



## ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και μέτρηση ολοκληρωμένου συνδυαστή ισχύος  
τύπου Lange και έρευνα αποδοτικού συνδυασμού δύο  
ενισχυτών ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, σε συχνότητα  
λειτουργίας 28 GHz και τεχνολογία SiGe BiCMOS 0,13μm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

**ΙΩΑΝΝΗ ΚΟΥΣΠΑΡΗ**

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2020





## ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ και ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ και ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση και μέτρηση ολοκληρωμένου συνδυαστή ισχύος  
τύπου Lange και έρευνα αποδοτικού συνδυασμού δύο  
ενισχυτών ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, σε συχνότητα  
λειτουργίας 28 GHz και τεχνολογία SiGe BiCMOS 0,13μm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

**ΙΩΑΝΝΗ ΚΟΥΣΠΑΡΗ**

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 21/9/2020

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

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

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

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ  
Αθήνα, Σεπτέμβριος 2020





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

.....  
Ιωάννης Κούσπαρης  
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός  
και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Ιωάννης Κούσπαρης, 2020

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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



# Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκε σε πρώτο στάδιο η σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου συνδυαστή ισχύος τύπου Lange, στην 0.13μm SiGe BiCMOS τεχνολογία B11HFC της Infineon Technologies AG και με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 28 GHz. Η διαδικασία σχεδίασης έφτασε μέχρι και το tape-out στάδιο, οπότε το σχέδιο στάλθηκε σε ένα εργοστάσιο για να γίνει η κατασκευή του. Όταν αυτή έπειτα από πέντε μήνες ολοκληρώθηκε, πραγματοποιήθηκαν και οι μετρήσεις του τσιπ. Στο δεύτερο και εξίσου σημαντικό μέρος της εργασίας έγινε η αναζήτηση του βέλτιστου δυνατού τρόπου με τον οποίο μπορεί να γίνει ο συνδυασμός δύο ενισχυτών ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, πανομοιότυπων με αυτόν που παρουσιάζεται στην εργασία [8]. Εξετάστηκε ο συνδυασμός των ενισχυτών με χρήση δύο τεχνικών, αρχικά της outphasing και έπειτα της συμφασικής τεχνικής, και σχεδιάστηκαν δύο κυκλώματα εξόδου, ένα για το κάθε ενισχυτικό σύστημα, στην B11HFC τεχνολογία και στα 28 GHz. Η διαδικασία σχεδίασης των κυκλωμάτων αυτών έφτασε μέχρι και το στάδιο της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης.

**Λέξεις Κλειδιά:** Συνδυαστής ισχύος, 28 GHz, ζεύκτης Lange, συνδυαστής Lange, Open-Short de-embedding, συνδυασμός ενισχυτών ισχύος, τεχνική outphasing, συμφασικό σύστημα ενίσχυσης





# Abstract

At the first part of this thesis, an integrated Lange power combiner was designed in B11HFC technology, which is a 0.13 $\mu$ m SiGe BiCMOS technology offered by Infineon Technologies AG, and at 28 GHz center frequency. The design procedure reached the tape-out stage, so the design was sent to the semiconductor fabrication plant. After the completion of the fabrication procedure, which lasted about 5 months, the measurements of the device took place. At the second and equally important part of this work, a research was carried out, in order to find the best way to combine two switchmode power amplifiers, identical to the one that is being presented in [8]. The combination of the power amplifiers was examined, by using at first the outphasing and afterwards the in-phase technique, and also two output circuits were designed in B11HFC technology and at 28 GHz, one for each amplifying system. The design procedure of these two circuits reached the electromagnetic simulation stage.

**Keywords:** power combiner, 28 GHz, Lange coupler, Lange power combiner, Open-Short de-embedding, power amplifier combine, outphasing technique, in-phase amplifying system



# Ευχαριστίες

Όταν ξεκίνησα στο τέλος του τέταρτου έτους να καταπιάνομαι με το ζήτημα της διπλωματικής εργασίας, δεν περίμενα ποτέ ότι θα καταλήξω να την διεκπεραιώνω στο Φίλλαχ της Αυστρίας, συνεργαζόμενος με μια από τις κορυφαίες εταιρείες της βιομηχανίας ημιαγωγών, την Infineon Technologies AG. Οφείλω να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κύριο Ιωάννη Παπανάνο, για αυτή την πολύτιμη ευκαιρία που μου έδωσε, απόρροια της οποίας είναι η απόκτηση ανεκτίμητων εμπειριών, εργασιακών αλλά και ζωής, καθώς και πολλών φίλων. Τον ευχαριστώ επίσης για τις συμβουλές του και την καθοδήγηση που μου παρείχε καθ' όλη την διάρκεια της διπλωματικής μου εργασίας.

Ιδιαίτερες ευχαριστίες για την βοήθειά τους και για τη γνώση που μου παρείχαν σε διάφορα τεχνικά ζητήματα αξίζουν ο συμφοιτητής Βασίλης Μανουράς, ο διδακτορικός φοιτητής Ιωάννης Πέππας, ο επαγγελματίας σχεδιαστής Carlo Rubino και ο βοηθός του εργαστηρίου Luigi Marzocchella. Φυσικά, ένα εξίσου μεγάλο ευχαριστώ αξίζουν οι συνάδερφοι και φίλοι Κωνσταντίνος Γαλανόπουλος, Χρήστος Θώμος, Αναστασία Κουταλιανού, Βασίλης Μανουράς, Ιωάννης Πέππας, Μαρία Τζιτζιλιάκη, Βάγια Τουρλίδα και Δήμητρα Φιτσόρου, για τις όμορφες στιγμές που περάσαμε μαζί, αλλά και επειδή έκαναν πολύ πιο όμορφη την καθημερινότητα στο Φίλλαχ.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τους στενούς φίλους μου και την κοπέλα μου για τις αμέτρητες στιγμές καλοπέρασης και χαράς που περάσαμε τα τελευταία χρόνια, οι οποίες με βοήθησαν πάρα πολύ στην επίτευξη των στόχων μου.

Τέλος, τίποτα από αυτά δεν θα ήταν δυνατό χωρίς την στήριξη και την αγάπη που λαμβάνω όλη μου τη ζωή από την οικογένειά μου. Οι συμβουλές, η καθοδήγηση και γενικότερα τα θεμέλια που μου παρείχαν ώστε να διαμορφώσω μόνος τον χαρακτήρα μου είναι ανεκτίμητα. Τους ευχαριστώ από καρδιάς.



# Περιεχόμενα

<b>Περίληψη.....</b>	<b>I</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>III</b>
<b>Ευχαριστίες.....</b>	<b>V</b>
<b>Περιεχόμενα.....</b>	<b>VII</b>
<b>Κατάλογος σχημάτων.....</b>	<b>X</b>
<b>Κατάλογος πινάκων.....</b>	<b>XVI</b>
1. Εισαγωγή.....	1
1.1.Χρησιμότητα των συνδυαστών ισχύος στις ραδιοφωνικές συχνότητες....	1
1.2.Γνωρίσματα και κατηγορίες συνδυαστών ισχύος.....	3
2. Συνδυαστές και ζεύκτες ισχύος.....	7
Εισαγωγή.....	7
2.1. Βασικές ιδιότητες συνδυαστών, διαιρετών και ζευκτών ισχύος.....	8
2.1.1. Τρίθυρα δίκτυα.....	8
2.1.2. Τετράθυρα δίκτυα (Κατευθυντικοί ζεύκτες).....	11
2.2. Τύποι συνδυαστών και ζευκτών υψηλής απομόνωσης.....	15
2.2.1. Συνδυαστής ισχύος τύπου Wilkinson.....	15
2.2.2. Ζεύκτης συζευγμένων γραμμών μεταφοράς.....	19
2.2.3. Ζεύκτης τύπου Lange.....	25
2.2.4. Ζεύκτης συζευγμένων γραμμών μεταφοράς.....	29
3. Τεχνική outphasing και συνδυασμός ισχύος σε αυτήν.....	34
Εισαγωγή.....	34
3.1. Βασική θεωρία Chireix συστήματος.....	35

3.2. Συνδυαστής τύπου Chireix με απλά-τερματιζόμενη έξοδο.....	42
3.3. Συνδυαστές τύπου Cross-bridge.....	48
3.4. Συνδυαστές τάσης με χρήση μετασχηματιστή.....	53
<b>4. Σχεδίαση και μέτρηση ενός ολοκληρωμένου συνδυαστή ισχύος τύπου Lange.....</b>	<b>59</b>
4.1. Χαρακτηριστικά της BiCMOS τεχνολογίας κατασκευής B11HFC.....	60
4.2. Πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet.....	62
4.3. Διαδικασία σχεδίασης μέχρι και το tape-out στάδιο.....	68
4.3.1. Επιλογή του κατάλληλου τύπου συνδυαστή.....	68
4.3.2. Φυσική σχεδίαση του συνδυαστή Lange.....	72
4.3.3. Επιφάνειες επαφής των ακροδεκτών μέτρησης.....	76
4.3.4. Έλεγχοι εγκυρότητας του σχεδίου.....	78
4.3.5. Τελικά σχέδια.....	82
4.4. Μέτρηση του ολοκληρωμένου.....	84
4.4.1. Σχεδίαση των δομών Open και Short για de-embedding.....	84
4.4.2. Μετρήσεις στο εργαστήριο.....	87
4.5. Προβλήματα λόγω περιορισμένης διαθέσιμης έκτασης στα τσιπ.....	91
<b>5. Συνδυασμός δύο ενισχυτών ισχύος, λειτουργίας διακόπτη.....</b>	<b>95</b>
5.1. Ενισχυτής ισχύος, λειτουργίας διακόπτη.....	95
5.1.1. Αναγκαίες τροποποιήσεις.....	96
5.1.2. Αλλαγή του κυκλώματος εξόδου.....	98
5.2. Συνδυαστές για outphasing σύστημα, στην πράξη.....	104
5.2.1. Συνδυαστής τύπου Chireix.....	104
5.2.2. Συνδυαστές τύπου cross-bridge & μετασχηματιστών.....	107
5.2.3. Συνδυαστής άθροισης ρεύματος.....	109
5.3. Σχεδίαση κυκλώματος εξόδου outphasing συστήματος.....	112
5.4. Σχεδίαση κυκλώματος εξόδου για σύστημα συμφασικής λειτουργίας.....	116
<b>6. Αποτελέσματα.....</b>	<b>122</b>

6.1. Αποτελέσματα συνδυαστή ισχύος τύπου Lange.....	123
6.1.1. Αποτελέσματα προσομοιώσεων.....	123
6.1.2. Αποτελέσματα μετρήσεων.....	130
6.1.2.1. Σύγκριση μετρήσεων και προσομοιώσεων.....	131
6.1.2.2. Σύγκριση μετρήσεων πριν και μετά το de-embedding.....	140
6.2. Αποτελέσματα outphasing συστήματος.....	142
6.3. Αποτελέσματα συστήματος συμφασικής λειτουργίας.....	147
6.3.1. Με κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης.....	148
6.3.2. Με χρήση του συνδυαστή Lange, υψηλής απομόνωσης.....	154
6.4. Σύγκριση αποτελεσμάτων των συστημάτων ενίσχυσης.....	156
6.5. Outphasing σύστημα με τις επιδόσεις του αντίστοιχου συμφασικού συστήματος.....	159
7. Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις.....	163
Βιβλιογραφία.....	167

# Κατάλογος σχημάτων

1.1. Η πιο απλή αρχιτεκτονική για τον συνδυασμό δύο ενισχυτών ισχύος.....	3
1.2. Δύο μεγάλες κατηγορίες συνδυαστών ισχύος. (α) Χωρικός συνδυασμός ισχύος και (β) συνδυασμός ισχύος επάνω στο τσιπ.....	5
2.1. Διάρθρωση και συνδυασμός ισχύος. (α) Διάρθρωση ισχύος, (β) Συνδυασμός ισχύος.....	8
2.2. Οι δύο πιθανοί τύποι κυκλοφορητών και οι αντίστοιχοι πίνακες σκέδασής τους. (α) Ωρολογιακή φορά και (β) αντιωρολογιακή φορά. Οι αναφορές φάσης των θυρών είναι αυθαίρετες.....	10
2.3. Ένα τρίθυρο δίκτυο που είναι αμοιβαίο, δεν έχει απώλειες και έχει προσαρμοσμένες τις θύρες 1 και 2.....	10
2.4. Δύο συμβολισμοί που χρησιμοποιούνται συνήθως για τους κατευθυντικούς ζεύκτες και η συμβατική ροή της ισχύος σε κάθε θύρα.....	13
2.5. Διαιρέτης ισχύος τύπου Wilkinson, ίσης διαίρεσης. (α) Κατασκευασμένος με γραμμές μεταφοράς μικροταινίας. (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.....	15
2.6. Το κύκλωμα του συνδυαστή Wilkinson σε κανονικοποιημένη και συμμετρική ως προς τον οριζόντιο άξονα μορφή.....	16
2.7. Οριζόντια τομή του κυκλώματος του Σχήματος 2.6. (α) Άρτιος τρόπος διέγερσης και (β) περιττός τρόπος.....	17
2.8. Ανάλυση του συνδυαστή Wilkinson για την εύρεση της $S_{11}$ . (α) Ο συνδυαστής Wilkinson με τερματισμένες εισόδους και (β) απλοποίηση του κυκλώματος (α).....	18
2.9. Τρεις γεωμετρικές συζευγμένων γραμμών μεταφοράς. (α) Συζευγμένες γραμμές ταινίας (επίπεδες, ή συζευγμένες από τα άκρα), (β) Συζευγμένες γραμμές ταινίας (στοιβαγμένες, ή ευρεία συζευγμένες), (γ) Συζευγμένες γραμμές μικροταινίας.....	20
2.10. Συζευγμένες γραμμές μεταφοράς τριών αγωγών και το ισοδύναμο κύκλωμα χωρητικότητων.....	20
2.11. Άρτιος και περιττός τρόπος διέγερσης μίας συζευγμένης γραμμής, και τα αντίστοιχα ισοδύναμα κυκλώματα χωρητικότητων. (α) Άρτιος τρόπος και (β) Περιττός τρόπος διέγερσης.....	21
2.12. Ζεύκτης συζευγμένων γραμμών μεταφοράς. (α) Τοπολογία και ενδείξεις θυρών. (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.....	23
2.13. Ο ζεύκτης Lange. (α) Φυσικό σχέδιο σε μορφή μικροταινίας. (β) Ο ξεδιπλωμένος ζεύκτης Lange.....	26



2.14. Ισοδύναμα κυκλώματα για τον ξεδιπλωμένο ζεύκτη Lange. (α) Μοντέλο τεσσάρων συζευγμένων γραμμών. (β) Προσεγγιστικό μοντέλο δύο συζευγμένων γραμμών.....	27
2.15. Δίκτυο ενεργών χωρητικοτήτων του ισοδύναμου κυκλώματος για τον ξεδιπλωμένο ζεύκτη Lange. (α) Δίκτυο για το μοντέλο των τεσσάρων γραμμών και (β) για το προσεγγιστικό μοντέλο των δύο γραμμών.....	27
2.16. Σύμβολο ενός υβριδικού 180°.....	30
2.17. Δύο τύποι υβριδικών 180°. (α) Υβριδικός δακτύλιος, ή rat-race, με γραμμές ταινίας ή μικροταινίας και (β) Υβριδική διασταύρωση κυματοδηγού, ή μαγικό-T.....	30
2.18. Δυναμικές γραμμές ηλεκτρικού πεδίου της υβριδικής διασταύρωσης κυματοδηγού. (α) Διέγερση της θύρας 1 και (β) Διέγερση της θύρας 4.....	31
2.19. Συνδυαστής ισχύος Gysel δύο δρόμων (N=2).....	32
3.1. (α) Σχηματικό outphasing συστήματος με χρήση συμφασικού συνδυαστή ισχύος χαμηλής απομόνωσης. (β) Χαρακτηριστική καμπύλη PBO απόδοσης.....	37
3.2. Ενισχυτής ισχύος outphasing, σχηματικό εξόδου.....	38
3.3. Ανάλυση outphasing λειτουργίας, ισοδύναμο κύκλωμα εξόδου της γεννήτριας V <sub>1</sub> (α) εν σειρά, (β) παράλληλα.....	39
3.4. Σχηματικό ενισχυτή ισχύος outphasing.....	40
3.5. Απόδοση outphasing συστήματος για δύο διαφορετικές τιμές αντίδρασης αντιστάθμισης (με συνεχή γραμμή, οι τιμές X <sub>comp</sub> είναι κανονικοποιημένες ως προς την τιμή R/2), σε σύγκριση με την απόδοση της Doherty τεχνικής (διακεκομμένη γραμμή).....	41
3.6. Σχηματικό outphasing συστήματος ενίσχυσης με απλά-τερματιζόμενη έξοδο [11]...	43
3.7. Στιγμιαία απόδοση (αριστερά) και DC ισχύς εισόδου (δεξιά) του συστήματος.....	46
3.8. Πυρήνας των cross-bridge συνδυαστών (α) με χρήση δύο πυκνωτών, (β) με χρήση δύο πηνίων.....	50
3.9. Cross-bridge συνδυαστής με δύο πυκνωτές και βελτιωμένη PBO απόδοση λόγω της L-γέφυρας (α) συμφασική λειτουργία, (β) εκτός φάσης λειτουργία.....	51
3.10. Εναλλακτική συνδεσμολογία cross-bridge ενισχυτή με βελτιωμένη PBO απόδοση, χωρίς τη χρήση L-γέφυρας (α) συμφασική λειτουργία, (β) εκτός φάσης λειτουργία....	52
3.11. Συνδυαστής τάσης με χρήση N μετασχηματιστών και λόγους τυλιγμάτων X.....	54
3.12. Θεμελιώδης τρόπος άθροισης δύο πηγών τάσης, με διαφορικό (αριστερά) ή απλά-τερματιζόμενο (δεξιά) φορτίο.....	55
3.13. Κυκλώματα που προκύπτουν μετά την εισαγωγή μετασχηματιστή για τη λύση του προβλήματος του επιπλέοντος φορτίου (αριστερά) και της επιπλέοντας πηγής (δεξιά)	56
3.14. Τελικό κύκλωμα του συνδυαστή ευρείας ζώνης για outphasing σύστημα.....	56

4.1. (α) Το μενού πρόσβασης του Sonnet στα διάφορα εργαλεία του και το κύριο παράθυρο της διεπαφής του Sonnet με το Cadence Virtuoso. (β) Η στοίβα όλων των επιπέδων μετάλλου, διηλεκτρικού και νία της τεχνολογίας.....	64
4.2. (α) Παράθυρο ρύθμισης παραμέτρων του κουτιού της προσομοίωσης. (β) Παράθυρα ρύθμισης παραμέτρων που έχουν να κάνουν με τον τρόπο λειτουργίας της μηχανής ανάλυσης.....	66
4.3. Παράδειγμα τρόπου υποδιαίρεσης ενός κυκλώματος σε τμήματα. Τα staircase τμήματα υποδεικνύονται με πορτοκαλί, ενώ τα conformal με πράσινο.....	67
4.4. Σχηματικό συνδυαστή Wilkinson με χρήση μοντέλων της B11HFC και αντίσταση n-διάχυσης.....	70
4.5. Σχηματικό συνδυαστή Wilkinson με χρήση στοιχείων σχεδιασμένων με χρήση του Sonnet και αντίσταση απομόνωσης τύπου TaN.....	71
4.6. Βελτιστοποιημένο ευθύ layout του ζεύκτη Lange.....	73
4.7. Εναλλακτικό μαιανδρικό σχήμα του συνδυαστή Lange, για επίτευξη καλύτερου κεντραρίσματος.....	74
4.8. Βελτιστοποιημένο μαιανδρικό layout του συνδυαστή Lange, με τερματισμένη την isolated θύρα και με κατάλληλα σχεδιασμένες ενδοσυνδέσεις.....	75
4.9. Το layout του GSG pad που χρησιμοποιήθηκε.....	77
4.10. Ο βελτιστοποιημένος συνδυαστής Lange του Σχήματος 4.8, μετά από τη διαδικασία filling.....	80
4.11. Δομή που χρησιμοποιήθηκε για την επίτευξη του ελάχιστου ποσοστού πυκνότητας για τα μέταλλα 1 με 4.....	80
4.12. Το τελικό layout του συνδυαστή Lange, μετά τη διεκπεραίωση του cheesing στο layout του Σχήματος 4.10.....	81
4.13. Το τελικό layout ενός ζεύκτη Lange.....	82
4.14. Τελικό layout του ολοκληρωμένου PAY28, στο κάτω μέρος του οποίου βρίσκεται ο συνδυαστής Lange.....	83
4.15. Το κατασκευασμένο τσιπ, στο κάτω μέρος του οποίου βρίσκεται ο συνδυαστής Lange.....	83
4.16. Το τελικό layout των Open (αριστερά) και Short (δεξιά) δομών.....	86
4.17. Τελικό layout του δεύτερου ολοκληρωμένου, στο δεξί μέρος του οποίου βρίσκονται οι Open και Short δομές.....	86
4.18. Το δεύτερο κατασκευασμένο τσιπ, PAV 28, στο δεξί μέρος του οποίου βρίσκονται οι Open και Short δομές.....	87
4.19. Πλακέτα PCB πάνω στην οποία κολλήθηκαν τα τσιπ. (α) Εμπρός όψη, (β) Πίσω όψη.....	88
4.20. Ο πάγκος του εργαστηρίου κατά τη διάρκεια των μετρήσεων ενός κυκλώματος.....	89

4.21. Εικόνα του ολοκληρωμένου PAY28 από μικροσκόπιο, κατά τη διάρκεια της μέτρησης.....	90
4.22. Εικόνα του ολοκληρωμένου PAV28 από μικροσκόπιο.....	90
5.1. Ο αρχικά διαθέσιμος ενισχυτής της εργασίας [8]. Με μωβ υποδεικνύονται τα κυκλωματικά στοιχεία που κατέληξαν να αλλάζουν σε πρώτο στάδιο.....	97
5.2. Ο ενισχυτής της εργασίας [8], μετά από αναγκαίες τροποποιήσεις.....	98
5.3. Layout του πηνίου RF choke και του LC κυκλώματος συντονισμού.....	100
5.4. Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις των ενισχυτών.....	101
5.5. Αποτελέσματα του ενισχυτή με το κύκλωμα εξόδου Κλάσης E.....	101
5.6. Αποτελέσματα του ενισχυτή της εργασίας [8].....	102
5.7. Παράμετροι σκέδασης και συντελεστής ευστάθειας $k$ του ενισχυτή με το κύκλωμα εξόδου Κλάσης E.....	102
5.8. Πυρήνας του τελικού ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε.....	103
5.9. Πειραματική διάταξη συστήματος με συνδυαστή τύπου Chireix απλά-τερματιζόμενης εξόδου.....	105
5.10. Πειραματική διάταξη συστήματος με συνδυαστή τύπου Chireix διαφορικής εξόδου	106
5.11. Συνδυαστής άθροισης ρεύματος.....	109
5.12. Τελικό κύκλωμα εξόδου του outphasing συστήματος ενίσχυσης. Με κόκκινο υποδεικνύεται ο συνδυαστής άθροισης ρεύματος με στοιχεία μετατόπισης.....	110
5.13. Testbench για τις προσομοιώσεις του outphasing συστήματος με χρήση του συνδυαστή άθροισης ρεύματος με στοιχεία μετατόπισης.....	112
5.14. Layout του τελικού κυκλώματος εξόδου του outphasing συστήματος. Με κόκκινο υποδεικνύονται τα διάφορα παθητικά στοιχεία και οι προσεγγιστικές τιμές τους, ενώ με μωβ οι θύρες του κυκλώματος.....	114
5.15. Ένας διαφορετικός τρόπος φυσικού σχεδιασμού του κυκλώματος εξόδου, δεξιά με ίσια πηνία $L_{choke}$ και αριστερά με σπειροειδή.....	115
5.16. Τελικό κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης για το ενισχυτικό σύστημα συμφασικής λειτουργίας.....	116
5.17. Testbench για τις προσομοιώσεις του συμφασικού συστήματος ενίσχυσης με χρήση του συνδυαστή άθροισης ρεύματος.....	117
5.18. Σχηματικά των κυκλωμάτων προσαρμογής L-μορφής, από $50\Omega$ σε $25\Omega$ .....	118
5.19. Layout του τελικού κυκλώματος εξόδου του συστήματος συμφασικής λειτουργίας. Με κόκκινο υποδεικνύονται τα διάφορα παθητικά στοιχεία και οι προσεγγιστικές τιμές τους, ενώ με μωβ οι θύρες του κυκλώματος και οι διασυνδέσεις των εισόδων και της γείωσης.....	119

6.1. Σχηματικό του testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του συνδυαστή.....	124
6.2. Ανισορροπία φάσης (κόκκινο) και πλάτους (κίτρινο), ως προς τη συχνότητα.....	125
6.3. Παράμετροι S12 και S13 (Απώλειες Εισαγωγής των θυρών through και coupled), ως προς τη συχνότητα.....	126
6.4. Παράμετρος S32 (Απομόνωση των θυρών through και coupled), ως προς τη συχνότητα.....	127
6.5. Παράμετρος S11 (Απώλεια Επιστροφής της θύρας εξόδου του συνδυαστή), ως προς τη συχνότητα.....	128
6.6. Παράμετροι S22 και S33 (Απώλειες Επιστροφής των θυρών through και coupled), ως προς τη συχνότητα.....	128
6.7. Όλες οι παράμετροι σκέδασης μαζί, με ενδείξεις των οριακών τιμών του EZ 1dB....	129
6.8. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S12, ως προς τη συχνότητα	133
6.9. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S13, ως προς τη συχνότητα	133
6.10. Σύγκριση μετρήσεων και προσομοιώσεων των παραμέτρων S12 και S13, ως προς τη συχνότητα.....	134
6.11. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S32, ως προς τη συχνότητα	134
6.12. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S22, ως προς τη συχνότητα	135
6.13. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S33, ως προς τη συχνότητα	136
6.14. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S11, ως προς τη συχνότητα	136
6.15. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της ανισορροπίας πλάτους, ως προς τη συχνότητα.....	137
6.16. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της ανισορροπίας φάσης, ως προς τη συχνότητα.....	137
6.17. Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της φάσης των παραμέτρων S12 και S13, ως προς τη συχνότητα.....	138
6.18. Μετρήσεις πριν και μετά το de-embedding των παραμέτρων S12 (αριστερά) και S13 (δεξιά).....	141
6.19. Μετρήσεις πριν και μετά το de-embedding των παραμέτρων S11 (αριστερά) και S32 (δεξιά).....	141
6.20. Μετρήσεις πριν και μετά το de-embedding των παραμέτρων S33 (αριστερά) και S22 (δεξιά).....	142
6.21. Μετρήσεις πριν και μετά το de-embedding της ανισορροπίας φάσης (αριστερά) και πλάτους (δεξιά).....	142
6.22. Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του outphasing συστήματος.....	143

6.23. PAE και Drain Efficiency του outphasing συστήματος, ως προς την outphasing γωνία.....	144
6.24. $P_{out}$ και $P_{dc}$ του outphasing συστήματος, ως προς την outphasing γωνία.....	145
6.25. Τάση εξόδου και τάσεις συλλεκτών $V_{PA1,c}$ και $V_{PA2,c}$ για $\theta = 0^\circ$ , ως προς το χρόνο.	146
6.26. Μερικές παράμετροι σκέδασης του outphasing συστήματος.....	147
6.27. Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του συστήματος.....	148
6.28. PAE και Drain Efficiency του συστήματος, ως προς την $P_{in}$ .....	149
6.29. Ισχύς εξόδου του συστήματος στην 1 <sup>η</sup> αρμονική, ως προς την $P_{in}$ .....	150
6.30. Σημείο συμπίεσης 1-dB.....	151
6.31. Τάση εξόδου του συστήματος και τάση $V_{PA,c}$ , για $P_{in} = 2.5\text{dBm}$ και για $P_{in} = 6\text{dBm}$ , ως προς τον χρόνο.....	151
6.32. Κέρδος ισχύος και συνολική ισχύς DC κατανάλωσης, ως προς την $P_{in}$ .....	152
6.33. AM to PM ως προς την ισχύ εξόδου $P_{out}$ .....	152
6.34. Παράμετροι σκέδασης του συμφασικού συστήματος με κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης.....	153
6.35. Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του συστήματος.....	154
6.36. Αποτελέσματα συμφασικού συστήματος με χρήση του συνδυαστή Lange που υλοποιήθηκε.....	155
6.37. Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του συστήματος.....	161
6.38. Αποτελέσματα outphasing συστήματος με χρήση του κυκλώματος εξόδου συμφασικής λειτουργίας.....	162

# Κατάλογος πινάκων

4.1. Οι τέσσερις ερευνητικές δημοσιεύσεις που ξεχώρισαν στα πλαίσια τη αναζήτησης.....	69
4.2. Περιορισμοί πυκνότητας της τεχνολογίας B11HFC.....	79
6.1. Επιδόσεις των αρχικών προσομοιώσεων του συνδυαστή εντός του EZ 0.42dB.....	129
6.2. Επιδόσεις των αρχικών προσομοιώσεων του συνδυαστή εντός του EZ 1dB.....	130
6.3. Σύγκριση του συνδυαστή Lange που κατασκευάστηκε με όλες τις ερευνητικές δημοσιεύσεις ζευκτών Lange υψηλών συχνοτήτων που βρέθηκαν.....	139
6.4. Επιδόσεις των δύο βελτιστοποιημένων συστημάτων ενίσχυσης που σχεδιάστηκαν, καθώς και του ιδανικού συνδυασμού του ενισχυτή που ήταν εξ αρχής διαθέσιμος.....	157

# Κεφάλαιο 1

## Εισαγωγή

### 1.1 Χρησιμότητα των συνδυαστών ισχύος στις ραδιοφωνικές συχνότητες

Οι αυξανόμενες απαιτήσεις για ασύρματες ζεύξεις από εφαρμογές που αφορούν το Διαδίκτυο των πραγμάτων (Internet of things), τα ηλεκτρονικά των αυτοκινήτων και τις τηλεπικοινωνίες έχουν ως αποτέλεσμα τη δημιουργία συστημάτων τα οποία κάνουν χρήση ολοένα και περισσότερων σημάτων, κυκλωμάτων και υποσυστημάτων που λειτουργούν στις ραδιοσυχνότητες (RF). Συχνά, ο σχεδιαστής χρειάζεται να κατευθύνει ένα RF σήμα σε περισσότερους από έναν προορισμούς, ή ακόμα να το συνδυάσει με ένα ή περισσότερα άλλα σήματα ώστε να προκύψει ένα νέο σήμα μεγαλύτερης ισχύος. Ο χειρισμός των RF σημάτων δεν αποτελεί μία τόσο απλή διαδικασία, αφού πρέπει να εξασφαλιστεί από τον σχεδιαστή πως η διασύνδεση θα πραγματοποιηθεί με τις μικρότερες δυνατές απώλειες και χωρίς να υπάρχουν προβλήματα στην προσαρμογή των φορτίων, ενώ ταυτόχρονα το μέγεθος και το κόστος του κυκλώματος πρέπει να παραμείνουν κατά το δυνατόν χαμηλά. Η ανάγκη αυτή του συνδυασμού ή της διαίρεσης των RF σημάτων καλύπτεται από RF συνδυαστές ή διαιρέτες ισχύος, αντίστοιχα [32].

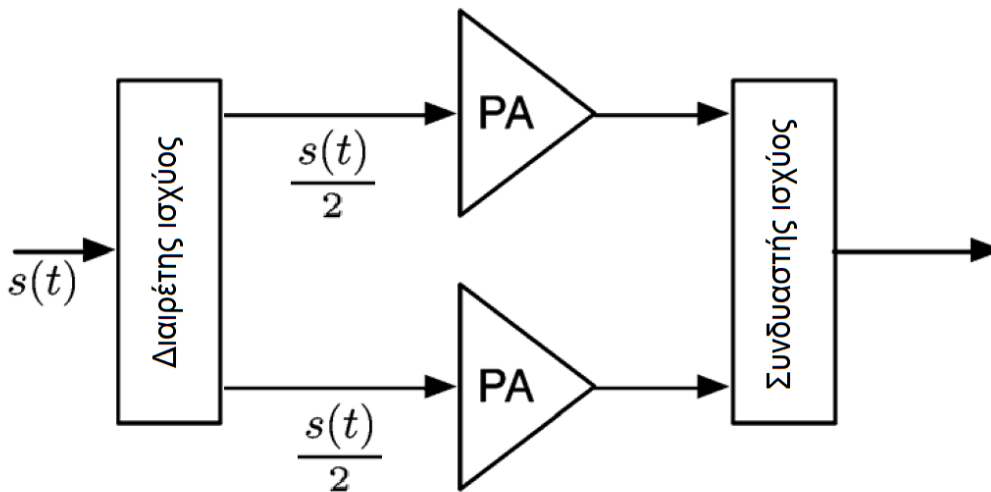
Ο συνδυαστής ισχύος (power combiner) πρόκειται για μία παθητική συσκευή η οποία χρησιμοποιείται για τον συνδυασμό δύο ή περισσότερων σημάτων ισχύος σε ένα σήμα. Στην ιδανική περίπτωση, το κύκλωμα αυτό μπορεί να θεωρηθεί ότι έχει μηδενικές απώλειες, αλλά στην πραγματικότητα πάντα καταναλώνεται ένα μέρος της ισχύος εισόδου. Επειδή ο συνδυαστής ισχύος αποτελεί ένα αμοιβαίο δίκτυο (reciprocal network), μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως διαιρέτης ισχύος, δηλαδή για τη διαίρεση ενός σήματος ισχύος εισόδου σε δύο ή περισσότερα σήματα. Θεωρητικά, ένας συνδυαστής και ένας διαιρέτης μπορούν να είναι ακριβώς η ίδια συσκευή, με μόνη διαφορά το ποιες θύρες αποτελούν είσοδο και ποιες έξοδο για το κύκλωμα. Στην πράξη βέβαια, τα χαρακτηριστικά που απαιτείται να έχει ένας

συνδυαστής, όπως για παράδειγμα οι Απώλειες Εισαγωγής, οι Απώλειες Επιστροφής, η Απομόνωση κ.λπ., ενδέχεται να είναι πολύ διαφορετικά από αυτά ενός διαιρέτη.

Τα κυκλώματα αυτά χρησιμοποιούνται συχνά σε πολλές αναλογικές RF εφαρμογές, όπως σε δίκτυα τροφοδοσίας για στοιχειοκεραίες (antenna arrays), σε μίκτες συχνοτήτων, σε I/Q διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές, σε όργανα μετρήσεων κ.λπ.. Σε υψηλότερο αφαιρετικό επίπεδο σχεδίασης, βρίσκουν εφαρμογές στις ασύρματες επικοινωνίες υψηλής ταχύτητας δεδομένων, σε συστήματα μικροκυματικής απεικόνισης (Microwave imaging), στο ραδιόφωνο μέσω λογισμικού (Software Defined Radio), στα Γνωστικά Συστήματα Ραδιοεπικοινωνιών (Cognitive Radio Systems) κ.λπ. [33]. Πιο συγκεκριμένα, μία από τις πιο κλασσικές εφαρμογές ενός συνδυαστή ισχύος στις RF συχνότητες, με την οποία καταπιάνεται και η συγκεκριμένη διπλωματική εργασία, είναι ο συνδυασμός δύο ή περισσότερων RF ενισχυτών ισχύος, ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερη μέγιστη ισχύς στην έξοδο. Λογικό επακόλουθο των πολλών διαφορετικών εφαρμογών που έχουν οι συνδυαστές, είναι πως υπάρχουν ερευνητικές δημοσιεύσεις σε πολλές και διάφορες τεχνολογίες, όπως για παράδειγμα στην GaAs MMIC, στις CMOS και BiCMOS, στην Co-fired Ceramic (LTCC και HTCC), σε πλακέτες PCB, στις thin ή thick film και σε πολλές άλλες.

Ο πιο γνωστός και λιγότερο περίπλοκος τρόπος να επιτευχθεί ο συνδυασμός δύο ενισχυτών ισχύος είναι κάνοντας χρήση ενός διαιρέτη ισχύος πριν και ενός συνδυαστή ισχύος μετά από αυτούς, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.1. Έτσι το σήμα ισχύος εισόδου αρχικά θα διαιρεθεί σε δύο πανομοιότυπα σήματα, τα οποία έπειτα θα ενισχυθούν και εν τέλει θα συνδυαστούν ώστε να προκύψει το τελικό σήμα εξόδου. Το σήμα εισόδου του διαιρέτη έχει τη δυνατότητα να είναι το διπλάσιο από αυτό που χρησιμοποιείται για την οδήγηση ενός μόνο ενισχυτή, με αποτέλεσμα η ισχύς στην έξοδο του συνδυαστή ιδανικά να είναι διπλάσια από τη μέγιστη του ενός ενισχυτή. Οι έξοδοι του διαιρέτη και οι εισοδοί του συνδυαστή μπορούν είτε να είναι συμφασικές, είτε να έχουν μία αυθαίρετη σταθερή διαφορά φάσης, συνήθως ίση με  $90^\circ$  ή  $180^\circ$ , αναλόγως του τρόπου κατασκευής των κυκλωμάτων. Το σύστημα που προκύπτει στην πρώτη περίπτωση θα αναφέρεται στη συγκεκριμένη διπλωματική ως «συμφασικό σύστημα ενίσχυσης», διότι η διαφορά φάσης των σημάτων εισόδου των ενισχυτών παραμένει σταθερή και ίση με μηδέν κατά τη διάρκεια λειτουργίας του συστήματος. Το σύστημα που προκύπτει στην περίπτωση σταθερής διαφοράς φάσης και ίσης με  $90^\circ$  ονομάζεται Ισορροπημένος Ενισχυτής (Balanced Amplifier), ένα κύκλωμα πολύ γνωστό και ευρέως χρησιμοποιούμενο λόγω του ότι προσφέρει τέλεια προσαρμογή στην είσοδο και στην έξοδο του, ακόμα και αν οι χρησιμοποιούμενοι ενισχυτές είναι μέτρια προσαρμοσμένοι.





Σχήμα 1.1 Η πιο απλή αρχιτεκτονική για τον συνδυασμό δύο ενισχυτών ισχύος.

Ένα ακόμα μέρος στο οποίο βρίσκουν εφαρμογή μερικοί τύποι συνδυαστών ισχύος είναι στην έξοδο ενός Chireix outphasing συστήματος ενίσχυσης. Σε αυτό η φάση των σημάτων εισόδου των ενισχυτών μεταβάλλεται ανάλογα με το πλάτος του σήματος εισόδου του συστήματος, ενώ το πλάτος τους διατηρείται σταθερό, με αποτέλεσμα να καθίσταται δυνατή η χρήση μη-γραμμικών ενισχυτών υψηλής απόδοσης. Οι έξοδοι αυτών των ενισχυτών συνδυάζονται με έναν συνδυαστή ισχύος κατάλληλου τύπου, του οποίου ο ρόλος είναι καθοριστικός για την επίτευξη υψηλών επιδόσεων. Περισσότερες λεπτομέρειες για τον τρόπο λειτουργίας ενός outphasing συστήματος παρατίθενται στο Κεφάλαιο 3.

## 1.2 Γνωρίσματα και κατηγορίες συνδυαστών ισχύος

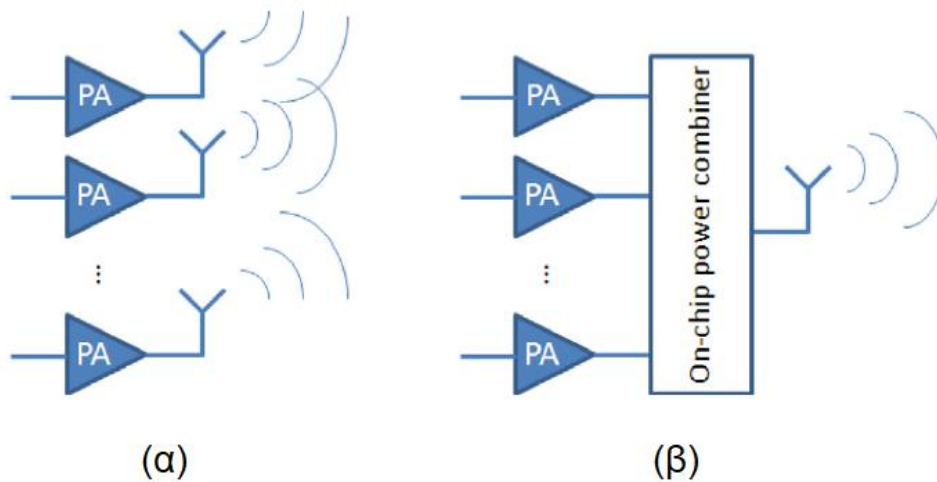
Οι συνδυαστές ισχύος διαθέτουν μία σειρά από γνωρίσματα, τα οποία βοηθούν στον χαρακτηρισμό τους, στη σύγκρισή τους με άλλους συνδυαστές και στην αξιολόγησή τους με βάση τις ανάγκες μίας συγκεκριμένης εφαρμογής. Τα πιο βασικά και χρήσιμα γνωρίσματα μίας τέτοιας συσκευής είναι οι απώλειές της, η απομόνωση που παρέχει μεταξύ των εισόδων της, το πόσο καλά είναι προσαρμοσμένες οι θύρες της στην εμπέδηση αναφοράς, το εύρος ζώνης της, η διαφορά της φάσης και η διαφορά του πλάτους των σημάτων εξόδου όταν η συσκευή λειτουργεί ως διαιρέτης, οι διαστάσεις της και τέλος η μέγιστη ισχύς που μπορεί να διαχειριστεί χωρίς να αρχίσει να δυσλειτουργεί. Ένας συνδυαστής μπορεί να υπερτερεί σε σχέση με τους υπόλοιπους σε ορισμένα γνωρίσματα, όπως για παράδειγμα το εύρος ζώνης

και η απομόνωση, αλλά να υστερεί σε άλλα, όπως οι απώλειες εισαγωγής και η διαφορά του πλάτους των σημάτων εξόδου. Είναι προφανές λοιπόν πως η επιλογή του κατάλληλου τύπου συνδυαστή, καθώς και ο τρόπος του σχεδιασμού του, εξαρτώνται σημαντικά από την εφαρμογή στην οποία πρόκειται να χρησιμοποιηθεί. Περισσότερα για τους διαφορετικούς τύπους συνδυαστών αναφέρονται στο Κεφάλαιο 2.

Στις περισσότερες εφαρμογές, τα πιο κρίσιμα και καθοριστικά γνωρίσματα είναι αυτά των απωλειών και της απομόνωσης. Για τον λόγο αυτό έχουν δημιουργηθεί δύο μεγάλες κατηγορίες, αυτή των συνδυαστών υψηλής απομόνωσης (isolating power combiners) και αυτή των συνδυαστών χαμηλής απομόνωσης (non-isolating power combiners). Οι πρώτοι προφανώς προσφέρουν υψηλή απομόνωση μεταξύ των εισόδων του κυκλώματος, γεγονός όμως που τους οδηγεί υποχρεωτικά στο να παρουσιάζουν απώλειες όταν τα σήματα εισόδου έχουν διαφορετικές φάσεις. Επίσης υστερούν στη μέγιστη ισχύ που μπορεί να διαχειριστεί το κύκλωμα και ενδεχομένως στην πολυπλοκότητα του σχεδίου. Στη δεύτερη κατηγορία ανήκουν συνδυαστές οι οποίοι δεν προσφέρουν καλή απομόνωση και ενδέχεται να υστερούν και στην προσαρμογή των θυρών τους, αλλά αποτελούνται μόνον από στοιχεία τα οποία έχουν ιδανικά μηδενικές απώλειες. Το πρόβλημα που δημιουργεί η χαμηλή απομόνωση είναι πως όταν τα σήματα εισόδου είναι εκτός φάσης, τότε οι εμπεδήσεις που παρουσιάζονται στις θύρες εισόδου του συνδυαστή αποκλίνουν αισθητά από την εμπέδηση του συστήματος. Έτσι αυτές παύουν να είναι πλέον προσαρμοσμένες στην εμπέδηση του συστήματος, με αποτέλεσμα ένα μέρος της ισχύος των σημάτων εισόδου να ανακλάται και να μην φτάνει ποτέ στην έξοδο. Το συμπέρασμα που προκύπτει είναι πως όποια κατηγορία κι αν επιλεγεί, αν τα σήματα εισόδου παρουσιάσουν ανεπιθύμητη διαφορά φάσης, τότε θα υπάρξουν απώλειες ισχύος είτε στο εσωτερικό του συνδυαστή, είτε λόγω ανάκλασης των σημάτων στις θύρες εισόδου [15].

Στην εργασία αυτή δόθηκε βάση σε δύο τεχνικές συνδυασμού ενισχυτών ισχύος, στην απλή συμφασική και στην outphasing τεχνική, οι οποίες αναφέρθηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι οι συνδυαστές ισχύος μπορούν να χωριστούν σε υψηλής και χαμηλής απομόνωσης, προκύπτουν τέσσερις πιθανοί τρόποι για τον συνδυασμό δύο ενισχυτών. Το πιο σύνηθες είναι για την απλή συμφασική τεχνική να γίνεται χρήση ενός συνδυαστή υψηλής απομόνωσης, ενώ στην outphasing ενός χαμηλής απομόνωσης, ώστε να καθίσταται εφικτή η εκμετάλλευση της μεταβαλλόμενης εμπέδησης που παρουσιάζεται στις θύρες εισόδου του συνδυαστή, φαινόμενο στο οποίο βασίζεται η outphasing τεχνική. Βέβαια, νόημα υπάρχει και στην εξέταση ενός συμφασικού συστήματος ενίσχυσης που να διαθέτει έναν συνδυαστή χαμηλής απομόνωσης (βλ. Κεφάλαιο 6.3.1). Όσον αφορά την τέταρτη επιλογή, ενώ γενικά μπορεί να οδηγήσει σε μικρή βελτίωση της γραμμικότητας σε σχέση με

άλλα συστήματα που παρουσιάζουν παρόμοια απόδοση [2], δεν προτιμάται διότι τα πλεονεκτήματα τα οποία θεωρητικά προσφέρει η outphasing τεχνική χάνονται όταν γίνεται η χρήση ενός συνδυαστή υψηλής απομόνωσης.



Σχήμα 1.2 Δύο μεγάλες κατηγορίες συνδυαστών ισχύος. (α) Χωρικός συνδυασμός ισχύος και (β) συνδυασμός ισχύος επάνω στο τσιπ.

Πριν κλείσει η συγκεκριμένη ενότητα, αξίζει να αναφερθεί πως οι διάφορες τεχνικές με τις οποίες μπορεί να επιτευχθεί ο συνδυασμός δύο ή περισσότερων RF ενισχυτών ισχύος είναι δυνατόν να χωριστούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες, στον χωρικό συνδυασμό ισχύος (spatial power combining) και στον συνδυασμό ισχύος επάνω στο τσιπ (on-chip power combining), όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1.2. Στην πρώτη κατηγορία, κάθε ενισχυτής οδηγεί και από μία κεραία και η συνολική ισχύς συνδυάζεται στον αέρα, ενώ στη δεύτερη κατασκευάζεται επάνω στο τσιπ μία συγκεκριμένη συσκευή με την οποία επιτυγχάνεται ο συνδυασμός των εξόδων όλων των ενισχυτών, ώστε να παραχθεί ένα τελικό σήμα εξόδου το οποίο οδηγεί μία μόνον κεραία. Ο χωρικός συνδυασμός ισχύος είναι πολύ αποδοτικός, αφού τα σήματα συνδυάζονται στον αέρα, με αποτέλεσμα να αποφεύγεται η χρήση μιας επιπλέον συσκευής η οποία εισάγει απώλειες και προκαλεί ανακλάσεις. Ένα μεγάλο μειονέκτημά του όμως, είναι πως απαιτεί τη χρήση μιας στοιχειοκεραίας, η οποία αυξάνει την πολυπλοκότητα του συστήματος και της ολοκλήρωσης, αλλά και το κόστος. Από την άλλη, ο συνδυασμός ισχύος επάνω στο τσιπ οδηγεί σε επιπλέον απώλειες ισχύος, γεγονός που σημαίνει πως δεν είναι τόσο αποδοτικός. Βέβαια, το μικρό αναλογικά μέγεθος του συνδυαστή ισχύος και το μικρό κόστος κατασκευής, καθιστούν τη συγκεκριμένη τεχνική ελκυστική για εφαρμογές ασύρματων συσκευών χειρός.



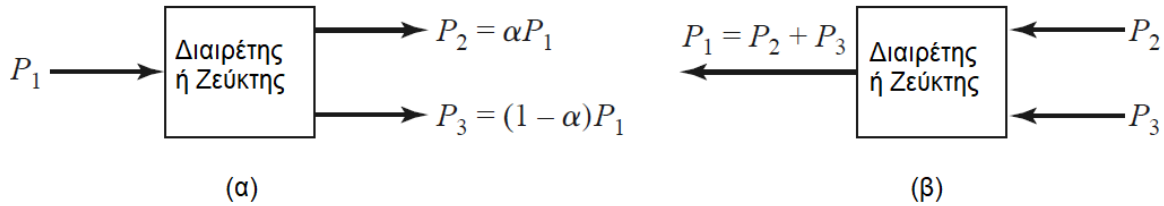
# Κεφάλαιο 2

## Συνδυαστές και ζεύκτες ισχύος

### Εισαγωγή [1]

Οι διαιρέτες και οι ζεύκτες ισχύος είναι παθητικά μικροκυματικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται για τον συνδυασμό ή τη διαίρεση της ισχύος, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.1. Κατά τον συνδυασμό ισχύος, λαμβάνονται δύο ή περισσότερα σήματα ως εισόδοι και συνδυάζονται σε ένα σήμα το οποίο οδηγείται στη θύρα εξόδου, ενώ κατά τη διαίρεση ισχύος ένα σήμα εισόδου διαιρείται σε δύο ή περισσότερα σήματα μικρότερης ισχύος, τα οποία οδηγούνται στις θύρες εξόδου. Γενικά, ένας διαιρέτης ή ένας ζεύκτης μπορεί να διαθέτει τρεις, τέσσερις ή και περισσότερες θύρες και ενδέχεται να έχει ιδανικά μηδενικές απώλειες. Τα τρίθυρα δίκτυα μπορούν να πάρουν τη μορφή συνδυαστή ή διαιρέτη ισχύος, όπως ο Wilkinson, ενώ τα τετράθυρα δίκτυα είναι τα μόνα τα οποία έχουν τη δυνατότητα να είναι κατευθυντικοί ζεύκτες. Βέβαια, τα τετράθυρα δίκτυα μπορούν να είναι και συνδυαστές ή διαιρέτες ισχύος, αρκεί η μια θύρα τους να τερματιστεί κατάλληλα. Οι διαιρέτες ισχύος συνήθως δίνουν συμφασικά σήματα στις εξόδους τους με ίσο λόγο διαίρεσης (3dB), αλλά και άνισοι λόγοι διαίρεσης είναι δυνατόν να επιτευχθούν. Οι κατευθυντικοί ζεύκτες μπορούν να σχεδιαστούν για αυθαίρετη διαίρεση ισχύος, αλλά όταν ο λόγος διαίρεσής τους είναι ίσος τα τετράθυρα ονομάζονται υβριδικά. Τα υβριδικά τετράθυρα μπορούν να έχουν είτε 90° είτε 180° διαφορά φάσης μεταξύ των εξόδων τους. Είναι γεγονός πως όταν ένα πολύθυρο δίκτυο χρησιμοποιείται ως διαιρέτης ισχύος, τότε σχεδόν πάντα μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως συνδυαστής ισχύος, αρκεί οι θύρες εξόδου του να μετατραπούν σε εισόδου, και αυτές της εισόδου σε εξόδου. Οπότε οποιοδήποτε κύκλωμα αναφέρεται στις ερχόμενες δύο ενότητες ως συνδυαστής, είναι σωστό να θεωρηθεί ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως διαιρέτης.

Στην πρώτη ενότητα του κεφαλαίου αυτού παρατίθενται μερικές γενικές ιδιότητες των τρίθυρων και των τετράθυρων δικτύων, ενώ στην επόμενη αναλύονται σε μεγαλύτερο βάθος ορισμένοι τύποι συνδυαστών και κατευθυντικών ζευκτών οι οποίοι μελετήθηκαν στα πλαίσια της συγκεκριμένης εργασίας.



Σχήμα 2.1 Διάρθρωση και συνδυασμός ισχύος. (α) Διάρθρωση ισχύος, (β) Συνδυασμός ισχύος.

## 2.1 Βασικές ιδιότητες συνδυαστών, διαιρετών και ζευκτών ισχύος [1]

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα χρησιμοποιηθούν ιδιότητες του πίνακα των παραμέτρων σκέδασης (scattering parameters) για να εξαχθούν ορισμένα από τα βασικά χαρακτηριστικά των τρίθυρων και των τετράθυρων δικτύων. Επίσης θα γίνει ο ορισμός των μεγεθών της απομόνωσης (ζεύκτη), του συντελεστή σύζευξης και της κατευθυντικότητας, τα οποία είναι σημαντικά για τον χαρακτηρισμό των κατευθυντικών ζευκτών.

### 2.1.1 Τρίθυρα δίκτυα

Ο απλούστερος τύπος συνδυαστή ισχύος είναι μία T-διασταύρωση (T-junction), η οποία είναι ένα τρίθυρο δίκτυο με δύο εισόδους και μία έξοδο. Ο πίνακας σκέδασης ενός αυθαίρετου τρίθυρου δικτύου έχει εννιά ανεξάρτητα στοιχεία:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Αν η συσκευή είναι παθητική και δεν περιέχει ανισοτροπικά υλικά, τότε σίγουρα θα είναι αμοιβαία (reciprocal) και ο πίνακας σκέδασής της θα είναι συμμετρικός ( $S_{ij} = S_{ji}$ ). Συνήθως, για την αποφυγή άσκοπων απωλειών ισχύος, επιδιώκεται ο συνδυαστής να έχει μηδαμινές απώλειες και όλες του οι θύρες να είναι προσαρμοσμένες. Εύκολα όμως μπορεί να δειχθεί πως η κατασκευή ενός τρίθυρου δικτύου το οποίο είναι ταυτόχρονα αμοιβαίο, προσαρμοσμένο και χωρίς απώλειες, είναι αδύνατη.

Αν όλες οι θύρες είναι προσαρμοσμένες, τότε  $S_{ii} = 0$ , και αν το δίκτυο είναι αμοιβαίο, ο πίνακας σκέδασης (2.1) γίνεται

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Αν το δίκτυο έχει και μηδενικές απώλειες, τότε λόγω της διατήρησης της ενέργειας ο πίνακας σκέδασης είναι υποχρεωτικό να ικανοποιεί τις ακόλουθες συνθήκες:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad (2.3a)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0, S_{23}^* S_{12} = 0, S_{12}^* S_{13} = 0. \quad (2.3b)$$

Οι εξισώσεις (2.3b) δείχνουν ότι τουλάχιστον δύο από τις τρεις παραμέτρους ( $S_{12}, S_{13}, S_{23}$ ) πρέπει να είναι μηδενικές. Όμως αυτό θα είναι πάντα αντικρουόμενο με μία από τις εξισώσεις (2.3a), γεγονός που δείχνει ότι ένα τρίθυρο δίκτυο δεν μπορεί να είναι ταυτόχρονα αμοιβαίο, προσαρμοσμένο σε όλες του τις θύρες και χωρίς απώλειες. Αν μία εκ των τριών αυτών συνθηκών χαλαρώσει, τότε η κατασκευή της συσκευής καθίσταται δυνατή. Γενικά, αν σε ένα τρίθυρο δίκτυο επιτραπούν οι απώλειες, τότε μπορεί να είναι αμοιβαίο και προσαρμοσμένο σε όλες του τις θύρες, ενώ επίσης μπορεί να σχεδιαστεί κατάλληλα ώστε να έχει πλήρη απομόνωση μεταξύ των θυρών εισόδου του (π.χ.  $S_{32} = S_{23} = 0$ ).

Αν το τρίθυρο δίκτυο δεν είναι αμοιβαίο, τότε  $S_{ij} \neq S_{ji}$ , και οι συνθήκες προσαρμογής σε όλες τις θύρες και της διατήρησης της ενέργειας μπορούν να ικανοποιηθούν. Μία τέτοια συσκευή ονομάζεται κυκλοφορητής (circulator) και γενικά βασίζεται σε ανισοτροπικά υλικά για να πετύχει τη μη αμοιβαία συμπεριφορά, όπως ο φερριτης. Εύκολα μπορεί να δειχθεί πως οποιοδήποτε τρίθυρο προσαρμοσμένο και χωρίς απώλειες πρέπει να είναι μη αμοιβαίο, και άρα κυκλοφορητής. Ο πίνακας σκέδασης ενός προσαρμοσμένου τρίθυρου δικτύου έχει την ακόλουθη μορφή:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Αν το δίκτυο δεν έχει απώλειες, για τον πίνακα  $[S]$  ισχύουν οι ακόλουθες συνθήκες:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, |S_{21}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, |S_{31}|^2 + |S_{32}|^2 = 1, \quad (2.5a)$$

$$S_{31}^* S_{32} = 0, S_{21}^* S_{23} = 0, S_{12}^* S_{13} = 0. \quad (2.5b)$$

Αυτές οι εξισώσεις μπορούν να ικανοποιηθούν με δύο τρόπους. Είτε

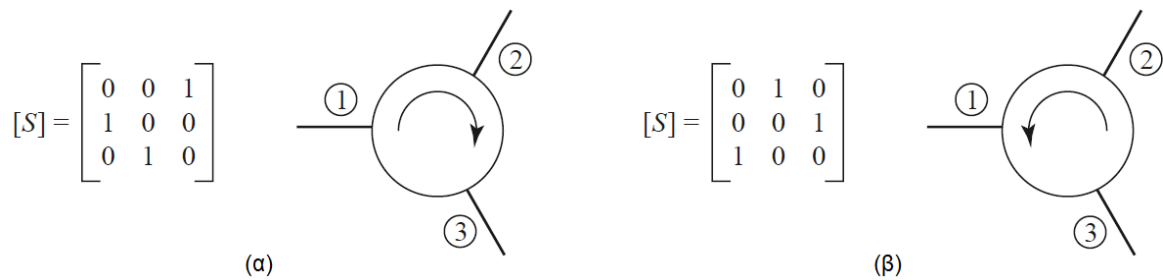
$$S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0, |S_{21}| = |S_{32}| = |S_{13}| = 1, \quad (2.6a)$$

είτε

$$S_{21} = S_{32} = S_{13} = 0, |S_{12}| = |S_{23}| = |S_{31}| = 1. \quad (2.6b)$$

Αυτά τα αποτελέσματα δείχνουν ότι  $S_{ij} \neq S_{ji}$  για  $i \neq j$ , το οποίο σημαίνει πως η συσκευή πρέπει να είναι μη αμοιβαία. Οι πίνακες σκέδασης που προκύπτουν από τις λύσεις (2.6a) και (2.6b) φαίνονται στο Σχήμα 2.2, μαζί με τα σύμβολα των δύο τύπων κυκλοφορητών που προκύπτουν. Η μοναδική διαφορά μεταξύ των δύο τύπων είναι η κατεύθυνση στην οποία ρέει η ισχύς: από τη λύση (2.6a) προκύπτει ένας κυκλοφορητής ο οποίος επιτρέπει τη ροή ισχύος

μόνο από τη θύρα 1 προς τη 2, ή από τη θύρα 2 προς την 3, ή από τη θύρα 3 προς την 1, ενώ από τη λύση **(2.6β)** προκύπτει ένας κυκλοφορητής όπου η ροή ισχύος έχει την αντίθετη κατεύθυνση.



Σχήμα 2.2 Οι δύο πιθανοί τύποι κυκλοφορητών και οι αντίστοιχοι πίνακες σκέδασης τους. (α) Ωρολογιακή φορά και (β) αντιωρολογιακή φορά. Οι αναφορές φάσης των θυρών είναι αυθαίρετες.

Συνεχίζοντας με την ίδια λογική, ένα αμοιβαίο τρίθυρο δίκτυο χωρίς απώλειες υφίσταται μόνο αν δύο από τις θύρες του είναι προσαρμοσμένες. Αν οι θύρες 1 και 2 είναι οι προσαρμοσμένες θύρες, τότε ο πίνακας σκέδασης γίνεται

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix}. \quad (2.7)$$

Επειδή το τρίθυρο δεν έχει απώλειες, ισχύουν οι ακόλουθες συνθήκες:

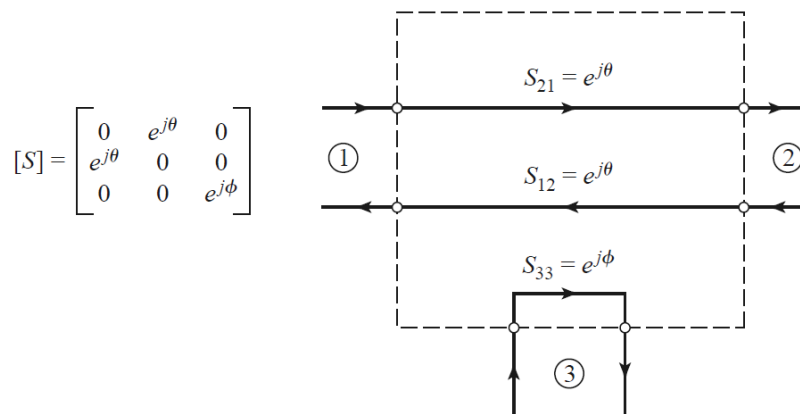
$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad |S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad (2.8a)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 + |S_{33}|^2 = 1, \quad (2.8b)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0, \quad (2.8\gamma)$$

$$S_{12}^* S_{13} + S_{23}^* S_{33} = 0, \quad S_{23}^* S_{12} + S_{33}^* S_{13} = 0. \quad (2.8\delta)$$

Από τις εξισώσεις **(2.8a)** προκύπτει ότι  $|S_{13}| = |S_{23}|$ , οπότε η **(2.8γ)** οδηγεί στο ότι  $S_{13} = S_{23} = 0$ . Έτσι,  $S_{12} = S_{33} = 1$ . Ο πίνακας σκέδασης και το αντίστοιχο γράφημα ροής του σήματος του δικτύου αυτού παρατίθενται στο Σχήμα 2.3, όπου όπως φαίνεται το δίκτυο χωρίζεται σε δύο διαφορετικά συστατικά μέρη. Το ένα συνιστάται από μία προσαρμοσμένη δίθυρη γραμμή και το άλλο από μία θύρα η οποία είναι τελείως μη προσαρμοσμένη.



Σχήμα 2.3 Ένα τρίθυρο δίκτυο που είναι αμοιβαίο, δεν έχει απώλειες και έχει προσαρμοσμένες τις θύρες 1 και 2.



## 2.1.2 Τετράθυρα δίκτυα (Κατευθυντικοί ζεύκτες)

Ο πίνακας σκέδασης ενός αμοιβαίου τετράθυρου δικτύου που είναι προσαρμοσμένο σε όλες του τις θύρες έχει την ακόλουθη μορφή:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Αν το δίκτυο δεν έχει απώλειες, 10 εξισώσεις προκύπτουν από τις συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται λόγω της διατήρησης της ενέργειας. Αν γίνει ο πολλαπλασιασμός της γραμμής 1 με τη γραμμή 2 του πίνακα, καθώς και της γραμμής 4 με τη γραμμή 3, τότε προκύπτουν οι εξισώσεις:

$$S_{13}^* S_{23} + S_{14}^* S_{24} = 0 \quad (2.10\alpha) \quad \text{και} \quad S_{14}^* S_{13} + S_{24}^* S_{23} = 0. \quad (2.10\beta)$$

Έπειτα αν πολλαπλασιαστεί η (2.10α) με  $S_{24}^*$ , και η (2.10β) με  $S_{13}^*$ , και αφαιρεθούν τα αποτελέσματα, προκύπτει ότι

$$S_{14}^* (|S_{13}|^2 - |S_{24}|^2) = 0. \quad (2.11)$$

Παρόμοια, ο πολλαπλασιασμός της γραμμής 1 με τη γραμμή 3, καθώς και της γραμμής 4 με τη γραμμή 2, δίνει

$$S_{12}^* S_{23} + S_{14}^* S_{34} = 0 \quad (2.12\alpha) \quad \text{και} \quad S_{14}^* S_{12} + S_{34}^* S_{23} = 0. \quad (2.12\beta)$$

Έπειτα αν πολλαπλασιαστεί η (2.12α) με  $S_{12}$ , και η (2.12β) με  $S_{34}$ , και αφαιρεθούν τα αποτελέσματα, προκύπτει ότι

$$S_{23}^* (|S_{12}|^2 - |S_{34}|^2) = 0. \quad (2.13)$$

Ένας τρόπος να ικανοποιηθούν οι (2.11), (2.13), είναι να ισχύει ότι  $S_{14} = S_{23} = 0$ , γεγονός το οποίο οδηγεί σε έναν κατευθυντικό ζεύκτη. Έπειτα λαμβάνοντας υπόψιν τις ιδιότητες που πρέπει να διέπουν τον πίνακα  $[S]$  ώστε να ισχύει η διατήρηση της ενέργειας, προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad (2.14\alpha) \quad |S_{12}|^2 + |S_{24}|^2 = 1, \quad (2.14\beta)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{34}|^2 = 1, \quad (2.14\gamma) \quad |S_{24}|^2 + |S_{34}|^2 = 1, \quad (2.14\delta)$$

οι οποίες οδηγούν στο ότι  $|S_{13}| = |S_{24}|$  [χρησιμοποιώντας τις (2.14α) και (2.14β)], και στο ότι  $|S_{12}| = |S_{34}|$  [χρησιμοποιώντας τις (2.14β) και (2.14δ)].

