role in various next-generation telecommunication applications, given the demand for higher data rate applications. The role of the power amplifier in the communication chain of a modern transmitter in upcoming mobile communication products is also discussed. Next, an extensive theoretical analysis is presented, covering the key characteristics, specifications, and modeling of integrated power amplifiers across the most common and significant amplifier classes implemented to date, as well as the design challenges faced when working with **sub-nm CMOS process nodes**. In the following chapters, the design and analysis of the selected deep class AB power amplifier are presented, first at the schematic level and then at the layout level, along with an overview of the GF22 technology used in the implementation. In the final chapters, the results of the simulations of the designed amplifier are presented, and various improvements are suggested as future work for this integrated circuit. Finally, this thesis aims to serve as a manual for implementing a CMOS-based power amplifier for high frequencies, regardless of class, by presenting a chronological description of the design flow and a problem-solving methodology that is common across all classes of power amplifiers.

Keywords: mm-Wave power amplifier, power/current combining, class AB, high linearity, differential topology.

Ευχαριστίες

Η ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας σηματοδοτεί και το τέλος του κύκλου των προπτυχιακών σπουδών μου. Πρόκειται για ένα όμορφο ταξίδι γεμάτο υπέροχες εμπειρίες, αξέχαστες αναμνήσεις, νέα πρόσωπα και καινούργιες γνώσεις.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κ. 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 ευχαριστήσω και τον καθηγητή κ. Γιώργο Παναγόπουλο για την καθημερινή του βοήθεια και παρουσία στο εργαστήριο, αλλά και για όλες τις υποδείξεις που με προετοίμασαν κατάλληλα για την ολοκλήρωση της διπλωματικής μου.

Επιπλέον, το μεγαλύτερο ευχαριστώ πηγαίνει στην οικογένεια μου, τους γονείς μου, Κωνσταντίνο και Γαρυφαλιά, και την αδελφή μου Σοφία, 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.

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 σε όλους τους παιδικούς μου φίλους για την υποστήριξη τους, αλλά και σε όλους τους συναδέλφους που μοιράστηκαν το ταξίδι της σχολής μαζί μου. Επίσης, για όλες τις στιγμές που περάσαμε το τελευταίο χρόνο στο εργαστήριο, ευχαριστώ τους συναδέλφους Θανάση, Τόλη και Γιώργο, με τους οποίους συζητούσαμε καθημερινά διάφορα ζητήματα γύρω από τα θέματα των εργασιών μας.

Τέλος, για την πολύτιμη βοήθεια τους, κατά την εκπόνηση της διπλωματικής μου, αξίζουν και όλα τα μέλη της Ομάδας Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων και ιδιαίτερος οι διδακτορικοί φοιτητές, Βασίλης Μανουράς, Μιχαήλ-Άγγελος Γκαλτέμης και Αλέξανδρος Κορρές. Τους ευχαριστώ θερμά για όλες τις συμβουλές σε διάφορα τεχνικά ζητήματα, που μου παρείχαν καθ' όλη τη διάρκεια της διπλωματικής και για τις ευχάριστες στιγμές, γεμάτες συζητήσεις που περάσαμε στο εργαστήριο. Με την βοήθεια τους και τις καθημερινές συμβουλές τους, με έκαναν να καταλάβω σε μεγάλο βαθμό διάφορα ζητήματα του τομέα που επέλεξα και τους είμαι ευγνώμων.

Δημήτριος Γεωργακόπουλος

Ιούλιος 2025

Πίνακας Περιεχομένων

Περίληψη	5
Abstract.....	7
Ευχαριστίες.....	9
1. Εισαγωγή	22
1.1 Σύγχρονα Τηλεπικοινωνιακά δίκτυα 5 ^{ης} γενιάς & 5G-mmWave	22
1.2 Η αναγκαιότητα για mmWave Ενισχυτές Ισχύος	24
2. Ενισχυτής ισχύος ως Μικροκυματικό δίκτυο	26
2.1 Βασικά κριτήρια χαρακτηρισμού ενισχυτών ισχύος.....	26
2.1.1 Χαρακτηρισμό με χρήση Y- ή Z-παραμέτρων	26
2.1.2 Χαρακτηρισμός πολύ-θυρου με χρήση κανονικοποιημένων κυματικών τάσεων και ABCD παραμέτρων	27
2.1.3 Χαρακτηρισμό με χρήση S παραμέτρων	30
2.1.4 Mixed-mode S-παραμέτροι.....	32
2.2 Μελέτη Ευστάθειας.....	36
2.2.1 Κύκλοι Ευστάθειας.....	37
2.2.2 Έλεγχος ευστάθειας άνευ όρων	39
2.3 Καθορισμός διαφόρων Κερδών Ισχύος ενός δίθυρου ενισχυτή	40
2.3.1 Επίτευξη μέγιστου κέρδους μετατροπής	40
2.4 Γραμμικότητα.....	42
2.4.1 Κριτήρια γραμμικότητας	43
2.4.2 Αρμονική παραμόρφωση και ενδοδιαμόρφωση σήματος	44
2.5 1dB Compression point – Μέτρηση IM3 και IP3 point – Φαινόμενα Ενδοδιαμόρφωσης σήματος σε ενισχυτές ισχύος	46
2.6 Χαρακτηριστικά επίδοσης ενός ενισχυτή ισχύος.....	49
2.6.1 Ισχύς κορεσμού P_{sat}	49
2.6.2 Κέρδος ισχύος.....	49
2.6.3 Απόδοση	49
2.6.4 Απόδοση με συνυπολογισμό του κέρδους.....	49
3. Μελέτη και θεωρία λειτουργίας ενισχυτών ισχύος	50
3.1 Φασματική Ανάλυση Ενισχυτών Ισχύος.....	50
3.2 Βασικές κλάσεις λειτουργίας ενισχυτών ισχύος – A, AB, B, C	54

3.3	Μελέτη γραμμικότητας ενισχυτών ισχύος σύμφωνα με την γωνία αγωγής	59
3.3.1	Συνεισφορά διαφορετικών σημείων πόλωσης στο $HD3$ ρεύμα 3 ^{ης} αρμονικής	62
3.4	Ενισχυτές Ισχύος λειτουργίας διακόπτη – Έλεγχος πεπερασμένου πλήθους αρμονικών	65
3.4.1	Μελέτη class F ενισχυτή μέγιστης απόδοσης με έλεγχο μόνο 3 ^{ης} αρμονικής	67
3.4.2	Μελέτη ανάστροφης τάξης F ενισχυτή μέγιστης απόδοσης με έλεγχο μόνο 2 ^{ης} αρμονικής	71
3.4.3	Μελέτη class J ενισχυτή	73
4.	Επισκόπηση της τεχνολογίας FD-SOI 22nm CMOS	76
4.1	Η τεχνολογία Silicon – On – Insulator (SOI) CMOS	76
4.2	FEOL / BEOL Devices της Τεχνολογίας GF22 – FDX.....	78
4.2.1	MOS Τρανζίστορ	79
4.2.2	Ολοκληρωμένα Πηνία	82
4.2.3	MOM / APMOM Πυκνωτές	85
4.2.4	Transformers / Balun	87
4.3	Απαιτήσεις και Μεθοδολογία Σχεδιασμού Μετασχηματιστή ή Balun	92
4.4	Ο Ρόλος των Balun και των Μετασχηματιστών στα Δίκτυα Προσαρμογής Ενισχυτών Ισχύος στις Υψηλές Συχνότητες.....	95
4.5	Μετρήσεις και Παράδειγμα Σχεδίασης Balun	98
4.6	Σύγκρισή αποτελεσμάτων σχεδίασης balun μεταξύ διαφορετικών EM πακέτων	101
5.	Σχεδίαση Σταδίου Εξόδου του Ενισχυτή Ισχύος σε τάξη AB στα 60 GHz στην τεχνολογία CMOS 22nm FD-SOI.....	106
5.1	Προκλήσεις στην Σχεδίαση Ενισχυτών Ισχύος σε προηγμένα CMOS process nodes	106
5.2	Απαιτήσεις του Ενισχυτή Ισχύος της παρούσας εργασίας.....	109
5.3	Μελέτη και επιλογή τρανζίστορ της τεχνολογίας GF22 – FDX.....	109
5.3.1	Χρησιμότητα της τεχνολογίας GF22 – FDX για την Σχεδίαση Ενισχυτή Ισχύος στην mm – Wave ζώνη συχνοτήτων	110
5.3.2	Layout Styles τρανζίστορ της mm – Wave βιβλιοθήκης.....	111
5.3.3	Parameter Extraction για τα τρανζίστορ	112
5.3.4	Optimization ως προς το πλήθος των Gate Fingers του τρανζίστορ	115
5.3.5	Συγκρίσεις μεταξύ thin και thick – gate oxide τρανζίστορ.....	118
5.4	Τοπολογία Ενισχυτή Ισχύος και Επιλογή πλάτους W για το τρανζίστορ του Σταδίου Εξόδου.....	124
5.4.1	Επιλογή W, με βάση το OP1dB – PAE tradeoff.....	126
5.4.2	Φυσικός Σχεδιασμός του Neutralized CS Διαφορικού Ενισχυτή.....	128

5.4.3	Single – Carrier Μετρήσεις του Neutralized CS Διαφορικού Ενισχυτή Ισχύος (Pre/Post – Layout).....	131
5.4.4	Μετρήσεις Γραμμικότητας του Neutralized CS Διαφορικού Ενισχυτή Ισχύος (Pre/Post – Layout).....	134
5.4.5	Συμπεράσματα για τον Neutralized CS Διαφορικό Ενισχυτή Ισχύος	137
5.5	Σχεδίαση του Neutralized Cascode Διαφορικού Ενισχυτή Ισχύος (PA Output Sub - Cell)	138
5.5.1	Σύγκριση με τον Neutralized CS Διαφορικό Ενισχυτή Ισχύος	144
5.5.2	Μετρήσεις Γραμμικότητας για τον Neutralized Cascode Διαφορικό Ενισχυτή.....	145
5.6	Φυσικός Σχεδιασμός του Neutralized Cascode Διαφορικού Ενισχυτή.....	146
5.7	Επίδοση ισχυρού σήματος του Neutralized Cascode Διαφορικού Σταδίου Εξόδου (PA Output Sub – Cell) σε Pre/Post – Layout επίπεδο.....	149
5.7.1	Σύγκριση Επίδοσης σε Ισχυρό σήμα για τον Neutralized Cascode Διαφορικό Ενισχυτή σε pre/post – layout configuration	151
5.7.2	Μετρήσεις Γραμμικότητας IM3 & IP3 σημείου (Pre/Post – Layout)	152
5.7.3	Μετρήσεις Ισχυρού σήματος ως προς την συχνότητα λειτουργίας f_{RF} , σε εύρος ζώνης γύρω από τα 60GHz (Pre/Post – Layout)	153
5.7.4	Time – domain Κυματομορφές για τον Neutralized Cascode Διαφορικό Ενισχυτή... ..	153
5.8	Σχεδίαση Transmission Line Current Combiner για συνδυασμό ισχύος στους επιμέρους Ενισχυτές Ισχύος κάθε Gain path.....	154
5.9	Σχεδιασμός Power Combiner / Output Power Matching Δικτύου	158
5.9.1	Σχεδιασμός Balun Current Combiner για το Δίκτυο εξόδου	159
5.9.2	Σχεδιασμός Stacked Transformer Combiner για το Δίκτυο εξόδου.....	169
5.10	Επίδοση Συνολικού Σταδίου Εξόδου του Ενισχυτή Ισχύος.....	172
5.10.1	Μετρήσεις Over frequency του πλήρες Σταδίου εξόδου του Ενισχυτή Ισχύος.....	175
5.10.2	Μετρήσεις Over Corners του πλήρες Σταδίου εξόδου του Ενισχυτή Ισχύος @ 60GHz	175
6.	Σχεδίαση Driver Σταδίου του Ενισχυτή Ισχύος και Input Matching – Power Splitter Κυκλώματος	177
6.1	Co – Design Σταδίου Driver και Inter – stage Matching μετασχηματιστή	177
6.1.1	Επιλογή ενεργών στοιχείων σταδίου οδήγησης.....	177
6.1.2	Φυσική Σχεδίαση του Σταδίου Οδήγησης	179
6.1.3	Co-design Σταδίου Οδήγησης με Σχεδίαση Inter-stage Matching Transformer	182
6.1.4	Επίδοση Πλήρους Ενισχυτή Ισχύος με την προσθήκη Driver και Inter-Stage Matching 2:1 turns ratio Transformer.....	190
6.2	Σχεδίαση Input Matching δικτύου	192

7. Επίδοση του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος.....	199
7.1 Μετρήσεις S – παραμέτρων και Ευστάθειας Ενισχυτή Ισχύος.....	199
7.1.1 Έλεγχος Ευστάθειας του Ενισχυτή Ισχύος.....	200
7.2 Αποτελέσματα Ισχυρού σήματος για τον Ενισχυτή Ισχύος.....	201
7.2.1 Ισχύς εξόδου P_{out} , Αποδοτικότητα PAE , Κέρδος ισχύος G_p , Compression Curves και AM – to – PM Παραμόρφωση του Ενισχυτή Ισχύος	201
7.2.2 Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης 3 ^{ης} τάξης, $IM3$ και Σημείο τομής 3 ^{ης} τάξης διαμόρφωσης $IP3$ $IIP3$, $OIP3$	203
7.3 Απόκριση του Ενισχυτή Ισχύος στο χρόνο	206
7.4 Αποτελέσματα Ισχυρού σήματος του Ενισχυτή Ισχύος συναρτήσει της συχνότητας γύρω από τα 60GHz.....	207
7.5 Wireless Envelope Ανάλυση.....	208
7.6 Επίδοση Ενισχυτή Ισχύος σε διαφορετικά corner λειτουργίας , ως προς τη θερμοκρασία και για μεταβολές $\pm 10\%$ της τάσης τροφοδοσίας V_{DD}	213
7.6.1 Μεταβολή DC bias points V_{GS} , V_{BG} για κατάλληλη ρύθμιση σημείου συμπίεσης 1dB του Ενισχυτή Ισχύος, over process corner variations.....	216
7.7 Monte – Carlo Μετρήσεις (PVT, Mismatch) για την επίδοση ισχυρού σήματος του Ενισχυτή Ισχύος @ 60°C.....	218
7.8 Σύγκριση με συναφείς βιβλιογραφικές εργασίες / δημοσιεύσεις.....	224
8. Συμπεράσματα και Μελλοντικές Επεκτάσεις	225
8.1 Ανακεφαλαίωση / Σχολιασμός αποτελεσμάτων	225
8.2 Μελλοντικές Επεκτάσεις.....	225
Βιβλιογραφία	227

Κατάλογος Σχημάτων

Εικόνα 1.1. Το φάσμα της H/M ακτινοβολίας, στο οποίο φαίνεται η περιοχή για το 5G-mmWave coverage [1].	22
Εικόνα 1.2. Κάλυψη δικτύου μέσω conventional antenna array έναντι σε smart antenna array με χρήση beamforming [1]	23
Εικόνα 1.3. RF Transmitter/Receiver Front-end [8]	24
Εικόνα 2.1. Δίθυρο δίκτυο για αναπαράστασης Y & Z – παραμέτρων	27
Εικόνα 2.2. Αναπαράσταση multi-port με N-θύρες (βλ. [8], σελ. 78)	28
Εικόνα 2.3. Αναπαράσταση δίθυρου (α) κατευθύνσεις διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις Y-, G-, H-, Z-παραμέτρους, (β) κατεύθυνση διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις ABCD παραμέτρους. (βλ. [8] , σελ. 81)	29
Εικόνα 2.4. Αναπαράσταση του ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο [11]	31
Εικόνα 2.5. Αναπαράσταση θυρών ενός διαφορικού δικτύου.	32
Εικόνα 2.6. Παραδείγματα για διαφορική, κοινή και mixed-mode διέγερση του διαφορικού δικτύου (βλ. [8] , σελ. 88)	33
Εικόνα 2.7. Παράδειγμα διαφορικής και κοινής λειτουργίας για τις θύρες (1,2), αντίστοιχα ενός πολύ-θυρου για μέτρηση mixed-mode S – παραμέτρων (πίνακα Sdc για το παραπάνω σχηματικό)	34
Εικόνα 2.8. Περιπτώσεις ευστάθειάς στην είσοδο ενός δίθυρου ενισχυτή, με βάση την ανισότητα $s_{11} < 1$ [11]	39
Εικόνα 2.9. Χαρακτηριστικά συμπίεσης κέρδους ενισχυτή (καμπύλη Pout-Pin) για s22 - Matching έναντι σε Power - Matching [12]	42
Εικόνα 2.10. Φασματικό διάγραμμα αναπαράστασης του φαινομένου της παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης	45
Εικόνα 2.11. Χαρακτηριστική ισχύος εξόδου ενός μη γραμμικού ενισχυτή ισχύος και σημείο συμπίεσης κέρδους 1 dB	46
Εικόνα 2.12. Καμπύλες εύρεσης του σημείου παρεμβολής 3 τάξης	47
Εικόνα 3.1. Τμηματικά γραμμική προσέγγιση ρεύματος ενεργού στοιχείου ως προς τάση εισόδου (α) και ορισμό γωνίας αγωγή (β) [13]	52
Εικόνα 3.2. Εξάρτηση των συντελεστών ρεύματος γηθς για την DC, τη θεμελιώδη και τις αρμονικές ανώτερης τάξης. [13]	53
Εικόνα 3.3. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος στην κλάση-A [13]	54
Εικόνα 3.4. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος στην κλάση-B	56
Εικόνα 3.5. Εικόνα 20. Ισχύς και απόδοση ενισχυτή ισχύος ως προς την γωνία αγωγή τρανζίστορ, βασιζόμενοι στην παραπάνω ανάλυση αρμονικών συνιστωσών ρεύματος κατά Fourier [12]	57
Εικόνα 3.6. Κύκλωμα ενισχυτή MOS σε CS συνδεσμολογία και αναπαράσταση του iDS-VDS Load-line του εν-λόγω ενισχυτή, για μη - γραμμική ανάλυση [14]	59
Εικόνα 3.7. Διαγωγιμότητα 1ης τάξης G1(VGS) και γραμμική τμηματικά προσέγγιση αυτής, μαζί με τα σημεία Ki για την διαγωγιμότητα 3ης τάξης, για MOS τρανζίστορ, που περιγράφεται από το μοντέλο BSIM3 [14]	60
Εικόνα 3.8. Συμπεριφορά υψηλού σήματος του ρεύματος 3ης αρμονικής Ids3 (□) και η επίδραση των εκάστοτε συνεισφορών στο ρεύμα 3ης αρμονικής (--), για πόλωση σε deep class AB ως προς το πλάτος του σήματος εισόδου στον ενισχυτή CS [14]	63
Εικόνα 3.9. HD3 ρεύμα 3ης αρμονικής για πόλωση σε deep class AB του ενισχυτή [14]	63
Εικόνα 3.10. HD3 σε σχέση με το πλάτος σήματος εισόδου A σε λειτουργία ενισχυτή σε class C [14]	64
Εικόνα 3.11. HD3 σε σχέση με το πλάτος σήματος εισόδου A σε λειτουργία ενισχυτή σε class A [14]	65
Εικόνα 3.12. Απλοποιημένο διάγραμμα ενισχυτή τάξης F ελέγχου μόνο της 3ης αρμονικής	66
Εικόνα 3.13. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος του ενισχυτή ισχύος τάξης F3 , σε πόλωση class B, καθώς και η ισχύς που καταναλώνεται στα άκρα του τρανζίστορ	69
Εικόνα 3.14. Harmonic terminations 3ης/1ης αρμονικής και drain efficiency ενισχυτή κλάσης F3 ενώ περιλαμβάνεται επίσης και ποιοτική σύγκριση απόδοσης με ενισχυτές τάξης AB χωρίς έλεγχο αρμονικών	70

Εικόνα 3.15. Απλοποιημένο διάγραμμα ενισχυτή ανάστροφης τάξης F-1 με έλεγχο άρτιων αρμονικών	71
Εικόνα 3.16. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος τρανζίστορ για έναν ενισχυτή τάξης F-1 , ελέγχου μόνο της 2ης αρμονικής. Επιπλέον, δίνονται και τα διαγράμματα μέγιστου drain efficiency και ο λόγος τερματισμών 2ης με 1ης αρμονικής ως προς την γωνία αγωγής του τρανζίστορ	73
Εικόνα 3.17. Class J waveforms and harmonic terminations.....	75
Εικόνα 4.1. Παρασιτικές χωρητικότητες τρανζίστορ σε bulk CMOS και SOI CMOS τεχνολογίες [16].....	76
Εικόνα 4.2. Φαινόμενο Latch - up σε CMOS inverter σε bulk vs SOI CMOS [16].....	77
Εικόνα 4.3. GF22 - FDX Metal Stackup που χρησιμοποιείται	78
Εικόνα 4.4. Flipped-well (FW) και Conventional-well τρανζίστορ της τεχνολογίας GF22 – FDX [17].....	79
Εικόνα 4.5. Σχηματισμός οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου καναλιού (EDS) σε bulk και FD-SOI CMOS [18].....	79
Εικόνα 4.6. Back - gate biasing σε flipped - well devices	80
Εικόνα 4.7. Layout δομή συμμετρικών και interleaved πηνίων τεχνολογίας GF22 - FDX	82
Εικόνα 4.8. EMX mesh setup του πηνίου	83
Εικόνα 4.9. HFSS setup: GF22 metal stack / δημιουργία port / reference plane ως οριακή συνθήκη (RaptorX FEM επίλυση)	84
Εικόνα 4.10. ADS Momentum setup.....	84
Εικόνα 4.11. Επαγωγή / Q - factor / Αντίσταση απωλειών για το πηνίο διαμέτρου 55μm, πάχους 4.8μm στο OI Metal layer της GF22 – FDX: Σύγκριση μεταξύ των διαφορετικών EM προσομοιωτών	85
Εικόνα 4.12. Σύγκριση δομών MOM / APMOM και Layout APMOM πυκνωτών με χρήση μετάλλων M1/M2/C1/C2 (1-4) και M1/M2/C1/C2/C3(1-5).....	86
Εικόνα 4.13. Stacked (IA / OI) και Interleaved δομή μετασχηματιστών της mm - Wave βιβλιοθήκης της τεχνολογίας GF22 - FDX	88
Εικόνα 4.14. Σχηματικό διάγραμμα ισοδύναμου κυκλώματος balun με 1:1 turns ratio στις υψηλές συχνότητες ...	89
Εικόνα 4.15. Υλοποίηση stacked μετασχηματιστή με spiral τυλίγματα: Μεταβολή συντελεστή σύζευξης k με αλλαγή του offset [19]	93
Εικόνα 4.16. Μεταβολή του insertion loss για παραμέτρους των balun της εικόνας (4.23) ως προς το συντελεστή σύζευξης	93
Εικόνα 4.17. Μετατροπή μέτρησης balun ως τρίθυρο σε differential mode μέτρηση (βλ. 2.1.4).....	94
Εικόνα 4.18. Ισοδύναμο κύκλωμα balun / transformer υπό διαφορική διέγερση πρωτεύοντος [20]	95
Εικόνα 4.19. Σύγκρισή απόδοσης LC low - pass matching δικτύων ως προς PER και βελτιστοποίησης απόδοσης δικτύων με μετασχηματιστές, με κατάλληλη επιλογή L1 / L2 επαγωγή πρωτεύοντος ή δευτερεύοντος για κάθε φορτίο RL [20]	97
Εικόνα 4.20. Testbench προσομοίωσης για αξιολόγηση balun στο περιβάλλον Cadence	98
Εικόνα 4.21. Μετρήσεις παραμέτρων balun βασιζόμενες στο μοντέλο της τεχνολογίας GF22 – FDX.....	99
Εικόνα 4.22. Μετρήσεις mixed – mode S parameter της ανωτέρω διάταξης και υπολογισμός GTmax σε differential διέγερση balun	100
Εικόνα 4.23. Τελικό layout balun παραδείγματος	100
Εικόνα 4.24 Input impedance & amplitude / phase imbalance του balun που εξετάστηκε, καθώς και μέτρηση insertion loss αυτού μέσω HB προσομοίωσης.....	101
Εικόνα 4.25. EMX mesh setup για το balun.....	102
Εικόνα 4.26. EMX mesh setup για το balun με την επιπλέον προσθήκη ground ring γύρω από την διάταξη (Ground Reference)	102
Εικόνα 4.27. HFSS setup γεωμετρίας και metal / dielectric stackup για το balun που σχεδιάστηκε.....	103
Εικόνα 4.28. HFSS port & Boundary condition assignments – Μετρήσεις σε διαφορική λειτουργία ως δίθυρο (Sdd Matrix)	103
Εικόνα 4.29. ADS Momentum setup.....	104

Εικόνα 4.30. Σύγκριση μετρήσεων παραμέτρων του balun ως προς την συχνότητα γύρω από τα 60GHz.....	104
Εικόνα 4.31. Σύγκριση μετρήσεων παραμέτρων του balun ως προς την συχνότητα γύρω από τα 60GHz (zoomed – in)	105
Εικόνα 5.1. Power combining δίκτυα: (a) Direct current combining (b) Wilkinson power combining με γραμμές μεταφοράς (c) Transformer - based current combining [21]	108
Εικόνα 5.2. Μετρήσεις ft για τα τρανζίστορ SLVTN της τεχνολογίας GF22 - FDX.....	110
Εικόνα 5.3. (2×CPP) και (1×CPP) για SLVTN τρανζίστορ 20μm width, minimum length, αντίστοιχα	112
Εικόνα 5.4. Ισοδύναμο AC κύκλωμα ασθενούς σήματος υψηλών συχνοτήτων και σχέσεις εξαγωγής παραμέτρων τρανζίστορ	113
Εικόνα 5.5. Εξαγωγή παραμέτρων τρανζίστορ (W=20μm, L=20nm) για (1×CPP) και (2×CPP).....	113
Εικόνα 5.6. FoM(ft) και FoM(fmax) για τα διαφορετικά layout styles (1×CPP , 2×CPP)	114
Εικόνα 5.7. fmax/ft και FoMfmax / FoMft ως προς το πλήθος από fingers nF σε διαφορετικές πυκνότητες ρεύματος IDSW	116
Εικόνα 5.8. MSG ως προς το πλήθος από fingers nF	116
Εικόνα 5.9. Υψηλότερα layout aspect ratios για υψηλό πλήθος από gate finger [22]	117
Εικόνα 5.10. Παράμετροι τρανζίστορ συνολικού width 20μm για διαφορετικά number of fingers στην συχνότητα των 60GHz	118
Εικόνα 5.11. Test-bench σύγκρισης SG thin – oxide και EG thick – oxide τρανζίστορ μέσω SP και HB (Compression) ανάλυσης (Το τρανζίστορ αλλάζει σε κάθε προσομοίωση για κατάλληλη σύγκριση).....	119
Εικόνα 5.12. Συγκρίσεις VTH - based (SG) thin - oxide transistor ως προς τη συχνότητα αποκοπής ft , το μέγιστο κέρδος μετατροπής GTmax και τη τάση υπεροδήγησης VDSsat	119
Εικόνα 5.13. Συγκρίσεις large - signal performance μεταξύ των VTH – Based (SG) thin - oxide transistor	120
Εικόνα 5.14. Συγκρίσεις VTH - based (EG) thick - oxide transistor ως προς τη συχνότητα αποκοπής ft , το μέγιστο κέρδος μετατροπής GTmax και τη τάση υπεροδήγησης VDSsat	121
Εικόνα 5.15. Large - signal performance σύγκριση μεταξύ SG SLVT και EG / EGV / EGU SLVT με γνώμονα το ίδιο transistor area.	122
Εικόνα 5.16. Large - signal performance σύγκριση μεταξύ SG SLVT και EG / EGV / EGU SLVT με γνώμονα την ίδια DC κατανάλωση ισχύος στο τρανζίστορ (class A).....	123
Εικόνα 5.17. Neutralized CS Differential Pair Ενισχυτής Ισχύος.....	124
Εικόνα 5.18. Σχηματικό προσομοιώσεων του neutralized CS διαφορικού ζεύγους (DC/SP/HB μετρήσεις – schematic level)	126
Εικόνα 5.19. Αποτελέσματα διαδοχικών Load – Pull προσομοιώσεων για μέγιστη OP1dB και PAE1dB ως προς το πλάτος του τρανζίστορ	126
Εικόνα 5.20. Load - Pull Power / PAE contours @ 1dB compression point, W = 20μm	127
Εικόνα 5.21. Neutralized CS differential PA performance metrics @ 50Ω.....	128
Εικόνα 5.22. Layout τρανζίστορ 4x20μm και Calibre extracted view των παρασιτικών στοιχείων	128
Εικόνα 5.23. Calibre Extracted view ισοδύναμο τρανζίστορ στα 80μm.....	129
Εικόνα 5.24. Πλήρες Layout του neutralized CS differential PA	129
Εικόνα 5.25. EMX mesh του neutralized διαφορικού ενισχυτή	130
Εικόνα 5.26. «Schematic_nport_model1» αρχείο που δημιουργήθηκε από το EMX και περιλαμβάνει τα τρανζίστορ (quadFET_Layout_CS) σε calibre / schematic μορφή, τους neutralization πυκνωτές, καθώς και ένα N-port στοιχείο 35 θυρών που περιγράφει όλες τις διασυνδέσεις του layout του ενισχυτή, μέσω ενός S35 × 35 Parameter matrix.....	131
Εικόνα 5.27. Μετρήσεις Stability factor σε κάθε corner case over temperature για pre / post layout.	132
Εικόνα 5.28. Neutralized CS differential PA performance metrics @ 50Ω.....	133
Εικόνα 5.29. Πρόβλεψη μη - γραμμικότητας 3ης τάξης του ενισχυτή, με βάση την ανάλυση του Κεφ. 3.3	134

Εικόνα 5.30. IM3 μετρήσεις ως προς τη τάση VGS των τρανζίστορ του neutralized διαφορικού ενισχυτή σε pre / post layout	135
Εικόνα 5.31. Single - Carrier μετρήσεις για το διαφορικό ενισχυτή, ως προς τη τάση VGS των τρανζίστορ	135
Εικόνα 5.32. IP3 point μετρήσεις για τον neutralized διαφορικό ενισχυτή, σε post - layout configuration	136
Εικόνα 5.33. Μετρήσεις ευστάθειας για διαφορικό ενισχυτή ως προς τη χωρητικότητα του neutralization πυκνωτή, σε κάθε σημείο πόλωσης	136
Εικόνα 5.34. System - Level σχεδίαση του πλήρους ενισχυτή ισχύος και τοπολογία των PA sub – cell για το στάδιο εξόδου του ενισχυτή, με βάση τα παραπάνω αποτελέσματα	137
Εικόνα 5.35. Πλήρες κύκλωμα του επιμέρους ενισχυτή: Neutralized Cascode Differential PA	138
Εικόνα 5.36. AC Ισοδύναμο ημι - κύκλωμα ασθενούς σήματος του επιμέρους ενισχυτή	139
Εικόνα 5.37. Μετρήσεις πραγματικού μέρους της Zouts για διαφορετικές τιμές {R,C}, ενσωματώνοντας κατάλληλα στο κύκλωμα της εικόνας (5.36) τις παραμέτρους των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν	140
Εικόνα 5.38. Stability factor του επιμέρους ενισχυτή ως προς τη συχνότητα, για διάφορες τιμές της χωρητικότητας CG	141
Εικόνα 5.39. Σχηματικό προσομοίωσης του επιμέρους ενισχυτή και αποτελέσματα μετρήσεων Load – Pull για την ισχύ εξόδου και την αποδοτικότητα του επιμέρους ενισχυτή, συναρτήσεις της χωρητικότητας CG του RC δικτύου πόλωσης (ιδανικά Balun).	142
Εικόνα 5.40. OP1dB / PAE Load - Pull Contours @ CG = 60fF	143
Εικόνα 5.41. Μετρήσεις για το παραπάνω φορτίο και χαρακτηριστικές ισχύος εξόδου, αποδοτικότητας και κέρδους ισχύος ως προς ισχύ εισόδου	144
Εικόνα 5.42. Μετρήσεις IM3 και IP3 σημείου για μη - γραμμικότητες 3ης τάξης για τον neutralized κασκοδικό διαφορικό ενισχυτή	145
Εικόνα 5.43. Layout των επιμέρους neutralized cascode διαφορικών ενισχυτών του ενός path του πλήρους ενισχυτή ισχύος	146
Εικόνα 5.44. Σχηματικό testbench για τον (PA Output Sub-Cell) ενισχυτή (δεν χρησιμοποιείται το PATH #2) και το mesh που θα προσομοιωθεί στο EMX για όλα τα interconnects του layout του επιμέρους ενισχυτή κάθε path	147
Εικόνα 5.45. (schematic_sparam) σχηματικό που δημιουργείται από το EMX με το ενσωματωμένο πολύ - θύρο που μοντελοποιεί όλα τα interconnect	148
Εικόνα 5.46. OP1dB / PAE contours στο 1dB compression point, ύστερα από Load -Pull ανάλυση στον κασκοδικό neutralized ενισχυτή, σε post – layout επίπεδο	149
Εικόνα 5.47. Large-signal performance του neutralized cascode διαφορικού ενισχυτή ισχύος ενός path, με βάση την προσομοίωση της εικόνας (5.42)	150
Εικόνα 5.48. Large-signal μετρήσεις neutralized cascode διαφορικού ενισχυτή σε pre/post layout configuration	151
Εικόνα 5.49. IM3 / Σημείο IP3 (pre/post Layout) του neutralized cascade διαφορικού ενισχυτή	152
Εικόνα 5.50. Μετρήσεις Ισχυρού σήματος ως προς την συχνότητα λειτουργίας (pre/post layout)	153
Εικόνα 5.51. Time – domain κυματομορφές στο ένα branch του διαφορικού ζεύγους του ενισχυτή	154
Εικόνα 5.52. Ideal Current Combining των υπό - ενισχυτών του ενός path	154
Εικόνα 5.53. T - Line Current Combiner για τους neutralized cascode διαφορικού ενισχυτές του κάθε path (Εικόνα 5.42)	155
Εικόνα 5.54. Insertion loss & Amplitude/Phase Imbalance του T- Line Current combiner που υλοποιήθηκε στην εικόνα (5.52)	156
Εικόνα 5.55. Σχηματικό μετρήσεων επίδοσης ενισχυτή του κάθε path, υπό τη παρουσία του ανωτέρου σχεδιασμένου current combiner	156
Εικόνα 5.56. Μετρήσεις βασικών παραμέτρων ολόκληρου ενισχυτή του κάθε path, με EM προσομοιωμένο Current Combiner και συγκρίσεις μεταξύ ιδανικού και μη, Current combiner	157
Εικόνα 5.57. GSG Layout και μετρήσεις χωρητικότητας/leakage αντίστασης του pad ως προς substrate/GND pads	158
Εικόνα 5.58. Δίκτυο εξόδου με την χρήση Balun και Current Combining γραμμή	159

Εικόνα 5.59. Μετρήσεις απωλειών και σύνθετης αντίστασης εισόδου Balun (για τερματισμό 100Ω) ως προς την εσωτερική του διάμετρο και EMX μοντελοποίηση του Balun με τις βέλτιστες απώλειες που χρησιμοποιήθηκε.....	161
Εικόνα 5.60. EMX mesh και μελέτη του παραπάνω Balun, προσθέτοντας τις επιπλέον γραμμές λόγω center – tap και on-chip γείωσης.	163
Εικόνα 5.61. EMX mesh & Layout για το δίκτυο εξόδου (με χρήση CT στο balun).....	165
Εικόνα 5.62. Σχηματικό προσομοίωσης για τα διάφορα βήματα σχεδίασης του δικτύου εξόδου και Μετρήσεις Επίδοσης σε ισχυρό σήμα	166
Εικόνα 5.63. Large-Signal performance σταδίου εξόδου με το τελικό δίκτυο εξόδου (Balun + Output Current combiner), προσομοιωμένο στο EMX. Δίνονται και οι σύνθετες αντιστάσεις που "βλέπουν" οι ενισχυτές κάθε path στα 60GHz στον χάρτη Smith	168
Εικόνα 5.64. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος Stacked Transformer Power Combiner ως δίκτυο εξόδου του ενισχυτή	169
Εικόνα 5.65. Stacked Transformer Power Combiner SKILL parametric setup και EMX generated mesh.....	170
Εικόνα 5.66. Insertion loss & Zin συναρτήσει της εσωτερικής διαμέτρου του stacked transformer της εικόνας (5.64)	171
Εικόνα 5.67. Μετρήσεις Επίδοσης σε ισχυρό σήμα για Balun-based και Stacked transformer - based Power Combiners στο δίκτυο εξόδου του ενισχυτή ισχύος.....	172
Εικόνα 5.68. Πλήρες Layout του δικτύου εξόδου και EMX προσομοίωση λαμβάνοντας υπόψιν όλα τα παθητικά δίκτυα που συνδέονται με τους ενισχυτές ισχύος κάθε path	173
Εικόνα 5.69. Output Stage Schematic.....	174
Εικόνα 5.70. Επίδοση Σταδίου εξόδου του ενισχυτή ισχύος @ 60GHz	174
Εικόνα 5.71. Μετρικές ισχύς 1dB/κορεσμού, αποδοτικότητας και κέρδους για το στάδιο εξόδου του ενισχυτή ως προς την συχνότητα	175
Εικόνα 5.72. Μετρήσεις μετρικών του σταδίου εξόδου του ενισχυτή στα διαφορετικά corner cases TT,SS,SF,FF,FS ως προς την θερμοκρασία (-40°C έως 125°C) και ως προς την τάση τροφοδοσίας ($\pm 10\%$, 60°C) @ 60GHz	176
Εικόνα 6.1. Θεωρητική εκτίμηση κατωφλιού αποδοτικότητας PAEdriver σταδίου οδήγησης, με βάση δεδομένο στόχο PAEtotal για τον πλήρες ενισχυτή ισχύος, λαμβάνοντας υπόψιν την επίδοση ισχυρού σήματος του σταδίου εξόδου της ενότητας [5].	178
Εικόνα 6.2. Φυσικό Σχέδιο για το στάδιο οδήγησης (Driver Stage) στο κάθε path του ενισχυτή	180
Εικόνα 6.3. EMX mesh για το στάδιο οδήγησης κάθε path του ενισχυτή ισχύος.....	181
Εικόνα 6.4. Load - Pull Μετρήσεις για το Στάδιο οδήγησης	182
Εικόνα 6.5. Μετρήσεις σύνθετης αντίστασης εισόδου των σταδίων εξόδου του κάθε path του ενισχυτή ισχύος .	183
Εικόνα 6.6. Φυσικό σχέδιο του Inter-Stage Matching transformer, όπως υλοποιήθηκε μέσω κώδικα SKILL και σύνθετες αντιστάσεις προσαρμογής υπό ιδανικές συνθήκες.	184
Εικόνα 6.7. Layout view και διαστάσεις του 2:1 inter-stage μετασχηματιστή και EMX mesh που δημιουργήθηκε για τις μετρήσεις αυτού	186
Εικόνα 6.8. Μετρήσεις επαγωγής, συντελεστή ποιότητας, coupling factor και αντιστάσεων εισόδου για τον παραπάνω 2:1 μετασχηματιστή, καθώς και οι απώλειες ισχύος αυτού	187
Εικόνα 6.9. Σχηματικό προσομοιώσεων σταδίου οδήγησης και αποτελέσματα επίδοσης αυτού, μαζί με τον 2:1 μετ/στη	188
Εικόνα 6.10. Μετρήσεις επίδοσης Σταδίου οδήγησης με χρήση του 2:1 μετασχηματιστή με εσωτερικό Center-Tap (Εικόνα 6.7)	189
Εικόνα 6.11. Σχηματικό προσομοίωσης πλήρους ενισχυτή ισχύος, πριν την σχεδίαση του Input Matching δικτύου	190
Εικόνα 6.12. Αποτελέσματα επίδοσης πλήρους ενισχυτή ισχύος, χωρίς το input matching δίκτυο	191
Εικόνα 6.13. Μετρήσεις S - παραμέτρων του πλήρους ενισχυτή ισχύος, με ιδανικό s11 - Matching στην είσοδο	192
Εικόνα 6.14. Χρήση transformer current splitter για την προσαρμογή της εισόδου του ενισχυτή ισχύος	193

Εικόνα 6.15. Πλήρες Input Matching δίκτυο, Ενισχυτικά Στάδια οδήγησης και Inter-Stage transformer αποτελούν το πλήρες κύκλωμα του ενισχυτή ισχύος που οδηγεί τα στάδια εξόδου κάθε path.....	194
Εικόνα 6.16. EMX mesh όλων των παθητικών στοιχείων, που χρησιμοποιήθηκε στον συνολικό ενισχυτή ισχύος.....	195
Εικόνα 6.17. EMX mesh για την χρήση transformer και current splitter γραμμή για την προσαρμογή εισόδου....	195
Εικόνα 6.18. EMX mesh για την χρήση του stacked transformer για το power splitting και τη προσαρμογή εισόδου.....	196
Εικόνα 6.19. Συνέχεια του σχηματικού της εικόνας (6.11) με τη προσθήκη των πιθανών εκδοχών του input matching κυκλώματος	196
Εικόνα 6.20. S-παράμετροι και αποδοτικότητα/κέρδος ισχύος του συνολικού ενισχυτή ισχύος, για τα δύο διαφορετικά input matching δίκτυα (transformer με current splitting γραμμή μεταφοράς & stacked transformer splitter) που δοκιμάστηκαν .	197
Εικόνα 6.21. Συνολικό Layout του CMOS ενισχυτή ισχύος τάξης AB	198
Εικόνα 7.1. S-παράμετροι του Ενισχυτή ισχύος, με τις ενδεικτικές τιμές στα 60GHz	199
Εικόνα 7.2. Μετρικές Ελέγχου ευστάθειάς ενισχυτή ισχύος	200
Εικόνα 7.3. Επίδοση ισχυρού σήματος του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος.....	201
Εικόνα 7.4. Σημείο συμπίεσης 1dB του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος	202
Εικόνα 7.5. AM - to - PM Παραμόρφωση του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος.....	203
Εικόνα 7.6. IM3 καμπύλη λόγω προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3 ^{ης} τάξης (IMD3 UP = Pout2f1-f2-Pout f1)....	204
Εικόνα 7.7. Σημείο IP3 μέσω εύρεσης τομής της ισχύος εξόδου στην θεμελιώδη συχνότητα στα 60GHz και στα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3 ^{ης} τάξης (2f1-f2).....	205
Εικόνα 7.8. Φάσμα ισχύος εξόδου υπό 2-Tone ανάλυση για χαμηλή ισχύ εισόδου και ισχύς κοντά στο σημείο συμπίεσης 1dB	205
Εικόνα 7.9. Απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο χρόνο, για διάφορα σήματα ισχύος στην είσοδο του	206
Εικόνα 7.10. Μετρικές επίδοσης του ενισχυτή ισχύος συναρτήσεις της συχνότητας, για όλα τα corner cases @ 60°C	207
Εικόνα 7.11. Σχηματικό Wireless Envelope analysis με χρήση πηγών διαμορφωμένου I/Q σήματος, με βάση το wireless πρωτόκολλο IEEE 802.11.ad, για μετάδοση σημάτων στην ζώνη των 60GHz	209
Εικόνα 7.12. Spectrum main channel power & adjacent channel power για 16-QAM διαμορφωμένο σήμα	210
Εικόνα 7.13. Spectrum main channel power & adjacent channel power για 64-QAM διαμορφωμένο σήμα	211
Εικόνα 7.14. Διαγράμματα αστερισμού (constellation) και μέτρηση EVM για τον σχεδιασμένο ενισχυτή ισχύος συναρτήσεις της ισχύος εισόδου, υπό σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM και 64-QAM σε OFDM σήμα για το πρωτόκολλο IEEE 802.11.ad212	
Εικόνα 7.15. Απόκριση στο χρόνο του ενισχυτή υπό διαμορφωμένο σήμα με σχήμα OFDM / 64 - QAM για λειτουργία ενισχυτή εντός της γραμμικής περιοχής και στο σημείο συμπίεσης 1dB (Idle states: 60GHz sineWave).....	212
Εικόνα 7.16. Μέσες τιμές ως προς τα διάφορα process corners, για κάθε μετρική του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος, σε όλα τα ζεύγη θερμοκρασίας και τάσης τροφοδοσίας T, VDD .	213
Εικόνα 7.17. Απεικόνιση Απόδοσης Ενισχυτή Ισχύος υπό Τυπική (TT corner, VDD=1.8V), Βέλτιστη και Χειρότερη Λειτουργική Κατάσταση over PVT του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος, ως προς την θερμοκρασία	214
Εικόνα 7.18. Μεταβολή κέρδους ισχύος στο corner {SS, -40°C} με αλλαγή στην πόλωση στο back-gate από 0V στα 0.6V	216
Εικόνα 7.19. Μεταβολή ισχύος κορεσμού και μέγιστης αποδοτικότητας στο corner {SS, -40°C} με αλλαγή στην πόλωση στο back-gate από 0V στα 0.6V	217
Εικόνα 7.20. Μεταβολή στις μετρικές επίδοσης του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος στο corner {FF, 125C} λόγω μεταβολής του VGS	218
Εικόνα 7.21. Monte - Carlo μετρήσεις για την επίδοση του ενισχυτή	223

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 4-1. Σύγκριση κάθε τύπου τρανζίστορ που προσφέρει η τεχνολογία GF22 - FDX.....	81
Πίνακας 7-1. Σύγκριση προτεινόμενου ενισχυτή ισχύος με συναφείς βιβλιογραφικές εργασίες / δημοσιεύσεις ..	224

1. Εισαγωγή

1.1 Σύγχρονα Τηλεπικοινωνιακά δίκτυα 5^{ης} γενιάς & 5G-mmWave

Η ταχύτατη εξέλιξη των ασύρματων επικοινωνιών και η μετάβαση στα δίκτυα νέας γενιάς, όπως το 5G και μελλοντικά το 6G, έχουν τροφοδοτήσει την συνεχή ζήτηση για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, μεγαλύτερη χωρητικότητα και χαμηλότερους χρόνους καθυστέρησης. Τα παραπάνω έχουν οδηγήσει στην εξέλιξη των ασύρματων δικτύων προς νέες αρχιτεκτονικές και τεχνολογίες, επιτρέποντας παραπάνω χρήστες συνδεδεμένους στο δίκτυο (υψηλότερο connectivity), υψηλότερες download/upload ταχύτητες μετάδοσης και χαμηλότερη επιδείνωση του δικτύου σε χρονικές στιγμές υψηλού traffic. Ένας τρόπος προκειμένου να ικανοποιηθούν οι παραπάνω στόχοι για τις νέες γενεές δικτύων είναι η χρήση υψηλότερων συχνοτήτων, προκειμένου να διευρυνθεί το διαθέσιμο προς αξιοποίηση εύρος ζώνης (25x υψηλότερο bandwidth από τις sub-6GHz επιλογές). Για το λόγο αυτό, τα νέα συστήματα επικεντρώνονται και σε χιλιοστομετρικές συχνότητες λειτουργίας, εισάγοντας νέες αρχιτεκτονικές σε RFIC επίπεδο, με σκοπό να καλυφθεί η εν-λόγο ζώνη μετάδοσης: 5G FR2 (Frequency range 2) band (**5G-mmWave**), η οποία εκτείνεται πάνω από τα 24GHz [\[1\]](#).



Εικόνα 1.1. Το φάσμα της Η/Μ ακτινοβολίας, στο οποίο φαίνεται η περιοχή για το 5G-mmWave coverage [\[1\]](#)

Τα σύγχρονα δίκτυα επικοινωνιών στοχεύουν στην υποστήριξη εφαρμογών όπως η επαυξημένη/εικονική πραγματικότητα, το διαδίκτυο των πραγμάτων (IoT), οι αυτόνομες μεταφορές και οι «έξυπνες» πόλεις. Τα παραπάνω προβλήματα απαιτούν μεγάλο όγκο δεδομένων, σε συνδυασμό με υψηλή ταχύτητα μετάδοσης, για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις του χρήστη. Στο επίκεντρο αυτών

των τεχνολογιών βρίσκεται η **εκμετάλλευση του φάσματος των χιλιοστομετρικών κυμάτων (mm – Wave)**, και ειδικότερα της ζώνης γύρω από τα **60GHz**, που προσφέρει μεγάλες δυνατότητες χωρητικότητας και ευρείας ζώνης. Παρά το πλεονεκτήματα που προσφέρει η παραπάνω ζώνη στο τελικό χρήστη, η περιοχή των 60GHz χαρακτηρίζεται από υψηλές απώλειες διάδοσης και περιορισμένο εύρος μετάδοσης, «συρρικνώνοντας» το φάσμα των εφαρμογών κυρίως σε φυσικές περιοχές που απαιτούν υψηλή συνδεσιμότητα, όπως κεντρικά σημεία σε πόλεις, σημεία αναμονής σε ΜΜΜ, στάδια, αλλά και εντός κατοικίας (“last-mile” solution).

Παράλληλα, έχουν αναπτυχθεί νέα πρότυπα, όπως το **IEEE 802.11ad** και το νεότερο **IEEE 802.11ay**, τα οποία βασίζονται στη λειτουργία στη ζώνη των 60GHz και στοχεύουν σε υψηλού data size μεταδόσεις με ταχύτητες που υπερβαίνουν ακόμα και τα 20Gbps [2]. Το πρότυπο **IEEE 802.11ay** αποτελεί σημαντική εξέλιξη του προτύπου **WiGig (802.11ad)**, ενισχύοντας τη μετάδοση με δυνατότητες MIMO και Multi-User MIMO, υποστήριξη beamforming, καθώς και συνδυασμό πολλαπλών καναλιών (channel – bonding) για ακόμη μεγαλύτερη χωρητικότητα.

Συγκεκριμένα, η τεχνική του beamforming [3] εκμεταλλεύεται την χρήση **antenna arrays** προς όφελος των 5G-mmWave επικοινωνιών, οδηγώντας σε κατευθυντική μετάδοση δεδομένων στο χρήστη, μέσω «έξυπνων» αλγορίθμων, ελαχιστοποιώντας τις απώλειες ισχύος σε ανάκλαση του σήματος από εμπόδια, προβλήματα λόγω multipath propagation και τελικώς, βελτιώνοντας την σύνδεση πολλαπλών συσκευών στο δίκτυο. Η παραπάνω διαφορά της τεχνικής beamforming μέσω antenna matrix έναντι σε συμβατικά δίκτυα μετάδοσης, φαίνεται στην εικόνα 1.2.



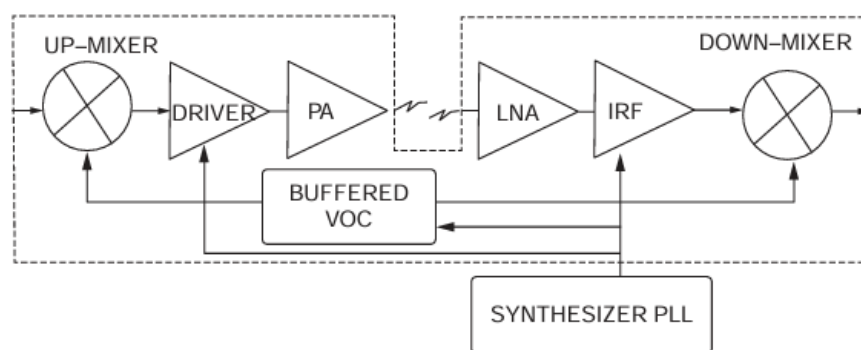
Εικόνα 1.2. Κάλυψη δικτύου μέσω conventional antenna array έναντι σε smart antenna array με χρήση beamforming [1]

Η υιοθέτηση τέτοιων πρωτοκόλλων καθιστά εφικτές τις εφαρμογές «υπερύψηλης ταχύτητας» σε μικρές αποστάσεις, όπως για ασύρματες συνδέσεις μεταξύ συσκευών, σταθμών βάσης και τερματικών, ιδιαίτερα σε περιοχές με υψηλό αριθμό από users.

1.2 Η αναγκαιότητα για mmWave Ενισχυτές Ισχύος

Ιδιαίτερα στις υψηλές συχνότητες, όπως αυτή των 60GHz, οι τεχνολογικές προκλήσεις καθίστανται πιο έντονες, απαιτώντας καινοτόμες λύσεις σε επίπεδο σχεδίασης RF κυκλωμάτων. Όσο αυξάνεται η συχνότητα των H/M κυμάτων που εκπέμπονται, το μήκος κύματος γίνεται συγκρίσιμο με το φυσικό μέγεθος των κυκλωμάτων που υλοποιούνται, απαιτώντας ιδιαίτερη προσοχή κατά την σχεδίαση τους. Ένας ακόμη λόγος είναι ότι, τα τρανζίστορ 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 [4]. Η χρήση τόσο υψηλών συχνοτήτων συνοδεύεται και από φυσικές προκλήσεις, όπως οι υψηλές απώλειες διάδοσης, η ευαισθησία σε εμπόδια, και η ανάγκη για υψηλή κατευθυντικότητα [5].

Ένα από τα πιο κρίσιμα υποσυστήματα σε κάθε RF πομπό είναι ο **ενισχυτής ισχύος (Power Amplifier - PA)**. Ο ρόλος του είναι να ενισχύσει το σήμα RF σε επαρκή επίπεδα ισχύος για να επιτευχθεί ικανοποιητική μετάδοση μέσω της κεραίας. Ωστόσο, αυτή η ενίσχυση πρέπει να γίνεται με υψηλή γραμμικότητα και μέγιστη αποδοτικότητα, ιδιαίτερα όταν πρόκειται για διαμορφώσεις ευρείας ζώνης και υψηλού εύρους ζώνης, όπως αυτές που χρησιμοποιούνται για μετάδοση στην mmWave ζώνη. Διαφέρει σημαντικά από γραμμικούς ενισχυτές ασθενούς σήματος, καθώς εκμεταλλεύεται την λειτουργία ενεργών στοιχείων υπό συνθήκες ισχυρού σήματος, οδηγώντας σε παραπάνω σχεδιαστικά ζητήματα, όπως έντονη μη-γραμμικότητα (harmonic distortion), υψηλότερη κατανάλωση ισχύος, χαμηλότερη απόδοση (efficiency) κ.α. αλλά σε υψηλότερη ισχύ εξόδου, ικανή για wireless μετάδοση σήματος.



Εικόνα 1.3. RF Transmitter/Receiver Front-end [8]

Η βελτιστοποίηση τέτοιων ενισχυτών συνεισφέρει καθοριστικά στη συνολική επίδοση του συστήματος και στην επίτευξη των στόχων των νέων προτύπων επικοινωνίας, όσον αφορά το EVM

(Error Vector Magnitude) [6], αλλά και το φάσμα εκπομπής (χαμηλότερα spur tones) του on-air σήματος.

Στην περιοχή των 60GHz, που χαρακτηρίζεται από υψηλές απώλειες διάδοσης και περιορισμένο range μετάδοσης, ο ενισχυτής ισχύος καθίσταται ακόμα πιο σημαντικός. Ο σωστός σχεδιασμός του μπορεί να βελτιώσει σημαντικά την απόδοση του συστήματος, είτε αυτό αφορά την κάλυψη, είτε την ποιότητα σήματος, είτε την ενεργειακή κατανάλωση. Η ενσωμάτωσή του σε τεχνολογίες CMOS καθιστά τη σχεδίαση ακόμα πιο απαιτητική, καθώς πρέπει να επιτευχθεί συμβιβασμός μεταξύ πολλών διαφορετικών σχεδιαστικών επιλογών, όπως υψηλή ισχύ εξόδου έναντι χαμηλής παραμόρφωσης ή υψηλή απόδοση έναντι γραμμικότητας. Συγχρόνως, καθώς τα διάφορα process nodes κατεβαίνουν σε feature sizes της τάξης ελάχιστων nm (sub-nm nodes π.χ. 90nm ή 40nm CMOS) η αύξηση του επιπέδου ισχύος καθίσταται ακόμα πιο δύσκολη, λόγω των χαμηλότερων breakdown voltages και ρευμάτων που μπορεί να διαχειριστούν τα τρανζίστορ [7]. Έτσι, ο σχεδιαστής οδηγείται στην υλοποίηση διαφορετικών τεχνικών ή αρχιτεκτονικών για τα διάφορα RF blocks για να ακολουθήσει την τεχνολογική πρόοδο στις απαιτήσεις των σύγχρονων δικτύων και στον υλοποιήσεων σε υψηλότερα process node, όπως 0.18um ή 90nm CMOS ή σε III-V processes, όπως SiGe BiCMOS ενισχυτές.

Οι σύγχρονες απαιτήσεις για μετάδοση δεδομένων σε πραγματικό χρόνο, υπηρεσίες χαμηλής καθυστέρησης και υποστήριξη πολλαπλών ταυτόχρονων χρηστών εντείνουν την ανάγκη για ενισχυτές ισχύος υψηλής απόδοσης και ευφυούς σχεδίασης. Στο πλαίσιο αυτό, η μελέτη και η υλοποίηση ενός ενισχυτή ισχύος στα 60GHz αποτελεί πρόκληση, αλλά και σημαντική συμβολή στην εξέλιξη των μελλοντικών ασύρματων τεχνολογιών.

2. Ενισχυτής ισχύος ως Μικροκυματικό δίκτυο

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει εκτενής ανάλυση, γύρω από την θεωρία που περιγράφει πολύ-θύρα δίκτυα (δηλ. και ενισχυτικές βαθμίδες) υπό λειτουργία ασθενούς σήματος, μέσω των διαφόρων παραμέτρων που μπορούν να περιγράψουν πλήρως ένα τέτοιο δίκτυο στις μικροκυματικές συχνότητες. Θα δοθούν αντίστοιχα και οι βασικοί ορισμοί που αφορούν την συμπεριφορά των παραπάνω δικτύων σε κατάσταση ισχυρού σήματος, όπως και συμβαίνει για έναν ενισχυτή ισχύος, αλλά και η θεωρητική ανάλυση γύρω από την γραμμικότητα των δικτύων, υπό συνθήκες ισχυρού σήματος.

2.1 Βασικά κριτήρια χαρακτηρισμού ενισχυτών ισχύος

Ακριβώς όπως πραγματοποιείται παραδοσιακά σε χαμηλότερες συχνότητες, έτσι και σε υψηλότερες συχνότητες, η γραμμική συμπεριφορά και ανάλυση ενός πολύ-θυρου μπορεί να διεξαχθεί χρησιμοποιώντας τις Z ή τις Y -παραμέτρους. Στην πράξη όμως, στις υψηλές συχνότητες, οι S παράμετροι, κατέχουν πρωταρχικό ρόλο χάριν στην ευκολία εξαγωγής και μέτρησης τους. Η επικράτηση των S -παραμέτρων στην ανάλυση μικροκυματικών ενισχυτών αλλά και διαφόρων άλλων RF συστημάτων έγκειται στην πρακτικότητα που συνεισφέρουν στη μέτρηση των χαρακτηριστικών του πολύ-θυρου. Ειδικότερα, οι Z και Y -παραμέτροι απαιτούν μεθόδους ανοιχτοκυκλώματος ή βραχυκυκλώματος των θυρών, αντίστοιχα, για να μετρηθούν κατάλληλα, το οποίο αποτελεί αρκετά δύσκολο εγχείρημα, καθώς σε υψηλές συχνότητες δεν υλοποιούνται εύκολα ιδανικά open & shorts, τουλάχιστον μέχρι ένα ανώτατο όριο συχνοτήτων, ενώ ακόμα και για συχνότητες που τέτοια στοιχεία μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ιδανικά open/short terminations, δεν χαρακτηρίζονται από broadband συμπεριφορά. Αντιθέτως, οι S -παραμέτροι στηρίζονται στον τερματισμό των θυρών με την χαρακτηριστική αντίσταση της κάθε θύρας, συνήθως στα 50Ω , κάτι το οποίο μπορεί να κατασκευαστεί με αρκετά υψηλή ακρίβεια μέχρι και σε συχνότητες μεγαλύτερες από 300GHz [8]. Αντίστοιχα, διαφορετικοί από 50Ω τερματισμοί μπορούν να κατασκευαστούν επιτυχώς μέσω κυματοδηγών σε ένα επαρκές εύρος συχνοτήτων.

2.1.1 Χαρακτηρισμό με χρήση Y - ή Z -παραμέτρων

Μελετώντας την σχέση μεταξύ των ρευμάτων και των τάσεων ενός απλού δίθυρου δικτύου, όπως αυτού που παρουσιάζεται στην εικόνα 2.1, καταλήγουμε στο ορισμό των πινάκων $[Y]$ και $[Z]$. Συγκεκριμένα:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Στη γενική περίπτωση ενός δικτύου με n -θύρες, οι Y -παράμετροι υπολογίζονται ως εξής:

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0, \forall k \neq j} \quad (2.2)$$

Στον οποίο ισχύει $V_k = 0$, δηλαδή θεωρούνται βραχυκυκλωμένες όλες οι άλλες θύρες ($n-1$) του δικτύου εκτός από αυτή που εξετάζουμε κάθε φορά. Αντίστοιχα, για τις Z -παραμέτρους ενός δικτύου έχουμε την περιγραφή:

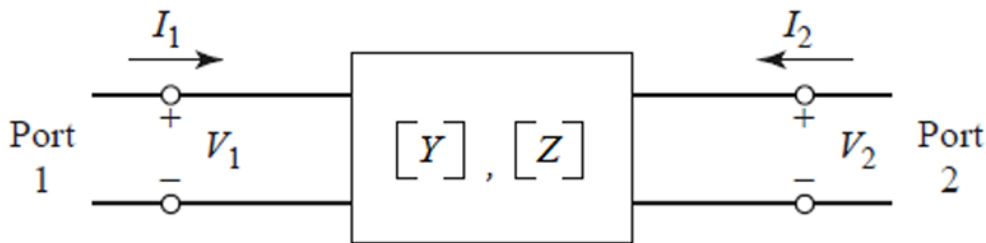
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Στη γενική περίπτωση ενός δικτύου με n -θύρες, οι Z -παράμετροι υπολογίζονται ως εξής:

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0, \forall k \neq j} \quad (2.4)$$

Στον οποίο ισχύει $I_k = 0$, δηλαδή θεωρούνται ανοιχτοκυκλωμένες όλες οι άλλες θύρες ($n-1$) του δικτύου εκτός από αυτή που εξετάζουμε κάθε φορά. Στις σχέσεις (2.2) και (2.4) παρατηρείται ότι ο ένας πίνακας είναι ο αντίστροφος του άλλου:

$$[Z] = [Y]^{-1} \quad (2.5)$$



Εικόνα 2.1. Δίθυρο δίκτυο για αναπαράστασης Y & Z - παραμέτρων

2.1.2 Χαρακτηρισμός πολύ-θυρου με χρήση κανονικοποιημένων κυματικών τάσεων και ABCD παραμέτρων

Γενικεύοντας την ανάλυση, θεωρούμε την περίπτωση ενός πολύ-θυρου με N - θύρες και ορίζουμε ως V_n^+ και V_n^- , το προσπίπτον και το ανακλώμενο κύμα τάσης στην θύρα $n \leq N$ αντίστοιχα, και ως I_n^+ και I_n^- , το προσπίπτον και ανακλώμενο κύμα ρεύματος στην θύρα $n \leq N$, ακριβώς όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.2. Παρακάτω, παρατίθενται οι εξισώσεις των τάσεων και των ρευμάτων στην θύρα $n \leq N$ του πολύ-θύρου:

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (2.6)$$

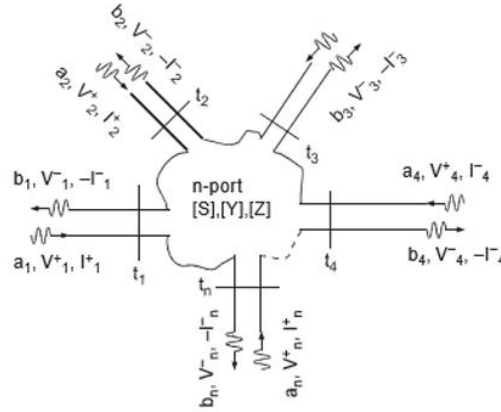
και

$$I_n = I_n^+ + I_n^- \quad (2.7)$$

ή

$$I_n = I_n^+ + I_n^- = \frac{V_n^+}{Z_o} - \frac{V_n^-}{Z_o} \quad (2.8)$$

Όπου Z_o είναι ο μιγαδικός αριθμός που αναπαριστά την αντίσταση αναφοράς ή οποία για λόγους απλότητας θεωρείται ίση για όλες τις θύρες-πόρτες τους $N - \text{θύρου}$.



Εικόνα 2.2. Αναπαράσταση multi-port με N -θύρες (βλ. [8], σελ. 78)

Επιπρόσθετα, ορίζουμε τα κανονικοποιημένα προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα ισχύος σε κάθε θύρα ως: $a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_o}}$ και $b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_o}}$ αντίστοιχα [8], 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 θύρας n :

$$a_i(x) = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V_n(x) + Z_o I_n(x)}{2\sqrt{Z_o}} \quad (2.9)$$

και

$$b_i(x) = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_o}} = \frac{V_n(x) - Z_o I_n(x)}{2\sqrt{Z_o}} \quad (2.10)$$

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

$$P_{in,avg,i} = \frac{V_n^+ \times I_n^{+*}}{2} = \frac{|a_i|^2}{2} \quad (2.11)$$

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

$$P_{out,avg,i} = \frac{V_n^- \times I_n^{-*}}{2} = \frac{|b_i|^2}{2} \quad (2.12)$$

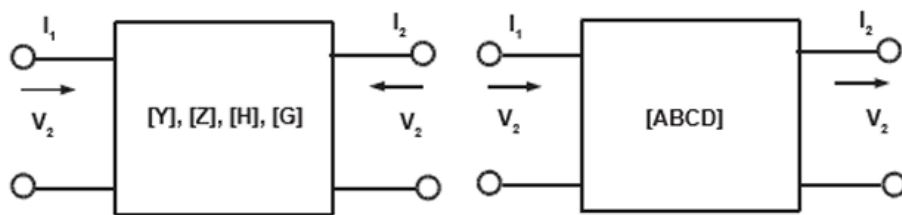
Όπως προαναφέρθηκε, αν και οι Y-, Z-, H- και G- παράμετροι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για το χαρακτηρισμό οποιουδήποτε δίθυρου, τα κυκλώματα που λειτουργούν στις υψηλότερες συχνότητες αποτελούνται συνήθως από σειρά κασκοδικά συνδεδεμένων δίθυρων. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο συνηθίζεται να χρησιμοποιούνται οι ABCD παράμετροι, καθώς απλοποιούν την ανάλυση του συστήματος. Για παράδειγμα, η ανάλυση με ABCD παραμέτρους είναι ιδιαίτερα χρήσιμη κατά την σύνδεση διαφόρων τύπων γραμμών μεταφοράς μεταξύ τους ή παθητικών φίλτρων εν-σειρά. Για λόγους απλότητας, παρατίθεται ο πίνακας προσδιορισμού ενός δίθυρου με χρήση ABCD παραμέτρων δίνεται ως:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Όπου

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0}, B = \left. \frac{-V_1}{I_2} \right|_{V_2=0}, C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0}, D = \left. \frac{-I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (2.14)$$

ενώ V_1 , I_1 η τάση και το ρεύμα αντίστοιχα στην θύρας εισόδου και V_2 , I_2 η τάση και το ρεύμα αντίστοιχα στην θύρας εξόδου, όπως φαίνεται και στην εικόνα 2.3.



Εικόνα 2.3. Αναπαράσταση δίθυρου (α) κατευθύνσεις διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις Y-, G-, H-, Z-παραμέτρους, (β) κατεύθυνση διανυσμάτων ρευμάτων και τάσεων στις ABCD παραμέτρους. (βλ. [8] , 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 θύρας εξόδου εξέρχεται από το δίθυρο, όπως ακριβώς φαίνεται παραπάνω στην εικόνα 2.3. Αυτή η θεώρηση επιτρέπει στον ABCD πίνακα του συνολικού συστήματος των σειριακά συνδεδεμένων δίθυρων, να υπολογιστεί με τη βοήθεια του

υπολογισμού των επιμέρους ABCD πινάκων του εκάστοτε δίθρου που αποτελεί μέρος του συνολικού συστήματος, όπως ακριβώς φαίνεται παρακάτω:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \times \dots \times \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^n \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

2.1.3 Χαρακτηρισμό με χρήση S παραμέτρων

Εναλλακτικά με τα παραπάνω, ένας ενισχυτής στη γραμμική λειτουργία του, μπορεί να περιγράφει 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_o σε όλους τους κλάδους του πολύ-θρου 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:

$$a_i = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.16)$$

και

$$b_i = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_o}} \quad (2.17)$$

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,

$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (2.18)$$

ο οποίος αναλύεται ως εξής:

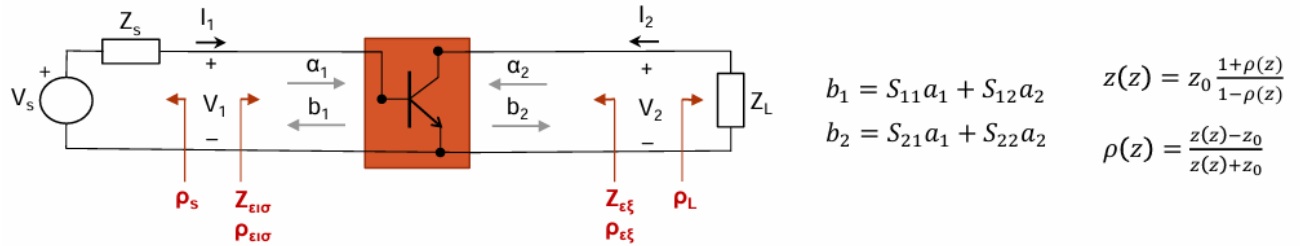
$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & \cdots & s_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{n1} & \cdots & s_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

όπου

$$s_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0, \forall k \neq j} \quad (2.20)$$

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_o , προκειμένου να αποφευχθούν οι ανακλάσεις. Κατ' αυτόν τον τρόπο, οι S-παράμετροι ικανοποιούνται στην χαρακτηριστική αντίσταση αναφοράς Z_o . Ο ενισχυτής ισχύος της παρούσας εργασίας μπορεί κάλλιστα να παρουσιαστεί σαν ένα δίθυρο όπως φαίνεται παρακάτω στην εικόνα 2.4. Σε αυτή την περίπτωση οι συντελεστές σκέδασης δίνονται από τις σχέσεις στην εικόνα 2.4, με τον ενισχυτή να περιγράφεται από το δίθυρο block με το τρανζίστορ.



Εικόνα 2.4. Αναπαράσταση του ενισχυτή ισχύος ως δίθυρο [11]

Με βάση τα παραπάνω, θεωρώντας, ένα προσπίπτον κύμα ισχύος στη θύρα εισόδου (a_1), αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα μεταδιδόμενα κύματα σε κάθε άλλη θύρα (b_2), αλλά και ανακλώμενα κύματα στην ίδια την θύρα (b_1). Όμως, σύμφωνα με τον ορισμό των S-παραμέτρων, η θύρα εξόδου τερματίζεται με φορτίο ίσο με την χαρακτηριστική εμπέδηση $Z_L = Z_o$ του συστήματος, μεγιστοποιώντας τη μεταφορά ενέργειας προς το φορτίο και μηδενίζοντας το ανακλώμενο κύμα (a_2) στην θύρα αυτή. Αναλυτικότερα, ορίζοντας τα προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα ισχύος για το υπό εξέταση δίθυρο, όπως τις εξισώσεις (2.16) και (2.17) αντίστοιχα, προκύπτει:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{και} \quad S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.21)$$

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

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{και} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.22)$$

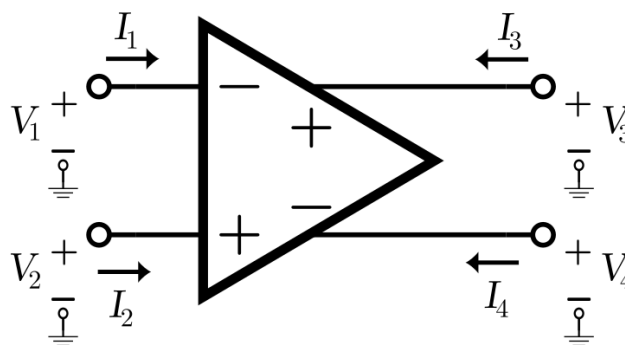
Με την παραπάνω διαδικασία μπορούμε να μετρήσουμε τον πίνακα σκέδασης που περιγράφει τον εκάστοτε δίθυρο ενισχυτή, τα στοιχεία του οποίου είναι λόγοι κανονικοποιημένων μορφών κυματικής τάσης. Με μία βαθύτερη ματιά, μπορούμε να εξάγουμε τα παρακάτω κρίσιμα συμπεράσματα για τη λειτουργία του ενισχυτή ισχύος ως μικροκυματικό δίθυρο:

- Η παράμετρος S_{11} είναι γνωστή ως **συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο** του δίθυρου.
- Η παράμετρος S_{12} περιγράφει την **απομόνωση μεταξύ της εξόδου ως προς την είσοδο** του δίθυρου.

- Η παράμετρος s_{21} αποτελεί το **κέρδος ισχύος** του δίθυρου σε συνθήκες τέλειας προσαρμογής στην έξοδο.
- Η παράμετρος s_{22} είναι γνωστή ως **συντελεστής ανάκλασης στην έξοδο** του δίθυρου.

2.1.4 Mixed-mode S-παράμετροι

Από την θεωρία των S-παραμέτρων, που παρατέθηκε ανωτέρω, μπορούμε να περιγράψουμε οποιοδήποτε πολύ-θυρο δίκτυο, μέσω του πίνακα $[S]$, γνωρίζοντας την επίδραση που έχει το δίκτυο σε κάθε θύρα, όταν διεγείρεται κύμα ισχύος σε κάποια/ές θύρα/ες αυτού. Ωστόσο, ακριβώς όπως και στα αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα χαμηλών συχνοτήτων, όπου οι πλήρως διαφορικοί ενισχυτές προτιμώνται λόγω της διπλάσιας τάσης εξόδου και της βελτιωμένης ανοσίας τους σε παρεμβολές και θόρυβο από την τροφοδοσία, έτσι και στα ολοκληρωμένα κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων έχουν γίνει αρκετά κοινές οι πλήρως διαφορικές διατάξεις (π.χ. Differential PAs / LNAs / Mixers).



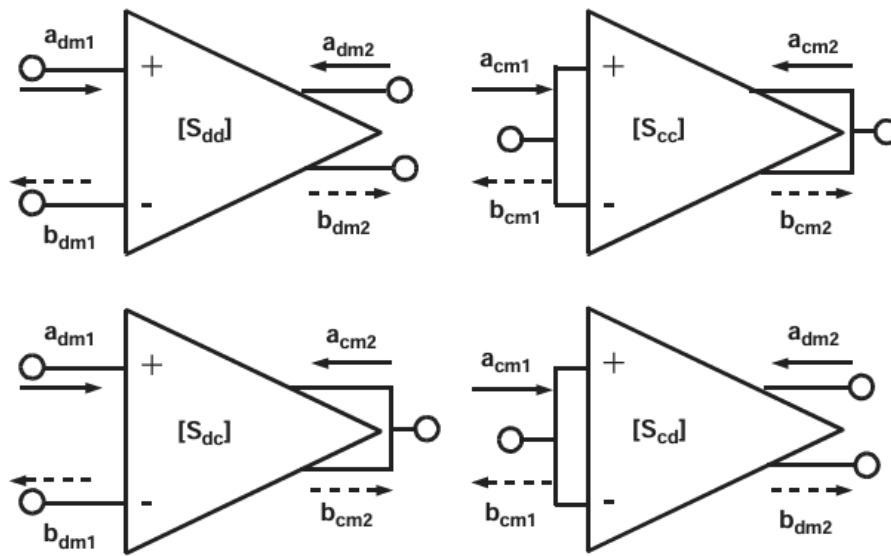
Εικόνα 2.5. Αναπαράσταση θυρών ενός διαφορικού δικτύου.

Κατά την περιγραφή αυτών των διατάξεων, αλλά και στοιχείων που χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση αυτών (π.χ. ολοκληρωμένου balun ή ολοκληρωμένου μετασχηματιστή), μπορούμε να θεωρήσουμε ότι αποτελούνται από 4 θύρες, ως προς την κοινή αναφορά του διαφορικού δικτύου (π.χ. κοινός κόμβος γείωσης), όπως φαίνεται στην εικόνα 2.5. Η περιγραφή, όμως του παραπάνω διαφορικού δικτύου μέσω του πίνακα $[S]_{4 \times 4}$, δεν δίνει αρκετές πληροφορίες για το πως συμπεριφέρεται ο ενισχυτής όταν διεγείρεται υπό κοινό ή διαφορικό σήμα στην είσοδο/έξοδο. Για τον λόγο αυτό, χρειάζεται η απαραίτητη μετατροπή του πίνακα $[S]_{4 \times 4}$ σε έναν ισοδύναμο πίνακα $[S]_M$, μέσω του οποίου μπορούμε να δούμε τα εξής:

- Συμπεριφορά της διαφορικής εξόδου του ενισχυτή όταν διεγείρεται από διαφορικό σήμα στην είσοδο του (**differential to differential S-matrix: $[S_{dd}]$**).

- Συμπεριφορά της διαφορικής έξοδου του ενισχυτή όταν διεγείρεται από κοινό σήμα στην είσοδο του (**common to differential S-matrix: $[S_{cd}]$**).
- Συμπεριφορά της κοινής έξοδου του ενισχυτή όταν διεγείρεται από διαφορικό σήμα στην είσοδο του (**differential to common S-matrix: $[S_{dc}]$**).
- Συμπεριφορά της κοινής έξοδου του ενισχυτή όταν διεγείρεται από κοινό σήμα στην είσοδο του (**common to common S-matrix: $[S_{cc}]$**).

Τα παραπάνω ισοδύναμα δίθυρα που περιγράφουν τον ενισχυτή σε κάθε-μία από τις παραπάνω καταστάσεις, φαίνονται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 2.6. Παραδείγματα για διαφορική, κοινή και mixed-mode διέγερση του διαφορικού δικτύου (βλ. [8], σελ. 88)

Η μετατροπή του αρχικού διαφορικού δικτύου στις παραπάνω 4 βασικές περιπτώσεις mixed-mode διέγερσης μπορεί να γίνει μέσω κατάλληλης μετατροπής των single-ended κανονικοποιημένων κυματικών τάσεων και ρευμάτων στους αντίστοιχους differential & common-mode τύπους, ως εξής:

- Για διαφορική διέγερση μεταξύ των θυρών (1,2):

$$a_{dm1} = \frac{V_{dm1} + Z_{dm1} I_{dm1}}{2\sqrt{Z_{dm1}}} = \frac{(V_1 - V_2) + Z_{dm1} \frac{(I_1 - I_2)}{2}}{2\sqrt{Z_{dm1}}} \xrightarrow{Z_{dm1} \equiv 2 \cdot Z_o} \Rightarrow a_{dm1} = \frac{V_1 + Z_o I_1}{2\sqrt{2Z_o}} - \frac{V_2 + Z_o I_2}{2\sqrt{2Z_o}} \Rightarrow \boxed{a_{dm1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 - a_2)} \quad (2.23)$$

- Για κοινή διέγερση μεταξύ των θυρών (1,2):

$$\begin{aligned}
a_{cm1} &= \frac{V_{cm1} + Z_{cm1} I_{cm1}}{2\sqrt{Z_{cm1}}} = \frac{\frac{(V_1 + V_2)}{2} + Z_{cm1}(I_1 + I_2)}{2\sqrt{Z_{cm1}}} \xrightarrow{Z_{cm1} \equiv \frac{Z_o}{2}} \\
\Rightarrow a_{cm1} &= \frac{\frac{V_1 + Z_o I_1}{2} + \frac{V_2 + Z_o I_2}{2}}{2\sqrt{\frac{Z_o}{2}}} \Rightarrow \boxed{a_{cm1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(a_1 + a_2)} \quad (2.24)
\end{aligned}$$

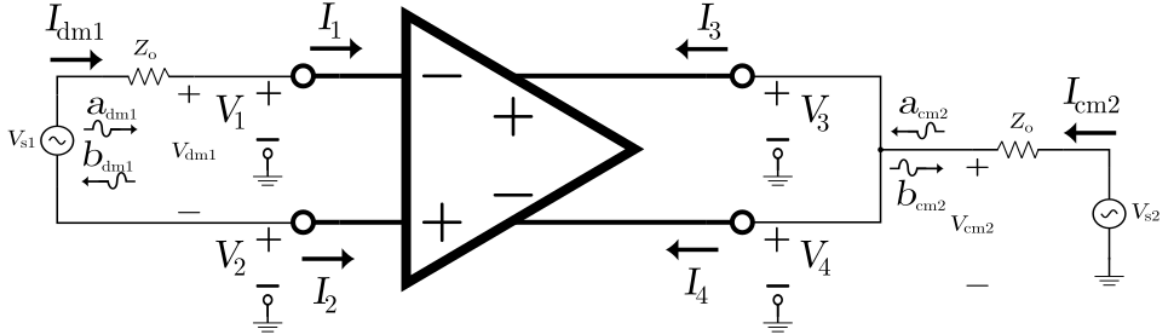
Στην παρακάτω εικόνα φαίνονται τα ισοδύναμα κυκλώματα για την μελέτη διαφορικής και κοινής λειτουργίας στις θύρες (1,2), από τις οποίες φαίνεται ξεκάθαρα ότι:

$$\boxed{V_{dm1} = V_1 - V_2}, \quad V_{cm1} = V_1 = V_2 \Rightarrow \boxed{V_{cm1} = \frac{V_1 + V_2}{2}} \quad (2.25)$$

και

$$I_{dm1} = I_1 = -I_2 \Rightarrow \boxed{I_{dm1} = \frac{I_1 - I_2}{2}}, \quad \boxed{I_{cm1} = I_1 + I_2} \quad (2.26)$$

Όπου οι σχέσεις (2.25), (2.26) χρησιμοποιήθηκαν για να βρεθούν οι σχέσεις (2.23), (2.24).



Εικόνα 2.7. Παράδειγμα διαφορικής και κοινής λειτουργίας για τις θύρες (1,2), αντίστοιχα ενός πολύ-θυρου για μέτρηση mixed-mode S – παραμέτρων (πίνακα S_{dc} για το παραπάνω σχηματικό)

Αντίστοιχα αποτελέσματα θα προκύψουν και για τις θύρες (3,4) του διαφορικού δικτύου (ενισχυτή), δηλαδή για τα διανύσματα a_{dm2} , a_{cm2} , αλλά και για τα ανακλώμενα κύματα ισχύος b_{dm1} , b_{dm2} και b_{cm1} , b_{cm2} . Επομένως, ξεκινώντας από τις παραπάνω σχέσεις μπορούμε να βρούμε την σχέση μεταξύ mixed-mode και single-ended mode διεγέρσεων κανονικοποιημένης κυματική προσπίπτουσας και ανακλώμενης τάσης για το δίκτυο :

$$\begin{bmatrix} a_{dm1} \\ a_{dm2} \\ a_{cm1} \\ a_{cm2} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_T \cdot \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \\ \alpha_4 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

και

$$\begin{bmatrix} b_{dm_1} \\ b_{dm_2} \\ b_{cm_1} \\ b_{cm_2} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}}_T \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Επομένως, προκύπτει ότι:

$$\begin{bmatrix} b_{dm_1} \\ b_{dm_2} \\ b_{cm_1} \\ b_{cm_2} \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = T \cdot [S]_{4 \times 4} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = T \cdot [S]_{4 \times 4} \cdot T^{-1} \cdot \begin{bmatrix} a_{dm_1} \\ a_{dm_2} \\ a_{cm_1} \\ a_{cm_2} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \boxed{[S]_M = T \cdot [S]_{4 \times 4} \cdot T^{-1}} \quad (2.29)$$

$$, \text{ όπου ο πίνακας } T \text{ δίνεται από: } T = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

για έναν απλό διαφορικό ενισχυτή 4 θυρών. Με ανάλογη επέκταση ο πίνακας T μπορεί να είναι διαφορετικός ανάλογα με το πόσες θύρες έχει το πολύ-θυρο και με τι ρυθμό τροφοδοτείται η κάθε θύρα.

Η σχέση (2.29) είναι γενική και αποτελεί τον βασικό μετασχηματισμό μεταξύ single-ended και mixed-mode S-παραμέτρων για ένα πολύ-θύρο δίκτυο. Στην γενική του μορφή ο πίνακας $[S]_M$ μπορεί να γραφεί επίσης και ως:

$$[S]_M = \begin{bmatrix} [S]_{dd} & [S]_{dc} \\ [S]_{cd} & [S]_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Όπου οι παραπάνω υπό-πίνακες που περιγράφουν τα modes λειτουργίας του διαφορικού ενισχυτή και θα βρεθούν από την σχέση (2.29). Σε πολλές περιπτώσεις όπως σε έναν διαφορικό ενισχυτή ενδιαφερόμαστε κυρίως για τα στοιχεία πινάκων που αφορούν την διαφορική έξοδο, δηλαδή τα $[S]_{dd}$ και $[S]_{cd}$.

Οι παραπάνω σχέσεις θα φανούν ιδιαίτερα χρήσιμες τόσο κατά την μελέτη παθητικών στοιχείων, για τα οποία, για παράδειγμα, θέλουμε να δούμε πως συμπεριφέρονται υπό διαφορική διέγερση έναντι σε κοινή διέγερση ορισμένες θύρες (π.χ. Stacked balun, βλ. 4.2.4 / Stacked-transformer power combiner, βλ. Κεφ. 5) από έναν $N \times N$ πίνακα S-παραμέτρων, αλλά και κατά την μελέτη common-mode stability του ενισχυτή.

2.2 Μελέτη Ευστάθειας

Αφού εξάγουμε τον πίνακα σκέδασης $[S]$ του δίθυρου και θεωρώντας Z_s και Z_L τις εμπεδήσεις εισόδου και εξόδου αντίστοιχα, τότε μπορούμε να εξετάσουμε τους συντελεστές ανακλάσεων τόσο για την πηγή και το φορτίο ($\Gamma_s \equiv \rho_s, \Gamma_L \equiv \rho_L$ – συμβολισμοί), όσο και για τις θύρες εισόδου/εξόδου του ενισχυτή ($\Gamma_{in} \equiv \rho_{eis}, \Gamma_{out} \equiv \rho_{ex}$). Η μελέτη των συντελεστών ανάκλασης εισόδου/εξόδου του ενισχυτή αποτελεί αρκετά σημαντική διαδικασία, καθώς φανερώνει αν ο εν-λόγω ενισχυτής μπορεί να υποστηρίξει δεδομένους τερματισμούς φορτίου, δίχως να υποστεί σε ασταθή συμπεριφορά. Με αναφορά λοιπόν το δίθυρο της εικόνας 2.4, ο συντελεστής ανάκλασης του φορτίου ορίζεται ως:

$$\Gamma_L = \frac{V_2^+}{V_2^-} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad (2.32)$$

ενώ ο συντελεστής ανάκλασης της πηγής ορίζεται ως:

$$\Gamma_s = \frac{V_1^+}{V_1^-} = \frac{Z_s - Z_o}{Z_s + Z_o} \quad (2.33)$$

όπου Z_o είναι η χαρακτηριστική εμπεδήση αναφοράς για τους παραμέτρους σκέδασης του δίθυρου.

Όπως είναι γνωστό από τη μικροκυματική ανάλυση, η μέγιστη μεταφορά ισχύος μεταξύ δύο δίθυρων επιτυγχάνεται με συζυγή προσαρμογή (**conjugate matching**) των θυρών. 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.

Σύμφωνα με τον ορισμό των S-παραμέτρων και χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις από την εικόνα 2.4 για το δίθυρο, μπορούμε να δούμε ότι:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \xrightarrow{2.16/2.17} V_1^- = s_{11}V_1^+ + s_{12}V_2^+ \xrightarrow{2.23} V_1^- = s_{11}V_1^+ + s_{12}\Gamma_L V_2^- \quad (2.34)$$

Ομοίως για την θύρα εξόδου:

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \xrightarrow{2.16/2.17} V_2^- = s_{21}V_1^+ + s_{22}V_2^+ \xrightarrow{2.23} V_2^- = s_{21}V_1^+ + s_{22}\Gamma_L V_2^- \quad (2.35)$$

Αντικαθιστώντας την (2.34) στην (2.35) και λύνοντας για: $\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+}$ έχουμε ότι:

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = s_{11} + s_{12}\Gamma_L \left(\frac{s_{21}}{1 - s_{22}\Gamma_L} \right) \Rightarrow \boxed{\Gamma_{in} = s_{11} + s_{12}s_{21} \frac{\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \equiv \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o}} \quad (2.36)$$

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:

$$\Gamma_{out} = s_{22} + s_{12}s_{21} \frac{\Gamma_s}{1-s_{11}\Gamma_s} \equiv \frac{Z_{out}-Z_o}{Z_{out}+Z_o} \quad (2.37)$$

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

2.2.1 Κύκλοι Ευστάθειας

Επανερχόμενοι στην εικόνα 2.4 και αναλύοντας τα κριτήρια της ευστάθειας ενός δίθυρου ενισχυτή γνωρίζουμε ότι η ταλάντωση και κατ’ επέκταση η αστάθεια προκύπτει στην περίπτωση που είτε η θύρα εισόδου, είτε η θύρα εξόδου του δίθυρου έχουν εμπεδήσεις (Z_{in}, Z_{out}) με αρνητικό πραγματικό μέρος [9]. Αυτό συμβαίνει καθώς απειροελάχιστη ανάδραση στο σήμα εξόδου πίσω στην είσοδο και αντιστρόφως, θα έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του πλάτους του σήματος, λόγω αρνητικού πραγματικού μέρους, οδηγώντας σε ακόμα πιο ισχυρό σήμα (**θετική ανάδραση**). Επομένως, η ασταθής συμπεριφορά ενός δίθυρου ενισχυτή συνεπάγεται ότι: $|\Gamma_{in}| > 1$ ή $|\Gamma_{out}| > 1$. Εξαιτίας του ότι, όπως αποδείχθηκε παραπάνω οι συντελεστές ανάκλασης Γ_{in} και Γ_{out} εξαρτώνται από τα παθητικά δίκτυα στην είσοδο και στην έξοδο του δίθυρου, η ευστάθεια του ενισχυτή εξαρτάται από τους συντελεστές ανάκλασης (Γ_s, Γ_L) της ισοδύναμης κατά Thevenin πηγής εισόδου και του φορτίου εξόδου, αντίστοιχα. Επομένως, καθορίζουμε δύο είδη ευστάθειας:

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

Η εφαρμογή των παραπάνω απαιτήσεων για την άνευ όρων ευστάθεια στις εξισώσεις (2.36) και (2.37) δίνει τις ακόλουθες συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούν συντελεστές ανάκλασης Γ_s και Γ_L :

$$|\Gamma_{in}| = \left| s_{11} + s_{12}s_{21} \frac{\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.38)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| s_{22} + s_{12}s_{21} \frac{\Gamma_s}{1-s_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (2.39)$$

Αν ο 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 (2.38) και (2.39) ορίζουν ένα εύρος τιμών για τα Γ_s και Γ_L όπου ο ενισχυτής θα είναι ευσταθής. Ο

γεωμετρικός τόπος που καθορίζουν η καθεμία εξίσωση ευστάθειας, μέσω των συντελεστών ανάκλασης σε είσοδο/έξοδο στις σχέσεις (2.38) και (2.39), αποτελεί ένας **κύκλος στο χάρτη Smith**. Ειδικότερα, οι κύκλοι ευστάθειας ορίζονται ως οι γεωμετρικοί τόποι στο επίπεδο Γ_L (ή Γ_S) για τους οποίους $|\Gamma_{in}| = 1$ στον χάρτη Smith ως προς Γ_L για το φορτίο εξόδου (ή $|\Gamma_{out}| = 1$ στον χάρτη Smith ως προς Γ_S για την αντίσταση πηγής). Οι κύκλοι αυτοί ορίζουν τα όρια μεταξύ ευσταθών και δυνητικά ασταθών περιοχών των Γ_S και Γ_L . Μέσω αυτών των ορίων μπορούμε να δούμε αν οι κατάλληλοι τερματισμοί που έχουν επιλεγεί για την θύρα πηγής / φορτίου επιτρέπουν ή όχι ευσταθή λειτουργία για τον ενισχυτή. Όσον αφορά τους κύκλους ευστάθειας στον χώρο Smith του φορτίου εξόδου Γ_L , έχουμε τα εξής:

$$\begin{aligned} |\Gamma_{in}| = 1 &\Rightarrow |s_{11}(1 - s_{22}\Gamma_L) + s_{12}s_{21}\Gamma_L| = |1 - s_{22}\Gamma_L| \\ &\Rightarrow |s_{11} - \Delta\Gamma_L| = |1 - s_{22}\Gamma_L| \end{aligned} \quad (2.40)$$

Όπου ορίζουμε $\Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$. Από την εξίσωση (2.40), έπειτα από μια σειρά από πράξεις [9], μπορούμε να εξάγουμε το γεωμετρικό τόπο του συντελεστή ανάκλασης Γ_L . Πιο συγκεκριμένα καταλήγουμε στην παρακάτω εξίσωση:

$$\left| \Gamma_L - \frac{(s_{22}^* - \Delta^* s_{11})}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.41)$$

Η παραπάνω εξίσωση η οποία έχει τη μορφή $|\Gamma_L - C_L| = R_L$ που αναπαριστά γεωμετρικό τόπο κύκλο με κέντρο C_L (μιγαδικός αριθμός) και ακτίνα R_L (πραγματικός αριθμός), όπου:

$$C_L = \frac{(s_{22}^* - \Delta^* s_{11})}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.42)$$

$$R_L = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.43)$$

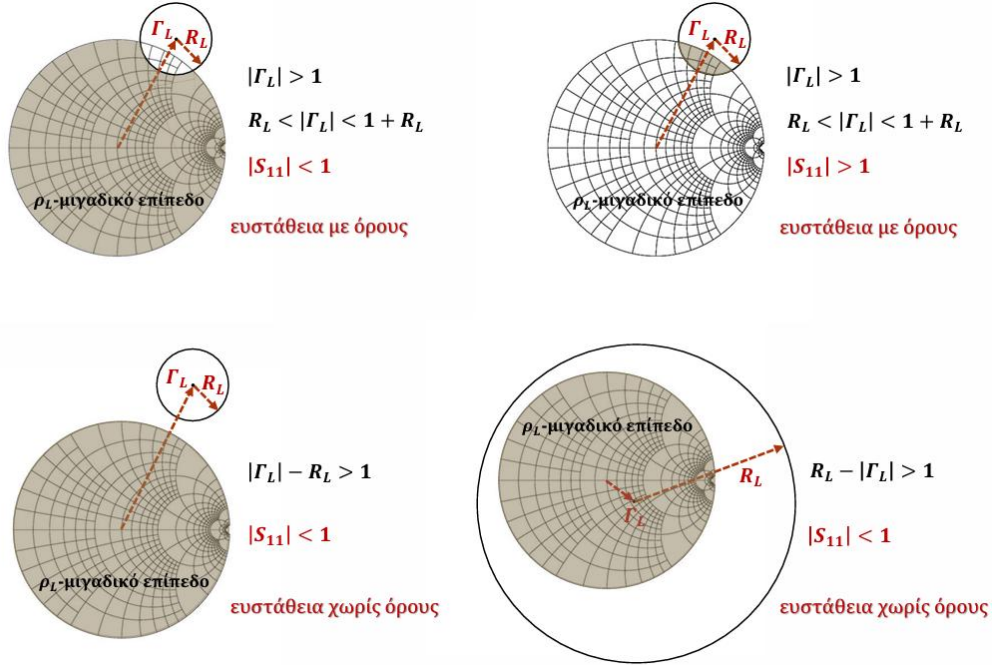
Όμοια, μπορούν να εξαχθούν τα αποτελέσματα για τους κύκλους ευστάθειας εισόδου ($|\Gamma_{out}(\Gamma_S)| = 1$) με κέντρο C_S και ακτίνα R_S , όπου:

$$C_S = \frac{(s_{11}^* - \Delta^* s_{22})}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.44)$$

$$R_S = \left| \frac{s_{12}s_{21}}{|s_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.45)$$

Μέσω σχεδίασης των παραπάνω κύκλων ευστάθειας και λαμβάνοντας συγκεκριμένα σημεία συντελεστών ανάκλασης, όπως $\Gamma_S = \Gamma_L = 0 \Rightarrow |\Gamma_{in}| = |s_{11}|$ και $|\Gamma_{out}| = |s_{22}|$, τότε με βάση τις ανισότητες $|s_{11}| < 1$ και $|s_{22}| < 1$, μπορούμε να καταλάβουμε εάν τα σημεία που περιέχονται στο

εσωτερικό των κύκλων ευστάθειας περιγράφουν ευσταθή ή ασταθή λειτουργία του ενισχυτή. Παρακάτω, φαίνεται ένα παράδειγμα περιπτώσεων όσον αφορά την ευστάθεια στην είσοδο του ενισχυτή, στον χάρτη Smith ως προς Γ_L :



Εικόνα 2.8. Περιπτώσεις ευστάθειάς στην είσοδο ενός δίθυρου ενισχυτή, με βάση την ανισότητα $|s_{11}| < 1$ [\[11\]](#)

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:

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

όπως επίσης και η συνθήκη:

$$|\Delta| = |s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}| < 1 \quad (2.47)$$

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 διαφόρων Κερδών Ισχύος ενός δίθυρου ενισχυτή

Εξετάζοντας το δίθυρο της εικόνας 2.4, μέσω των S – παραμέτρων αυτού, 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 συναρτήσει των S-παραμέτρων του δικτύου και τους συντελεστές ανάκλασης πηγής και φορτίου Γ_S και Γ_L αντίστοιχα [10]. Ειδικότερα:

- Κέρδος Ισχύος: $G = \frac{P_L}{P_S} = f(\Gamma_L)$ 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: $G_A = \frac{P_{Lmax}}{P_{Smax}}$ 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: $G_T = \frac{P_L}{P_{Smax}}$ 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 .

2.3.1 Επίτευξη μέγιστου κέρδους μετατροπής

Όσον αφορά την σχεδίαση ενός ενισχυτή ισχύος, ειδικά σε υψηλότερες συχνότητες, είναι αρκετά σημαντικό να μπορεί να αποδώσει υψηλή ισχύ στο φορτίο (συνήθως, κεραία 50Ω), ικανοποιώντας συγχρόνως το μέγιστο δυνατό κέρδος ισχύος μεταξύ εισόδου-εξόδου. Σε κάθε άλλη περίπτωση, ο mixer που αποστέλλει τα διαμορφωμένα σήματα στον ενισχυτή θα χρειαστεί να λειτουργήσει σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος, κάτι που επιβαρύνει τις προδιαγραφές του ως προς το isolation μεταξύ των θυρών του (π.χ. LO/RF port isolation) και τα προϊόντα γραμμικότητας $3^{η}$ τάξης που παράγει. Επομένως, έχουμε ως στόχο κατά την σχεδίαση ενός πομπού, όλη η ισχύς που παρέχει ο mixer στην έξοδο του να μεταφερθεί στον ενισχυτή και ο ενισχυτής, έπειτα να μπορέσει να αποδώσει το σήμα αναλλοίωτο με δεδομένη ισχύ εξόδου στο φορτίο.

Καταλαβαίνουμε λοιπόν ότι αρκετά σημαντική παράμετρος για τον ενισχυτή ισχύος, εφόσον θεωρούμε δεδομένη και την συζυγή προσαρμογή μεταξύ των block του ενισχυτή και του mixer, αποτελεί το κέρδος μετατροπής του, για το οποίο θέλουμε να έχουμε όσο δυνατόν μεγαλύτερη τιμή (περιορισμένο φυσικά από τα ενεργά στοιχεία της τεχνολογίας). Με βάση, λοιπόν και την εικόνα 2.4, για το κέρδος μετατροπής, έχουμε ότι [8]:

$$G_T = |s_{21}|^2 \frac{(1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|(1-s_{11}\Gamma_S)(1-s_{22}\Gamma_L)-s_{12}s_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \quad (2.48)$$

Η παραπάνω έκφραση μπορεί να απλοποιηθεί παραπάνω αν θεωρήσουμε ότι έχουμε μονοδρομικό ενισχυτή ($s_{12} \approx 0$), ως εξής:

$$G_T = \underbrace{\frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2}}_{G_S} |s_{21}|^2 \underbrace{\frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2}}_{G_L} \quad (2.49)$$

Από την παραπάνω σχέση, φαίνεται ξεκάθαρα ότι το κέρδος μετατροπής του ενισχυτή ισχύος στηρίζεται κατά κύριο λόγο στην παράμετρο $|s_{21}|^2$ του ενισχυτή, η οποία επηρεάζεται σημαντικά από την συνδεσμολογία και την σχεδίαση σε επίπεδο τρανζίστορ που θα αποδοθεί στον ενισχυτή.

Πέραν αυτού, υπάρχει σημαντική επίδραση του κέρδους μετατροπής και από του συντελεστές ανάκλασης πηγής / φορτίου Γ_S και Γ_L , όπου σε καταστάσεις συζυγούς προσαρμογής σε είσοδο/έξοδο λαμβάνεται πράγματι το μέγιστο κέρδος μετατροπής για τον δίθυρο (μονοδρομικό) ενισχυτή:

$$\Gamma_{in} = s_{11}|_{s_{12} \approx 0} \xrightarrow{\Gamma_{in}=\Gamma_S^*} G_S = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-s_{11}\Gamma_S|^2} = \boxed{\frac{1}{|1-|\Gamma_S|^2|}} \equiv G_{Smax} \quad (2.50)$$

Αντίστοιχη σχέση προκύπτει και για συζυγή προσαρμογή στην θύρα εξόδου του ενισχυτή με:

$$\Gamma_{out} = s_{22}|_{s_{12} \approx 0} \xrightarrow{\Gamma_{out}=\Gamma_S^*} G_L = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-s_{22}\Gamma_L|^2} = \boxed{\frac{1}{|1-|\Gamma_L|^2|}} \equiv G_{Lmax} \quad (2.51)$$

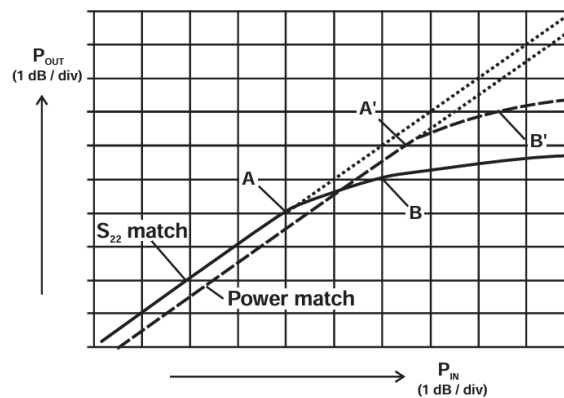
Η εύρεση των συντελεστών ανάκλασης Γ_S και Γ_L ή ισοδύναμα της αντίστασης πηγής / φορτίου με τα οποία θα οδηγήσουμε / τερματίσουμε τον ενισχυτή, βρίσκονται μέσω της συνθήκης προσαρμογής και των σχέσεων (2.36), (2.37), επιλύοντας ένα πολυώνυμο 2^{ου} βαθμού με παραμέτρους που εξαρτώνται από τις S-παραμέτρους του ενισχυτή.

Αξίζει να σημειωθούν δύο βασικά σημεία που αφορούν την παραπάνω ανάλυση ως προς το θέμα της σχεδίασης των ενισχυτών ισχύος:

- 1) Αρχικά, όσον αφορά την ευστάθεια του ενισχυτή, η ανάλυση στην παράγραφο (2.3.1) δεν «υπόσχεται» απολύτως τίποτα. Με σκοπό να ληφθούν κατάλληλα υπόψιν τα κριτήρια

ευστάθειας του ενισχυτή, θα πρέπει να φροντίσουμε οι λύσεις συζυγούς προσαρμογής που οδηγούν στο μέγιστο κέρδος $G_{Tmax} = G_{Smax} |S_{21}|^2 G_{Lmax}$, θα πρέπει να ικανοποιούν επιπλέον τις συνθήκες: $|Γ_S| < 1$ και $|Γ_L| < 1$.

- 2) Συνήθως, κατά την σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος, το κριτήριο μέγιστους κέρδους μετατροπής, πάρα την σημασία του έρχεται συνήθως σε 2^η μοίρα έναντι στην ικανοποίηση του επιπέδου ισχύος στην έξοδο. Αυτό είναι σημαντικό να κατανοηθεί, καθώς ο ενισχυτής ισχύος, αναλόγως και τη σχεδίαση, μπορεί να μην εκπέμπει την μέγιστη ισχύ εξόδου, όταν τερματίζεται υπό το φορτίο συζυγούς προσαρμογής στην έξοδο. Αυτό το σημείο που περιγράφει την διαφορά μεταξύ conjugate matching (s22 matching) έναντι power matching (Εικόνα 2.9) θα αναλυθεί λεπτομερώς στα παρακάτω κεφάλαια.



Εικόνα 2.9. Χαρακτηριστικά συμπίεσης κέρδους ενισχυτή (καμπύλη $P_{out} - P_{in}$) για S_{22} - Matching έναντι σε Power - Matching [12]

2.4 Γραμμικότητα

Η μελέτη της γραμμικότητας αποτελεί ιδιαίτερα σημαντικό κομμάτι της σχεδίασης ενός ενισχυτή ισχύος. Ειδικότερα, με την εμφάνιση υψηλών σχημάτων διαμόρφωσης (64-QAM ή 128-QAM) στα νέα πρωτόκολλα μετάδοσης (π.χ. 802.11.ad) στην 5G – mmWave ζώνη των 60GHz, είναι αρκετά σημαντικό να εξετάσουμε την γραμμική συμπεριφορά του ενισχυτή. Ως το RF υπό-σύστημα το οποίο καλείται να αποδώσει το υψηλότερο επίπεδο ισχύος από την αλυσίδα RF ενός πομπού, αλλά και το γεγονός ότι λειτουργεί τα ενεργά στοιχεία σε περιοχές υψηλού σήματος, είναι αναμενόμενο να χαρακτηρίζεται από αρκετά μη-γραμμική συμπεριφορά. Ισχυρή μη-γραμμικότητα λόγω του ενισχυτή ισχύος περιορίζει σημαντικά την απόδοση του RF πομπού στα παραπάνω συστήματα διαμόρφωσης. Από την ίδια τη φύση του, ο ενισχυτής ισχύος αποτελεί μη-γραμμικό υπό-σύστημα σε έναν RF πομπό, παράγει αρμονικά συστατικά εκτός από τη συχνότητα, που αντιστοιχεί στο σήμα διέγερσής, όταν λειτουργεί υπό καθεστώς μεγάλου σήματος.

2.4.1 Κριτήρια γραμμικότητας

Έστω ένα σύστημα μιας εισόδου- μίας εξόδου όπου για είσοδο $x(t)$ δίνει έξοδο $y(t)$. Υπενθυμίζεται ότι το σύστημα αυτό θεωρείται **γραμμικό**, εάν ένας γραμμικός συνδυασμός δύο τυχαίων διανυσμάτων εισόδου $x_1(t)$ και $x_2(t)$ δίνει στην έξοδο τον ίδιο γραμμικό συνδυασμό των εξόδων $y_1(t)$ και $y_2(t)$, δηλαδή σε γενική περίπτωση ισχύει πως: $H [\sum x_i(t)] = \sum y_i(t)$. Αντίστοιχα, εάν το σήμα εισόδου γίνει scaled κατά κάποιον παράγοντα, έστω $k \in [0, +\infty]$ τότε θα πρέπει να συμβεί το ίδιο scaling και στο σήμα εξόδου, δηλαδή: $H [k \cdot x(t)] = k \cdot y(t)$. 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 εμφανίζοντας καινούριες συχνότητες στο φάσμα του σήματος. Επιπλέον, σε περίπτωση ιδανικά γραμμικού ενισχυτή, θα έπρεπε σε κάθε ισχύ εισόδου που εμφανιστεί στην είσοδο του, να έχουμε το ίδιο κέρδος ισχύος προς την έξοδο, δηλαδή: $\forall P_{in}: P_{out} = G \cdot P_{in}$, όπου G το κέρδος ισχύος του ενισχυτή. Το παραπάνω όμως δεν συμβαίνει λόγω συμπίεσης του κέρδους του ενισχυτή, όπως θα αναλυθεί στη συνέχεια, οδηγώντας σε εξάρτηση $G = G(P_{in})$ (**AM-to-AM distortion**).

Επίσης, ένα σύστημα λέγεται **χρονικά αμετάβλητο** αν μια χρονική μετατόπιση στην είσοδό του έχει ως αποτέλεσμα την ίδια γραμμική μετατόπιση στην έξοδό του, διαφορετικά το σύστημα λέγεται χρονικά μεταβλητό. Στο πλαίσιο ενός ενισχυτή ισχύος, επιθυμούμε για οποιαδήποτε επιπέδου ισχύος, σήμα στην είσοδο του να υπάρχει σταθερή διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου και εξόδου, ώστε η ίδια διαφορά φάσης στην ισχύ εισόδου να εμφανιστεί και στη ισχύ εξόδου. Αν αυτή η διαφορά φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου είναι αρκετά διαφορετική σε διαφορετικές τιμές επιπέδου ισχύος εισόδου P_{in} , τότε λέμε ότι ο ενισχυτής χαρακτηρίζεται από ισχυρό **AM-to-PM distortion**. Ιδανικά, θέλουμε να ισχύουν τα εξής: $\forall P_{in}: \angle V_{out} = \angle V_{in} + \varphi_o$, όπου πρέπει η διαφορά φάσης φ_o να είναι σταθερή και ανεξάρτητη από P_{in}, P_{out}, T, t κ.λπ., αλλιώς αν $\varphi_o = \varphi_o(t)$, ο ενισχυτής χαρακτηρίζεται χρονικά μεταβλητός.

Αν ένα σύστημα είναι γραμμικό αλλά χρονικά μεταβλητό, τότε αν στην είσοδό του εμφανίζεται ένα σήμα ορισμένης συχνότητας, έστω f_o , μπορεί να παράγει στην έξοδό του διαφορετικές συχνότητες $f_1, f_2, \dots$. Όμως, αν είναι γραμμικό και χρονικά αμετάβλητο, τότε η έξοδός του έχει το πολύ όλες τις συνιστώσες της εισόδου. Αν, δε, το σύστημα έχει περιορισμένο εύρος ζώνης (όπως συμβαίνει με όλα πραγματικά συστήματα) ορισμένες συνιστώσες εισόδου μηδενίζονται, αλλά σε καμία περίπτωση δεν παράγονται άλλες, μη υπάρχουσες στην είσοδο.

Τέλος, ένα σύστημα χωρίς μνήμη (**memory effects**) είναι αυτό του οποίου η έξοδος δεν εξαρτάται από προηγούμενες τιμές της εισόδου. Τα memory effects σε έναν ενισχυτή μπορεί να εμφανιστούν για διάφορους λόγους, όπως δυναμική αλλαγή θερμοκρασίας στα ενεργά στοιχεία του ενισχυτή, μη-γραμμικά χαρακτηριστικά στο ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή (π.χ. για nFET έχουμε εξάρτηση $C_{gs} = C_{gs}(V_{gs})$), αλλά και μεταβολές στο DC supply του ενισχυτή. Τα παραπάνω μπορούν να καταπολεμηθούν κυρίως με διάφορες τεχνικές γύρω από την σχεδίαση του biasing δικτύου του ενισχυτή [12].

2.4.2 Αρμονική παραμόρφωση και ενδοδιαμόρφωση σήματος

Η **αρμονική παραμόρφωση** είναι ένα φαινόμενο που εμφανίζεται όταν ένα γραμμικό σύστημα, όπως ένας ενισχυτής ή πομπός, λειτουργεί σε μη γραμμική περιοχή, προκαλώντας την εμφάνιση νέων συχνοτήτων που δεν υπήρχαν στο αρχικό σήμα εισόδου. Οι νέες αυτές συχνότητες είναι πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας και ονομάζονται αρμονικές. Η παρουσία αρμονικών αλλοιώνει το αρχικό σήμα, προκαλώντας παραμόρφωση στο φάσμα του και επηρεάζοντας αρνητικά την ποιότητα και την πιστότητα της μετάδοσης ή της ενίσχυσης. Η αρμονική παραμόρφωση είναι ιδιαίτερα σημαντική σε συστήματα RF και τηλεπικοινωνιών, όπου μπορεί να οδηγήσει σε παρεμβολές και υποβάθμιση της απόδοσης. Μετριέται συνήθως μέσω του ποσοστού συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD – Total Harmonic distortion) και αποτελεί κρίσιμο κριτήριο σχεδιασμού για κυκλώματα υψηλής ακρίβειας.

$$THD = \frac{\sum_{n \geq 2} P_{out}(n \cdot f_o)}{P_{out}(f_o)} \quad (2.52)$$

Μια ελαφρώς πιο ρεαλιστική εικόνα της παραμόρφωσης παρέχεται κατά την εξέταση της εξόδου ενός ενισχυτή, όταν διεγείρεται από δύο ή περισσότερα σήματα στην είσοδο του, σε κοντινές συχνότητες. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται **ενδοδιαμόρφωση** (IMD – Intermodulation distortion) και αποτελεί ένα σημαντικό μέτρο γραμμικότητας για ευρύ φάσμα μικροκυματικών και RF συστημάτων.

Ειδικότερα, ας θεωρήσουμε ότι το σήμα εισόδου στον ενισχυτή, περιγράφεται από 2 τόνους σε διαφορετικές συχνότητες μεταξύ τους, έστω f_1 & f_2 . Η μέτρηση του IMD περιγράφει το λόγο (σε dB) μεταξύ της ισχύος εξόδου στη θεμελιώδη συχνότητα προς την ισχύ εξόδου των προϊόντων παραμόρφωσης τρίτης τάξης. Ένας απόλυτα γραμμικός ενισχυτής θα οδηγούσε σε ένα σήμα εξόδου, που περιλαμβάνει μόνο τους δύο τόνους στις ακριβώς ίδιες συχνότητες με το σήμα εισόδου, αλλά σε ενισχυμένη μορφή. Αντίθετα, ένας πιο ρεαλιστικός ενισχυτής θα παραγάγει στην έξοδό του επιπλέον τόνους σε συχνότητες διαφορετικές από αυτές των δύο τόνων εισόδου. Κατά κύριο λόγο, σε τυπικούς ενισχυτές ενδιαφερόμαστε κυρίως για τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που οφείλονται σε μη-

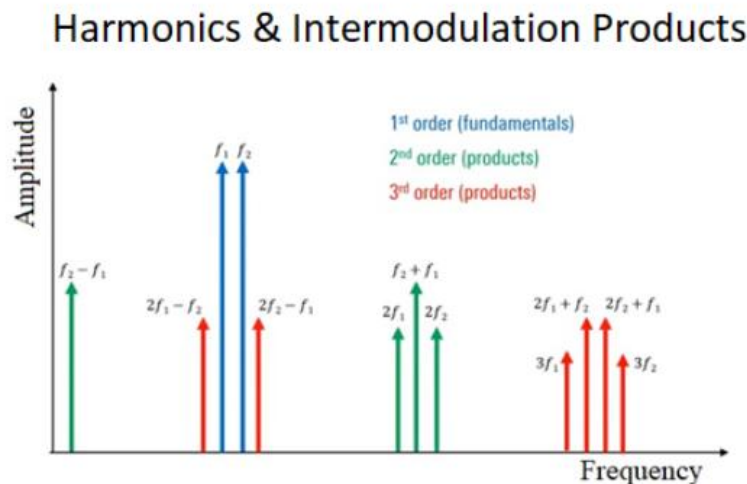
γραμμικότητες 3^{ης} τάξης που εμφανίζει ο ενισχυτής. Ειδικότερα, για το σήμα εισόδου $x_o(t) = A(\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t))$ έχουμε ότι:

$$y(x(t), t) = a_o + a_1 x(t) + a_2 x(t)^2 + a_3 x(t)^3 + \dots \quad (2.53)$$

Από την παραπάνω έκφραση που αναδεικνύει την μη-γραμμική συμπεριφορά ενός συστήματος, έχουμε τα εξής μη-γραμμικά προϊόντα υπό το σήμα 2 τόνων:

$$\begin{aligned} y(x_o(t), t) = & a_o + a_2 A^2 + \\ & \left(a_1 + \frac{9}{4} a_3 A^2 \right) A(\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)) + \\ & a_2 A^2 (\cos((\omega_1 - \omega_2)t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t)) + \\ & \frac{a_2 A^2}{2} (\cos(2\omega_1 t) + \cos(2\omega_2 t)) + \\ & \frac{3}{4} a_3 A^3 (\cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t) + \\ & \frac{3}{4} a_3 A^3 (\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t) + \\ & \frac{1}{4} a_3 A^3 (\cos(3\omega_1)t + \cos(3\omega_2)t) + \dots \end{aligned} \quad (2.54)$$

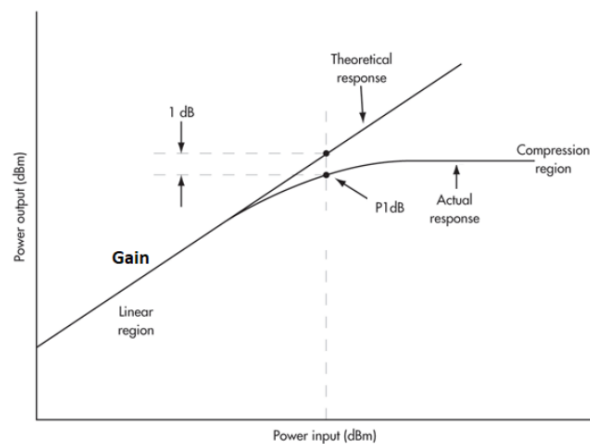
Από τα παραπάνω προϊόντα κυρίως ενδιαφερόμαστε για τις αποκρίσεις στις συχνότητες $(2\omega_1 - \omega_2)$ και $(2\omega_2 - \omega_1)$ που αποτελούν και το φάσμα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης. Οι παραπάνω συχνότητες για αρκετά γειτονικά στο φάσμα σήματα εισόδου ($\omega_1 - \omega_2$: αρκετά μικρό) έρχονται αρκετά κοντά στις συχνότητες των σημάτων εισόδου και «εμπεριέχονται» εντός του φάσματος αυτών. Επομένως, αρκετά υψηλή ισχύς σήματος εισόδου ενδέχεται να οδηγήσει σε υψηλή αύξηση του συντελεστή ενίσχυσης αυτών ($\frac{3}{4} a_3 A^3$), λόγω αύξησης με 3^{ης} τάξης ρυθμό και άρα να επικαλύψουν και πλήρως τα σήματα εισόδου. Οι παραπάνω φασματικές αποκρίσεις γίνονται καλύτερα εμφανής στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 2.10. Φασματικό διάγραμμα αναπαράστασης του φαινομένου της παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης

2.5 1dB Compression point – Μέτρηση IM3 και IP3 point – Φαινόμενα Ενδοδιαμόρφωσης σήματος σε ενισχυτές ισχύος

Στην εικόνα (2.11), απεικονίζεται η χαρακτηριστική ισχύος εισόδου - εξόδου ενός μη γραμμικού ενισχυτή, με τις τιμές και των δύο αξόνων να είναι σε dBm, 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} του ενισχυτή κατά την οποία η ιδανικά γραμμική συμπεριφορά του ενισχυτή παρέχει ισχύ μεγαλύτερη κατά 1dB από την πραγματική συμπεριφορά αυτού ή αλλιώς το κέρδος ισχύος υφίσταται μείωση κατά 1dB από την τιμή του σε ασθενείς ισχύς εισόδου.



Εικόνα 2.11. Χαρακτηριστική ισχύος εξόδου ενός μη γραμμικού ενισχυτή ισχύος και σημείο συμπίεσης κέρδους 1dB

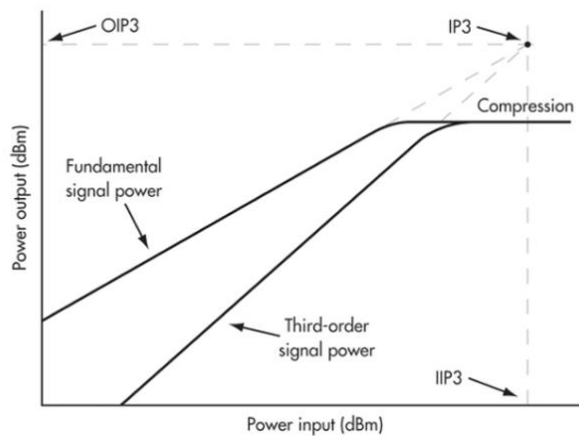
Σύμφωνα και με την παραπάνω ανάλυση αρμονικών που εφαρμόστηκε παρατηρούμε ότι η συμπεριφορά συμπίεσης του ενισχυτή οφείλεται σημαντικά στην επίδραση μη-γραμμικοτήτων 3^{ης} τάξης και συγκεκριμένα στον συντελεστή $\left(\frac{9}{4}a_3A^2\right) < 0$, ο οποίος συνήθως στις διατάξεις ενισχυτών κυριαρχεί σε υψηλά επίπεδα ισχύος, λόγω $a_3 < 0$. Δηλαδή, σε υψηλά επίπεδα ισχύος η περαιτέρω αύξηση της ισχύος εισόδου οδηγεί σε αύξηση με ρυθμούς 2^{ης} τάξης του όρου $\left(\frac{9}{4}a_3A^2\right)$ και επομένως σταδιακά μειώνει την ισχύ εξόδου, οδηγώντας τελικά σε κορεσμό (**gain compression**).

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

- Της παραμόρφωσης 3ης τάξης, του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης IM_3 (3rd – order intermodulation distortion), η οποία προκύπτει ως ο λόγος της ισχύος εξόδου στη θεμελιώδη συχνότητα $P_{out}(f_o)$, ως προς την ισχύ εξόδου της παραγόμενης συχνότητας τρίτης τάξης $2\omega_1 \pm \omega_2$ και $2\omega_2 \pm \omega_1$, $P_{out}(2f_{1,2} \pm f_{2,1})$, υπό 2 – Tone σήμα εισόδου.

- Του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης (3^{rd} – order intercept point IP_3), το οποίο αποκτάται γραφικά, μέσω τις γραφικής παράστασης της ισχύος εξόδου $P_{out}(f_o)$ για την $1^{\text{η}}$ αρμονική σε single carrier σήμα εισόδου συχνότητας f_o , αλλά και της ισχύος εξόδου $P_{out}(2f_1 - f_2)$, στις συχνότητες ενδοδιαμόρφωσης $2\omega_1 \pm \omega_2$ και $2\omega_2 \pm \omega_1$ σε σχέση με την ισχύ εισόδου P_{in} σε λογαριθμικές κλίμακα. Αφού σχηματιστούν οι 2 καμπύλες επεκτείνουμε με τις ανάλογες κλίσεις αυτές και λαμβάνουμε το σημείο τομής που αποτελεί το **IP_3 Point**. Όσον αφορά τις κλίσεις, η ισχύς εξόδου ενός μη γραμμικού προϊόντος τρίτης τάξης θα αυξάνεται αναλόγως κατά 3dB όταν η ισχύς εισόδου αυξάνεται κατά 1dB (λόγω του συντελεστή κατά A^3 – σχέση 2.54), ενώ για την $1^{\text{η}}$ αρμονική έχουμε επέκταση με κλίση 1. Η τετμημένη του σημείου τομής καλείται σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εισόδου (3^{rd} – order input intercept point - IIP_3) ενώ η τεταγμένη του σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εξόδου (3^{rd} – order output intercept point - OIP_3).

Στην παρακάτω γραφική φαίνεται αναλυτικά η εύρεση με γραφικό τρόπο του IP_3 Point.



Εικόνα 2.12. Καμπύλες εύρεσης του σημείου παρεμβολής 3 τάξης

Επιπλέον, με βάση την παραπάνω ανάλυση μη – γραμμικότητας που εφαρμόστηκε είναι εφικτό να εξάγουμε τα σημεία IP_3 αλλά και το 1dB compression point, καθώς γνωρίζουμε την συμπεριφορά του μη-γραμμικού δίθρου ενισχυτή, υπό την εφαρμογή Single και 2 – tone σήματος ισχύος εισόδου. Επομένως, συνεπάγονται τα εξής:

Single Tone ανάλυση:

$$y(A \cdot \cos(\omega t), t) = a_0 + a_1 \cdot A \cdot \cos \omega t + a_2 \cdot A^2 \cdot \cos^2 \omega t + a_3 \cdot A^3 \cdot \cos^3 \omega t + \dots \Rightarrow$$

$$\Rightarrow y(A \cdot \cos(\omega t), t) \approx \underbrace{\left(a_0 + \frac{1}{2}a_2A^2\right)}_{\text{DC όρος}} + \underbrace{\left(a_1 + \frac{3}{4}a_3A^2\right)}_{\text{όρος 1ης αρμονικής}} \cdot A \cdot \cos \omega t + \dots \quad (2.55)$$

Όπου για τα ανωτέρω θεωρήθηκαν αρκετά χαμηλής τιμής οι συντελεστές 4^{ης}, 5^{ης} και ανωτέρω τάξης ($a_4, a_5, \dots \ll 1$) και αγνοήθηκαν από το μη – γραμμικό ανάπτυγμα που περιγράφει έναν πραγματικό ενισχυτή, υπό σήμα μιας συχνότητας. Με βάση την παραπάνω προσέγγιση λαμβάνουμε ότι :

- **1dB compression point:** Αποτελεί το σημείο στο οποίο το κέρδος ισχύος ισχυρού σήματος μειώνεται κατά 1dB από την τιμή του σε ασθενές ισχύ εισόδου, όπως φαίνεται και στην εικόνα (2.11). Ειδικότερα, λαμβάνοντας υπόψιν την σχέση (2.55) έχουμε πως:

$$\underbrace{a_1 + \frac{3}{4}a_3A_{1dB}^2}_{\text{μη-γραμμική εξάρτηση σήματος εξόδου}} = \underbrace{a_1 \cdot 10^{-1dB/20}}_{\text{μείωση γραμμικής εξάρτησης κατά 1dB}} \xrightarrow{\alpha_3 < 0} \Rightarrow \boxed{A_{1dB} = \sqrt{\left| \frac{4a_1}{3a_3} (10^{-0.05} - 1) \right|}} \leftrightarrow IP_{1dB} \quad (2.56)$$

Η παραπάνω έκφραση παρέχει το πλάτος του σήματος εισόδου με το οποίο πρέπει να διεγείρουμε τον ενισχυτή για να παρέχει στην έξοδο του την ισχύ εξόδου του 1dB compression point.