Περαιτέρω απλοποίηση μπορεί να επιτευχθεί επιλέγοντας τις αναφορές φάσης στις τρεις από τις τέσσερις θύρες. Έτσι, επιλέγονται  $S_{12} = S_{34} = a$ ,  $S_{13} = \beta e^{j\theta}$ , και  $S_{24} = \beta e^{j\varphi}$ , όπου το  $a$  και το  $\beta$  είναι πραγματικοί αριθμοί, ενώ το  $\theta$  και το  $\varphi$  είναι σταθερές φάσης οι οποίες

πρόκειται να προσδιοριστούν (υπάρχει ακόμα η δυνατότητα επιλογής της μίας εκ των δύο). Το γινόμενο της γραμμής 2 με την 3 δίνει

$$S_{12}^* S_{13} + S_{24}^* S_{34} = 0. \quad (2.15)$$

Μέσω της τελευταίας προκύπτει η ακόλουθη σχέση που συσχετίζει τις δύο σταθερές φάσης

$$\theta + \varphi = \pi \pm 2n\pi. \quad (2.16)$$

Αν αγνοηθούν τα ακέραια πολλαπλάσια του  $2\pi$ , προκύπτουν δύο συγκεκριμένες επιλογές για τις γωνίες  $\theta$  και  $\varphi$  οι οποίες εμφανίζονται συχνά στην πράξη:

1. Ο Συμμετρικός Ζεύκτης:  $\theta = \varphi = \pi/2$ . Οι φάσεις των όρων που έχουν πλάτος  $\beta$  επιλέχθηκαν να είναι ίσες. Έτσι, ο πίνακας σκέδασης αποκτά την ακόλουθη μορφή:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

2. Ο Αντισυμμετρικός Ζεύκτης:  $\theta = 0, \varphi = \pi$ . Οι φάσεις των όρων που έχουν πλάτος  $\beta$  επιλέχθηκαν να έχουν  $180^\circ$  διαφορά. Έτσι, ο πίνακας σκέδασης αποκτά την ακόλουθη μορφή:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & -\beta \\ \beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & -\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Πρέπει να δοθεί προσοχή στο ότι αυτοί οι δύο ζεύκτες διαφέρουν μόνο στην επιλογή των επιπέδων αναφοράς. Επιπρόσθετα, τα πλάτη  $\alpha$  και  $\beta$  δεν είναι ανεξάρτητα, μιας και η (2.14α) επιβάλλει ότι

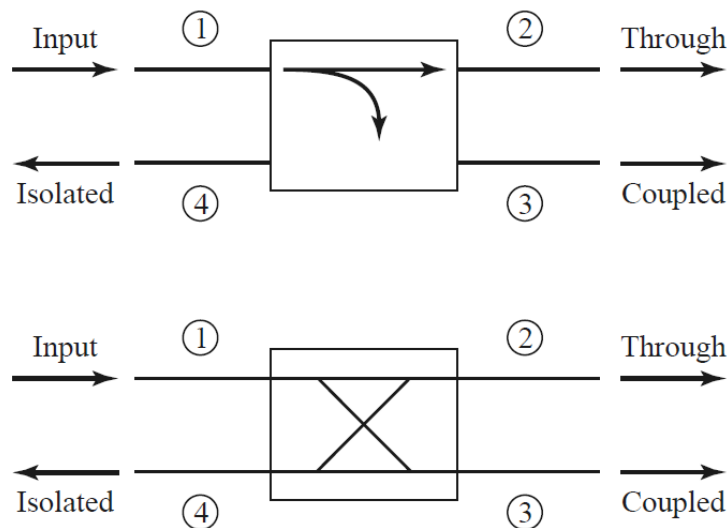
$$\alpha^2 + \beta^2 = 1. \quad (2.19)$$

Έτσι, εκτός από τις ελευθερίες που προσφέρουν οι αναφορές φάσης, ένας ιδανικός τετράθυρος κατευθυντικός ζεύκτης έχει έναν μόνο βαθμό ελευθερίας, οπότε οι πιθανές συνδεσμολογίες παραμένουν οι προαναφερθείσες δύο.

Επιστρέφοντας λίγο πιο πίσω, ένας ακόμα τρόπος να ικανοποιηθούν οι (2.11), (2.13), είναι να ισχύει ότι  $|S_{13}| = |S_{24}|$  και  $|S_{12}| = |S_{34}|$ . Αν επιλεγθούν οι αναφορές φάσης έτσι ώστε  $S_{13} = S_{24} = \alpha$  και  $S_{12} = S_{34} = j\beta$  [το οποίο ικανοποιεί τη (2.16)], τότε από τη (2.10α) προκύπτει η σχέση  $\alpha(S_{23} + S_{14}^*) = 0$ , και από τη (2.12α) η σχέση  $\beta(S_{14}^* - S_{23}) = 0$ . Υπάρχουν δύο πιθανές λύσεις των εξισώσεων αυτών. Πρώτη λύση, η οποία είναι ακριβώς η ίδια με αυτή που περιγράφηκε προηγουμένως για τον κατευθυντικό ζεύκτη, είναι η  $S_{14} = S_{23} = 0$ . Η άλλη λύση προκύπτει για  $\alpha = \beta = 0$ , το οποίο προφανώς οδηγεί στο ότι  $S_{12} =$

$S_{13} = S_{24} = S_{34} = 0$ . Είναι προφανές ότι το τετράθυρο δίκτυο χωρίζεται σε δύο συστατικά μέρη και πιο συγκεκριμένα σε δύο μη συζευγμένα δίθυρα, ένα αποτελούμενο από τις θύρες 1 και 4, και το άλλο από τις θύρες 2 και 3. Η περίπτωση αυτή δεν αξίζει είναι χαμηλού ενδιαφέροντος και δεν αξίζει να μελετηθεί περαιτέρω. Εν τέλει, το συμπέρασμα ότι οποιοδήποτε αμοιβαίο τετράθυρο δίκτυο το οποίο δεν έχει απώλειες και έχει όλες του τις θύρες προσαρμοσμένες, αποτελεί έναν κατευθυντικό ζεύκτη.

Η βασική λειτουργία ενός κατευθυντικού ζεύκτη φαίνεται στο Σχήμα 2.4, το οποίο δείχνει δύο σύμβολα που χρησιμοποιούνται συχνά για τους κατευθυντικούς ζεύκτες, καθώς και τα κατάλληλα ονόματα και την αρίθμηση των θυρών. Η ισχύς που παρέχεται στη θύρα 1 (input θύρα) καταλήγει στις θύρες 3 (coupled θύρα) και 2 (through θύρα), με συντελεστές σύζευξης ίσους με  $|S_{13}|^2 = \beta^2$  και  $|S_{12}|^2 = \alpha^2 = 1 - \beta^2$ , αντίστοιχα. Σε έναν ιδανικό κατευθυντικό ζεύκτη καθόλου από την ισχύ της input θύρας δεν μεταφέρεται στη θύρα 4 (isolated port).



Σχήμα 2.4 Δύο συμβολισμοί που χρησιμοποιούνται συνήθως για τους κατευθυντικούς ζεύκτες και η συμβατική ροή της ισχύος σε κάθε θύρα.

Για τον χαρακτηρισμό ενός κατευθυντικού ζεύκτη χρησιμοποιούνται συνήθως οι ακόλουθες ποσότητες:

$$\text{Συντελεστής σύζευξης (Coupling)} = C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log \beta \text{ dB}, \quad (2.20\alpha)$$

$$\text{Κατευθυντικότητα (Directivity)} = D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ dB}, \quad (2.20\beta)$$

$$\text{Απομόνωση (Isolation)} = I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \text{ dB}, \quad (2.20\gamma)$$

$$\text{Απώλειες Εισαγωγής (Insertion loss)} = L = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = -20 \log |S_{12}| \text{ dB}. \quad (2.20\delta)$$

Ο συντελεστής σύζευξης  $C$  υποδηλώνει το μέρος της ισχύος εισόδου το οποίο καταλήγει στην coupling θύρα. Η κατευθυντικότητα  $D$  είναι μία μέτρηση της ιδιότητας του ζεύκτη να απομονώνει την coupled θύρα από την isolated θύρα. Η Απομόνωση  $I$  είναι μία μέτρηση της ισχύος που καταλήγει στην isolated θύρα. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο ορισμός της απομόνωσης ενός συνδυαστή ισχύος είναι διαφορετική από αυτή του κατευθυντικού ζεύκτη. Οι προαναφερθείσες ποσότητες συνδέονται μέσω της σχέσης

$$I = D + C \text{ dB}. \quad (2.21)$$

Οι Απώλειες Εισαγωγής  $L$  αποτελούν μέτρηση της ισχύος που καταλήγει στη through θύρα, μείον της ισχύος που καταλήγει στις coupled και isolated θύρες. Ένας ιδανικός ζεύκτης έχει άπειρη κατευθυντικότητα και απομόνωση (διότι  $S_{14} = 0$ ). Έτσι το  $\beta$  και άρα και το  $\alpha$  μπορούν να προσδιοριστούν μέσω του συντελεστή σύζευξης,  $C$ .

Έχοντας ορίσει τι είναι ένας κατευθυντικός ζεύκτης, τώρα είναι δυνατό να οριστούν με μεγαλύτερη σαφήνεια και οι υβριδικοί ζεύκτες. Οι υβριδικοί ζεύκτες είναι μία υποκατηγορία των κατευθυντικών ζευκτών, για την οποία ισχύει πως ο συντελεστής σύζευξης είναι ίσος με  $C = 3\text{dB}$ , γεγονός που συνεπάγεται ότι  $\alpha = \beta = 1/\sqrt{2}$ . Υπάρχουν δύο τύποι υβριδικών ζευκτών. Ο τετραγωνικός υβριδικός ζεύκτης έχει  $90^\circ$  διαφορά φάσης μεταξύ των θυρών 2 και 3 ( $\theta = \varphi = \pi/2$ ) όταν η ισχύς εισάγεται από τη θύρα 1, και ανήκει στην κατηγορία των συμμετρικών ζευκτών. Μερικοί τέτοιοι ζεύκτες είναι ο Lange ζεύκτης και ο ζεύκτης συζευγμένων γραμμών μεταφοράς, οι οποίοι θα αναλυθούν περαιτέρω στην επόμενη ενότητα. Ο πίνακας σκέδασής τους έχει την ακόλουθη μορφή:

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Το μαγικό-Τ υβριδικό και το rat-race υβριδικό έχουν  $180^\circ$  διαφορά φάσης μεταξύ των θυρών 2 και 3 όταν η ισχύς εισάγεται από τη θύρα 4, και αποτελούν παραδείγματα αντισυμμετρικών ζευκτών. Ο πίνακας σκέδασής τους έχει την ακόλουθη μορφή:

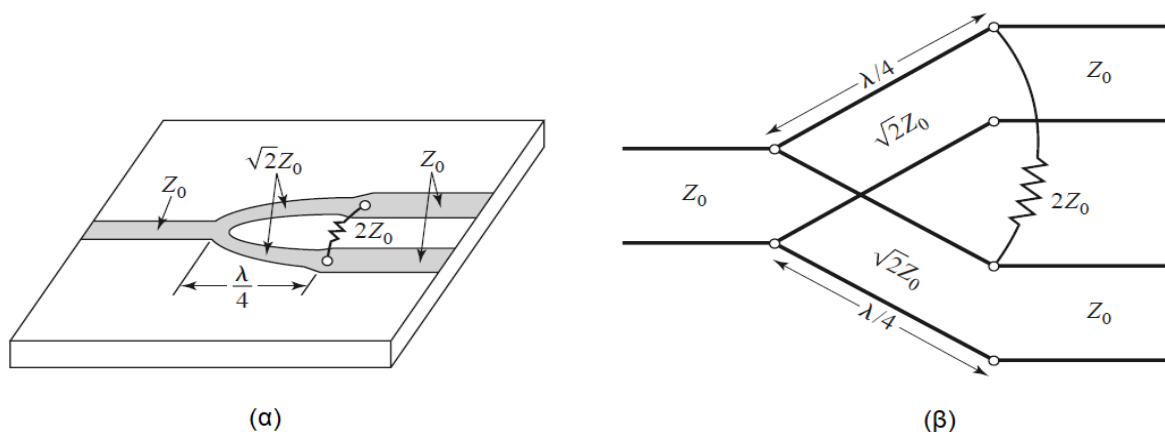
$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.23)$$

## 2.2 Τύποι συνδυαστών και ζευκτών υψηλής απομόνωσης

### 2.2.1 Συνδυαστής ισχύος τύπου Wilkinson [1]

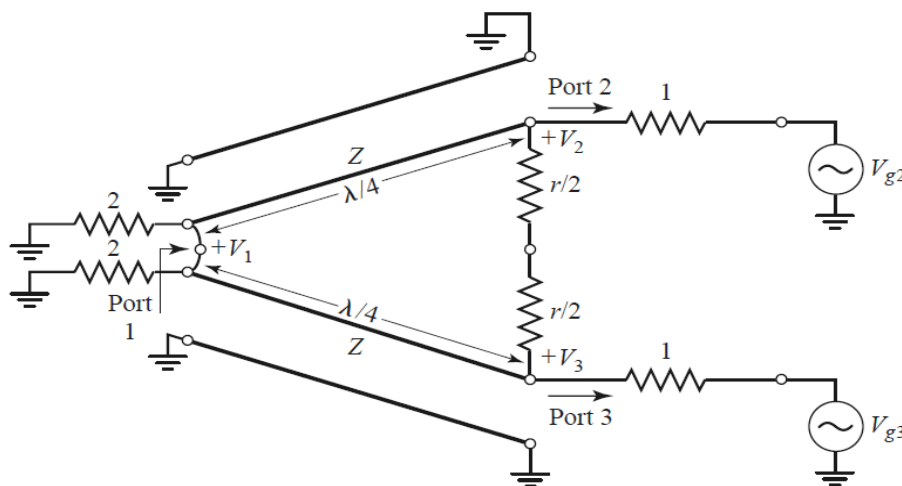
Ο συνδυαστής T-junction χωρίς απώλειες έχει το ελάττωμα ότι δεν είναι προσαρμοσμένος σε όλες του τις θύρες, καθώς και ότι δεν προσφέρει υψηλή απομόνωση μεταξύ των θυρών εισόδου του. Παρ' όλα αυτά, από όσα αναφέρθηκαν στην Υποενότητα 2.1.1, είναι γνωστό πως υπάρχει η δυνατότητα να κατασκευαστεί ένα τρίθυρο δίκτυο το οποίο θα έχει απώλειες, αλλά ταυτόχρονα θα έχει όλες του τις θύρες προσαρμοσμένες, με υψηλή απομόνωση μεταξύ των θυρών εισόδου του. Ο συνδυαστής ισχύος Wilkinson είναι ένα τέτοιο δίκτυο, το οποίο έχει τη χρήσιμη ιδιότητα να μην έχει απώλειες όταν οι θύρες εισόδου του είναι προσαρμοσμένες και διεγείρονται από συμφασικά σήματα. Η υψηλή απομόνωση του κυκλώματος οφείλεται, όπως θα φανεί στη συνέχεια, στην αντίσταση που βρίσκεται μεταξύ των θυρών 2 και 3, η οποία αποκαλείται για τον λόγο αυτό «αντίσταση απομόνωσης».

Ο συνδυαστής Wilkinson προφανώς μπορεί να λειτουργήσει κι ως διαιρέτης. Ως διαιρέτης μπορεί να σχεδιασθεί κατάλληλα ώστε να πετύχει αυθαίρετη διαίρεση τάσης, αλλά στα πλαίσια της συγκεκριμένης θεωρίας θα αναλυθεί μόνο η περίπτωση ίσης διαίρεσης. Η περίπτωση της ίσης διαίρεσης ταυτίζεται με την περίπτωση ενός συνδυαστή που λαμβάνει σήματα ίσης ισχύος στις δύο εισόδους του. Αυτός ο συνδυαστής συνήθως κατασκευάζεται με χρήση γραμμής ταινίας (stripline) ή μικροταινίας (microstrip), όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5α, ενώ το αντίστοιχο κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 2.5β. Ακολουθεί η ανάλυση του κυκλώματος με χρήση της τεχνικής «άρτιου-περιττού» τρόπου διέγερσης (even-odd mode analysis), κατά την οποία εξάγονται δύο κυκλώματα από το κυρίως κύκλωμα, ένα του οποίου οι εισοδοί διεγείρονται από συμμετρικές (άρτιες) πηγές, και του οποίου διεγείρονται από αντισυμμετρικές (περιττές) πηγές.



Σχήμα 2.5 Διαιρέτης ισχύος τύπου Wilkinson, ίσης διαίρεσης. (α) Κατασκευασμένος με γραμμές μεταφοράς μικροταινίας. (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Για διευκόλυνση, μπορεί να γίνει η κανονικοποίηση όλων των αντιστάσεων ως προς την χαρακτηριστική εμπέδηση  $Z_0$  και να ξανασχεδιαστεί το κύκλωμα του Σχήματος 2.5.β με πηγές τάσης στις εισόδους του, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6. Στο σχήμα αυτό, το δίκτυο έχει εναποτεθεί κατάλληλα ώστε να είναι συμμετρικό ως προς τον οριζόντιο άξονα. Ο παράλληλος συνδυασμός των δύο κανονικοποιημένων αντιστάσεων στη θύρα εξόδου, οι οποίες έχουν τιμή ίση με 2, προφανώς ισοδυναμεί με μία αντίσταση κανονικοποιημένης τιμής 1, η οποία αντιπροσωπεύει την εμπέδηση μίας προσαρμοσμένης θύρας. Οι γραμμές μεταφοράς  $\lambda/4$  έχουν κανονικοποιημένη χαρακτηριστική εμπέδηση  $Z$  και η αντίσταση μεταξύ των δύο εισόδων (αντίσταση απομόνωσης) έχει κανονικοποιημένη τιμή ίση με  $r$ . Θα δειχθεί εν τέλει πως αν τα σήματα εισόδου έχουν ίση ισχύ (που ισοδυναμεί με την περίπτωση ίσης διαίρεσης του αντίστοιχου διαιρέτη), τότε  $Z = \sqrt{2}$  και  $r = 2$ , όπως φαίνεται ήδη από το Σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.6 Το κύκλωμα του συνδυαστή Wilkinson σε κανονικοποιημένη και συμμετρική ως προς τον οριζόντιο άξονα μορφή.

Ορίζονται δύο διαφορετικοί τρόποι διέγερσης για το κύκλωμα του Σχήματος 2.6: ο άρτιος τρόπος, για τον οποίο ισχύει  $V_{g2} = V_{g3} = 2V_0$ , και ο περιττός τρόπος, για τον οποίο ισχύει  $V_{g2} = -V_{g3} = 2V_0$ . Η υπέρθεση αυτών των δύο τρόπων οδηγεί σε μία διέγερση της μορφής  $V_{g2} = 4V_0$  και  $V_{g3} = 0$ , από την οποία μπορούν να βρεθούν οι παράμετροι σκέδασης του δικτύου. Στη συνέχεια αναλύονται ξεχωριστά οι δύο αυτοί τρόποι.

**Άρτιος τρόπος διέγερσης:** Αν η διέγερση είναι άρτια, ισχύει ότι  $V_{g2} = V_{g3} = 2V_0$ , οπότε  $V_2^e = V_3^e$ , κι έτσι δεν διαρρέονται από ρεύμα ούτε οι αντιστάσεις  $r/2$ , ούτε το βραχυκύκλωμα ανάμεσα στις εισόδους των δύο γραμμών μεταφοράς στη θύρα 1. Οπότε καθίσταται δυνατός ο διαχωρισμός του δικτύου του Σχήματος 2.6 με ανοιχτοκυκλώματα στα δύο συγκεκριμένα σημεία, ώστε να προκύψει το δίκτυο του Σχήματος 2.7.α (η γειωμένη πλευρά της  $\lambda/4$  γραμμής δεν φαίνεται). Τότε, κοιτάζοντας από τη θύρα 2, η εμπέδηση ίση με

$$Z_{in}^e = \frac{Z^2}{2}, \quad (2.24)$$

αφού η γραμμή μεταφοράς λειτουργεί ως μετατροπέας  $\lambda/4$ . Οπότε αν  $Z = \sqrt{2}$ , η θύρα 2 θα είναι προσαρμοσμένη κάτω από άρτια διέγερση, κι έτσι αφού  $Z_{in}^e = 1$  θα ισχύει ότι  $V_2^e = V_0$ . Η αντίσταση  $r/2$  είναι περιττή στη συγκεκριμένη περίπτωση, αφού το ένα της άκρο είναι ανοικτοκυκλωμένο. Επόμενο βήμα είναι η εύρεση της τάσης  $V_1^e$  μέσω των εξισώσεων που επιβάλλουν οι γραμμές μεταφοράς. Εάν θεωρηθεί ότι  $x = 0$  στη θύρα 1 και  $x = -\lambda/4$  στη θύρα 2, τότε η τάση κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς βρίσκεται από τη σχέση

$$V(x) = V^+(e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}).$$

Οπότε

$$V_2^e = V(-\lambda/4) = jV^+(1 - \Gamma) = V_0, \quad (2.25a)$$

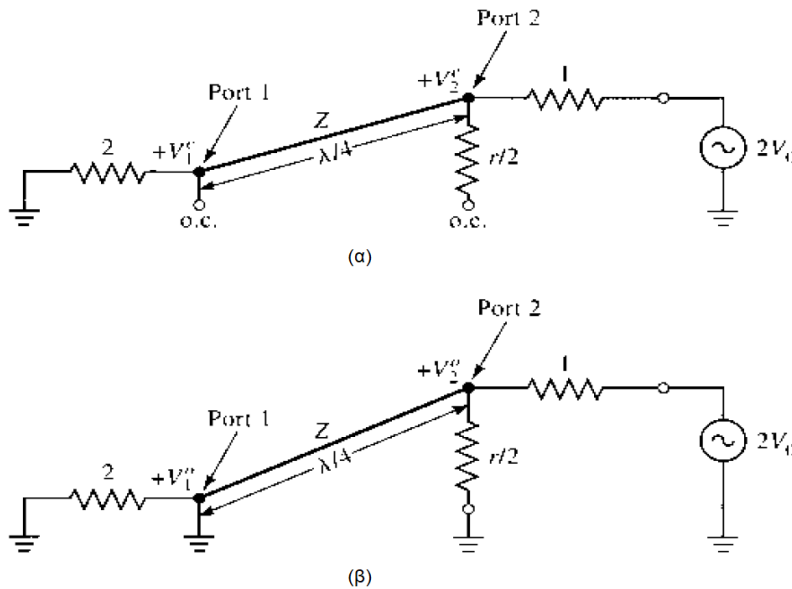
$$V_1^e = V(0) = V^+(1 + \Gamma) = jV_0 \frac{\Gamma+1}{\Gamma-1}. \quad (2.25b)$$

Ο συντελεστής ανάκλασης  $\Gamma$  είναι αυτός που προκύπτει κοιτώντας από τη θύρα 1 προς την κανονικοποιημένη αντίσταση με τιμή 2, οπότε

$$\Gamma = \frac{2-\sqrt{2}}{2+\sqrt{2}}$$

και

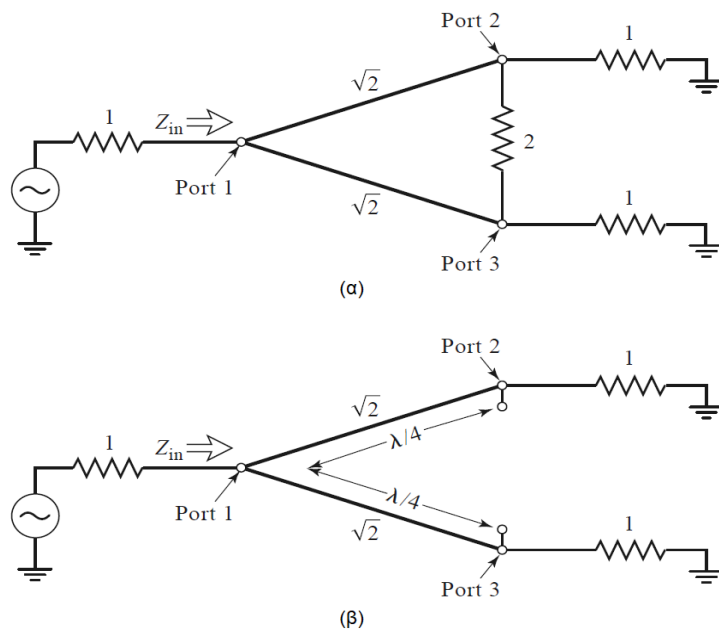
$$V_1^e = jV_0\sqrt{2}. \quad (2.26)$$



Σχήμα 2.7 Οριζόντια τομή του κυκλώματος του Σχήματος 2.6. (α) Άρτιος τρόπος διέγερσης και (β) περιττός τρόπος.

**Περιττός τρόπος διέγερσης:** Αν η διέγερση είναι περιττή, ισχύει ότι  $V_{g2} = -V_{g3} = 2V_0$ , οπότε  $V_2^o = -V_3^o$ , και υπάρχει μία εικονική γείωση κατά μήκος του οριζόντιου άξονα συμμετρίας του κυκλώματος στο Σχήμα 2.6. Οπότε καθίσταται δυνατός ο διαχωρισμός του

κυκλώματος αν απλά γειωθούν τα δύο σημεία που βρίσκονται πάνω στον άξονα αυτό, με αποτέλεσμα να προκύπτει το δίκτυο του σχήματος 2.7.β. Κοιτάζοντας από τη θύρα 2, η αντίσταση είναι ίση με  $r/2$  αφού η, παράλληλα συνδεδεμένη, γραμμή μεταφοράς έχει μήκος  $\lambda/4$  και είναι βραχυκυκλωμένη στο άκρο της στη θύρα 1, οπότε φαίνεται ως ανοιχτοκύκλωμα. Άρα αν  $r = 2$ , η θύρα 2 θα είναι προσαρμοσμένη κάτω από περιττή διέγερση, κι έτσι αφού  $r/2 = 1$  θα ισχύει ότι  $V_2^0 = V_0$  και ότι  $V_1^0 = 0$ . Εν τέλει, όπως φάνηκε, σε αυτόν τον τρόπο διέγερσης όλη η ισχύς καταλήγει και καταναλώνεται στις  $r/2$  αντιστάσεις, ενώ στη θύρα 1 δεν καταλήγει καθόλου ισχύς.



Σχήμα 2.8 Ανάλυση του συνδυαστή Wilkinson για την εύρεση της  $S_{11}$ . (α) Ο συνδυαστής Wilkinson με τερματισμένες εισόδους και (β) απλοποίηση του κυκλώματος (α).

Τέλος, πρέπει να βρεθεί η αντίσταση εισόδου της θύρας 1 του συνδυαστή Wilkinson, όταν οι θύρες 2 και 3 είναι προσαρμοσμένες. Το κύκλωμα που προκύπτει φαίνεται στο Σχήμα 2.8.α, και είναι παρόμοιο με αυτό του Σχήματος 2.7.α της άρτιας διέγερσης αφού  $V_2 = V_3$ . Η αντίσταση απομόνωσης δεν διαρρέεται από ρεύμα, οπότε μπορεί με ασφάλεια να αγνοηθεί, οδηγώντας στο κύκλωμα του Σχήματος 2.8.β. Έτσι υπάρχει μόνο μία παραλληλία δύο  $\lambda/4$  μετασχηματιστών, οι οποίοι τερματίζονται με φορτία κανονικοποιημένης τιμής ίσης με 1. Η αντίσταση κοιτάζοντας από τη θύρα 1 είναι

$$Z_{in}^e = \frac{1}{2}(\sqrt{2})^2 = 1. \quad (2.27)$$

Συνοψίζοντας, οι τελικές S-Παράμετροι του συνδυαστή Wilkinson είναι οι ακόλουθες:  
 $S_{11} = 0,$  ( $Z_{in} = 1$  στη θύρα 1)



$$S_{22} = S_{33} = 0, \quad (\text{Οι θύρες 2 και 3 είναι προσαρμοσμένες για άρτια \& περιττή διέγερση})$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{V_1^e + V_1^o}{V_2^e + V_2^o} = -j/\sqrt{2}, \quad (\text{συμμετρία λόγω αμοιβαιότητας})$$

$$S_{13} = S_{31} = -j/\sqrt{2}, \quad (\text{συμμετρία των θυρών 2 και 3})$$

$$S_{23} = S_{32} = 0. \quad (\text{πλήρης απομόνωση λόγω του ανοιχτοκυκλώματος στην άρτια διέγερση και της κατανάλωσης της ισχύος στην αντίσταση απομόνωσης στην περιττή διέγερση})$$

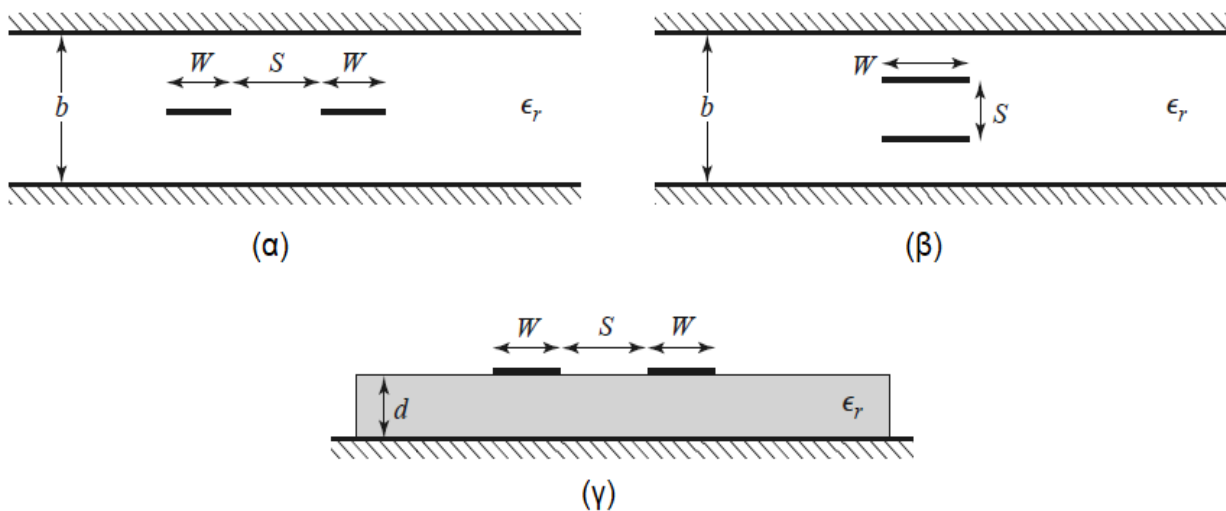
Πρέπει να σημειωθεί πως αν το τρίθυρο χρησιμοποιηθεί ως διαιρέτης, τότε όταν οδηγείται από τη θύρα 1 ενώ οι θύρες εξόδου είναι προσαρμοσμένες, δεν καταναλώνεται καθόλου ισχύς στην αντίσταση απομόνωσης. Έτσι ο διαιρέτης έχει μηδενικές απώλειες όταν οι θύρες 2 και 3 είναι προσαρμοσμένες. Αντίστοιχα, όταν το κύκλωμα λειτουργεί ως συνδυαστής, μηδενικές απώλειες μπορούν να επιτευχθούν μόνο αν οι είσοδοι είναι προσαρμοσμένες και διεγερθούν από συμφασικά σήματα ίσου πλάτους. Αν τα σήματα στις θύρες 2 και 3 δεν είναι συμφασικά ή δεν έχουν το ίδιο πλάτος, τότε υπάρχουν απώλειες στον συνδυαστή, λόγω της αντίστασης απομόνωσης.

## 2.2.2 Ζεύκτης συζευγμένων γραμμών μεταφοράς [1]

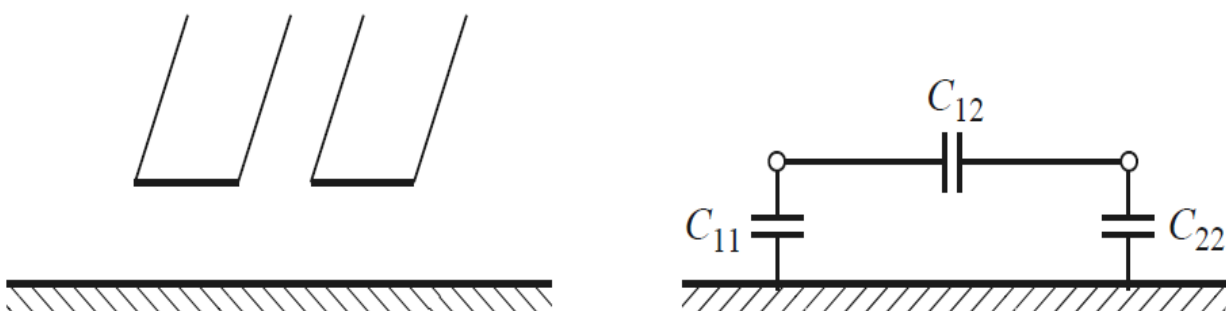
### Θεωρία συζευγμένων γραμμών

Όταν δύο μη θωρακισμένες (unshielded) γραμμές μεταφοράς βρίσκονται πολύ κοντά, υπάρχει η δυνατότητα μεταφοράς ισχύος από τη μία στην άλλη, εξαιτίας της αλληλεπίδρασης των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων. Τέτοιου είδους γραμμές μεταφοράς αποκαλούνται συζευγμένες γραμμές μεταφοράς και συνήθως αποτελούνται από τρεις αγωγούς που βρίσκονται πολύ κοντά μεταξύ τους, αλλά είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν και περισσότεροι αγωγοί. Το Σχήμα 2.9 δείχνει τρία παραδείγματα συζευγμένων γραμμών μεταφοράς. Μερικές φορές λαμβάνεται ως δεδομένο πως οι συζευγμένες γραμμές μεταφοράς υποστηρίζουν τον TEM ρυθμό κυματοδότησης, γεγονός το οποίο είναι ακριβές αν οι γραμμές μεταφοράς είναι ομοαξονικές (coaxial) ή γραμμής ταινίας, αλλά μόνον προσεγγιστικά σωστό αν οι γραμμές είναι μικροταινίας, ομοεπίπεδου κυματοδηγού (coplanar waveguide, CPW) ή εγκοπής (slotline). Οι συζευγμένες γραμμές μεταφοράς μπορούν να υποστηρίξουν δύο διαφορετικούς τρόπους διάδοσης, χαρακτηριστικό το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή μίας ποικιλίας πρακτικών κατευθυντικών ζευκτών, υβριδικών και φίλτρων.

Οι συζευγμένες γραμμές μεταφοράς που φαίνονται στο Σχήμα 2.9 είναι συμμετρικές, που σημαίνει ότι οι δύο αγωγίμες ταινίες τους έχουν το ίδιο πλάτος και την ίδια σχετική θέση ως προς τον τρίτο γειωμένο αγωγό, γεγονός που απλοποιεί την ανάλυση της λειτουργίας τους. Οι συμμετρικές συζευγμένες γραμμές τριών αγωγών μπορούν να αναπαρασταθούν από τη δομή και το ισοδύναμο κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 2.10. Αν υποθεθεί ότι υποστηρίζεται ο TEM ρυθμός διάδοσης, τότε τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των συζευγμένων γραμμών μπορούν να προσδιοριστούν πλήρως από τις ενεργές χωρητικότητες (effective capacitances) ανάμεσα στις γραμμές και την ταχύτητα διάδοσης στη γραμμή. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.10, η χωρητικότητα μεταξύ των δύο αγωγίμων ταινιών αναπαρίσταται με  $C_{12}$ , ενώ η χωρητικότητα μεταξύ μίας εκ των αγωγίμων ταινιών και της γείωσης αναπαρίσταται με  $C_{11}$  και  $C_{22}$ . Επειδή οι αγωγίμες ταινίες είναι συμμετρικές, ισχύει ότι  $C_{11} = C_{22}$ . Να σημειωθεί πως ο τρίτος αγωγός αναφέρεται ως «γείωση» μόνον επειδή είναι βολικό, καθώς στις περισσότερες εφαρμογές επιλέγεται να είναι όντως στο δυναμικό της γείωσης.

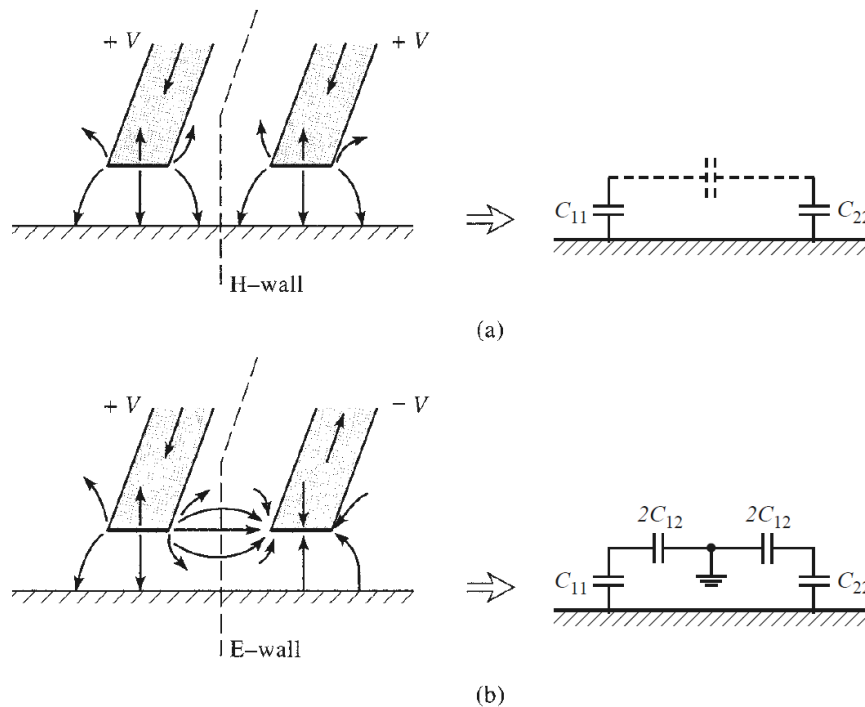


Σχήμα 2.9 Τρεις γεωμετρίες συζευγμένων γραμμών μεταφοράς. (α) Συζευγμένες γραμμές ταινίας (επίπεδες, ή συζευγμένες από τα άκρα), (β) Συζευγμένες γραμμές ταινίας (στοιβαγμένες, ή ευρεία συζευγμένες), (γ) Συζευγμένες γραμμές μικροταινίας.



Σχήμα 2.10 Συζευγμένες γραμμές μεταφοράς τριών αγωγών και το ισοδύναμο κύκλωμα χωρητικότητων.

Μπορεί να θεωρηθεί ότι υπάρχουν δύο ειδικοί τύποι διέγερσης για μία συζευγμένη γραμμή: ο άρτιος τρόπος, όπου τα ρεύματα στις αγωγίμες ταινίες είναι ίσα σε πλάτος και έχουν την ίδια φορά, και ο περιττός τρόπος, όπου τα ρεύματα είναι πάλι ίσα σε πλάτος αλλά έχουν αντίθετη φορά. Οι δυναμικές γραμμές του ηλεκτρικού πεδίου για τις δύο αυτές περιπτώσεις φαίνονται σχεδιασμένες στο Σχήμα 2.11. Επειδή η γραμμή υποστηρίζει τον TEM ρυθμό διάδοσης, η σταθερά διάδοσης  $\beta$  και η ταχύτητα φάσης  $u_p$  ταυτίζονται για τους δύο τρόπους διέγερσης:  $\beta = \omega/u_p$  και  $u_p = c/\sqrt{\epsilon_r}$ , όπου  $\epsilon_r$  είναι η σχετική ηλεκτρική επιτρεπτότητα της TEM γραμμής.



Σχήμα 2.11 Άρτιος και περιττός τρόπος διέγερσης μίας συζευγμένης γραμμής, και τα αντίστοιχα ισοδύναμα κυκλώματα χωρητικότητας. (α) Άρτιος τρόπος και (β) Περιττός τρόπος διέγερσης.

Όσον αφορά τον άρτιο τρόπο διέγερσης, το ηλεκτρικό πεδίο έχει άρτια συμμετρία ως προς το κεντρικό ενδιάμεσο επίπεδο, και έτσι δεν υπάρχει ρεύμα που να ρέει από τη μία αγωγίμη ταινία στην άλλη. Αυτό οδηγεί στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.11.α, όπου η χωρητικότητα  $C_{12}$  αποτελεί πρακτικά ένα ανοικτοκύκλωμα. Δεδομένου ότι οι αγωγίμες ταινίες είναι συμμετρικές, η τελική χωρητικότητα της κάθε μιας ως προς τη γείωση είναι ίση με  $C_e = C_{11} = C_{22}$ . Οπότε, η χαρακτηριστική εμπέδηση για τον άρτιο τρόπο διέγερσης είναι ίση με

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}} = \frac{\sqrt{L_e C_e}}{C_e} = \frac{1}{u_p C_e}, \quad (2.28)$$

όπου  $u_p = c/\sqrt{\epsilon_r} = 1/\sqrt{L_e C_e} = 1/\sqrt{L_0 C_0}$  είναι η ταχύτητα φάσης της διάδοσης στη γραμμή.

Όσον αφορά τον περιττό τρόπο διέγερσης, το ηλεκτρικό πεδίο έχει περιττή συμμετρία ως προς το κεντρικό ενδιάμεσο επίπεδο, και έτσι υπάρχει εικονική γείωση μεταξύ των δύο αγωγίων ταινιών. Αυτό οδηγεί στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 2.11.β, όπου η χωρητικότητα  $C_{12}$  διαχωρίζεται σε δύο χωρητικότητες διπλάσιας τιμής. Δεδομένου ότι οι αγωγίμες ταινίες είναι συμμετρικές, η τελική χωρητικότητα της κάθε μιας ως προς τη γείωση είναι ίση με  $C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}$ . Οπότε, η χαρακτηριστική εμπέδηση για τον περιττό τρόπο διέγερσης είναι ίση με

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_o}{C_o}} = \frac{\sqrt{L_o C_o}}{C_o} = \frac{1}{u_p C_o}. \quad (2.29)$$

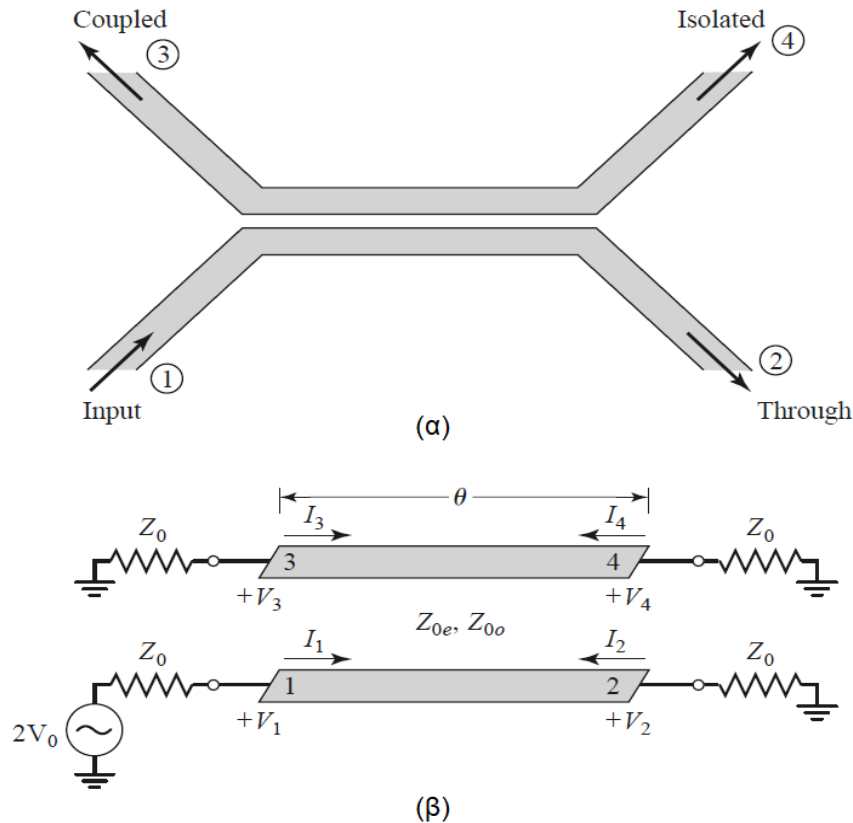
Περιγραφικά,  $Z_{0e}$  ( $Z_{0o}$ ) είναι η χαρακτηριστική εμπέδηση μίας εκ των δύο αγωγίων ταινιών ως προς τον αγωγό γείωσης, όταν η συζευγμένη γραμμή διεγείρεται με άρτιο (περιττό) τρόπο. Μια αυθαίρετη διέγερση της συζευγμένης γραμμής μπορεί να θεωρηθεί πως είναι η υπέρθεση μίας άρτιας και μίας περιττής διέγερσης κατάλληλου πλάτους. Η ανάλυση αυτή υποθέτει ότι οι γραμμές είναι συμμετρικές και ότι οι χωρητικότητες θυσάνωσης (fringing capacitances) είναι ίσες είτε η διέγερση είναι άρτια, είτε είναι περιττή.

Για τον υπολογισμό των χωρητικοτήτων ανά μονάδα μήκους της συζευγμένης γραμμής,  $C_{11}$ ,  $C_{22}$  και  $C_{12}$ , μπορούν να χρησιμοποιηθούν αναλυτικές τεχνικές όπως αυτή του conformal mapping, αρκεί η γραμμή να υποστηρίζει τον TEM ρυθμό διάδοσης. Αν δεν τον υποστηρίζει, οι χωρητικότητες αυτές μπορούν να ανακτηθούν με κατάλληλες αριθμητικές μεθόδους ή με ψευδο-στατικές τεχνικές. Έπειτα, μπορεί να γίνει ο προσδιορισμός των χαρακτηριστικών εμπεδήσεων  $Z_{0e}$  και  $Z_{0o}$  με χρήση των σχέσεων (2.28) και (2.29). Σε κάθε περίπτωση, οι υπολογισμοί αυτοί είναι γενικά πολύ περίπλοκοι, αλλά αρκετά εμπορικά μικροκυματικά CAD προγράμματα μπορούν να παρέχουν τα απαραίτητα δεδομένα σχεδίασης για μία ευρεία γκάμα συζευγμένων γραμμών.

### Συζευγμένες γραμμές μεταφοράς ως ζεύκτης

Έχοντας ορίσει τις χαρακτηριστικές εμπεδήσεις άρτιας και περιττής διέγερσης, είναι πλέον δυνατό να εφαρμοστεί η τεχνική «άρτιου-περιττού» τρόπου διέγερσης σε μια συζευγμένη γραμμή αυθαίρετου ηλεκτρικού μήκους  $\theta$ , ώστε να βρεθούν οι εξισώσεις σχεδίασης ενός ζεύκτη συζευγμένων γραμμών. Μία τέτοια γραμμή φαίνεται στο Σχήμα 2.12. Τρεις από τις τέσσερις θύρες του τετράθυρου δικτύου είναι τερματισμένες με χαρακτηριστική εμπέδηση  $Z_0$ , ενώ η τέταρτη (θύρα 1) οδηγείται από μία πηγή τάσης πλάτους  $2V_0$  και εσωτερικής εμπέδησης ίσης  $Z_0$ . Εν τέλει, μπορεί να δειχθεί πως είναι δυνατή η κατασκευή ενός ζεύκτη αυθαίρετης ζεύξης που έχει προσαρμοσμένη τη θύρα εισόδου και

πλήρως απομονωμένη τη θύρα 4. Η θύρα 2 είναι η through θύρα και η θύρα 3 είναι η coupled θύρα. Στο Σχήμα 2.12 θεωρείται δεδομένο ότι ένας αγωγός γείωσης είναι κοινός και για τις δύο αγωγίμες λωρίδες.



Σχήμα 2.12 Ζεύκτης συζευγμένων γραμμών μεταφοράς. (α) Τοπολογία και ενδείξεις θυρών. (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Η εφαρμογή της τεχνικής άρτιου και περιττού τρόπου διέγερσης δεν θα παρουσιαστεί αναλυτικά στη συγκεκριμένη υποενότητα, αλλά μπορεί να βρεθεί στο βιβλίο [1]. Παρατίθενται μόνον οι απαραίτητες σχέσεις που χρησιμεύουν στη σχεδίαση ενός ζεύκτη συζευγμένων γραμμών μεταφοράς, καθώς και τα σημαντικά συμπεράσματα που προκύπτουν από την εφαρμογή της τεχνικής. Αρχικά δείχνεται πως για να είναι προσαρμοσμένη η θύρα 1, και κατ' επέκταση όλες οι υπόλοιπες θύρες (λόγω συμμετρίας), πρέπει να ικανοποιείται η σχέση

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}. \quad (2.30)$$

Τελικά συμπεραίνεται πως το ιδανικό ηλεκτρικό μήκος της συζευγμένης γραμμής είναι ίσο με  $\theta = \pi/2$ , διότι για αυτό το μήκος η συζευγμένη τάση (και άρα η ισχύς) που παρατηρείται στην coupled θύρα γίνεται μέγιστη, ενώ ταυτόχρονα το μέγεθος της γραμμής (και άρα οι απώλειες) είναι ελάχιστο. Μέγιστη σύζευξη επιτυγχάνεται και για ηλεκτρικά μήκη τα οποία

είναι περιττά πολλαπλάσια του  $\pi/2$  (δηλ.  $3\pi/2$ ,  $5\pi/2$  κ.ο.κ.), αλλά το φυσικό μήκος που προκύπτει είναι προφανώς μεγαλύτερο.

Για ηλεκτρικό μήκος ίσο με  $\pi/2$ , οι γραμμές μεταφοράς του ζεύκτη έχουν πραγματικό μήκος ίσο με  $\lambda/4$ , ενώ επίσης ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις για τις τάσεις των θυρών coupled και through:

$$\frac{V_3}{V_0} = C \quad \text{και} \quad \frac{V_2}{V_0} = -j\sqrt{1-C^2}, \quad (2.31)$$

όπου

$$C = \frac{Z_{0e}-Z_{0o}}{Z_{0e}+Z_{0o}}, \quad (2.32)$$

είναι ο συντελεστής σύζευξης τάσης, ο οποίος είναι ίσος με την τετραγωνική ρίζα του συντελεστή σύζευξης ισχύος (όχι σε dB) που παρουσιάζεται στο τέλος της Ενότητας 2.1.2. Οι σχέσεις (2.31) ικανοποιούν τη διατήρηση της ισχύος, δεδομένου ότι η ισχύς της isolated θύρας 4 είναι μηδενική. Επίσης, αξίζει να σημειωθεί πως υπάρχει  $90^\circ$  διαφορά φάσης μεταξύ των δύο τάσεων των θυρών εξόδου, οπότε ο ζεύκτης είναι τετραγωνικός, ενώ επίσης αν επιλεγεί  $C = 1/\sqrt{2}$  ο ζεύκτης είναι και υβριδικός. Επιπροσθέτως, όσο ικανοποιείται η σχέση (2.30), ο ζεύκτης διατηρεί προσαρμοσμένη τη θύρα εισόδου του και τέλεια απομόνωση, σε οποιαδήποτε συχνότητα.

Τέλος, αν η χαρακτηριστική εμπέδηση αναφοράς του κυκλώματος,  $Z_0$ , και ο συντελεστής σύζευξης τάσης,  $C$ , καθοριστούν από τον σχεδιαστή, τότε οι ακόλουθες σχέσεις μπορούν εύκολα να εξαχθούν από τις (2.30) και (2.32), για την εύρεση των απαραίτητων χαρακτηριστικών εμπεδήσεων άρτιας και περιττής διέγερσης:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad \text{και} \quad Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}}.$$

Για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων αυτών, θεωρήθηκε ότι η ταχύτητα διάδοσης είναι ίδια στον άρτιο και στον περιττό τρόπο διέγερσης, ώστε το ηλεκτρικό μήκος της γραμμής να είναι ίσο και για τους δύο αυτούς τρόπους διέγερσης. Αν γίνει η χρήση γραμμών μικροταινίας, ή κάποιου άλλου τύπου γραμμής που δεν υποστηρίζει τον TEM ρυθμό διάδοσης, η προαναφερθείσα παραδοχή δεν θα ισχύει ακριβώς και ο τελικός ζεύκτης θα παρουσιάσει μέτρια κατευθυντικότητα. Το γεγονός ότι οι συζευγμένες γραμμές μικροταινίας παρουσιάζουν διαφορετική ταχύτητα διάδοσης για διαφορετικό τρόπο διέγερσης μπορεί διαισθητικά να εξηγηθεί αν ληφθούν υπόψιν οι δυναμικές γραμμές του Σχήματος 2.11, οι οποίες δείχνουν ότι στην άρτια διέγερση η θυσάνωση του πεδίου στην περιοχή του αέρα είναι λιγότερη από αυτή που παρατηρείται κατά την περιττή διέγερση. Έτσι η εν δυνάμει διηλεκτρική σταθερά θα είναι μεγαλύτερη στην άρτια διέγερση, γεγονός που σημαίνει και

μικρότερη ταχύτητα φάσης. Η χρήση διηλεκτρικών επικαλυμμάτων και ανισοτροπικών υποστρωμάτων είναι δύο τεχνικές για αντιστάθμιση των συζευγμένων γραμμών μικροταινίας, ώστε να πετυχαίνουν ίσες ταχύτητες φάσης, ανεξαρτήτως του τρόπου διέγερσης.

Αυτός ο τύπος ζεύκτη είναι καταλληλότερος όταν απαιτείται ασθενής σύζευξη, διότι η επίτευξη ισχυρής σύζευξης απαιτεί γραμμές μεταφοράς οι οποίες είναι αδύνατον πρακτικά να τοποθετηθούν τόσο κοντά μεταξύ τους, ή απαιτεί έναν ζεύγος χαρακτηριστικών εμπεδήσεων άρτιας και περιττής διέγερσης το οποίο δεν είναι δυνατόν να κατασκευαστεί.

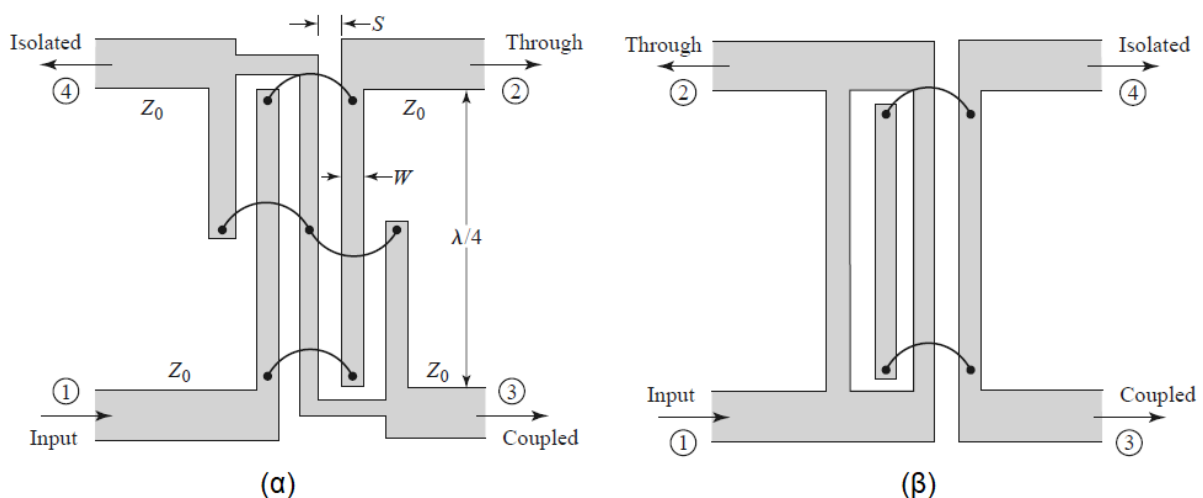
### 2.2.3 Ζεύκτης τύπου Lange [1]

Γενικά η σύζευξη ενός κατευθυντικού ζεύκτη συζευγμένων γραμμών δεν είναι τόσο ισχυρή, με αποτέλεσμα να μην μπορούν να επιτευχθούν συντελεστές σύζευξης 3dB (ίση διαίρεση ισχύος) ή 6dB. Ένας τρόπος να γίνει πιο ισχυρή η σύζευξη μεταξύ δύο συζευγμένων από τα άκρα γραμμών (edge-coupled lines), είναι να χρησιμοποιηθούν πολλές γραμμές παράλληλα η μία στην άλλη, έτσι ώστε να συνεισφέρει στη σύζευξη η θυσάνωση των πεδίων και των δύο άκρων μίας γραμμής. Μία από τις πιο πρακτικές εφαρμογές της ιδέας αυτής αποτελεί ο ζεύκτης τύπου Lange, ο οποίος κάνει χρήση τεσσάρων παράλληλων συζευγμένων γραμμών διασυνδεδεμένων κατάλληλα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.13.α, ώστε να προσφέρουν ισχυρή σύζευξη. Αυτός ο ζεύκτης μπορεί εύκολα να πετύχει συντελεστή σύζευξης τιμής 3dB, σε εύρος ζώνης ίσο ή μεγαλύτερο μίας οκτάβας. Η γεωμετρία του σχεδίου τείνει να αντισταθμίζει τις άνισες ταχύτητες φάσης της άρτιας και της περιττής διέγερσης, γεγονός το οποίο βελτιώνει και το εύρος ζώνης. Υπάρχει 90° διαφορά φάσης ανάμεσα στις δύο θύρες εξόδου (θύρες 2 και 3), οπότε ο ζεύκτης είναι τετραγωνικός, ενώ επίσης αν επιλεγεί συντελεστής σύζευξης τάσης ίσος με  $C = 1/\sqrt{2}$  είναι και υβριδικός. Το κυριότερο ελάττωμα του ζεύκτη αυτού είναι κατά πάσα πιθανότητα πρακτικό, αφού οι γραμμές έχουν πολύ μικρό πλάτος και βρίσκονται πολύ κοντά μεταξύ τους, και η διασύνδεσή τους (π.χ. με χρήση bondwires) αυξάνει επιπλέον την πολυπλοκότητα του σχεδίου. Η συγκεκριμένη γεωμετρία συζευγμένων γραμμών αποκαλείται και «interdigitated» τέτοιες δομές χρησιμοποιούνται και για την κατασκευή φίλτρων.

Είναι σημαντικό να υπενθυμιστεί πως ένας κατευθυντικός ζεύκτης, όπως ο Lange, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως συνδυαστής ή διαιρέτης ισχύος, αρκεί η isolated θύρα του να τερματιστεί κατάλληλα. Πιο συγκεκριμένα όσον αφορά την περίπτωση του συνδυαστή, οι θύρες coupled και through λειτουργούν ως είσοδοι του συνδυαστή, ενώ η θύρα input του ζεύκτη αποτελεί την έξοδο του συνδυαστή. Πρέπει να δοθεί προσοχή στο ότι για να

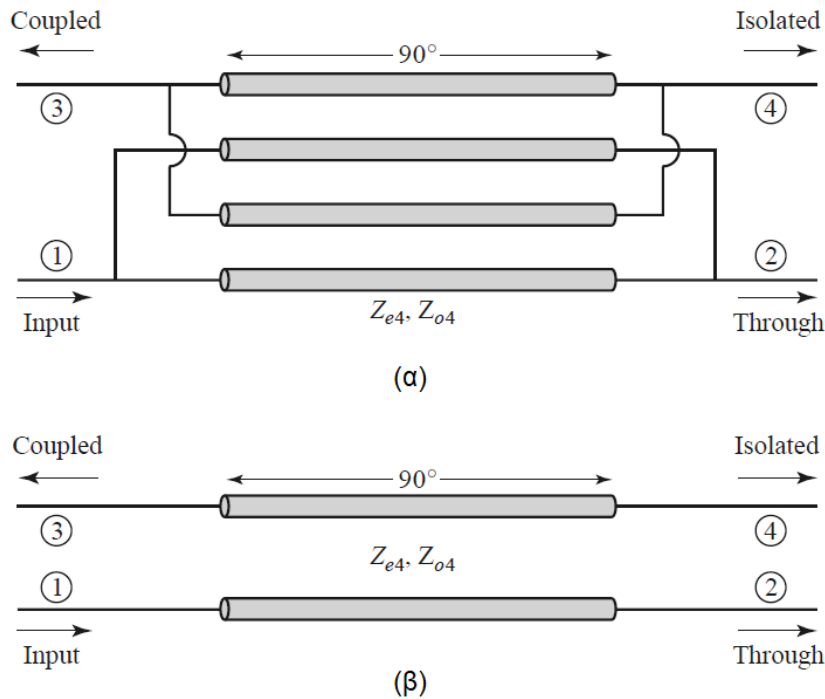
συνδυαστούν σωστά τα σήματα εισόδου, το σήμα που εισέρχεται στην coupled θύρα πρέπει να βρίσκεται σκόπιμα  $90^\circ$  πίσω από το σήμα που εισέρχεται στη through θύρα. Αυτό προφανώς οφείλεται στο ότι ο ζεύκτης Lange είναι τετραγωνικός, δηλαδή στο ότι τα σήματα των coupled και through θυρών του έχουν  $90^\circ$  διαφορά φάσης, με το σήμα της coupled θύρας να προηγείται χρονικά. Είναι γεγονός ότι δεν είναι πολύ βολική η χρήση ενός τετραγωνικού ζεύκτη ως συνδυαστή, διότι στις περισσότερες εφαρμογές καθίσταται απαραίτητο και ένα κύκλωμα καθυστέρησης ώστε να καθυστερήσει  $90^\circ$  το coupled σήμα, αυξάνοντας έτσι τις συνολικές απώλειες και την πολυπλοκότητα του συνδυασμού. Βέβαια, αν στην εκάστοτε εφαρμογή δεν τίθεται τέτοιο ζήτημα, η χρήση ενός τετραγωνικού ζεύκτη ως συνδυαστή ενδέχεται να είναι μία πολύ καλή επιλογή.

Ο ξεδιπλωμένος ζεύκτης Lange, ο οποίος φαίνεται στο Σχήμα 2.13.β, λειτουργεί ουσιαστικά με τον ίδιο τρόπο με τον κλασικό ζεύκτη Lange, αλλά είναι ευκολότερο να μοντελοποιηθεί με ένα ισοδύναμο κύκλωμα. Ένα τέτοιο ισοδύναμο κύκλωμα αποτελείται από μία δομή τεσσάρων συζευγμένων μεταξύ τους γραμμών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.14.α. Όλες οι γραμμές έχουν το ίδιο πλάτος και την ίδια απόσταση με τις γειτονικές γραμμές τους. Αν υποθεθεί πως κάθε γραμμή επικοινωνεί μόνο με τις άμεσα γειτονικές της, και αγνοηθεί η σύζευξη με τους πιο μακρινούς γείτονες, τότε το ισοδύναμο κύκλωμα μετατρέπεται σε αυτό του Σχήματος 2.14.β, το οποίο διαθέτει μόνο δύο γραμμές. Τότε, αν επιτευχθεί ο συσχετισμός των χαρακτηριστικών εμπεδήσεων άρτιας και περιττής διέγερσης του κυκλώματος του Σχήματος 2.14.α,  $Z_{e4}$  και  $Z_{o4}$ , με τις χαρακτηριστικές εμπεδήσεις άρτιας και περιττής διέγερσης οποιουδήποτε γειτονικού ζεύγους γραμμών,  $Z_{oe}$  και  $Z_{oo}$ , μπορούν να εφαρμοστούν τα αποτελέσματα της ανάλυσης των συζευγμένων γραμμών της Υποενότητας 2.2.2 ώστε να αναλυθεί ο ζεύκτης Lange.