- **IP3 point:** Αποτελεί το σημείο τομής μεταξύ της ισχύος εξόδου στην θεμελιώδη αρμονική και της ισχύος εξόδου των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης σε 2 – tone ισχύ εισόδου, εφόσον επεκταθούν κατάλληλα σε γραμμικό interpolation, όπως φαίνεται στη εικόνα (2.12). Ειδικότερά, λαμβάνοντας υπόψιν τις σχέσεις (2.55), έχουμε ότι:

$$a_1A_{IP_3} = \frac{3}{4}a_3A_{IP_3}^3 \Rightarrow \boxed{A_{IP_3} = \sqrt{\left| \frac{4a_1}{3a_3} \right|}} \leftrightarrow IIP_3 \quad (2.57)$$

Από την παραπάνω σχέση προσεγγίζεται η ισχύς εισόδου που περιγράφει το IP3 σημείο τομής. Το θεωρητικό σημείο αυτό καθορίζει σε τι ισχύ εισόδου πρέπει να οδηγήσουμε τον ενισχυτή, ώστε τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης στις συχνότητες $2\omega_1 \pm \omega_2$ να εμφανίζουν ισχύ πιο έντονη από την ισχύ εξόδου 1^{ης} αρμονικής σε Single – Carrier σήμα εισόδου. Για τα 2 παραπάνω σημεία ισχύει επίσης το εξής:

$$\frac{OIP_3}{OP_{1dB}} \sim \left(\frac{A_{IP_3}}{A_{1dB}} \right)^2 = \frac{1}{1-10^{-0.05}} \approx 9.2 \rightarrow \mathbf{9.6dB} \quad (2.58)$$

Από την παραπάνω έκφραση παρατηρούμε πως η ισχύς εξόδου για το **IP3 point** είναι **υψηλότερα τουλάχιστον κατά 9.6dB από την ισχύ εξόδου του compression point.**

2.6 Χαρακτηριστικά επίδοσης ενός ενισχυτή ισχύος

Τα παρακάτω χαρακτηριστικά περιγράφουν όλες τις απαραίτητες προδιαγραφές που χρειάζεται να καλύπτουν έναν ενισχυτή ισχύος, ενώ είναι απαραίτητα και για την σύγκρισή μεταξύ υλοποιήσεων διαφορετικών ενισχυτών.

2.6.1 Ισχύς κορεσμού P_{sat}

Η ισχύς εξόδου, όπως έχει αναφερθεί και παραπάνω θα έχει μια μέγιστη τιμή, την ισχύ κορεσμού, η οποία θα προκύπτει στην έξοδο του ενισχυτή ακόμα και αν ο ενισχυτή οδηγηθεί και μπορεί να αντέξει υπερβολικά υψηλή ισχύ εισόδου. Η παραπάνω τιμή αποτελεί σημαντική προδιαγραφή ως προς την σύγκριση μεταξύ ενισχυτών και αναδεικνύει μέχρι τι επίπεδα ισχύος εξόδου μπορεί να φτάσει ο εν-λόγω ενισχυτή.

Το μέγεθος αυτό, ναι 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 περιγράψει παρακάτω.

2.6.2 Κέρδος ισχύος

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

$$G(dB) = P_{out}(dBm) - P_{in}(dBm) \quad (2.55)$$

2.6.3 Απόδοση

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

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

2.6.4 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), όπως ορίζεται παρακάτω:

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

3. Μελέτη και θεωρία λειτουργίας ενισχυτών ισχύος

Η ανάλυση της συμπεριφοράς ενός ενισχυτή ισχύος είναι ζωτικής σημασίας για τη σχεδίαση και βελτιστοποίηση των επιδόσεών του, ειδικά σε εφαρμογές όπου απαιτείται υψηλή απόδοση και ακρίβεια. Η κατανόηση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του ενισχυτή, όπως η ισχύς εξόδου, το κέρδος ισχύος, η απόδοση, η ευστάθεια και η καταστολή των αρμονικών, απαιτεί την εφαρμογή κατάλληλων μεθόδων ανάλυσης. Δύο βασικές προσεγγίσεις που χρησιμοποιούνται για τον σκοπό αυτό είναι η ανάλυση στο πεδίο του χρόνου και η ανάλυση στο φάσμα. Κάθε μία από αυτές παρέχει διαφορετικές πληροφορίες για τη λειτουργία του ενισχυτή, με την φασματική ανάλυση να αποτελεί ιδιαίτερα αποδοτικό εργαλείο για την ερμηνεία της μη-γραμμικής συμπεριφοράς των ενεργών στοιχείων και την εξαγωγή κρίσιμων παραμέτρων.

Οι ενισχυτές ισχύος, ειδικά αυτοί που λειτουργούν στην mm-Wave ζώνη, κατηγοριοποιούνται σε κλάσεις (A, AB, B, C), με βάση το ποσοστό του κύκλου λειτουργίας κατά το οποίο ο ενισχυτής είναι ενεργός. Αυτή η κατάταξη επηρεάζει άμεσα την απόδοσή τους, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Πέραν αυτών υπάρχουν και τα είδη ενισχυτών ισχύος στα οποία η ενεργή συσκευή λειτουργεί με διακοπικά χαρακτηριστικά, όπως οι ενισχυτές τάξης D, E, F , ανάστροφής κλάσης F^{-1} , για τους οποίους επιτυγχάνεται υψηλότερη απόδοση μέσω άμεσου έλεγχου των ανωτέρων αρμονικών που παράγει ο ενισχυτής, σε συνδυασμό με σχεδίαση συντονισμένων δικτύων εξόδου στις διάφορες αρμονικές εξόδου.

Ακολουθεί η ανάπτυξη της μεθοδολογίας φασματικής ανάλυσης και της τμηματικά γραμμικής προσέγγισης, που αποτελεί απλουστευμένη αλλά αποτελεσματική τεχνική για την κατανόηση και την προσεγγιστική εκτίμηση των βασικών χαρακτηριστικών λειτουργίας ενός ενισχυτή ισχύος.

3.1 Φασματική Ανάλυση Ενισχυτών Ισχύος

Ο πιο αποτελεσματικός και άμεσος τρόπος για να κατανοήσει κανείς τη συμπεριφορά ενός ενισχυτή ισχύος και να υπολογίσει βασικά ηλεκτρικά μεγέθη όπως η ισχύς εξόδου, το κέρδος, η απόδοση, η ευστάθεια ή η παραμόρφωση, είναι η φασματική ανάλυση. Αυτή η προσέγγιση βασίζεται στην ανάλυση της εξόδου της μη γραμμικής ενεργής συσκευής, όταν στην είσοδό της εφαρμόζεται ένα σήμα που περιέχει πολλές αρμονικές. Η έξοδος μπορεί να εκφραστεί ως:

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

όπου $i(t)$ είναι το ρεύμα εξόδου, $v(t)$ η τάση εισόδου και $f[v]$ η μη γραμμική χαρακτηριστική της συσκευής. Αντίθετα, η ανάλυση στο πεδίο του χρόνου υπολογίζει τη συμπεριφορά κάθε στοιχείου του κυκλώματος χρονικά, καταλήγοντας σε ένα σύστημα μη γραμμικών διαφορικών εξισώσεων, το οποίο επιλύεται με αριθμητικές μεθόδους.

Η τάση εισόδου $v(t)$ στη φασματική ανάλυση εκφράζεται ως άθροισμα αρμονικών με πλάτη V_k όπου k αφορά την κάθε αρμονική και με $k = 0$ για την DC συνιστώσα:

$$v(t) = V_o + \sum_k V_k \cdot \cos(\omega_k \cdot t + \varphi_k) \quad (3.2)$$

Με αντικατάσταση αυτής της εξίσωσης στην αρχική εξίσωση της εξόδου, προκύπτει ότι το ρεύμα εξόδου αποτελείται από τη θεμελιώδη συνιστώσα αλλά και ανώτερες αρμονικές, που οφείλονται στην μη – γραμμική συμπεριφορά του ενεργού στοιχείου.

Για ευκολότερους υπολογισμούς, χρησιμοποιείται μια **τμηματικά γραμμική προσέγγιση** της χαρακτηριστικής μεταφοράς της συσκευής, δηλαδή η μη γραμμική καμπύλη αντικαθίσταται από δύο ευθείες γραμμές. Συγκεκριμένα, στα ενεργά στοιχεία, όπως τα MOS τρανζίστορ, ο διαχωρισμός μπορεί να γίνει μεταξύ περιοχής αποκοπής τρανζίστορ για $v_{in}(t) = v_{gs}(t) \leq V_{TH}$ όπου δεν άγει ρεύμα, αλλά και για την περιοχή κόρου όπου το τρανζίστορ προσεγγιστικά λειτουργεί ως ελεγχόμενη πηγής ρεύματος από τάση. Το αποτέλεσμα αυτής της προσέγγισης δίνει κυματομορφές που, στην περίπτωση ισχυρού σήματος, προσεγγίζουν ικανοποιητικά την πραγματική συμπεριφορά για το μεγαλύτερο μέρος του κύκλου.

Η χαρακτηριστική μεταφοράς που κατά βάση περιγράφει την συμπεριφορά ενός τρανζίστορ σε συνθήκες ισχυρού σήματος (υπό προσέγγιση 1^{ης} τάξης) μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$i(v_{in}(t)) = \begin{cases} 0, & v_{in}(t) < V_p \\ g_m(v_{in}(t) - V_p), & v_{in}(t) \geq V_p \end{cases} \quad (3.3)$$

όπου g_m είναι η διαγωγιμότητα της συσκευής και V_p η τάση κατωφλίου. Αν το σήμα εισόδου είναι:

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

τότε η στιγμή που το ρεύμα μηδενίζεται (δηλαδή όταν η συσκευή τίθεται σε αποκοπή), δίνεται από τη γωνία θ_c , η οποία υπολογίζεται ως:

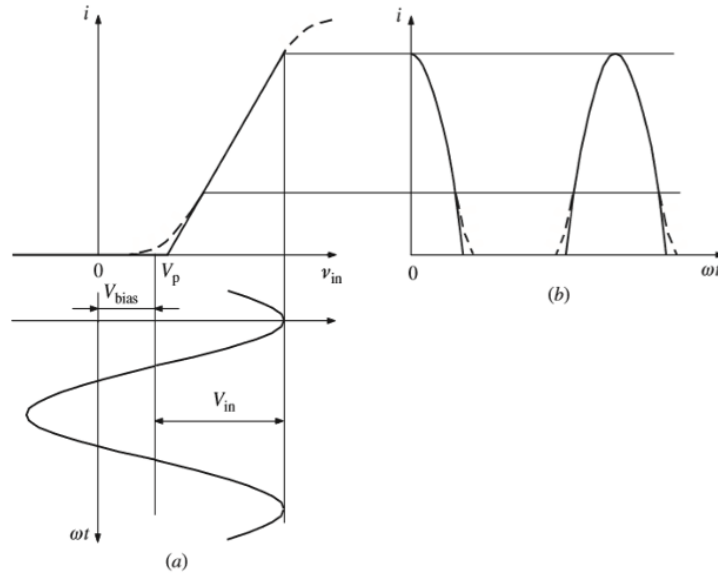
$$\cos\theta_c = -\frac{V_{GS}-V_p}{V_{in}} \Rightarrow v_{in}(t) = V_{in}(\cos\omega t - \cos\theta_c) \quad (3.5)$$

Η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου είναι παλμική και περιοδική με εύρος $2\theta_c$ (γωνία αγωγής ενεργού συσκευής) και μέγιστο πλάτος I_{max} , και δίνεται από:

$$i(t) = \begin{cases} I_q + I \cdot \cos(\omega t), & -\theta_c \leq \omega t < \theta_c \\ 0, & \theta_c \leq \omega t < \pi / -\pi \leq \omega t < -\theta_c \end{cases} \quad (3.6)$$

Με βάση τον μηδενισμό ρεύματος για $\omega t = \theta_c$, έχουμε ότι: $i = g_m \cdot V_{in} \cdot (\cos\omega t - \cos\theta_c)$ για $v_{in}(t) \geq V_p$, και άρα η μέγιστη τιμή του ρεύματος είναι:

$$I_{max} = I \cdot (1 - \cos\theta_c) \quad (3.7)$$



Εικόνα 3.1. Τμηματικά γραμμική προσέγγιση ρεύματος ενεργού στοιχείου ως προς τάση εισόδου (α) και ορισμό γωνίας αγωγής (β) [13]

Αυτή η κυματομορφή, λόγω της περιοδικότητάς της, μπορεί να αναλυθεί σε σειρά Fourier, ως εξής :

$$i(\omega t) = I_o + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots + I_n \cos n\omega t \quad (3.8)$$

Οι συντελεστές της σειράς προκύπτουν από ολοκληρώματα στο πεδίο του χρόνου που εξισώνουν τις σχέσεις (3.6) και (3.8) και εκφράζονται ως:

$$\circ I_o = I \cdot \gamma_o(\theta_c) \quad (3.9)$$

$$\circ I_1 = I \cdot \gamma_1(\theta_c) \quad (3.10)$$

$$\circ I_n = I \cdot \gamma_n(\theta_c) \quad (3.11)$$

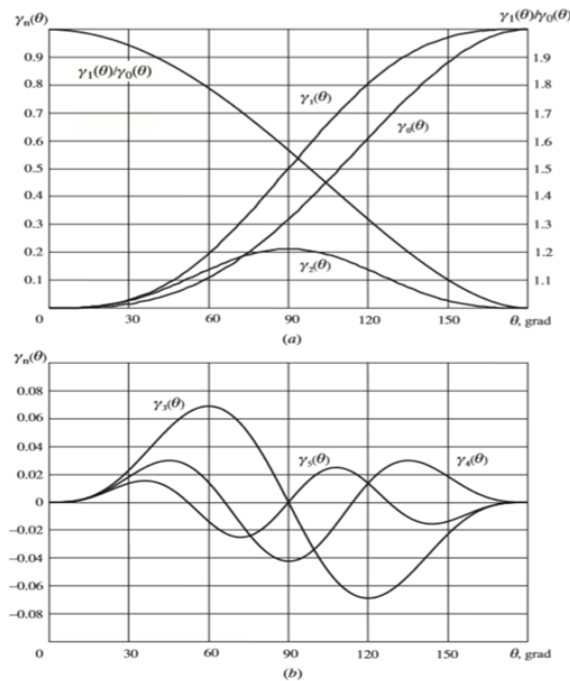
Όπου οι συντελεστές $\gamma_n(\theta_c)$ μπορούν να υπολογιστούν από τις σχέσεις:

$$\circ \quad \gamma_0(\theta_c) = \frac{1}{\pi}(\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c) \quad (3.12)$$

$$\circ \quad \gamma_1(\theta_c) = \frac{1}{\pi} \left(\theta_c - \frac{\sin 2\theta_c}{2} \right) \quad (3.13)$$

$$\circ \quad \gamma_n(\theta_c) = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\sin(n-1)\theta_c}{n(n-1)} - \frac{\sin(n+1)\theta_c}{n(n+1)} \right), \quad n \geq 2, 3, \dots \quad (3.14)$$

Τα πλάτη των αρμονικών εξαρτώνται έντονα από τον παράγοντα $\gamma_n(\theta_c)$. Παρατηρείται ότι η τρίτη αρμονική (γ_3) μηδενίζεται όταν $\theta_c = 90^\circ$, και γίνεται αρνητική για $90^\circ < \theta_c < 180^\circ$. Αυτό το χαρακτηριστικό μπορεί να αξιοποιηθεί για το σχεδιασμό παλμικών ή σχεδόν τετραγωνικών κυματομορφών στην έξοδο, μέσω κατάλληλης σύνθεσης αρμονικών, χαρακτηριστικά που αξιοποιούνται από ενισχυτές διακόπτη με έλεγχο αρμονικών, όπως η ενισχυτής τάξης F.



Εικόνα 3.2. Εξάρτηση των συντελεστών ρεύματος $\gamma_n(\theta_c)$ για την DC, τη θεμελιώδη και τις αρμονικές ανώτερης τάξης. [13]

Συμπερασματικά, μια τέτοια τμηματική γραμμική προσέγγιση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για γρήγορη και επαρκώς ακριβή εκτίμηση της ισχύος εξόδου και της απόδοσης ενισχυτών ισχύος, ειδικά στην περίπτωση λειτουργίας μεγάλου σήματος, αλλά και για να κατανοηθεί πλήρως η λειτουργία ενός ενισχυτή αναλόγως με την γωνία αγωγή αυτού.

Από την παραπάνω ανάλυση μπορούμε να καταλήξουμε στα εξής:

$$P_{out} = \frac{1}{2} I_1 V_1 = \frac{1}{2} \cdot I \cdot \gamma_1(\theta_c) \cdot V_1 \xrightarrow{(3.7)} \boxed{P_{out} = \frac{1}{2} \cdot I_{max} \cdot \frac{\gamma_1(\theta_c)}{1 - \cos \theta_c} \cdot V_1} \quad (3.15)$$

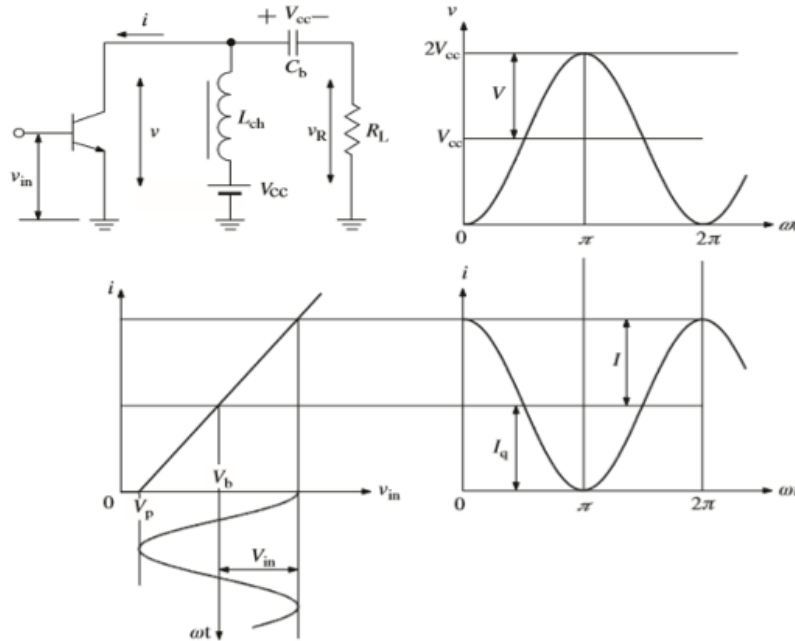
$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\frac{1}{2} I \gamma_1(\theta_c) \cdot V_1}{I_o V_{DD}} = \frac{\frac{1}{2} I \gamma_1(\theta_c) \cdot V_1}{I \cdot \gamma_o(\theta_c) \cdot V_{DD}} \Rightarrow \boxed{\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\gamma_1(\theta_c)}{\gamma_o(\theta_c)} \right) \cdot \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right)} \quad (3.16)$$

$$P_{DC} = I_o V_{DD} = I \cdot \gamma_o(\theta_c) \cdot V_{DD} \Rightarrow \boxed{P_{DC} = I_{max} \cdot \frac{\gamma_o(\theta_c)}{1 - \cos \theta_c} \cdot V_{DD}} \quad (3.17)$$

Δηλαδή, με βάση τις παραπάνω σχέσεις μπορούμε να καταλάβουμε πως επηρεάζεται τόσο η ισχύ εξόδου όσο και η απόδοση του ενισχυτή με βάση τη γωνία αγωγής του ενεργού στοιχείου. Παρακάτω, παρατίθενται οι βασικές διαφορετικές κλάσεις ενισχυτών, στις οποίες ρυθμίζεται κατάλληλα η γωνία αγωγής για μεταβολή της συμπεριφοράς των τρανζίστορ.

3.2 Βασικές κλάσεις λειτουργίας ενισχυτών ισχύος – A, AB, B, C

Στην **κλάση A**, η ενισχυτική διάταξη (διπολικό/MOS τρανζίστορ) λειτουργεί συνεχώς καθ' όλη τη διάρκεια του κύκλου εισόδου (2π γωνία αγωγής – $\theta_c = \pi$). Η DC τάση πόλωσης στην πύλη/βάση του τρανζίστορ ρυθμίζεται έτσι ώστε το τρανζίστορ να είναι πάντα στην γραμμική περιοχή λειτουργίας του, δηλαδή σε περιοχή κόρου για MOS τρανζίστορ ή στην ενεργό περιοχή για διπολικό τρανζίστορ.



Εικόνα 3.3. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος στην κλάση-A [13]

Όπως φαίνεται παραπάνω, η τάση εισόδου δεν «περνάει» ποτέ κάτω από την τάση κατωφλίου, με συνέπεια ακόμα και για υψηλή ισχύ εισόδου, το τρανζίστορ να λειτουργεί σε γραμμική περιοχή. Επομένως, το ρεύμα που διαπερνάει το τρανζίστορ ακολουθεί γραμμικά την τάση εισόδου, δίχως να οδηγείται σε αποκοπή. Καθώς το τρανζίστορ «τραβάει» ρεύμα, η τάση φορτίου, αλλά και η τάση πάνω στο τρανζίστορ μειώνεται, καθώς όλο το ρεύμα πηγής κατευθύνεται μέσω του RF choke πηνίου προς

το τρανζίστορ. Αντιθέτως, κατά τα αρνητικά της τάσης εισόδου, το ρεύμα πηγής κατευθύνεται μέσω του RF choke πηνίου στο φορτίο.

Η μείωση της τάσης πάνω στο τρανζίστορ σε υψηλή τάση εισόδου μπορεί να αποτελέσει λόγος για τη παραμόρφωση του ρεύματος τρανζίστορ. Ειδικότερα, το τρανζίστορ για να παραμένει σε γραμμική περιοχή θα πρέπει να ισχύει επίσης πως: $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$ για MOS τρανζίστορ ή $V_{CE} \geq V_{CE_{sat}}$ για διπολικό τρανζίστορ. Εάν η μείωση της τάσης στα άκρα του τρανζίστορ είναι αρκετά σημαντική ώστε να μην ισχύουν οι παραπάνω εκφράσεις, τότε το ρεύμα τρανζίστορ δυναμικά μειώνεται στην περιοχή που σε χαμηλότερες ισχύς λάμβανε το peak του. Τότε λέμε πως το τρανζίστορ οδηγείται σε περιοχή γονάτου (**knee region**) και εμφανίζονται επιπλέον αρμονικές στο ρεύμα i_{DS}/i_c του τρανζίστορ.

Με βάση τις σχέσεις (3.15) και (3.16) για $\theta_c = \pi$ (πλήρη αγωγή τρανζίστορ) έχουμε ότι:

$$P_{out} = \frac{1}{2} \cdot I_{max} \cdot \frac{\gamma_1(\pi)}{1-\cos\pi} \cdot V_1 = \frac{1}{4} I_{max} V_1 \xrightarrow{V_{1max}=V_{DD}} \frac{1}{4} I_{max} V_{DD} \quad (3.18)$$

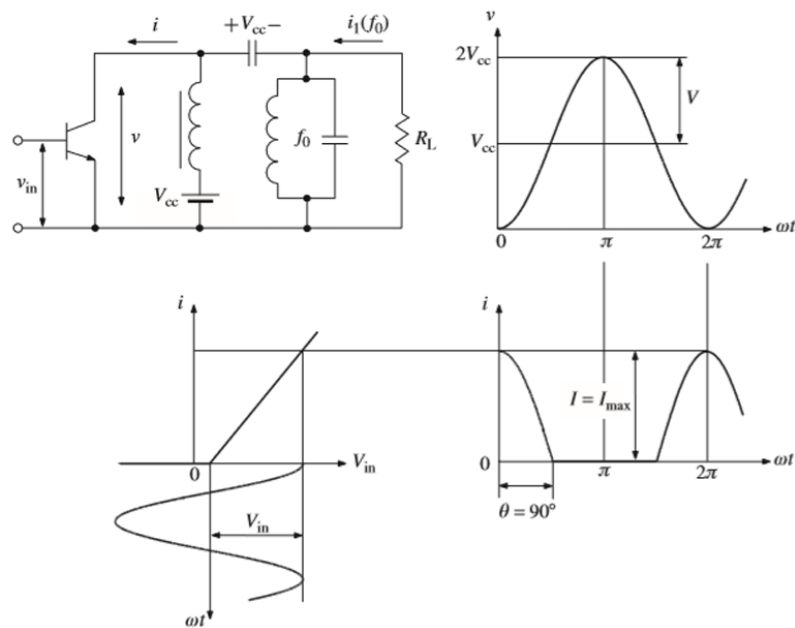
$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\gamma_1(\pi)}{\gamma_o(\pi)} \right) \cdot \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right) \xrightarrow{V_{1max}=V_{DD}} 50\% \quad (3.19)$$

$$P_{DC} = I_{max} \cdot \frac{\gamma_o(\pi)}{1-\cos\pi} \cdot V_{DD} = \frac{1}{2} I_{max} V_{DD} \quad (3.20)$$

Όπως παρατηρούμε από τις παραπάνω σχέσεις, η εν-λόγω λειτουργία ενισχυτή μπορεί υπό ιδανικές συνθήκες να οδηγήσει σε θεωρητικές αποδόσεις έως και 50%, καθώς καταναλώνεται DC ισχύς στο τρανζίστορ ακόμα και αν δεν ληφθεί σήμα στην είσοδο αυτού. Η λειτουργία του τρανζίστορ σε γραμμική περιοχή, καθ' όλη την διάρκεια του σήματος εισόδου, οδηγεί σε υψηλή γραμμικότητα και υψηλότερο κέρδος σε σχέση με τις παρακάτω τάξεις ενισχυτών που λειτουργούν τα τρανζίστορ σε χαμηλότερες γωνίες αγωγής.

Ωστόσο, καθώς οι τεχνολογίες ολοκληρωμένων κυκλωμάτων αυξάνουν κλίμακα και η τάση τροφοδοσίας μειώνεται, οι απώλειες αυξάνονται και η τάση αγωγής του τρανζίστορ αποτελεί ολοένα και μεγαλύτερο ποσοστό της τάσης τροφοδοσίας. Έτσι, η μέγιστη απόδοση του ενισχυτή σε κλάση A μπορεί να μειωθεί ακόμα και στο 15-20%. Επίσης, χρειάζεται να αναφερθεί ότι σχεδόν ποτέ ο ενισχυτής δε λειτουργεί με τη μέγιστη δυνατή ισχύ εξόδου, ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα μη γραμμικότητας. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η απόδοση λειτουργίας του ενισχυτή να πέφτει δραματικά.

Ο ενισχυτής **τάξης B** διαφέρει σημαντικά στη λειτουργία, καθώς η τάση πόλωσης στην πύλη/βάση του τρανζίστορ είναι ακριβώς στην τάση κατωφλίου αυτού. Επομένως, το τρανζίστορ άγει μόνο για **το μισό του κύκλου εισόδου**, με γωνία αγωγής 180° ($\theta_c = \frac{\pi}{2}$), γεγονός που οδηγεί σε αρκετά μη – γραμμική συμπεριφορά αυτού. Το ρεύμα που αναπτύσσεται στο τρανζίστορ ακολουθεί την πηγή εισόδου μόνο όσο είναι πάνω από το κατώφλι, οδηγώντας σε μια κυματομορφή μισού ημιτόνου. Η κυματομορφή ρεύματος αυτή κατέχει ισχυρό αρμονικό περιεχόμενο, πολλαπλάσια της θεμελιώδους, τα οποία πρέπει να φιλτραριστούν πριν οδηγηθούν στο φορτίο και γι' αυτό χρησιμοποιείται συνήθως ένα φίλτρο LC συντονισμένο στην θεμελιώδη συχνότητα παράλληλα με το φορτίο (open @ f_o), όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 3.4. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος στην κλάση-B

Η παραπάνω λειτουργία εκμεταλλεύεται την λειτουργία του τρανζίστορ σε γραμμική περιοχή μόνο κατά τον μισό κύκλο λειτουργίας, με συνέπεια την αρκετά χαμηλότερη ισχύ κατανάλωσης. Ειδικότερα, έχουμε ότι:

$$P_{out} = \frac{1}{2} \cdot I_{max} \cdot \frac{\gamma_1\left(\frac{\pi}{2}\right)}{1 - \cos\frac{\pi}{2}} \cdot V_1 = \frac{1}{4} I_{max} V_1 \xrightarrow{V_{1max} = V_{DD}} \frac{1}{4} I_{max} V_{DD} \quad (3.21)$$

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\gamma_1\left(\frac{\pi}{2}\right)}{\gamma_o\left(\frac{\pi}{2}\right)} \right) \cdot \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right) = \frac{\pi}{4} \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right) \xrightarrow{V_{1max} = V_{DD}} 78.5\% \quad (3.22)$$

$$P_{DC} = I_{max} \cdot \frac{\gamma_o\left(\frac{\pi}{2}\right)}{1 - \cos\frac{\pi}{2}} \cdot V_{DD} = \frac{I_{max}}{\pi} V_{DD} \quad (3.23)$$

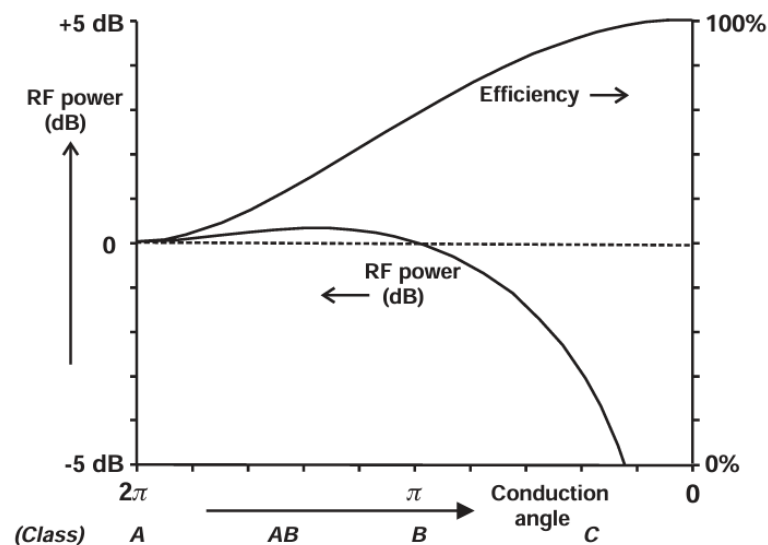
Όπως παρατηρούμε από τις παραπάνω σχέσεις, η εν-λόγω λειτουργία ενισχυτή μπορεί υπό ιδανικές συνθήκες να οδηγήσει σε θεωρητικές αποδόσεις έως και 78.5%, αρκετά υψηλότερη από την τάξη Α, ενώ μπορεί να αποδώσει στο φορτίο την ίδια ισχύ εξόδου. Αυτό συμβαίνει καθώς καταναλώνεται DC ισχύς στο τρανζίστορ αρκετά μικρότερη από ότι στην τάξη Α, λόγω χαμηλότερης γωνίας αγωγής του τρανζίστορ. Ωστόσο, το μειονέκτημα της εν-λόγω περιοχής λειτουργίας του ενισχυτή είναι το χαμηλότερο κέρδος, τουλάχιστον κατά 6dB μικρότερο από ότι στην κλάση Α, αφού για να πετύχουμε την ίδια ισχύ εξόδου, η είσοδος πρέπει να οδηγηθεί στην διπλάσια ισχύ (λόγω αποκοπής κατά την μισή περίοδο του σήματος εισόδου).

Σε λειτουργία πόλωσης κάτω από το σημείο αποκοπής του τρανζίστορ, ο ενισχυτής λειτουργεί σε **κλάση C**. Υπό αυτές τις ακόμα χαμηλότερες γωνίες αγωγής, η απόδοση αυξάνεται περαιτέρω αλλά η 1^η αρμονική ρεύματος είναι ακόμα μικρότερη από ότι στην κλάση Β, με συνέπεια τόσο η ισχύς εξόδου αλλά και το κέρδος να είναι αρκετά πιο υποβαθμισμένα σε σχέση με τις παραπάνω τάξεις. Συγκεκριμένα, καθώς $\theta_c \rightarrow 0$ έχουμε ότι:

$$\frac{\gamma_1(\theta_c)}{\gamma_0(\theta_c)} = \frac{\frac{1}{\pi}(\theta_c - \frac{\sin 2\theta_c}{2})}{\frac{1}{\pi}(\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c)} = \frac{\theta_c - \frac{\sin 2\theta_c}{2}}{\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c} \xrightarrow{\theta_c \rightarrow 0} 2 \quad (3.24)$$

και άρα πράγματι σε θεωρητικό όριο η απόδοση μπορεί να φτάσει ακόμα και το 100%, αφού:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\gamma_1(\theta_c)}{\gamma_0(\theta_c)} \right) \cdot \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right) \xrightarrow{\theta_c \rightarrow 0} \frac{V_1}{V_{DD}} \xrightarrow{V_{1max} = V_{DD}} 100\% \quad (3.25)$$



Εικόνα 3.5, Εικόνα 20. Ισχύς και απόδοση ενισχυτή ισχύος ως προς την γωνία αγωγή τρανζίστορ, βασισμένοι στην παραπάνω ανάλυση αρμονικών συνιστωσών ρεύματος κατά Fourier [12]

Ωστόσο, η 1^η αρμονική ρεύματός μειώνεται σημαντικά για χαμηλές γωνίες αγωγής, με συνέπεια ο ενισχυτής σε τάξη C να μην μπορεί να αποδώσει υψηλές τιμές ισχύος στο φορτίο, όπως μπορεί να φανεί από την παραπάνω εικόνα, όπου φαίνονται συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα για κάθε βασική τάξη ενισχυτή ως προς τη γωνία αγωγής του τρανζίστορ.

Οι **ενισχυτές τάξης AB** αποτελούν έναν ευρέως χρησιμοποιούμενο τύπο ενισχυτών ισχύος, με λειτουργία που συνδυάζει χαρακτηριστικά τόσο της τάξης A, όσο και της τάξης B. Συγκεκριμένα, το τρανζίστορ άγει για περισσότερο από το 50%, αλλά λιγότερο από το 100% του κύκλου λειτουργίας του σήματος, επιτυγχάνοντας:

- **Υψηλότερη ισχύ εξόδου** έναντι των ενισχυτών με πόλωση σε τάξη A ή B.
- **Αρκετά υψηλή γραμμικότητα** λόγω ασθενέστερων αρμονικών συνιστωσών στο ρεύμα τρανζίστορ και χαμηλότερης ισχύος προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης έναντι σε τάξεις B ενισχυτές,
- **Υψηλότερη απόδοση** σε σύγκριση με καθαρούς τάξης A ενισχυτές, με τυπικές τιμές γύρω στο 35 – 50% (ανάλογα με το σημείο πόλωσης και τη συχνότητα λειτουργίας).

Σε συστήματα **mmWave**, όπου οι απώλειες είναι σημαντικές και η σχεδίαση RF απαιτεί συμβιβασμούς, οι τάξης AB ενισχυτές:

- Παρέχουν **ικανοποιητική απόδοση (PAE)** με αποδεκτή γραμμικότητα,
- Είναι **κατάλληλοι για modulation schemes με υψηλό Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)** (π.χ. QAM), που απαιτούν υψηλότερη γραμμικότητα και υψηλότερη απόδοση σε back – off περιοχή ισχύος.

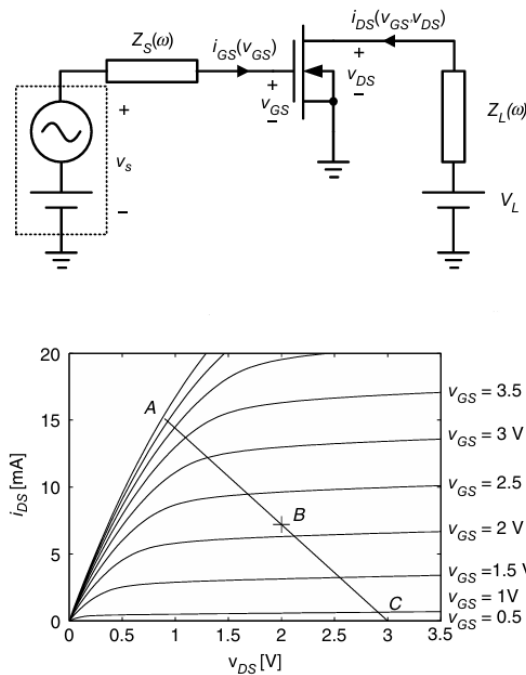
Λόγω των περιορισμών απόδοσης σε mm – Wave CMOS/SiGe τεχνολογίες, οι τάξης AB τοπολογίες επιλέγονται συχνά για **μέσης ισχύος έξοδο** ($P_{sat} < 20\text{ dBm}$), σε εφαρμογές όπως:

- 5G NR mm – Wave transceivers (π.χ. 28 GHz, 39 GHz),
- Automotive Radar εφαρμογές στα 77 GHz,
- Point-to-point wireless backhaul.

Η πόλωση ενός AB ενισχυτή ρυθμίζεται ώστε να εξασφαλίζει μικρό **quiescent current** I_q (π.χ. ~10% του peak current), με τα ενεργά στοιχεία να λειτουργούν κοντά στο **linearity – efficiency trade-off point** (“sweet – spot”), όπως θα συζητηθεί και στο παρακάτω κεφάλαιο.

3.3 Μελέτη γραμμικότητας ενισχυτών ισχύος σύμφωνα με την γωνία αγωγής

Στο παρών κεφάλαιο θα εξετάσουμε την συμπεριφορά ενός απλού ενισχυτή με βάση το MOS τρανζίστορ ως προς την γραμμικότητα και στο τι επίδραση εμφανίζει η τάση πόλωσης του ενισχυτή στα μη – γραμμικά προϊόντα ισχύος που παράγει ο ενισχυτής στην έξοδο του, είτε λόγω φαινομένων ενδοδιαμόρφωσης υπό 2 – Tone σήμα εισόδου, είτε υπό Single – Carrier σήμα, μέσω της παρακάτω αναλυτικής μεθόδου.



Εικόνα 3.6. Κύκλωμα ενισχυτή MOS σε CS συνδεσμολογία και αναπαράσταση του $i_{DS} - V_{DS}$ Load-line του εν-λόγω ενισχυτή, για μη - γραμμική ανάλυση [14]

Όσον αφορά τη συμπεριφορά του ενισχυτή υπό συνθήκες ισχυρού σήματος, ο παραπάνω ενισχυτής (εικόνα 3.6) αναπαρίσταται μέσω μιας συνάρτησης μεταφοράς (Transfer Function – TF). Η TF περιγράφει το ρεύμα εξόδου ως συνάρτηση της τάσης εισόδου κατά μήκος της γραμμής φορτίου στην οποία λειτουργεί ο ενισχυτής και απεικονίζει τους μηχανισμούς που κυριαρχούν στη δημιουργία IMD (intermodulation distortion). Ειδικότερα, όπως παρατηρούμε στην εικόνα (3.6), για δεδομένο φορτίο στην έξοδο και $Z_L(\omega)$ και υπό δεδομένη πόλωση του τρανζίστορ (fixed γωνία αγωγής τρανζίστορ), η τάση $v_{DS}(t)$ στα άκρα του τρανζίστορ ακολουθεί δεδομένη γραμμή φορτίου (**Load – Line**) σε ιδανική περίπτωση. Επομένως, το ρεύμα του τρανζίστορ εξαρτάται κατά κύριο λόγο μόνο από την τάση στην πύλη αυτού, $v_{GS}(t)$, με συνέπεια την παρακάτω χαρακτηριστική μεταφοράς, μέσω προσέγγισης σε σειρά Taylor:

$$i_{DS}(v_{gs}(t), t) = i_{DS}(V_{GS}) + G_1(V_{GS}) \cdot v_{in}(t) + G_2(V_{GS}) \cdot v_{in}^2(t) + G_3(V_{GS}) \cdot v_{in}^3(t) + \dots \quad (3.26)$$

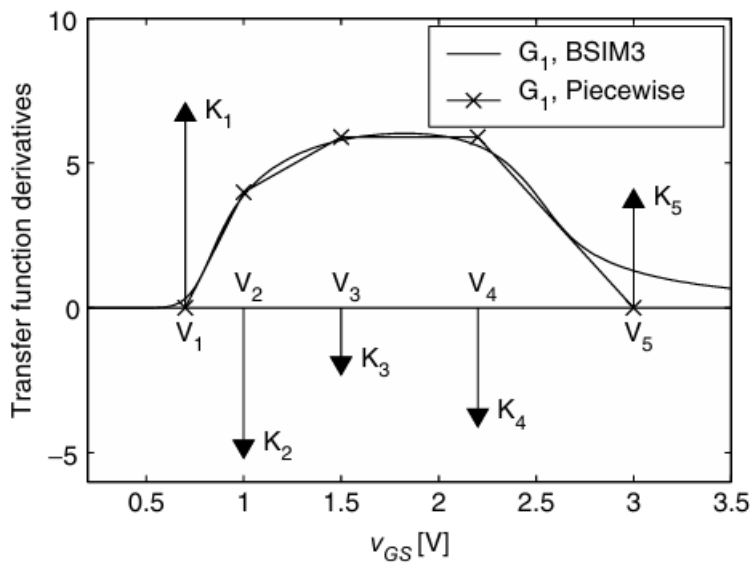
όπου $v_{in}(t) = v_{gs}(t)$, ενώ οι διαφορετικοί συντελεστές διαγωγιμότητάς οφείλονται στην συμπεριφορά του τρανζίστορ και διαφέρουν αρκετά από τους αντίστοιχους συντελεστές ασθενούς σήματος, ειδικά στην περιοχή υψηλής ισχύος εισόδου (**compression region**). Συγκεκριμένα, έχουμε ότι μέσω ισοδύναμης ανάλυσης Taylor όροι τάξης ανώτερης της 3^{ης} μπορούν να περιγραφούν με έναν μοναδικό όρο διαφοράς ως εξής:

$$i_{DS}(v_{gs}(t), t) = i_{DS}(V_{GS}) + G_1(V_{GS}) \cdot v_{in}(t) + G_2(V_{GS}) \cdot v_{in}^2(t) + \underbrace{\frac{1}{2!} \int_0^{v_{in}(t)} (v_{in}(t) - x)^2 \cdot G_3(x + V_{GS}) \cdot dx}_{\text{residual term-3rd order}} \quad (3.27)$$

Όσον αφορά την διαγωγιμότητα 1^{ης} τάξης $G_1(V_{GS})$ μπορεί να βρεθεί μέσω του εκάστοτε μοντέλου του τρανζίστορ ως την ανά μονάδα μεταβολή του ρεύματος του τρανζίστορ ως προς την μεταβολή στην τάση πύλης-πηγής / βάσης-εκπομπού. Η χαρακτηριστική της διαγωγιμότητας 3^{ης} τάξης, $G_3(V_{GS})$ ως προς την πόλωση V_{GS} μπορεί να θεωρηθεί ως έναν άθροισμα κρουστικών συναρτήσεων στα εκάστοτε σημεία μέτρησης της διαγωγιμότητας 1^{ης} τάξης $G_1(V_{GS})$, μέσω υπολογισμού της **κυρτότητας** αυτής. Δηλαδή, για την αναλυτική μέθοδο μέτρησης της $G_3(V_{GS})$ υποθέτουμε ότι:

$$G_3(V_{GS}) \approx \sum_{i=1}^N K_i \cdot \delta(V_{GS} - V_i) \quad (3.28)$$

Όπου K_i είναι το πλάτος της $G_3(V_{GS})$ στο εκάστοτε σημείο, ενώ V_i είναι το σημείο τάσης αυτό, όπως φαίνονται και στην παρακάτω εικόνα. Η παραπάνω έκφραση δίνει την δυνατότητα να διαχωρίσουμε τις συνεισφορές μεταξύ διαφορετικών περιοχών λειτουργίας του τρανζίστορ, κατά τη εμφάνιση ισχυρού σήματος στην είσοδο αυτού και να κατανοήσουμε ποια/ές εξ' αυτών συνεισφέρουν περισσότερο στην ανάπτυξη του IMD του ενισχυτή.



Εικόνα 3.7. Διαγωγιμότητα 1ης τάξης $G_1(V_{GS})$ και γραμμική τμηματικά προσέγγιση αυτής, μαζί με τα σημεία K_i για την διαγωγιμότητα 3ης τάξης, για MOS τρανζίστορ, που περιγράφεται από το μοντέλο BSIM3 [14]

Μέσω της παραπάνω θεώρησης και για την απλή περίπτωση όπου εμφανίζεται single – carrier σήμα στην είσοδο $v_{in}(t) = A \cdot \cos \omega t$, θα έχουμε ότι:

$$i_{DS>3}(V_{GS}, A, t) = \frac{1}{2} \int_0^{A \cdot \cos(\omega t)} (A \cdot \cos(\omega t) - x)^2 \cdot \underbrace{\sum_{i=1}^N K_i \cdot \delta(x + V_{GS} - V_i)}_{G_3(x+V_{GS})} \cdot dx \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{i_{DS>3}(V_{GS}, A, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N K_i \cdot (A \cdot \cos(\omega t) - (V_i - V_{GS}))^2} \quad (3.29)$$

Η παραπάνω σχέση περιγράφει στο πεδίο του χρόνου, την εξέλιξη του ρεύματος του τρανζίστορ για τους όρους 3^{ης} τάξης και ανωτέρω, όπως περιγράφεται από την προσέγγιση κατά Taylor. Ως περιοδική συνάρτηση μπορεί να αναλυθεί σε σειρά Fourier, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$i_{DS>3}(V_{GS}, A, t) = I_{ds_0}(V_{GS}, A) + I_{ds_1}(V_{GS}, A) \cdot \cos \theta$$

$$+ I_{ds_2}(V_{GS}, A) \cdot \cos 2\theta + \textcolor{red}{I_{ds_3}(V_{GS}, A) \cdot \cos 3\theta} + \dots \quad (3.30)$$

όπου $\theta = \omega t$. Από την ανωτέρω έκφραση ενδιαφερόμαστε κυρίως για τον συντελεστή ρεύματος της 3^{ης} αρμονικής, I_{ds_3} , στον οποίο οφείλεται και η εμφάνιση μη – γραμμικοτήτων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης (φάσμα στις συχνότητες $2\omega_1 \pm \omega_2$), όπως είδαμε και στο κεφάλαιο (2.4.2). Επομένως, έχουμε ότι:

$$I_{ds_3}(V_{GS}, A) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{DS>3}(V_{GS}, A, t) \cdot \cos 3\theta \cdot d\theta \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_{ds_3}(V_{GS}, A) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i \in \Omega} K_i \int_{-\varphi_i}^{\varphi_i} (A \cdot \cos(\theta) - (V_i - V_{GS}))^2 \cdot \cos 3\theta \cdot d\theta \quad (3.31)$$

Το παραπάνω ολοκλήρωμα μπορεί να επιλυθεί αναλυτικά για όλα τα σημεία $i \in [0 \leftrightarrow 0V, N \leftrightarrow V_{GS_{max}}]$ και δίνει την παρακάτω έκφραση για το ρεύμα της 3^{ης} αρμονικής ως εξάρτηση του πλάτους A της ισχύος εισόδου και της τάσης πόλωσης V_{GS} του τρανζίστορ [\[14\]](#):

$$I_{ds_3}(V_{GS}, A) = \frac{2}{15\pi} \Re \sum_{k=1}^N \frac{K_i \cdot (A^2 - (V_i - V_{GS}))^2}{A^3}^{\frac{5}{2}}$$

(3.32)

Η σχέση (3.32) σε συνδυασμό με την τμηματικά γραμμική προσέγγιση της TF για το ρεύμα του τρανζίστορ παρέχουν μια αναλυτική μέθοδο για την πρόβλεψη και την κατανόηση της συμπεριφοράς

ισχυρού σήματος για το ρεύμα $3^{\text{ης}}$ αρμονικής (HD_3) και συνάμα του $IM_3[dB_c]$ (σχετική διαφορά ισχύος προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης με ισχύς θεμελιώδους) ενός πραγματικού ενισχυτή ισχύος.

3.3.1 Συνεισφορά διαφορετικών σημείων πόλωσης στο HD_3 ρεύμα $3^{\text{ης}}$ αρμονικής

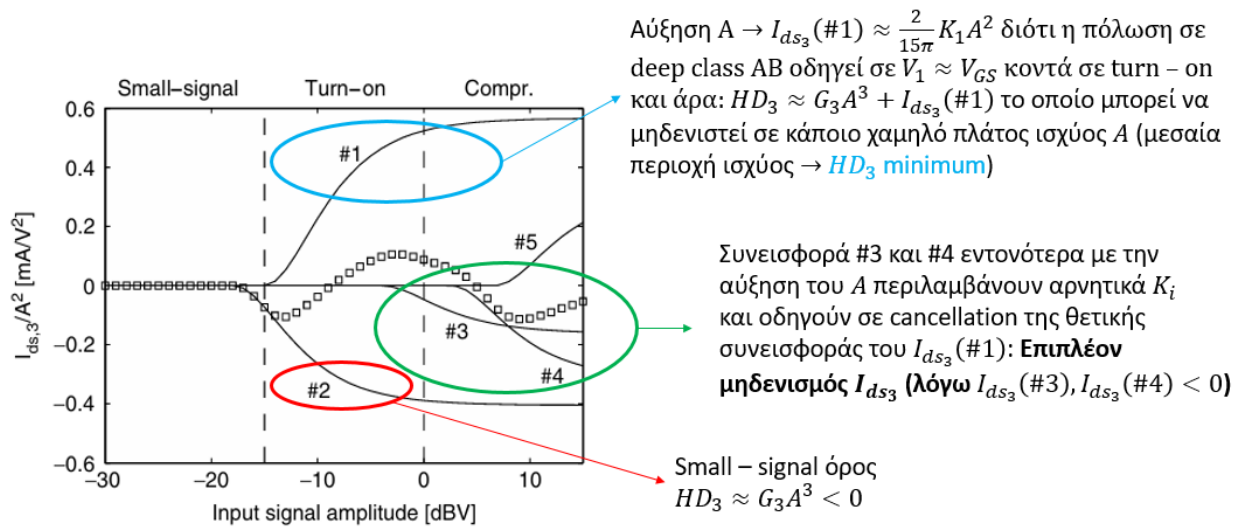
Μέσω της σχέσης (3.32) μπορούμε να δούμε ότι η συνεισφορά στο ρεύμα $3^{\text{ης}}$ αρμονικής εξαρτάται κυρίως από την σχετική διαφορά του σημείου πόλωσης V_{GS} από το εκάστοτε σημείο μελέτης V_i , αλλά και από την περιοχή ισχύος λειτουργίας του ενισχυτή (ασθενές ή υψηλό πλάτος τάσης εισόδου A). Σε συνδυασμό με τα παραπάνω υπάρχει και η γραμμική αναλογία από το πλάτος της διαγωγιμότητάς $3^{\text{ης}}$ τάξης $K_i \leftrightarrow G_{m_3}(V_i)$ σε κάθε σημείο μελέτης. Παρακάτω, λοιπόν θα εξεταστεί η επίδραση που έχουν τα διαφορετικά σημεία πόλωσης στους παραπάνω όρους του $I_{ds_3}(V_{GS}, A)$, καθώς μετακινούμαστε από τη περιοχή ασθενούς σήματος (small – signal) προς τον κορεσμό του ενισχυτή (compression region).

➤ **Class AB bias point** ($I_q \approx 0$ – πόλωσης σε οριακό turn – on του τρανζίστορ)

Αρχικά, σε περιοχή ασθενούς σήματος, όπως έχει αναφερθεί και στο κεφάλαιο (2.4.2), ο συντελεστής $3^{\text{ης}}$ τάξης ($G_{m_3}(A \rightarrow 0) < 0$) είναι αρνητικός, με συνέπεια η συνεισφορά ασθενούς σήματος ($A \rightarrow 0$) στο HD_3 να είναι μικρή (γύρω από τα 0dB_A) και αρνητική. Σταδιακά, καθώς αυξάνεται η ισχύς εισόδου, το τρανζίστορ ξεπερνάει το turn – on σημείο του (περιοχή αποκοπής), με συνέπεια να απαιτείται η προσέγγιση ισχυρού σήματος, μέσω της σχέσης (3.32). Από την εικόνα 3.7, παρατηρούμε πως κοντά στην περιοχή του turn – on (V_i κοντά στην περιοχή πόλωσης), οι συντελεστές διαγωγιμότητας $3^{\text{ης}}$ τάξης K_i είναι θετικοί, ενώ και η απόσταση μεταξύ πόλωσης και turn – on σημείων είναι μικρή. Επομένως, παρατηρείται μια επιπλέον θετική συνεισφορά στο ρεύμα HD_3 , λόγω αυτών των σημείων. Αυτή η θετική συνεισφορά αντιστέκεται στην συνεισφορά ασθενούς σήματος (καθώς αθροίζονται οι συνεισφορές στην σχέση (3.32)) και οδηγεί στην πτώση του HD_3 σε ακόμα χαμηλότερες τιμές, προκαλώντας ένα 1^ο τοπικό ελάχιστο (sweet – spot πόλωσης). Επομένως, με μικρή επιπλέον αύξηση της ισχύος, λαμβάνουμε θετική συνιστώσα για το HD_3 καθώς ξεπερνάμε την turn – on περιοχή.

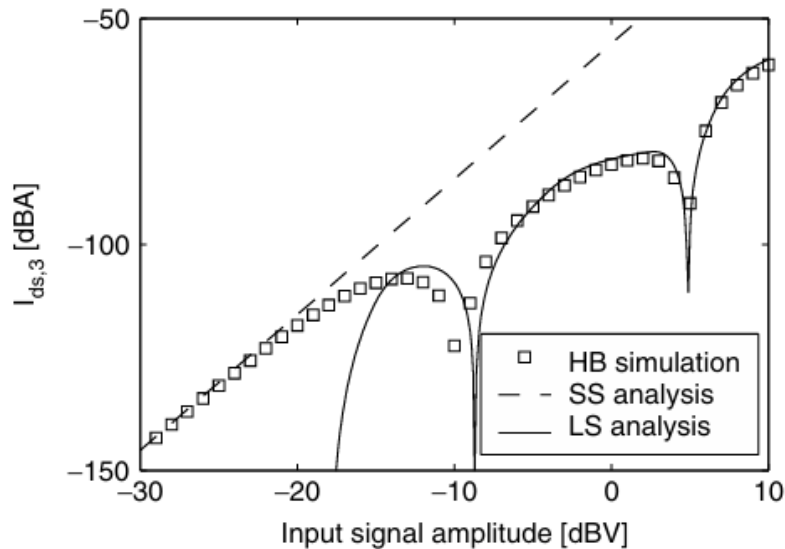
Καθώς, αυξάνεται περαιτέρω η ισχύς εισόδου η συνεισφορά όρων $3^{\text{ης}}$ τάξης λόγω μετάβασης από τη γραμμική λειτουργία προς τον κορεσμό του τρανζίστορ, γίνονται ακόμα πιο έντονοι ενώ διακρίνονται και από αρνητικούς συντελεστές $K_3, K_4 < 0$, όπως φαίνεται και από την εικόνα 3.7. Αυτό έχει ως συνέπεια ένα επιπλέον τοπικό ελάχιστο (ακύρωση θετικής συνεισφοράς turn – on) του ρεύματος $3^{\text{ης}}$ αρμονικής HD_3 σε λίγο υψηλότερες ισχύς εισόδου σε σχέση με πριν.

Συγκεκριμένα, τα παραπάνω συνοψίζονται στο παρακάτω σχήμα, όπου φαίνονται και οι εκάστοτε συνεισφορές στο ρεύμα HD_3 [14], από τις διάφορες περιοχές ισχύος εισόδου:



Εικόνα 3.8. Συμπεριφορά υψηλού σήματος του ρεύματος 3ης αρμονικής I_{ds3} ($\square$) και η επίδραση των εκάστοτε συνεισφορών στο ρεύμα 3ης αρμονικής (---), για πόλωση σε **deep class AB** ως προς το πλάτος του σήματος εισόδου στον ενισχυτή CS [14]

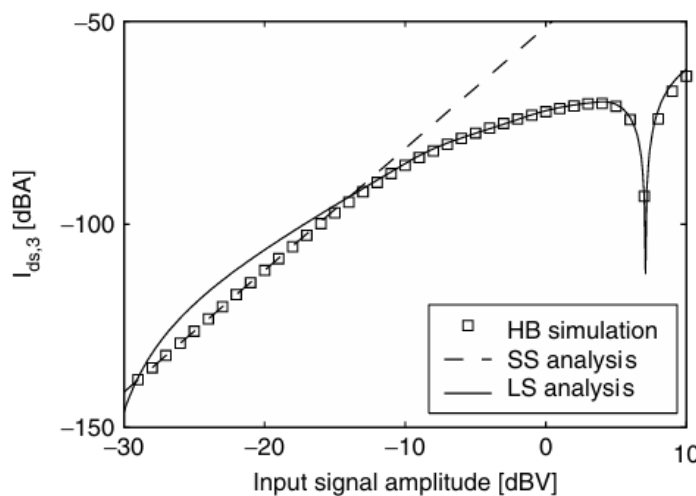
Στην παραπάνω εικόνα φαίνονται καθαρά όλες οι συνεισφορές ρεύματος $I_{ds3}(\#i)$ του αθροίσματος που περιγράφει η σχέση (3.32) για την λειτουργία υψηλού σήματος του ενισχυτή. Από τα παραπάνω παρατηρούμε τους μηδενισμούς που υφίσταται το HD_3 λόγω των εκάστοτε συνεισφορών, ενώ μπορεί να υπολογιστεί και το συνολικό ρεύμα 3ης αρμονικής HD_3 σε dBA, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 3.9. HD_3 ρεύμα 3ης αρμονικής για πόλωση σε **deep class AB** του ενισχυτή [14]

➤ **Class C bias point** ($I_q = 0$ – πόλωσης εντός της περιοχής αποκοπής του τρανζίστορ)

Πολώνοντας το τρανζίστορ σε ακόμα χαμηλότερες τάσεις πολώσεις για λειτουργία σε class C η σχετική διαφορά $V_i - V_{GS}$ γίνεται μεγαλύτερη, καθώς $V_{GS} \rightarrow 0$, με συνέπεια να παρατηρείται η ίδια συμπεριφορά με την περίπτωση του τάξης AB ενισχυτή αλλά σε ακόμα υψηλότερα επίπεδα ισχύος (μεγαλύτερά πλάτη τάσης εισόδου A). Ειδικότερα, η συμπεριφορά του turn – on θα δώσει εν τέλει μεταβολή στο πρόσημο του ρεύματος της 3^{ης} αρμονικής σε σχέση με την small – signal επίδραση, δηλαδή θα λάβουμε τοπικό ελάχιστο στις μη – γραμμικότητες 3^{ης} τάξης, αλλά λόγω της μεγαλύτερης διαφοράς ($V_i - V_{GS}$) θα γίνει εμφανές σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος A κοντά στην περιοχή κορεσμού του ενισχυτή. Αυτό το γεγονός αναπαρίσταται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 3.10. HD_3 σε σχέση με το πλάτος σήματος εισόδου A σε λειτουργία ενισχυτή σε class C [14]

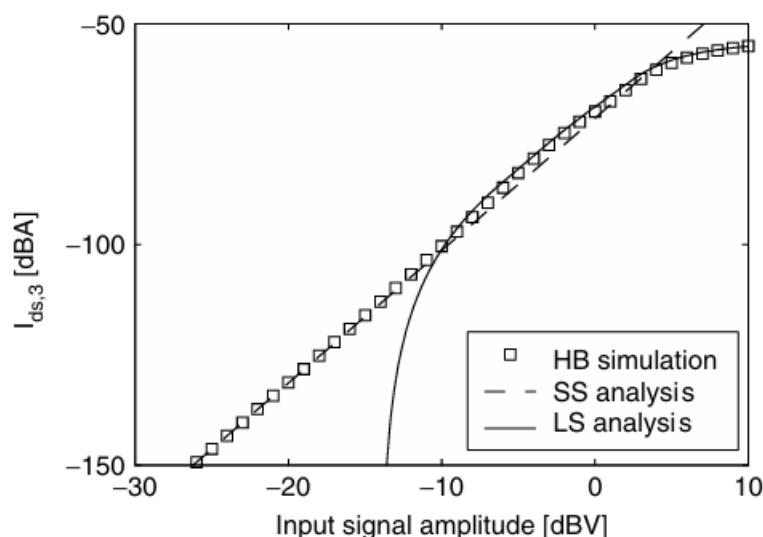
Το γεγονός αυτό μπορεί να φανεί ιδιαίτερα χρήσιμο για ενισχυτές χαμηλών συχνοτήτων. Επιλέγοντας την πόλωση του ενισχυτή σε class C, σύμφωνα με τα ανωτέρω, μπορούμε να πετύχουμε υψηλότερη γραμμικότητα στην περιοχή κορεσμού μέσω του τοπικού ελαχίστου στο HD_3 . Έτσι, «θυσιάζοντας» το κέρδος ισχύος (χαμηλότερο έναντι σε class A/AB πόλωση) με την λειτουργία του ενισχυτή στην περιοχή κορεσμού για υψηλή γραμμικότητα και μέγιστη ισχύ εξόδου, ενδεχομένως να μην είναι τόσο καταστροφικό για λειτουργία σε χαμηλές συχνότητες, αναλόγως το είδος τρανζίστορ που χρησιμοποιείται και την εφαρμογή που αφορά.

➤ **Class A bias point** (πόλωση εντός της γραμμικής περιοχής λειτουργίας του τρανζίστορ)

Τέλος, για την πόλωση σε class A το τρανζίστορ λειτουργεί με τάση V_{GS} που απέχει αρκετά από την περιοχή turn – on του τρανζίστορ, αλλά και από την περιοχή κορεσμού αυτού. Επομένως, οι συνεισφορές στο ρεύμα 3^{ης} αρμονικής HD_3 από τις παραπάνω περιοχές δεν είναι τόσο σημαντικές σε σχέση με τις περιοχές γύρω από την γραμμική περιοχή του τρανζίστορ. Στην γραμμική περιοχή, οι

συντελεστές διαγωγιμότητας 3^{ης} τάξης διατηρούν το πρόσημο τους (αρνητικό) και άρα δεν επιφέρουν αλλαγή πρόσημου στο ρεύμα, σε συνδυασμό με τις αρκετά χαμηλότερες θετικές συνεισφορές που έχουν οι περιοχές turn – on και compression.

Επομένως, για τον ενισχυτή σε class A δεν παρατηρείται καμία αλλαγή στο πρόσημο της HD_3 , παρά μόνο σε υψηλά επίπεδα ισχύος (compression region) όπου και ο ενισχυτής class A συμπεριφέρεται πιο γραμμικά σε σχέση με τις ανωτέρω τάξεις.



Εικόνα 3.11. HD_3 σε σχέση με το πλάτος σήματος εισόδου A σε λειτουργία ενισχυτή σε class A [14]

Συμπερασματικά, η τάξη A προσφέρει τη μεγαλύτερη ενίσχυση και συνήθως θεωρείται η πιο γραμμική λειτουργική κατάσταση. Ωστόσο, λόγω της πιθανότητας εμφάνισης διπλού ελαχίστου στην ενδοδιαμόρφωση 3^{ης} τάξης (IM_3), η τάξη AB μπορεί στην πράξη να είναι πιο γραμμική σε ευρύτερο εύρος ισχύος εισόδου. Λαμβάνοντας υπόψη και τη μεγαλύτερη απόδοσή της, η τάξη AB αποτελεί τη πιο ελκυστική λειτουργική κατάσταση για **γραμμικούς** ενισχυτές ισχύος.

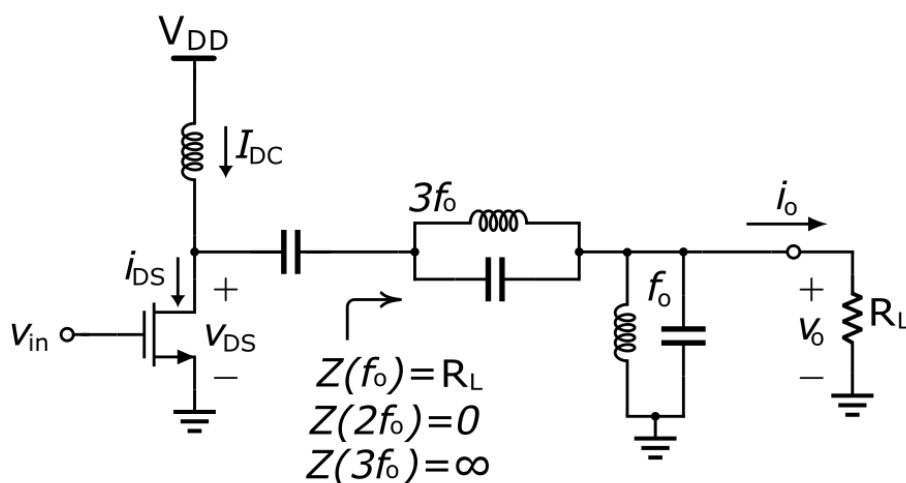
3.4 Ενισχυτές Ισχύος λειτουργίας διακόπτη – Έλεγχος πεπερασμένου πλήθους αρμονικών

Εχοντας αναφέρει εκτενώς τις διαφορετικές τάξεις λειτουργίας ενός ενισχυτή ισχύος με βάση την γωνία αγωγής του τρανζίστορ, στο παρών κεφάλαιο θα παρουσιαστεί η βασική ανάλυση γύρω από τους ενισχυτές ελέγχου πεπερασμένου πλήθους αρμονικών.

Το είδος ενισχυτών αυτών εκμεταλλεύονται την παρουσία ενός επιπλέον παθητικού δικτύου εξόδου, το οποίο είναι υπεύθυνο να εμφανίσει συγκεκριμένους τερματισμούς στα άκρα του τρανζίστορ όχι μόνο στην θεμελιώδη συχνότητα, αλλά και σε πολλαπλάσια αυτής. Η παραπάνω

τεχνική «μετασχηματίζει» την τάση στα άκρα του τρανζίστορ σε μια διαφορετική κυματομορφή από την ημιτονοειδή (βραχυκύκλωμα όλων των αρμονικών, εκτός της θεμελιώδους), αναλόγως του τύπου των τερματισμών αυτών, ενώ το ρεύμα τρανζίστορ καθορίζεται και πάλι μέσω της γωνίας αγωγής (πόλωση τρανζίστορ), όπως παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια. Η τεχνική αυτή ονομάζεται **waveform shaping** και σε αυτήν οφείλεται η λειτουργία αυτών των ενισχυτών ισχύος σε υψηλότερες αποδόσεις ακόμα και υπό overdriven κατάσταση, σε σχέση με τις παραπάνω συμβατικές κλάσεις ενισχυτών.

Αρχικά, όσον αφορά τις παραπάνω συμβατικές τάξεις ενισχυτών π.χ. έστω λειτουργία σε class B, στην περίπτωση που οδηγούμε τον ενισχυτή με αρκετά υψηλή ισχύ, η τάση στα άκρα του τρανζίστορ ενδέχεται να μειωθεί σημαντικά και το τρανζίστορ να οδηγηθεί σε περιοχή γονάτου (knee region). Στην περιοχή αυτή το τρανζίστορ καταναλώνει στα άκρα του παραπάνω ισχύ, καθώς εμφανίζεται πτώση στην κυματομορφή του ρεύματος, η οποία παράγει υψηλό αρμονικό περιεχόμενο στις άρτιες αρμονικές, οδηγώντας σε αύξηση και του DC ρεύματος. Το παραπάνω οδηγεί σε χαμηλότερο κέρδος και άρα χαμηλότερη overdriven απόδοση για τον ενισχυτή, κάτι μη - επιθυμητό. Ο λόγος για τα παραπάνω οφείλεται στο γεγονός ότι η κυματομορφή τάσης εμφανίζει μόνο περιεχόμενο στην θεμελιώδη συχνότητα. Εάν η τάση στα άκρα του τρανζίστορ περιείχε επιπλέον περιττό αρμονικό περιεχόμενο, τότε θα προσέγγιζε την τετραγωνική κυματομορφή, γεγονός που θα οδηγούσε σε απόλυτο μηδενισμό της κυματομορφής της τάσης στα άκρα του τρανζίστορ όσο αυτό είναι σε αγωγή με ρεύμα μισού ημιτόνου, όπως στην class B πόλωση (προσομοιάζει διακοπτική λειτουργία). Για τον λόγο αυτό, είναι ιδιαίτερα χρήσιμο ένα παθητικό δίκτυο το οποίο μπορεί να υλοποιήσει κατάλληλους τερματισμούς στα άκρα του τρανζίστορ σε πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας. Συγκεκριμένα, μέσω ελέγχου $2^{\text{ης}}$ και $3^{\text{ης}}$ αρμονικής μπορούμε να λάβουμε το παρακάτω ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή ως εξής:



Εικόνα 3.12. Απλοποιημένο διάγραμμα ενισχυτή τάξης F ελέγχου μόνο της 3ης αρμονικής

Για την παραπάνω διάταξη το συντονισμένο φίλτρο $L_3 - C_3$ επιτρέπει την ανάπτυξη και της επιπλέον 3^{ης} αρμονικής (open στην 3^η αρμονική) στην τάση στα άκρα του τρανζίστορ, οδηγώντας σε πιο τετραγωνική κυματομορφή. Αντιθέτως όλες οι ανώτερες αρμονικές καθώς και η 2^η αρμονική παραμένουν βραχυκυκλωμένες. Ο παραπάνω ενισχυτής ανήκει στην **class F** ενισχυτών και ανήκει στην κατηγορία «πολυαρμονικών» ενισχυτών ισχύος.

3.4.1 Μελέτη class F ενισχυτή μέγιστης απόδοσης με έλεγχο μόνο 3^{ης} αρμονικής

Για την λειτουργία του, θεωρούμε πως το τρανζίστορ λειτουργεί με γωνία αγωγή θ , με συνέπεια σύμφωνα με τις σχέσεις (3.6) και (3.7) να έχουμε ότι:

$$i_{DS}(t) = I_{max} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}, \quad -\theta < \omega t < \theta \xrightarrow{(3.8)-(3.14)}$$

$$\Rightarrow i_{DS}(t) = I_{DC} \cdot \left(1 + \sum_{n=1} \frac{\gamma_n(\theta)}{\gamma_o(\theta)} \cos n\omega t \right)$$

(3.33)

ενώ για την κυματομορφή τάσης, λόγω του δικτύου εξόδου έχουμε στην γενική περίπτωση ότι:

$$v_{DS}(t) = V_{DD} - V_1 \cos \omega t + V_3 \cos 3\omega t \quad (3.34)$$

όπου το παραπάνω προϋποθέτει πως η γωνία αγωγής είναι μεταξύ τάξης A και B για να υπάρχει 180° διαφορά φάσης μεταξύ 1^{ης} και 3^{ης} αρμονικής συνιστώσας τάσης ($\gamma_3 < 0, \gamma_1 > 0$ – εικόνα 17) για σχηματισμό τετραγωνικής κυματομορφής. Από την σχέση (3.16) για την απόδοση έχουμε ότι:

$$\eta_D = \frac{1}{2} \underbrace{\left(\frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_o(\theta)} \right)}_{\text{σταθ.}} \underbrace{\left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right)}_{\xi_1} \quad (3.35)$$

Δηλαδή, για μεγιστοποίηση του drain efficiency απαιτείται να μεγιστοποιηθεί η 1^η αρμονική της κυματομορφής τάσης στα άκρα του τρανζίστορ, εφόσον η γωνία αγωγής δεν μεταβάλλεται.

$$\begin{aligned} \frac{\partial v_{DS}}{\partial t}(t_m) = 0 &\Rightarrow \omega \cdot V_1 \cdot \sin \omega t_m - 3 \cdot \omega \cdot V_3 \cdot \underbrace{\sin 3\omega t_m}_{=3 \sin \omega t_m - 4(\sin \omega t_m)^3} = 0 \Rightarrow \\ &\Rightarrow V_1 \cdot \sin \omega t_m - 3 \cdot V_3 \cdot (3 \cdot \sin \omega t_m - 4 \cdot (\sin \omega t_m)^3) = 0 \Rightarrow \\ &\Rightarrow 12V_3 \cdot \underbrace{(\sin \omega t_m)^2}_{1 - \cos^2(\omega t_m) \equiv 1 - x^2} + (V_1 - 9V_3) = 0 \Rightarrow \boxed{x^2 = \frac{V_1 + 3V_3}{12V_3}} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Μέσω της σχέσης (3.34) για το σημείο ελαχιστοποίησης της τάσης, λαμβάνουμε ότι:

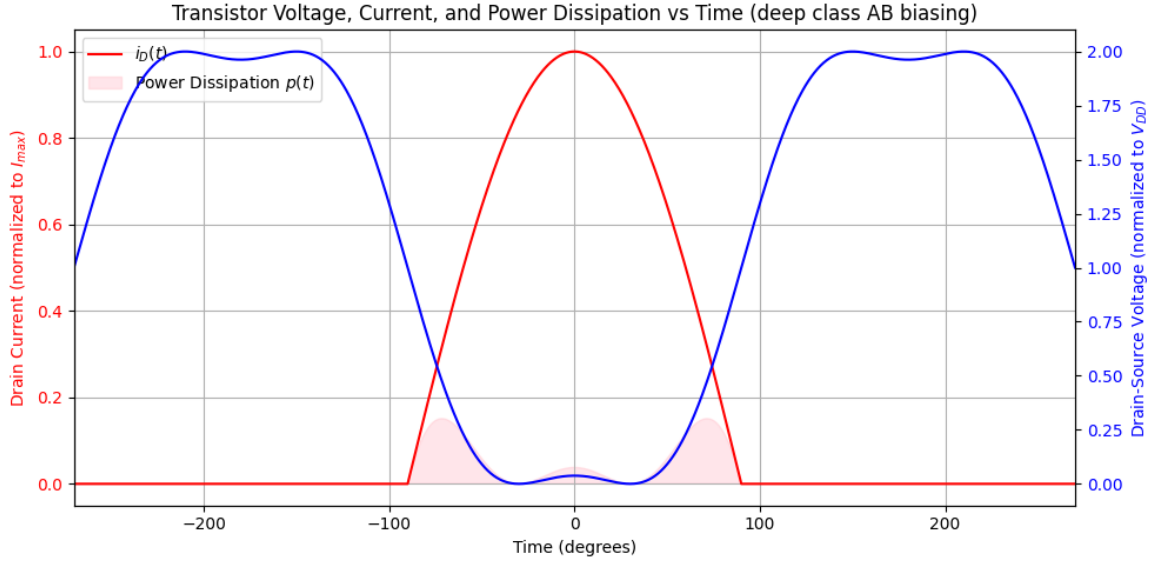
$$\begin{aligned}
v_{DS}(t_m) = v_{DSmin} &\Rightarrow V_{DD} - V_1 \cdot \cos \omega t_m + V_3 \cdot \cos 3\omega t_m = v_{DSmin} \\
\Rightarrow (V_{DD} - v_{DSmin}) - V_1 \cdot \cos \omega t_m + V_3 \cdot (4 \cdot \cos^3 \omega t_m - 3 \cdot \cos \omega t_m) &= 0 \xrightarrow{x \equiv \cos \omega t_m} \\
\Rightarrow 4V_3 \cdot x^2 - (V_1 + 3V_3) + \frac{(V_{DD} - v_{DSmin})}{x} &= 0 \xrightarrow{(3.36)} \\
\Rightarrow \frac{(V_{DD} - v_{DSmin})}{\sqrt{\frac{1}{\left(\frac{3V_3}{V_1}\right)} + 1}} = V_1 \left(\frac{1}{3} + \frac{V_3}{V_1}\right) \xrightarrow{v_{DSmin}=0V} &\boxed{\frac{V_1}{V_{DD}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{3} + \frac{V_3}{V_1}\right) \cdot \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{3V_3}{V_1}\right)} + 1}}} \quad (3.37)
\end{aligned}$$

Επομένως, σύμφωνα και με την σχέση (3.35) η μέγιστη απόδοση λαμβάνεται για το μέγιστο σημείο της παραπάνω εξίσωσης, δηλαδή για την επιλογή λόγου $1^{\text{ης}}$ με $3^{\text{ης}}$ αρμονικής κυματομορφής τάσης που δίνεται από τα παρακάτω:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \left(\frac{V_1}{V_{DD}}\right)}{\partial \left(\frac{V_3}{V_1}\right)} = 0 &\Rightarrow \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{3V_3}{V_1}\right)} + 1} - \left(\frac{1}{3} + \frac{V_3}{V_1}\right) \cdot \frac{1}{6 \left(\frac{V_3}{V_1}\right)^2 \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{3V_3}{V_1}\right)} + 1}} = 0 \Rightarrow \\
&\Rightarrow 6 \left(\frac{V_3}{V_1}\right)^2 + \left(\frac{V_3}{V_1}\right) - \frac{1}{3} = 0 \Rightarrow \boxed{\frac{V_3}{V_1} = \frac{1}{6}} \quad (3.38)
\end{aligned}$$

Από την σχέση (3.38) λαμβάνουμε τον λόγο αρμονικών τάσης με σκοπό ο παραπάνω ενισχυτής τάξης με έλεγχο $3^{\text{ης}}$ αρμονικής (τάξη F_3) να έχει τη μέγιστη απόδοση. Επομένως, για την $1^{\text{η}}$ και $3^{\text{η}}$ αρμονική ως προς την τάση τροφοδοσίας, έχουμε ότι:

$$\boxed{\frac{V_1}{V_{DD}} = \frac{2}{\sqrt{3}}} \quad \boxed{\frac{V_3}{V_{DD}} = \frac{1}{3\sqrt{3}}} \quad (3.39)$$



Εικόνα 3.13. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος του ενισχυτή ισχύος τάξης F_3 , σε πόλωση class B, καθώς και η ισχύς που καταναλώνεται στα άκρα του τρανζίστορ.

Από την παραπάνω έκφραση για τις τάσεις $1^{\text{ης}}$ και $3^{\text{ης}}$ αρμονικής μπορούμε να δούμε την απόδοση του παραπάνω ενισχυτή τάξης F_3 , καθώς και την σχέση μεταξύ των τερματισμών ($Z(f_o), Z(3f_o)$) στις παραπάνω αρμονικές συχνότητες που χρειάζεται να εφαρμοστούν μέσω του παθητικού δικτύου ώστε ο ενισχυτής ισχύος να ακολουθεί την παραπάνω συμπεριφορά. Ειδικότερα, έχουμε πως:

$$\eta_{D_{max}} = \frac{1}{2} \left(\frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_o(\theta)} \right) \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right)_{max} \Rightarrow \boxed{\eta_{D_{max}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\theta - \frac{\sin 2\theta}{2}}{\sin \theta - \theta \cos \theta}} \quad (3.40)$$

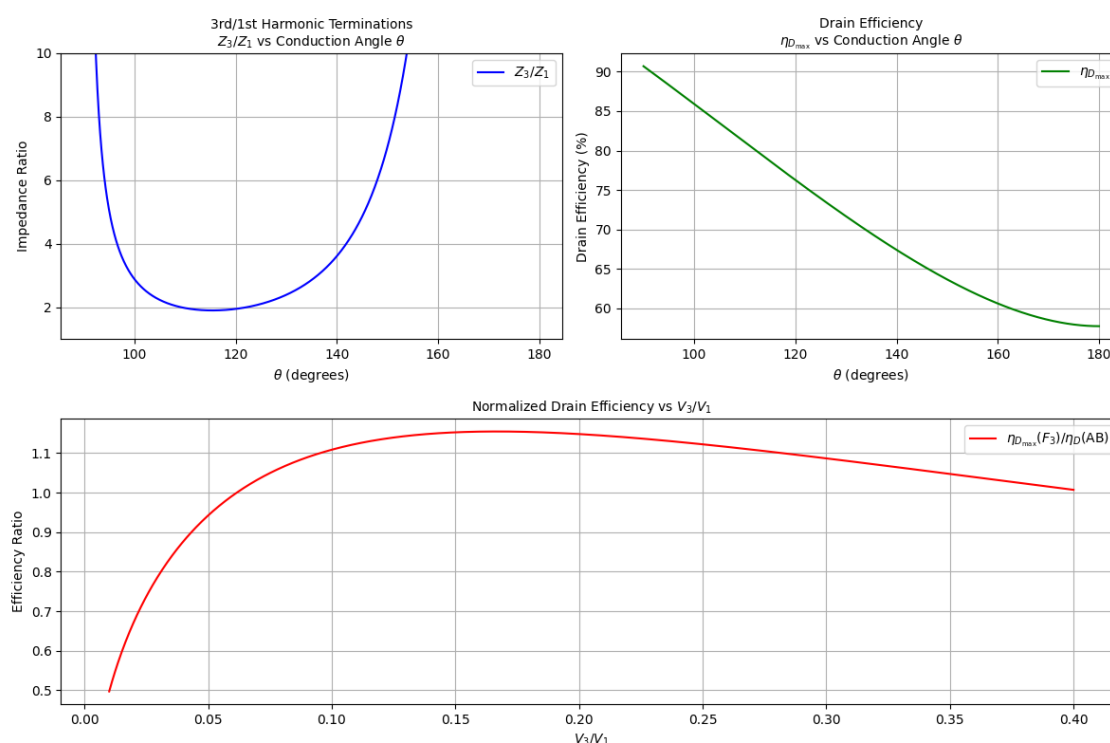
$$\frac{Z(3f_o)}{Z(f_o)} = \frac{\left(\frac{V_3}{I_3} \right)}{\left(\frac{V_1}{I_1} \right)} = \frac{\frac{\frac{V_{DD}}{3\sqrt{3}}}{\frac{\gamma_3(\theta)}{1 - \cos \theta} I_{max}}}{\frac{\frac{\gamma_1(\theta)}{1 - \cos \theta} I_{max}}{\frac{2V_{DD}}{\sqrt{3}}}} = \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_3(\theta)} \cdot \frac{1}{6} = \frac{1}{6} \frac{\theta - \frac{\sin 2\theta}{2}}{\frac{\sin 2\theta}{6} - \frac{\sin 4\theta}{12}} \Rightarrow \boxed{\frac{Z(3f_o)}{Z(f_o)} = \frac{\theta - \frac{\sin 2\theta}{2}}{\sin 2\theta - \frac{\sin 4\theta}{2}}} \quad (3.41)$$

ο Σύγκρισή με class AB ενισχυτή όσον αφορά τον λόγο τάσεων $1^{\text{ης}}/3^{\text{ης}}$ αρμονικής:

$$\frac{\eta_{D_{max}}(F_3)}{\eta_{D(AB)}} = \frac{\frac{1}{2} \left(\frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_o(\theta)} \right) \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right)}{\frac{1}{2} \left(\frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_o(\theta)} \right)} \Rightarrow \boxed{\frac{\eta_{D_{max}}(F_3)}{\eta_{D(AB)}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{3} + \frac{V_3}{V_1} \right) \cdot \sqrt{\frac{V_1}{3V_3} + 1}}} \xrightarrow{max} \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.155 \quad (3.42)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις μπορούμε να δούμε την παρακάτω εξάρτηση από την γωνία αγωγής για ενισχυτή τάξης F_3 ελέγχου μόνο της 3^{ης} αρμονικής, αλλά και την απόδοση που εμφανίζει ο ενισχυτής ελέγχου 3^{ης} αρμονικής μόνο, έναντι σε class AB ενισχυτή για κάθε γωνία αγωγής τρανζίστορ:

Παρατηρούμε δηλαδή πως σε πόλωση σε deep class AB, ο παραπάνω ενισχυτής μπορεί να φτάσει μέχρι και την θεωρητική απόδοση του 90%, μια βελτίωση $\times 1.15$ έναντι σε συμβατικούς ενισχυτές λειτουργίας τάξης B χωρίς έλεγχο αρμονικών. Σε συνδυασμό με αυτό όμως παρατηρούμε ότι για γωνίες αγωγής κοντά σε τάξη B, ο τερματισμός στην 3^η αρμονική που χρειάζεται να «βλέπει» το τρανζίστορ γίνεται αρκετά μεγάλος (οριακά ανοιχτοκύκλωμα) κάτι το οποίο μπορεί να κατασκευαστεί αρκετά εύκολα με κάποιο απλό συντονισμένο φίλτρο 2 στοιχείων ή με κάποια γραμμή μεταφοράς.

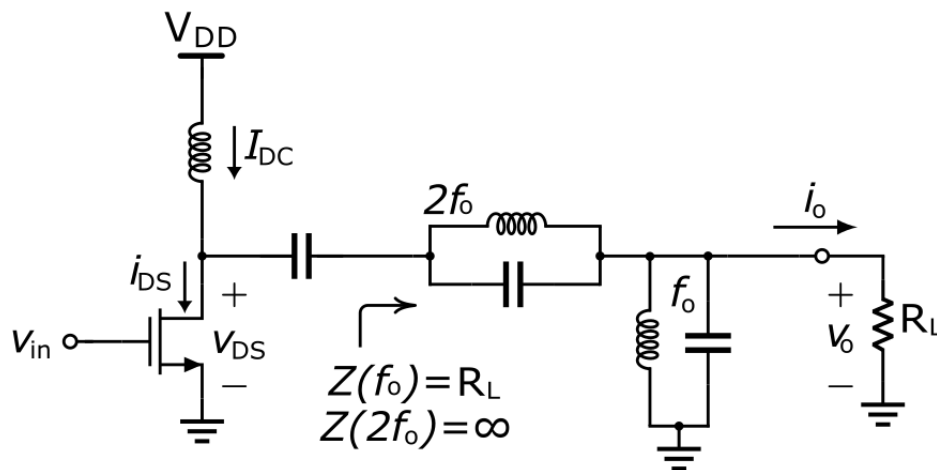


Εικόνα 3.14. Harmonic terminations 3ης/1ης αρμονικής και drain efficiency ενισχυτή κλάσης F_3 ενώ περιλαμβάνεται επίσης και ποιοτική σύγκριση απόδοσης με ενισχυτές τάξης AB χωρίς έλεγχο αρμονικών

Αντίστοιχα, η παραπάνω τεχνική waveform shaping μπορεί να υλοποιηθεί και με την προσθήκη επιπλέον περιττών αρμονικών, όπως και της 5^{ης} οδηγώντας σε έναν ενισχυτή τάξης F_{35} , προσεγγίζοντας με ακόμα υψηλότερη ακρίβειά την τετραγωνική κυματομορφή τάσης στα άκρα του τρανζίστορ.

3.4.2 Μελέτη ανάστροφης τάξης F ενισχυτή μέγιστης απόδοσης με έλεγχο μόνο 2^{ης} αρμονικής

Επιπλέον, είναι εφικτό μέσω αλλαγής του παθητικού δικτύου να εμφανιστούν κατάλληλη τερματισμοί άπειρης αντίστασης στις άρτιες αρμονικές $2f_0, 4f_0, \dots$ αντί για τις περιττές, με συνέπεια το ρεύμα στα άκρα του τρανζίστορ να είναι μηδενικό στις ανωτέρω αρμονικές και άρα να μην περιγράφεται πλέον από κυματομορφή μισού ημιτόνου ακολουθώντας την πηγή, αλλά από τετραφωνικού τύπου κυματομορφές, εμπεριέχοντας μόνο περιττές αρμονικές. Αντίθετα η κυματομορφή τάσης θα περιέχει άπειρο πλήθος άρτιων αρμονικών και θα ακολουθεί μορφή μισού ημιτόνου. Ως αποτέλεσμα, τα σχήματα των κυματομορφών ρεύματος και τάσης στα άκρα του τρανζίστορ θα οδηγούν σε κατάσταση όπου δεν υπάρχει ταυτόχρονη επικάλυψη, όπως ακριβώς συμβαίνει με ένα συμβατικό τρόπο τάξης F, όμως αυτή τη φορά αντιστρέφονται οι ρόλοι του ρεύματος και της τάσης. Μια τέτοια κατάσταση, με μη επικαλυπτόμενη συμμετρική κυματομορφή τάσης και ρεύματος τρανζίστορ, αντιστοιχεί σε έναν ιδανικό τρόπο ανάστροφης τάξης F^{-1} με θεωρητική απόδοση μέχρι και 100% για άπειρο πλήθος ελέγχου αρμονικών.



Εικόνα 3.15. Απλοποιημένο διάγραμμα ενισχυτή ανάστροφης τάξης F^{-1} με έλεγχο άρτιων αρμονικών

Αντίστοιχα με παραπάνω, για την σχεδίαση τερματισμών στο ενισχυτή ανάστροφης τάξης F^{-1} ελέγχου μόνο 2^{ης} αρμονικής, με μέγιστη απόδοση λαμβάνουμε ότι:

$$\frac{\partial v_{DS}}{\partial t}(t_m) = 0 \Rightarrow \omega \cdot V_1 \cdot \sin \omega t_m - 2 \cdot \omega \cdot V_2 \cdot \underbrace{\sin 2\omega t_m}_{=2 \sin \omega t_m \cos \omega t_m} = 0 \Rightarrow \boxed{\cos \omega t_m = \frac{V_1}{4V_2}} \quad (3.43)$$

αφού $v_{DS}(t) = V_{DD} - V_1 \cos \omega t + V_2 \cos \omega t$, για ανάστροφη τάξης F^{-1} . Επομένως, όσον αφορά την μέγιστη απόδοση αρκεί να μεγιστοποιηθεί ο όρος $\frac{V_1}{V_{DD}}$ ο οποίος θα εκφραστεί συναρτήσει του όρου $\frac{V_1}{V_2}$ μέσω της παραπάνω σχέσης:

$$v_{DS}(t_m) = 0 \Rightarrow V_{DD} - V_1 \cdot \cos(\omega t_m) + V_2 \cdot \underbrace{\cos(2\omega t_m)}_{2 \cos^2 \omega t_m - 1} = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_{DD} - \frac{V_1^2}{4V_2} + V_2 \cdot \left(\frac{2V_1^2}{16V_2^2} - 1 \right) = 0 \Rightarrow \frac{V_{DD}}{V_1} = \frac{V_1}{8V_2} + \frac{V_2}{V_1} \Rightarrow \boxed{\frac{V_1}{V_{DD}} = \frac{1}{\frac{V_2}{V_1} + \frac{V_1}{8V_2}}} \quad (3.44)$$

Μεγιστοποίηση απόδοσης ενισχυτή ανάστροφης τάξης F_2^{-1} για τον παρακάτω λόγο 2^{ης} με 1^{ης} αρμονικής τάσης στα άκρα του τρανζίστορ:

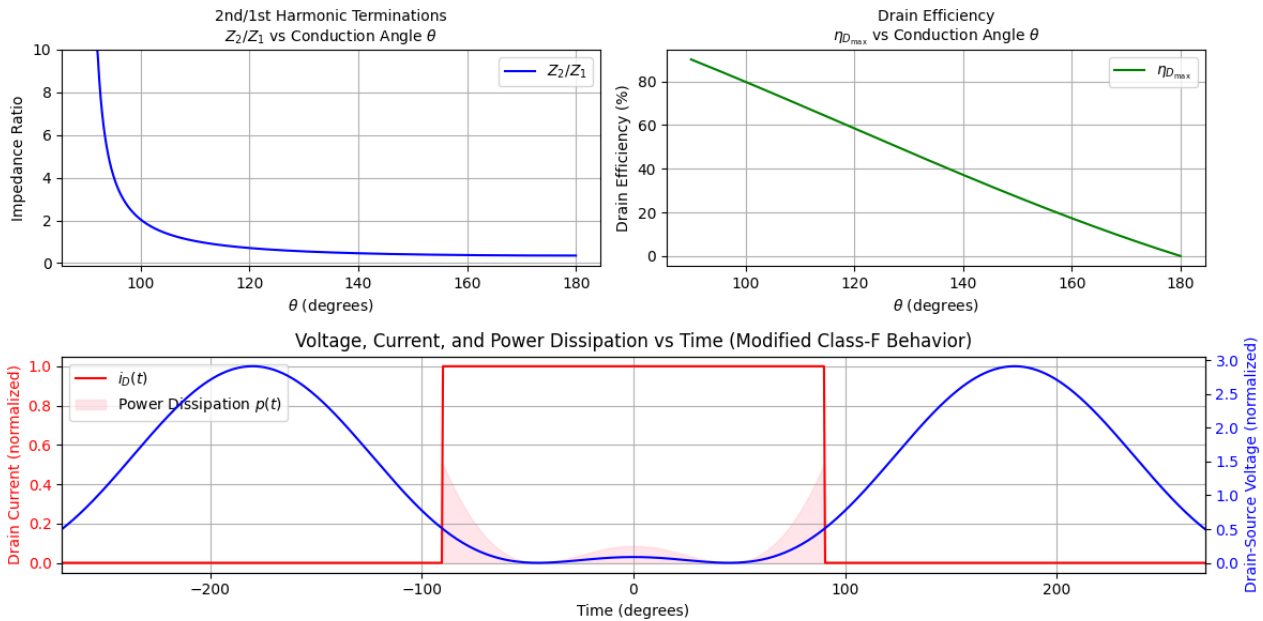
$$\frac{\partial \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right)}{\partial \left(\frac{V_2}{V_1} \right)} = 0 \Rightarrow -\frac{1 - \frac{1}{8} \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2}{\left(\frac{V_2}{V_1} + \frac{V_1}{8V_2} \right)^2} = 0 \Rightarrow \boxed{\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{2\sqrt{2}}} \Rightarrow \boxed{\frac{V_1}{V_{DD}} = \sqrt{2}, \frac{V_2}{V_{DD}} = \frac{1}{2}} \quad (3.45)$$

Άρα για την απόδοση και τους τερματισμούς στην 2^η αρμονική, έπειτα από υπολογισμό των αρμονικών ενός ιδανικά τετραγωνικού παλμού ρεύματος μεταξύ $(-\theta, \theta)$ από θεωρία σειρών Fourier, έχουμε ότι:

$$\eta_{D_{max}}(\theta) = \frac{1}{2} \cdot \underbrace{\left(\frac{I_1}{I_{DC}} \right)}_{\substack{\text{square} \\ \text{current } i_{DS}(t)}} \cdot \left(\frac{V_1}{V_{DD}} \right)_{max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{2I_{max}}{\pi} \sin \theta}{\frac{I_{max}}{\pi} \theta} \cdot \sqrt{2} \Rightarrow \boxed{\eta_{D_{max}}(\theta) = \sqrt{2} \cdot \frac{\sin \theta}{\theta}} \quad (3.46)$$

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \left(\frac{V_2}{V_1} \right) \cdot \underbrace{\left(\frac{I_1}{I_2} \right)}_{\substack{\text{square} \\ \text{current } i_{DS}(t)}} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot \left(\frac{\frac{2I_{max}}{\pi} \sin \theta}{\frac{I_{max}}{\pi} \sin 2\theta} \right) \Rightarrow \boxed{\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sin \theta}{\sin 2\theta}} \quad (3.47)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις συμπεραίνουμε ότι πάλι για λειτουργία σε deep class AB λαμβάνουμε την μέγιστη απόδοση αλλά και λειτουργία με ιδανικά άπειρο τερματισμό 2^{ης} αρμονικής. Επίσης από την σχέση (3.45) παρατηρούμε πως η τάση στα άκρα του τρανζίστορ μπορεί να ξεπεράσει την τάση τροφοδοσίας, κατά έναν παράγοντα μεγαλύτερο του 2, κάτι που απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή κατά την σχεδίαση ενισχυτών τάξης F^{-1} . Οι κυματομορφές ρεύματος και τάσης του τρανζίστορ καθώς και οι παραπάνω εκφράσεις για την απόδοση και τους τερματισμούς συγκεντρώνονται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 3.16. Κυματομορφές τάσης και ρεύματος τρανζίστορ για έναν ενισχυτή τάξης F^{-1} , ελέγχου μόνο της 2ης αρμονικής. Επιπλέον, δίνονται και τα διαγράμματα μέγιστου drain efficiency και ο λόγος τερματισμών 2ης με 1ης αρμονικής ως προς την γωνία αγωγής του τρανζίστορ

3.4.3 Μελέτη class J ενισχυτή

Παραπάνω φαίνεται αναλυτικά πως ο έλεγχος των τερματισμών που «βλέπει» το τρανζίστορ σε αρμονικές συνιστώσες πέραν της θεμελιώδους μπορεί να βοηθήσει στο shaping της κυματομορφής της τάσης ή του ρεύματος στα άκρα του τρανζίστορ. Αυτό έχει ως συνέπεια την ελαχιστοποίηση της επικάλυψης αυτών και λειτουργία του τρανζίστορ με χαμηλότερη ισχύ κατανάλωσης στα άκρα του, επιτυγχάνοντας υψηλότερη απόδοση από τις συμβατικές τάξεις βασισμένες μόνο στην γωνία αγωγής και στο φιλτράρισμα ανώτερων αρμονικών. Ωστόσο, όπως είδαμε παραπάνω οι τερματισμοί για τις παραπάνω συχνότητες καλύπτουν κυρίως τη δημιουργία τετραγωνικών κυματομορφών είτε στην τάση είτε στο ρεύμα για μέγιστη απόδοση. Για την δημιουργία των παραπάνω κυματομορφών, απαιτείται η χρήση harmonic short ή/και harmonic open στις διάφορες αρμονικές συνιστώσες, επίτευγμα αρκετά δύσκολο από τυπικά/απλά δίκτυα εξόδου χαμηλών απωλειών σε υψηλές συχνότητες (band – limiting δίκτυα). Αντίστοιχα, ακόμα και βασικούς ενισχυτές ισχύος λειτουργίας class AB ή B, είναι απαραίτητο το φιλτράρισμα ανώτερων αρμονικών, πέραν της θεμελιώδους με harmonic short, εξίσου δύσκολο εγχείρημα στις υψηλές συχνότητες.

Γι' τον λόγο αυτόν η υλοποίηση ενός ενισχυτή ισχύος σε τάξη J είναι αρκετά χρήσιμη. Ο ενισχυτής τάξης J μπορεί να πετύχει την ίδια ισχύ εξόδου, απόδοση και γραμμικότητα με έναν conventional ενισχυτή ισχύος σε τάξη A/AB/B, χωρίς να απαιτεί την δημιουργία band – limited harmonic shorts / open που απαιτούν οι παραπάνω τάξεις ενισχυτών [15].

Ειδικότερα, διατηρώντας την κυματομορφή μισού – ημιτόνου του ρεύματος τρανζίστορ για έναν τυπικό class AB ενισχυτή, απαιτείται να εξετάσουμε τους επιθυμητούς τερματισμούς, με σκοπό να πετύχουμε αποφυγή επικάλυψης τάσης και ρεύματος στα άκρα του τρανζίστορ. Ο βασικός τρόπος να συμβεί το παραπάνω είναι εισάγοντας επιπλέον περιεχόμενο 1^{ης} αρμονικής σε **quadrature phase** σε αντίθεση με την τυπική κλάση AB ή την τάξη F/F^{-1} που περιέχουν μόνο in – phase περιεχόμενο της 1^{ης} αρμονικής. Το παραπάνω θα ενισχύσει (**harmonic boost**) στην 1^η αρμονική στα σημεία της μεγιστοποίησης αυτής, ενώ στα σημεία μηδενισμού αυτής δεν θα συνεισφέρει μεγάλη μεταβολή. Η ανωτέρω παρατήρηση οδηγεί στην παρακάτω κυματομορφή τάσης:

$$v_{DS_{class-J}}(t) = (V_{DD} + V_m \cos \omega t) \cdot (1 + a \cdot \sin \omega t) \xrightarrow{V_m=V_{DD}} \Rightarrow \boxed{v_{DS_{class-J}}(t) = V_m \cdot \left(1 + \cos \omega t + a \cdot \sin \omega t + \frac{a}{2} \cdot \sin 2\omega t\right)} \quad (3.48)$$

όπου a : παράμετρος ρύθμισης της class J τάσης κυματομορφής. Ειδικότερα, για την παραπάνω κυματομορφή τάσης παίρνουμε ακριβώς ίδια απόδοση με τον απλό ενισχυτή ισχύος λειτουργίας class AB, με συντονισμένο φίλτρο στην θεμελιώδη:

$$\eta_D(\theta) = \frac{\frac{1}{2} V_{1(I)} I_1}{V_{DD} I_{DC}} \Rightarrow \eta_D(\theta) = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{1(I)}}{V_{DC}} \cdot \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_o(\theta)} \Rightarrow \boxed{\eta_D(\theta) = \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{V_m}{V_{DC}} \cdot \frac{\gamma_1(\theta)}{\gamma_o(\theta)}}_{\eta_{D_{class AB}}(\theta)}} \quad (3.49)$$

Όμως, για την 1^η αρμονική τη κυματομορφής τάσης εμφανίζεται και out – of – phase αρμονικό περιεχόμενο οδηγώντας στα παρακάτω:

$$V_{1(I)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi}^{2\pi} v_{DS_{class-J}}(t) \cdot \cos \omega t \cdot d(\omega t) = V_m \quad (3.50)$$

$$V_{1(Q)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi}^{2\pi} v_{DS_{class-J}}(t) \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = a \cdot V_m \quad (3.51)$$

Ομοίως, για την 2^η αρμονική έχουμε μόνο quadrature – phase συνιστώσα ως εξής:

$$V_{2(I)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi}^{2\pi} v_{DS_{class-J}}(t) \cdot \cos 2\omega t \cdot d(\omega t) = 0, \\ V_{2(Q)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi}^{2\pi} v_{DS_{class-J}}(t) \cdot \sin 2\omega t \cdot d(\omega t) = \frac{a}{2} V_m \quad (3.52)$$

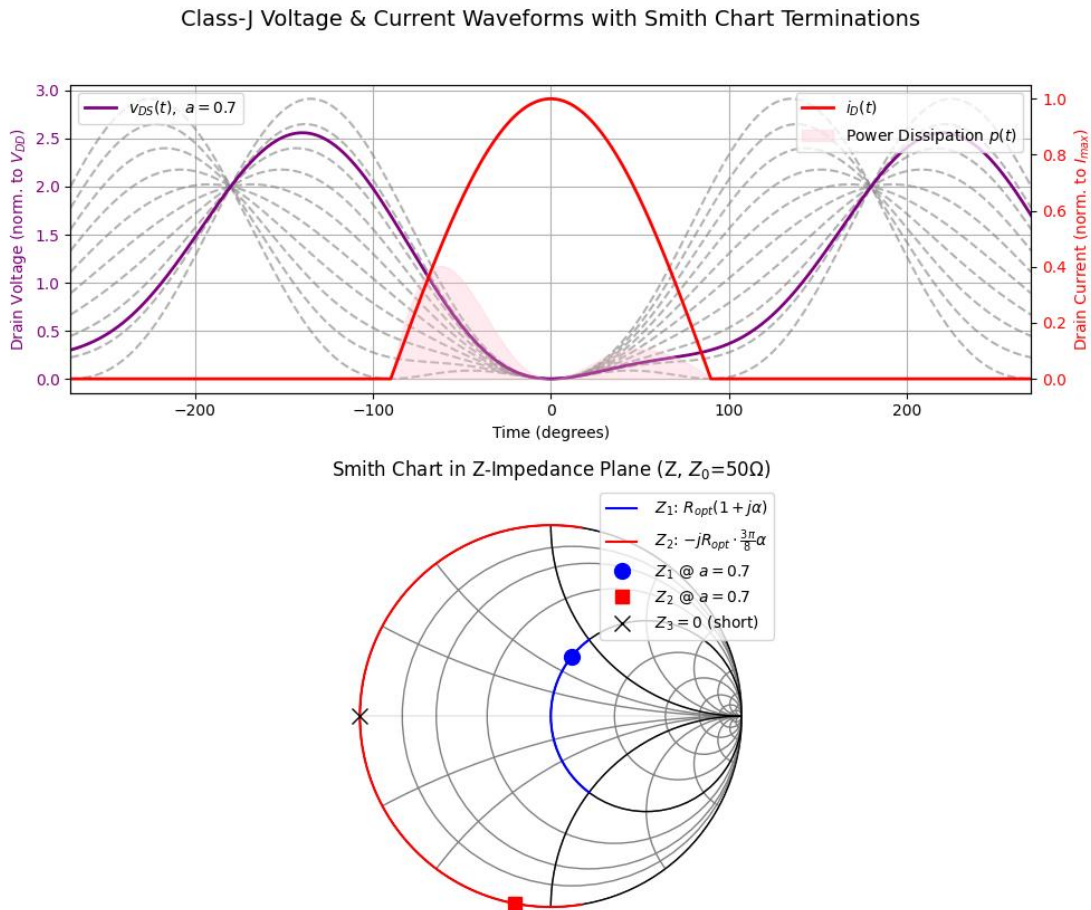
Επομένως, παρατηρούμε ότι πλέον οι τερματισμοί δεν περιλαμβάνουν καθαρά ωμικό μέρος, αλλά και φανταστικό, λόγω της προσθήκης της επιπλέον quadrature συνιστώσας. Επομένως, εάν θέλουμε

ο ενισχυτής ισχύος υπό class AB πόλωση μέσω γωνίας αγωγής θ , να οδηγήσει στις ανωτέρω κυματομορφή τάσης, οι τερματισμοί που «βλέπει» το τρανζίστορ θα πρέπει να είναι:

$$Z_1(\theta) = \frac{V_1(I) + jV_1(Q)}{I_1(I) + j\underbrace{I_1(Q)}_{=0}} = \frac{V_m(1+ja)}{I_{max} \frac{\gamma_1(\theta)}{1-\cos\theta}} \xrightarrow{\text{class B}} \boxed{Z_1 = \frac{V_m(1+ja)}{\frac{I_{max}}{2}} = R_{opt} \cdot (1+ja)} \quad (3.53)$$

$$Z_2 = \frac{V_2(I) + jV_2(Q)}{I_2(I) + j\underbrace{I_2(Q)}_{=0}} = \frac{j_2^a V_m}{I_{max} \frac{\gamma_2(\theta)}{1-\cos\theta}} \xrightarrow{\text{class B}} \boxed{Z_2 = \frac{j_2^a V_m}{\frac{2I_{max}}{3\pi}} = ja \frac{3\pi}{8} R_{opt}} \quad (3.54)$$

Δηλαδή, παρατηρούμε πως τα harmonic termination που απαιτούνται για λειτουργία σε class J περιέχουν ωμικό + επαγωγικό termination για την 1^η αρμονική και καθαρά χωρητικό termination για την 2^η αρμονική, ενώ harmonic short για όλες τις ανώτερες αρμονικές. Παρακάτω, φαίνονται τόσο οι θεωρητικές κυματομορφές που διέπουν την λειτουργία του class J ενισχυτή, όσο και οι ανωτέρω τερματισμοί στο χάρτη Smith συναρτήσει του παράγοντα a :

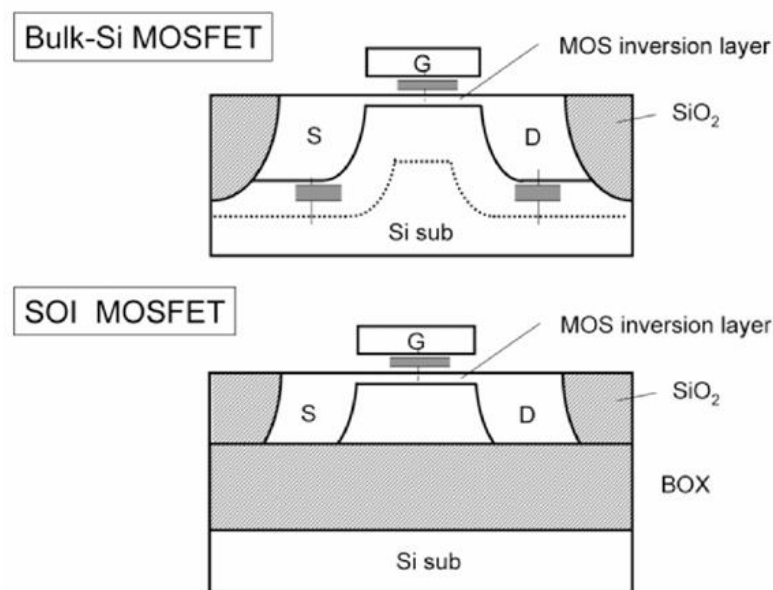


Εικόνα 3.17. Class J waveforms and harmonic terminations

4. Επισκόπηση της τεχνολογίας FD-SOI 22nm CMOS

4.1 Η τεχνολογία Silicon – On – Insulator (SOI) CMOS

Η τεχνολογία που αξιοποιείται στην παρούσα εργασία είναι η **GF22-FDX** (22nm Fully Depleted Silicon-On-Insulator CMOS) της **GlobalFoundries**, η οποία συνδυάζει υψηλές επιδόσεις με εξαιρετικά χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Πρόκειται για τεχνολογία αιχμής βασισμένη στην αρχιτεκτονική FD – SOI, που χρησιμοποιεί ένα λεπτό στρώμα μονοκρυσταλλικού πυριτίου πάνω από ένα μονωτικό στρώμα οξειδίου (Buried Oxide – BOX). Στην περίπτωση του FD-SOI process, το μονοκρυσταλλικό στρώμα πυριτίου είναι πλήρως απογυμνωμένο, γεγονός που μειώνει σημαντικά τις σκεδάσεις των φορέων του καναλιού με άτομα προσμίξεων δοτών (συνήθως p^+ - type dopants υποστρώματος σε bulk CMOS), οδηγώντας σε υψηλότερη κινητικότητα φορέων έναντι σε bulk CMOS τεχνολογίες αντίστοιχου feature size. Αυτή η προσέγγιση εξασφαλίζει πλήρη απογύμνωση της περιοχής του σώματος των τρανζίστορ, μειώνοντας δραστικά φαινόμενα όπως το **floating body effect** και τις παρασιτικές χωρητικότητες προς το υπόστρωμα (**reduced substrate capacitances**), με αποτέλεσμα τη βελτίωση της ταχύτητας και της ενεργειακής αποδοτικότητας των κυκλωμάτων.

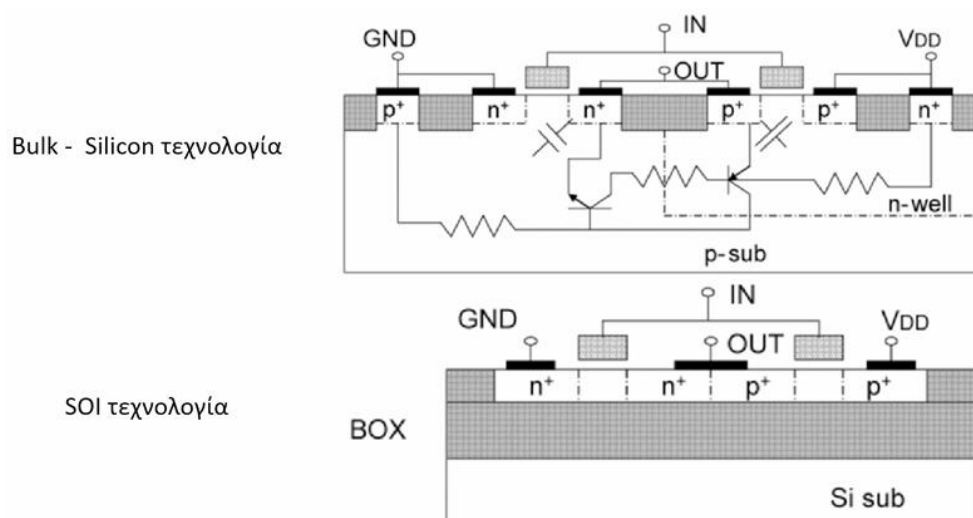


Εικόνα 4.1. Παρασιτικές χωρητικότητες τρανζίστορ σε bulk CMOS και SOI CMOS τεχνολογίες [16]

Αντίστοιχα, η ύπαρξη του BOX layer ελαχιστοποιεί τυχόν ρεύματα διαρροής προς το υπόστρωμα, καθώς πλέον οι παρασιτικές $p - n$ δίοδοι μεταξύ των επαφών του τρανζίστορ και του $p - sub$ υποστρώματος διαχωρίζονται από ένα επιπλέον διηλεκτρικό στρώμα. Συνεπώς, η τεχνολογία αυτή

αποτελεί σημαντική λύση και για ψηφιακά κυκλώματα χαμηλής κατανάλωσης, για το οποία είναι υποχρεωτικό να υπάρχει **χαμηλότερο leakage current προς το υπόστρωμα**.

Επιπλέον, η τεχνολογία αυτή επιτρέπει σύνθετη διαχείριση του **body – biasing**, βελτιώνοντας περαιτέρω την ενεργειακή αποδοτικότητα ή την ταχύτητα, ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Αυτό συμβαίνει διότι στην τεχνολογία αυτή δίνεται η δυνατότητα για τη χρήση επιπλέον πηγαδιών n - well ή p - well κάτω από το BOX, τα οποία επιδρούν στην συμπεριφορά λειτουργίας του τρανζίστορ, όπως για παράδειγμα στην ρύθμιση της τάσης κατωφλιού του. Η ρύθμιση του body ακροδέκτη παρέχει ένα επιπλέον ανεξάρτητο κόμβο ρύθμισης της DC πόλωσης των τρανζίστορ, αλλά χρησιμοποιείται και για την απόρριψη των φαινομένων σώματος (βραχυκύκλωση body με source επαφών: $v_{sb} = 0V$), κάτι που δεν συμβαίνει σε bulk CMOS τεχνολογίες.



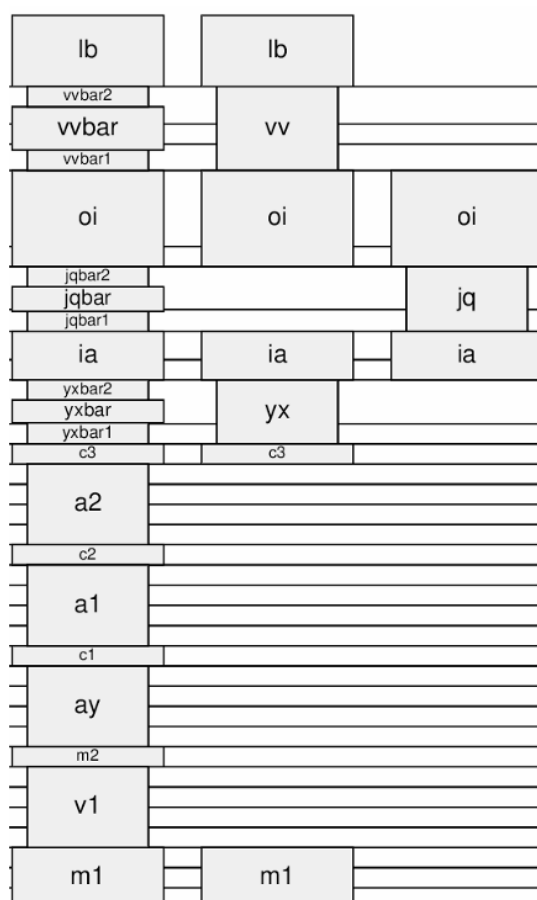
Εικόνα 4.2. Φαινόμενο Latch - up σε CMOS inverter σε bulk vs SOI CMOS [16]

Τέλος, η επίδραση του BOX επιφέρει ένα ακόμη πλεονέκτημα για τις SOI τεχνολογίες και αυτό αφορά την απουσία του latch – up effect στα SOI τρανζίστορ. Σε τυπικές bulk CMOS τεχνολογίες, η σύνδεση επαφών nMOS και pMOS τρανζίστορ μεταξύ τους είναι πιθανόν να σχηματίσει βρόγχο θετικής ανάδρασης μεταξύ αυτών και των παρασιτικών διπολικών τρανζίστορ που δημιουργούνται μεταξύ των επαφών / πηγαδιών τρανζίστορ και του p - sub υποστρώματος. Η παραπάνω ανάλυση φαίνεται στο 1^ο σχήμα της εικόνας 4.2. Αντιθέτως, η ύπαρξη του BOX δεν επιτρέπει τον σχηματισμό επαφών παρασιτικών διπολικών τρανζίστορ n_{pn} ή/και p_{np} με το υπόστρωμα, με συνέπεια να μην σχηματίζεται κανένας βρόγχος ανάδρασης που μπορεί δυναμικά να επηρεάζει την DC λειτουργία των τρανζίστορ και όχι μόνο.

Τα ανωτέρω πλεονεκτήματα αναδεικνύουν την τεχνολογία GF22-FDX ως ιδανική επιλογή για σύγχρονες εφαρμογές χαμηλής κατανάλωσης ισχύος και υψηλής απόδοσης. Όλα τα παραπάνω οδηγούν σε αυξημένη ενεργειακή αποδοτικότητα και λειτουργική αξιοπιστία, γεγονός που καθιστά την τεχνολογία αυτή ιδιαίτερα κατάλληλη για προηγμένα RF, αναλογικά, mixed – signal, αλλά και ψηφιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα, ειδικά σε περιβάλλοντα όπου η ενεργειακή κατανάλωση και η σταθερότητα της λειτουργίας αποτελούν κρίσιμους παράγοντες σχεδιασμού.

4.2 FEOL / BEOL Devices της Τεχνολογίας GF22 – FDX

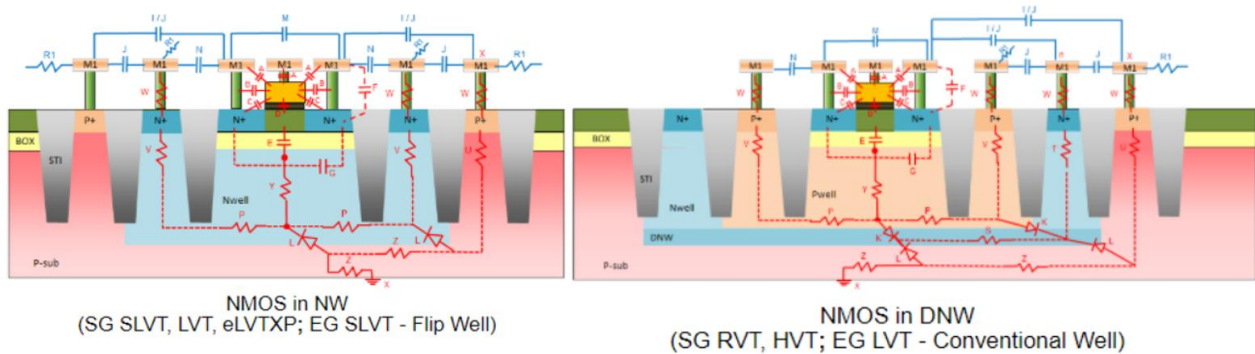
Η τεχνολογία GF22-FDX ενσωματώνει στοίβα 7 **μεταλλικών επιπέδων επιμετάλλωσης χαλκού** (Cu Metal layers), όπου τα υψηλότερα μέταλλα IA / OI αποτελούν ιδανική επιλογή για σχεδίαση high – Q στοιχείων (μετασχηματιστών, πηνίων, γραμμών μεταφοράς κ.λπ.), ενώ υπάρχει ακόμη ένα επιπλέον επίπεδο **αλουμινίου (Al Top –Metal)**, το οποίο ενδείκνυται για διασυνδέσεις υψηλής ισχύος, καθώς και τις εξωτερικές συνδέσεις με τα pad του ολοκληρωμένου τσιπ. Η πλήρης αναπαράσταση του *stackup* φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 4.3. GF22 - FDX Metal Stackup που χρησιμοποιείται

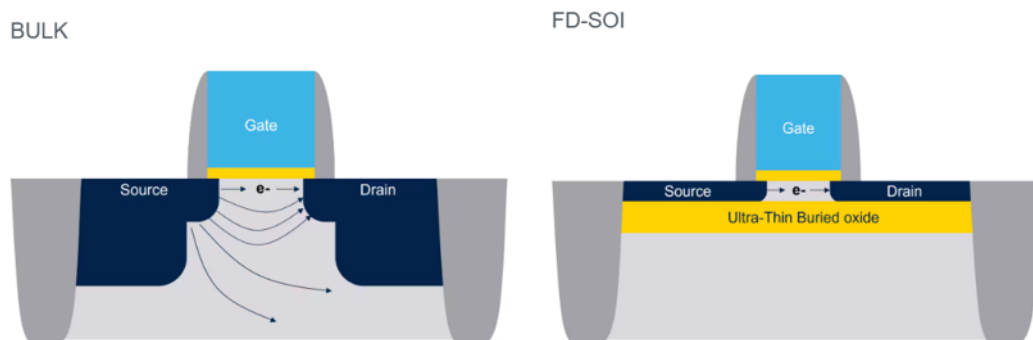
4.2.1 MOS Τρανζίστορ

Η τεχνολογία GF22 - FDX προσφέρει πληθώρα MOS τρανζίστορ, για πολλαπλές εφαρμογές που εκτείνονται από τη σχεδίαση μνημών και ψηφιακών κυκλωμάτων μέχρι τη σχεδίαση αναλογικών και RF κυκλωμάτων. Κάθε τύπος τρανζίστορ έχει πέντε δυνατές επιλογές τάσης κατωφλίου, από χαμηλή έως υψηλή, ανάλογα με τις απαιτήσεις της πόλωσης που υπάρχουν. Στην παρακάτω εικόνα, φαίνεται η τομή για κάθε τρανζίστορ που υποστηρίζει η τεχνολογία:



Εικόνα 4.4. Flipped-well (FW) και Conventional-well τρανζίστορ της τεχνολογίας GF22 – FDX [17]

Αρχικά, όπως παρατηρούμε το n / p – channel των τρανζίστορ αναπτύσσεται πάνω από το BOX layer σε μονοκρυσταλλικό πυρίτιο, το οποίο είναι πλήρως απογυμνωμένο από δότες (p^+ Donors) έναντι με bulk CMOS τεχνολογίες που αποτελείται από κάποιο n^+ ή p^+ – well ή p – substrate (έντονο πράσινο χρώμα στην εικόνα 4.4). Αυτό το γεγονός οδηγεί σε **υψηλότερα self – gain** για το τρανζίστορ, ειδικά σε ελάχιστο μήκος καναλιού, λόγω της υψηλότερης κινητικότητας φορέων στο κανάλι που οφείλεται στον περιορισμό του ηλεκτρικού πεδίου μόνο εντός του καναλιού, δίχως να δημιουργούνται fringe fields προς το substrate (εικόνα 4.5).



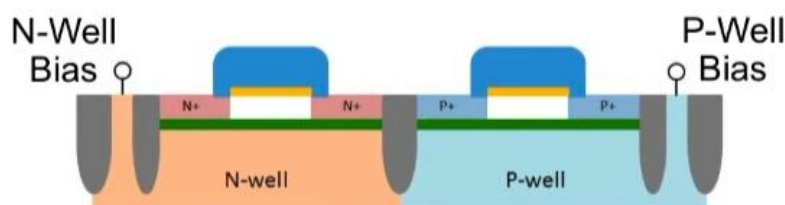
Εικόνα 4.5. Σχηματισμός οριζόντιου ηλεκτρικού πεδίου καναλιού ($\vec{E}_{DS}$) σε bulk και FD-SOI CMOS [18]

Επίσης, η απουσία dopants στο κανάλι επιτρέπει καλύτερο device matching και **λιγότερη ευαισθησία** στις παραμέτρους του devices (όπως στο V_{TH}) σε **Layout dependent effects (LDE)**, όπως

well proximity effects ή το LOD (length of diffusion), που αφορούν την απόσταση του τρανζίστορ από γειτονικά n/p – wells και την απόσταση του polySi της πύλης από τα άκρα της περιοχής διάχυσης, αντίστοιχα.

Η τεχνολογία αυτή διαχωρίζεται σε δύο είδη τρανζίστορ όσον αφορά το body του device:

- **Flip Well:** Χρησιμοποιείται n – well κάτω από τα nMOS τρανζίστορ και p – well κάτω από τα pMOS.
- **Conventional Well:** Χρησιμοποιείται p – well κάτω από τα nMOS τρανζίστορ, το οποίο εμπεριέχεται ενός deep n – well και n – well κάτω από τα pMOS, το οποίο βρίσκεται πάνω από το p – sub.



Εικόνα 4.6. Back - gate biasing σε flipped - well devices

Η χρήση των flip – well devices είναι ιδιαίτερα σημαντική, καθώς επιτρέπουν τον έλεγχο του channel με αντίστοιχο τρόπο με την πύλη του τρανζίστορ. Ειδικότερα για ένα flipped – well nFET, η αύξηση του body contact (**back – gate contact**) επιφέρει μείωση στην τάση κατωφλίου του τρανζίστορ, καθώς αύξηση της τάσης στο n – well «τραβάει» περισσότερο θετικό φορτίο (οπές) προς την διεπιφάνεια του BOX επιτρέποντας στο n – channel να άγει παραπάνω ρεύμα (3D έλεγχος τρανζίστορ). Η μείωση του V_{TH} μέσω του back – gate είναι ιδιαίτερα χρήσιμη σε μεγάλο πλήθος εφαρμογών:

- Αύξηση $I_{DS_{sat}}$ / Μείωση $I_{DS_{off}}$: Δυναμική μεταβολή time – delay, ρύθμιση rise/fall time, υψηλότερα clock speed (Clock/LO buffer, Time-to-Digital converters, Delay lines κ.λ.π)
- Μείωση $R_{DS_{on}}$ / Αύξηση $R_{DS_{off}}$: RF switches, programmable capacitor array, mixers
- DC operating point tuning: LDO, Power Amplifiers, Comparators
- Calibration : Ιδιαίτερα χρήσιμο σε αναλογικά φίλτρα π.χ. Gm – C φίλτρα

Τα τρανζίστορ της τεχνολογίας διαχωρίζονται επίσης και με βάση το πάχος του οξειδίου πύλης που χρησιμοποιείται σε **thin** και **thick – oxide devices**, αλλά και με βάση διάφορα άλλα χαρακτηριστικά, όπως τη μέγιστη επιτρεπτή τάση στα άκρα τους. Στον παρακάτω πίνακα, φαίνονται

τα χαρακτηριστικά και όλες οι βασικές πληροφορίες που διαχωρίζουν τα τρανζίστορ που προσφέρει η τεχνολογία GF22 – FDX:

Devices	Description	BV_{DS}	Information
Based on V_{TH} (thin oxide)	RVT: Typical V_{TH} (Conventional well)	2.7 V	• Ίδια breakdown & nominal τάση VDS • $V_{TH} \uparrow \Rightarrow I_{DCsat} \downarrow$, $V_{DSsat} \uparrow \Rightarrow OP_{1dB} \downarrow$ • Μικρή μείωση σε f_t/f_{max} και στο κέρδος ισχύος για χαμηλά V_{TH}. • Ικανοποιούν speed – leakage tradeoff. • SLVTN τρανζίστορ προτιμώνται για cascode τοπολογίες, λόγω υψηλότερου swing στη τάση ενδιάμεσου κόμβου.
	HVT: High V_{TH} (Conventional well)		
	LVT: Low V_{TH} (Flipped well)		
	SLVT: Super-low V_{TH} (Flipped well)		
Based on oxide thickness	EG: $L_{min} = 150nm$ - 1.8V	3.7 V	• Υψηλότερη breakdown & nominal τάση, με βάση το πάχος του οξειδίου πύλης. • Μεγαλύτερο poly-to-poly spacing και αύξηση το ελάχιστου μήκους πύλης, λόγω αντοχής υψηλότερων τάσεων. • Χαμηλότερα f_t/f_{max} και κέρδη ισχύος έναντι σε thin – oxide τρανζίστορ.
	EGV: $L_{min} = 100nm$ - 1.5V	3.5 V	
	EGU: $L_{min} = 70nm$ - 1.2V	3.2 V	
SG-BFMOAT nMOS	Replaces back-gate N-well, with a BFMOAT layer under BOX.	2.7 V	• Υψηλότερη απομόνωση n –channel από το υπόστρωμα. • Χαμηλότερες παρασιτικές χωρητικότητες προς το υπόστρωμα.
LD nFET	3.3V / 5V / 6.5V devices	10V	• HV devices. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν για Power Management (π.χ. LDO pass device) ή και σε χαμηλής συχνότητας RF εφαρμογές.

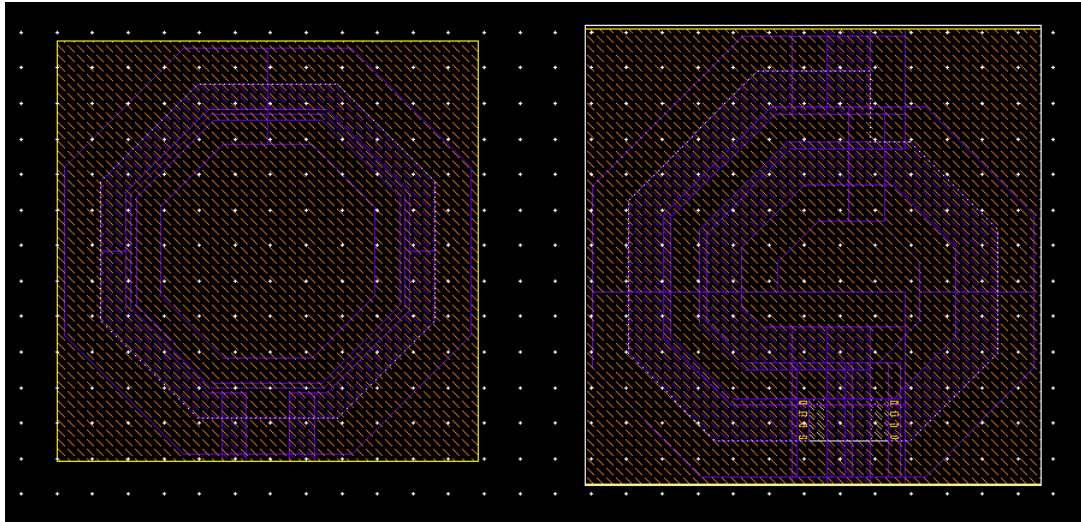
Πίνακας 4-1. Σύγκριση κάθε τύπου τρανζίστορ που προσφέρει η τεχνολογία GF22 - FDX

Στην παρούσα διπλωματική εργασία ενδιαφερόμαστε κυρίως για την σύγκριση μεταξύ thin και thick – oxide τρανζίστορ, σε όλους του διαφορετικούς τύπους αυτών με βάση τη τάση κατωφλίου. Όσον αφορά τα παραπάνω είδη τρανζίστορ, θα βασιστούμε σε αυτά που περιέχονται στην mm – Wave βιβλιοθήκη της τεχνολογίας, καθώς τόσο η μοντελοποίηση όσο και το layout αυτών είναι προτιμότερο για την λειτουργία σε υψηλές συχνότητες (> 10 GHz). Περισσότερες πληροφορίες όσον αφορά το layout των τρανζίστορ, αλλά και τη επιλογή θα φανούν στο κεφάλαιο 5, όπου γίνεται ξεκάθαρος διαχωρισμός μεταξύ αυτών για τις απαιτήσεις σχεδίασης ενός ενισχυτή ισχύος.

Πέραν των ενεργών στοιχείων, η εν – λόγω τεχνολογία παρέχει αρκετά παθητικά στοιχεία, με ενσωματωμένα p – cells για να χρησιμοποιήσει ο σχεδιαστής, ενώ έχει διαθέσιμα πολλά μοντελοποιημένα στοιχεία με έτοιμες παραμετροποιησιμες υλοποιήσεις και σε επίπεδο layout. Παρακάτω, αναλύονται οι πιο βασικές κατηγορίες και αναφέρονται οι λόγοι επιλογής του τύπου κάθε στοιχείου στη σχεδίαση του ενισχυτή.

4.2.2 Ολοκληρωμένα Πηνία

Η τεχνολογία διαθέτει τριών ειδών πηνία σε spiral τοπολογία layout, συμμετρικά (**symindp_mmw**), δομής interleaved (**indp_mmw**) αλλά και συμμετρικά πηνία με εσωτερικό center tap (**symct_mmw** – συνήθως χρήσιμα ως VCO tank inductors). Τα παραπάνω ολοκληρωμένα πηνία αποτελούνται σε ολόκληρο το τμήμα τους από το μέταλλο ΟΙ (top Cu metal), πέραν των interleaved πηνίων που περιλαμβάνουν νίαις και σύνδεση με ένα χαμηλότερο μέταλλο (ΙΑ) για αποφυγή βραχυκύκλωσης, όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.8. Επίσης, όλα τα πηνία περιλαμβάνουν μόνο μία επιλογή απομόνωσης από το υπόστρωμα, μέσω ενός χαμηλής νόθευσης απομονωμένο p – υπόστρωμα κάτω από την διάταξη, με σκοπό την αύξηση της αντίστασης προς το υπόστρωμα. Το παραπάνω έχει ως αποτέλεσμα χαμηλότερα Eddy δινορεύματα στην επιφάνεια του υποστρώματος κάτω από το πηνίο και άρα υψηλότερα Q – factor πηνία (χαμηλότερες απώλειες).



Εικόνα 4.7. Layout δομή συμμετρικών και interleaved πηνίων τεχνολογίας GF22 - FDX

Σε ένα πρώτης τάξης μοντέλο, ένα μη ιδανικό πηνίο, μπορεί να θεωρηθεί ως ένα δίθυρο στοιχείο που περιλαμβάνει μια επαγωγή L , εν – σειρά με μια αντίσταση απωλειών, η οποία είναι υπεύθυνη για τον πεπερασμένο συντελεστή ποιότητας $Q = \frac{\omega L}{R}$ της διάταξης. Η μέτρηση των παραπάνω παραμέτρων μπορεί να γίνει με χρήση των Y – παραμέτρων, ως εξής:

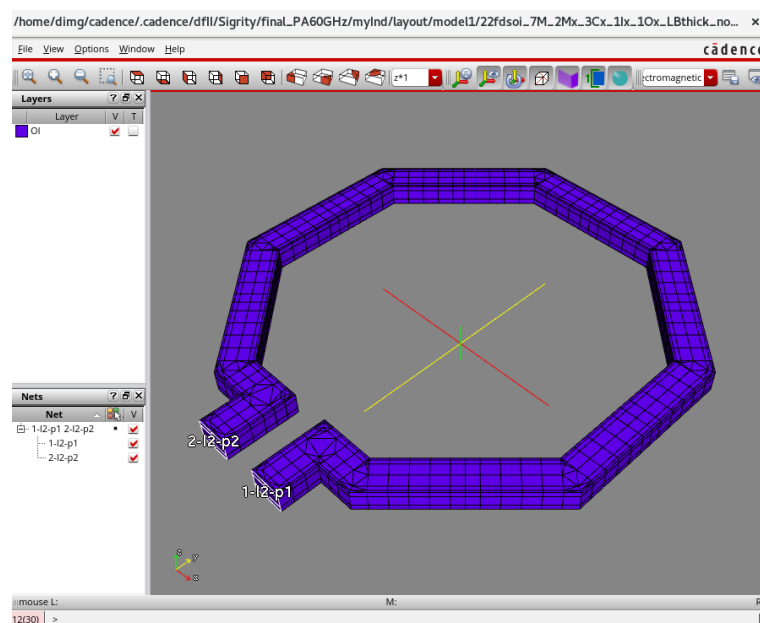
$$L = \frac{\Im\left\{\frac{1}{Y_{11}}\right\}}{2\pi f} \quad (4.1)$$

$$Q = \frac{\Im\left\{\frac{1}{Y_{11}}\right\}}{\Re\left\{\frac{1}{Y_{11}}\right\}} \quad (4.2)$$

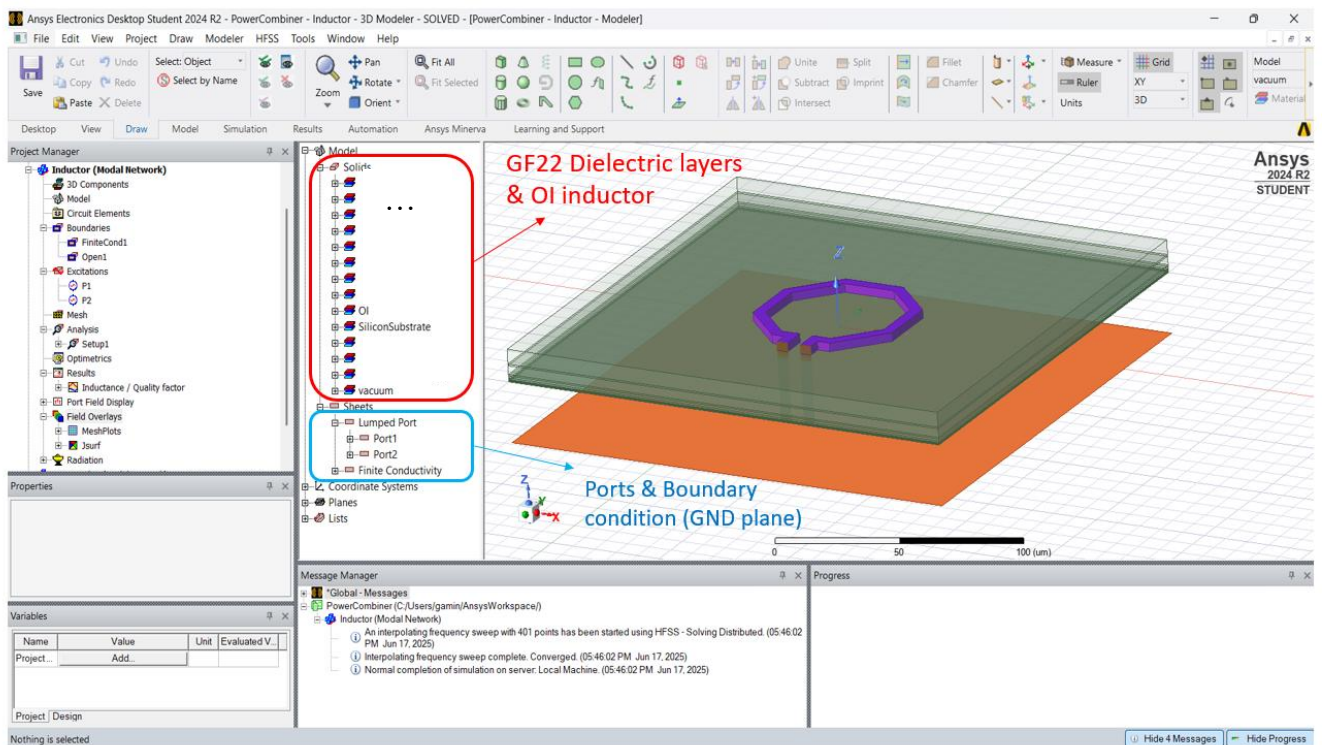
Οπότε, με χρήση προσομοίωσης S – παραμέτρων (από τις οποίες μπορούν να εξαχθούν και οι παράμετροι Y), και με χρήση των σχέσεων (4.1) και (4.2), μπορούμε να εξάγουμε δύο πολύ χρήσιμα χαρακτηριστικά των πηνίων. Πολύ σημαντική είναι η self – resonance συχνότητα (αυτοσυντονισμού) του πηνίου, καθώς από τη συχνότητα αυτή και μετά, η διάταξη παύει να λειτουργεί ως πηνίο και επιδρούν οι χωρητικές συνιστώσες του κυκλώματος.

$$SRF = f @ L = 0 \quad (4.3)$$

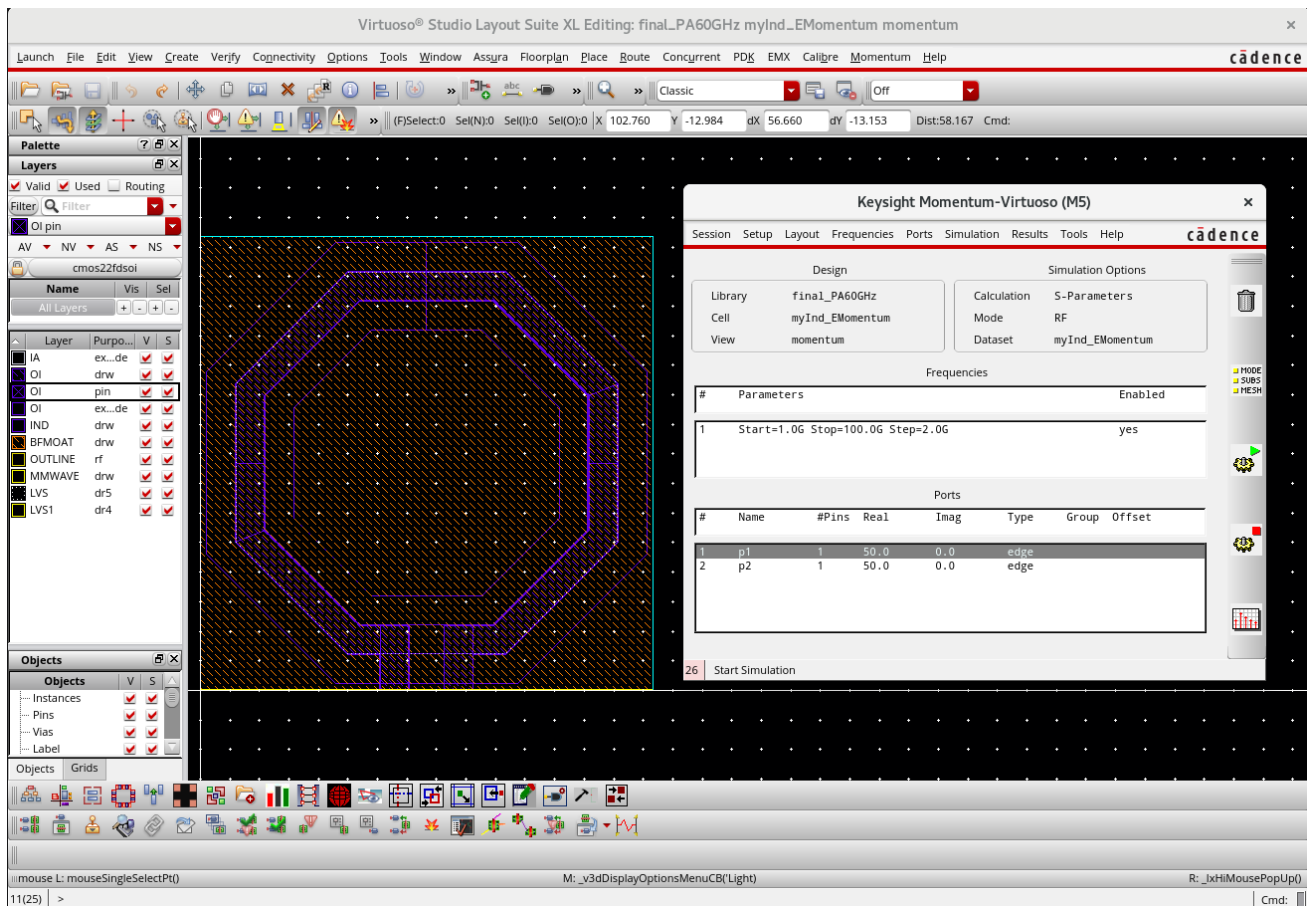
Η χρήση BFMOAT shield, δίνει γενικά υψηλές τιμές συχνότητας αυτοσυντονισμού, κάτι αρκετά σημαντικό στην λειτουργία του πηνίου στις υψηλές συχνότητες, καθώς επιθυμούμε το πηνίο να διατηρεί σταθερή επαγωγή σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Συνήθως, σε τυπικές CMOS τεχνολογίες υπάρχει και η δυνατότητα για χρήση ενός αγωγίμου shield συνήθως σε M1 layer μετάλλου, πέραν του BFMOAT shield, κάτι το οποίο δεν υπάρχει στην τεχνολογία GF22 – FDX και πιθανόν δεν θα βοηθούσε, λόγω επιπλέον απωλειών και παρασιτικών χωρητικοτήτων ως προς αυτό (χαμηλότερη SRF). Οι τιμές επαγωγής και ποιότητας που δίνουν τα πηνία αυτά ποικίλλουν και εξαρτώνται από τον αριθμό των σπειρών, την απόσταση μεταξύ των σπειρών, το πάχος του μετάλλου, το υπόστρωμα αλλά και τη θερμοκρασία. Τα συμμετρικά πηνία εν γένει απαιτούν μεγαλύτερο χώρο για ίδια τιμή της επαγωγής και χρησιμεύουν κυρίως για διατάξεις, όπου η σύνδεση μεταξύ των ακροδεκτών του πηνίου είναι στην ίδια πλευρά (π.χ. παράλληλα LC συντονισμένα φίλτρα, VCO tank inductors). Παρακάτω, έχουν υλοποιηθεί H/M προσομοιώσεις σε διάφορα πακέτα με σκοπό να εξεταστεί η συμπεριφορά ενός συμμετρικού πηνίου της τεχνολογίας, με διαστάσεις εσωτερικής διαμέτρου 55μm, πάχος μετάλλου OI στα 4.8μm:



Εικόνα 4.8. EMX mesh setup του πηνίου

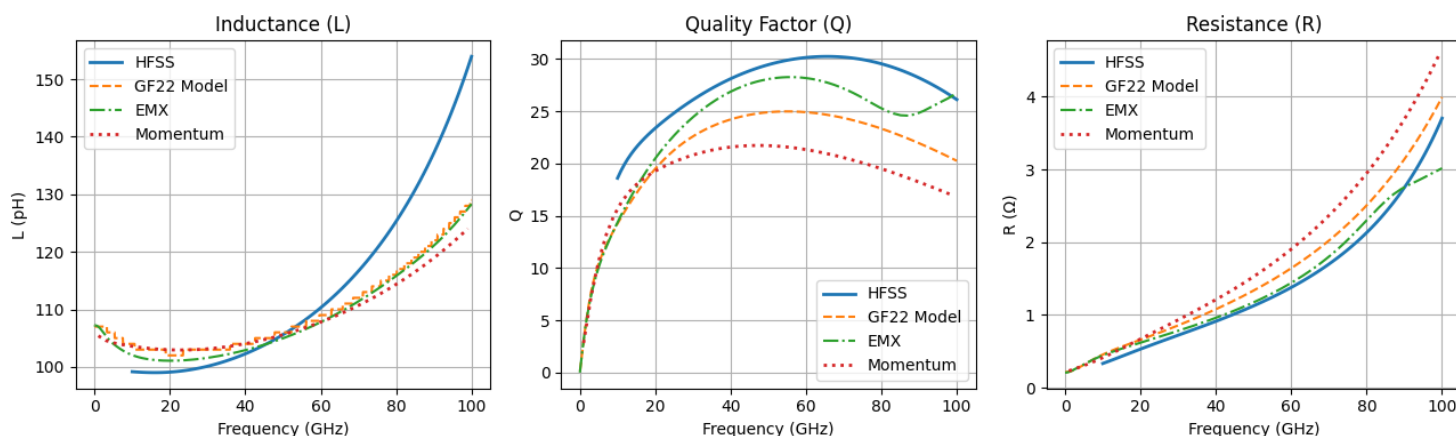


Εικόνα 4.9. HFSS setup: GF22 metal stack / δημιουργία port / reference plane ως οριακή συνθήκη (RaptorX FEM επίλυση)



Εικόνα 4.10. ADS Momentum setup

Μετά από τις ανωτέρω ρυθμίσεις στα διάφορα πακέτα H/M προσομοιώσεων, λάβαμε τα παρακάτω αποτελέσματα για το πηνίο της τεχνολογίας, όπου βλέπουμε και αντίστοιχα αποτελέσματα προσομοίωσης ανεξαρτήτως φύσης και τρόπου επίλυσης προσομοιωτή (μέθοδος ροπών ή FEM), υπό το ίδιο setup οριακών συνθηκών («άπειρο» reference plane κάτω από το Si substrate) και την κατάλληλη δημιουργία θυρών :



Εικόνα 4.11. Επαγωγή / Q - factor / Αντίσταση απωλειών για το πηνίο διαμέτρου 55μm, πάχους 4.8μm στο OI Metal layer της GF22 – FDX: Σύγκριση μεταξύ των διαφορετικών EM προσομοιωτών

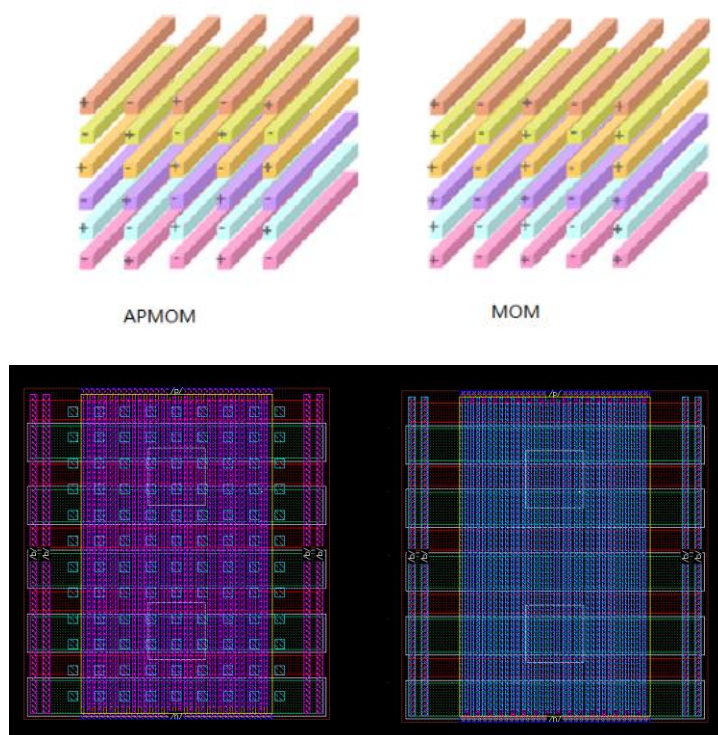
Αξίζει να σημειωθεί ότι σε όλες τις παραπάνω EM προσομοιώσεις για τον πηνίο της τεχνολογίας, χρησιμοποιήθηκε οριακή συνθήκη τέλεια αγωγίμου **return path** ρεύματος κάτω από το Si υπόστρωμα ως reference plane. Ακόμα και αν το ρεύμα επιστροφής δεν διαπεράσει μέσα από το υπόστρωμα, είναι σημαντικό να ενσωματωθεί με τον παραπάνω τρόπο στην προσομοίωση, καθώς στο ανωτέρω μοντέλο συμπεριλαμβάνονται επίσης και τυχόν παρασιτικές χωρητικότητες ή/και fringe field effects προς το υπόστρωμα αυτό. Δηλαδή στην πραγματικότητα ένα πιο σύνθετο μοντέλο θα «ξεχώριζε» και τα παρασιτικά κάθε θύρας του πηνίου ως προς το υπόστρωμα. Στην πραγματικότητα, πιο εύχρηστη οριακή συνθήκη θα αποτελούσε ένα return plane που θα περιέφραζε την διάταξη, το οποίο θα ήταν σε κάποιο μέταλλο της τεχνολογίας χαμηλότερο από το OI που υλοποιείται το πηνίο (π.χ. στο μέταλλο C3) και αποτελούσε ένα ενιαίο και συμμετρικό ground plane για το ολοκληρωμένο. Ωστόσο, όπως θα φανεί και στην συνέχεια (κεφ. 4.2.4) οι μεταβολές στις παραμέτρους των στοιχείων δεν είναι αρκετά σημαντικές, ειδικά αν πρόκειται για συμμετρικά στοιχεία.

4.2.3 MOM / APMOM Πυκνωτές

Όσον αφορά τους πυκνωτές, η τεχνολογία GF22 – FDX προσφέρει κατά κύριο λόγο έναν βασικό τύπο πυκνωτή: τον πυκνωτή τύπου MOM (Metal-Oxide-Metal), καθώς και την παραλλαγή του APMOM (Alternative Polarity Metal-Oxide-Metal). Οι πυκνωτές αυτοί βασίζονται στην εκμετάλλευση των μεταλλικών επιπέδων της τεχνολογίας και του διηλεκτρικού υλικού που παρεμβάλλεται μεταξύ τους (συνήθως οξείδιο του πυριτίου), σχηματίζοντας έτσι μια πολυστρωματική

δομή ικανή να αποθηκεύει ηλεκτρικό φορτίο. Ο MOM πυκνωτής αποτελεί σταθερή και ευρέως χρησιμοποιούμενη λύση σε RF και αναλογικές εφαρμογές, λόγω της καλής γραμμικότητας, της θερμικής σταθερότητας και της συμβατότητάς του με σύγχρονες τεχνολογίες CMOS.

Η παραλλαγή APMOM (Alternative Polarity MOM) διαφέρει κυρίως στη διάταξη των μεταλλικών στρωμάτων: στον APMOM η πολικότητα των επιπέδων εναλλάσσεται μεταξύ γειτονικών πλακών, σε αντίθεση με τον συμβατικό MOM όπου η μία ομάδα επιπέδων είναι πάντα θετική και η άλλη αρνητική. Αυτή η εναλλασσόμενη πολικότητα στον APMOM επιτρέπει τη βελτιστοποίηση της εκμετάλλευσης της επιφάνειας, προσφέροντας συχνά αυξημένη πυκνότητα χωρητικότητας ανά μονάδα επιφάνειας. Ωστόσο, ο σχεδιασμός του είναι πιο πολύπλοκος και μπορεί να οδηγήσει σε μεγαλύτερη παρασιτική σύζευξη αν δεν γίνει προσεκτικά. Η επιλογή μεταξύ MOM και APMOM εξαρτάται από τις απαιτήσεις της εφαρμογής, τον διαθέσιμο χώρο στο layout και τις επιδόσεις που επιδιώκονται ως προς τη χωρητικότητα, τη γραμμικότητα και τις απώλειες σε υψηλές συχνότητες. Παρακάτω, φαίνονται οι διαφορές μεταξύ MOM / APMOM δομών, καθώς και το layout για έναν APMOM πυκνωτή 1.8V rated:



Εικόνα 4.12. Σύγκριση δομών MOM / APMOM και Layout APMOM πυκνωτών με χρήση μετάλλων M1/M2/C1/C2 (1-4) και M1/M2/C1/C2/C3(1-5)

Στην τεχνολογία GF22 – FDX δίνεται η δυνατότητα σχεδίασης τέτοιων πυκνωτών μέσω παραμετροποίησης στα Pcell αυτών, για διαφορετικά πάχη και μήκη, ενώ μπορεί να ρυθμιστεί το

πλήθος καθώς και ποια συγκεκριμένα μέταλλα θα απαρτίζουν τον πυκνωτή, όπως φαίνεται και από την παραπάνω εικόνα.

Για την δημιουργία τέτοιων πυκνωτών, συνήθως χρησιμοποιούνται τα χαμηλότερα μεταλλικά επίπεδα του *stack-up*, και συγκεκριμένα από το M1 έως και το C3. Ο λόγος αυτής της επιλογής σχετίζεται με την ανάγκη για μικρότερη απόσταση μεταξύ των μεταλλικών στρωμάτων, γεγονός που αυξάνει τη χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας, λόγω της μειωμένης διηλεκτρικής απόστασης. Παράλληλα, τα κατώτερα μεταλλικά επίπεδα παρουσιάζουν μικρότερες τιμές παρασιτικών στοιχείων, όπως επαγωγής και αντίστασης, γεγονός που είναι κρίσιμο για εφαρμογές υψηλής συχνότητας (RF και mm – Wave). ενώ επιτρέπουν καλύτερο έλεγχο στο layout και μικρότερο αποτύπωμα σε επιφάνεια.

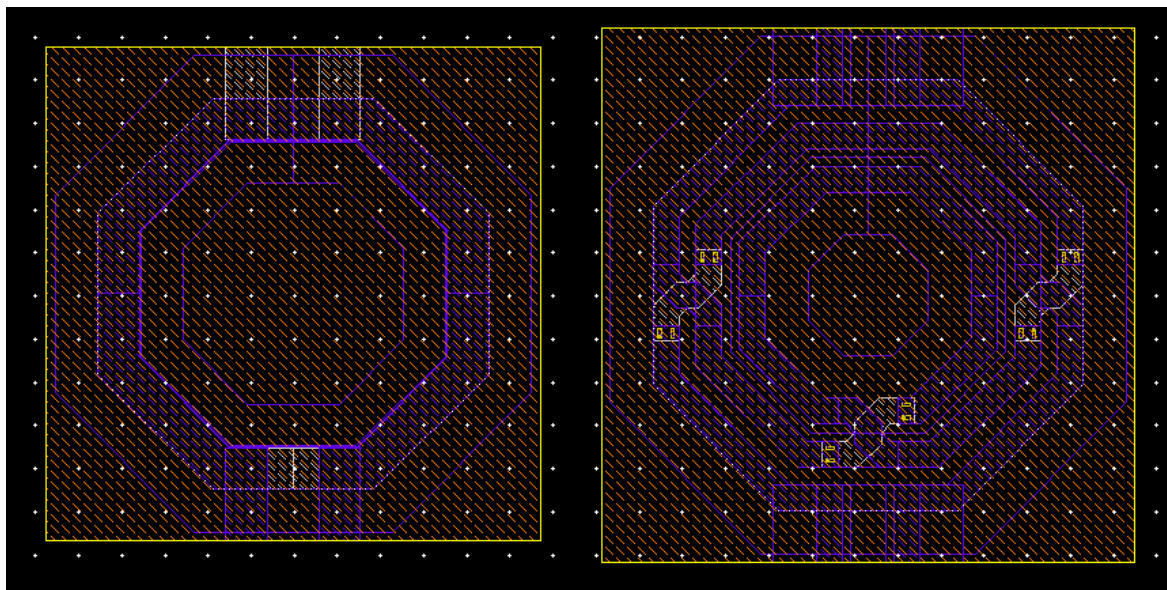
4.2.4 Transformers / Balun

Αφού εξετάσαμε τις βασικές παθητικές δομές της τεχνολογίας GF22 – FDX, όπως τους πυκνωτές και τα πηνία, είναι πλέον σκόπιμο να επεκτείνουμε την ανάλυσή μας σε πιο σύνθετες δομές σύζευξης και μετατροπής σήματος, όπως οι μετασχηματιστές και οι balun, που βασίζονται στη συνδυασμένη λειτουργία αυτών των στοιχείων και αποτελούν ιδιαίτερα σημαντικό αντικείμενο μελέτης της παρούσας σχεδίαση ενισχυτή ισχύος, όπως θα φανεί και στα παρακάτω κεφάλαια.

Οι μετασχηματιστές και τα balun (balanced – to - unbalanced) αποτελούν κρίσιμα δομικά στοιχεία σε πλήθος εφαρμογών μικροκυμάτων και RF κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων. Η βασική λειτουργία των μετασχηματιστών και των balun είναι η μετατροπή εμπέδησης για την βέλτιστη προσαρμογή μεταξύ διαφορετικών RF κυκλωμάτων, με όσο το δυνατόν μικρότερες απώλειες. Η επίτευξη αυτής της λειτουργίας σε υψηλές συχνότητες αποτελεί ιδιαίτερη πρόκληση, καθώς η χρήση μόνο διακριτών στοιχείων, όπως πηνίων, πυκνωτών ή και γραμμών μεταφοράς, οδηγεί συχνά σε αυξημένες απώλειες και περιορίζει τη δυνατότητα broadband λειτουργίας των κυκλωμάτων. Πέρα από τη λειτουργία μετασχηματισμού εμπέδησης, τα στοιχεία αυτά διακρίνονται και για την ικανότητά τους να προσφέρουν αποτελεσματική ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ διαφορετικών RF σταδίων. Τα balun, επίσης, αποτελούν βασικά δομικά στοιχεία για τη μετατροπή διαφορικών (balanced) σημάτων σε σήματα μονής – εξόδου (unbalanced), επιτρέποντας έτσι τη σωστή διασύνδεση μεταξύ συμμετρικών και ασύμμετρων τμημάτων ενός RF κυκλώματος. Η σωστή σχεδίαση και κατανόηση αυτών των δομών είναι απαραίτητη τόσο για την επίτευξη βέλτιστης απόδοσης, όσο και για την αποφυγή φαινομένων, όπως η ανάκλαση ή η ανεπιθύμητη σύζευξη.

Η τεχνολογία GF22 – FDX προσφέρει δύο διαφορετικούς τύπους τέτοιων στοιχείων, της *interleaved* και της *stacked* δομές μετασχηματιστών και balun. Οι *interleaved* μετασχηματιστές και balun βασίζονται στην ταυτόχρονη περιέλιξη των πρωτευόντων και δευτερευόντων σπειρών στο ίδιο επίπεδο μετάλλου για μέγιστη δυνατή μαγνητική σύζευξη μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος. Ωστόσο, η υλοποίηση των *interleaved* δομών μπορεί να περιορίζεται από τη διαθέσιμη επιφάνεια στο επίπεδο μετάλλου, καθώς και από τις αυξημένες παρασιτικές χωρητικότητες που μπορεί να επηρεάσουν αρνητικά τη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας (συνήθως, self – resonance συχνότητα) και την απόδοση (coupling efficiency) του μετασχηματιστή σε πολύ υψηλές συχνότητες.

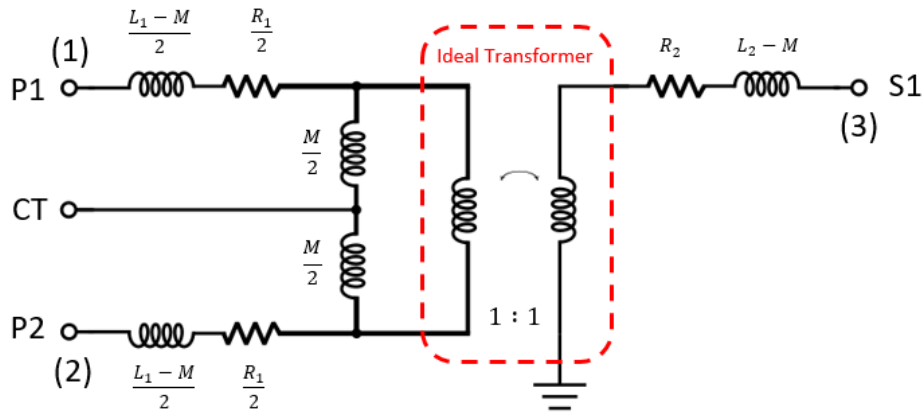
Απ' την άλλη, η *stacked* δομή αυτών επιτυγχάνει τη μαγνητική σύζευξη με την τοποθέτηση των πρωτευόντων και δευτερευόντων τυλιγμάτων σε διαφορετικά επίπεδα μετάλλου, στοιβάζοντάς τα κάθετα το ένα πάνω στο άλλο. Αυτό επιτρέπει υψηλότερη πυκνότητα μαγνητικής ροής και συνήθως βελτιωμένη απόδοση σε όρους συζεύξεων και εύρους ζώνης, ενώ παράλληλα μειώνει το αποτύπωμα στην επιφάνεια του ολοκληρωμένου. Ωστόσο, η κατασκευή *stacked* δομών μπορεί να είναι πιο πολύπλοκη και να επιφέρει αυξημένες παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ των επιπέδων, που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά το σχεδιασμό.



Εικόνα 4.13. Stacked (IA / OI) και Interleaved δομή μετασχηματιστών της mm - Wave βιβλιοθήκης της τεχνολογίας GF22 - FDX

Έχοντας παραθέσει τα βασικά χαρακτηριστικά τέτοιων δομών, ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η μοντελοποίηση αυτών με την μορφή ενός ισοδύναμου κυκλώματος στις υψηλές συχνότητες και τουλάχιστον γύρω από την mm – Wave ζώνη των 60GHz που μας απασχολεί. Ειδικότερα, ένα

απλοϊκό, αλλά ακριβές μοντέλο και για την mm – Wave ζώνη για την μελέτη ενός συμμετρικού balun αποτελεί το εξής:



Εικόνα 4.14. Σχηματικό διάγραμμα ισοδύναμου κυκλώματος balun με 1:1 turns ratio στις υψηλές συχνότητες

όπου για το παραπάνω μοντέλο ορίζονται τα εξής στοιχεία:

- L_1, L_2 : Επαγωγή πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος, αντίστοιχα.
- R_1, R_2 : Παρασιτικές αντιστάσεις απωλειών πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος για πεπερασμένους συντελεστής ποιότητας Q_1, Q_2 , αντίστοιχα.
- k : Συντελεστής μαγνητικής σύζευξης μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος, που υπολογίζεται μέσω της αμοιβαίας επαγωγής M πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος, ως: $k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$.

Όσον αφορά τα παραπάνω μεγέθη έχει θεωρηθεί απόλυτη συμμετρία μεταξύ των παραμέτρων των balanced γραμμών P1, P2. Ωστόσο, κάτι τέτοιο δεν είναι απολύτως αληθές, καθώς αν όχι το ίδιο το balun, αλλά το «ηλεκτρικό περιβάλλον» που βρίσκεται (π.χ. γειτονικές μεταλλικές γραμμές σημάτων ή μη – συμμετρικό ground guard ring γύρω από το balun) μπορεί να επηρεάσει μέσω ηλεκτρικής ή μαγνητικής σύζευξης την συμπεριφορά αυτού με διαφορετικό τρόπο σε κάθε balanced γραμμή. Τα ανωτέρω μεγέθη του απλού αυτού ισοδύναμου κυκλώματος μπορούν να βρεθούν με χρήση των Z παραμέτρων, ως εξής:

➤ Ανοιχτοκύκλωμα στις θύρες (P2, S1) ή στις θύρες (P1, S1), με γειωμένο CT:

$$V_{P1} = Z_{11} I_{P1} = \left(\frac{R_1}{2} + j\omega \frac{L_1}{2} \right) I_{P1} \Rightarrow \boxed{L_1 = \frac{\Im\{Z_{11}\}}{\pi f} \quad Q_1 = \frac{\Im\{Z_{11}\}}{\Re\{Z_{11}\}}} \quad (4.4)$$

➤ Ανοιχτοκύκλωμα στις θύρες (P1, P2) με γειωμένο CT:

$$V_{S1} = Z_{33}I_{S1} \xRightarrow{NTK} \underbrace{(R_2 + j\omega(L_2 - M))I_{S1} + (V_{P1} - V_{P2})}_{= j\omega MI_{S1}} = Z_{33}I_{S1} \Rightarrow (R_2 + j\omega(L_2 - M))I_{S1} + j\omega MI_{S1} = Z_{33}I_{S1} \Rightarrow R_2 + j\omega L_2 = Z_{33} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{L_2 = \frac{\Im\{Z_{33}\}}{2\pi f} \quad Q_2 = \frac{\Re\{Z_{33}\}}{\Im\{Z_{33}\}}} \quad (4.5)$$

➤ Οσον αφορά τον συντελεστή μαγνητικής σύζευξης του balun βρίσκουμε ότι:

$$(V_{P1} - V_{P2}) = (Z_{13} - Z_{23})I_{S1} \Rightarrow -j\omega MI_{S1} = (Z_{13} - Z_{23})I_{S1} \Rightarrow M = \frac{\Im\{Z_{23} - Z_{13}\}}{2\pi f} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \Rightarrow k = \frac{\left(\frac{\Im\{Z_{23} - Z_{13}\}}{2\pi f}\right)}{\sqrt{\frac{\Im\{Z_{11}\}\Im\{Z_{33}\}}{\pi f \cdot 2\pi f}}} \Rightarrow \boxed{k = \frac{\Im\{Z_{23} - Z_{13}\}}{\sqrt{2\Im\{Z_{11}\}\Im\{Z_{33}\}}}} \quad (4.6)$$

Από τις παραπάνω παραμέτρους μπορούμε να έχουμε πλήρη εικόνα του ισοδύναμου κυκλώματος που περιγράφει το balun που μετρήθηκε, καθώς μπορούν να εφαρμοστούν οι παρακάτω λογικές συνδέσεις, που επηρεάζουν και την σχεδίαση αυτού:

- Επαγωγές $L_1, L_2 \leftrightarrow$ Συνδέονται άμεσα με τις αντιστάσεις εισόδου (διαφορική μεταξύ των θυρών P1/P2) και εξόδου του balun (single – ended θύρα ως προς δυναμικό αναφοράς), γεγονός που καθιστά αρκετά σημαντικό τον έλεγχο αυτών, ειδικά αν πρόκειται να χρησιμοποιηθεί ως δίκτυο μετασχηματισμού εμπέδησης (impedance matching).
- Οσον αφορά τις παραμέτρους Q_1, Q_2 απαιτείται να έχουνε ιδανικά όσο υψηλότερες τιμές είναι εφικτό (τουλάχιστον $> 8 - 10$), καθώς συνδέονται άμεσα με την ισχύ που χάνεται από το σήμα **αποκλειστικά** στο πρωτεύον και δευτερεύον τύλιγμα αντίστοιχα, λόγω πεπερασμένης αγωγιμότητας των μετάλλων αυτών, skin effect και άλλων φαινομένων απωλειών υψηλών συχνοτήτων.
- Στην ίδια λογική, ο συντελεστής μαγνητικής σύζευξης k θα πρέπει να βρίσκεται όσο το δυνατόν πλησιέστερα στη μονάδα, καθώς εκφράζει την αποδοτικότητα της μεταφοράς ενέργειας μέσω του μαγνητικού πεδίου από το πρωτεύον στο δευτερεύον τύλιγμα. Τιμές του k σημαντικά μικρότερες της μονάδας συνεπάγονται μειωμένη σύζευξη και επομένως χαμηλότερη μεταφορά ισχύος μεταξύ των δύο τυλιγμάτων.

Πέραν των παραπάνω, ιδιαίτερα κρίσιμες είναι και οι παράμετροι που περιγράφουν τη συμμετρία της διάταξης, ειδικά ως προς τις balanced εξόδους ενός balun. Συγκεκριμένα, η απόκλιση πλάτους (**Amplitude Imbalance**) και η διαφορά φάσης (**Phase Imbalance**) μεταξύ των δύο balanced γραμμών είναι παράγοντες που επηρεάζουν άμεσα τη σωστή λειτουργία των διαφορικών RF κυκλωμάτων που χρησιμοποιούν baluns. Ιδανικά, το balun θα πρέπει να παρέχει δύο εξόδους ίσου πλάτους και με διαφορά φάσης ακριβώς 180° για σήμα εισόδου στην unbalanced θύρα, ενώ υπό διαφορική διέγερση στις balanced θύρες θα πρέπει τα σήματα στην unbalanced θύρα να συνδυάζονται με το ίδιο κέρδος ισχύος (ιδανικά $+3dB$ ή $\times \frac{1}{\sqrt{2}}$ από κάθε balanced θύρα προς την unbalanced) και να προστεθεί η ίδια διαφορά φάσης σε κάθε ένα από αυτά. Οποιαδήποτε απόκλιση από αυτές τις τιμές οδηγεί σε υποβάθμιση της απόδοσης, όπως χαμηλή ακύρωση κοινών σημάτων (common – mode rejection), μειωμένη γραμμικότητα και αυξημένες απώλειες. Ειδικότερα, οι παραπάνω εκφράσεις ορίζονται ως:

$$dA = 20 \cdot \log \left| \frac{s_{31}}{s_{32}} \right| \xrightarrow{ideal} 0dB, \quad d\theta = \angle s_{31} - \angle s_{32} \xrightarrow{ideal} 0^\circ \quad (4.7)$$

Ακριβώς όπως και στα πηνία, τα balun εμφανίζουν και επιπλέον παρασιτικές χωρητικότητες που δεν προστέθηκαν στο απλό μοντέλο που αναφέρθηκε. Αυτές αναπτύσσονται είτε μεταξύ μετάλλων στο ίδιο τύλιγμα (διαφορικές χωρητικότητες παράλληλα στα τυλίγματα), είτε μεταξύ μετάλλων και υποστρώματος (single – ended ως προς κόμβο αναφοράς), είτε μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος τυλίγματος (coupling loss capacitance - feedback capacitance). Επομένως, θα υπάρξει κάποια συχνότητα κατά την οποία οι επαγωγές των τυλιγμάτων θα αντιδράσουν ηλεκτρικά πλήρως από τις παρασιτικές χωρητικότητες αυτές και θα δημιουργηθούν φαινόμενα συντονισμού. Ένα balun οποιουδήποτε τύπου σχεδίασης δεν λειτουργεί με την επιθυμητή συμπεριφορά που αναλύθηκε παραπάνω, σε συχνότητες κοντά ή πάνω από την συχνότητα αυτό-συντονισμού του. Οι σχεδιαστικές εκτιμήσεις για baluns έχουν ως σκοπό να κάνουν τη συχνότητα συντονισμού όσο το δυνατόν μεγαλύτερη από τη συχνότητα λειτουργίας. Η συχνότητα μέγιστης λειτουργίας που περιγράφεται ορίζεται ως **Self – resonant frequency (SRF)**, αντίστοιχα με τα πηνία.

Τέλος, για λόγους πληρότητας ορίζουμε και την απώλεια εισαγωγής (**Insertion Loss**), η οποία περιγράφει συνολικά τα παραπάνω φαινόμενα απωλειών που αναφέρθηκαν (λόγω πεπερασμένου $Q_{1,2}$ και μαγνητικής σύζευξης $k < 1$) και είναι το μέτρο που δείχνει πόση ισχύς χάνει το σήμα που διέρχεται από το balun. Ως εκ τούτου, ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ της εξερχόμενης ισχύος και της συνολικής ισχύος εισόδου.

4.3 Απαιτήσεις και Μεθοδολογία Σχεδιασμού Μετασχηματιστή ή Balun

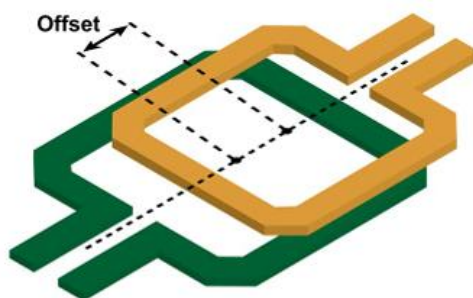
Ο στόχος μιας αποτελεσματικής μεθόδου σχεδιασμού για on – chip baluns είναι η επίτευξη του κατάλληλου μετασχηματισμού εμπέδησης, με ελάχιστες δυνατές απώλειες εντός του απαιτούμενου εύρους συχνοτήτων της εφαρμογής. Η απαίτηση αυτή καθίσταται ιδιαίτερα κρίσιμη στη σχεδίαση ενισχυτών ισχύος, όπου επιδιώκεται η πλήρης μεταφορά της παραγόμενης ισχύος από τα ενεργά στοιχεία προς το φορτίο. Οι παραπάνω παράγοντες — χαμηλές απώλειες και ακριβής μετατροπή εμπέδησης — αποτελούν βασικά κριτήρια σχεδίασης και αξιολόγησης κάθε on – chip balun ή RF μετασχηματιστή που ενσωματώνεται σε τέτοιες εφαρμογές υψηλής απόδοσης.

Υπό την αναλυτική προσέγγιση που χρησιμοποιήθηκε μέσω του παραπάνω ισοδύναμου μοντέλου για ένα balun (εικόνα 4.15) ή και για μετασχηματιστή με center – tap στο πρωτεύον τυλίγμα, μπορούμε να προσεγγίσουμε το insertion loss που θα εισάγει, θεωρώντας ότι τροφοδοτείται διαφορετικά στις balanced θύρες από πηγή ρεύματος με παράλληλη παρασιτική χωρητικότητα C_1 (έστω ισοδύναμο μοντέλο ενός ενισχυτή ισχύος), ενώ στην έξοδο τερματίζεται με μη – ιδανικό ωμικό φορτίο $50\Omega // C_2$, όπου η χωρητικότητα C_2 μπορεί να οφείλεται είτε στα παρασιτικά του ίδιου του τυλίγματος είτε της γραμμής διασύνδεσης με το φορτίο. Αναλύοντας το κύκλωμα αυτό, οδηγούμαστε σε αρκετά μακροσκελής σχέση που συνδέει το insertion loss ενός τυπικού balun με τις παραμέτρους του. Υπό την προσέγγιση χαμηλών παρασιτικών χωρητικοτήτων C_1 και C_2 , αλλά και για αρκετά υψηλά Q factor των τυλιγμάτων, καταλήγουμε ότι:

$$IL = \frac{s(M^2 R_L)}{(R_L + s(L_2 + M)) \left(L_1 (R_L + s(L_2 + M)) / 2 - s(M^2) \right)} \quad (4.8)$$

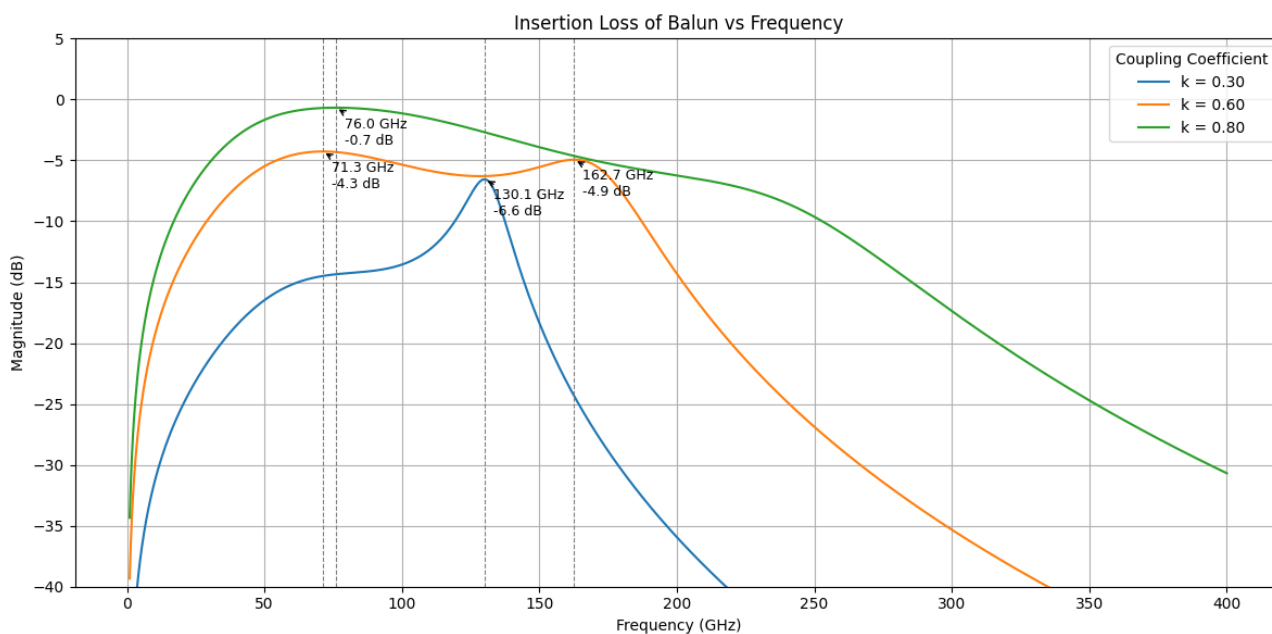
Από την παραπάνω προσεγγιστική περίπτωση του δικτύου, παρατηρούμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς για το insertion loss του balun περιλαμβάνει δύο ζεύγη πόλων. Σε περίπτωση υψηλού συντελεστή σύζευξης, το δεύτερο ζεύγος πόλων εμφανίζεται σε συχνότητα πολύ υψηλότερη από τη συντονισμένη συχνότητα του συστήματος ($k \sim 0.7 - 0.8$, υψηλό $M \gg R_L, L_2 : s_{p1} = \frac{R_L}{L_2 + M} \rightarrow \infty$). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η απόκριση να μοιάζει με αυτή ενός συστήματος δεύτερης τάξης, που αποτελεί και τη συνήθη μορφή λειτουργίας σε συμβατικά κυκλώματα προσαρμογής με χρήση μετασχηματιστών. Όταν όμως ο συντελεστής σύζευξης μειωθεί ($k \sim 0.2 - 0.3$), τότε το δεύτερο ζεύγος πόλων μετακινείται εντός του εύρους ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας, οδηγώντας σε αρκετά broadband λειτουργία του δικτύου μετασχηματισμού εμπέδησης. Με τον κατάλληλο σχεδιασμό, αυτό το φαινόμενο μπορεί να αξιοποιηθεί για τη σύνθεση πιο σύνθετων φίλτρων, καθώς για να επιτευχθεί

απαιτεί απλώς την σχετική μετακίνηση του κέντρου των stacked τυλιγμάτων που απαρτίζουν το balun / μετασχηματιστή [19], όπως φαίνεται και στη παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 4.15. Υλοποίηση stacked μετασχηματιστή με spiral τυλίγματα: Μεταβολή συντελεστή σύζευξης k με αλλαγή του offset [19]

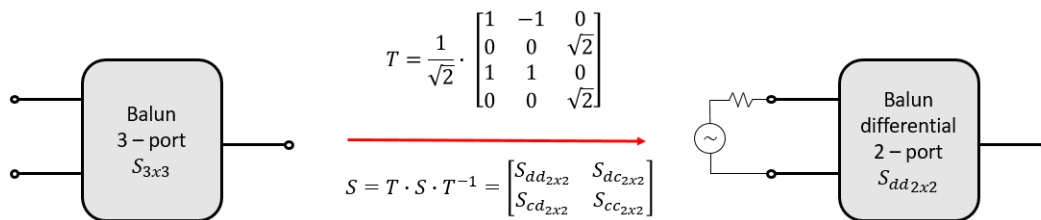
Παρόλα αυτά, η μείωση του συντελεστή σύζευξης k οδηγεί σε υψηλότερες απώλειες, λόγω χαμηλής μεταφοράς μαγνητικής ενέργειας μεταξύ των τυλιγμάτων, οδηγώντας έτσι σε ένα βασικό tradeoff κατά την σχεδίαση χαμηλών απωλειών balun / transformer σχετικά με το εύρος ζώνης λειτουργίας του balun / transformer και με τις απώλειες εισαγωγής (insertion losses). Παρακάτω, μπορούμε να δούμε τα θεωρητικά αποτελέσματα, χρησιμοποιώντας την πλήρη σχέση για το insertion loss, για μεταβολής του συντελεστή σύζευξης k , με βάση τις παραμέτρους που εξήχθησαν από mm – Wave balun της τεχνολογίας GF22 – FDX, που θα αναλυθούν στην συνέχεια (βλ. κεφάλαιο 4.5):



Εικόνα 4.16. Μεταβολή του insertion loss για παραμέτρους των balun της εικόνας (4.23) ως προς το συντελεστή σύζευξης

Πράγματι, για υψηλούς συντελεστές σύζευξης παρατηρούμε αρκετά συντονισμένη λειτουργία γύρω από μια συχνότητα και αρκετά χαμηλά insertion loss τάξης μικρότερα και από 1 – 1.2dB, ενώ η μείωση αυτού οδηγεί σε υψηλότερες απώλειες, αλλά με την εισαγωγή ενός επιπλέον μηδενικού και

πόλου, κοντά στην ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας (broadband επιλογή, αλλά με IL τάξης $3 - 4dB$ π.χ. για $k \sim 0.6$).



Εικόνα 4.17. Μετατροπή μέτρησης balun ως τρίθυρο σε differential mode μέτρηση (βλ. 2.1.4)

Από τις παραπάνω παρατηρήσεις καθίσταται σαφές ότι κατά τον σχεδιασμό ενός balun ή μετασχηματιστή, είναι κρίσιμο να ελέγχεται εάν η εκάστοτε υλοποίηση προσφέρει το χαμηλότερο δυνατό **insertion loss** εντός της επιθυμητής ζώνης συχνοτήτων. Μία άμεση και πρακτική μέθοδος αξιολόγησης είναι η ανάλυση των διαφορικών S-παραμέτρων της διάταξης μέσω του πίνακα S_{dd} και συγκεκριμένα της παραμέτρου $[s_{21_{dd}}]$ ή του μέγιστου κέρδους μετατροπής $[G_{T_{dd}}]$ του ισοδύναμου δίθυρου, όπως φαίνεται στην εικόνα (4.17).

Αξίζει να σημειωθεί ότι η μέτρηση αυτή δεν αποτυπώνει πλήρως το **insertion loss** υπό πραγματικές συνθήκες λειτουργίας του balun ή μετασχηματιστή, καθώς υποθέτει προτυποποιημένους τερματισμούς 50Ω , αντί για **conjugate matching** όπου επιτυγχάνεται η μέγιστη δυνατή μεταφορά ισχύος. Παρ' όλα αυτά, η χρήση των S-παραμέτρων παρέχει αρκετά αξιόπιστη ένδειξη για την αποδοτικότητα της διάταξης εντός της επιθυμητής ζώνης συχνοτήτων, αλλά και για την εκτιμώμενη εύρους ζώνης λειτουργίας της. Στο πλαίσιο αυτό, είναι εξίσου σημαντικός και ο έλεγχος του συντελεστή σύζευξης k , προκειμένου να επιτευχθεί η βέλτιστη ισορροπία μεταξύ απωλειών και εύρους ζώνης.

Αφού επιβεβαιώσουμε τα ανωτέρω για τις απώλειες της διάταξης, το επόμενο βήμα αποτελεί την ακριβή επιλογή διαστάσεων του balun / μετασχηματιστή, συνήθως μέσω μεταβολών της εσωτερικής διαμέτρου και του πάχους των μετάλλων (κοντά στις αρχικές τιμές), με σκοπό η διάταξη να ικανοποιεί τον δεδομένο λόγο μετασχηματισμού εμπέδησης που επιθυμούμε. Δηλαδή χρειάζεται και ένας τρόπος να μετρηθεί η αντίσταση εισόδου του balun / transformer, υπό δεδομένο φορτίο στην θύρα εξόδου, έστω Z_L . Για τα παραπάνω διατηρώντας την μορφή διαφορικής διέγερσης στην είσοδο (εικόνα 4.18), η μέτρηση της Z_{in} μπορεί να γίνει μέσω των διαφορικών Z παραμέτρων, καθώς σε σχέση με τις S

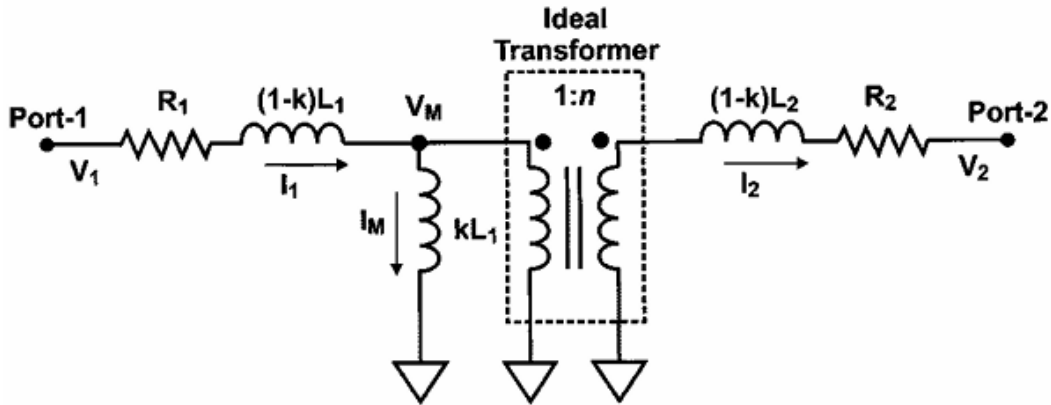
παραμέτρους, βασίζονται σε μετρήσεις ανοιχτοκυκλώματος των θυρών. Οι σχέσεις που προκύπτουν δίνονται παρακάτω:

$$\begin{aligned}
 V_2 &= Z_{21_{dd}} I_1 + Z_{22_{dd}} I_2 \xrightarrow{V_2 = -I_2 Z_L} -Z_L I_2 = Z_{21_{dd}} I_1 + Z_{22_{dd}} I_2 \Rightarrow I_2 = -I_1 \frac{Z_{21_{dd}}}{Z_L + Z_{22_{dd}}} \Rightarrow \\
 &\Rightarrow V_1 = Z_{11_{dd}} I_1 + Z_{12_{dd}} I_2 \xrightarrow{Z_{in} = \frac{V_1}{I_1}} \\
 &\Rightarrow \boxed{Z_{in}(Z_L) = Z_{11_{dd}} - \frac{Z_{12_{dd}} Z_{21_{dd}}}{Z_{22_{dd}} + Z_L}} \quad (4.9)
 \end{aligned}$$

Παρά την παραπάνω ανάλυση και τα πλεονεκτήματα που έχουν ήδη αναδειχθεί—όπως οι χαμηλές απώλειες, η μικρή απαίτηση σε επιφάνεια και η ικανότητά τους για αποδοτική προσαρμογή εμπέδησης—τα balun και οι μετασχηματιστές παρουσιάζουν μια ακόμα κρίσιμη ιδιότητα που τα καθιστά ιδανικά για χρήση σε κυκλώματα ενισχυτών ισχύος.

4.4 Ο Ρόλος των Balun και των Μετασχηματιστών στα Δίκτυα Προσαρμογής Ενισχυτών Ισχύος στις Υψηλές Συχνότητες

Για να γίνει πλήρως κατανοητή η συνεισφορά των δικτύων αυτών σε τέτοια κυκλώματα, είναι αναγκαίο να επανέλθουμε στο ισοδύναμο κύκλωμα της εικόνας (4.14) και να υπολογίσουμε την απόδοση $\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{P_L}{P_L + P_{diss}}$ που έχει υπό διαφορική διέγερση και τερματίζοντας με φορτίο $Z_L = R_L + \frac{1}{sC_L}$, για το 1:1 turns ratio δίκτυο [20].



Εικόνα 4.18. Ισοδύναμο κύκλωμα balun / transformer υπό διαφορική διέγερση πρωτεύοντος [20]

Συγκεκριμένα, έχουμε ότι:

$$\begin{aligned}
 \eta &= \frac{P_L}{P_L + P_{diss}} = \frac{\frac{V_2^2}{2R_L}}{\frac{V_2^2}{2R_L} + \frac{1}{2}(R_1|I_1|^2 + R_2|I_2|^2)} = \frac{\frac{V_2^2}{R_L}}{\frac{V_2^2}{R_L} + R_1 \left(V_2 \left| \frac{1 - \frac{Z_{22}}{Z_L}}{Z_{12}} \right| \right)^2 + R_2 \left| \frac{V_2}{R_L} \right|^2} \Rightarrow \\
 \Rightarrow \eta &\approx \frac{R_L}{R_L + R_2 + R_1 \left(\frac{Z_L - Z_{22}}{Z_{12}} \right)^2} \xrightarrow{\omega^2 C_L L_2 = 1} \eta \approx \frac{R_L}{R_L + R_2 + R_1 \left(\frac{R_L + R_2}{\omega M} \right)^2} \xrightarrow{L_1 \sim L_2} \\
 \Rightarrow \eta &\approx \frac{1}{1 + \frac{\left(\frac{\omega L_1}{R_L} \right)}{Q_2} + \frac{\left(\frac{\omega L_1}{R_L} \right)}{Q_1} \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{\left(\frac{\omega L_1}{R_L} \right)} + \frac{1}{Q_2} \right)^2} \quad (4.10)
 \end{aligned}$$

Από την σχέση (4.10) συμπεραίνουμε πως υπάρχει μια βέλτιστη τιμή $\left(\frac{\omega L_1}{R_L} \right)$ για την συχνότητα της εφαρμογής και για δεδομένο φορτίο τερματισμού στο δευτερεύων τύλιγμα, που η απόδοση του balun / μετασχηματιστή λαμβάνει την μέγιστη δυνατή τιμή αυτής.

$$\frac{\partial \eta}{\partial \left(\frac{\omega L_1}{R_L} \right)} = 0 \Rightarrow \left(\frac{\omega L_1}{R_L} \right)_{opt} = \frac{Q_2}{\sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \equiv A \quad (4.11)$$

$$\eta_{max} = \frac{1}{1 + 2 \sqrt{\left(1 + \frac{1}{Q_1 Q_2 k^2} \right) \frac{1}{Q_1 Q_2 k^2} + \frac{2}{Q_1 Q_2 k^2}}} \quad (4.12)$$

Η παραπάνω εξίσωση δείχνει ότι η παθητική απόδοση ενός μετασχηματιστή ή balun μπορεί να μεγιστοποιηθεί, όταν ο συντελεστής σύζευξης k προσεγγίζει τη μονάδα. Αυτό συμβαίνει επειδή, όσο μικρότερος είναι ο k , τόσο μεγαλύτερο μέρος του ρεύματος του πρωτεύοντος πηνίου θα περνά μέσω του πηνίου μαγνήτισης και, επομένως, μικρότερη ισχύς θα παραδίδεται στο φορτίο. Πιο σημαντικό όμως είναι ότι, σε αντίθεση με τη συντονισμένη προσαρμογή με LC low – pass matching δίκτυα, **η παθητική απόδοση του μετασχηματιστή δεν επηρεάζεται από τον λόγο μετασχηματισμού εμπέδησης που παρέχει**, όπως φαίνεται και στην σχέση (4.10) [20]. Για να γίνει καλύτερα αντιληπτό το παραπάνω θα ορίσουμε τα παρακάτω μεγέθη:

$ITR \equiv \frac{R_L}{R_{in}}$: **Impedance transformation ratio**, που δείχνει τον λόγο μετασχηματισμού που πετυχαίνει το εκάστοτε δίκτυο μετασχηματισμού εμπέδησης.

$$PER \equiv \frac{P_{L \text{ with network}}}{P_{L \text{ direct}}} = \eta \cdot ITR : \text{Power Enhancement ratio, } \omega \text{ς } \text{o } \text{l} \acute{\omicron} \gamma \omicron \varsigma \text{ } \text{ισ} \chi \acute{\upsilon} \omicron \varsigma \text{ } \text{που}$$

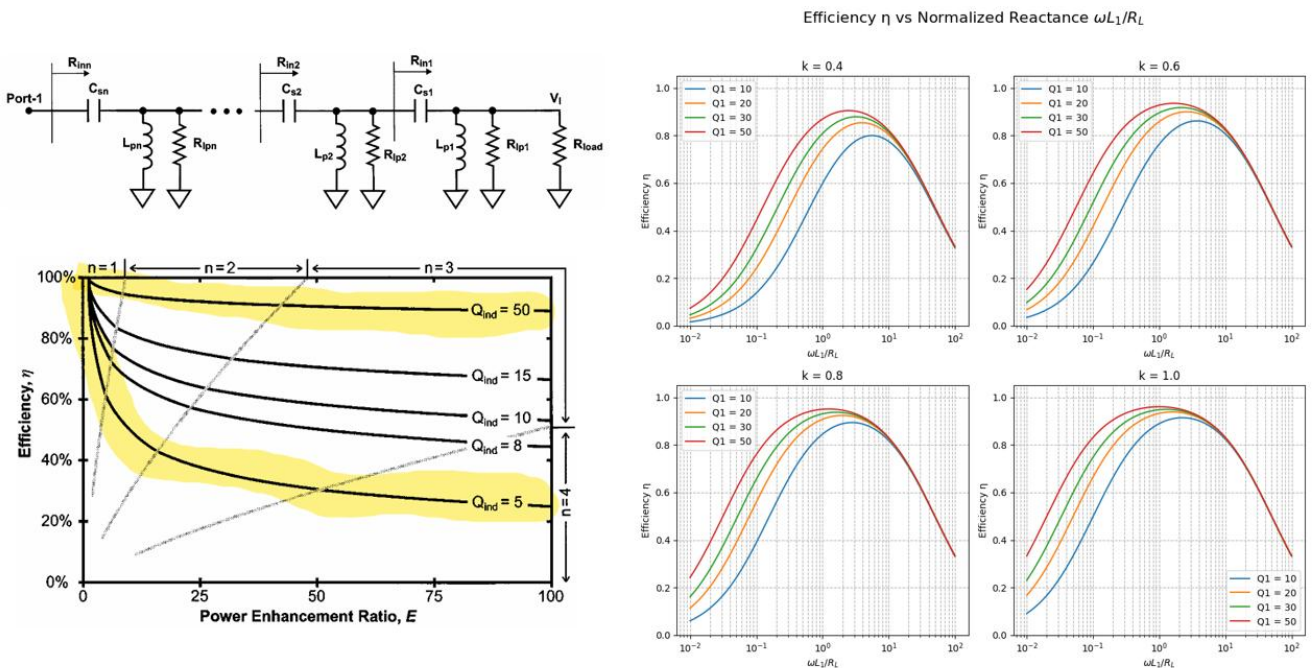
παρέχεται στο φορτίο μέσω του δικτύου μετασχηματισμού ως προς την ισχύ που θα λάμβανε το φορτίο αν η πηγή ισχύος συνδεόταν κατευθείαν στα άκρα αυτού.

Για τον μετασχηματιστή / balun που περιγράφεται από το ισοδύναμο κύκλωμα της εικόνας 4.19, με βάση και τη σχέση (4.9), έχουμε ότι:

$$Z_{in} = \frac{R_1 + sL_1}{Z_{11}} - \frac{\frac{(-sM)(sM)}{Z_{12}Z_{21}}}{\frac{R_2 + sL_2}{Z_{22}} + Z_L} \Rightarrow Z_{in} = \omega L_1 \left(\frac{1}{Q_1} + j \right) + \frac{\omega^2 (k\sqrt{L_1 L_2})^2}{\omega L_2 \left(\frac{1}{Q_2} + j \right) + Z_L} \xrightarrow{\omega^2 \Im\{Z_L\} L_2 = 1}$$

$$\Rightarrow Z_{in} = \omega L_1 \left(\frac{1}{Q_1} + j \right) + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{\omega L_2 + R_L} \Rightarrow Z_{in} = \left(\frac{\omega L_1}{Q_1} + \frac{\omega^2 k^2 L_1 L_2}{\omega L_2 + R_L} \right) + j\omega L_1 \quad (4.13)$$

$$\xrightarrow{(4.11)} R_{in \text{ opt}} = \frac{AR_L}{Q_1} + \frac{R_L^2 A^2 k^2}{\frac{R_L A}{Q_2} + R_L} = R_L \left(\frac{A}{Q_1} + \frac{k^2 A^2}{1 + \frac{A}{Q_2}} \right) \Rightarrow ITR_{opt} = \frac{1}{\frac{A}{Q_1} + \frac{k^2 A^2}{1 + \frac{A}{Q_2}}} \quad (4.14)$$

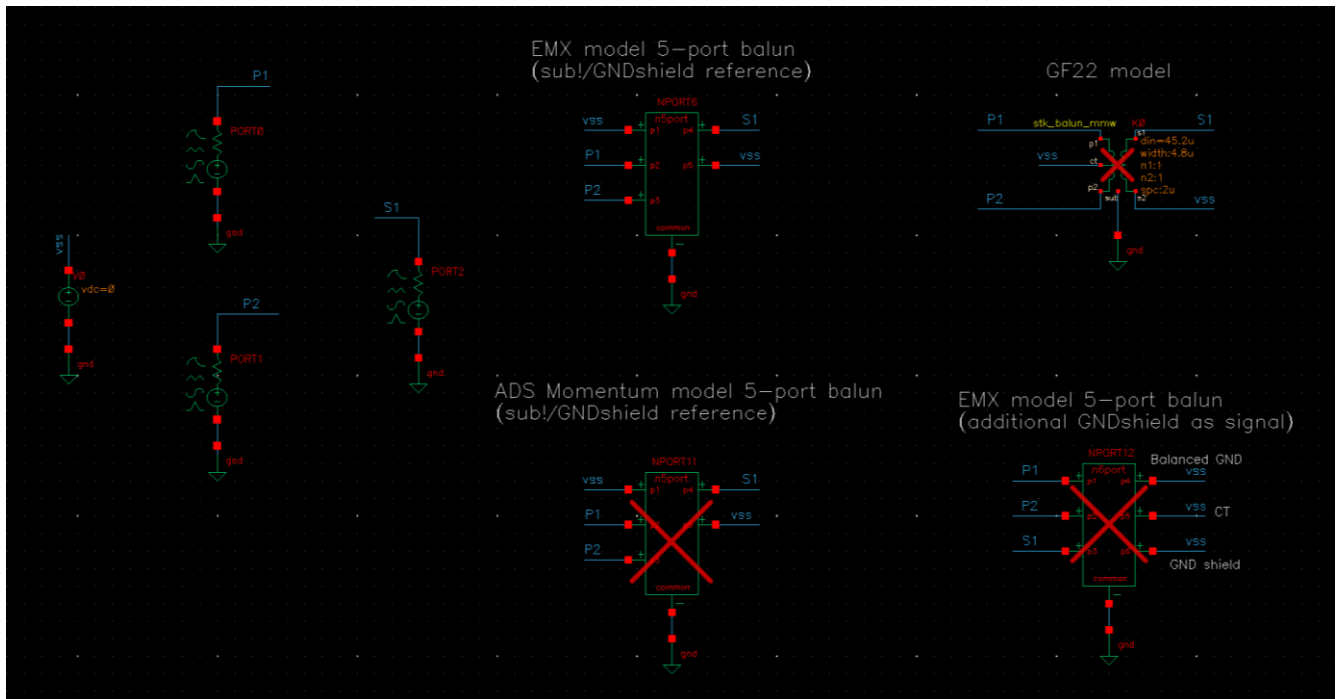


Εικόνα 4.19. Σύγκριση απόδοσης LC low - pass matching δικτύων ως προς PER και βελτιστοποίησης απόδοσης δικτύων με μετασχηματιστές, με κατάλληλη επιλογή L_1 / L_2 επαγωγή πρωτεύοντος ή δευτερεύοντος για κάθε φορτίο R_L [20]

Δηλαδή, πράγματι **δεν** υπάρχει εξάρτηση του ITR από το φορτίο, αλλά και ούτε της μέγιστης παθητικής απόδοσης του δικτύου από το ITR. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με ότι συμβαίνει σε low – pass matching LC δίκτυα προσαρμογής [20], όπου χρειάζονται αρκετά high – Q στοιχεία για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις υψηλής απόδοσης σε υψηλά PER, όπως φαίνεται και από την εικόνα 4.19. Το γεγονός αυτό καθιστά εφικτό την χρήση μετασχηματιστών και balun σε δίκτυα προσαρμογής που απαιτούν συγχρόνως υψηλά PER και ITR, όπως συνήθως είναι οι ενισχυτές ισχύος.

4.5 Μετρήσεις και Παράδειγμα Σχεδίασης Balun

Αφού αναλύθηκε η χρησιμότητα των μετασχηματιστών και των balun ως δίκτυα προσαρμογής εμπέδησης με χαμηλές απώλειες για την παρούσα διπλωματική εργασία, στη συνέχεια παρουσιάζεται ένα παράδειγμα αξιολόγησης ενός balun της mm – Wave βιβλιοθήκης της τεχνολογίας GF22 – FDX. Πραγματοποιούνται μετρήσεις και συγκρίσεις των παραμέτρων του balun, τόσο με τη χρήση του προκαθορισμένου μοντέλου βιβλιοθήκης όσο και μέσω EM προσομοιώσεων σε διάφορα πακέτα. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα σχεδίασης, στόχος είναι η χρήση ενός balun για τον μετασχηματισμό εμπέδησης από $Z_{in} \approx 12 + j30$ (differential – αρκετά πιθανή optimum εμπέδηση για μέγιστη ισχύ εξόδου ενός ενισχυτή ισχύος) στις balanced θύρες, σε 100Ω (single – ended) στην unbalanced (μονή) θύρα, επιδιώκοντας παράλληλα insertion loss της τάξης $< 1dB$.



Εικόνα 4.20. Testbench προσομοίωσης για αξιολόγηση balun στο περιβάλλον Cadence

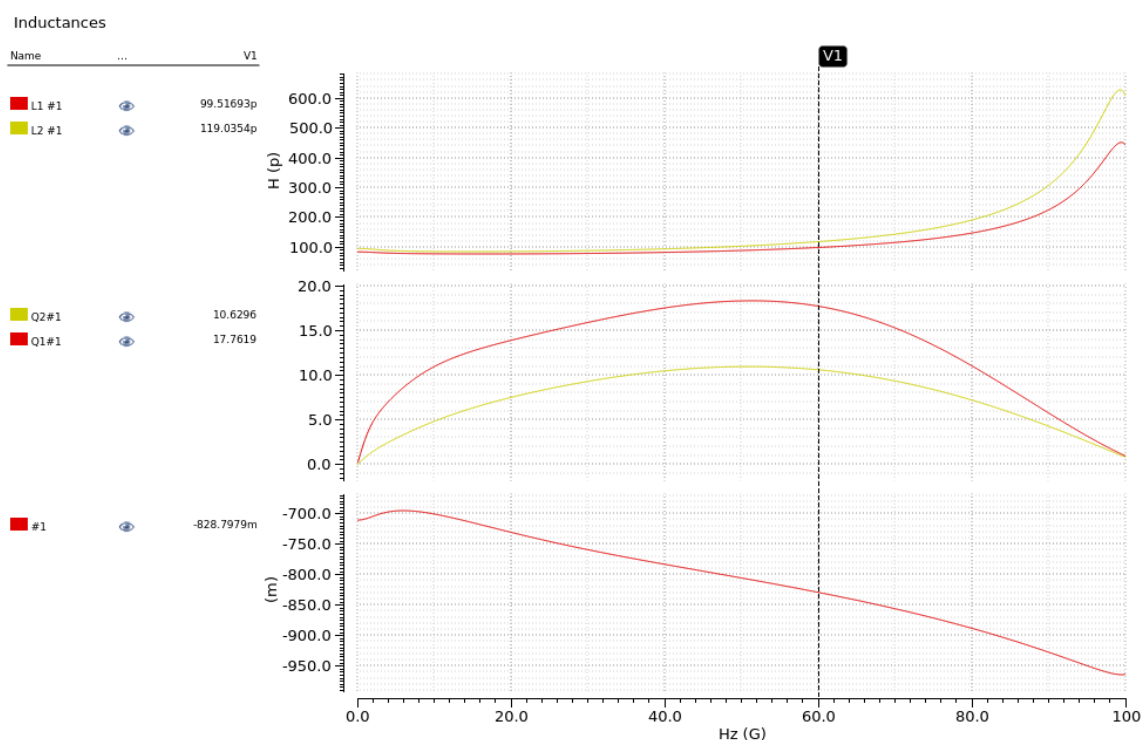
Το παραπάνω testbench που χρησιμοποιείται στον **SpectreRF** simulator για την αξιολόγηση της σχεδίασης δείχνει το schematic στο περιβάλλον του **Cadence**. Στο testbench αυτό περιλαμβάνονται

διαφορετικά σενάρια δοκιμών, αρχικά με χρήση μόνο του μοντέλου balun που παρέχει η βιβλιοθήκη (stk_balun_mmw cell), αλλά και με προσομοιώσεις ηλεκτρομαγνητικού πεδίου (EM) τόσο στο **EMX** με και χωρίς guard ring γύρω από το balun, όσο και στο **ADS Momentum**, για πιο ακριβή εκτίμηση των επιδόσεων του balun.

Αρχικά, με βάση τους στόχους της σχεδίασης χρειάζεται να γίνει η 1^η εκτίμηση των διαστάσεων της διάταξης. Αυτό θα γίνει στηριζόμενοι στο φανταστικό μέρος της αντίστασης εισόδου, όπως υπολογίστηκε στη σχέση (4.13). Παρότι εδώ δεν έχει εφαρμοστεί κάποια συνθήκη συντονισμού με χωρητικότητες στη θύρα εξόδου, μπορούμε να προσεγγίσουμε την τάξη μεγέθους στις επαγωγές που χρειαζόμαστε, αλλά και το πλήθος των σπειρών:

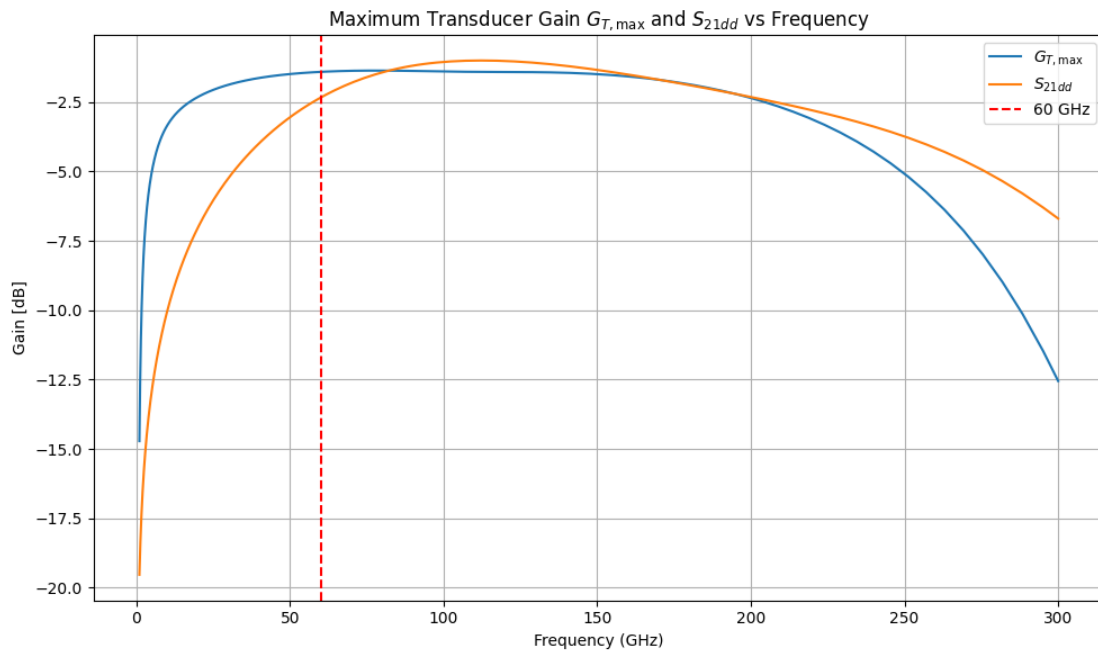
$$\Im\{Z_{in}\} \approx j\omega L_1 \xrightarrow{60GHz} L_1 \approx 80pH$$

Πράγματι, εφαρμόζοντας παραμετρική ανάλυση ως προς την διάσταση της εσωτερικής διαμέτρου και θεωρώντας 1:1 turns ratio για ελαχιστοποίηση απωλειών, παρατηρούμε ότι επιθυμητή προσαρμογή εμπέδησης (μέτρηση μέσω της σχέσης (4.9) για $Z_L = 100\Omega$) λαμβάνεται για επαγωγές πρωτεύοντος γύρω στα 100pH, αρκετά κοντά στην 1^η εκτίμηση, ενώ μπορούμε να δούμε πως η self – resonance συχνότητα αυτού είναι αρκετά υψηλότερα από 100GHz >> 60GHz. Επιπλέον, παρατηρούμε μεγιστοποίηση στα Q των τυλιγμάτων γύρω από τα 60GHz, κάτι αρκετά σημαντικό για βελτιστοποίηση του insertion loss, ενώ και ο συντελεστής σύζευξης είναι αρκετά υψηλός.



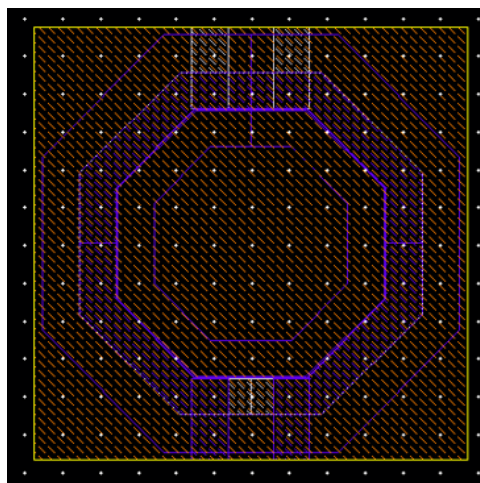
Εικόνα 4.21. Μετρήσεις παραμέτρων balun βασισμένες στο μοντέλο της τεχνολογίας GF22 – FDX

Στην συνέχεια αφού βρέθηκε η εσωτερική διάμετρος γύρω στα $45\mu m$ για να καλυφθεί η παραπάνω επιλογή, θα ελεγχθεί η παράμετρος S_{21dd} ως μια ένδειξη για το insertion loss του balun με σκοπό να εξεταστεί άμα πράγματι τέτοιου τύπου balun μπορούν να δώσουν χαμηλές απώλειες στα 60GHz. Παρακάτω, βλέπουμε την μέτρηση που περιεγράφηκε (εικόνα 4.18) όπου φαίνεται ξεκάθαρα πως πράγματι έχουμε μεγιστοποίηση του $G_{T_{max}-dd}$ γύρω στα $-1.25dB$ στην ζώνη μεταξύ 60GHz έως και 150GHz, γεγονός που καθιστά ικανή την χρήση των παραπάνω balun στην ζώνη αυτή:



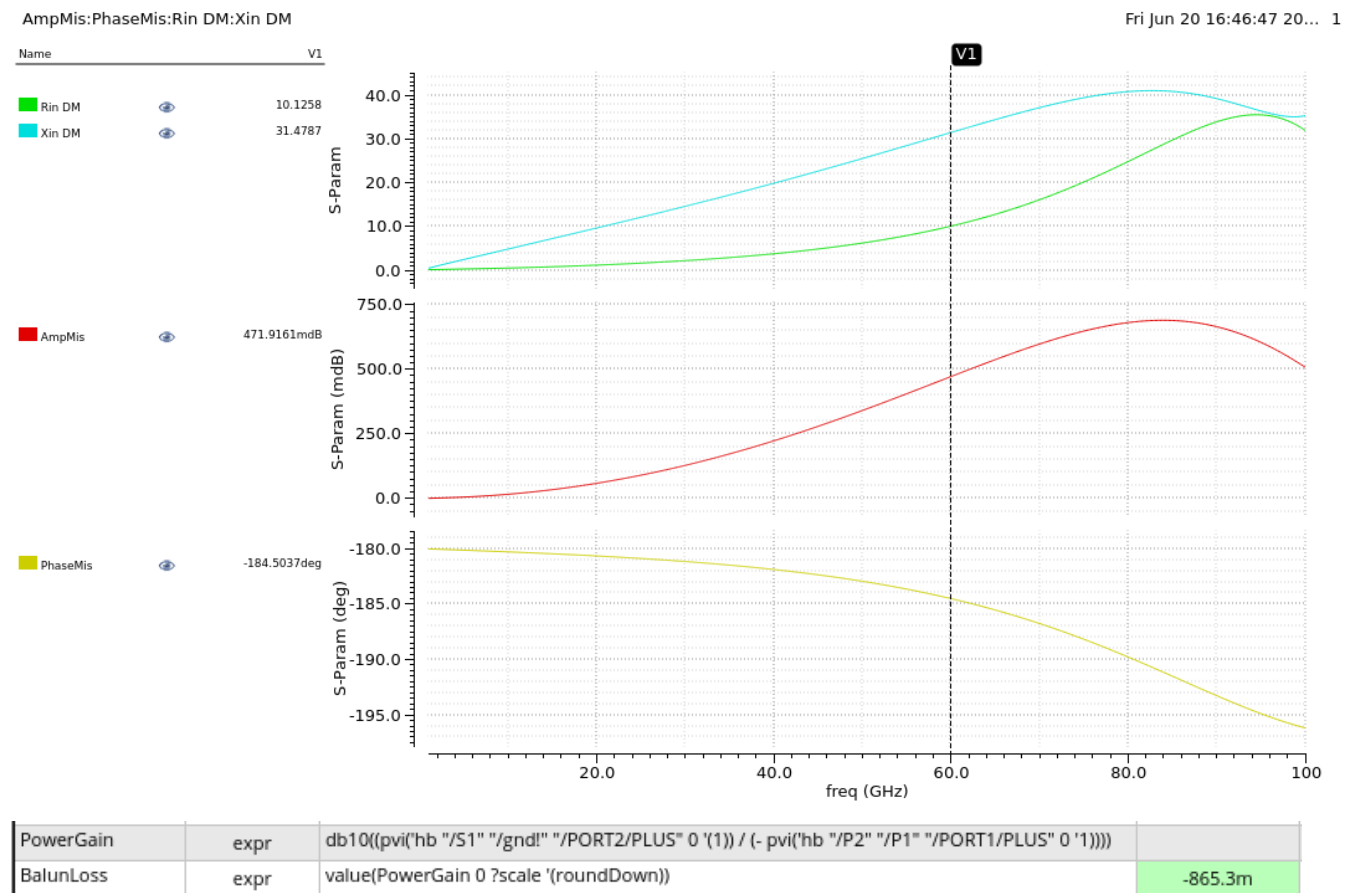
Εικόνα 4.22. Μετρήσεις mixed – mode S parameter της ανωτέρω διάταξης και υπολογισμός $G_{T_{max}}$ σε differential διέγερση balun

Τέλος, έχοντας επιβεβαιώσει τα ανωτέρω καταλήξαμε στην τελική σχεδίαση του balun με την επιλογή της παρακάτω διάταξης με $D_{in} = 45.2\mu m$, $W = 4.8\mu m$ για βέλτιστες απώλειες εισαγωγής στα -0.8dB, όπως μετρήθηκαν μέσω Harmonic balance προσομοίωσης στο περιβάλλον του Cadence.



Εικόνα 4.23. Τελικό layout balun παραδείγματος

Αφού οριστεί η εξίσωση (4.9) για την αντίσταση εισόδου καθώς και η σχέση (4.7) για το amplitude & phase imbalance του balun στο πρόγραμμα ADE Explorer (περιβάλλον αναλογικών και RF προσομοιώσεων στο Cadence Virtuoso) της κάθε balanced θύρας, λαμβάνουμε τα εξής αποτελέσματα για το τελικώς σχεδιασμένο balun, σύμφωνα με το μοντέλο της τεχνολογίας:



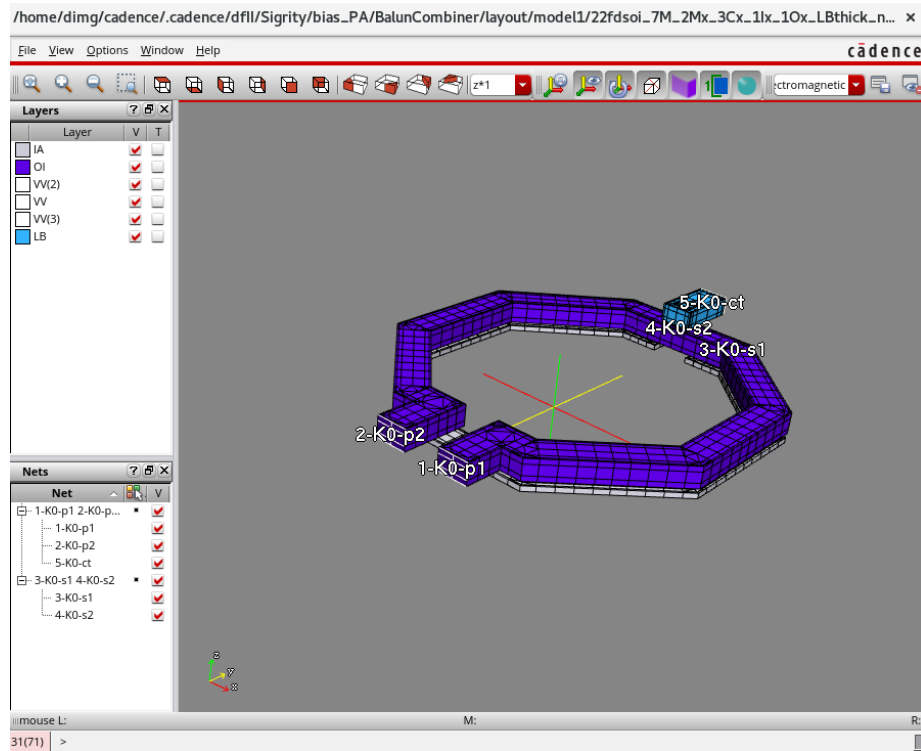
Εικόνα 4.24 Input impedance & amplitude / phase imbalance του balun που εξετάστηκε, καθώς και μέτρηση insertion loss αυτού μέσω HB προσομοίωσης

Με βάση το μοντέλο της GF22 – FDX παρατηρούμε πράγματι ότι η διαφορική εμπέδηση στην είσοδο υπό φορτίο 100Ω στην single – ended θύρα εξόδου του balun είναι η επιθυμητή με απώλειες αρκετά κάτω από 1dB, ενώ το balun εμφανίζει πολύ χαμηλό mismatch μεταξύ των θυρών του, μόλις 0.5dB σε πλάτος και 4° σε φάση (απόσταση από 180°).

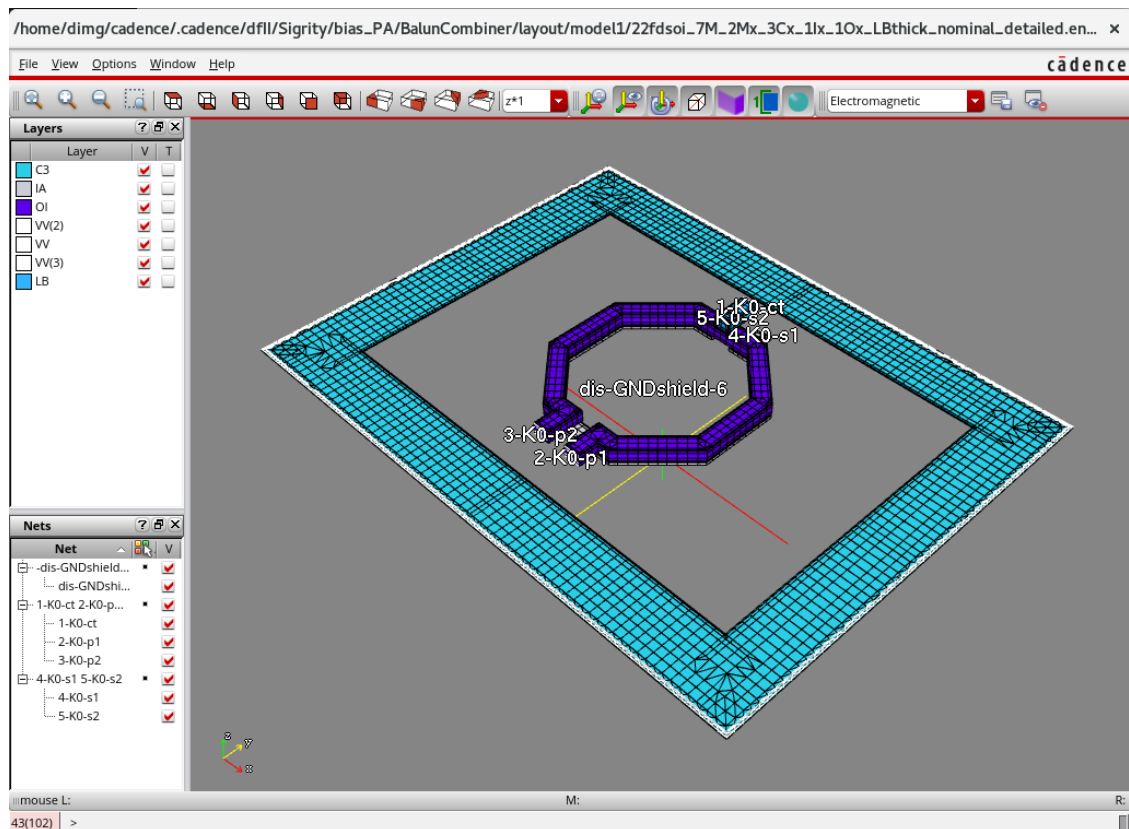
4.6 Σύγκρισή αποτελεσμάτων σχεδίασης balun μεταξύ διαφορετικών EM πακέτων

Για την ολοκλήρωση του παρών κεφαλαίου παρακάτω φαίνονται μετρήσεις του ανωτέρω balun σε διαφορετικού EM προσομοιωτές. Το setup μεταξύ των EM simulator φροντίσαμε να είναι κοινό,

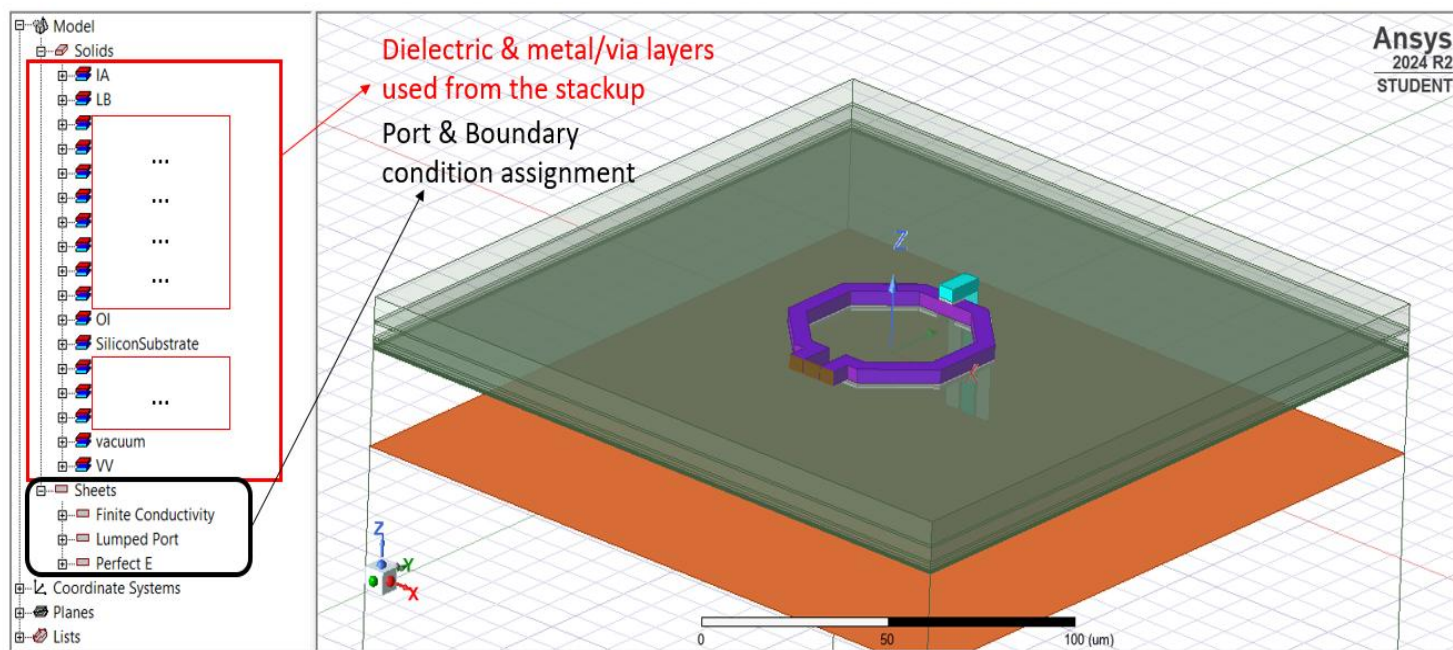
έχοντας κοινά reference planes για το ρεύμα επιστροφής, με σκοπό να εξεταστεί τόσο η ακρίβεια του μοντέλου της τεχνολογίας όσο και των προσομοιωτών και τελικά να δούμε τυχόν αποκλίσεις :



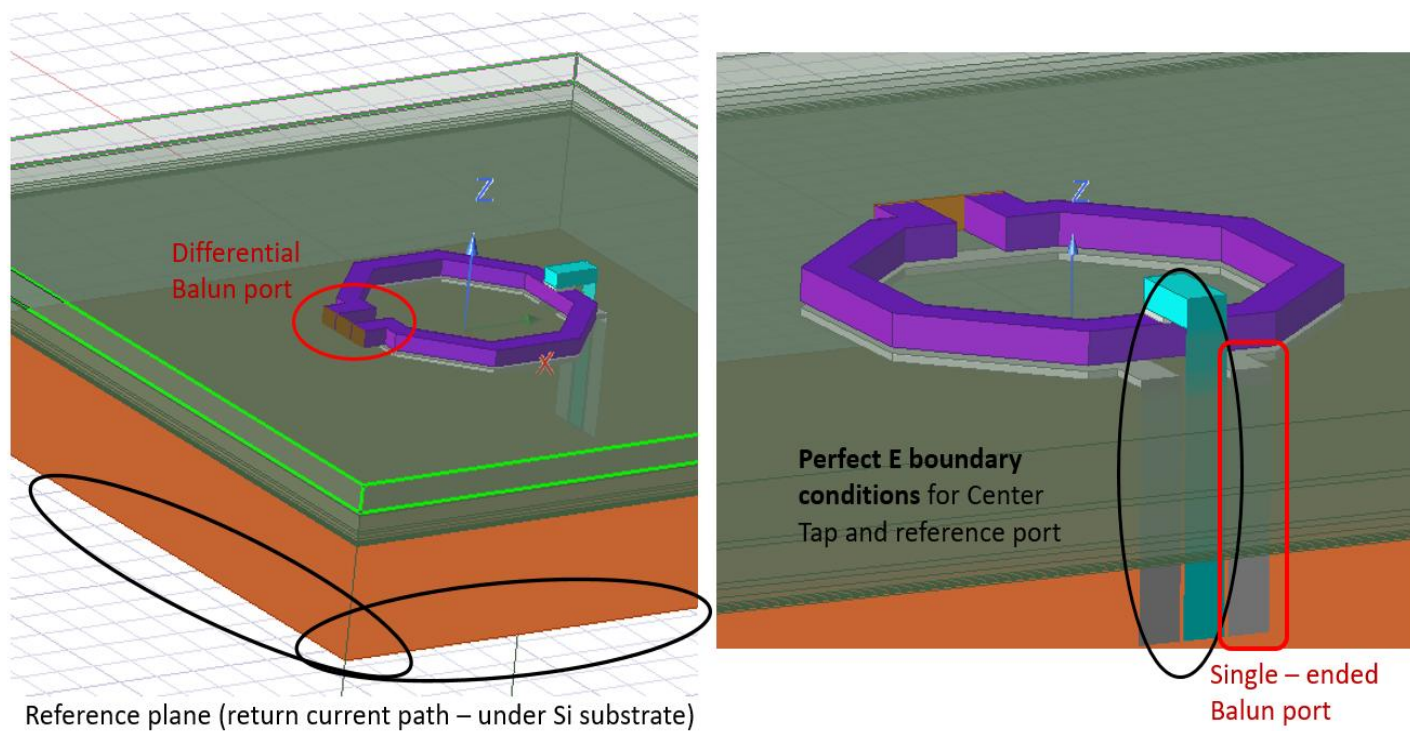
Εικόνα 4.25. **EMX** mesh setup για το balun



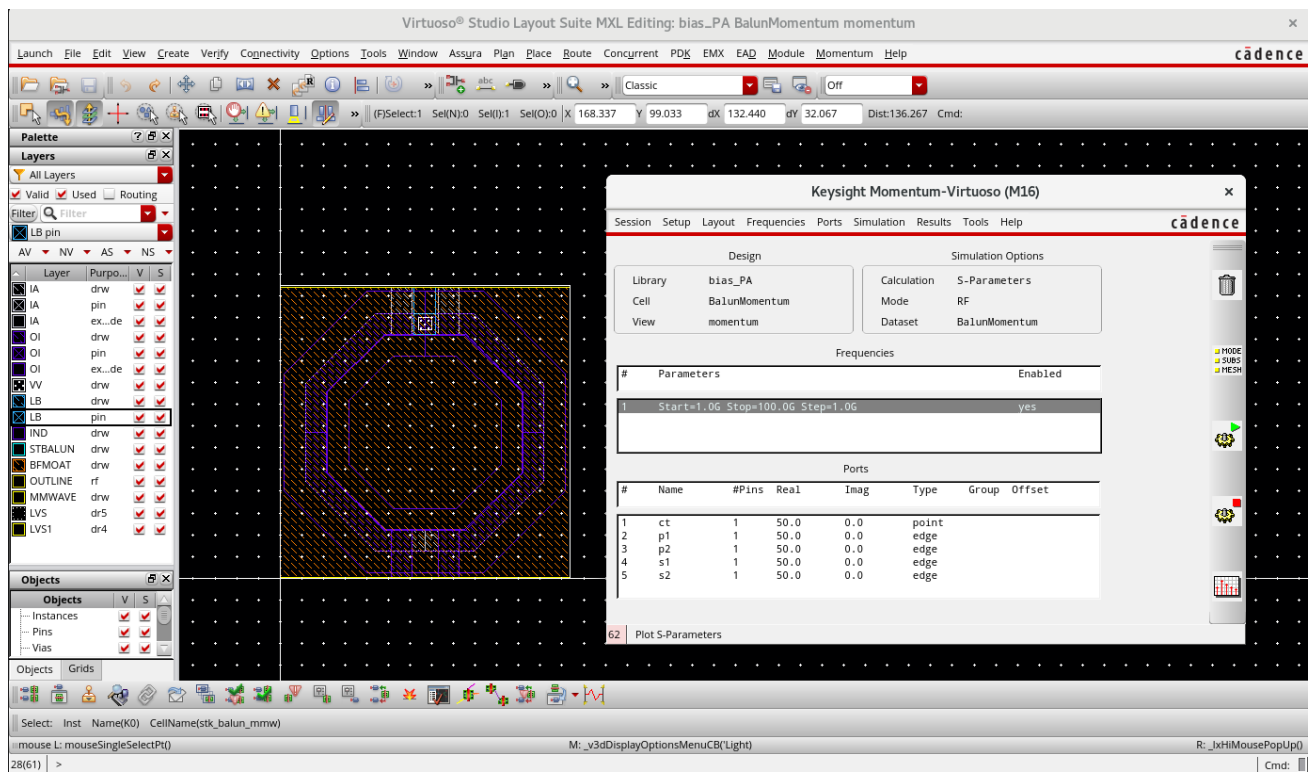
Εικόνα 4.26. **EMX** mesh setup για το balun με την επιπλέον προσθήκη ground ring γύρω από την διάταξη (Ground Reference)



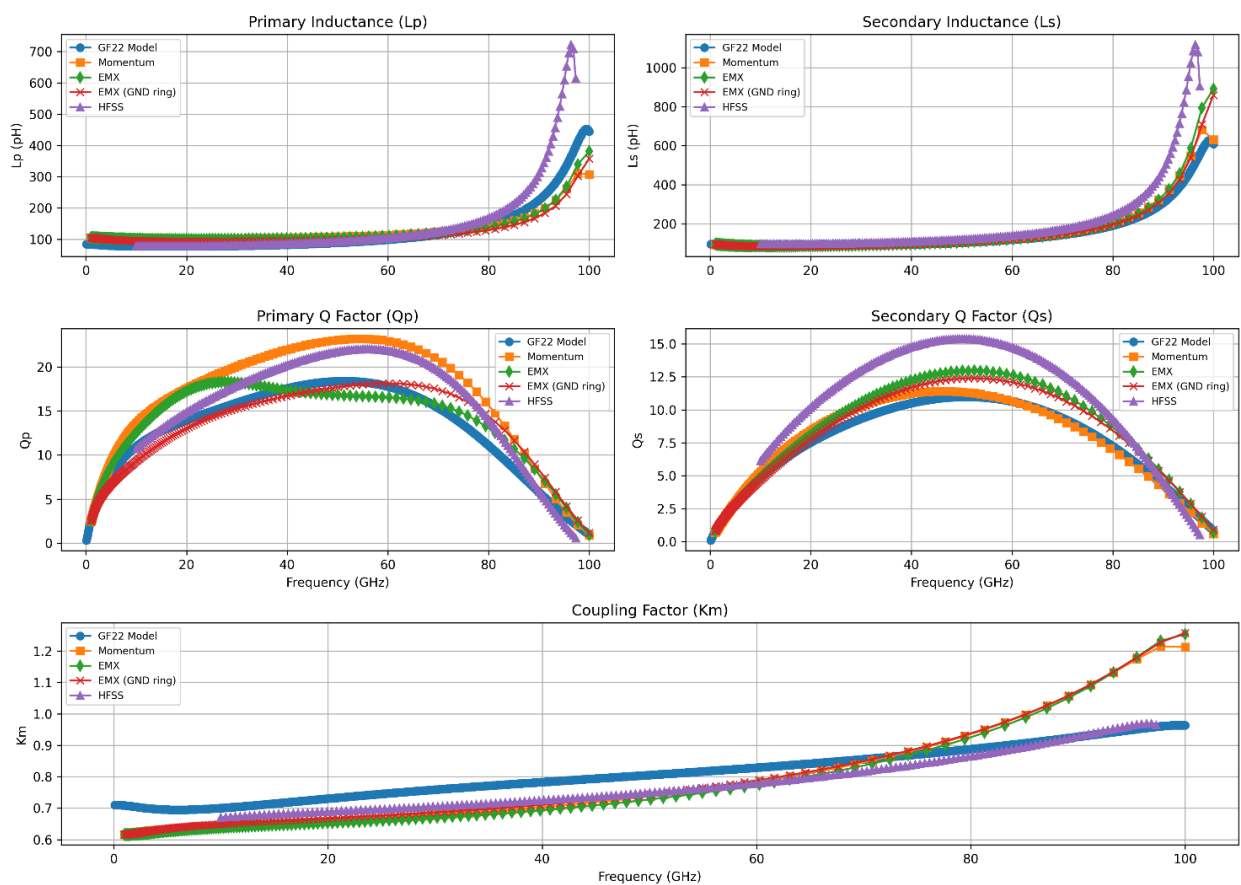
Εικόνα 4.27. HFSS setup γεωμετρίας και metal / dielectric stackup για το balun που σχεδιάστηκε



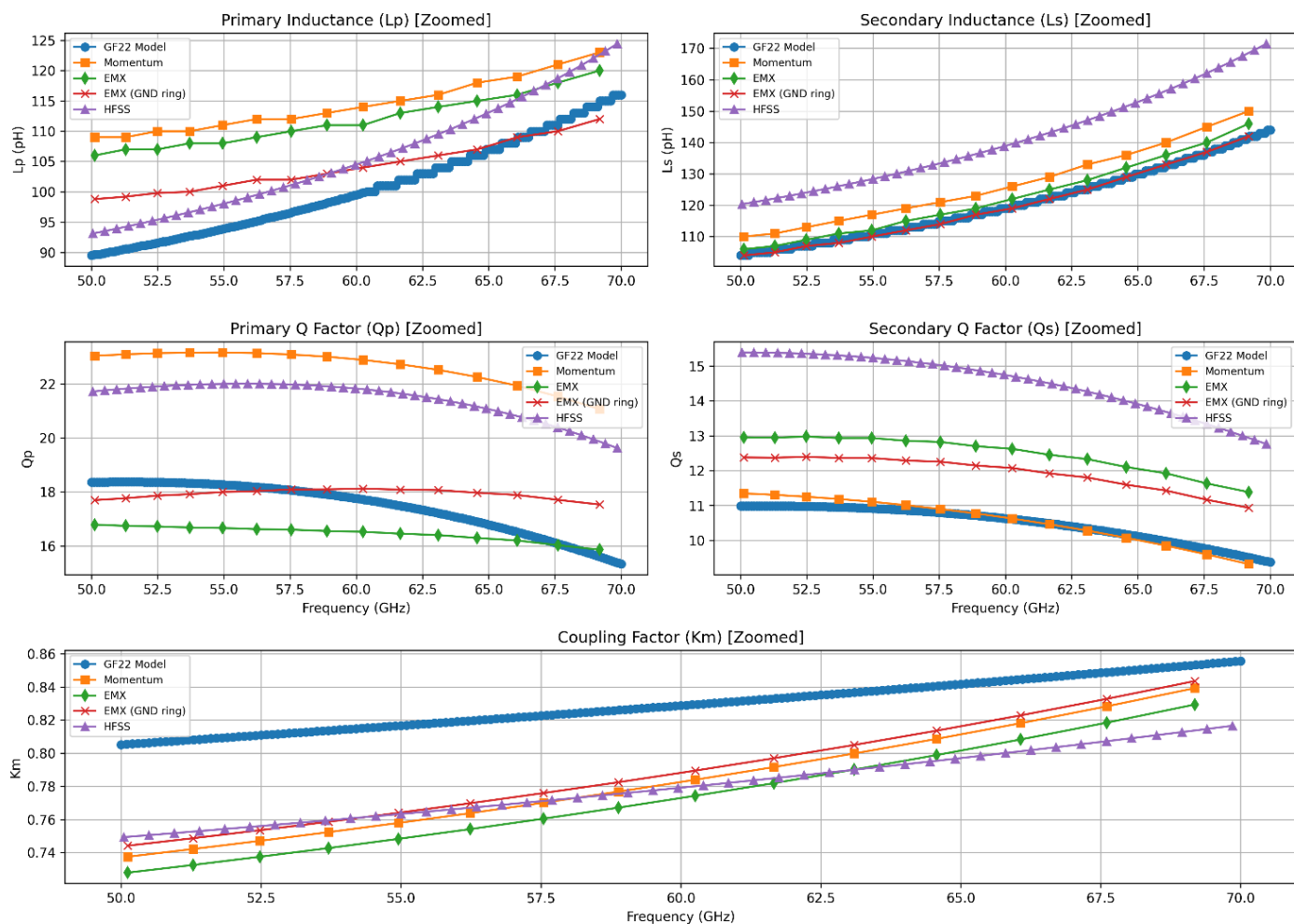
Εικόνα 4.28. HFSS port & Boundary condition assignments – Μετρήσεις σε διαφορική λειτουργία ως δίθυρο (S_{ad} Matrix)



Εικόνα 4.29. ADS Momentum setup



Εικόνα 4.30. Σύγκριση μετρήσεων παραμέτρων του balun ως προς την συχνότητα γύρω από τα 60GHz



Εικόνα 4.31. Σύγκριση μετρήσεων παραμέτρων του balun ως προς την συχνότητα γύρω από τα 60GHz (zoomed – in)

Από τη σύγκριση των παραμέτρων του balun μεταξύ διαφορετικών ηλεκτρομαγνητικών προσομοιωτών, παρατηρείται ικανοποιητική συμφωνία τόσο μεταξύ των διαφορετικών EM λογισμικών όσο και σε σχέση με το μοντέλο της τεχνολογίας. Οι βασικές διαφορές που παρατηρούνται υπάρχουν κυρίως στους συντελεστές ποιότητας που μετρούνται και μπορεί να οφείλονται είτε στο fine meshing και στο mesh refinement που εκτελεί το HFSS ή και σε χαμηλότερο mesh width στο Momentum έναντι του EMX πακέτου. Επίσης, σημειώνεται ότι η σχεδίαση με την χρήση επιπλέον μεταλλικού ring αναφοράς (ως boundary condition) δεν οδήγησε σε σημαντική μεταβολή των παραμέτρων του balun, γεγονός που οφείλεται και στην σχετική απόσταση που έχει από τη διάταξη, όπως φαίνεται και στην εικόνα (4.26).

5. Σχεδίαση Σταδίου Εξόδου του Ενισχυτή Ισχύος σε τάξη AB στα 60 GHz στην τεχνολογία CMOS 22nm FD-SOI

Το παρόν κεφάλαιο παρουσιάζει βήμα προς βήμα τη διαδικασία σχεδίασης του σταδίου εξόδου του ενισχυτή ισχύος με συχνότητα λειτουργίας 60GHz, αξιοποιώντας τα διαθέσιμα δομικά στοιχεία από τη τεχνολογία 22nm FD – SOI CMOS. Κατά τη σχεδίαση, εφαρμόζονται τεχνικές και μεθοδολογίες που έχουν αναλυθεί σε προηγούμενα κεφάλαια, όπως η επιλογή και ο σχεδιασμός balun / transformer (Κεφ. 4.2.4), καθώς και η μελέτη για τη βέλτιστη γραμμικότητα ενισχυτών ισχύος με βάση την γωνία αγωγής (Κεφ. 3.3). Η παρούσα μελέτη περιλαμβάνει επίσης τα διαφορετικά στάδια του layout του ενισχυτή ισχύος ξεκινώντας από το φυσικό επίπεδο των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν μέχρι και το επίπεδο σχεδίασης output δικτύων για optimum power matching. Αυτό είναι αρκετά σημαντικό, καθώς κατά τον σχεδιασμό σε υψηλές συχνότητες — όπως στη ζώνη mm-Wave ή στη D-band — τα διαφορετικά layout στάδια είναι απαραίτητο να υλοποιούνται ήδη από τα πρώτα στάδια της σχεδίασης, λόγω των υψηλών παρασιτικών στοιχείων που εισάγουν οι διασυνδέσεις.

5.1 Προκλήσεις στην Σχεδίαση Ενισχυτών Ισχύος σε προηγμένα CMOS process nodes

Η σχεδίαση ενισχυτών ισχύος σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες, όπως η 22nm FD-SOI τεχνολογία που χρησιμοποιείται, παρουσιάζει σημαντικές προκλήσεις λόγω των περιορισμένων χαρακτηριστικών των ενεργών στοιχείων που υποστηρίζουν. Μερικά χαρακτηριστικά τέτοιων τεχνολογιών που καθιστούν δύσκολη την σχεδίαση CMOS PAs ειδικά σε υψηλές συχνότητες αναλύονται παρακάτω:

- **Χαμηλές τάσεις διάσπασης BV_{DS} ($\approx 2.7V$ για 22nm FD – SOI) και υψηλότερη τάση overdrive $V_{DS_{sat}}$ ($\approx 0.3V$) των MOS τρανζίστορ:** Σε τέτοιες τεχνολογίες, το τρανζίστορ ενός ενισχυτή ισχύος εισέρχεται σε περιοχή “γόνατου” (knee region, βλ. Κεφ. 3.2) σε ακόμα χαμηλότερα πλάτη σήματος εισόδου λόγω του υψηλότερου $V_{DS_{sat}}$, ενώ συγχρόνως το RF stress που μπορεί να υποστεί το τρανζίστορ είναι αρκετά χαμηλότερο έναντι με τυπικές III-V τεχνολογίες (εξαιρετικά χαμηλά voltage swings) για αξιόπιστη λειτουργία. Οι δύο αυτοί παράγοντες περιορίζουν σημαντικά τη διαθέσιμη ισχύ εξόδου των CMOS ενισχυτών ισχύος.
- **Ανάγκη αύξησης του πλάτους των τρανζίστορ (W):** Σύμφωνα με τα παραπάνω, για να επιτευχθεί η απαιτούμενη ισχύς εξόδου απαιτείται αύξηση του ρεύματος του τρανζίστορ I_{DS} , γεγονός που οδηγεί σε αύξηση του πλάτους (width) αυτού. Ως αποτέλεσμα παρατηρείται η

σημαντική μείωση της βέλτιστης αντίστασης φορτίου (π.χ. για class A ενισχυτή από load – line προσέγγιση έχουμε: $R_{opt} \downarrow \approx \frac{V_{DD} - V_{DSsat}}{I_{DS\uparrow}}$), καθιστώντας το δίκτυο προσαρμογής πιο απαιτητικό και επιρρεπές σε απώλειες, λόγω των υψηλών λόγων μετασχηματισμού. Πέραν αυτού, η αύξηση του W οδηγεί σε σημαντική αύξηση των παρασιτικών χωρητικοτήτων του τρανζίστορ, περιορίζοντας σημαντικά το κέρδος αυτού σε υψηλές συχνότητες (και σαφώς το drain efficiency η).

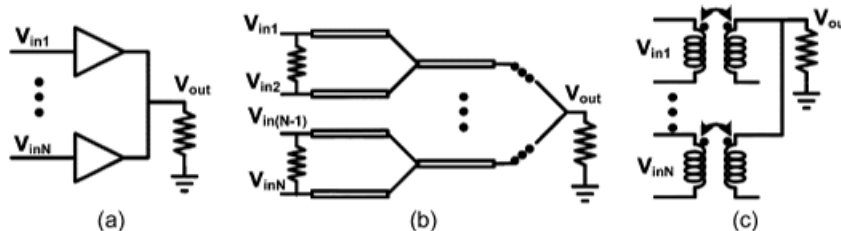
- **Περιορισμένο κέρδος ισχύος τρανζίστορ:** Σε υψηλές συχνότητες, και ειδικά στη ζώνη mm-Wave, το κέρδος ασθενούς και υψηλού σήματος των τρανζίστορ μειώνεται σημαντικά, ενώ οι παθητικές διατάξεις (π.χ. μετασχηματιστές, γραμμές μεταφοράς) παρουσιάζουν αυξημένες απώλειες, γεγονός που επιβάλλει λειτουργία σε Class A. Παρά το αυξημένο κέρδος τουλάχιστον κατά $\approx +6\text{ dB}$ έναντι σε Class AB/B ενισχυτή ισχύος, η θεωρητική απόδοση είναι αρκετά χαμηλότερη (τάξης $\ll 50\%$).
- **Περιορισμοί αξιοπιστίας CMOS τεχνολογιών (CMOS reliability limitations):** Εκτός από τους κυκλωματικούς και σχεδιαστικούς περιορισμούς, οι σύγχρονες CMOS τεχνολογίες, ιδίως σε nodes κάτω των 28nm, αντιμετωπίζουν σοβαρά προβλήματα αξιοπιστίας τόσο στο Front-End-of-Line (FEOL) όσο και στο Back-End-of-Line (BEOL), επηρεάζοντας άμεσα τη μακροχρόνια σταθερότητα και την απόδοση των ενισχυτών ισχύος.
 - *FEOL – Ηλεκτρομετανάστευση (Electromigration):* Η συνεχής ροή μεγάλων ρευμάτων σε στενά μεταλλικά μονοπάτια οδηγεί σε μετακίνηση μεταλλικών ιόντων, προκαλώντας στένωση ή ακόμη και διακοπή των διαδρομών, κάτι που μπορεί να οδηγήσει σε πλήρη αποτυχία λειτουργίας $\rightarrow$ Αύξηση πλάτους διασυνδέσεων, με αποτέλεσμα υψηλότερες παρασιτικές χωρητικότητες.
 - *BEOL – Hot-Carrier Injection (HCI):* Κατά τη λειτουργία του τρανζίστορ, ηλεκτρόνια ή οπές μπορεί να αποκτήσουν αρκετή ενέργεια ώστε να «παγιδευτούν» στο οξειδίο πύλης ή στη διεπιφάνεια οξειδίου με κανάλι, μεταβάλλοντας τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ με την πάροδο του χρόνου (π.χ. μετατόπιση κατωφλίου).
 - *Bias Temperature Instability (BTI):* Η μακροχρόνια πόλωση των τρανζίστορ υπό θερμική καταπόνηση προκαλεί παγίδευση φορτίου στο οξειδίο πύλης, οδηγώντας σε μεταβολές στην τάση κατωφλίου. Το φαινόμενο είναι ιδιαίτερα έντονο σε PMOS τρανζίστορ (NBTI).
 - *Time – Dependent Dielectric Breakdown (TDDB):* Η συνεχιζόμενη εφαρμογή υψηλών ηλεκτρικών πεδίων στο gate oxide μπορεί να οδηγήσει σε σταδιακή υποβάθμιση της διηλεκτρικής του ιδιότητας, έως την καταστροφή του. Το φαινόμενο αυτό είναι

καθοριστικό για τον μέγιστο επιτρεπόμενο θόρυβο και την αντοχή στην RF καταπόνηση.

- **Αυξημένες απαιτήσεις από σύγχρονα σχήματα διαμόρφωσης:** Οι τεχνικές διαμόρφωσης υψηλότερης τάξης (όπως 64-QAM ή 256-QAM) απαιτούν τρανζίστορ με υψηλή γραμμικότητα και ευστάθεια, ακόμα και υπό μεταβαλλόμενα σήματα μεγάλης έντασης. Πολύπλοκα σχήματα διαμόρφωσης διακρίνονται από υψηλό PAPR (peak to average power ratio) στοιχείο που επιβάλλει λειτουργία με μειωμένη ισχύ εξόδου, θυσιάζοντας επιπλέον την αποδοτικότητα του ενισχυτή.

Οι παραπάνω λόγοι αποτελούν σημαντικά εμπόδια στη σχεδίαση και υλοποίηση αποδοτικών και αξιόπιστων ενισχυτών ισχύος σε προηγμένες CMOS τεχνολογίες, ιδιαίτερα όταν πρόκειται για εφαρμογές σε ζώνες υψηλών συχνοτήτων, όπως η mm-Wave. Ωστόσο, ειδικά στην περιοχή των ενισχυτών ισχύος, έχουν αναπτυχθεί αρκετές διαφορετικές τεχνικές που μπορούμε να εκμεταλλευτούμε για να υπερκεράσουμε τους περιορισμούς των προηγμένων CMOS τεχνολογιών.