Σχήμα 2.13 Ο ζεύκτης Lange. (α) Φυσικό σχέδιο σε μορφή μικροταινίας. (β) Ο ξεδιπλωμένος ζεύκτης Lange.

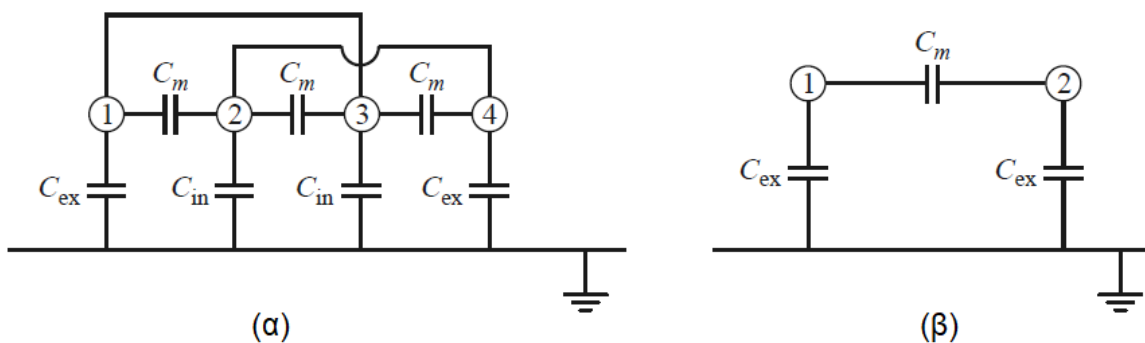




Σχήμα 2.14 Ισοδύναμα κυκλώματα για τον ξεδιπλωμένο ζεύκτη Lange. (α) Μοντέλο τεσσάρων συζευγμένων γραμμών. (β) Προσεγγιστικό μοντέλο δύο συζευγμένων γραμμών.

Στο Σχήμα 2.15.α φαίνονται οι ενεργές χωρητικότητες μεταξύ των τεσσάρων αγωγών των του Σχήματος 2.14.α. Σε αντίθεση με την περίπτωση των δύο συζευγμένων γραμμών της Υποενότητας 2.2.2, οι χωρητικότητες των τεσσάρων γραμμών ως προς τη γείωση είναι διαφορετικές, αναλόγως με το αν η γραμμή βρίσκεται στο εσωτερικό ή στο εξωτερικό της γεωμετρίας. Μία προσεγγιστική σχέση μεταξύ αυτών των χωρητικοτήτων είναι η

$$C_{in} = C_{ex} - \frac{C_{ex}C_m}{C_{ex}+C_m}. \quad (2.33)$$



Σχήμα 2.15 Δίκτυο ενεργών χωρητικοτήτων του ισοδύναμου κυκλώματος για τον ξεδιπλωμένο ζεύκτη Lange. (α) Δίκτυο για το μοντέλο των τεσσάρων γραμμών και (β) για το προσεγγιστικό μοντέλο των δύο γραμμών.

Αν η διέγερση είναι άρτια, όλοι οι αγωγοί του Σχήματος 2.15.α βρίσκονται στο ίδιο δυναμικό, οπότε η χωρητικότητα  $C_m$  δεν έχει καμία επίδραση, και άρα η συνολική χωρητικότητα κάθε γραμμής ως προς τη γείωση είναι

$$C_{e4} = C_{ex} + C_{in}. \quad (2.34a)$$

Αν η διέγερση είναι περιττή, σχηματίζονται ηλεκτρικοί τοίχοι εικονικά γειωμένοι ανάμεσα από τις γραμμές, οπότε η συνολική χωρητικότητα κάθε γραμμής ως προς τη γείωση είναι

$$C_{o4} = C_{ex} + C_{in} + 6C_m. \quad (2.34b)$$

Οι χαρακτηριστικές εμπεδήσεις άρτιας και περιττής διέγερσης είναι ίσες με

$$Z_{e4} = \frac{1}{u_p C_{e4}} \quad \text{και} \quad Z_{o4} = \frac{1}{u_p C_{o4}},$$

όπου  $u_p$  είναι η ταχύτητα φάσης της διάδοσης στη γραμμή.

Στο Σχήμα 2.15.β φαίνονται οι ενεργές χωρητικότητες κάθε άμεσα γειτονικού ζεύγους αγωγών. Οι χωρητικότητες κατά την άρτια και κατά την περιττή διέγερση είναι ίσες με

$$C_e = C_{ex}, \quad C_o = C_{ex} + 2C_m.$$

Λύνοντας τις τελευταίες δύο σχέσεις ως προς  $C_{ex}$  και  $C_m$  και αντικαθιστώντας στις σχέσεις (2.34), με τη βοήθεια της σχέσης (2.33) λαμβάνονται οι χωρητικότητες κατά την άρτια και κατά την περιττή διέγερση των τεσσάρων συζευγμένων αγωγών, ως προς τις χωρητικότητες των δύο συζευγμένων αγωγών:

$$C_{e4} = \frac{C_e(3C_e + C_o)}{C_e + C_o} \quad \text{και} \quad C_{o4} = \frac{C_o(3C_o + C_e)}{C_e + C_o}. \quad (2.35)$$

Επειδή οι χαρακτηριστικές εμπεδήσεις συσχετίζονται με τη χωρητικότητα μέσω της σχέσης  $Z_o = 1/u_p C$ , οι σχέσεις (2.35) μπορούν να ξαναγραφούν ώστε να δώσουν τις χαρακτηριστικές εμπεδήσεις άρτιας και περιττής διέγερσης του ζεύκτη Lange συναρτήσει των χαρακτηριστικών εμπεδήσεων μίας συζευγμένης γραμμής δύο αγωγών, η οποία ταυτίζεται με κάθε άμεσα γειτονικό ζεύγος αγωγών του ζεύκτη:

$$Z_{e4} = \frac{Z_{oo} + Z_{oe}}{3Z_{oo} + Z_{oe}} Z_{oe} \quad \text{και} \quad Z_{o4} = \frac{Z_{oo} + Z_{oe}}{3Z_{oe} + Z_{oo}} Z_{oo}. \quad (2.36)$$

Τώρα μπορούν να εφαρμοστούν τα αποτελέσματα της Υποενότητας 2.2.2 στον ζεύκτη του Σχήματος 2.14.β. Από τη σχέση (2.30) η χαρακτηριστική εμπεδήση είναι ίση με

$$Z_o = \sqrt{Z_{e4} Z_{o4}} = \sqrt{\frac{Z_{oe} Z_{oo} (Z_{oo} + Z_{oe})^2}{(3Z_{oo} + Z_{oe})(3Z_{oe} + Z_{oo})}}, \quad (2.37)$$

και με χρήση της (2.32) και μετέπειτα της (2.36), βρίσκεται ότι ο συντελεστής σύζευξης τάσης είναι ίσος με

$$C = \frac{Z_{e4} - Z_{o4}}{Z_{e4} + Z_{o4}} = \frac{3(Z_{oe}^2 - Z_{oo}^2)}{3(Z_{oe}^2 + Z_{oo}^2) + 2Z_{oe} Z_{oo}}, \quad (2.38)$$

Για τη διευκόλυνση του σχεδιαστή, είναι χρήσιμο να λυθεί το σύστημα των εξισώσεων (2.37)-(2.38) ως προς τις χαρακτηριστικές εμπεδήσεις άρτιας και περιττής διέγερσης. Έτσι οι τελευταίες εύκολα βρίσκονται αν επιλεχθεί η επιθυμητή χαρακτηριστική εμπέδηση του κυκλώματος και ο συντελεστής σύζευξης τάσης, κάνοντας χρήση των σχέσεων:

$$Z_{0e} = \frac{4C-3+\sqrt{9-8C^2}}{2C\sqrt{(1-C)/(1+C)}} Z_0,$$

$$Z_{0o} = \frac{4C+3-\sqrt{9-8C^2}}{2C\sqrt{(1+C)/(1-C)}} Z_0.$$

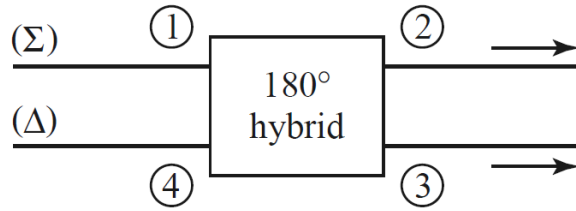
Τα αποτελέσματα αυτά είναι προσεγγιστικά επειδή έγινε η χρήση των χαρακτηριστικών εμπεδήσεων των δύο συζευγμένων γραμμών στο κύκλωμα των τεσσάρων συζευγμένων αγωγών, καθώς και λόγω της υπόθεσης ότι οι ταχύτητες φάσης είναι ίδιες στην άρτια και στην περιττή διέγερση. Παρ' όλα αυτά, τα συγκεκριμένα αποτελέσματα είναι αρκετά ακριβή στην πράξη.

## 2.2.4 Λοιποί συνδυαστές και ζεύκτες

### Υβριδικό 180° [1]

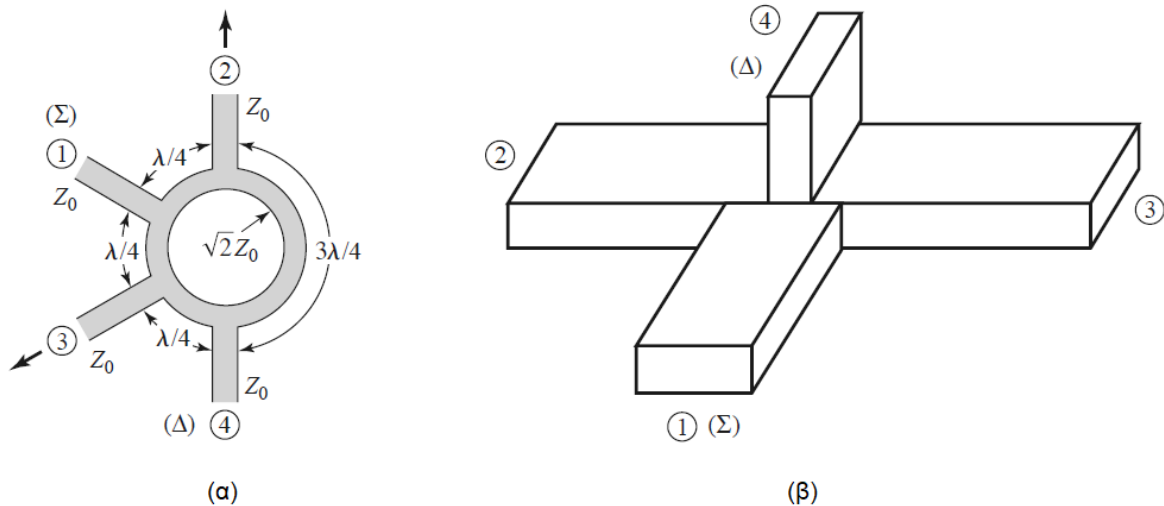
Το υβριδικό 180° είναι ένας τετράθυρος κατευθυντικός ζεύκτης του οποίου τα σήματα στις θύρες εξόδου έχουν 180° διαφορά φάσης, αλλά υπάρχει επίσης η δυνατότητα να χρησιμοποιηθεί έτσι ώστε τα σήματα αυτά να είναι συμφασικά. Λαμβάνοντας ως αναφορά το σύμβολο του υβριδικού που παρατίθεται στο Σχήμα 2.16, ένα σήμα που εφαρμόζεται στη θύρα 1 του υβριδικού διαιρείται σε δύο συμφασικά σήματα εξόδου στις θύρες 2 και 3, και η θύρα 4 καταλήγει απομονωμένη. Αν το σήμα εφαρμοστεί στη θύρα 4, θα διαιρεθεί σε δύο σήματα εξόδου στις θύρες 2 και 3, τα οποία θα έχουν 180° διαφορά φάσης, ενώ η θύρα 1 θα καταλήξει απομονωμένη. Όταν λειτουργεί ως συνδυαστής, τα σήματα εισόδου εφαρμόζονται στις θύρες 2 και 3 και το άθροισμα των εξόδων λαμβάνεται από τη θύρα 1, ενώ η διαφορά των σημάτων λαμβάνεται από τη θύρα 4. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο οι θύρες 1 και 4 αποκαλούνται θύρες αθροίσματος και διαφοράς, αντίστοιχα. Ο πίνακας σκέδασης για το ιδανικό υβριδικό 180° έχει την ακόλουθη μορφή:

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.39)$$



Σχήμα 2.16 Σύμβολο ενός υβριδικού  $180^\circ$ .

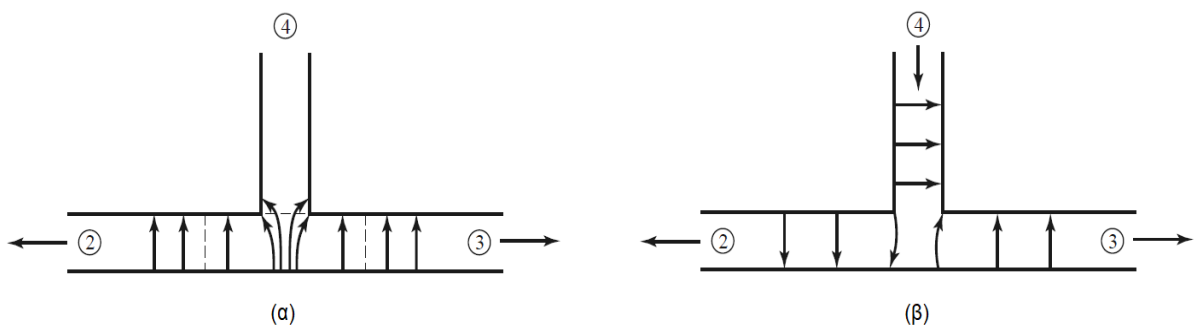
Το υβριδικό  $180^\circ$  μπορεί να σχεδιαστεί με πολλές μορφές. Μία από αυτές είναι ο υβριδικός δακτύλιος, ή αλλιώς rat-race, ο οποίος φαίνεται στο Σχήμα 2.17.α, και μπορεί εύκολα να κατασκευαστεί με χρήση γραμμών ταινίας ή μικροταινίας, ενώ επίσης είναι δυνατόν να κατασκευαστεί και ως κυματοδηγός. Χρησιμοποιεί ουσιαστικά 6 γραμμές μεταφοράς μήκους  $\lambda/4$  σε σχήμα δακτυλίου, η χαρακτηριστική εμπέδηση των οποίων πρέπει να είναι ίση με  $\sqrt{2}Z_0$ . Επίσης χρειάζονται και τέσσερις γραμμές μεταφοράς μη συγκεκριμένου μήκους και με χαρακτηριστική εμπέδησης  $Z_0$ , για την εισαγωγή και εξαγωγή των σημάτων από τον δακτύλιο. Όσον αφορά το εύρος ζώνης του, περιορίζεται από την εξάρτηση στη συχνότητα των διάφορων γραμμών μεταφοράς και είναι γενικά της τάξεως του 20%-30%. Τέλος, η ανάλυσή του υβριδικού με χρήση της τεχνικής άρτιας-περιττής διέγερσης παρουσιάζεται αναλυτικά στο βιβλίο [1].



Σχήμα 2.17 Δύο τύποι υβριδικών  $180^\circ$ . (α) Υβριδικός δακτύλιος, ή rat-race, με γραμμές ταινίας ή μικροταινίας και (β) Υβριδική διασταύρωση κυματοδηγού, ή μαγικό-T.

Μία άλλη μορφή είναι αυτή της υβριδικής διασταύρωσης κυματοδηγού, ή αλλιώς μαγικό-T (magic-T), η οποία φαίνεται στο Σχήμα 2.17.β. Οι θύρες του κυματοδηγού είναι παρόμοιες με αυτές του rat-race και ο πίνακας σκέδασής του παρόμοιος με τον (2.39). Η επακριβής ανάλυση του υβριδικού αυτού είναι περίπλοκη, οπότε για ευκολότερη κατανόηση της λειτουργίας του ακολουθεί η ποιοτική ανάλυσή του, η οποία λαμβάνει υπόψιν τη

συμπεριφορά των δυναμικών γραμμών κατά τη διέγερση της θύρας αθροίσματος ή της θύρας διαφοράς. Αν διεγερθεί η θύρα 1 με ένα σήμα  $TE_{10}$  ρυθμού, οι δυναμικές γραμμές παρουσιάζουν περιττή συμμετρία ως προς τον κυματοδηγό 4, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.18.α. Επειδή οι δυναμικές γραμμές ενός  $TE_{10}$  ρυθμού στον κυματοδηγό 4 θα είχαν άρτια συμμετρία, δεν υπάρχει σύζευξη μεταξύ των θυρών 1 και 4. Παρ' όλα αυτά η σύζευξη στις θύρες 2 και 3 είναι ιδανική, οπότε πραγματοποιείται συμφασική και ίση διαίρεση του σήματος εισόδου. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.18.β, αν διεγερθεί η θύρα 4 με ένα σήμα  $TE_{10}$  ρυθμού οι δυναμικές γραμμές στις θύρες 2 και 3 καταλήγουν να είναι ίσες αλλά με  $180^\circ$  διαφορά φάσης, ενώ οι θύρες 1 και 4 εξακολουθούν να μην παρουσιάζουν σύζευξη λόγω συμμετρίας (ή αμοιβαιότητας). Τέλος, είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι η χειραγώγηση των πεδίων που πετυχαίνει το μαγικό-T μπορεί να επιτευχθεί και με χρήση άλλων καθοδηγούμενων κατασκευών (guided structures) πέραν των κυματοδηγών, όπως για παράδειγμα με χρήση γραμμών μικροταινίας και εγκοπής [16][17].

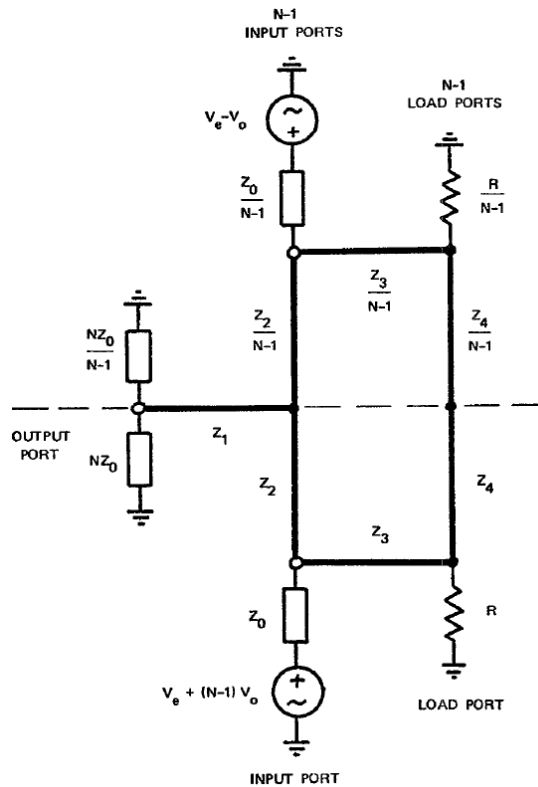


Σχήμα 2.18 Δυναμικές γραμμές ηλεκτρικού πεδίου της υβριδικής διασταύρωσης κυματοδηγού. (α) Διέγερση της θύρας 1 και (β) Διέγερση της θύρας 4.

### Συνδυαστής ισχύος τύπου Gysel [18]

Πρόκειται για έναν υψηλής απομόνωσης συνδυαστή που αποτελεί προέκταση του Wilkinson, ο οποίος παρουσιάστηκε πρώτη φορά από τον Ulrich Gysel με τη μορφή συνδυαστή N δρόμων [18]. Ο συνδυαστής Gysel 2 δρόμων διαθέτει 5 θύρες, οι δύο εκ των οποίων είναι γειωμένες, και αποτελείται από 7 γραμμές μεταφοράς ηλεκτρικού μήκους  $90^\circ$ , συνδεδεμένες όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.19. Οι γραμμές μεταφοράς αναπαρίστανται με σκούρα μαύρη γραμμή. Ένα βασικό του πλεονέκτημα είναι πως επιτρέπει τη χρήση εξωτερικών φορτίων τερματισμού, τα οποία μπορούν να επιλεγθούν κατάλληλα ώστε να αντέχουν μεγάλη ισχύ στα άκρα τους. Πλεονέκτημα είναι επίσης το γεγονός ότι η γεωμετρία του είναι απλή και μπορεί να υλοποιηθεί αρκετά εύκολα με χρήση γραμμών ταινίας ή μικροταινίας. Το κύκλωμα του Σχήματος 2.19 μπορεί να αναλυθεί με χρήση της τεχνικής

άρτιας-περιττής διέγερσης, διαδικασία η οποία όμως δεν πραγματοποιείται στη δημοσίευση [18]. Σύμφωνα με τον Gysel δεν υπάρχουν κλειστού τύπου εξισώσεις που να οδηγούν στις βέλτιστες τιμές των παραμέτρων του κυκλώματος. Γι' αυτό πρέπει να χρησιμοποιηθούν τεχνικές υποβοηθούμενες από υπολογιστή ώστε να βρεθούν οι παράμετροι που οδηγούν σε ελάχιστες Απώλειες Επιστροφής (Return Losses) των εισόδων και της εξόδου, καθώς και σε μέγιστη απομόνωση μεταξύ των θυρών εισόδου.



Σχήμα 2.19 Συνδυαστής ισχύος Gysel δύο δρόμων ( $N=2$ ).



# Κεφάλαιο 3

## Τεχνική outphasing και συνδυασμός ισχύος σε αυτήν

### Εισαγωγή [2]

Η ενίσχυση ισχύος ενός σήματος RF (Radio Frequency), διαμορφωμένου πλάτους (Amplitude Modulated, ή AM), παρουσιάζει δύο εγγενή προβλήματα. Το πρώτο είναι ότι η περιβάλλουσα, και συνεπώς το σήμα διαμόρφωσης, θα παραμορφωθεί σε κάποιο βαθμό, εάν η συσκευή ενίσχυσης ισχύος οδηγείται κατάλληλα ώστε να δίνει τη μέγιστη RF ισχύ εξόδου. Το δεύτερο είναι ότι οι συμβατικές κλάσεις ενισχυτών ισχύος δίνουν τη μέγιστη απόδοση για μία συγκεκριμένη ισχύ οδήγησης, η οποία εξαρτάται από το σχεδιασμό του κυκλώματος, ενώ επίσης συνήθως βρίσκεται κοντά στην ισχύ οδήγησης που κάνει τη συσκευή να αποδίδει τη μέγιστη RF ισχύ εξόδου. Καθώς η ισχύς οδήγησης ελαττώνεται σε σχέση με αυτό το σημείο, όταν δηλαδή ο ενισχυτής βρίσκεται σε Power Back-Off (PBO), η απόδοση μειώνεται απότομα και η απαγωγή θερμότητας μπορεί να αυξηθεί, ενώ ταυτόχρονα η RF ισχύς εξόδου μειώνεται. Το αποτέλεσμα είναι επομένως η μέση απόδοση να είναι πολύ χαμηλότερη από την απόδοση που έχει η συσκευή όταν οδηγείται στο σημείο όπου αποδίδει τη μέγιστη ισχύ.

Διάφορες λύσεις για το δεύτερο από τα δύο προαναφερθέντα προβλήματα είναι γνωστές εδώ και πολλά χρόνια και μπορούν να αποβούν πολύ αποτελεσματικές. Αυτές ονομάζονται «τεχνικές βελτιστοποίησης της απόδοσης». Το πρώτο πρόβλημα, το οποίο ουσιαστικά απαιτεί η χαρακτηριστική καμπύλη μεταφοράς του ενισχυτή να γίνει πιο γραμμική σε ένα δεδομένο εύρος ισχύος, αποτελεί μια μεγαλύτερη πρόκληση και οι λύσεις του έχουν πάντα ορισμένους περιορισμούς. Ειδικότερα, το τίμημα για την απόκτηση υψηλότερης γραμμικότητας, έρχεται συνήθως με τη μορφή χαμηλότερης απόδοσης αλλά και με περιορισμούς στη συχνότητα της βασικής ζώνης. Ωστόσο, τέτοιες λύσεις χρησιμοποιούνται ευρέως, και είναι απολύτως απαραίτητες σε πολλές εφαρμογές πομπού. Αυτές ονομάζονται «τεχνικές γραμμικοποίησης». Αναπόφευκτα, ορισμένα συστήματα ενίσχυσης χρησιμοποιούν ταυτόχρονα τεχνικές βελτιστοποίησης απόδοσης και γραμμικοποίησης, ενώ επίσης υπάρχουν



ορισμένες τεχνικές που μπορούν να εφαρμοστούν κατάλληλα, ώστε να δίνουν μεγαλύτερη βαρύτητα ή στη βελτιστοποίηση της απόδοσης ή στην αύξηση της γραμμικότητας.

Αρκετές τεχνικές βελτιστοποίησης της απόδοσης εφευρέθηκαν στην πρώιμη εποχή της ραδιοφωνικής μετάδοσης. Μερικές γνωστές τεχνικές που εμπίπτουν σε αυτήν την κατηγορία είναι ο ενισχυτής outphasing που προτάθηκε αρχικά από τον Chireix [10], ο ενισχυτής Doherty, η τεχνική Envelope Elimination and Restoration (EER) που επεδείξε ο Kahn, και το Envelope Tracking (ET). Αν και θεωρητικά οι τεχνικές αυτές είναι πολλά υποσχόμενες, έχει προκύψει σε βάθος χρόνου πως η συγκεκριμένη εφαρμογή τους είναι ιδιαίτερα δύσκολη και ότι συνοδεύεται από πολλά προβλήματα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχουν πολλές σχετικές ερευνητικές δημοσιεύσεις αλλά όχι πολλά εμπορικά προϊόντα.

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο αναλύεται σε πρώτο στάδιο η βασική θεωρία ενός outphasing συστήματος, όπως παρουσιάστηκε αρχικώς από τον Chireix [2]. Μετέπειτα ακολουθεί επεξήγηση της τροποποίησης που έκανε ο Raab ώστε η τεχνική να εφαρμόζεται και σε συστήματα που διαθέτουν απλά-τερματιζόμενη (single-ended) έξοδο [11]. Τέλος γίνεται αναφορά σε δύο ακόμα συνδυαστές ισχύος, κατάλληλους για χρήση σε outphasing σύστημα [12], [13].

### **3.1 Βασική θεωρία Chireix συστήματος [2]**

Ο όρος «outphasing» μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να περιγράψει τη γενική τεχνική κατά την οποία ένα AM σήμα μετατρέπεται σε δύο σήματα σταθερής περιβάλλουσας, τα οποία μετέπειτα ενισχύονται και συνδυάζονται κατάλληλα. Ταυτόχρονα όμως μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να περιγράψει το κλασικό σύστημα ενίσχυσης που αρχικά προτάθηκε από τον Chireix το 1935 [10], μία τεχνική η οποία προσφέρει μια ριζικά διαφορετική προσέγγιση στο πρόβλημα της μέσης απόδοσης ενός ενισχυτή ισχύος. Από αυτή τη τεχνική προήλθε ο όρος «LINC» (Linear amplification using Nonlinear Components) για να περιγράψει γραμμικά συστήματα ενίσχυσης ισχύος, που κάνουν όμως χρήση μη γραμμικών ενισχυτών. Πρέπει να αναφερθεί ότι είναι δύσκολο να ακολουθήσει κανείς το σκεπτικό του Chireix στην αρχική του ανάλυση, γεγονός που δεν διευκόλυνε τη βιομηχανία να διακρίνει τα πλεονεκτήματα που αυτή είχε να προσφέρει. Πιο πρόσφατες δημοσιεύσεις [11] παρέχουν μερικές χρήσιμες διευκρινίσεις και έκαναν πιο προφανή τα πλεονεκτήματα αυτά, αν και οι επιτυχημένες υλοποιήσεις σε συχνότητες της τάξεως των GHz εξακολουθούν να είναι αρκετά σπάνιες.

Σε ένα outphasing σύστημα χρησιμοποιούνται δύο ενισχυτές ισχύος, οι οποίοι προβλέπεται να λειτουργήσουν με σταθερή RF ισχύ εισόδου και μπορεί να είναι εξαιρετικά μη γραμμικοί. Η βασική λειτουργία ενός outphasing συστήματος μπορεί να περιγραφεί απλά μέσω μιας γνωστής τριγωνομετρικής ταυτότητας:

$$\cos(A) + \cos(B) = 2 \cos\left(\frac{A+B}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{A-B}{2}\right) \quad (3.1)$$

Αν ένα AM σήμα  $S_{in}(t)$  εφαρμοστεί σε έναν διαμορφωτή φάσης, είναι θεωρητικά εφικτό να παραχθούν δύο ίσα σήματα  $S_1(t)$  και  $S_2(t)$ , σταθερού πλάτους και περιβάλλουσας, έτσι ώστε αν

$$S_{in}(t) = A(t) \cdot \cos(\omega t)$$

τότε

$$S_1(t) = \cos(\omega t + \cos^{-1}(A(t)))$$

$$S_2(t) = \cos(\omega t - \cos^{-1}(A(t)))$$

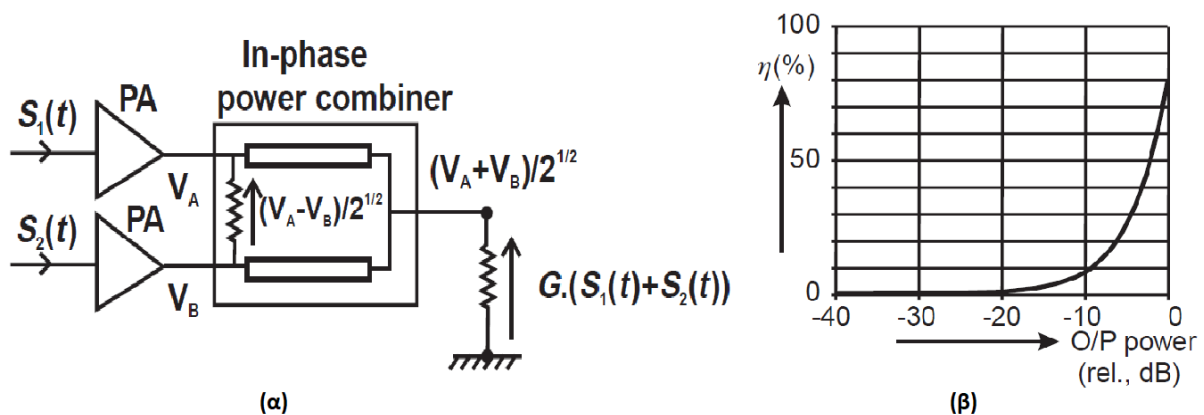
Έτσι, αν οι ενισχυτές έχουν κέρδος τάσης ίσο με  $G$ , ο συνδυασμός της εξόδου με χρήση της τριγωνομετρικής ταυτότητας προκύπτει ότι είναι

$$S_{out}(t) = G \cdot (S_1(t) + S_2(t)) = 2 \cdot G \cdot A(t) \cdot \cos(\omega t)$$

Επομένως, το βασικό στοιχείο του outphasing συστήματος είναι η δημιουργία δύο σημάτων εισόδου σταθερού πλάτους τα οποία έχουν την AM πληροφορία του σήματος  $S_{in}(t)$  κωδικοποιημένη στη διαφορά των φάσεών τους. Αυτά τα σήματα μπορούν στη συνέχεια να ενισχυθούν από μια μη γραμμική συσκευή και έπειτα η αρχική AM πληροφορία να ανακτηθεί αθροίζοντας τα ενισχυμένα σήματα με τη χρήση ενός συνδυαστή ισχύος. Επιπλέον, αυτή η διαδικασία λειτουργεί με ορθογώνιο τρόπο σε οποιαδήποτε διαμόρφωση φάσης στο αρχικό σήμα, με αποτέλεσμα σήματα εισόδου που έχουν AM ή και PM να μπορούν να ανακτηθούν πλήρως στην έξοδο. Έτσι, ιδανικά, τα τελικά επίπεδα παραμόρφωσης στην έξοδο του συστήματος εξαρτώνται από τη διαδικασία μετατροπής της πληροφορίας από AM σε PM στον διαμορφωτή φάσης, και όχι από τους ίδιους τους ενισχυτές ισχύος, οι οποίοι λειτουργούν με σήματα εισόδου σταθερού πλάτους.

Μέχρι στιγμής, είναι φανερό πως η τεχνική outphasing σίγουρα μπορεί να χαρακτηριστεί ως LINC, αλλά δεν είναι ακόμη σαφές το γιατί αποτελεί τεχνική βελτιστοποίησης της απόδοσης. Αν χρησιμοποιηθεί ένας συμφασικός συνδυαστής ισχύος υψηλής απομόνωσης, όπως συνηθίζεται, η συνολική απόδοση θα συνεχίσει να μεταβάλλεται ανάλογα με το πλάτος

της περιβάλλουσας, παρόλο που γίνεται χρήση ενισχυτών υψηλής απόδοσης. Αυτό απεικονίζεται στο Σχήμα 3.1.α, όπου οι έξοδοι δύο αποδοτικών, κορεσμένων ενισχυτών ισχύος συνδυάζονται χρησιμοποιώντας έναν συμβατικό συνδυαστή. Εάν οι δύο εισοδοί βρίσκονται εκτός φάσης, η έξοδος του συνδυαστή θα παρουσιάσει την κατάλληλη χαρακτηριστική πλάτους, και άρα η πληροφορία του σήματος  $S_{in}$  θα ανακτηθεί πλήρως. Όμως, οι δύο ενισχυτές θα καταναλώνουν την ίδια ισχύ ανεξάρτητα από τη διαφορά φάσης των σημάτων  $S_1$  και  $S_2$ . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την απότομη πτώση της απόδοσης όταν το σύστημα βρίσκεται σε PBO, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.β. Η καινοτομία του Chireix ήταν να τροποποιήσει τις ιδιότητες του συνδυαστή ισχύος έτσι ώστε να μπορεί να πραγματοποιηθεί διαμόρφωση φορτίου (load modulation) μεταξύ των δύο ενεργών RF συσκευών, γεγονός που οδηγεί σε μεγάλη βελτίωση της PBO απόδοσης. Πριν εξεταστεί αυτό το επόμενο βήμα, αξίζει να σημειωθεί ότι το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 3.1.α έχει κάποια πλεονεκτήματα έναντι ενός συμβατικού ενισχυτή που έχει παρόμοια PBO απόδοση. Εάν ο έλεγχος της φάσης εφαρμόζεται με ακρίβεια χρησιμοποιώντας ψηφιακούς πίνακες αναζήτησης (look-up tables), το σύστημα ενίσχυσης που προκύπτει μπορεί να είναι πολύ γραμμικό και τα χαρακτηριστικά απόδοσής του πρέπει να κριθούν αναλόγως. Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι οι ενισχυτές-συστατικά του συστήματος παραμένουν αποδοτικοί και δεν απαγάγουν πολύ θερμότητα. Η ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση του συνδυαστή υψηλής απομόνωσης όταν η διαφορά φάσης των σημάτων εισόδου είναι μεγάλη, θα μπορούσε θεωρητικά να μεταφερθεί σε ένα απομακρυσμένο σημείο και να χρησιμοποιηθεί ως πηγή ενέργειας. Η ανόρθωση σημάτων RF για παραγωγή ισχύος DC έχει γίνει θέμα αυξημένου ενδιαφέροντος τα τελευταία χρόνια, με εφαρμογές στην «ταυτοποίηση μέσω ραδιοσυχνότητας» ("RFID") και στην ασύρματη μετάδοση ισχύος (Wireless Power Transmission).



Σχήμα 3.1 (α) Σχηματικό outphasing συστήματος με χρήση συμβατικού συνδυαστή ισχύος χαμηλής απομόνωσης. (β) Χαρακτηριστική καμπύλη PBO απόδοσης.

Το Σχήμα 3.2 δείχνει ένα τροποποιημένο σχηματικό διάγραμμα, το οποίο είναι στην ουσία η συνδεσμολογία που προτείνεται από τον Chireix [6]. Οι έξοδοι των δύο μη γραμμικών ενισχυτών ισχύος θεωρούνται ιδανικές πηγές τάσης και συνδέονται διαφορικά με μια εν σειρά αντίσταση φορτίου. Έτσι οι δύο RF γεννήτριες έχουν τάσεις της μορφής

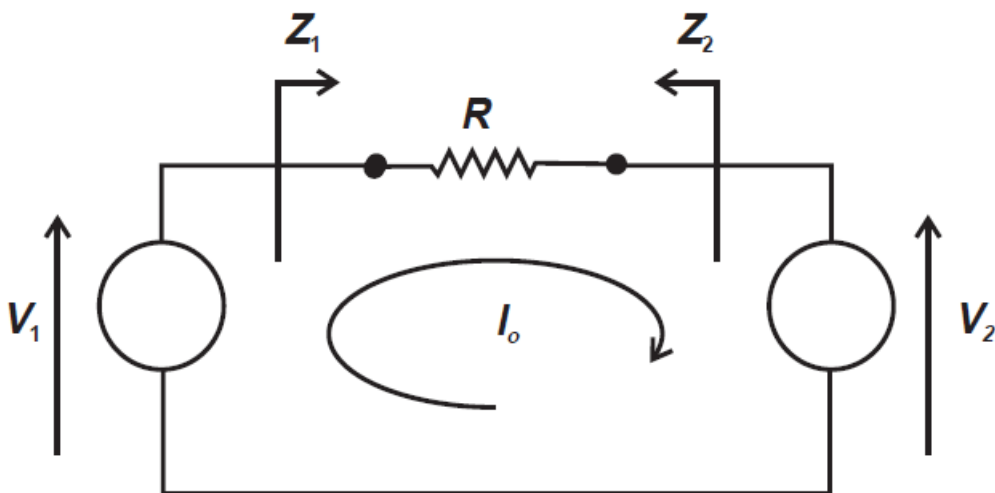
$$V_1 = V \cdot (\cos \varphi + j \sin \varphi)$$

$$V_2 = V \cdot (\cos \varphi - j \sin \varphi)$$

Ο διαφορικός τρόπος σύνδεσης της εξόδου διαμορφώνει αποτελεσματικά τη διαφορά ( $V_1 - V_2$ ) επάνω στην εν σειρά αντίσταση φορτίου. Αυτό στην πραγματικότητα έχει μικρή επίδραση στο αποτέλεσμα: η τάση μεταξύ των άκρων της αντίστασης φορτίου θα είναι τώρα ανάλογη του  $\sin \varphi$ . Έτσι, εάν ο διαμορφωτής φάσης στην είσοδο σχεδιαστεί κατάλληλα ώστε να παράγει μια μετατόπιση φάσης ίση με

$$\varphi = \sin^{-1} \frac{A(t)}{A_{max}}$$

τότε μετρώντας τη διαφορά τάσης στα άκρα της αντίστασης φορτίου το αρχικό AM σήμα ανακτάται πλήρως. Αυτή η μετατόπιση φάσης,  $\varphi$ , ονομάζεται *outphasing* γωνία. Με  $A_{max}$  συμβολίζεται η μέγιστη τιμή που μπορεί να λάβει η περιβάλλουσα του σήματος εισόδου,  $A(t)$ . Επισημαίνεται πάλι πως πιθανή διαμόρφωση φάσης του σήματος εισόδου του συστήματος,  $S_{in}$ , έχει παραλειφθεί στην παρούσα ανάλυση, διότι θεωρητικά θα περάσει από το σύστημα χωρίς να υποστεί οποιαδήποτε τροποποίηση.



Σχήμα 3.2 Ενισχυτής ισχύος *outphasing*, σχηματικό εξόδου.

Το ρεύμα  $I_0$  που διαρρέει την αντίσταση φορτίου δίνεται από τη σχέση

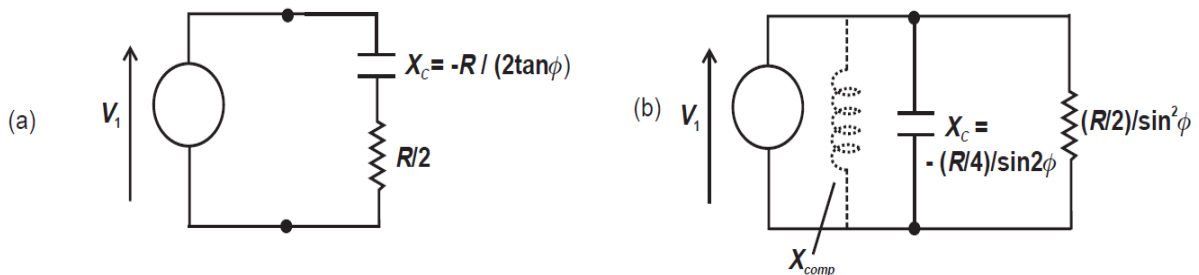
$$I_o = \frac{V_1 - V_2}{R_L}$$

και έτσι το πρακτικό RF φορτίο που «βλέπει» η γεννήτρια  $V_1$  είναι ίσο με

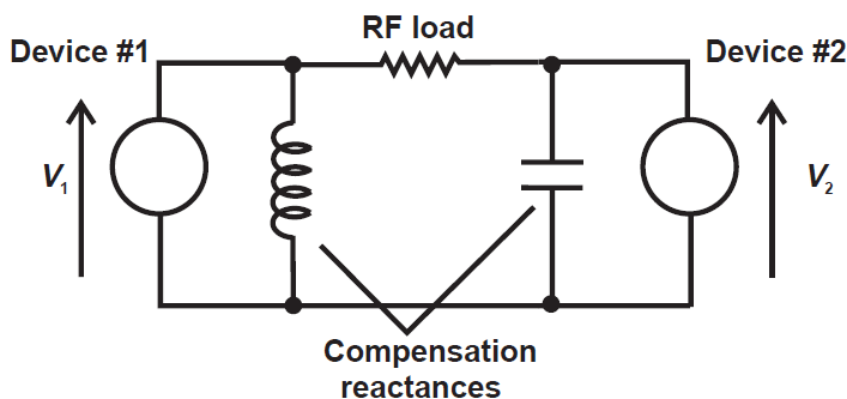
$$Z_1 = \frac{V_1}{V_1 - V_2} \cdot R_L = \frac{\cos \varphi + j \sin \varphi}{2j \sin \varphi} \cdot R_L = \frac{R_L}{2} (1 - j \cot \varphi)$$

Το φορτίο που βλέπει η γεννήτρια  $V_2$  είναι ίσο με  $Z_2 = \frac{R_L}{2} (1 + j \cot \varphi)$ .

Έτσι, το αποτέλεσμα της outphasing διαμόρφωσης στο RF φορτίο που βλέπει η γεννήτρια  $V_1$ , μπορεί να αναπαρασταθεί από το κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 3.3.α: μία αντίσταση ίση με τη μισή του πραγματικού φορτίου, με μία εν σειρά χωρητική αντίδραση η οποία είναι συνάρτηση της outphasing γωνίας  $\varphi$ . Οπότε είναι φανερό πως η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο γεννητριών προκαλεί τη δημιουργία ενός αντιδραστικού στοιχείου μαζί με το καθαρά ωμικό φορτίο της συσκευής. Όταν,  $\varphi = 90^\circ$  τότε οι δύο γεννήτριες έχουν μέγιστη διαφορά φάσης, ίση με  $180^\circ$ , με αποτέλεσμα η περιβάλλουσα του σήματος εξόδου να λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της και η αντίδραση  $X_c = 0$ . Καθώς η outphasing γωνία μειώνεται προς το μηδέν, το πλάτος της περιβάλλουσας της εξόδου μειώνεται και η χωρητική (όσον αφορά τη γεννήτρια  $V_1$ ) αντίδραση αυξάνεται, με αποτέλεσμα να επιδρά όλο και περισσότερο στο RF φορτίο και να προκαλεί τη μείωση της απόδοσης. Εάν η εν σειρά συνδεσμολογία του Σχήματος 3.3.α μετατραπεί στην αντίστοιχη παράλληλη μορφή του Σχήματος 3.3.β, είναι φανερό πως η παράλληλη χωρητική ένδωση (susceptance) μπορεί να αντισταθμιστεί με χρήση μίας παράλληλης επαγωγής,  $jX_{comp}$ , χωρίς να επηρεαστεί η διαδικασία ανάκτησης του AM σήματος. Το ίδιο μπορεί να εφαρμοστεί και στη γεννήτρια  $V_2$ , με μόνη διαφορά ότι η αντιστάθμιση είναι χωρητική και όχι επαγωγική, και άρα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας πυκνωτής αντί του πηνίου αντιστάθμισης του Σχήματος 3.3.β, ο οποίος θα έχει την ίδια τιμή αντίδρασης. Έτσι, το τελικό σχηματικό του outphasing ενισχυτή, όπως προτάθηκε από τον Chireix, φαίνεται στο Σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.3 Ανάλυση outphasing λειτουργίας, ισοδύναμο κύκλωμα εξόδου της γεννήτριας  $V_1$  (α) εν σειρά, (β) παράλληλα.



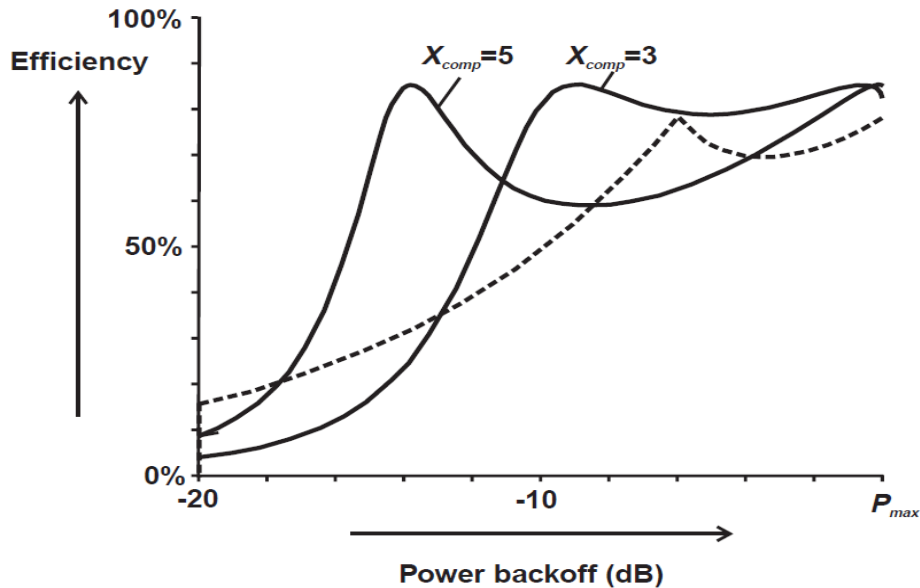
Σχήμα 3.4 Σχηματικό ενισχυτή ισχύος outphasing.

Οι τιμές των παθητικών στοιχείων αντιστάθμισης πρέπει να επιλεγθούν προσεκτικά, καθώς διαφορετικές τιμές οδηγούν σε βελτίωση της απόδοσης για διαφορετική outphasing γωνία  $\varphi$  και άρα και για διαφορετικό PBO σημείο (βλ. Σχήμα 3.5). Εάν η αντίδραση  $X_{comp}$  είναι πολύ μικρή, θα επιτευχθεί καλή αντιστάθμιση σε μικρές outphasing γωνίες (που αντιστοιχούν σε μικρά πλάτη του σήματος εισόδου), αλλά η απόδοση στις μεγάλες outphasing γωνίες (που αντιστοιχούν σε μεγάλα πλάτη του σήματος εισόδου) θα είναι χαμηλότερη απ' ότι στην περίπτωση χωρίς αντιστάθμιση. Ο Chireix υπολόγισε χαρακτηριστικές της PBO απόδοσης παρόμοιες με αυτές που φαίνονται στο Σχήμα 3.5. Για την εξαγωγή αυτών των καμπυλών, γίνονται διάφορες παραδοχές και εξιδανικεύσεις, οι οποίες μπορούν να συνοψιστούν ως εξής:

- Η outphasing γωνία  $\varphi$  μπορεί να μετατραπεί σε πλάτος της περιβάλλουσας του σήματος εισόδου, σε dB, χρησιμοποιώντας τη σχέση  $\varphi = \sin^{-1} \frac{A(t)}{A_{max}}$ .
- Η DC τροφοδοσία του κάθε ενισχυτή μειώνεται όταν η outphasing γωνία  $\varphi$  μειώνεται, σύμφωνα με τη σχέση  $V_{dc}/(\pi|Z_1|)$ .
- Οι τελικές τιμές της απόδοσης, για κάθε διαφορετική τιμή της outphasing γωνίας, προκύπτουν από το γινόμενο της μέγιστης απόδοσης του ενός εκ των δύο συστατικών ενισχυτών ισχύος με τον συντελεστή ισχύος (power factor) της αντίστασης  $Z_1$ , ο οποίος είναι ίσος με  $\cos(\tan^{-1}(\cot \varphi))$ . Η αντίσταση  $Z_2$  έχει τον ίδιο συντελεστή ισχύος.

Αυτές οι παραδοχές επιτρέπουν την άμεση σύγκριση μεταξύ της τεχνικής βελτιστοποίησης απόδοσης Doherty (διακεκομμένη γραμμή στο Σχήμα 3.5) και ενός βελτιστοποιημένου outphasing συστήματος. Βάσει αυτής της πολύ εξιδανικευμένης ανάλυσης το outphasing σύστημα μοιάζει να υπερτερεί, αφού είναι ικανό να διατηρήσει την

απόδοσή του κοντά στη μέγιστη απόδοση για ένα εύρος ισχύος εισόδου σχεδόν 10dB. Δυστυχώς όμως, τόσο τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων όσο και τα πειραματικά αποτελέσματα φαίνεται να υπολείπονται σημαντικά της εξιδανικευμένης ανάλυσης.



Σχήμα 3.5 Απόδοση outphasing συστήματος για δύο διαφορετικές τιμές αντίδρασης αντιστάθμισης (με συνεχή γραμμή, οι τιμές  $X_{comp}$  είναι κανονικοποιημένες ως προς την τιμή  $R/2$ ), σε σύγκριση με την απόδοση της Doherty τεχνικής (διακεκομμένη γραμμή).

Το σχηματικό που φαίνεται στο Σχήμα 3.4 απέχει αρκετά από ένα ρεαλιστικό κύκλωμα που να μπορεί να υλοποιηθεί σε μικροκυματικές συχνότητες. Μέχρι στιγμής, στην ανάλυση θεωρείτο ότι η έξοδος του συστήματος είναι διαφορική, τύπος εξόδου ο οποίος δεν προτιμάται στις GHz συχνότητες. Ιδιαίτερα προβληματικό είναι ότι κατά την outphasing λειτουργία η εικονική γείωση δεν διατηρείται στο μεσαίο σημείο της αντίστασης φορτίου. Αυτό σημαίνει ότι οι περισσότεροι από τους balanced σε unbalanced μετασχηματιστές (baluns) που χρησιμοποιούνται συνήθως σε συχνότητες λίγων GHz, ενδέχεται να μην λειτουργούν σωστά. Μια εναλλακτική συνδεσμολογία προτάθηκε από τον Raab [11], η οποία παρουσιάζεται εκτενώς στην επόμενη ενότητα. Σε αυτή χρησιμοποιούνται μετασχηματιστές γραμμής μεταφοράς  $\lambda/4$  στην έξοδο κάθε συστατικού ενισχυτή, ώστε να μετατρέψουν τις υποτιθέμενες γεννήτριες τάσης σε γεννήτριες ρεύματος. Έτσι, οι δύο έξοδοι μπορούν να αθροιστούν απευθείας, απλά με την ένωσή τους, γεγονός που δίνει τη δυνατότητα η έξοδος να είναι απλά-τερματιζόμενη. Προσομοιώσεις αυτού του κυκλώματος δείχνουν πως η κλασική

συμπεριφορά της outphasing τεχνικής διατηρείται, αλλά η υλοποίηση των παθητικών στοιχείων αντιστάθμισης γίνεται πιο δύσκολη.

Γενικές επιπρόσθετες κυκλωματικές απαιτήσεις, όπως κυκλώματα που είναι αναγκαία για τη δημιουργία των σημάτων οδήγησης (π.χ. διαμορφωτής φάσης), καθώς και τα κυκλώματα των διάφορων αναπόφευκτων DSP διορθώσεων, αποτελούν αποτρεπτικό παράγοντα στη χρήση του outphasing συστήματος, συγκριτικά με άλλες τεχνικές βελτιστοποίησης απόδοσης. Πρέπει επίσης να αναφερθεί, πως οι προσομοιώσεις πρακτικών εφαρμογών παρουσιάζουν σημαντικές αποκλίσεις από την εξιδανικευμένη θεωρία που παρουσιάστηκε σε αυτή την ενότητα, ειδικά όσον αφορά τη δράση των στοιχείων αντιστάθμισης.

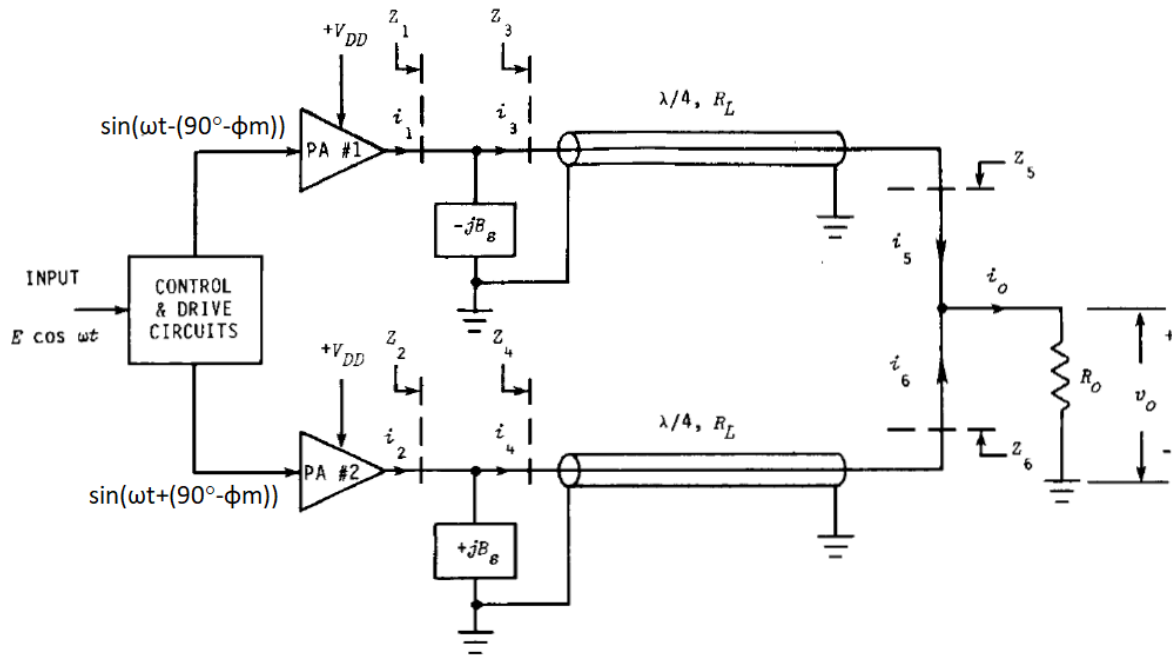
### **3.2 Συνδυαστής τύπου Chireix με απλά-τερματιζόμενη έξοδο [11]**

Το σχηματικό του outphasing συστήματος που προτάθηκε από τον Raab το 1985 [11] φαίνεται στο Σχήμα 3.6. Πρόκειται για μία επέκταση του outphasing συστήματος που προτάθηκε από τον Chireix, το οποίο μελετήθηκε στην προηγούμενη ενότητα. Η επέκταση έγκειται στην τροποποίηση του κυκλώματος συνδυασμού ισχύος της εξόδου, έτσι ώστε η έξοδος να είναι απλά-τερματιζόμενη και όχι διαφορική. Για να επιτευχθεί αυτό, χρησιμοποιούνται δύο μετασχηματιστές γραμμής μεταφοράς  $\lambda/4$ , ένας στην έξοδο κάθε συστατικού ενισχυτή, ώστε να μετατρέψουν τις υποτιθέμενες γεννήτριες τάσης σε γεννήτριες ρεύματος. Έτσι, είναι δυνατός ο συνδυασμός των δύο σημάτων ρεύματος με απλή ένωση των εξόδων των μετασχηματιστών. Όσον αφορά τα στοιχεία αντιστάθμισης, η λειτουργία τους είναι η ίδια που περιεγράφηκε και στην προηγούμενη ενότητα.

Ακολουθεί η ανάλυση που έκανε ο Raab, από την οποία προκύπτουν εξισώσεις που περιγράφουν σε βάθος τη λειτουργία του συστήματος. Αρχικά γίνεται η εύρεση των σύνθετων αγωγιμοτήτων  $Y_3$  και  $Y_4$ , και κατ' επέκταση των σχέσεων που χρησιμεύουν στην εύρεση των κατάλληλων τιμών των στοιχείων αντιστάθμισης. Έπειτα ακολουθούν σχέσεις που περιγράφουν την ισχύ εξόδου και τη στιγμιαία απόδοση του συστήματος. Τέλος γίνεται αναφορά στον τρόπο εύρεσης της μέσης απόδοσης αυτού, δεδομένης της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας του σήματος εισόδου. Για την εξαγωγή προαναφερθέντων, είναι πιο εύκολο η ανάλυση να ξεκινήσει από την αντίσταση φορτίου και σταδιακά να προχωρήσει



μέχρι και τις εξόδους των ενισχυτών ισχύος.



Σχήμα 3.6 Σχηματικό outphasing συστήματος ενίσχυσης με απλά-τερματιζόμενη έξοδο [11].

### Σύνθετες αγωγιμότητες

Το πλάτος του RF ρεύματος της εξόδου και το πλάτος της RF τάσης της εξόδου συνδέονται με τη σχέση

$$I_{omPEP} = V_{omPEP}/R_o$$

όπου  $V_{omPEP}$  είναι το πλάτος της τάσης εξόδου όταν το πλάτος του σήματος εισόδου είναι μέγιστο (Output Magnitude, in Peak input Envelope Power), και  $I_{omPEP}$  είναι το πλάτος του ρεύματος εξόδου στην ίδια περίπτωση.

Από το Σχήμα 3.6, προκύπτει ότι τα ρεύματα εξόδου των μετασχηματιστών  $\lambda/4$  μπορούν να γραφούν ως

$$I_5 = \frac{V_{omPEP}}{2R_o} (\sin \varphi - j \cos \varphi) \text{ και } I_6 = \frac{V_{omPEP}}{2R_o} (\sin \varphi + j \cos \varphi).$$

Έτσι, οι αντίστοιχες εμπεδήσεις είναι

$$Z_5 = \frac{V_{om}}{I_5} = \frac{2R_o V_{om}}{V_{omPEP}} \frac{1}{(\sin \varphi - j \cos \varphi)} = 2R_o \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} (\sin \varphi + j \cos \varphi)$$

$$\text{και } Z_6 = 2R_o \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} (\sin \varphi - j \cos \varphi).$$

Ο μετασχηματιστής  $\lambda/4$  μετατρέπει την εμπίδηση σύμφωνα με τη σχέση  $Z_3 Z_5 = R_L^2$ , και

έτσι η σύνθετη αγωγιμότητα  $Y_3$ , αλλά και η  $Y_4$  αντίστοιχα, είναι ίσες με

$$Y_3 = \frac{Z_5}{R_L^2} = \frac{2R_o}{R_L^2} \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} (\sin \varphi + j \cos \varphi) \text{ και } Y_4 = \frac{Z_6}{R_L^2} = \frac{2R_o}{R_L^2} \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} (\sin \varphi - j \cos \varphi). \quad (3.2)$$

Το μέτρο των εμπεδήσεων που βλέπουν οι ενισχυτές ισχύος στις εξόδους τους,  $Z_1$  και  $Z_2$ , τείνει στο άπειρο όταν η τάση εξόδου,  $V_{om}$ , τείνει να γίνει μηδενική. Παρ' όλα αυτά, είναι προφανές ότι οι ενισχυτές ισχύος υπόκεινται σε φορτία υψηλής αντίδρασης για τις περισσότερες τιμές του πλάτους της τάσης εξόδου. Η επίδραση των φορτίων υψηλής αντίδρασης μπορεί να μετριαστεί αισθητά αν προστεθούν παράλληλα στοιχεία αντιστάθμισης, δηλαδή οι παράλληλες ενδόσεις  $-B_s$  και  $+B_s$ , όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.6. Έτσι, οι τελικές σύνθετες αγωγιμότητες των φορτίων των ενισχυτών είναι οι

$$Y_1 = Y_3 - jB_s = G_1 + jB_1 \text{ και } Y_2 = Y_4 - jB_s = G_1 + jB_1.$$

Η αγωγιμότητα και η ένδοση στις δύο τελευταίες σχέσεις είναι

$$G_1 = \frac{2R_o}{R_L^2} \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \sin \varphi = \frac{2R_o}{R_L^2} \left( \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \right)^2 \text{ και}$$

$$B_1 = \frac{2R_o}{R_L^2} \left( \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \cos \varphi - B'_s \right) = \frac{2R_o}{R_L^2} \left\{ \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \left[ 1 - \left( \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \right)^2 \right]^{1/2} - B'_s \right\}$$

όπου η κανονικοποιημένη παράλληλη ένδοση είναι ίση με  $B'_s = \frac{R_L^2}{2R_o} B_s$ .

Πρέπει να σημειωθεί ότι το μπλοκ σημάτων ελέγχου και οδήγησης (βλ. Σχήμα 3.6), έχει σχεδιαστεί κατάλληλα ώστε να παράγει μια μετατόπιση φάσης ίση με

$$\varphi = \sin^{-1} \frac{V_{om}}{V_{omPEP}}.$$

Είναι φανερό ότι η ένδοση  $B_1$  μπορεί να μηδενιστεί σε ένα συγκεκριμένο πλάτος εξόδου ή αντίστοιχα για μία συγκεκριμένη outphasing γωνία  $\varphi$ , και άρα η απόδοση του συστήματος να γίνει μέγιστη για το συγκεκριμένο σημείο, θέτοντας

$$B'_s = \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \left[ 1 - \left( \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \right)^2 \right]^{1/2} = \sin \varphi \cdot \cos \varphi.$$

Ο σχεδιαστής μπορεί επιλέγοντας μια συγκεκριμένη τιμή γωνίας  $\varphi$  να οδηγηθεί σε γνωστή τιμή για την ένδοση  $B_s$ , και μετά εύκολα να καταλήξει στις κατάλληλες τιμές των στοιχείων

αντιστάθμισης κάνοντας χρήση των γνωστών σχέσεων  $B = \omega C$  και  $B = 1/\omega L$ .

### Ισχύς εξόδου

Για την εύρεση της ισχύος εξόδου που παράγεται από τους ενισχυτές, η συλλογιστική είναι η ακόλουθη. Ο μετασχηματιστής γραμμής μεταφοράς  $\lambda/4$  οδηγεί σε μετασχηματισμό της τάσης  $T$ , ο οποίος ορίζεται από τη σχέση  $Z_3 = T^2 Z_5$ . Οπότε, με χρήση της σχέσης  $Z_3 Z_5 = R_L^2$  προκύπτει ότι  $T = R_L/Z_5$ . Έτσι, η απαιτούμενη τάση στην έξοδο του ενισχυτή ισχύος #1 είναι

$$V_1 = TV_{om} = \frac{R_L}{2R_o} V_{omPEP} (\sin \varphi - j \cos \varphi). \quad (3.3)$$

Αν οι ενισχυτές ισχύος είναι κλάσης Β ή κλάσης C (βλ. [2]) και λειτουργούν στον κορεσμό, η μέγιστη τάση εξόδου τους είναι η τάση τροφοδοσίας  $V_{DD}$ , και άρα

$$V_1 = V_{DD} (\sin \varphi - j \cos \varphi) \text{ και } V_2 = V_{DD} (\sin \varphi + j \cos \varphi) \quad (3.4)$$

Συγκρίνοντας τις σχέσεις (3.3) και (3.4), προκύπτει ότι το μέγιστο πλάτος της τάσης εξόδου είναι ίσο με

$$V_{omPEP} = \frac{2R_o}{R_L} V_{DD} \quad (3.5)$$

και έτσι, η μέγιστη ισχύς εξόδου είναι ίση με

$$P_{oPEP} = \frac{V_{DD}^2}{2R_o(R_L/2R_o)^2}.$$

Να σημειωθεί πως λόγω της ιδιότητας αντιστροφής της εμπέδησης που έχει ο μετασχηματιστής  $\lambda/4$ , η αύξηση της εμπέδησης φορτίου οδηγεί σε αύξηση της ισχύος εξόδου.