Αρχικά όσον αφορά την ισχύ εξόδου, η βασικότερη τεχνική για τη σχεδίαση ενισχυτών ισχύος που επιτυγχάνουν ταυτόχρονα υψηλή ισχύ εξόδου και υψηλή αποδοτικότητα είναι η τεχνική του **power combining**. Μέσω αυτής, πολλαπλοί «μικρότεροι» ενισχυτές ισχύος — με σχετικά χαμηλό πλάτος τρανζίστορ (device width) — συνδυάζονται κατάλληλα με τη χρήση εξειδικευμένων power combining δικτύων, προκειμένου να παρέχουν συνολικά μεγαλύτερη ισχύ στο φορτίο. Το πλεονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι ότι κάθε επιμέρους ενισχυτής λειτουργεί σε συνθήκες υψηλής αποδοτικότητας, ενώ το συνδυαστικό αποτέλεσμα αποδίδει την επιθυμητή συνολική ισχύ εξόδου. Παρόλα αυτά, τα δίκτυα συνδυασμού ισχύος (power combining networks) καταλαμβάνουν συνήθως σημαντική επιφάνεια στο ολοκληρωμένο και ενδέχεται να εισάγουν σημαντικές απώλειες ισχύος, ιδιαίτερα όταν το πλήθος των επιμέρους ενισχυτών είναι μεγάλο (βλ. [21] για περισσότερες λεπτομέρειες).



Εικόνα 5.1. Power combining δίκτυα: (a) Direct current combining (b) Wilkinson power combining με γραμμές μεταφοράς (c) Transformer - based current combining [21]

Έπειτα, η χρήση **cascode** ή / και **stacked – FET τοπολογιών** λόγω του υψηλότερου voltage swing στην εξόδου, αλλά και του υψηλότερου κέρδους ασθενούς σήματος που εμφανίζει (ειδικά για devices χαμηλού V_{TH}) μπορεί να επιλύσει τα προβλήματα που προκύπτουν από την αυξημένη τιμή ρεύματος στους CMOS ενισχυτές ισχύος (χαμηλή R_{opt} και υψηλές παρασιτικές χωρητικότητες). Ωστόσο, τα εν λόγω πλεονεκτήματα ενδέχεται να περιοριστούν λόγω των επιπλέον παρασιτικών χωρητικοτήτων και επαγωγών που εισάγονται από τις διασυνδέσεις και τα παραπάνω τρανζίστορ, επιβαρύνοντας τη απόδοση του ενισχυτή, ειδικά σε υψηλές συχνότητες.

Τέλος, για την επίτευξη της υψηλής γραμμικότητας που απαιτούν τα σύγχρονα συστήματα διαμόρφωσης υψηλής τάξης — όπως το OFDM με 1024-QAM — κρίσιμης σημασίας είναι η κατάλληλη ρύθμιση της πόλωσης των τρανζίστορ, όπως συζητήθηκε στο Κεφ. 3.3. Επιπλέον, τεχνικές ενίσχυσης της γραμμικότητας, όπως η δυναμική μεταβολή της τροφοδοσίας ανάλογα με το σήμα εισόδου (Envelope Tracking – ET, Average Power Tracking – APT), αλλά και η χρήση predistortion δικτύων (ακόμα και σε software μορφή), αποτελούν ελκυστικές και αποδοτικές λύσεις τόσο από πλευράς χωρικής αποδοτικότητας (area efficiency) όσο και από πλευράς επίδοσης (performance). Οι προσεγγίσεις αυτές προσφέρουν σημαντική βελτίωση της επίδοσης έναντι πιο σύνθετων υλοποιήσεων, όπως οι Doherty ενισχυτές, οι οποίοι αν και εξαιρετικά αποδοτικοί σε περιοχές power back-off, παρουσιάζουν αυξημένη πολυπλοκότητα και απαιτήσεις σε layout.

5.2 Απαιτήσεις του Ενισχυτή Ισχύος της παρούσας εργασίας

Στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής εργασίας, ο στόχος του υπό σχεδίαση ενισχυτή ισχύος είναι η επίτευξη υψηλής ισχύς κορεσμού ($P_{sat} > 18dBm$) και υψηλού κέρδους ισχύος ($G > 17dB$), ώστε να ελαχιστοποιηθεί η επιβάρυνση στην ισχύ εξόδου των προηγούμενων RF σταδίων (π.χ. Mixers). Παράλληλα, ζητούμενο είναι η αυξημένη γραμμικότητα, ώστε να πληρούνται βασικές απαιτήσεις σύγχρονων πρωτοκόλλων (π.χ. $EVM_{1dB} \sim 10\%$ – OFDM PHY με 16 – QAM). Πριν καθοριστεί η τελική τοπολογία του ενισχυτή, προηγήθηκε ανάλυση των διαθέσιμων τρανζίστορ της τεχνολογίας, ώστε να αξιολογηθούν κατάλληλα οι πιθανές τεχνικές που θα εφαρμοστούν στη σχεδίαση.

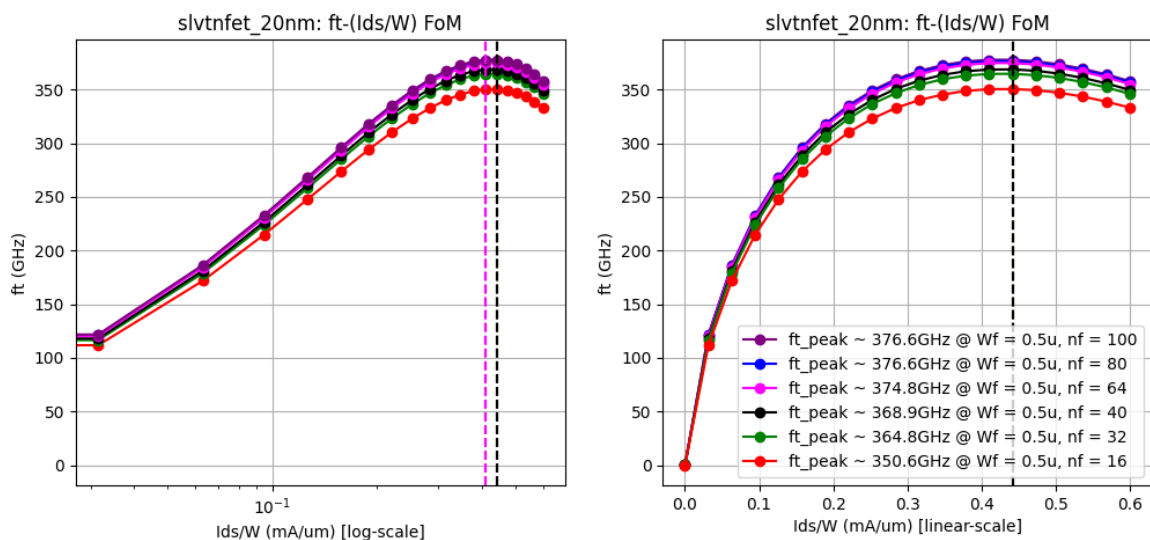
5.3 Μελέτη και επιλογή τρανζίστορ της τεχνολογίας GF22 – FDX

Αφού αναλύθηκαν όλοι οι τύποι τρανζίστορ που προσφέρει η τεχνολογία GF22 – FDX (βλ. Πίνακα 4-1), στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστεί η συγκριτική αξιολόγησή τους, με στόχο την επιλογή του καταλληλότερου τύπου για χρήση στον ενισχυτή ισχύος της εργασίας.

5.3.1 Χρησιμότητα της τεχνολογίας GF22 – FDX για την Σχεδίαση Ενισχυτή Ισχύος στην mm – Wave ζώνη συχνοτήτων

Αρχικά, όπως αναφέρθηκε και ανωτέρω, η σχεδίαση θα βασιστεί στα nMOS τρανζίστορ (υψηλότερα g_m από pMOS) της mm – Wave βιβλιοθήκης της τεχνολογίας GF22–FDX. Τα τρανζίστορ αυτά είναι κατάλληλα μοντελοποιημένα και προτεινόμενα για λειτουργία στη mm-Wave ζώνη συχνοτήτων, ενώ διαθέτουν ενσωματωμένο μοντέλο που περιλαμβάνει και τις διασυνδέσεις τους έως και τα ανώτερα μεταλλικά επίπεδα της τεχνολογίας (μέχρι το C2 για τις επαφές drain / source και το C3 για την επαφή του gate). Αυτό είναι αρκετά σημαντικό καθώς όλα τα παρασιτικά φαινόμενα είτε εσωτερικά του τρανζίστορ (π.χ. παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ των finger) είτε ως προς το υπόστρωμα έχουν μετρηθεί και ενταχθεί στο μοντέλο των τρανζίστορ.

Τα τρανζίστορ της τεχνολογίας GF22 – FDX προσφέρουν **υψηλά γινόμενα** $\left(f_t \cdot \frac{g_m}{I_{DS}} \right)$ με τιμές που φτάνουν έως και $\left[2.6 - 3 \frac{THz}{V} @ 0.1 \frac{mA}{\mu m} \right]$. Η συγκεκριμένη μετρική αποτελεί σημαντικό **FoM** (Figure of Merit) για τη σύγκριση της αποδοτικότητας μεταξύ διαφορετικών CMOS process nodes, ειδικά για εφαρμογές σε υψηλές συχνότητες. Το γινόμενο αυτό εκφράζει τη συχνότητα αποκοπής του τρανζίστορ (f_t), δηλαδή το μέγιστο ρυθμό λειτουργίας του, πολλαπλασιασμένο με τη διαγωγιμότητα ανά μονάδα ρεύματος πόλωσης ($\frac{g_m}{I_{DS}}$), που δείχνει πόσο αποτελεσματικά μετατρέπεται το ρεύμα σε διαγωγιμότητα (ενίσχυση). Με άλλα λόγια, πρόκειται για έναν δείκτη που συνδυάζει **ταχύτητα και ενεργειακή αποδοτικότητα**, καθιστώντας την τεχνολογία GF22 – FDX ιδιαίτερα κατάλληλη για χρήση σε mm – Wave ενισχυτές ισχύος και άλλες απαιτητικές RF εφαρμογές.



Εικόνα 5.2. Μετρήσεις f_t για τα τρανζίστορ SLVTN της τεχνολογίας GF22 - FDX

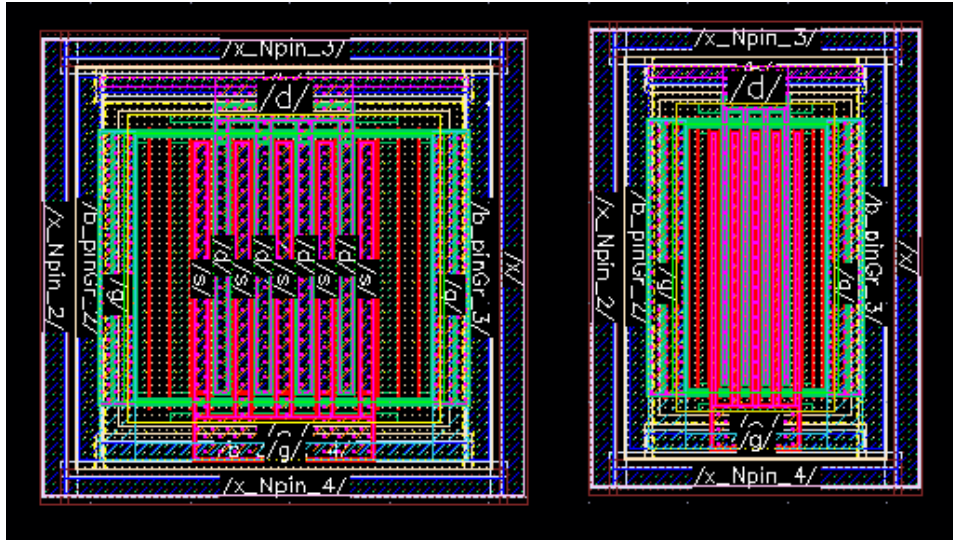
Πέραν αυτού, τα τρανζίστορ της τεχνολογίας GF22 – FDX επιτυγχάνουν επίσης πολύ **υψηλή μέγιστη συχνότητα ταλάντωσης** (f_{max}), της τάξης των 300GHz, γεγονός που είναι κρίσιμο για την αποδοτική λειτουργία ενισχυτών ισχύος στη ζώνη mm-Wave. Η υψηλή τιμή του f_{max} οφείλεται κυρίως στις **χαμηλές παρασιτικές χωρητικότητες** C_{sb}/C_{db} (που επιτυγχάνεται χάρη στη λεπτή μόνωση και την αρχιτεκτονική του FD – SOI), αλλά και στην **χαμηλή αντίσταση πύλης** r_g των τρανζίστορ.

Όσον αφορά το όριο τάσεων που αντέχουν τα τρανζίστορ, ο κύριος περιορισμός οφείλεται στα όρια αξιοπιστίας της τεχνολογίας, λόγω **HCI (Hot Carrier Injection)** και όχι στην breakdown τάση των τρανζίστορ. Για παράδειγμα, τα SLVTN τρανζίστορ (βλ. Πίνακα 4 – 1) έχουν nominal τάση στα 0.8V, ενώ το όριο που δίνεται για αξιόπιστη συμπεριφορά μέσω του μοντέλου βρίσκεται στα 0.9V. Αυτό σημαίνει ότι σε υψηλότερες DC τιμές V_{DS} , το μοντέλο ενδέχεται να μην προβλέπει σε «βάθος χρόνου» με αξιοπιστία την DC/AC χαρακτηριστική του τρανζίστορ, λόγω ενισχυμένου HCI φαινομένου. Επομένως, η πόλωση σε DC στάθμη κοντά στην nominal περιορίζει τα output swing που μπορεί να καλύψει το τρανζίστορ, ενώ το breakdown limit δύσκολα μπορεί να επιτευχθεί, για τέτοιες πολώσεις.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί πως η τεχνολογία GF22-FDX έχει ενσωματώσει στο μοντέλο και την επίδραση **SHE (Self – Heating effect)**. Το φαινόμενο αυτό περιγράφει τη δυναμική μεταβολή της θερμοκρασίας στο κανάλι του τρανζίστορ κατά τη λειτουργία υπό υψηλά ρεύματα, εξαιτίας της παραγόμενης θερμότητας από τη διάχυση ισχύος και της περιορισμένης δυνατότητας θερμικής απαγωγής. Στην αρχιτεκτονική FD-SOI, το SHE επιτείνεται λόγω της παρουσίας του **BOX** διηλεκτρικού στρώματος, το οποίο έχει χαμηλή θερμική αγωγιμότητα και παρεμποδίζει την αποτελεσματική μεταφορά θερμότητας προς το υπόστρωμα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της τοπικής θερμοκρασίας στο ενεργό κανάλι, επηρεάζοντας κρίσιμες ηλεκτρικές παραμέτρους, όπως η κινητικότητα των φορέων και το ρεύμα αγωγής, οι οποίες πρέπει να λαμβάνονται υπόψη στον σχεδιασμό κυκλωμάτων υψηλής απόδοσης.

5.3.2 Layout Styles τρανζίστορ της mm – Wave βιβλιοθήκης

Τα τρανζίστορ της τεχνολογίας προσφέρουν (μέσω του PCell τους) την επιλογή να αυξηθεί η απόστασή μεταξύ των polySi επαφών της πύλης για τρανζίστορ με πολλαπλά fingers (**poly – to – poly spacing** ή **CPP**), όπως φαίνεται και από την παρακάτω εικόνα.



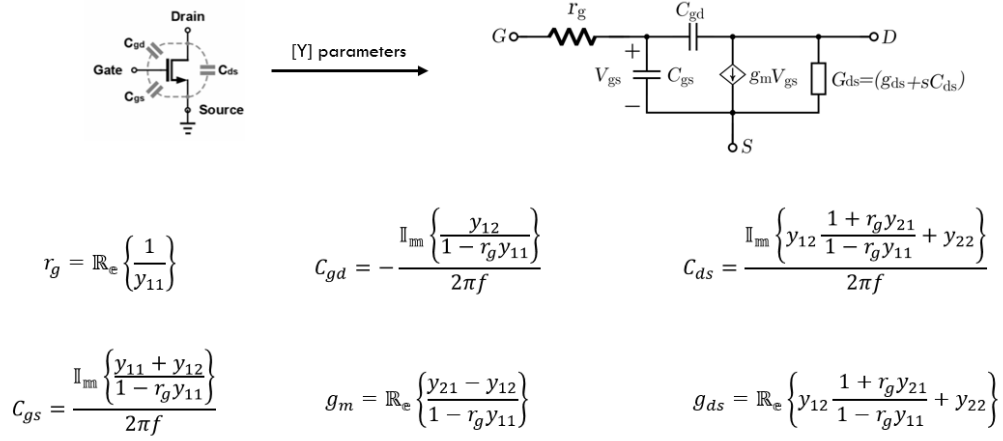
Εικόνα 5.3. (2×CPP) και (1×CPP) για SLVTN τρανζίστορ 20μm width, minimum length, αντίστοιχα

Η επιλογή device με **2×CPP (Contacted Poly Pitch)** ως απόσταση μεταξύ των επαφών της πύλης, διατηρώντας το ελάχιστο μήκος καναλιού $L_{min} = 20 \text{ nm}$, οδηγεί σε σημαντική μείωση των παρασιτικών χωρητικότητων μεταξύ των gate fingers. Αυτό συνεπάγεται χαμηλότερη συνολική χωρητικότητα C_{ds} , ενώ η αναγκαστική αύξηση του πλάτους του κάθε finger επαφής μετάλλου στα drain / source contacts (λόγω της αύξησης του CPP) συμβάλλει στη μείωση των παρασιτικών αντιστάσεων πύλης r_D/r_S . Ως αποτέλεσμα, αναμένεται αισθητή βελτίωση του λόγου $\left(f_{max} \frac{g_m}{I_{DS}}\right)$ της τάξης του 15%, που αποτελεί σημαντική βελτίωση του δείκτη απόδοσης (FoM) για εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων. Επιπλέον, παρατηρείται αύξηση της f_{max} για τα τρανζίστορ τύπου nFET, η οποία σε συνδυασμό με το υψηλότερο gate finger width, επιτρέπει την επίτευξη υψηλότερων πυκνοτήτων ρεύματος και μεγαλύτερης ισχύος εξόδου (χαμηλότερα transistor losses στις μεταλλικές διασυνδέσεις) για CMOS PAs που λειτουργούν στις ζώνες συχνοτήτων mm – Wave.

Οι ανωτέρω παρατηρήσεις θα επιβεβαιωθούν και για μετρήσεις στα τρανζίστορ της τεχνολογίας, αφού προηγηθεί μια ανάλυση όσον αφορά την εξαγωγή των διαφόρων παραμέτρων των τρανζίστορ.

5.3.3 Parameter Extraction για τα τρανζίστορ

Με σκοπό να εξετάσουμε καλύτερα την AC συμπεριφορά των τρανζίστορ θα βασιστούμε στο παρακάτω απλό ισοδύναμο μοντέλου ασθενούς σήματος που περιγράφει τα τρανζίστορ της τεχνολογίας:

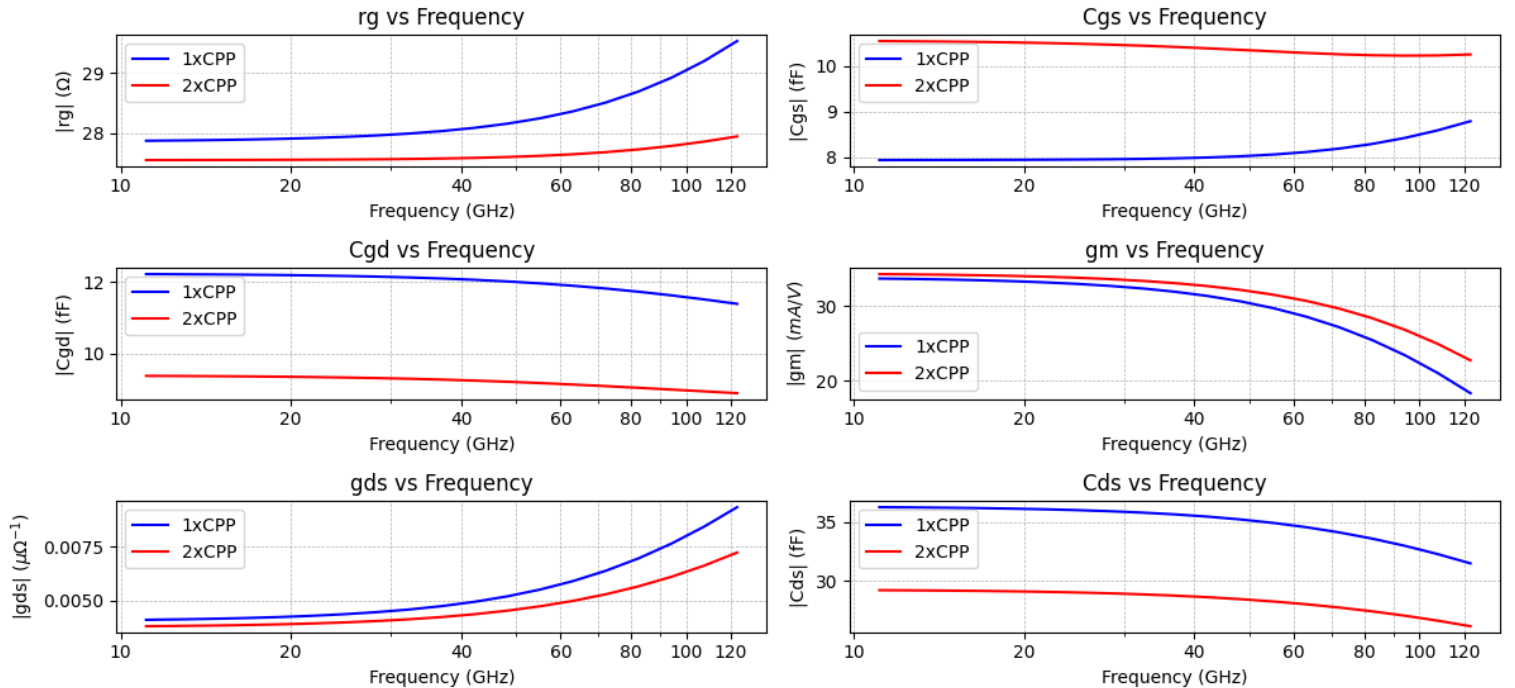


Εικόνα 5.4. Ισοδύναμο AC κύκλωμα ασθενούς σήματος υψηλών συχνοτήτων και σχέσεις εξαγωγής παραμέτρων τρανζίστορ

Η ανάλυση και η εξαγωγή των παραπάνω σχέσεων βασίστηκαν σε μετρήσεις των Y παραμέτρων του τρανζίστορ στο Cadence, με βάση το μοντέλο της τεχνολογίας GF22 – FDX. Για τις παραπάνω μετρήσεις έχει θεωρηθεί συνδεσμολογία common – source ενισχυτή ενώ έχουν αγνοηθεί τυχόν φαινόμενα σώματος καθώς και η επίδραση του back – gate στη συμπεριφορά του τρανζίστορ.

Επομένως, με χρήση του παραπάνω κυκλώματος και S-parameter προσομοίωσης στο ADE XL, λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα σύγκρισης των παραμέτρων του τρανζίστορ για **1×CPP** και **2×CPP** devices με συνολικό gate width στα 20μm και για ελάχιστο μήκος καναλιού στα 20nm σε πυκνότητα ρεύματος πόλωσης $\left(\frac{I_{DS}}{W} = 0.45 \frac{mA}{\mu m} \right)$ @ peak f_t :

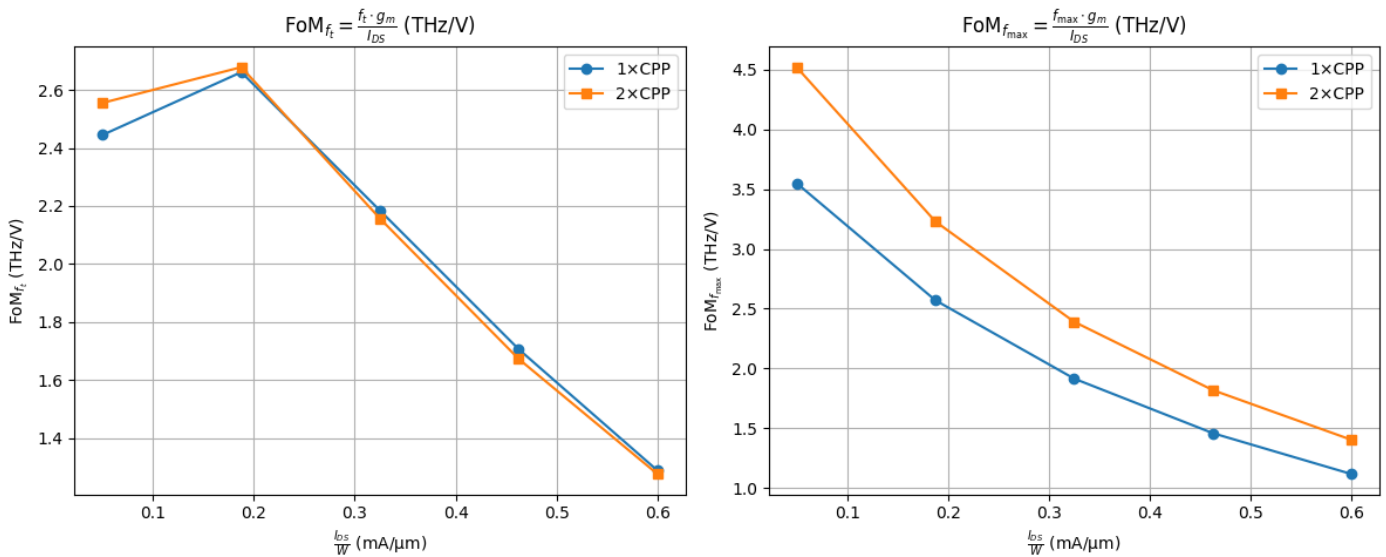
Small-signal parameter extraction up to 150GHz for 22nm channel length SLVTNFTET @ $I_{ds}/W = 0.45 \text{ mA}/\mu\text{m}$



Εικόνα 5.5. Εξαγωγή παραμέτρων τρανζίστορ ($W=20\mu m$, $L=20nm$) για (1×CPP) και (2×CPP)

Από την παραπάνω γραφική παρατηρούμε πως το AC ισοδύναμο μοντέλο για το τρανζίστορ που αναφέρθηκε φαίνεται να περιγράφει ικανοποιητικά την συμπεριφορά του, μέχρι και συχνότητες της τάξης των 70 – 80GHz, όπου και οι χωρητικότητες και αντιστάσεις του μοντέλου ξεκινούν να παρεκκλίνουν από τις σταθερές τιμές.

Πέραν αυτών, όσον αφορά τις διαφορές μεταξύ των διαφορετικών layout style, παρατηρείται μείωση περίπου κατά $2fF$ στη χωρητικότητα C_{gd} , η οποία αποτελεί βασικό στοιχείο ανάδρασης στον ενισχυτή και επηρεάζει άμεσα το κέρδος ασθενούς σήματος σε υψηλές συχνότητες. Επιπλέον, η χωρητικότητα C_{ds} μειώνεται κατά τουλάχιστον $5fF$, γεγονός που συνεισφέρει στη μείωση του αποτελεσματικού φορτίου στην έξοδο του ενισχυτή. Αντίθετα, παρατηρείται σχετική αύξηση της χωρητικότητας C_{gs} , καθώς οι επαφές της πύλης καλύπτουν πλέον μεγαλύτερο εμβαδόν πάνω από το n – channel, ενώ η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ g_m παρουσιάζει μικρή αύξηση, αποδιδόμενη στην αύξηση του εύρους (width) των μετάλλων που συνδέονται στο κανάλι. Τα παραπάνω αποτελέσματα αποτυπώνονται και στις μετρικές για τα f_t/f_{max} που αναφέρθηκαν και ανωτέρω :



Εικόνα 5.6. $FoM(f_t)$ και $FoM(f_{max})$ για τα διαφορετικά layout styles (1xCPP , 2xCPP)

Αρχικά, παρατηρούμε αρκετά σταθερή συμπεριφορά για το FoM_{f_t} , καθώς η σχετική αύξηση στο C_{gs} «αντιक्रούεται» από την αύξηση της διαγωγιμότητας του τρανζίστορ, αφού προσεγγιστικά ισχύει και ότι: $\left(f_t \approx \frac{g_m}{C_{gs}} \right)$. Αντιθέτως για το $FoM_{f_{max}}$ που αφορά μέγιστη συχνότητα ταλάντωσης f_{max} υπάρχει σημαντική αύξηση ($\times 1.3$), καθώς υπάρχει μείωση στην χωρητικότητα C_{gd} , στην αγωγιμότητα g_{ds} και αύξηση στην διαγωγιμότητα του τρανζίστορ, ενώ η συχνότητα αποκοπής (f_t)

παραμένει σχετικά σταθερή. Οι σχέσεις που περιγράφουν τις συχνότητες αυτές δίνονται προσεγγιστικά από τις σχέσεις:

$$f_t \approx \frac{g_m}{C_{gs}} \quad (5.1)$$

$$f_{max} \approx \frac{f_t}{2 \sqrt{r_g \left(\frac{g_m C_{gd}}{C_{gs}} \right) + (r_g + r_D + r_S) g_{ds}}} \quad (5.2)$$

Από τις παραπάνω συγκρίσεις καταλαβαίνουμε πως η επιλογή τρανζίστορ με **2×CPP** layout style μπορεί να οδηγήσει σε υψηλότερα κέρδη ισχύος για το ίδιο device width, και συνάμα σε υψηλότερες αποδόσεις για τον ενισχυτή ισχύος.

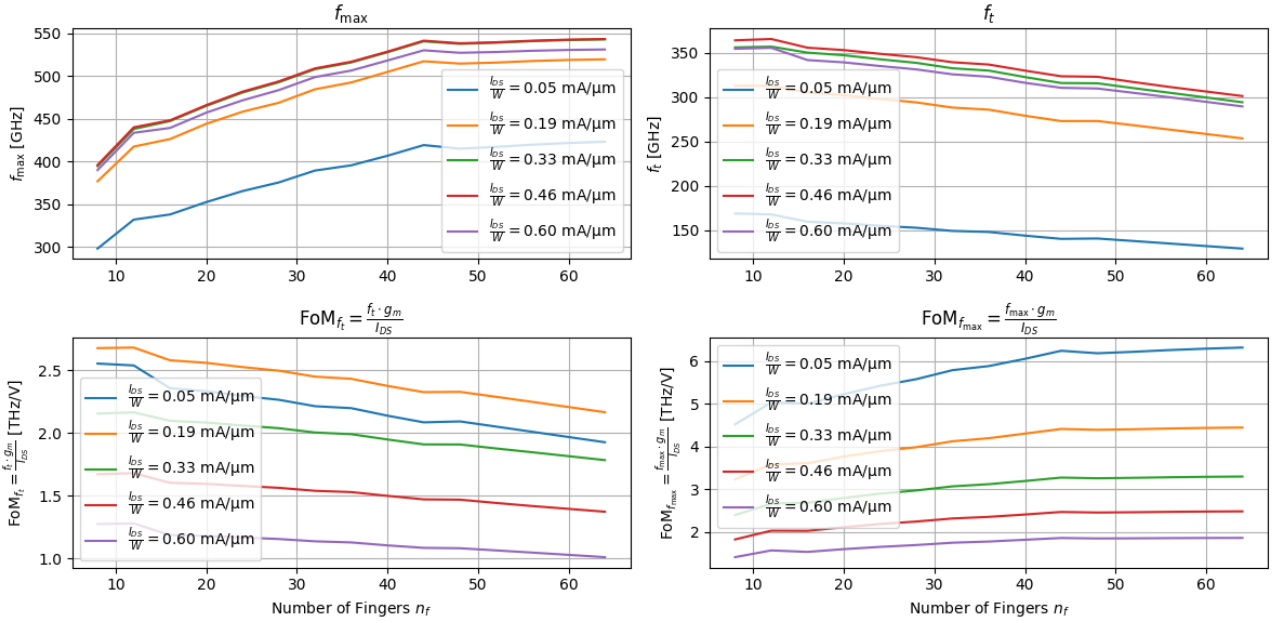
5.3.4 Optimization ως προς το πλήθος των Gate Fingers του τρανζίστορ

Όπως είδαμε στην προηγούμενη ενότητα, η επίτευξη υψηλής ισχύος εξόδου, στις χαμηλές τροφοδοσίες των προηγμένων CMOS sub – nm nodes (λόγω HCI, χαμηλού BV_{DS} κ.λπ.) απαιτεί την αύξηση του συνολικού πλάτους του τρανζίστορ. Δεδομένου ότι το συνολικό ενεργό πλάτος του τρανζίστορ ισούται με το πλήθος των gate fingers επί το πλάτος κάθε finger ($W = n_F \cdot W_F$), αυτό μπορεί να επιτευχθεί είτε αυξάνοντας το πλάτος των fingers, είτε αυξάνοντας τον αριθμό των fingers, είτε και τα δύο. Ωστόσο, η βελτιστοποίηση είτε του πλάτους είτε του πλήθους των fingers εισάγει έναν συμβιβασμό μεταξύ κέρδους ισχύος και ισχύος εξόδου.

Ειδικότερα, σε multi – finger MOS τρανζίστορ, η αύξηση του finger width W_F οδηγεί σε υψηλότερη αντίσταση πύλης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι η αντίσταση της πύλης κάθε finger συμπεριφέρεται ως κατανεμημένο κύκλωμα RC, το οποίο μπορεί να προσεγγιστεί από τη σχέση:

$$r_g \approx \frac{R_{polySi} W_F}{3n_{gconn}^2 L} \quad (5.3)$$

όπου R_{polySi} αποτελεί τη αντίσταση φύλλου τον συνδέσεων πολυπυρίτιου στις επαφές της πύλης, L το μήκος και n_{gconn} αφορά το πλήθος των πλευρικών gate contacts ($n_{gconn} = 1,2$). Από την παραπάνω σχέση, παρατηρούμε ότι παρόλο που η συχνότητα αποκοπής f_t δεν επηρεάζεται από τον αριθμό των fingers (για δεδομένο W) — όπως επιβεβαιώνεται από την σχέση (5.1) και την εικόνα (5.1) — η αύξηση του πλήθους των fingers συνεπάγεται αυξημένες απώλειες ισχύος. Αυτό με την σειρά του οδηγεί σε μείωση του f_{max} και του μέγιστου κέρδους ευσταθούς λειτουργίας (MSG), σύμφωνα με την σχέση (5.2).



Εικόνα 5.7. f_{max}/f_t και $FoM(f_{max}) / FoM(f_t)$ ως προς το πλήθος από fingers (n_F) σε διαφορετικές πυκνότητες ρεύματος ($\frac{I_{DS}}{W}$)

Από την παραπάνω εικόνα, φαίνεται ότι το f_{max} αυξάνεται σημαντικά, καθώς αυξάνεται το πλήθος των gate fingers που απαρτίζουν το τρανζίστορ. Συνεπώς, η **βελτιστοποίηση του f_{max}** θέτει ένα κατώτατο όριο στο πλήθος από finger και κατά συνέπεια και στο κέρδος ισχύος του τρανζίστορ. Παρατηρείται ότι το f_{max} αυξάνεται σχετικά γραμμικά όσο το πλήθος από finger είναι χαμηλότερο από τα **40 fingers**, ενώ διατηρείται σταθερό για πλήθος gate finger πάνω από τη τιμή αυτή.

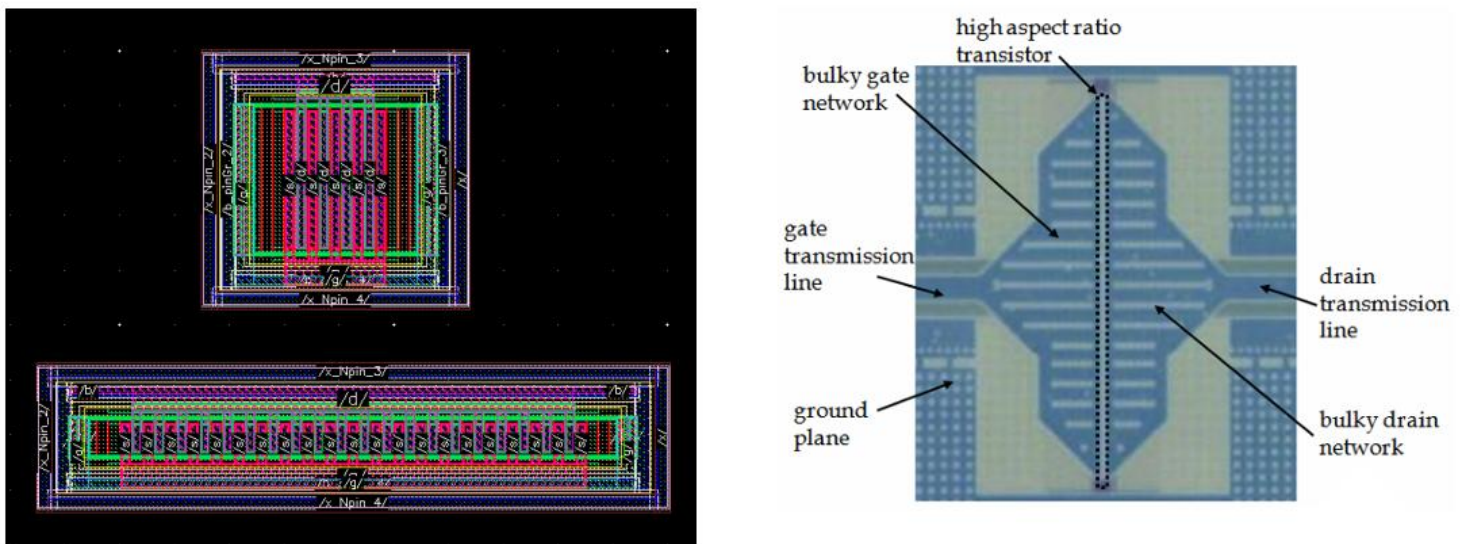


Εικόνα 5.8. MSG ως προς το πλήθος από fingers (n_F)

Παρά την παραπάνω optimum τιμή για την βελτιστοποίηση του $f_{max} \leftrightarrow MSG_{max}$, η **συχνότητα αποκοπής f_t** του τρανζίστορ **μειώνεται ελάχιστα**, εξίσου γραμμικά με το n_F , ενώ σε χαμηλές γωνίες

αγωγής του τρανζίστορ $\left(\frac{I_{DS}}{W} \approx 0.05 \frac{mA}{\mu m} \leftrightarrow V_{GS} \approx 0.2 - 0.3V\right)$ γίνεται σημαντικό ποσοστό των συχνοτήτων στην mm – Wave ζώνη. Αυτό δικαιολογείται με βάση τη σχέση (5.1) και την σχετική αύξηση που προκαλεί το υψηλό πλήθος από gate fingers στην χωρητικότητα C_{GS} του τρανζίστορ.

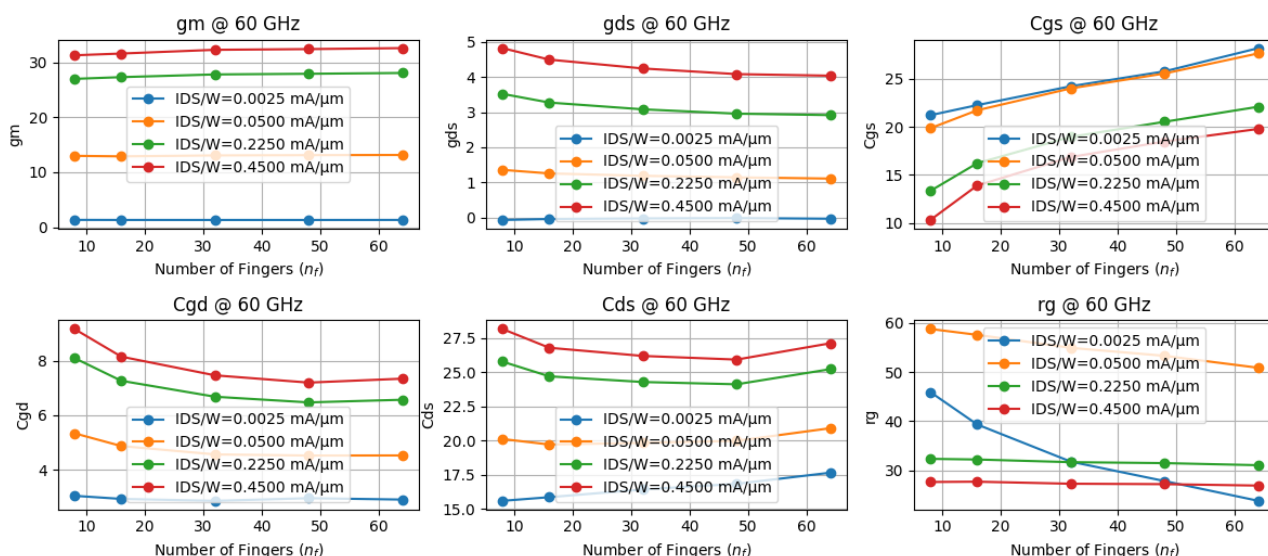
Αφού βελτιστοποιηθεί το πλήθος από finger σύμφωνα με τα ανωτέρω tradeoff, το finger width ρυθμίζεται κατάλληλα για να πετύχουμε το επιθυμητό πλάτος του ενεργού στοιχείου, με βάση και την εφαρμογή (όπως θα δούμε σε επόμενα κεφάλαια). Όταν η λειτουργία πραγματοποιείται σε χαμηλές συχνότητες, το πλήθος των finger σε ένα CMOS τρανζίστορ ισχύος μπορεί να αυξηθεί μέχρι το μέγιστο όριο που επιτρέπουν οι κανόνες σχεδίασης της τεχνολογίας ή μέχρι το σημείο όπου η τραχύτητα των ακμών της πύλης (line edge roughness) προκαλεί σημαντικές μεταβολές στην αντίσταση της πύλης. Ωστόσο, αυτό δεν ισχύει κατά τη λειτουργία σε συχνότητες της mm – Wave ζώνης. Καθώς αυξάνεται ο αριθμός των fingers, τα τρανζίστορ πλαταίνουν σημαντικά, οδηγώντας σε υψηλό λόγο διαστάσεων (**υψηλά layout aspect ratio**) του layout (βλ. εικόνα 5.9), το οποίο οδηγεί σε interconnects με εσωτερικές τρύπες (λόγω max. Width DRC κανόνων) και υψηλότερες απώλειες ισχύος. Πέραν αυτού, από την εικόνα (5.8), παρατηρούμε ότι η μεταβολή κέρδους ισχύος ευσταθούς λειτουργίας είναι σχετικά μικρή (+ 1dB) για υψηλά number of fingers.



Εικόνα 5.9. Υψηλότερα layout aspect ratios για υψηλό πλήθος από gate finger [221]

Οι παραπάνω παρατηρήσεις και μετρήσεις καθιστούν την χρήση της optimum τιμής για το πλήθος από gate finger αρκετά δύσκολη στην υλοποίηση στο layout και πιθανόν χαμηλής βελτίωσης της επίδοσής του τρανζίστορ ως ενισχυτή. Για τον λόγο αυτό επιλέχθηκε η χρήση **8 finger** ως μέση και απλοϊκή στο layout λύση στα παραπάνω προβλήματα σχεδίασης.

Transistor Parameter @60GHz vs n_f for various I_{DS}/W



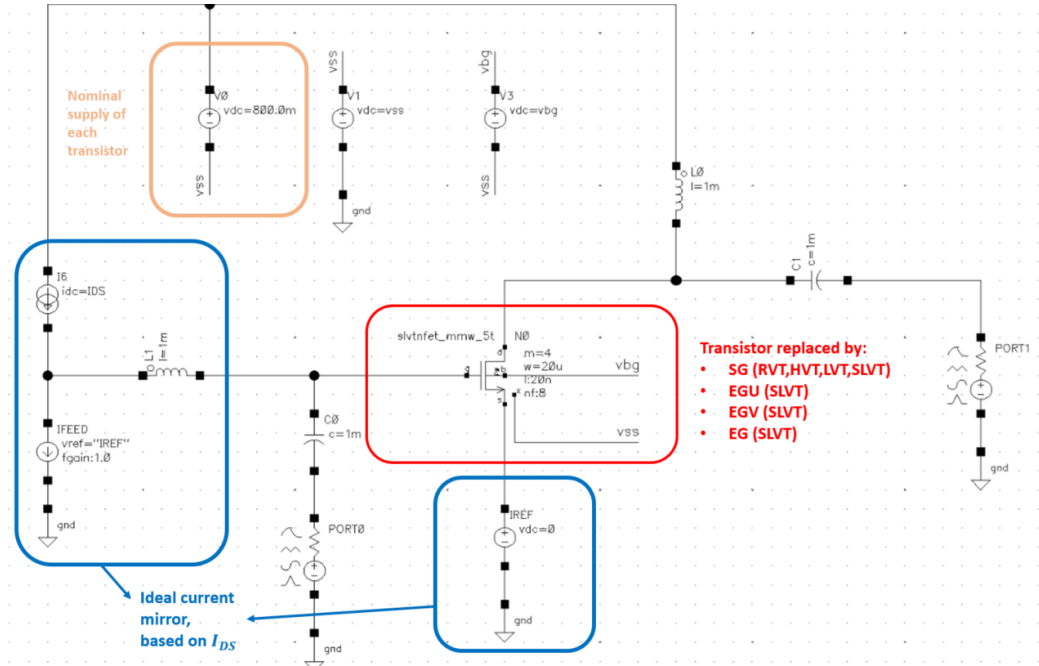
Εικόνα 5.10. Παράμετροι τρανζίστορ συνολικού width 20 μ m για διαφορετικά number of fingers στην συχνότητα των 60GHz

Παραπάνω, παρατίθενται επίσης και οι μετρήσεις των παραμέτρων ενός τρανζίστορ συνολικού gate width 20 μ m, με βάση του AC ισοδύναμου κυκλώματος υψηλών συχνοτήτων ως προς το πλήθος από finger σε συχνότητα λειτουργίας των 60GHz, όπου επιβεβαιώνουν τις ανωτέρω θεωρητικές σημειώσεις.

5.3.5 Συγκρίσεις μεταξύ thin και thick – gate oxide τρανζίστορ

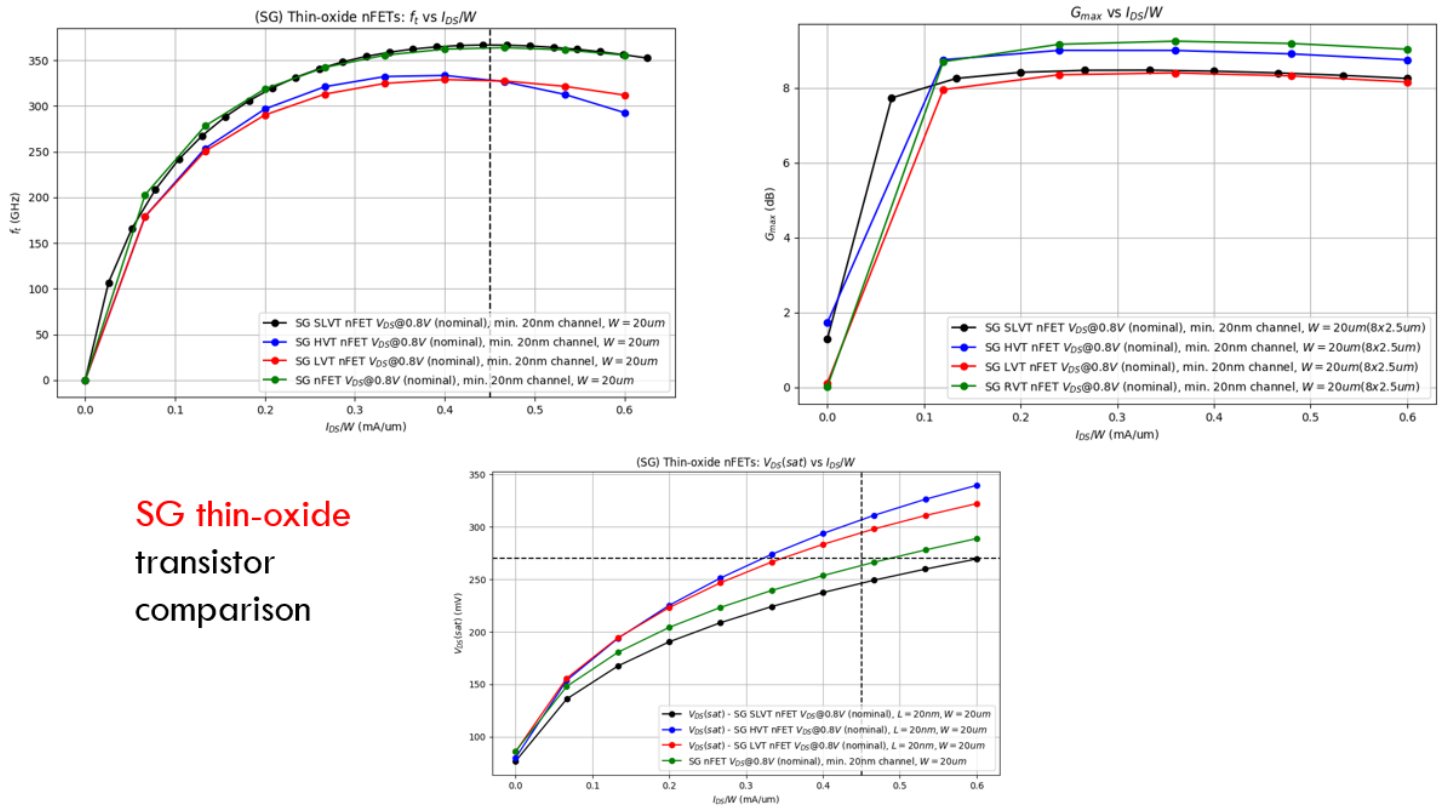
Για το τελευταίο κομμάτι επιλογής τρανζίστορ, θα χρειαστεί να γίνουν οι απαραίτητες σύγκρισης μεταξύ των τρανζίστορ της τεχνολογίας όσον αφορά τους διαφορετικούς τύπους τρανζίστορ τόσο με βάση τη τάση κατωφλίου V_{TH} όσο και με βάση το πάχος οξειδίου.

Για τις συγκρίσεις μεταξύ αυτών, θα χρησιμοποιηθεί η βασική διάταξη τοπολογίας CS, που χρησιμοποιήθηκε και για τα παραπάνω (εικόνα 5.11) σε τυπικές (nominal) συνθήκες πόλωσης. Εκτός από τις βασικές μετρήσεις μεταξύ των παραμέτρων f_t/f_{max} και της overdrive τάσης V_{DSsat} , θα πραγματοποιηθούν και Load – Pull προσομοιώσεις, με σκοπό να υπολογιστούν τα βέλτιστα φορτία τερματισμού της διάταξης για μέγιστη παροχή ισχύος (**power matching**), καθώς και οι τιμές ισχύος και αποδοτικότητας στα εν – λόγω φορτία. Περισσότερες πληροφορίες για την Load – Pull ανάλυση και την σημασία της δίνονται στο [12], όπου και παραπέμπουμε τον αναγνώστη που δεν είναι εξοικειωμένος με τη συγκεκριμένη προσομοίωση.



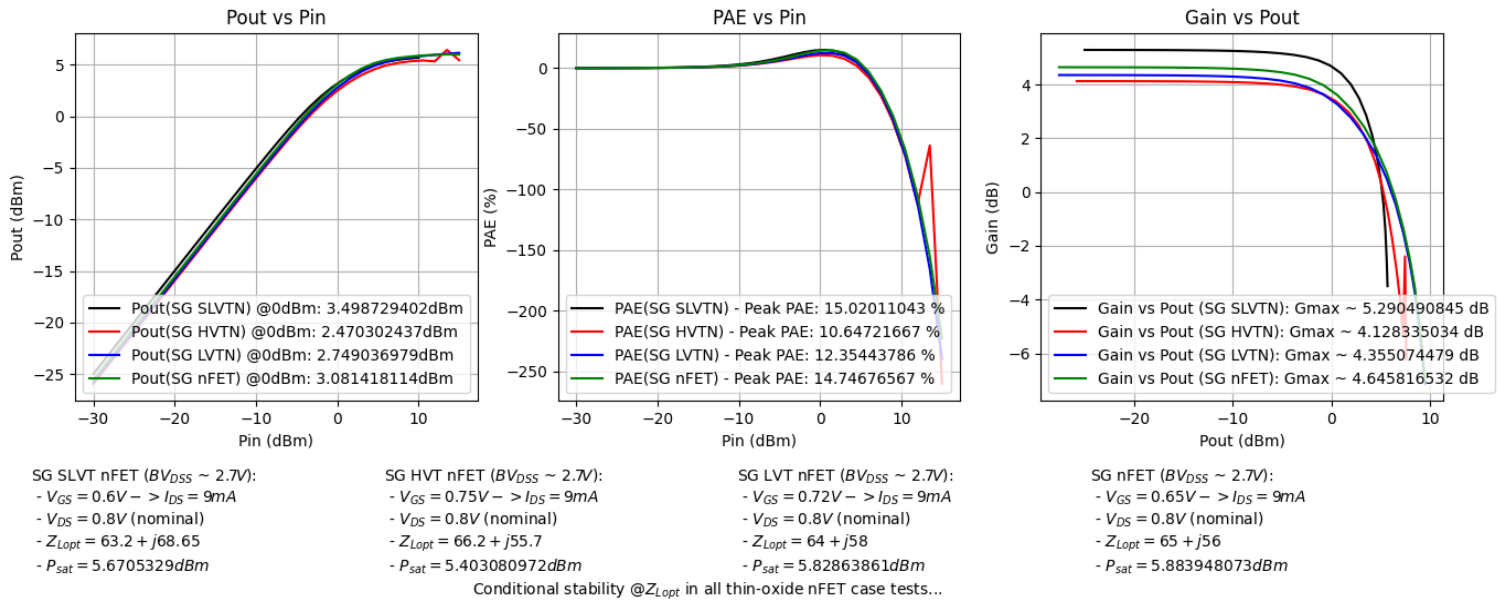
Εικόνα 5.11. Test-bench σύγκρισης SG thin – oxide και EG thick – oxide τρανζίστορ μέσω SP και HB (Compression) ανάλυσης (To τρανζίστορ αλλάζει σε κάθε προσομοίωση για κατάλληλη σύγκριση)

Αρχικά, όσον αφορά τις συγκρίσεις μεταξύ τρανζίστορ με βάση τη τάση κατωφλίου V_{TH} (RVT, HVT, LVT, SLVT) εξετάστηκαν τρανζίστορ με συνολικό gate width στα $20\mu m$ και ελάχιστο μήκος καναλιού (μέγιστα f_t). Γι' αυτά λαμβάνουμε τις παρακάτω μετρήσεις:



Εικόνα 5.12. Συγκρίσεις V_{TH} - based (SG) thin - oxide transistor ως προς τη συχνότητα αποκοπής f_t , το μέγιστο κέρδος μετατροπής $G_{T_{max}}$ και τη τάση υπεροδήγησης $V_{DS_{sat}}$

Load-Pull data for SG thin oxide nFETs, via CS configuration @60GHz, nominal, peak- f_t biasing

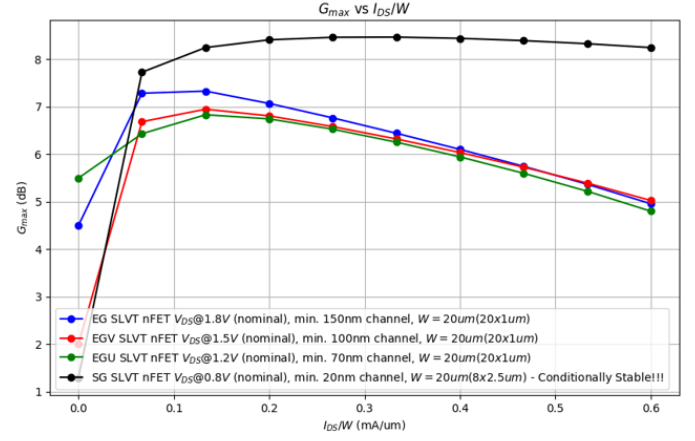
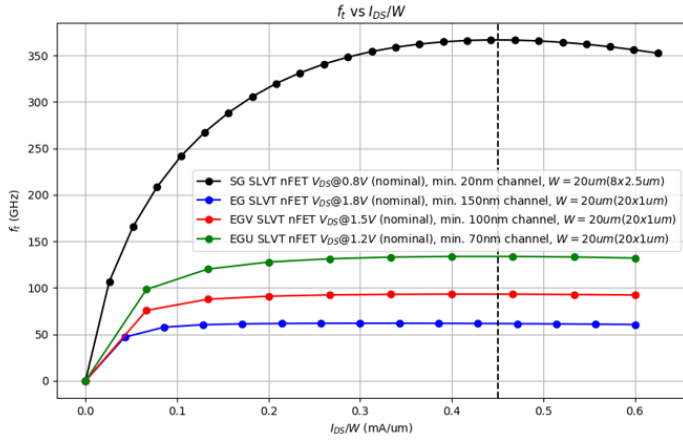


Εικόνα 5.13. Συγκρίσεις large - signal performance μεταξύ των V_{TH} - Based (SG) thin - oxide transistor

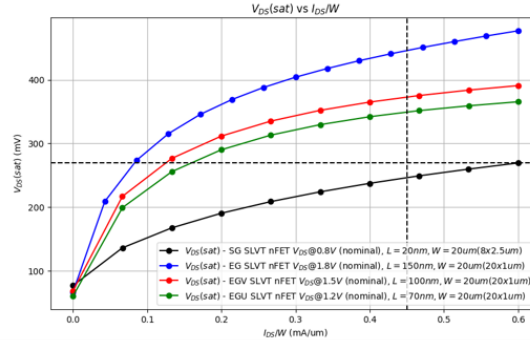
Από τα παραπάνω παρατηρούμε αρκετά μικρές διαφορές στα χαρακτηριστικά ασθενούς σήματος του τρανζίστορ, δηλαδή αντίστοιχες συχνότητες αποκοπής $> 300GHz$ και κέρδη ασθενούς σήματος τάξης $8 - 8.5dB$, ενώ πράγματι τα SLVT τρανζίστορ εμφανίζουν τη χαμηλότερη τάση υπεροδήγησης, λόγω του χαμηλότερου V_{TH} . Αντίστοιχα, όσον αφορά την συμπεριφορά σε ισχυρό σήμα με πόλωση πυκνότητας ρεύματος σε peak f_t (class A), παρατηρούμε την ίδια συμπεριφορά ως προς την χαρακτηριστική ισχύος εξόδου – εισόδου του ενισχυτή για όλα τα devices και αρκετά κοντινές τιμές OP_{1dB} , ενώ το κέρδος ισχύος και το PAE είναι ελάχιστα υψηλότερα για SLVT devices.

Σε κάθε περίπτωση, λόγω του χαμηλότερου V_{TH} , η πυκνότητα ρεύματος του τρανζίστορ είναι αρκετά υψηλότερη για τα ίδια device width, ενώ σε περίπτωση χρήσης cascode τοπολογίας, οι χαμηλές τιμές V_{TH} επιτρέπουν ακόμα υψηλότερο voltage swing για το CS τρανζίστορ και άρα υψηλότερη ισχύ εξόδου. Για τους λόγους αυτούς και με βάση τις παραπάνω μετρήσεις, επιλέχθηκε η αξιοποίηση **SLVT nFET devices**.

Στην συνέχεια, αφού αποφασίσαμε να εστιάσουμε σε SLVT devices, θα εφαρμόσουμε την αντίστοιχη μελέτη και για thick - oxide (EG/EGU/EGV SLVT) devices. Παρακάτω, φαίνεται η μελέτη ασθενούς σήματος, μέσω S - παραμέτρων :



SG/EG SLVTN thick-oxide transistor comparison



Εικόνα 5.14. Συγκρίσεις V_{TH} - based (EG) thick - oxide transistor ως προς τη συχνότητα αποκοπής f_t , το μέγιστο κέρδος μετατροπής $G_{T_{max}}$ και τη τάση υπεροδήγησης V_{DSsat}

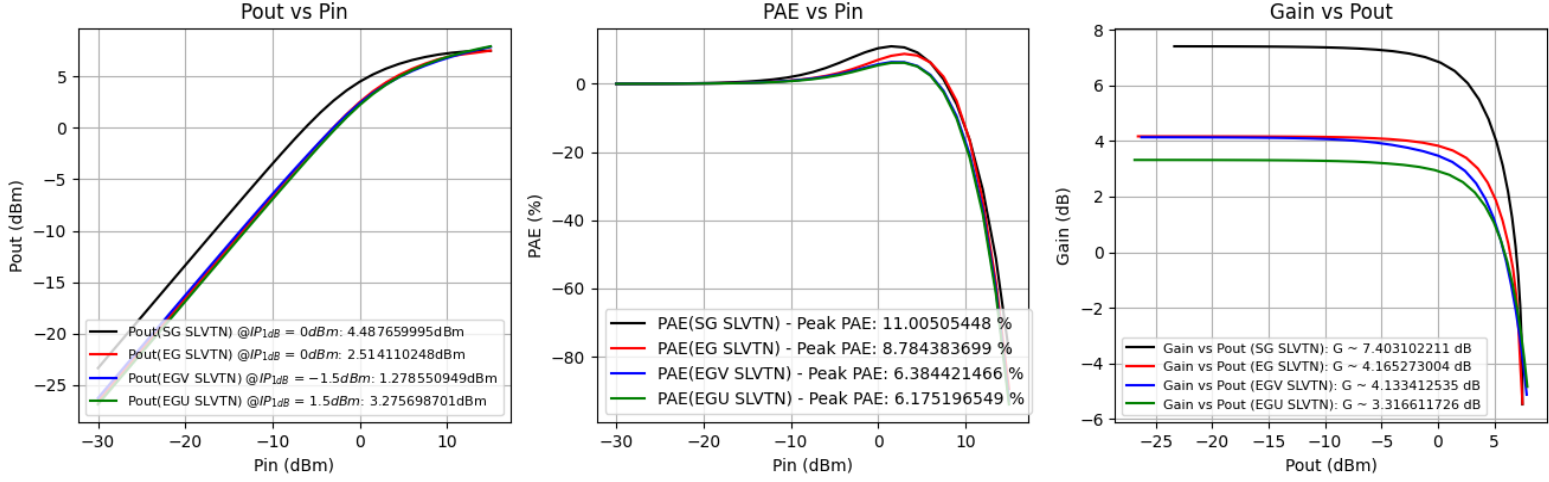
Από τις ανωτέρω μετρήσεις παρατηρούμε πως τα τρανζίστορ μεγαλύτερου πάχους οξειδίου εμφανίζουν αρκετά χαμηλότερες συχνότητες αποκοπής $< 140\text{GHz}$ (χαμηλότερη ταχύτητα) και αρκετά χαμηλότερο κέρδος έως και 2dB σε σχέση με τα SG SLVT nFET, λόγω της υψηλότερης τάσης κατωφλίου. Λόγω των απαιτήσεων υψηλού κέρδους, ήδη παρατηρούμε το σοβαρό μειονέκτημα των thick – oxide τρανζίστορ.

Όσον αφορά την συμπεριφορά σε υψηλό σήμα θα εξεταστούν δύο βασικά είδη συγκρίσεων μεταξύ των EG/EGV/EGU SLVT (thick – oxide) και των SG SLVT (thin – oxide): συγκρίσεις με ίδιο active transistor area σε peak f_t πόλωση και συγκρίσεις όπου τα τρανζίστορ καταναλώνουν την ίδια DC ισχύ σε peak f_t Bias point (class A).

- **Ίδιο area** : Επιλέχθηκε με αναφορά το area του SG SLVTN device ($A = 5.5\mu\text{m}^2$) με την ίδια ισχύ αναφοράς κορεσμού (7.5dBm) :

$$P_{sat} \approx \frac{1}{2}(V_{DD} - V_{DSsat})I_{DC} = 5.6\text{mW} (7.5\text{dBm}) \Rightarrow I_{DCsat} = \begin{cases} 7.65\text{mA} (EG - 1.8V) \\ 9.90\text{mA} (EGV - 1.5V) \\ 11.25\text{mA} (EGU - 1.2V) \\ 22.5\text{mA} (SG - 0.8V) \end{cases} \xrightarrow{\text{peak } f_t} W = \begin{cases} 17\mu\text{m} (P_{DC} \approx 13.7\text{mW}) \\ 22\mu\text{m} (P_{DC} \approx 14.8\text{mW}) \\ 25\mu\text{m} (P_{DC} \approx 13.5\text{mW}) \\ 50\mu\text{m} (P_{DC} \approx 18.0\text{mW}) \end{cases}$$

Load Pull data for SG/EG nFETs, via CS configuration @60GHz, nominal, peak- f_t biasing



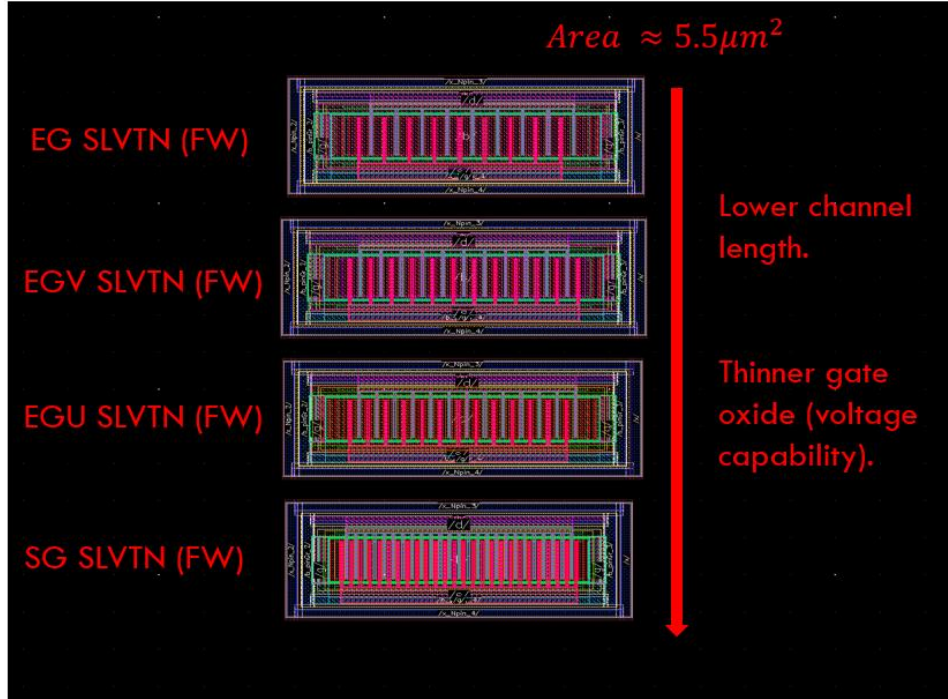
SG SLVT nFET ($BV_{DSS} \sim 2.7V$):
 - $V_{DS} = 0.8V$ (nominal)
 - $Z_{Lopt} = 38 + j52$
 - $P_{sat} = 7.49039126dBm$
 - FoM = 49.869340999398794

EG SLVT nFET ($BV_{DSS} \sim 3.7V$):
 - $V_{DS} = 1.8V$ (nominal)
 - $Z_{Lopt} = 78 + j207$
 - $P_{sat} = 7.502858514dBm$
 - FoM = 22.461004830008907

EGV SLVT nFET ($BV_{DSS} \sim 3.5V$):
 - $V_{DS} = 1.5V$ (nominal)
 - $Z_{Lopt} = 104 + j179$
 - $P_{sat} = 7.870632064dBm$
 - FoM = 17.631207985832393

EGU SLVT nFET ($BV_{DSS} \sim 3.2V$):
 - $V_{DS} = 1.2V$ (nominal)
 - $Z_{Lopt} = 43 + j97$
 - $P_{sat} = 7.924710367dBm$
 - FoM = 13.854951653903111

$$FoM = Gain * P_{sat} (mW) * PAE_{max} * f (GHz) / Area (\mu m^2)$$

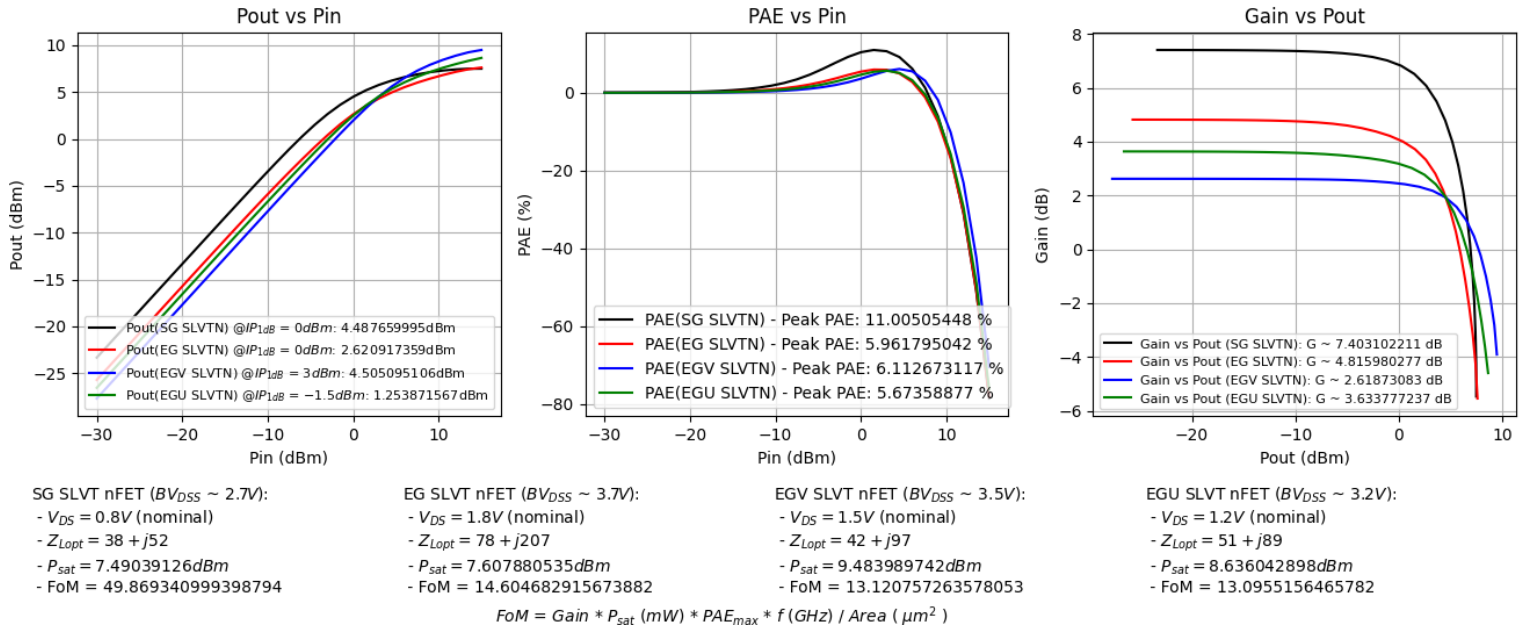


Εικόνα 5.15. Large - signal performance σύγκριση μεταξύ SG SLVT και EG / EGV / EGU SLVT με γνώμονα το ίδιο transistor area.

- **Ίδιο DC power dissipation** : Επιλέχθηκε με αναφορά τη DC κατανάλωση ισχύος του SG SLVTN device ($P_{DC} = 18mW$) με την ίδια ισχύ αναφοράς κορεσμού ($7.5dBm$) :

$$P_{sat} \approx \frac{1}{2} (V_{DD} - V_{DS_{sat}}) I_{DC} = 5.6mW (7.5dBm) \Rightarrow I_{DC_{sat}} = \begin{cases} 10mA (EG - 1.8V) \\ 12mA (EGV - 1.5V) \\ 15mA (EGU - 1.2V) \\ 22.5mA (SG - 0.8V) \end{cases} \xrightarrow{peak f_t} W = \begin{cases} 22\mu m (Area \approx 6.8\mu m^2) \\ 26\mu m (Area \approx 6.5\mu m^2) \\ 32\mu m (Area \approx 6.9\mu m^2) \\ 50\mu m (Area \approx 5.5\mu m^2) \end{cases}$$

Load Pull data for SG/EG nFETs, via CS configuration @60GHz, nominal, peak- f_t biasing



Εικόνα 5.16. Large - signal performance σύγκριση μεταξύ SG SLVT και EG / EGV / EGU SLVT με γνώμονα την ίδια DC κατανάλωση ισχύος στο τρανζίστορ (class A)

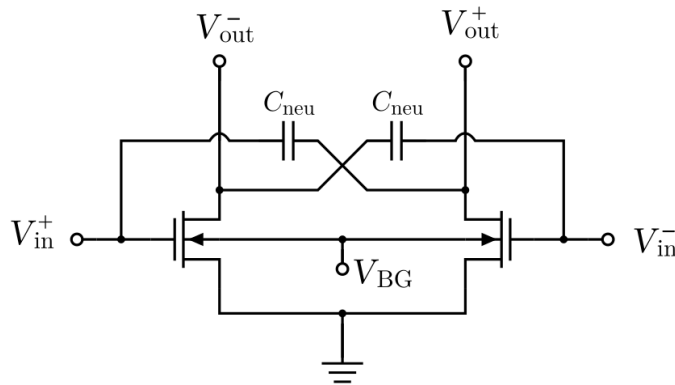
Από τις παραπάνω συγκρίσεις σε συνθήκες ισχυρού σήματος, παρατηρείται ότι και στις δύο περιπτώσεις τα thin – oxide τρανζίστορ παρουσιάζουν σημαντικό πλεονέκτημα σε όρους κέρδους ισχύος, με διαφορά τουλάχιστον 2dB, ενώ επιτυγχάνουν και υψηλότερη αποδοτικότητα ισχύος (PAE) σε σύγκριση με τα αντίστοιχα thick – oxide τρανζίστορ. Όσον αφορά την ισχύ κορεσμού, παρατηρείται ότι, για την ίδια επιφάνεια ολοκλήρωσης και βάσει των μετρήσεων Load – Pull, και οι δύο τύποι τρανζίστορ (thin- και thick-oxide) αποδίδουν παρόμοια ισχύ κορεσμού, όταν λειτουργούν στο βέλτιστο φορτίο τους. Ωστόσο, το βέλτιστο φορτίο ($R_{opt} \uparrow, X_{opt} \uparrow$) είναι υψηλότερο στα thick – oxide τρανζίστορ, γεγονός που οφείλεται στις υψηλότερες ονομαστικές τάσεις πόλωσης λόγω μεγαλύτερου πάχους οξειδίου. Αυτό το γεγονός απλοποιεί σε μεγάλο βαθμό την σχεδίαση δικτύων προσαρμογής για τα thick – oxide devices σε τυπικό 50Ω τερματισμό κεραίας.

Για τους λόγους που αναλύθηκαν ανωτέρω, η σχεδίαση επιλέχθηκε να βασιστεί σε **thin-oxide SG SLVT nFET** τρανζίστορ, καθώς προσφέρουν υψηλότερη συχνότητα αποκοπής f_t , αυξημένο κέρδος ισχύος και βελτιωμένη αποδοτικότητα (PAE), χαρακτηριστικά κρίσιμα για λειτουργία σε mm – Wave συχνότητες.

5.4 Τοπολογία Ενισχυτή Ισχύος και Επιλογή πλάτους W για το τρανζίστορ του Σταδίου Εξόδου

Μπορεί στην προηγούμενη παράγραφο να επιλέξαμε τον τύπο τρανζίστορ που ταιριάζει καλύτερα στην εφαρμογή μας, αλλά για να ολοκληρώσουμε το ευρύτερο κεφάλαιο της επιλογής τρανζίστορ του ενισχυτή ισχύος, θα πρέπει να επιλέξουμε το κατάλληλο πλάτος (width) για αυτά, καθώς και την βασική τοπολογία που εξυπηρετεί για την υψηλότερη δυνατή επίδοση για τον ενισχυτή ισχύος.

Η κύρια τοπολογία με την οποία ξεκινήσαμε την σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος για την συγκεκριμένη εργασία αποτελεί ένας **διαφορικός ενισχυτής CS (κοινής πηγής) τοπολογίας με πυκνωτές ουδετεροποίησης gate – drain (Neutralized CS Differential Pair)**, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 5.17. Neutralized CS Differential Pair Ενισχυτής Ισχύος

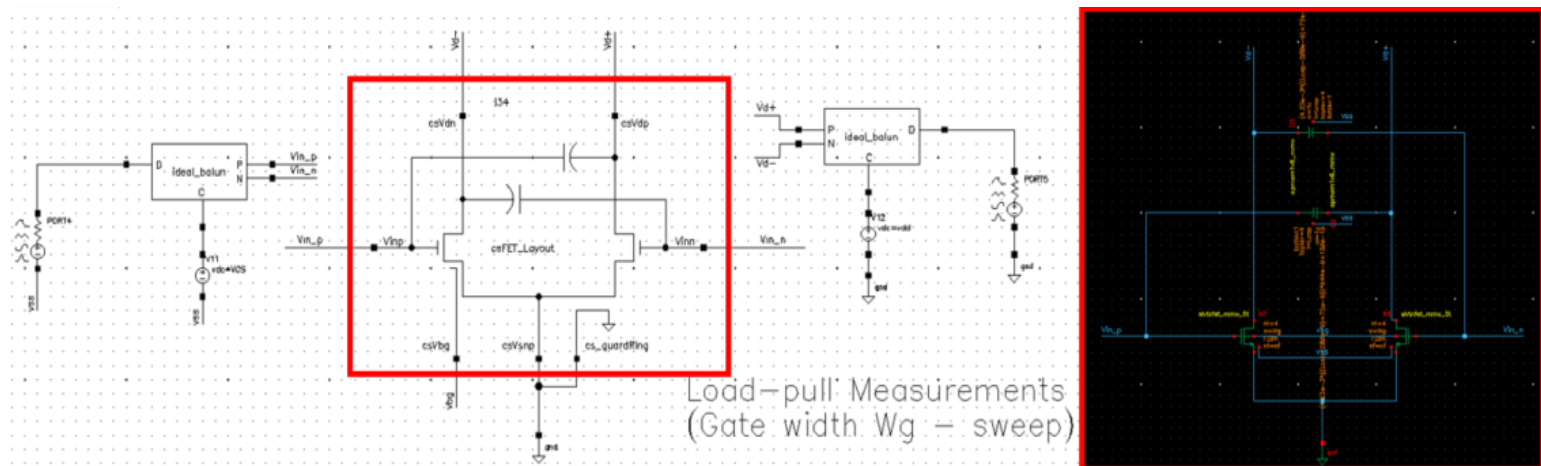
Η τοπολογία αυτή αποτελεί αρκετά δημοφιλής λύση για CMOS ενισχυτές ισχύος σε υψηλές συχνότητες. Γενικότερα, οι παρασιτικές χωρητικότητες C_{gd} των τρανζίστορ, όπως φαίνεται και από το απλό μοντέλο ασθενούς σήματος (εικόνα 5.4) αποτελούν διαδρομή ανάδρασης του σήματος από την έξοδο στην είσοδο του ενισχυτή, ενώ η συνεισφορά τους γίνεται αρκετά σημαντική στις υψηλές συχνότητες. Επομένως, η ύπαρξη του ρεύματος $i_{gd} = j\omega C_{gd} \Delta V_{C_{gd}}$ που τις διαρρέει, λόγω των μεγάλων μεταβολών τάσης $\Delta V_{C_{gd}} = (V_{OUT}^- - V_{IN}^+)$ στα άκρα τους σε λειτουργία ισχυρού σήματος, οδηγεί σε χαμηλότερη ισχύ εξόδου προς το φορτίο, σε σχέση με την ισχύ που το τρανζίστορ μπορεί να αποδώσει. Για τον λόγο αυτόν, **η χρήση των neutralization πυκνωτών στοχεύει στην πλήρη εξουδετέρωση του ρεύματος i_{gd} που διαρρέει τον παρασιτικό πυκνωτή C_{gd} των CS τρανζίστορ, μέσω του παραπάνω μηχανισμού θετικής ανάδρασης** (εικόνα 5.17). Συγκεκριμένα, η μία πλάκα του neutralization πυκνωτή συνδέεται στον κόμβο της εξόδου του ενός ενισχυτή, ενώ η άλλη στον κόμβο εισόδου του συμμετρικού ενισχυτή (cross – coupled σύνδεση). Όταν ικανοποιείται η συνθήκη $C_{neu} = C_{gd}$, επιτυγχάνεται ιδανική ακύρωση του ρεύματος ανάδρασης i_{gd} (διαρροή ρεύματος i_{gd} σε

εσωτερικό loop μεταξύ παρασιτικού πυκνωτή C_{gd} και neutralization πυκνωτή C_{neu} δίχως να κατευθύνεται προς το φορτίο – **πλήρης εξουδετέρωση φορτίου**), με αποτέλεσμα τη βελτίωση της ευστάθειας και της απόδοσης του ενισχυτή σε υψηλές συχνότητες. Ιδιαίτερη προσοχή απαιτείται στην επιλογή της χωρητικότητας C_{neu} εντός **PVT variations**, καθώς πολύ μεγαλύτερες τιμές από $C_{neu} = C_{gd}$ μπορεί να οδηγήσουν σε αστάθεια ενισχυτή (αύξηση επιρροής της θετικής ανάδρασης) και πολύ μικρότερες σε χαμηλή εξουδετέρωση φορτίου του C_{gd} πυκνωτή.

Το design flow σε αυτό το στάδιο του ενισχυτή ισχύος θα ακολουθήσει τα εξής βήματα:

1. Όπως μελετήθηκε στα Κεφ. (3.2) και (3.3), υπάρχουν σημαντικά πλεονεκτήματα από την επιλογή λειτουργίας τρανζίστορ σε deep class AB πόλωση ($I_q \approx 0$), τόσο από άποψη αποδοτικότητας ενισχυτή (υψηλότερα PAE) όσο και από γραμμικότητας σε μεσαία περιοχή ισχύος εξόδου. Για τον λόγο αυτό, θα πολώσουμε τον παραπάνω ενισχυτή σε deep class AB σημείο και **θα επαναλάβουμε Load – Pull μετρήσεις στο 1dB compression point (IP_{1dB}), για διαφορετικά πλάτη τρανζίστορ**. Σε κάθε τέτοια μέτρηση (μεταβολές πλάτους τρανζίστορ), θα φροντίσουμε να ικανοποιείται η βέλτιστη συνθήκη για τον neutralization πυκνωτή όσον αφορά την ευστάθεια και το κέρδος ασθενούς σήματος αυτού.
2. Εφόσον καταλήξουμε στην βέλτιστη επιλογή πλάτους τρανζίστορ με βάση το Output Power – PAE tradeoff, θα εφαρμόσουμε τη 1^η σχεδίαση layout του neutralized ενισχυτή και θα εφαρμοστούν τυχόν αλλαγές στον neutralized πυκνωτή, λαμβάνοντας υπόψιν τα interconnects μεταξύ τρανζίστορ, αλλά και τα διαφορετικά corner cases των τρανζίστορ (TT, SS, SF, FF, FS).
3. Στην συνέχεια, έχοντας στην διάθεση μας και την post – layout υλοποίηση του neutralized ενισχυτή, θα εφαρμόσουμε μετρήσεις γραμμικότητας (IM_3 , IP_3 – point), μεταβάλλοντας το σημείο πόλωσης των τρανζίστορ γύρω από το deep class AB σημείο, με σκοπό την ελαχιστοποίηση προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης (IM_3) με βάση την πόλωση (βλ. Κεφ. 3.3). Για τις παραπάνω μετρήσεις, θα εισαχθεί 2 – Tone σήμα με 20MHz spacing στον ενισχυτή, ενώ θα φροντίσουμε να παραμένει unconditionally stable σε κάθε σημείο πόλωσης.
4. Τέλος, έχοντας καταλήξει στο βέλτιστο δυνατό πλάτος τρανζίστορ και σε optimum linearity deep class AB σημείο πόλωσης, θα αποφασιστεί, με βάση την ισχύ εξόδου και το κέρδος ισχύος του neutralized ενισχυτή, εάν απαιτείται κάποια μεταβολή της τοπολογίας για τις προαποφασισμένες προδιαγραφές (Κεφ. 5.2).

Το testbench για την παραπάνω μελέτη φαίνεται παρακάτω :



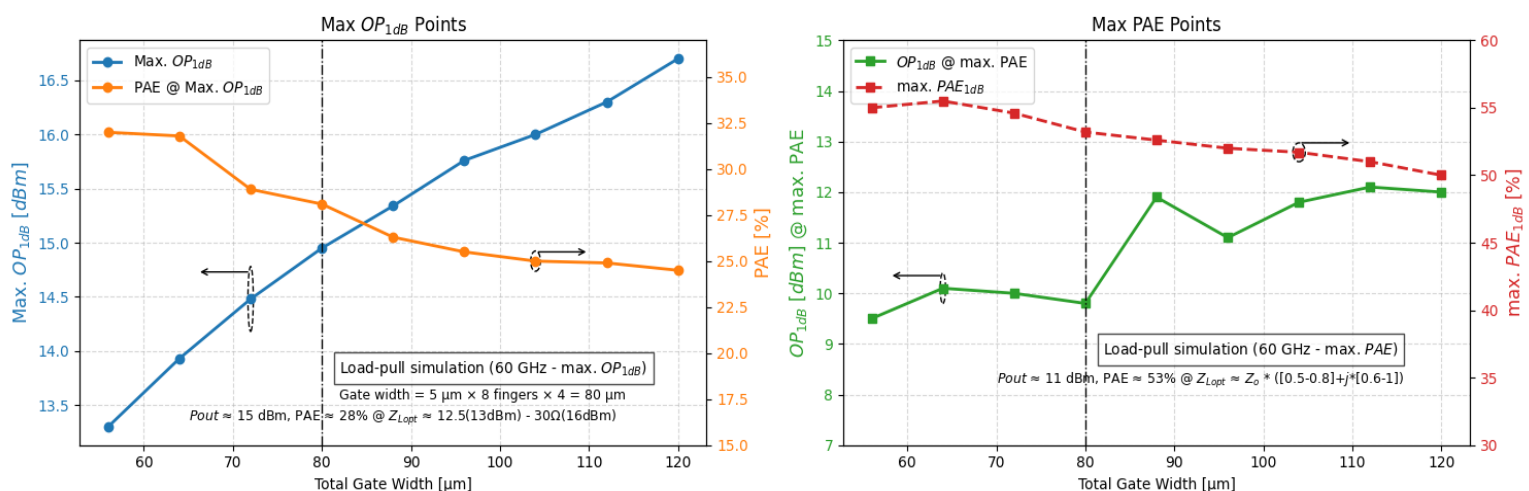
Εικόνα 5.18. Σχηματικό προσομοιώσεων του neutralized CS διαφορικού ζεύγους (DC/SP/HB μετρήσεις – schematic level)

Η ρύθμιση της χωρητικότητας των neutralization πυκνωτών στο παραπάνω schematic, γίνεται μέσω επιλογής του μήκους L αυτών, διατηρώντας το πλάτος τους στη ελάχιστη δυνατή τιμή των $1\mu\text{m}$, ενώ η πόλωση / τροφοδοσία (nominal 0.8V) παρέχεται μέσω των ιδανικών balun σε είσοδο / έξοδο.

5.4.1 Επιλογή W , με βάση το OP_{1dB} – PAE tradeoff

Στο παραπάνω testbench, ξεκινήσαμε με προσομοιώσεις S – παραμέτρων πραγματοποιώντας sweep ως προς το μήκος L των neutralization πυκνωτών, με στόχο — για κάθε δεδομένο πλάτος τρανζίστορ W — να προσδιοριστεί η βέλτιστη τιμή της χωρητικότητάς τους, για ευστάθεια δίχως όρους του ενισχυτή. Μετά την ολοκλήρωση αυτών των μετρήσεων, πραγματοποιήθηκε ανάλυση Harmonic Balance (**HB**) με μετρήσεις Load – Pull, χρησιμοποιώντας την επιλογή «Compression», η οποία εντοπίζει αυτόματα την τιμή ισχύς εισόδου IP_{1dB} , σε κάθε τερματισμό φορτίου. Τα αποτελέσματα ισχύος OP_{1dB} και αποδοτικότητας PAE_{1dB} , για τα σημεία φορτίου μέγιστης ισχύος εξόδου OP_{1dB} , καθώς και της μέγιστης αποδοτικότητας PAE_{1dB} , παρουσιάζονται παρακάτω:

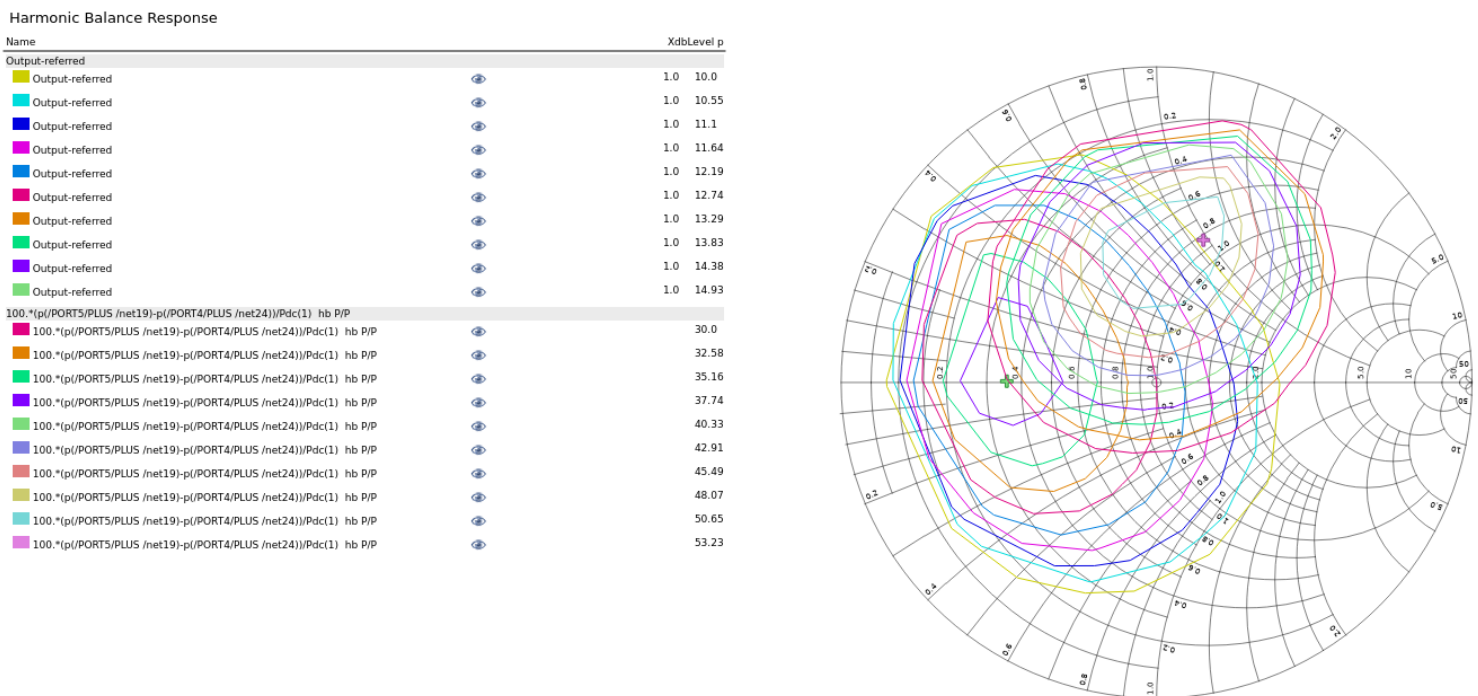
Load-pull simulation results @ 60GHz of the common-source neutralized diff. pair, according to the total gate width



Εικόνα 5.19. Αποτελέσματα διαδοχικών Load – Pull προσομοιώσεων για μέγιστη OP_{1dB} και PAE_{1dB} ως προς το πλάτος του τρανζίστορ

Από τις παραπάνω μετρήσεις, παρατηρούμε ότι για πόλωση V_{GS} γύρω στα **0.3V** (deep class AB, $I_q \approx 0$) στα σημεία Load – Pull μέγιστη ισχύος 1dB , έχουμε αρκετά χαμηλότερη αποδοτικότητα από 30% όταν το πλάτος τρανζίστορ ξεπερνάει τα 80μm. Αντίστοιχα, η αύξηση της ισχύος, καθώς μεταβάλλουμε το πλάτος τρανζίστορ από 80μm στα 120μm είναι μόλις 1.5dB, έναντι στην σημαντική μείωση της αποδοτικότητας στα 24%. Για τους παραπάνω λόγους, επιλέχθηκε η οριακή τιμή των **80μm για το πλάτος τρανζίστορ**, καθώς παρέχει μέση λύση στο ανώτερο tradeoff ($OP_{1dB} \approx 15dBm$).

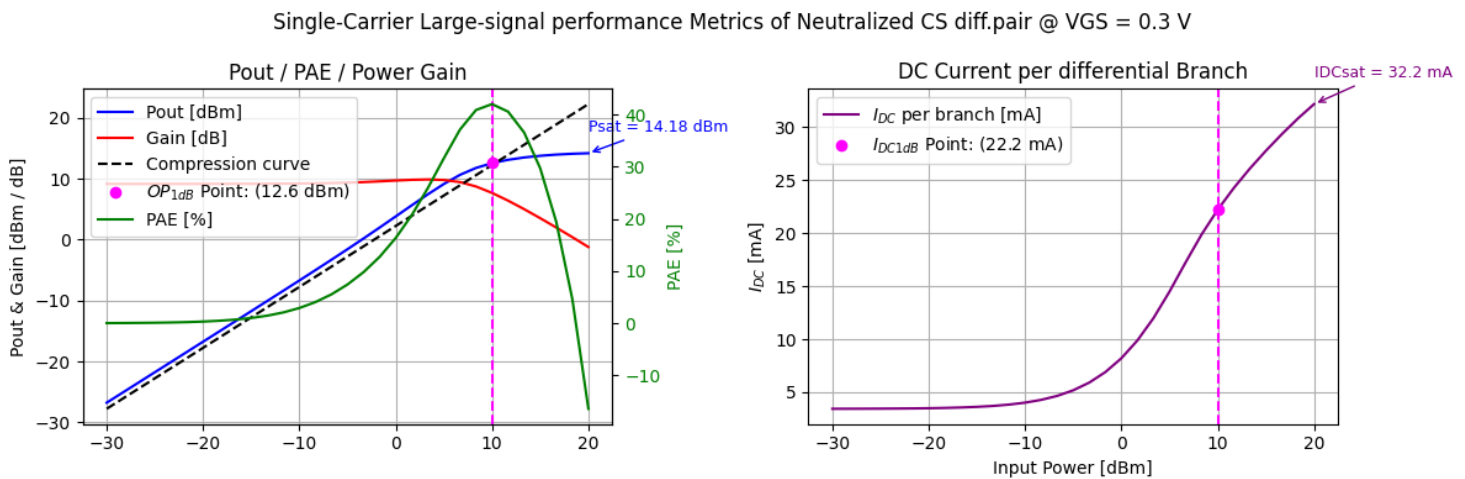
Μια ακόμη παρατήρηση από τα ανωτέρω αποτελεί και η διαφορά στο optimum φορτίο μεταξύ των σημείων μέγιστης ισχύος OP_{1dB} και μέγιστης αποδοτικότητας PAE_{1dB} (βλ. εικόνα 5.19). Συγκεκριμένα, καθώς μετακινούμαστε από το σημείο μέγιστης ισχύος OP_{1dB} προς το σημείο μέγιστης αποδοτικότητας PAE_{1dB} , το optimum φορτίο γίνεται πιο επαγωγικό, ενώ έχει υψηλότερο ωμικό μέρος, καθιστώντας το ευκολότερο στη προσαρμογή στα 50Ω, έναντι σε αποκλειστικά ωμικά φορτία χαμηλής τιμής, όπως $R_{opt-OP_{1dB}} \approx 20\Omega$. Παρακάτω, φαίνεται ένα παράδειγμα των Load – pull Contours ισχύος και PAE στο 1dB compression point για την επιλογή των 80μm τρανζίστορ :



Εικόνα 5.20. Load - Pull Power / PAE contours @ 1dB compression point, W = 20μm

Όσον αφορά την επιλογή των τρανζίστορ θα χρησιμοποιήσουμε **4 τρανζίστορ SG SLVTN (2×CPP) από 20μm (4×20μm) πλάτους το καθένα**. Η επιλογή αυτή έγινε με γνώμονα καλύτερο matching και συμμετρία των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους στο layout, καθώς και για να αποφύγουμε αρκετά υψηλού πάχους μέταλλα μεταξύ διασυνδέσεων τρανζίστορ με πυκνωτών, τα

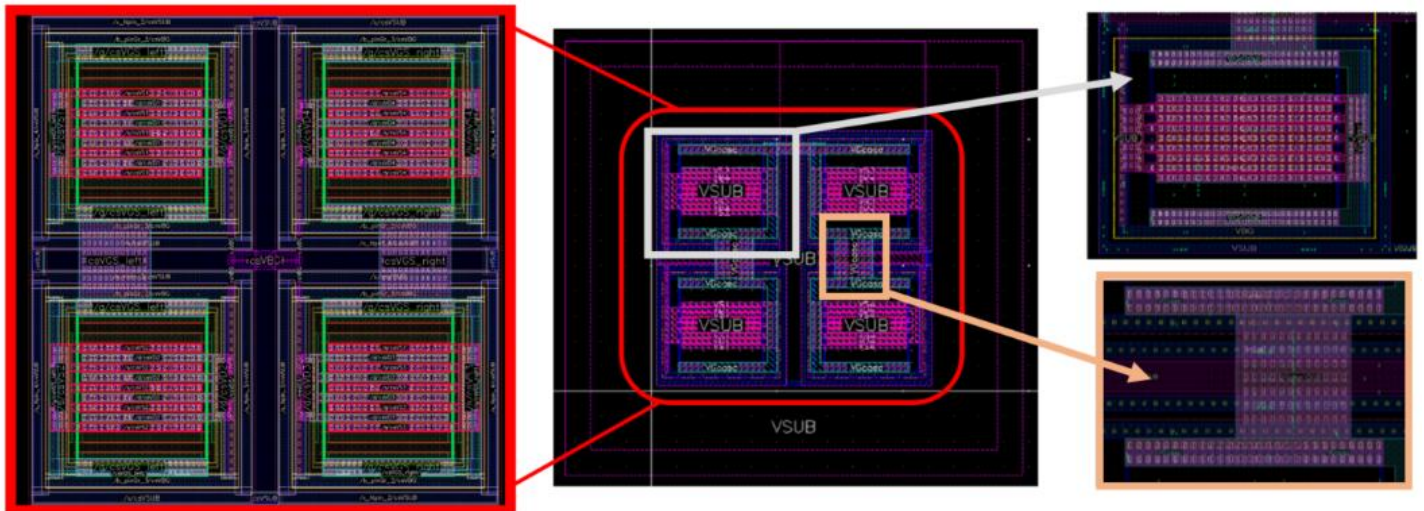
οποία μπορεί να εισάγουν επιπλέον απώλειες και να απαιτούν ιδιαίτερη προσοχή σε maximum width DRC violations. Αντίστοιχα, για τους neutralization πυκνωτές των παραπάνω τρανζίστορ, βρήκαμε $L_{cap} = 4\mu m \leftrightarrow C_{neu} \approx 15fF$ ως βέλτιστη επιλογή ευστάθειας (υψηλότερα K_f/μ_u – stability factors). Παρακάτω, φαίνεται το large – signal performance του ανωτέρω ενισχυτή σε ένα ενδιάμεσο σημείο φορτίου Z_L κοντά στα 50Ω , όπου λαμβάνουμε υψηλότερη αποδοτικότητα έως και 40% (π.χ. δοκιμή σημείου με $PAE \approx 40\%$ – τομή πράσινης καμπύλης $PAE(40\%)$ με κόκκινη καμπύλη $P_{out}(12.8dBm)$):



Εικόνα 5.21. Neutralized CS differential PA performance metrics @ 50Ω

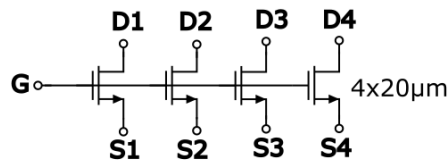
5.4.2 Φυσικός Σχεδιασμός του Neutralized CS Διαφορικού Ενισχυτή

Έχοντας αποφασίσει το sizing των τρανζίστορ, θέλουμε να εξετάσουμε, εάν η φυσική σχεδίαση του παραπάνω ενισχυτή εισάγει σημαντικές απώλειες, λόγω των interconnect μεταξύ τρανζίστορ και των neutralization πυκνωτών. Όσον αφορά το layout, θα ξεκινήσουμε με την τοποθέτηση της τετράδας των $20\mu m$ τρανζίστορ σε 2×2 array και διασύνδεση των επαφών πύλης (gate) αυτών με stacking μετάλλων $C1/C2/C3$, όπως φαίνεται παρακάτω.



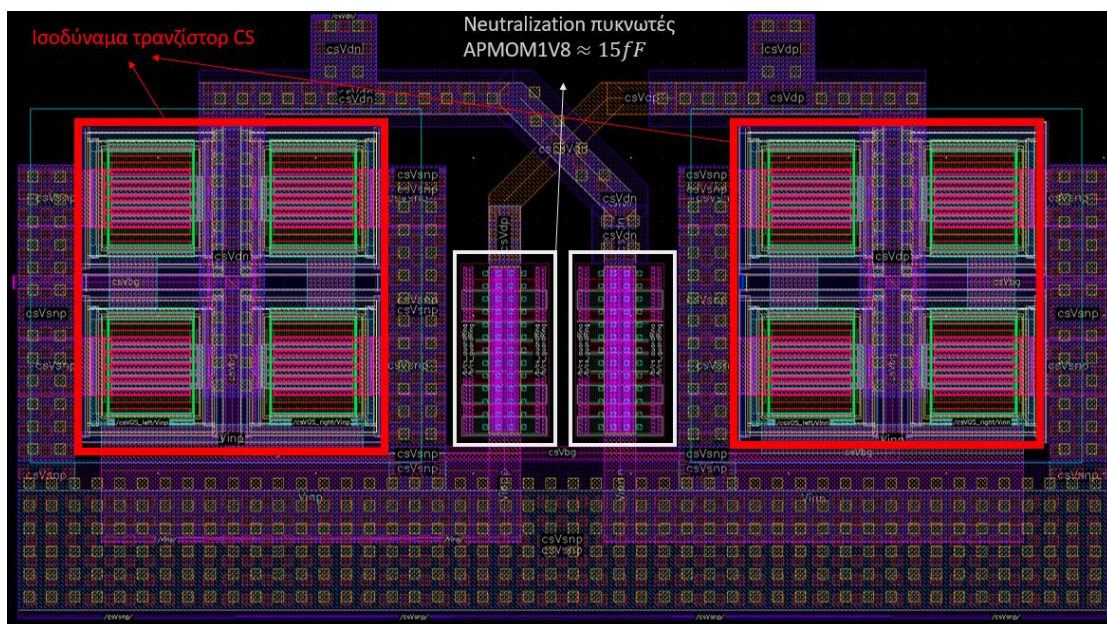
Εικόνα 5.22. Layout τρανζίστορ $4 \times 20\mu m$ και Calibre extracted view των παρασιτικών στοιχείων

Στη συνέχεια, σε αυτή τη διάταξη, λόγω των αρκετά μικρών διασυνδέσεων θα εφαρμόσουμε **parasitic extraction**, με σκοπό να υπολογιστούν όλα τα RLC στοιχεία που εισάγουν οι επιπλέον διασυνδέσεις στις ανώτερες επαφές της πύλης, καθώς και το εξωτερικό guard ring στο M1 που καλύπτει τα τρανζίστορ. Το extraction tool που χρησιμοποιήθηκε ήταν το **Calibre xACT – 3D**, το οποίο προσφέρει αρκετά αναλυτικούς υπολογισμούς των χωρητικότητων των στοιχείων, καθώς εφαρμόζει και επιπλέον διορθώσεις με ενσωματωμένο 3D field solver. Οσον αφορά τις επαφές του n – channel (drain / source) του τρανζίστορ, όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενα κεφάλαια, οδηγούνται ήδη από το μοντέλο της mm – Wave μέχρι και το C2 μέταλλο. Επομένως, για αυτές τις επαφές δεν εισάγουμε τίποτα ακόμη και τις θεωρούμε ως ιδανικές. Τελικά, έχουμε σχηματίσει ένα layout cell σε επίπεδο τρανζίστορ που περιλαμβάνει το παρακάτω ισοδύναμο τρανζίστορ:



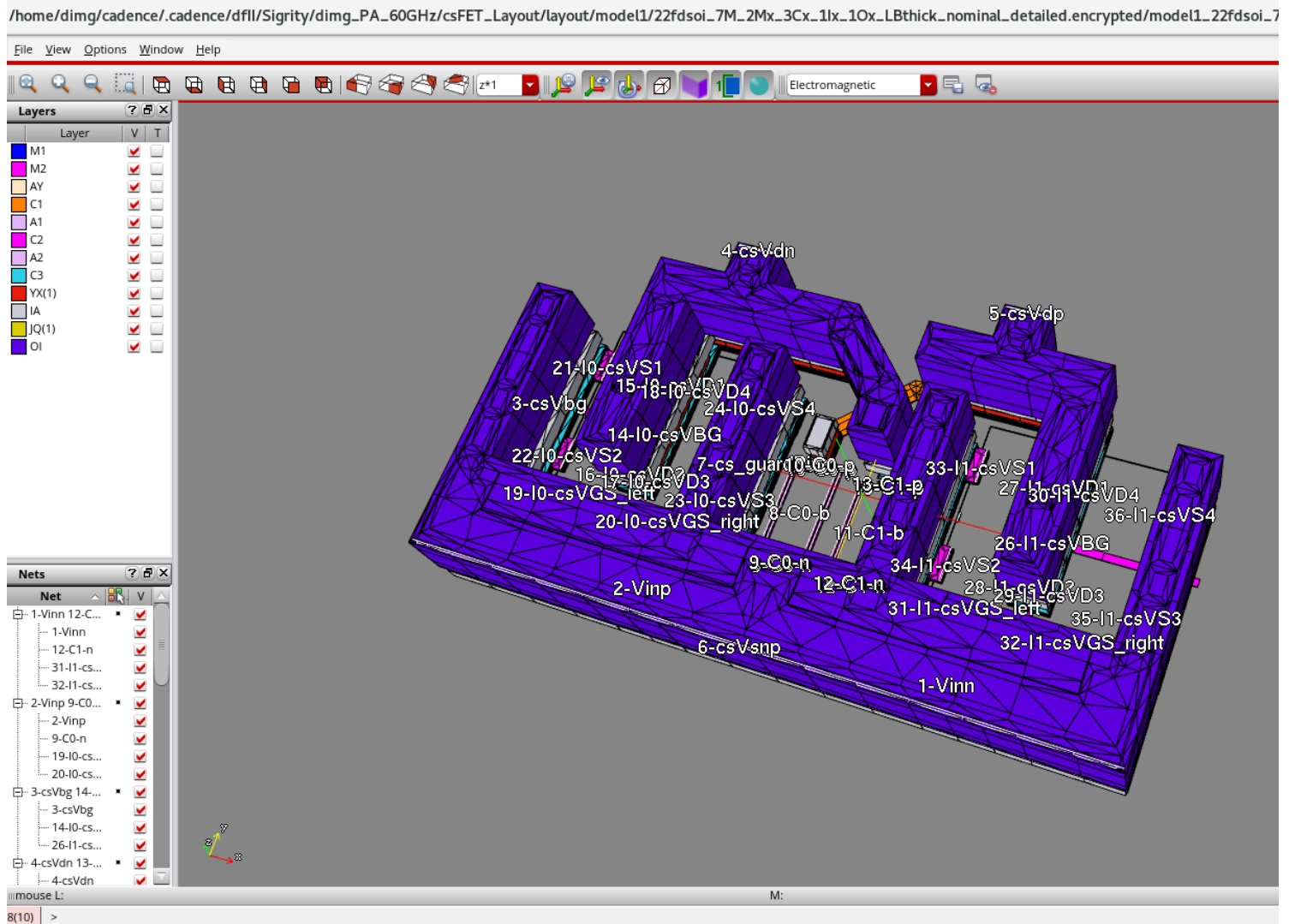
Εικόνα 5.23. Calibre Extracted view ισοδύναμο τρανζίστορ στα 80μm

Έπειτα, θα χρειαστεί να σχεδιαστούν όλες οι διασυνδέσεις μεταξύ των επαφών των τρανζίστορ και οι συνδέσεις με τους neutralization πυκνωτές. Ιδιαίτερη προσοχή απαιτεί το width των διασυνδέσεων, καθώς πρέπει να είναι σύμφωνο με τους περιορισμούς DC και AC-RMS ρεύματος, λόγω electromigration. Ο κύριος περιορισμός για το electromigration αποτελεί το DC ρεύμα στις διασυνδέσεις, το οποίο αντιμετωπίζεται με κατάλληλο Metal stacking μέχρι και τα ανώτερα μέταλλα της τεχνολογίας (από C1 έως και OI layer). Το τελικό layout του neutralized CS διαφορικού ενισχυτή, φαίνεται παρακάτω:



Εικόνα 5.24. Πλήρες Layout του neutralized CS differential PA

Τα παραπάνω interconnect για τις συνδέσεις των source μεταξύ τους, καθώς και τις συνδέσεις των επαφών drain και gate με τους neutralization capacitors, μοντελοποιήθηκαν κατάλληλα στον EMX προσομοιωτή, με σκοπό να ληφθούν πλήρως ότι τυχόν insertion loss εισάγουν στο κύκλωμα αλλά και ασυμμετρίες. Εν τέλει, καταλήγουμε στην εξαγωγή ενός `schematic_nport_model1` αρχείου, που περιλαμβάνει τους neutralization πυκνωτές (GF22 model – based), τις «ισοδύναμες» τετράδες τρανζίστορ (οι οποίες περιέχουν και `schematic` και `calibre` μοντέλα), καθώς και ένα N – port με όλες τις δυνατές συνδέσεις των ανωτέρων κόμβων. Στις παρακάτω εικόνες, φαίνεται το **mesh** στο **EMX** που υλοποιήθηκε, το `schematic_nport_model1` αρχείο που δημιουργήθηκε και θα χρησιμοποιηθεί στο τελικό **config view** (schematic test – bench ίδιο με την εικόνα 5.18, με πιο οργανωμένη τοποθέτηση τρανζίστορ και $L_{cap} = 4\mu m \leftrightarrow C_{neu} = 15fF$):



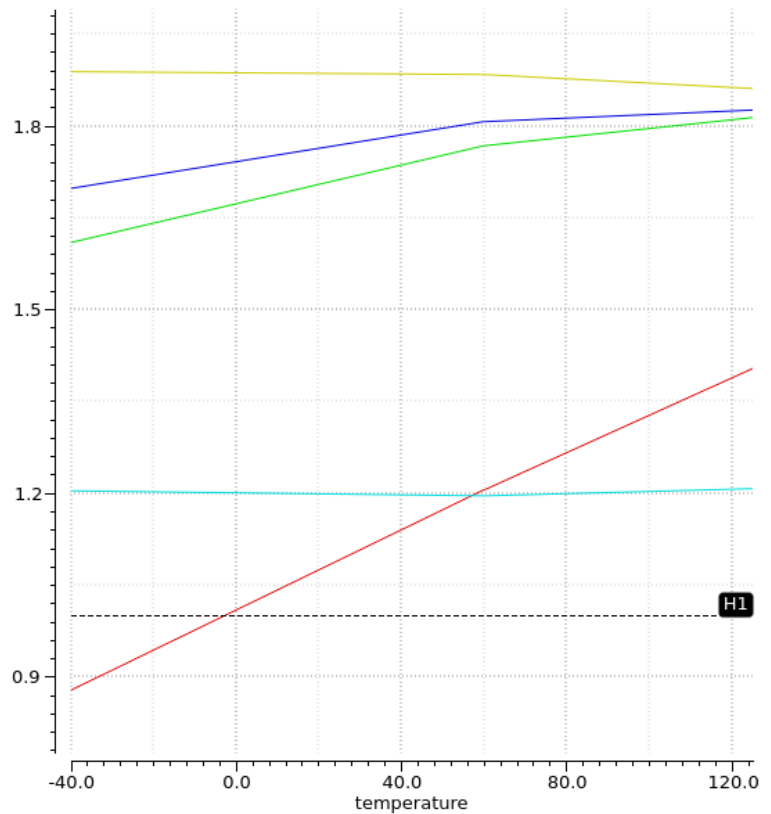
Εικόνα 5.25. EMX mesh του neutralized διαφορικού ενισχυτή

Kf@60GHz

1

Name		modelFiles
Kf@60GHz		
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:ff_pre
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:fs_pre
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:sf_pre
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:ss_pre
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:tt_pre

Pre – Layout (**schematic** level)
μέτρηση Stability factor k_f σε κάθε
corner case over temperature.
Παρατηρούμε ευστάθεια σε κάθε
corner, πέραν του FF για
θερμοκρασίες κάτω από -5°C .

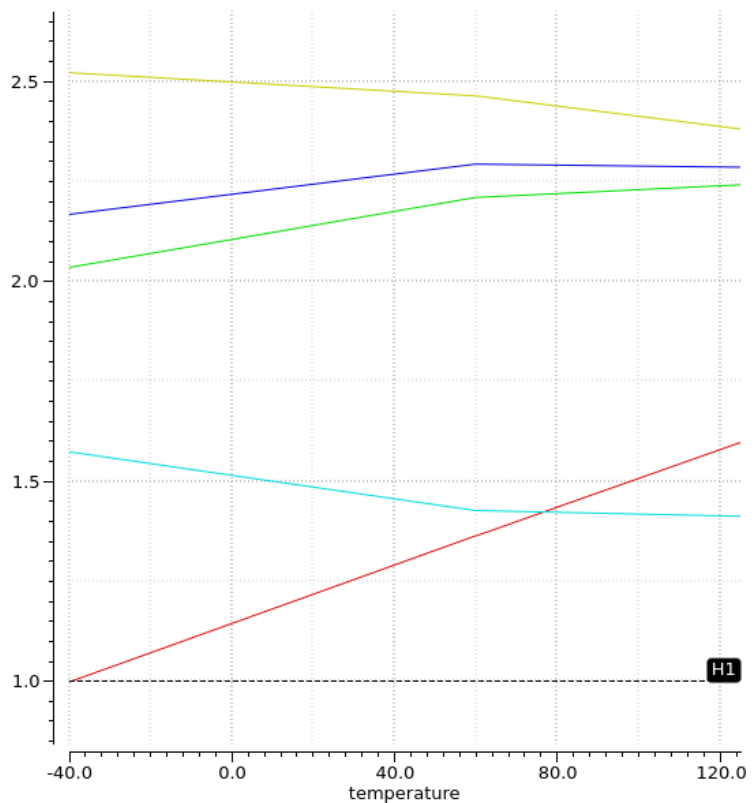


Kf@60GHz

1

Name		modelFiles
Kf@60GHz		
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:ff_pre
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:fs_pre
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:sf_pre
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:ss_pre
Kf@60GHz		design_wrapper_mmw.lib.scs:tt_pre

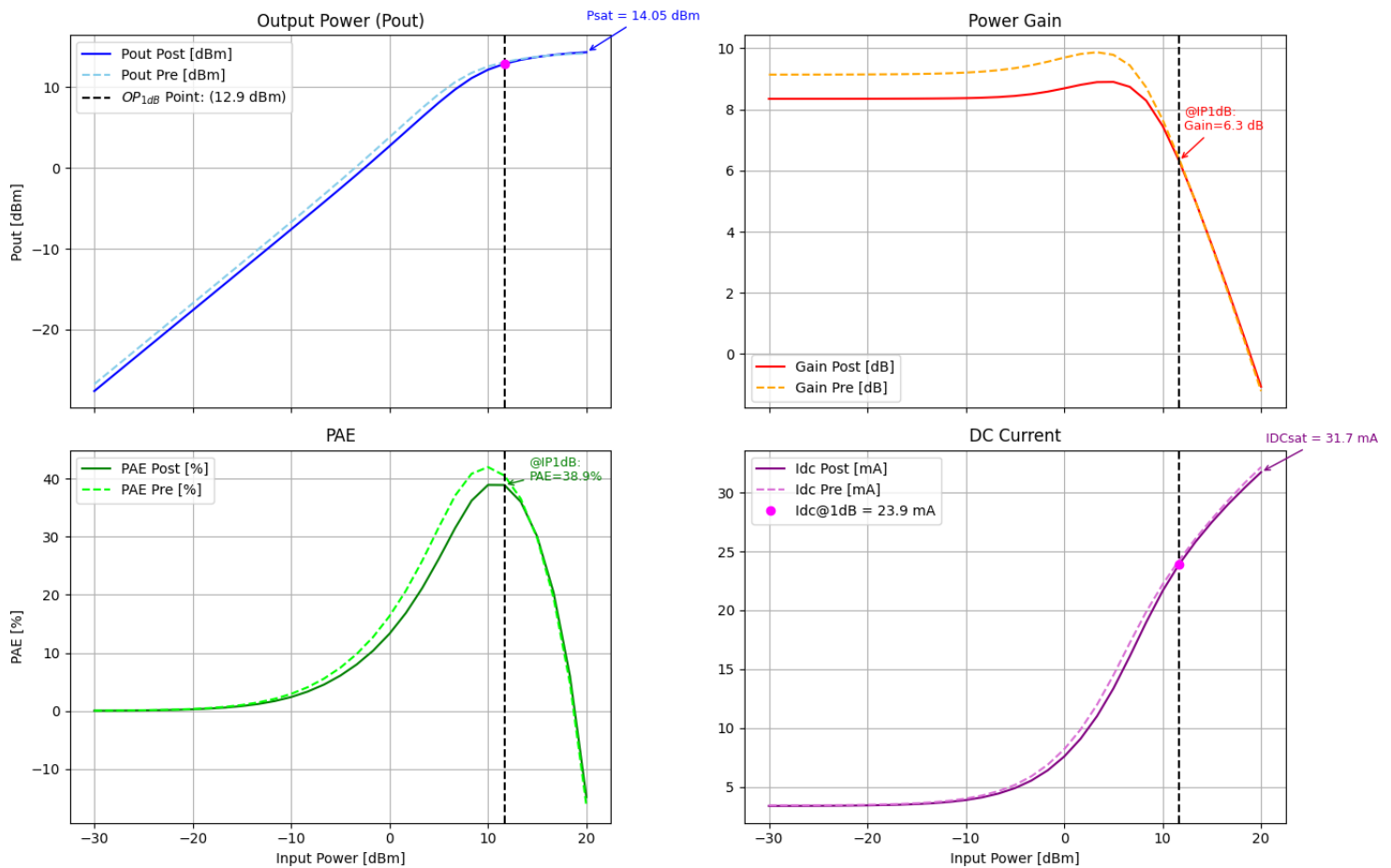
Post – Layout (quadFET: **calibre**
view, Interconnect: **schematic_nport**
από EMX) μέτρηση Stability factor k_f
σε κάθε corner case over temperature.
Παρατηρούμε ευστάθεια σε κάθε
corner σε όλο το εύρος θερμοκρασιών.



Εικόνα 5.27. Μετρήσεις Stability factor σε κάθε corner case over temperature για pre / post layout.

Εφόσον, ο ενισχυτής παραμένει ευσταθής άνευ όρων με την βέλτιστη δυνατή χωρητικότητα για τους neutralization πυκνωτές, θα επαναλάβουμε την ανωτέρω HB προσομοίωση για την περίπτωση της post – layout υλοποίησης. Ο στόχος είναι να εξετάσουμε εάν τα επιπλέον RC παρασιτικά στοιχεία μεταξύ των τρανζίστορ, αλλά και οι διασυνδέσεις αναμεταξύ των τρανζίστορ και μεταξύ τρανζίστορ και πυκνωτών, οδηγούν σε σημαντικές απώλειες ισχύος και μείωση της αποδοτικότητας. Όπως παρατηρούμε από τις παρακάτω μετρήσεις, κάτι τέτοιο δεν συμβαίνει, καθώς οι μεταβολές στο κέρδος και στο PAE είναι αρκετά μικρές, ενώ και το 1dB compression point δεν έχει μεταβληθεί σημαντικά.

Post vs Pre-layout Metrics @ VGS = 0.3 V



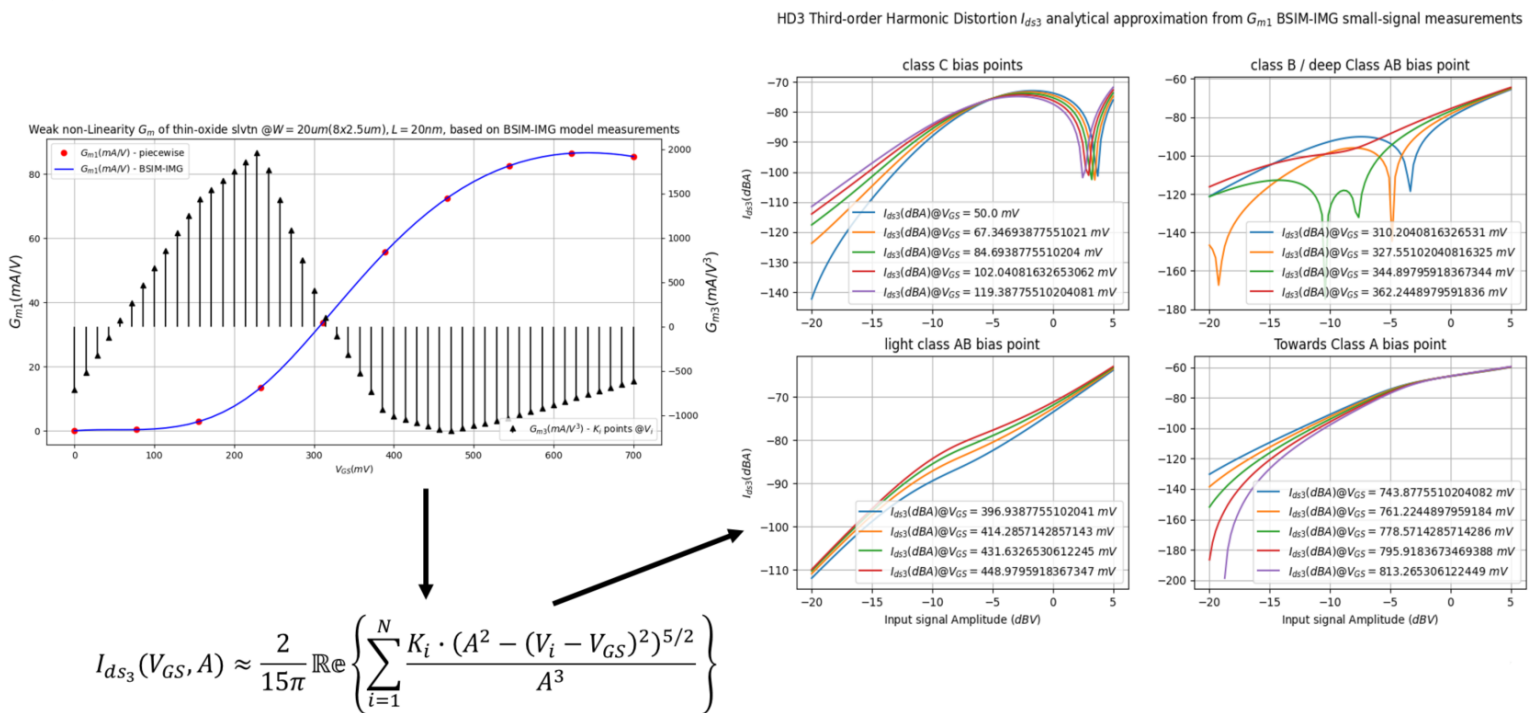
Εικόνα 5.28. Neutralized CS differential PA performance metrics @ 50Ω

Ειδικότερα, παρατηρούμε μικρή μείωση στο κέρδος ισχύος της τάξης των 0.3dB, ενώ η αποδοτικότητα PAE του ενισχυτή υπέστη μείωση από 40% σε 38.9% στην μέγιστη τιμή τους. Απ' την άλλη η ισχύς κορεσμού μειώθηκε στα 14dBm, ανεκτή μεταβολή εάν σκεφτούμε τόσο τις μικρές ασυμμετρίες που προστέθηκαν στις διασυνδέσεις των neutralization πυκνωτών (cross – coupled συνδέσεις), όσο στα υψηλά width διασυνδέσεων, για αποφυγή electromigration προβλημάτων.

5.4.4 Μετρήσεις Γραμμικότητας του Neutralized CS Διαφορικού Ενισχυτή Ισχύος (Pre/Post – Layout)

Ολοκληρώνοντας το παρόν κεφάλαιο, θα πραγματοποιήσουμε μια σειρά από μετρήσεις που αφορούν τη γραμμικότητα του neutralized διαφορικού ενισχυτή ισχύος. Στόχος είναι η κατάλληλη ρύθμιση της πόλωσης του ενισχυτή σε βέλτιστο σημείο deep class AB, προκειμένου να επιτευχθεί σημαντική μείωση των μη γραμμικοτήτων 3^{ης} τάξης στη μεσαία περιοχή ισχύος, σύμφωνα με την ανάλυση που παρουσιάστηκε στο Κεφ. 3.3.