Το μέτρο,  $I_3$ , του ρεύματος που διαρρέει τον απάνω κλάδο του συστήματος είναι

$$I_3 = V_1 Y_3 = \frac{I_5}{T} = \frac{2R_o V_{om} V_{DD}}{R_L V_{omPEP}} = \frac{V_{om}}{R_L} \quad (3.6)$$

και έτσι, με χρήση των (3.4), (3.6) και (3.5), η ισχύς εξόδου του ενισχυτή ισχύος #1 είναι

$$P_1 = \frac{1}{2} \text{Re}[V_1 I_3] = \frac{1}{2} \left( V_{DD} \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \right) \left( \frac{V_{om}}{R_L} \right) = \frac{V_{om}^2}{4R_o} = \frac{1}{2} P_o. \quad (3.7)$$

Τελικώς, παρατηρείται πως οι δύο ενισχυτές ισχύος παράγουν συνεχώς ίση μεταξύ τους ισχύ εξόδου, ανεξαρτήτως του πλάτους τάσης της εξόδου.

## Στιγμαία απόδοση

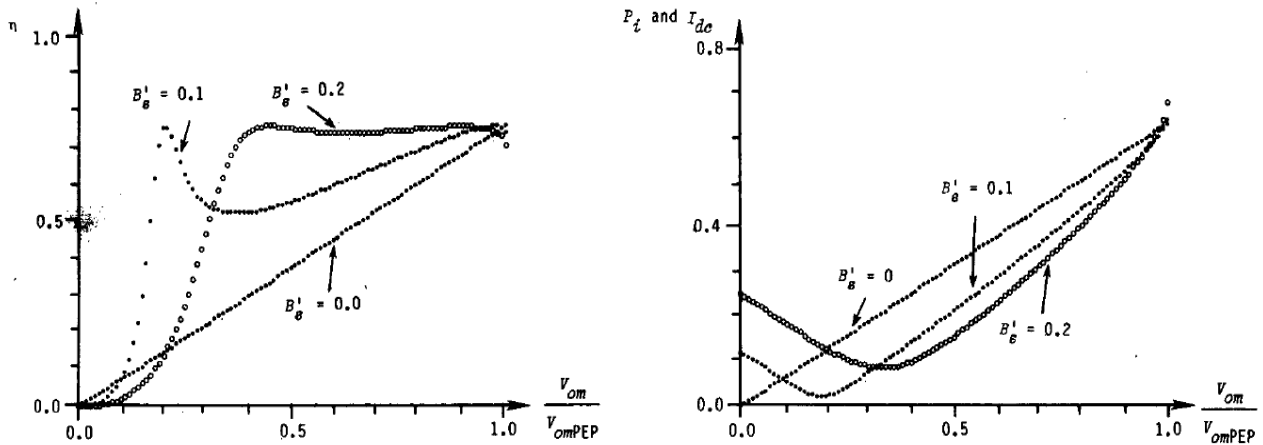
Αφού βρέθηκε αναλυτικά η RF ισχύς εξόδου του ενός ενισχυτή, μένει μόνο να βρεθεί η DC ισχύς εισόδου του συστήματος, και μετέπειτα εύκολα να υπολογιστεί η στιγμιαία απόδοση αυτού. Το RF ρεύμα εξόδου του ενισχυτή ισχύος #1 είναι ίσο με  $I_1 = V_1 Y_1$ . Για έναν ιδανικό ενισχυτή κλάσης B, το DC ρεύμα εισόδου είναι ίσο με

$$I_{dc1} = \frac{2}{\pi} |I_1| = \frac{2}{\pi} V_{DD}^2 |Y_1|$$

και άρα η DC ισχύς εισόδου του συστήματος είναι

$$P_i = 2V_{DD}I_{dc1} = \frac{4}{\pi} V_{DD}^2 |Y_1|. \quad (3.8)$$

Οι καμπύλες της απόδοσης και της DC ισχύος εισόδου του συστήματος φαίνονται στο Σχήμα 3.7, για  $B'_s = 0, 0.1$  και  $0.2$ .



Σχήμα 3.7 Στιγμαία απόδοση (αριστερά) και DC ισχύς εισόδου (δεξιά) του συστήματος.

Η περίπτωση για την οποία ισχύει ότι  $B_s = 0$  είναι ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα. Από τη σχέση (3.2)

$$|Y_1| = \frac{2R_o}{R_L} \frac{V_{om}}{V_{omPEP}}.$$

Με αντικατάσταση της τελευταίας και της (3.5) στην (3.8), προκύπτει

$$P_i = \frac{4}{\pi} \frac{V_{omPEP} V_{om}}{2R_o}.$$

Εν τέλει, η απόδοση που προκύπτει για τη συγκεκριμένη περίπτωση, βρίσκεται με χρήση της τελευταίας και της (3.7), και είναι

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_{om}}{V_{omPEP}}$$

που είναι η ίδια με αυτή ενός ιδανικού ενισχυτή κλάσης B.

Άλλη μία ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα περίπτωση είναι όταν ο συνδυασμός του πλάτους τάσης της εξόδου και της παράλληλης ένδοσης  $B_s$  δημιουργεί μία καθαρά πραγματική εμπέδηση στις εξόδους των ενισχυτών. Για την κατάσταση αυτή, ισχύει ότι

$$|Y_1| = |G_1| = \frac{2R_o}{R_L^2} \left( \frac{V_{om}}{V_{omPEP}} \right)^2.$$

Οπότε με χρήση της τελευταίας και της (3.5), η (3.8) δίνει

$$P_i = \frac{4}{\pi} \frac{V_{om}^2}{2R_o}.$$

Έτσι, με χρήση της τελευταίας και της (3.7), η απόδοση για τη συγκεκριμένη περίπτωση είναι

$$\eta = \frac{\pi}{4}.$$

Είναι λοιπόν εφικτό, όπως ειπώθηκε και νωρίτερα, ο σχεδιαστής να επιλέξει μία κατάλληλη τιμή για ένα στοιχείο αντιστάθμισης, και άρα για την ένδοση  $B_s$ , ώστε να κάνει το σύστημα να παρουσιάσει μέγιστη απόδοση για ένα οποιοδήποτε πλάτος εξόδου επιθυμεί.

### Μέση απόδοση

Από το Σχήμα 3.7 είναι φανερό πως η επιλογή μίας συγκεκριμένης τιμής ένδοσης  $B_s$  αυξάνει την απόδοση για μερικές τιμές της τάσης εξόδου, αλλά τη μειώνει για άλλες. Είναι λοιπόν απαραίτητος ο υπολογισμός της μέσης απόδοσης, ώστε να προσδιοριστεί και να βελτιστοποιηθεί η απόδοση του προτεινόμενου outphasing συστήματος που λαμβάνει ως είσοδο AM σήματα. Η μέση απόδοση είναι ο λόγος της μέσης RF ισχύος εξόδου προς τη μέση DC ισχύ εισόδου και υπολογίζεται με τον τρόπο που φαίνεται στη συνέχεια.

Η μέγιστη στιγμιαία ισχύς εξόδου είναι ίση με

$$P_{oPEP} = \frac{V_{omPEP}^2}{2R_o}.$$

Η μέση ισχύς εξόδου είναι

$$P_{oAVG} = P_{oPEP} \int_0^1 V^2 p(V) dV$$

όπου  $V = \frac{V_{om}}{V_{omPEP}}$  και  $p(V)$  είναι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σήματος εισόδου.

Για έναν ιδανικό ενισχυτή κλάσης B, η μέση DC ισχύς εισόδου είναι

$$P_{iAVG} = (4/\pi) P_{oPEP} \int_0^1 V p(V) dV$$

και άρα η μέση απόδοσή του είναι ίση με  $\eta_{AVG} = P_{oAVG}/P_{iAVG}$ .

Οι συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας για μερικά διαφορετικά σήματα εισόδου

φαίνονται παρακάτω και ορίζονται εντός του διαστήματος  $0 \leq V < 1$ . Έξω απ' αυτό το διάστημα, ισχύει ότι  $p(V) = 0$ . Τα σήματα του ενός τόνου και των δύο τόνων είναι τα γνωστά ντετερμινιστικά σήματα που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο των ενισχυτών ισχύος. Το ομοιόμορφο σήμα αντιπροσωπεύει την οριακή περίπτωση των companded φωνητικών σημάτων, ενώ το infinitely packed QAM σήμα αποτελεί οριακή περίπτωση των QAM σημάτων.

AM σήμα ενός τόνου:	$p(V) = (2/\pi)[1 - (2V - 1)^2]^{-1/2}$
SSB/SC δύο τόνων:	$p(V) = (2/\pi)(1 - V^2)^{-1/2}$
Ομοιόμορφο:	$p(V) = 1$
Infinitely packed QAM:	$p(V) = \begin{cases} \pi V, & 0 \leq V \leq 0.5 \\ \pi V - 4V \arctan 2V^2 - 1, & 0.5 < V < 1 \end{cases}$

### 3.3 Συνδυαστές τύπου cross-bridge [12]

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ένα outphasing σύστημα δεν περιορίζει τον τρόπο που θα παραχθούν τα σήματα οδήγησης των δύο συστατικών ενισχυτών ισχύος του, ούτε τον τρόπο συνδυασμού των σημάτων εξόδου τους. Για να χαρακτηριστεί ως outphasing ένα σύστημα αρκεί να έχει ένα AM (ή και PM) σήμα εισόδου, το οποίο μετατρέπεται σε δύο σήματα σταθερής περιβάλλουσας που μετέπειτα ενισχύονται και συνδυάζονται κατάλληλα, ώστε στην έξοδο να ανακτηθεί το σήμα της εισόδου. Ένας τύπος συνδυαστών ισχύος κατάλληλος για την outphasing τεχνική, που όμως δεν στηρίζεται σε στοιχεία αντιστάθμισης, είναι ο cross-bridge, όπου παρουσιάζεται πιο αναλυτικά στη δημοσίευση [12].

Η ιδιαιτερότητα των cross-bridge συνδυαστών είναι ότι συμπεριφέρονται με διαφορετικό τρόπο όταν τα σήματα εξόδου των συστατικών ενισχυτών ισχύος είναι εκτός φάσης, απ' ότι όταν είναι συμφασικά. Εκμεταλλεύονται την ηθελημένη δημιουργία κάποιων κυκλωμάτων συντονισμού, όταν τα σήματα εξόδου των ενισχυτών είναι εκτός φάσης. Έτσι μειώνεται η ανεπιθύμητη παραγωγή ρεύματος για μεγάλες outphasing γωνίες, με αποτέλεσμα να αυξάνεται η PBO απόδοση του συστήματος. Αξίζει να αναφερθεί ότι αυτό επιτυγχάνεται κάνοντας χρήση πολύ μικρού αριθμού συμπυγμένων στοιχείων (lumped elements), σε αντίθεση με τους συμβατικούς συνδυαστές χαμηλής απομόνωσης (βλ. υποενότητα 3.2). Οι τελευταίοι, αν και έχουν μικρό αριθμό παθητικών στοιχείων, απαιτούν ογκώδεις γραμμές μεταφοράς  $\lambda/4$ . Η άμεση αντικατάσταση των γραμμών μεταφοράς  $\lambda/4$  με ισοδύναμα

κυκλώματα συμπυγμένων στοιχείων, όχι μόνο απαιτεί σημαντικό αριθμό στοιχείων, αλλά επίσης αυξάνει τις συνολικές απώλειες και περιορίζει το εύρος ζώνης.

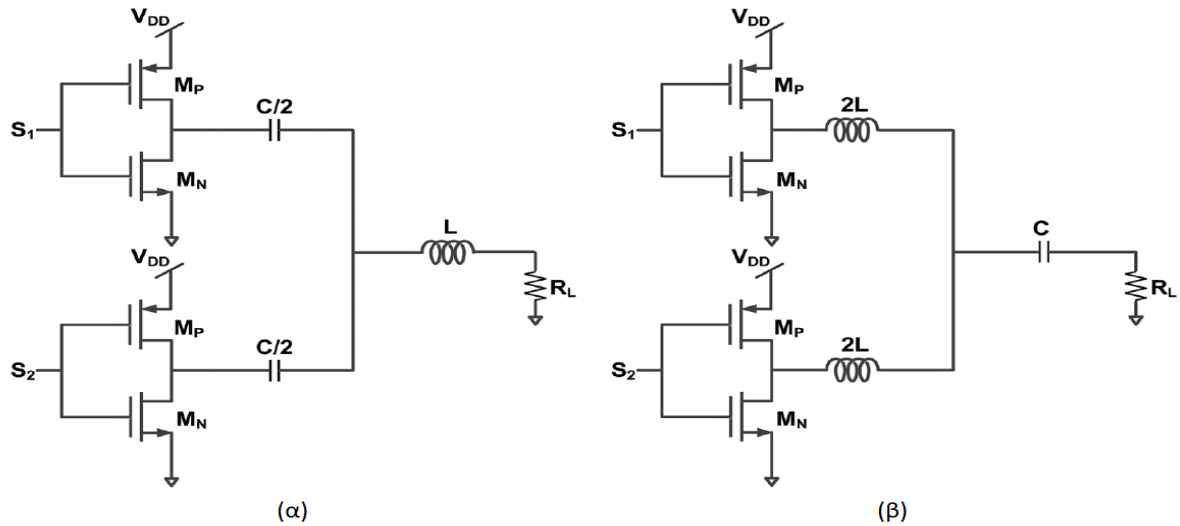
Στη συνέχεια παρουσιάζεται η βασική διαμόρφωση των crossbridge συνδυαστών. Έπειτα προτείνονται διάφοροι τρόποι εισαγωγής ενός παθητικού στοιχείου γέφυρας στη βασική διαμόρφωση των συνδυαστών, για την αύξηση της PBO απόδοσης. Τέλος αναφέρονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της επιλογής ενός εκ των προτεινόμενων cross-bridge συνδυαστών.

### **Διαμόρφωση πυρήνα συνδυαστών**

Ο σκοπός του outphasing συνδυαστή είναι η ανακατασκευή του διαμορφωμένου σήματος εισόδου, αθροίζοντας τα δύο σήματα εξόδου των συστατικών ενισχυτών ισχύος, τα οποία έχουν σταθερή περιβάλλουσα. Επιπροσθέτως, για να επιτευχθεί η λειτουργία της άθροισης, πρέπει ο συνδυαστής να είναι ένα συντονισμένο κύκλωμα, ώστε να απορρίπτει τις ανεπιθύμητες αρμονικές (δηλαδή όλες, πλην της 1<sup>ης</sup>) που παράγονται από τους ενισχυτές υψηλής απόδοσης που χρησιμοποιούνται. Αυτές οι δύο λειτουργίες μπορούν να επιτευχθούν από ένα απλό LC κύκλωμα συντονισμού, κεντραρισμένο στη συχνότητα του φέροντος σήματος  $f_c = 1/[2\pi\sqrt{LC}]$ , όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8. Η διάταξη αυτού του κυκλώματος μπορεί να γίνει με δύο τρόπους:

- i. Δύο πανομοιότυποι πυκνωτές εκτελούν τη λειτουργία του συνδυασμού, και το πηνίο δημιουργεί ένα εν σειρά κύκλωμα συντονισμού με τους πυκνωτές, κεντραρισμένο στη συχνότητα του φέροντος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8.α.
- ii. Δύο πανομοιότυπα πηνία εκτελούν τη λειτουργία του συνδυασμού, και ο πυκνωτής δημιουργεί ένα εν σειρά κύκλωμα συντονισμού με τα πηνία, κεντραρισμένο στη συχνότητα του φέροντος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.8.β.

Οι λειτουργίες των συνδυαστών αυτών μπορούν να αναλυθούν σε όρους των συμφασικών συνιστωσών και συνιστωσών αντίθετης φάσης των σημάτων εξόδου των ενισχυτών ισχύος. Οι συμφασικές συνιστώσες αθροίζονται από τον συνδυαστή και συνεισφέρουν στην ισχύ που οδηγείται στο φορτίο, ενώ οι συνιστώσες αντίθετης φάσης οδηγούν σε απώλειες ισχύος. Όταν το σύστημα οδηγείται με ισχύ μικρότερη της προβλεπόμενης, δηλαδή όταν βρίσκεται σε PBO, η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εξόδου των συστατικών ενισχυτών αυξάνεται, γεγονός το οποίο προφανώς οδηγεί στη μείωση των συμφασικών συνιστωσών και στην αύξηση των συνιστωσών αντίθετης φάσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η απόδοση του συστήματος να μειώνεται απότομα όταν αυτό βρίσκεται σε PBO.



Σχήμα 3.8 Πυρήνας των cross-bridge συνδυαστών (α) με χρήση δύο πυκνωτών, (β) με χρήση δύο πηνίων.

Εδώ χρειάζεται να σημειωθεί πως, σε αντίθεση με τα outphasing συστήματα που παρουσιάστηκαν στις Ενότητες 3.1 και 3.2, ο διαμορφωτής φάσης του συγκεκριμένου συστήματος ακολουθεί τη σχέση  $\varphi = \cos^{-1} \frac{A(t)}{A_{max}}$ , όπου  $A(t)$  είναι η περιβάλλουσα του σήματος εισόδου. Αυτό διότι η έξοδος του συστήματος είναι απλά-τερματιζόμενη, και άρα ουσιαστικά τα σήματα εξόδου των συστατικών ενισχυτών αθροίζονται. Γενικά, όταν τα σήματα αυτά αθροίζονται, ο διαμορφωτής φάσης πρέπει να ακολουθεί τη σχέση  $\varphi = \cos^{-1} \frac{A(t)}{A_{max}}$ , ενώ όταν αφαιρούνται, όπως στην Ενότητα 3.1, πρέπει να ακολουθεί τη σχέση  $\varphi = \sin^{-1} \frac{A(t)}{A_{max}}$ . Αυτό μπορεί να φανεί και από τις τριγωνομετρικές σχέσεις σαν την (3.1), όπου δίνουν το άθροισμα και τη διαφορά των ημίτονων και των συνημίτονων. Ο λόγος που ο Raab στην Ενότητα 3.2 κάνει χρήση της σχέσης  $\varphi = \sin^{-1} \frac{A(t)}{A_{max}}$ , παρ' όλο που τα σήματα αθροίζονται, είναι επειδή τα θεωρεί συμφασικά όταν  $\varphi = 90^\circ$  και εκτός φάσης όταν  $\varphi = 0^\circ$ .

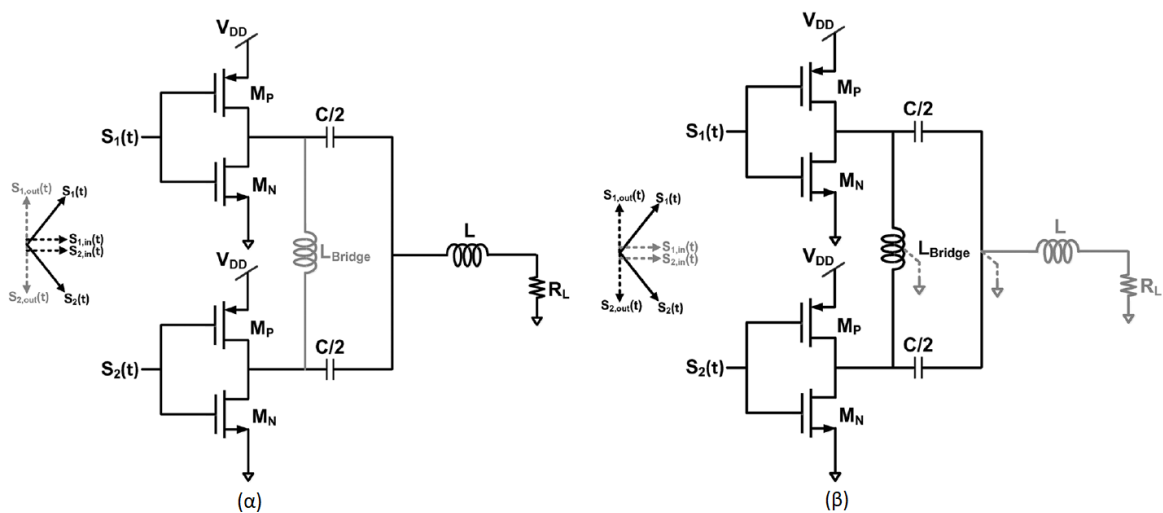
### Κύκλωμα γέφυρας

Για να βελτιωθεί η συνολική απόδοση του συστήματος, η PBO απόδοση πρέπει να αυξηθεί μειώνοντας το ρεύμα που παράγεται από τις συνιστώσες αντίθετης φάσης, χωρίς όμως να επηρεάζονται οι συμφασικές συνιστώσες. Αυτός ο στόχος μπορεί να επιτευχθεί προσθέτοντας ένα κύκλωμα γέφυρας μεταξύ των εξόδων των ενισχυτών κλάσης D.

Εάν ο πυρήνας του συνδυαστή επιλεγθεί να έχει δύο πυκνωτές και ένα εν σειρά πηνίο, τότε ένα πηνίο γέφυρα (L-γέφυρα) μπορεί να προστεθεί μεταξύ των απαγωγών (drains) των τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.9. Η λειτουργία του κυκλώματος για τις συμφασικές



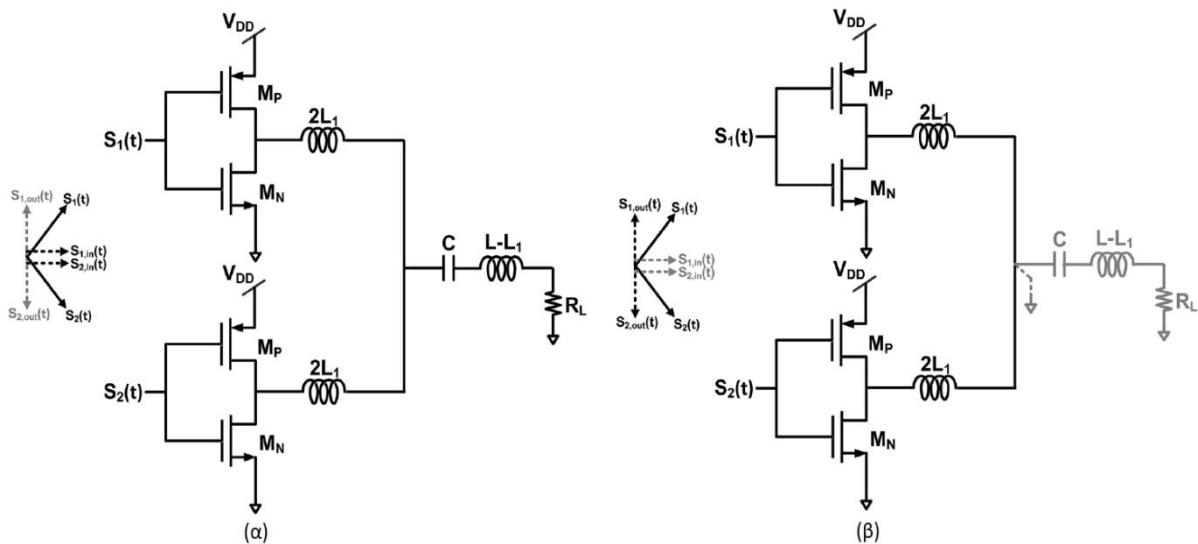
συνιστώσες φαίνεται στο Σχήμα 3.9.α. Οι συνιστώσες αυτές παράγουν ακριβώς τις ίδιες κυματομορφές τάσης στα άκρα της L-γέφυρας, με αποτέλεσμα η γέφυρα να μην διαπερνάται από ρεύμα και άρα να μην επηρεάζει καθόλου τη συμφασική λειτουργία. Από την άλλη, όταν οι συνιστώσες είναι εκτός φάσης, το σημείο ένωσης των πυκνωτών και του εν σειρά πηνίου αποτελεί βραχυκύκλωμα, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.9.β. Η τιμή του πηνίου της L-γέφυρας έχει επιλεγεί κατάλληλα, ώστε να δημιουργεί παράλληλο κύκλωμα συντονισμού μαζί με τους παρασιτικούς πυκνωτές της εξόδου των ενισχυτών κλάσης D (δεν φαίνονται στο Σχήμα 3.9) και τους πυκνωτές του πυρήνα του συνδυαστή. Αυτό το παράλληλο κύκλωμα συντονισμού είναι σχεδιασμένο να παρουσιάζει μία πολύ μεγάλη εμπέδηση στις εξόδους των ενισχυτών, με αποτέλεσμα να μειώνεται η κατανάλωση ρεύματος στην εκτός φάσης λειτουργία.



Σχήμα 3.9 Cross-bridge συνδυαστής με δύο πυκνωτές και βελτιωμένη PBO απόδοση λόγω της L-γέφυρας (α) συμφασική λειτουργία, (β) εκτός φάσης λειτουργία.

Εάν ο πυρήνας του συνδυαστή επιλεγεί να έχει δύο πηνία και έναν εν σειρά πυκνωτή, το παθητικό στοιχείο που θα χρησιμοποιηθεί στη γέφυρα μπορεί να είναι είτε επαγωγικό είτε χωρητικό, αναλόγως από το αν η υπολειπόμενη αντίδραση είναι χωρητική ή επαγωγική, αντίστοιχα, ώστε να δημιουργηθεί συντονισμός στην κεντρική συχνότητα για τις συνιστώσες εκτός φάσης. Με άλλα λόγια, αν η αντίδραση του ενός εκ των δύο πηνίων του πυρήνα του συνδυαστή είναι μεγαλύτερη από αυτή του παρασιτικού πυκνωτή εξόδου του ενισχυτή στην κεντρική συχνότητα, τότε πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας πυκνωτής για στοιχείο της γέφυρας, ώστε να συντονίσει την εναπομένουσα επαγωγή. Διαφορετικά, εάν η αντίδραση του παρασιτικού πυκνωτή εξόδου του ενισχυτή είναι μεγαλύτερη, είναι αναγκαίο να χρησιμοποιηθεί ένα πηνίο για στοιχείο της γέφυρας, ώστε να συντονίσει την πλεονάζουσα χωρητικότητα.

Μία εναλλακτική συνδεσμολογία του προτεινόμενου συνδυαστή, η οποία δεν χρησιμοποιεί στοιχείο γέφυρας, φαίνεται στο Σχήμα 3.10. Σε αυτή τη συνδεσμολογία τα δύο πηνία του πυρήνα του συνδυαστή έχουν χωριστεί σε μικρότερα, με αποτέλεσμα τη δημιουργία ενός τρίτου πηνίου. Τα δύο πηνία χρησιμοποιούνται για τον συνδυασμό των εξόδων των ενισχυτών ισχύος και επιτυγχάνουν την ίδια λειτουργία με αυτή του κυκλώματος γέφυρας. Το τρίτο πηνίο παρέχει την επιπλέον επαγωγή που χρειάζεται ώστε να δημιουργηθεί εν σειρά συντονισμός με τον πυκνωτή. Η συμφασική και η εκτός φάσης λειτουργία της εναλλακτικής αυτής συνδεσμολογίας φαίνεται στα Σχήματα 3.10.α και 3.10.β, αντίστοιχα. Όταν οι συνιστώσες είναι συμφασικές, τα τρία πηνία και ο πυκνωτής δημιουργούν ένα εν σειρά κύκλωμα συντονισμού, όπως έχει εξηγηθεί προηγουμένως. Όταν οι συνιστώσες είναι εκτός φάσης, ο κόμβος όπου συνδέονται τα δύο πηνία και ο πυκνωτής συμπεριφέρεται ως βραχυκύκλωμα, και έτσι τα δύο πηνία πρέπει να σχεδιαστούν κατάλληλα ώστε να επιτευχθεί παράλληλος συντονισμός με τον παρασιτικό πυκνωτή εξόδου των ενισχυτών κλάσης D. Η επαγωγή που χρειάζεται για να επιτευχθεί ο παράλληλος αυτός συντονισμός στην κεντρική συχνότητα, δεν είναι η ίδια με αυτή που χρειάζεται ο εν σειρά συντονισμός της συμφασικής λειτουργίας. Η επιπλέον επαγωγή που ίσως χρειαστεί για να επιτευχθεί ο εν σειρά συντονισμός, παρέχεται από το τρίτο πηνίο.



Σχήμα 3.10 Εναλλακτική συνδεσμολογία cross-bridge ενισχυτή με βελτιωμένη PBO απόδοση, χωρίς τη χρήση L-γέφυρας (α) συμφασική λειτουργία, (β) εκτός φάσης λειτουργία.

Αξίζει να αναφερθεί ότι υπάρχει η δυνατότητα να τοποθετηθούν επιπλέον κυκλώματα συντονισμού στους ήδη υπάρχοντες συνδυαστές. Τα κυκλώματα αυτά απορρίπτουν ή εισάγουν κατάλληλα αρμονικές και έτσι βελτιώνουν ακόμα περισσότερο την PBO απόδοση. Δεν περιγράφονται λεπτομερώς διότι εκμεταλλεύονται φαινόμενα που παρατηρούνται στους ενισχυτές κλάσης D [12].

### **Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των προτεινόμενων συνδυαστών**

Οι διαφορετικές τοπολογίες που περιεγράφηκαν προηγουμένως πραγματοποιούν παρόμοιες λειτουργίες, αλλά η επιλογή της τοπολογίας πρέπει να γίνεται με προσοχή όταν η εφαρμογή είναι συγκεκριμένη. Για παράδειγμα, ο πυρήνας του συνδυαστή με δύο πυκνωτές, ένα εν σειρά πηνίο και με μία L-γέφυρα, περιέχει συνολικά δύο πηνία, ενώ ο συνδυαστής με πυρήνα 2 πηνίων, ενός εν σειρά πυκνωτή και με μία L-γέφυρα περιέχει συνολικά τρία πηνία. Αυτό κάνει την πρώτη επιλογή πιο επιθυμητή για υλοποίηση σε ολοκληρωμένο κύκλωμα, επειδή καταλαμβάνει μικρότερη έκταση. Από την άλλη όμως, για μη ολοκληρωμένες εφαρμογές η δεύτερη επιλογή είναι καλύτερη, διότι τα πηνία του συνδυαστή μπορούν κατά τον σχεδιασμό τους να συνυπολογίσουν τις επαγωγές που προκαλούνται από τα καλώδια σύνδεσης (bondwires), ή ακόμη μπορούν να υλοποιηθούν χρησιμοποιώντας μόνον bondwires.

Όσον αφορά τη γενικότερη σύγκριση των διάφορων κατηγοριών συνδυαστών ισχύος, οι συνδυαστές υψηλής απομόνωσης μπορούν να παρέχουν πολύ καλή γραμμικότητα, αλλά η PBO απόδοσή τους δεν είναι καλή διότι η RF ισχύς εξόδου καταναλώνεται στην αντίσταση απομόνωσης. Από την άλλη, ο Chireix συνδυαστής χαμηλής απομόνωσης βελτιώνει την απόδοση σε ένα συγκεκριμένο PBO σημείο λειτουργίας του συστήματος, κάνοντας χρήση παθητικών στοιχείων αντιστάθμισης, όπως έχει ήδη περιγραφεί στις Ενότητες 3.1 και 3.2. Οι συγκεκριμένοι cross-bridge συνδυαστές όμως, βελτιώνουν την PBO απόδοση σε όλα τα σημεία PBO λειτουργίας του συστήματος, λειτουργώντας διαφορετικά όταν τα σήματα εξόδου των συστατικών ενισχυτών ισχύος είναι εκτός φάσης και διαφορετικά όταν είναι συμφασικά.

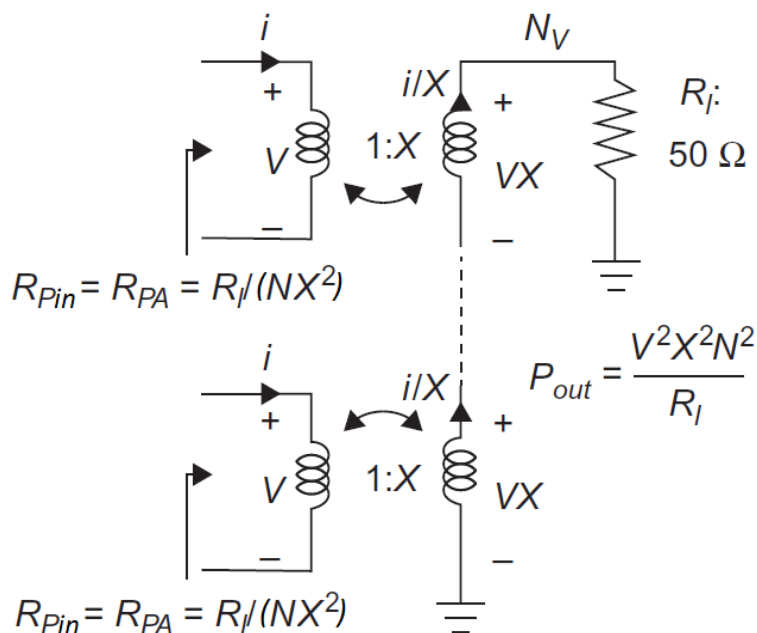
### **3.4 Συνδυαστές τάσης με χρήση μετασχηματιστή**

Μία μεγάλη κατηγορία συνδυαστών είναι αυτή που κάνει χρήση μετασχηματιστών. Στη συγκεκριμένη ενότητα γίνεται σύντομη αναφορά σε δύο συνδυαστές τάσης που κάνουν χρήση μετασχηματιστή και οι οποίοι μπορούν κάλλιστα να χρησιμοποιηθούν σε ένα outphasing σύστημα. Αρχικά δείχνεται ο πιο κλασσικός συνδυαστής τάσης με χρήση μετασχηματιστή [5] και έπειτα ακολουθεί ένας συνδυαστής ευρείας ζώνης για outphasing σύστημα [13].

#### **Κλασσικός συνδυαστής τάσης με χρήση μετασχηματιστή**

Πρόκειται για έναν συνδυαστή χαμηλής απομόνωσης, ο οποίος χρησιμοποιείται ευρέως στις μικροκυματικές συχνότητες επειδή παρουσιάζει μικρή αντίσταση εισόδου,  $R_{pin}$ , στα

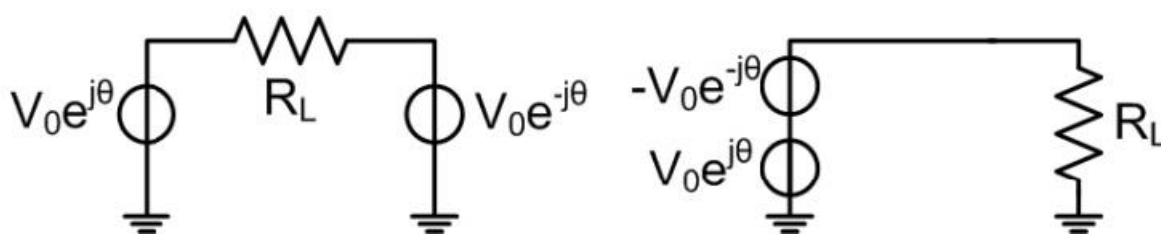
πρωτεύοντα τυλίγματα του. Έτσι, αν χρησιμοποιηθεί για τον συνδυασμό δύο ενισχυτών ισχύος, τότε οι συγκεκριμένοι ενισχυτές μπορούν να ταιριάξουν την αντίσταση εξόδου τους,  $R_{PA}$ , στην αντίσταση εισόδου των πρωτεύοντων τυλιγμάτων η οποία είναι σημαντικά μικρότερη από την αντίσταση φορτίου του συστήματος,  $R_l$ . Πλεονεκτήματα αυτού είναι πως ο κάθε ενισχυτής μπορεί να δώσει μεγαλύτερη ισχύ εξόδου, ίση με  $V_{DD}^2/R_{Pin}$ , καθώς επίσης ότι ο σχεδιασμός ενός απλού και αποδοτικού κυκλώματος ταιριάσματος (matching circuit) γίνεται πιο εύκολος. Το κύκλωμα του συνδυαστή παρατίθεται στο Σχήμα 3.11. Για λόγο τυλιγμάτων 1:X, ένας συνδυαστής N διαφορετικών δρόμων οδηγεί σε  $R_{Pin} = \frac{R_l}{NX^2}$ . Έτσι, αν υποθεθεί ότι οι απώλειες του συνδυασμού είναι αμελητέες, η συνολική ισχύς εξόδου ενός τέτοιου συνδυαστή δίνεται από τη σχέση  $P_{out} = \frac{(VNX)^2}{R_l}$ , όπου V είναι το πλάτος της τάσης κάθε πρωτεύοντος τυλιγματος. Επιπλέον, αξίζει να σημειωθεί ότι η τιμή της αντίστασης  $R_{Pin}$  είναι αντιστρόφως ανάλογη στους δρόμους N του συνδυαστή αλλά και στο τετράγωνο του λόγου τυλιγμάτων X, γεγονός που σημαίνει ότι η τιμή της μπορεί να γίνει πολύ μικρή αν χρησιμοποιηθούν μεγάλα N ή και X, με αποτέλεσμα οι ενισχυτές ισχύος να είναι ιδιαίτερα ευαίσθητοι σε παρασιτικά φαινόμενα. Η αύξηση αυτής της ευαισθησίας μειώνει την αξιοπιστία των ενισχυτών όταν λαμβάνουν χώρα διάφορες κατασκευαστικές μεταβολές ή και μεταβολές στη θερμοκρασία. Εξαιτίας αυτού, η κατασκευή συνδυαστών τάσης για πολλούς δρόμους N ή και για μεγάλους λόγους τυλιγμάτων X είναι ιδιαίτερα δύσκολη στις μικροκυματικές συχνότητες.



Σχήμα 3.11 Συνδυαστής τάσης με χρήση N μετασχηματιστών και λόγους τυλιγμάτων X.

### Συνδυαστής ευρείας ζώνης για outphasing σύστημα

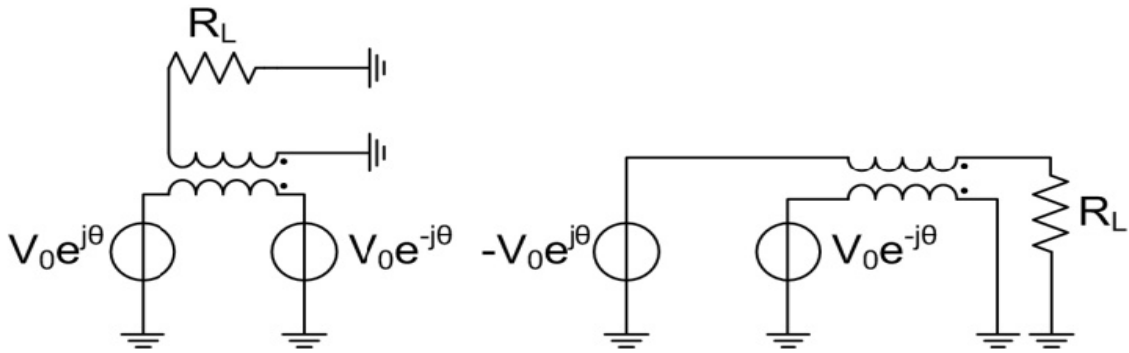
Το βασικότερο πλεονέκτημα του συνδυαστή που παρουσιάστηκε στην Ενότητα 3.2 είναι πως η έξοδος αλλά και οι ενισχυτές ισχύος, οι οποίοι θεωρούνται πηγές τάσης, είναι απλά-τερματιζόμενοι. Ένα μειονέκτημά του όμως είναι πως η βελτίωση της PBO απόδοσης πραγματοποιείται για πολύ μικρό εύρος ζώνης, ενώ ο συνδυασμός ισχύος σε ένα outphasing σύστημα είναι εξ ορισμού ευρείας ζώνης. Αυτό μπορεί να γίνει εύκολα κατανοητό από τα απλά κυκλώματα του Σχήματος 3.12. Κανένα από τα δύο κυκλώματα δεν περιέχει κάποιο στοιχείο που να περιορίζει το εύρος ζώνης, και έτσι το εύρος ζώνης των πηγών τάσης (δηλαδή των ενισχυτών ισχύος) καθορίζει το συνολικό εύρος ζώνης.



Σχήμα 3.12 Θεμελιώδης τρόπος άθροισης δύο πηγών τάσης, με διαφορικό (αριστερά) ή απλά-τερματιζόμενο (δεξιά) φορτίο.

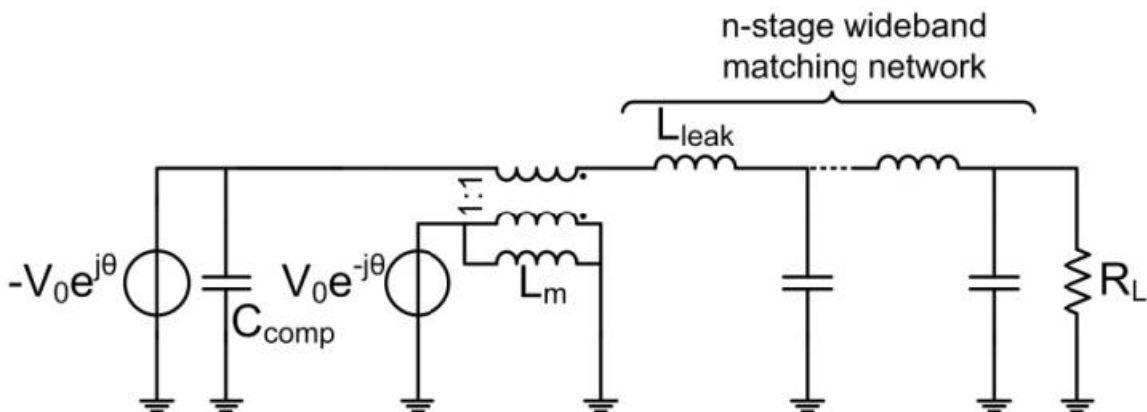
Ένα μειονέκτημα που παρουσιάζουν και τα δύο κυκλώματα του Σχήματος 3.12, είναι πως περιέχουν τουλάχιστον ένα στοιχείο το οποίο δεν έχει κάποιο αυστηρό σημείο αναφοράς, δηλαδή ένα στοιχείο το οποίο είναι επιπλέον (floating). Μία επιπλέον πηγή υποδηλώνει την ανάγκη για έναν διαφορικό ενισχυτή ισχύος, ενώ ένα επιπλέον φορτίο την ανάγκη για μία διαφορική κεραία. Για να αποφευχθεί η χρήση διαφορικών στοιχείων στο πραγματικό κύκλωμα, γίνεται η χρήση ενός μετασχηματιστή ως κύκλωμα balun (BALanced to UNbalanced). Η εφαρμογή αυτής της αλλαγής στα κυκλώματα τους Σχήματος 3.12 φαίνεται στο Σχήμα 3.13. Επειδή οι μετασχηματιστές είναι στοιχεία με μεγάλο εύρος ζώνης, θεωρητικά το εύρος ζώνης των κυκλωμάτων του Σχήματος 3.13 εξακολουθεί να είναι εξαρτώμενο κυρίως από τις πηγές τάσης.

Η ανάλυση του αριστερού κυκλώματος του Σχήματος 3.13 δείχνει ότι η αγωγιμότητα που βλέπει η μία από τις δύο πηγές τάσης μπορεί να λάβει αρνητικές τιμές για κάποιες συγκεκριμένες συχνότητες και για κάποιες outphasing γωνίες. Αυτό προκαλείται από τη μαγνητική επαγωγή του μετασχηματιστή. Η αρνητική αγωγιμότητα αποτελεί πρόβλημα διότι μπορεί να οδηγήσει στην αστάθεια του συστήματος, οπότε το κύκλωμα αυτό δεν αποτελεί καλή σχεδιαστική επιλογή.



Σχήμα 3.13 Κυκλώματα που προκύπτουν μετά την εισαγωγή μετασχηματιστή για τη λύση του προβλήματος του επιπλέοντος φορτίου (αριστερά) και της επιπλέονσας πηγής (δεξιά).

Το δεξί κύκλωμα του Σχήματος 3.13 αποδεικνύεται χρήσιμο ακόμα και αν συμπεριληφθούν τα παρασιτικά φαινόμενα που εισάγονται από τον μετασχηματιστή. Η τελική του μορφή, έπειτα από την εισαγωγή αυτών των παρασιτικών, ενός παθητικού κυκλώματος ταιριάσματος, καθώς και στοιχείων αντιστάθμισης, φαίνεται στο Σχήμα 3.14. Τα παρασιτικά που λήφθηκαν υπόψιν είναι το ρεύμα μαγνήτισης, που εκφράζεται κυκλωματικά με μία εγκάρσια αυτεπαγωγή  $L_m$ , και οι απώλειες διαρροής, οι οποίες εκφράζονται κυκλωματικά με μία εν σειρά αυτεπαγωγή  $L_{leak}$ . Επίσης, το κύκλωμα ταιριάσματος, που έχει προστεθεί στο δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή, είναι ευρείας ζώνης. Επιπλέον, ο συγκεκριμένος συνδυαστής, όπως και ο κλασσικός συνδυαστής Chireix, επωφελείται από τη χρήση παθητικών στοιχείων αντιστάθμισης, και γι' αυτό κρίθηκε αναγκαία η εισαγωγή τους. Πρέπει να σημειωθεί ότι η θέση της εγκάρσιας αυτεπαγωγής  $L_m$  είναι κατάλληλη ώστε να μπορέσει να λειτουργήσει ως πηνίο αντιστάθμισης, ενώ το χωρητικό στοιχείο αντιστάθμισης,  $C_{comp}$ , πρέπει να εισαχθεί ξεχωριστά.



Σχήμα 3.14 Τελικό κύκλωμα του συνδυαστή ευρείας ζώνης για *outphasing* σύστημα.

Μπορεί ναδειχθεί πως ο λόγος μετασχηματισμού του μετασχηματιστή πρέπει να είναι ίσος με 1 για τη σωστή λειτουργία του συνδυαστή. Προκειμένου να επιτευχθεί αυτή η τιμή, η

επαγωγή του πρωτεύοντος τυλίγματος,  $L_P$ , και η επαγωγή του δευτερεύοντος,  $L_S$ , πρέπει να ικανοποιούν τη σχέση

$$n = \sqrt{\frac{L_S}{L_P}} = \frac{1}{k}.$$

Από αυτή τη σχέση η τιμή της επαγωγής  $L_S$  μπορεί να προκύψει εύκολα, αν υποθεθεί πως η τιμή του συντελεστή ζεύξης  $k$  είναι γνωστή και εξαρτάται μόνον από την εκάστοτε τεχνολογία (δηλαδή, αν η μέγιστη τιμή του συντελεστή ζεύξης  $k$  είναι περιορισμένη από την εκάστοτε τεχνολογία), καθώς και ότι η τιμή  $L_P$  περιορίζεται από την επιθυμητή τιμή της επαγωγής αντιστάθμισης,  $L_m$ . Κάνοντας λοιπόν χρήση της προαναφερθείσας σχέσης, προκύπτει η ακόλουθη σχέση για την αυτεπαγωγή των απωλειών διαρροής

$$L_{leak} = L_P \left( \frac{1}{k^2} - 1 \right).$$

Για την επίτευξη μεγάλου εύρους ζώνης, η τιμή  $L_P$  πρέπει να είναι μικρή και το  $k$  πρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στη μονάδα.





# Κεφάλαιο 4

## Σχεδίαση και μέτρηση ενός ολοκληρωμένου συνδυαστή ισχύος τύπου Lange

Στο πρώτο μέρος της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας πραγματοποιήθηκε η σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου συνδυαστή ισχύος τύπου Lange, στην τεχνολογία B11HFC της Infineon Technologies AG και με κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 28 GHz. Ο γενικότερος αρχικός σκοπός ήταν η σχεδίαση ενός συνδυαστή ισχύος υψηλής απομόνωσης, ικανού να συνδυάσει δύο ενισχυτές ισχύος πανομοιότυπους με αυτόν που παρουσιάζεται στη διπλωματική εργασία [8]. Έπειτα από εξερεύνηση πολλών ερευνητικών εργασιών που πραγματεύονται συνδυαστές υψηλής απομόνωσης, έγινε η εξαγωγή ορισμένων αρχικών στόχων όσον αφορά τις επιδόσεις του συνδυαστή που επρόκειτο να σχεδιασθεί. Με φθίνουσα σειρά προτεραιότητας, στόχοι ήταν η μέγιστη απομόνωση των εισόδων (από 15dB έως και 30dB), οι ελάχιστες απώλειες εισαγωγής ( $\approx 1\text{dB}$ ), οι μέγιστες απώλειες επιστροφής ( $>13\text{dB}$ ) και το μέγιστο δυνατό εύρος ζώνης ( $> 4\text{GHz}$ ). Ταυτόχρονα, ο συνδυαστής έπρεπε να μπορεί να αντέξει τα μεγάλα RMS ρεύματα που προκύπτουν στις εξόδους των ενισχυτών ισχύος ( $>50\text{mA}$ ), ακόμα και αν τα σήματα εξόδου τους ήταν  $180^\circ$  εκτός φάσης. Όσον αφορά τις διαστάσεις του σχεδίου αρχικά δεν αποτελούσαν πρόβλημα διότι η διαθέσιμη έκταση ( $\approx 1\text{mm}^2$ ) ήταν αρκετή, αλλά όταν αυτή μετέπειτα ελαττώθηκε σε  $430\mu\text{m} \times 930\mu\text{m}$ , δημιουργήθηκαν αρκετές σχεδιαστικές προκλήσεις.

Εν τέλει η διαδικασία σχεδίασης έφτασε μέχρι και το tape-out στάδιο, γεγονός το οποίο ήταν από την αρχή επιθυμητό, και έτσι το σχέδιο του συνδυαστή Lange στάλθηκε στο εργοστάσιο κατασκευής. Μετά από 5 μήνες το ολοκληρωμένο κύκλωμα κατασκευάστηκε και ξεκίνησε η διαδικασία μέτρησής του, τα αποτελέσματα της οποίας παρουσιάζονται στο Κεφάλαιο 6. Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρατίθενται αρχικά μερικές πληροφορίες για τη  $0.13\mu\text{m}$  BiCMOS τεχνολογία της Infineon που χρησιμοποιήθηκε και για το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM με τη βοήθεια του οποίου έγινε ένα πολύ σημαντικό μέρος της σχεδίασης. Έπειτα γίνεται μία μικρή αναφορά στη σχεδίαση ενός συνδυαστή Wilkinson, κύκλωμα το οποίο είχε επιλεγθεί αρχικά αλλά απορρίφθηκε για

διάφορους λόγους. Στη συνέχεια παρουσιάζεται ολόκληρη η διαδικασία σχεδίασης του συνδυαστή Lange, από την έναρξη του φυσικού σχεδιασμού έως και την παραγωγή του τελικού έγκυρου GDSII (Graphic Design System) αρχείου που εστάλη για κατασκευή. Περιγράφεται ακόμα και η σχεδιαστικής φύσεως προετοιμασία που έγινε ώστε να μετρηθεί με τη μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια το ολοκληρωμένο, καθώς και η διαδικασία των μετρήσεων που διεξήχθη σε ένα εργαστήριο της Infineon. Τέλος, αναφέρονται οι σχεδιαστικοί περιορισμοί που επιβλήθηκαν από τη μικρή έκταση που ήταν διαθέσιμη στο ολοκληρωμένο και τα προβλήματα που αυτοί δημιούργησαν.

## **4.1 Χαρακτηριστικά της BiCMOS τεχνολογίας κατασκευής B11HFC**

Η τεχνολογία B11HFC πρόκειται για μία τεχνολογία 400 GHz/0.13μm SiGe BiCMOS με επιμετάλλωση χαλκού για μικροκυματικές mmWave εφαρμογές αναλογικού μικτού σήματος, η οποία παρέχει υψηλή απόδοση σε καταστάσεις χαμηλής κατανάλωσης ισχύος. Η τεχνολογία αυτή παρέχεται από την εταιρεία Infineon Technologies AG, στον χώρο της οποίας έλαβε χώρα η συγκεκριμένη διπλωματική εργασία. Επίσης, βασίζεται σε προηγούμενες γενιές διπολικών SiGe τεχνολογιών υψηλών ταχυτήτων (παραγωγική: B7HF200, εργαστηριακή: B7HF500), καθώς και στη CMOS πλατφόρμα C11N. Τέλος, μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές μονολιθικών μικροκυματικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων για ραντάρ οχημάτων (Automotive Radar MMIC), ολοκληρωμένων κυκλωμάτων συγκεκριμένης εφαρμογής ραδιοσυχνοτήτων (RF ASICs) και ασύρματων ζεύξεων υψηλής ταχύτητας δεδομένων.

Μερικά χρήσιμα χαρακτηριστικά της διαδικασίας κατασκευής (process) ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος της συγκεκριμένης τεχνολογίας είναι τα ακόλουθα:

- Επιμετάλλωση: Παρέχονται 6 στρώματα χαλκού, 4 λεπτά (μέταλλο 1 - 4) που βρίσκονται χαμηλά και 2 παχιά (μέταλλα 5-6) που βρίσκονται ψηλά, καθώς και 1 στρώμα αλουμινίου για επιφάνειες επαφής (pads) και για καλωδίωση.
- Διάμετρος του δισκίου πυριτίου (wafer): 200mm
- Υπόστρωμα: οπών p-, ειδική αντίσταση 15-20 Ωcm, προσανατολισμός εγκοπής <100>
- Βάση SiGe

- Τριπλό πηγάδι 130nm CMOS
- Ρηχή / βαθιά τάφρος (shallow/deep trench) απομόνωσης
- Self-aligned double polysilicon διάταξη εκπομπού και βάσης
- Διπλό οξειδίο πύλης (2.2nm/5.2nm)
- Επαφές με πλήρωση βολφραμίου

Επίσης, παρέχονται αρκετές διαφορετικές συσκευές και παθητικά στοιχεία:

- Διπολικά τρανζίστορ ετεροεπαφής (HBT) ηρη τριών τύπων, ή υψηλής ταχύτητας, ή μέσης ταχύτητας, ή υψηλής τάσης. Το πλάτος του εκπομπού μπορεί να είναι 0.22μm ή 0.34μm, ενώ η διάταξη των ακροδεκτών των συσκευών μπορεί να έχει τις μορφές BEC, BEBC, CBEC, CBEBEC, CEBC και CBEBEBC.
- nMOS και pMOS τρανζίστορ για αναλογική χρήση και για χρήση σε μνήμες.
- Δίοδοι: διάχυσης – υποστρώματος, n πηγαδιού – διάχυσης ή ιοντικής εμφύτευσης, n πηγαδιού – υποστρώματος, μία PIN δίοδο, δίοδοι για ESD χρήση, δίοδοι varactor.
- Αντιστάσεις: από νιτρίλιο τανταλίου (Tantalum Nitride ή TaN αντίσταση), n-διάχυσης, p-πολυπυριτίου, στρωμάτων χαλκού ή και αλουμινίου. Μόνο η TaN αντίσταση και η p-πολυπυριτίου συνίστανται για αναλογική σχεδίαση.
- Πυκνωτές: τύπου MIM (Metal Insulator Metal), πυκνωτής διασταύρωσης (junction capacitor βασιζόμενος στη συσκευή varactor), μεταξύ των τεσσάρων πρώτων διαδοχικών μετάλλων κατασκευής (m1-m2, m2-m3, m3-m4), μεταξύ του μετάλλου 1 και πολυπυριτίου, τύπου «σάντουιτς» (sandwich capacitors), NMOS πυκνωτές.
- Γραμμές μεταφοράς μικροταινίας μεταξύ του μετάλλου 6 και του μετάλλου 2 ή του μετάλλου 4, καθώς και διαφορικές γραμμές μεταφοράς μεταξύ του μετάλλου 6 και του μετάλλου 2.

Η εγκυρότητα των σχεδιασμένων κυκλωμάτων πριν αυτά σταλθούν για κατασκευή στο εργοστάσιο εγγυάται από μία σειρά ελέγχων, οι οποίοι πραγματοποιούνται από τον σχεδιαστή με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού. Γενικά, με του ελέγχους εγκυρότητας (verification checks) αποτρέπονται σχεδιαστικά προβλήματα που ενδέχεται να καταστήσουν αδύνατη την κατασκευή ενός κυκλώματος, προβλήματα τα οποία μπορεί να αλλοιώσουν τη συμπεριφορά του κυκλώματος, ή ακόμα και προβλήματα που μπορεί να αχρηστεύσουν πλήρως το κύκλωμα. Για να σταλεί ένα σχέδιο για κατασκευή, πρέπει να είναι ικανό να περάσει τους ελέγχους DRC

(Design Rule Check), LVS (Layout Versus Schematic), Antenna DRC και ERC (Electrical Rule Check). Βέβαια, για ορισμένα κυκλώματα (π.χ. ένα απλό παθητικό κύκλωμα, χωρίς ενεργές συσκευές και τροφοδοσία) οι δύο τελευταίοι ενδέχεται να μην είναι αναγκαίοι, καθώς χρησιμεύουν μόνον όταν υπάρχουν MOS συσκευές και για τον έλεγχο των συνδέσεων τροφοδοσίας και γείωσης, αντίστοιχα. Προφανώς η B11HFC διαθέτει όλους αυτούς τους ελέγχους. Ο έλεγχος DRC ανιχνεύει αν το φυσικό σχέδιο (layout) του κυκλώματος ικανοποιεί όλους τους περιορισμούς φυσικής σχεδίασης που επιβάλλονται από την εκάστοτε τεχνολογία, συμπεριλαμβανομένων των περιορισμών πυκνότητας του κάθε στρώματος (επιμετάλλωσης, πολυπυριτίου κ.λπ.), ενώ ο LVS ανιχνεύει αν η λειτουργία του layout και του αντίστοιχου σχηματικού του κυκλώματος είναι διαφορετική.

## 4.2 Πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet

Η σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος με χρήση ενός EDA (Electronic Design Automation) προγράμματος είναι όσο ακριβής είναι και τα μοντέλα των ηλεκτρικών στοιχείων που αυτό χρησιμοποιεί. Ιδανικά, ο σχεδιαστής θα ήθελε τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται να αντικατοπτρίζουν ακριβώς την πραγματική συμπεριφορά των ηλεκτρικών στοιχείων, αυτή δηλαδή που θα είχαν αν λειτουργούσαν επάνω στο τελικό τσιπ. Αυτό είναι πρακτικά αδύνατον, αφού η συμπεριφορά του κάθε στοιχείου επηρεάζεται σημαντικά από τα γειτονικά του στοιχεία, αλλά και γενικότερα από οτιδήποτε το περιβάλλει. Ο πιο ακριβής τρόπος να περιγραφεί η τελική συμπεριφορά ενός ή και περισσότερων συνδεδεμένων παθητικών στοιχείων είναι μέσω της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσής τους. Μετά τη σχεδίαση λοιπόν ενός κυκλώματος με ένα EDA πρόγραμμα, ένα από τα επόμενα φυσικά βήματα της σχεδίασης είναι η EM προσομοίωση των παθητικών στοιχείων του κυκλώματος, ώστε η συμπεριφορά τους να αντικατοπτρίζει καλύτερα την πραγματικότητα. Για να μπορέσει να γίνει όμως αυτό, πρέπει πρώτα να έχει σχεδιαστεί το αντίστοιχο layout, το οποίο προφανώς μπορεί μετέπειτα να επεξεργαστεί κατάλληλα ανάλογα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης.

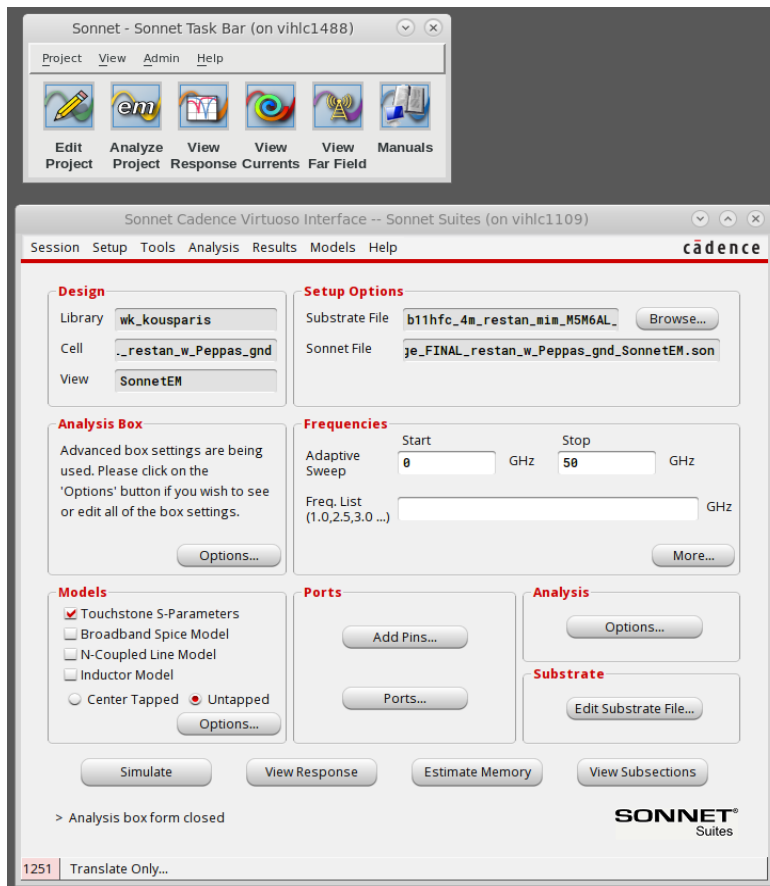
Το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας ονομάζεται Sonnet. Πρόκειται για ένα 3D planar EM πρόγραμμα υψηλών συχνοτήτων, το οποίο φημίζεται για την ακρίβειά προσομοίωσης κυκλωμάτων και κεραιών ενός ή και περισσότερων επιπέδων (layers) [19]. Είναι ικανό να

πραγματοποιήσει την EM ανάλυση μίας μικροταινίας, μίας γραμμής ταινίας, ενός ομοεπίπεδου κυματοδηγού και γενικότερα οποιουδήποτε 3D planar κυκλώματος. Η μηχανή ανάλυσης του Sonnet είναι «full-wave», πραγματοποιεί δηλαδή πλήρη EM ανάλυση, η οποία λαμβάνει υπόψιν όλους τους μηχανισμούς σύζευξης, τη διασπορά, τις ασυνέχειες, τα επιφανειακά κύματα και τις απώλειες της ακτινοβολίας, των επιμεταλλώσεων και των διηλεκτρικών, κάνοντας μόνον δύο προσεγγίσεις κατά τους υπολογισμούς. Η πρώτη προσέγγιση είναι ότι διαθέτει περιορισμένη αριθμητική ακρίβεια, η οποία επιβάλλεται από τις δυνατότητες των ηλεκτρονικών υπολογιστών στις μέρες μας, και η δεύτερη είναι ότι υποδιαιρεί τις επιμεταλλώσεις σε τμήματα (τα οποία απαρτίζονται με τη σειρά τους από cells). Πιο συγκεκριμένα, αυτό που κάνει η μηχανή, είναι να υπολογίζει σε έναν κλειστό χώρο που αποκαλείται κουτί (box) το ηλεκτρικό πεδίο που προκαλείται από το ρεύμα ενός τμήματος, και έπειτα να επαναλαμβάνει την ίδια διαδικασία για όλα τα υπάρχοντα τμήματα. Έτσι επιτυγχάνει να υπολογίσει την αλληλεπίδραση μεταξύ οποιουδήποτε πιθανού ζεύγους τμημάτων εντός του κλειστού χώρου. Όσον αφορά το κουτί, έχει εξ ορισμού μηδενικό δυναμικό στους κάθετους τοίχους του και αποτελεί το όριο του χώρου για τον οποίο γίνονται οι υπολογισμοί του ηλεκτρικού πεδίου, οπότε προφανώς πρέπει μέσα σε αυτό να βρίσκεται το κύκλωμα. Η τεχνική που χρησιμοποιείται για την ανάλυση είναι η FFT (Fast Fourier Transform), με τη βοήθεια της οποίας υπολογίζεται αποδοτικά η σύζευξη επάνω σε κάθε διηλεκτρική επιφάνεια, αλλά και μεταξύ αυτών. Είναι σημαντικό να σημειωθεί πως τα στρώματα μετάλλου που ενδέχεται να υπάρχουν πάνω σε μία διηλεκτρική επιφάνεια αντιμετωπίζονται σαν να έχουν μηδενικό πάχος. Τέλος, για να υπολογιστεί η κατανομή του ρεύματος πάνω στις επιμεταλλώσεις του κυκλώματος, χρησιμοποιείται η μέθοδος MoM (Method of Moments).