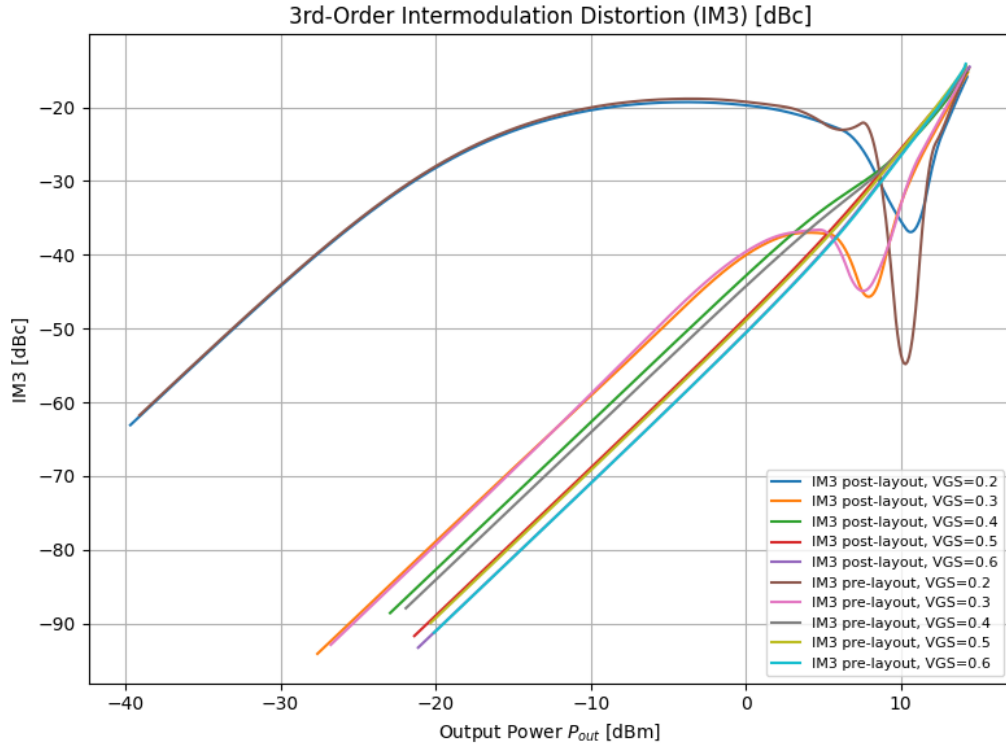
Ξεκινώντας πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις για την διαγωγιμότητα 1^{ης} τάξης g_{m1} των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους, με σκοπό να προβλέψουμε τα ρεύματα 3^{ης} αρμονικής HD_3 που θα αναπτυχθούν στον neutralized διαφορικό ενισχυτή, βασιζόμενοι στην εξίσωση (3.32) και τους συντελεστές K_i της κρουστικής προσέγγισης του g_{m3} (βλ. εικόνα 3.7) :



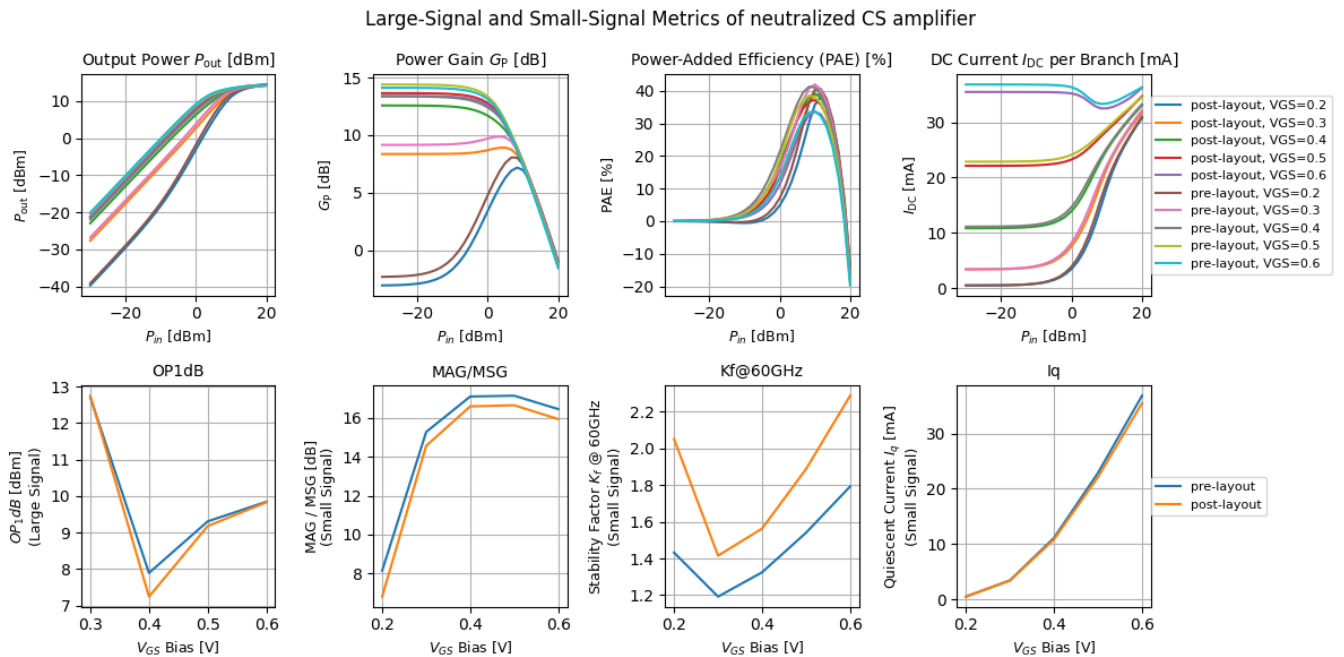
Εικόνα 5.29. Πρόβλεψη μη - γραμμικοτήτων 3ης τάξης του ενισχυτή, με βάση την ανάλυση του Κεφ. 3.3

Όπως φαίνεται από τα παραπάνω για τα τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν, η θεωρητική ανάλυση του Κεφ. (3.3) οδηγεί σε βελτιστοποίηση του ρεύματος 3^{ης} αρμονικής και συνάμα του IM_3 , σε τάσεις πόλωσης V_{GS} στη περιοχή (0.3V – 0.35V) (βλ. πάνω δεξιά διάγραμμα), που πράγματι αντιστοιχούν σε deep class AB bias point.

Τα παραπάνω επιβεβαιώνονται και από τις παρακάτω μετρήσεις του IM_3 ως προς την τάση V_{GS} :



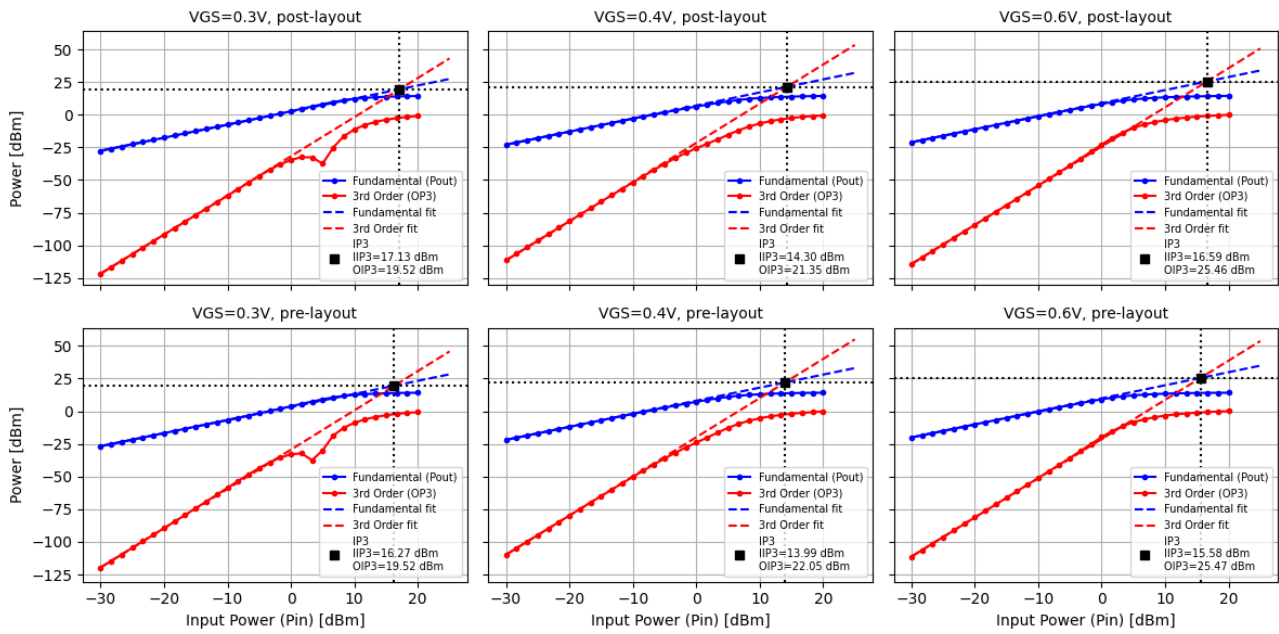
Εικόνα 5.30. IM_3 μετρήσεις ως προς τη τάση V_{GS} των τρανζίστορ του neutralized διαφορικού ενισχυτή σε pre / post layout



Εικόνα 5.31. Single - Carrier μετρήσεις για το διαφορικό ενισχυτή, ως προς τη τάση V_{GS} των τρανζίστορ

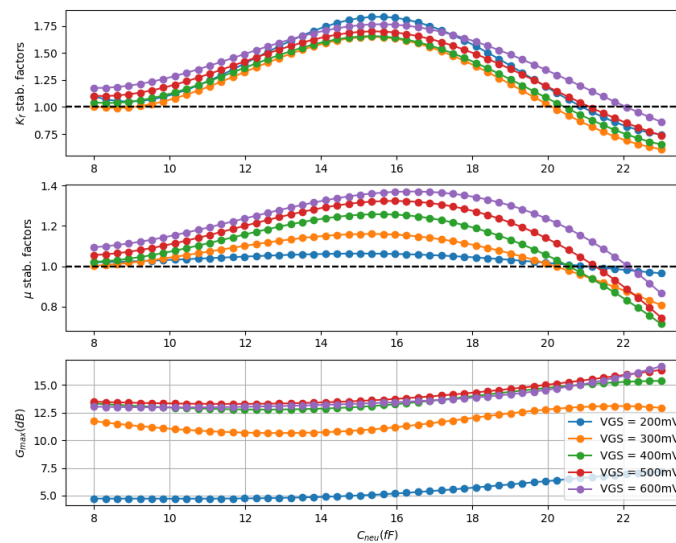
Από τις μετρήσεις του IM_3 παρατηρούμε πως για τάση πόλωσης γύρω από τα 0.3V υπάρχει σημαντική πτώση (IM_3 Drop) έως και $(-54dBc)$, σε μεσαία επίπεδα ισχύος, όπως προβλέπει η θεωρητική ανάλυση της εικόνας (5.29). Επίσης, από τις παραπάνω μετρήσεις για Single – Carrier

σήμα εισόδου, παρατηρούμε τη ίδια ισχύ κορεσμού ($\approx 13\text{dBm}$) μεταξύ deep class AB σημείου πόλωσης ($V_{GS} = 0.3\text{V}$) και class A ενισχυτή ($V_{GS} = 0.6\text{V}$), όπως προβλέπει άλλωστε η θεωρητική μελέτη ενισχυτών με βάση τη γωνία αγωγής τρανζίστορ (βλ. εικόνα 3.5). Αντιθέτως, λόγω του χαμηλότερου κέρδους μέχρι και 6dB ($G_{(V_{GS}=0.3\text{V})} = 8.2\text{dB}$, $G_{(V_{GS}=0.6\text{V})} = 14\text{dB}$) μεταξύ deep class AB και class A πόλωσης, παρατηρούμε υψηλότερη $OP_{1\text{dB}}$ σε deep class AB πόλωση. Για λόγους πληρότητας, παρατίθεται και οι post – layout μετρήσεις του IP_3 σημείο τομής για τις περιπτώσεις deep class AB ($V_{GS} = 0.3\text{V}$), medium class AB ($V_{GS} = 0.4\text{V}$) και class A ($V_{GS} = 0.6\text{V}$) σημεία πόλωσης:



Εικόνα 5.32. IP_3 point μετρήσεις για τον neutralized διαφορικό ενισχυτή, σε post - layout configuration

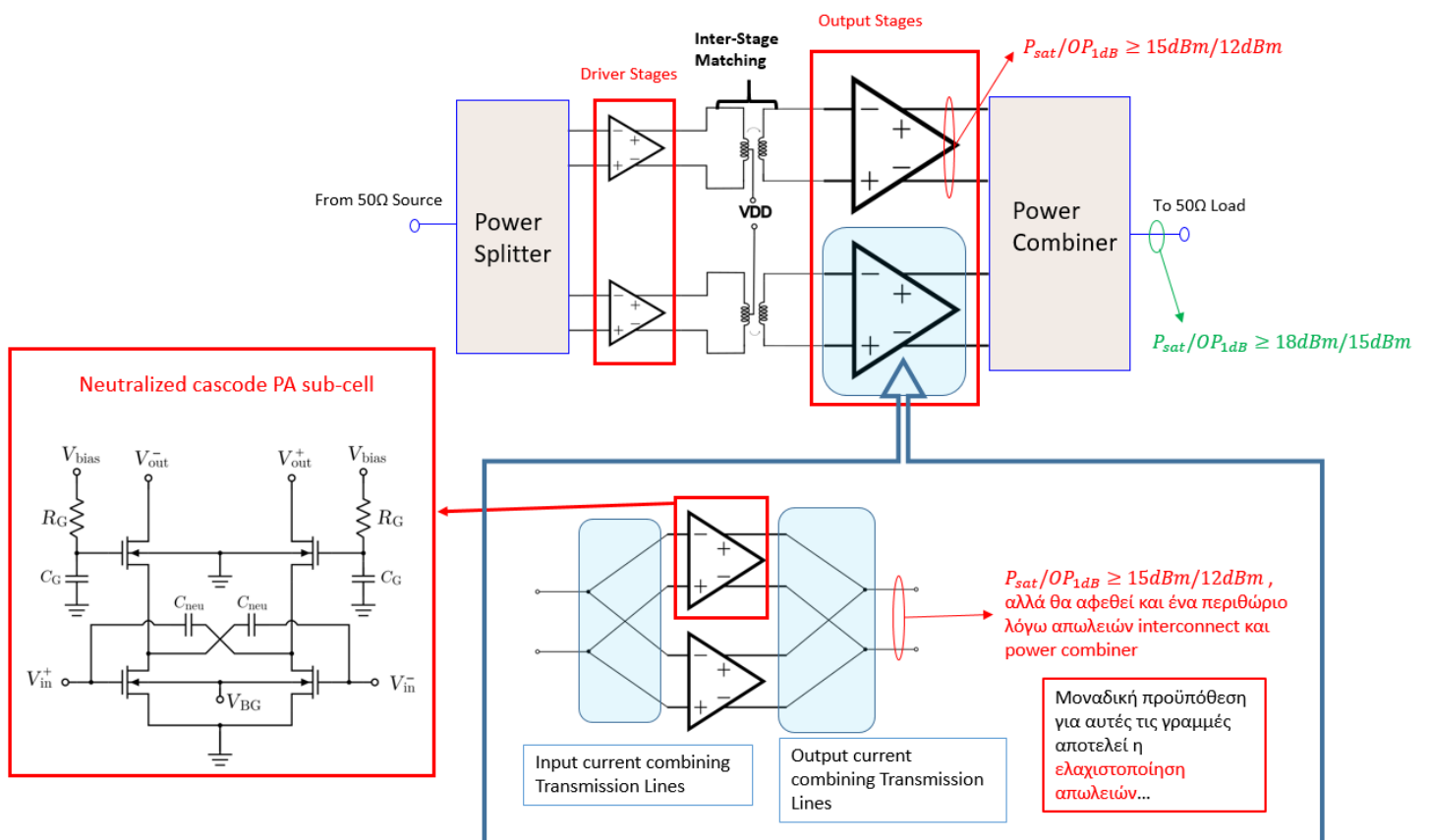
Stability factors and Gain (MAG/MSG) of the neutralized differential CS over C_{neu} capacitance ($4 \times 20\mu\text{m}$, $nf=8$)



Εικόνα 5.33. Μετρήσεις ευστάθειας για διαφορικό ενισχυτή ως προς τη χωρητικότητα του neutralization πυκνωτή, σε κάθε σημείο πόλωσης

5.4.5 Συμπεράσματα για τον Neutralized CS Διαφορικό Ενισχυτή Ισχύος

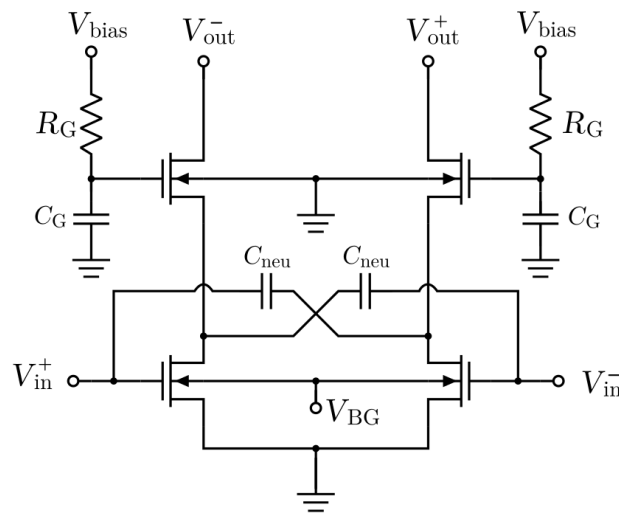
Αρχικά, από τις παραπάνω μετρήσεις, παρατηρείται ότι ο neutralized διαφορικός ενισχυτής ισχύος, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5.19, δεν είναι σε θέση να αποδώσει επίπεδα ισχύος εξόδου κοντά στην επιθυμητή προδιαγραφή των 18dBm . Για τον λόγο αυτό, προτείνεται η χρήση τεχνικής **Power Combining**, μέσω υλοποίησης πολλαπλών παράλληλων μονοπατιών και **κατάλληλων power splitter/combiner δικτύων**, προκειμένου να ενισχυθεί περαιτέρω η συνολική ισχύς εξόδου του ενισχυτή (βλ. παρακάτω κεφάλαια). Επιπλέον, το κέρδος ισχύος του σταδίου αυτού σε deep class AB δεν ξεπερνάει τα 8.2 dB . Επομένως, εκτός της χρήσης ενός ακόμα σταδίου στην είσοδο (driver stage), επιλέγεται και η χρήση **κασκοδικών (cascode) τρανζίστορ στην παραπάνω υλοποίηση**. Η χρήση κασκοδικών τρανζίστορ, πέραν του αυξημένου κέρδους ασθενούς σήματος που προσφέρει, έχει το πλεονέκτημα της υψηλότερης κυμάτωσης τάσης εξόδου (voltage swing). Λόγω αυτού, οι περιορισμοί που εισάγει η χαμηλή $R_{opt} \approx 20\Omega$ του παραπάνω σταδίου για μέγιστη ισχύ OP_{1dB} , «χαλαρώνουν» σημαντικά — ευκολότερη σχεδίαση matching δικτύων. Με βάση τα παραπάνω, το τελικό πλήρες κύκλωμα του ενισχυτή ισχύος (system – level) με τις προσεγγιστικές τιμές ισχύος σε κάθε σημείο, φαίνεται παρακάτω:



Εικόνα 5.34. System - Level σχεδίαση του πλήρους ενισχυτή ισχύος και τοπολογία των PA sub – cell για το στάδιο εξόδου του ενισχυτή, με βάση τα παραπάνω αποτελέσματα

5.5 Σχεδίαση του Neutralized Cascode Διαφορικού Ενισχυτή Ισχύος (PA Output Sub - Cell)

Εφόσον απαιτείται υψηλότερο κέρδος ισχύος για το στάδιο εξόδου (τουλάχιστον $9 - 10dB$) και υψηλότερο voltage swing στην έξοδο, αποφασίστηκε να σχεδιαστεί **κασκοδική τοπολογία με neutralization πυκνωτές (gate – drain neutralization) στα CS τρανζίστορ**. Με βάση τις παρατηρήσεις του προηγούμενου κεφαλαίου και τα tradeoff του ενισχυτή, το sizing των τρανζίστορ δεν αλλάζει και παραμένει στα $4 \times 20\mu m$, όπως και η χωρητικότητα των neutralization πυκνωτών. Για τα κασκοδικά τρανζίστορ, επιλέγεται το ίδιο sizing με τα CS τρανζίστορ, τόσο για λόγους συμμετρίας όσο και επειδή σε ιδανικές συνθήκες υπάρχει η δυνατότητα διπλασιασμού της ισχύος εξόδου — ιδανικά διπλάσιο voltage swing για $2V_{DD}$ έναντι με το απλό CS ενισχυτή — προσφέροντας επαρκές περιθώριο για την επιθυμητή ισχύ εξόδου. Συνεπώς, το τελικό κύκλωμα του επιμέρους ενισχυτή (PA sub – cell) θα είναι το εξής:



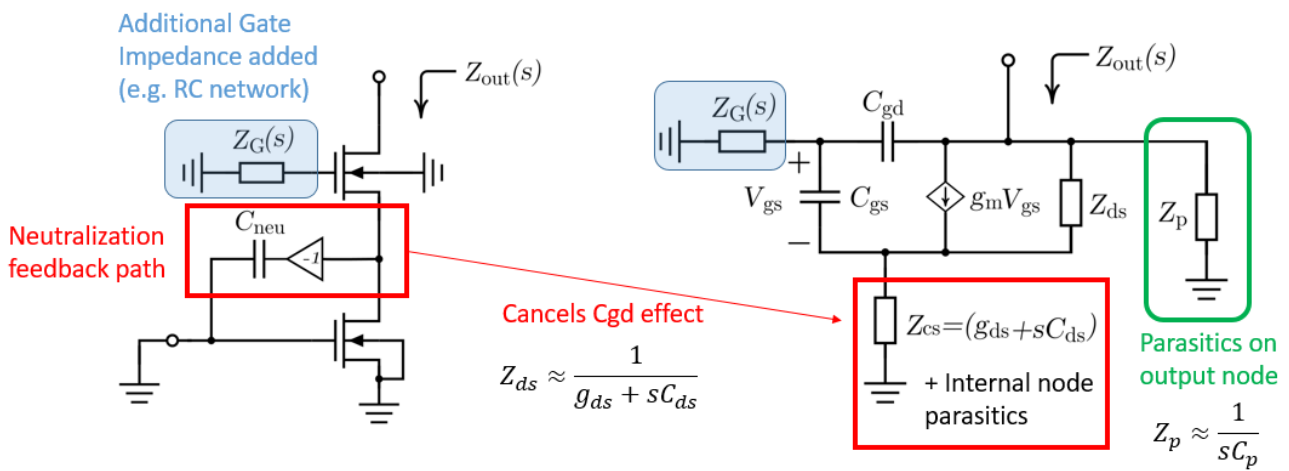
Εικόνα 5.35. Πλήρες κύκλωμα του επιμέρους ενισχυτή: Neutralized Cascode Differential PA

Για το κύκλωμα αυτό σημειώνεται πως η τροφοδοσία που χρησιμοποιήθηκε είναι τα $V_{DD} = 1.8V$, συμβατή με τυπική CMOS $1.8V$ τεχνολογία. Η επιλογή αυτή βασίζεται στους περιορισμούς αξιοπιστίας ως προς το φαινόμενο Hot Carrier Injection (HCI), με μέγιστο επιτρεπτό όριο τα **$0.9V$ ανά τρανζίστορ** για διάρκεια ζωής 100.000 Power – On hours (POH) (βλ. Κεφ. 5.1). Επίσης, λόγω της απαιτούμενης πόλωσης στα $0.3V$ στην πύλη των τρανζίστορ για βέλτιστη γραμμικότητα του ενισχυτή, η τάση V_{bias} ρυθμίστηκε κατάλληλα, με σκοπό η DC τάση στον ενδιάμεσο κόμβο να μην υπερβαίνει τα $0.9V$. Τελικά, επιλέχθηκε: $V_{bias} = 1.3V$, έπειτα από DC προσομοιώσεις.

Παρά τα πλεονεκτήματα που προσφέρει η χρήση κασκοδικών τρανζίστορ στον επιμέρους ενισχυτή, η ύπαρξη αυτών οδηγεί σε σημαντικά προβλήματα με την ευστάθεια αυτού. Αυτό συμβαίνει

διότι ο συνδυασμός υψηλότερου isolation εισόδου – εξόδου μαζί με τα υψηλότερα παρασιτικά στοιχεία που «στοιβάζονται» στον κόμβο εξόδου, οδηγεί σε αρνητικό πραγματικό μέρος της αντίστασης εξόδου του ενισχυτή.

Για να μελετήσουμε κατάλληλα το παραπάνω φαινόμενο, επανερχόμαστε στο AC ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος που περιγράψαμε στο κεφάλαιο (5.3.3) και υπολογίζουμε τις αντίστοιχες παραμέτρους για τα τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν ($W = 4 \times 20\mu m$, $L = L_{min} = 20nm$, $2 \times CPP$) στον παραπάνω ενισχυτή. Αφού εξάγουμε τις παραπάνω τιμές, θα υπολογίσουμε την σχέση που περιγράφει την αντίσταση εξόδου στο παρακάτω ημι – κύκλωμα:



Εικόνα 5.36. AC Ισοδύναμο ημι - κύκλωμα ασθενούς σήματος του επιμέρους ενισχυτή

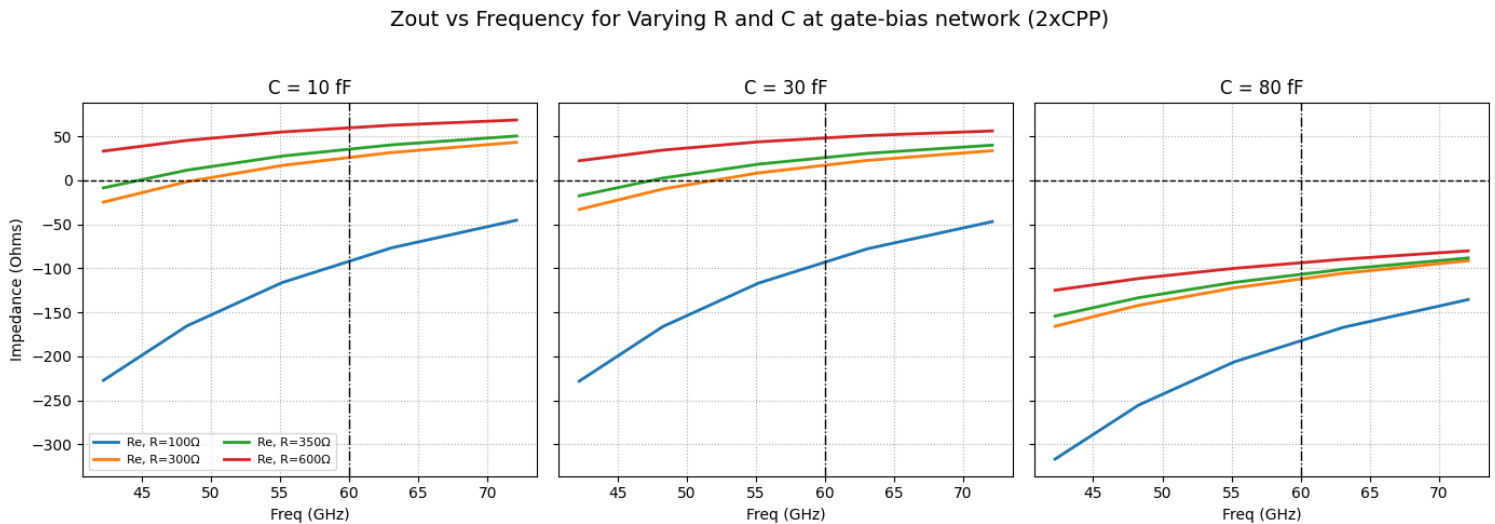
Η επίλυση του παραπάνω κυκλώματος οδηγεί σε μακροσκελή σχέση για την εμπίδηση εξόδου. Ωστόσο, μπορούμε να εξετάσουμε εύκολα μια υπό – περίπτωση του ανωτέρω κυκλώματος, θεωρώντας $\{Z_G(s) = 0 \forall f, C_{gd} \approx 0, Z_p \rightarrow \infty\}$:

$$Z_{out}(s) = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{(-V_{gs} + Z_{ds}I_x)}{I_{out}} = \frac{(Z'_{cs}I_{out} + Z_{ds}(I_{out} + g_m Z'_{cs}I_{out}))}{I_{out}} = Z'_{cs} + Z_{ds} + g_m Z'_{cs} Z_{ds} \xrightarrow{Z'_{cs}, Z_{ds}: Caps} \Rightarrow \boxed{\Re\{Z_{out}(s)\} = -\frac{g_m}{\omega^2 C'_{cs} C_{ds}} < 0}$$

Από την παραπάνω υπό – περίπτωση παρατηρούμε πως για AC γείωση στη πύλη του cascode τρανζίστορ (common – gate συνδεσμολογία) και για χαμηλές παρασιτικές αντιδράσεις / χωρητικότητες στην έξοδο του τρανζίστορ σε σχέση με την σύνδεση στο source, λαμβάνουμε αρνητικό πραγματικό μέρος της αντίστασης εξόδου ανεξαρτήτως συχνότητας, γεγονός που οδηγεί σε ασταθή συμπεριφορά του ενισχυτή σε όλο το φάσμα. Προφανώς η παραπάνω υπό – περίπτωση δεν υφίσταται στην πραγματικότητα, καθώς οι προσεγγίσεις που έγιναν ενδεχομένως να μην ισχύουν (π.χ. υψηλή C_{gd} και μη αμελητέα χωρητικότητα ως προς sub στο κόμβο εξόδου), ενώ το μοντέλο της

εικόνας (5.36) αποτελεί ένα αρκετά απλοποιημένο μοντέλο. Ωστόσο, η παραπάνω θεωρητική προσέγγιση βοηθάει σημαντικά στην διαισθητική κατανόηση του φαινομένου, καθώς πράγματι η διαδρομή ανάδρασης από την έξοδο στο ενδιάμεσο κόμβο των τρανζίστορ φαίνεται να συντέλεσε στην παραπάνω συμπεριφορά. Αν κανείς λάβει υπόψιν και τυχόν μη – ιδανικότητες στην ουδετεροποίηση της C_{gd} των CS τρανζίστορ, τότε εμφανίζονται επιπλέον διαδρομές ανάδρασης προς την είσοδο, που ενδεχομένως να επηρεάζουν εξίσου την ευστάθεια του παραπάνω ενισχυτή.

Με την ίδια διαδικασία με το Κεφ. (5.3.3), βρέθηκαν οι παράμετροι του τρανζίστορ, ενώ το παραπάνω κύκλωμα επιλύθηκε αναλυτικά με σκοπό την πλήρη έκφραση της $Z_{out}(s)$. Από την ανάλυση αυτήν και θεωρώντας τις περιπτώσεις: **1)** $Z_G(s) = 0$ (ιδανική AC γείωση) και **2)** $Z_G(s) = \frac{R}{1+sRC}$ (RC κύκλωμα πόλωσης εικόνας) για διαφορετικές τιμές $\{R, C\}$ κοντά στην ιδανική AC γείωση, λαμβάνουμε τις παρακάτω μετρήσεις για το πραγματικό μέρος της αντίστασης εξόδου:



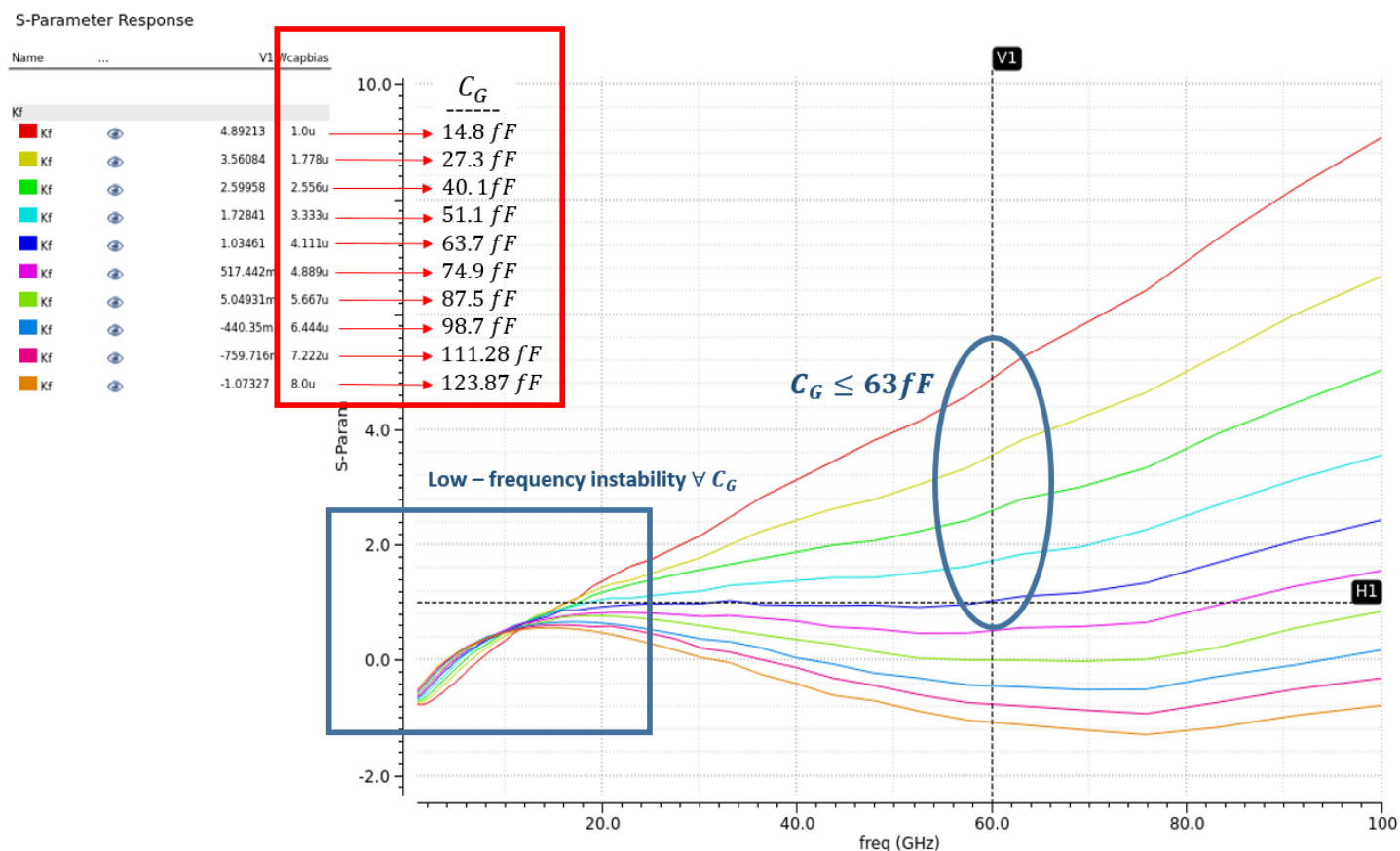
Εικόνα 5.37. Μετρήσεις πραγματικού μέρους της $Z_{out}(s)$ για διαφορετικές τιμές $\{R, C\}$, ενσωματώνοντας κατάλληλα στο κύκλωμα της εικόνας (5.36) τις παραμέτρους των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν

Όπως μπορούμε να δούμε η επιλογή υψηλών τιμών χωρητικότητας στην πύλη (προσέγγιση AC γείωσης) οδηγεί σε **low – frequency αστάθεια** για τον ενισχυτή, όπως ακριβώς επιτυγχάνεται και με την επιλογή χαμηλών τιμών αντίστασης. Πράγματι, ελέγχοντας το εύρος τιμών για ικανοποιητική ευστάθεια του ενισχυτή, μέσω της παραπάνω θεωρητική προσέγγιση λαμβάνουμε τα όρια:

$$\{ C \leq 56.7 \text{ fF} \} \ \& \ \{ R \geq 213 \ \Omega \}$$

Δηλαδή, υπάρχει σημαντικός περιορισμός ως προς την χωρητικότητα στο RC bias δίκτυο της πύλης, απομακρύνοντας την λειτουργία του κασκοδικού τρανζίστορ από τον ιδανικό common – gate ενισχυτή και περιορίζονται σημαντικά το κέρδος ισχύος και την ισχύ εξόδου. Προς επιβεβαίωση του παραπάνω

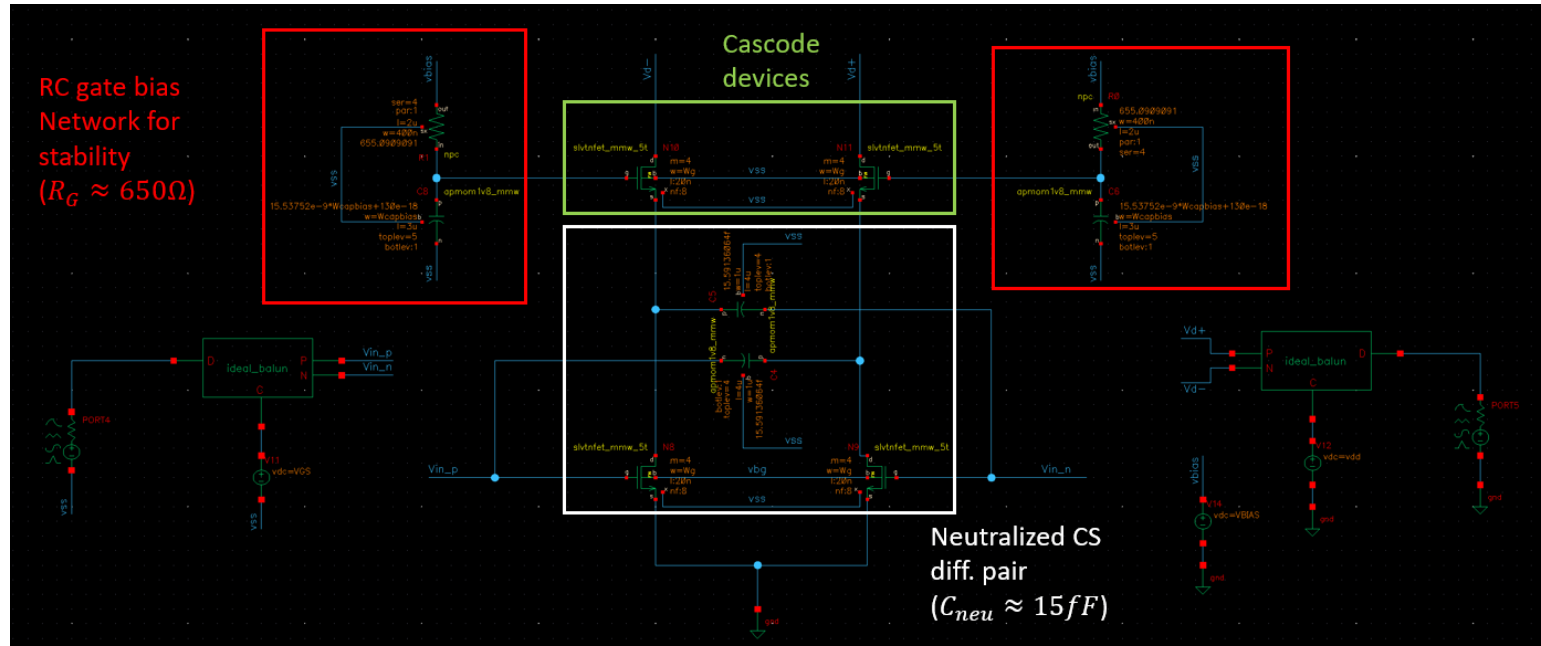
φαινομένου — ευστάθειας υπό όρους του ενισχυτή στις χαμηλές συχνότητες — υλοποιήθηκε το ανωτέρω κύκλωμα του ενισχυτή σε σχηματικό στο Cadence (εικόνα 5.35) και έγιναν μετρήσεις του stability factor μέσω SP ανάλυσης, μεταβάλλοντας το width των πυκνωτών του RC, για $R = 655 \Omega$:



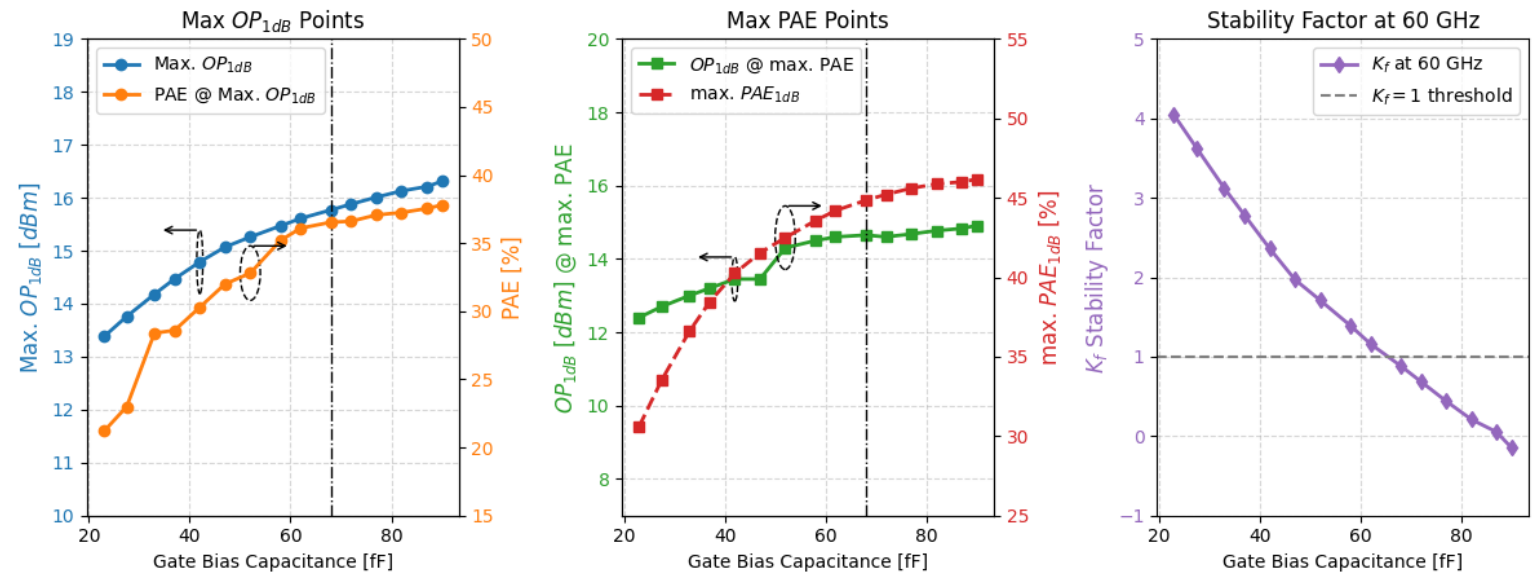
Εικόνα 5.38. Stability factor του επιμέρους ενισχυτή ως προς τη συχνότητα, για διάφορες τιμές της χωρητικότητας C_G

Πράγματι, όπως παρατηρείται, το κύκλωμα παρουσιάζει υπό όρους ευστάθειας για κάθε τιμή χωρητικότητας του RC δικτύου στις **χαμηλές συχνότητες** (κάτω των 10GHz). Ωστόσο, ευστάθεια άνευ όρων επιτυγχάνεται μόνο για **χαμηλές τιμές χωρητικότητας**, έως και 63 fF, στην περιοχή των **60GHz**. Επομένως, οι ανωτέρω θεωρητικές προσεγγίσεις αποδίδουν επαρκώς την αναμενόμενη συμπεριφορά του κυκλώματος, όσον αφορά την ευστάθεια αυτού. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, η χρήση οσοδήποτε χαμηλής τιμής χωρητικότητας δεν εξυπηρετεί πλήρως τις απαιτήσεις του ενισχυτή για υψηλή ισχύς εξόδου, υψηλή αποδοτικότητα και κέρδος ισχύος. Στην πραγματικότητα, όπως φαίνεται και στην εικόνα (5.36), αγνοώντας την χωρητικότητα C_{gd} , δημιουργείται ένας διαιρέτης τάσης μεταξύ της παρασιτικής χωρητικότητας C_{gs} και της επιπλέον χωρητικότητας πύλης του RC δικτύου C_G , με συνέπεια η πύλη του τρανζίστορ να εμφανίζει σημαντική κυμάτωση σήματος στα 60GHz. Αυτή η διαμόρφωση της τάσης πύλης, μειώνει σημαντικά το swing της τάσης εξόδου του κασκοδικού τρανζίστορ και οδηγεί τελικά σε χαμηλότερη ισχύς εξόδου.

Για τους παραπάνω λόγους, είναι απαραίτητο να γίνει κατάλληλο sizing του πυκνωτή C_G λαμβάνοντας υπόψιν τις βέλτιστες τιμές ισχύος OP_{1dB} και αποδοτικότητας PAE_{1dB} που μπορεί να πετύχει ο επιμέρους ενισχυτής. Για να το πετύχουμε αυτό, θα εφαρμοστεί πλήθος προσομοιώσεων Load – Pull στο 1dB compression point του ενισχυτή (ίδια settings προσομοίωσης από Κεφ. 5.4.1) και καταγραφή των optimum σημείων ισχύος και PAE, με αντίσταση $R_G = 655\Omega$ και μεταβολή της χωρητικότητας C_G (από αλλαγές στο width του `aprom1v8_mmw`). Το σχηματικό του testbench, καθώς και οι μετρήσεις των προσομοιώσεων Load – Pull φαίνονται παρακάτω:

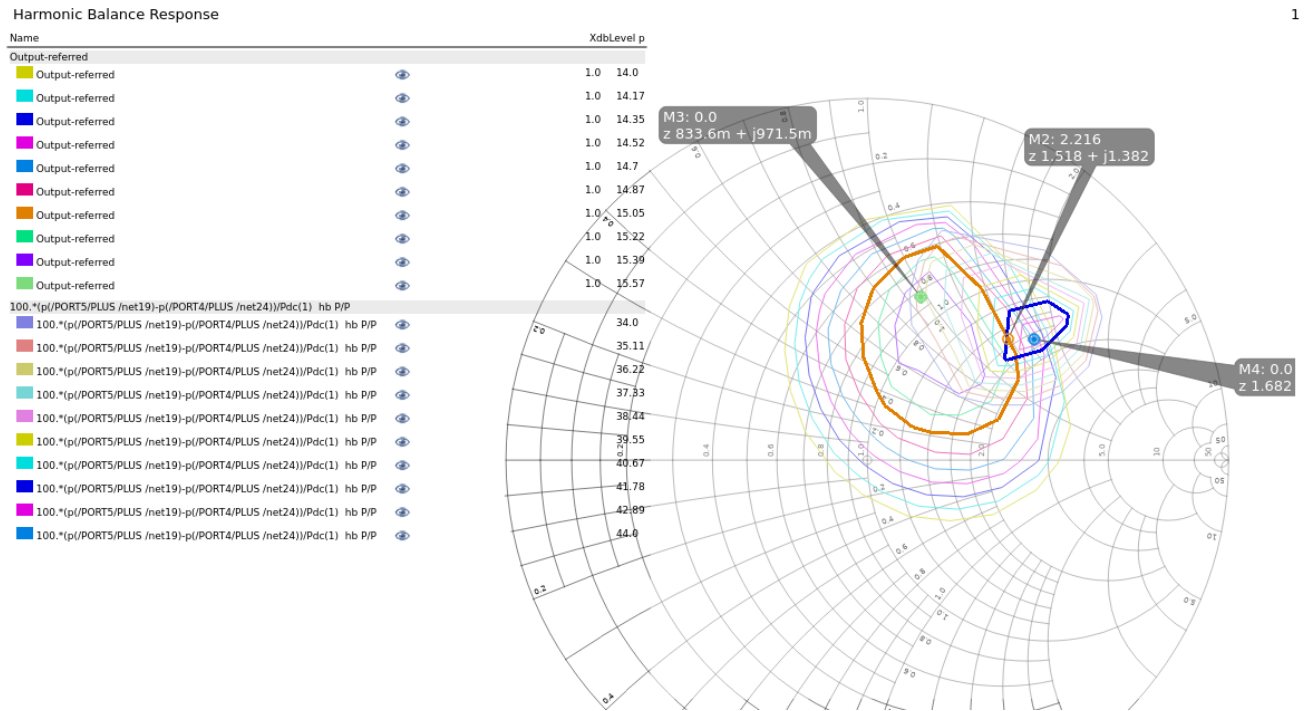


Load-pull simulation @ 60GHz: Effects of Gate Bias Capacitance



Εικόνα 5.39. Σχηματικό προσομοίωσης του επιμέρους ενισχυτή και αποτελέσματα μετρήσεων Load – Pull για την ισχύ εξόδου και την αποδοτικότητα του επιμέρους ενισχυτή, συναρτήσεις της χωρητικότητας C_G του RC δικτύου πόλωσης (ιδανικά Balun).

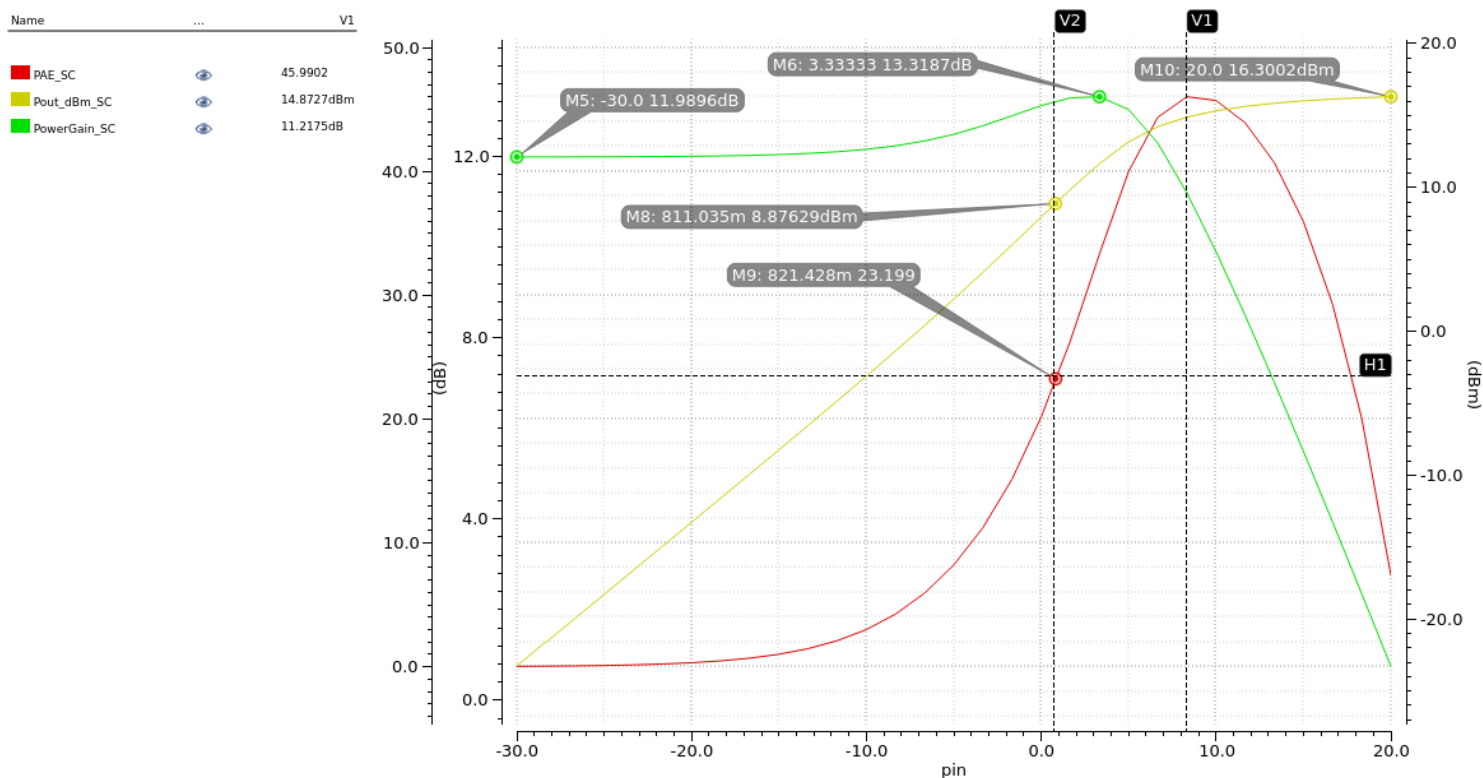
Από την παραπάνω ανάλυση, παρατηρούμε πως υπάρχει πράγματι ένα βέλτιστο σημείο που ικανοποιεί τόσο την ευστάθεια άνευ όρων του ενισχυτή, όσο και τις απαιτήσεις για υψηλή ισχύ OP_{1dB} και αποδοτικότητα και αυτό είναι κοντά στα $60fF$ ($W_{cap} \approx 4\mu m$). Στο σημείο αυτό, λαμβάνουμε τα παρακάτω Load – Pull Power / PAE contours, ενώ φαίνεται και το optimum φορτίο ($Z_{opt} \approx 75 + j70$) που επιλέχθηκε με σκοπό να πέτυχουμε $OP_{1dB} \approx 15dBm$ με βέλτιστο PAE, για τον επιμέρους ενισχυτή:



Εικόνα 5.40. OP_{1dB} / PAE Load - Pull Contours @ $C_G = 60fF$

Σημειώνεται πως για τις ανωτέρω μετρήσεις, οι μετρήσεις των PAE contours ως προς το φορτίο αφορούν ένα σημείο ισχύος εισόδου (π.χ. $P_{in} = 0dBm$), σε αντίθεση με τις μετρήσεις του OP_{1dB} που ο προσομοιωτής (SpectreRF) μεταβάλλει δυναμικά και την ισχύς εισόδου με σκοπό να υπολογίσει σε κάθε φορτίο την ισχύ στο 1dB compression point. Τερματίζοντας τον ενισχυτή με το παραπάνω φορτίο, παρατηρούμε τα εξής αποτελέσματα:

1st Order freq	expr	"cadar(setoff(x harmonicFreqList(?result \"hb_fd\") equal(c...			
compressionCurves	expr	compressionVRI(Curves(v(\"/net19\" ?result \"hb_fd\") '1 ?port...			
ldc_largeSignal_perBranch	expr	(ih(\"hb \"/V12/PLUS\" '(0)) / 2)			
Pout_dBm_SC	expr	dbm(pvi(\"hb \"/net19\" 0 \"/PORT5/PLUS\" 0 '(1)))			
PAE_SC	expr	((100.0 * harmonic((spectralPower((\"/PORT5/PLUS\" ?resul...			
PowerGain_SC	expr	db10((pvi(\"hb \"/net19\" 0 \"/PORT5/PLUS\" 0 '(1)) / (- pvi(\"hb \"/>			
Kf@60GHz	expr	value(Kf 6e+10 ?scale '(roundDown))	1.2		
Iq	expr	(- real(value(ldc_largeSignal_perBranch -30 ?scale '(round...	3.705m		
IP1dB	expr	compressionVRI(vi(\"/net19\" ?result \"hb_fd\") '1 ?port i(\"/PO...	9.467		
Psat	expr	ymax(Pout_dBm_SC)	16.3		> 15
OP1dB	expr	compressionVRI(vi(\"/net19\" ?result \"hb_fd\") '1 ?port i(\"/PO...	15.18		> 15
PAEmax	expr	ymax(PAE_SC)	46.02		> 35
PAE1dB	expr	value(PAE_SC IP1dB ?scale '(roundDown))	46.02		> 30
peakGain	expr	ymax(PowerGain_SC)	13.32		> 10
ssGain	expr	value(PowerGain_SC -30 ?scale '(roundDown))	11.99		> 9
Pdc	expr	pvi(\"hb \"/net25\" 0 \"/V12/PLUS\" 0 '(0))			
Pdc@IP1dB	expr	value((- Pdc IP1dB ?scale '(roundDown))	61.84m		



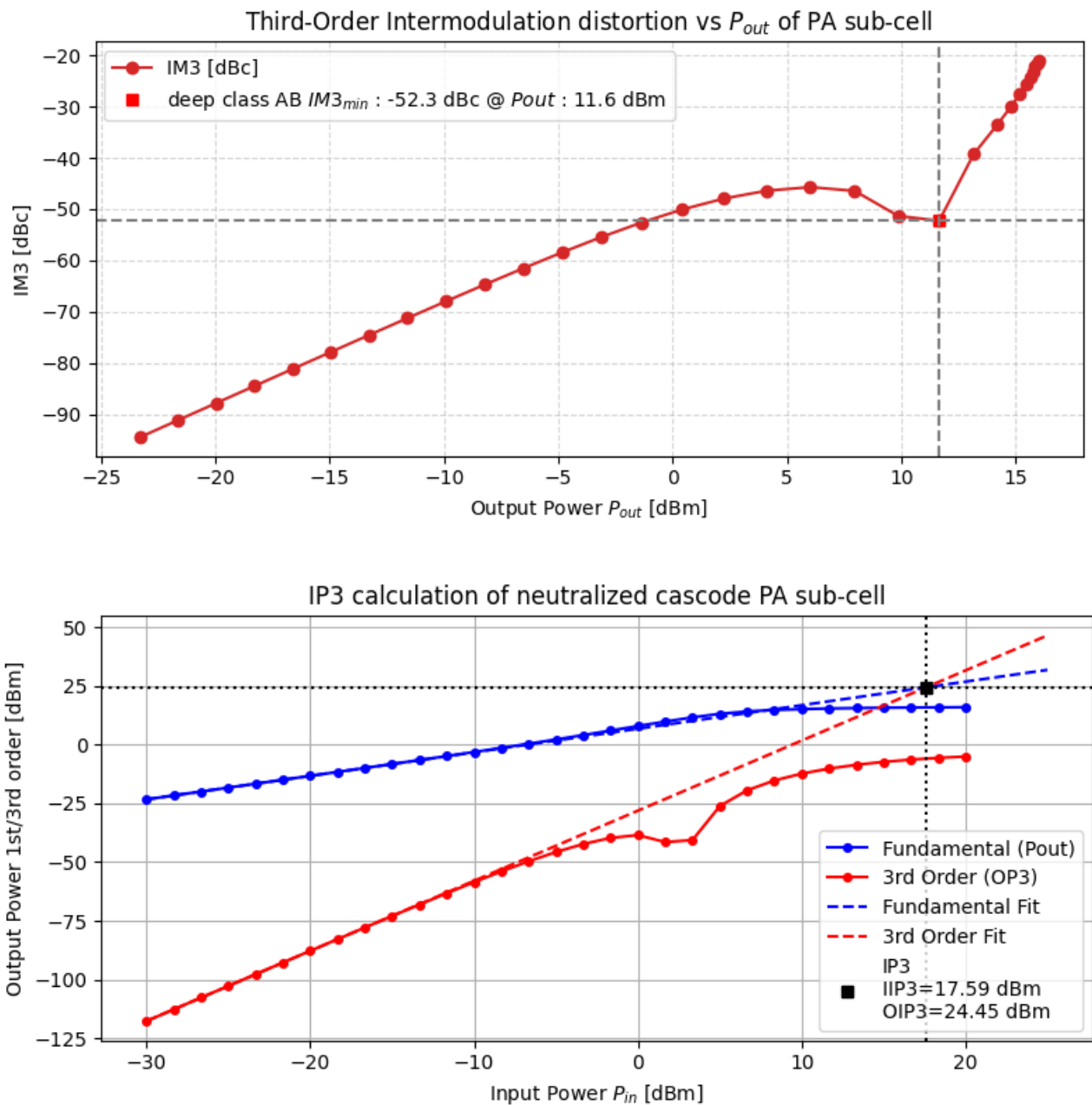
Εικόνα 5.41. Μετρήσεις για το παραπάνω φορτίο και χαρακτηριστικές ισχύος εξόδου, αποδοτικότητας και κέρδους ισχύος ως προς ισχύ εισόδου

5.5.1 Σύγκριση με τον Neutralized CS Διαφορικό Ενισχυτή Ισχύος

Συγκρίνοντας την παρούσα κασκοδική υλοποίηση του ενισχυτή με τη σχεδίαση του neutralized διαφορικού CS ενισχυτή, διαπιστώνεται σημαντική βελτίωση τόσο στο κέρδος ασθενούς σήματος όσο και ισχυρού σήματος, φτάνοντας τα 12dB και 13dB αντίστοιχα — σε σύγκριση με τα ~ 8dB της αρχικής τοπολογίας (βλ. εικόνα 5.31 για $V_{GS} = 0.3V$), γεγονός που αποτέλεσε και τον βασικό λόγο μετάβασης στην κασκοδική αρχιτεκτονική. Ως αποτέλεσμα, η ισχύς εξόδου έχει σχεδόν διπλασιαστεί, σημειώνοντας αύξηση περίπου +3dBm, με την ισχύ κορεσμού να φτάνει τα 16dBm. Το θετικό είναι ότι αυτή η βελτίωση επιτυγχάνεται χωρίς σημαντική υποβάθμιση της αποδοτικότητας ή αύξηση των απωλειών ισχύος στα τρανζίστορ, καθώς η απόδοση παραμένει σε υψηλά επίπεδα ($PAE > 40\%$). Το εν λόγω επίπεδο εξόδου προσφέρει ικανοποιητικό περιθώριο για πιθανές απώλειες που μπορεί να προκύψουν από τα δίκτυα εξόδου και τις παρασιτικές επιδράσεις των διασυνδέσεων, ενώ το optimum φορτίο μπορεί να προσαρμοστεί αρκετά πιο εύκολα σε 50Ω (single) / 100Ω (differential) τερματισμούς.

5.5.2 Μετρήσεις Γραμμικότητας για τον Neutralized Cascode Διαφορικό Ενισχυτή

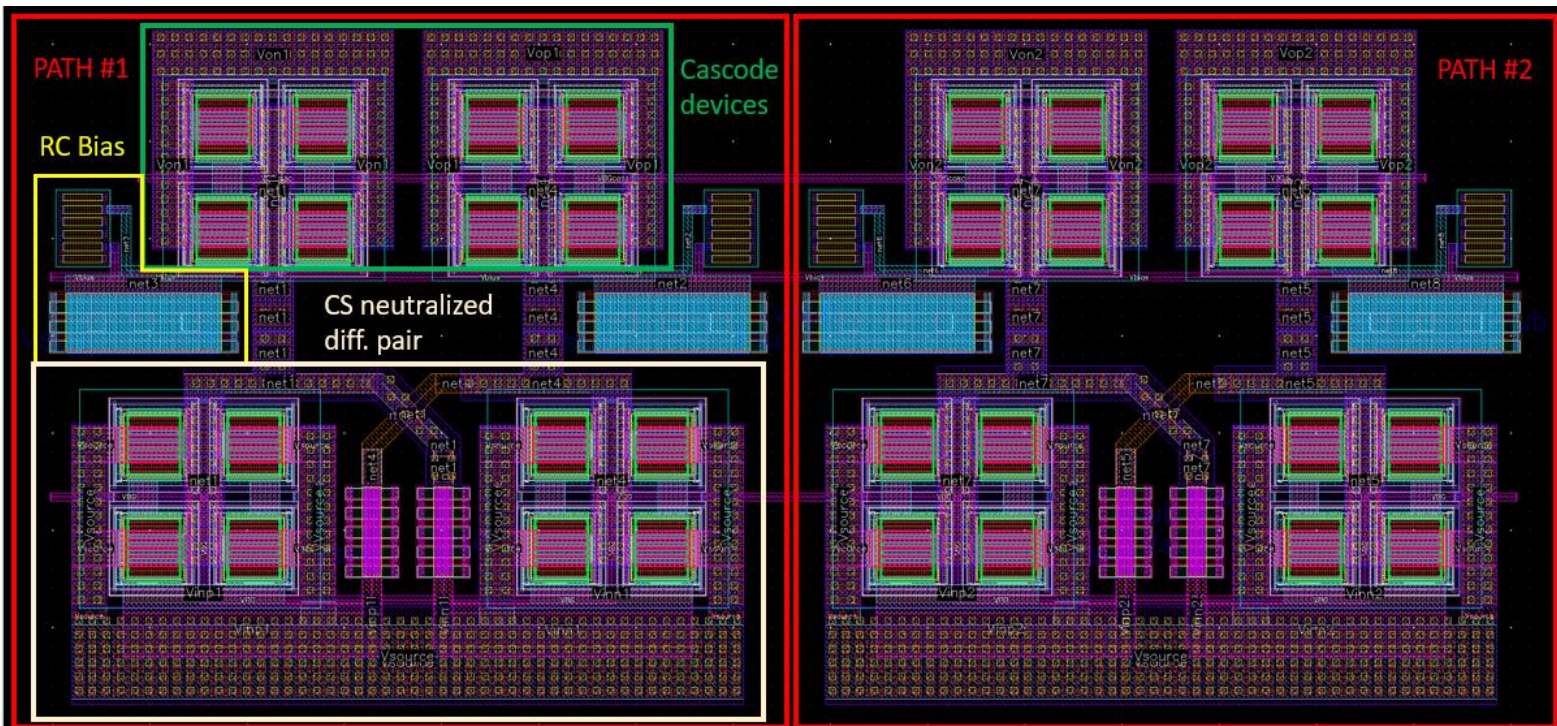
Προχωρώντας την ανάλυση θέλουμε να εξετάσουμε εάν εμφανίζονται σημαντικές μεταβολές στα μη – γραμμικά προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης του ενισχυτή, ύστερα από τη προσθήκη του κασκοδικού τρανζίστορ. Με βάση την θεωρία και την ανάλυση πόλωσης που αναφέραμε δεν περιμένουμε μεγάλες μεταβολές του IM_3 , ενώ για το σημείο τομής IP_3 αναμένουμε ελάχιστη αύξηση του OIP_3 ως αποτέλεσμα του υψηλότερου κέρδους ισχύος — απαιτείται μεγαλύτερο input drive για να γίνουν τα προϊόντα ισχύος σε συχνότητες $(2f_1 - f_2)$ (20MHz spacing) ίσα με την ισχύ 1^{ης} αρμονικής σε single – carrier σήμα στα 60GHz:



Εικόνα 5.42. Μετρήσεις IM_3 και IP_3 σημείου για μη – γραμμικούς 3ης τάξης για τον neutralized κασκοδικό διαφορικό ενισχυτή

5.6 Φυσικός Σχεδιασμός του Neutralized Cascode Διαφορικού Ενισχυτή

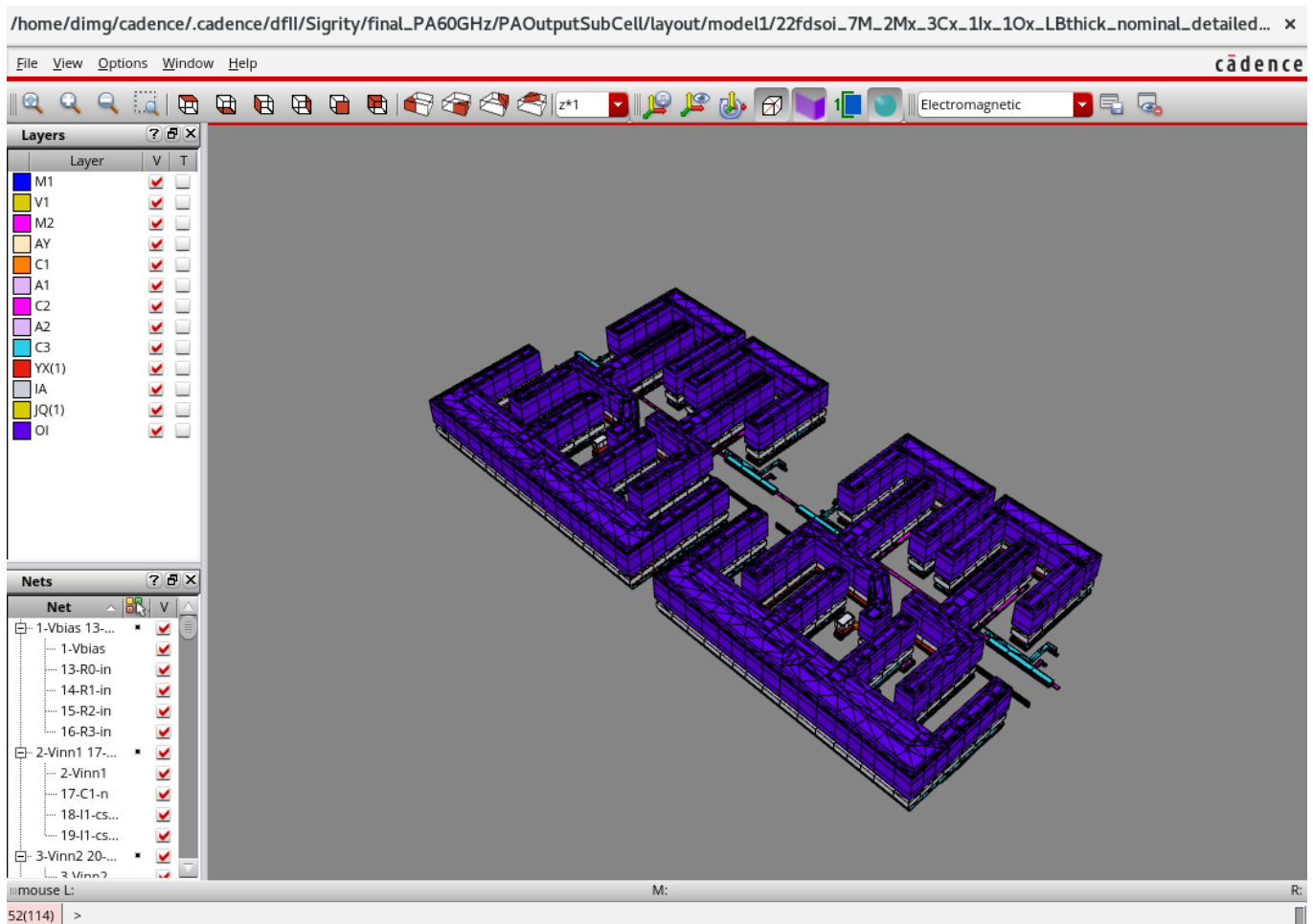
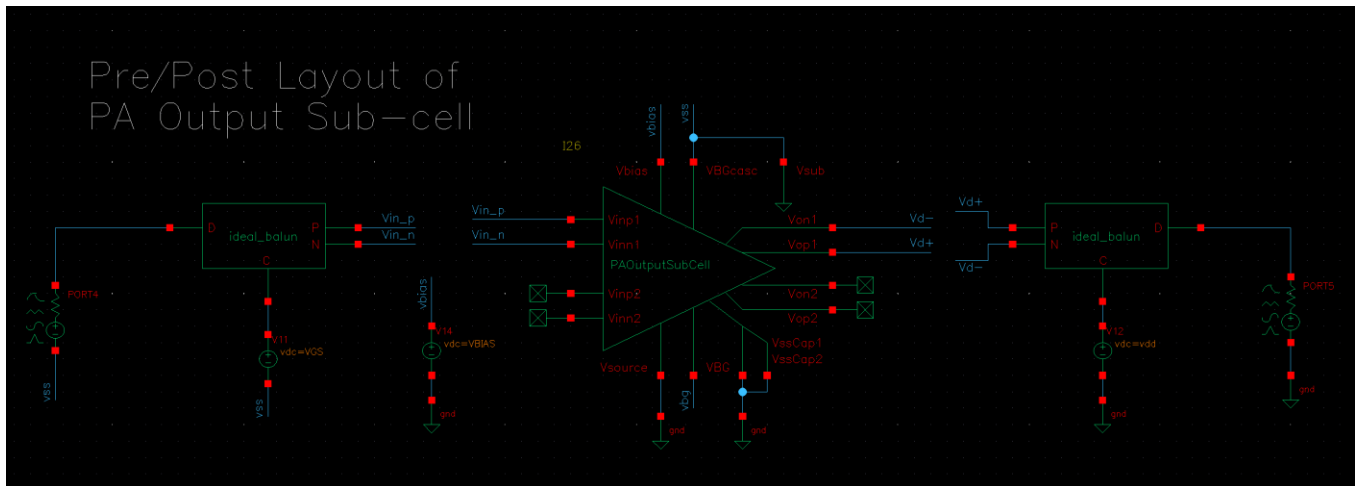
Έχοντας ολοκληρώσει τις βασικές μετρήσεις που απαιτούνται για τον neutralized κασκοδικό διαφορικό ενισχυτή, θα προχωρήσουμε στην σχεδίαση του, σε φυσικό επίπεδο. Από προηγούμενο κεφάλαιο (Κεφ. 5.4.2), έχουμε μελετήσει ήδη την ροή σχεδίασης του layout για τον CS διαφορικό ενισχυτή με τους neutralization πυκνωτές και έχουν ληφθεί post – layout μετρήσεις σε ισχυρό σήμα, δίχως σημαντική υποβάθμιση στην επίδοση αυτού. Για τον κασκοδικό ενισχυτή ανωτέρω, θα ακολουθήσουμε αντίστοιχη ροή σχεδίασης, προσθέτοντας απλώς το κασκοδικό ζεύγος με τα δίκτυα RC για την πόλωση αυτού, δίχως να μεταβάλλουμε το τμήμα των CS τρανζίστορ με τους neutralization πυκνωτές, που σχεδιάσαμε προηγουμένως. Τελικώς, το layout του επιμέρους ενισχυτή (**PA Output Sub-Cell**) θα είναι το παρακάτω :



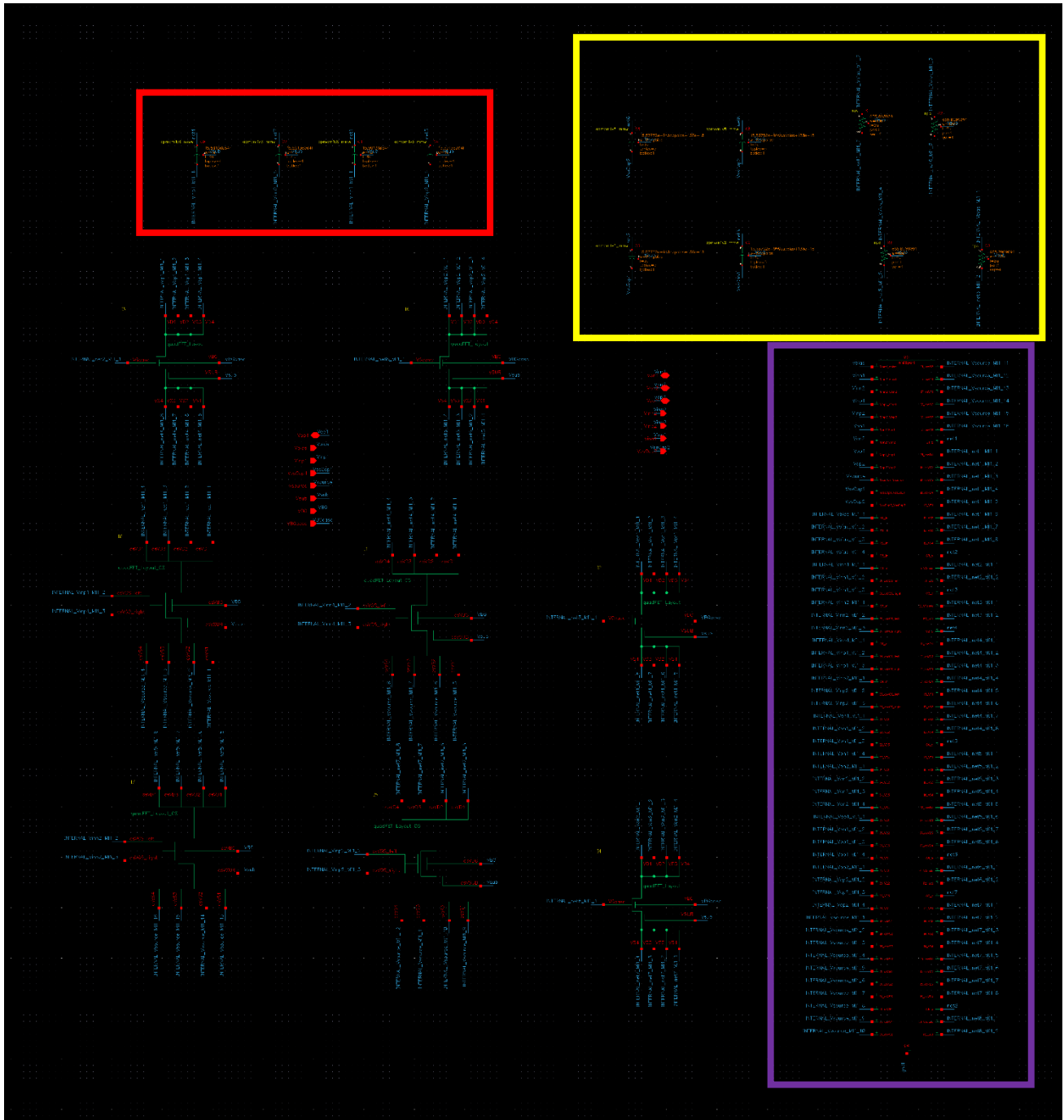
Εικόνα 5.43. Layout των επιμέρους neutralized cascode διαφορικών ενισχυτών του ενός path του πλήρους ενισχυτή ισχύος

Όπως μπορούμε να δούμε χρησιμοποιήθηκε κοινό layout και για τους 2 επιμέρους ενισχυτές του ενός path (βλ. 5.34). Ο λόγος που έγινε αυτό είναι έτσι ώστε να μελετηθούν κατάλληλα τυχόν παρασιτικές διαδρομές σήματος μεταξύ των υπό – ενισχυτών (crosstalk / isolation). Όλες οι παραπάνω διασυνδέσεις και αποστάσεις μεταξύ στοιχείων / γραμμών ικανοποιούν πλήρως τους κανόνες σχεδίασης στην τεχνολογία GF22 – FDX, ενώ όλες οι γραμμές μετάλλων έχουν πλάτος επαρκώς μεγαλύτερο από τα όρια που υφίστανται για το electromigration ($100^{\circ}\text{C}/10^5 \text{ PoH}$) στο DC/AC-rms ρεύμα που τις διαρρέει.

Στην συνέχεια, για το παραπάνω layout θα εφαρμοστεί H/M προσομοίωση για όλα τα interconnects που περιλαμβάνει, μέσω του EMX πακέτου. Κατά την ολοκλήρωση αυτού, θα εξάγουμε, όπως και στον CS neutralized ενισχυτή, ένα αρχείο σχηματικού (schematic_sparam), το οποίο θα περιλαμβάνει όλα τα στοιχεία μαζί με ένα πολύ – θυρό δίκτυο που μοντελοποιεί όλες τις διασυνδέσεις του layout, μέσω του πίνακα S.



Εικόνα 5.44. Σχηματικό testbench για τον (PA Output Sub-Cell) ενισχυτή (δεν χρησιμοποιείται το PATH #2) και το mesh που θα προσομοιωθεί στο EMX για όλα τα interconnects του layout του επιμέρους ενισχυτή κάθε path



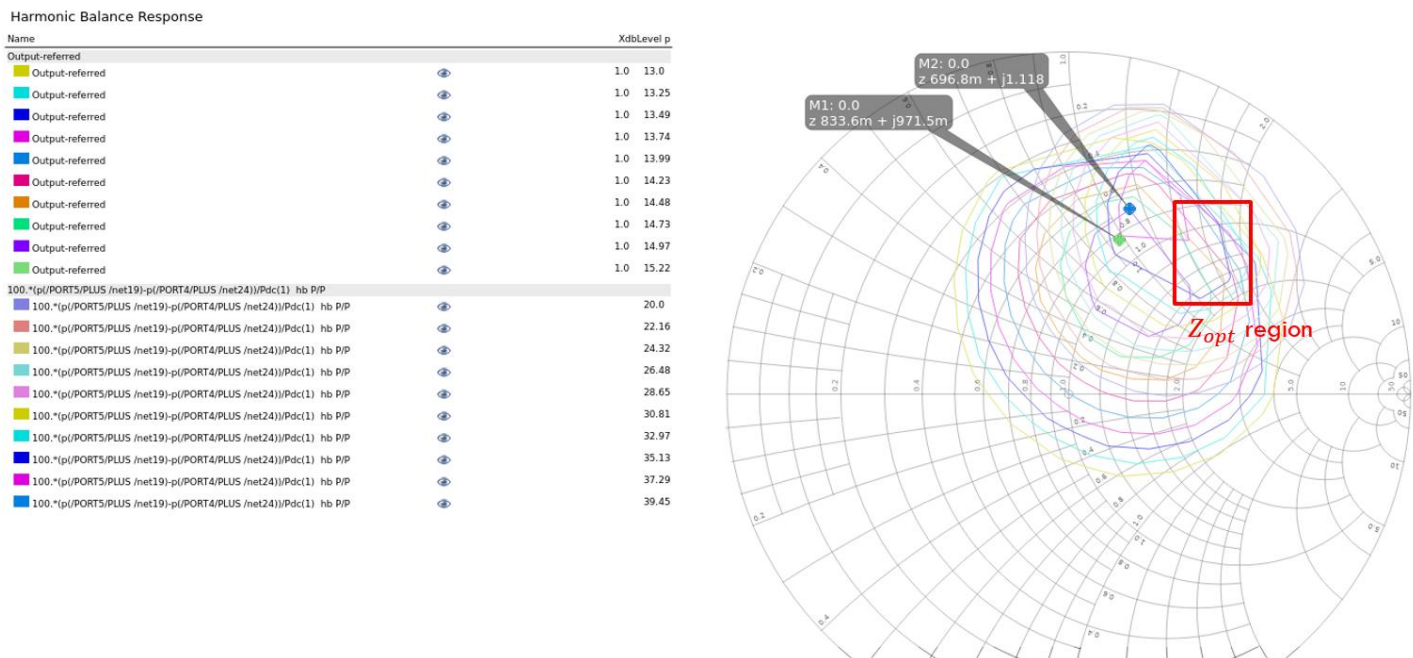
Εικόνα 5.45. (*schematic_sparam*) σχηματικό που δημιουργείται από το EMX με το ενσωματωμένο πολύ - θύρο που μοντελοποιεί όλα τα interconnect

Όπως αναφέρθηκε και στο Κεφ. 5.4.2, τα τέσσερα κασκοδικά τρανζίστορ του ζεύγους εντάχθηκαν σε ξεχωριστό layout, επί του οποίου εκτελέστηκε parasitic extraction. Σκοπός της διαδικασίας ήταν η κατάλληλη μοντελοποίηση όλων των παρασιτικών στοιχείων τύπου RLC που εμφανίζονται μεταξύ των τρανζίστορ και του εξωτερικού guard ring. Η μοντελοποίηση επιτεύχθηκε μέσω του **Calibre xACT - 3D**, το οποίο ενσωματώνει τις παρασιτικές συνιστώσες στο τελικό netlist για εξομοίωση ακριβείας.

5.7 Επίδοση ισχυρού σήματος του Neutralized Cascode Διαφορικού Σταδίου Εξόδου (PA Output Sub – Cell) σε Pre/Post – Layout επίπεδο

Έχοντας ολοκληρώσει τον φυσικό σχεδιασμό κασκοδικού σταδίου εξόδου, που αφορά το ένα path του ολικού ενισχυτή, στο παρόν κεφάλαιο θα εξετάσουμε την επίδοση του σταδίου αυτού, καθώς και την σύγκριση επίδοσης του ενισχυτή, μεταξύ σχηματικού και φυσικού σχεδιασμού.

Ξεκινώντας θα εφαρμόσουμε Load – Pull προσομοίωση στο 1dB compression point, με σκοπό να εξετάσουμε ποιες είναι οι βέλτιστες επιδόσεις σε ισχύ εξόδου OP_{1dB} και αποδοτικότητα PAE για την φυσική υλοποίηση του neutralized κασκοδικού διαφορικού ενισχυτή, στο testbench της εικόνας (5.42). Στη παρακάτω εικόνα, παρουσιάζονται τα Power / PAE contours στο 1dB compression point, όπως προκύπτουν από την Load - Pull ανάλυση :



Εικόνα 5.46. OP_{1dB} / PAE contours στο 1dB compression point, ύστερα από Load -Pull ανάλυση στον κασκοδικό neutralized ενισχυτή, σε post – layout επίπεδο

Από τις καμπύλες αυτές παρατηρούμε τα εξής:

- Σημαντική μείωση του ωμικού και επαγωγικού μέρους των optimum εμπεδήσεων φορτίου $Z_{L_{opt}(PAE)}$ για βελτιστοποίηση ως προς την αποδοτικότητα, γεγονός που οφείλεται στις επιπλέον γραμμές μεταφοράς που συνδέουν τα στοιχεία μεταξύ τους στο layout. Όσον αφορά το optimum φορτίο για μέγιστη ισχύς OP_{1dB} δεν έχει μεταβληθεί.
- Ενώ η μέγιστη ισχύς στο 1dB compression point που μπορεί να παρέχει ο ενισχυτής δεν έχει μεταβληθεί σημαντικά, υπάρχει μείωση της αντίστοιχης βέλτιστης αποδοτικότητας, εάν παρατηρήσουμε και την pre-layout Load- Pull ανάλυση στην εικόνα (5.39). Αυτή η μείωση

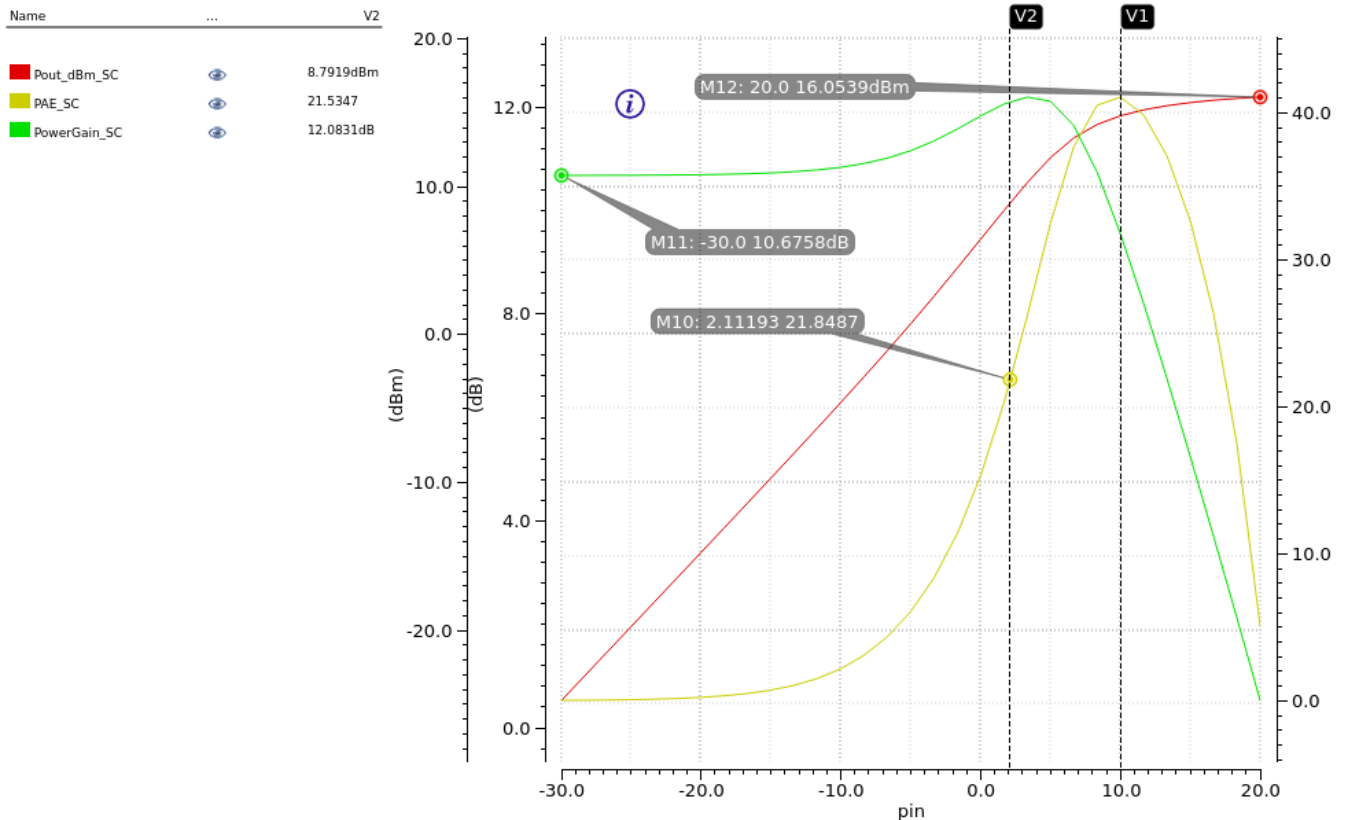
οφείλεται ενδεχομένως στο χαμηλότερο κέρδος ισχύος που περιμένουμε να έχει ο ενισχυτής λόγω επιπλέον παρασιτικών αντιδράσεων, μέσω του layout.

Με βάση τα ανωτέρω tradeoff και διαφορετικές δοκιμές, επιλέχθηκε optimum φορτίο για την post – layout σχεδίαση στα $Z_{opt} \approx 50 + j60$, ενώ αυξήθηκε ελάχιστα ο πυκνωτής C_C στα $74fF$ για το ίδιο stability factor $k_f \approx 1.2$. Η ισχύς OP_{1dB} παραμένει σε επίπεδα πάνω από 15dBm και συγχρόνως ο ενισχυτής υποστηρίζει υψηλή αποδοτικότητα. Σύμφωνα με αυτά λαμβάνουμε την παρακάτω επίδοση ισχυρού σήματος του ενισχυτή, σε post – layout configuration (**calibre**: Τρανζίστορ, **EMX**: interconnects):

1st Order freq	expr	"cadar(setof(x harmonicFreqList(?result \"hb_fd\") e...				
compressionCurves	expr	compressionVRICurves(v(\"/net19\" ?result \"hb_fd\") '...				
ldc_largeSignal_perBranch	expr	(ih('hb "/V12/PLUS" '0)) / 2)				
Pout_dBm_SC	expr	dbm(pvi('hb "/net19" 0 "/PORT5/PLUS" 0 '1)))				
PAE_SC	expr	((100.0 * harmonic((spectralPower(i("/PORT5/PLUS" ...				
PowerGain_SC	expr	db10((pvi('hb "/net19" 0 "/PORT5/PLUS" 0 '1)) / (- pv...				
Kf@60GHz	expr	value(Kf 6e+10 ?scale '(roundDown))	1.128	✓		
Iq	expr	(- real(value(ldc_largeSignal_perBranch -30 ?scale '(r...	3.602m	✓		
IP1dB	expr	compressionVRI(v(\"/net19\" ?result \"hb_fd\") '1 ?ipor...	10.64	✓		
Psat	expr	ymax(Pout_dBm_SC)	16.1	✓		> 15
OP1dB	expr	compressionVRI(v(\"/net19\" ?result \"hb_fd\") '1 ?ipor...	15.01	✓		> 15
PAEmax	expr	ymax(PAE_SC)	41.67	✓		> 35
PAE1dB	expr	value(PAE_SC IP1dB ?scale '(roundDown))	41.67	✓		> 30
peakGain	expr	ymax(PowerGain_SC)	12.27	✓		> 10
ssGain	expr	value(PowerGain_SC -30 ?scale '(roundDown))	10.79	✓		> 9

Pout_dBm_SC:PAE_SC:PowerGain_SC

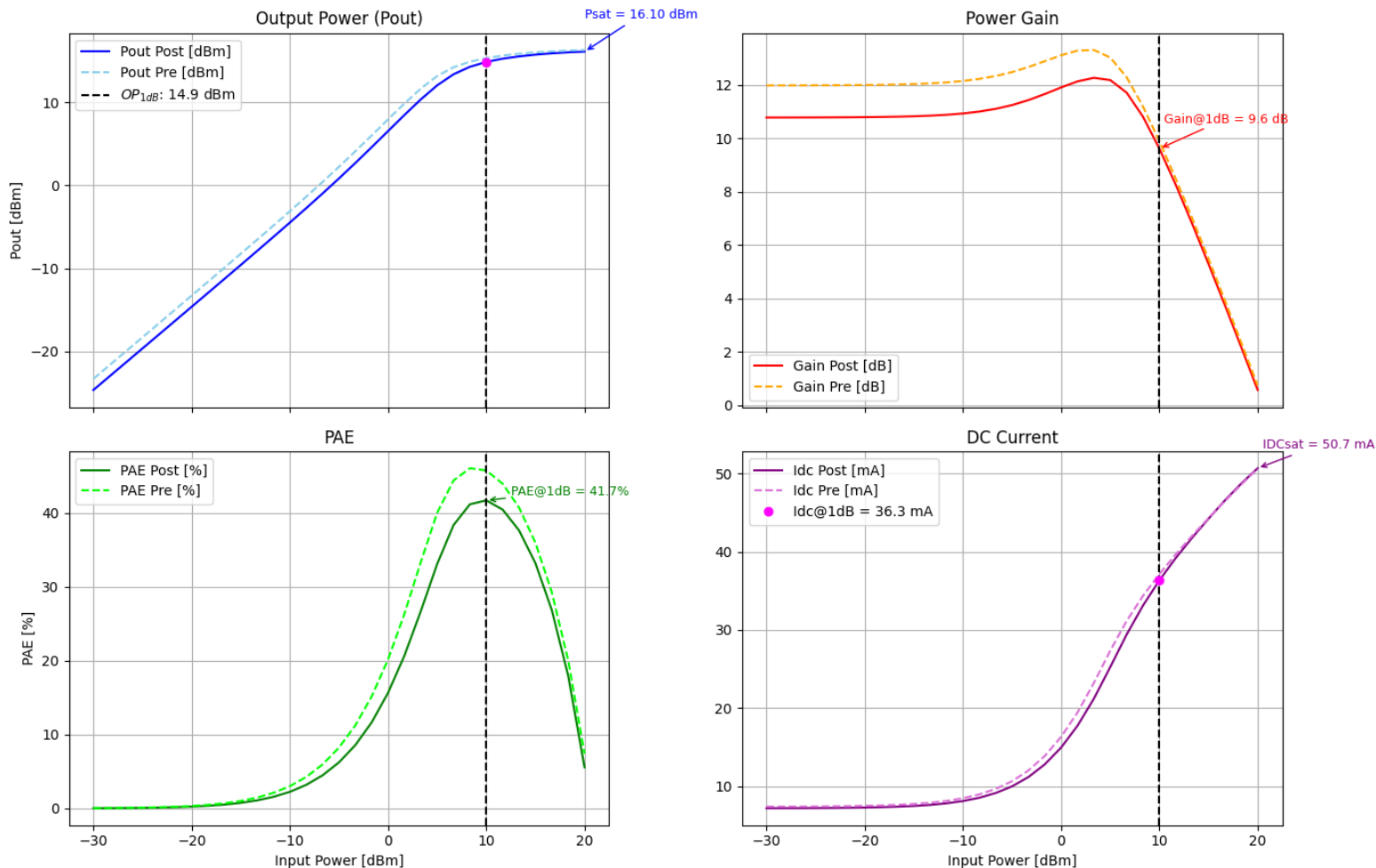
Tue Jun 10 12:00:12 2025 2



Εικόνα 5.47. Large-signal performance του neutralized cascode διαφορικού ενισχυτή ισχύος ενός path, με βάση την προσομοίωση της εικόνας (5.42)

5.7.1 Σύγκριση Επίδοσης σε Ισχυρό σήμα για τον Neutralized Cascode Διαφορικό Ενισχυτή σε pre/post – layout configuration

Post vs Pre-layout Metrics of the neutralized cascode PA sub - cell

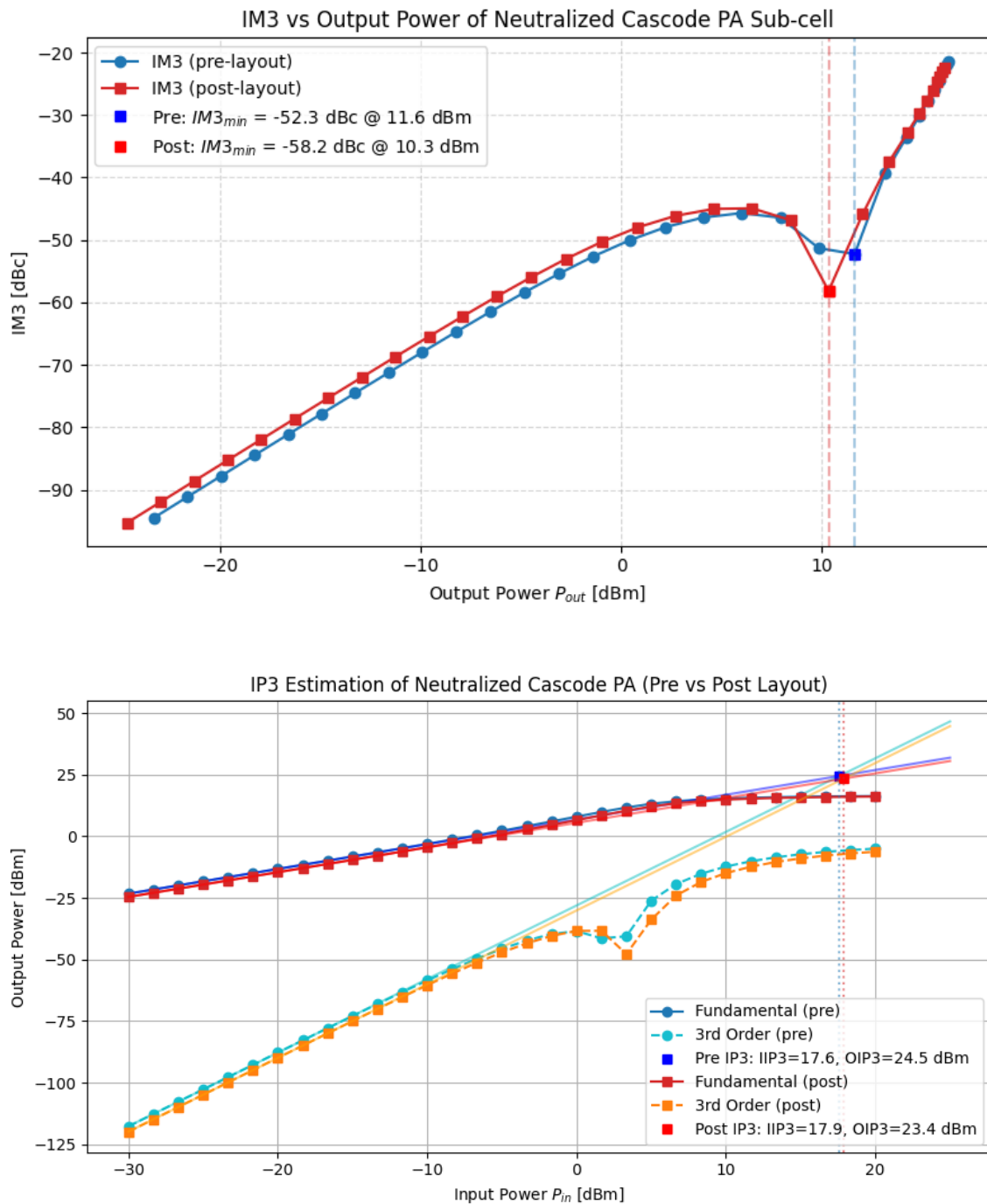


Εικόνα 5.48. Large-signal μετρήσεις neutralized cascode διαφορικού ενισχυτή σε pre/post layout configuration

Από τις παραπάνω μετρήσεις παρατηρούμε την συμπεριφορά του neutralized cascode διαφορικού ενισχυτή, πριν και μετά την φυσική του σχεδίαση. Συγκεκριμένα, όσον αφορά την ισχύ εξόδου, βλέπουμε πως υπάρχει αρκετά μικρή διαφορά στην ισχύ κορεσμού (μείωση κατά 0.2dB) και 1dB του ενισχυτή, λόγω layout interconnect. Από την άλλη, έχουμε μείωση του μέγιστου κέρδους κατά 1dB, γεγονός που οφείλεται και στο διαφορετικό φορτίο, σε post – layout. Αντίστοιχα, υπάρχει υποβάθμιση και της αποδοτικότητας του ενισχυτή, αλλά σε λογικά επίπεδα, τόσο λόγω απωλειών των διασυνδέσεων όσο και της αλλαγής του τερματισμού του ενισχυτή.

5.7.2 Μετρήσεις Γραμμικότητας IM3 & IP3 σημείου (Pre/Post – Layout)

Αφού ολοκληρώθηκαν οι μετρήσεις για single – carrier σήμα, εφαρμόστηκε 2-Tone σήμα εισόδου με 20MHz frequency spacing γύρω από τα 60GHz, ώστε να εκτιμηθεί η μη γραμμική συμπεριφορά της ενισχυτικής βαθμίδας μέσω των παραμέτρων IM_3 (3ης τάξης παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης) και σημείο IP_3 του ενισχυτή. Στις παρακάτω γραφικές φαίνονται οι συγκρίσεις μεταξύ pre και post layout μετρήσεων αυτών των μετρικών :

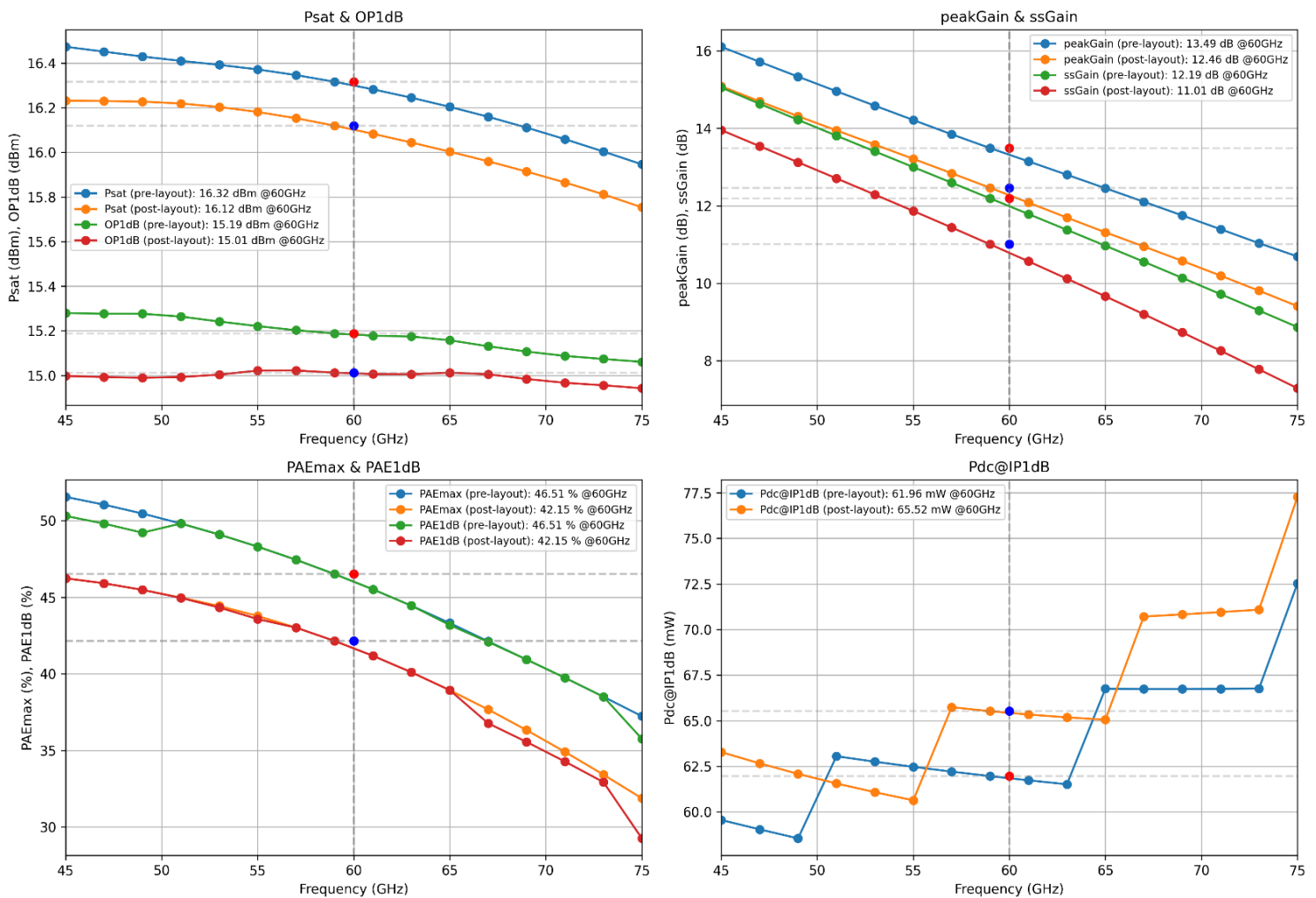


Εικόνα 5.49. IM_3 / Σημείο IP_3 (pre/post Layout) του neutralized cascode διαφορικού ενισχυτή

5.7.3 Μετρήσεις Ισχυρού σήματος ως προς την συχνότητα λειτουργίας f_{RF} , σε εύρος ζώνης γύρω από τα 60GHz (Pre/Post – Layout)

➤ Μετρήσεις Large – signal επίδοσης ενισχυτή σε διαφορετικές συχνότητες εντός του εύρους ζώνης των $[45GHz - 75GHz]$: Παρατηρούνται γενικά φθίνουσες μεταβολές σε όλα τα μεγέθη του ενισχυτή, κάτι το οποίο δεν θα συμβεί κατά την προσθήκη του δικτύου εξόδου, όπου η συμπεριφορά θα είναι πιο συντονισμένη γύρω από τα 60GHz.

Pre vs Post-Layout: Neutralized Cascode PA Sub-cell Performance Over Frequency



Εικόνα 5.50. Μετρήσεις Ισχυρού σήματος ως προς την συχνότητα λειτουργίας (pre/post layout)

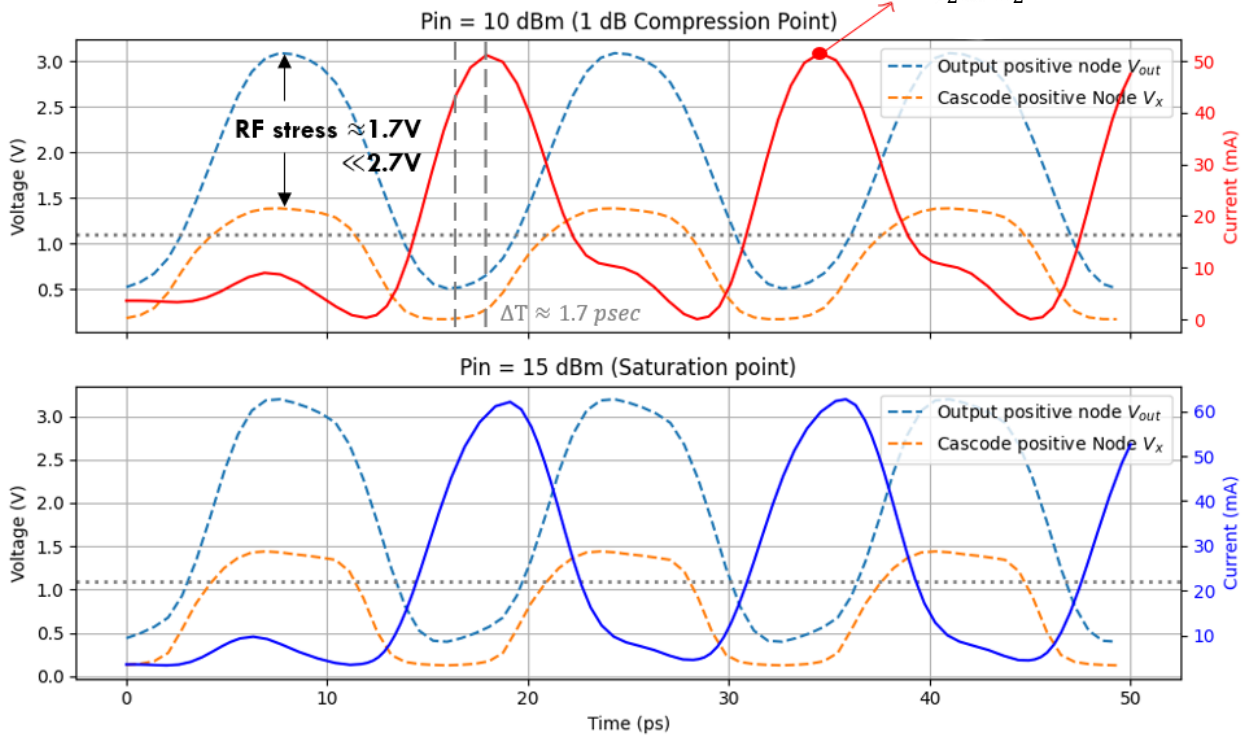
5.7.4 Time – domain Κυματομορφές για τον Neutralized Cascode Διαφορικό Ενισχυτή

Για να ολοκληρώσουμε το παρόν και ίσως πιο σημαντικό κομμάτι της σχεδίασης, παραθέτουμε τις κυματομορφές τάσης στα άκρα των τρανζίστορ (ενδιάμεσος κόμβος $V_x^\pm$ και κόμβος εξόδου $V_{out}^\pm$)

και το ρεύμα που διαρρέει τον εκάστοτε branch του διαφορικού ενισχυτή (deep class AB μορφή κυματομορφών) για ισχύς εισόδου που οδηγεί τον ενισχυτή στο 1dB compression point και για ισχύ εισόδου που τον οδηγεί σε κορεσμό:

$$I_{max} \approx 52mA \Rightarrow I_1 \approx 26mA \rightarrow OP_{1dB} \approx 2 \times \frac{1}{2} V_1 I_1 \cos(2\pi f \Delta T)$$

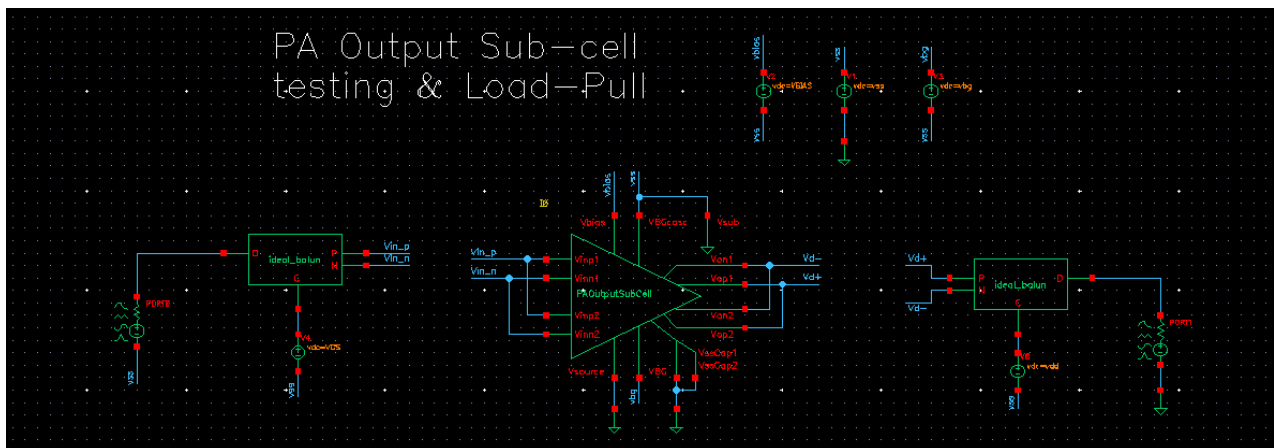
$$\approx 2 \times \frac{1}{2} \frac{(3.1 - 0.5V)}{2} (26mA) 0.99 \approx 33mW \equiv 15.1dBm$$



Εικόνα 5.51. Time – domain κυματομορφές στο ένα branch του διαφορικού ζεύγους του ενισχυτή

5.8 Σχεδίαση Transmission Line Current Combiner για συνδυασμό ισχύος στους επιμέρους Ενισχυτές Ισχύος κάθε Gain path

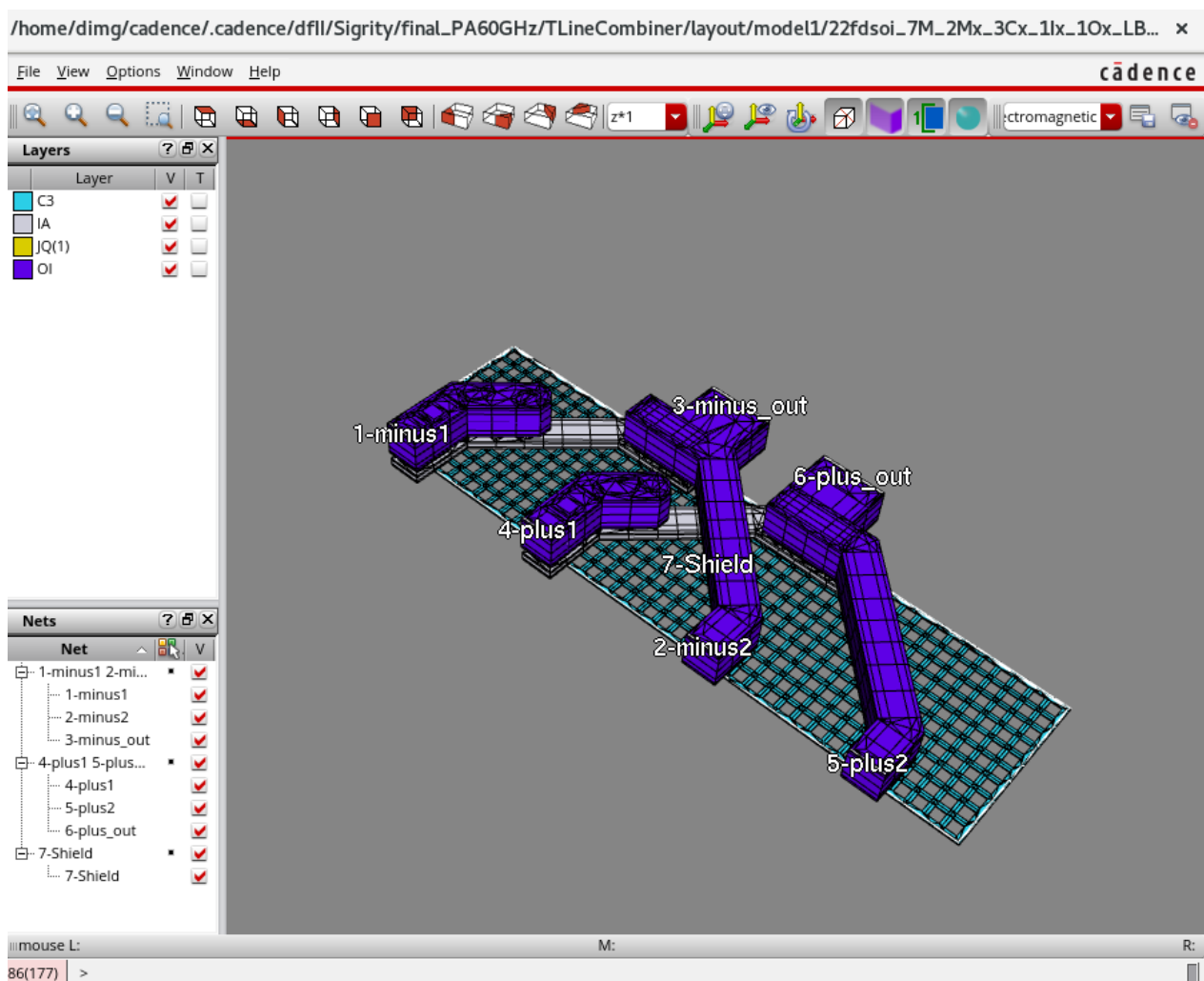
Στο παρόν κεφάλαιο, θα μελετήσουμε τον συνδυασμό ισχύος μεταξύ των επιμέρους ενισχυτών (εικόνα 5.42) του ενός gain path, μέσω της τεχνικής current combining.



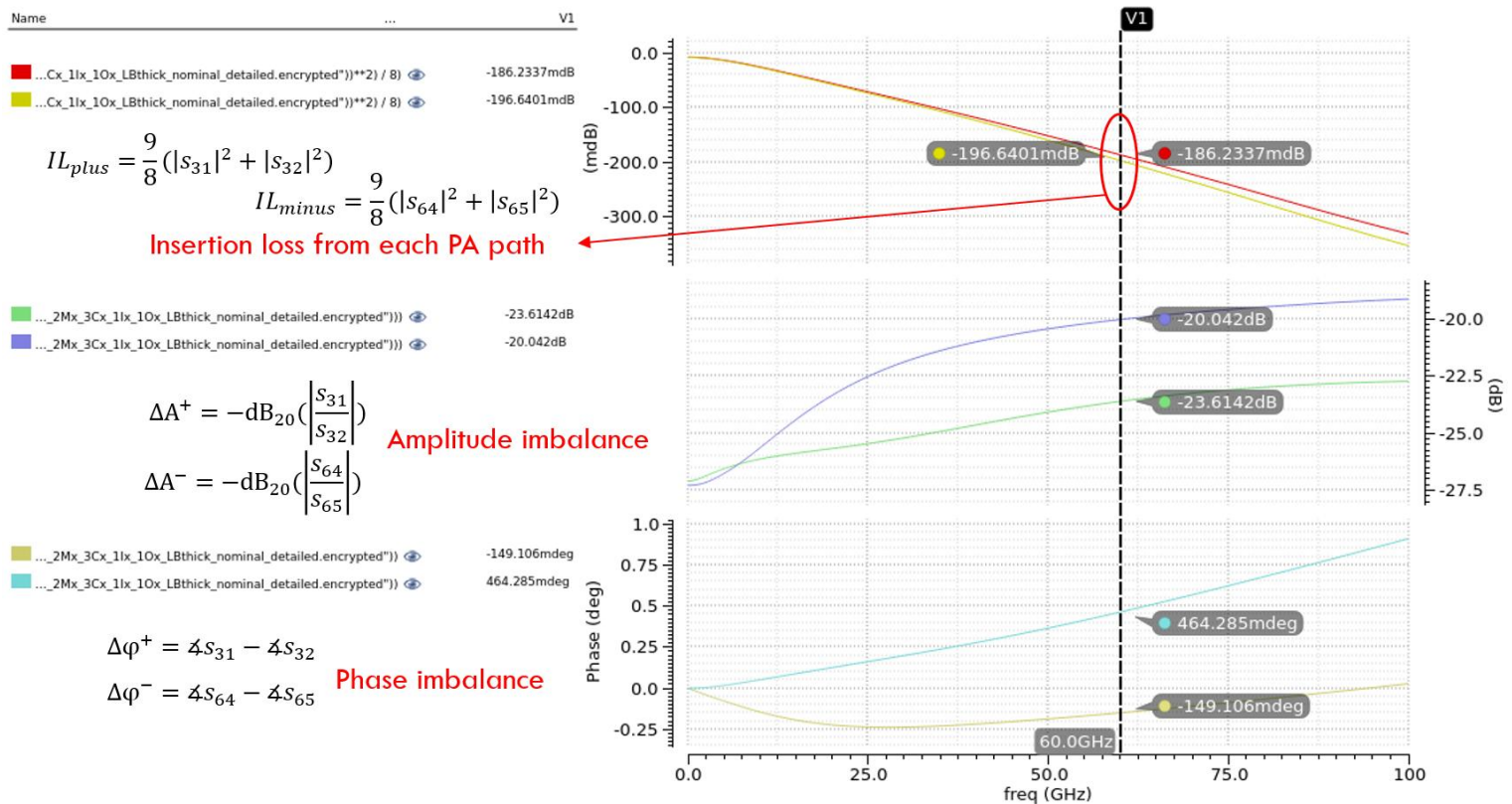
Εικόνα 5.52. Ideal Current Combining των υπό - ενισχυτών του ενός path

Στο παραπάνω σχηματικό, βλέπουμε το testbench μετρήσεων, υπό την ιδανική περίπτωση του συνδυασμού ισχύος μέσω άθροισης ρευμάτων, με ιδανικές γραμμές μηδενικής αντίστασης. Καταλαβαίνουμε πως ο βέλτιστος τερματισμός φορτίου που υπολογίστηκε ανωτέρω, θα πρέπει να υποδιπλασιαστεί, λόγω διπλασιασμού του ρεύματος στην έξοδο, οπότε : $Z'_{L_{opt}} = \frac{Z_{L_{opt}}}{2} \approx 25 + j30$.

Όσον αφορά την σχεδίαση ενός τέτοιου current combiner, τα βασικά κριτήρια που πρέπει να ικανοποιεί είναι **ελαχιστοποίηση του insertion loss** από τις εισόδους προς την έξοδο, καθώς και η συμμετρική λειτουργία. Δηλαδή, επιθυμούμε να έχει **χαμηλό amplitude & phase imbalance** μεταξύ των path συνδυασμού ισχύος — ιδανικά το κάθε path να εμφανίζει τις ίδιες απώλειες και να καθυστερεί το σήμα το ίδιο. Προφανώς, το isolation μεταξύ των θυρών εισόδου δεν αποτελεί σημαντικό κριτήριο σχεδιασμού και δεν μπορεί να ικανοποιηθεί, δίχως να χρησιμοποιηθούν υψηλού ηλεκτρικού μήκους γραμμές μεταφοράς (π.χ. $\lambda/4$ - lines), με παραπάνω απώλειες (βλ. [9] - Chapter 7). Παρακάτω φαίνεται η φυσική σχεδίαση του current combiner που χρησιμοποιήθηκε για τον επιμέρους ενισχυτή (εικόνα 5.42), καθώς και οι μετρήσεις insertion loss αλλά και Amplitude/Phase imbalance :

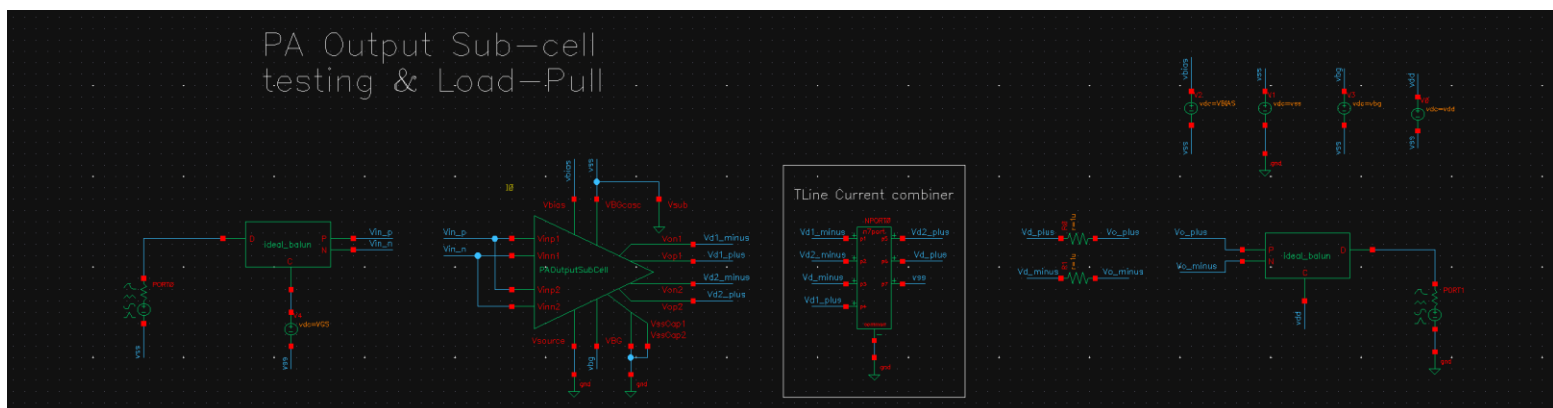


Εικόνα 5.53. **T - Line Current Combiner** για τους *neutralized cascode* διαφορικού ενισχυτές του κάθε path (Εικόνα 5.42)



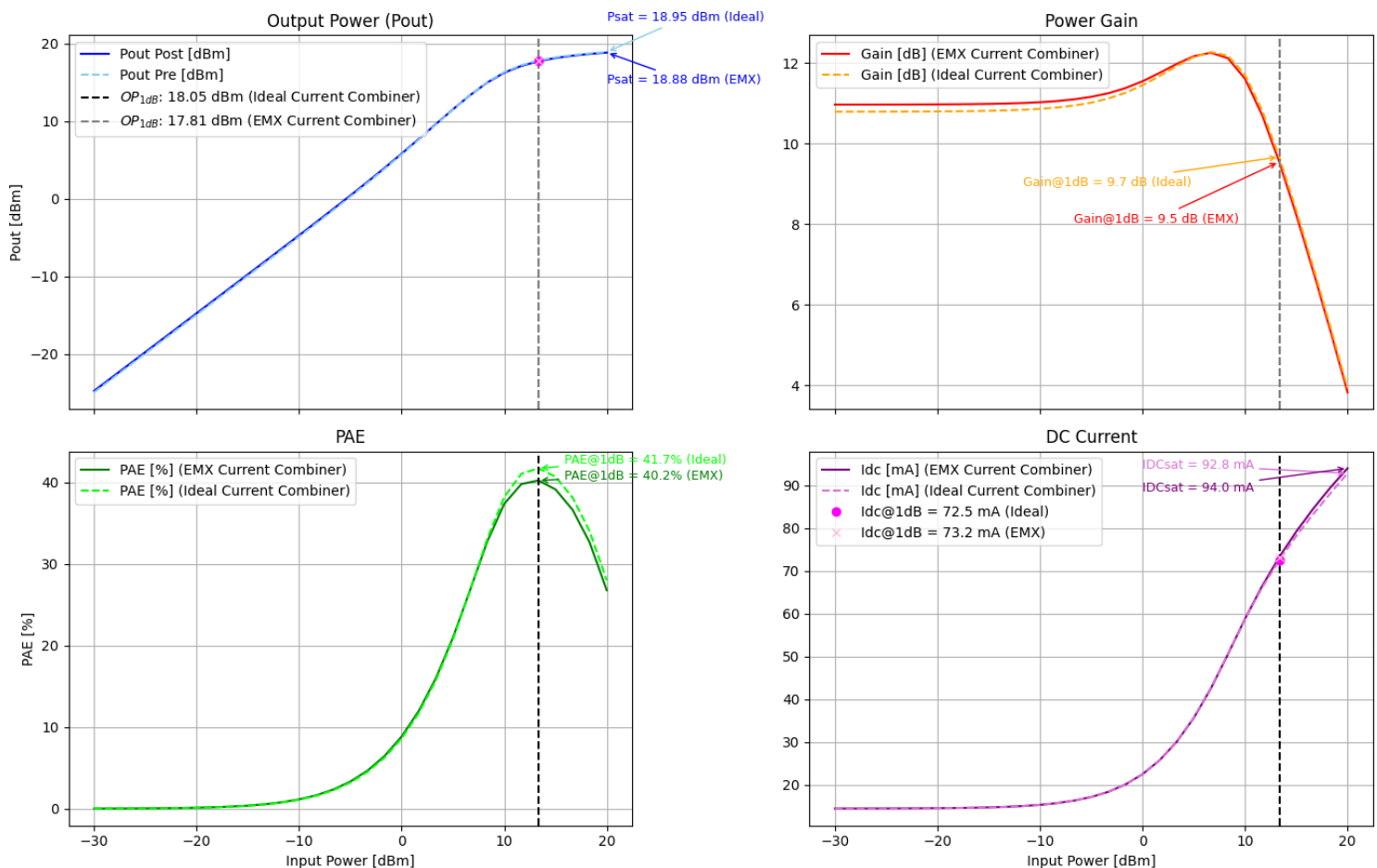
Εικόνα 5.54. Insertion loss & Amplitude/Phase Imbalance του T-Line Current combiner που υλοποιήθηκε στην εικόνα (5.52)

Όπως μπορούμε να δούμε από τις παραπάνω μετρήσεις, μέσω των S – παραμέτρων του παραπάνω πολύθυρου (6 RF port: OI metal – 1 Reference port: GND @ C3 metal), πράγματι η προσέγγιση σχεδίασης με ελάχιστο μήκος θυρών εισόδου – εξόδου, πετυχαίνει αρκετά χαμηλό insertion loss στα 60GHz, έως και $\leq 0.2dB$. Αντίστοιχα, ως προς την συμμετρία του current combiner, παρατηρούμε μικρές μεταβολές μεταξύ των 2-path που συνδυάζονται, πιθανών λόγω της χρήσης JQ vias μεταξύ ΙΑ-ΟΙ μετάλλων για αποφυγή επικάλυψης των γραμμών. Παρόλα αυτά, παρατηρούνται εξαιρετικά χαμηλές τιμές για το amplitude imbalance ($\leq -20dB$), ενώ η διαφορά φάσης που υπάρχει στα σήματα που φτάνουν στις +/- εξόδους είναι απειροελάχιστη κάτω από 1° . Παρακάτω, φαίνεται το σχηματικό μετρήσεων, υπό τη παρουσία του εν – λόγω current combiner για τον συνδυασμό ισχύος :



Εικόνα 5.55. Σχηματικό μετρήσεων επίδοσης ενισχυτή του κάθε path, υπό τη παρουσία του ανωτέρου σχεδιασμένου current combiner

Kf	expr	kf(sp(1 1 ?result "sp") sp(1 2 ?result "sp") sp(2 1 ?resul...		☐	☐	
Gmax_dB10	expr	db10(gmax(sp(1 1 ?result "sp") sp(1 2 ?result "sp") sp(...		☐	☐	
Gmax@60GHz	expr	value(Gmax_dB10 6e+10 ?scale '(roundDown))	19.22	☒	☐	
Kf@60GHz	expr	value(Kf 6e+10 ?scale '(roundDown))	1.362	☒	☐	> 1
Pdc	expr	(- pvi("hb "/vdd" 0 "/V0/PLUS" 0 '(0)))		☐	☐	
1st Order freq	expr	"cadar(setof(x harmonicFreqList(?result \"hb_fd\") eq...		☐	☐	
compressionCurves	expr	compressionVRICurves(v(\"/net4\" ?result \"hb_fd\") '1 ?i...		☐	☐	
Pout_dBm	expr	dbm(pvi("hb "/net4" 0 "/PORT1/PLUS" 0 '(1)))		☒	☐	
PAE	expr	((100.0 * harmonic((spectralPower(i(\"/PORT1/PLUS\" ?r...)		☒	☐	
PowerGain	expr	db10((pvi("hb "/net4" 0 "/PORT1/PLUS" 0 '(1)) / (- pvi(h"...		☒	☐	
IP1dB	expr	compressionVRI(v(\"/net4\" ?result \"hb_fd\") '1 ?ipor i(\"/...	13.55	☒	☐	
Psat	expr	value(Pout_dBm 20 ?scale '(roundDown))	18.88	☒	☐	> 17
OP1dB	expr	compressionVRI(v(\"/net4\" ?result \"hb_fd\") '1 ?ipor i(\"/...	17.81	☒	☐	> 16
PAE1dB	expr	value(PAE IP1dB ?scale '(roundDown))	40.21	☒	☐	> 30
PAEmax	expr	ymax(PAE)	40.21	☒	☐	> 30
peakGain	expr	ymax(PowerGain)	12.25	☒	☐	> 10
ssGain	expr	value(PowerGain -30 ?scale '(roundDown))	10.97	☒	☐	
Pdc@IP1dB	expr	value(Pdc IP1dB ?scale '(roundDown))	131.8m	☒	☐	< 400m

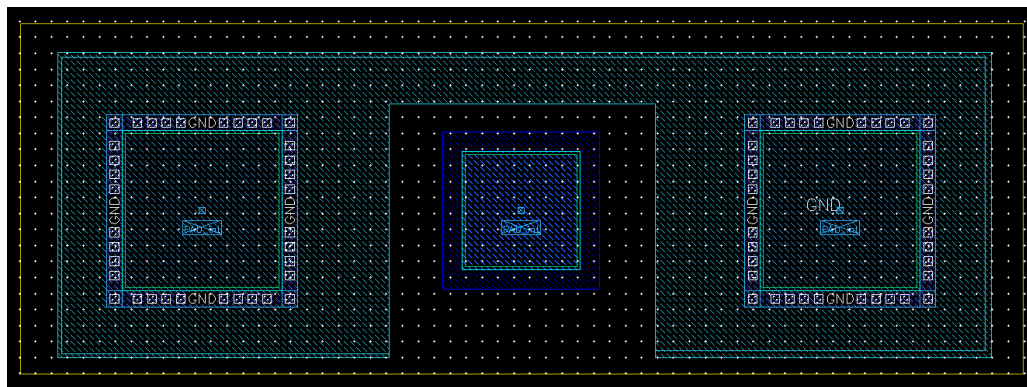


Τέλος, στις παραπάνω γραφικές φαίνονται οι μετρήσεις με ιδανικό (εικόνα 5.51) και EMX προσομοιωμένο (εικόνα 5.54) Current combiner. Παρατηρούμε πράγματι διπλασιασμό ισχύος (+3dBm) με ιδανικό combiner και ελάχιστη μείωση κατά 0.2dB ($OP_{1dB} \approx 17.8 \text{ dBm}$) λόγω insertion loss του φυσικού combiner. Απειροελάχιστες μειώσεις παρατηρούνται στο κέρδος και στο PAE.