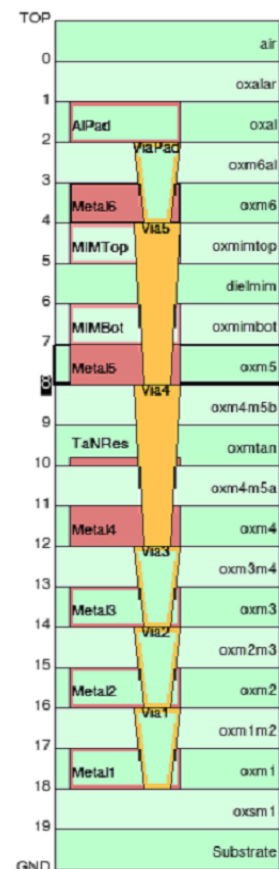
Για να διευκολύνει τον σχεδιαστή, το Sonnet παρέχει κατάλληλες διεπαφές για τα πιο γνωστά EDA προγράμματα. Έτσι μπορεί να προσφέρει τις παροχές του συνυπάρχοντας με το περιβάλλον που ήδη χρησιμοποιείται για τη σχεδίαση. Στη συγκεκριμένη εργασία έγινε χρήση της προέκτασης του Sonnet για το Cadence Virtuoso ADE (Analog Design Environment), το οποίο ήταν το EDA πρόγραμμα που χρησιμοποιήθηκε καθ' όλη τη διάρκεια της σχεδίασης. Η προέκταση αυτή επιτρέπει στον σχεδιαστή να διαμορφώσει κατάλληλα και να τρέξει μία EM προσομοίωση από ένα layout cell του Virtuoso, να εξάγει τα ακριβή ηλεκτρικά μοντέλα για αυτό (Touchstone ή Compact format), και τέλος να δημιουργήσει για τα αποτελέσματα αυτά ένα σχηματικό σύμβολο, ώστε να μπορούν να αξιοποιηθούν σε ένα schematic cell. Παρ' όλα αυτά, δεν είναι απαραίτητο να γίνει η χρήση κάποιου άλλου προγράμματος EDA, μιας και το Sonnet μέσω ορισμένων εργαλείων παρέχει τη δυνατότητα στον χρήστη να σχεδιάσει

το επιθυμητό layout του κυκλώματος, έπειτα να διαμορφώσει κατάλληλα και να τρέξει την EM προσομοίωσή του, και τέλος να παραστήσει τα αποτελέσματα. Το κύριο παράθυρο της διεπαφής με το Virtuoso και το μενού πρόσβασης στα διάφορα εργαλεία του Sonnet, φαίνονται στο Σχήμα 4.1.α.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, το πρόγραμμα χρησιμοποιείται γενικά για παθητικά κυκλώματα ενός ή περισσότερων επιπέδων. Στη εργασία αυτή χρησιμοποιήθηκε για την EM προσομοίωση και τη βελτιστοποίηση του layout του συνδυαστή Lange που παρουσιάζεται στο συγκεκριμένο κεφάλαιο, αλλά και για την προσομοίωση και τη βελτιστοποίηση των layout δύο κυκλωμάτων συνδυασμού δύο ενισχυτών ισχύος, τα οποία παρουσιάζονται αναλυτικά στο Κεφάλαιο 5. Το αποτέλεσμα των προσομοιώσεων ήταν η παραγωγή κατάλληλων .sNp αρχείων, τα οποία εισήχθησαν σε σχηματικά σύμβολα και αντικατέστησαν τα ιδανικά παθητικά στοιχεία ή και τα μοντέλα αυτών.



(α)



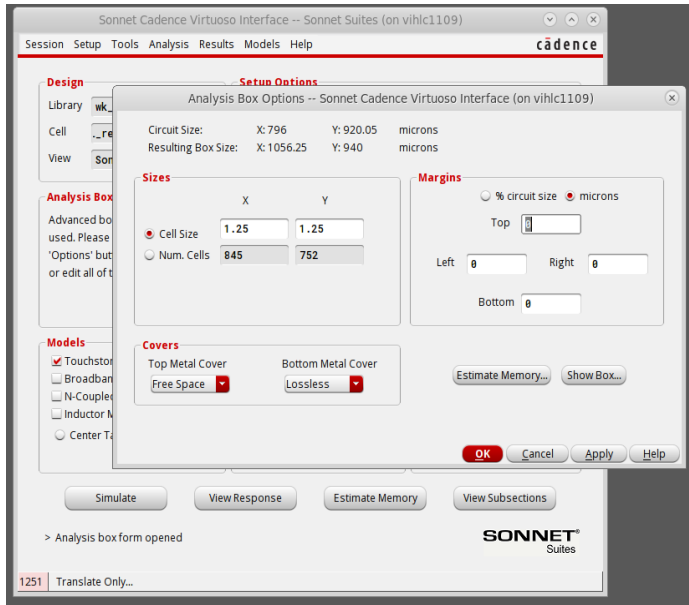
(β)

Σχήμα 4.1 (α) Το μενού πρόσβασης του Sonnet στα διάφορα εργαλεία του και το κύριο παράθυρο της διεπαφής του Sonnet με το Cadence Virtuoso. (β) Η στοιβή όλων των επιπέδων μετάλλου, διηλεκτρικού και via της τεχνολογίας.

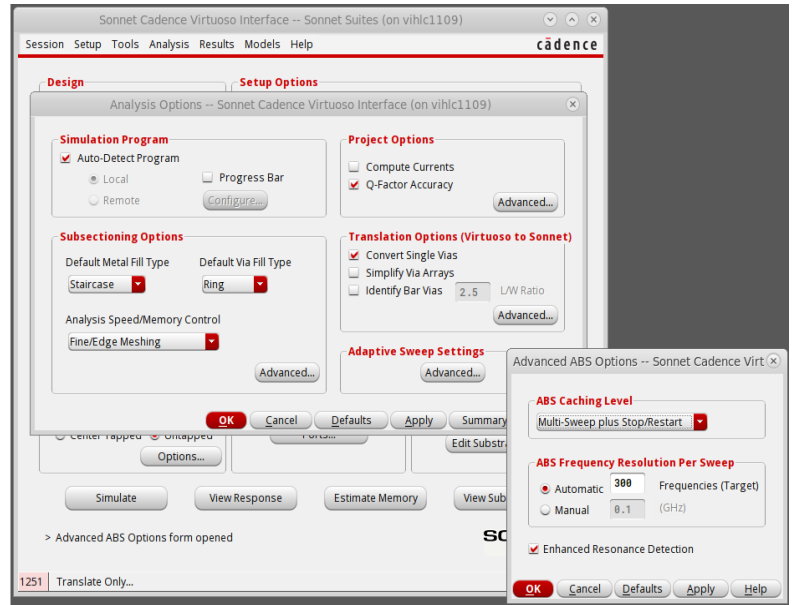
Πριν γίνει αναφορά στη μεγάλη ποικιλία παραμέτρων που χρειάζεται να γνωρίζει κανείς ώστε να ρυθμίσει κατάλληλα την προσομοίωση, αξίζει να γίνει αναφορά στο αρχείο του

υποστρώματος. Είναι ο συνδετήριος κρίκος της εκάστοτε τεχνολογίας και του Sonnet. Μέσα σε αυτό υπάρχουν πληροφορίες για όλα τα επίπεδα διηλεκτρικών και μετάλλων, καθώς και για τις κάθετες ηλεκτρικές διασυνδέσεις (via), οι οποίες προέρχονται από το εγχειρίδιο της τεχνολογίας. Πιο συγκεκριμένα για τα διηλεκτρικά περιέχονται πληροφορίες όπως το πάχος, η σχετική ηλεκτρική επιτρεπτότητα και μαγνητική διαπερατότητα, οι απώλειες του διηλεκτρικού και η διαγωγιμότητα. Για τα μέταλλα και για τα vias περιέχονται πληροφορίες όπως η αντίσταση ή η διαγωγιμότητα φύλλου και η θέση τους ανάμεσα στα διηλεκτρικά στρώματα, ενώ όπως έχει ήδη ειπωθεί το πάχος των μετάλλων θεωρείται μηδενικό. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης είναι ευαίσθητα σε αυτές τις πληροφορίες, οι οποίες κατά κύριο λόγο αποτελούνται από τυπικές τιμές που δίνει η τεχνολογία, γεγονός που σημαίνει ότι μικρή αλλαγή των τιμών τους ενδέχεται να οδηγήσει σε αρκετά διαφορετικά αποτελέσματα. Στο Σχήμα 4.1.β φαίνεται η στοιβία όλων των επιπέδων μετάλλου, διηλεκτρικού και via της τεχνολογίας, πληροφορία η οποία έχει περαστεί στο Sonnet με χρήση του αρχείου υποστρώματος.

Η κατάλληλη ρύθμιση της μηχανής ανάλυσης και γενικότερα της προσομοίωσης είναι μία διαδικασία που δεν είναι καθόλου προφανής, καθώς απαιτεί καλή γνώση του κυκλώματος αλλά κυρίως εμπειρία με τέτοιου είδους προγράμματα και του τρόπου λειτουργίας τους. Βασικός στόχος του σχεδιαστή είναι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που θα λάβει, να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά σε αυτά του πραγματικού κυκλώματος. Υπάρχουν πολλές παράμετροι που πρέπει να επιλεγθούν πριν εκκινήσει η μηχανή ανάλυσης, μερικές από τις οποίες φαίνονται στα Σχήματα 4.1.α και 4.2. Όπως είναι λογικό, η επιλογή ορισμένων εξ αυτών δεν είναι τόσο καθοριστική, αλλά υπάρχουν και άλλες οι οποίες επηρεάζουν σημαντικά τα τελικά αποτελέσματα. Βέβαια, η επίδραση της κάθε παραμέτρου στα τελικά αποτελέσματα εξαρτάται σημαντικά και από το κύκλωμα που σχεδιάζεται. Έτσι, καθίσταται αναγκαίο η κάθε παράμετρος να μελετηθεί ξεχωριστά και να αποκτηθεί επαρκής γνώση για το ποια τιμή της πρέπει να χρησιμοποιηθεί και κάτω από ποιες περιστάσεις. Έχοντας λοιπόν αποκτήσει τη γνώση που χρειάζεται ώστε να επιτευχθεί ο βασικός στόχος της ακρίβειας, ο σχεδιαστής έρχεται αντιμέτωπος με ένα σημαντικό πρόβλημα, αυτό του χρόνου. Οι προσομοιώσεις μπορεί να διαρκούν από μερικά δευτερόλεπτα για πολύ απλά κυκλώματα, έως και αρκετές μέρες για άλλα, μεγαλύτερα, και πιο περίπλοκα κυκλώματα. Είναι προφανές λοιπόν ότι υπάρχει ένα trade-off μεταξύ της ακρίβειας και του χρόνου της προσομοίωσης. Εν τέλει, το ποιες παράμετροι θα επιλεγούν για τη ρύθμιση της προσομοίωσης, είναι συνάρτηση της επιθυμητής ακρίβειας των αποτελεσμάτων, του χρόνου εξαγωγής αυτών, καθώς και του κυκλώματος που σχεδιάζεται.



(α)



(β)

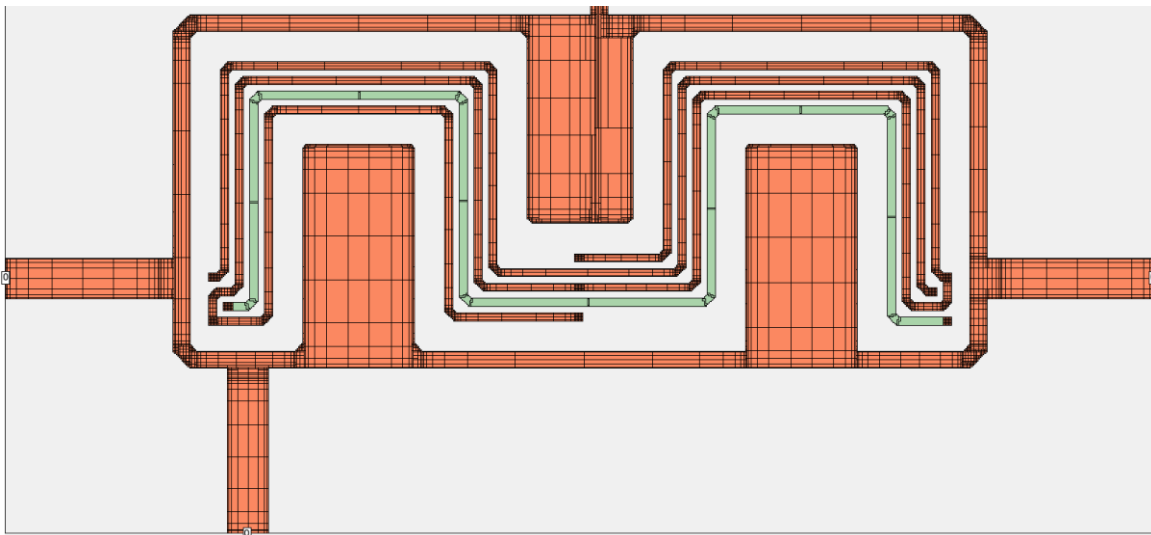
Σχήμα 4.2 (α) Παράθυρο ρύθμισης παραμέτρων του κουτιού της προσομοίωσης. (β) Παράθυρα ρύθμισης παραμέτρων που έχουν να κάνουν με τον τρόπο λειτουργίας της μηχανής ανάλυσης.

Ορισμένες παράμετροι στις οποίες αξίζει μία πιο συγκεκριμένη αναφορά είναι η  $cell\_size$   $\{X,Y\}$ , η  $box\_margins$   $\{left, top, right, bottom\}$  και η  $box\_covers$   $\{Top, Bottom\}$ , οι οποίες φαίνονται και στο Σχήμα 4.2.α. Η παράμετρος  $cell\_size$  καθορίζει τις διαστάσεις της ελάχιστης υποδιαίρεσης που μπορεί να υπάρξει στο layout του κυκλώματος, και η τιμή της πρέπει να είναι επαρκώς μικρή ώστε το layout να μπορεί να αποτυπωθεί με αξιοπρεπή ακρίβεια, αλλά ταυτόχρονα επαρκώς μεγάλη ώστε η διάρκεια της προσομοίωσης να μην είναι απαγορευτική. Πρέπει να δοθεί μεγάλη προσοχή στο ότι για την επίτευξη της μέγιστης ακρίβειας η τιμή της πρέπει να επιλεγθεί να είναι ο μέγιστος κοινός διαιρέτης όλων των διαστάσεων του υπό εξέταση κυκλώματος. Η πρώτη σκέψη του σχεδιαστή είναι πως μία μικρότερη τιμή οδηγεί σε μεγαλύτερη ακρίβεια, γεγονός που στη συγκεκριμένη περίπτωση δεν ισχύει. Η παράμετρος  $box\_margins$  ορίζει τις αποστάσεις των κάθετων πλευρών του κουτιού από το layout του κυκλώματος, οι οποίες πρέπει να είναι αρκετά μεγάλες ώστε οι πλευρές μηδενικού δυναμικού να επηρεάζουν όσο το δυνατόν λιγότερο τα αποτελέσματα, αλλά ταυτόχρονα να μην είναι αρκετά μεγάλες ώστε να δημιουργηθούν φαινόμενα συντονισμού ή να αυξηθεί αισθητά ο χρόνος προσομοίωσης. Όσον αφορά την  $box\_covers$ , με αυτή ορίζεται ο τύπος των δύο οριζόντιων πλευρών του κουτιού, οι οποίες πρέπει να επιλεγθούν με βάση τις πραγματικές συνθήκες στις οποίες πρόκειται να βρεθεί το κατασκευασμένο κύκλωμα. Για παράδειγμα, αν σε πολύ κοντινή απόσταση πάνω από το κύκλωμα προβλέπεται να υπάρχει κάποιος αγωγός (π.χ. να ένα μέταλλο ανώτερου επιπέδου),



τότε πρέπει να επιλεγθεί η τιμή «Lossless», ενώ αν προβλέπεται να υπάρχει μόνον αέρας επιλέγεται η τιμή «Free Space».

Πολύ σημαντική είναι και η παράμετρος *metal\_fill\_type* (βλ. Σχήμα 4.2.β), η οποία καθορίζει τον τρόπο με τον οποίο η μηχανή ανάλυσης υποδιαιρεί τις επιμεταλλώσεις σε τμήματα. Οι σημαντικές τιμές που μπορεί να λάβει είναι δύο, η *staircase* η οποία δημιουργεί μόνον ορθογώνια παραλληλόγραμμα τμήματα, και η *conformal* η οποία επιτρέπει την ύπαρξη διαγώνιων ή και καμπυλωτών τμημάτων. Η πρώτη επιλογή πάντα οδηγεί στα πιο σωστά αποτελέσματα, αλλά όταν το σχήμα του κυκλώματος περιέχει πολλές διαγώνιους ή και καμπύλες ο χρόνος και η μνήμη που απαιτούνται για την ανάλυση αυξάνονται πάρα πολύ. Τη λύση στο πρόβλημα αυτό τη δίνει η *conformal* τιμή μειώνοντας ουσιαστικά τον συνολικό αριθμό των τμημάτων, αλλά χρειάζεται πολύ προσοχή διότι για να οδηγήσει σε έγκυρα αποτελέσματα πρέπει στα *conformal* τμήματα το περισσότερο ρεύμα να ρέει στις άκρες των αγωγών. Στο Σχήμα 4.3 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο η μηχανή ανάλυσης υποδιαιρεί σε τμήματα ένα κύκλωμα. Με πορτοκαλί παρουσιάζονται τα *staircase* τμήματα, ενώ με πράσινο τα *conformal* τμήματα, τα οποία είναι εμφανώς μεγαλύτερα. Υπάρχει η δυνατότητα να επιλεγθούν διαφορετικές τιμές για διαφορετικά μέρη του ίδιου κυκλώματος, όπως έγινε άλλωστε και στο Σχήμα 4.3 για καλύτερη κατανόηση.



Σχήμα 4.3 Παράδειγμα τρόπου υποδιαίρεσης ενός κυκλώματος σε τμήματα. Τα *staircase* τμήματα υποδεικνύονται με πορτοκαλί, ενώ τα *conformal* με πράσινο.

Για περισσότερες λεπτομέρειες στα όσα ήδη αναφέρθηκαν αλλά και για εύρεση πληροφοριών άλλων χρήσιμων λειτουργιών και παραμέτρων του Sonnet, όπως για παράδειγμα για τη λειτουργία ABS, τη λειτουργία de-embedding, την παράμετρο *port\_type* κ.λπ., ο ενδιαφερόμενος αναγνώστης παραπέμπεται στον οδηγό χρήστη που παρέχεται από το Sonnet [19].

## 4.3 Διαδικασία σχεδίασης μέχρι και το *tape-out* στάδιο

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται ολόκληρη η διαδικασία σχεδίασης του συνδυαστή Lange, από την αναζήτηση ερευνητικών δημοσιεύσεων ώστε να βρεθεί ο καταλληλότερος τύπος συνδυαστή υψηλής απομόνωσης, έως και την παραγωγή του τελικού έγκυρου CAD αρχείου που εστάλη για κατασκευή. Αρχικά γίνεται αναφορά στη διαδικασία αναζήτησης του καταλληλότερου τύπου συνδυαστή υψηλής απομόνωσης, η οποία κατέληξε στην επιλογή του συνδυαστή Wilkinson. Προβλήματα στην πρακτική υλοποίηση του Wilkinson οδήγησαν στην εκκίνηση της σχεδίασης ενός ζεύκτη Lange, το σχέδιο του οποίου πέρασε από πολλά στάδια και εν τέλει κατέληξε να διαθέτει μαιανδρικό σχήμα, ενδοσυνδέσεις και κατάλληλο τερματισμό στην *isolated* θύρα του, γεγονός που τον κατέστησε συνδυαστή. Έπειτα εξηγούνται πιο λεπτομερώς και οι επιφάνειες επαφής που τοποθετήθηκαν για την επικοινωνία του κυκλώματος με το περιβάλλον. Τέλος παρουσιάζονται διάφορες αλλαγές που έγιναν στο κύκλωμα ώστε να περάσει τους απαραίτητους ελέγχους εγκυρότητας και να σταλεί για κατασκευή.

### 4.3.1 Επιλογή του κατάλληλου τύπου συνδυαστή

Πριν ξεκινήσει ο σχεδιασμός του κυκλώματος, έλαβε χώρα μία εξονυχιστική έρευνα στις υπάρχουσες ερευνητικές δημοσιεύσεις συνδυαστών υψηλής απομόνωσης. Έγινε αρχικά μία αναζήτηση γενικής φύσεως και έπειτα αρκετές με πιο συγκεκριμένα κριτήρια, όπως η συχνότητα, η μπάνα λειτουργίας και η τεχνολογία. Επίσης πραγματοποιήθηκε και συγκεκριμένη αναζήτηση για τα κυκλώματα Wilkinson, Lange, Gysel, ring, rat-race, magic tee, branch line coupler και riblet coupler. Σκοπός ήταν να ληφθεί γνώση για το πως αξιολογείται η επίδοση των συνδυαστών, για το που κυμαίνονται οι τιμές των σημαντικότερων χαρακτηριστικών τους στις συχνότητες ενδιαφέροντος, καθώς και για τον τρόπο σχεδιασμού τους στη χρησιμοποιούμενη τεχνολογία. Από την αναζήτηση αυτή ξεχώρισαν περίπου είκοσι δημοσιεύσεις, οι οποίες συγκρίθηκαν με αντικειμενικά κριτήρια ώστε να επιλεγεί στο τέλος ο καταλληλότερος τύπος κυκλώματος. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης αυτής ήταν η επιλογή για σχεδίαση ενός συνδυαστή τύπου Wilkinson, διότι παρουσίασε τις μικρότερες απώλειες εισαγωγής (IL), πολύ υψηλή απομόνωση των εισόδων του, αξιοπρεπείς απώλειες επιστροφής (RL) και όλα αυτά σε ένα επαρκές εύρος ζώνης. Στον Πίνακα 4.1 φαίνονται οι τέσσερις καλύτερες δημοσιεύσεις που βρέθηκαν στα πλαίσια της αναζήτησης.

### Χρήσιμες πληροφορίες για την κατανόηση του πίνακα:

- Το σχετικό εύρος ζώνης ορίζεται για τις απώλειες εισαγωγής, την απομόνωση και τις απώλειες επιστροφής σύμφωνα με τα όρια  $IL=1dB$ ,  $S32=S33=S22=S11= 15dB$ , όπου οι θύρες 2 και 3 είναι οι εισοδοί του combiner και η θύρα 1 είναι η έξοδος.
- Γίνεται χρήση του συμβόλου « $\approx$ » όπου η μέτρηση έχει γίνει προσεγγιστικά (με το μάτι) από καμπύλες.
- Όλες οι τιμές είναι από κυκλώματα που κατασκευάστηκαν και μετρήθηκαν και όχι από προσομοιώσεις.
- Η ανισοροπία φάσης ορίζεται ως  $|\varphi(S21)-\varphi(S31)|$ .

Κύκλωμα & Τεχνολογία	Μέγιστη απομόνωση [dB]	Ελάχιστες απώλειες εισαγωγής [dB]	Σχετικό εύρος ζώνης (απομόνωση, IL, RL εισόδου, RL εξόδου)	Ανισοροπία φάσης & σχετικό εύρος ζώνης	$f_0$ [GHz]	Μέγεθος	Δημοσίευση
Wilkinson (σε μορφή δαχτυλιδιού με δύο επιπλέον γραμμές $\lambda/2$ ), Κεραμικό υπόστρωμα με $\epsilon_r=9.9$ και $127\mu m$ πάχος	$S32 \approx 26$	$IL1 \approx 0.25^{ii}$ $IL2 \approx 0.1^{ii}$	$\approx 15\%$ (S32=25dB) <sup>i</sup> $\approx 15\%$ (IL=0.37dB) <sup>i</sup> $\approx 15\%$ (S33=18dB) <sup>i</sup> $\approx 15\%$ (S22=16dB) <sup>i</sup> $\approx 15\%$ (S11=17dB) <sup>i</sup>	$2.2^\circ$ , 15%	65	$2*(\lambda/4)+2*(\lambda/2)$ , $994\mu m \times 994\mu m$	[20]
Wilkinson (ιδιαίτερη σχεδίαση του κυκλώματος απομόνωσης), LCP υπόστρωμα με $\epsilon_r=3$ και $50\mu m$ πάχος	$S32 \approx 18$	$IL = 0.3$	$\approx 33\%$ (S32) $\approx 35\%$ (IL=0.8dB) <sup>i</sup> - - $\approx 30\%$ (S11)	-	60	$2*(\lambda/4)+4*(\lambda/10)$ , $1.2mm \times 0.9mm$	[21]
Wilkinson (με slow-wave CPW και χωρητικά φορτία), $0.13\mu m$ SiGe BiCMOS	$S32 \approx 25$	$IL < 1$	$\approx 48\%$ (S32) $\approx 100\%$ (IL) $\approx 65\%$ (S33) <sup>iii</sup> $\approx 65\%$ (S22) <sup>iii</sup> $\approx 50\%$ (S11) <sup>iii</sup>	$2^\circ$ , 100%	60	$2*(\lambda/8)$ , $150\mu m \times 525\mu m$	[22]
Wilkinson (με γραμμές μικροταινίας), $0.18\mu m$ SiGe BiCMOS	$S32 \approx 27$	$IL \approx 1$ <sup>iv</sup>	$\approx 44\%$ (S32) $\approx 44\%$ (IL=1.5dB) <sup>i</sup> $\approx 44\%$ (S33=25dB) <sup>i</sup> $\approx 44\%$ (S22=25dB) <sup>i</sup> $\approx 44\%$ (S11=16dB) <sup>i</sup>	-	44	$2*(\lambda/4)$ , $998\mu m \times 80\mu m$	[23]

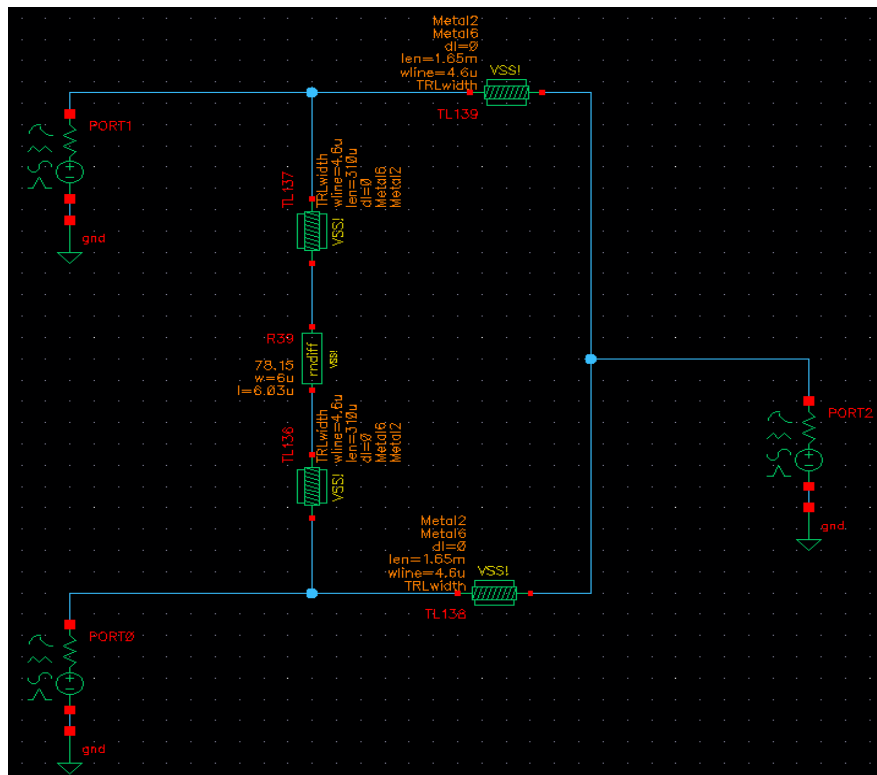
1. Διαφορετικός τρόπος μέτρησης σχετικού εύρους ζώνης λόγω έλλειψης πληροφορίας. Το νέο όριο αναγράφεται στην παρένθεση.
2. Τιμή η οποία δεν βρίσκεται ακριβώς στην κεντρική συχνότητα.
3. Σχετικό εύρος ζώνης που δεν περιλαμβάνει την κεντρική συχνότητα.
4. Τιμή που περιλαμβάνει και τις απώλειες από τις επιφάνειες επαφής της μέτρησης. Χωρίς αυτές  $IL \approx 0.6dB$ .

Πίνακας 4.1 Οι τέσσερις ερευνητικές δημοσιεύσεις που ξεχώρισαν στα πλαίσια της αναζήτησης.

Από τις τέσσερις αυτές δημοσιεύσεις, ξεχώρισε η [21] λόγω της ελευθερίας που παρέχει στη σχεδίαση του κλάδου απομόνωσης ενός Wilkinson, η οποία διευκολύνει μετέπειτα την απαιτητική υλοποίηση του layout του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα, εισάγει στο σχέδιο του κυκλώματος δύο γραμμές μεταφοράς στον κλάδο απομόνωσης (βλ. Σχήμα 4.4), μεταβλητού μήκους και χαρακτηριστικής εμπέδησης, οι οποίες βοηθάνε στην απομάκρυνση των δύο κύριων γραμμών μεταφοράς και άρα στην ελάττωση της σύζευξης αυτών. Επίσης, οδηγούν σε αντίσταση απομόνωσης μικρότερης τιμής, γεγονός το οποίο είναι πολύ θεμιτό διότι η κατασκευή μεγάλων αντιστάσεων (π.χ.  $100\Omega$ ) στην τεχνολογία B11HFC και σε συχνότητα 28

GHz είναι ιδιαίτερα δύσκολη και συνοδεύεται από πολλά προβλήματα. Ένα ακόμα καλό των επιπλέον γραμμών μεταφοράς είναι πως στο μήκος τους μπορεί να συμπεριληφθεί και το μήκος της αντίστασης απομόνωσης, η οποία εισάγει σημαντική χρονική καθυστέρηση στον κλάδο απομόνωσης λόγω της μεγάλης συχνότητας λειτουργίας.

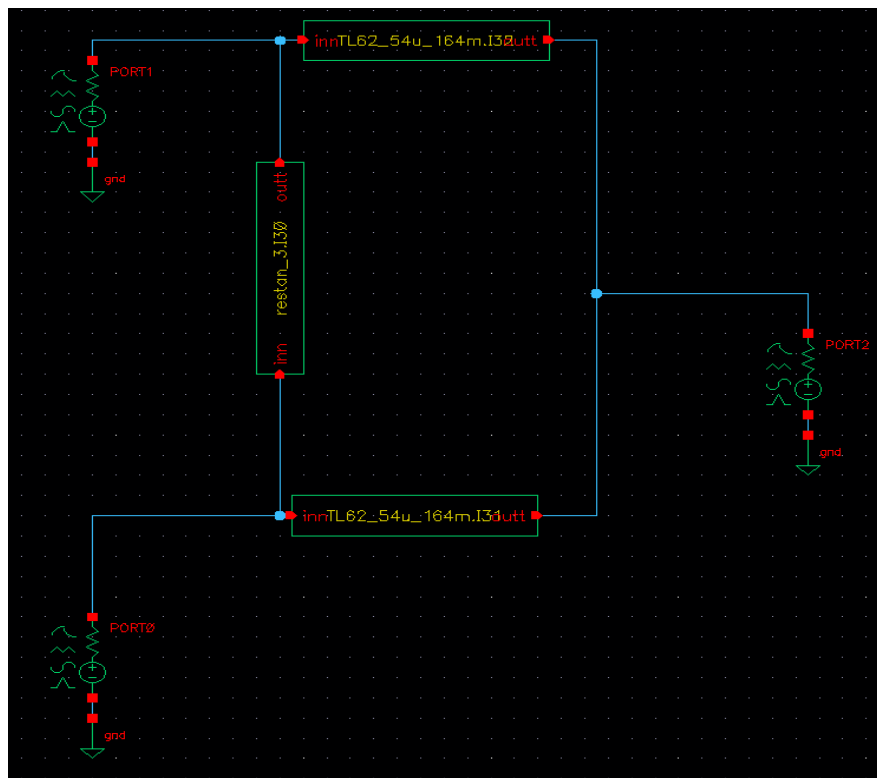
Αρχικά σχεδιάστηκε ένας Wilkinson με τα ιδανικά στοιχεία της βιβλιοθήκης analogLib του Cadence Virtuoso, ώστε να γίνει πιο κατανοητή η επίδραση των επιπλέον γραμμών μεταφοράς που εισάγονται σύμφωνα με την τεχνική [21]. Έπειτα, τα ιδανικά μοντέλα των γραμμών μεταφοράς αντικαταστάθηκαν με μοντέλα της τεχνολογίας B11HFC, αλλά η ιδανική αντίσταση έμεινε ως έχει, σχεδόν όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4. Τα προβλήματα ξεκίνησαν όταν επιχειρήθηκε να γίνει η αντικατάσταση της ιδανικής αντίστασης απομόνωσης με ένα μοντέλο της αντίστασης από νιτρίλιο τανταλίου (TaN) που διαθέτει η τεχνολογία B11HFC. Ο συγκεκριμένος τύπος αντίστασης είναι ουσιαστικά ο μοναδικός που παρέχεται για αξιόπιστες RF εφαρμογές, λόγω της πολύ καλής του ακρίβειας η οποία διατηρείται με τη διακύμανση της θερμοκρασίας και των διαδικασιών κατασκευής (process). Όταν έγινε η αντικατάσταση της ιδανικής αντίστασης απομόνωσης από ένα μοντέλο TaN αντίστασης ίδιας τιμής και μικρού πλάτους ( $\approx 2\mu\text{m}$ ), τα αποτελέσματα δεν επηρεάστηκαν αισθητά. Όμως, όπως έχει ήδη αναφερθεί στην αρχή του κεφαλαίου, το κύκλωμα του συνδυαστή έπρεπε να είναι ικανό να αντέξει πολύ μεγάλα RMS ρεύματα και έτσι το πλάτος του μοντέλου τέθηκε στην κατάλληλη τιμή ώστε να μπορεί να τα αντέξει. Η τιμή αυτή σύμφωνα με το εγχειρίδιο της



Σχήμα 4.4 Σχηματικό συνδυαστή Wilkinson με χρήση μοντέλων της B11HFC και αντίσταση  $n$ -διάχυσης.

τεχνολογίας B11HFC ήταν πολύ μεγάλη ( $\approx 200\mu\text{m}$ ), γεγονός που σημαίνει πως παρ' όλο που οι TaN αντιστάσεις είναι ακριβείς, δεν είναι καθόλου ικανές να αντέξουν μεγάλα RMS ρεύματα. Η μεγάλη αύξηση του πλάτους οδήγησε σε αντίστοιχη αύξηση του μήκους, και τελικά σε πολύ χειρότερα τελικά αποτελέσματα, τα οποία οφείλονταν στο ότι το μοντέλο παρουσίαζε εξαιρετικά πολλά παρασιτικά λόγω των μεγάλων διαστάσεων.

Η απελπιστικά κακή συμπεριφορά του μοντέλου της TaN αντίστασης στις μεγάλες συχνότητες ενδιαφέροντος, οδήγησε στη σχεδιάσή της με χρήση του Sonnet, με το οποίο φάνηκε πως το μοντέλο ήταν πολύ ανακριβές. Έτσι αποφασίστηκε και οι γραμμές μεταφοράς να σχεδιαστούν στο Sonnet, ώστε τα αποτελέσματα να είναι πιο ακριβή. Ο συνδυαστής Wilkinson με στοιχεία κατασκευασμένα στο Sonnet παρατίθεται στο Σχήμα 4.5. Παρ' όλα αυτά, το πρόβλημα των κακών τελικών αποτελεσμάτων εξαιτίας των υψηλών παρασιτικών της TaN αντίστασης παρέμεινε. Εν τέλει, πριν απορριφθεί ως επιλογή η TaN αντίσταση, εξετάστηκε και η παράλληλη σύνδεση δύο ή περισσότερων μεγαλύτερων αντιστάσεων με την ελπίδα ότι θα μειωθούν τα συνολικά παρασιτικά, αλλά ούτε αυτό απέδωσε.



Σχήμα 4.5 Σχηματικό συνδυαστή Wilkinson με χρήση στοιχείων σχεδιασμένων με χρήση του Sonnet και αντίσταση απομόνωσης τύπου TaN.

Έχοντας απορρίψει λοιπόν την TaN αντίσταση από πιθανή επιλογή λόγω των απαγορευτικά μεγάλων της διαστάσεων και των πολύ υψηλών παρασιτικών της, επιχειρήθηκε να γίνει ο σχεδιασμός του κυκλώματος με μία αντίσταση n-διάχυσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.4. Αυτός ο τύπος αντίστασης ήταν ο μοναδικός από αυτούς της τεχνολογίας που είχε

αρκετά μεγάλη αντίσταση φύλλου ώστε με σεβαστές διαστάσεις να οδηγήσει σε ικανοποιητικά αποτελέσματα. Τελικά και αυτός απορρίφθηκε, διότι οι προσομοιώσεις των ακραίων συνθηκών θερμοκρασίας και διαδικασίας κατασκευής έδειξαν ότι υπήρχε απόκλιση της τιμής της αντίστασης  $\pm 20\%$  στα 28 GHz.

Καταλήγοντας, η διαδικασία σχεδίασης του συνδυαστή Wilkinson τερματίστηκε λίγο πριν φτάσει στο τελικό layout. Αυτό συνέβη κυρίως λόγω της δυσκολίας κατασκευής μίας αξιόπιστης αντίστασης απομόνωσης, όπως προειπώθηκε αναλυτικά, αλλά και λόγω των αυξημένων απωλειών ( $\approx 1\text{dB}$ ) που παρουσίαζαν οι γραμμές μεταφοράς  $\lambda/4$  για τη συχνότητα ενδιαφέροντος και στην τεχνολογία B11HFC. Μιας και υπήρχε γνώση των προβλημάτων αυτών, είχε ήδη ξεκινήσει η σχεδιαστική έρευνα και άλλων τύπων συνδυαστών. Εν τέλει, επιλέχθηκε να σχεδιασθεί ένας ζεύκτης Lange, κύκλωμα το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως συνδυαστής με απλό τερματισμό της isolated θύρας του.

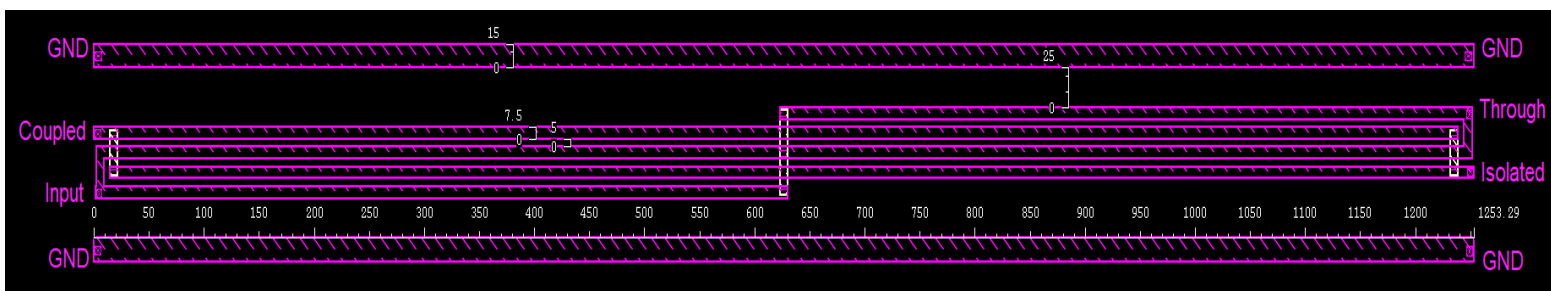
Η επιλογή του ζεύκτη Lange έγινε για αρκετούς λόγους. Κατ' αρχάς, σε σχέση με την αντίσταση απομόνωσης του Wilkinson, η αντίσταση τερματισμού του Lange δεν χρειάζεται να αντέχει τόσο υψηλά RMS ρεύματα, ενώ επίσης ο ρόλος της στο κύκλωμα δεν είναι τόσο καθοριστικός. Εκτός αυτού, σε περίπτωση σχεδιαστικών προβλημάτων της αντίστασης, υπάρχει η δυνατότητα να εισαχθεί εξωτερικά και όχι εντός του ολοκληρωμένου. Ένας ακόμα λόγος ήταν το ότι η λειτουργία του βασίζεται στη σύζευξη των  $\lambda/4$  γραμμών μεταφοράς του, σε αντίθεση με έναν Wilkinson. Το φαινόμενο σύζευξης αποδείχθηκε, μέσω προσομοιώσεων με το Sonnet, πως οδηγεί σε καλά αποτελέσματα από τα πρώτα κιόλας στάδια της σχεδίασης. Τέλος, πρέπει να αναφερθεί πως ο συνδυαστής αυτός έπρεπε υποχρεωτικά να έχει  $90^\circ$  διαφορά φάσης μεταξύ των εισόδων του για να λειτουργήσει σωστά, γεγονός το οποίο δεν αποτέλεσε πρόβλημα στα πλαίσια της συγκεκριμένης εφαρμογής.

### 4.3.2 Φυσική σχεδίαση του συνδυαστή Lange

Η σχεδίαση του layout του κυκλώματος ξεκίνησε απευθείας, χωρίς να προηγηθεί ο σχεδιασμός σχηματικού με μοντέλα της τεχνολογίας, μιας και το φαινόμενο σύζευξης δεν λαμβάνεται υπόψιν σε αυτά. Πρώτο βήμα της σχεδίασης ήταν η εύρεση των κατάλληλων διαστάσεων και αποστάσεων για τις γραμμές μεταφοράς του ζεύκτη, ώστε να επιτευχθεί η κατάλληλη σύζευξη μεταξύ αυτών. Αρχικά, βρέθηκαν οι προσεγγιστικές διαστάσεις με χρήση της μεθοδολογίας που περιγράφεται στην Υποενότητα 2.2.3, στην οποία οι γραμμές μεταφοράς θεωρείται ότι είναι τύπου μικροταινίας. Μέσω προσομοιώσεων με το πρόγραμμα EM προσομοίωσης Sonnet, γρήγορα φάνηκε πως το μονοπάτι επιστροφής (return path) των

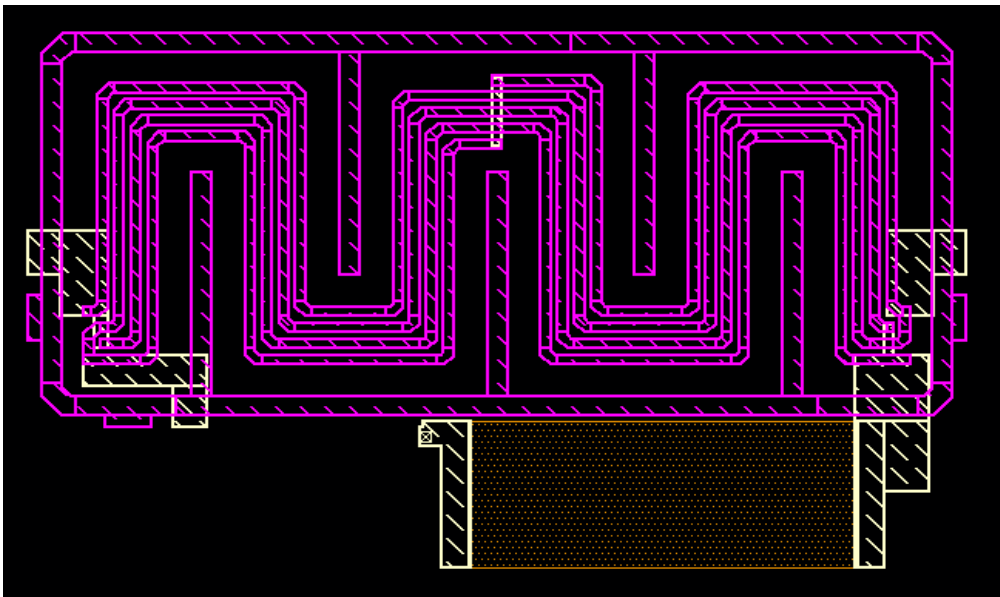
γραμμών μεταφοράς δεν έπρεπε να βρίσκεται κάτω από το μονοπάτι του σήματός (signal path) τους, δηλαδή σε κάποιο χαμηλότερο στρώμα χαλκού, διότι οδηγούσε σε αυξημένες απώλειες εισόδου και επιστροφής. Έτσι το μονοπάτι επιστροφής επιλέχθηκε να βρίσκεται στο ίδιο στρώμα χαλκού με αυτό του σήματος [24]. Η σχεδίαση συνεχίστηκε λοιπόν με χρήση της μεθόδου δοκιμής και λάθους (trial and error) τροποποιώντας το layout και λαμβάνοντας τα αντίστοιχα αποτελέσματα από το Sonnet, ώστε να βρεθούν οι βέλτιστες διαστάσεις για τον ζεύκτη. Τελικά, οι βέλτιστες διαστάσεις που προέκυψαν από την πειραματική μέθοδο βρίσκονταν αρκετά κοντά με αυτές της αρχικής θεωρητικής μεθοδολογίας.

Το σχήμα του layout επιλέχθηκε να είναι ευθύ, δεδομένου ότι δεν υπήρχε κάποιος συγκεκριμένος περιορισμός στην έκταση που θα έπρεπε να καταλαμβάνει το σχέδιο πάνω στο ολοκληρωμένο. Επίσης, προτιμήθηκε η κλασική interdigitated γεωμετρία για το κύκλωμα κι όχι αυτή του ξεδιπλωμένου Lange που παρατίθεται στο Σχήμα 2.13.β, διότι η πρώτη παρουσίασε πιο ισχυρή σύζευξη και καλύτερη απομόνωση, αλλά και επειδή διαθέτει και τις δύο θύρες εισόδου του συνδυαστή (τις through και coupled θύρες) από την ίδια πλευρά. Οι βέλτιστες διαστάσεις και οι διάφορες θύρες του layout του συνδυαστή φαίνονται στο Σχήμα 4.6. Οι διαστάσεις αυτές του κυκλώματος εγγυώνται τη μακροπρόθεσμη λειτουργία του για RMS ρεύματα έως και 100mA. Το κύκλωμα σχεδιάστηκε σχεδόν εξ' ολοκλήρου στο υψηλότερο στρώμα χαλκού (μέταλλο 6) διότι το πάχος του και η απόστασή του από το υπόστρωμα ήταν μέγιστα, γεγονός καθοριστικό για την επίτευξη ισχυρής σύζευξης δεδομένων των σχεδιαστικών περιορισμών της τεχνολογίας. Με χρήση του αμέσως χαμηλότερου στρώματος χαλκού (μέταλλο 5), έγινε η κατάλληλη διασύνδεση των γραμμών μεταφοράς που επιβάλλει η επιθυμητή γεωμετρία. Στο Σχήμα 4.6 φαίνονται και οι δύο γειωμένες μεταλλικές λωρίδες που λειτουργούν ως μονοπάτια επιστροφής των γραμμών μεταφοράς. Οι λωρίδες αυτές περικλείουν σχεδόν ολόκληρη τη γεωμετρία και κρατάνε το ηλεκτρικό πεδίο του κυκλώματος αρκετά εντοπισμένο μέσα στην περιοχή, ενώ επίσης οδήγησαν σε τελικά αποτελέσματα που ήταν αισθητά ανεξάρτητα της παραμέτρου `box_margin` του Sonnet. Τέλος, είναι σημαντικό να ειπωθεί ότι έχει διατηρηθεί η μέγιστη δυνατή συμμετρία στο layout.



Σχήμα 4.6 Βελτιστοποιημένο ευθύ layout του ζεύκτη Lange.

Στο σημείο αυτό έγινε γνωστή η διαθέσιμη έκταση επάνω στο ολοκληρωμένο, η οποία ήταν ίση με  $430\mu\text{m} \times 930\mu\text{m}$ . Σε αυτήν έπρεπε να χωρέσουν ο ζεύκτης που ήδη παρουσιάστηκε, καθώς και τέσσερις επιφάνειες επαφής ακροδεκτών (contact pads, βλ. Υποενότητα 4.3.3), γεγονός το οποίο οδήγησε σε υποχρεωτική διαφοροποίηση του αρχικού ίσιου σχήματος. Το κύκλωμα τροποποιήθηκε αρκετές φορές διότι επιχειρήθηκαν διάφορα μαιανδρικά σχήματα. Η επιλογή του τελικού σχήματος έγινε με βάση το πόσο καλά κεντραρισμένα είναι τα αποτελέσματα στα 28 GHz, αλλά και με βάση το πόσο ικανοποιητικές είναι γενικότερα οι επιδόσεις του κυκλώματος. Τρίτο και τελευταίο κριτήριο επιλογής του σχήματος ήταν η ελαχιστοποίηση των ενδοσυνδέσεων που βρίσκονται μεταξύ των θυρών του Lange και των pads, το μήκος των οποίων, όπως αναφέρεται στη μεθεπόμενη παράγραφο, επηρεάζει σημαντικά τα τελικά αποτελέσματα. Το τελικό βελτιστοποιημένο μαιανδρικό σχήμα του συνδυαστή φαίνεται στο Σχήμα 4.8, ενώ ένα εναλλακτικό σχήμα με το οποίο επιδιώχθηκε να επιτευχθεί καλύτερο κεντράρισμα παρατίθεται στο Σχήμα 4.7. Να σημειωθεί πως οι σημαντικές για τον καθορισμό της σύζευξης διαστάσεις, δηλαδή το πλάτος και η απόσταση μεταξύ των γραμμών μεταφοράς και των γειωμένων λωρίδων, παρέμειναν ακριβώς ίδιες με αυτές του ίσιου σχήματος.

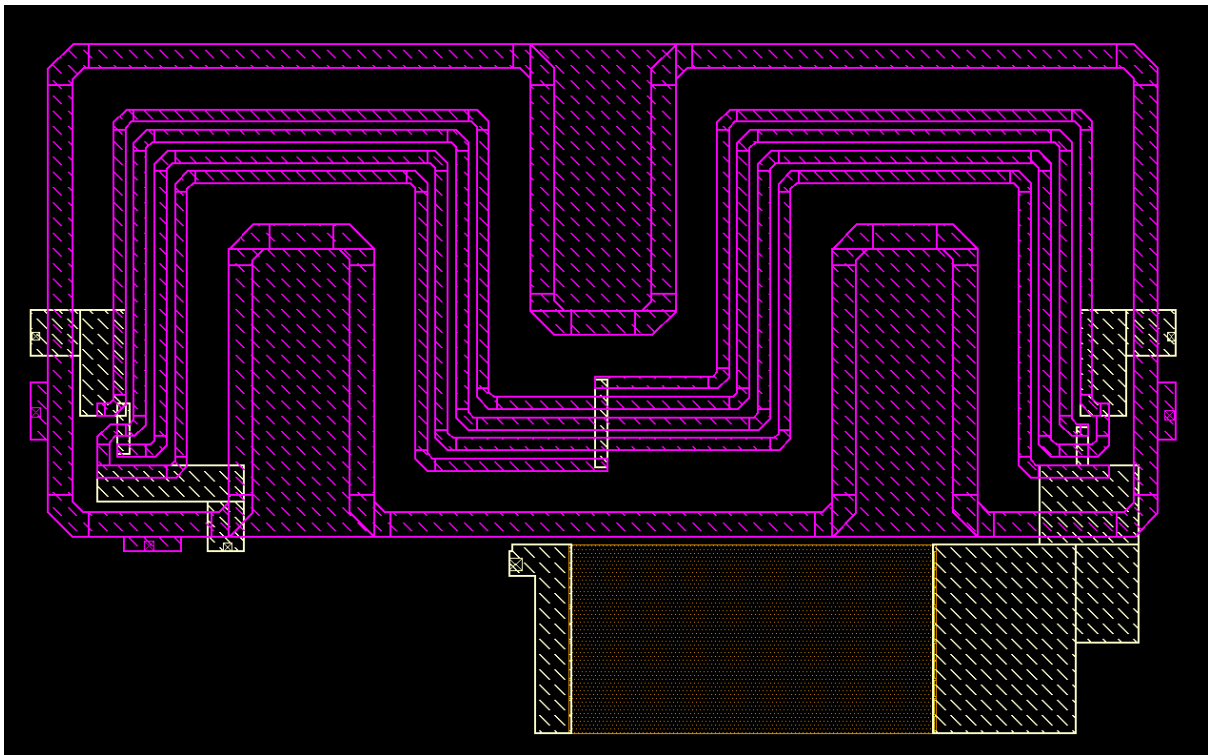


Σχήμα 4.7 Εναλλακτικό μαιανδρικό σχήμα του συνδυαστή Lange, για επίτευξη καλύτερου κεντράρισματος.

Ταυτόχρονα με τη γνωστοποίηση της διαθέσιμης έκτασης, λήφθηκε η πολύ σημαντική απόφαση του να γίνει ο τερματισμός της isolated θύρας του ζεύκτη επάνω στο ολοκληρωμένο, ώστε το τελικό σχέδιο να αποτελεί συνδυαστή κι όχι κατευθυντικό ζεύκτη. Αυτή η απόφαση δεν ήρθε σε σύγκρουση με την περιορισμένη διαθέσιμη έκταση, μιας και αντί να γίνει χρήση τεσσάρων pads, έγινε η χρήση τριών pads και μίας αντίστασης, αρκετά παρόμοιων



διαστάσεων. Πρώτα εξετάστηκε ο τερματισμός του ίσιου Lange του Σχήματος 4.6, αλλά επειδή οδήγησε στη χειροτέρευση των επιδόσεων, όπως άλλωστε και η αλλαγή του σχήματος του συνδυαστή σε μαιανδρικό, προτιμήθηκε αυτές οι δύο αλλαγές να πραγματοποιηθούν και να βελτιστοποιηθούν ταυτόχρονα. Ο τερματισμός της isolated θύρας φαίνεται στο Σχήμα 4.8, και πρέπει να σημειωθεί πως η προφανής ασυμμετρία που εισάγει στο κύκλωμα παίζει μεγάλο ρόλο στη χειροτέρευση των επιδόσεων. Η αντίσταση που χρησιμοποιήθηκε είναι από νιτρίλιο τανταλίου και έχει διαστάσεις περίπου ίσες με  $255\mu\text{m} \times 120\mu\text{m}$ . Έπειτα από προσομοιώσεις, φάνηκε ότι έπρεπε να είναι ικανή να αντέχει RMS ρεύματα περίπου ίσα με  $60\text{mA}$ , γεγονός το οποίο ικανοποιείται χάρη στο μεγάλο πλάτος της. Τέλος, ο λόγος που έχει τοποθετηθεί με αυτόν το τρόπο είναι ώστε το αριστερό άκρο της να συνδέεται άμεσα με τη γείωση του pad (βλ. Σχήμα 4.14), και όχι μέσω του μονοπατιού επιστροφής των γραμμών μεταφοράς.



Σχήμα 4.8 Βελτιστοποιημένο μαιανδρικό layout του συνδυαστή Lange, με τερματισμένη την isolated θύρα και με κατάλληλα σχεδιασμένες ενδοσυνδέσεις.

Μία ακόμα εισαγωγή στο σχέδιο του συνδυαστή, σε σχέση με αυτό του Σχήματος 4.6, είναι οι ενδοσυνδέσεις, οι οποίες σχεδιάστηκαν με χρήση του μετάλλου 5 και φαίνονται με άσπρο χρώμα στο Σχήμα 4.8. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, βρίσκονται μεταξύ των θυρών του Lange και των pads (βλ. Σχήματα 4.12 και 4.14). Γενικά προτιμάται ο σχεδιασμός χωρίς καθόλου ενδοσυνδέσεις, αλλά όταν αυτό είναι αναπόφευκτο η επίδρασή τους αφαιρείται από τα τελικά αποτελέσματα με διάφορες τεχνικές, διαδικασία η οποία ονομάζεται de-embedding.

Παρ' όλα αυτά, στη συγκεκριμένη εφαρμογή λόγω της περιορισμένης διαθέσιμης έκτασης εντός του ολοκληρωμένου, δεν ήταν δυνατή ούτε η αποφυγή τους, ούτε η αφαίρεση της επίδρασής τους από τα τελικά αποτελέσματα. Έτσι, αναγκαστικά ο σχεδιασμός του συνδυαστή έγινε λαμβάνοντας υπόψιν και την επίδραση των ενδοσυνδέσεων, η οποία δεν ήταν καθόλου μικρή. Οι διαστάσεις των ενδοσυνδέσεων παρατηρήθηκε ότι παίζουν σημαντικό ρόλο στη διαμόρφωση των τελικών παραμέτρων σκέδασης. Όσο πιο μικρό το μήκος τους, τόσο καλύτερες ήταν οι παράμετροι σκέδασης, ενώ το πλάτος τους έπρεπε να βελτιστοποιηθεί σε μία συγκεκριμένη τιμή. Τέλος, επιδιώχθηκε η συμμετρία αυτών, η οποία αποδείχθηκε εξίσου κρίσιμη.

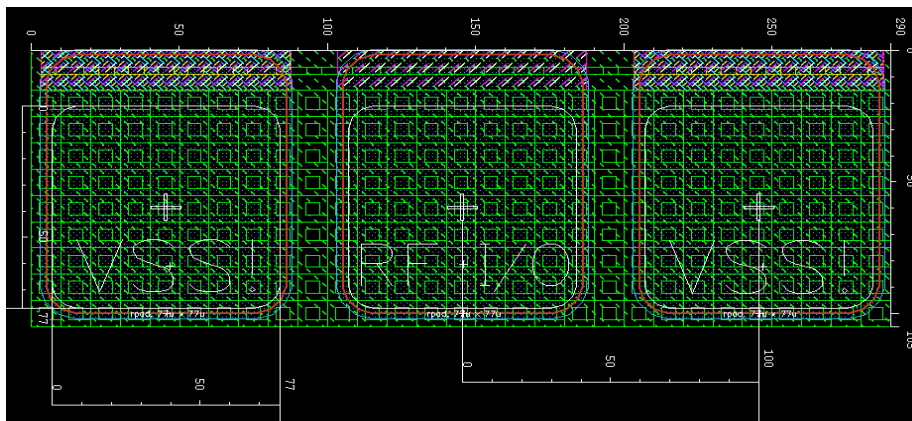
### 4.3.3 Επιφάνειες επαφής των ακροδεκτών μέτρησης

Ένα βασικό μέρος της σχεδίασης ενός ολοκληρωμένου είναι το πώς θα γίνει η επικοινωνία του με το περιβάλλον, δηλαδή με το τροφοδοτικό, με το όργανο μέτρησης ή και με άλλα ολοκληρωμένα ή παθητικά στοιχεία. Για να υπάρχει η δυνατότητα επικοινωνίας, είναι βασική προϋπόθεση στο σχέδιο του κυκλώματος να συμπεριλαμβάνονται οι κατάλληλες επιφάνειες επαφής (contact pads), πάνω στις οποίες ενδέχεται να συνδεθούν οι ακροδέκτες (probes) ενός οργάνου μέτρησης (βλ. Σχήμα 4.21), τα καλώδια σύνδεσης με μία πλακέτα (bondwires) ή και οι ακροδέκτες (pins) ενός διακριτού παθητικού στοιχείου. Γενικά, είναι πολύ κρίσιμο κατά τη σχεδίαση να λαμβάνεται υπόψιν η επιρροή των pads. Το μέγεθος τους σίγουρα θα επηρεάσει την εργονομία του τελικού layout του εκάστοτε κυκλώματος και θα θέσει περιορισμούς στις διαστάσεις αυτού. Εκτός από αυτό βέβαια, επηρεάζουν πολύ τις επιδόσεις του υπό εξέταση κυκλώματος και η επίδρασή τους πρέπει είτε να ληφθεί υπόψιν κατά τη σχεδίαση, είτε να αφαιρεθεί μετέπειτα με χρήση τεχνικών de-embedding. Όσον αφορά τον παθητικό συνδυαστή που σχεδιάστηκε, το μόνο που χρειαζόταν ήταν να γίνει η μέτρηση των παραμέτρων σκέδασής του, οπότε εισήχθησαν με τον κατάλληλο τρόπο τα απαραίτητα pads, το μέγεθος των οποίων προφανώς λήφθηκε υπόψιν κατά τη διάρκεια της σχεδίασης. Επίσης, αποφασίστηκε η επίδρασή τους στα τελικά αποτελέσματα να αφαιρεθεί με χρήση μιας τεχνικής de-embedding, λεπτομέρειες για την οποία αναφέρονται αναλυτικά στην Υποενότητα 4.4.1.

Χάρη στον πλούσιο εξοπλισμό της Infineon, υπήρχε η δυνατότητα να παρθούν οι μετρήσεις των παραμέτρων σκέδασης απευθείας από το ολοκληρωμένο (on-wafer measurements), κάνοντας χρήση ενός τετράθυρου VNA (Vector Network Analyzer) υψηλών συχνοτήτων. Ο ακροδέκτης (probe) για τέτοιου είδους μετρήσεις είναι πολύ συγκεκριμένος και για να κάνει καλή επαφή με το τσιπ απαιτούνται τρία pads σε πολύ κοντινές και

συγκεκριμένες αποστάσεις, όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.9. Το probe επιβάλλει στις δύο εξωτερικές επιφάνειες δυναμικό ίσο με αυτό της γείωσης, ενώ από τη μεσαία εισάγεται ή εξάγεται το σήμα, γι' αυτό και αυτή η τριάδα των κοντινών pads ονομάζεται GSG (Ground-Signal-Ground) pad. Αξίζει να σημειωθεί ότι υπήρχε και η δυνατότητα χρήσης ενός άλλου τύπου probe, για τη σύνδεση του οποίου απαιτούνται πέντε συνεχόμενα pads, που ονομάζονται GSGSG pad για τον προφανή λόγο και φαίνονται στο Σχήμα 4.14. Το layout του GSG pad που χρησιμοποιήθηκε στο κύκλωμα τρεις φορές, μία για κάθε θύρα, παρατίθεται στο Σχήμα 4.9, και όπως φαίνεται οι διαστάσεις του είναι αρκετά μεγάλες,  $105\mu\text{m} \times 290\mu\text{m}$ . Ήταν λοιπόν τελείως απαραίτητο να ληφθεί υπόψιν το μέγεθος των GSG pads κατά τη διάρκεια της σχεδίασης του τελικού layout, ώστε η συνολική έκτασή του να μην ξεπεράσει την έκταση που ήταν διαθέσιμη στο ολοκληρωμένο. Επιπλέον, ήταν κρίσιμο να γίνει και η κατάλληλη τοποθέτησή τους στον χώρο, μιας και αυτός ήταν ήδη λίγος.

Σχήμα 4.9 Το layout του GSG pad που χρησιμοποιήθηκε.



Το layout των GSG pad είχε ήδη σχεδιαστεί από έναν διδακτορικό φοιτητή και συνεργάτη, τον Ιωάννη Πέππα, οπότε χρειάστηκε μόνο να γίνει η επίβλεψή του, η κατανόησή του και λίγες μικρές αλλαγές που αφορούσαν τις διαστάσεις του. Για τις τρεις επαφές έγινε χρήση του στρώματος αλουμινίου της τεχνολογίας, ενώ επίσης οι διαστάσεις των επαφών και οι ενδιάμεσες αποστάσεις τους είναι οι ελάχιστες δυνατές. Η τιμή της απόστασης μεταξύ του κέντρου των επαφών, η οποία ονομάζεται pad pitch, εξαρτάται από τις δυνατότητες του probe των μετρήσεων και επιλέχθηκε να είναι η ελάχιστη δυνατή, ίση με  $100\mu\text{m}$ . Μία σημαντική λεπτομέρεια που δεν φαίνεται ξεκάθαρα στο layout του Σχήματος 4.9, είναι πως οι δύο ακριανές επαφές, οι οποίες ούτως ή άλλως πρόκειται να γειωθούν από το probe, συνδέονται μεταξύ τους μέσω του χαμηλότερου στρώματος χαλκού (μέταλλο 1) που υποδεικνύεται με πράσινο. Η μεσαία επαφή από την άλλη συνδέεται μόνο με το στρώμα χαλκού από το οποίο έχει επιλεγεί να γίνει η εισαγωγή ή η εξαγωγή του σήματος (μέταλλο 5).