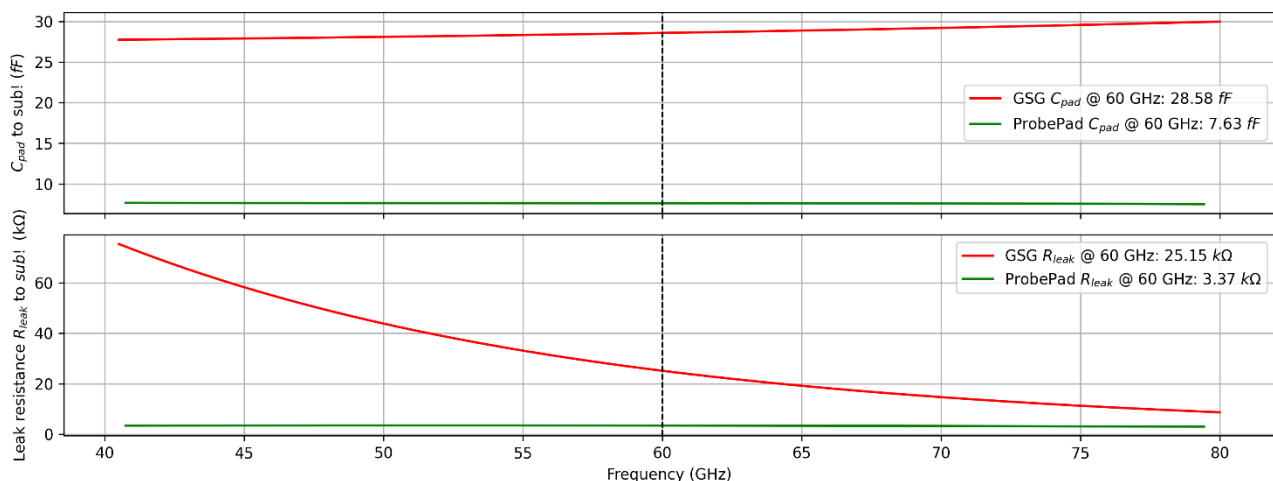
5.9 Σχεδιασμός Power Combiner / Output Power Matching Δικτύου

Εφόσον ολοκληρώθηκε η σχεδίαση των σταδίων εξόδου κάθε path του συνολικού ενισχυτή ισχύος, το τελευταίο βήμα είναι η υλοποίηση του δικτύου εξόδου. Το δίκτυο αυτό θα είναι υπεύθυνο για τον συνδυασμό ισχύος από κάθε επιμέρους path, καθώς και για την μετατροπή της optimum σύνθετης αντίστασης που πρέπει να «βλέπουν» οι ενισχυτές προς την κατάλληλη τιμή του φορτίου της εξόδου. Τα παραπάνω χαρακτηριστικά θα πρέπει να υλοποιούνται ταυτόχρονα κατά τη λειτουργία των επιμέρους ενισχυτών, ενώ το δίκτυο εξόδου οφείλει να έχει σχεδιαστεί με γνώμονα την ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος αυτού.

Όσον αφορά το φορτίο εξόδου, θεωρούμε πως περιλαμβάνει την χωρητικότητα του pad, ενώ από το pad προς το εξωτερικό περιβάλλον οδηγείται από ιδανική γραμμή μεταφοράς 50Ω προς τον σταθμό μέτρησης (**GSG measurement probes**) ή προς κάποιο PCB line με εσωτερικό packaging (solder bump + BGA package substrate + Solder Ball, βλ. [31] για περισσότερες πληροφορίες **Flip-Chip bonding**). Υστέρα από μετρήσεις για **GSG** διάταξη, με χρήση του EMX (διατήρηση pad, ως δίθυρο δίκτυο) λαμβάνουμε τις παρακάτω μετρήσεις για την χωρητικότητα και την leakage αντίσταση αυτού:



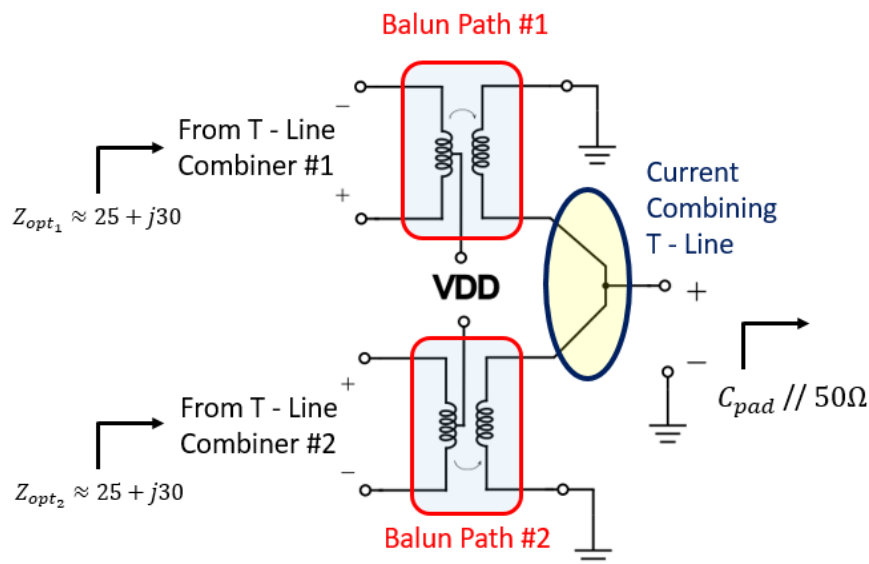
Pad Parasitics Comparison: GSG ($sub!$ and $GND_{ext!}$: Bound. conditions) vs Single ProbePad (parasitics only to $sub!$)



Εικόνα 5.57. GSG Layout και μετρήσεις χωρητικότητας/leakage αντίστασης του pad ως προς substrate/GND pads

5.9.1 Σχεδιασμός **Balun Current Combiner** για το Δίκτυο εξόδου

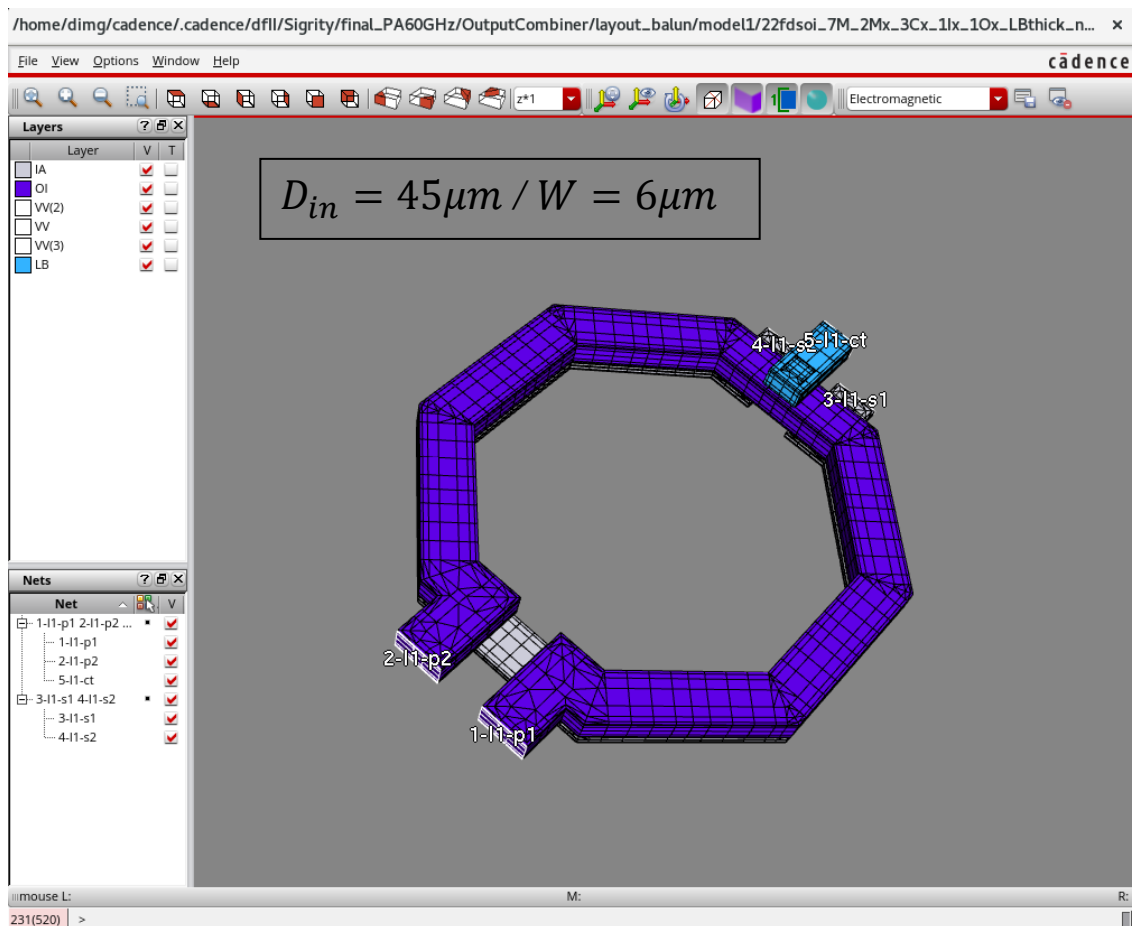
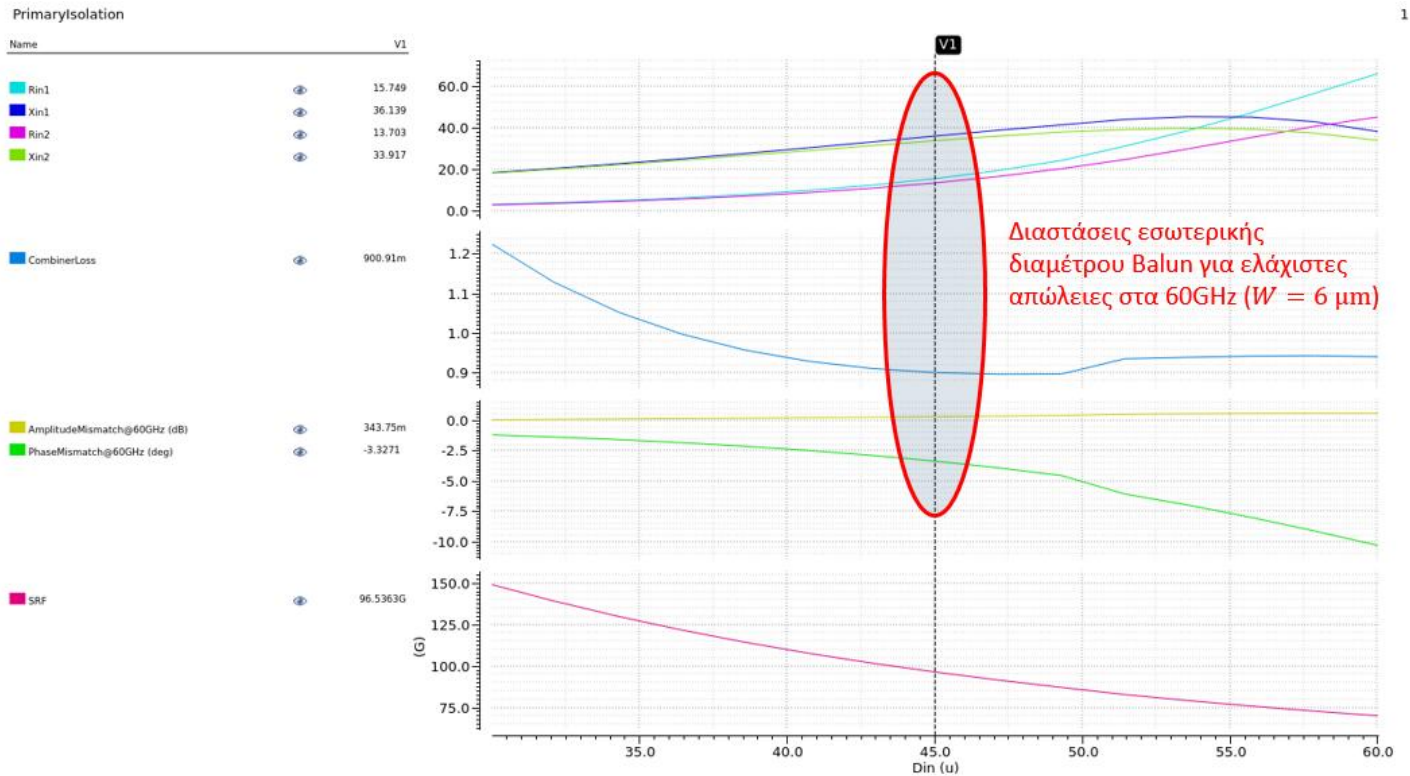
Ως αρχική προσέγγιση για τη σχεδίαση του δικτύου εξόδου, προτείνεται η χρήση συμμετρικής αρχιτεκτονικής που περιλαμβάνει δύο πανομοιότυπα balun, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Τα balun μετατρέπουν τη διαφορική optimum εμπέδηση των επιμέρους ενισχυτών σε single-ended σήμα με χαρακτηριστική αντίσταση περίπου 100Ω . Οι single – ended έξοδοι των balun, στη συνέχεια συνδυάζονται μέσω αθροιστή ρεύματος (current combiner), ο οποίος καταλήγει στο pad εξόδου του ολικού ενισχυτή. Η συγκεκριμένη σχεδίαση αποτελεί πλήρως συμμετρική λύση για το power combining των επιμέρους path του ενισχυτή ισχύος. Εξάιρεση αποτελεί η περιορισμένη απόσταση μεταξύ των δύο balun, η οποία ενδέχεται να προκαλέσει μαγνητική σύζευξη (magnetic coupling) που μπορεί να επηρεάσει τη συμμετρία της διάταξης.



Εικόνα 5.58. Δίκτυο εξόδου με την χρήση Balun και Current Combining γραμμή

Ακολουθώντας τη ροή σχεδίασης των balun όπως παρουσιάζεται στα Κεφάλαια 4.2–4.6, στόχος είναι να διερευνηθεί κατά πόσο είναι εφικτό να επιτευχθεί ταυτόχρονα χαμηλό insertion loss και ο επιθυμητός λόγος μετασχηματισμού εμπέδησης, για balun υλοποιημένο στην τεχνολογία GF22-FDX. Το συγκεκριμένο εγχείρημα αποδεικνύεται ιδιαίτερα απαιτητικό, και για τον λόγο αυτό σε πολλές περιπτώσεις προτείνεται η χρήση πυκνωτών στις θύρες του balun, ώστε να διευκολυνθεί η ρύθμιση του λόγου μετασχηματισμού εμπέδησης. Ωστόσο, σε υψηλές συχνότητες, η χρήση εξωτερικών πυκνωτών συνοδεύεται από σημαντικές προκλήσεις, όπως αυξημένες απώλειες λόγω των interconnects, καθώς και περιορισμούς στην εφικτή τιμή της χωρητικότητας, γεγονός που οδηγεί σε μεγαλύτερη ευαισθησία σε PVT μεταβολές. Για τον λόγο αυτό, απαιτείται η εύρεση ενός σημείου ισορροπίας, που να επιτυγχάνει έναν ικανοποιητικό συμβιβασμό μεταξύ των παραπάνω παραμέτρων.

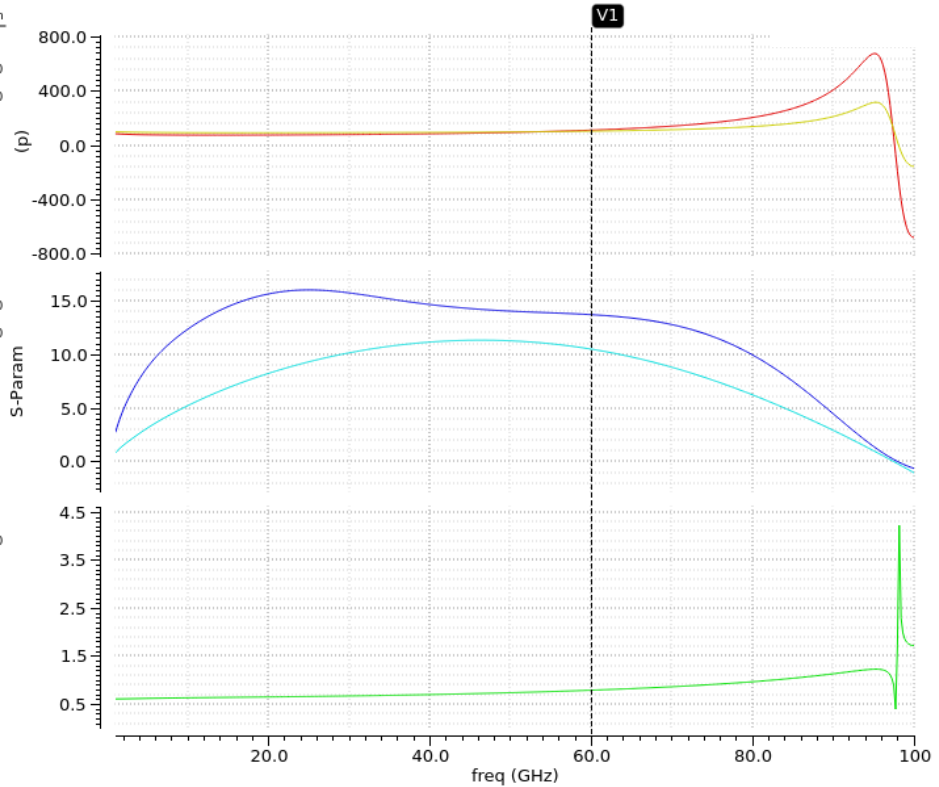
Στην παρακάτω γραφική φαίνονται διαφορετικά χαρακτηριστικά του balun στα 60GHz, με βάση το μοντέλο της τεχνολογίας, ως προς την εσωτερική διάμετρο αυτού (D_{in} [μm]) :



$D_{in} = 45\mu m$ & $W = 6\mu m$: Balun characteristics

Lsec:Lprim:Km:Qsec:Qprim

Name	V1 pin
■ Lsec	115.1623p -30.0
■ Lprim	107.5786p -30.0
■ Qprim	13.7332 -30.0
■ Qsec	10.521 -30.0
■ Km	798.34172m -30.0



L11	expr	(imag(zpm("sp" 1 1)) / (2 * pi * x...				
Q11	expr	(imag(zpm("sp" 1 1)) / real(zpm(...				
L22	expr	(imag(zpm("sp" 2 2)) / (2 * pi * x...				
Q22	expr	(imag(zpm("sp" 2 2)) / real(zpm(...				
Lprim	expr	(L11 + L22)				
Qprim	expr	((Q11 * real(zpm("sp" 1 1))) + (Q...				
Lsec	expr	(imag(zpm("sp" 3 3)) / (2 * pi * x...				
Qsec	expr	(imag(zpm("sp" 3 3)) / real(zpm(...				
km12	expr	(imag(zpm("sp" 1 2)) / sqrt((imag...				
km13	expr	((- imag(zpm("sp" 1 3))) / sqrt((l...				
km23	expr	(imag(zpm("sp" 2 3)) / sqrt((imag...				
Km	expr	((- imag((zpm("sp" 3 1) - zpm("sp...				
SRF	expr	cross(Lsec 0 1 "either" nil nil nil)	96.93G			
AmpMis	expr	dB10((mag(spm("sp" 3 1)) / mag...				
PhaseMis	expr	(phase(spm("sp" 3 1)) - phase(sp...				
PrimaryIsolation	expr	value(db(spm("sp" 1 2)) 6e+10 ?sc...	-11.08			
AmplitudeMismatch@60GHz (dB)	expr	value(AmpMis 6e+10 ?scale "ro...	183.5m			< 1
PhaseMismatch@60GHz (deg)	expr	value((PhaseMis + 180) 6e+10 ?s...	-866.7m			range -10 10
ZL	expr	complex(100 0)				
Zin1_DM	expr	(zpm("sp" 1 1) - zpm("sp" 1 2) - ((...				
Rin1	expr	value((2 * real(Zin1_DM)) 6e+10 ...				
Xin1	expr	value((2 * imag(Zin1_DM)) 6e+10 ...				
Zin2_DM	expr	(zpm("sp" 2 2) - zpm("sp" 2 1) - ((...				
Rin2	expr	value((2 * real(Zin2_DM)) 6e+10 ...				
Xin2	expr	value((2 * imag(Zin2_DM)) 6e+10 ...				
PowerGain	expr	db10((pvi("hb " /net3" /gnd" /IP...				
InsertionLoss	expr	value(PowerGain 15 ?scale "rou...	-634.1m			> -1

Αρκετά χαμηλά
amplitude/phase
imbalance

Αλλά δεν μπορούμε να
προσαρμόσουμε ακριβώς
το ωμικό μέρος στα 25Ω...

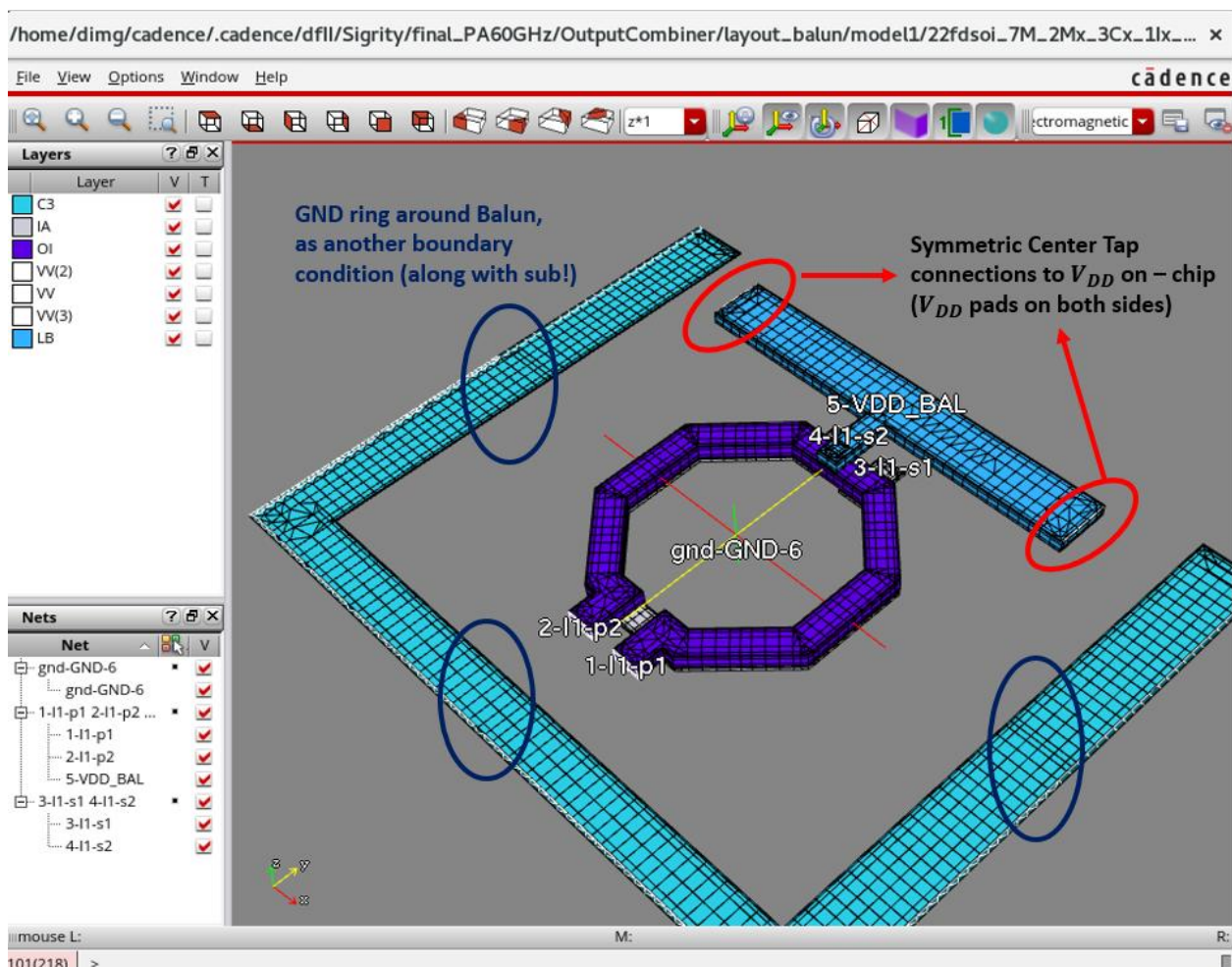
$IL \approx 0.7dB$

Εικόνα 5.59. Μετρήσεις απωλειών και σύνθετης αντίστασης εισόδου Balun (για τερματισμό 100Ω) ως προς την εσωτερική του διάμετρο και EMX μοντελοποίηση του Balun με τις βέλτιστες απώλειες που χρησιμοποιήθηκε

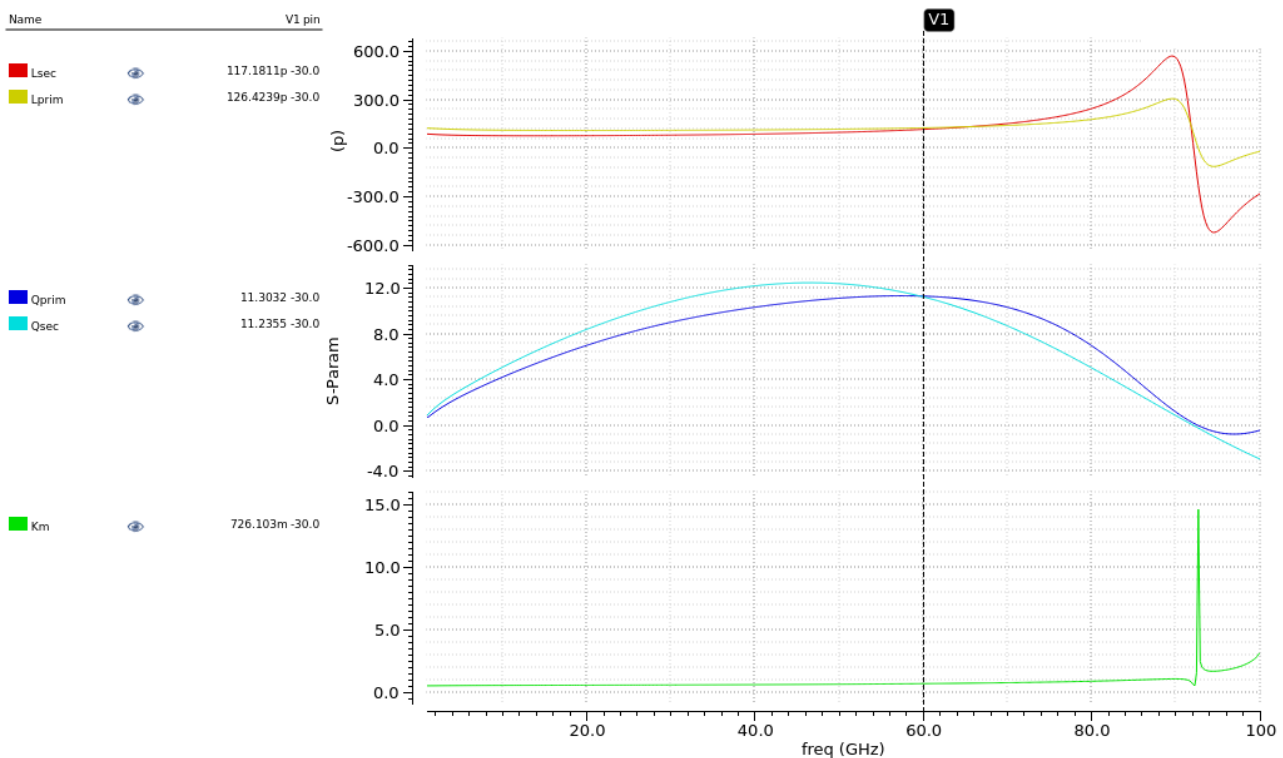
Από τις παραπάνω μετρήσεις πράγματι επιβεβαιώνουμε ότι με την τυπική σχεδίαση ενός stacked balun και χρησιμοποιώντας τα πιο αγωγίμα μέταλλα που προσφέρει η τεχνολογία (IA/OI – top Cu metals),

δεν μπορούμε να εξυπηρετήσουμε και τα δύο κριτήρια μαζί (απωλειών + impedance transformation). Ωστόσο, αν ανακαλέσουμε τις προσομοιώσεις Load – Pull σε post-layout σχεδίαση του επιμέρους ενισχυτή (εικόνα 5.45), παρατηρούμε πως για optimum φορτίο γύρω από το $Z'_{opt} \approx 13 + j30$ έχουμε απλώς υποβάθμιση της ισχύος εξόδου, ενώ η αποδοτικότητα παραμένει στα ίδια επίπεδα. Αυτό είναι αρκετά θετικό, καθώς έχουμε αφήσει ήδη ένα μικρό περιθώριο στην ισχύ εξόδου, λόγω των απωλειών που αναμένουμε να προστεθούν. Επίσης, οι απώλειες εισαγωγής για τα παραπάνω balun, υπό τον τερματισμό των 100Ω στην single – ended θύρα, μετριοούνται αρκετά χαμηλές γύρω στα $0.6dB$, μέσω του EMX, με συνέπεια να μην υποβαθμίσουν σημαντικά την αποδοτικότητα του ενισχυτή ($> 30\%$). Αυτό δεν θα συμβεί, αφού για τις απώλειες αυτές, ο balun combiner ιδανικά μπορεί να πετύχει **combining efficiency γύρω στο 80% - 85%**.

Ωστόσο, το ανωτέρω balun χρειάζεται να προσομοιωθεί στο EMX, λαμβάνοντας υπόψιν και την διασύνδεση του center – tap αυτού μέχρι το pad της τροφοδοσίας. Αυτή η επιπλέον γραμμή στο center – tap παίζει αρκετά σημαντικό ρόλο, καθώς επηρεάζει αρκετά τόσο την συμμετρία του balun όσο και τις απώλειες αυτού. Επομένως, για κατάλληλη μελέτη αυτού σχεδιάστηκε το παρακάτω layout στις διαστάσεις που επιλέχθηκαν ($D_{in} = 45\mu m$, $W = 6\mu m$) και μετρήθηκαν ξανά τα χαρακτηριστικά του:



Lsec:Lprim:Km:Qsec:Qprim



L11	expr	(imag(zpm("sp" 1 1)) / (2 * pi * x...				
Q11	expr	(imag(zpm("sp" 1 1)) / real(zpm(...				
L22	expr	(imag(zpm("sp" 2 2)) / (2 * pi * x...				
Q22	expr	(imag(zpm("sp" 2 2)) / real(zpm(...				
Lprim	expr	(L11 + L22)				
Qprim	expr	((Q11 * real(zpm("sp" 1 1))) + (Q...				
Lsec	expr	(imag(zpm("sp" 3 3)) / (2 * pi * x...				
Qsec	expr	(imag(zpm("sp" 3 3)) / real(zpm(...				
km12	expr	(imag(zpm("sp" 1 2)) / sqrt(imag...				
km13	expr	((- imag(zpm("sp" 1 3))) / sqrt(i...				
km23	expr	(imag(zpm("sp" 2 3)) / sqrt(imag...				
Km	expr	((- imag(zpm("sp" 3 1)) - zpm("sp...				
SRF	expr	cross(Lsec 0 1 "either" nil nil nil)	92.13G			
AmpMis	expr	dB10((mag(spm("sp" 3 1)) / mag...				
PhaseMis	expr	(phase(spm("sp" 3 1)) - phase(sp...				
PrimaryIsolation	expr	value(db(spm("sp" 1 2)) 6e+10 7sc...	-8.777			
AmplitudeMismatch@60GHz (dB)	expr	value(AmpMis 6e+10 7scale "ro...	925.4m			< 1
PhaseMismatch@60GHz (deg)	expr	value((PhaseMis + 180) 6e+10 7s...	-8.433			range -10 10
ZL	expr	complex(100 0)				
Zin1_DM	expr	(zpm("sp" 1 1) - zpm("sp" 1 2) - (...				
Rin1	expr	value((2 * real(Zin1_DM)) 6e+10 ...	12.56			
Xin1	expr	value((2 * imag(Zin1_DM)) 6e+10 ...	34.43			
Zin2_DM	expr	(zpm("sp" 2 2) - zpm("sp" 2 1) - (...				
Rin2	expr	value((2 * real(Zin2_DM)) 6e+10 ...	8.431			
Xin2	expr	value((2 * imag(Zin2_DM)) 6e+10 ...	29.03			
PowerGain	expr	db10((pvi("hb" "/net3" "/gndl" "/P...				
InsertionLoss	expr	value(PowerGain 15 7scale "rou...	-562.5m			> -1

Αύξηση
amplitude/phase
imbalance, λόγω CT

Ελάχιστες αλλαγές στην
αντίσταση εισόδου του
Balun, λόγω CT

$IL \approx 0.6\text{dB}$

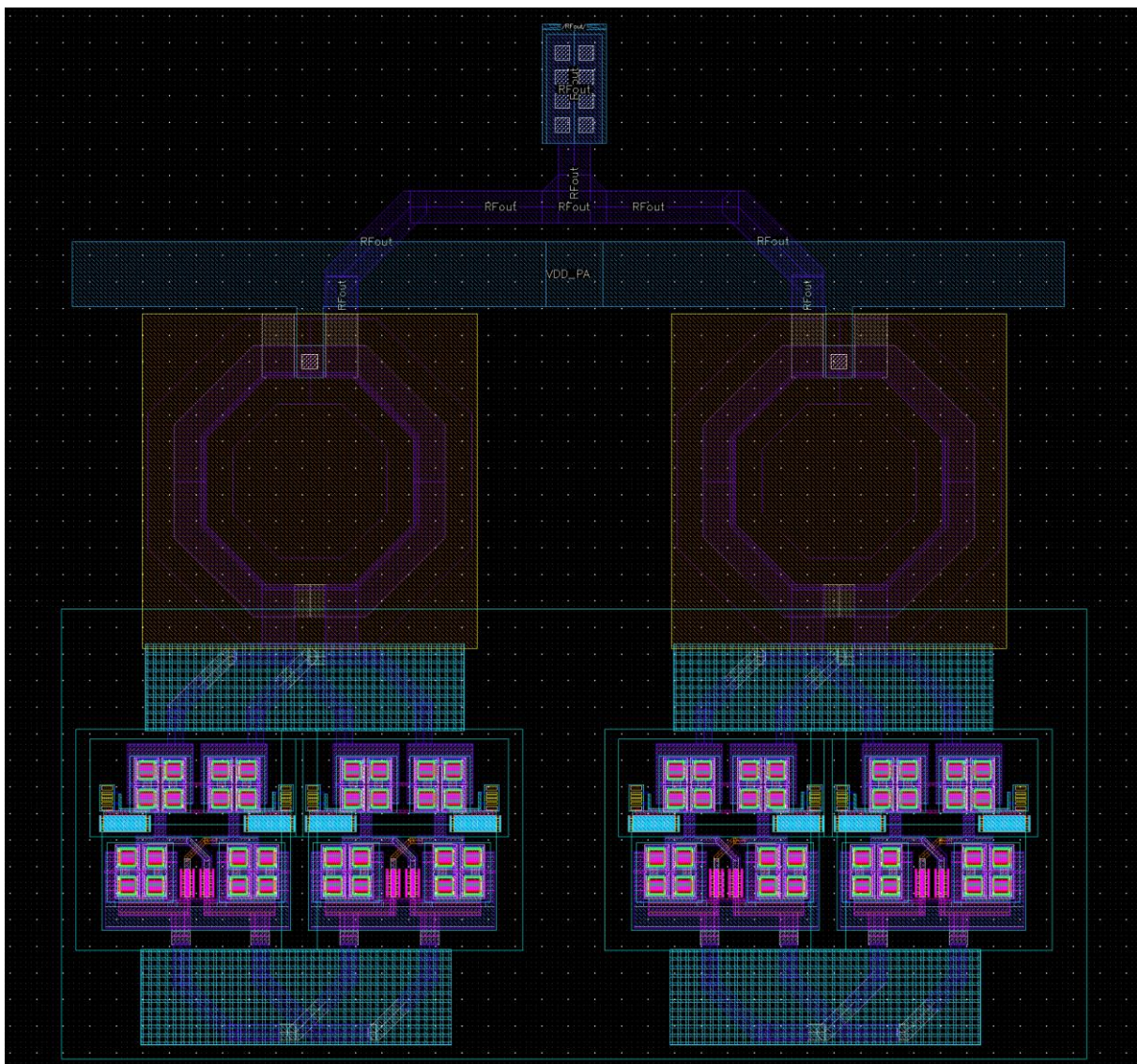
δίκως σημαντική
μεταβολή από πριν.

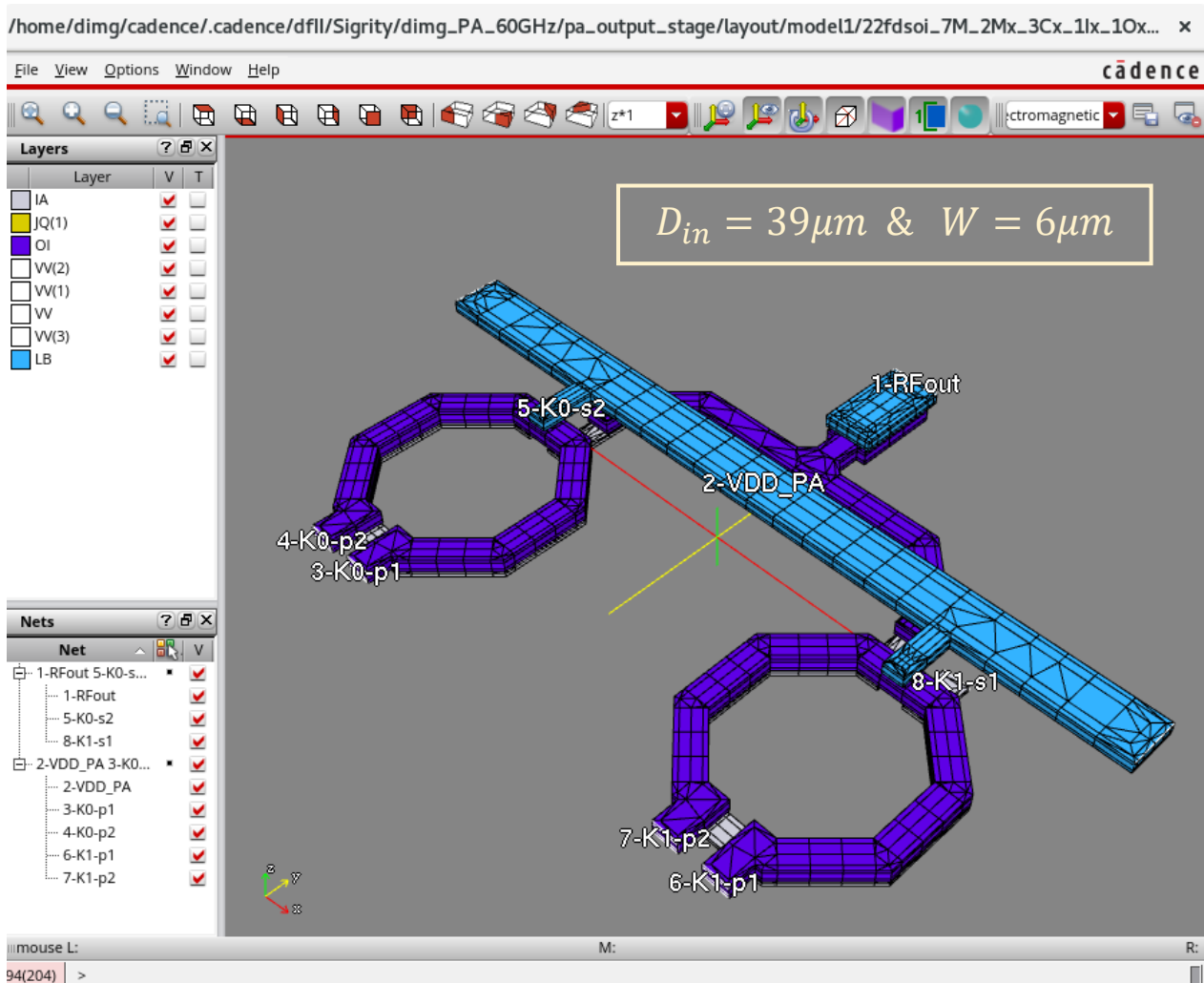
Εικόνα 5.60. EMX mesh και μελέτη του παραπάνω Balun, προσθέτοντας τις επιπλέον γραμμές λόγω center – tap και on-chip γείωσης.

Από τις παραπάνω μετρήσεις βλέπουμε πως οι απώλειες του balun παρέμεναν σε σταθερά επίπεδα, αλλά οι ασυμμετρίες αυτού αυξήθηκαν σημαντικά. Παρατηρείται μέχρι και 8° διαφορά φάσης μεταξύ των θυρών και mismatch πλάτους που αγγίζει σχεδόν ακόμα και το 1dB, χαρακτηριστικά τα

οποία οδηγούν εν – τέλει σε χαμηλότερο coupling efficiency του balun και χειρότερη επίδοση του ενισχυτή. Επίσης, παρατηρείται και μεταβολή των αντιστάσεων εισόδου, όπως «κοιτάμε» από την κάθε διαφορική θύρα του balun προς την έξοδο. Παρά το γεγονός ότι η διαφορά είναι της τάξης μερικών Ω , αυτό μπορεί να έχει αρνητικές συνέπειες όταν τα balun τοποθετηθούν σε κοινό layout, όπου ιδανικά θα θέλαμε κάθε ενισχυτής να «βλέπει» την ίδια διαφορική αντίσταση — ανεξαρτήτως πολικότητας σήματος — ώστε να διασφαλιστεί η μέγιστη ισχύς και αποδοτικότητα λειτουργίας.

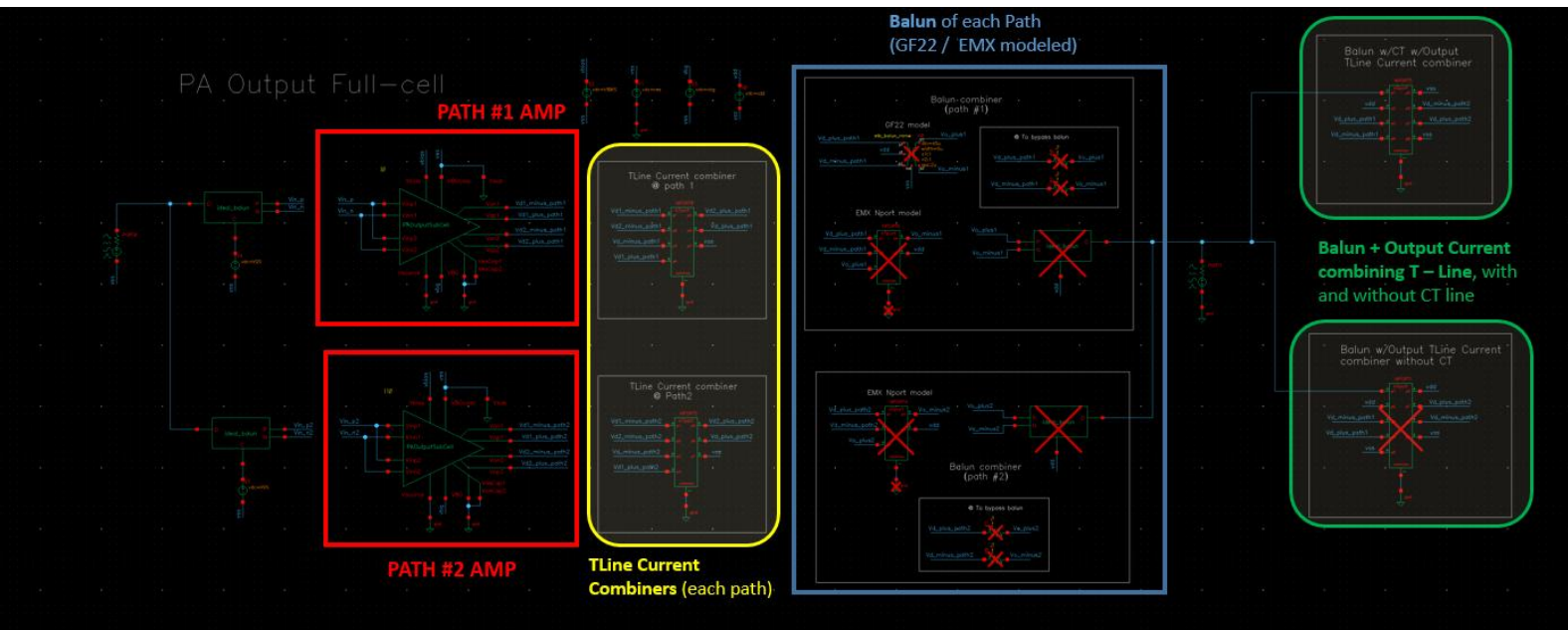
Αφού ολοκληρώθηκαν οι βασικές δοκιμές για το balun που θα χρησιμοποιηθεί στην έξοδο (με και χωρίς center-tap), προχωρήσαμε στην τοποθέτησή τους σε κοινό layout και στον σχεδιασμό της γραμμής μεταφοράς που θα συνδυάζει τα ρεύματα εξόδου από κάθε path των ενισχυτών (Current Comb.). Όπως και στο Κεφάλαιο 5.8, το ενδιαφέρον επικεντρώνεται κυρίως στην ελαχιστοποίηση των απωλειών γραμμής (lossless) και στο κατάλληλο matching των θυρών, και όχι στην απομόνωση (isolation) μεταξύ των ενισχυτών κάθε path. Τελικά, καταλήγουμε στο παρακάτω layout:



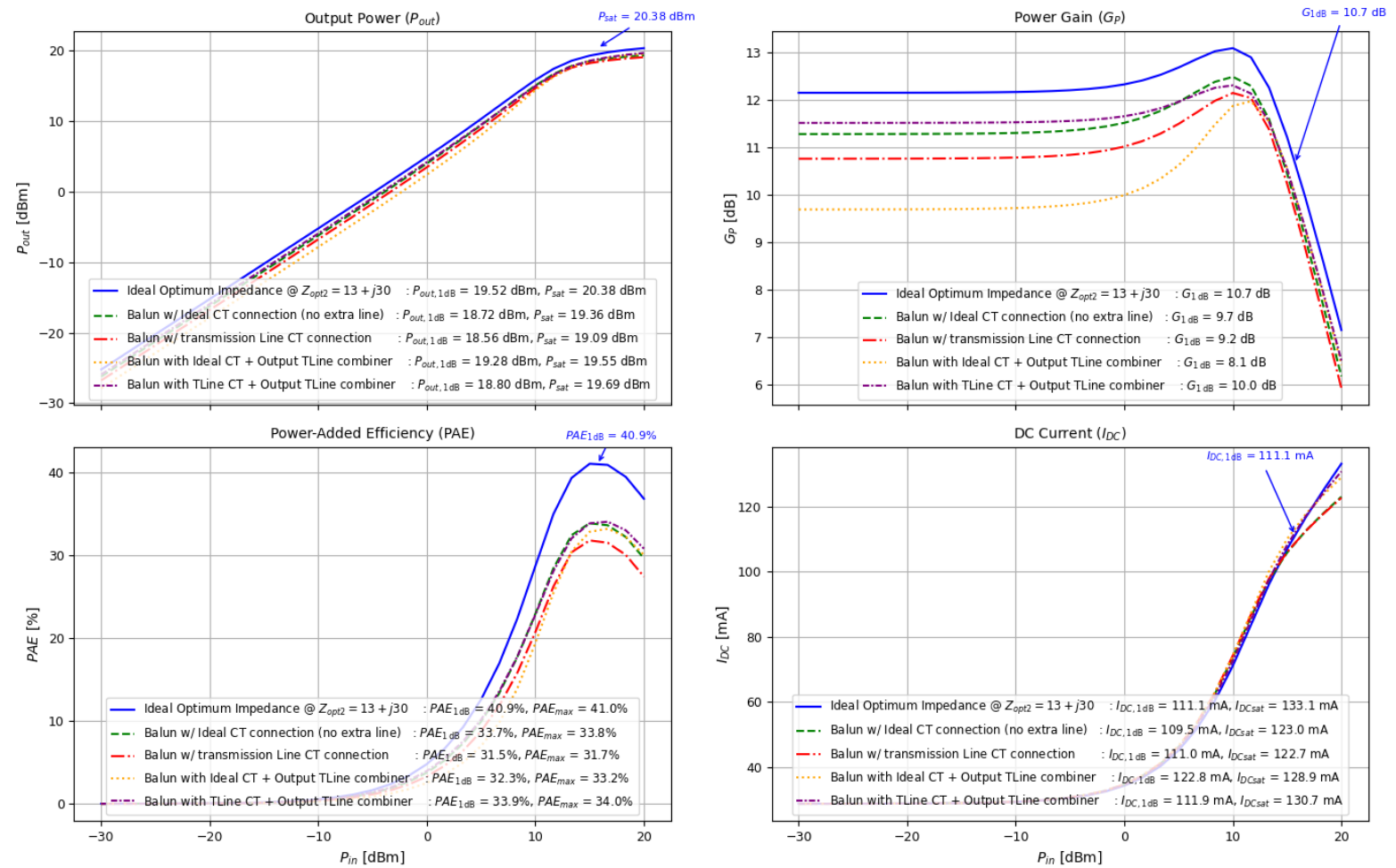


Εικόνα 5.61. EMX mesh & Layout για το δίκτυο εξόδου (με χρήση CT στο balun)

Αφού παρουσιάστηκαν όλες οι βασικές δομές που σχεδιάστηκαν για τον μετασχηματισμό της εμπέδησης από το Z'_{opt} προς το φορτίο $C_{PAD} // 50\Omega$, μπορούμε πλέον να εξετάσουμε την επίδρασή τους στην επίδοση ισχυρού σήματος του σταδίου εξόδου του ενισχυτή. Η ανάλυση περιλαμβάνει τη μελέτη των balun που χρησιμοποιήθηκαν για τον μετασχηματισμό εμπέδησης, τόσο με όσο και χωρίς ιδανική σύνδεση στο center tap. Επιπλέον, εξετάστηκε η επίδραση της μεταξύ τους απόστασης, καθώς και ο σχεδιασμός της τελικής γραμμής συνδυασμού ρεύματος (Current Combiner), με στόχο την ελαχιστοποίηση απωλειών μέσω κατάλληλης χρήσης του υψηλής αγωγιμότητάς μετάλλου OI. Με βάση αυτές τις δομές, θα αξιολογηθεί σταδιακά η επίδραση που επιφέρει κάθε επιμέρους αλλαγή στην επίδοση του ενισχυτή υπό συνθήκες ισχυρού σήματος. Όλα τα παραπάνω θα προσομοιωθούν βήμα – βήμα, μέσω του SpectreRF, με τα εκάστοτε N – port που θα φορτώσουμε στο σχηματικό της προσομοίωσης, έπειτα από εξαγωγή των .sNp αρχείων (S-parameter Touchstone files) από το EMX. Παρακάτω, βλέπουμε το σχηματικό στο οποίο σταδιακά έχουν προστεθεί όλα τα ανωτέρω βήματα σχεδίασης — από την χρήση μόνο των Balun με ιδανικό current combiner μέχρι και την πλήρη EMX προσομοίωση της εικόνας 5.60, καθώς και μετρήσεις όλων των ανωτέρω περιπτώσεων :



Performance Comparison Across the design flow of Output Matching/Combining Implementations (Ideal Z_{opt} termination, Balun, Current Combiner)



Εικόνα 5.62. Σχηματικό προσομοίωσης για τα διάφορα βήματα σχεδίασης του δικτύου εξόδου και Μετρήσεις Επίδοσης σε ισχυρό σήμα

Στο παραπάνω σχηματικό προσομοίωσης, παρουσιάζονται όλα τα N – port που περιλαμβάνουν τις μετρήσεις των διαφόρων δομών στο EMX, από την αρχική φάση μέχρι και τον τελικό σχεδιασμό του δικτύου εξόδου με balun. Το περιεχόμενο σε S-παραμέτρους του κάθε N – port αναγράφεται στην παραπάνω εικόνα του σχηματικού από το Cadence. Παράλληλα, εμφανίζονται και τα αποτελέσματα για την ισχύ εξόδου, την αποδοτικότητα (PAE) και το κέρδος ισχύος, σε κάθε βήμα της υλοποίησης, ενώ καταγράφονται τα αποτελέσματα μετρήσεων τόσο στο 1dB compression point όσο και στον κορεσμό του σταδίου εξόδου. Σημείο αναφοράς αποτελούν οι ιδανικές μετρήσεις με χρήση μόνο των TLine Current combiner που εισάγονται σε κάθε path, με ιδανικό τερματισμό Z_{opt2} στην έξοδο (μπλε καμπύλες – εικόνα 5.61). Ωστόσο, τα αποτελέσματα αναφοράς αυτά διαφέρουν έναντι της προηγούμενης ενότητας (όπου και τα 2 path μαζί θα δίνανε $OP_{1dB} \approx 17.8dBm + 3dBm = 19.8dBm$), καθώς πλέον για λόγους σύγκρισης, η εμπέδηση τερματισμού θα είναι $Z'_{opt} \approx 13 + j30$, και όχι ο τερματισμός που φαίνεται στις εικόνες 5.54/55 ($Z_{opt} \approx 25 + j30$).

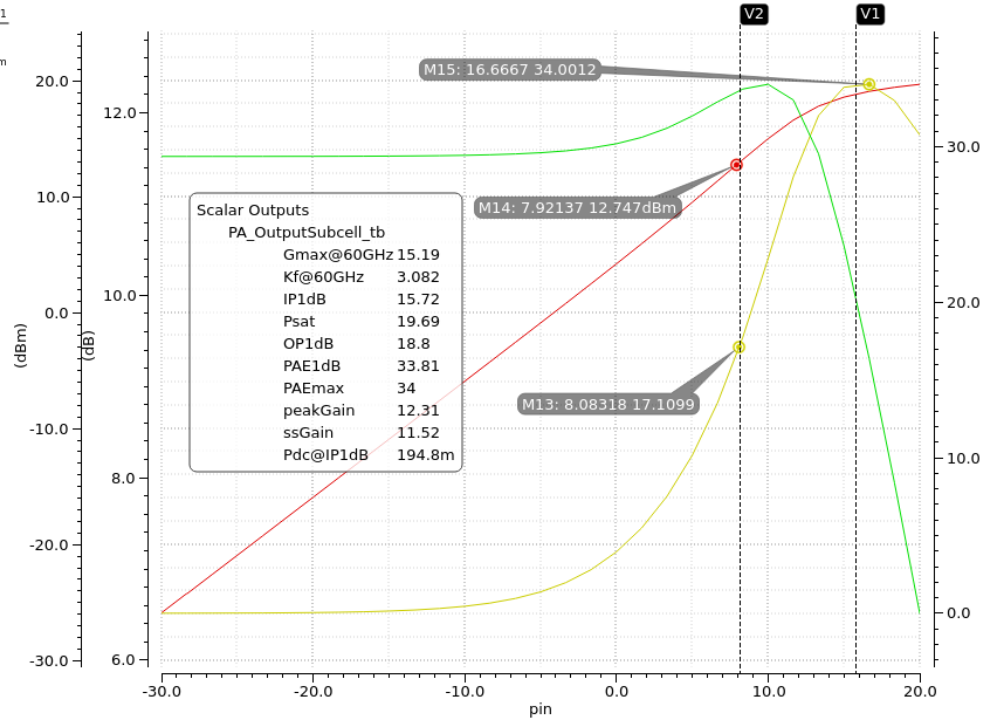
Από τις μετρήσεις αυτές παρατηρούμε την σημαντική υποβάθμιση της αποδοτικότητας του ενισχυτή λόγω των απωλειών που εισάγει το δίκτυο εξόδου. Η πτώση αυτή συμφωνεί με τις μετρήσεις απωλειών των balun, καθώς πράγματι για combining efficiency στα επίπεδα 80-85%, τα αποτελέσματα του PAE γύρω στο 32-34% είναι αναμενόμενά. Σημειώνεται πως για τις ανωτέρω περιπτώσεις η τιμή της χωρητικότητας C_G έχει μεταβληθεί από τα $74fF$ ($W_{cap} \approx 5.2\mu m$) προς τα **$123fF$ ($W_{cap} \approx 8\mu m$)**, λόγω των αυξημένων απωλειών του δικτύου. Επιπλέον, η αύξηση των απωλειών φαίνεται και από το διάγραμμα του κέρδους ισχύος όπου παρατηρείται σχεδόν έως και 1dB απώλειες μέγιστου κέρδους, αφού κάθε balun εισάγει 0.5dB απώλειες. Πράγματι η προσεκτική σχεδίαση συμμετρικού CT, όπως φαίνεται στην εικόνα 5.60, και η κατάλληλη ρύθμιση των διαστάσεων εσωτερικής διαμέτρου των balun στα **$39\mu m$** (λόγω επιπλέον μαγνητικής σύζευξης μεταξύ των balun κάθε path — αύξηση επαγωγής τυλιγμάτων, $M > 0$) οδήγησε για τις ίδιες απώλειες σε καλύτερο matching κοντά στην επιθυμητή αντίσταση εισόδου του ενισχυτή (Z'_{opt}). Αυτό όπως φαίνεται έχει ως αποτέλεσμα το σημείο 1dB compression point να βρίσκεται πράγματι εκεί που ορίζει η ιδανική χαρακτηριστική (μπλε διάγραμμα), αλλά μειωμένο κατά τις απώλειες του balun και της γραμμής ($\sim 0.7dB$), ενώ η αποδοτικότητα μειώνεται ακριβώς όπως ορίζει το combining efficiency, δίνοντας τελικά αρκετά ικανοποιητικά αποτελέσματα παρά την επιπλέον σύνδεση.

Τα αποτελέσματα σε συνθήκες ισχυρού σήματος για την τελευταία περίπτωση φαίνονται και στα παρακάτω διαγράμματα, όπου αναγράφονται και στον χάρτη Smith οι σύνθετες αντιστάσεις που «βλέπουν» οι ενισχυτές κάθε path, με χρήση των μετρήσεων “**Node Complex Impedance**” της HB προσομοίωσης:

Large-Signal performance για τη περίπτωση που φαίνεται στο
σχηματικό της εικόνας 5.61 (**Balun with CT line and Output
Current combiner**)

Pout_dBm:PAE:PowerGain

Name	V1
Pout_dBm	18.8215dBm
PAE	33.9
PowerGain	9.96071dB

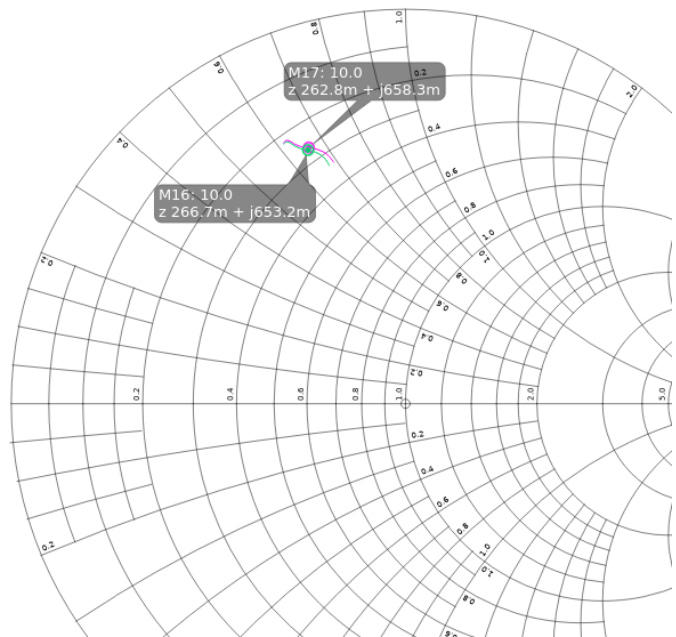


Harmonic Balance Response

Name	Vis
Node Complex Impedance between "/>	
 Node Complex Impedance between "/>	

Από τις μετρήσεις στο χάρτη Smith, παρατηρούμε **υψηλή
συμμετρία** μεταξύ των 2 path, καθώς ισχύει πως:

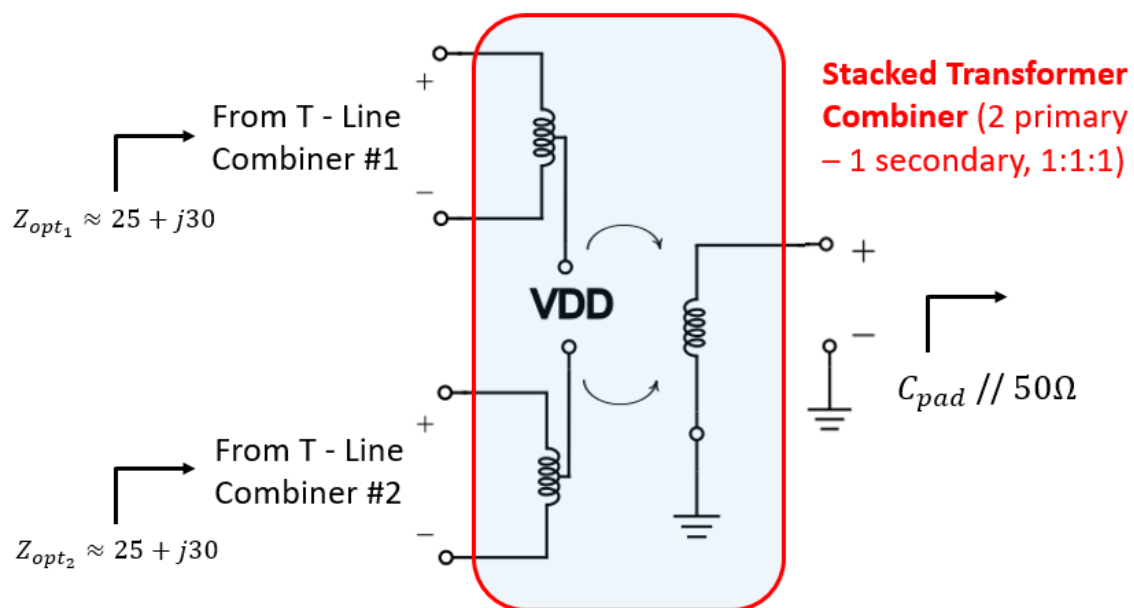
$$Z_{PA\#1} \approx Z_{PA\#2} = 50(0.26 + j0.65) = 13 + j32.5 (\Omega)$$



Εικόνα 5.63. Large-Signal performance σταδίου εξόδου με το τελικό δίκτυο εξόδου (**Balun + Output Current combiner**), προσομοιωμένο στο EMX. Δίνονται και οι σύνθετες αντιστάσεις που "βλέπουν" οι ενισχυτές κάθε path στα 60GHz στον χάρτη Smith

5.9.2 Σχεδιασμός **Stacked Transformer Combiner** για το Δίκτυο εξόδου

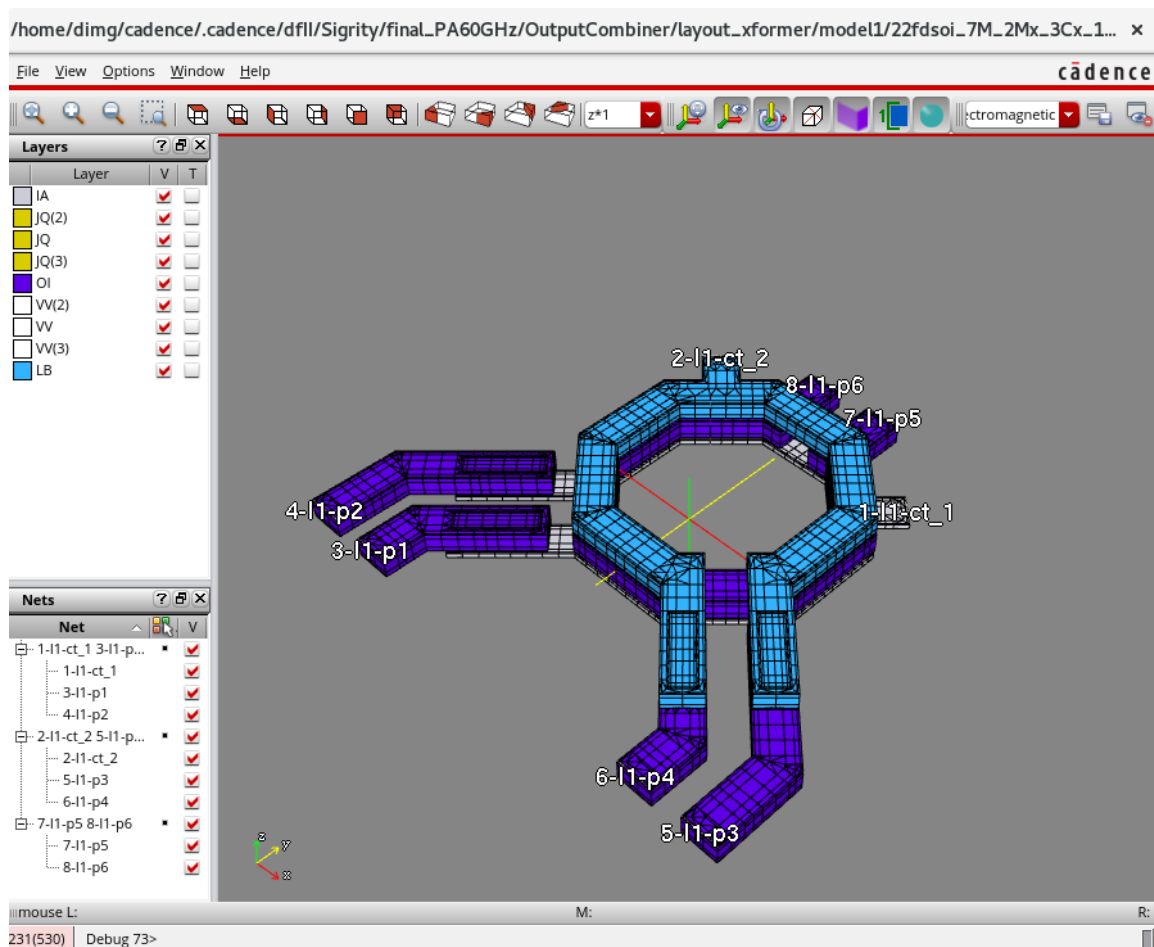
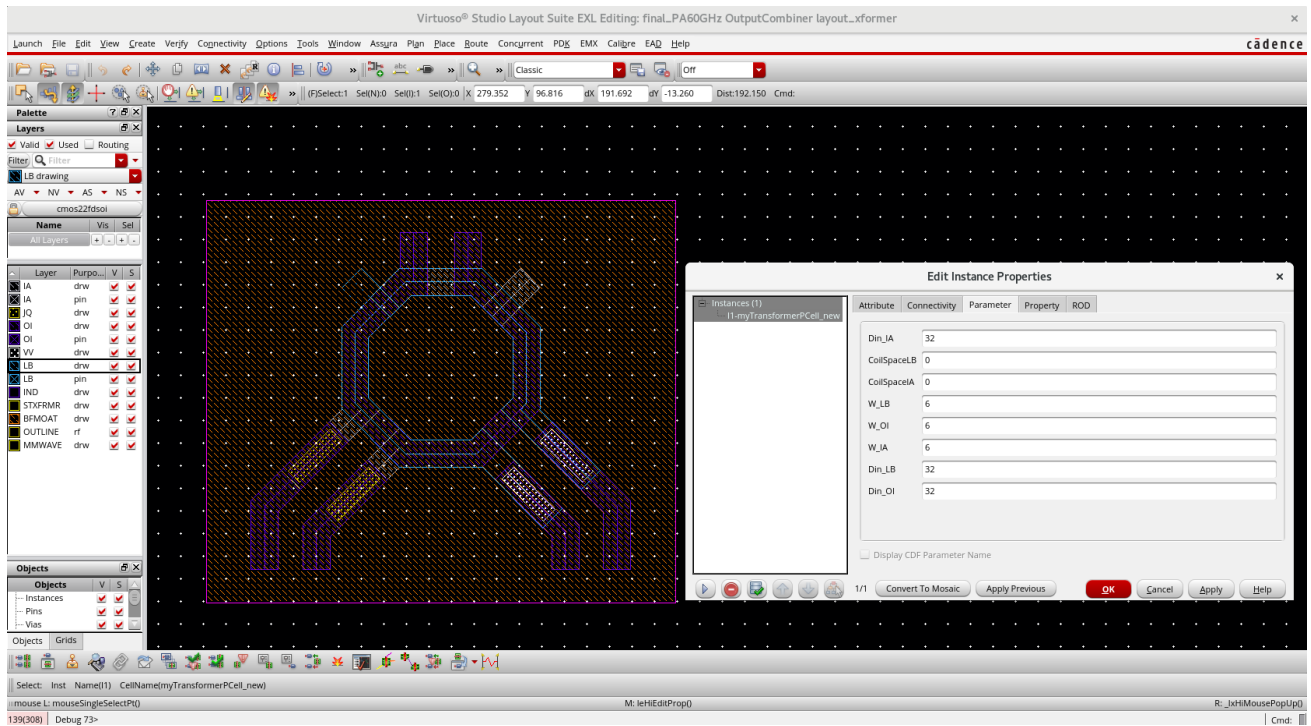
Εκτός από την παραπάνω προσέγγιση για τη σχεδίαση του δικτύου εξόδου, δοκιμάστηκε και η χρήση μιας πιο compact προσέγγισης που συνδυάζει την ανωτέρω current combining τεχνική, αλλά δίχως την χρήση γραμμής μεταφοράς για άθροιση ρευμάτων στην έξοδο. Ειδικότερα, η μέθοδος αυτή αξιοποιεί την μαγνητική σύζευξη μεταξύ stacked τυλιγμάτων χρησιμοποιώντας πλέον 3 επίπεδα μετάλλου (IA, LB: Primary coils, OI: Secondary) για τον συνδυασμό ισχύος [23]. Τελικά, δημιουργείται ένας stacked μετασχηματιστής με 2 πρωτεύοντα τυλίγματα και 1 δευτερεύων τύλιγμα (current combining με την μορφή επαλληλίας μαγνητικού πεδίου), όπως φαίνεται και στη παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 5.64. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος Stacked Transformer Power Combiner ως δίκτυο εξόδου του ενισχυτή

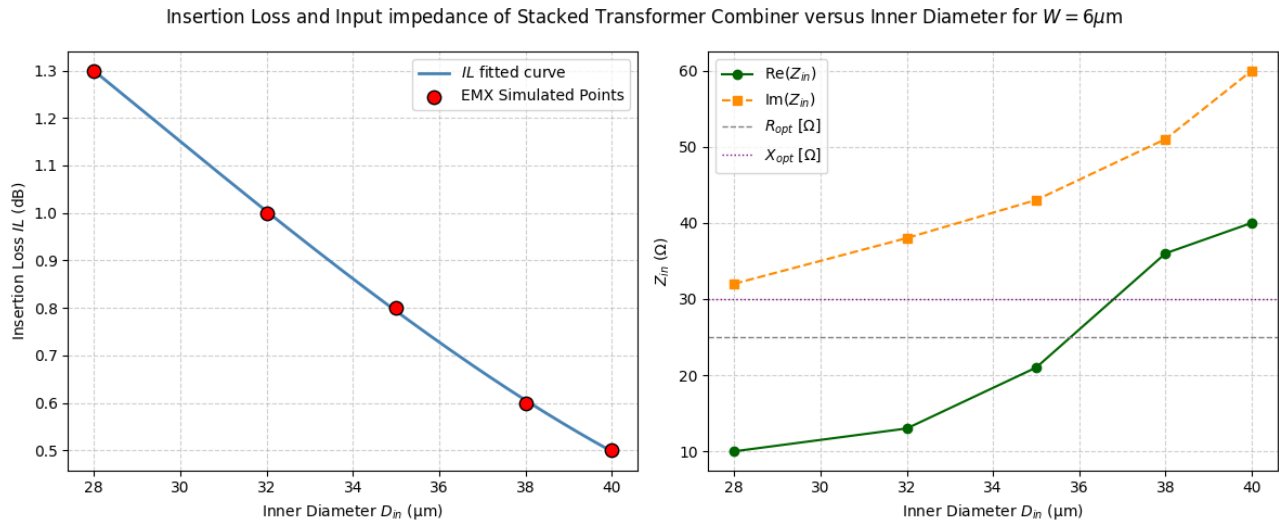
Ο μετασχηματιστής αυτός δεν υπάρχει ως έτοιμο Pcell από την mm-Wave βιβλιοθήκη της τεχνολογίας. Επομένως, με σκοπό να μπορέσουμε να δοκιμάσουμε παραμετρικά να μεταβάλλουμε τόσο την εσωτερική διάμετρο, το width των μεταλλικών γραμμών ή το spacing μεταξύ των κέντρων των τυλιγμάτων, θα χρειαστεί να κατασκευάσουμε την γεωμετρία με κώδικα σε γλώσσα SKILL. Υλοποιώντας τέτοιον κώδικα μπορούμε να παράγουμε την γεωμετρία του stacked transformer σε φυσικό σχέδιο, χρησιμοποιώντας τα μέταλλα της τεχνολογίας GF22 – FDX και συγχρόνως να μπορούμε να μεταβάλλουμε τις διαστάσεις της διάταξης εύκολα και γρήγορα μέσω CDF παραμέτρων. Έπειτα, με χρήση του EMX θα προσομοιώσουμε την διάταξη, λαμβάνοντας το τελικό .s8p αρχείο που περιγράφει μέσω S-παραμέτρων, τον stacked μετασχηματιστή. Αυτό το αρχείο μετά θα χρησιμοποιηθεί στο τελικό σχηματικό της εικόνας (5.61), με σκοπό να συγκρίνουμε την επίδοση μεταξύ των τελικών υλοποιήσεων. Παρακάτω, φαίνεται η φυσική σχεδίαση αυτού μέσω δημιουργίας

του ως Pcell από κώδικα SKILL, για επιλογές διαστάσεων $D_{in} = 32\mu m$ / $W = 6\mu m$ καθώς και το mesh που δημιουργείται στο EMX :



Εικόνα 5.65. Stacked Transformer Power Combiner SKILL parametric setup και EMX generated mesh

Αφού υλοποιήθηκε ο φυσικός σχεδιασμός, με βάση τους κανόνες της τεχνολογίας, θα προχωρήσουμε σε αντίστοιχες μετρήσεις για την επιλογή των διαστάσεων του stacked transformer με στόχο την χαμηλότερη δυνατή υποβάθμιση της αποδοτικότητας του ενισχυτή. Παρακάτω, μπορούμε να δούμε, ύστερα από μετρήσεις για πάχος γραμμών $W = 6\mu m$, τις μέσες απώλειες εισαγωγής (insertion loss) μεταξύ κάθε path του μετασχηματιστή $\left(\bar{IL} = \frac{IL_{1 \rightarrow 3} + IL_{2 \rightarrow 3}}{2}\right)$, καθώς και το πραγματικό και φανταστικό μέρος της εμπίδησης εισόδου της διάταξης, υπό φορτίο $C_{PAD} // 50\Omega$:



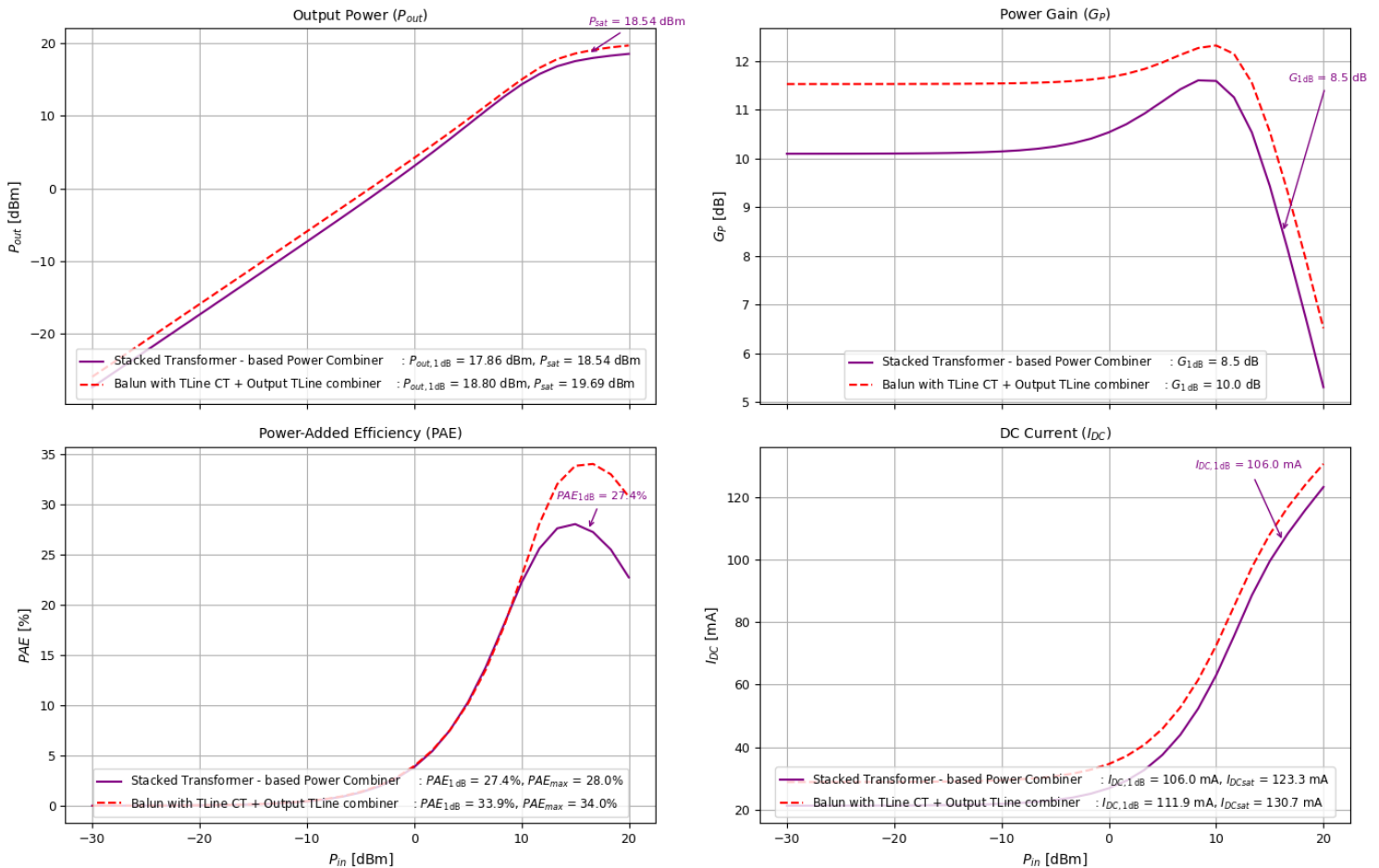
Εικόνα 5.66. Insertion loss & Z_{in} συναρτήσει της εσωτερικής διαμέτρου του stacked transformer της εικόνας (5.64)

Από τις ανωτέρω μετρήσεις στο EMX βλέπουμε πως, όμοια με προηγουμένως, δεν υπάρχει τρόπος να μετασχηματίσουμε κατάλληλα και το ωμικό και επαγωγικό μέρος της αντίστασης εισόδου. Εκτός αυτού όμως υπάρχει ένα ακόμα πιο σημαντικό πρόβλημα. Όπως αναφέρθηκε, πλέον έχουμε stacked δομή με 3 διαφορετικά τυλίγματα που διαρρέονται από την ίδια φορά ρεύματος, μέσω των ενισχυτών του κάθε path. Αυτό οδηγεί σε πιο έντονο mutual coupling σε σχέση με την περίπτωση του balun, με συνέπεια για να φτάσουμε την ίδια εμπίδηση εισόδου που δίνει το balun θα χρειαστούμε ακόμα μικρότερες διαστάσεις — για μείωση της υψηλότερης επαγωγής κάθε τυλίγματος, λόγω μαγνητική σύζευξης. Επομένως, η παραπάνω διάταξη δεν μπορεί να πετύχει την Z'_{opt} με χαμηλά insertion losses, όπως φαίνεται και ανωτέρω.

Λαμβάνοντας υπόψιν τις ανωτέρω παρατηρήσεις, οι βέλτιστες διαστάσεις που βρέθηκαν ήταν γύρω στα ($D_{in} \approx 29\mu m$, $W = 6 - 7\mu m$), αλλά με combining efficiency αρκετά χαμηλότερο από την περίπτωση του balun combiner γύρω στα 72% – 75% (1.2dB – 1.3dB). Δηλαδή, η παραπάνω λύση δεν είναι αρκετά αποδοτική για υψηλά transformation ration σαν αυτά που διακρίνουν τον εν – λόγο ενισχυτή, αλλά σίγουρα αποτελεί πιο compact και υψηλότερου coupling factor λύση για on – chip current-based power combiners.

Τέλος, στην παρακάτω γραφική βλέπουμε την σύγκριση επιδόσεων ισχυρού σήμα μεταξύ των παραπάνω τελικών υλοποιήσεων (**Balun – based** και **Stacked transformer – based Power combiner**):

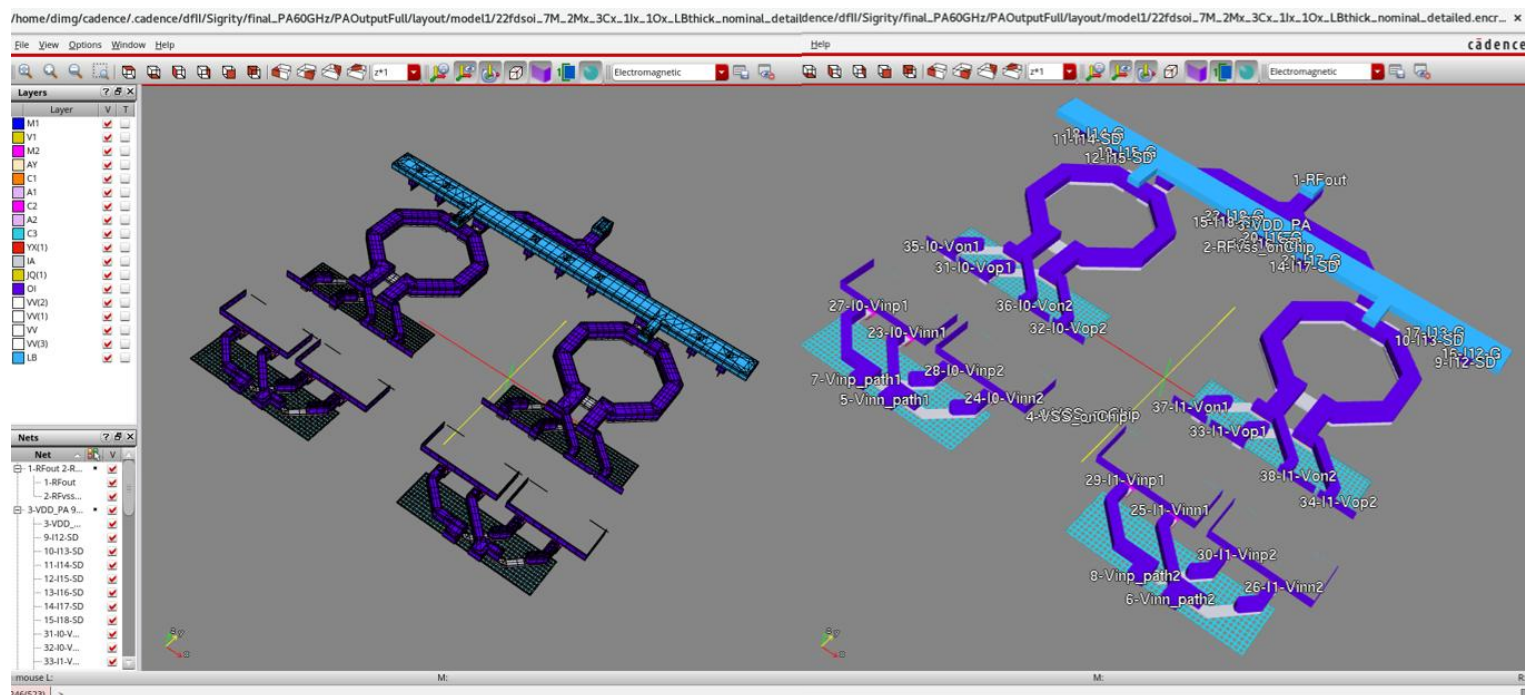
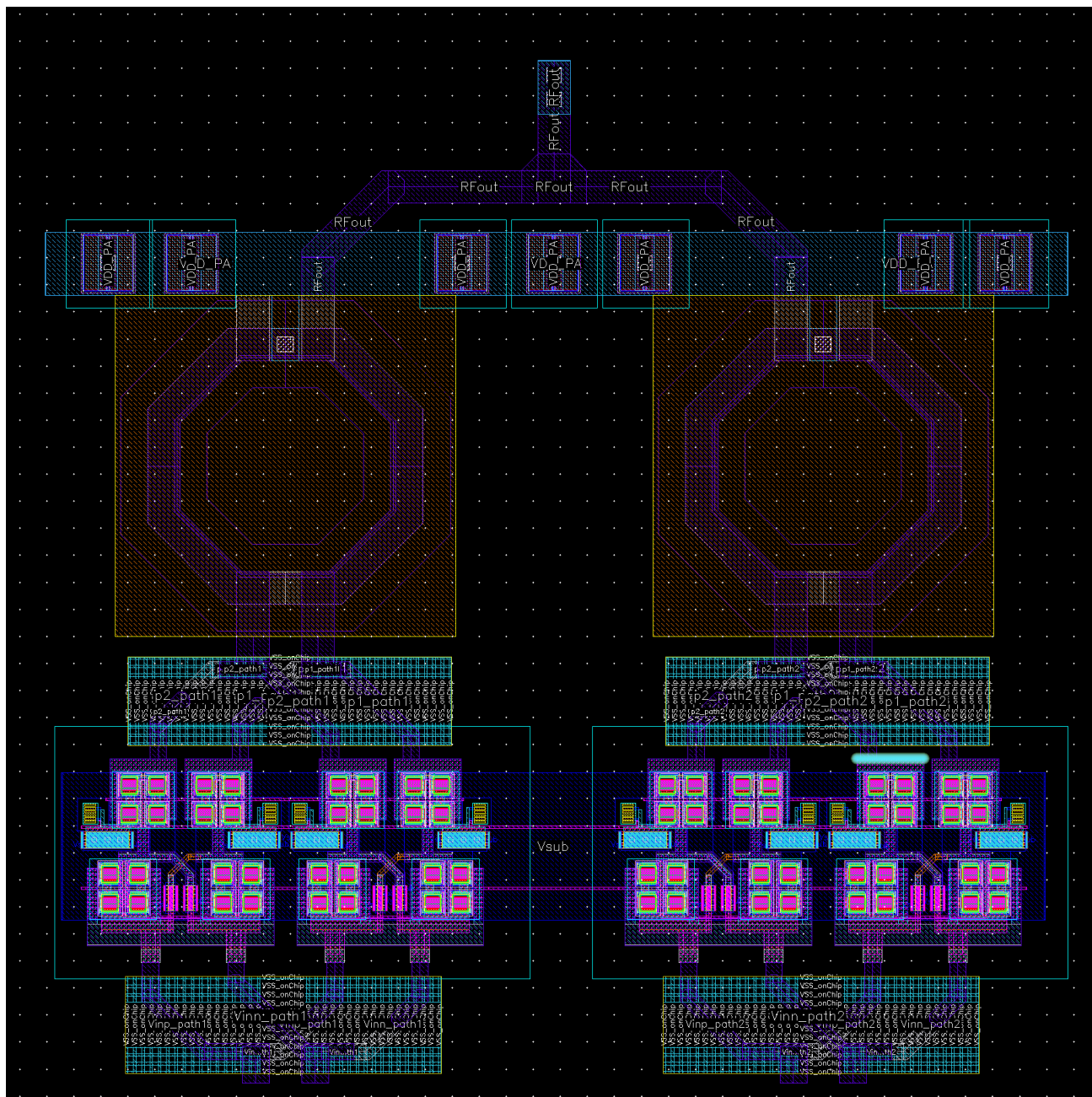
Performance Comparison Across Balun-based and StackedTransformer-based Current combiners



Εικόνα 5.67. Μετρήσεις Επίδοσης σε ισχυρό σήμα για Balun-based και Stacked transformer - based Power Combiners στο δίκτυο εξόδου του ενισχυτή ισχύος

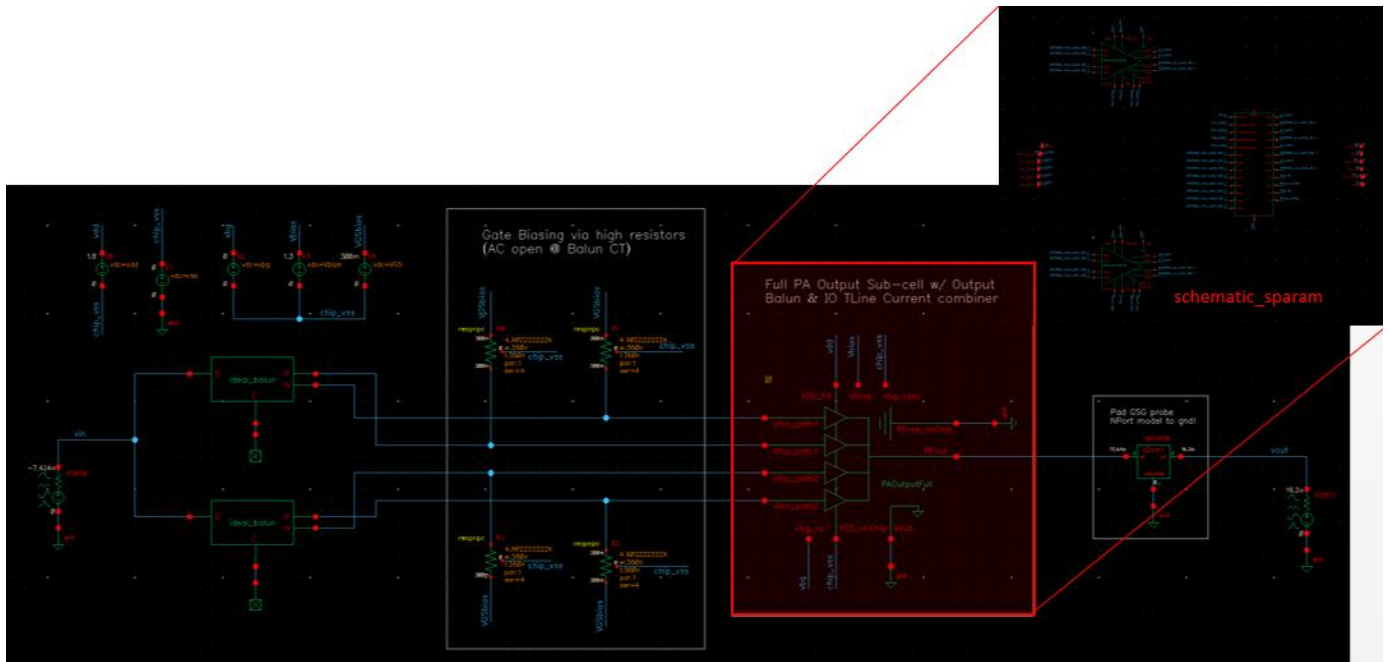
5.10 Επίδοση Συνολικού Σταδίου Εξόδου του Ενισχυτή Ισχύος

Με βάση τα παραπάνω καθίσταται απαραίτητο για την παρούσα υλοποίηση των ενισχυτών, να προχωρήσουμε με τον Balun – based Current combiner. Επομένως, ως τελικό βήμα αποτελεί η ενσωμάτωση σε φυσική σχεδίαση των TLine Current combiner που συνδυάζουν την ισχύ από κάθε επιμέρους ενισχυτή του κάθε path (βλ. εικόνα 5.52) με το συνολικό δίκτυο εξόδου που περιεγράφηκε προηγουμένως (βλ. εικόνα 5.60). Τελικά, ύστερα από οποιαδήποτε ρύθμιση χρειάστηκε με βάση τους κανόνες της τεχνολογίας, στη παρακάτω εικόνα φαίνεται η σχεδίαση του τελικού layout για το πλήρες στάδιο εξόδου του ενισχυτή ισχύος της παρούσας διπλωματικής (με την προσθήκη και των decoupling πυκνωτών στο VDD rail των Center tap) :

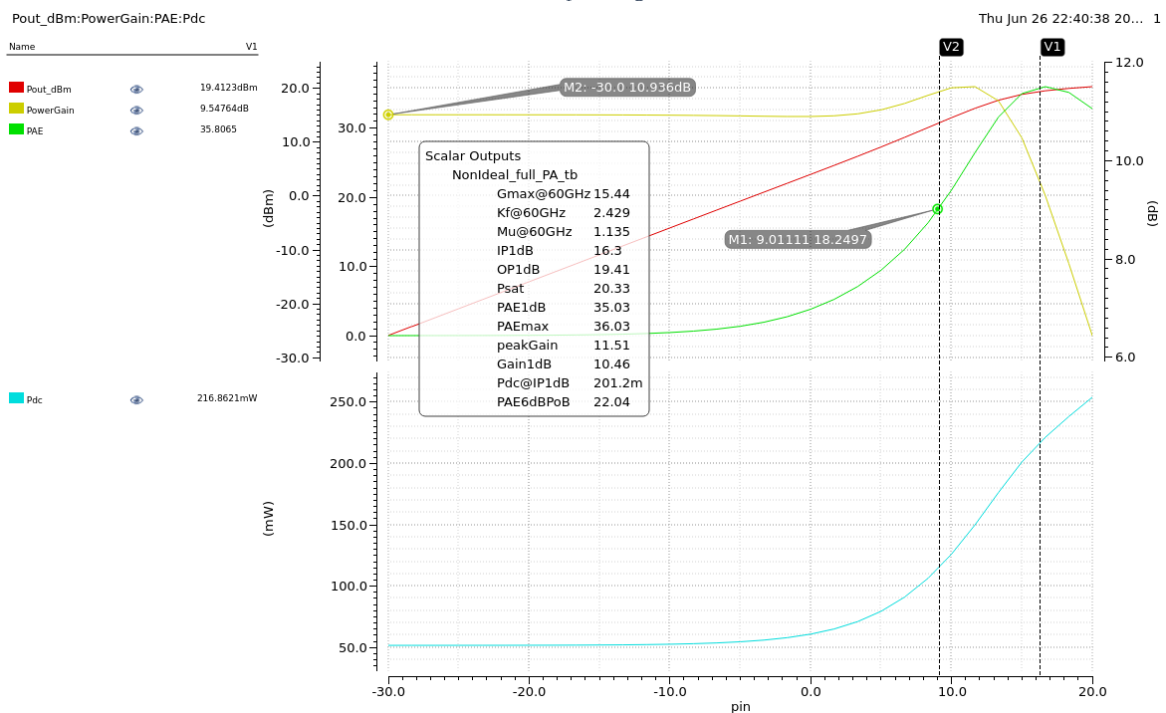


Εικόνα 5.68. Πλήρες Layout του δικτύου εξόδου και EMX προσομοίωση λαμβάνοντας υπόψιν όλα τα παθητικά δίκτυα που συνδέονται με τους ενισχυτές ισχύος κάθε path

Από την ανωτέρω προσομοίωση στο EMX, εξάγουμε το `schematic_sparam` αρχείο που περιλαμβάνει το παραπάνω Balun-based matching/combining δίκτυο εξόδου μαζί με τους εσωτερικούς TLine Current combiners του κάθε path, ως ένα ισοδύναμο N – port. Παρακάτω, φαίνεται το τελικό σχηματικό με χρήση αντιστάσεων για την πόλωσης πύλης με πλεονεκτήματα που αναλύονται στο επόμενο κεφάλαιο της διπλωματικής, ενώ φαίνονται και τα διάφορα αποτελέσματα των προσομοιώσεων επίδοσης σε ισχυρό σήμα του σταδίου εξόδου στα 60GHz, σε ένα εύρος ζώνης [45GHz – 75GHz], καθώς και σε over corner variations των στοιχείων:



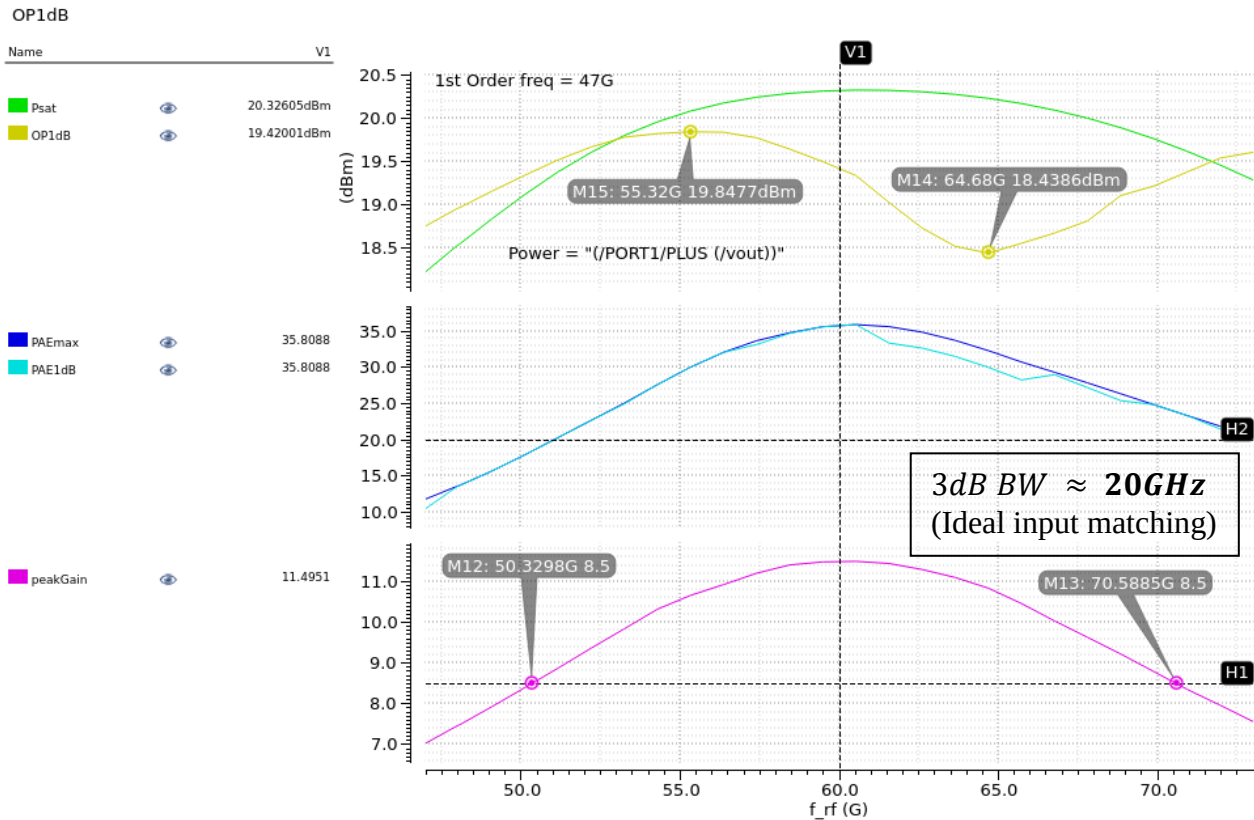
Εικόνα 5.69. Output Stage Schematic



Εικόνα 5.70. Επίδοση Σταδίου εξόδου του ενισχυτή ισχύος @ 60GHz

5.10.1 Μετρήσεις Over frequency του πλήρες Σταδίου εξόδου του Ενισχυτή Ισχύος

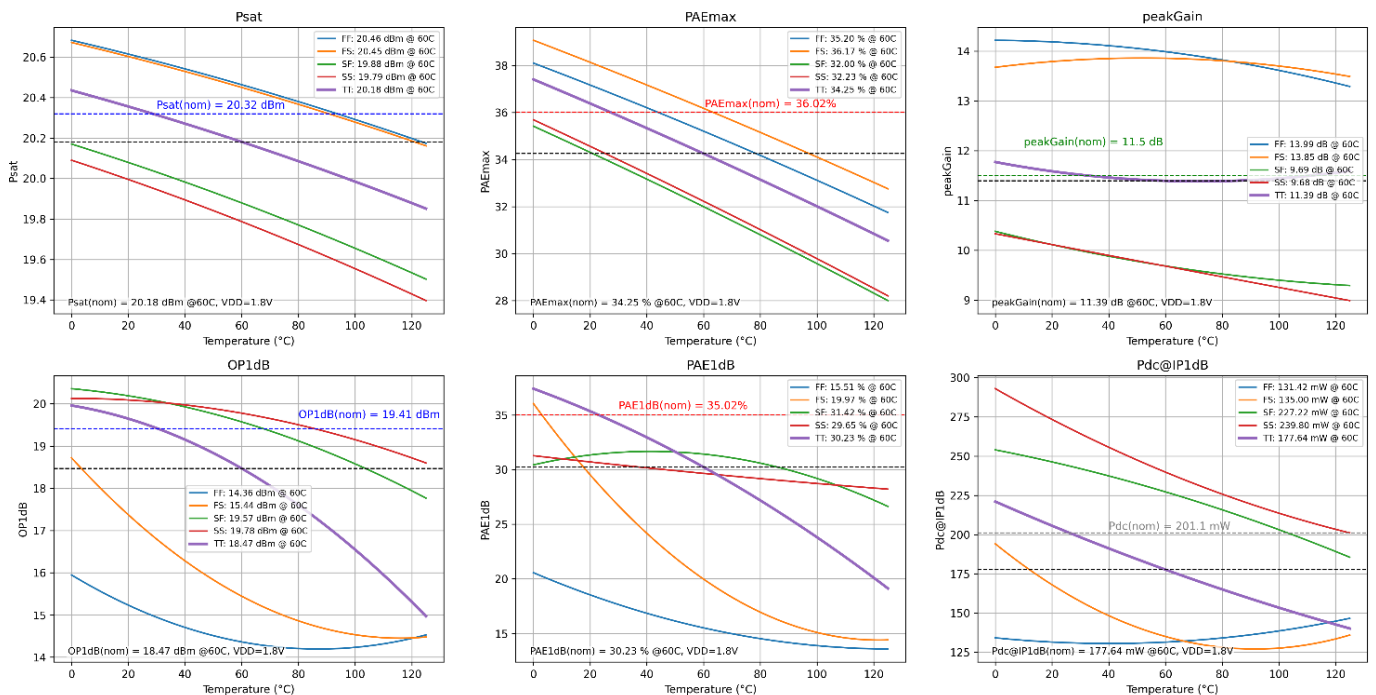
1



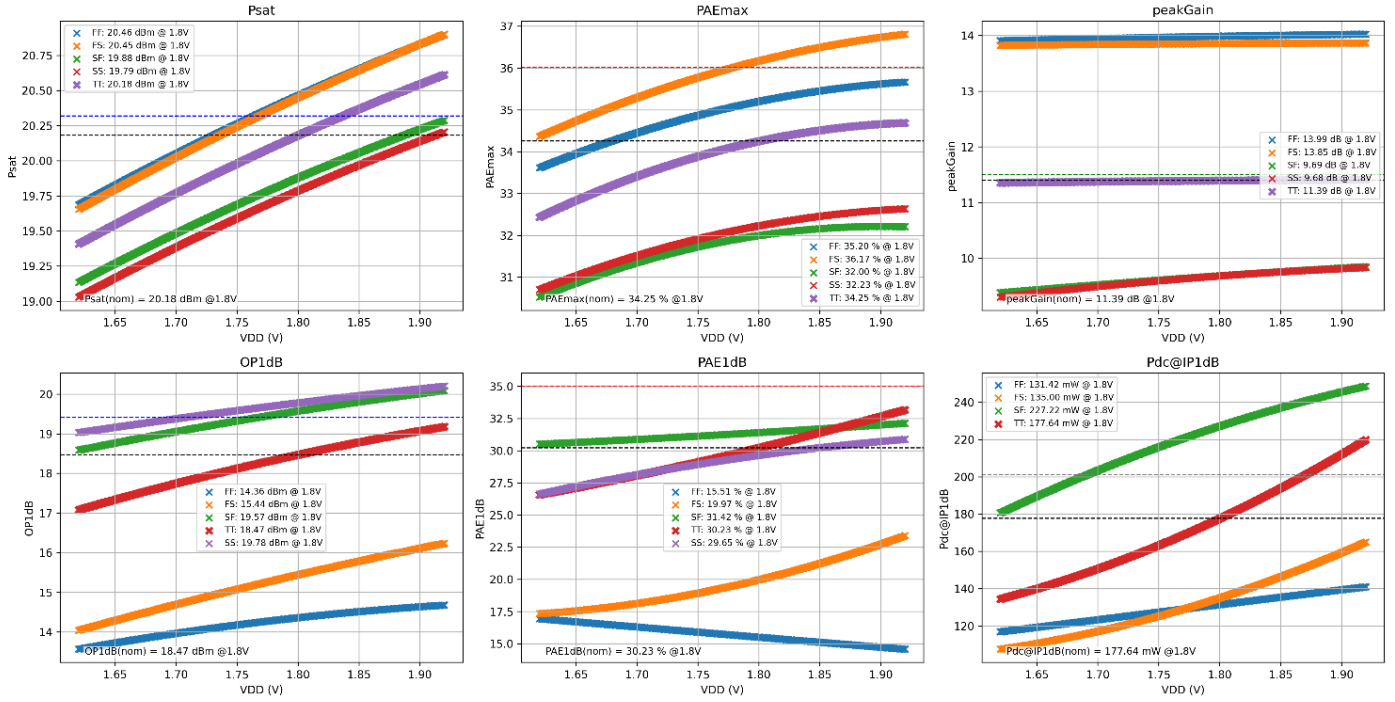
Εικόνα 5.71. Μετρικές ισχύος 1dB/κορεσμού, αποδοτικότητας και κέρδους για το στάδιο εξόδου του ενισχυτή ως προς την συχνότητα

5.10.2 Μετρήσεις Over Corners του πλήρες Σταδίου εξόδου του Ενισχυτή Ισχύος @ 60GHz

Performance Metrics of PA FullOutput Sub-cell across Corner (SS-->FF) & Temperature variations



Performance Metrics of PA FullOutput Sub-cell across Corner (SS-->FF) & +/-10% Supply voltage variations (T = 60C)



Εικόνα 5.72. Μετρήσεις μετρικών του σταδίου εξόδου του ενισχυτή στα διαφορετικά corner cases {TT,SS,SF,FF,FS} ως προς την θερμοκρασία (−40°C έως 125°C) και ως προς την τάση τροφοδοσίας (± 10%,60°C) @ 60GHz

Ελέγχοντας τις μετρήσεις συναρτήσεων της συχνότητας της προηγούμενης ενότητας, γίνεται ιδιαίτερα αντιληπτή η συντονισμένη συμπεριφορά γύρω από τα 60GHz που εμφανίζει το στάδιο εξόδου, ύστερα από την εισαγωγή του δικτύου εξόδου. Αυτό μπορεί να φανεί αισθητά και από το διάγραμμα μέγιστου κέρδους ισχύος του σταδίου εξόδου συναρτήσεων της συχνότητας στην εικόνα (5.71). Συγκεκριμένα, μετράμε ένα **εύρος ζώνης -3dB σχεδόν στα 20GHz** με κεντρική συχνότητα τα 60GHz, ενώ αντίστοιχη συμπεριφορά παρατηρείται και στη ισχύ κορεσμού και στη μέγιστη αποδοτικότητα του σταδίου εξόδου.

Αντίστοιχα, υπό μεταβολή των corner cases του ολοκληρωμένου τόσο ως προς τη θερμοκρασία σε nominal τροφοδοσία 1.8V όσο και ως προς τη τάση τροφοδοσίας στους 60°C, παρατηρούνται σχετικά σταθερές μεταβολές γύρω από την typical περίπτωση (TT), τόσο στην ισχύ εξόδου όσο και στην αποδοτικότητα PAE και στο κέρδος ισχύος (π.χ. $\pm 0.3dBm$ μεταβολές P_{sat} γύρω από το typical corner λειτουργίας). Ειδικότερα παρατηρούμε σταθερή μείωση των επιδόσεων του ενισχυτή με την αύξηση της θερμοκρασίας (π.χ. μείωση P_{sat}), αλλά με την μείωση της τροφοδοσίας του ενισχυτή. Περισσότερες πληροφορίες για τις αντίστοιχες μεταβολές που παρατηρούνται στο σημείο συμπίεσης 1dB του σταδίου εξόδου θα δοθούν σε επόμενη ενότητα.

6. Σχεδίαση Driver Σταδίου του Ενισχυτή Ισχύος και Input Matching – Power Splitter Κυκλώματος

Στο προηγούμενο κεφάλαιο πραγματοποιήθηκε αναλυτική μελέτη και σχεδίαση του τελικού σταδίου εξόδου του ενισχυτή ισχύος στα 60GHz, χρησιμοποιώντας την τεχνολογία GF22 – FDX. Συνεχίζοντας την ανάλυση, στο παρόν κεφάλαιο εστιάζουμε στη σχεδίαση του πρώτου σταδίου του ενισχυτή ισχύος (**Driver Stage**), καθώς και των δικτυωμάτων προσαρμογής εισόδου και εξόδου αυτού. Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη ενότητα, η ένταξη ενός σταδίου οδήγησης είναι απαραίτητη για την επίτευξη υψηλότερου συνολικού κέρδους στον ενισχυτή ισχύος. Παράλληλα, είναι κρίσιμο να διασφαλιστεί η σωστή προσαρμογή εμπέδησης μεταξύ των σταδίων, ώστε να μεγιστοποιηθεί η μεταφορά ισχύος και να ελαχιστοποιηθούν οι ανακλάσεις. Για τον σκοπό αυτό, θα σχεδιαστούν κατάλληλα δίκτυα προσαρμογής τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο του Driver Stage. Συγκεκριμένα, το στάδιο εισόδου, πέραν της προσαρμογής σε 50Ω μονή είσοδο για τον ενισχυτή ισχύος, θα έχει ως στόχο και τον αποτελεσματικό διαχωρισμό ισχύος (Power Splitter) στα path του ενισχυτή.

6.1 Co – Design Σταδίου Driver και Inter – stage Matching μετασχηματιστή

Ξεκινώντας τη μελέτη του σταδίου οδήγησης, πραγματοποιείται εκτενής ανάλυση αναφορικά με την επιλογή των ενεργών στοιχείων που χρησιμοποιούνται στη συγκεκριμένη βαθμίδα. Παράλληλα, εξετάζονται αναλυτικά οι απαιτήσεις, καθώς και οι τεχνικές προκλήσεις που σχετίζονται με τα ενδιάμεσα δίκτυα προσαρμογής (inter-stage matching network) κάθε path, το οποίο είναι κρίσιμο για τη σωστή σύζευξη μεταξύ του driver και του σταδίου εξόδου του ενισχυτή κάθε path.

6.1.1 Επιλογή ενεργών στοιχείων σταδίου οδήγησης

Κατά τη σχεδίαση του ενισχυτή οδήγησης (driver amplifier), μία από τις βασικές προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιούνται αφορά τα επίπεδα ισχύος εξόδου. Συγκεκριμένα, το στάδιο οδήγησης οφείλει να παρέχει ισχύ εξόδου στο σημείο συμπίεσης 1dB (OP_{1dB}) τουλάχιστον 2 – 3dB υψηλότερη από την αντίστοιχη τιμή εισόδου στο σημείο συμπίεσης (IP_{1dB}) των ενισχυτών ισχύος του κάθε path της εξόδου. Αυτή η απαίτηση διασφαλίζει ότι ο ενισχυτής οδήγησης λειτουργεί εντός της γραμμικής του περιοχής όταν τροφοδοτεί το στάδιο εξόδου, αποφεύγοντας έτσι την πρόωρη παραμόρφωση και την υποβάθμιση της συνολικής γραμμικότητας του ενισχυτή ισχύος.

Συγκεκριμένα, για τα στάδια εξόδου του ενισχυτή ισχύος, από τη προηγούμενη ενότητα, παρατηρούμε πως για ιδανική προσαρμογή στην είσοδο, η ισχύς εισόδου που δέχονται στο 1dB σημείο συμπίεσης βρίσκεται ως εξής:

$$IP_{1dB(Output)} + 3dBm \approx OP_{1dB(Output)} - (G_{SS} - 1dB) \xrightarrow{\text{Εικόνα (5.70)}} \\ \Rightarrow IP_{1dB(Output)} \approx 6.47dBm \xrightarrow{\text{Driver Stage}} OP_{1dB(Driver)} \geq [10.5 - 11.5] dBm$$

όπου G_{SS} αποτελεί το κέρδος ασθενούς σήματος (@ $P_{in} = -30dBm$) των σταδίων εξόδου. Αρχικά, η προσθήκη των $+3dBm$ στον υπολογισμό της ισχύος εισόδου στο σημείο συμπίεσης 1dB (IP_{1dB}) των σταδίων εξόδου οφείλεται στο ιδανικό power splitting που υλοποιείται στο test-bench σχηματικό της εικόνας 5.70. Κατόπιν, εφαρμόστηκε ένα επιπλέον περιθώριο ασφαλείας τουλάχιστον 5dB, ώστε να εξασφαλιστεί:

- ο λειτουργία του driver ενισχυτή εντός της γραμμικής του περιοχής, τουλάχιστον κατά 2 – 3dB απόσταση από το (OP_{1dB}) σημείο, και
- πρόβλεψη για ενδεχόμενες απώλειες τάξης 2dB στο inter – stage matching δίκτυο.

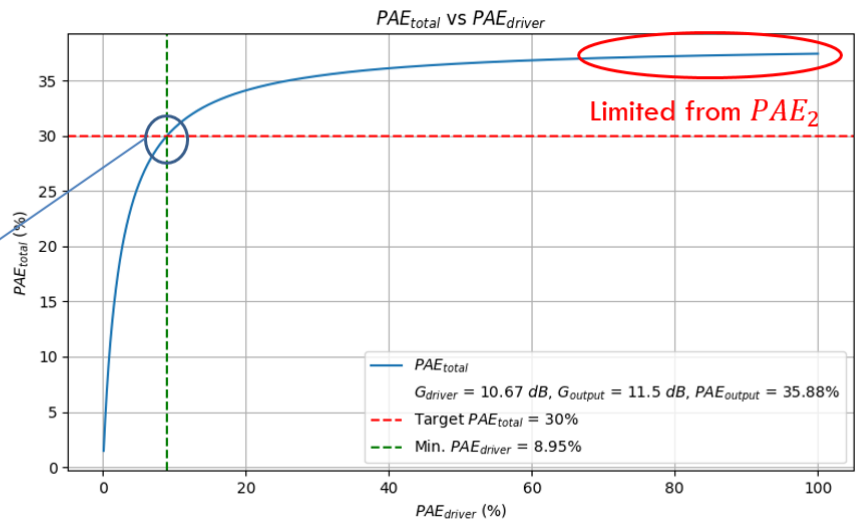
Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, προκύπτει ότι ο driver ενισχυτής θα πρέπει να παρέχει ισχύ εξόδου στο σημείο συμπίεσης 1dB (OP_{1dB}) τουλάχιστον **11.5dBm**, ώστε να διασφαλίζεται η σωστή και γραμμική λειτουργία του τελικού ενισχυτή ισχύος.

Όσον αφορά την αποδοτικότητα του ενισχυτή, ισχύει η παρακάτω σχέση για το PAE_{total} του πλήρους ενισχυτή ισχύος, συναρτήσει της αποδοτικότητας του σταδίου εισόδου του ενισχυτή :

$$PAE = \frac{1 - \frac{1}{G_1 G_2}}{\frac{1}{PAE_1} \left(\frac{G_1 - 1}{G_1 G_2} \right) + \frac{1}{PAE_2} \left(\frac{G_2 - 1}{G_2} \right)}$$

$$G = G_1 + G_2 \Rightarrow G_2 \geq 10 dB$$

Υπολογισμός ορίου αποδοτικότητας του Driver Stage $\Rightarrow$ Απαιτεί λειτουργία σε **deep Class AB** για $PAE_{(driver)} \geq 10\%$



Εικόνα 6.1. Θεωρητική εκτίμηση κατωφλίου αποδοτικότητας PAE_{driver} σταδίου οδήγησης, με βάση δεδομένο στόχο PAE_{total} για τον πλήρες ενισχυτή ισχύος, λαμβάνοντας υπόψιν την επίδοση ισχυρού σήματος του σταδίου εξόδου της ενότητας [5].

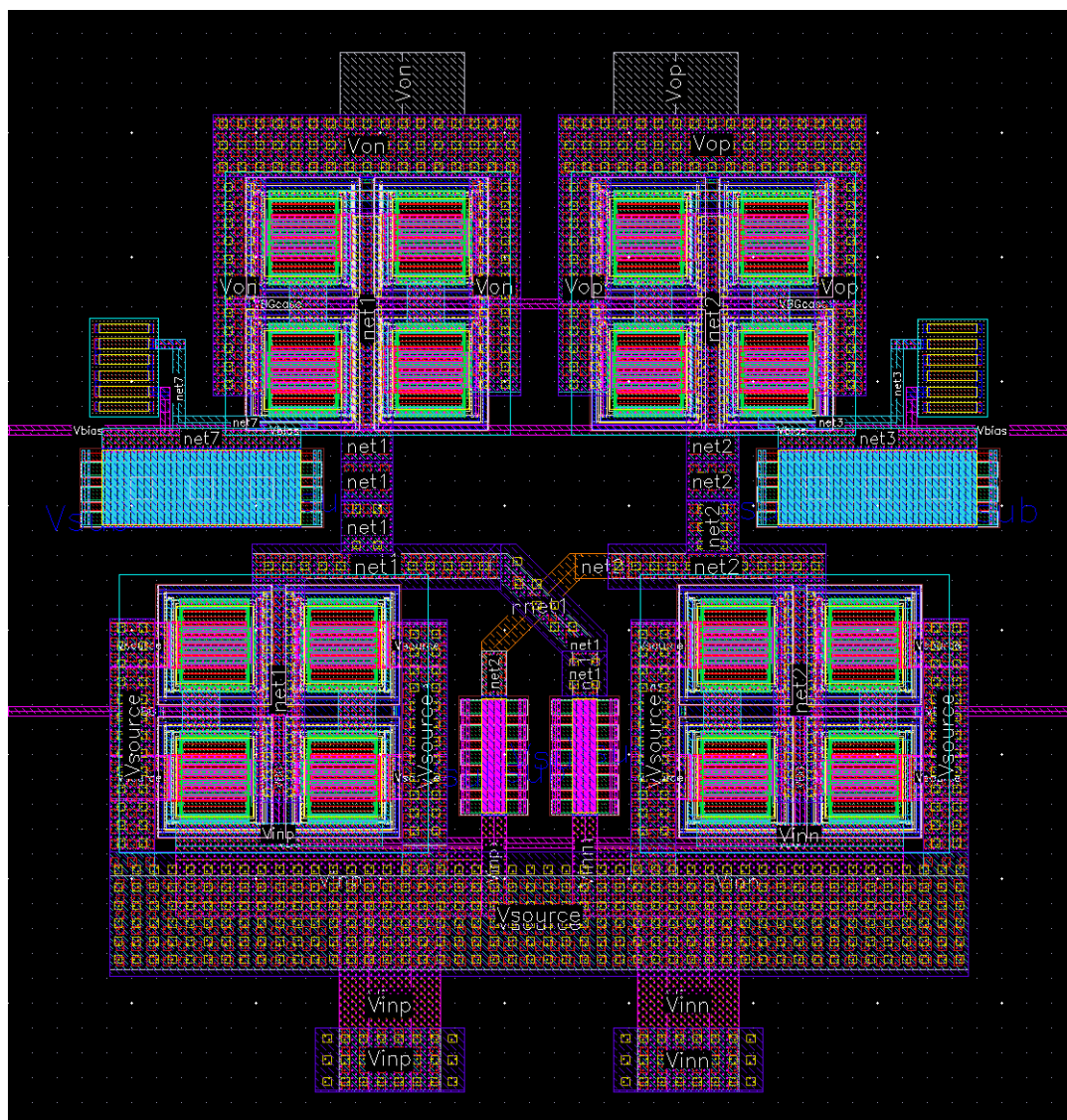
Δηλαδή, μέσω της σχέσης της Εικόνας (6.1), μπορούμε να εκτιμήσουμε το ελάχιστο αποδεκτό όριο για την αποδοτικότητα του σταδίου οδήγησης, αξιοποιώντας τα αποτελέσματα για την αποδοτικότητα και το κέρδος ισχύος του τελικού σταδίου, όπως προέκυψαν από την προηγούμενη ενότητα. Υποθέτοντας ότι ο συνολικός ενισχυτής πρέπει να παρουσιάζει συνολικό κέρδος περίπου **20dB**, και με εκτιμώμενο κέρδος για τον driver γύρω στα **10dB** ($G_{driver} \approx 10dB$), προκύπτει ότι η αποδοτικότητα του driver δεν θα πρέπει να είναι μικρότερη από **8.95%** ($PAE_{driver_{MIN}} \approx 8.95\%$). Η εκτίμηση αυτή διασφαλίζει ότι η συνολική αποδοτικότητα του ενισχυτή ισχύος δεν θα υποχωρήσει κάτω από το επίπεδο των **30%**, που αποτελεί αποδεκτό όριο για εφαρμογές υψηλής απόδοσης στα 60GHz. Η παραπάνω εκτιμώμενη αποδοτικότητα για το στάδιο οδήγησης μπορεί να μειωθεί αρκετά παραπάνω σχεδιάζοντας στάδιο οδήγησης με ακόμα μεγαλύτερο κέρδος από 10dB. Ωστόσο, κάτι τέτοιο δεν είναι πάντα εφικτό, καθώς απαιτεί αρκετά υψηλότερο sizing στα τρανζίστορ στην ίδια πόλωση, με συνέπεια παραπάνω παρασιτικά στοιχεία, που υποβαθμίζουν σημαντικά την αποδοτικότητα.