#### 4.3.4 Έλεγχοι εγκυρότητας του σχεδίου

Όπως έχει ήδη αναφερθεί στην Ενότητα 4.1, η εγκυρότητα των σχεδιασμένων κυκλωμάτων πριν αυτά σταλθούν για κατασκευή στο εργοστάσιο εγγυάται από μία σειρά ελέγχων, οι οποίοι πραγματοποιούνται από τον σχεδιαστή με τη χρήση κατάλληλου λογισμικού. Οι έλεγχοι που ήταν αναγκαίο να περάσει το σχέδιο του συνδυαστή Lange του Σχήματος 4.8 πριν σταλεί για κατασκευή, ήταν ο DRC και ο LVS. Χρονικά, πρώτα διευθετήθηκε ο έλεγχος DRC αλλά επειδή ήταν πολύ πιο απαιτητικός θα ξεκινήσει ο σχολιασμός του απλού, για το συγκεκριμένο κύκλωμα, ελέγχου LVS. Κατά τον έλεγχο LVS, όπως έχει ήδη ειπωθεί, ανιχνεύεται αν η λειτουργία του layout και του αντίστοιχου σχηματικού είναι διαφορετική. Επειδή ο συνδυαστής Lange είναι ένα παθητικό κύκλωμα, η σχεδίασή του ξεκίνησε κατευθείαν από το layout, γεγονός που σημαίνει πως δεν υπήρχε εξ αρχής η σχηματική όψη του. Οπότε, για λόγους πληρότητας αλλά και για την ικανοποίηση του ελέγχου, αυτή η όψη δημιουργήθηκε κάνοντας χρήση των κατάλληλων μοντέλων για τα διάφορα στοιχεία. Εν τέλει ταίριαξε αρκετά εύκολα με το layout, κι έτσι ο έλεγχος LVS ολοκληρώθηκε με επιτυχία.

Ο έλεγχος DRC ανιχνεύει αν το layout του κυκλώματος ικανοποιεί όλους τους περιορισμούς φυσικής σχεδίασης που επιβάλλονται από την B11HFC τεχνολογία. Αυτοί οι περιορισμοί μπορεί να είναι είτε γεωμετρικοί, δηλαδή κανόνες πάχους, διαστημάτων κ.λπ., είτε περιορισμοί στην πυκνότητα του κάθε στρώματος επιμετάλλωσης, πολυπυριτίου ή διάχυσης. Οι πρώτοι είναι εύκολο και προτιμότερο να ελέγχονται κατά τη διάρκεια της σχεδίασης του layout, ώστε να μην παράγονται αναληθή αποτελέσματα, στα οποία ενδέχεται λανθασμένα να στηριχθεί ο σχεδιαστής. Είναι γενικά εύκολο να ικανοποιηθούν και να διορθωθούν, ενώ επίσης είναι δυνατό να απομνημονευθούν και να ελεγχθούν με γυμνό μάτι, ως ένα βαθμό, από έναν έμπειρο σχεδιαστή. Έτσι δεν αποτέλεσαν κανένα πρόβλημα στο βελτιστοποιημένο μαιανδρικό layout του συνδυαστή, που φαίνεται στο Σχήμα 4.8. Οι περιορισμοί της πυκνότητας των στρωμάτων από την άλλη είναι πιο δύσκολο να διορθωθούν, και ενώ η απομνημόνευσή τους είναι εύκολη, ο έλεγχος της τήρησής τους με γυμνό μάτι είναι πολύ δύσκολος. Συνήθως είναι προτιμότερο να ελέγχονται στο τέλος της σχεδίασης του layout του εκάστοτε κυκλώματος, διότι μπορεί να περιπλέξουν αρκετά τη σκέψη του σχεδιαστή, χωρίς ιδιαίτερο λόγο. Ακολουθήθηκε λοιπόν αυτή η τακτική και για το βελτιστοποιημένο μαιανδρικό layout του συνδυαστή Lange, το οποίο ικανοποιούσε όλους τους άλλους περιορισμούς.

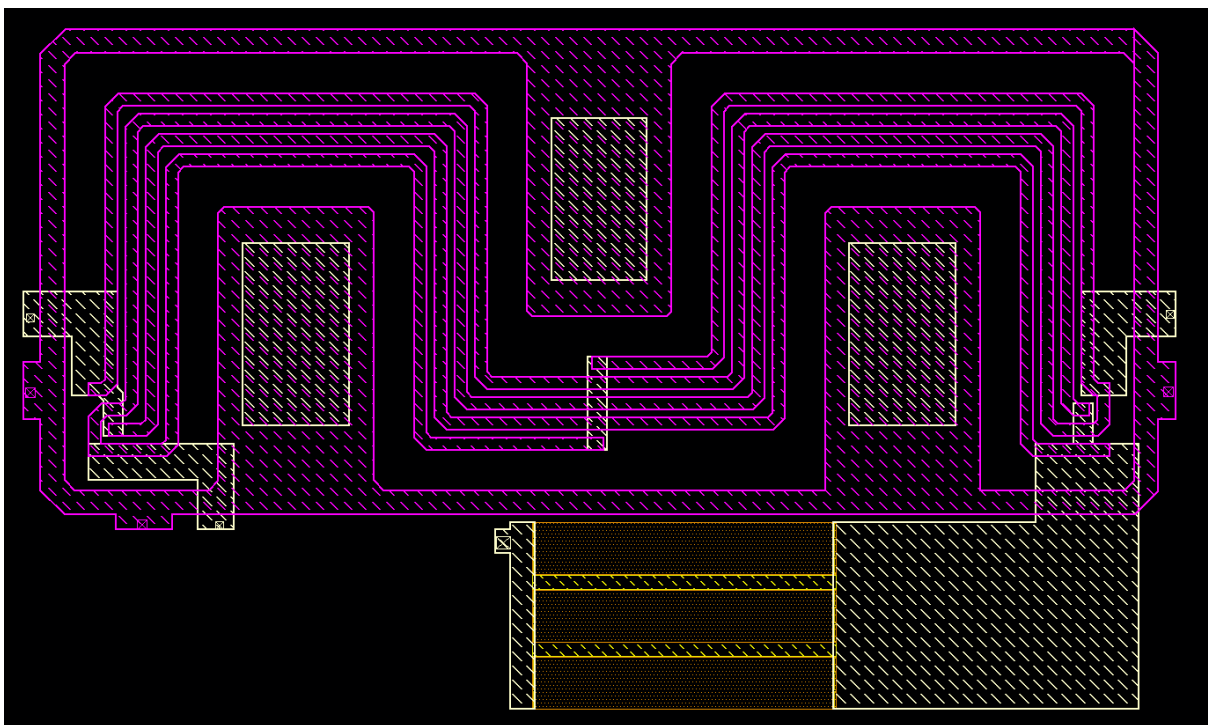
Για να εξηγηθεί πως ικανοποιήθηκαν οι περιορισμοί πυκνότητας, πρέπει πρώτα να γίνει κατανοητό το τι ακριβώς σημαίνουν αυτοί. Κάθε στρώμα μετάλλου, πολυπυριτίου και διάχυσης επιβάλλεται να καταλαμβάνει έκταση στο τσιπ (ή σε συγκεκριμένο παράθυρο του τσιπ), το ποσοστό της οποίας βρίσκεται εντός ενός συγκεκριμένου εύρους. Για την τεχνολογία B11HFC οι περιορισμοί αυτοί φαίνονται στον Πίνακα 4.2. Για την ικανοποίηση αυτών ακολουθείται μία διαδικασία η οποία ονομάζεται filling, κατά την οποία εισάγεται στα προβληματικά σημεία η απαραίτητη ποσότητα των στρωμάτων που λείπουν, ή πιο σπάνια αφαιρείται η απαραίτητη ποσότητα των στρωμάτων που έχουν υπερβεί τα επιτρεπόμενα ποσοστά πυκνότητας. Τα επιπλέον στρώματα που εισάγονται δεν έχουν καμία πρακτική λειτουργία για το κύκλωμα, καθώς ο μόνος τους σκοπός είναι να ικανοποιήσουν τους περιορισμούς. Είναι σημαντικό βέβαια να τοποθετούνται κατάλληλα, ώστε να επηρεάζουν τη λειτουργία του κυκλώματος όσο το δυνατόν λιγότερο.

Layers design layer	min. global density [%]	max. global density [%]	min. local density [%]	max. local density [%]	window size (l×l) for local density check [μm <sup>2</sup> ]
Diff	25	75	20	80	126 × 126
Poly1	15	30	10		126 × 126
Metal1			15	85	50 × 50
Metal2			15	85	50 × 50
Metal3			15	85	50 × 50
Metal4			15	85	50 × 50
Metal5	25	45	10	60	400 × 400
Metal6	15	35	10	50	400 × 400
AlPad	25	80			

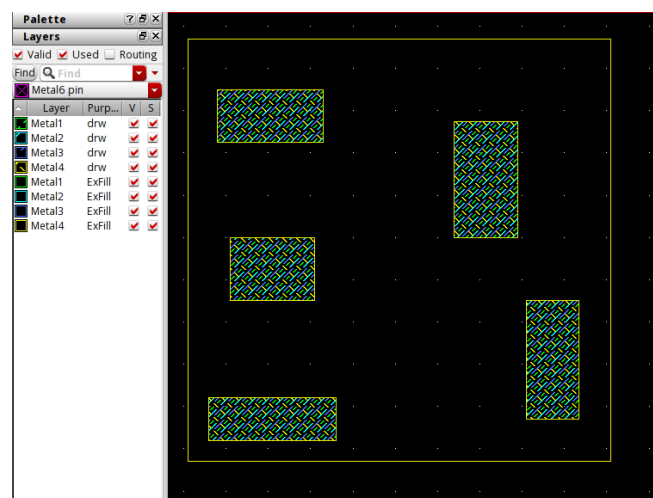
Πίνακας 4.2 Περιορισμοί πυκνότητας της τεχνολογίας B11HFC.

Στο Σχήμα 4.10 φαίνεται ο συνδυαστής Lange, μετά τη διεκπεραίωση του filling στο Σχήμα 4.8. Πέραν κάποιων αδιάφορων μικρών αλλαγών στις διασυνδέσεις του μετάλλου 5 (με άσπρο) και στο σχήμα του μετάλλου 6 (με μωβ), έγιναν 3 μεγάλες αλλαγές στο κύκλωμα, με στόχο την ικανοποίηση των περιορισμών πυκνότητας. Η πρώτη είναι η εισαγωγή των τριών μεγάλων ορθογωνίων από μέταλλο 5 κάτω από τις σχετικά αδιάφορες ορθογώνιες περιοχές του μονοπατιού επιστροφής από μέταλλο 6. Τα νέα αυτά ορθογώνια δεν συνδέθηκαν με κανένα μέρος του κυκλώματος, παρέμειναν δηλαδή στον αέρα, έχοντας απροσδιόριστο δυναμικό. Η δεύτερη μεγάλη αλλαγή είναι εξίσου προφανής και είναι αυτή που έλαβε χώρα στην περιοχή της αντίστασης. Επειδή η πυκνότητα του μετάλλου 4 (με κίτρινο) στα 50μm\*50μm παράθυρα που περιλαμβάνουν την TaN αντίσταση ήταν πολύ χαμηλή, η 50Ω

αντίσταση αναγκαστικά έσπασε σε τρεις μεγαλύτερες παράλληλες αντιστάσεις 150Ω, ενδιάμεσα από τις οποίες τοποθετήθηκε επαρκής ποσότητα μετάλλου 4. Να σημειωθεί ότι ήταν αδύνατο να τοποθετηθεί μέταλλο 4 κάτω από την TaN αντίσταση, λόγω περιορισμού που προκύπτει από την τεχνολογία. Τρίτη και τελευταία μεγάλη αλλαγή, η οποία δεν φαίνεται στο Σχήμα 4.10, είναι η εισαγωγή πάρα πολλών μικροσκοπικών και κατάλληλα σχεδιασμένων δομών, με σκοπό να επιτευχθεί το ελάχιστο ποσοστό πυκνότητας για τα μέταλλα 1 με 4. Είναι προφανές ότι δεν έχει χρησιμοποιηθεί καθόλου από αυτά τα μέταλλα σε ολόκληρο το κύκλωμα, οπότε σε όλο τον χώρο, πλην ορισμένων σημείων, τοποθετήθηκαν δίπλα δίπλα πάρα πολλές τετραγωνικές δομές, παρόμοιες με αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 4.11.

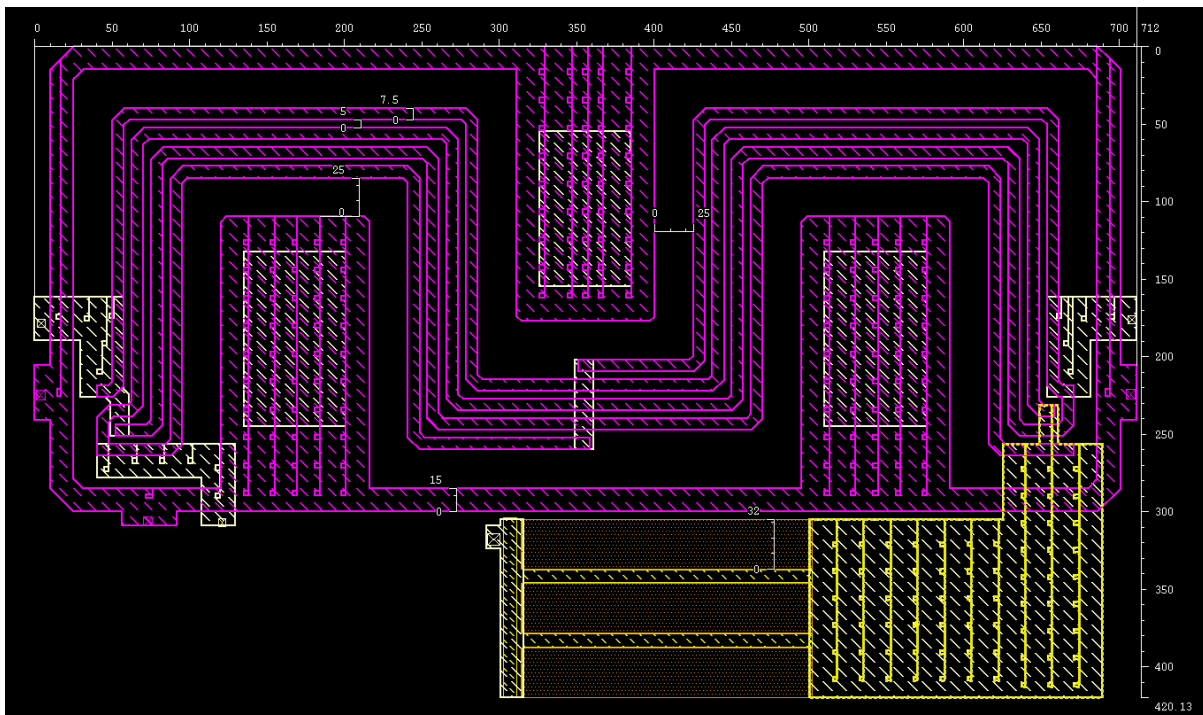


Σχήμα 4.10 Ο βελτιστοποιημένος συνδυαστής Lange του Σχήματος 4.8, μετά από τη διαδικασία filling.



Σχήμα 4.11 Δομή που χρησιμοποιήθηκε για την επίτευξη του ελάχιστου ποσοστού πυκνότητας για τα μέταλλα 1 με 4.

Για να λάβει το layout την τελική του μορφή, από την οποία παράχθηκε το GDSII αρχείο που στάλθηκε στο εργοστάσιο κατασκευής, έπρεπε μόνο να γίνει μία τυπική διαδικασία, η οποία είναι γνωστή ως cheesing. Κατά τη διαδικασία αυτή, γίνεται η διάτρηση όσων σχημάτων μετάλλων έχουν διαστάσεις μεγαλύτερες από τις επιτρεπόμενες. Για παράδειγμα, είναι υποχρεωτική η διάτρηση των μετάλλων 5 και 6 που έχουν πάχος μεγαλύτερο από 15 $\mu\text{m}$ . Εάν ο σχεδιαστής δεν έχει μεριμνήσει να κάνει μόνος του αυτή τη διαδικασία, τότε πραγματοποιείται με αυτόματο τρόπο από το εργοστάσιο κατασκευής κατά το Layout Post Processing (ή Mask Data Preparation) στάδιο κατασκευής. Το πιο σύνηθες είναι το cheesing να γίνεται από τον σχεδιαστή μόνον στις ευαίσθητες περιοχές των σχεδίων (π.χ. γραμμές μεταφοράς), ενώ στις αδιάφορες περιοχές αφήνεται να γίνει αυτόματα από το εργοστάσιο. Στον συνδυαστή Lange που σχεδιάστηκε, η cheesing διαδικασία επιλέχθηκε για διευκόλυνση να αφηθεί στο τέλος της σχεδίασης, ενώ επίσης επιλέχθηκε να πραγματοποιηθεί παντού χειροκίνητα, μιας και δεν υπήρχε απόλυτη εμπιστοσύνη στις αυτόματες πρακτικές του εργοστασίου, λόγω άγνοιας. Έτσι στις ενδοσυνδέσεις, στα παχιά ορθογώνια μετάλλου 6 των μονοπατιών επιστροφής και στα ορθογώνια μετάλλου 5 που εισήχθησαν κατά τη διαδικασία filling τοποθετήθηκαν χειροκίνητα οι ελαχίστου μήκους τρύπες, 2.4 $\mu\text{m}$ \*2.4 $\mu\text{m}$ , η μορφή των οποίων φαίνεται στο Σχήμα 4.12. Το layout του σχήματος αυτού πρόκειται για το τελικό layout, το οποίο εστάλη για κατασκευή στο εργοστάσιο.

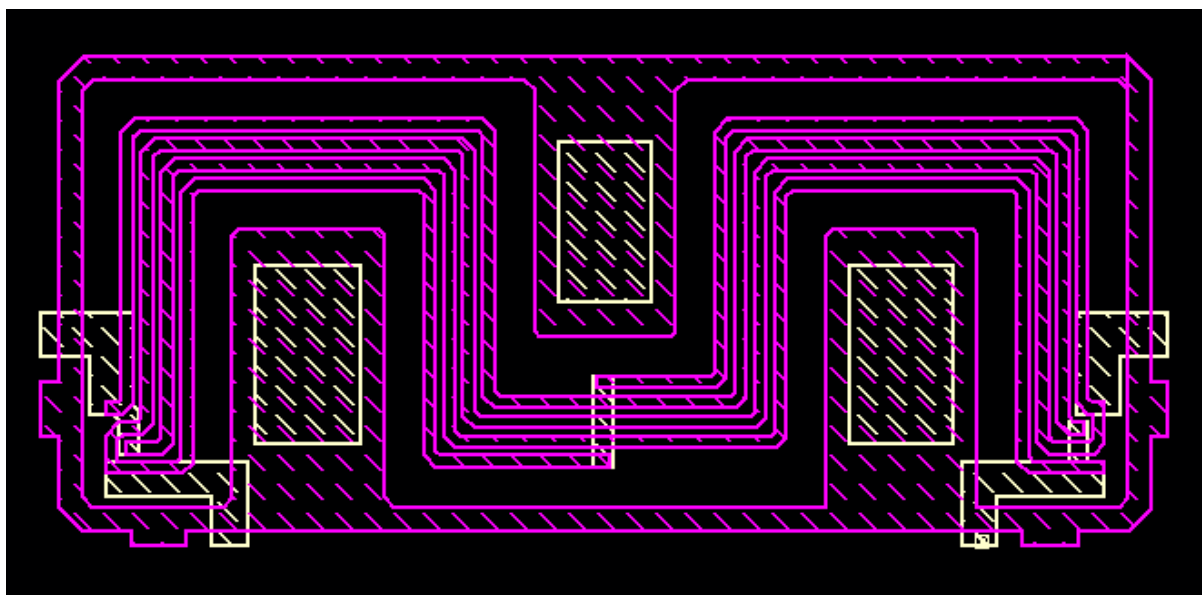


Σχήμα 4.12 Το τελικό layout του συνδυαστή Lange, μετά τη διεκπεραίωση του cheesing στο layout του Σχήματος 4.10.



### 4.3.5 Τελικά σχέδια

Για λόγους πληρότητας, αλλά και επειδή ήταν αρκετά εύκολο, πέραν του συνδυαστή Lange δημιουργήθηκε και το τελικό layout ενός ζεύκτη Lange, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 4.13. Η μοναδική διαφορά του έγκειται στον τερματισμό της isolated θύρας, οπότε πρακτικά βρίσκεται και αυτό στο tape-out στάδιο της σχεδίασης. Οι προσομοιώσεις του ζεύκτη οδηγούν σε καλύτερα αποτελέσματα από αυτά του συνδυαστή, γεγονός αναμενόμενο διότι ο τερματισμός επάνω στο ολοκληρωμένο εισάγει επιπλέον απώλειες και οδηγεί στο μεγαλύτερο μέρος της ασυμμετρίας του κυκλώματος.

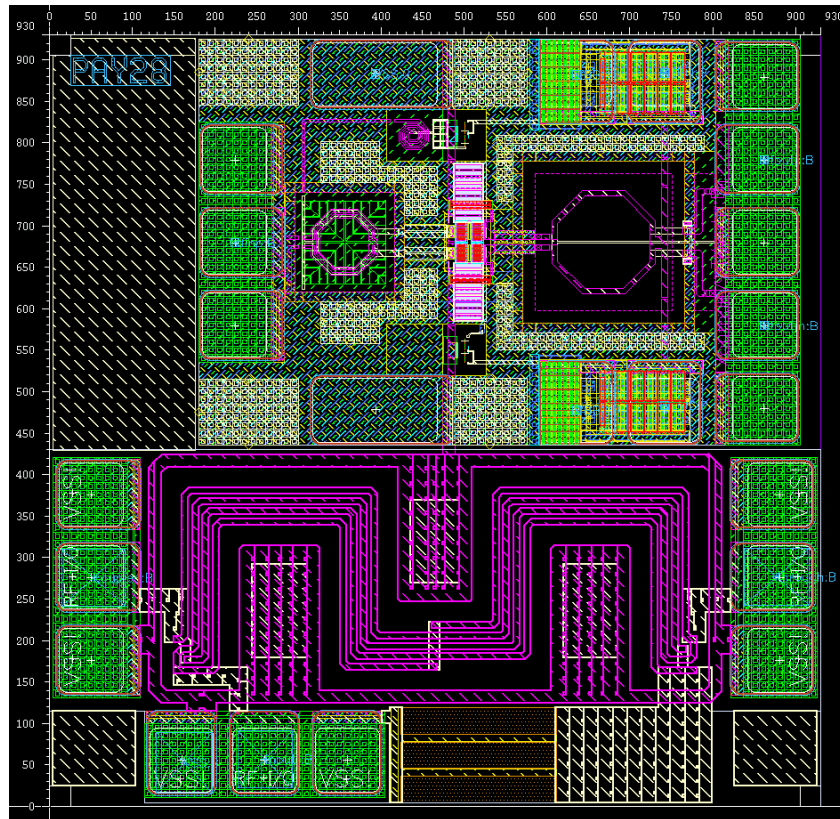


Σχήμα 4.13 Το τελικό layout ενός ζεύκτη Lange.

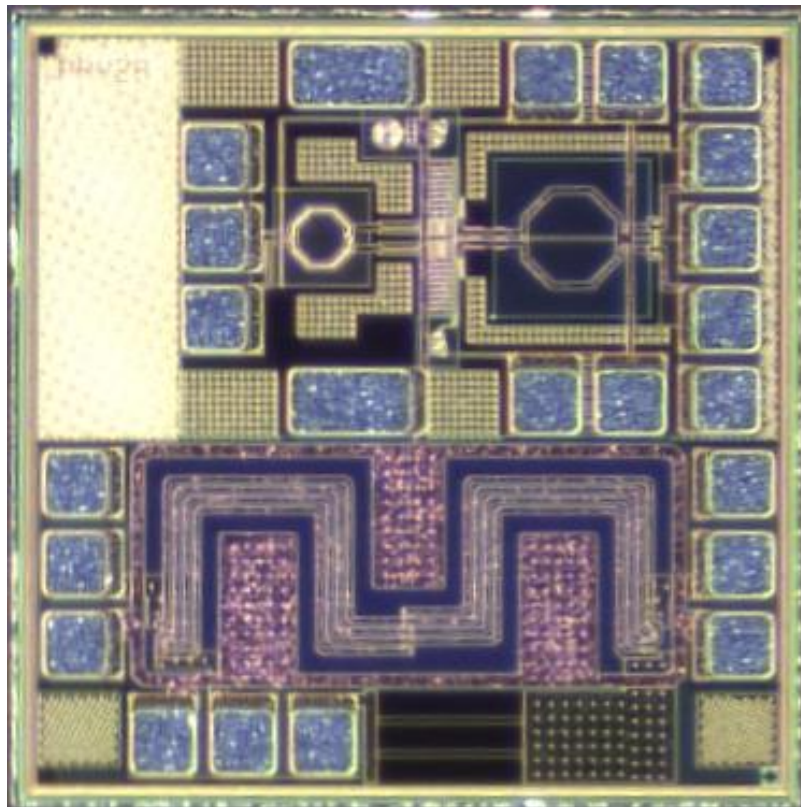
Το τελικό layout του ολοκληρωμένου παρατίθεται στο Σχήμα 4.14 και το κατασκευασμένο τσιπ, με όνομα PAY28, στο Σχήμα 4.15. Ο συνδυαστής Lange μαζί με τα GSG pads βρίσκονται στο κάτω μέρος του ολοκληρωμένου, στο πάνω μέρος του οποίου υπάρχει ένας διαφορικός ενισχυτής ισχύος που σχεδιάστηκε από έναν διδακτορικό φοιτητή που συνεργάζεται με την Infineon, τον Ιωάννη Πέππα. Η διαδικασία ένωσης των δύο σχεδίων και η παραγωγή του τελικού GDSII αρχείου ήταν απλή και δεν δημιούργησε κάποιο ουσιαστικό πρόβλημα. Το μόνο πρόβλημα που υπήρξε, ήταν ότι όλοι οι γειωμένοι αγωγοί εντός του τσιπ έπρεπε να συνδέονται μεταξύ τους, οπότε αναγκαστικά έγινε η σύνδεση της γείωσης του κυκλώματος του ενισχυτή με το γειωμένο μονοπάτι επιστροφής στο πάνω μέρος του Lange. Η επίδραση της σύνδεσης αυτής προσομοιώθηκε με χρήση του Sonnet και διαπιστώθηκε ότι επηρεάζει πολύ λίγο τα αποτελέσματα του συνδυαστή. Στο Σχήμα 4.14



φαίνεται και ότι η συνολική έκταση του ολοκληρωμένου είναι  $930\mu\text{m} \times 930\mu\text{m}$ , ενώ ο συνδυαστής καταλαμβάνει λιγότερο από το μισό αυτής,  $430\mu\text{m} \times 930\mu\text{m}$ .



Σχήμα 4.14 Τελικό layout του ολοκληρωμένου PAY28, στο κάτω μέρος του οποίου βρίσκεται ο συνδυαστής Lange.



Σχήμα 4.15 Το κατασκευασμένο τσιπ, στο κάτω μέρος του οποίου βρίσκεται ο συνδυαστής Lange.

## 4.4 Μέτρηση του ολοκληρωμένου

Η ενότητα αυτή σχετίζεται με τη διαδικασία μέτρησης του ολοκληρωμένου, η οποία δεν είναι καθόλου προφανής. Το πώς θα παρθούν οι απαραίτητες μετρήσεις είναι ένα θέμα που ξεκινά να απασχολεί τον σχεδιαστή πολύ πριν την ολοκλήρωση του τελικού layout, ενώ μάλιστα μπορεί να επηρεάσει σημαντικά τον σχεδιασμό του κυκλώματος. Σε ένα παθητικό κύκλωμα, όπως ο συνδυαστής Lange, οι μοναδικές μετρήσεις που πρέπει να παρθούν για να το χαρακτηρίσουν πλήρως είναι αυτές των παραμέτρων σκέδασής του. Βέβαια, για να γίνει αυτό εφικτό χρειάζονται οι κατάλληλες επιφάνειες επαφής για τους ακροδέκτες του μηχανήματος μέτρησης (βλ. Υποενότητα 4.3.3), οι οποίες όμως επηρεάζουν αισθητά τις επιδόσεις του κυκλώματος. Η επιρροή αυτή στα τελικά αποτελέσματα πρέπει ή να ληφθεί υπόψιν κατά τη σχεδίαση ή να αφαιρεθεί μετέπειτα με χρήση τεχνικών de-embedding. Στο πρώτο μέρος της συγκεκριμένης ενότητας γίνεται σύντομη αναφορά στη θεωρία του de-embedding και σε μερικές τεχνικές αυτού, καθώς και στο ποια και γιατί επιλέχθηκε τελικά. Επίσης παρουσιάζεται αναλυτικά και η σχεδίαση των δομών Open και Short, οι οποίες προφανώς έπρεπε κι αυτές να κατασκευαστούν. Στο δεύτερο μέρος, περιγράφονται ορισμένες χρήσιμες λεπτομέρειες που αφορούν τη διαδικασία των μετρήσεων, η οποία έλαβε χώρα εντός ενός εργαστηρίου της Infineon Technologies.

### 4.4.1 Σχεδίαση των δομών Open και Short για de-embedding

Ο όρος de-embedding αναφέρεται σε μία διαδικασία η οποία λαμβάνει χώρα μετά τις μετρήσεις και έχει σαν κύριο σκοπό τη λήψη των αποτελεσμάτων του υπό εξέταση κυκλώματος με τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια. Όταν το ολοκληρωμένο κύκλωμα προς μέτρηση περιλαμβάνει επιφάνειες επαφής, ενδοσυνδέσεις ή άλλες δομές, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία τεχνική de-embedding ώστε αρχικά να απομονωθούν οι επιδόσεις των ανεπιθύμητων δομών και έπειτα να εξαχθούν από τις μετρήσεις του ολοκληρωμένου, με αποτέλεσμα να παραμείνουν οι επιθυμητές μετρήσεις του υπό εξέταση κυκλώματος. Η θεωρία της διαδικασίας αυτής και των διάφορων τεχνικών της δεν αναλύεται περεταίρω στα πλαίσια της συγκεκριμένης εργασίας. Ο ενδιαφερόμενος αναγνώστης προτρέπεται να συμβουλευτεί το βιβλίο [4].

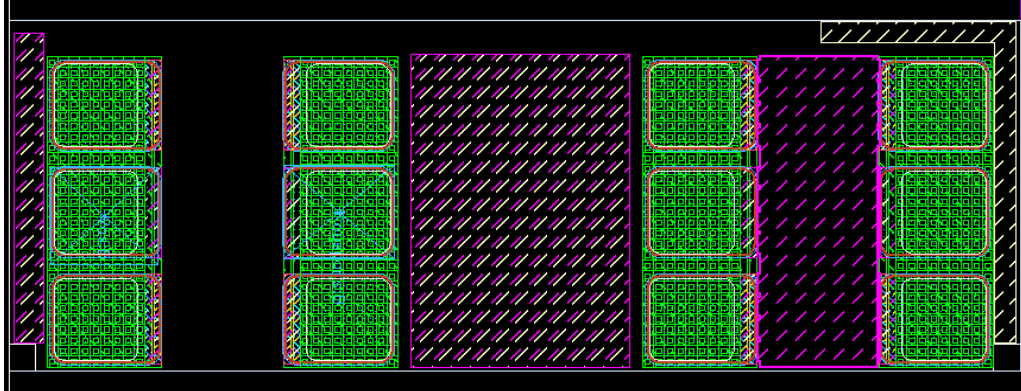
Σε πρώτο στάδιο, έγινε η μελέτη των διάφορων τεχνικών de-embedding που υπάρχουν [4], για την καλύτερη κατανόηση της διαδικασίας αλλά και για την εύρεση της πιο προσιτής μεθόδου για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. Μελετήθηκαν τεχνικές που αντιμετωπίζουν τις

δομές ως διακριτά στοιχεία, όπως η Open-Short, η Thru και η Open-Short-Thru, αλλά και κατανεμημένες τεχνικές όπως η L-2L και η «Thru LR – Thru LLR», η οποία παρουσιάζεται στη δημοσίευση [25]. Η τεχνική που τελικά θα επιλεγόταν, προφανώς έπρεπε μετέπειτα να σχεδιασθεί κατάλληλα και να σταλεί κι αυτή στο εργοστάσιο κατασκευής. Δυστυχώς, διαθέσιμη ήταν μόνο μία λωρίδα πυριτίου έκτασης 320μm\*930μm. Αυτός ήταν ο εναπομείναντας χώρος ενός άλλου τσιπ (PAV28) που επρόκειτο να κατασκευαστεί, ανεξάρτητο από αυτό του συνδυαστή Lange του Σχήματος 4.15. Έτσι, το βασικότερο κριτήριο κατά την επιλογή τεχνικής, ήταν οι δομές που αυτή χρησιμοποιεί να μπορούν να σχεδιαστούν εντός της διαθέσιμης στενής λωρίδας του τσιπ, ενώ το δεύτερο κριτήριο ήταν προφανώς η ακρίβεια. Την προϋπόθεση του χώρου την πληρούσαν δυστυχώς μόνο δομές για δίθυρα δίκτυα, ενώ ο συνδυαστής είναι τρίθυρο δίκτυο και για να επιτευχθεί η μέγιστη ακρίβεια απαιτεί πολύ πιο ευρύχωρες δομές, όπως αυτές της Open-Short για τρίθυρα δίκτυα [4]. Αν και οι κατανεμημένες τεχνικές φάνηκαν υποσχόμενες, εν τέλει προτιμήθηκε για σιγουριά η απλή Open-Short για δίθυρα δίκτυα. Η ιδέα ήταν πως οι 2x2 πίνακες που επρόκειτο να ανακτηθούν θα γενικεύονταν σε 3x3 πίνακες, οι οποίοι θα αποτελούσαν καλές προσεγγίσεις των 3x3 πινάκων που θα προέκυπταν αν είχε γίνει χρήση της Open-Short για τρίθυρα δίκτυα.

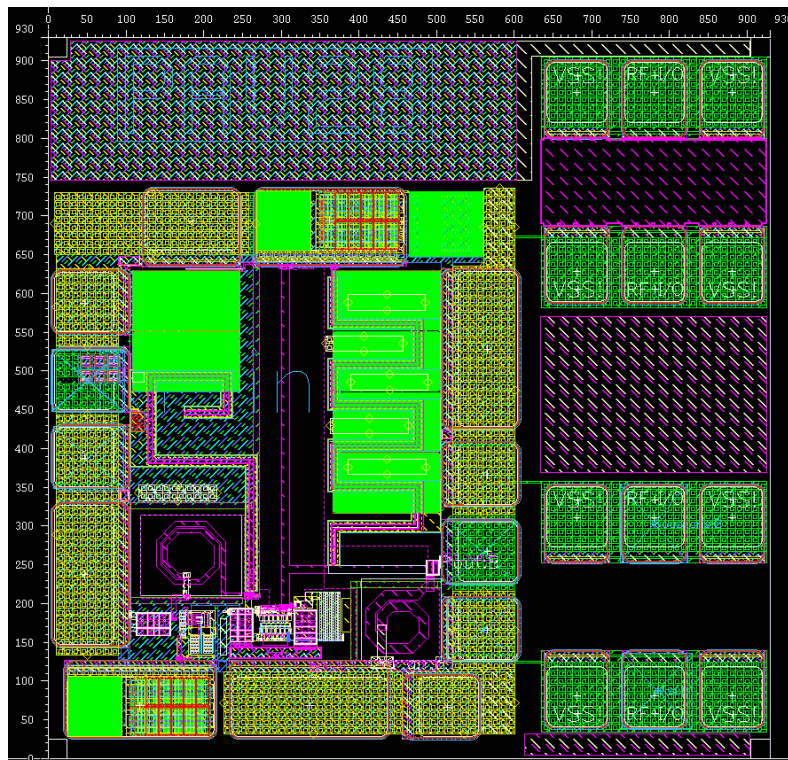
Έχοντας αποφασίσει την τεχνική που θα χρησιμοποιούταν για το de-embedding των μετρήσεων, το επόμενο βήμα ήταν ο σχεδιασμός των απαραίτητων δομών. Όπως δηλώνει και το όνομά της η Open-Short διαθέτει δύο δομές, μία Open και μία Short, οι οποίες λόγω περιορισμένου χώρου ήταν δίθυρες. Επειδή το μόνο που χρειαζόταν να απομακρυνθεί από τα μετρούμενα αποτελέσματα ήταν η επίδραση των GSG pads, η Open δομή έπρεπε να αποτελείται μόνον από δύο GSG pads, τα οποία εξ ορισμού δεν έπρεπε να συνδέονται μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο αριστερό μέρος του Σχήματος 4.16. Για τη Short δομή χρησιμοποιήθηκαν επίσης δύο GSG pads, των οποίων όμως ο ενδιάμεσος χώρος καλύφθηκε πλήρως από ένα στρώμα χαλκού (μέταλλο 6), ώστε να συνδέονται όλες οι επιφάνειες επαφής μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο δεξί μέρος του Σχήματος 4.16. Η απόσταση μεταξύ των GSG pads ήταν απαραίτητο να είναι η ίδια και στις δύο δομές, ενώ η τιμή της δεν ήταν τόσο καθοριστική, οπότε επιλέχθηκε η τιμή 110μm.

Χρονικά, η σχεδίαση των δομών έγινε προς τα τέλη της σχεδίασης του συνδυαστή, χωρίς όμως αυτό να είναι υποχρεωτικό αφού η εξάρτηση των δύο σχεδίων είναι μικρή, γεγονός που παρέχει ελευθερία στον σχεδιαστή. Ο διαδικαστικός έλεγχος εγκυρότητας LVS ικανοποιήθηκε εύκολα και γρήγορα, όπως επίσης και ο DRC. Για τον δεύτερο πραγματοποιήθηκε η διαδικασία filling, κατά την οποία προστέθηκαν στρώματα μετάλλου 5 και 6 στις περιοχές που υπήρχε ανάγκη, ενώ επίσης έγινε η εισαγωγή πάρα πολλών

μικροσκοπικών και κατάλληλα σχεδιασμένων δομών, παρόμοιων με αυτής του Σχήματος 4.11, με σκοπό να επιτευχθεί το ελάχιστο ποσοστό πυκνότητας για τα μέταλλα 1 με 4. Τέλος, η διαδικασία cheesing αφέθηκε να γίνει αυτόματα κατά το Layout Post Processing.



Σχήμα 4.16 Το τελικό layout των Open (αριστερά) και Short (δεξιά) δομών.

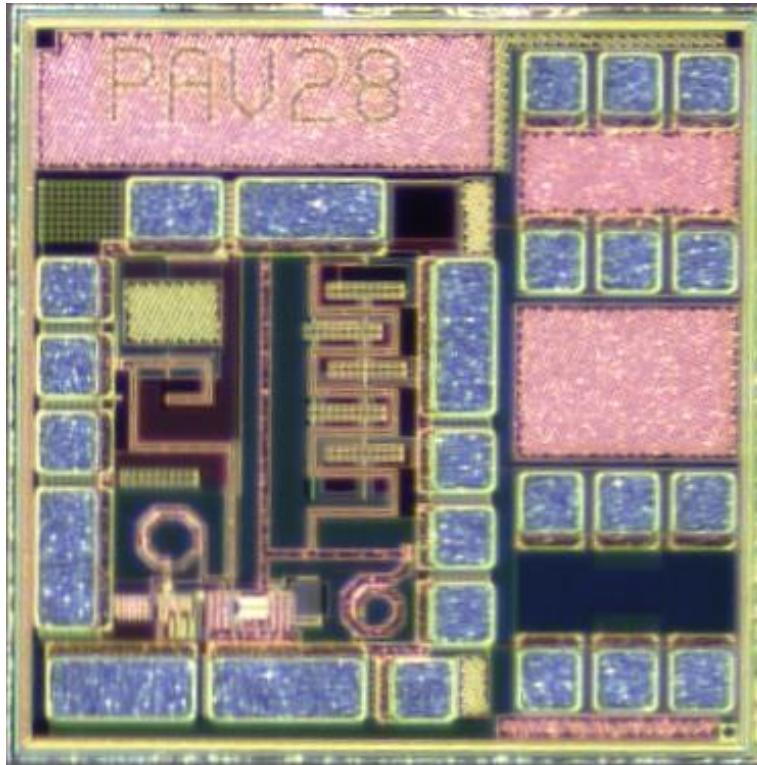


Σχήμα 4.17 Τελικό layout του δεύτερου ολοκληρωμένου, στο δεξί μέρος του οποίου βρίσκονται οι Open και Short δομές.

Το τελικό layout του δεύτερου ολοκληρωμένου παρατίθεται στο Σχήμα 4.17 και το κατασκευασμένο τσιπ, με όνομα PAV28, στο Σχήμα 4.18. Οι δύο δομές βρίσκονται στο δεξί μέρος του ολοκληρωμένου, στο αριστερό μέρος του οποίου υπάρχει ένας ενισχυτής ισχύος που σχεδιάστηκε από έναν συμφοιτητή κατά τη διάρκεια της διπλωματικής του στην Infineon, του Βασίλη Μανουρά [8]. Ο ενισχυτής αυτός μελετήθηκε, τροποποιήθηκε και



χρησιμοποιήθηκε στο δεύτερο μέρος της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας, όπως περιγράφεται πολύ αναλυτικά στο Κεφάλαιο 5. Η διαδικασία ένωσης των δύο σχεδίων και η παραγωγή του τελικού GDSII αρχείου ήταν απλή και δεν δημιούργησε κάποιο ουσιαστικό πρόβλημα. Το μόνο πρόβλημα που υπήρξε, ήταν ότι όλοι οι γειωμένοι αγωγοί εντός του τσιπ έπρεπε να συνδέονται μεταξύ τους, οπότε αναγκαστικά έγινε η σύνδεση της γείωσης του κυκλώματος του ενισχυτή με τους γειωμένους αγωγούς των δομών.

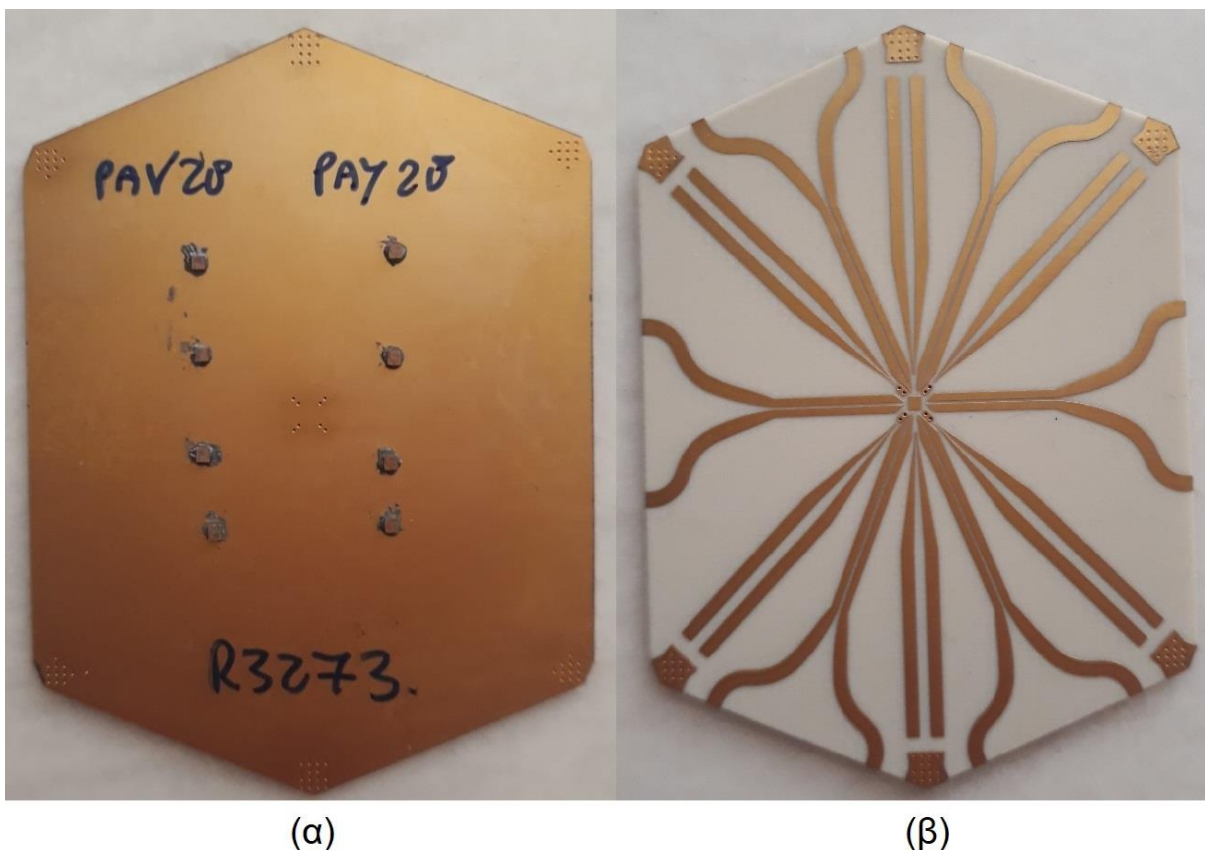


Σχήμα 4.18 Το δεύτερο κατασκευασμένο τσιπ, PAV 28, στο δεξί μέρος του οποίου βρίσκονται οι Open και Short δομές.

#### 4.4.2 Μετρήσεις στο εργαστήριο

Πέντε μήνες μετά την ολοκλήρωση της σχεδίασης των κυκλωμάτων, τα δύο ολοκληρωμένα κατασκευάστηκαν και ξεκίνησε η διαδικασία της μέτρησής τους, τα αποτελέσματα της οποίας παρουσιάζονται στο Κεφάλαιο 6. Η μέτρησή τους έλαβε χώρα σε ένα εργαστήριο της εταιρείας Infineon Technologies από έναν υπεύθυνο, ο οποίος ήταν γνώστης των διάφορων οργάνων και των απαραίτητων διαδικασιών, τον Luigi. Για να γίνει σωστά η προσαρμογή του οργάνου μέτρησης, υπήρξε επικοινωνία με τον υπεύθυνο του εργαστηρίου ώστε να του γνωστοποιηθούν κρίσιμες πληροφορίες, όπως το ποιες μετρήσεις πρέπει να ληφθούν και σε ποιο εύρος συχνοτήτων, καθώς και το πόσα pads υπάρχουν, που

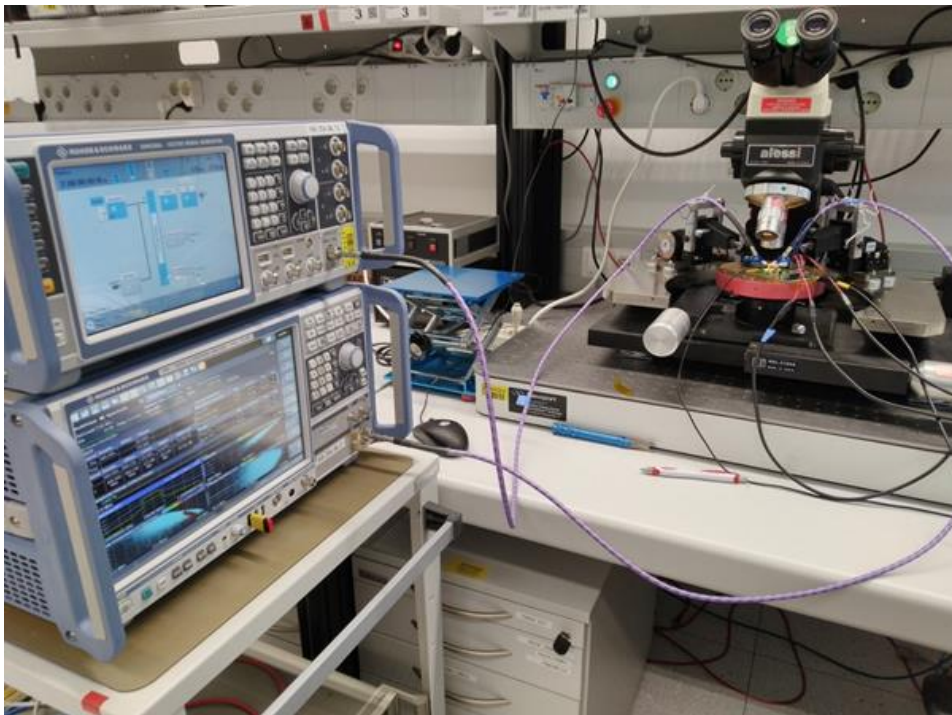
βρίσκονται και τι χαρακτηριστικά έχουν (π.χ. GSG pads με pitch 100 $\mu$ m). Όταν τελειώσε η προσαρμογή, πάρθηκαν οι πρώτες μετρήσεις και έγινε η επίβλεψή τους από τις διαθέσιμες οθόνες που διέθετε το μηχάνημα. Έπειτα ακολούθησε συνεννόηση με τον υπεύθυνο του εργαστηρίου, ώστε να γίνει η μέτρηση τριών διαφορετικών τσιπ PAY28 (του συνδυαστή) και τριών διαφορετικών τσιπ PAV28 (των de-embedding δομών). Επίσης αποφασίστηκε το κάθε τσιπ να μετρηθεί τρεις φορές, αλλάζοντας για την κάθε μέτρηση δύο παραμέτρους του οργάνου, τη smoothing και την averaging. Η πρώτη οδηγεί σε λείανση των μετρούμενων αποτελεσμάτων, όμως χρειάζεται προσοχή διότι αν λάβει μεγάλες τιμές ενδέχεται να αλλοιωθούν οι μετρήσεις. Με τη δεύτερη ουσιαστικά επαναλαμβάνονται οι μετρήσεις έναν προκαθορισμένο αριθμό φορών και επιστρέφεται ως αποτέλεσμα ο μέσος όρος όλων των μετρήσεων, ώστε να βελτιωθεί κατά το δυνατόν η ακρίβεια. Εν τέλει, λήφθηκαν τα 9 .s3p αρχεία για τον συνδυαστή και τα 18 .s2p αρχεία για τις δομές και ακολούθησε η επεξεργασία τους. Πρέπει να σημειωθεί πως όλες οι μετρήσεις και η προσαρμογή του οργάνου έγιναν αποκλειστικά και μόνον από τον υπεύθυνο του εργαστηρίου.



Σχήμα 4.19 Πλακέτα PCB πάνω στην οποία κολλήθηκαν τα τσιπ. (α) Εμπρός όψη, (β) Πίσω όψη.

Το όργανο που χρησιμοποιήθηκε είναι ένας τετράθυρος VNA που έχει τη δυνατότητα να λάβει μετρήσεις σε συχνότητες άνω των 100 GHz, αλλά χρησιμοποιήθηκαν καλώδια και

probes τα οποία λειτουργούν έως τα 67 GHz. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι μετρήσεις έγιναν απευθείας επάνω από το ολοκληρωμένο (on-wafer), γεγονός που απαιτεί τη βαθμονόμηση (calibration) του VNA, ώστε να αφαιρεθεί η επίδραση των καλωδίων και των probe από τα μετρούμενα αποτελέσματα. Η διαδικασία αυτή πραγματοποιήθηκε από τον υπεύθυνο του εργαστηρίου χρησιμοποιώντας SOLT (Short-Open-Load-Thru) δομές. Επίσης, τα τσιπ κολλήθηκαν επάνω σε μία πλακέτα PCB (Printed Circuit Board) διαστάσεων 4cm\*5.5cm, ώστε το υπόστρωμά τους να γειωθεί αλλά και για τη σταθεροποίησή τους κατά τη διαδικασία των μετρήσεων. Η μπροστινή όψη της πλακέτας, στην οποία κολλήθηκαν τα τσιπ, φαίνεται στο Σχήμα 4.19.α και διαθέτει χάλκινη επιμετάλλωση η οποία γειώθηκε. Η πίσω όψη της χρησιμοποιείται για κυκλώματα που διαθέτουν τροφοδοσία, σήματα ρολογιού, σήματα δεδομένων ή άλλα εξωτερικά σήματα, και περιέχει αρκετά μονοπάτια χαλκού όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.19.β, στα οποία συνδέονται τα pads μέσω bondwires. Δυστυχώς δεν τραβήχτηκε φωτογραφία του πάγκου του εργαστηρίου κατά τη διάρκεια των μετρήσεων, αλλά μπορεί κανείς να λάβει μία ιδέα για το πώς περίπου έμοιαζε από το Σχήμα 4.20, στο οποίο απεικονίζεται η μέτρηση ενός άλλου κυκλώματος, στο ίδιο όμως εργαστήριο και με αρκετά παρόμοιο εξοπλισμό.

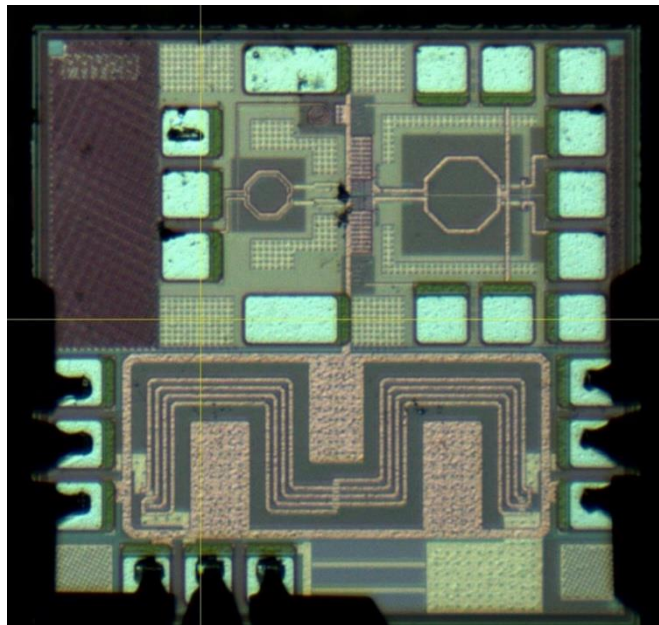


Σχήμα 4.20 Ο πάγκος του εργαστηρίου κατά τη διάρκεια των μετρήσεων ενός κυκλώματος.

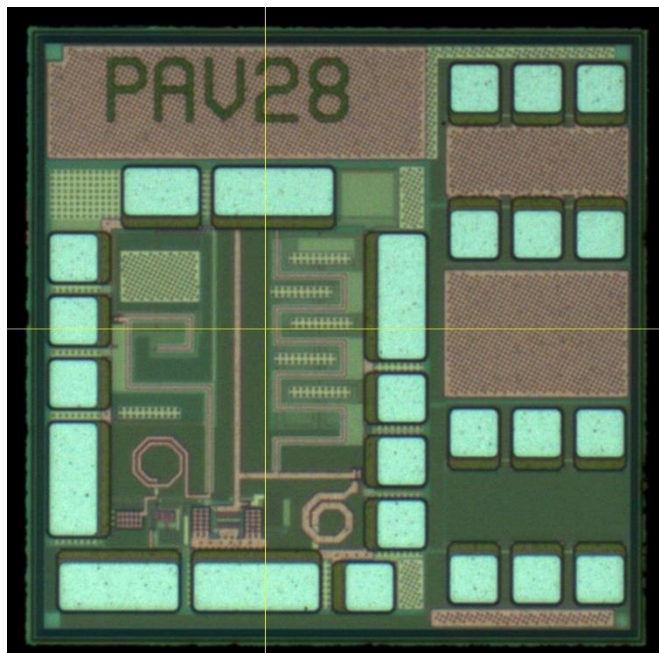
Στα Σχήματα 4.21 και 4.22 παρατίθενται τα δύο ολοκληρωμένα κυκλώματα, όπως αυτά φαινόντουσαν από το μικροσκόπιο κατά τη διάρκεια των μετρήσεων. Στο πρώτο από τα σχήματα φαίνονται και τα probes τα οποία ακουμπάνε πάνω στις επιφάνειες επαφής. Ο



χειρισμός της θέσης των probes και της επιφάνειας στην οποία βρίσκεται η πλακέτα με τα τσιπ γίνεται με διάφορα περιστρεφόμενα κουμπιά εξαιρετικά μεγάλης ευαισθησίας, τα οποία διευκολύνουν πολύ τον χειριστή. Επιπλέον, αξίζει να σημειωθεί πως οι τρεις κορυφές του κάθε probe είναι αρκετά εύκαμπτες, ώστε όταν ακουμπάνε πάνω στα pads να εφάπτονται σε μεγάλη επιφάνεια αυτών. Έτσι ουσιαστικά η περιοχή του pad «σκάβεται» από τις κορυφές αυτές, ώστε να εξασφαλιστεί η αξιοπιστία της σύνδεσης μεταξύ του οργάνου και του ολοκληρωμένου. Αυτό βέβαια καταστρέφει τα pads, τα οποία ενδέχεται να μην μπορούν να ξαναχρησιμοποιηθούν με ασφάλεια ούτε μία φορά, ανάλογα πάντα και με το μέγεθός τους.



Σχήμα 4.21 Εικόνα του ολοκληρωμένου PAV28 από μικροσκόπιο, κατά τη διάρκεια της μέτρησης.



Σχήμα 4.22 Εικόνα του ολοκληρωμένου PAV28 από μικροσκόπιο.



## 4.5 Προβλήματα λόγω περιορισμένης διαθέσιμης έκτασης στα τσιπ

Στη μικρή αυτή ενότητα γίνεται αναφορά στα προβλήματα που προέκυψαν από τους σχεδιαστικούς περιορισμούς που επιβλήθηκαν από τη μικρή έκταση που ήταν διαθέσιμη στα ολοκληρωμένα PAV28 και PAV28. Ακολουθούν οι σχεδιαστικοί περιορισμοί και εξηγούνται τα προβλήματα που δημιούργησαν.

- **Το σχήμα του συνδυαστή έπρεπε να αλλάξει από ίσιο σε μαιανδρικό.** Αυτός ο περιορισμός αποτέλεσε πρόβλημα διότι το σχέδιο έπρεπε να συμπιεστεί, αλλά κυρίως επειδή το ίσιο σχήμα οδηγούσε σε σαφώς καλύτερα αποτελέσματα. Το μήκος του αρχικού ίσιου σχεδίου ήταν υποχρεωτικά περίπου ίσο με 1.253mm χωρίς τα pads, διότι περίπου τόσο είναι το  $\frac{1}{4}$  του μήκους κύματος στα 28 GHz. Ο διαθέσιμος χώρος από την άλλη ήταν μόνο 0.43mm\*0.93mm, στον οποίο έπρεπε να χωρέσουν και τα pads, γεγονός που οδήγησε σε ένα νέο διαθέσιμο μήκος 0.7mm για το σχέδιο. Συνοψίζοντας, ο περιορισμός αυτός οδήγησε σε μείωση των επιδόσεων του συνδυαστή και σε αύξηση της πολυπλοκότητας του σχεδίου.
- **Η σχεδίαση του συνδυαστή έπρεπε να γίνει μαζί με τις ενδοσυνδέσεις.** Γενικά, τα παθητικά κυκλώματα προτιμάται να σχεδιάζονται χωρίς καθόλου ενδοσυνδέσεις, διότι αυτές αλλάζουν αισθητά τη συμπεριφορά του κυκλώματος, ενώ επίσης καθιστούν τη χρησιμοποίηση των κυκλωμάτων σε διαφορετικές εφαρμογές δυσκολότερη, αφού εισάγουν αχρείαστους περιορισμούς. Πιο συγκεκριμένα, όταν κάποιος σχεδιάζει ένα παθητικό κύκλωμα συγκεκριμένης χρήσης (π.χ. συνδυαστής, κυκλοφορητής, ζεύκτης, πυκνωτής, κ.λπ.), θέλει αυτό να έχει τη δυνατότητα να χρησιμοποιηθεί αυτούσιο σε όσο το δυνατόν περισσότερες εφαρμογές και με τον αποτελεσματικότερο τρόπο, γεγονός που οι ενδοσυνδέσεις δεν το παρέχουν διότι περιορίζουν τις εναλλακτικές με τις οποίες μπορεί να γίνει η σύνδεση του στοιχείου. Ο περιορισμένος χώρος δεν παρείχε ελευθερίες στη βολική τοποθέτηση των GSG pads, οπότε η χρήση ενδοσυνδέσεων ήταν αναπόφευκτη. Όταν συμβαίνει αυτό, το προτιμότερο είναι η επίδρασή τους να αφαιρείται από τα τελικά αποτελέσματα μέσω τεχνικών de-embedding, ή να γίνεται η σχεδίαση με αυτές. Δυστυχώς δεν υπήρχε χώρος για δομές de-embedding με τις οποίες θα μπορούσε να αφαιρεθεί η επίδρασή τους, οπότε ακολουθήθηκε

αναγκαστικά η δεύτερη επιλογή. Παρατηρήθηκε πως οι παράμετροι σκέδασης είναι πολύ ευαίσθητες στις διαστάσεις των ενδοσυνδέσεων, γεγονός το οποίο δεν είναι πολύ επιθυμητό για ένα κύκλωμα, μιας και μικρά σφάλματα στο de-embedding μπορεί να οδηγήσουν σε αρκετά αλλοιωμένες μετρήσεις. Εν τέλει, ο περιορισμός αυτός οδήγησε σε αύξηση της πολυπλοκότητας του σχεδίου, σε μείωση των επιδόσεων του συνδυαστή, σε αύξηση της απαιτούμενης ακρίβειας του de-embedding, ενώ επίσης κατέστησε τη χρησιμοποίηση του συνδυαστή σε διαφορετικές εφαρμογές δυσκολότερη.

- **Η υλοποίηση τρίθυρων δομών για την εφαρμογή σωστότερων και ακριβέστερων τεχνικών de-embedding ήταν αδύνατη.** Σύμφωνα με το βιβλίο [4], ο πιο σωστός τρόπος να εφαρμοστεί η τεχνική Open-Short σε ένα τρίθυρο δίκτυο είναι χρησιμοποιώντας τρίθυρες δομές, μεγέθους ακριβώς ίδιου με αυτού του κυκλώματος. Η μικρή διαθέσιμη έκταση που υπήρχε για την υλοποίηση των δομών όμως, μόλις  $320\mu\text{m} \times 930\mu\text{m}$ , δεν επέτρεψε τον σχεδιασμό μίας Open και μίας Short δομής διαστάσεων  $430\mu\text{m} \times 930\mu\text{m}$  η κάθε μία. Αντ' αυτού υλοποιήθηκαν δίθυρες Open και Short δομές, οι οποίες υστερούν σε ακρίβεια. Με λίγα λόγια, ο περιορισμός αυτός οδήγησε σε μείωση της ακρίβειας του de-embedding.
- **Η τοποθέτηση ενός GSGSG pad ήταν αδύνατη.** Γενικά, η χρησιμότητα του GSGSG pad έγκειται στο ότι μπορεί να εξοικονομηθεί χώρος στο τσιπ όταν υπάρχουν στο προς σχεδίαση κύκλωμα δύο θύρες οι οποίες είναι κοντά η μία με την άλλη. Αντί να γίνει η χρήση δύο συνεχόμενων GSG pads, μπορεί να γίνει η χρήση ενός GSGSG pad και η έκταση που καταλαμβάνει η μία γειωμένη επιφάνεια επαφής να χρησιμοποιηθεί για ό,τι άλλο. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή βέβαια, θα βοηθούσε πολύ και στη μείωση του μήκους και την αύξηση της συμμετρίας των ενδοσυνδέσεων, γιατί η ενδοσύνδεση της input θύρας του συνδυαστή θα γινόταν μικρότερη σε μήκος και τελείως συμμετρική με αυτή της coupled θύρας, γεγονός που θα οδηγούσε σε βελτίωση των επιδόσεων. Επιπλέον, αν υπήρχε ο χώρος για ένα τέτοιο pad ενδέχεται ο Lange να μην τερματιζόταν εντός του ολοκληρωμένου, αλλά να επιλεγόταν η χρήση και δεύτερου GSGSG pad, γεγονός που θα οδηγούσε στην εξέταση ενός πολύ συμμετρικού κατευθυντικού ζεύκτη, κύκλωμα που θα ήταν πολύ χρήσιμο και ενδιαφέρον. Δυστυχώς το ελάχιστο μήκος ενός GSGSG pad ήταν περίπου  $480\mu\text{m}$ , οπότε δεν

χωρούσε στο πλάτος του διαθέσιμου χώρου (430μm\*930μm). Επίσης, με τη χρήση του θα αυξάνονταν οι απαιτήσεις του χώρου ακόμα και για το μικρότερης ακρίβειας de-embedding των δίθυρων δομών Open-Short, χωρίς όμως να μπορούν να ικανοποιηθούν. Εν τέλει, ο περιορισμός αυτός οδήγησε σε μικρή αύξηση της πολυπλοκότητας του σχεδίου και σε μικρή μείωση των επιδόσεων του συνδυαστή.

- **Δεν υπήρχε η δυνατότητα για διεξαγωγή πειραματισμών με το μονοπάτι επιστροφής των γραμμών μεταφοράς.** Ο περιορισμένος διαθέσιμος χώρος, σε συνδυασμό με το ότι το μήκος των γραμμών μεταφοράς του Lange έπρεπε να είναι περίπου ίσο με 1.253mm, έβαλαν όριο στο μέγιστο δυνατό πλάτος του μονοπατιού επιστροφής, καθώς και στην απόσταση αυτού από τις γραμμές μεταφοράς. Έτσι δεν υπήρχε η δυνατότητα μετατροπής των διαστάσεων αυτών με σκοπό την επίτευξη καλύτερων αποτελεσμάτων. Συνοψίζοντας, το πρόβλημα αυτό οδήγησε σε πιθανή μείωση των επιδόσεων του συνδυαστή.