Επιπλέον, έχοντας ήδη μελετήσει τη σχεδίαση επιμέρους ενισχυτών στη προηγούμενη ενότητα (βλ. Εικόνα 5.31), παρατηρείται ότι για να επιτευχθούν τιμές αποδοτικότητας $PAE \geq [10\% - 20\%]$, οι οποίες εξασφαλίζουν επαρκές περιθώριο λειτουργίας σύμφωνα με την καμπύλη της Εικόνας (6.1), είναι απαραίτητη η λειτουργία του ενισχυτή σε συνθήκες πόλωσης **deep class AB**. Συγκεκριμένα, εάν ληφθούν υπόψη οι υψηλές απώλειες στο inter-stage δίκτυο της τάξης των 1.5 – 2dB, δηλαδή με περιορισμένη απόδοση σύζευξης (coupling efficiency) της τάξης του 63% – 70%, τότε προκύπτει σημαντική μείωση στην αποδοτικότητα, σε περίπτωση λειτουργίας σε Class A, παρά το υψηλότερο κέρδος ισχύος. Πέραν αυτού, η ισχύς σε 1dB compression point παρατηρείται σχετικά χαμηλότερη έναντι σε deep class AB πόλωση (έως και 3dBm, βλ. Εικόνα 5.31), παρότι η θεωρία προβλέπει σχετικά ίδια επίπεδα. Σε αυτήν την περίπτωση, το PAE του σταδίου οδήγησης περιορίζεται περίπου στο 15% – 18%, κάτι που δεν επαρκεί για να διατηρηθεί συνολικά υψηλή απόδοση στο σύστημα του ενισχυτή ισχύος.

6.1.2 Φυσική Σχεδίαση του Σταδίου Οδήγησης

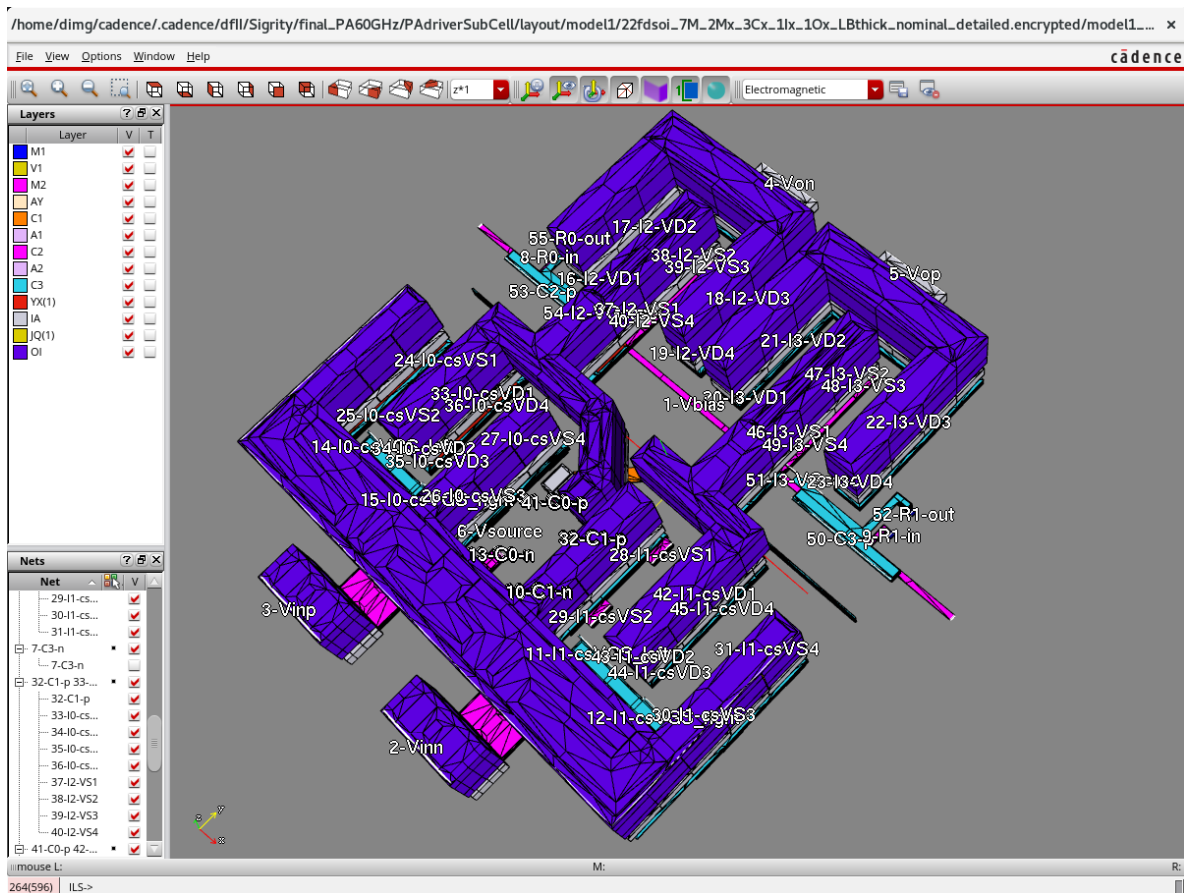
Επομένως, γνωρίζοντας τα ανωτέρω tradeoff κατά την σχεδίαση του σταδίου οδήγησης και με βάση την υψηλή απόδοση και κέρδος ισχύος (πάνω από 10dB) για τον επιμέρους neutralized cascode διαφορικό υπό – ενισχυτή που σχεδιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα (βλ. εικόνα 5.43 – PATH #1), αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθεί η ίδια υλοποίηση με την χρήση του ενισχυτή ενός εκ’ των δύο path και πόλωση σε deep class AB κατάσταση, βασιζόμενοι και στις Load – pull μετρήσεις όπως φαίνονται στις εικόνες (5.39) και (5.46). Παρακάτω, μπορούμε να δούμε το φυσικό σχέδιο του σταδίου οδήγησης

που υλοποιήθηκε, όπου φαίνονται ελάχιστες διαφορές σε σχέση με τους επιμέρους ενισχυτές του σταδίου εξόδου, κυρίως στις γραμμές στην είσοδο και στη έξοδο του παρακάτω ενισχυτή:



Εικόνα 6.2. Φυσικό Σχέδιο για το στάδιο οδήγησης (Driver Stage) στο κάθε path του ενισχυτή

Το παραπάνω στάδιο οδήγησης χρησιμοποιεί $4 \times 20\mu\text{m}$ SLVT nFET τρανζίστορ με πόλωση στα $V_{GS} = 0.3V$ για λειτουργία σε deep class AB. Το γεγονός ότι το σημείο αυτό αποτελεί και βέλτιστη συνθήκη για την γραμμικότητα του ενισχυτή (V_{GS} “sweet – spot”) έρχεται ως επιπλέον χαρακτηριστικό για το στάδιο οδήγησης, καθώς ενδεχομένως δεν θα λειτουργήσει ποτέ σε περιοχή μέσης ισχύς εξόδου (κοντά στο 1dB σημείο συμπίεσης) αλλά εντός της γραμμικής περιοχής, κάτι που δεν συμβαίνει απαραίτητα για το στάδιο εξόδου. Όπως και στους ενισχυτές του σταδίου εξόδου, θα γίνουν όλες οι απαραίτητες H/M προσομοιώσεις για τα interconnect μεταξύ των στοιχείων στο πακέτο EMX, όπως φαίνεται και από το παρακάτω mesh:

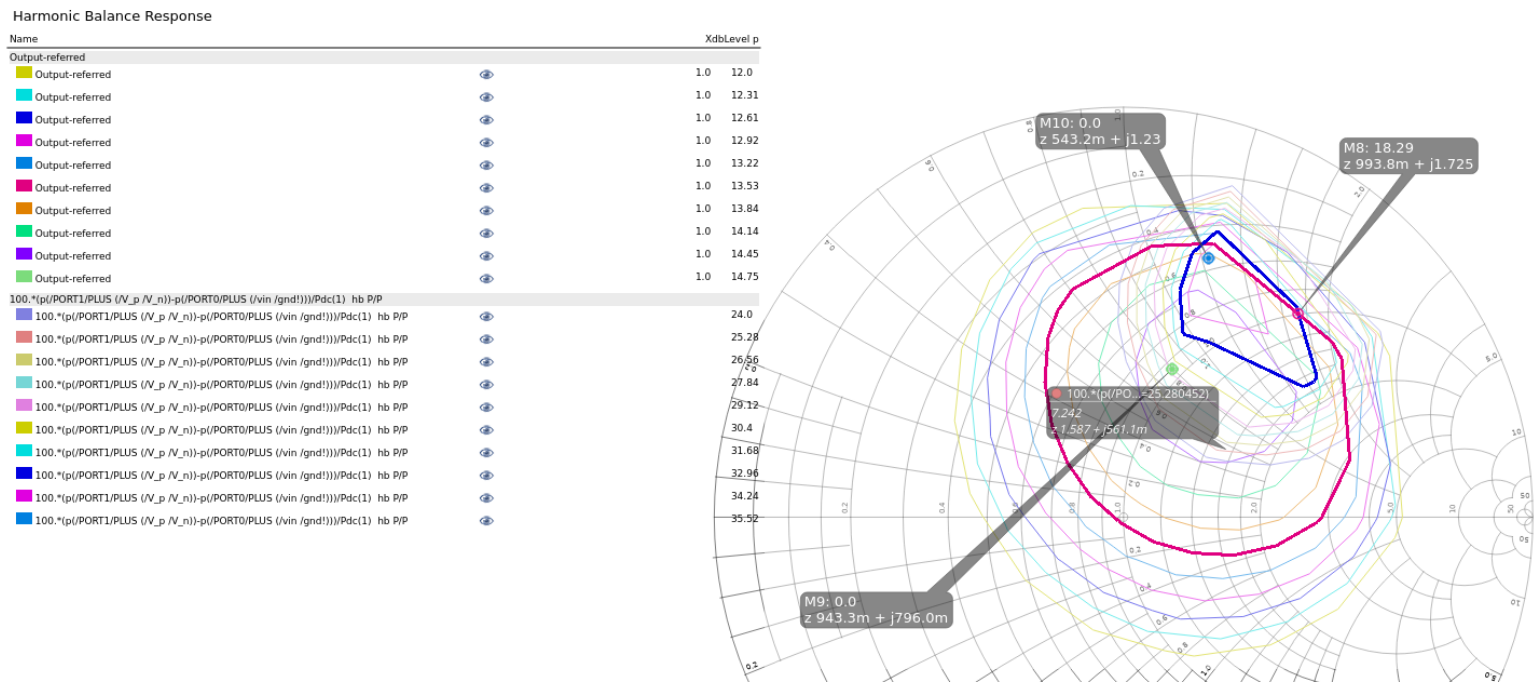


Εικόνα 6.3. EMX mesh για το στάδιο οδήγησης κάθε path του ενισχυτή ισχύος

Αφού εξαχθεί το απαραίτητο αρχείο προσομοίωσης (...) για το στάδιο οδήγησης, θα εφαρμοστεί **Load – Pull** ανάλυση, με σκοπό την αξιολόγηση της επίδοσης του κυκλώματος υπό διαφορετικές συνθήκες φορτίου. Στόχος της ανάλυσης είναι να εντοπιστούν οι απειροελάχιστες διαφορές στα σημεία μέγιστης ισχύος και αποδοτικότητας, οι οποίες προκύπτουν εξαιτίας μικρών διαφοροποιήσεων στο layout του σταδίου οδήγησης σε σχέση με τα επιμέρους ενισχυτικά κελιά της εικόνας (...) του σταδίου εξόδου. Οι διαφορές αυτές αποδίδονται κυρίως στη χρήση επιπλέον μεταλλικών διασυνδέσεων τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο, οι οποίες απαιτούνται για τη σύνδεση του driver με τα ενδιάμεσα δικτυώματα προσαρμογής, καθώς και με το input matching δίκτυο, αλλά και χαμηλότερου capacitive coupling μεταξύ υπό-ενισχυτών (2 sub-cells στο ίδιο path για το στάδιο εξόδου). Με βάση τα αποτελέσματα της Load – Pull ανάλυσης, θα επιλεγεί το βέλτιστο σημείο λειτουργίας που ικανοποιεί ταυτόχρονα τις συνθήκες :

- Ικανότητα ισχύος εξόδου στο 1dB compression point : $OP_{1dB} \geq 11.5dBm$
- Υψηλή αποδοτικότητα $\left(PAE_{1dB} \geq 30\% \xrightarrow{\sim 2dB-loss} PAE_{1dB} \approx 18.9\% \right)$ για κέρδος μεγαλύτερο από $G_{peak} \geq 10dB$

λαμβάνοντας υπόψιν και τις απώλειες του inter-stage matching δικτύου, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Εν τέλει, λαμβάνουμε τις παρακάτω μετρήσεις Load – Pull για το στάδιο οδήγησης :



Εικόνα 6.4. Load - Pull Μετρήσεις για το Στάδιο οδήγησης

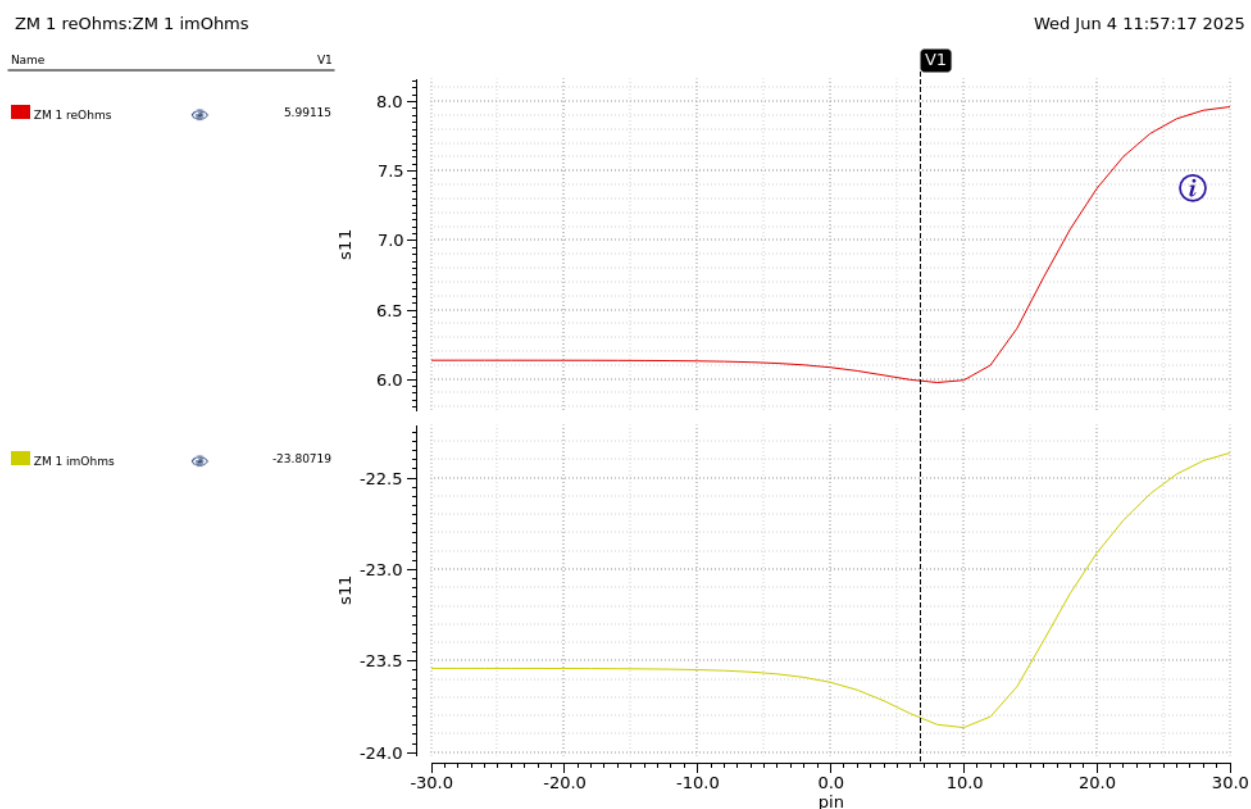
Πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση και επιλογή του βέλτιστου φορτίου που πρέπει να «βλέπει» ο ενισχυτής οδήγησης, είναι απαραίτητο να εξεταστεί η τοπολογία του δικτύου προσαρμογής μεταξύ σταδίων (inter-stage matching network) καθώς και οι απώλειες που αυτό εισάγει. Ο ορθός μετασχηματισμός εμπέδησης είναι κρίσιμος για την επίτευξη μέγιστης μεταφοράς ισχύος από το στάδιο οδήγησης προς το στάδιο εξόδου, επηρεάζοντας άμεσα την αποδοτικότητα και την γραμμικότητα του συνολικού ενισχυτή ισχύος.

6.1.3 Co-design Σταδίου Οδήγησης με Σχεδίαση Inter-stage Matching Transformer

Αρχικά, επιστρέφουμε στη μελέτη του σταδίου εξόδου που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, με σκοπό τη μέτρηση της αντίστασης εισόδου του, όπως αυτή προκύπτει «κοιτώντας» προς την είσοδο του σταδίου εξόδου. Ο βασικός λόγος που μας ενδιαφέρει η συγκεκριμένη μέτρηση είναι ότι η αντίσταση εισόδου του σταδίου εξόδου λειτουργεί ως το ισοδύναμο φορτίο για το προηγούμενο στάδιο — δηλαδή του σταδίου οδήγησης. Κατά συνέπεια, αποτελεί και το σημείο προσαρμογής για το inter-stage matching δίκτυο μεταξύ των δύο σταδίων. Εάν η προσαρμογή αυτή δεν πραγματοποιηθεί σωστά, το στάδιο οδήγησης δεν θα «βλέπει» το optimum φορτίο που αντιστοιχεί στο δικό του μέγιστο σημείο απόδοσης και ισχύος. Αυτό θα οδηγήσει σε μείωση της αποδιδόμενης

ισχύος εξόδου (OP_{1dB}) του driver, καθώς και σε μειωμένη μεταφορά ισχύος προς το στάδιο εξόδου, υποβαθμίζοντας έτσι τη συνολική απόδοση του ενισχυτή ισχύος.

Για τον σκοπό αυτό, εφαρμόζεται **Large – Signal S – Parameter (LSSP)** ανάλυση, εντός του πλαισίου Harmonic Balance (HB) προσομοιώσεων. Το βασικό πλεονέκτημα της LSSP ανάλυσης είναι η δυνατότητά της να αποτυπώνει τη συμπεριφορά ενός δίθυρου ενισχυτή μέσω του πίνακα S, λαμβάνοντας υπόψη την παρουσία ενός ισχυρού σήματος στην εισόδο αυτού. Αυτό σημαίνει πως, σε αντίθεση με την μέτρηση S-παραμέτρων σε small – signal ανάλυση (**SP analysis**), η LSSP εξετάζει και τα **μη – γραμμικά φαινόμενα** που θα εμφανιστούν όταν ο ενισχυτής λειτουργεί κοντά ή και πέρα από το σημείο συμπίεσης 1dB. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται πως η μέτρηση της εμπέδησης εισόδου, γίνεται υπό συνθήκες πραγματικής λειτουργίας του ενισχυτή, προσφέροντας μεγαλύτερη ακρίβεια για τον σχεδιασμό του inter-stage matching δικτύου που θα συνδέεται στο εν λόγω στάδιο. Εφαρμόζοντας τις ανωτέρω μετρήσεις, λαμβάνουμε τα εξής αποτελέσματα γύρω από τα 60GHz :



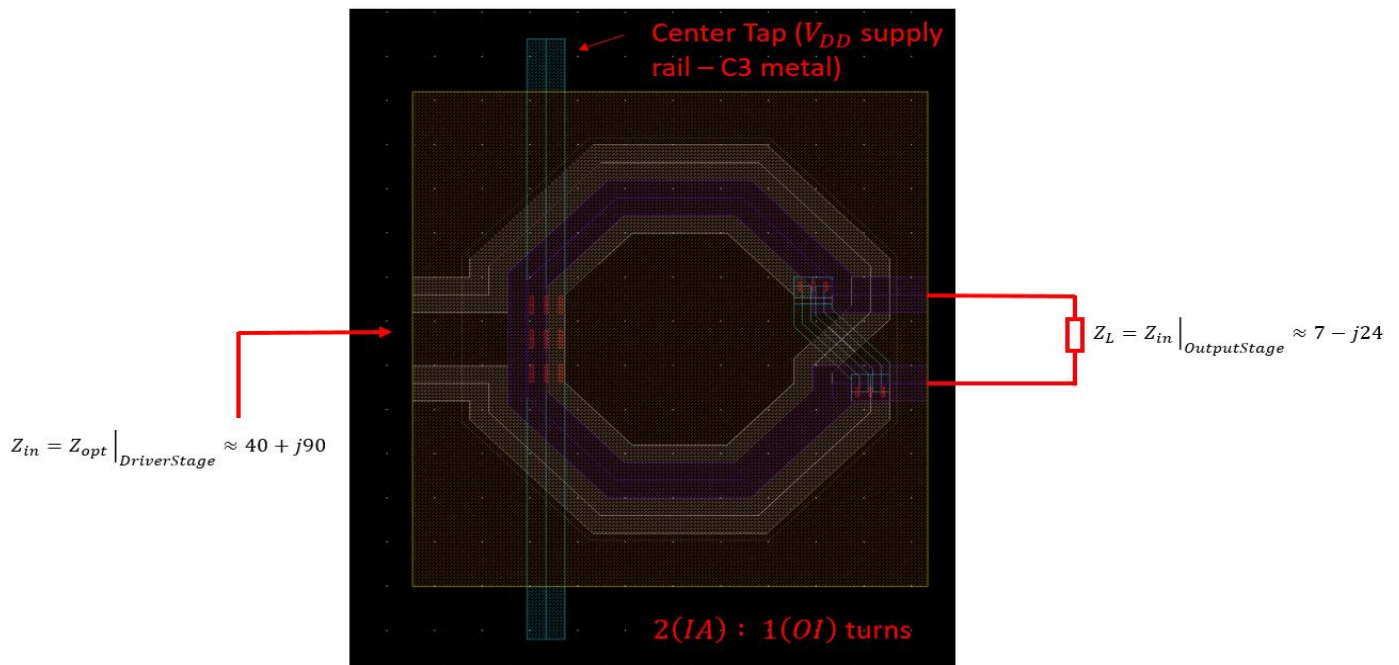
Εικόνα 6.5. Μετρήσεις σύνθετης αντίστασης εισόδου των σταδίων εξόδου του κάθε path του ενισχυτή ισχύος

Από τις παραπάνω μετρήσεις καταλήγουμε ότι : $Z_{in(Output)} \approx 6 - 24j [\Omega] @ 60GHz$. Επομένως, το δίκτυο προσαρμογής μεταξύ των σταδίων χρειάζεται να μετασχηματίσει το optimum φορτίο του σταδίου οδήγησης, θεωρώντας ως φορτίο εξόδου την ανωτέρω εμπέδηση που υπολογίστηκε. Όπως παρατηρούμε, έχουμε πράγματι χωρητικό μέρος ($-j24$), καθώς στην είσοδο κυριαρχούν οι

χωρητικότητες C_{gs} στις πύλες των τρανζίστορ και αρκετά μικρό πραγματικό μέρος λόγω της μικρής αντίστασης πύλης που εμφανίζεται χαμηλότερη λόγω των 8 finger ανά τρανζίστορ.

Όσον αφορά το δίκτυο προσαρμογής μεταξύ σταδίων, πλέον που γνωρίζουμε την σύνθετη αντίσταση εισόδου του σταδίου εξόδου σε κάθε path, μπορούμε να εκτιμήσουμε τον λόγο μετασχηματισμού που απαιτείται. Συγκεκριμένα, παρατηρούμε πως $|Z_{in(Output)}| \approx 24.7\Omega$, ενώ από τις μετρήσεις Load – Pull μπορούμε να δούμε ότι οι βέλτιστες τιμές φορτίου για μέγιστη ισχύ OP_{1dB} και αποδοτικότητα PAE κινούνται στα σημεία R_{opt} : $[40 - 50\Omega]$ (εκτός κύκλου 50Ω) και X_{opt} : $[60 - 100\Omega]$ $\xrightarrow{\text{μέση τιμή}} |Z_{L_{opt}}| \approx \sqrt{45^2 + 80^2} \approx 91\Omega$, δηλαδή σχεδόν **τέσσερις φορές** τάξης μεγέθους. Επομένως, η χρήση low – pass matching δικτύων LC δεν συμφέρει, λόγω των υψηλών απωλειών (βλ. Κεφ. 4.4).

Για τον παραπάνω λόγο μετασχηματισμού και με βάση τα αποτελέσματα της Load – Pull ανάλυσης που παρουσιάζονται στην εικόνα (6.4), επιλέγεται η χρήση **μετασχηματιστή** για την υλοποίηση του inter-stage matching δικτύου. Ο μετασχηματιστής αυτός θα διαθέτει **εσωτερική λήψη στο κέντρο (center tap)**, η οποία αξιοποιείται για την τροφοδοσία $V_{DD} = 1.8V$ του σταδίου οδήγησης.



Εικόνα 6.6. Φυσικό σχέδιο του Inter-Stage Matching transformer, όπως υλοποιήθηκε μέσω κώδικα SKILL και σύνθετες αντιστάσεις προσαρμογής υπό ιδανικές συνθήκες.

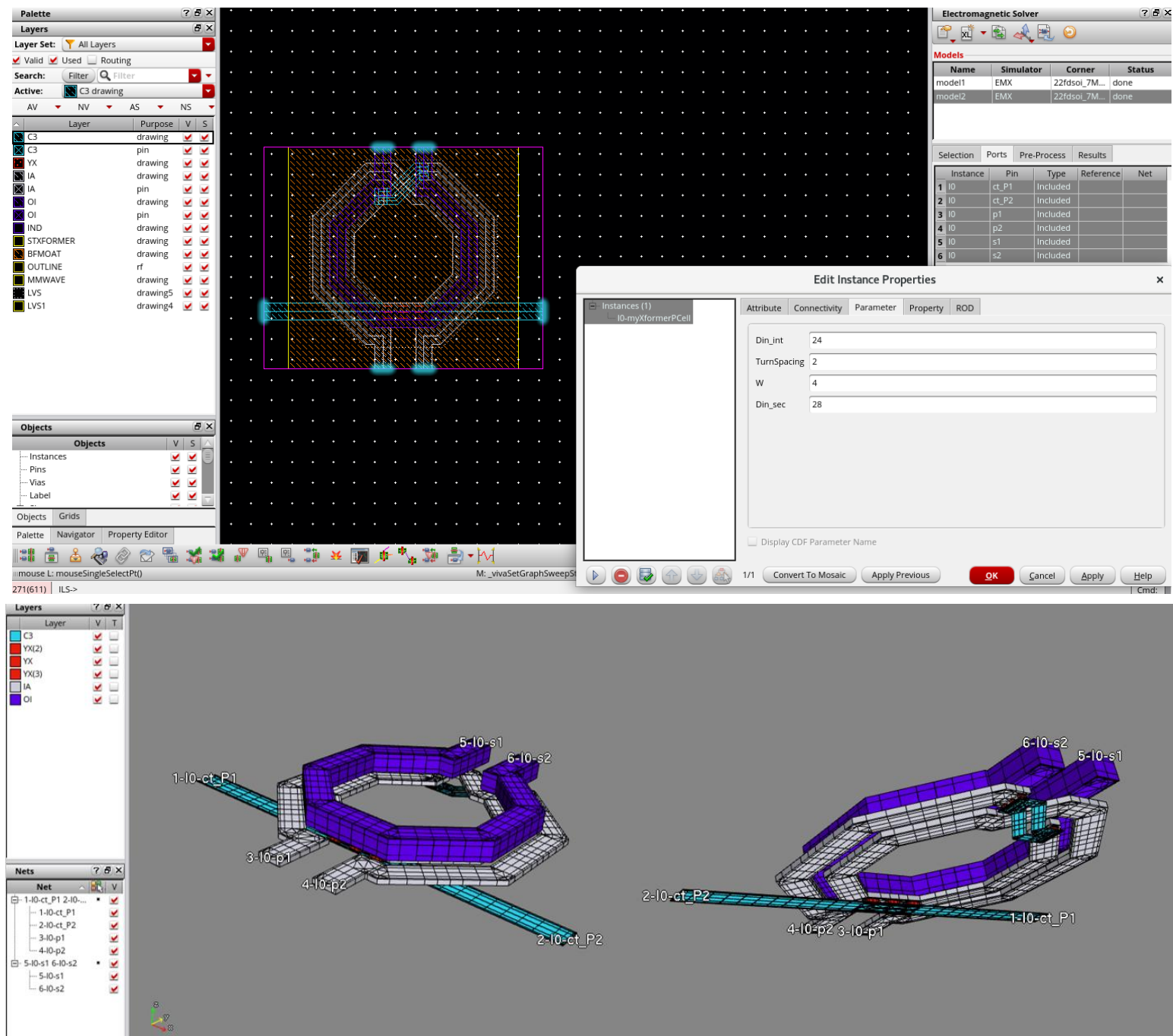
Καθώς ο λόγος μετασχηματισμού που απαιτείται είναι της τάξης του 4:1, επιλέχθηκε μετασχηματιστής με 2:1 λόγο σπειρών προτεύοντος προς δευτερεύον, καθώς κατά προσέγγιση

ισχύει ότι για τέτοιο λόγο σπειρών, η αντίσταση εισόδου του πρωτεύοντος είναι: $R_{in_{prim}} = 4 \cdot R_L$. Σε αυτό το σημείο καθίσταται εμφανής ο λόγος για τον οποίο αναμένουμε μεγαλύτερες απώλειες στο δίκτυο προσαρμογής μεταξύ σταδίων, σε σύγκριση με τα balun του δικτύου εξόδου. Η αιτία σχετίζεται άμεσα με τον αυξημένο αριθμό σπειρών στο πρωτεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή, που συνεπάγεται χαμηλότερο συντελεστή ποιότητας (Q) και, κατά συνέπεια, αυξημένες απώλειες ισχύος.

Όσον αφορά τις πολώσεις στις πύλες του τρανζίστορ του δευτερεύον τυλίγματος, αντί για center tap στο δευτερεύον τύλιγμα, επιλέγεται η χρήση υψηλών τιμών αντιστάσεων της τάξης $R_{G_{bias}} \approx 4.9k\Omega$, όπως φάνηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο. Ο λόγος που επιλέχθηκαν υψηλές τιμές αντιστάσεις είναι για να μην εισάγουν σημαντική απώλεια σήματος από RF path προς την AC γείωση, ενώ η υψηλή αντίσταση σε χαμηλές συχνότητες των ενισχυτών επιτρέπει την ιδανική DC πόλωση μέσω των αντιστάσεων αυτών. Η παραπάνω επιλογή των αντιστάσεων επιφέρει σημαντική βελτίωση και στο common – mode stability του ενισχυτή. Ειδικότερα, στην περίπτωση που προκύψουν common – mode ρεύματα στο πρωτεύον τύλιγμα λόγω μη-ιδανικής συμμετρίας στη σχεδίαση του ενισχυτή οδήγησης, η επαγωγική σύζευξη αυτών των ρευμάτων προς το δευτερεύον τύλιγμα θα είναι αμελητέα. Αυτό συμβαίνει διότι, εξαιτίας της απουσίας center tap (δηλαδή, με το δευτερεύον τύλιγμα να είναι AC open), δεν υφίσταται κατάλληλη διαδρομή ροής για common – mode ρεύματα στο δευτερεύον προς την AC γείωση. Ως αποτέλεσμα, επιτυγχάνεται σημαντική καταστολή common - mode ρευμάτων, με συνέπεια τη βελτίωση του common – mode stability του κυκλώματος [24].

Έχοντας κατανοήσει τις απαιτήσεις και τα χαρακτηριστικά που επιθυμούμε να καλύπτει ο μετασχηματιστής με λόγο σπειρών 2:1 έγινε η σχεδίαση του σε layout, όπως φαίνεται στην εικόνα (6.6). Η σχεδίαση αυτή υλοποιήθηκε με κατάλληλο κώδικα σε SKILL, καθώς δεν δύναται η δυνατότητα μέσω έτοιμου – μοντελοποιημένου Pcell από την mm – Wave βιβλιοθήκη της GF22 – FDX. Η επιλογή για το optimum φορτίο ($Z_{opt(Driver)} \approx 40 + j90$) βασίστηκε στην ικανοποίηση των συνθηκών της υψηλής αποδοτικότητας για τον ενισχυτή οδήγησης ($PAE_{Driver} \geq 30\%$), αλλά και στην υλοποίηση του ανωτέρου μετασχηματισμού εμπέδησης, με χρήση μετασχηματιστή 2:1 απωλειών ισχύος χαμηλότερες από 2 - 2.1dB.

Πράγματι, εφαρμόζοντας την μελέτη και τα βήματα σχεδίασης του Κεφ. (4) και ύστερα από διαφορετικές δοκιμές, καταλήξαμε στις διαστάσεις του μετασχηματιστή, όπως φαίνονται στην παρακάτω εικόνα. Παρακάτω, μπορούμε να δούμε επίσης και το mesh που δημιουργήθηκε στο EMX για την μελέτη της διάταξης :



Εικόνα 6.7. Layout view και διαστάσεις του 2:1 inter-stage μετασχηματιστή και EMX mesh που δημιουργήθηκε για τις μετρήσεις αυτού

Παρακάτω, δίνονται και οι μετρήσεις των χαρακτηριστικών του 2:1 μετασχηματιστή. Όπως μπορούμε να δούμε πράγματι ικανοποιείται η γενική σχέση για $n : 1$ transformer:

$$n \approx \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \Rightarrow L_p \approx n^2 \cdot L_s$$

Αφού λαμβάνουμε $\times 4$ τιμές για την επαγωγή του πρωτεύοντος τυλίγματος. Όσον αφορά τον συντελεστή ποιότητας Q , παρατηρούμε ιδιαίτερα χαμηλές τιμές σε σχέση με τα αντίστοιχα balun μονής σπείρας πρωτεύοντος που αναλύθηκαν σε προηγούμενο κεφάλαιο, εξ' ου και οι αυξημένες απώλειες, έως και 2dB του μετασχηματιστή.

Lp:Qp:Ls:Qs:km

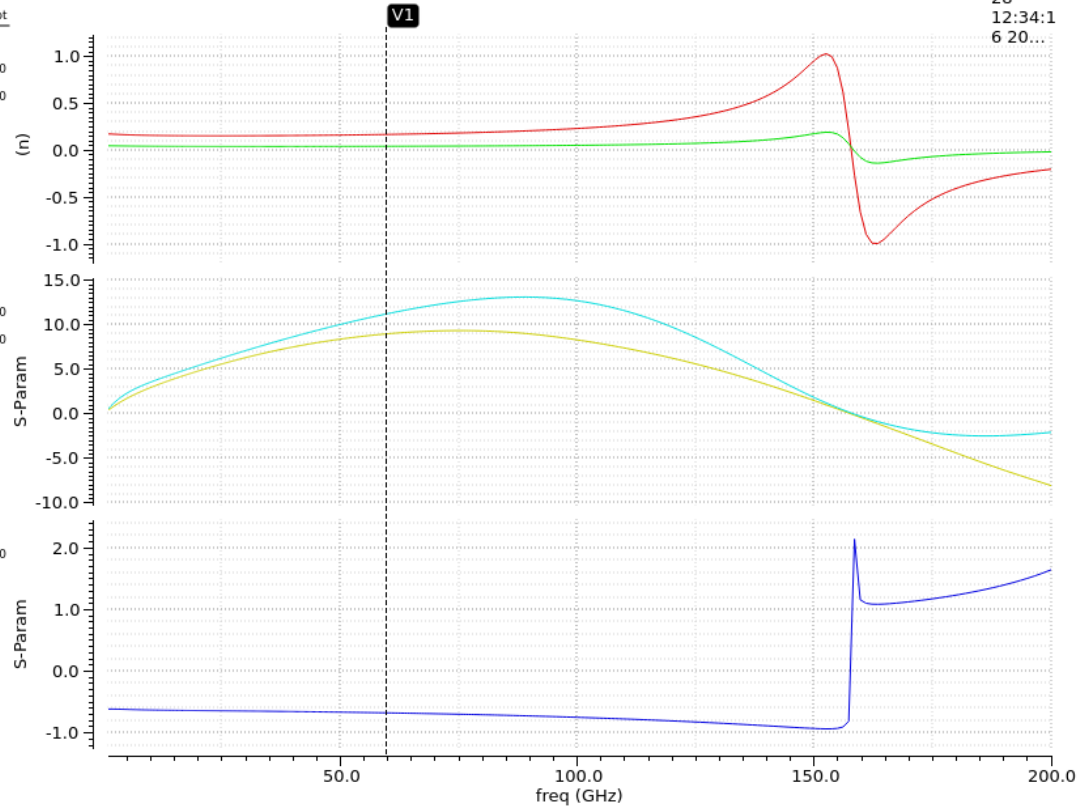
Sat Jun 1
28
12:34:1
6 20...

Name ... V1 wireopt

Lp 169.986p 13.0
Ls 43.9373p 13.0

Qp 8.99126 13.0
Qs 11.2351 13.0

km -674.17m 13.0

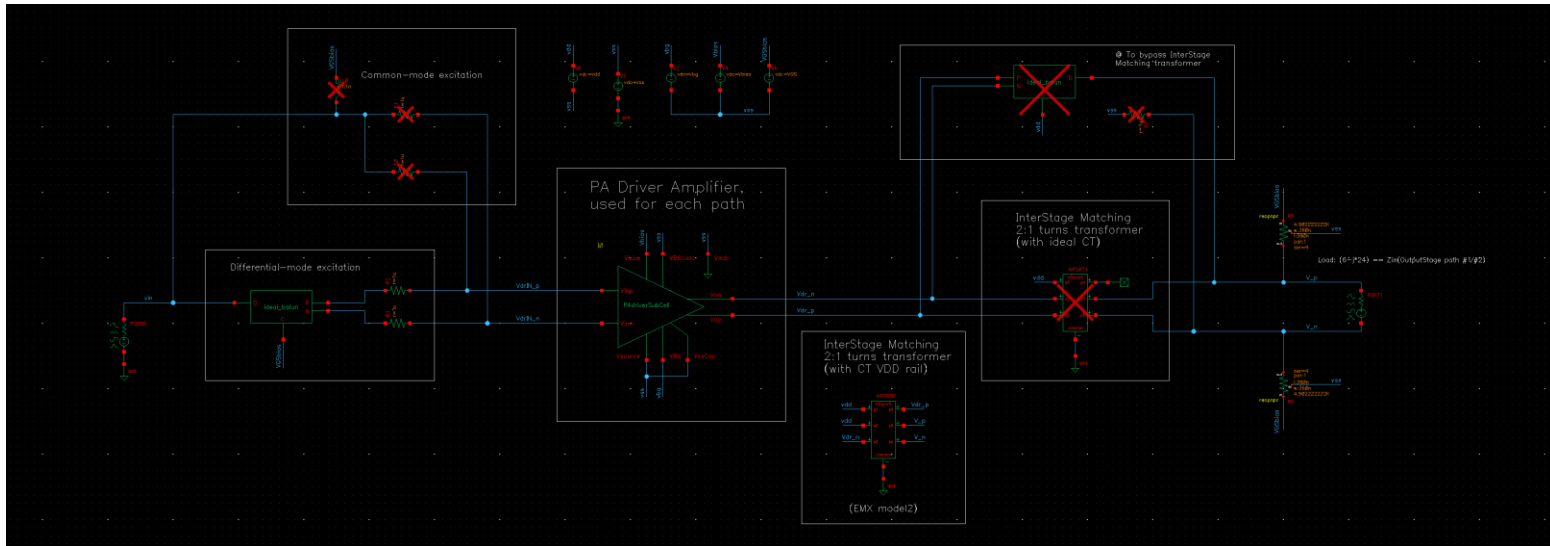


Lp	expr	(imag(zpm("sp" 1 1)) / (2 * pi * xval(zpm("sp" 1 1))))		☒	☐	
Qp	expr	(imag(zpm("sp" 1 1)) / real(zpm("sp" 1 1)))		☒	☐	
Ls	expr	(imag(zpm("sp" 2 2)) / (2 * pi * xval(zpm("sp" 2 2))))		☒	☐	
Qs	expr	(imag(zpm("sp" 2 2)) / real(zpm("sp" 2 2)))		☒	☐	
km	expr	(imag(zpm("sp" 2 1)) / sqrt((imag(zpm("sp" 1 1)) * imag...		☒	☐	
ZL	expr	complex(6 -24)	complex(6, -24)	☒	☐	
Zin	expr	(zpm("sp" 1 1) - (zpm("sp" 2 1) * zpm("sp" 1 2) * (1 / (Z...		☐	☐	
reZin	expr	real(Zin)		☐	☐	
imZin	expr	imag(Zin)		☐	☐	
Rin	expr	value(reZin 6e+10 ?scale '(roundDown))	42.74	☒	☐	
Xin	expr	value(imZin 6e+10 ?scale '(roundDown))	92.12	☒	☐	
Gmax	expr	db10(gmax(sp(1 1 ?result "sp") sp(1 2 ?result "sp") sp(...		☐	☐	
XformerLoss@Min	expr	value(Gmax 6e+10 ?scale '(roundDown))		☐	☐	> -1.1
PwrLoss	expr	db10((pvi("hb "Avout" 0 "/PORT1/PLUS" 0 "1)) / (- pvi("h...		☒	☐	
XformerLosses	expr	value(PwrLoss 11 ?scale '(roundDown))	-2.181	☒	☐	range -2 2
myInd_L	expr	(imag((1 / ypm("sp" 1 1))) / (2 * pi * xval(ypm("sp" 1 1))))		☐	☐	
myInd_Q	expr	(imag((1 / ypm("sp" 1 1))) / real((1 / ypm("sp" 1 1))))		☐	☐	
Rcoil	expr	value(((myInd_L * 2 * pi * xval(myInd_L)) / myInd_Q) 6...		☐	☐	

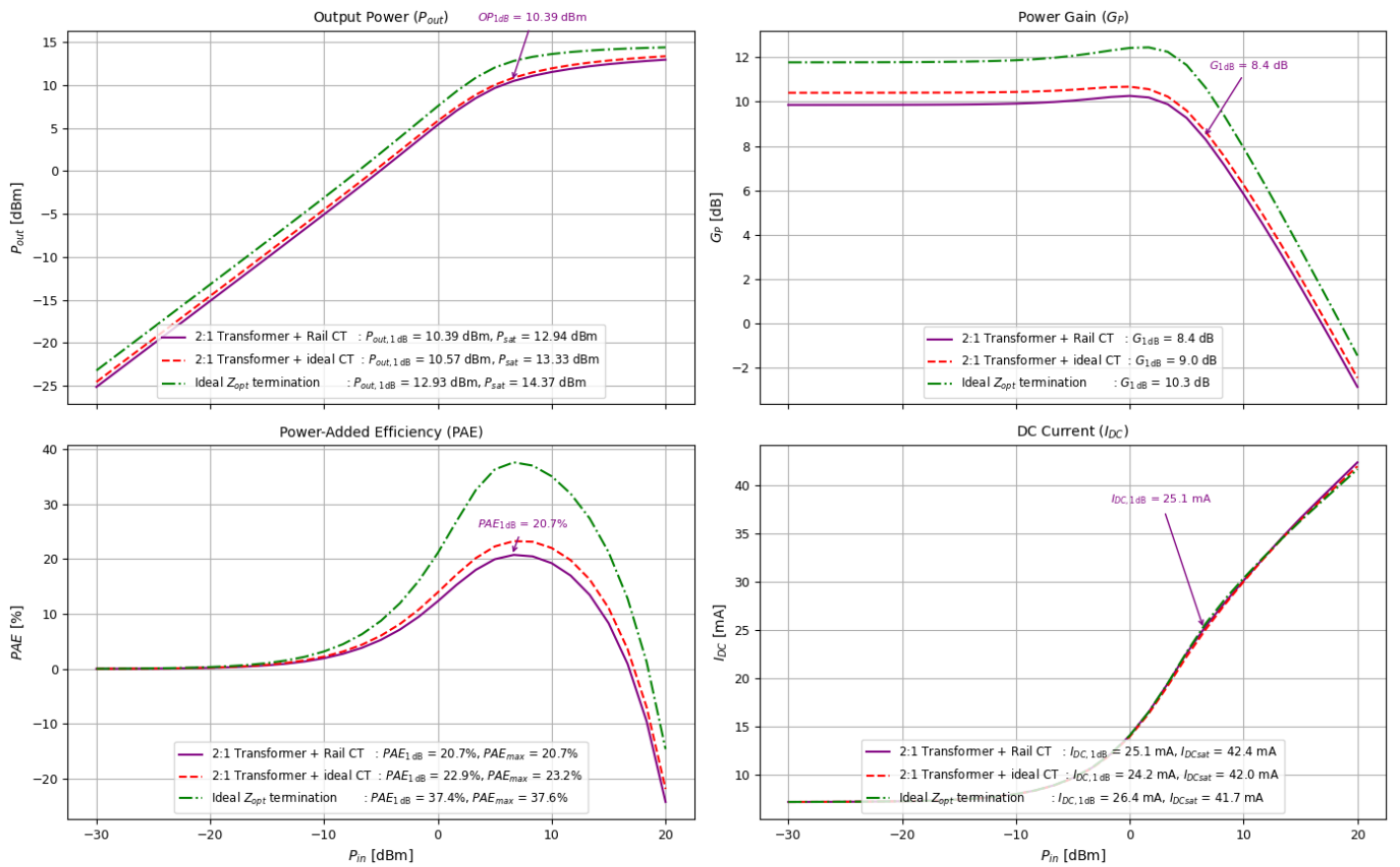
Εικόνα 6.8. Μετρήσεις επαγωγής, συντελεστή ποιότητας, coupling factor και αντιστάσεων εισόδου για τον παραπάνω 2:1 μετασχηματιστή, καθώς και οι απώλειες ισχύος αυτού

Πέραν της ανωτέρω σχεδίασης (εικόνες 6.6 - 6.7) υλοποιήθηκε και σχεδίαση με ιδανική σύνδεση στο center tap του πρωτεύοντος τυλίγματος για την τροφοδοσία του σταδίου οδήγησης, με σκοπό να υλοποιηθεί σύγκριση όσον αφορά στην μείωση του κέρδους του σταδίου αυτού.

Ειδικότερα, υλοποιώντας το σχηματικό (test-bench) που φαίνεται παρακάτω, λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα επίδοσης του σταδίου οδήγησης :



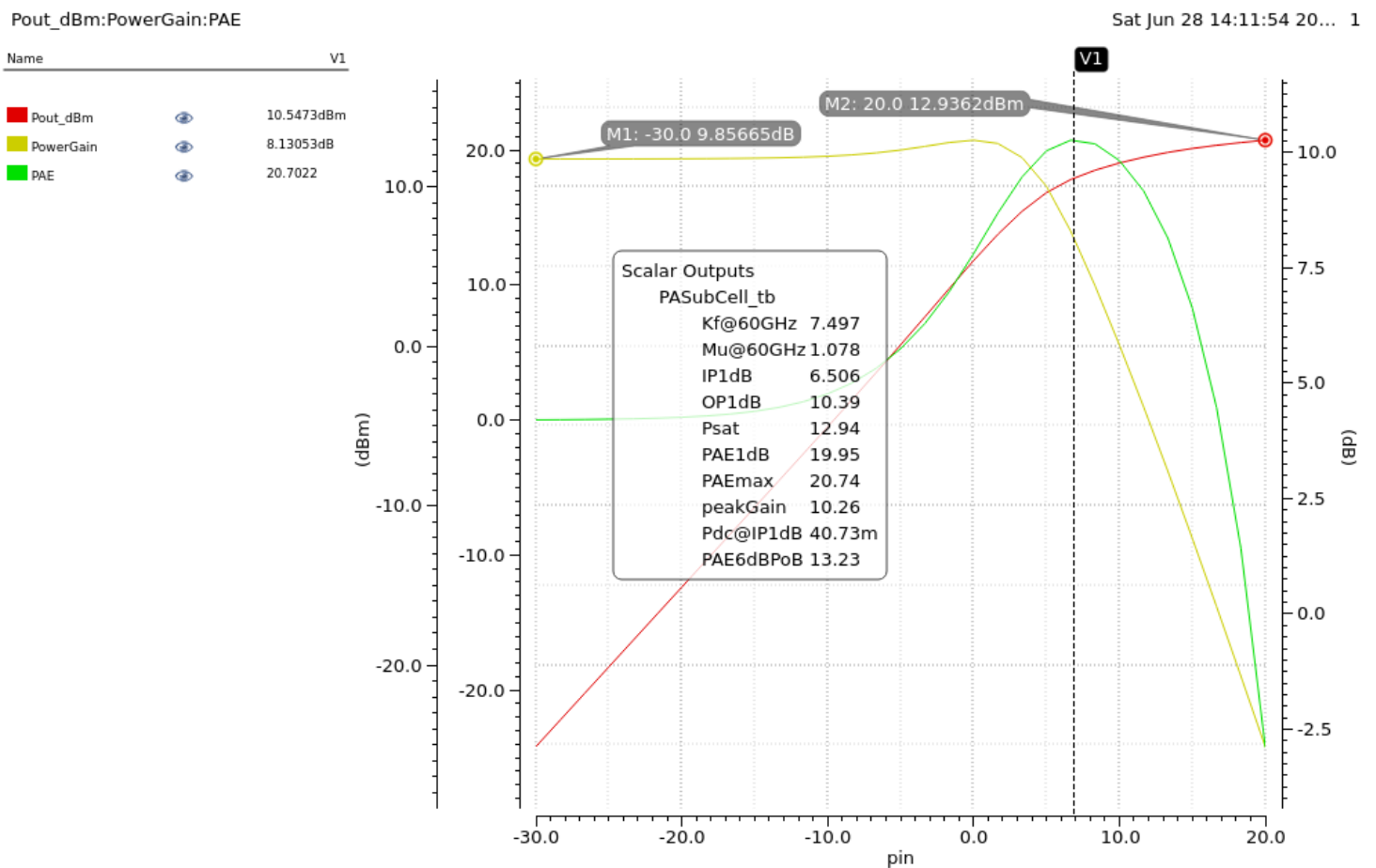
Performance Comparison of DriverStage : i) ideal Z_{opt} termination and ii) 2:1 Inter-Stage Transformer



Εικόνα 6.9. Σχηματικό προσομοιώσεων σταδίου οδήγησης και αποτελέσματα επίδοσης αυτού, μαζί με τον 2:1 μετ/στη

Με βάση τα ανωτέρω αποτελέσματα, παρατηρείται μείωση της αποδοτικότητας του σταδίου οδήγησης σε σύγκριση με την ιδανική περίπτωση (τερματισμός με την $Z_{opt(driver)}$). Η μείωση αυτή αποδίδεται κυρίως στο χαμηλό coupling efficiency του υλοποιημένου 2:1 μετασχηματιστή, το οποίο ανέρχεται

σε περίπου 63%, γεγονός που συνεπάγεται σημαντικές απώλειες κατά τη μεταφορά ισχύος. Συγκεκριμένα, παρατηρείται πτώση του κέρδους ισχύος κατά 2dB — από 12dB στην ιδανική περίπτωση, σε 10dB όταν ενσωματώνεται ο πραγματικός μετασχηματιστής, με τις απώλειες να είναι αντίστοιχες των μετρημένων απωλειών ισχύος του ίδιου του μετασχηματιστή. Παρ' όλες τις απώλειες, το στάδιο οδήγησης εξακολουθεί να παρουσιάζει σημείο συμπίεσης 1dB στην έξοδο γύρω στα 10dBm, τιμή η οποία θεωρείται ικανοποιητική και εντός των προδιαγραφών λειτουργίας. Συγκεκριμένα, η λειτουργία του σταδίου προβλέπεται να παραμένει στη γραμμική περιοχή για εξόδους μέχρι 6 – 7dBm, προσφέροντας περίσσεια περιθωρίου 3 – 4dB ως προς το σημείο συμπίεσης, το οποίο εξασφαλίζει επαρκή γραμμικότητα κατά την κανονική λειτουργία.



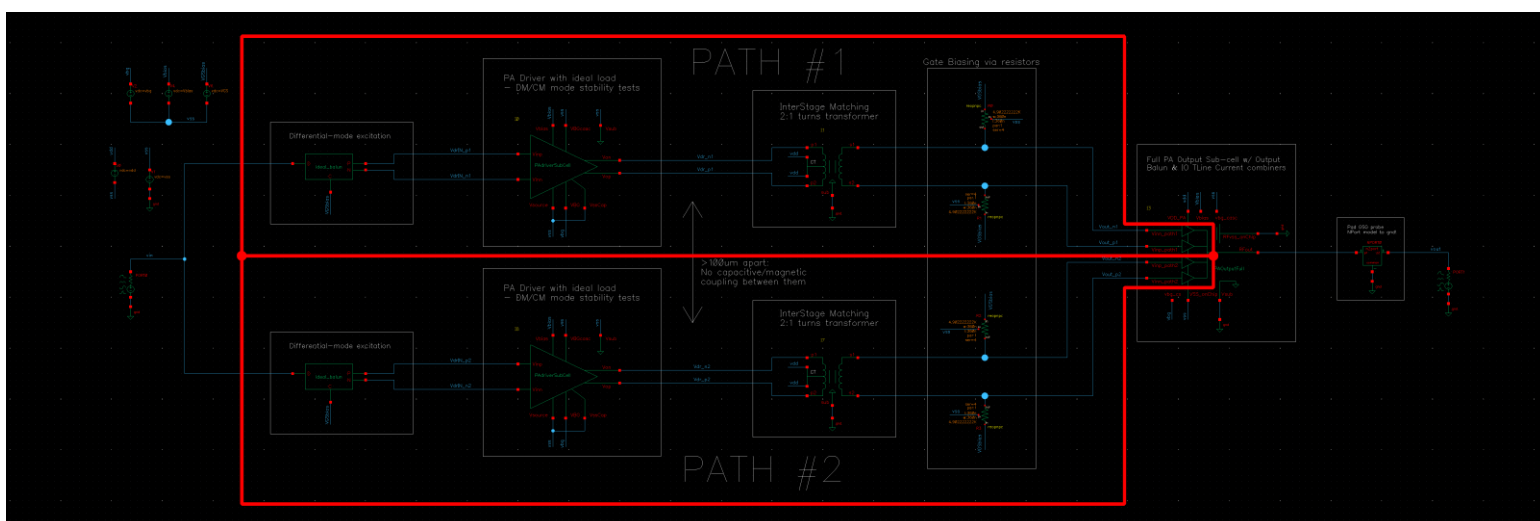
Εικόνα 6.10. Μετρήσεις επίδοσης Σταδίου οδήγησης με χρήση του 2:1 μετασχηματιστή με εσωτερικό Center-Tap (Εικόνα 6.7)

6.1.4 Επίδοση Πλήρους Ενισχυτή Ισχύος με την προσθήκη Driver και Inter-Stage Matching 2:1 turns ratio Transformer

Αφού ολοκληρώθηκε η μελέτη του σταδίου οδήγησης και του δικτύου προσαρμογής μεταξύ των σταδίων, πριν προχωρήσουμε στο input matching δίκτυο, είναι αναγκαίος ένας αρχικός έλεγχος της συνολικής λειτουργίας του ενισχυτή. Σκοπός είναι να επιβεβαιωθεί ότι το στάδιο οδήγησης ανταποκρίνεται στις απαιτήσεις που τέθηκαν :

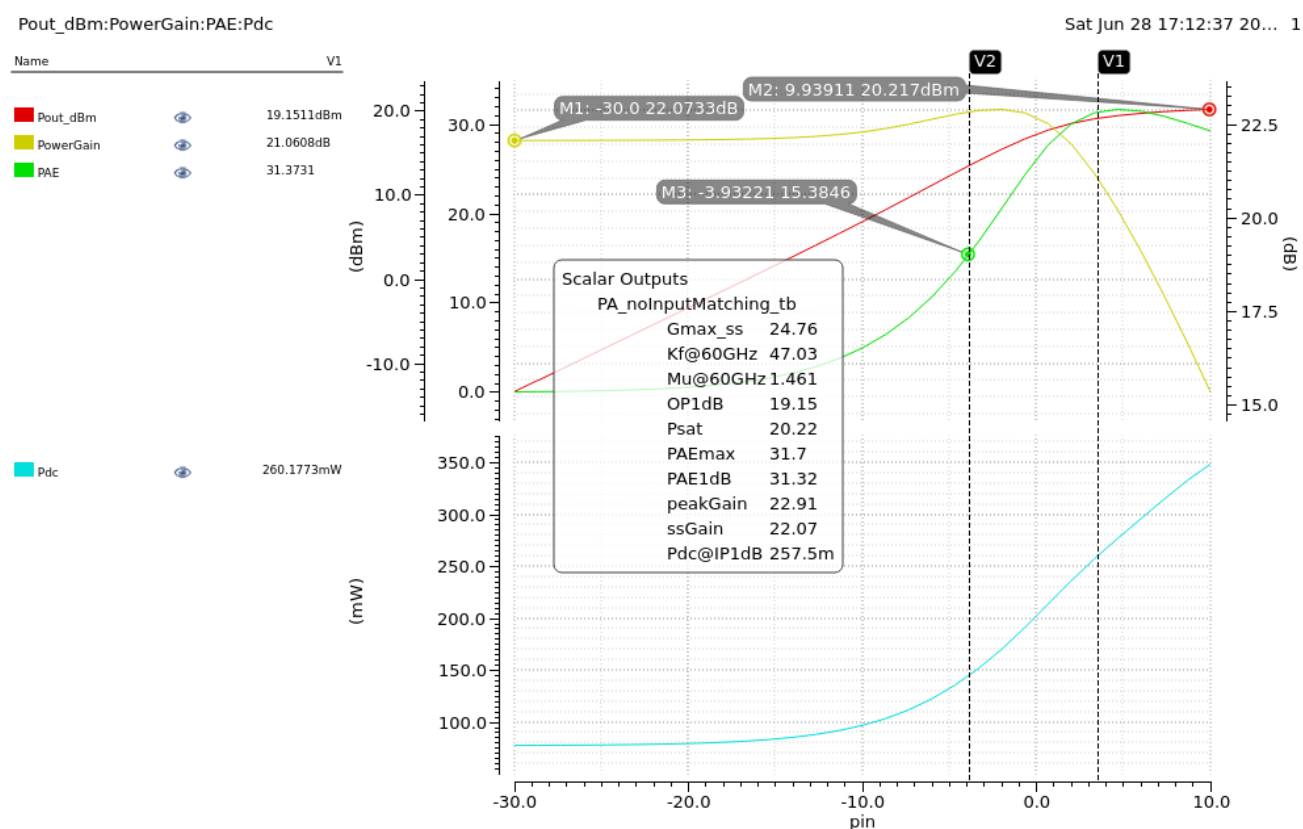
- Τα επίπεδα ισχύος P_{sat} και OP_{1dB} του ολικού ενισχυτή ισχυος πρέπει να βρίσκονται σχετικά στις ίδιες στάθμες, με τις μετρήσεις που έγιναν στο Κεφάλαιο (5) για το στάδιο εξόδου, δηλαδή σε τιμές: $20.3dBm$ και $19.4dBm$, αντίστοιχα (βλ. Εικόνα 5.70).
- Η αποδοτικότητα (PAE) του πλήρους ενισχυτή ισχύος πρέπει να έχει υποστεί ελάχιστη μείωση σε μέγιστη τιμή αλλά και στο σημείο συμπίεσης $1dB$ και να ακολουθεί την έκφραση που φαίνεται στην εικόνα (6.1). Συγκεκριμένα, με βάση την σχέση αυτή, αναμένουμε πτώση PAE_{1dB}/PAE_{max} από τα 35/36% στα 31/32%.
- Τέλος, το κέρδος ισχύος θα πρέπει να έχει αυξηθεί κατά το κέρδος του σταδίου οδήγησης, δηλαδή κατά $9.8dB - 10.5dB$, δηλαδή ο πλήρης ενισχυτής ισχύος πρέπει να εμφανίζει συνολικό κέρδος ισχύος γύρω στα $21 - 22dB$.

Στη παρακάτω εικόνα, φαίνεται το συνολικό σχηματικό, στο οποίο θα εξετάσουμε ότι ο ενισχυτής ισχύος που σχεδιάστηκε μέχρι και πριν το input matching δίκτυο επιτυγχάνει τις ανωτέρω προδιαγραφές. Στο σχηματικό αυτό φαίνονται επίσης, το σύμβολο του interstage matching 2:1 μετ/στης (περιέχει το ισοδύναμο 6-port), καθώς και τις αντιστάσεις πολώσεις $R_{Gbias} \approx 4.9k\Omega$ για το στάδιο εξόδου :



Εικόνα 6.11. Σχηματικό προσομοίωσης πλήρους ενισχυτή ισχύος, πριν την σχεδίαση του Input Matching δικτύου

Με βάση την παραπάνω μελέτη για τον συνολικό ενισχυτή ισχύος της εικόνας (6.11), λαμβάνουμε τα εξής αποτελέσματα, έπειτα από την παραπάνω προσομοίωση στο ADE – XL :

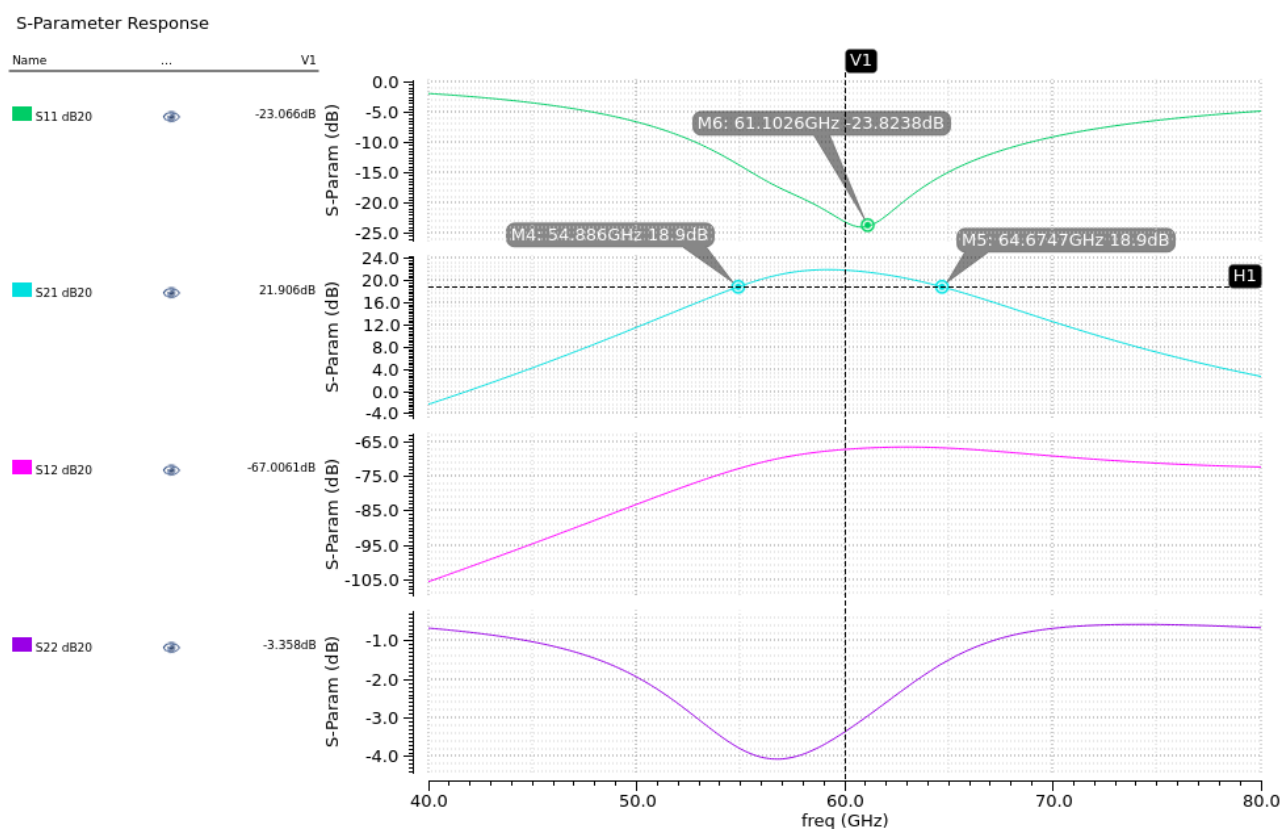


Εικόνα 6.12. Αποτελέσματα επίδοσης πλήρους ενισχυτή ισχύος, χωρίς το input matching δίκτυο

Από τα παραπάνω αποτελέσματα, επιβεβαιώνουμε όλες τις βασικές απαιτήσεις που χρειάζεται να πληροί ο συνολικός ενισχυτής ισχύος. Ειδικότερα, βλέπουμε πως πράγματι οι αποκλίσεις στα επίπεδα ισχύος από την επίδοσή του σταδίου εξόδου είναι εξαιρετικά χαμηλές (τάξης 0.3dBm), ενώ η αποδοτικότητα του πλήρους ενισχυτή βρίσκεται αρκετά κοντά στο θεωρητικό όριο του 32% που υπολογίστηκε, λόγω της επιτυχούς ενσωμάτωσης του σταδίου οδήγησης και λειτουργία αυτού στην γραμμική περιοχή. Τελικά, το συνολικό κέρδος ισχύος που παρέχει ο ενισχυτής είναι γύρω στα 22dB, έχοντας αρκετά υψηλό περιθώριο για ότι τυχόν απώλειες εισάγει το input matching δίκτυο.

Πριν προχωρήσουμε στην σχεδίαση του input matching δικτύου, έχει νόημα να υλοποιηθεί και ο κατάλληλος έλεγχος των S – παραμέτρων του δίθρου ενισχυτή. Για τον λόγο αυτό, υλοποιήθηκε αντίστοιχα με το Κεφάλαιο (6.1.3), μέτρηση των LSSP παραμέτρων και υπολογίστηκε η σύνθετη αντίσταση εισόδου του πλήρους ενισχυτή ισχύος, σε συχνότητα 60GHz. Η μέτρηση αυτή οδήγησε σε σύνθετη αντίσταση εισόδου στην είσοδο κάθε path, δηλαδή «κοιτώντας» προς το στάδιο οδήγησης κάθε path, γύρω στα $Z_{in(Driver)} \approx 10 - j55$. Επομένως, οδηγώντας τον συνολικό ενισχυτή ισχύος

της εικόνας (6.11) με αντίσταση πηγής ($Z_S = Z_{in(Driver)}^*/2$), λαμβάνουμε τις παρακάτω S – παραμέτρους, σε βέλτιστη s_{11} – Matched συνθήκη, στην είσοδο του ενισχυτή :



Εικόνα 6.13. Μετρήσεις S - παραμέτρων του πλήρους ενισχυτή ισχύος, με ιδανικό s_{11} - Matching στην είσοδο

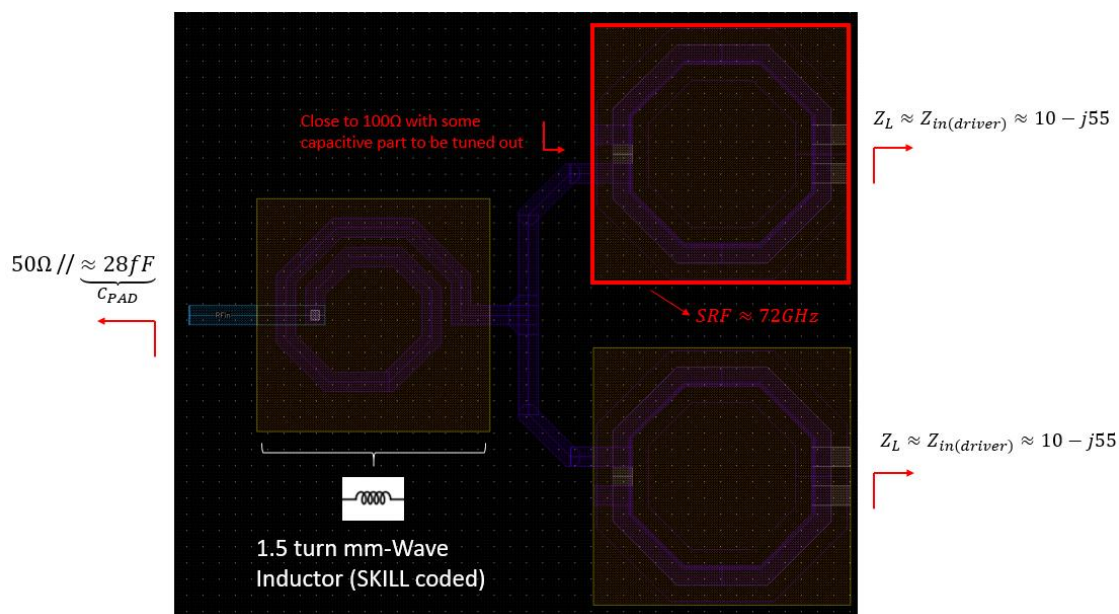
Συγκρίνοντας τις μετρήσεις της παραμέτρου (s_{21}), η οποία αντιστοιχεί στο κέρδος ασθενούς σήματος του ενισχυτή, με τις μετρήσεις αποκλειστικά του σταδίου εξόδου (βλ. εικόνα 5.71), διαπιστώνεται ότι η προσθήκη του σταδίου οδήγησης και του μετασχηματιστή 2:1 για την προσαρμογή μεταξύ των σταδίων οδήγησε σε σημαντική μείωση του εύρους ζώνης από 20GHz σε περίπου 10GHz. Αυτή η μείωση στο εύρος ζώνης οφείλεται κυρίως στην προσπάθεια ελαχιστοποίησης των απωλειών στον μετασχηματιστή του inter-stage δικτύου. Η επιλογή υψηλού συντελεστή μαγνητικής σύζευξης καθιστά τη διάταξη πιο ευαίσθητη σε συντονισμένες απώλειες, ενώ παράλληλα η βελτιστοποίηση του σταδίου οδήγησης γύρω από την κεντρική συχνότητα των 60GHz ενισχύει περαιτέρω αυτή την καμπυλότητα στην απόκριση συχνότητας.

6.2 Σχεδίαση Input Matching δικτύου

Αφού ολοκληρώθηκε η ανάλυση του σταδίου οδήγησης και του inter-stage matching δικτύου, η μελέτη προχωρά στη σχεδίαση του input matching δικτύου. Το δίκτυο αυτό επιτελεί διπλό ρόλο στον ενισχυτή ισχύος. Αφενός εξασφαλίζει την **προσαρμογή της αντίστασης πηγής** με την αντίστασης

εισόδου των ενισχυτών κάθε path (**conjugate matching**), αποτρέποντας τις ανακλάσεις που θα εμπόδιζαν τη μετάδοση της πλήρους ισχύος εισόδου προς τα ενεργά στοιχεία. Αφετέρου, λειτουργεί και ως διαχωριστής ισχύος (**Power – Splitter**), κατανέμοντας ιδανικά την ισχύ ισόποσα στα path του ενισχυτή ισχύος.

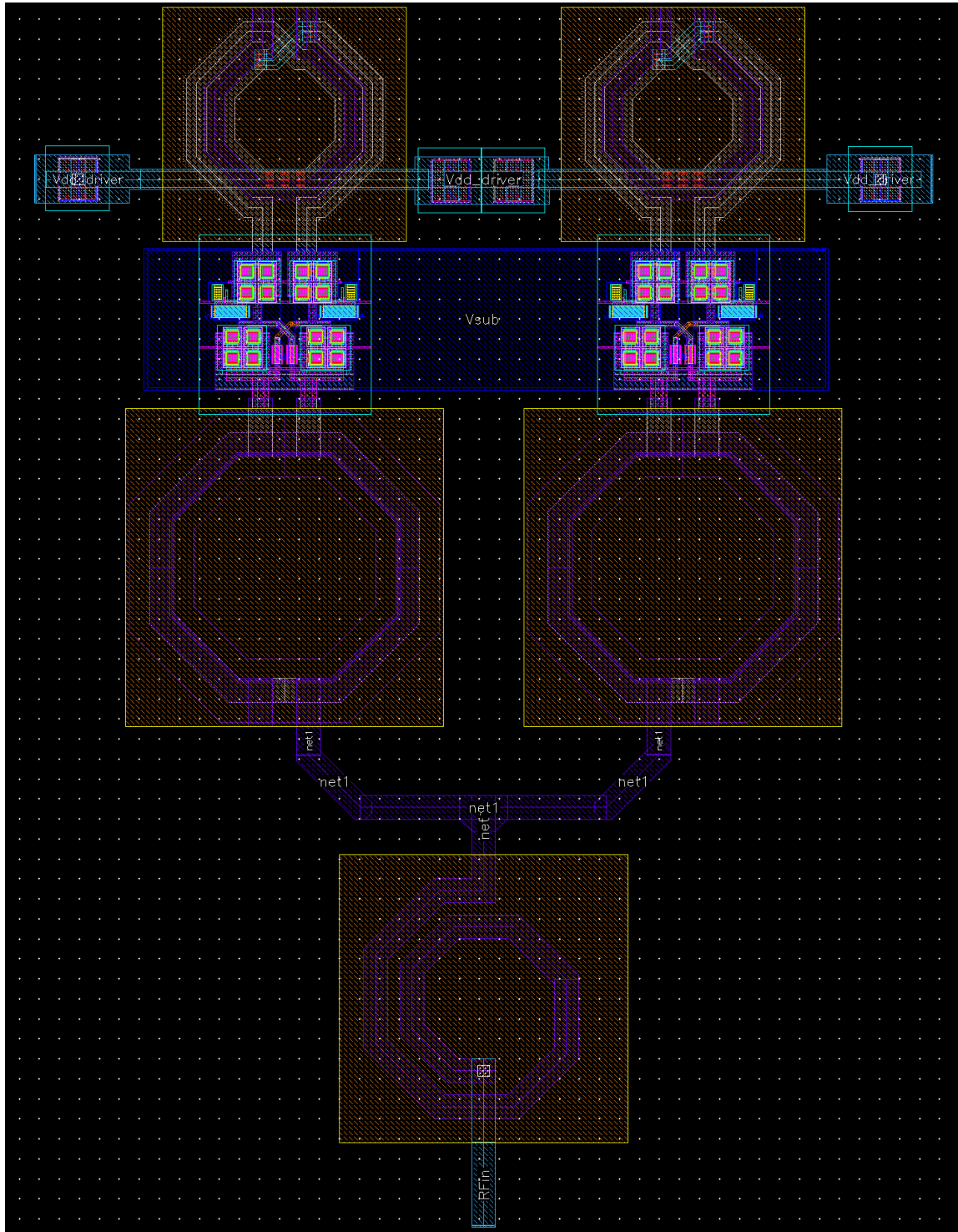
Όπως και στο δίκτυο εξόδου, για το κύκλωμα input matching υλοποιήθηκαν οι δύο βασικές τοπολογίες που μελετώνται στην παρούσα εργασία. Συγκεκριμένα, εξετάστηκαν η χρήση **μετασχηματιστών με current splitter** και ο **stacked transformer splitter**. Στην περίπτωση του stacked transformer, παρά το γεγονός ότι οι απώλειές του δεν είναι ιδιαίτερα υψηλές (περίπου -1.3dB μεταξύ εισόδου και κάθε path) και δεν μειώνουν το συνολικό κέρδος ισχύος του ενισχυτή κάτω από τα 20dB, παρουσιάζεται ένα σημαντικό μειονέκτημα. Η χρήση διαφορετικών μετάλλων στα δευτερεύοντα τυλίγματα που οδηγούν τους ενισχυτές κάθε path (IA / LB) δημιουργεί **ασυμμετρία**, η οποία με τη σειρά της οδηγεί σε μη ιδανικό power splitting. Ως αποτέλεσμα, η παράμετρος s_{11} του ενισχυτή εμφανίζεται υποβαθμισμένη (πάνω από -12 dB), καθώς η ταυτόχρονη προσαρμογή και των δύο path καθίσταται ιδιαίτερα δύσκολη, σε διαφορετικό drive σε κάθε δευτερεύον τυλίγμα ($I_{sec1} \neq I_{sec2}$). Παρόλα αυτά, η συγκεκριμένη τοπολογία είναι ιδιαίτερα compact και αποδοτική από πλευράς επιφάνειας (area – efficient), και για αυτόν τον λόγο εξετάζεται περαιτέρω στη συνέχεια. Το τελικό κύκλωμα input matching που υλοποιήθηκε απεικονίζεται στην παρακάτω εικόνα:



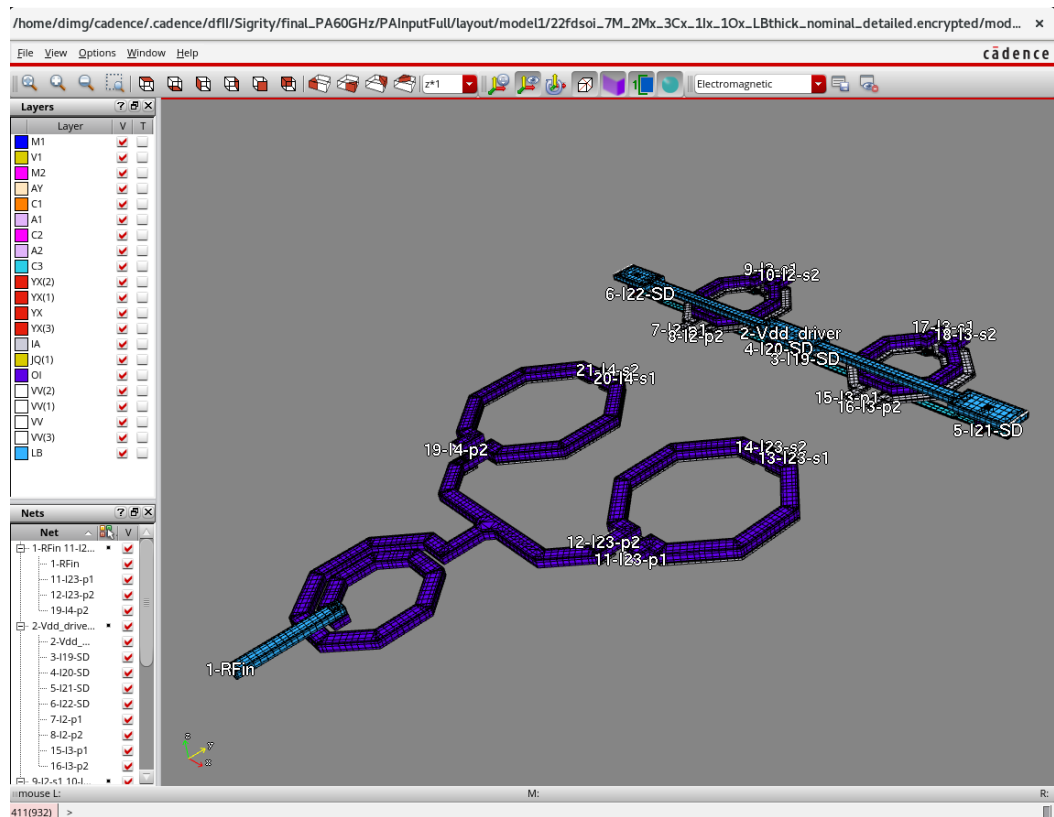
Εικόνα 6.14. Χρήση transformer current splitter για την προσαρμογή της εισόδου του ενισχυτή ισχύος

Όπως βλέπουμε το δίκτυο χρειάζεται να οδηγήσει υψηλό χωρητικό μέρος με βάση την αντίσταση εισόδου των ενισχυτών οδήγησης. Ωστόσο, με σκοπό να μεταβούμε από το υψηλό αυτό χωρητικό μέρος που εμφανίζουν τα στάδια οδήγησης, χρειάζεται να εκμεταλλευτούμε τις παρασιτικές χωρητικότητες των μετασχηματιστών σε έντονο βαθμό. Για τον λόγο αυτό οι μετασχηματιστές αυτοί

λειτουργούν σε περιοχή κοντά στην self-resonance frequency, δίχως βεβαία να εντοπιστούν προβλήματα over corner, όπως θα φανεί και από τη τελική επίδοση του ενισχυτή. Πέραν αυτού, είναι απαραίτητη και η χρήση ενός επιπλέον τυλίγματος μικρής διαμέτρου (**1.5 turn inductor**), με σκοπό να συντονιστεί πλήρως χωρητικό περιεχόμενο στο πρωτεύον τύλιγμα των μετασχηματιστών και να προσαρμοστεί βέλτιστα στην αντίσταση πηγής ($C_{PAD} // 50\Omega$).

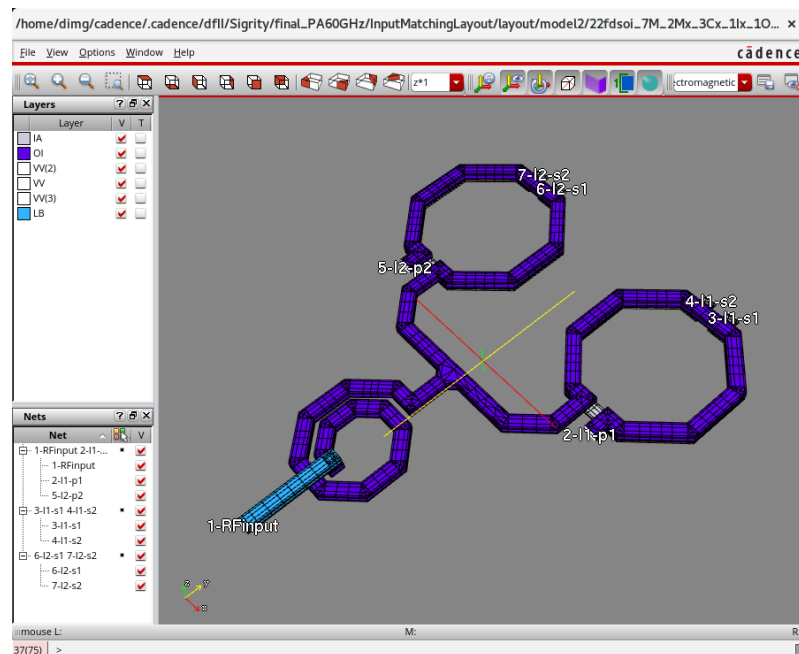


Εικόνα 6.15. Πλήρες Input Matching δίκτυο, Ενισχυτικά Στάδια οδήγησης και Inter-Stage transformer αποτελούν το πλήρες κύκλωμα του ενισχυτή ισχύος που οδηγεί τα στάδια εξόδου κάθε path

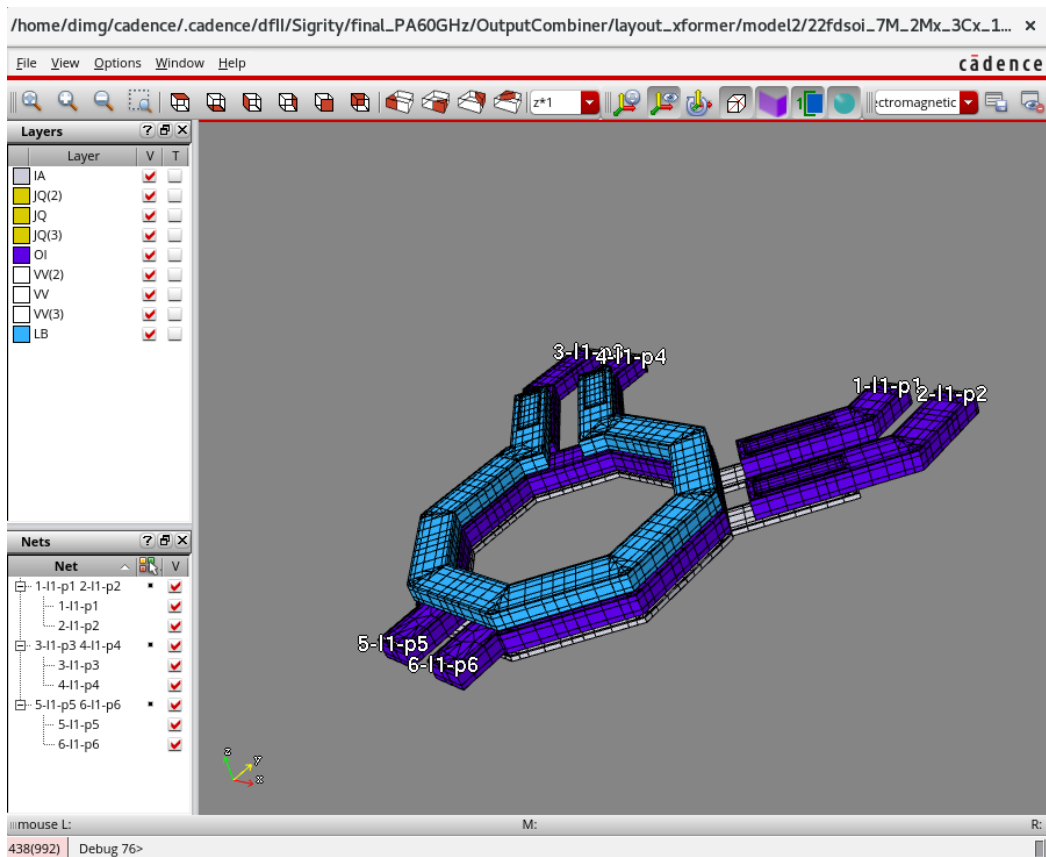


Εικόνα 6.16. EMX mesh όλων των παθητικών στοιχείων, που χρησιμοποιήθηκε στον συνολικό ενισχυτή ισχύος

Για την ολοκλήρωση της μελέτης του input matching δικτύου, παρουσιάζεται στη συνέχεια η σύγκριση των S-παραμέτρων του πλήρους ενισχυτή ισχύος. Συγκεκριμένα, εξετάζονται τρεις υλοποιήσεις: **i)** με ιδανική αντίσταση πηγής $Z_S = Z_{in}^*$, **ii)** με χρήση μετασχηματιστών και γραμμής μεταφοράς που λειτουργεί ως current splitter, και **iii)** με stacked transformers υλοποίηση που επιτυγχάνουν συγχρόνως προσαρμογή στα 50Ω και διανομή ισχύος μέσω μαγνητικής σύζευξης.

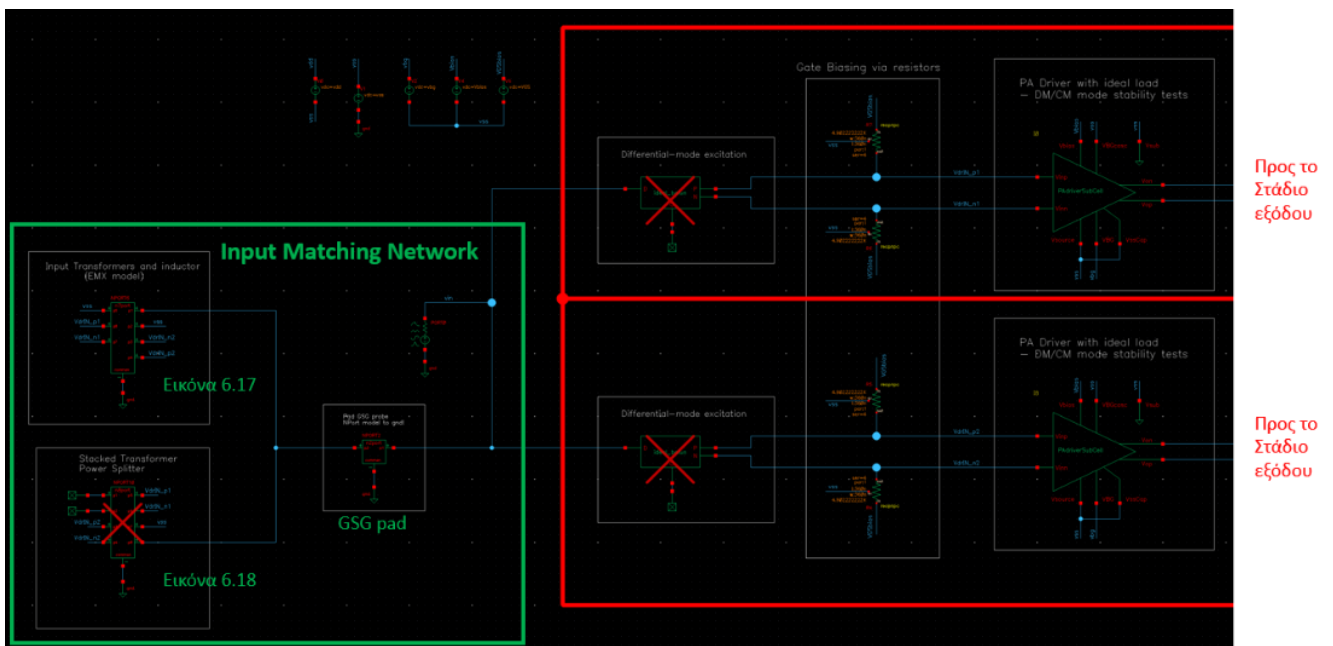


Εικόνα 6.17. EMX mesh για την χρήση transformer και current splitter γραμμή για την προσαρμογή εισόδου



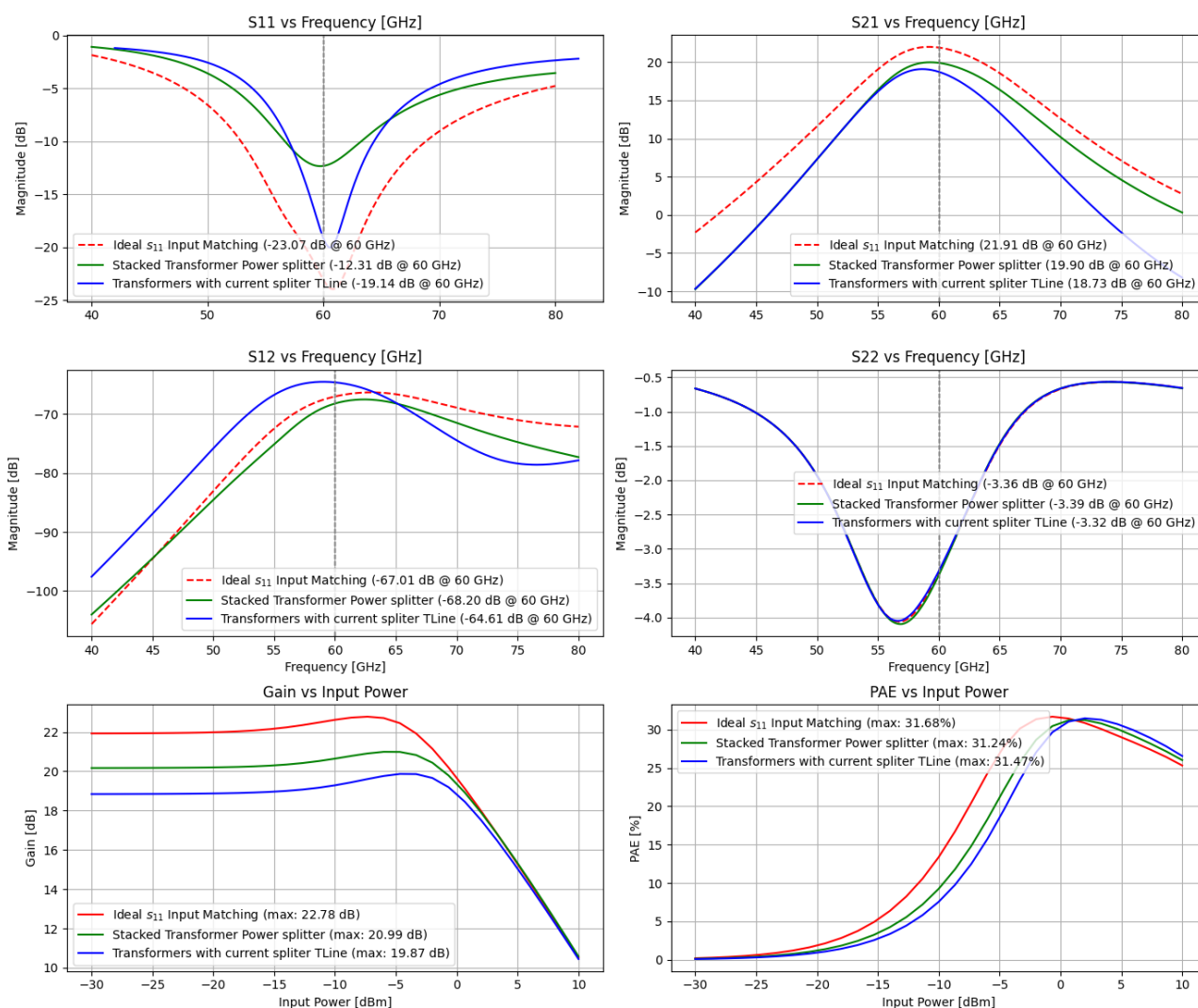
Εικόνα 6.18. EMX mesh για την χρήση του stacked transformer για το power splitting και τη προσαρμογή εισόδου

Παρακάτω, βλέπουμε την μετατροπή του σχηματικού της εικόνας (6.11), ύστερα από την προσθήκη των παραπάνω δικτύων για την μελέτη της προσαρμογής στην είσοδο. Τα επιπλέον N – port που φαίνονται στην είσοδο του πλήρους ενισχυτή ισχύος έχουν προκύψει μετά από προσομοιώσεις των διατάξεων στο EMX, όπως φαίνονται στις εικόνες 6.17 (transformer με current splitter γραμμή μεταφοράς) και 6.18 (stacked transformer power splitter).



Εικόνα 6.19. Συνέχεια του σχηματικού της εικόνας (6.11) με τη προσθήκη των πιθανών εκδοχών του input matching κυκλώματος

Για το ανωτέρω σχηματικό και συγκρίνοντας τις διαφορετικές διατάξεις του input matching κυκλώματος, λαμβάνουμε τα παρακάτω αποτελέσματα για τις S – παραμέτρους του συνολικού ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας, καθώς και για το κέρδος και την αποδοτικότητα ισχυρού σήματος στα 60GHz του ενισχυτή ισχύος :

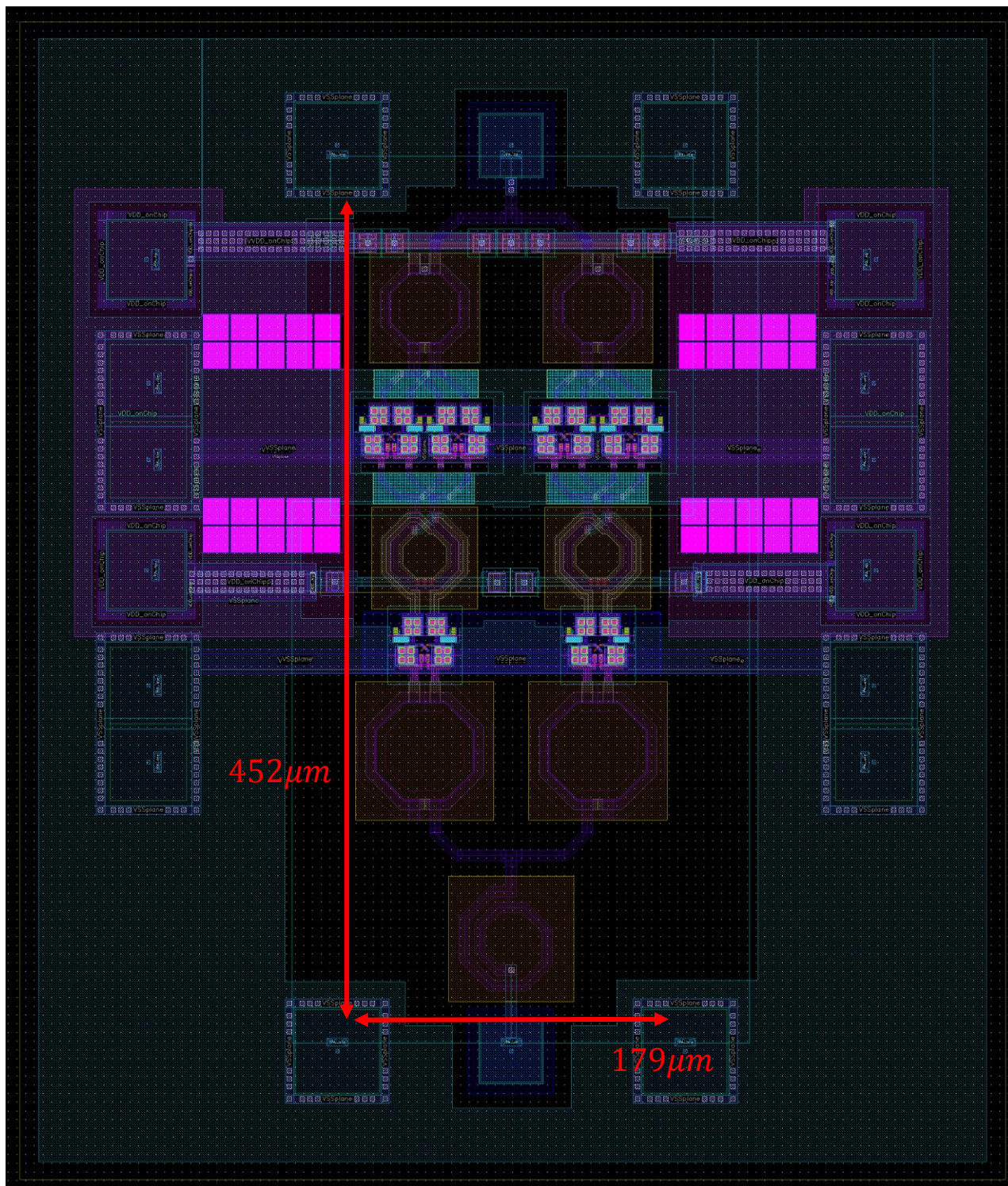


Εικόνα 6.20. S -παραμέτροι και αποδοτικότητα/κέρδος ισχύος του συνολικού ενισχυτή ισχύος, για τα δύο διαφορετικά input matching δίκτυα (transformer με current splitting γραμμή μεταφοράς & stacked transformer splitter) που δοκιμάστηκαν

Όπως μπορούμε να δούμε πράγματι η περίπτωση της χρήσης μετασχηματιστών σε κάθε path του ενισχυτή επιφέρει αρκετά πιο συμμετρική λειτουργία και καλύτερο s_{11} – Matching στην είσοδο του ενισχυτή ισχύος. Ωστόσο, συνοδεύεται από υψηλότερη επιφάνεια $on - chip$ αλλά και χαμηλότερο κέρδος λόγω των υψηλότερων απωλειών ισχύος του κάθε μετασχηματιστή αλλά και του πηνίου (~0.3dB επιπλέον). Τα ακριβώς αντίθετα αποτελέσματα φαίνονται στην περίπτωση της χρήσης του stacked transformer, δηλαδή χειρότερο s_{11} – Matching εισόδου, αλλά υψηλότερο κέρδος ισχύος έως και 1dB. Ως προς τη επιφάνεια στο ολοκληρωμένο αποτελεί βέλτιστη λύση αλλά συνοδεύεται από

ασύμμετρή λειτουργία μεταξύ πρωτεύοντος και των δευτερευόντων πηνίων, στοιχείο που ενδεχομένως να επηρεάσει αρνητικά και τη AM – PM παραμόρφωση του ενισχυτή.

Το πλήρες φυσικό σχέδιο του ενισχυτή ισχύος της διπλωματικής, ύστερα και από προσθήκη decoupling πυκνωτών στις γραμμές τροφοδοσίας, δίχως τη υλοποίηση των τελικών βημάτων του tapeout που αφορούν το cheesing και το filling [\[25\]](#) των μετάλλων, φαίνεται παρακάτω :



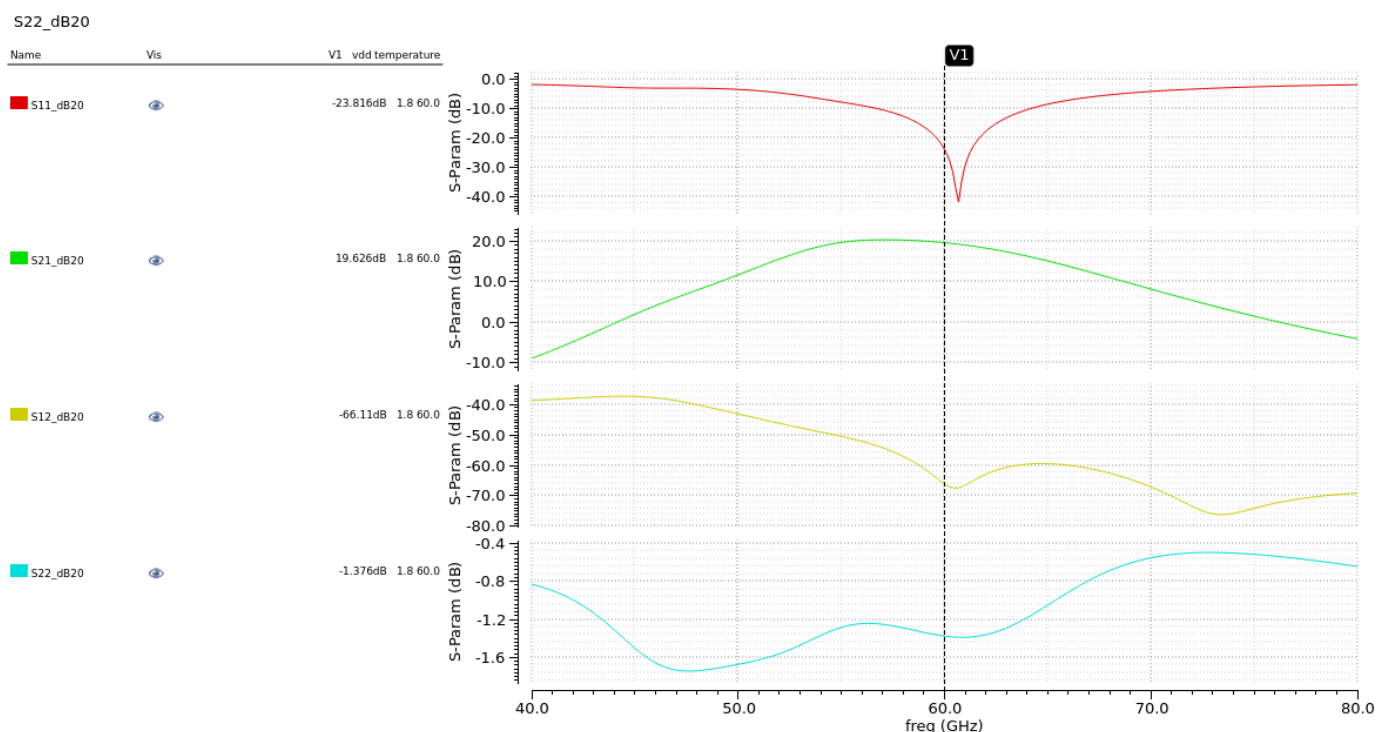
Εικόνα 6.21. Συνολικό Layout του CMOS ενισχυτή ισχύος τάξης AB

7. Επίδοση του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος

Στο παρόν κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν σε επίπεδο Layout, του πλήρους ενισχυτή ισχύος που μελετήθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια. Όπως είδαμε, όλα τα παθητικά δίκτυα γύρω από το ενισχυτή ισχύος έχουν προσομοιωθεί κατάλληλα στο EMX, τόσο βήμα-βήμα κατά τη σχεδίαση, όσο και συνολικά (βλ. εικόνες 5.68, 6.16) για καλύτερη ακρίβεια και ανάλυση σε capacitive/magnetic coupling μεταξύ των δικτύων που χρησιμοποιήθηκαν στη τελική σχεδίαση. Τα παρακάτω αποτελέσματα έχουν ληφθεί σε θερμοκρασία 60°C , εκτός αν αναγράφεται διαφορετικά.

7.1 Μετρήσεις S – παραμέτρων και Ευστάθειας Ενισχυτή Ισχύος

Όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα (2.1.3), 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 του ενισχυτή, το κέρδος ασθενούς σήματος αυτού, καθώς και άλλα συμπεράσματα που μπορούν να εξαχθούν από τις καμπύλες των παραμέτρων (S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22}) :



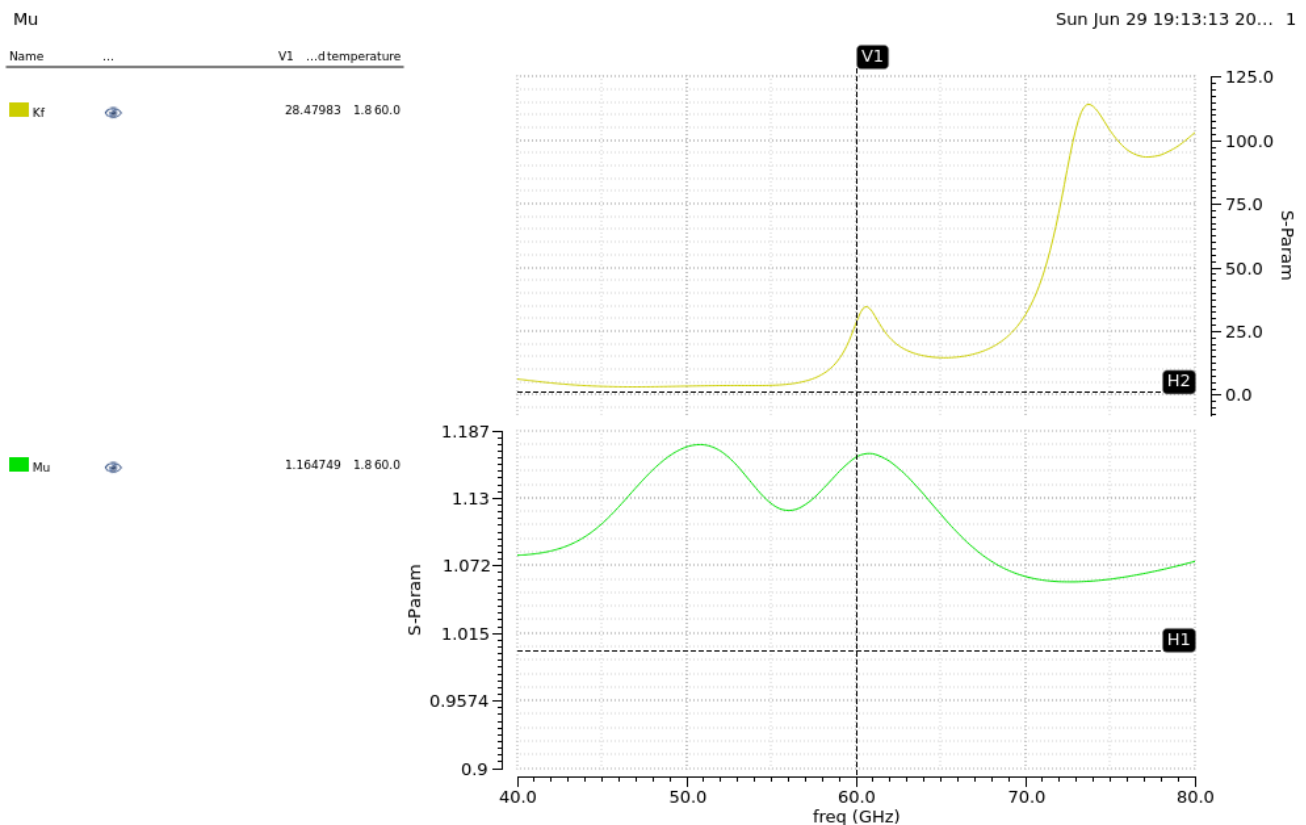
Εικόνα 7.1. S-παράμετροι του Ενισχυτή ισχύος, με τις ενδεικτικές τιμές στα 60GHz

Παραπάνω παρατηρούμε πως πράγματι ο ενισχυτή είναι matched στα 50Ω στη θύρα εισόδου, αφού η παράμετρος S_{11} είναι αρκετά χαμηλή, έως και **-23dB**. 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 $\pm 3\text{GHz}$ γύρω από την κεντρική συχνότητα των 60GHz . Κάτι τέτοιο είναι αποδεκτό και επαρκές για τις εφαρμογές υψηλού βαθμού διαμόρφωσης και εύρους ζώνης που προορίζεται ο συγκεκριμένος ενισχυτής, αλλά αποτελεί αναπόφευκτη θυσία για την διατήρηση του υψηλού κέρδους των $19 - 20\text{dB}$, όπως φαίνεται και από την s_{21} παράμετρο. Τέλος, παρατηρούμε και την υψηλή απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου που πετυχαίνει ο ενισχυτής, αφού για την παράμετρο s_{12} ισχύει πως : $s_{12} < -60\text{dB}$.

7.1.1 Έλεγχος Ευστάθειας του Ενισχυτή Ισχύος

Πριν ολοκληρωθεί η παρούσα παράγραφος που αφορά τις S-παραμέτρους του ενισχυτή, θα πρέπει να γίνει αναφορά στη μέτρηση της ευστάθειας του ενισχυτή ισχύος. Μία από τις σημαντικότερες μετρικές της ευστάθειας, είναι ο συντελεστής ευστάθειας (k_f , βλ. Κεφ. 2) όπου σε συνδυασμό με την παράμετρο Δ_f δίνουν τη δυνατότητα εξαγωγής συμπεράσματος περί ευστάθειας άνευ όρων του ενισχυτή, σύμφωνα με την **συνθήκη Rollet**. Πέραν της ανωτέρω μετρικής, για τις μετρήσεις της ευστάθειας του ενισχυτή, παραθέτουμε και την μετρική μ_u για την ευστάθεια (βλ. [24] για παραπάνω πληροφορίες) όπου πράγματι επιβεβαιώνεται η ευστάθεια δίχως όρους για τον ενισχυτή σε όλο το εύρος συχνοτήτων από 40GHz έως και 80GHz :



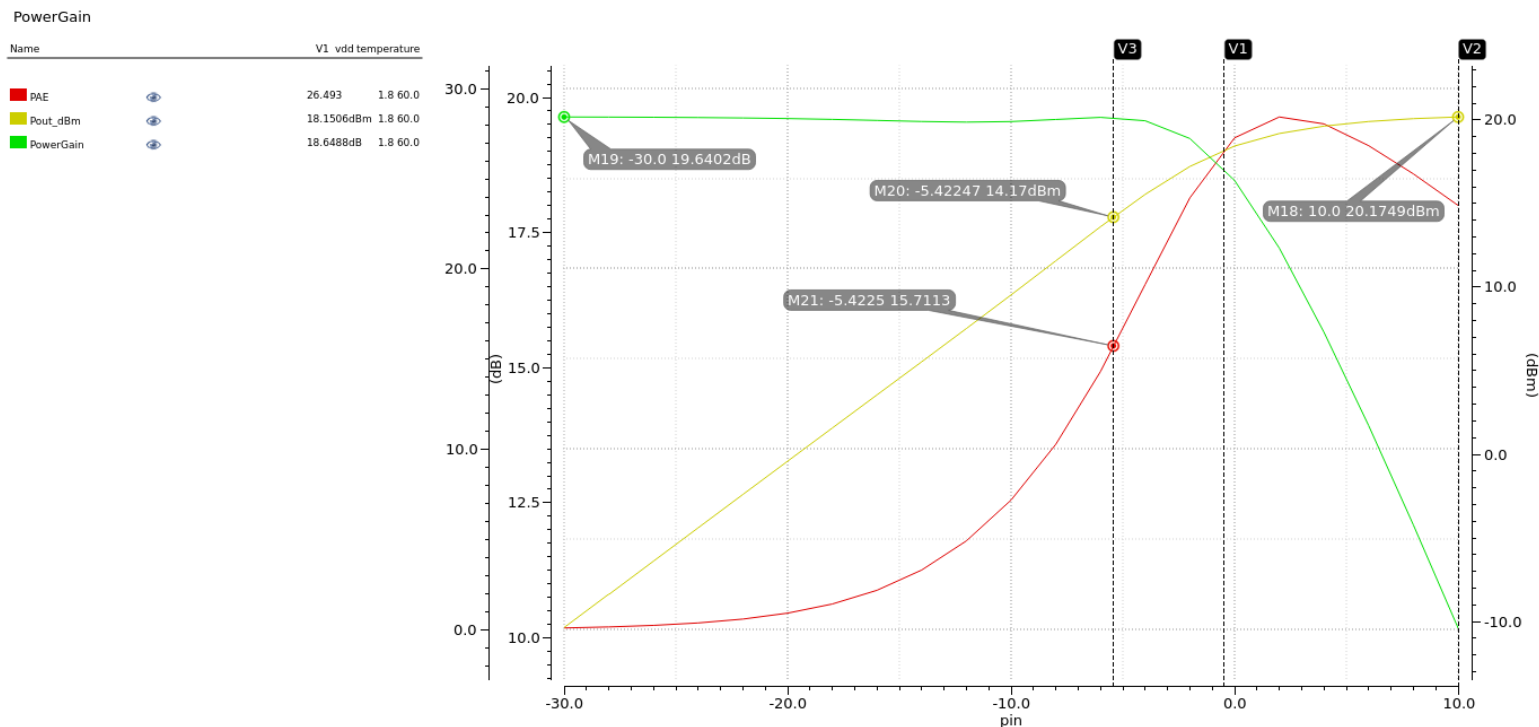
Εικόνα 7.2. Μετρικές Ελέγχου ευστάθειας ενισχυτή ισχύος

7.2 Αποτελέσματα Ισχυρού σήματος για τον Ενισχυτή Ισχύος

Σε αυτή την παράγραφο, παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα της Harmonic Balance (HB) προσομοίωσης στους 60°C, στην οποία ορίσαμε τη συμβολή έως και 11 αρμονικών, ενώ οι υπολογισμοί όλων των μεγεθών έγιναν μεταβάλλοντας την ισχύ εισόδου P_{in} από $-30dBm$ μέχρι $10dBm$.

7.2.1 Ισχύς εξόδου P_{out} , Αποδοτικότητα PAE , Κέρδος ισχύος G_p , Compression Curves και AM – to – PM Παραμόρφωση του Ενισχυτή Ισχύος

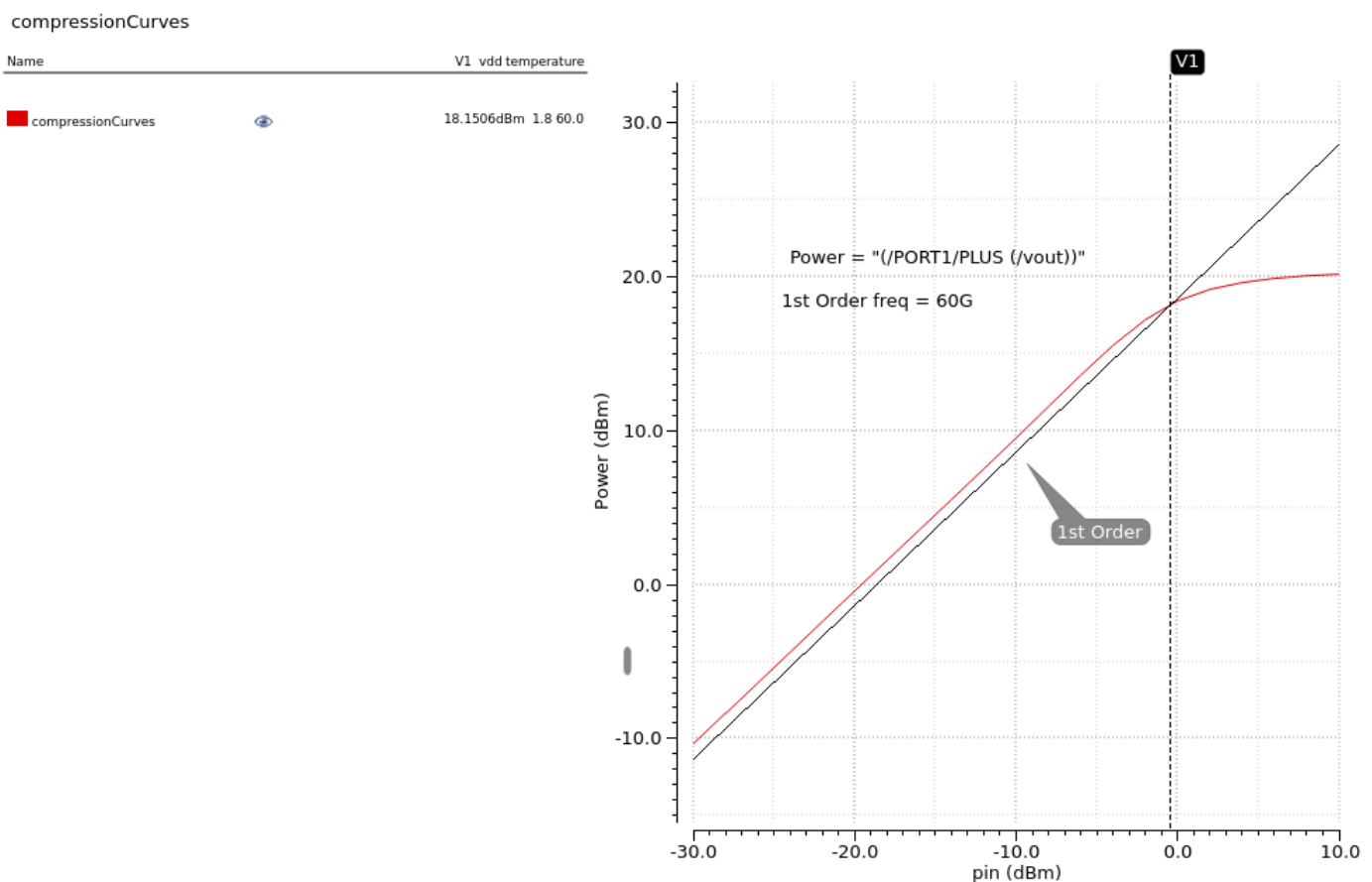
Στην εικόνα (7.3), φαίνονται σε συγκεντρωμένο διάγραμμα όλες οι βασικές μετρικές επίδοσης του ενισχυτή ισχύος που σχεδιάστηκε, συναρτήσει της ισχύος εισόδου P_{in} στους 60°C. Από το διάγραμμα αυτό, παρατηρούμε πως ο ενισχυτής ισχύος μπορεί να αποδώσει ισχύ κορεσμού $P_{sat} = 20.17dBm$. Πέραν της ισχύς κορεσμού, η μέγιστη αποδοτικότητα PAE_{max} του ενισχυτή είναι γύρω στο **28%**, με κέρδος ισχύος ασθενούς σήματος στα $G_p = 19.6dB$, το οποίο σχεδόν συμπίπτει με την παράμετρο S_{21} και είναι αρκετά υψηλότερο από τις προδιαγραφές που θέσαμε για τον ενισχυτή.



Εικόνα 7.3. Επίδοση ισχυρού σήματος του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος

Από την παραπάνω εικόνα, αλλά και μελετώντας της καμπύλες ισχύος για το σημείο συμπίεσης 1dB του ενισχυτή από την εικόνα (7.4), γίνεται αντιληπτό πως η 1dB ισχύς εξόδου του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος στους 60°C είναι $OP_{1dB} = 18.15dBm$, αποτέλεσμα που επαρκές και σύμφωνο με

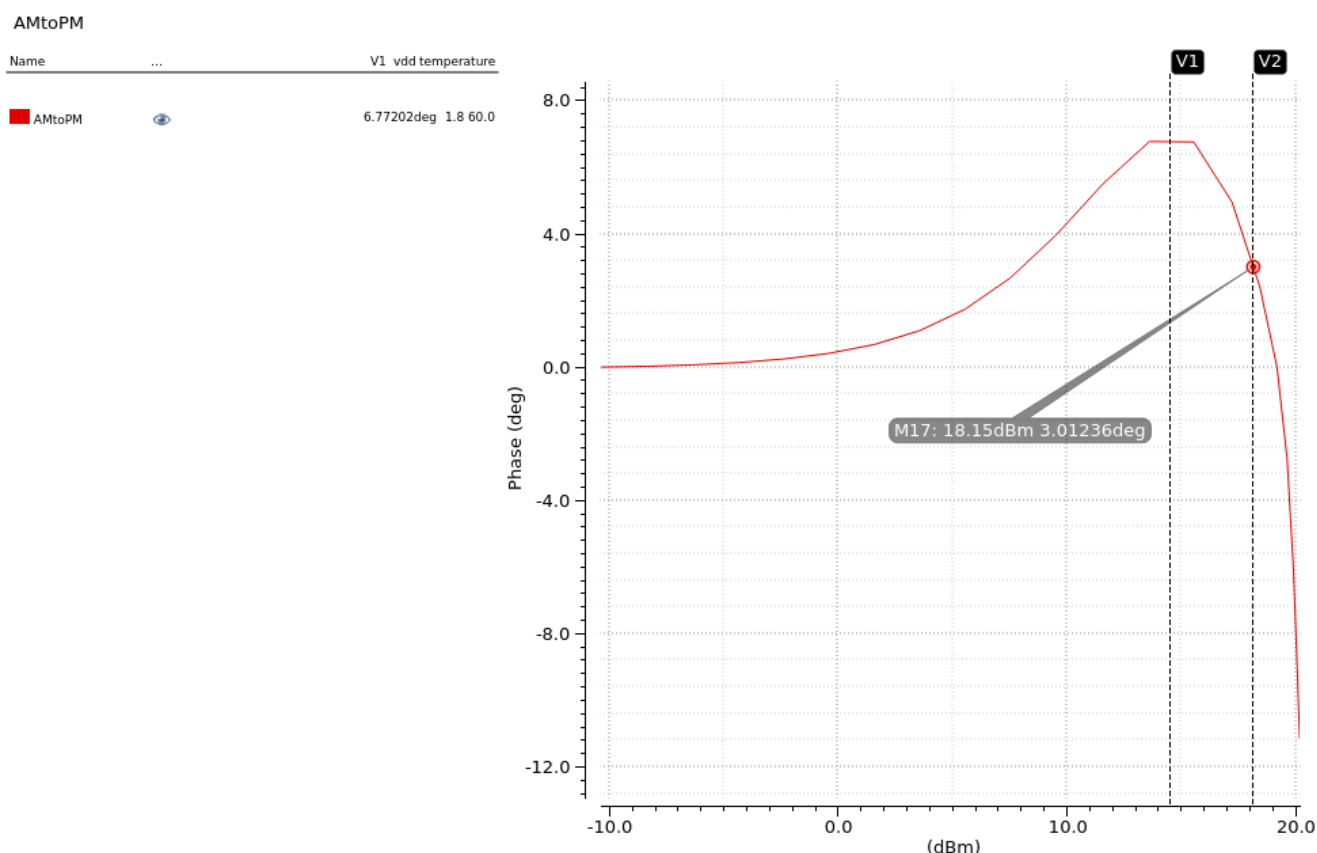
τις επιθυμητές προδιαγραφές του ενισχυτή. Επιπλέον, στο σημείο αυτό η αποδοτικότητα του ενισχυτή είναι γύρω στο $PAE_{1dB} \approx 26.5\%$, ενώ το κέρδος ισχύος βρίσκεται μειωμένο κατά 1dB από το ασθενούς σήματος κέρδος, δηλαδή $G_{1dB} = 18.6dB$. Τέλος, μία πολύ σημαντική μετρική για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές αποτελεί η αποδοτικότητα του ενισχυτή ισχύος στο σημείο: $-6dB PoB$ (Power Back – off), δηλαδή η απόδοση του όταν η ισχύς εξόδου είναι μειωμένη κατά 6dB από την ισχύ κορεσμού. Στο σημείο αυτό βλέπουμε πως ο ενισχυτή ισχύος μπορεί να λειτουργήσει με αποδοτικότητα $PAE_{-6dB} \approx 15.7\%$, η οποία είναι αρκετά χαμηλότερη σε σχέση με το σημείο της μέγιστης απόδοσης του ενισχυτή, αλλά συγκριτικά με τις προϋπάρχουσες επιδόσεις ενισχυτών ισχύος, ενός σταδίου, στην mm-Wave ζώνη, είναι αρκετά αξιοπρεπές.



Εικόνα 7.4. Σημείο συμπίεσης 1dB του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος

Ολοκληρώνοντας το παρόν κεφάλαιο που αφορά την επίδοση ισχυρού σήματος του ενισχυτή, παραθέτουμε το διάγραμμα παραμόρφωσης AM – to – PM του ενισχυτή ισχύος. Η μετρική αυτή περιγράφει τη φάση του κέρδους τάσης του ενισχυτή ως προς την ισχύ εξόδου. Όπως φαίνεται και στο διάγραμμα, η διαφορά της φάσης του κέρδους τάσης ως προς την ισχύς εξόδου του σχεδιαζόμενου ενισχυτή είναι εξαιρετικά χαμηλή, μέχρι και χαμηλότερη από 10° , διαφορά η οποία κάνει τον

συγκεκριμένο ενισχυτή ισχύος, κατάλληλο για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές και για λειτουργία σε υψηλά σχήματα διαμόρφωσης.