# Κεφάλαιο 5

## Συνδυασμός δύο ενισχυτών ισχύος, λειτουργίας διακόπτη

Στη συγκεκριμένη εργασία, εκτός από την υλοποίηση του συνδυαστή Lange, έγινε και η αναζήτηση του βέλτιστου δυνατού τρόπου με τον οποίο μπορεί να γίνει ο συνδυασμός δύο ενισχυτών ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, πανομοιότυπων με αυτόν που παρουσιάζεται στη διπλωματική εργασία του Βασίλη Μανουρά [8]. Αυτός ο ενισχυτής, όπως προφανώς και τα κυκλώματα που παρουσιάζονται στο παρόν κεφάλαιο, είναι σχεδιασμένος στην τεχνολογία B11HFC της Infineon Technologies AG και έχει κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 28 GHz. Στο δεύτερο αυτό μέρος της εργασίας, ως βασικοί στόχοι τέθηκαν οι ελάχιστες δυνατές απώλειες ισχύος στον συνδυαστή, καθώς και η τέλεια γραμμικότητα και η μέγιστη PBO απόδοση του γενικότερου συστήματος ενίσχυσης. Για τη βέλτιστη επίτευξη αυτών των στόχων, δοκιμάστηκε ο συνδυασμός των ενισχυτών στα πλαίσια ενός συστήματος ενίσχυσης βασισμένου στην outphasing τεχνική (Ενότητες 5.2 και 5.3), αλλά και ο συνδυασμός τους στα πλαίσια ενός συστήματος ενίσχυσης συμφασικής λειτουργίας (Ενότητα 5.4). Πριν γίνει η πιο λεπτομερής ανάλυση των δύο κυκλωμάτων εξόδου που σχεδιάστηκαν, ένα για χρήση σε outphasing και ένα για χρήση σε συμφασικό σύστημα, παρουσιάζονται οι αναπόφευκτες αλλαγές που έγιναν στον αρχικώς διαθέσιμο ενισχυτή [8].

### 5.1 Ενισχυτής ισχύος, λειτουργίας διακόπτη

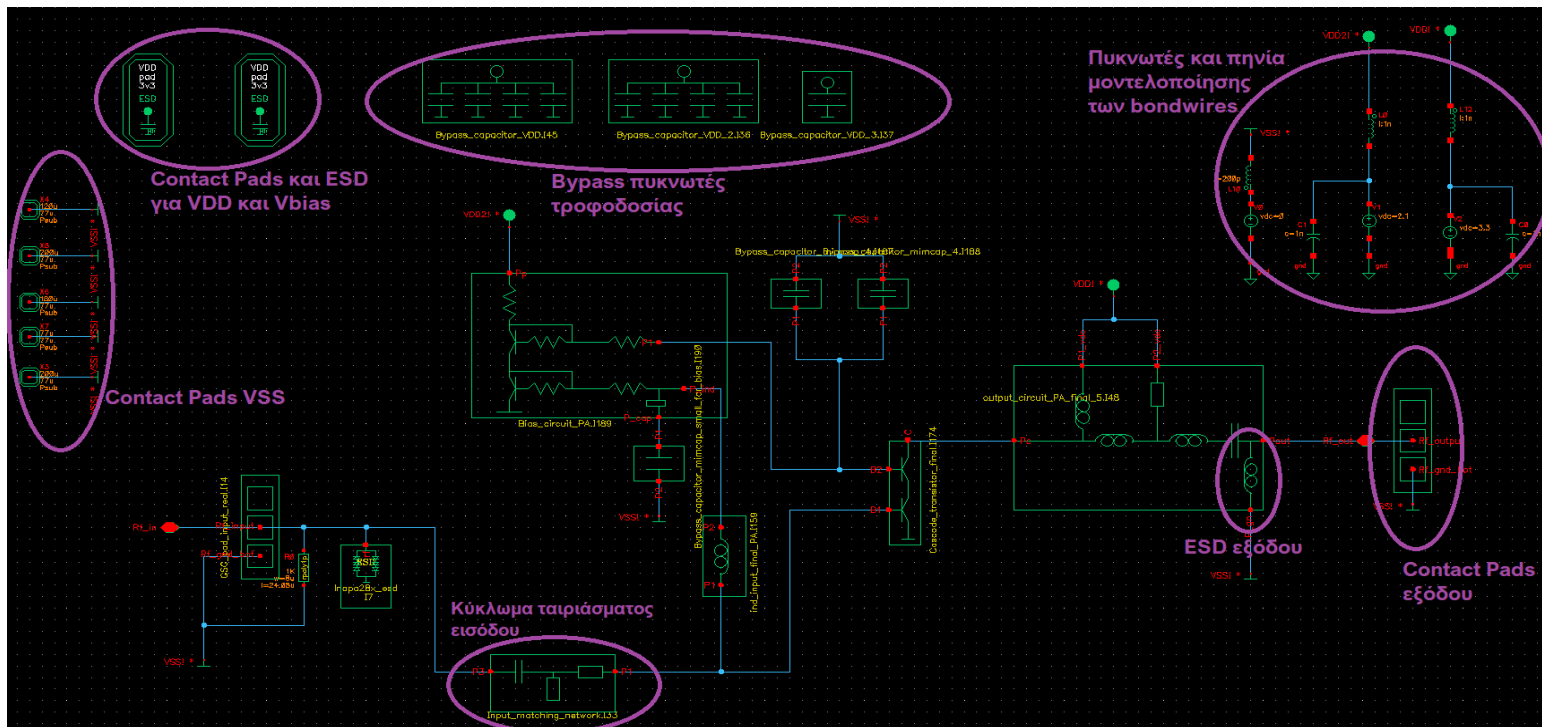
Το πρώτο πράγμα που χρειάστηκε να μελετηθεί κατά την έναρξη του δεύτερου μέρους της εργασίας αυτής, ήταν ο ενισχυτής ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, κλάσης  $F^{-1}$ , συχνότητας λειτουργίας 28GHz σε τεχνολογία BiCMOS 0.13 $\mu\text{m}$ , ο οποίος παρουσιάζεται αναλυτικά στη διπλωματική εργασία [8]. Η κατάλληλη τροποποίηση του ενισχυτή αυτού ώστε να χρησιμοποιηθεί βέλτιστα για τη σχεδίαση των συστημάτων ενίσχυσης ήταν αναπόφευκτη. Αρχικά έγιναν τροποποιήσεις οι οποίες μπορούν να χαρακτηριστούν ως απλές και

διαδικαστικές, διότι δεν επηρέασαν ουσιαστικά τις επιδόσεις του κυκλώματος, ενώ ταυτόχρονα ήταν απαραίτητες ώστε να ξεκινήσει ο σχεδιασμός με τον σωστό τρόπο. Έπειτα ακολούθησε η αλλαγή του κυκλώματος εξόδου, η οποία είναι πιο ουσιώδης και οδήγησε σε βελτίωση των επιδόσεων του ενός ενισχυτή, αλλά και του συνδυασμού δύο εξ αυτών.

### 5.1.1 Αναγκαίες τροποποιήσεις

Μιας και ο ενισχυτής της εργασίας [8] έφτασε μέχρι και το tape-out στάδιο της σχεδίασης, τα τελικά διαθέσιμα αρχεία του στο Cadence Virtuoso ADE (Analog Design Environment) περιείχαν πολλά κυκλωματικά στοιχεία τα οποία ενώ είναι απαραίτητο να συμπεριληφθούν για το tape-out, είναι τελείως περιττή, έως και λανθασμένη, η χρήση τους στα πρώτα στάδια της σχεδίασης. Τέτοια κυκλωματικά στοιχεία είναι οι επιφάνειες επαφής των ακροδεκτών για την επικοινωνία του κυκλώματος με το περιβάλλον (contact pads), τα Electrostatic Discharge (ESD) κυκλώματα για την ασφαλή αποφόρτιση μεγάλων ηλεκτροστατικών ρευμάτων, ορισμένοι bypass πυκνωτές για επιπλέον σταθερότητα της τροφοδοσίας, καθώς και ορισμένα πηνία και πυκνωτές που μοντελοποιούν τα καλώδια σύνδεσης από την PCB πλακέτα στο ολοκληρωμένο (bondwires). Δεν πραγματοποιείται περαιτέρω εξήγηση της λειτουργίας όλων αυτών, μιας και δεν αποτελούν αντικείμενο της εργασίας αυτής αλλά της [8], στην οποία αναλύονται σε βάθος. Δυστυχώς, όπως είναι λογικό, δεν είχαν διατηρηθεί διαφορετικά σχηματικά αρχεία για τα διαφορετικά στάδια της σχεδίασης, οπότε έπρεπε τα κυκλωματικά αυτά στοιχεία να εξαχθούν από τον υπάρχον ενισχυτή, ώστε να μπορέσει να ξεκινήσει με σωστό τρόπο η σχεδίαση των συστημάτων ενίσχυσης. Στο Σχήμα 5.1 φαίνεται ο αρχικά διαθέσιμος ενισχυτής, ενώ στο Σχήμα 5.2 φαίνεται ο ενισχυτής μετά τις αναγκαίες τροποποιήσεις.

Αρχικά έγινε η απομάκρυνση των πηνίων και των πυκνωτών που μοντελοποιούν τα bondwires, καθώς και των bypass πυκνωτών της τροφοδοσίας. Αυτές οι τροποποιήσεις επέφεραν μηδαμινές επιπτώσεις στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Έπειτα, ακολούθησαν τα ESD κυκλώματα της τροφοδοσίας VDD και της πόλωσης  $V_{bias}$ , τα οποία επίσης δεν επηρέασαν σχεδόν καθόλου τα αποτελέσματα. Εδώ πρέπει να σημειωθεί πως τα ESD κυκλώματα που χρησιμοποιούνται στα διάφορα contact pads, προσθέτουν μια εμπέδηση στο μονοπάτι μεταξύ του αντίστοιχου pad και της γείωσης. Η εισαγωγή μιας τέτοιας, σχεδόν άπειρης υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας, εμπέδησης μεταξύ της VDD ή της  $V_{bias}$  και της γης δεν επηρεάζει έως και καθόλου την απόδοση του ενισχυτή. Δυστυχώς όμως, όσον αφορά τα pads της εξόδου και της εισόδου, δεν ισχύει το ίδιο.

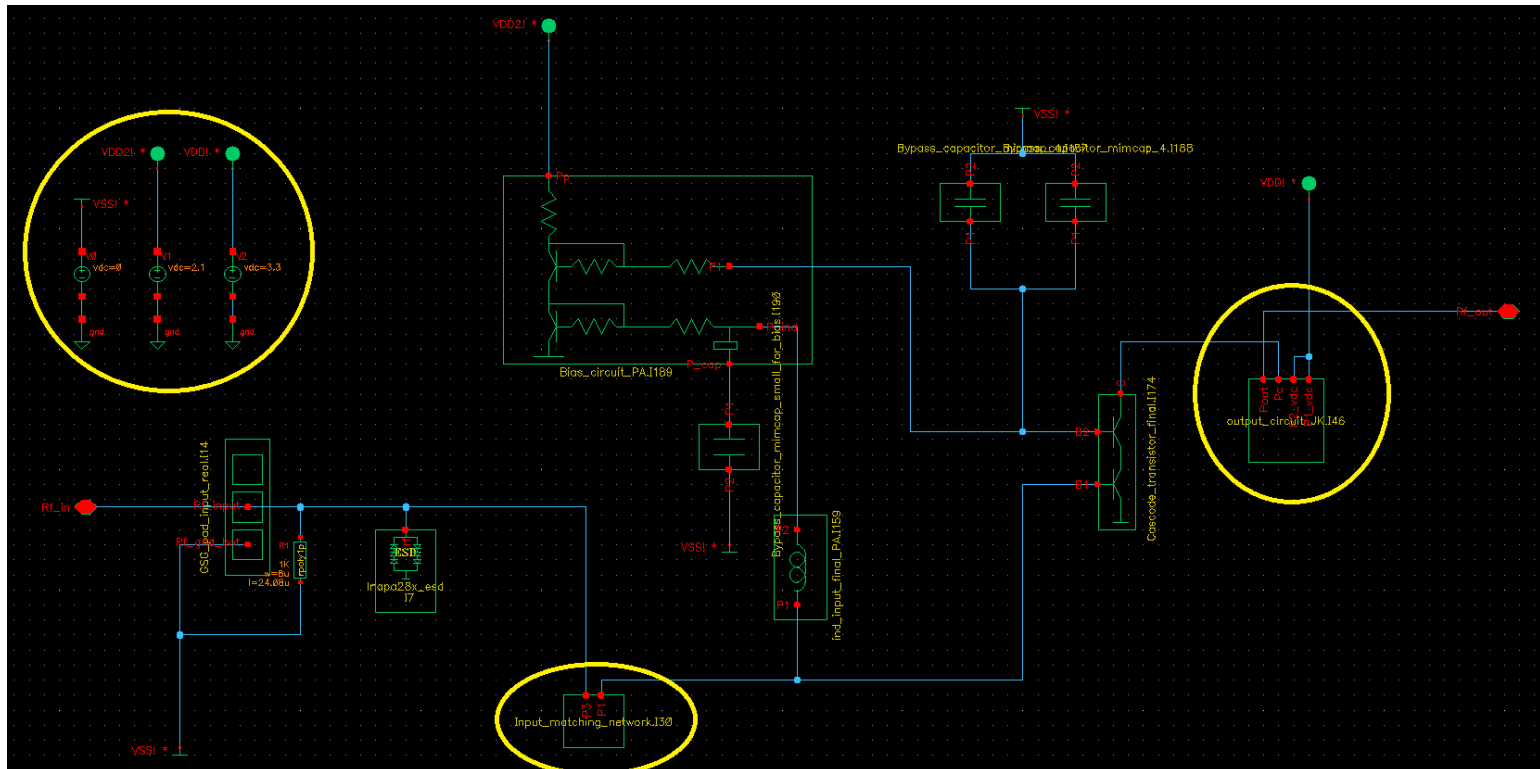


Σχήμα 5.1 Ο αρχικά διαθέσιμος ενισχυτής της εργασίας [8]. Με μωβ υποδεικνύονται τα κυκλωματικά στοιχεία που κατέληξαν να αλλάξουν σε πρώτο στάδιο.

Έπειτα, ακολούθησε η εξαγωγή του ESD και του contact pad της εξόδου, ταυτόχρονα, αλλαγές οι οποίες οδήγησαν σε διαφορετικά, αλλά καλύτερα αποτελέσματα. Ο λόγος που συνέβη αυτό είναι επειδή και τα δύο στοιχεία εισήγαγαν παρασιτικές αντιστάσεις, χωρητικότητες και επαγωγές, που οδηγούσαν σε απώλειες. Κατά την τελική σχεδίαση του σταδίου εξόδου του διαθέσιμου ενισχυτή [8], τα παρασιτικά αυτά προφανώς λήφθηκαν υπόψιν, μιας και η αποφυγή τους είναι αναπόφευκτη. Αξίζει να αναφερθεί ότι το pad και το ESD κύκλωμα της εξόδου αφαιρέθηκαν μαζί, επειδή το τελευταίο πραγματοποιούσε δύο λειτουργίες ταυτόχρονα. Εκτός από το ότι παρείχε ένα DC μονοπάτι μεταξύ του pad εξόδου και της γείωσης για αποφυγή του φαινομένου ηλεκτροστατικής εκφόρτισης, χρησιμοποιήθηκε και για να εξουδετερώσει την παρασιτική χωρητικότητα του pad της εξόδου. Οπότε η αφαίρεση του ενός στοιχείου και η διατήρηση του άλλου δεν είχε καμία λογική.

Όσον αφορά το contact pad και το ESD κύκλωμα της εισόδου του ενισχυτή, πάρθηκε η απόφαση να παραμείνουν κατά τη διάρκεια της σχεδίασης των διάφορων συστημάτων ενίσχυσης. Αυτό συνέβη για δύο λόγους. Πρώτον επειδή στα συστήματα που επρόκειτο να εξεταστούν δεν υπήρχε κανένα στάδιο πριν τους ενισχυτές (όπως π.χ. ένας Signal Component Separator, ένας διαιρέτης, κλπ.), οπότε σε περίπτωση που έφταναν μέχρι το tape-out στάδιο σχεδίασης θα υπήρχε ελαφρώς λιγότερη δουλειά. Δεύτερον, επειδή οι επιπτώσεις της εξαγωγής τους μπορούν να αντιμετωπιστούν εύκολα εφαρμόζοντας μία αρκετά απλή

διαδικασία, με την οποία τα αποτελέσματα παραμένουν αμετάβλητα. Η διαδικασία αυτή είναι η κατάλληλη τροποποίηση του κυκλώματος προσαρμογής της εισόδου, ώστε η S11 παράμετρος (Απώλειες Επιστροφής) του ενισχυτή να κεντραριστεί στα 28GHz και άρα να ελαχιστοποιηθούν οι απώλειες από τη θύρα εισόδου μέχρι τη βάση του τρανζίστορ.



Σχήμα 5.2 Ο ενισχυτής της εργασίας [8], μετά από αναγκαίες τροποποιήσεις.

Τέλος, μία αλλαγή η οποία δεν μπορεί να φανεί από τα αντίστοιχα σχήματα, είναι πως επιλέχθηκε σε πρώτο στάδιο σχεδίασης των συστημάτων να χρησιμοποιηθούν οι σχηματικές όψεις (schematic view) για το κασκοδικό στάδιο ενίσχυσης και για το κύκλωμα πόλωσης, και όχι οι όψεις που περιλαμβάνουν την επίδραση των παρασιτικών τους στοιχείων (extracted view). Η επιλογή αυτή έγινε διότι κρίθηκε πιο σωστό να ακολουθηθεί η κλασική ροή σχεδίασης, κατά την οποία πρώτα εξετάζεται ένα κύκλωμα με τα υπάρχοντα σχηματικά μοντέλα και μετά εξάγονται τα παρασιτικά αυτών. Επίσης, επειδή ο χρόνος προσομοίωσης με χρήση των extracted view είναι πολύ περισσότερος, γεγονός που δεν βοηθάει καθόλου στην εξέταση ενός κυκλώματος και στην εξαγωγή συμπερασμάτων. Εξαιτίας της αλλαγής αυτής, το κύκλωμα προσαρμογής της εισόδου χρειάστηκε να κεντραριστεί κατάλληλα.

### 5.1.2 Αλλαγή του κυκλώματος εξόδου

Κατά την έναρξη της σχεδίασης του συνδυασμού των ενισχυτών, υπήρξε αρκετή αμφιβολία για το αν και πως θα έπρεπε να τροποποιηθεί το κύκλωμα εξόδου. Οι ενδείξεις ότι



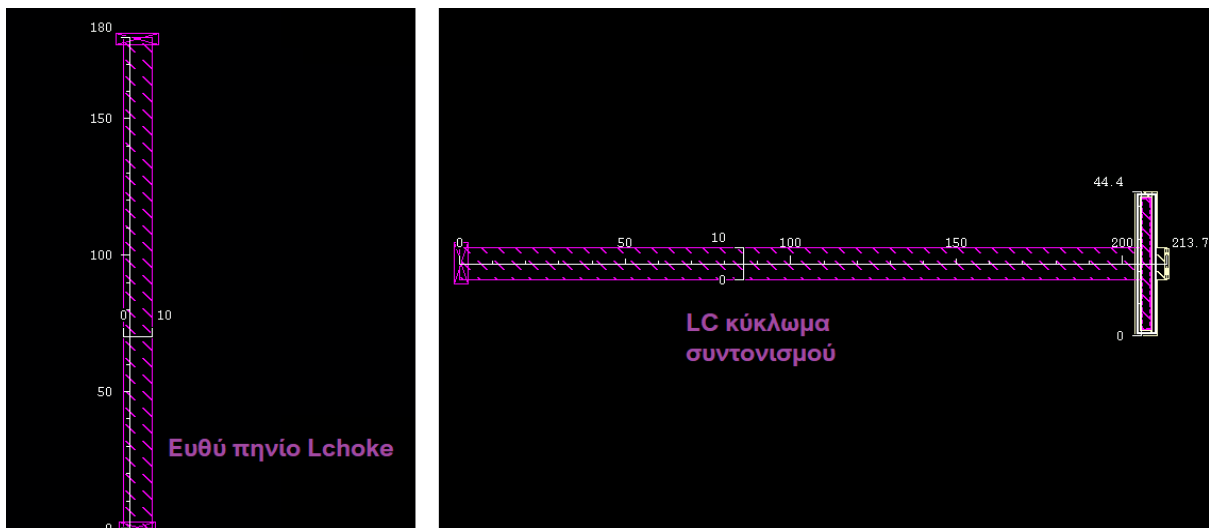
η αλλαγή του ίσως οδηγήσει σε βελτιωμένες επιδόσεις ήταν πολλές. Καταρχάς, στην βιβλιογραφία αναφέρεται πως κατά τον σχεδιασμό ενός outphasing συστήματος απαιτείται λεπτομερής γνώση της αλληλεπίδρασης της εξόδου των ενισχυτών και του αντίστοιχου συνδυαστή ισχύος χαμηλής απομόνωσης, ενώ επίσης ότι η απόφαση του τύπου των κυκλωμάτων αυτών πρέπει να λαμβάνεται ταυτόχρονα [6]. Επιπλέον, οι περισσότερες δημοσιεύσεις που σχετίζονται με το outphasing επιχειρούν τον ταυτόχρονο σχεδιασμό του σταδίου εξόδου και του συνδυαστή, ενώ σχεδόν ανύπαρκτη είναι η χρήση ενισχυτών κλάσης F για τον σκοπό αυτό [6]. Εκτός των άλλων, παρατηρήθηκε ότι το κύκλωμα εξόδου του ενισχυτή είχε αρκετά μεγάλες διαστάσεις, αλλά και ότι λόγω του σχήματός του η φυσική σχεδίαση (layout) του συνδυασμού θα ήταν ιδιαίτερα απαιτητική. Τέλος, με όλα τα προηγούμενα ήρθε να δέσει η λογική παρατήρηση πως όσο λιγότερα στοιχεία χρησιμοποιηθούν, τόσο λιγότερες θα είναι οι απώλειες.

Αποφασίστηκε λοιπόν να ξεκινήσει ο πειραματισμός με το στάδιο εξόδου, με απώτερο σκοπό τη σμίκρυνσή του, την ελαχιστοποίηση της πολυπλοκότητάς του και την απόκτηση αποτελεσμάτων παρόμοιων ή και καλύτερων από αυτών της εργασίας [8]. Δεδομένου ότι ο διαθέσιμος ενισχυτής ήταν λειτουργίας διακόπτη, δοκιμάστηκε αρχικώς το στάδιο εξόδου του Απλού Διακοπτικού Ενισχυτή, και μετέπειτα αυτό της Κλάσης E [2]. Τελικά, βέλτιστο αποδείχθηκε το δεύτερο, το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο RF choke ( $L_{\text{choke}}$ ) ανάμεσα στον συλλέκτη του BJT κοινής βάσης και της τροφοδοσίας VDD, καθώς κι από ένα LC κύκλωμα συντονισμού (στοιχεία  $L_r$  και  $C_r$ ) στην 1<sup>η</sup> αρμονική, ανάμεσα στον ίδιο συλλέκτη και στο φορτίο του ενισχυτή. Γενικά, το πηνίο RF choke επιτρέπει στο DC ρεύμα να το διαπεράσει, αλλά παρουσιάζει μεγάλη τιμή επαγωγικής αντίδρασης σε όλες τις μεγαλύτερες συχνότητες, με αποτέλεσμα η ενεργή συσκευή να τροφοδοτείται σωστά και να έχει πολωμένη έξοδο. Επίσης, η βασική λειτουργία του LC κυκλώματος συντονισμού είναι να επιτρέπει τη διέλευση της ισχύος στην 1<sup>η</sup> αρμονική, ενώ ταυτόχρονα να παρουσιάζει πολύ μεγάλη αντίδραση σε όλες τις υπόλοιπες συχνότητες. Δεν είναι αντικείμενο της παρούσας εργασίας η θεωρητική ανάλυση του ενισχυτή Κλάσης E και του κυκλώματος εξόδου του, οπότε δεν αναλύονται περαιτέρω. Ο ενδιαφερόμενος αναγνώστης προτρέπεται να συμβουλευτεί το βιβλίο [2].

Οι τιμές των χρησιμοποιηθέντων στοιχείων, με χρήση των extracted όψεων, επιλέχθηκαν να είναι οι  $L_{\text{choke}}=200\text{pH}$ ,  $L_r=215\text{pH}$  και  $C_r=150\text{fF}$ . Η τιμή του πηνίου RF choke βρέθηκε αρχικά ότι πρέπει να είναι ίση με περίπου  $230\text{pH}$ , με χρήση της μεθόδου που περιγράφεται στην υποενότητα 4.7.1 της [8], αλλά μετά προσαρμόστηκε με χρήση της μεθόδου trial and error, με σκοπό την απόκτηση της μεγαλύτερης δυνατής απόδοσης και ισχύος εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική. Όσον αφορά τις τιμές του κυκλώματος συντονισμού, πρέπει να ικανοποιούν τη

σχέση  $\omega = 1/\sqrt{L_r C_r}$  στα 28GHz, ενώ ταυτόχρονα να επιτυγχάνουν υψηλό συντελεστή ποιότητας  $Q = \sqrt{L_r/C_r}/R_p$ , όπου  $R_p$  είναι η παρασιτική αντίσταση του LC κυκλώματος. Παρατηρήθηκε επίσης, έπειτα από πειραματισμούς στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης Sonnet EM, πως όσο μεγαλώνει το πηνίο  $L_r$  και μικραίνει ο πυκνωτής  $C_r$ , τόσο αυξάνεται η  $R_p$ , και ελαττώνεται άρα ο συντελεστής ποιότητας. Έτσι επιλέχθηκαν οι τελικές τιμές, που πετυχαίνουν ένα αξιοπρεπές  $Q \approx 20$ .

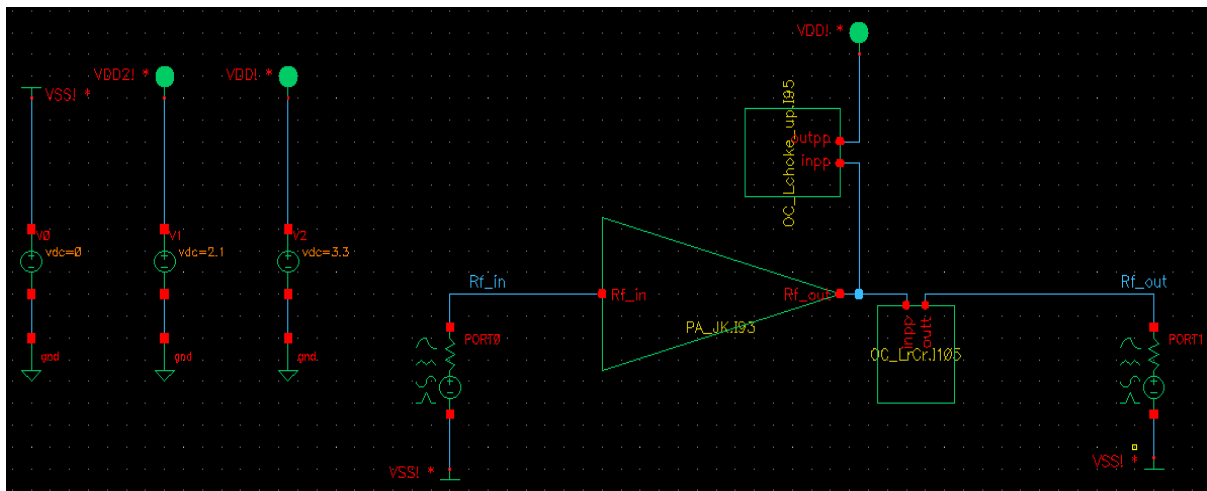
Η προαναφερθείσα αλλαγή αποδείχθηκε πολλά υποσχόμενη με χρήση ιδανικών στοιχείων και των σχηματικών όψεων, γι' αυτό και έγινε ο σχεδιασμός της με χρήση του Sonnet EM και των extracted όψεων. Τα layout του πηνίου RF choke και του LC κυκλώματος συντονισμού φαίνονται στο Σχήμα 5.3. Είναι φανερό ότι οι διαστάσεις του νέου κυκλώματος εξόδου Κλάσης E είναι αρκετά μικρότερες από αυτές του αρχικού, ενώ ταυτόχρονα η πολυπλοκότητα του είναι ελάχιστη. Επιπλέον, παρέχεται σχετική ευελιξία στον σχεδιασμό του layout του συνδυασμού των δύο ενισχυτών.



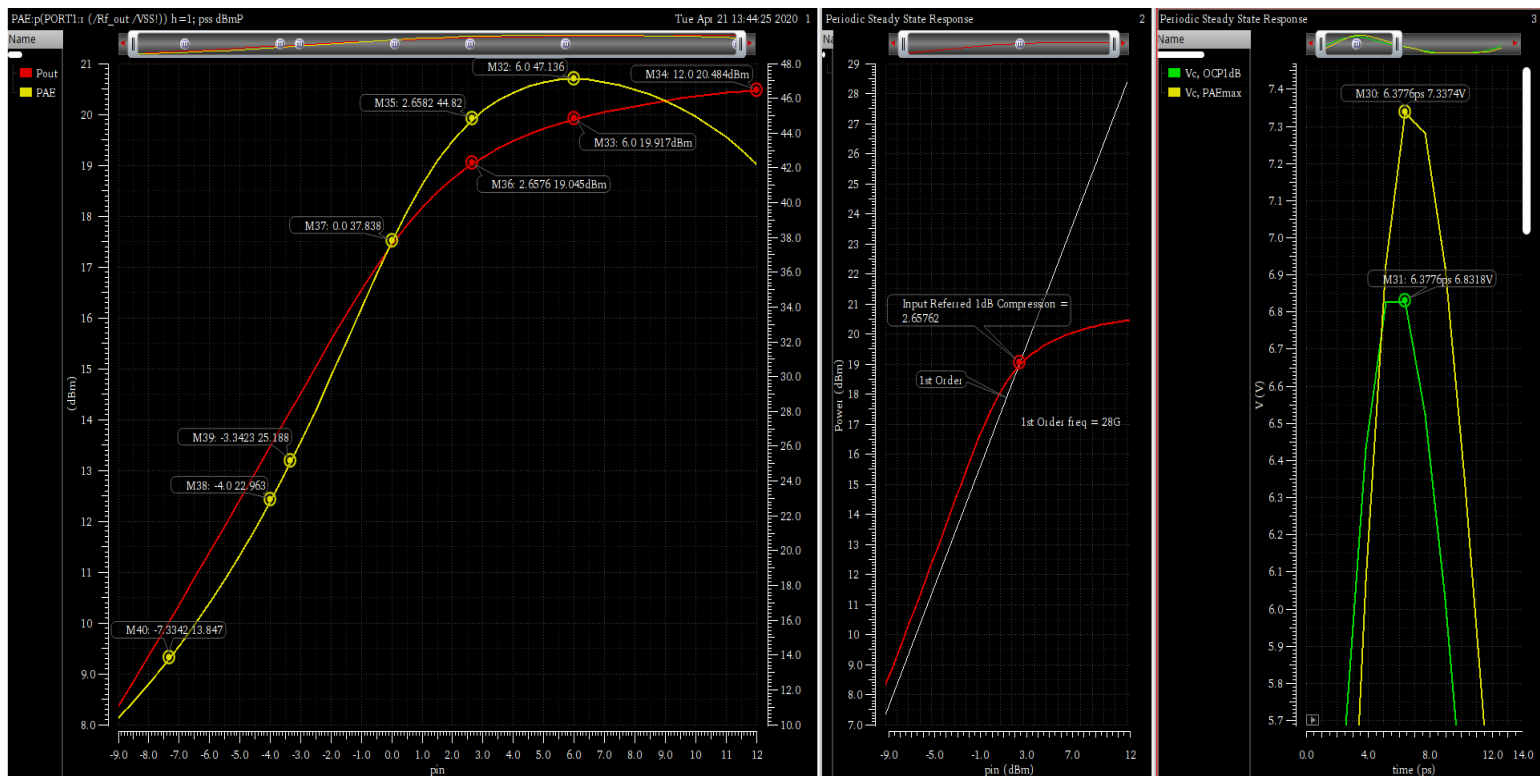
Σχήμα 5.3 Layout του πηνίου RF choke και του LC κυκλώματος συντονισμού.

Ο πιο καθοριστικός όμως παράγοντας για την αξιολόγηση του νέου ενισχυτή, είναι οι επιδόσεις του. Για τον λόγο αυτό έγινε η προσομοίωσή του και η σύγκρισή του με τα αποτελέσματα του αρχικώς διαθέσιμου, της εργασίας [8]. Το testbench που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο Σχήμα 5.4. Τα αποτελέσματα του νέου ενισχυτή φαίνονται στο Σχήμα 5.5, ενώ αυτά του αρχικώς διαθέσιμου στο Σχήμα 5.6. Υποθέτοντας πως και οι δύο ενισχυτές λειτουργούν στο 1-dB σημείο συμπίεσης (P1dB), είναι σαφές πως η χρήση του κυκλώματος εξόδου Κλάσης E οδηγεί σε καλύτερες επιδόσεις. Πιο συγκεκριμένα, η Απόδοση Προστιθέμενης Ισχύος (PAE) έχει 2% μεγαλύτερη μέγιστη τιμή και 2% αύξηση στο P1dB, ενώ για 6dBm και 10dBm χαμηλότερες τιμές οδήγησης από αυτή του P1dB, παρουσιάζει

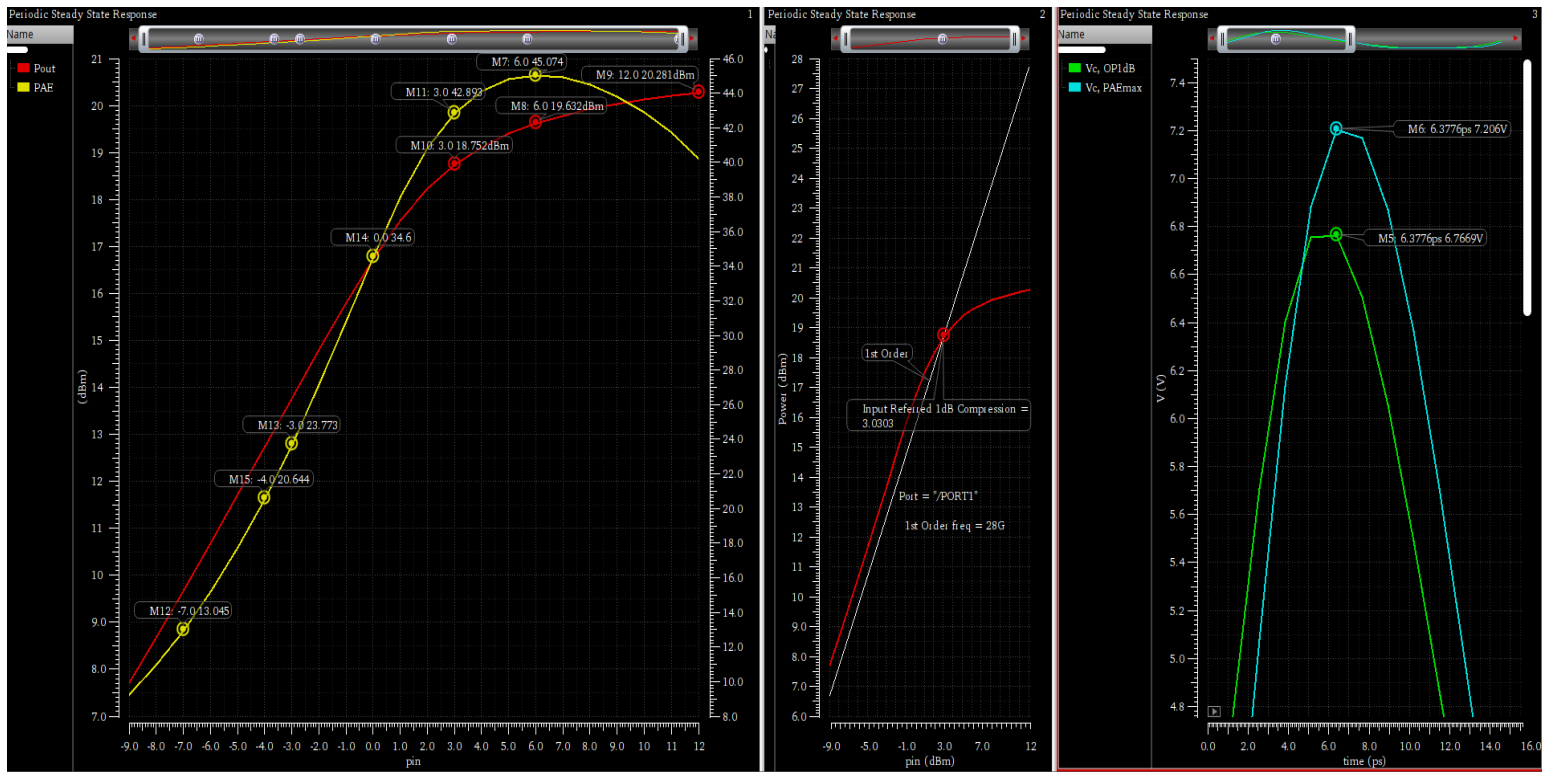
αύξηση 1.4% και 0.8%, αντίστοιχα. Όσον αφορά την ισχύ εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική,  $P_{out}$ , αυτή είναι 0.2dBm μεγαλύτερη και στο σημείο λειτουργίας και στη μέγιστη τιμή. Τέλος, η μέγιστη τάση του συλλέκτη του BJT κοινής βάσης στο P1dB είναι μόνο 0.06V μεγαλύτερη. Για λόγους πληρότητας παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.7 οι παράμετροι σκέδασης του νέου ενισχυτή, καθώς και ο συντελεστής ευστάθειας, k-factor, με τη βοήθεια του οποίου συμπεραίνεται ότι η δοκιμή K-Δ ικανοποιείται και άρα ότι η συσκευή είναι άνευ όρων ευσταθής [8].



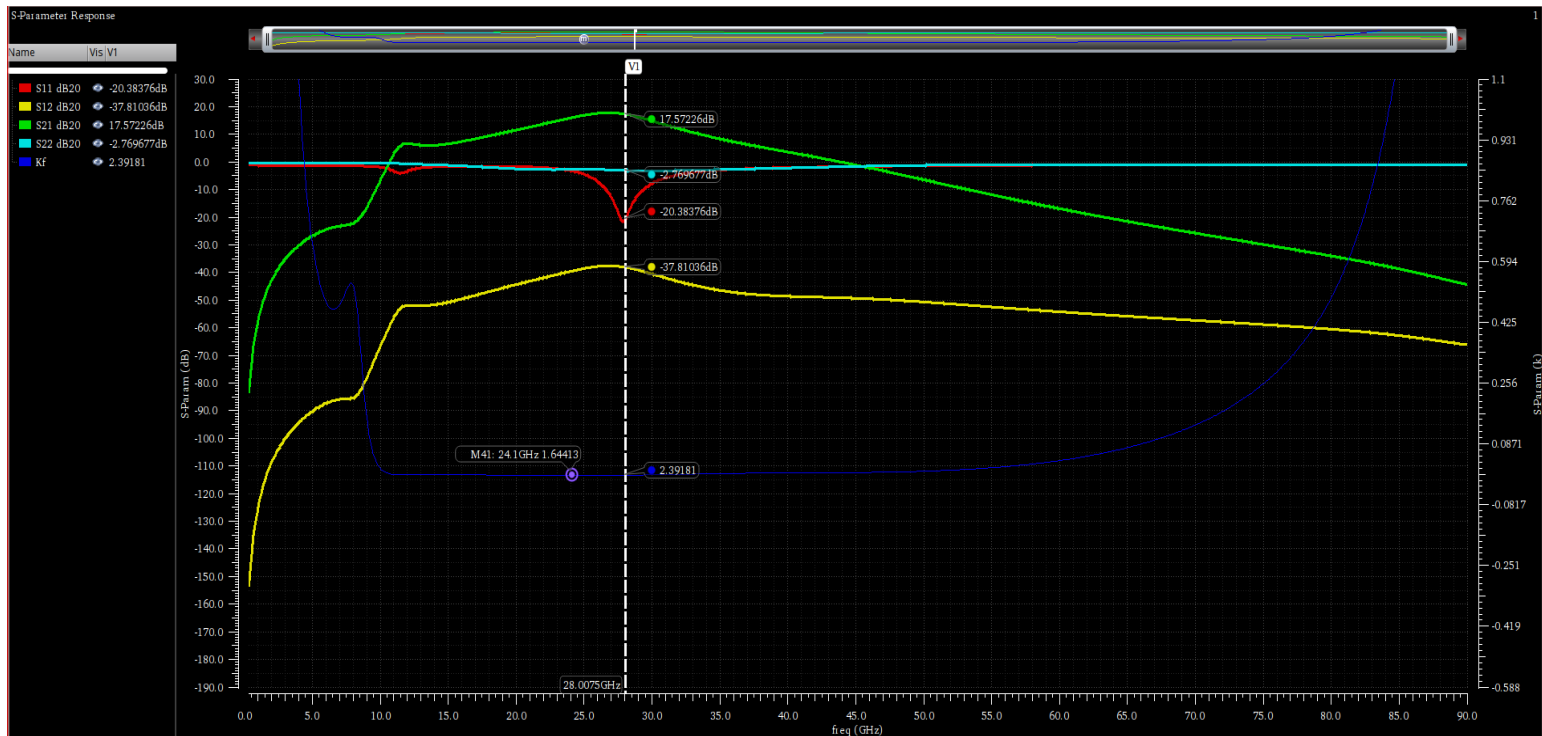
Σχήμα 5.4 Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις των ενισχυτών.



Σχήμα 5.5 Αποτελέσματα του ενισχυτή με το κύκλωμα εξόδου Κλάσης E.



Σχήμα 5.6 Αποτελέσματα του ενισχυτή της εργασίας [8].

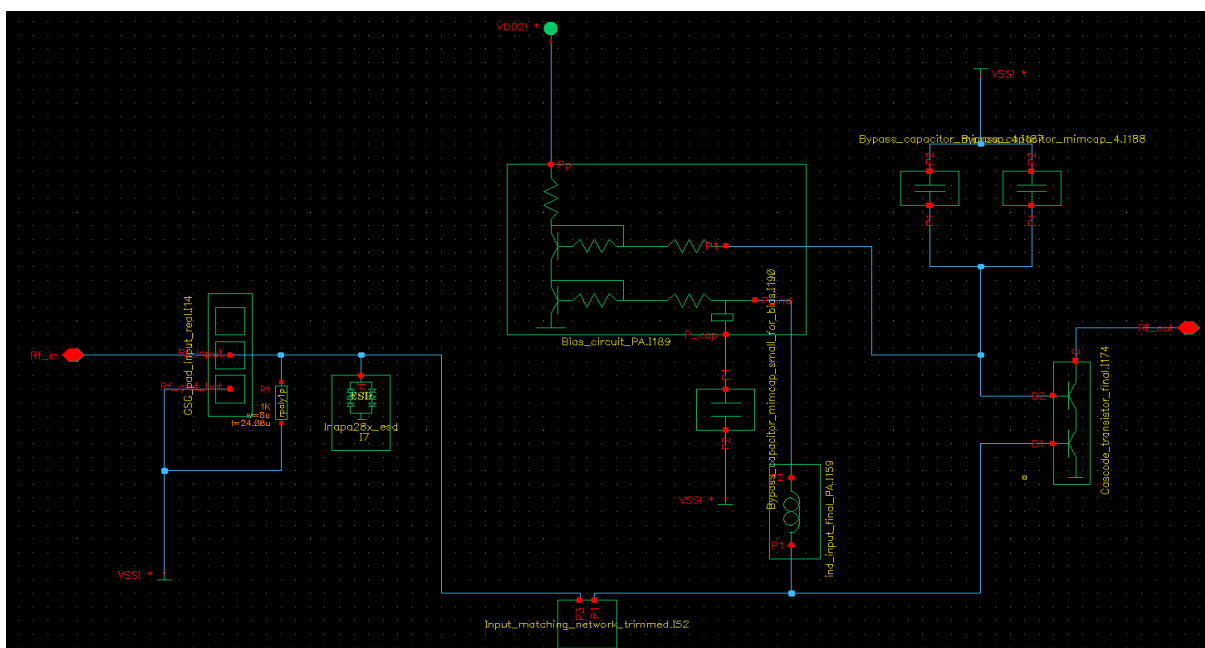


Σχήμα 5.7 Παράμετροι σκέδασης και συντελεστής ευστάειας  $k$  του ενισχυτή με το κύκλωμα εξόδου Κλάσης E.

Στη σύγκριση που πραγματοποιήθηκε, τα αποτελέσματα του αρχικώς διαθέσιμου ενισχυτή (Σχήμα 5.6) συμπεριλαμβάνουν τα παρασιτικά του contact pad και του ESD κυκλώματος της εξόδου. Το γεγονός αυτό αρκεί για να δικαιολογήσει τις μειωμένες του επιδόσεις, όμως δεν

ακυρώνει την αξία του νέου κυκλώματος εξόδου. Δεν πρέπει να δημιουργηθεί η λανθασμένη εντύπωση πως ο νέος ενισχυτής που παρουσιάστηκε είναι βέλτιστος και ιδανικός για τα συστήματα ενίσχυσης που πρόκειται να σχεδιαστούν στις επόμενες ενότητες. Το συμπέρασμα που προκύπτει από την υποενότητα αυτή είναι πως το κύκλωμα εξόδου της εργασίας [8] μπορεί και πρέπει να αντικατασταθεί, διότι ενώ είναι αξιοπρεπές, παρόμοια ή και καλύτερα αποτελέσματα μπορούν να επιτευχθούν με ένα κύκλωμα πολύ μικρότερης πολυπλοκότητας, που καταλαμβάνει λιγότερο χώρο και προσφέρει μεγαλύτερη ευελιξία στη σχεδίαση του layout. Οπότε είναι φανερό ότι οι πολύ καλές επιδόσεις των αρχικά διαθέσιμων ενισχυτών ισχύος δεν προέρχονται τόσο από το ότι είναι κλάσης  $F^{-1}$ , όσο από το ότι είναι λειτουργίας διακόπτη, δηλαδή από τον σχεδιασμό του κυκλώματος πόλωσης, της ενεργούς συσκευής και του κυκλώματος εισόδου.

Στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζεται ο πυρήνας του ενισχυτή που κατέληξε να χρησιμοποιείται σε όλη την έρευνα που έγινε στο συγκεκριμένο κεφάλαιο. Χρησιμοποιήθηκε επίσης και στους δύο ενισχυτές που παρουσιάστηκαν σε αυτήν την υποενότητα. Για την αναπαράστασή του γίνεται η χρήση του κλασσικού τριγωνικού συμβόλου ενός ενισχυτή ισχύος, με το όνομα «PA\_JK», όπως φαίνεται στα Σχήματα 5.4, 5.10 και 5.13, αλλά και στα Σχήματα 6.22, 6.27 και 6.35 του Κεφαλαίου 6. Αποφασίστηκε ο πυρήνας να μην περιλαμβάνει το κύκλωμα εξόδου, αφού τα στοιχεία του τελευταίου έπρεπε να αλλάζουν σχεδόν για κάθε μία από τις διαφορετικές τεχνικές συνδυασμού. Οπότε περιλαμβάνει μόνο το κύκλωμα προσαρμογής της εισόδου, το κύκλωμα πόλωσης και την ενεργό συσκευή, μέρη τα οποία δεν τροποποιούνταν συχνά.



Σχήμα 5.8 Πυρήνας του τελικού ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε.

## 5.2 Συνδυαστές για outphasing σύστημα, στην πράξη

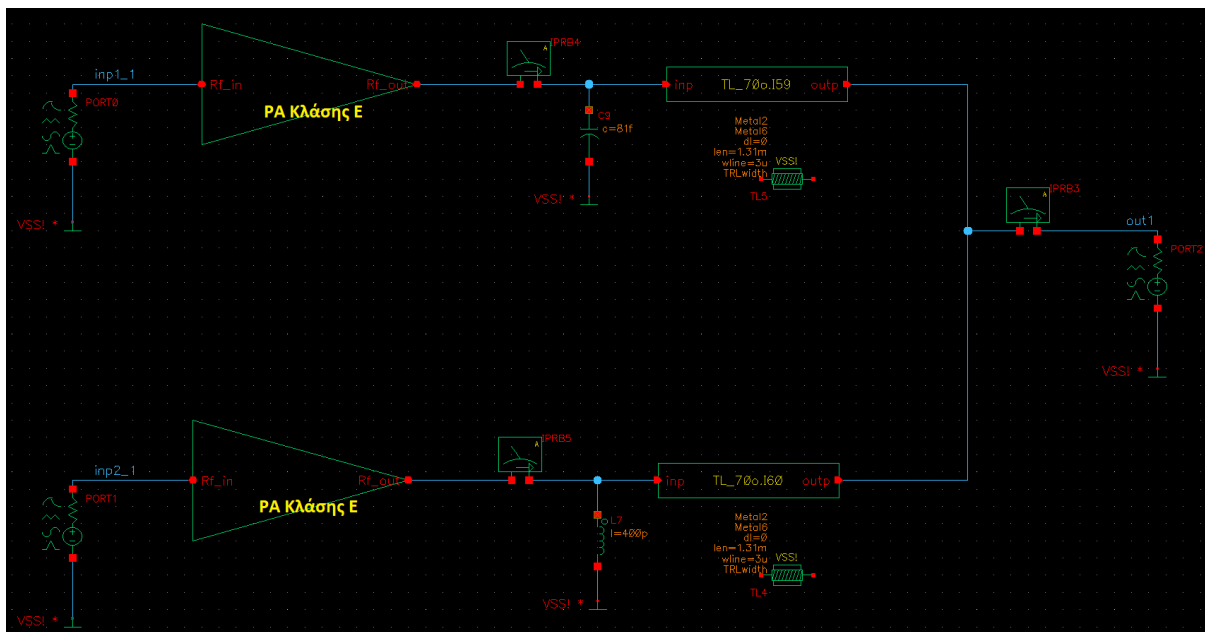
Σε ένα outphasing σύστημα ενίσχυσης ο συνδυαστής ισχύος παίζει καθοριστικό ρόλο όσον αφορά τις επιδόσεις. Μερικοί συνδυαστές οι οποίοι προσφέρουν, τουλάχιστον θεωρητικά, την υποσχόμενη βελτίωση της PBO απόδοσης και την ταυτόχρονη διατήρηση της γραμμικότητας του συστήματος αναλύονται στο Κεφάλαιο 3. Κάθε ένας από αυτούς τους συνδυαστές υλοποιήθηκε με ιδανικά κυκλωματικά στοιχεία από το Cadence Virtuoso και χρησιμοποιήθηκε σε ένα outphasing σύστημα για τον συνδυασμό των δύο ενισχυτών ισχύος Κλάσης E, που παρουσιάστηκαν προηγουμένως. Αυτό αποτελεί το πρώτο στάδιο σχεδίασης, κατά το οποίο ελέγχονται οι επιδόσεις του συστήματος ώστε να εκτιμηθεί η πρακτική χρησιμότητα του συνδυαστή, καθώς και το αν επιτυγχάνονται οι επιδόσεις που υπόσχονται στην αντίστοιχη θεωρία. Ακολουθούν συμπεράσματα και παρατηρήσεις για τις διάφορες αυτές τοπολογίες, αλλά και για τον συνδυαστή άθροισης ρεύματος, η σχεδίαση του οποίου προχώρησε και στο στάδιο της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης με χρήση του Sonnet EM. Παρατίθεται επίσης συνοπτικά και η αντίστοιχη θεωρία του τελευταίου.

### 5.2.1 Συνδυαστής τύπου Chireix

Αρχικά σχεδιάστηκε ο συνδυαστής τύπου Chireix με απλά-τερματιζόμενη έξοδο [11] όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.9, η θεωρία του οποίου έχει παρουσιαστεί στην Ενότητα 3.2. Έγινε η χρήση ιδανικών στοιχείων αντιστάθμισης, αλλά λόγω προβλημάτων σύγκλισης της Periodic Steady State (PSS) προσομοίωσης οι γραμμές μεταφοράς επιλέχθηκε να σχεδιαστούν απευθείας με χρήση του Sonnet EM. Όπως έχει ήδη αναφερθεί στην Ενότητα 4.3, οι γραμμές μεταφοράς  $\lambda/4$  παρουσιάζουν αρκετές απώλειες, λόγω του σχετικά μεγάλου τους μήκους στη συχνότητα των 28 GHz. Έχοντας επίγνωση του προβλήματος αυτού, ο συγκεκριμένος συνδυαστής δεν αποτέλεσε ποτέ πρώτη σχεδιαστική επιλογή. Εκκινήθηκε όμως η διαδικασία σχεδίασής του διότι αποτελεί τον πιο γνωστό συνδυαστή χαμηλής απομόνωσης για outphasing σύστημα, αλλά και γιατί μέσω αυτού θα γινόταν καλύτερα κατανοητή η λειτουργία των στοιχείων αντιστάθμισης στη συγκεκριμένη εφαρμογή.

Έπειτα από πολλούς πειραματισμούς με τα στοιχεία αντιστάθμισης και με το Κλάσης E κύκλωμα εξόδου των ενισχυτών, προέκυψε πως τα πρακτικά αποτελέσματα του συστήματος δεν συμβάδιζαν με τα θεωρητικά. Το μεγαλύτερο πρόβλημα ήταν πως τα στοιχεία αντιστάθμισης δεν συμπεριφέρονταν όπως αναμενόταν. Θεωρητικά η εισαγωγή των στοιχείων αυτών θα έπρεπε να μειώνει την DC ισχύ εισόδου του συστήματος, ώστε να υπάρξει

η υποσχόμενη βελτίωση της PBO απόδοσης, η οποία φαίνεται στα Σχήματα 3.5 και 3.7. Τέτοια μείωση όμως δεν παρατηρήθηκε. Αντ' αυτού η εισαγωγή τους προκαλούσε τη μετατόπιση της καμπύλης ισχύος εξόδου του συστήματος,  $P_{out}$ , σε μεγαλύτερες outphasing γωνίες, γεγονός που μετατόπιζε αντίστοιχα και την καμπύλη της απόδοσης. Αυτό σημαίνει από τη μία αύξηση της PBO απόδοσης, αλλά από την άλλη σχετική αλλοίωση της γραμμικότητας. Οι καμπύλες που λήφθηκαν ήταν παρόμοιες με αυτές των Σχημάτων 6.9 και 6.10, παρ' όλο που οι καμπύλες στα σχήματα αυτά δεν προέκυψαν με χρήση του συγκεκριμένου συνδυαστή. Διευκρινίζεται πως η θεωρητική καμπύλη της απόδοσης παρουσιάζει μέγιστη τιμή για δύο διαφορετικές τιμές της outphasing γωνίας, που εξαρτώνται από την τιμή των παθητικών στοιχείων αντιστάθμισης, ενώ η γραμμικότητα διατηρείται τέλεια. Από την άλλη, η καμπύλη των πρακτικών αποτελεσμάτων παρουσίαζε μία μόνον μέγιστη τιμή, εξαρτώμενη από τις τιμές των στοιχείων αντιστάθμισης, όμως η γραμμικότητα ήταν αλλοιωμένη. Πρέπει επίσης να σημειωθεί πως στην πράξη η μετατόπιση των καμπυλών της ισχύος εξόδου και της απόδοσης σε μεγάλες outphasing γωνίες ( $>40^\circ$ ), δεν ήταν δυνατή. Αυτό διότι η μέγιστη ισχύς εξόδου ελαττωνόταν αισθητά, με αποτέλεσμα τη μείωση και της PBO απόδοσης.

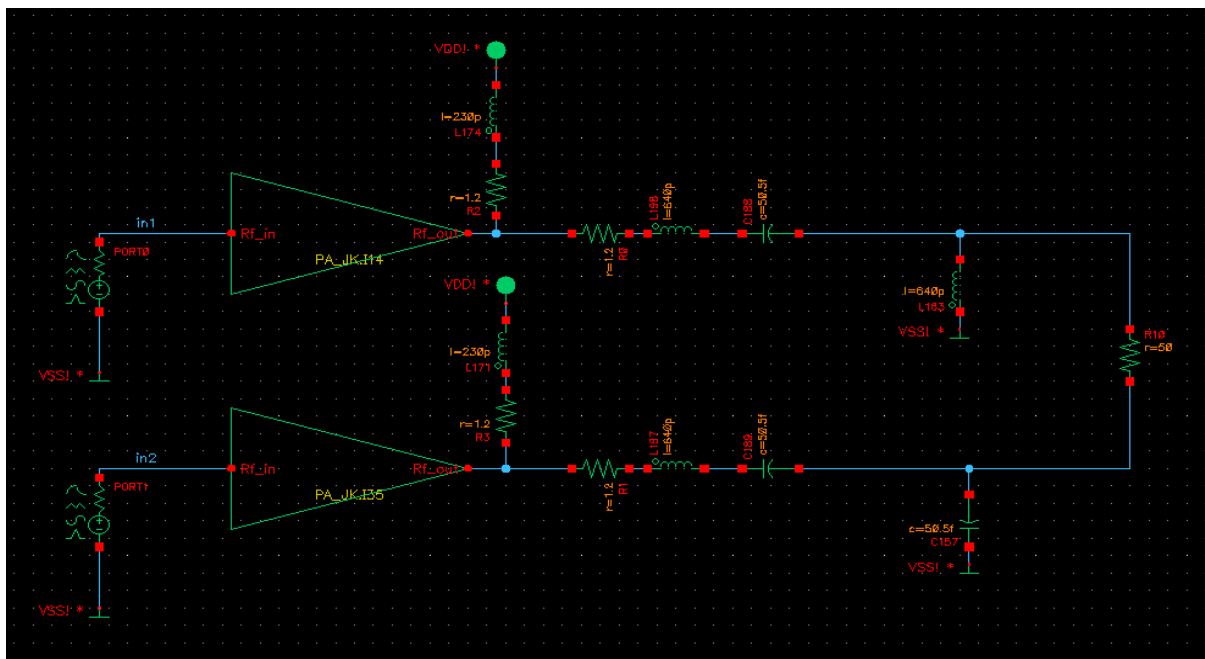


Σχήμα 5.9 Πειραματική διάταξη συστήματος με συνδυαστή τύπου Chireix απλά-τερματιζόμενης εξόδου.

Η ασυμφωνία των πρακτικών αποτελεσμάτων με τα θεωρητικά οφείλεται κυρίως σε δύο λόγους. Πρώτος και σημαντικότερος είναι πως οι ενισχυτές ισχύος στη θεωρητική ανάλυση στις Ενότητες 3.1 και 3.2 αντιμετωπίζονται ως ιδανικές πηγές τάσης. Στην πραγματικότητα αυτή η υπόθεση δεν είναι καθόλου ακριβής, μιας και ένας ενισχυτής λειτουργίας διακόπτη, είτε είναι Κλάσης E είτε είναι Κλάσης  $F^{-1}$ , λειτουργεί και ως πηγή τάσης και ως πηγή ρεύματος

[6]. Πιο συγκεκριμένα, λειτουργεί ως μηδενική πηγή τάσης όταν το διπολικό τρανζίστορ άγει, διότι η τάση συλλέκτη-εκπομπού λαμβάνει πολύ μικρές τιμές και το διπολικό τρανζίστορ περνάει στην περιοχή κορεσμού, ενώ λειτουργεί ως μηδενική πηγή ρεύματος όταν δεν άγει, μιας και η τάση βάσης-εκπομπού είναι μικρότερη από αυτή του κατωφλίου. Ο δεύτερος λόγος είναι πως οι εμπεδήσεις που βλέπουν στην έξοδό τους οι δύο ενισχυτές ισχύος είναι συζυγείς μιγαδικές, με αποτέλεσμα διάφορα σημαντικά χαρακτηριστικά τους, όπως το κέρδος ισχύος και η μετατόπιση της φάσης που εισάγουν, να μην είναι ακριβώς τα ίδια και στους δύο ενισχυτές. Στη θεωρητική ανάλυση παρ' όλα αυτά, τα χαρακτηριστικά αυτά θεωρούνται ακριβώς ίδια.

Για την περεταίρω εξερεύνηση του προβλήματος των στοιχείων αντιστάθμισης, ελέγχθηκε και ο διαφορικά τερματιζόμενος συνδυαστής Chireix, ο οποίος παρουσιάστηκε στην Ενότητα 3.1. Στο Σχήμα 5.10 παρατίθεται για λόγους πληρότητας η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε, ενώ υπενθυμίζεται ότι μέσα στο τριγωνικό σύμβολο υπάρχει μόνον ο πυρήνας του χρησιμοποιηθέντα ενισχυτή (βλ. Σχήμα 5.8). Παρατηρήθηκε πως τα αποτελέσματα του συστήματος ενίσχυσης παρουσίαζαν ακριβώς την ίδια συμπεριφορά με το σύστημα που έκανε χρήση του απλά-τερματιζόμενου Chireix, δηλαδή τα στοιχεία αντιστάθμισης οδηγούσαν στη μετατόπιση των καμπυλών ισχύος εξόδου και απόδοσης, και όχι στη μείωση της DC τάσης εισόδου για μεγάλες outphasing γωνίες. Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνει ακόμα περισσότερο την ελαττωματική συμπεριφορά των στοιχείων αντιστάθμισης στα πλαίσια του συνδυασμού των συγκεκριμένων ενισχυτών Κλάσης E.



Σχήμα 5.10 Πειραματική διάταξη συστήματος με συνδυαστή τύπου Chireix διαφορικής εξόδου.



### 5.2.2 Συνδυαστές τύπου cross-bridge & μετασχηματιστών

Η μη ικανοποιητική συμπεριφορά των Chireix συνδυαστών οδήγησε στον πειραματισμό με διάφορους άλλους συνδυαστές θεωρητικά κατάλληλους για outphasing σύστημα ενίσχυσης, οι οποίοι έχουν ήδη παρουσιαστεί στις Ενότητες 3.3 και 3.4. Αρχικά δοκιμάστηκαν οι συνδυαστές τύπου cross-bridge, οι οποίοι έχουν το πλεονέκτημα ότι δεν χρησιμοποιούν στοιχεία αντιστάθμισης για να επιτύχουν τη μείωση της DC ισχύος εισόδου για μεγάλες outphasing γωνίες, και άρα την αύξηση της PBO απόδοσης. Αντ' αυτού, είναι κατάλληλα σχεδιασμένοι ώστε να λειτουργούν διαφορετικά για τις συμφασικές συνιστώσες και διαφορετικά για τις εκτός φάσης συνιστώσες των σημάτων εισόδου τους. Για τα διάφορα πειράματα που έγιναν για τον έλεγχό τους, χρησιμοποιήθηκαν οι πυρήνες των ήδη διαθέσιμων ενισχυτών (βλ. Σχήμα 5.8) με ένα  $L_{choke}$  πηνίο, κι όχι οι ενισχυτές Κλάσης E. Αυτό γιατί οι συγκεκριμένοι συνδυαστές παρέχουν από μόνοι τους τη λειτουργία απόρριψης όλων των ανεπιθύμητων αρμονικών, πλην της 1<sup>ης</sup> (βλ. Ενότητα 3.3), οπότε το κύκλωμα συντονισμού του κυκλώματος εξόδου Κλάσης E καθίσταται περιττό. Επίσης, έγινε χρήση ενός απλού κυκλώματος προσαρμογής L-μορφής, αποτελούμενο από ιδανικά παθητικά στοιχεία, το οποίο μετατρέπει τα 50Ω της κεραίας σε 25Ω (βλ. Σχήμα 5.18).