Εικόνα 7.5. AM - to - PM Παραμόρφωση του σχεδιασμένου Ενισχυτή Ισχύος

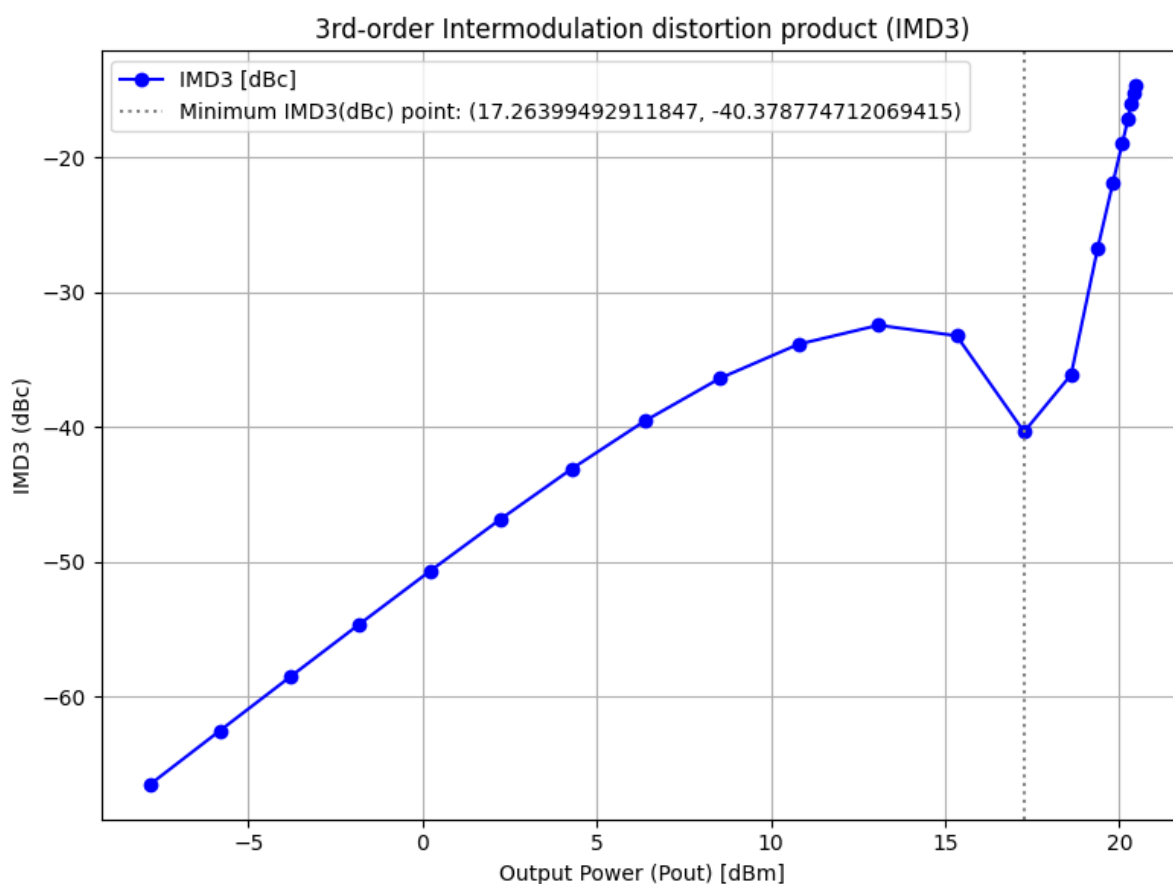
7.2.2 Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης, IM_3 και Σημείο τομής 3^{ης} τάξης διαμόρφωσης IP_3 (IIP_3 , OIP_3)

Όπως έχει ήδη αναφερθεί στο Κεφάλαιο 2, η ανάλυση της παραμόρφωσης που προκαλείται από το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης αποτελεί βασικό κριτήριο για την αξιολόγηση της γραμμικότητας ενός ενισχυτή ισχύος, ειδικά όταν αυτός λειτουργεί στην mm-Wave ζώνη συχνοτήτων. Συγκεκριμένα, η παραμόρφωση αυτού του τύπου (IM_3) εκφράζεται σε [dBc] και υπολογίζεται ως ο λόγος της ισχύος των βασικών τόνων εισόδου $\{f_1, f_2\}$ προς την ισχύ των παραγόμενων συχνοτήτων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης σε συχνότητες $\{2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1\}$.

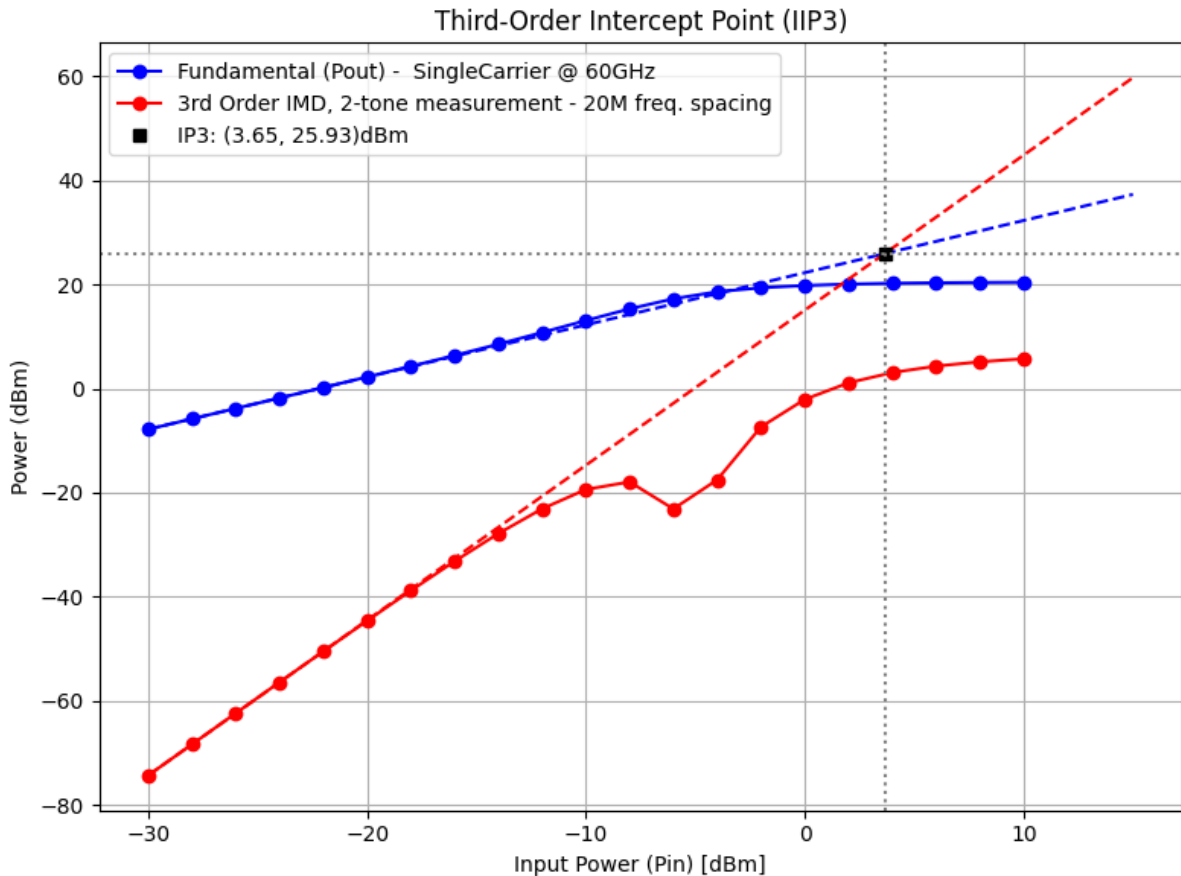
Για την προσομοίωση του εν λόγω φαινομένου, εφαρμόζονται στον υπό μελέτη ενισχυτή δύο σήματα ίδιας ισχύος (2 – Tone HB), με συχνότητες που απέχουν 20MHz από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας των 60GHz. Πιο αναλυτικά, στην προαναφερθείσα προσομοίωση με χρήση Harmonic

Balance (HB), γίνεται κατάλληλη ρύθμιση των εισερχόμενων σημάτων, εφαρμόζοντας δύο τόνους στις συχνότητες 60.01GHz (f_1) και 59.99GHz (f_2). Σε έναν ιδανικό, απόλυτα γραμμικό ενισχυτή, η έξοδος θα περιείχε μόνο αυτά τα δύο σήματα, ενισχυμένα αλλά χωρίς παραμορφώσεις. Ωστόσο, στην περίπτωση ενός ρεαλιστικού ενισχυτή, παρατηρούνται επιπλέον φασματικές συνιστώσες στην έξοδο, τα οποία δεν υπήρχαν στην είσοδο. Αυτές οι νέες συχνότητες, γνωστές ως γινόμενα ενδοδιαμόρφωσης 3ης τάξης, είναι αποτέλεσμα της μη – γραμμικής συμπεριφοράς του ενισχυτή. Συγκεκριμένα, τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης εμφανίζονται στις συχνότητες 60.03GHz ($2f_1 - f_2$) και 59.97GHz ($2f_2 - f_1$).

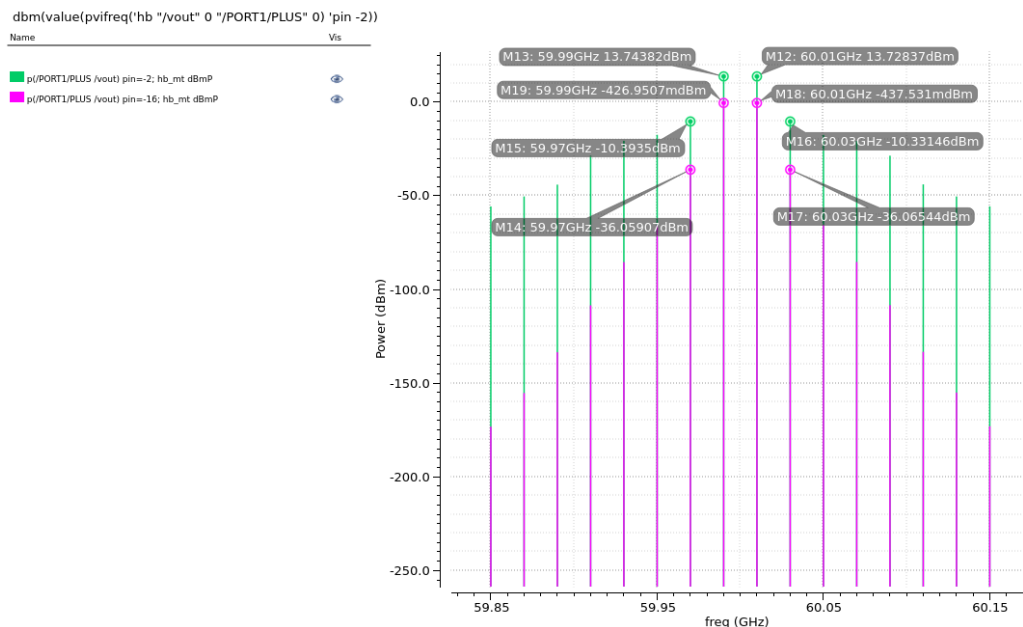
Στις παρακάτω εικόνες, παραθέτουμε την μέτρηση του IM_3 [dBc] σύμφωνα με την 2 – Tone ανάλυση για τον σχεδιασμένο ενισχυτή ισχύος, καθώς και το σημείο τομής 3^{ης} τάξης IP_3 (IIP_3 , OIP_3) του ενισχυτή ισχύος. Τέλος, παρουσιάζεται το φάσμα στην έξοδο του ενισχυτή, όταν αυτός λειτουργεί στο σημείο συμπίεσης 1dB, υπό την εφαρμογή των δύο εισερχόμενων σημάτων που αναφέρθηκαν παραπάνω.



Εικόνα 7.6. IM_3 καμπύλη λόγω προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης ($IMD_{3(UP)} = P_{out}(2f_1 - f_2) - P_{out}(f_1)$)



Εικόνα 7.7. Σημείο IP3 μέσω εύρεσης τομής της ισχύος εξόδου στην θεμελιώδη συχνότητα στα 60GHz και στα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης ($2f_1 - f_2$)



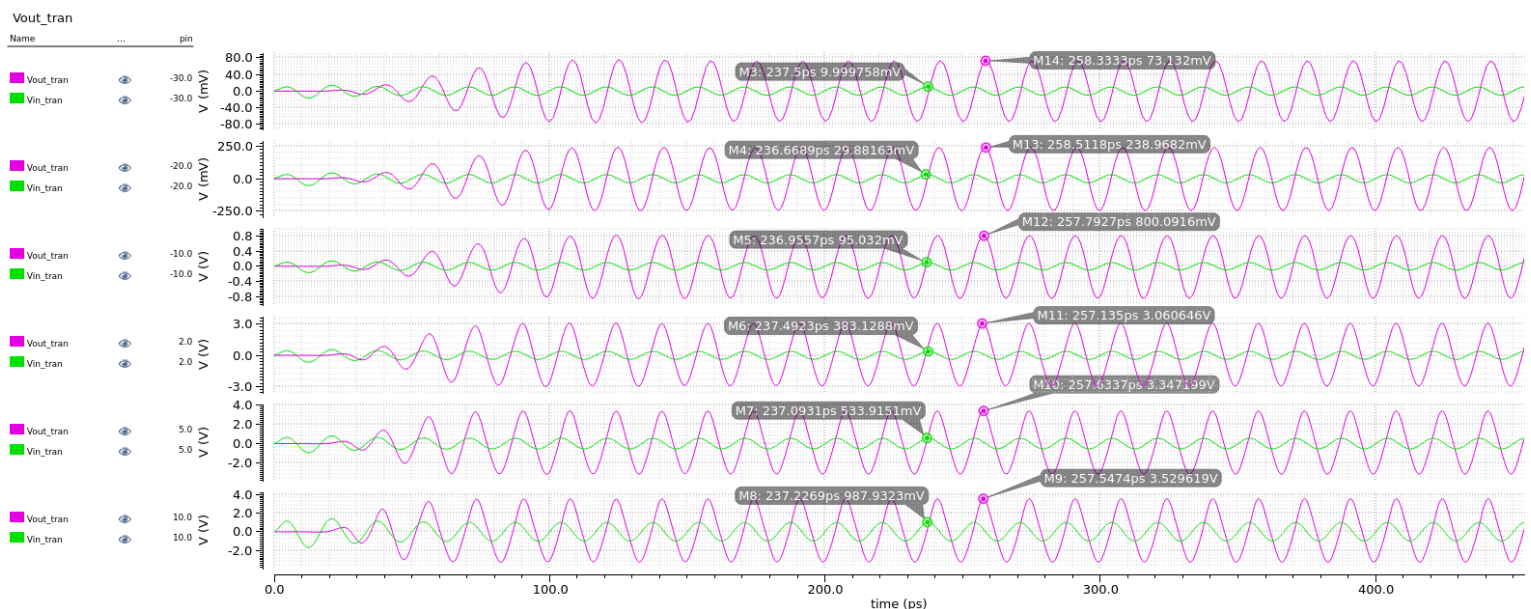
Εικόνα 7.8. Φάσμα ισχύος εξόδου υπό 2-Tone ανάλυση για χαμηλή ισχύ εισόδου και ισχύς κοντά στο σημείο συμπίεσης 1dB

Παρατηρούμε λοιπόν, ότι ο σχεδιασμένος ενισχυτής ικανοποιεί πράγματι τις προδιαγραφές γραμμικότητας που επιθυμούμε. Συγκεκριμένα, παρατηρείται λόγος IM_3 της τάξης των **-40dBc**

κοντά στο σημείο συμπίεσης 1dB του ενισχυτή. Δηλαδή η διαφορά ισχύος μεταξύ του θεμελιώδη τόνου και του προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης είναι πολύ μεγάλη, υπονοώντας την αμελητέα επίδραση του φαινομένου ενδοδιαμόρφωσης στη λειτουργία του ενισχυτή. Εκτός αυτού το σημείο IP_3 λαμβάνεται σε αρκετά υψηλή ισχύς εισόδου, πέραν του σημείου συμπίεσης 1dB, μια μέτρηση που επιβεβαιώνει εξίσου το καλό επίπεδο γραμμικότητας του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος. Τέλος, από το φάσμα εξόδου του ενισχυτή κοντά στο σημείο συμπίεσης 1dB, παρατηρούμε πως η διαφορά ($IM_{3(high)} - IM_{3(low)}$) είναι μεταξύ των επιτρεπτών ορίων για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές ενώ είναι επίσης μία μέτρηση που υποδηλώνει το καλό επίπεδο γραμμικότητας του ενισχυτή ισχύος. Τέλος, παρατηρούμε κιόλας πως η σχέση: $OIP_3 = \frac{IM_3}{2} + P_{out}(f_o)$ ικανοποιείται κανονικά.

7.3 Απόκριση του Ενισχυτή Ισχύος στο χρόνο

Στις προηγούμενες παραγράφους, όλες οι αναλύσεις και οι προσομοιώσεις αφορούσαν την απόκριση του ενισχυτή στο πεδίο της συχνότητας. Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζουμε την απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο πεδίο του χρόνου για διαφορετικές τιμές της ισχύς εισόδου, με έμφαση την ισχύ εξόδου γύρω από το σημείο συμπίεσης 1dB ($IP_{1dB} \approx -1dBm$), ύστερα από την πραγματοποίηση **transient analysis** στο περιβάλλον του ADE XL :



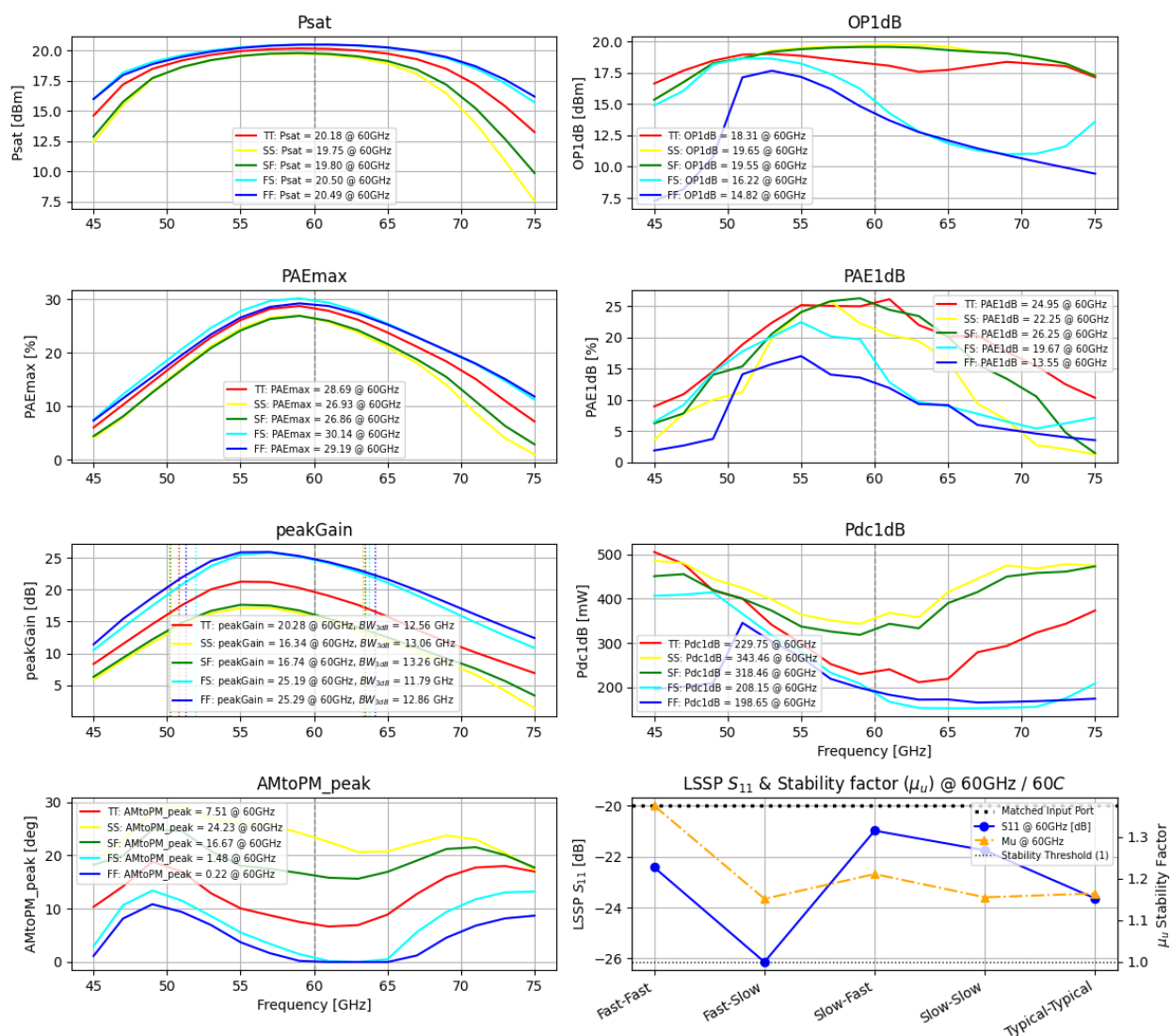
Εικόνα 7.9. Απόκριση του ενισχυτή ισχύος στο χρόνο, για διάφορα σήματα ισχύος στην είσοδο του

Σκοπός του ενισχυτή ισχύος είναι η αποδοτική ενίσχυση του σήματος εισόδου χωρίς την προσθήκη παραμόρφωσης. Η παραπάνω εικόνα 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, μέσω του AM – to – PM διαγράμματος, είναι αμελητέα για τις ισχύς εισόδου στις οποίες λειτουργεί ο ενισχυτής, γεγονός που επιβεβαιώνεται από τα ανωτέρω.

7.4 Αποτελέσματα Ισχυρού σήματος του Ενισχυτή Ισχύος συναρτήσει της συχνότητας γύρω από τα 60GHz

Έχοντας μελετήσει αναλυτικά την επίδοση του ενισχυτή σε συνθήκες ισχυρού και ασθενούς σήματος εισόδου, σε συχνότητα 60GHz, στην παρούσα ενότητα θα επικεντρωθούμε σε μετρήσεις ισχυρού σήματος σε ένα εύρος ζώνης συχνοτήτων $\pm 15\text{GHz}$ από την κεντρική συχνότητα των 60GHz. Για να το πραγματοποιήσουμε αυτό θα εφαρμόσουμε παραμετρικές μετρήσεις HB στο περιβάλλον ADE XL και ως προς την συχνότητα λειτουργίας του ενισχυτή, με σκοπό να ελέγξουμε την συμπεριφορά του για σήματα εισόδου σε διαφορετικές συχνότητες γύρω από την κεντρική και σε μεταβαλλόμενη ισχύ εισόδου στο ίδιο εύρος με προηγουμένως.



Εικόνα 7.10. Μετρικές επίδοσης του ενισχυτή ισχύος συναρτήσεις της συχνότητας, για όλα τα corner cases @ 60°C

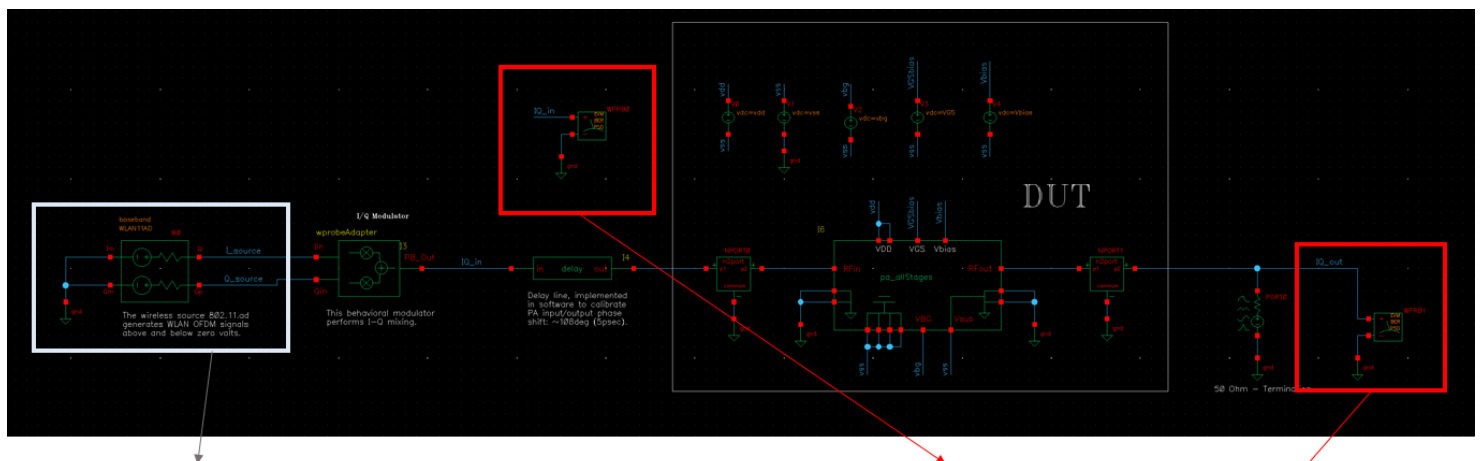
Στην παραπάνω εικόνα, βλέπουμε όλες τις μετρικές επίδοσης του ενισχυτή στο εύρος συχνοτήτων από $[45\text{GHz} - 75\text{GHz}]$ για όλα τα διαφορετικά corner λειτουργίας του ενισχυτή. Όσον αφορά την ισχύ κορεσμού, την μέγιστη αποδοτικότητα αλλά και το μέγιστο κέρδος ισχύος, παρατηρούμε την αναμενόμενη συντονισμένη συμπεριφορά γύρω από τα 60GHz με **ένα εύρος ζώνης που δεν ξεπερνάει τα 12GHz γύρω από την κεντρική συχνότητα των 60GHz**. Ως προς τα corner λειτουργίας, βλέπουμε πράγματι χαμηλότερη επίδοση του ενισχυτή για τα “slow – nMOS” περιπτώσεις (SS, SF corner), καθώς τα τρανζίστορ του ενισχυτή διακρίνονται από υψηλότερα V_{th} , με συνέπεια μετάβαση σε class C σημείο λειτουργίας και άρα χαμηλότερο κέρδος και ισχύ εξόδου. Η αντίθετη κατάσταση συμβαίνει σε “fast – nMOS” περιπτώσεις (FS, FF corner) όπου τα τρανζίστορ μεταβαίνουν πιο κοντά σε light class AB πόλωση με συνέπεια υψηλότερο κέρδος ισχύος. Πράγματι, τα παραπάνω επιβεβαιώνονται και από τα διαγράμματα της ισχύος και της αποδοτικότητας στο σημείο συμπίεσης 1dB του ενισχυτή. Συγκεκριμένα, παρατηρούμε μειωμένη ισχύς εξόδου 1dB σε όλο το εύρος ζώνης για τα FF/FS corner λόγω λειτουργίας ενισχυτή πιο κοντά σε class A σημείο. Όπως θα φανεί και σε επόμενη ενότητα, οι παραπάνω μεταβολές του DC operating point στα διάφορα corner cases μπορούν να ελεγχθούν μέσω ρύθμισης είτε της back – gate τάσης V_{BG} των τρανζίστορ (μείωση του V_{th} σε “slow-nMOS” περιπτώσεις) είτε μέσω του front – gate V_{GS} (μείωση τάσης V_{GS} για επαναφορά σε deep class AB point σε “fast – nMOS” περιπτώσεις). Ολοκληρώνοντας το παρών κεφάλαιο, βλέπουμε και τα αποτελέσματα των LSSP (large-signal S-parameter) όσον αφορά την προσαρμογή της εισόδου του ενισχυτή, όπου πράγματι διατηρείται σε στάθμες $s_{11} < -20\text{dB}$ για κάθε ισχύς εισόδου σε κάθε corner case, αλλά και της ευστάθειάς άνευ όρων του ενισχυτή μέσω του παράγοντα μ_u όπου ισχύει $\mu_u < 1$ σε κάθε corner case.

7.5 Wireless Envelope Ανάλυση

Πριν εξετάσουμε σε βάθος τις επιδόσεις του ενισχυτή υπό την επίδραση φαινομένων όπως process, voltage και temperature variation (**PVT**), ασυμμετρία στοιχείων (**device mismatch**) και άλλες στοχαστικές μεταβολές της τεχνολογίας κατασκευής, είναι κρίσιμο να εξετάσουμε την συμπεριφορά του ενισχυτή κατά την μετάδοση διαμορφωμένου σήματος, ειδικά στο πλαίσιο των σύγχρονων ασύρματων εφαρμογών 5G – mmWave. Η αυξανόμενη πολυπλοκότητα των διαμορφώσεων σήματος, όπως στα σύγχρονα σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM ή και 64-QAM, καθιστούν τον ενισχυτή ευαίσθητο ακόμα και σε μικρές αποκλίσεις από την ιδανική λειτουργία. Αυτά τα σχήματα διαμόρφωσης απαιτούν **υψηλό γραμμικό δυναμικό εύρος, χαμηλή παραμόρφωση και σταθερή συμπεριφορά φάσης και κέρδους**, καθώς και **ομοιόμορφη απόκριση** του ενισχυτή ισχύος σε **όλο το φάσμα** του σήματος εισόδου. Ιδιαίτερη πρόκληση στην περίπτωση των CMOS υλοποιήσεων είναι ότι μικρές μη ιδανικότητες, μη γραμμικότητες ή ασυμμετρίες μπορούν να οδηγήσουν σε σημαντική

υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος. Οι προσομοιώσεις με envelope διαμορφωμένα σήματα επιτρέπουν την **αναγνώριση τέτοιων συμπεριφορών**, ακόμα και όταν αυτές δεν είναι εμφανείς μέσω στατικών αναλύσεων (π.χ. αναλύσεις S παραμέτρων ή DCIV load-line). Η Envelope προσομοίωση αποτελεί κατάλληλο εργαλείο για αυτή την περίπτωση, καθώς επιτρέπει τη χρήση ρεαλιστικών σημάτων εισόδου (όπως διαμορφωμένα QAM σήματα με πολλαπλές υποφέρουσες), αξιολογώντας τη συνολική απόκριση του ενισχυτή στο πεδίο του χρόνου αλλά και στο πεδίο IQ (in – phase / quadrature). Πιο συγκεκριμένα, η **envelope ανάλυση** εστιάζει στην **αλυσίδα μεταφοράς του φέροντος και της περιβάλλουσας (envelope)** του σήματος μέσα από τον ενισχυτή. Έτσι, δίνεται η δυνατότητα να μελετηθούν με ακρίβεια μετρικές όπως :

- Το σχήμα και η ποιότητα του τελικού διαγράμματος αστερισμού (**constellation diagram**) στην έξοδο του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος,
- Η **παραμόρφωση φάσης και πλάτους** κατά τη διέλευση του σήματος από τον ενισχυτή,
- Η μετρική **EVM (Error Vector Magnitude)** που σχετίζεται άμεσα με την επίδοση του ενισχυτή σε πραγματικές συνθήκες.



WLAN 802.11.ad wireless baseband source, με επιλογή I – Q διαμορφωμένου σήματος με 5 data frames και modulation scheme code: 12 ή 24, το οποίο με βάση το πρωτόκολλο εισάγει **16/64-QAM** σήμα στα 60GHz στον ενισχυτή, σε δεδομένο input power.

Wireless probes που χρησιμοποιούνται για μέτρηση I/Q σημάτων σε είσοδο και έξοδο του ενισχυτή, με σκοπό την σύγκριση των constellation diagrams καθώς το σήμα γύρω από τα 60GHz ενισχύεται.

Εικόνα 7.11. Σχηματικό Wireless Envelope analysis με χρήση πηγών διαμορφωμένου I/Q σήματος, με βάση το wireless πρωτόκολλο IEEE 802.11.ad, για μετάδοση σημάτων στην ζώνη των 60GHz

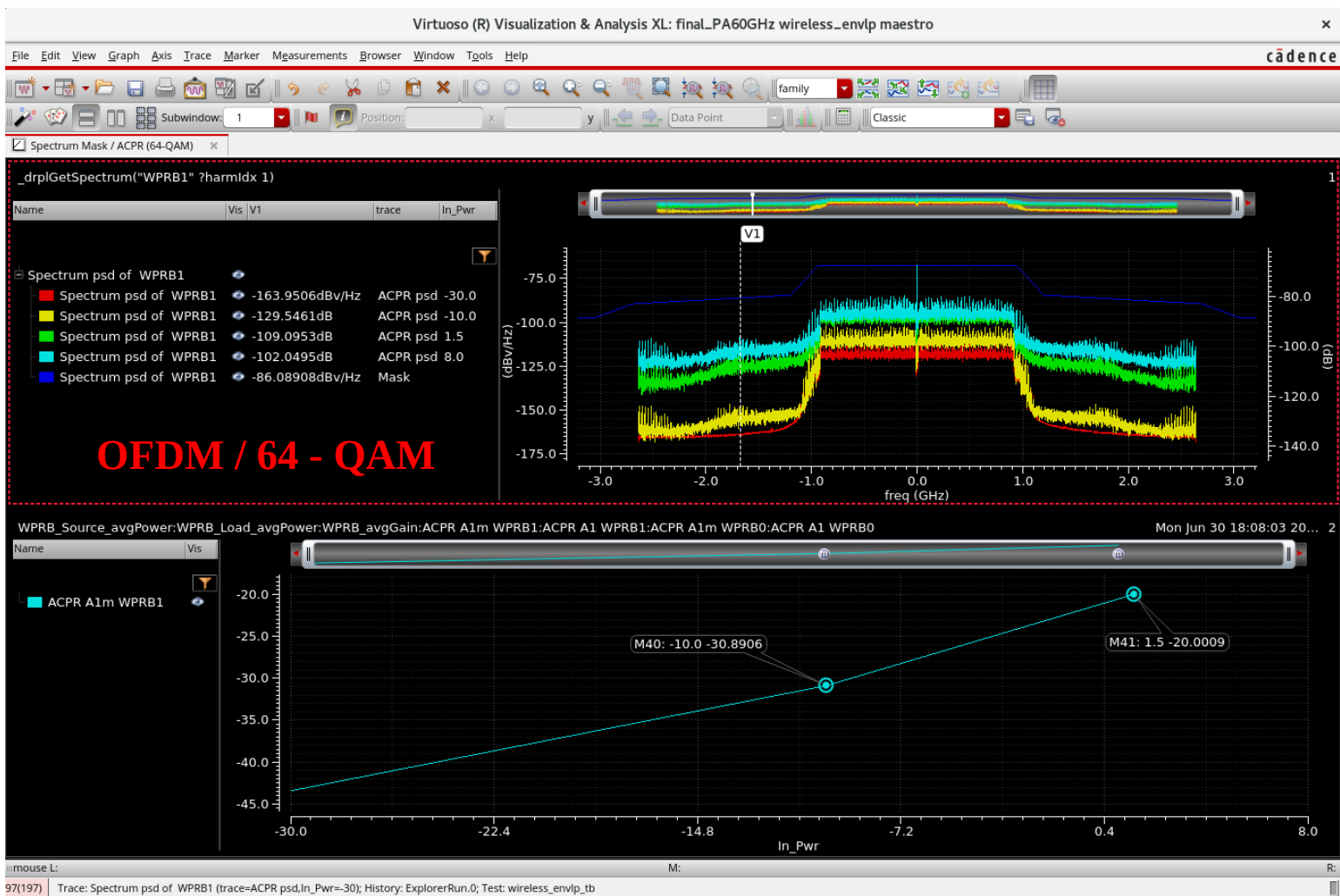
Η ανωτέρω προσομοίωση θα εκτελεστεί για δύο διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης σε OFDM διαμορφωμένο σήμα, και συγκεκριμένα για **16-QAM** και **64-QAM**. Η επιλογή αυτών των σχημάτων αποσκοπεί στη μελέτη της επίδοσης του ενισχυτή κάτω από διαφορετικές απαιτήσεις **φασματικής απόδοσης** και **ευαισθησίας σε παραμόρφωση**, καθώς υψηλότερες διαμορφώσεις, όπως η 64-QAM,

είναι πιο απαιτητικές και ευάλωτες σε μη γραμμικότητες, γεγονός που επηρεάζει άμεσα την ποιότητα της μετάδοσης. Στην συνέχεια, παρουσιάζονται οι αστερισμοί των σημάτων 16-QAM και 64-QAM στην είσοδο (reference) και στην έξοδο του ενισχυτή (measured) για διάφορες τιμές ισχύος εισόδου. Παράλληλα, παρατίθεται το φάσμα ισχύος στο κεντρικό κανάλι των 60GHz, όπου φαίνεται η συμμόρφωση με τις φασματικές μάσκες του πρωτοκόλλου, καθώς και η ισχύς στα γειτονικά κανάλια, προκειμένου να αξιολογηθεί η **εκπομπή εκτός ζώνης (out-of-band emission)** για κάθε περίπτωση :



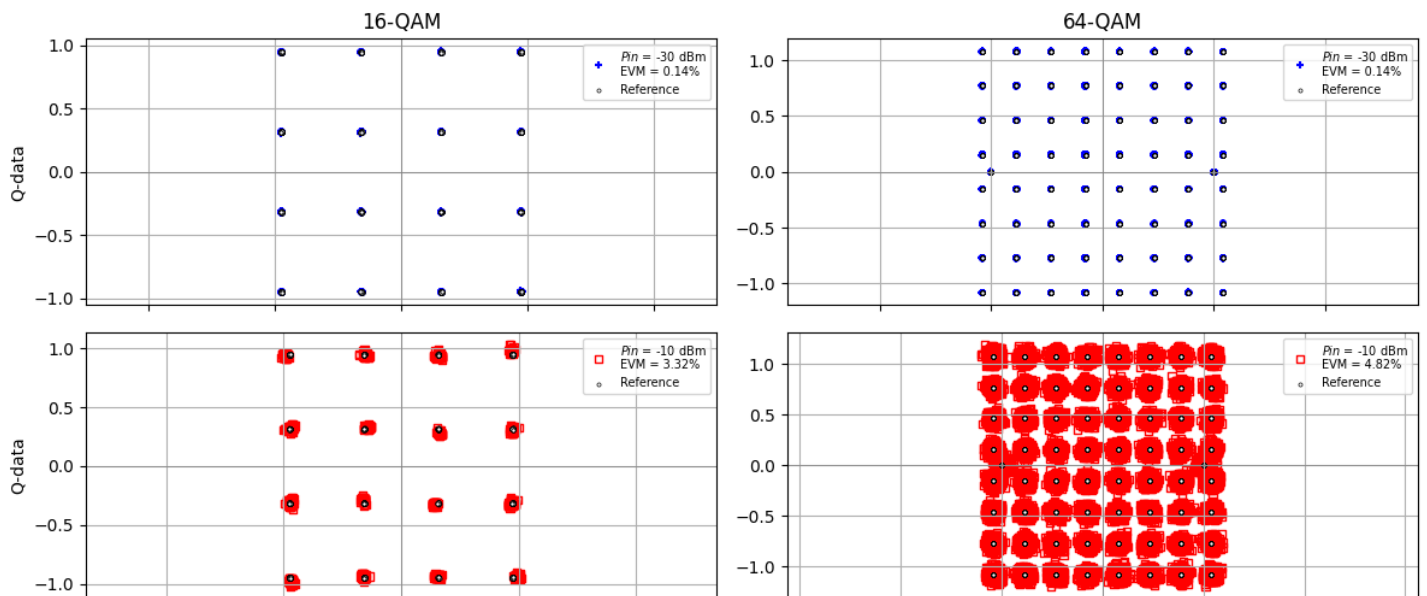
Εικόνα 7.12. Spectrum main channel power & adjacent channel power για 16-QAM διαμορφωμένο σήμα

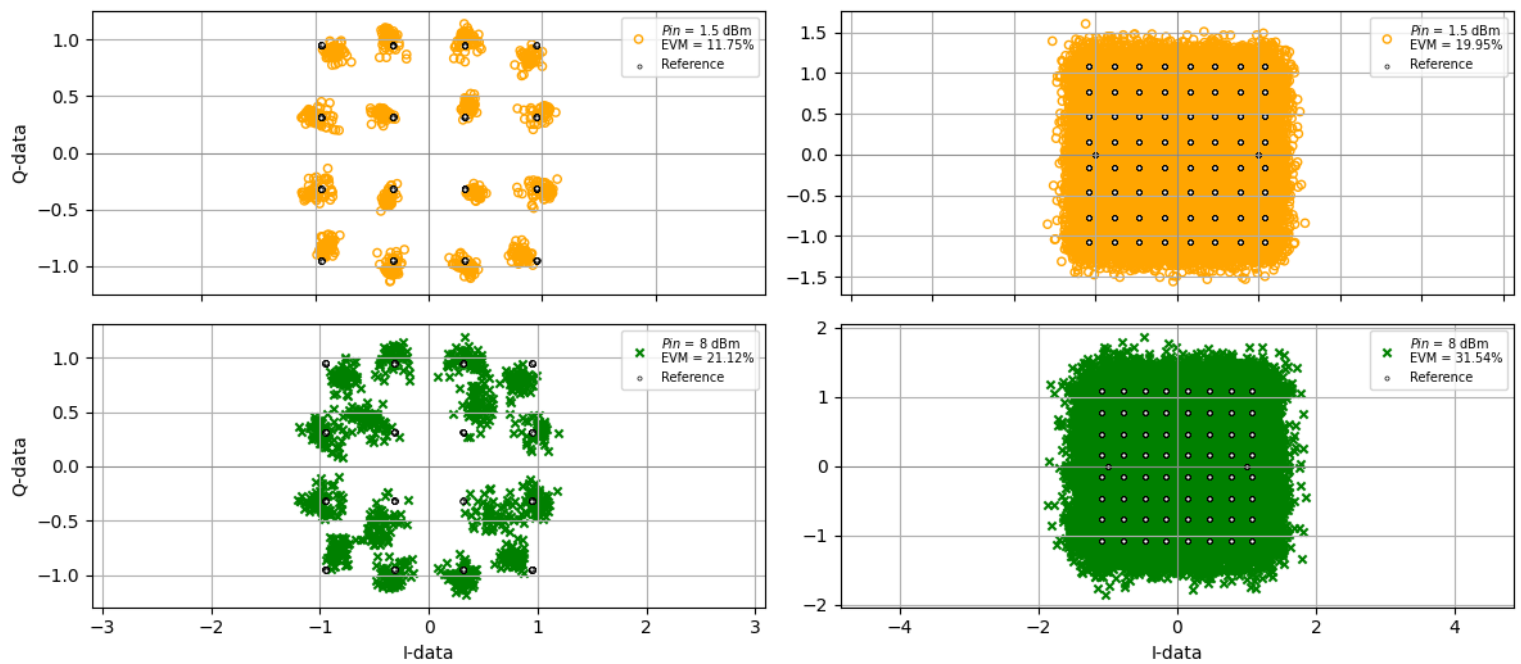
Από τα διαγράμματα φάσματος ισχύος των εικόνων (7.12) και (7.13) για 16-QAM / 64-QAM σχήματα διαμόρφωσης αντίστοιχα, παρατηρούμε επιτυχής λειτουργία του ενισχυτή όσον αφορά την καταστολή εκπομπής εκτός ζώνης και εκπομπής εντός της μάσκας που δίνεται για το πρωτόκολλο 802.11.ad . Αντίστοιχα, από τους αστερισμούς της εικόνας (7.14) παρατηρούμε EVM εντός ορίων προδιαγραφών πρωτοκόλλου για 16-QAM εκπομπή μέχρι και το σημείο συμπίεσης 1dB (11.7% με όριο 17%), ενώ δυσκολία στην επιτυχή εκπομπή 64-QAM σήματος κοντά στο compression point (19% με όριο 8%). Περισσότερες πληροφορίες για τα όρια EVM υπάρχουν στο [\[26\]](#) .



Εικόνα 7.13. Spectrum main channel power & adjacent channel power για 64-QAM διαμορφωμένο σήμα

EVM Constellation Diagram (PA60GHz, 16-QAM vs 64-QAM) for various Input Power Levels





Εικόνα 7.14. Διαγράμματα αστερισμού (constellation) και μέτρηση EVM για τον σχεδιασμένο ενισχυτή ισχύος συναρτήσεις της ισχύς εισόδου, υπό σχήματα διαμόρφωσης 16-QAM και 64-QAM σε OFDM σήμα για το πρωτόκολλα IEEE 802.11.ad

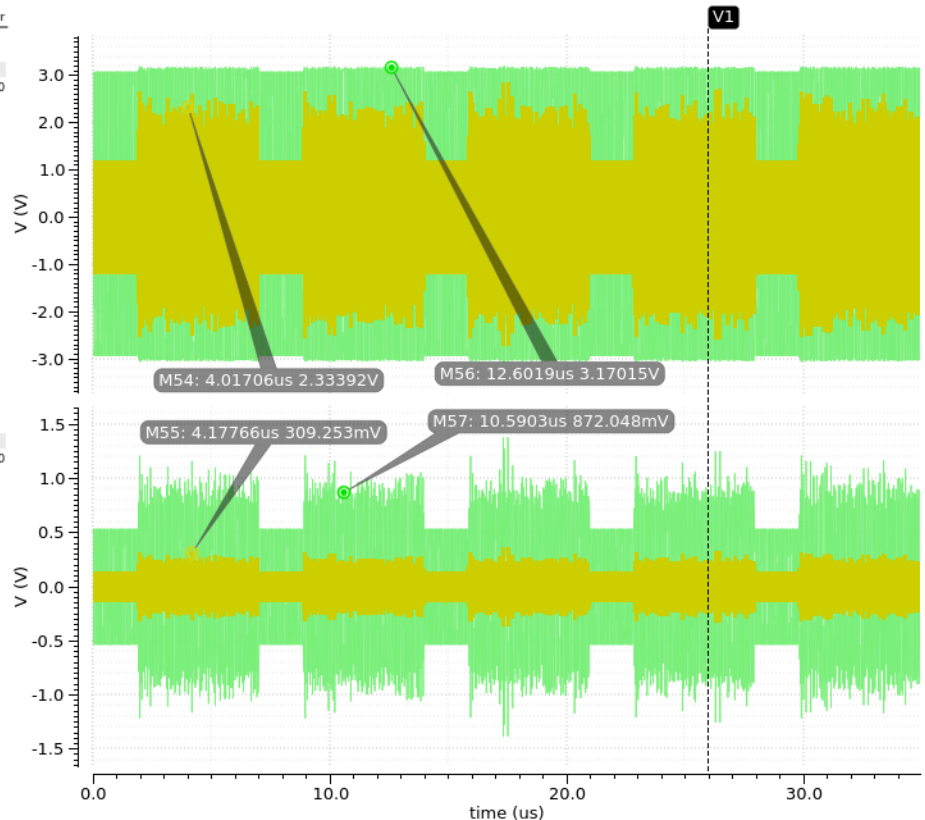
v("/IQ_in" ?result "envlp_td")

1

Name ... V1 In_Pwr

v /IQ_out; envlp (V)
 v /IQ_out; envlp (V) -1.1899V -10.0
 v /IQ_out; envlp (V) -2.4966V 1.5

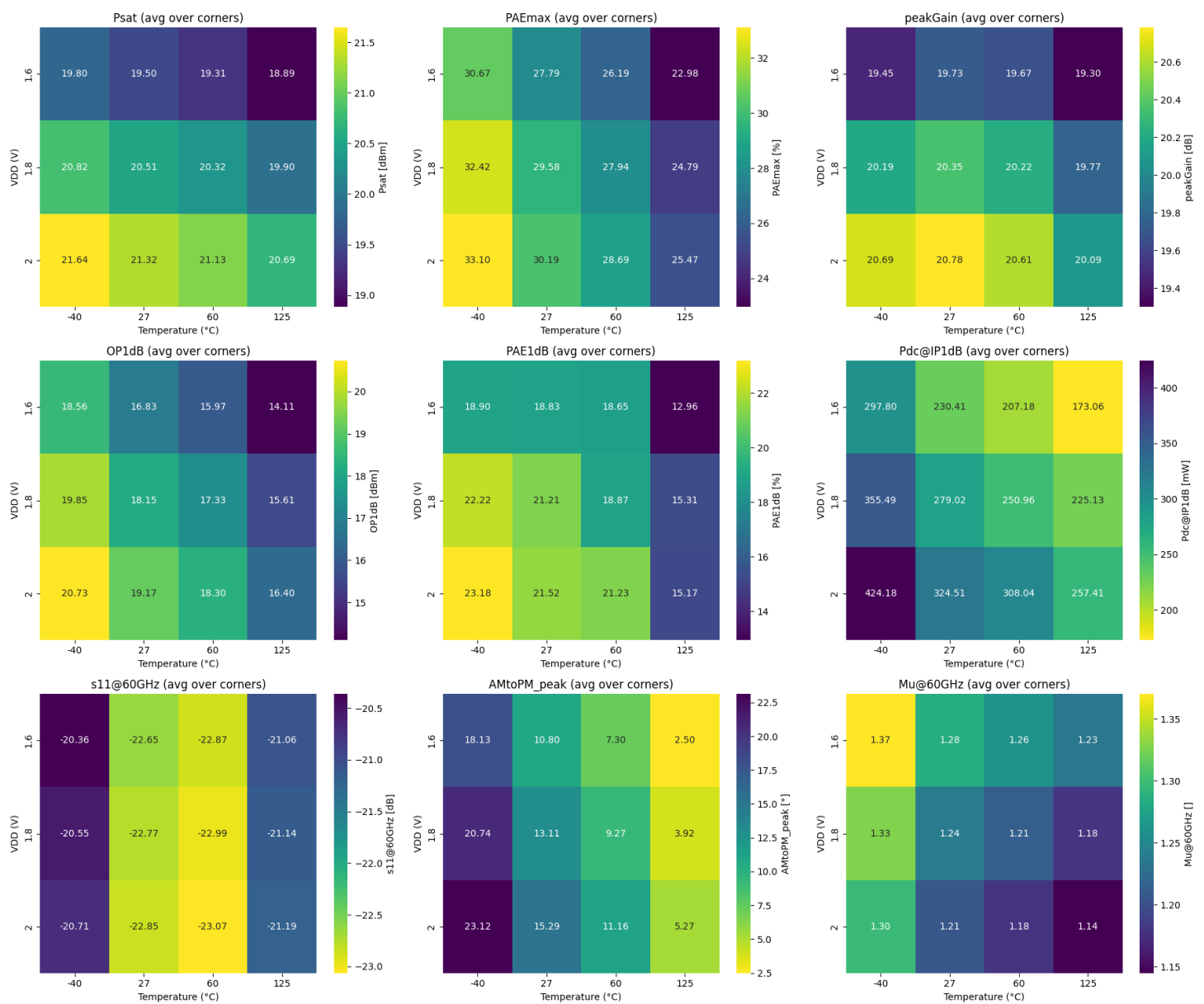
v /IQ_in; envlp (V)
 v /IQ_in; envlp (V) 137.758mV -10.0
 v /IQ_in; envlp (V) 517.745mV 1.5



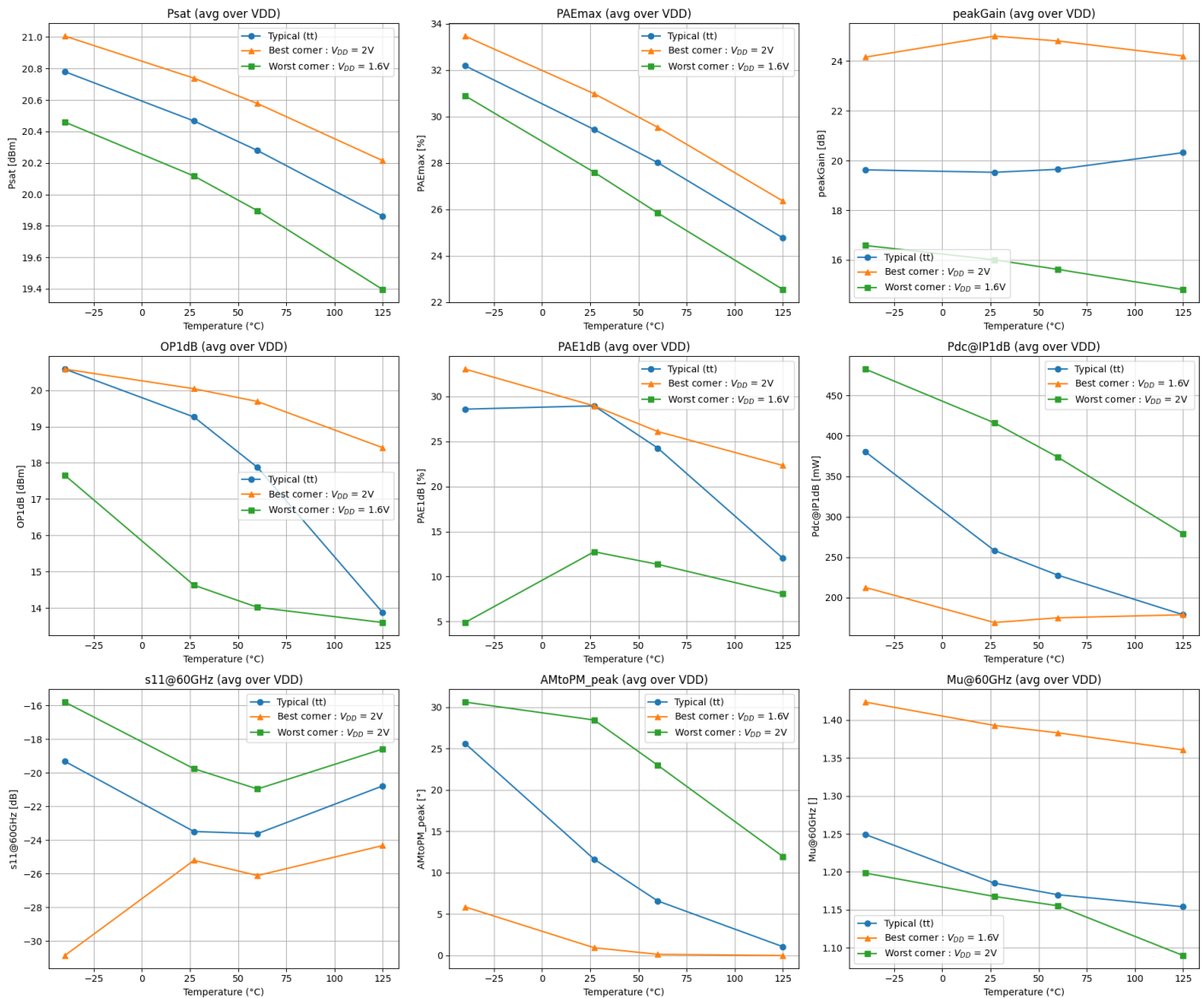
Εικόνα 7.15. Απόκριση στο χρόνο του ενισχυτή υπό διαμορφωμένο σήμα με σχήμα OFDM / 64 - QAM για λειτουργία ενισχυτή εντός της γραμμικής περιοχής και στο σημείο συμπίεσης 1dB (Idle states: 60GHz sineWave)

7.6 Επίδοση Ενισχυτή Ισχύος σε διαφορετικά **corner** λειτουργίας, ως προς τη θερμοκρασία και για μεταβολές $\pm 10\%$ της τάσης τροφοδοσίας V_{DD}

Σε αυτό το κεφάλαιο αξιολογείται η **μη – γραμμική συμπεριφορά** του ενισχυτή ισχύος υπό διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας, μέσω Harmonic Balance (HB) προσομοιώσεων. Συγκεκριμένα, πραγματοποιούνται μετρήσεις σε διάφορα **process corners** (TT, SS, FF, SF, FS) της τεχνολογίας GF22 – FDX , καθώς και σε μεταβολές **θερμοκρασίας** (-40°C έως 125°C) και **τάσης τροφοδοσίας** V_{DD} κατά $\pm 10\%$, ώστε να διαπιστωθεί η επίδραση αυτών των παραγόντων στην επίδοση του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος.



Εικόνα 7.16. Μέσες τιμές ως προς τα διάφορα process corners, για κάθε μετρική του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος, σε όλα τα ζεύγη θερμοκρασίας και τάσης τροφοδοσίας (T, V_{DD}) .



Εικόνα 7.17. Απεικόνιση Απόδοσης Ενισχυτή Ισχύος υπό Τυπική (TT corner, VDD=1.8V), Βέλτιστη και Χειρότερη Λειτουργική Κατάσταση over PVT του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος, ως προς την θερμοκρασία

Η παραπάνω εικόνα συγκρίνει την απόδοση του ενισχυτή για τις εξής τρεις περιπτώσεις λειτουργίας:

- **Nominal corner** (TT, $V_{DD} = 1.8V$): Τυπική συνθήκη λειτουργίας του ενισχυτή.
- **Best case corner** (βλ. κίτρινα corner σημεία στο heatmap της εικόνας 7.15): Βέλτιστη περίπτωση, όπου ο ενισχυτής παρουσιάζει αυξημένη ισχύ και ενίσχυση.
- **Worst case corner** (βλ. μοβ corner σημεία στο heatmap της εικόνας 7.15): Χειρότερη περίπτωση, με μειωμένη απόδοση λόγω των αθροιστικών αρνητικών επιδράσεων της θερμοκρασίας, της χαμηλής τροφοδοσίας και της διαδικασίας.

Η σύγκριση επιτρέπει την αξιολόγηση της **σταθερότητας** και **ανοχής** του κυκλώματος στις μεταβολές της τεχνολογικής διεργασίας, της θερμοκρασίας και της τάσης τροφοδοσίας. Όπως προκύπτει από τις παραπάνω μετρήσεις, όσον αφορά την ισχύ κορεσμού P_{sat} , τη μέγιστη αποδοτικότητα PAE_{max} , καθώς και το μέγιστο κέρδος ισχύος $G_{p_{max}}$, ο ενισχυτής παρουσιάζει σαφή και προβλέψιμη συμπεριφορά στα αντίστοιχα best και worst corner cases. Για κάθε μία από τις παραπάνω μετρικές, παρατηρείται καθορισμένη μεταβολή λόγω τεχνολογικών παραλλαγών (process variations), ενώ για την ισχύ εξόδου και την αποδοτικότητα εντοπίζεται και σχετικά γραμμική μείωση με την αύξηση της θερμοκρασίας, γεγονός που υποδεικνύει σταθερότητα στο κέρδος. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρούνται οι εξής μεταβολές:

- $\Delta P_{sat} \approx \pm 0.2dBm$
- $\Delta PAE_{max} \approx \pm 1.5\%$
- $\Delta G_{p_{max}} \approx \pm 4dB$

Ανάλογη παρατήρηση μπορεί να γίνει και για τη προσαρμογή του ενισχυτή μέσω της παραμέτρου s_{11} , αλλά και για τον συντελεστή ευστάθειας μ_u , καθώς και την παραμόρφωση φάσης έναντι πλάτους (AM – PM distortion). Οι μετρήσεις επιβεβαιώνουν σταθερή μεταβολή αυτών των παραμέτρων στα διάφορα corner cases, αλλά εντός των ορίων των προδιαγραφών σε worst corner case σενάριο.

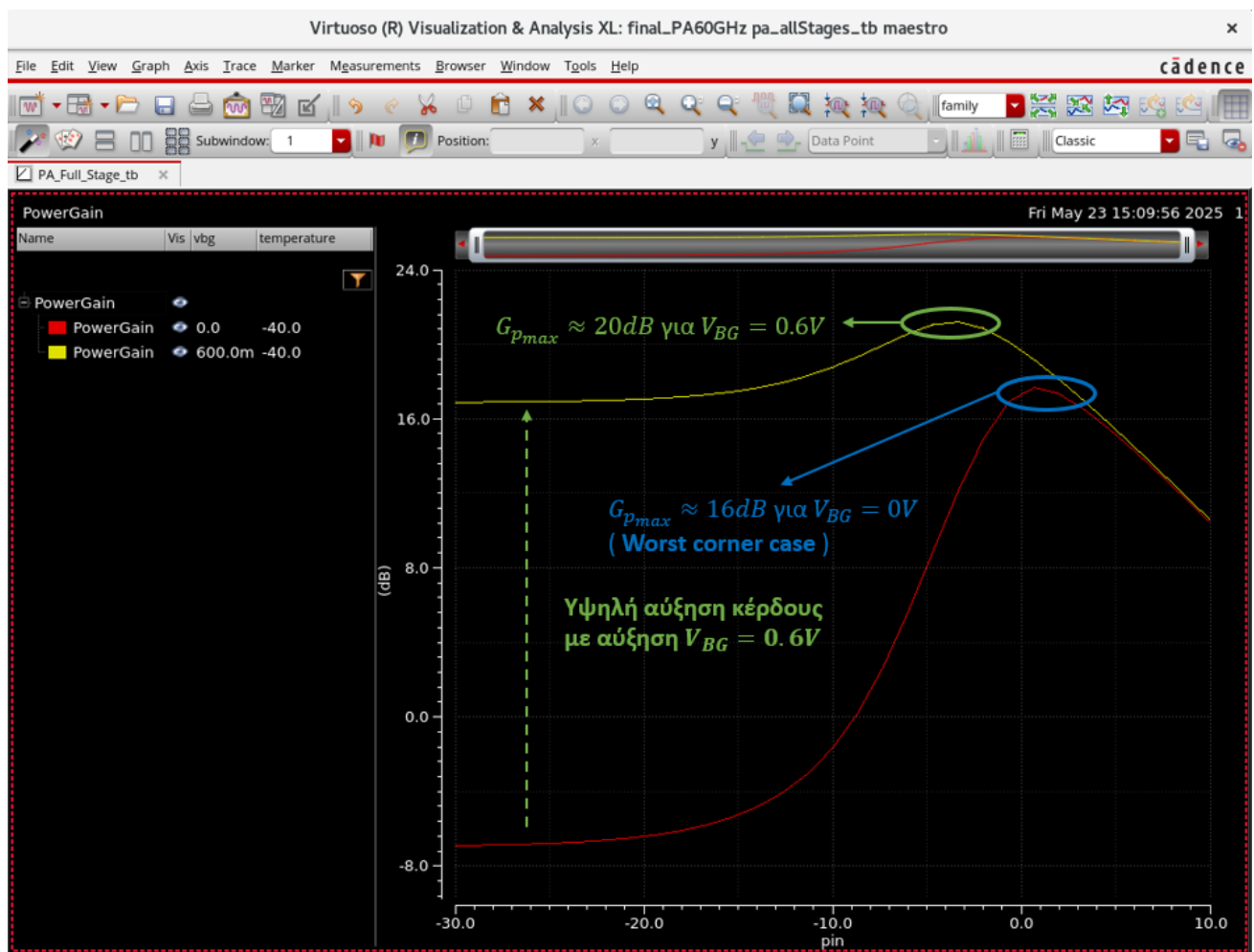
Αντιθέτως, για τις μετρικές του ενισχυτή στο σημείο συμπίεσης 1dB, παρατηρείται μεν αναμενόμενη μεταβολή, η οποία όμως αποδίδεται κυρίως στην αλλαγή της τάξης λειτουργίας του ενισχυτή λόγω των μεταβολών σε PVT (Process, Voltage, Temperature). Συγκεκριμένα, παρατηρείται σαφής υποβάθμιση της αποδοτικότητας του ενισχυτή σε περιπτώσεις όπου το nMOS παρουσιάζει «fast» συμπεριφορά (FF, FS corners). Αυτό οφείλεται στη μειωμένη τάση κατωφλίου (V_{th}) των τρανζίστορ, γεγονός που μετατοπίζει το σημείο λειτουργίας του ενισχυτή προς την περιοχή light class AB / class A. Η μεταβολή αυτή συνεπάγεται υψηλότερο κέρδος ισχύος και συνάμα μειωμένη ισχύ εξόδου στο σημείο συμπίεσης 1dB. Αντίθετα, σε καταστάσεις «αργής» συμπεριφοράς των nMOS τρανζίστορ (SS, SF corners), ο ενισχυτής πολώνεται πιο κοντά σε λειτουργία τύπου class C (αποκοπή τρανζίστορ $I_Q = 0$), με αποτέλεσμα την ελάχιστη υψηλότερη ισχύς και αποδοτικότητα στο σημείο συμπίεσης 1dB.

7.6.1 Μεταβολή DC bias points (V_{GS}, V_{BG}) για κατάλληλη ρύθμιση σημείου συμπίεσης 1dB του Ενισχυτή Ισχύος, over process corner variations

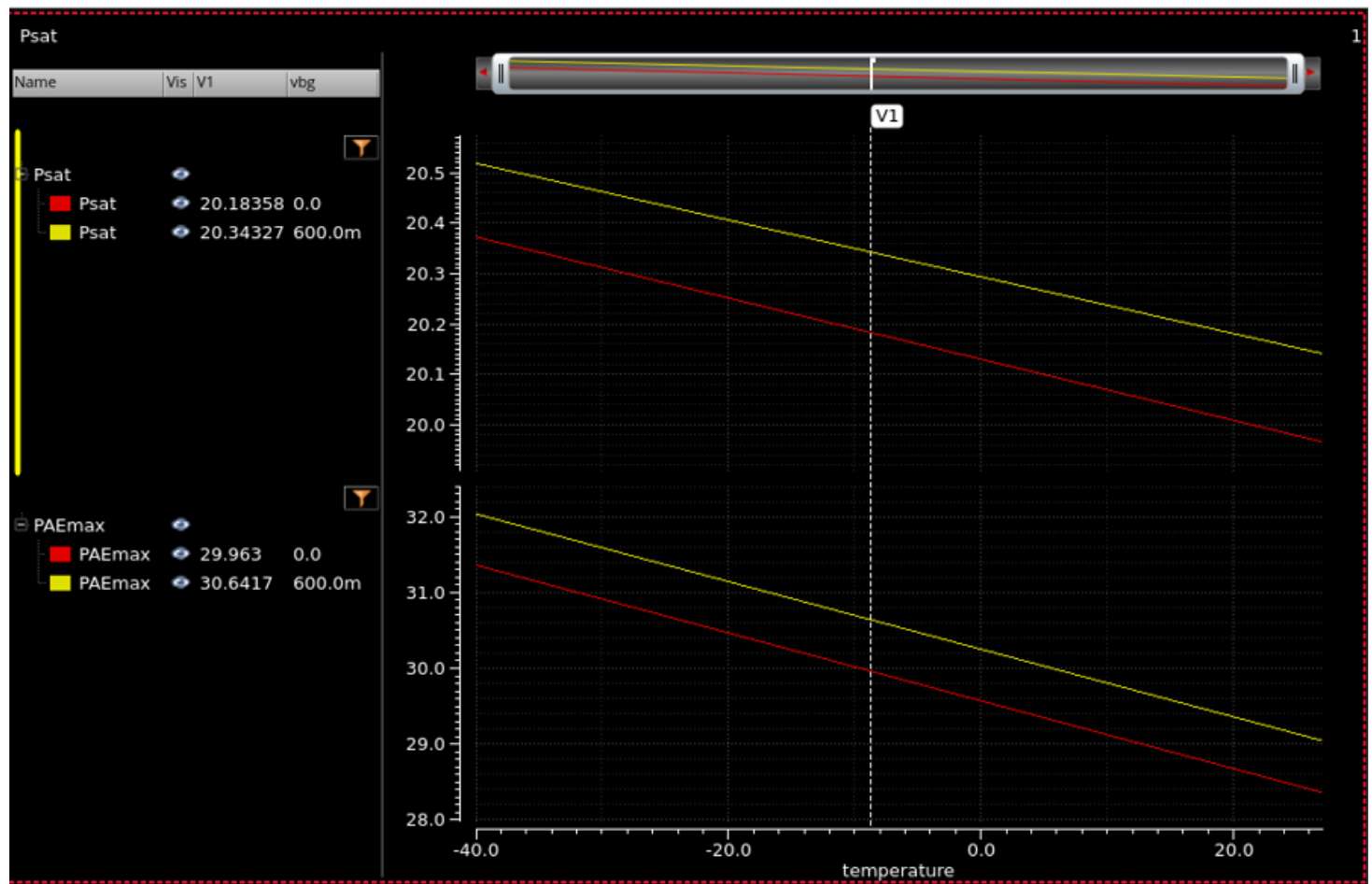
Λαμβάνοντας υπόψη τις ανωτέρω παρατηρήσεις παρακάτω θα αναδείξουμε την επίδραση της μεταβολής της πόλωσης στις δύο ακραίες περιπτώσεις λειτουργίας του ενισχυτή :

1. SS corner υπό χαμηλή θερμοκρασία π.χ. -40°C

Για αυτήν την περίπτωση θα αξιοποιήσουμε τη επαφή του back – gate μέσω αύξησης της τάσης αυτής, με σκοπό να μειώσουμε τη τάση κατωφλιού των τρανζίστορ και να επαναφέρουμε τον ενισχυτή από λειτουργία σε class C στο corner αυτό σε deep class AB πόλωση. Παρακάτω, παρατηρούμε την σημαντική επίδραση στο κέρδος ισχύος, που εμφανίζει η μεταβολή στη τάση V_{BG} στο παραπάνω corner case. Λαμβάνουμε μέχρι και τις ιδανικές nominal τιμές κέρδους, με μόλις μια μεταβολή τάξης 0.6V της τάσης στο back – gate. Ταυτόχρονα, παρατηρούμε απειροελάχιστη μεταβολή στην ισχύ κορεσμού και στην μέγιστη αποδοτικότητα.



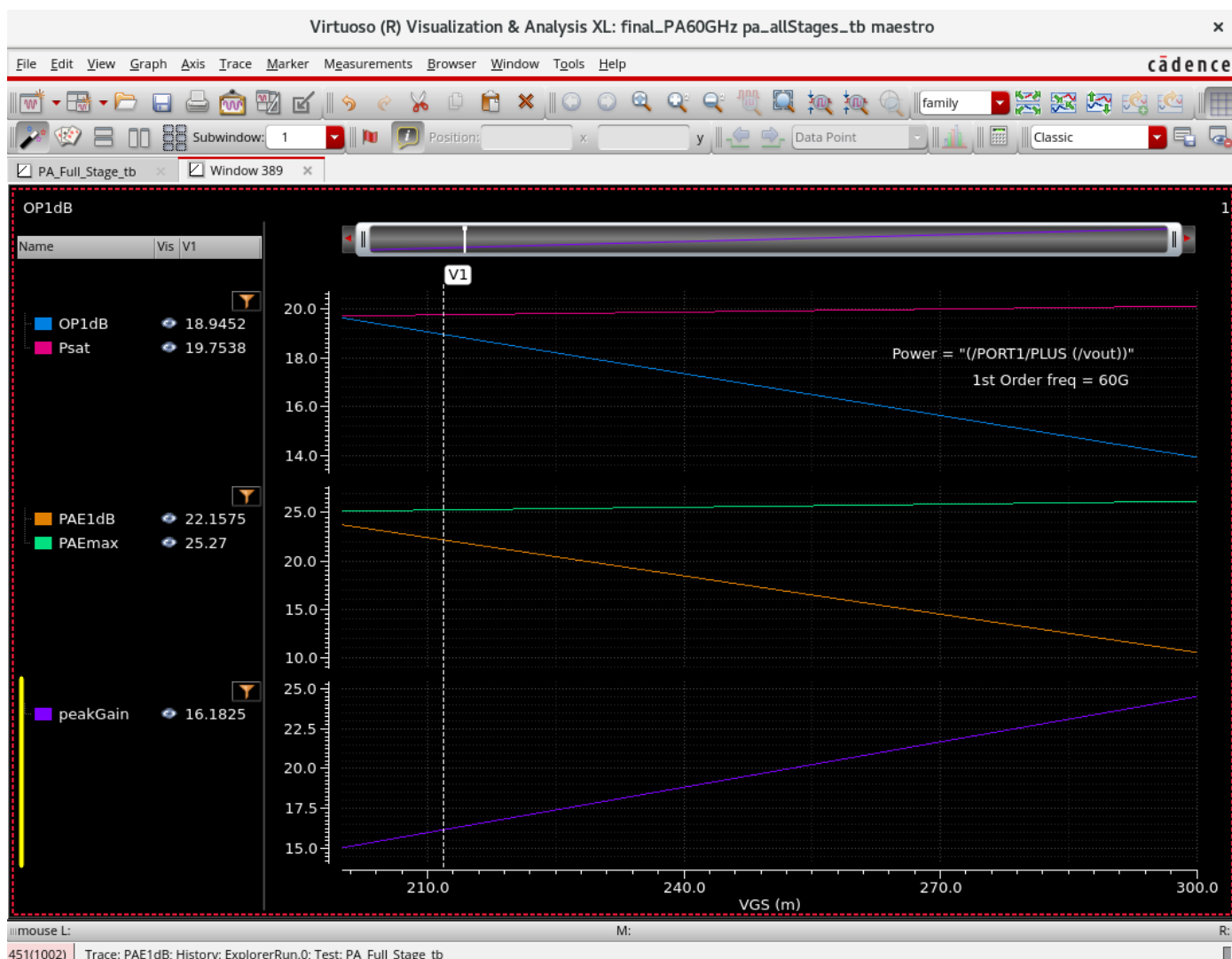
Εικόνα 7.18. Μεταβολή κέρδους ισχύος στο corner {SS, -40°C } με αλλαγή στην πόλωση στο back-gate από 0V στα 0.6V



Εικόνα 7.19. Μεταβολή ισχύος κορεσμού και μέγιστης αποδοτικότητας στο corner {SS, -40°C} με αλλαγή στην πόλωση στο back-gate από 0V στα 0.6V

2. FF corner σε υψηλή θερμοκρασία π.χ. 125°C

Για την περίπτωση του FF corner σε υψηλές θερμοκρασίες ($> 60^{\circ}\text{C}$), η μείωση στην ισχύ και αποδοτικότητα στο σημείο συμπίεσης 1dB, οφείλονται στην απότομη αλλαγή της κλάσης του ενισχυτή, λόγω της μείωσης στο V_{thN} που εισάγει το μοντέλο στα τρανζίστορ (έως και 80-100mV πτώση από τα $V_{thN-nominal} \approx 0.3\text{V}$). Επομένως, μπορούν να ρυθμιστούν με αντίστοιχο έλεγχο στην πόλωση του ενισχυτή, στο front – gate terminal V_{GS} . Ο έλεγχος αυτός αλλά και της ανωτέρων περίπτωσης μπορεί να γίνει είτε με on-chip μεταβλητά κυκλώματα πόλωσης π.χ. κάποιο DAC ή κάποια bandgap reference με μεταβλητές αντιστάσεις MOS να καθορίζουν τη έξοδο της, είτε με επιπλέον pad για εξωτερικό έλεγχο. Σε κάθε περίπτωση απαιτούν την γνώση τόσο της θερμοκρασίας (χρήση θερμίστορ στο package) όσο και του corner λειτουργίας (χρήση ring oscillator και sensing της συχνότητας ταλάντωσης).



Εικόνα 7.20. Μεταβολή στις μετρικές επίδοσης του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος στο corner {FF, 125C} λόγω μεταβολής του VGS

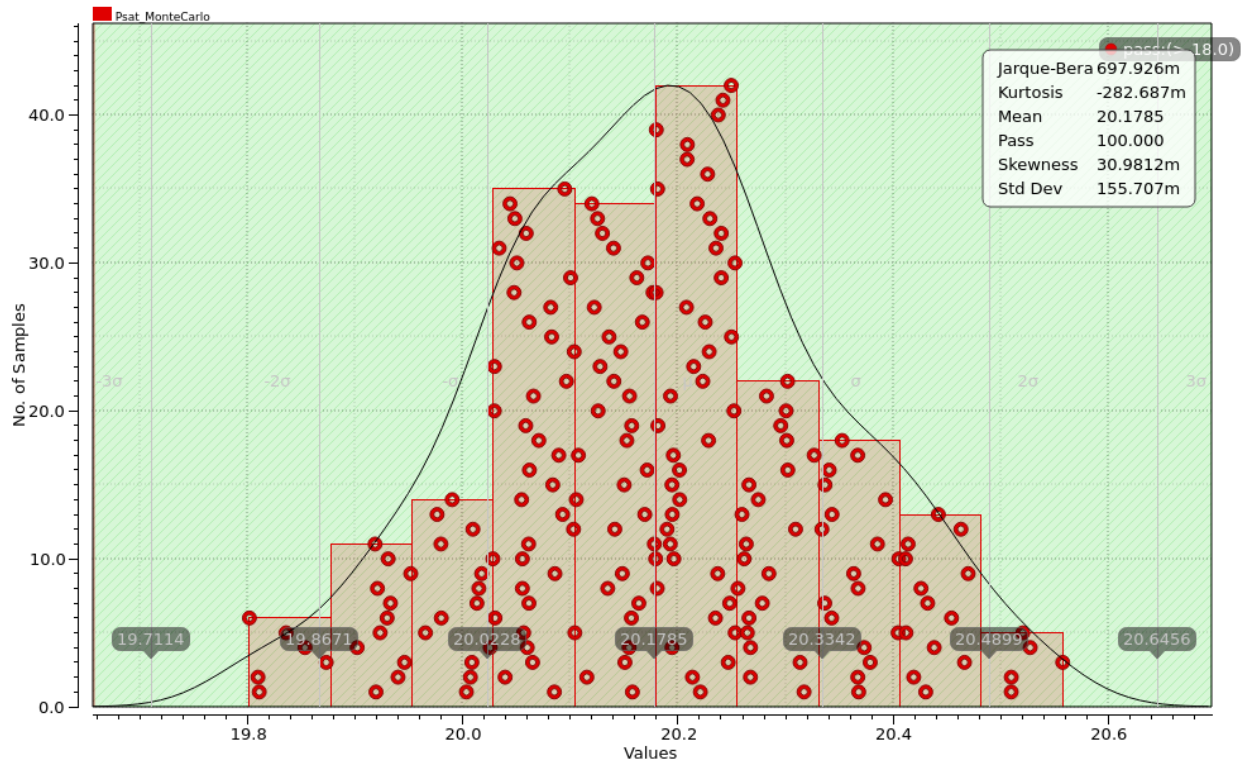
7.7 Monte – Carlo Μετρήσεις (PVT, Mismatch) για την επίδοση ισχυρού σήματος του Ενισχυτή Ισχύος @ 60°C

Κατά τη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, κάθε εξάρτημα υπόκειται σε ανοχές λόγω των αναπόφευκτων μεταβολών στη διαδικασία παραγωγής. Αντιστάσεις, πυκνωτές, τρανζίστορ και λοιπά στοιχεία παρουσιάζουν αποκλίσεις από τις ονομαστικές τους τιμές, γεγονός που μπορεί να επηρεάσει τη λειτουργία του κυκλώματος, ιδίως σε κρίσιμες εφαρμογές. Για την εκτίμηση της ευαισθησίας του σχεδιασμού σε τέτοιες μεταβολές, χρησιμοποιείται η **ανάλυση Monte Carlo**. Η μέθοδος αυτή βασίζεται σε στατιστική προσέγγιση, όπου πραγματοποιούνται πολλαπλές προσομοιώσεις με παραμέτρους που μεταβάλλονται τυχαία γύρω από μια μέση τιμή, σύμφωνα με μια συγκεκριμένη κατανομή — συνήθως κανονική (Gaussian). Σκοπός είναι να εξαχθούν πιθανά σενάρια συμπεριφοράς του κυκλώματος και να αξιολογηθεί η σταθερότητα και αξιοπιστία του απέναντι σε κατασκευαστικές

αβεβαιότητες. Παρακάτω παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της ανάλυσης Monte Carlo (**mc_pre** design file) που εφαρμόστηκε στον σχεδιασμένο ενισχυτή ισχύος :

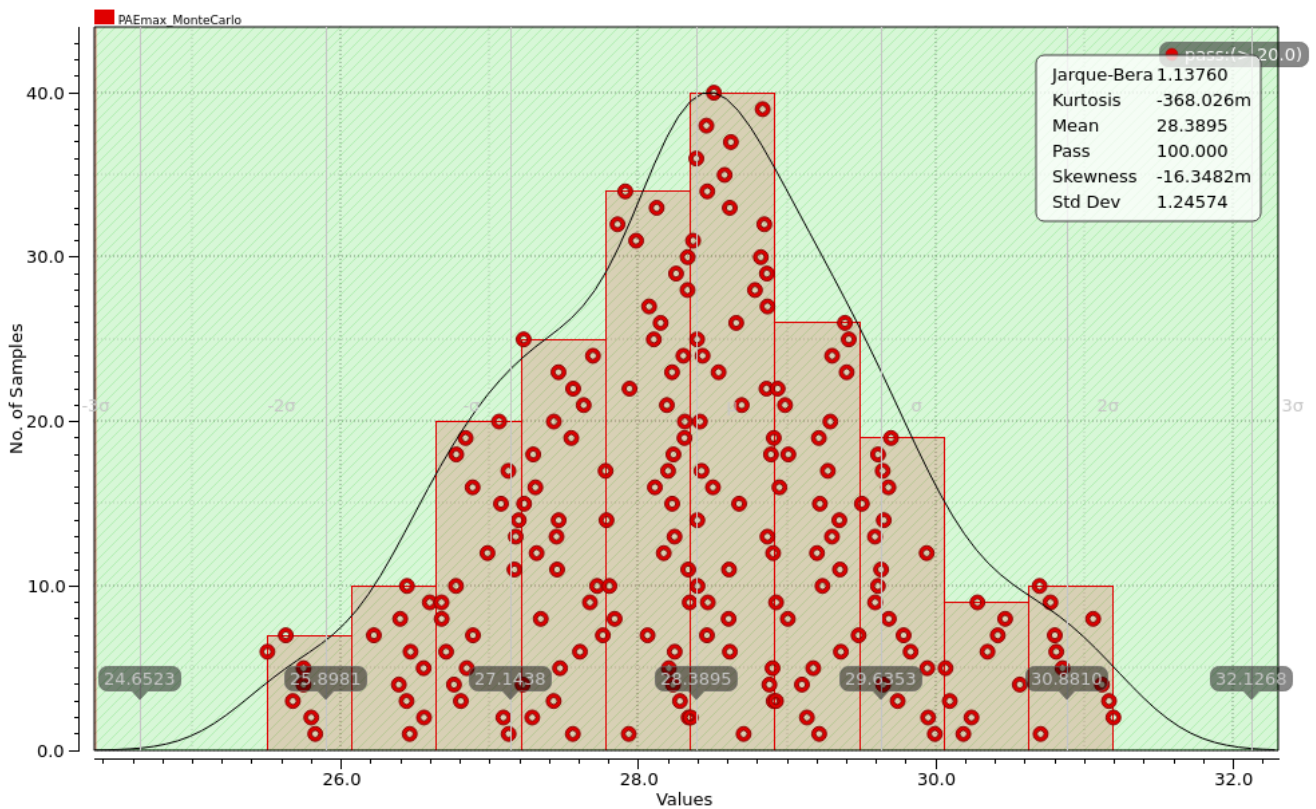
Psat_MonteCarlo

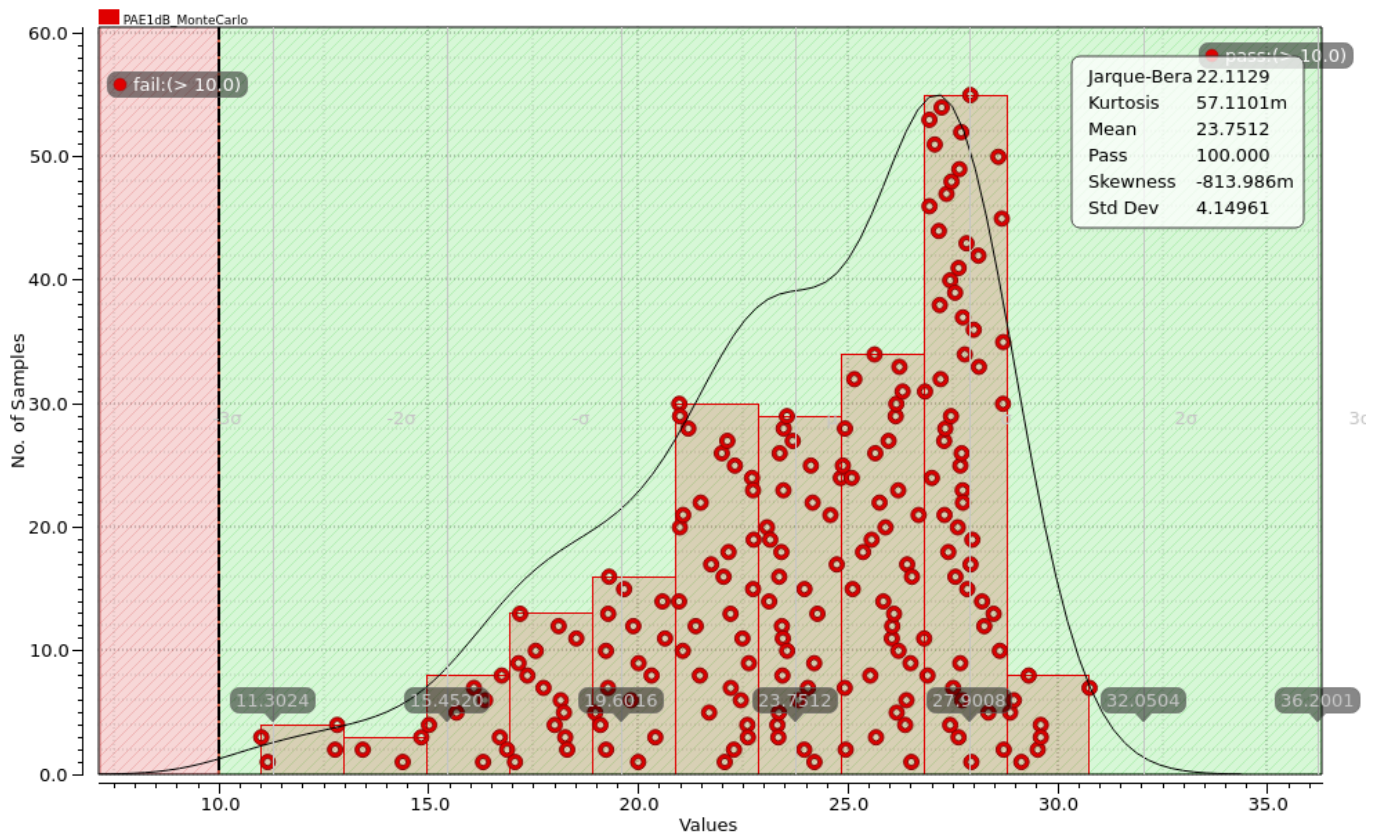
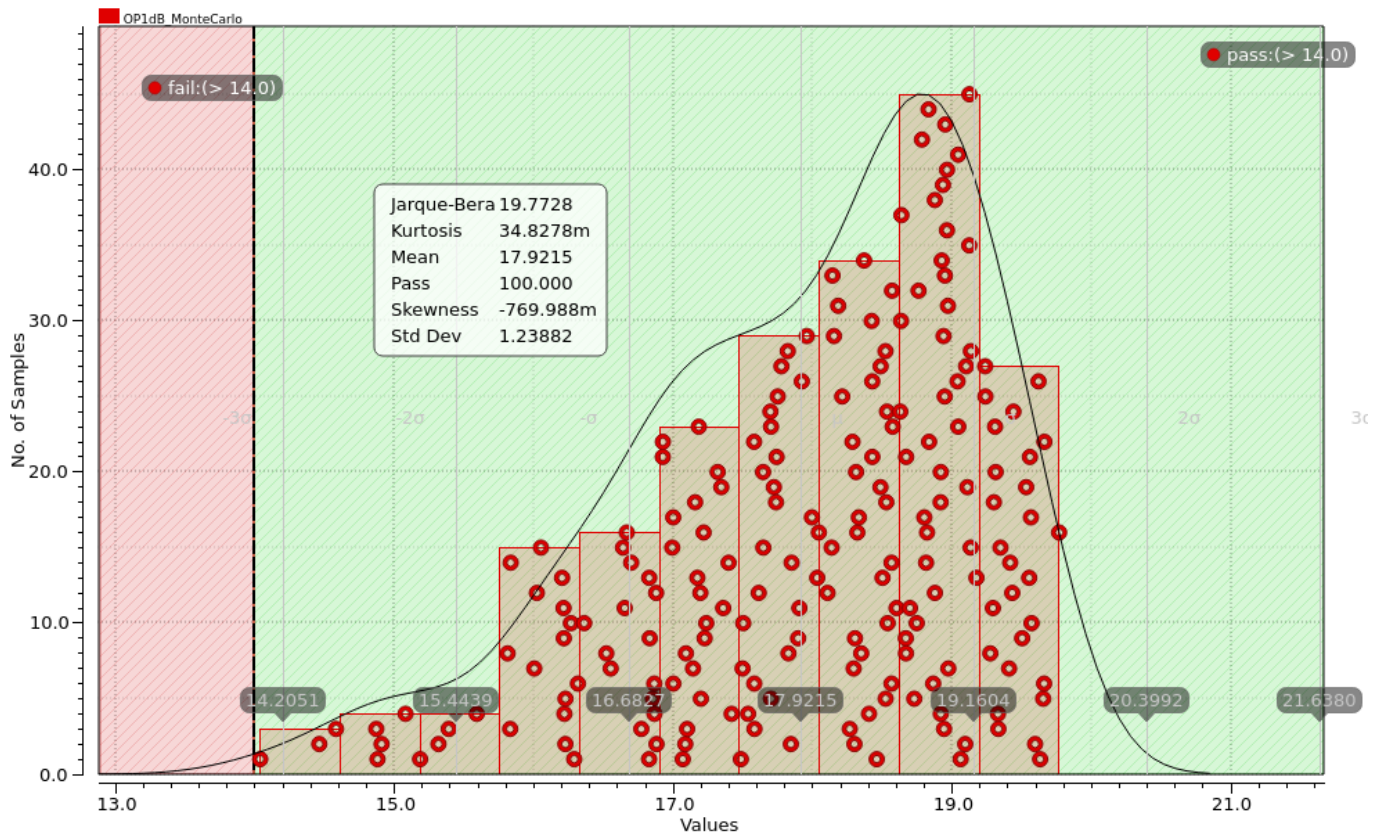
1



PAEmax_MonteCarlo

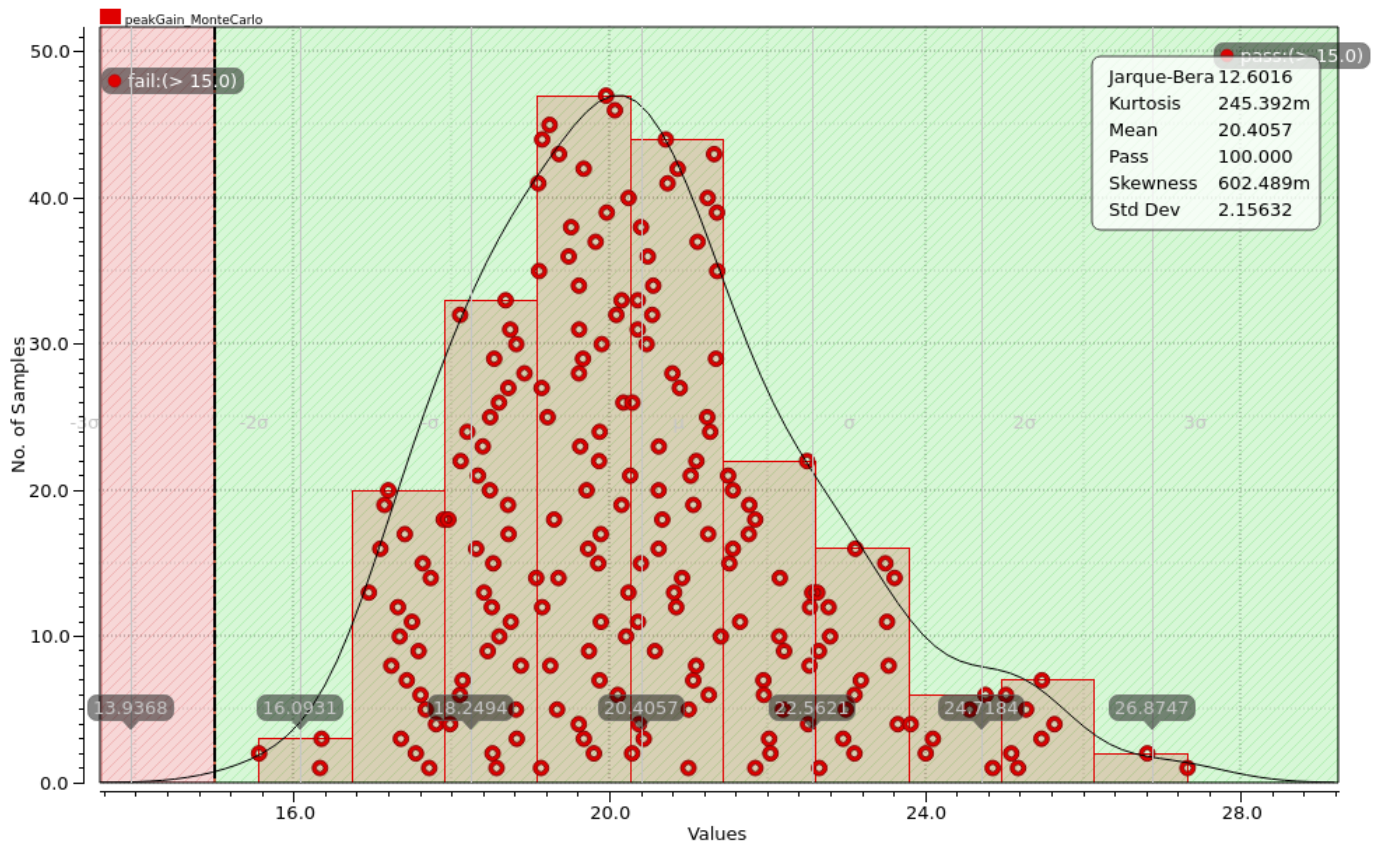
1





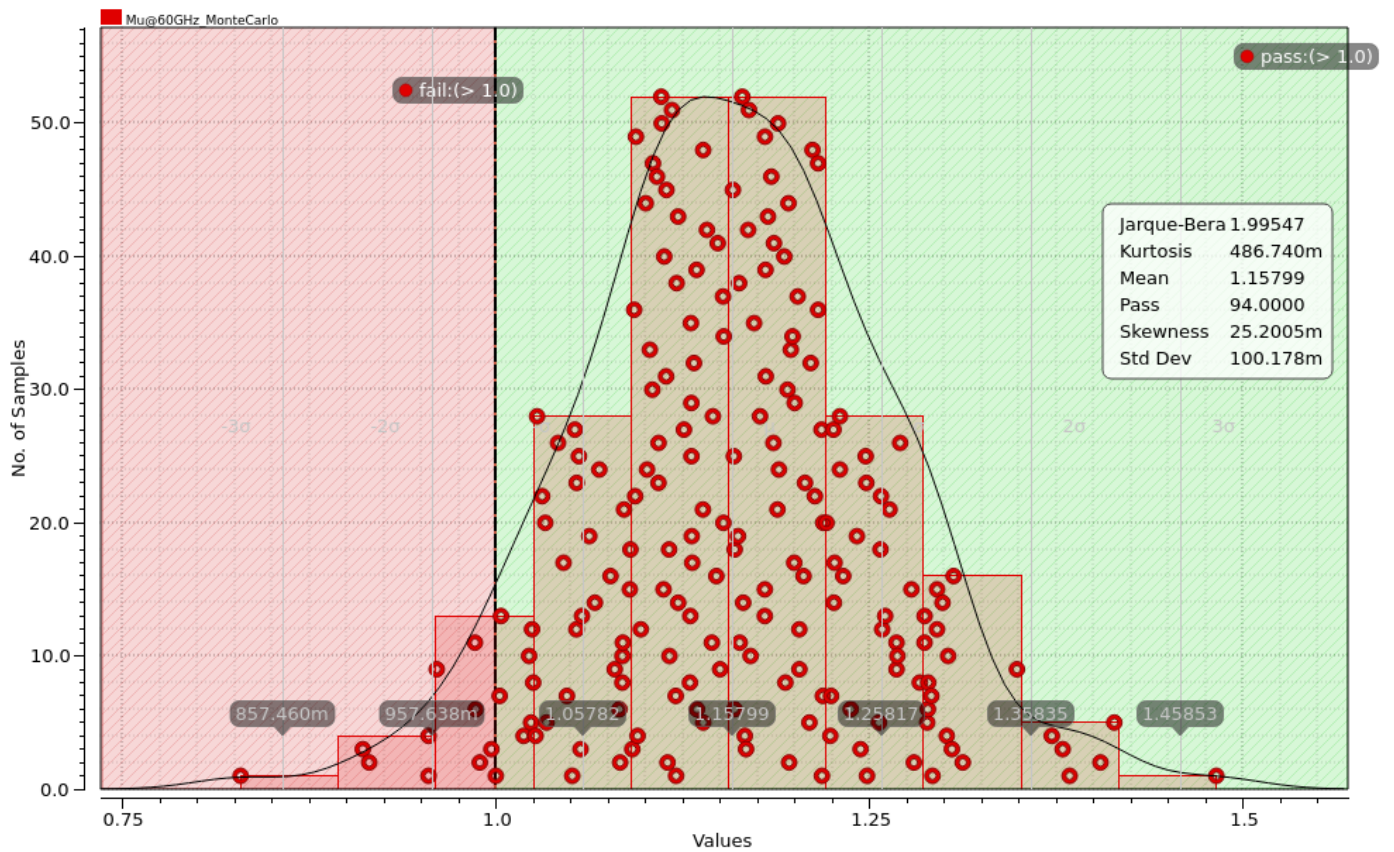
peakGain_MonteCarlo

1



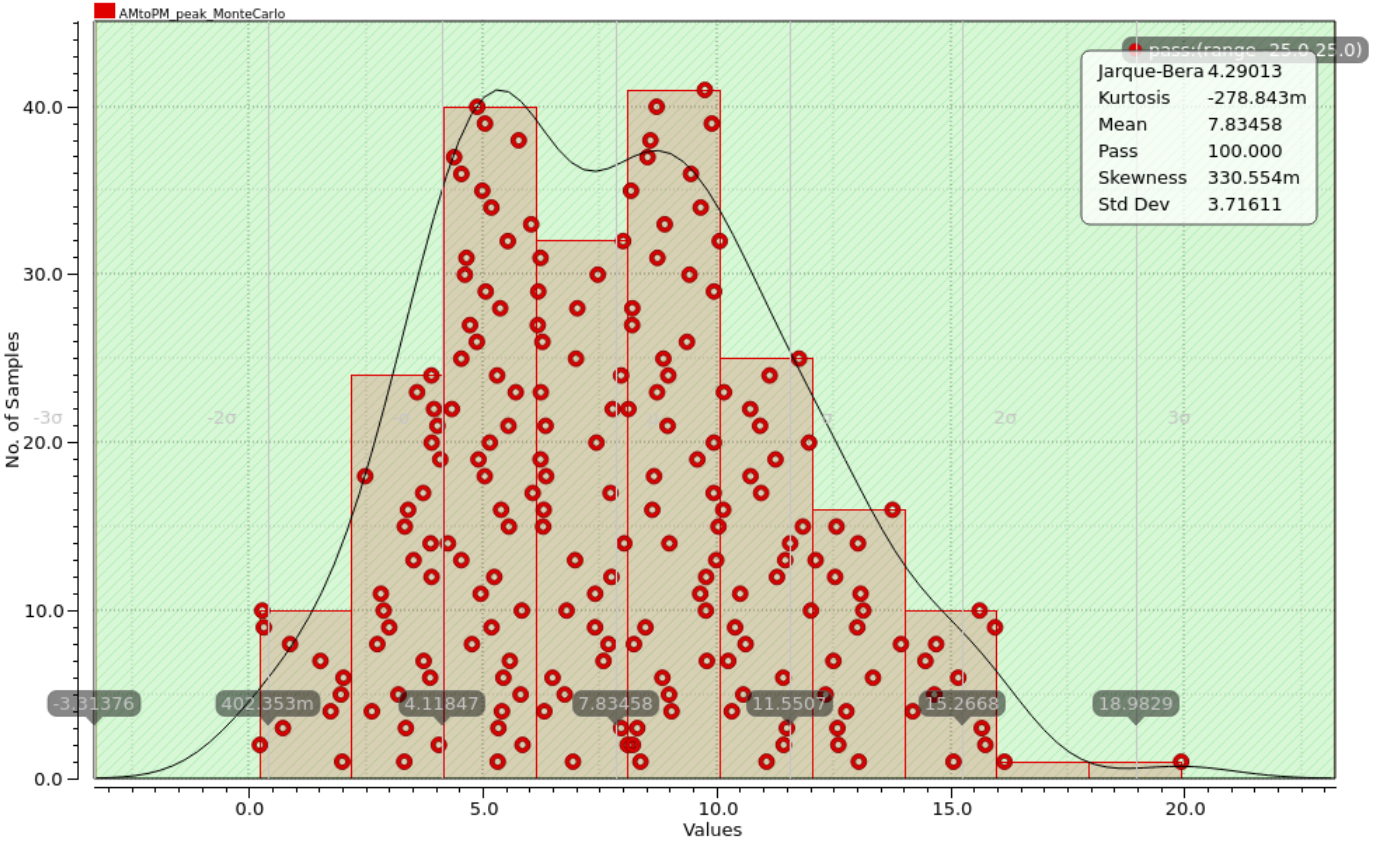
Mu@60GHz_MonteCarlo

1



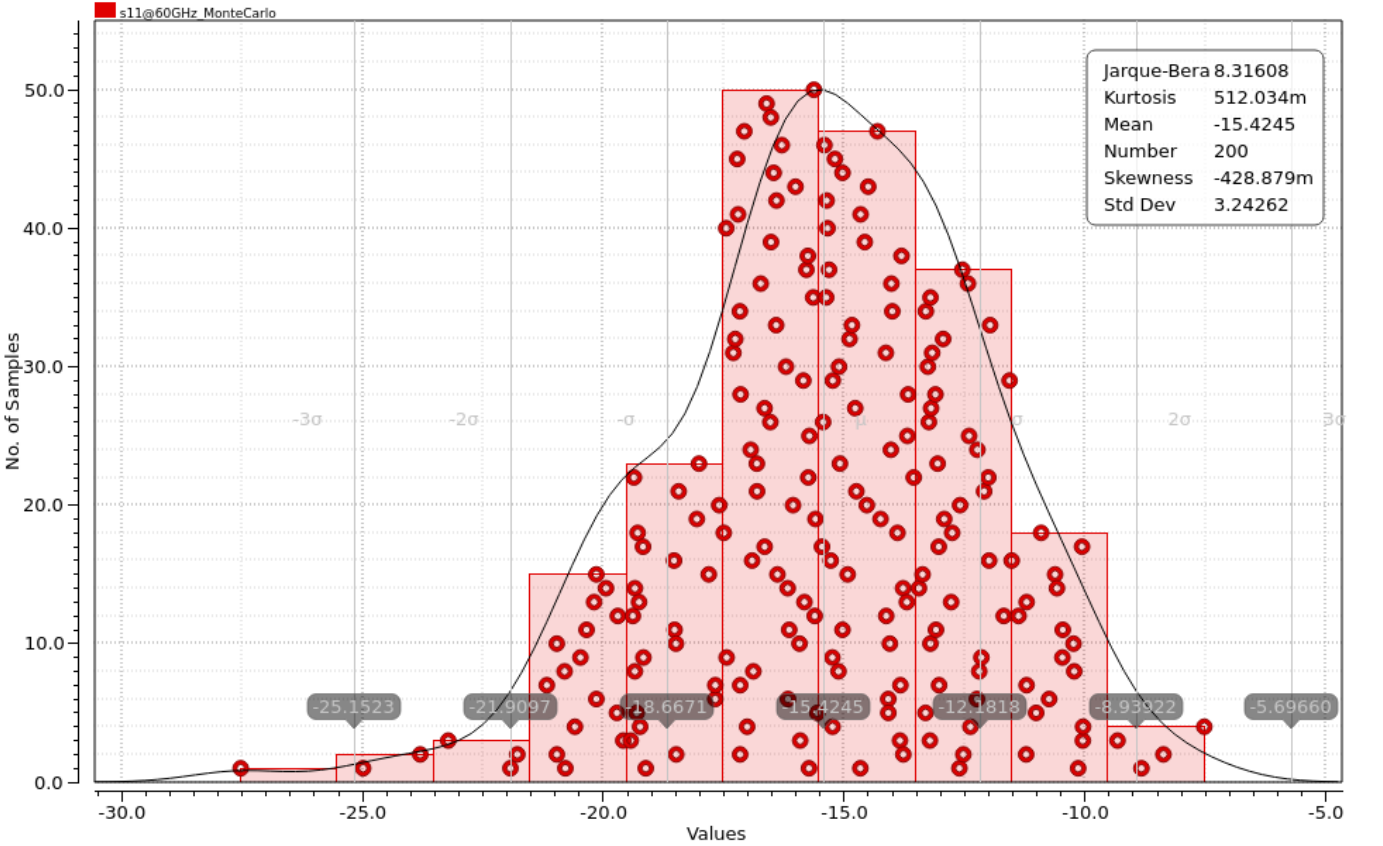
AMtoPM_peak_MonteCarlo

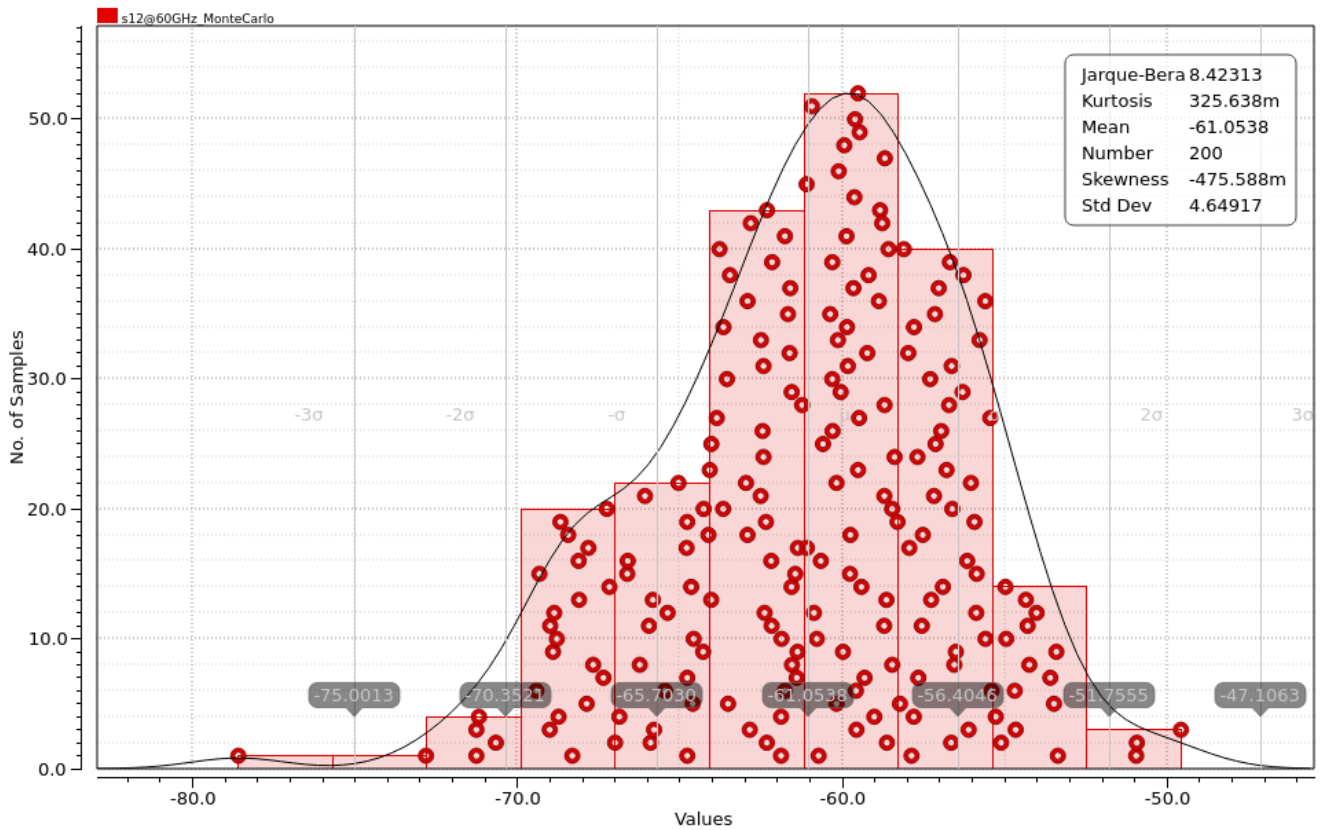
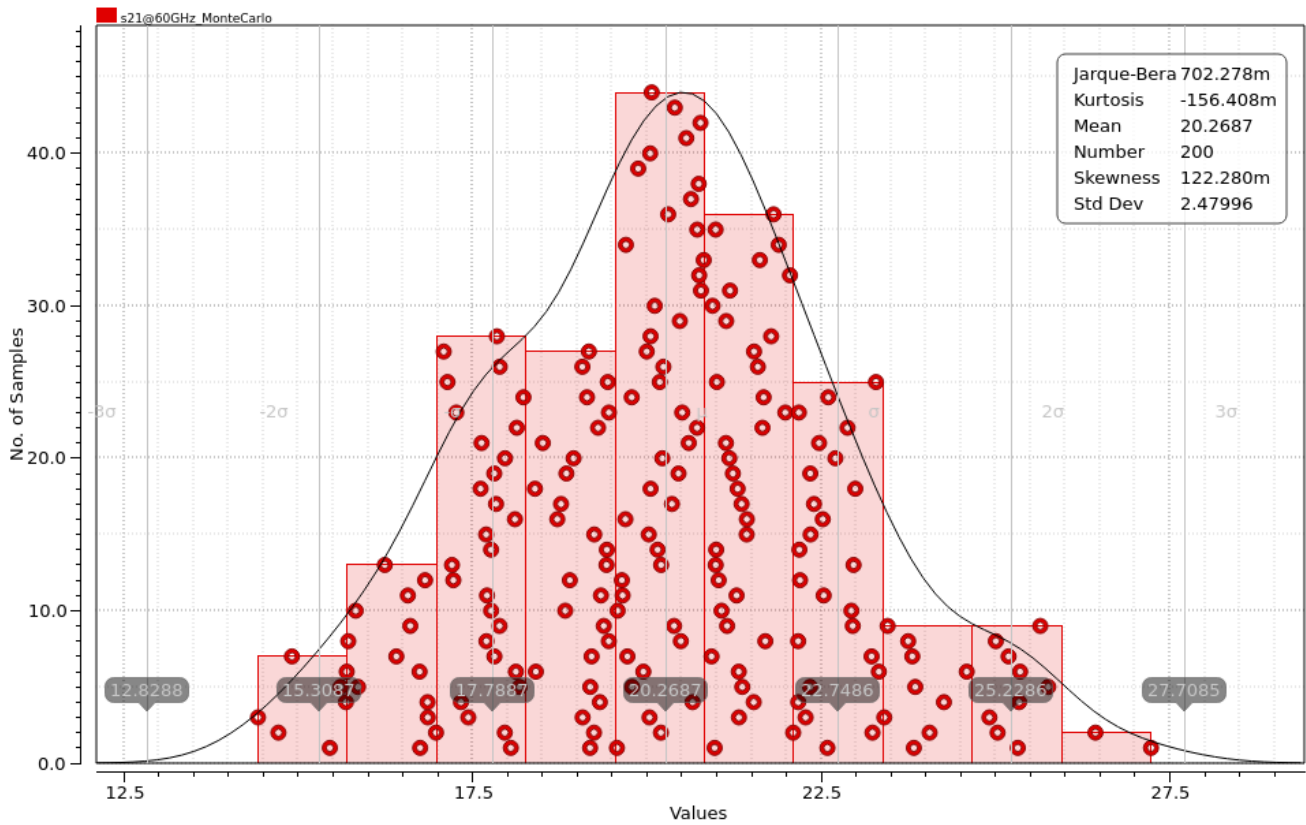
1



s11@60GHz_MonteCarlo

1





Εικόνα 7.21. Monte - Carlo μετρήσεις για την επίδοση του ενισχυτή

7.8 Σύγκριση με συναφείς βιβλιογραφικές εργασίες / δημοσιεύσεις

Τέλος, για την αξιολόγηση των επιδόσεων του σχεδιασμένου ενισχυτή ισχύος, αλλά και για την σύγκριση με παρόμοιες βιβλιογραφικές προτάσεις στην mm – Wave ζώνη συχνοτήτων, χρησιμοποιείται το παρακάτω Figure – of – Merit για την επίδοση των ενισχυτών ισχύος :

$$FoM_1 = Gain \cdot P_{sat} \cdot PAE \cdot f^2 \quad (7.1)$$

Οι παρακάτω μετρικές του ενισχυτή βασίστηκαν στις μέσες τιμές όπως φαίνονται από την παραπάνω Monte-Carlo ανάλυση στους 60°C.

	[24]	[27]	[28]	[29]	[30]	This Work
Tech. Node	40nm	28nm	22nm	22nm	45nm - SOI	22nm
Topology	3-stage neutralized CS	3-stage CS Class AB (High Linearity mode)	2-stage cascode (High Linearity mode)	2-stage cascode (High Linearity mode)	2-stage cascode Class AB	2-stage cascode (High Linearity mode)
Freq. [GHz]	60	60	60	64	50-62.5	60
V_{DC} ανά τρανζίστορ [V]	1	1	0.9	1	1.2	0.9
Gain [dB]	17	15.4	22	20.5	15	20.4
OP_{1dB} [dBm]	13.8	18.2	15.7	19.5	16.2	17.9
P_{sat} [dBm]	17	18.8	18.6	20.78	18.5	20.1
PAE_{max} [%]	30.3	21	19.6	28.2	25.5	28.4
Area [mm ²]	0.074	0.162	0.0704	0.0335	0.12	0.08
$FoM_1 \left[\frac{W}{GHz^2} \right]$	2740	1988	8101	15509	2229	11471
$\frac{P_{sat}}{Area} \left[\frac{mW}{mm^2} \right]$	677	468	1027	3572	590	1279

Πίνακας 7-1. Σύγκριση προτεινόμενου ενισχυτή ισχύος με συναφείς βιβλιογραφικές εργασίες / δημοσιεύσεις

Σύμφωνα με τον Πίνακα (7-1) και την βιβλιογραφική έρευνα που έχει διεξαχθεί, η προτεινόμενη τοπολογία παρουσιάζει αρκετά υψηλή ισχύς εξόδου σε κορεσμό και σε 1dB συμπίεση κέρδους του ενισχυτή, κυρίως λόγω εφαρμογής power combining, αλλά και από τα υψηλότερα δυνατά κέρδη σε τάξη AB, λόγω επιπλέον σταδίου οδήγησης και cascode τοπολογίας. Σημειώνεται πως τα αποτελέσματα των παραπάνω δημοσιεύσεων αφορούν μετρήσεις της διάταξης.

8. Συμπεράσματα και Μελλοντικές Επεκτάσεις

Έχοντας ολοκληρώσει την παρούσα εργασία, καθίσταται σαφής η σημασία της αρχιτεκτονικής και της τοπολογίας ενός ενισχυτή ισχύος για σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, ιδιαίτερα σε εφαρμογές στη ζώνη συχνοτήτων mm – Wave. Η μελέτη των επιμέρους τεχνικών επιλογών (trade-offs) κατά τον σχεδιασμό CMOS ενισχυτών ισχύος σε τεχνολογίες προηγμένων κόμβων, όπως η 22nm FD-SOI που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία, αναδεικνύει τη σημασία της ορθής διαστασιολόγησης και βελτιστοποίησης ενός ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος για την επίτευξη ταυτόχρονα **υψηλής εξόδου ισχύος** και **υψηλής γραμμικότητας**. Αυτό είναι ιδιαίτερα κρίσιμο σε ασύρματες εφαρμογές υψηλών απαιτήσεων (υψηλά σχήματα διαμόρφωσης π.χ. 64 – QAM), όπως η μετάδοση σημάτων σύμφωνα με το πρότυπο **IEEE 802.11ad** στην περιοχή των 60GHz, όπου η αποδοτικότητα και η γραμμικότητα του ενισχυτή καθορίζουν σε μεγάλο βαθμό τη συνολική επίδοση του συστήματος.

8.1 Ανακεφαλαίωση / Σχολιασμός αποτελεσμάτων

Συνοψίζοντας, ο ενισχυτής ισχύος που σχεδιάστηκε στη τεχνολογία GF22 – FDX, πετυχαίνει σε επίπεδο post-layout προσομοιώσεων, υψηλή ισχύ εξόδου κορεσμού ($\geq 20dBm$) και συμπίεσης 1dB ($\geq 18dBm$), όπως επίσης και υψηλή αποδοτικότητα που αγγίζει μέχρι και το 28% σε θερμοκρασία 60°C, συγκρίνοντας και με state-of-the-art CMOS ενισχυτές ισχύος της βιβλιογραφίας. Το κέρδος του ενισχυτή βρίσκεται γύρω στα 19 – 20dB. Πέραν αυτού αποτελεί ιδιαίτερα γραμμικός ενισχυτή με επαρκές εύρος ζώνης ($\sim 12GHz$) για ικανοποιητική μετάδοση σε εφαρμογές υψηλού ρυθμού δεδομένων. Το συνολικό εμβαδόν που καταλαμβάνει ο σχεδιασμένος ενισχυτής ισχύος είναι ($452\mu m \times 179\mu m$) (active area).

8.2 Μελλοντικές Επεκτάσεις

Ο ενισχυτής που σχεδιάστηκε βρίσκεται στο στάδιο πριν την εφαρμογή των διαδικασιών **cheesing** και **filling** στο πλαίσιο του tape – out flow. Ως εκ τούτου, απαιτείται περαιτέρω μελέτη σχετικά με την ενδεχόμενη επίδραση των επιπρόσθετων μεταλλικών στοιχείων – τα οποία προστίθενται για την ικανοποίηση των κανόνων πυκνότητας μεταλλικών επιπέδων (**density rules**) της τεχνολογίας – στη συνολική απόδοση του κυκλώματος και ειδικότερα στο κέρδος ισχύος. Επιπλέον των παραπάνω, περαιτέρω επεκτάσεις στη βελτιστοποίηση της κυκλωματικής συμπεριφοράς του ενισχυτή μπορούν να διερευνηθούν στο μέλλον, με στόχο τη βελτίωση της γραμμικότητας, της απόδοσης και της προσαρμοστικότητας του κυκλώματος.

Ενδεικτικά, μπορούν να εξεταστούν οι ακόλουθες τεχνικές:

- Σχεδίαση και υλοποίηση κυκλωμάτων πόλωσης αναίσθητων από την μεταβολή της θερμοκρασίας και την μεταβολή της τάσης τροφοδοσίας, όπως χρήση κάποιας **bandgap reference** για σταθερή πόλωσης στο σημείο βέλτιστης γραμμικότητας $V_{GS} = 0.3V$.
- Χρήση τεχνικών **linearization** (γραμμικοποίησης), όπως π.χ. προσαρμογή biasing ή pre-distortion κυκλωμάτων για μείωση της μη γραμμικότητας σε υψηλές στάθμες ισχύος.
- Εφαρμογή **adaptive back – gate biasing** : Εκμετάλλευση του back – gate contact των τρανζίστορ που προσφέρει η FD-SOI τεχνολογία για δυναμική ρύθμιση της λειτουργίας του τρανζίστορ με σκοπό τη βελτιστοποίηση PAE ή linearity ανάλογα με το σήμα εισόδου.
- **Front – gate bias adaptation**: Δυναμική ρύθμιση του gate bias στα στάδια του ενισχυτή, ώστε να επιτυγχάνεται καλύτερη απόκριση σε διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας αλλά και σε corner cases, πιθανόν με την χρήση κάποιου DAC και κάποιο κυκλώματος εντοπισμού process variation (π.χ. Ring oscillator).

Τέλος, η παρούσα εργασία, επιχειρεί να αποτελέσει ένα εγχειρίδιο ή αλλιώς μια καθοδήγηση, για τον τρόπο με τον οποίο μπορεί κανείς να υλοποιήσει έναν CMOS ενισχυτή ισχύος σε τάξη AB με χαρακτηριστικά υψηλής ισχύος εξόδου και υψηλής γραμμικότητας, όπως επίσης και να δώσει το έναυσμα σε επαγγελματίες μηχανικούς για περεταίρω εμβάθυνση στο πεδίο των ενισχυτών ισχύος υψηλών συχνοτήτων.

Βιβλιογραφία

- [1] GSMA, “5G mmWave - Unlocking the Full Potential of 5G,” GSMA, 2022. [Online]. Available: GSMA-5G-mmWave-Factsheet-Unlocking-the-Full-Potential-of-5G.pdf
- [2] Y. Ghasempour, C. R. C. M. da Silva, C. Cordeiro, and E. W. Knightly, “IEEE 802.11ay: Next-generation 60 GHz communication for 100 Gb/s Wi-Fi,” **IEEE Communications Magazine**, vol. 55, no. 12, pp. 186–192, Dec. 2017.
- [3] Beamforming - Wikipedia
- [4] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits* (5th and 7th edition), Παπασωτηρίου, 2003 and 2017.
- [5] Καψάλης Χ., Κωττής Π., *Ασύρματες επικοινωνίες*, Τζιόλα, 2010.
- [6] Error vector magnitude - Wikipedia
- [7] A. M. Niknejad, D. Chowdhury, and J. Chen, “Design of CMOS power amplifiers,” **IEEE Communications Magazine**, vol. 55, no. 10, pp. 54–60, Oct. 2017.
- [8] Sorin Voinigescu, *High-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, 2013.
- [9] David M. Pozar, *Microwave Engineering* (4η έκδοση), Wiley, 2012
- [10] Καρανάσιου Ειρήνη, Τσενές Πέτρος., « Ηλεκτρονικό βιβλίο για τη σχεδίαση μικροκυματικών κυκλωμάτων », Εκδόσεις ΕΜΠ, 2004.
- [11] Μικροκυματικοί Ενισχυτές, Δήμητρα – Θεοδώρα Κακλαμάνη, Καθηγήτρια ΕΜΠ, Σημειώσεις μαθήματος «Τηλεπικοινωνιακής Ηλεκτρονικής»
- [12] Steve C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications* (2nd edition), Artech House, 2006.
- [13] Andrei Grebennikov, Nathan O. Sokal, Marc J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers*, Academic Press, 2012.
- [14] C. Fager, J. C. Pedro, N. B. de Carvalho, H. Zirath, F. Fortes, and M. J. Rosário, “A comprehensive analysis of IMD behavior in RF CMOS power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 1, pp. 144–152, Jan. 2002, doi: 10.1109/22.981272.
- [15] V. Manouras and Y. Papananos, “A 28-GHz highly efficient Class-J SiGe power amplifier with Pi-type load network integration,” *VLSI Journal*, 2025. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.vlsi.2025.102415>
- [16] T. Sakurai, A. Matsuzawa, and T. Douseki, *Fully-Depleted SOI CMOS Circuits and Technology for Ultralow-Power Applications*. Springer, 2007.
- [17] S. N. Ong, L. H. K. Chan, K. W. J. Chew, C. K. Lim, W. L. Oo, and A. Bellaouar, "22nm FD-SOI Technology with Back-biasing Capability Offers Excellent Performance for Enabling Efficient, Ultra-low Power Analog and RF/Millimeter-Wave Designs," in **2019 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)**, San Francisco, CA, USA, 2019, pp. 35.3.1–35.3.4, doi: 10.1109/IEDM19573.2018.8701768.
- [18] FD-SOI - STMicroelectronics

- [19] S. V. Thyagarajan, A. M. Niknejad, and C. D. Hull, "A 60 GHz drain-source neutralized wideband linear power amplifier in 28 nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 12, pp. 2902–2914, Dec. 2015, doi: 10.1109/JSSC.2015.2480763.
- [20] A. Hajimiri and T. H. Lee, "Distributed Active Transformer—A New Power-Combining and Impedance-Transformation Technique," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 2, pp. 100–111, Feb. 2000. doi: 10.1109/4.823870.
- [21] Q. J. Gu, Z. Xu, and M.-C. F. Chang, "Two-Way Current-Combining-Band Power Amplifier in 65-nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 3, pp. 588–596, Mar. 2008. doi: 10.1109/JSSC.2007.916613
- [22] M. Y. Bohsali, *Millimeter-Wave CMOS Power Amplifiers Design*, Ph.D. dissertation, Dept. of Electrical Eng. and Computer Sciences, Univ. of California, Berkeley, advised by A. M. Niknejad.
- [23] J. Xia, X.-H. Fang, and S. Boumaiza, "60-GHz power amplifier in 45-nm SOI-CMOS using stacked transformer-based parallel power combiner," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 4018–4028, Dec. 2015.
- [24] D. Zhao and P. Reynaert, "A 60-GHz dual-mode Class AB power amplifier in 40-nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 5, pp. 1117–1127, May 2012. doi: 10.1109/JSSC.2012.2187171
- [25] B. Μανουράς, "Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, κλάσης F-1, συχνότητας λειτουργίας 28 GHz, σε τεχνολογία BiCMOS 0,13μm", Διπλωματική εργασία, ΕΜΠ, Αθήνα, Ελλάδα
- [26] B. Schulz, *802.11ad - WLAN at 60 GHz: A Technology Introduction*, White Paper, Rohde & Schwarz, App. Note 1MA220_3e, Nov. 2017. [Online]. Available: <https://www.rohde-schwarz.com/appnote/1MA220>
- [27] A. Larie, E. Kerhervé, B. Martineau, L. Vogt, and D. Belot, "A 60 GHz 28 nm UTBB FD-SOI CMOS reconfigurable power amplifier with 21% PAE, 18.2 dBm P_{1dB} and 74 mW P_{DC} ," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, Feb. 2015, pp. 1–3
- [28] M. Cui, Z. Tibenszky, C. Carta, and F. Ellinger, "Design of a compact power amplifier with 18.6 dBm, 60 GHz, 20.5% PAE in 22 nm FD-SOI," in *2020 15th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2020
- [29] M. Cui, C. Carta, and F. Ellinger, "A 21-dBm 3.7 W/mm² 28.7% PAE 64-GHz power amplifier in 22-nm FD-SOI," *IEEE Solid-State Circuits Letters*, vol. 3, no. 3, pp. 386–389, Jan. 2020.
- [30] J. Xia, X.-H. Fang, and S. Boumaiza, "60-GHz power amplifier in 45-nm SOI-CMOS using stacked transformer-based parallel power combiner," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 8, pp. 711–713, Aug. 2018.
- [31] Texas Instruments, *Flip Chip Ball Grid Array Package Reference Guide*, SPRU811A, May 2005. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ug/spru811a/spru811a.pdf>