Πρέπει να δοθεί προσοχή στο ότι οι συγκεκριμένοι συνδυαστές είναι φτιαγμένοι για λειτουργία με ενισχυτές Κλάσης D, όπου υπάρχουν δύο τρανζίστορ τα οποία άγουν εναλλάξ. Όταν οι εισοδοί των ενισχυτών Κλάσης D είναι εκτός φάσης άγουν μόνο τα δύο από τα τέσσερα τρανζίστορ και δημιουργείται ένα μονοπάτι μεταξύ της τροφοδοσίας και της γης. Στο πρώτο μισό του κύκλου άγουν δύο τρανζίστορ, ενώ στο δεύτερο μισό τα άλλα δύο, μία εναλλαγή η οποία γίνεται με το ρυθμό της πρώτης αρμονικής συχνότητας του σήματος εισόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το μονοπάτι να διαρρέεται από ρεύμα που περιέχει ως πιο ισχυρή συνιστώσα αυτή της 1<sup>ης</sup> αρμονικής, πιθανώς πολλές πιο ασήμαντες συνιστώσες στις υψηλές αρμονικές, αλλά μηδενική DC συνιστώσα. Οι cross-bridge συνδυαστές κάνουν χρήση ενός κυκλώματος συντονισμού στην πρώτη αρμονική (βλ. Σχήμα 3.9.β) ώστε να παρουσιάσουν ιδανικά άπειρη αντίσταση στο εναλλασσόμενο ρεύμα 1<sup>ης</sup> αρμονικής του μονοπατιού. Έτσι, το μονοπάτι ιδανικά δεν διαρρέεται από ρεύμα 1<sup>ης</sup> αρμονικής, οπότε η κατανάλωση ρεύματος και κατ' επέκταση η συνολική DC κατανάλωση καταλήγει να είναι σχεδόν μηδενική για τις εκτός φάσης συνιστώσες.

Από την άλλη, στην εκτός φάσης λειτουργία δύο ενισχυτών λειτουργίας διακόπτη, υπάρχουν δύο μονοπάτια από την τροφοδοσία στη γη, ένα από την τροφοδοσία του τρανζίστορ που άγει, κι ένα από την τροφοδοσία του τρανζίστορ που δεν άγει προς το

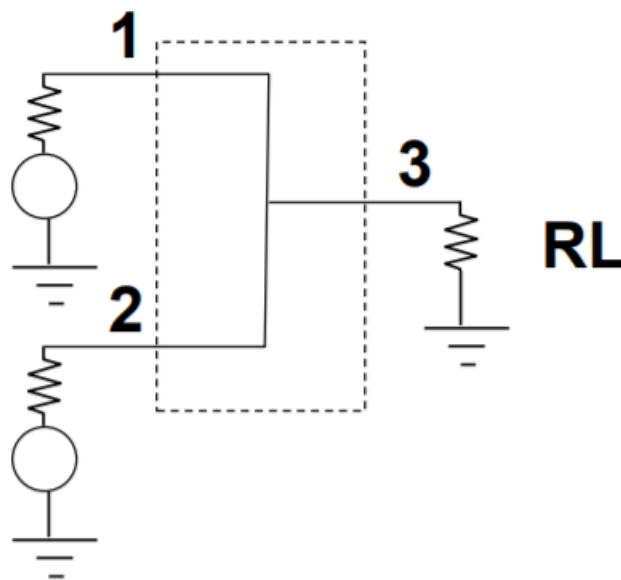
τρανζίστορ που άγει. Το δεύτερο μονοπάτι είναι το ίδιο με το μονοπάτι μεταξύ των ενισχυτών Κλάσης D, το οποίο ήδη σχολιάστηκε. Το πρώτο όμως μονοπάτι διαρρέεται από ρεύμα που διαθέτει 1<sup>η</sup> αρμονική συνιστώσα, πιθανώς πολλές πιο ασήμαντες συνιστώσες στις υψηλές αρμονικές, αλλά και DC συνιστώσα. Όσον αφορά το ρεύμα του δεύτερου μονοπατιού, αυτό μπορεί σχεδόν να μηδενιστεί αν δημιουργηθεί κατάλληλο κύκλωμα συντονισμού από τον συνδυαστή. Το ρεύμα του πρώτου μονοπατιού όμως είναι αδύνατον να μηδενιστεί, διότι ακόμα κι αν περιοριστεί η 1<sup>η</sup> αρμονική του θα εξακολουθεί να διαθέτει μία DC συνιστώσα, η οποία θα οδηγεί σε άσκοπη DC κατανάλωση ισχύος. Εν τέλει, η χρήση των cross-bridge συνδυαστών μπορεί να αποκόψει το δεύτερο μονοπάτι, αλλά όχι το πρώτο, που σημαίνει πως η χρήση τους μπορεί να οδηγήσει ιδανικά σε μείωση της DC κατανάλωσης στο μισό, αλλά όχι σχεδόν στο μηδέν, όπως συμβαίνει με τους ενισχυτές Κλάσης D.

Αρχικά δοκιμάστηκε ο συνδυαστής που φαίνεται στο Σχήμα 3.9, επειδή έχει τον μικρότερο αριθμό πηνίων και άρα θα καταλάμβανε μικρότερη έκταση στο ολοκληρωμένο. Μετέπειτα δοκιμάστηκαν ο συνδυαστής του Σχήματος 3.8.β με L-γέφυρα αλλά και με C-γέφυρα, καθώς και αυτός του Σχήματος 3.10. Δυστυχώς, όπως και με τους Chireix συνδυαστές, δεν παρατηρήθηκε η επιθυμητή μείωση της DC ισχύος εισόδου και άρα τα αποτελέσματα του συστήματος ενίσχυσης δεν ήταν ικανοποιητικά όσον αφορά την PBO απόδοση. Αυτό συνέβη κατά κύριο λόγο επειδή οι διαθέσιμοι ενισχυτές δεν είναι Κλάσης D, όπως προαναφέρθηκε. Μικρότερης σημασίας αίτια είναι πως η παρασιτική χωρητικότητα εξόδου των ενεργών συσκευών στην πραγματικότητα μεταβάλλεται, καθώς και ότι οι κυματομορφές εξόδου των πυρήνων των ενισχυτών που χρησιμοποιήθηκαν περιέχουν αρκετές υψηλές αρμονικές, οι οποίες συνεισφέρουν στην DC κατανάλωση.

Όσον αφορά τους συνδυαστές τάσης με χρήση μετασχηματιστή, δοκιμάστηκαν οι δύο που παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 3.4, με τους ενισχυτές Κλάσης E. Στον κλασικό συνδυαστή τάσης με χρήση μετασχηματιστή έγινε και η χρήση στοιχείων αντιστάθμισης, συνδεδεμένων παράλληλα στις εξόδους των ενισχυτών, με κατάλληλο τρόπο. Τα αποτελέσματά τους ήταν πολύ παρόμοια με αυτά των Chireix συνδυαστών, δηλαδή οδήγησαν σε συστήματα των οποίων οι καμπύλες απόδοσης και ισχύος εξόδου ήταν μετατοπισμένες σε υψηλότερες outphasing γωνίες, αλλοιώνοντας ταυτόχρονα τη γραμμικότητα σημαντικά. Η παρόμοια αυτή συμπεριφορά οφείλεται κατά πάσα πιθανότητα στο ότι και αυτοί οι συνδυαστές βασίζονται σε στοιχεία αντιστάθμισης, ενώ η αποτυχία τους να οδηγήσουν σε καλά αποτελέσματα μπορεί να αποδοθεί στους ίδιους λόγους που απέτυχαν και οι Chireix τοπολογίες, οι οποίοι αναφέρονται προηγουμένως.

### 5.2.3 Συνδυαστής άθροισης ρεύματος

Όλοι οι συνδυαστές που αναφέρονται στις προηγούμενες δύο υποενότητες αντιμετωπίζουν τους ενισχυτές ισχύος ως πηγές τάσης. Μιας και τα αποτελέσματά τους δεν ήταν τα αναμενόμενα, συνεχίστηκαν οι πειραματισμοί με έναν συνδυαστή όπου αντιμετωπίζει τους ενισχυτές ως πηγές ρεύματος. Ο τελευταίος ονομάζεται συνδυαστής άθροισης ρεύματος και φαίνεται στο Σχήμα 5.11 [15]. Ενδείκνυται για ιδανικές πηγές ρεύματος ή για πηγές τάσης οι οποίες όμως είναι μονίμως ίσες και συμφασικές. Όπως θα περιγραφεί παρακάτω, με την εισαγωγή σε αυτόν δύο εν σειρά παθητικών στοιχείων, μπορούν να επιτευχθούν αποτελέσματα παρόμοια με αυτά που λήφθηκαν κάνοντας χρήση των συνδυαστών με τα στοιχεία αντιστάθμισης. Χωρίς τα επιπλέον στοιχεία ο συγκεκριμένος συνδυαστής δεν έχει να προσφέρει κάτι σε ένα outphasing σύστημα, αλλά αποδεικνύεται πολύ αποδοτικός αν χρησιμοποιηθεί σε ένα συμφασικό ενισχυτικό σύστημα, όπως θα περιγραφεί στην επόμενη ενότητα.

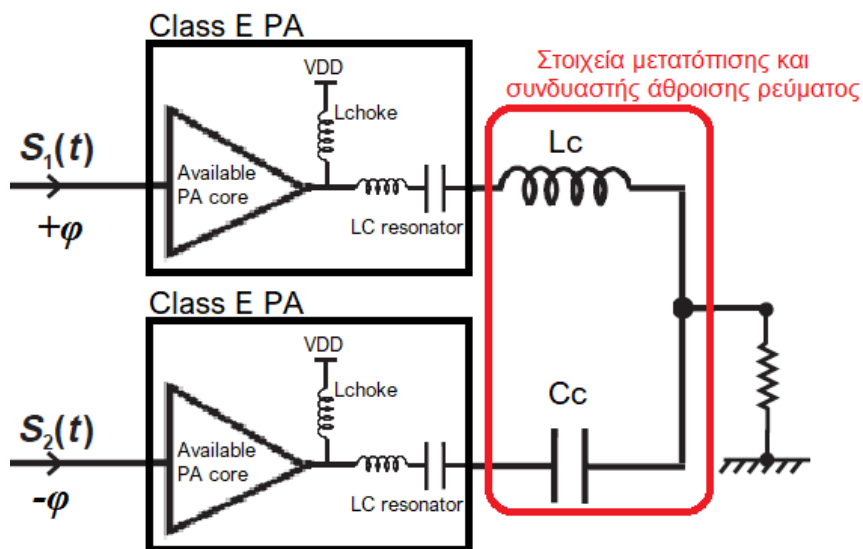


Σχήμα 5.11 Συνδυαστής άθροισης ρεύματος.

Ο συνδυαστής άθροισης ρεύματος είναι ο πιο απλός συνδυαστής που μπορεί να υπάρξει. Είναι φανερό ότι δεν προσφέρει απομόνωση μεταξύ των δύο εισόδων του, καθώς και ότι η τάση στην έξοδό του είναι ίση με την τάση των εισόδων του. Επίσης, το άθροισμα των ρευμάτων των θυρών του είναι ίσο με μηδέν σύμφωνα με τον νόμο ρευμάτων του Κίρχοφ. Όταν τα σήματα εισόδου του είναι συμφασικά, η εμπέδηση που βλέπουν είναι ίση με δύο φορές αυτή του φορτίου, δηλαδή  $2R_L$ , ενώ όταν είναι εκτός φάσης ο κοινός κόμβος αποτελεί βραχυκύκλωμα για τα εναλλασσόμενα σήματα και έτσι βλέπουν εμπέδηση ίση με μηδέν. Επιπροσθέτως, πρέπει να αναφερθεί πως δεν γίνεται όλες οι θύρες του συνδυαστή να είναι

προσαρμοσμένες στα 50Ω ταυτόχρονα, καθώς και ότι η σωστή λειτουργία του είναι δυνατή για πολύ μεγάλο εύρος ζώνης.

Δεν είναι φανερό ακόμα το πώς αυτός ο συνδυαστής θα βοηθήσει στη βελτίωση της PBO απόδοσης ενός ενισχυτικού outphasing συστήματος. Αυτό γίνεται πιο ξεκάθαρο αν ληφθεί υπόψιν η χρήση ενός εν σειρά πυκνωτή  $C_c$  στον ένα κλάδο κι ενός εν σειρά πηνίου  $L_c$  στον άλλο, όπως ακριβώς φαίνεται στο Σχήμα 5.12. Το εν σειρά πηνίο πρέπει να βρίσκεται στον κλάδο ο οποίος έχει θετική outphasing γωνία, ενώ ο πυκνωτής σε αυτόν που έχει αρνητική, διαφορετικά η επίδραση των στοιχείων στο κύκλωμα δεν είναι η επιθυμητή. Η τοποθέτηση των στοιχείων αυτών έχει ως αποτέλεσμα η καμπύλη της ισχύος εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική ως προς την outphasing γωνία να μετατοπίζεται σε μεγαλύτερες γωνίες και κατά συνέπεια η καμπύλη της απόδοσης να μετατοπίζεται και αυτή αντίστοιχα. Για τον λόγο αυτό τα στοιχεία αυτά θα αποκαλούνται στο εξής ως «στοιχεία μετατόπισης». Εν τέλει, το αποτέλεσμα είναι η επιθυμητή αύξηση της PBO απόδοσης, αλλά ταυτόχρονα και η αθέμιτη χειροτέρευση της γραμμικότητας του συστήματος. Υπενθυμίζεται πως ακριβώς την ίδια συμπεριφορά παρουσίασαν και τα στοιχεία αντιστάθμισης των άλλων συνδυαστών που εξετάστηκαν, μόνο που ο συγκεκριμένος συνδυαστής οδήγησε σε καλύτερα αποτελέσματα. Αυτό συνέβη λόγω της απλότητάς του, μιας και δεν κάνει χρήση μετασχηματιστή ή γραμμής μεταφοράς, καθώς και επειδή αντιμετωπίζει τους ενισχυτές ως πηγές ρεύματος κι όχι ως πηγές τάσης.



Σχήμα 5.12 Τελικό κύκλωμα εξόδου του outphasing συστήματος ενίσχυσης. Με κόκκινο υποδεικνύεται ο συνδυαστής άθροισης ρεύματος με στοιχεία μετατόπισης.

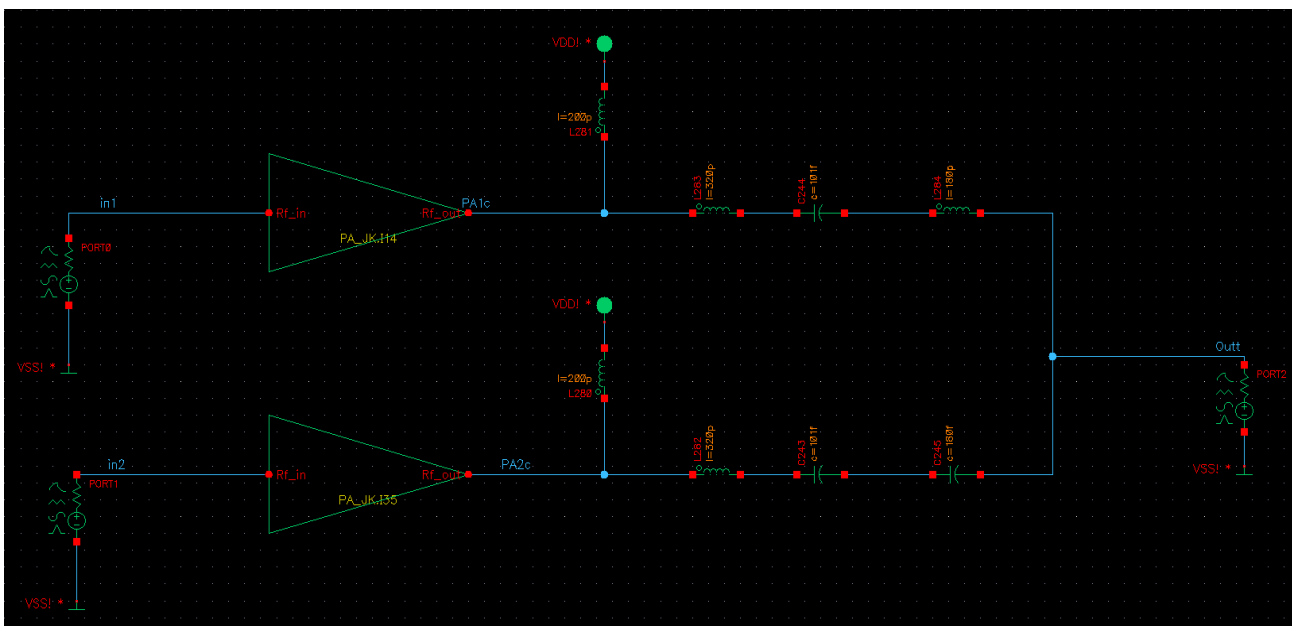
Πρέπει να δοθεί προσοχή πως μιας και μιλάμε για μετατόπιση των καμπυλών, στις μικρές γωνίες ( $0^\circ$ - $20^\circ$ ) η απόδοση γίνεται χειρότερη από αυτή που θα λάμβανε κανείς χωρίς τα στοιχεία μετατόπισης. Το θετικό που προσφέρουν αυτά τα στοιχεία είναι πως παρέχουν τη

δυνατότητα στον σχεδιαστή να επιλέξει την outphasing γωνία για την οποία η απόδοση θα λάβει την μέγιστη τιμή της. Γενικά, αν ο σχεδιαστής γνωρίζει τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σήματος εισόδου του συστήματος, τότε εύκολα βρίσκει και τη μέση outphasing γωνία (average outphasing angle), από τη σχέση  $\varphi = \sin^{-1} \frac{A(t)}{A_{max}}$  (βλ. Ενότητα 3.1). Έτσι μπορεί να επιλέξει κατάλληλες τιμές για τα στοιχεία μετατόπισης ώστε η απόδοση του συστήματος να μεγιστοποιείται στη μέση outphasing γωνία, με αποτέλεσμα η μέση απόδοση του συστήματος να είναι η υψηλότερη δυνατή.

Στο σημείο αυτό, το μόνο που δεν έχει διασαφηνιστεί πλήρως είναι το πώς τα στοιχεία μετατόπισης πετυχαίνουν τη μετατόπιση των καμπυλών ισχύος εξόδου και απόδοσης. Για την καλύτερη κατανόηση αυτού ακολουθεί ένα απλό παράδειγμα. Έστω ότι το outphasing σύστημα λειτουργεί για μία συγκεκριμένη χρονική στιγμή έχοντας outphasing γωνία ίση με  $\varphi$ . Τότε τα ρεύματα εξόδου των ενισχυτών Κλάσης E, τα οποία θεωρείται ότι έχουν πλάτος ίσο με A, καταλήγουν να έχουν διαφορά φάσης ίση με  $2\varphi$ . Αν χρησιμοποιηθεί ο απλός συνδυαστής άθροισης ρεύματος, τότε το ρεύμα εξόδου του συστήματος δεν θα λάβει τη μέγιστη τιμή  $2A$ , διότι τα ρεύματα που φτάνουν στον κοινό κόμβο του συνδυαστή (βλ. Σχήμα 5.11) είναι εκτός φάσης. Αν όμως χρησιμοποιηθεί ένα πηνίο κατάλληλης τιμής στον κλάδο θετικής outphasing γωνίας του συνδυαστή κι ένας πυκνωτής κατάλληλης τιμής στον άλλο κλάδο, τότε τα στοιχεία αυτά θα προσφέρουν την επιθυμητή χρονική μετατόπιση στα σήματα ρεύματος εξόδου των ενισχυτών, με αποτέλεσμα να είναι συμφασικά όταν προστεθούν στον κοινό κόμβο του συνδυαστή (βλ. Σχήμα 5.12). Έτσι, για τη συγκεκριμένη outphasing γωνία  $\varphi$ , επιτυγχάνεται το μέγιστο ρεύμα εξόδου του συστήματος, ίσο με  $2A$ , και άρα η μέγιστη ισχύς εξόδου και η μέγιστη απόδοση. Από το παράδειγμα αυτό εύκολα φαίνεται πως με τη χρήση του συνδυαστή άθροισης ρεύματος η μέγιστη ισχύς εξόδου και η μέγιστη απόδοση προκύπτουν για μηδενική outphasing γωνία, ενώ με τη χρήση στοιχείων μετατόπισης οι αντίστοιχες μέγιστες τιμές οδηγούνται σε μεγαλύτερες outphasing γωνίες  $\varphi$ , αναλόγως με την τιμή των στοιχείων. Στο παράδειγμα αυτό θεωρήθηκε πως είναι γνωστό ότι μια επαγωγή προκαλεί καθυστέρηση στην κυματομορφή του ρεύματος που το διαπερνάει, σε σχέση με την κυματομορφή της τάσης στα άκρα της. Κάνει δηλαδή το ρεύμα να υστερεί της τάσης στα άκρα της, το πολύ κατά  $90^\circ$ . Επίσης πως μια χωρητικότητα κάνει το ρεύμα να προηγείται της τάσης στα άκρα της, το πολύ κατά  $90^\circ$ . Επιπλέον θεωρήθηκε πως η DC κατανάλωση του συστήματος είναι σταθερή για τις διάφορες outphasing γωνίες, γεγονός που πειραματικά είναι αρκετά αληθές.

## 5.3 Σχεδίαση κυκλώματος εξόδου outphasing συστήματος

Με τον όρο «κύκλωμα εξόδου» γίνεται αναφορά σε όλα τα παθητικά στοιχεία που βρίσκονται μετά από τις κασκοδικές ενεργές συσκευές του συστήματος, δηλαδή στον συνδυαστή αλλά και στα δύο κυκλώματα εξόδου των ενισχυτών, αν υπάρχουν. Πρώτο βήμα της σχεδίασης του κυκλώματος εξόδου ήταν η επιλογή του καταλληλότερου συνδυαστή, έχοντας δεδομένο τον πυρήνα των ενισχυτών λειτουργίας διακόπτη. Στην προηγούμενη ενότητα περιγράφηκαν τα αποτελέσματα από όλους τους διαφορετικούς συνδυαστές που δοκιμάστηκαν. Από αυτούς, το outphasing σύστημα παρουσίασε τις καλύτερες επιδόσεις με χρήση του συνδυαστή άθροισης ρεύματος με στοιχεία μετατόπισης, ο οποίος περιγράφεται στην Υποενότητα 5.2.3. Το κύκλωμα που εν τέλει σχεδιάστηκε παρατίθεται στο Σχήμα 5.12 και αποτελείται από δύο ενισχυτές Κλάσης E και από τον προαναφερθέντα συνδυαστή. Έπειτα από πολλές δοκιμές, οι καταλληλότερες τιμές για τα ιδανικά στοιχεία του κυκλώματος εξόδου του ενισχυτή Κλάσης E, καθώς και για τα ιδανικά στοιχεία του επιλεγθέντος συνδυαστή, αποδείχθηκε πως είναι αυτές του Σχήματος 5.13. Για τις δοκιμές αυτές έγινε η χρήση των σχηματικών όψεων των κασκοδικών ενεργών συσκευών, διότι οι όψεις που περιέχουν και τα παρασιτικά (extracted views) οδηγούσαν σε προσομοιώσεις που διαρκούν πάρα πολύ περισσότερο χρόνο. Βέβαια, μετά τον προσδιορισμό των τιμών αυτών, η σχεδίαση συνέχισε κάνοντας χρήση των extracted όψεων για τις ενεργές συσκευές. Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι μέσα στο τριγωνικό σύμβολο υπάρχει μόνον ο πυρήνας του χρησιμοποιηθέντα ενισχυτή (βλ. Σχήμα 5.8).



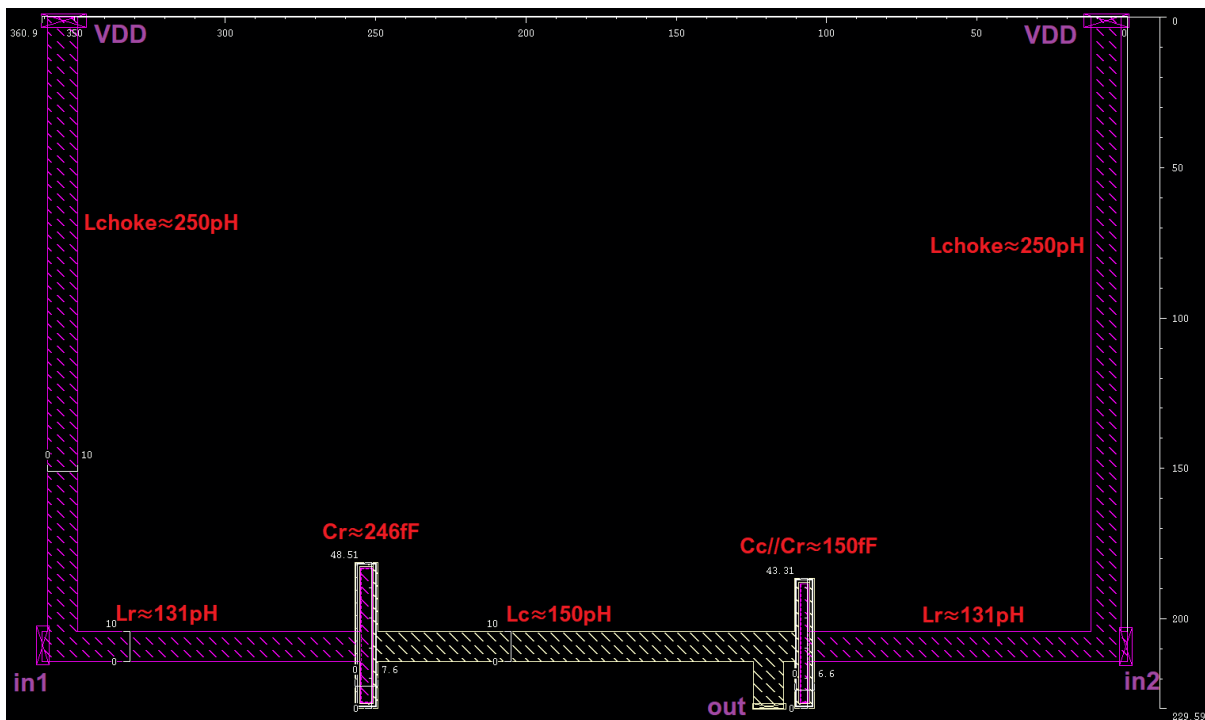
Σχήμα 5.13 Testbench για τις προσομοιώσεις του outphasing συστήματος με χρήση του συνδυαστή άθροισης ρεύματος με στοιχεία μετατόπισης.

Έχοντας επιλέξει το κύκλωμα εξόδου και τις τιμές των παθητικών στοιχείων, επόμενο βήμα της σχεδίασης είναι η κατασκευή του φυσικού σχεδίου (layout), ώστε να γίνει εν τέλει η ηλεκτρομαγνητική του προσομοίωση με χρήση του προγράμματος Sonnet EM. Αρχικά σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε το layout του κάθε παθητικού στοιχείου ξεχωριστά, ώστε να γίνει μία αρχική εκτίμηση των διαστάσεων, των απωλειών και γενικότερα της επιρροής της αλλαγής αυτής στα αποτελέσματα του συστήματος. Είναι γεγονός ότι τα αποτελέσματα ήταν κατώτερα από αυτά που προέκυπταν με χρήση των ιδανικών στοιχείων, αλλά παρ' όλα αυτά ήταν αξιοπρεπή. Αυτό ήταν αναμενόμενο και οφείλεται στο ότι τα προσομοιωμένα παθητικά στοιχεία παρουσίαζαν διαφορετική συμπεριφορά από τα ιδανικά για μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Βέβαια, ο σχεδιασμός των layout τους έγινε κατάλληλα ώστε να προσεγγίζουν τα ιδανικά στοιχεία όσο το δυνατόν περισσότερο γύρω από την κεντρική συχνότητα των 28 GHz. Όσον αφορά τις γεωμετρίες των στοιχείων, οι πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν επιλέχθηκε να είναι τύπου *mim*, οι οποίοι παρέχονται από την τεχνολογία B11HFC (βλ. Ενότητα 4.1). Τα layout των πηνίων επιλέχθηκε εν τέλει να είναι σε σχήμα ευθείας, διότι σε σχέση με τις σπειροειδείς γεωμετρίες οδηγούσαν σε παρόμοιο ή και καλύτερο συντελεστή ποιότητας  $Q$  (quality factor), ενώ ταυτόχρονα ήταν πιο εύκολο να γίνει η άρτια συνένωσή τους με τα layout των άλλων παθητικών στοιχείων.

Επόμενο βήμα ήταν η σταδιακή συνένωση των layout των παθητικών στοιχείων μεταξύ τους, ώστε εν τέλει να προκύψει το τελικό layout του κυκλώματος εξόδου, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 5.14. Πρώτα έγινε η συνένωση των layout των στοιχείων του LC κυκλώματος συντονισμού (βλ. Σχήμα 5.12) και έπειτα προστέθηκε και το πηνίο  $L_{choke}$ , ώστε να προκύψει το κύκλωμα εξόδου Κλάσης E των ενισχυτών. Συνέπεια αυτής της αλλαγής ήταν τα αποτελέσματα να αλλάξουν αισθητά, προς το χειρότερο. Τα μεγέθη των διάφορων παθητικών στοιχείων χρειάστηκε να επαναπροσδιοριστούν με δοκιμές, ώστε να προσεγγιστούν τα καλά αποτελέσματα που πετύχαινε το κύκλωμα εξόδου πριν γίνει η αλλαγή. Έπειτα, επιχειρήθηκε ο συνδυασμός των δύο πανομοιότυπων layout των κυκλωμάτων εξόδου Κλάσης E και των στοιχείων μετατόπισης. Τα αποτελέσματα του συστήματος επηρεάστηκαν ξανά, ακόμα περισσότερο, γεγονός που κατέστησε αναγκαία τη βελτιστοποίηση του τελικού layout. Κατά τη βελτιστοποίηση αυτή, έγινε μία σειρά αλλαγών των κρίσιμων διαστάσεων όλων των παθητικών στοιχείων. Πρωτεύον κριτήριο της βελτιστοποίησης ήταν η μείωση της μέγιστης τάσης στον συλλέκτη των κασκοδικών συσκευών, ενώ ταυτόχρονα δόθηκε πολύ μεγάλη σημασία και στην επίτευξη υψηλής PBO απόδοσης και ισχύος εξόδου.

Στο Σχήμα 5.14 παρατίθεται το layout του τελικού κυκλώματος εξόδου του outphasing συστήματος. Υπάρχουν κατάλληλες ενδείξεις για τις θύρες του κυκλώματος εξόδου και οι

προσεγγιστικές τιμές των διάφορων στοιχείων όπως κατέληξαν μετά τη βελτιστοποίηση του layout, ενώ επίσης φαίνονται και όλες οι σημαντικές διαστάσεις. Να σημειωθεί πως αφού οι πυκνωτές  $C_c$  και  $C_r$  είναι συνδεδεμένοι εν σειρά επιβάλλεται να χρησιμοποιηθεί στη θέση τους ένας πυκνωτής με τιμή αυτή της παραλληλίας τους. Είναι επίσης προφανές ότι ο μοναδικός λόγος που το layout δεν είναι πλήρως συμμετρικό είναι η ύπαρξη των στοιχείων μετατόπισης  $C_c$  και  $L_c$ . Τέλος, αξίζει να αναφερθεί πως το κύκλωμα είναι σχεδιασμένο να αντέχει τα μέγιστα RMS ρεύματα, ενώ επίσης πως οι πυκνωτές έχουν παραλληλόγραμμο σχήμα ώστε η παρασιτική τους αντίσταση να είναι η ελάχιστη δυνατή.

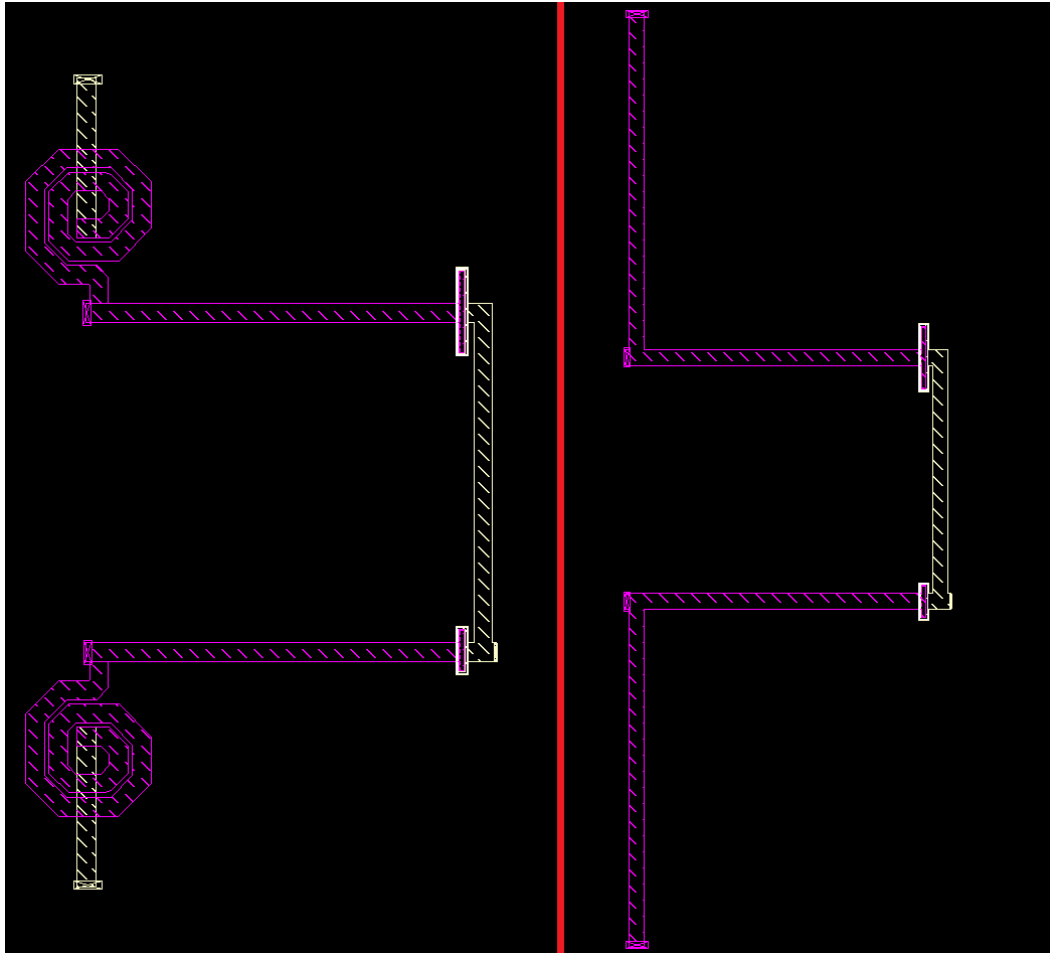


Σχήμα 5.14 Layout του τελικού κυκλώματος εξόδου του outphasing συστήματος. Με κόκκινο υποδεικνύονται τα διάφορα παθητικά στοιχεία και οι προσεγγιστικές τιμές τους, ενώ με μωβ οι θύρες του κυκλώματος.

Για να προκύψει το τελικό layout, εκτός από τη βελτιστοποίηση στις κρίσιμες διαστάσεις των διάφορων στοιχείων, έγινε και ο έλεγχος ενός διαφορετικού τρόπου συνδυασμού των στοιχείων μεταξύ τους, ο οποίος παρατίθεται στο δεξί μέρος του Σχήματος 5.15. Ο τρόπος αυτός ήταν ο πρώτος που εξετάστηκε και όπως φαίνεται αντί να βρίσκονται τα πηνία  $L_{choke}$  παράλληλα μεταξύ τους, βρίσκονται τα πηνία του κυκλώματος συντονισμού,  $L_r$ . Οι επιδόσεις της συνδεσμολογίας αυτής ήταν χειρότερες, κυρίως όσον αφορά τη μέγιστη τάση που παρουσίαζαν οι κασκοδικές συσκευές στον συλλέκτη τους. Ένα πρώτο προφανές ελάττωμα αυτού του τρόπου συνδυασμού είναι πως καταλαμβάνει μεγαλύτερη έκταση. Δεύτερο μεγάλο ελάττωμα, είναι πως η απόσταση μεταξύ των παράλληλων πηνίων  $L_r$  είναι μικρότερη ( $\approx 150\mu\text{m}$ ) από αυτή των παράλληλων πηνίων  $L_{chocke}$  του τελικού layout ( $\approx 340\mu\text{m}$ ). Αυτό



σημαίνει ότι η σύζευξη των πηνίων  $L_r$  είναι σαφώς πιο ισχυρή, γεγονός στο οποίο πιθανώς οφείλονται και οι χειρότερες επιδόσεις. Κυρίως για λόγους εξοικονόμησης χώρου έγιναν και διάφορα πειράματα με σπειροειδή  $L_{choke}$  πηνία, όπως φαίνεται στο αριστερό μέρος του Σχήματος 5.15. Παρ' όλα αυτά εν τέλει δεν προτιμήθηκε η χρήση τους, διότι οδηγούσαν σε αισθητά χειρότερα αποτελέσματα.



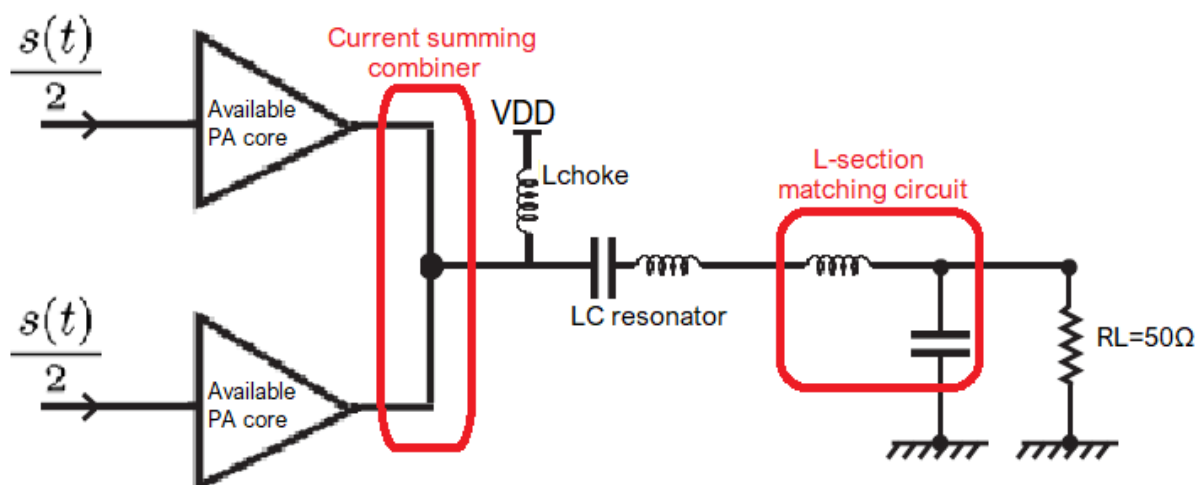
Σχήμα 5.15 Ένας διαφορετικός τρόπος φυσικού σχεδιασμού του κυκλώματος εξόδου, δεξιά με ίσια πηνία  $L_{choke}$  και αριστερά με σπειροειδή.

Τέλος, πρέπει να αναφερθεί πως κατά τον σχεδιασμό του τελικού layout δεν λήφθηκε υπόψιν το πώς αυτό θα ταιριάζει με το layout των ήδη υπάρχοντων πυρήνων των ενισχυτών [8]. Γενικά, το ταιρίασμα είναι μέρος του τελικού σταδίου της σχεδίασης και πολλά πράγματα πρέπει να ληφθούν υπόψιν κατά τη διάρκεια αυτού, όπως η τελική εναπόθεση όλων των στοιχείων στο ολοκληρωμένο, η διασύνδεση αυτών, και η κατάλληλη τοποθέτηση των contact pads και των ESD κυκλωμάτων. Εξαρχής δεν προβλεπόταν το σχέδιο να φτάσει στο tape-out στάδιο της σχεδίασης, μιας και αυτό θα απαιτούσε πολύ επιπλέον δουλειά, που θα είχε ως αποτέλεσμα η συνολική εργασία να ξεφύγει από τα πλαίσια μίας απλής διπλωματικής. Επίσης οι ενισχυτές της εργασίας [8] δεν έχουν μετρηθεί ακόμη, οπότε δεν είναι απίθανο να υπάρξει

κάποιο πρόβλημα στους πυρήνες που χρησιμοποιήθηκαν, γεγονός που θα αχρήστευε οποιαδήποτε επιπλέον δουλειά.

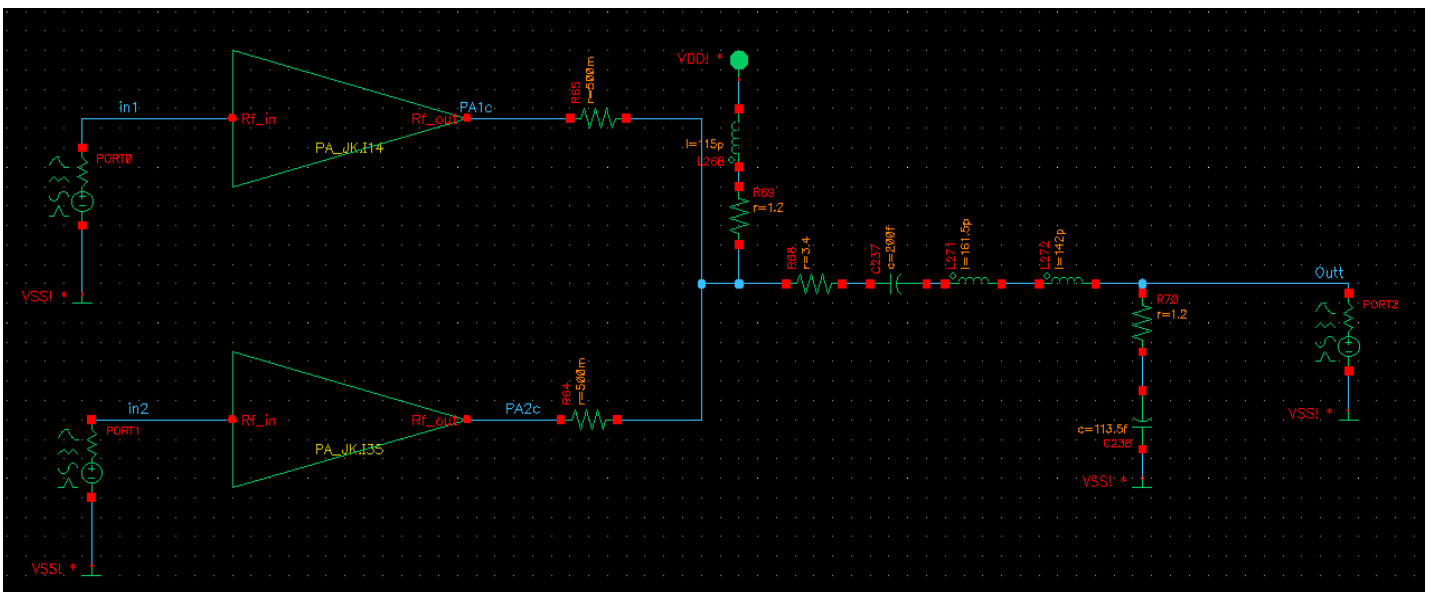
## 5.4 Σχεδίαση κυκλώματος εξόδου για σύστημα συμφασικής λειτουργίας

Εκτός από ένα κύκλωμα εξόδου κατάλληλο για outphasing ενισχυτικό σύστημα, σχεδιάστηκε και ένα κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης για συμφασικό ενισχυτικό σύστημα, το οποίο έφτασε κι αυτό μέχρι το στάδιο της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης. Όπως έχει ήδη αναφερθεί στην αρχή του συγκεκριμένου κεφαλαίου, οι αρχικοί στόχοι που τέθηκαν για τον συνδυασμό του ενισχυτή ισχύος που ήταν εξ αρχής διαθέσιμος ήταν η ελαχιστοποίηση των απωλειών ισχύος στον συνδυαστή, καθώς και η τέλεια γραμμικότητα και η μέγιστη PBO απόδοση του γενικότερου συστήματος ενίσχυσης. Το κύκλωμα εξόδου που σχεδιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα οδήγησε σε χειροτέρευση της γραμμικότητας, ώστε να αυξηθεί η PBO απόδοση. Όμως, εξαιτίας της ασυμφωνίας που παρουσίασαν με τη θεωρία μερικοί συνδυαστές που εξετάστηκαν, η PBO απόδοση δεν ήταν τόσο εντυπωσιακή όσο αναμενόταν αρχικά. Αυτό, σε συνδυασμό με το ότι οι διαθέσιμοι ενισχυτές ισχύος Κλάσης  $F^{-1}$  παρουσίαζαν ήδη πάρα πολύ καλή PBO απόδοση, δημιούργησε αυξημένες πιθανότητες το συμφασικό σύστημα ενίσχυσης (βλ. Ενότητα 1.1) να είναι αποδοτικότερο από το outphasing. Έτσι, η συμφασική τεχνική εξετάστηκε περαιτέρω, και εν τέλει, με χρήση του απλού συνδυαστή άθροισης ρεύματος, αποδείχθηκε αποδοτικότερη.



Σχήμα 5.16 Τελικό κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης για το ενισχυτικό σύστημα συμφασικής λειτουργίας.

Το κύκλωμα εξόδου που σχεδιάστηκε φαίνεται στο Σχήμα 5.16 και αποτελείται από έναν συνδυαστή άθροισης ρεύματος (βλ. Υποενότητα 5.2.3), από ένα  $L_{\text{choke}}$  πηνίο, από ένα LC κύκλωμα συντονισμού στην 1<sup>η</sup> αρμονική και από ένα απλό κύκλωμα προσαρμογής L-μορφής, το οποίο μετατρέπει τα 50Ω της κεραίας σε 25Ω. Ο συνδυαστής τοποθετήθηκε ακριβώς μετά τους πυρήνες των ενισχυτών, ώστε να αποφευχθεί η χρήση δύο πηνίων  $L_{\text{choke}}$  και δύο LC κυκλωμάτων συντονισμού. Η επιλογή αυτή καθιστά δυνατή και τη συγχώνευση των δύο εν σειρά πηνίων,  $L_{\text{resonator}}$  και  $L_{\text{matching}}$ . Έτσι αντί για 8 παθητικά στοιχεία χρησιμοποιήθηκαν μόνον 4, γεγονός που σημαίνει μείωση των απωλειών, αλλά και της πολυπλοκότητας του κυκλώματος και του φυσικού σχεδίου (layout). Όσον αφορά το πηνίο RF choke, η χρησιμότητά του είναι να επιτρέπει στο DC ρεύμα να το διαπεράσει, αλλά ταυτόχρονα να παρουσιάζει μεγάλη τιμή επαγωγικής αντίδρασης σε όλες τις μεγαλύτερες συχνότητες, με αποτέλεσμα οι ενεργές συσκευές να τροφοδοτούνται από το αναγκαίο DC ρεύμα και να έχουν πολωμένη έξοδο. Επίσης, η βασική λειτουργία του LC κυκλώματος συντονισμού είναι να επιτρέπει τη διέλευση μόνον της 1<sup>ης</sup> αρμονικής των σημάτων εξόδου των ενισχυτών και να παρουσιάζει πολύ μεγάλη αντίδραση σε όλες τις υπόλοιπες συχνότητες. Έτσι η ισχύς που λαμβάνεται στην έξοδο του συστήματος βρίσκεται ιδανικά εξ' ολοκλήρου στην 1<sup>η</sup> αρμονική.

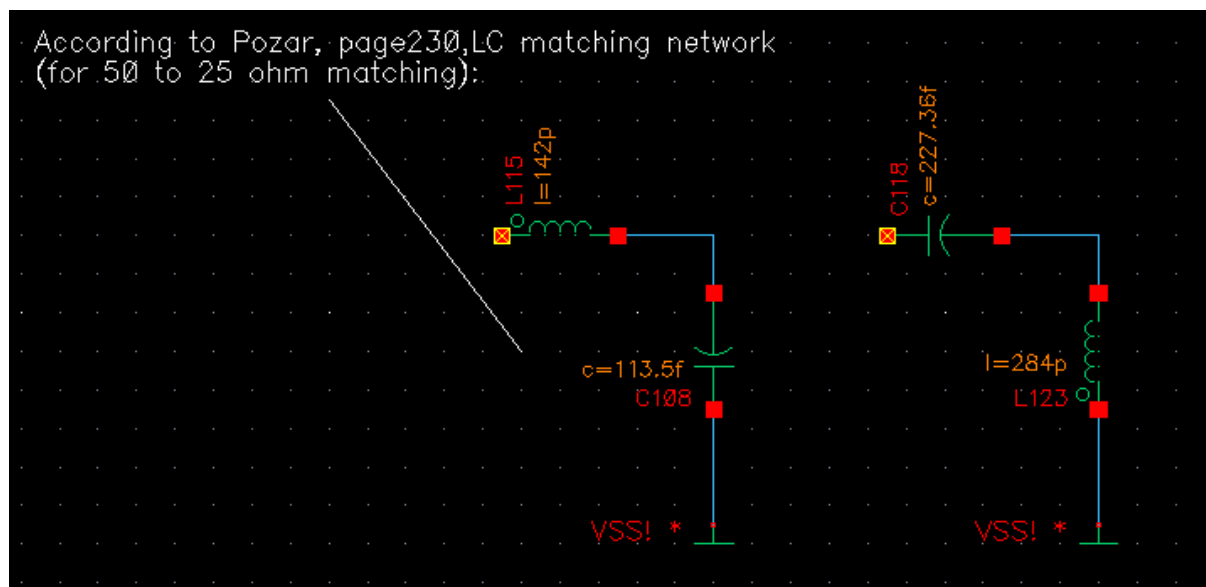


Σχήμα 5.17 Testbench για τις προσομοιώσεις του συμφασικού συστήματος ενίσχυσης με χρήση του συνδυαστή άθροισης ρεύματος.

Έπειτα από αρκετές δοκιμές, οι καταλληλότερες τιμές για τα ιδανικά στοιχεία του LC κυκλώματος συντονισμού και για το  $L_{\text{choke}}$  πηνίο, αποδείχθηκε πως είναι αυτές του Σχήματος 5.17. Έπειτα από την εμπειρία που αποκτήθηκε κατά τη σχεδίαση του κυκλώματος εξόδου του outphasing συστήματος, κρίθηκε πιο ρεαλιστικό να γίνει χρήση ιδανικών αντιστάσεων σε

κάθε κλάδο του testbench, οι οποίες προσομοιώνουν προσεγγιστικά τις παρασιτικές αντιστάσεις των ηλεκτρομαγνητικά προσομοιωμένων παθητικών στοιχείων. Για τις δοκιμές έγινε η χρήση των σχηματικών όψεων των κασκοδικών ενεργών συσκευών, διότι οι όψεις που περιέχουν και τα παρασιτικά (extracted views) οδηγούσαν σε προσομοιώσεις που διαρκούν πάρα πολύ περισσότερο χρόνο. Βέβαια, μετά τον προσδιορισμό των ιδανικών τιμών των στοιχείων, η σχεδίαση συνέχισε κάνοντας χρήση των extracted όψεων για τις ενεργές συσκευές.

Ο υπολογισμός των ιδανικών τιμών των στοιχείων του κυκλώματος προσαρμογής L-μορφής έγινε με χρήση μίας μεθόδου που δίνεται στο βιβλίο [1]. Αυτή οδήγησε σε δύο διαφορετικά κυκλώματα προσαρμογής, τα οποία φαίνονται στο Σχήμα 5.18. Το πρώτο κύκλωμα έχει σε σειρά το πηνίο και παράλληλα τον πυκνωτή, ενώ το δεύτερο έχει σε σειρά τον πυκνωτή και παράλληλα το πηνίο. Τελικά χρησιμοποιήθηκε το πρώτο, διότι η κατασκευή του layout του ήταν πιο βολική λόγω των τιμών αλλά και της διάταξης των παθητικών στοιχείων. Έχοντας γνώση των τιμών όλων των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος εξόδου, η σχεδίαση μπόρεσε να προχωρήσει στο επόμενο βήμα, αυτό της υλοποίησης του layout και της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης.

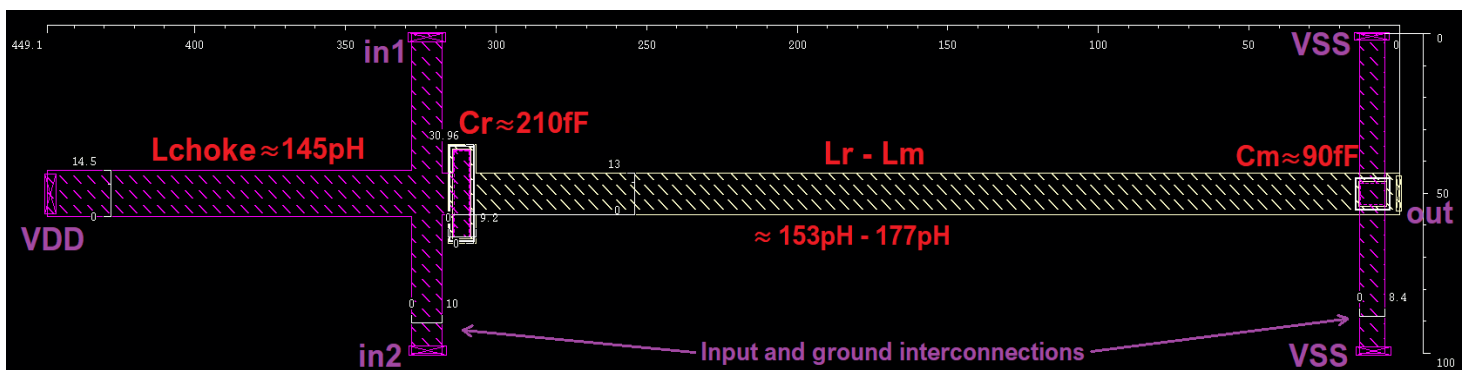


Σχήμα 5.18 Σχηματικά των κυκλωμάτων προσαρμογής L-μορφής, από 50Ω σε 25Ω.

Σε πρώτη φάση σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε το layout του κάθε παθητικού στοιχείου ξεχωριστά, ώστε να γίνει μία αρχική εκτίμηση των διαστάσεων, των απωλειών και γενικότερα της επιρροής της αλλαγής αυτής στα αποτελέσματα του συστήματος. Τα αποτελέσματα ήταν ελαφρώς χειρότερα από αυτά που προέκυπταν με χρήση των ιδανικών στοιχείων, μιας και είχαν ληφθεί υπόψιν στις αρχικές προσομοιώσεις και οι παρασιτικές αντιστάσεις των στοιχείων. Οι μικροδιαφορές ήταν αναμενόμενες και οφείλονται στο ότι τα προσομοιωμένα

παθητικά στοιχεία παρουσίαζαν διαφορετική συμπεριφορά από τα ιδανικά για μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Βέβαια, ο σχεδιασμός των layout τους έγινε κατάλληλα ώστε να προσεγγίζουν τα ιδανικά στοιχεία όσο το δυνατόν περισσότερο γύρω από την κεντρική συχνότητα των 28 GHz. Όσον αφορά τις γεωμετρίες των στοιχείων, οι πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν επιλέχθηκε να είναι τύπου m1m και τα layout των πηνίων επιλέχθηκε να είναι σε σχήμα ευθείας, για τους ίδιους ακριβώς λόγους που ειπώθηκαν και στο αντίστοιχο σημείο της Ενότητας 5.3.

Επόμενο βήμα ήταν η συνένωση των layout των παθητικών στοιχείων μεταξύ τους, ώστε εν τέλει να προκύψει το τελικό layout του κυκλώματος εξόδου, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 5.19. Σε αντίθεση με τον τρόπο σχεδίασης του κυκλώματος εξόδου για το outphasing σύστημα, η συνένωση των layout των διάφορων στοιχείων αυτού του κυκλώματος έγινε κατευθείαν. Αυτό διότι προτιμήθηκε να γίνει μία συνολική βελτιστοποίηση του κυκλώματος, μιας και με τη σταδιακή συνένωση, όπως φάνηκε, γίνονται περισσότερες ενδιάμεσες ανούσιες βελτιστοποιήσεις. Κατά τη βελτιστοποίηση αυτή, έγινε μία σειρά αλλαγών των κρίσιμων διαστάσεων όλων των παθητικών στοιχείων. Πρωτεύον κριτήριο της βελτιστοποίησης ήταν η απόκτηση της μεγαλύτερης δυνατής Απόδοσης Προστιθέμενης Ισχύος (PAE) στο 1dB, αλλά και για λειτουργία 6dBm και 10dBm κάτω από αυτό. Δηλαδή, στόχος ήταν η βελτιστοποίηση της PAE αλλά και της PBO απόδοσης, κρατώντας σταθερή τη γραμμικότητα του συστήματος. Ταυτόχρονα η ισχύς εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική επιχειρήθηκε να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη. Τελευταίο και χαμηλότερης προτεραιότητας κριτήριο ήταν η ελάττωση της μέγιστης τάσης που παρουσιάζεται στους συλλέκτες των BJT κοινής βάσης των δύο ενισχυτών.



Σχήμα 5.19 Layout του τελικού κυκλώματος εξόδου του συστήματος συμφασικής λειτουργίας. Με κόκκινο υποδεικνύονται τα διάφορα παθητικά στοιχεία και οι προσεγγιστικές τιμές τους, ενώ με μωβ οι θύρες του κυκλώματος και οι διασυνδέσεις των εισόδων και της γείωσης.

Στο Σχήμα 5.19 παρατίθεται το layout του τελικού κυκλώματος εξόδου του outphasing συστήματος. Υπάρχουν κατάλληλες ενδείξεις για τις θύρες του κυκλώματος εξόδου, οι

προσεγγιστικές τιμές των διάφορων στοιχείων όπως κατέληξαν μετά τη βελτιστοποίηση του layout, ενώ επίσης φαίνονται και όλες οι σημαντικές διαστάσεις. Είναι προφανές πως το layout σχεδιάστηκε κατάλληλα ώστε να έχει οριζόντιο άξονα συμμετρίας, γεγονός το οποίο παρατηρήθηκε ότι βοήθησε στην επίτευξη ακόμα καλύτερων αποτελεσμάτων. Τέλος, αξίζει να αναφερθεί πως μέσω προσομοιώσεων προσδιορίστηκαν προσεγγιστικά τα μέγιστα RMS ρεύματα σε κάθε κλάδο και μετέπειτα το layout προσαρμόστηκε ώστε να μπορεί να τα αντέξει.

Εκτός από τα διάφορα παθητικά στοιχεία, σημαντικές διαστάσεις ( $\approx 40\mu\text{m}$ ) στο συγκεκριμένο κύκλωμα έχουν και οι τέσσερις διασυνδέσεις που δείχνονται με βελάκια στο Σχήμα 5.19. Αυτές είναι αναγκαίες για τη σύνδεση του κυκλώματος εξόδου με τις ενεργές συσκευές και με τη γείωση, ενώ όπως φαίνεται από το Σχήμα 5.17 ιδανικά θα έπρεπε να έχουν μηδενικό μήκος, κάτι το οποίο πρακτικά είναι αδύνατο. Προφανώς τα τελικά αποτελέσματα εμπεριέχουν και την επίδραση των διασυνδέσεων αυτών. Επίσης, το μέγεθός τους δεν επιλέχθηκε με τυχαίο τρόπο, αλλά με βάση δύο κριτήρια. Πρώτων με βάση το μέγεθος ενός GSG contact pad (100um pitch) το οποίο θα ήταν υποχρεωτικό να χρησιμοποιηθεί για τη θύρα εξόδου στο επόμενο στάδιο της σχεδίασης του κυκλώματος και δεύτερον με βάση την ευκολία σύνδεσης των ήδη υπάρχοντων layout των ενεργών συσκευών στις θύρες εισόδου του συνδυαστή.

Τέλος, πρέπει να αναφερθεί πως κατά τον σχεδιασμό του τελικού layout λήφθηκε υπόψιν και το πώς αυτό θα ταιριάζει με το layout των ήδη υπάρχοντων πυρήνων των ενισχυτών [8]. Όπως προειπώθηκε οι διασυνδέσεις έχουν μελετημένα μήκη, ενώ επίσης δόθηκε προσοχή και στο συνολικό μήκος του κυκλώματος και στην τοποθέτηση των θυρών εξόδου και τροφοδοσίας. Βέβαια, το ταίριασμα αυτό είναι μέρος του τελικού σταδίου της σχεδίασης και δεν έγινε διότι πολλά ακόμα πράγματα θα έπρεπε να ληφθούν υπόψιν, όπως η τελική εναπόθεση όλων των στοιχείων στο ολοκληρωμένο και η κατάλληλη τοποθέτηση των contact pads και των ESD κυκλωμάτων. Εξαρχής δεν προβλεπόταν το σχέδιο να φτάσει στο tape-out στάδιο της σχεδίασης, μιας και αυτό θα απαιτούσε πολύ επιπλέον δουλειά, που θα είχε ως αποτέλεσμα η συνολική εργασία να ξεφύγει από τα πλαίσια μίας απλής διπλωματικής. Επίσης οι ενισχυτές της εργασίας [8] δεν έχουν μετρηθεί ακόμη, οπότε δεν είναι απίθανο να υπάρχει κάποιο πρόβλημα στους πυρήνες που χρησιμοποιήθηκαν, γεγονός που θα αχρήστευε οποιαδήποτε επιπλέον δουλειά.



# Κεφάλαιο 6

## Αποτελέσματα

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που παρουσιάζονται στο παρόν κεφάλαιο πάρθηκαν κυρίως από το Cadence Virtuoso ADE (Analog Design Environment), το οποίο χρησιμοποιήθηκε και για τη σχεδίαση όλων των κυκλωμάτων. Επειδή μετά τις μετρήσεις των ολοκληρωμένων δεν υπήρχε πρόσβαση σε αυτό, για τις συγκρίσεις των μετρήσεων χρησιμοποιήθηκε το ADS (Advanced Design System). Τα διάφορα παθητικά και ενεργητικά στοιχεία των κυκλωμάτων έχουν σχεδιαστεί κατάλληλα, ώστε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων να είναι όσο το δυνατόν πιο ακριβή. Όλοι οι συνδυαστές ισχύος και τα λοιπά παθητικά στοιχεία έχουν σχεδιαστεί σε φυσικό επίπεδο (layout) και έχει γίνει η εξαγωγή των αντίστοιχων .sNp αρχείων τους με χρήση του προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής (EM) προσομοίωσης Sonnet. Όσον αφορά τα ενεργητικά στοιχεία, είχε ήδη γίνει η εξαγωγή των παρασιτικών τους [8].

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του Lange συνδυαστή ισχύος, γίνεται η σύγκρισή τους με τις μετρήσεις του ολοκληρωμένου και τέλος πραγματοποιείται και η σύγκριση των μετρήσεων πριν και μετά τη διαδικασία de-embedding. Όσον αφορά τα συστήματα ενίσχυσης ισχύος, παρατίθενται τα αποτελέσματα των δύο διαφορετικών τεχνικών, τα κυκλώματα εξόδου των οποίων σχεδιάστηκαν στις Ενότητες 5.3 και 5.4. Πραγματοποιείται σύγκριση των αποτελεσμάτων τους, τόσο μεταξύ τους, όσο και με τα αποτελέσματα του ιδανικού συνδυασμού του ενισχυτή ισχύος που ήταν εξ αρχής διαθέσιμος. Επίσης εξετάζεται και η λειτουργία του συμφασικού συστήματος ενίσχυσης με χρήση του προσομοιωμένου συνδυαστή Lange. Τέλος, παρατίθεται και ένας αποδοτικός τρόπος με τον οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί το κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης συμφασικής λειτουργίας σε ένα outphasing σύστημα.



## 6.1 Αποτελέσματα συνδυαστή ισχύος τύπου Lange

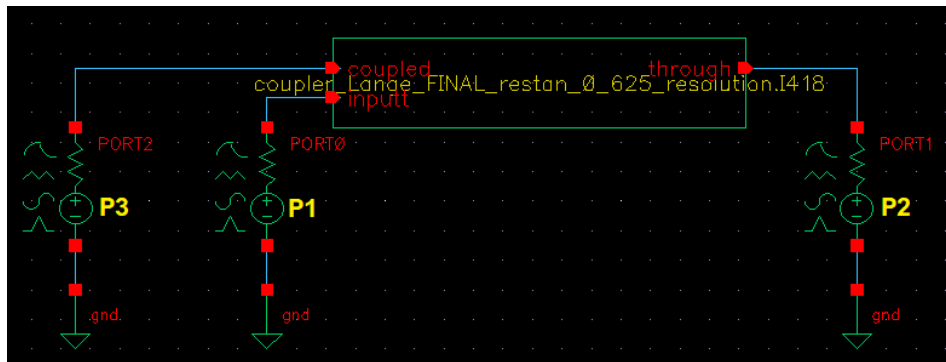
Ένας πολύ διαδεδομένος και χρήσιμος τρόπος να χαρακτηρίσει κανείς ένα παθητικό ή και ενεργητικό στοιχείο σε μικροκυματικές συχνότητες είναι μέσω των παραμέτρων σκέδασης του (S-parameters). Τα περισσότερα βιβλία και οι δημοσιεύσεις, χρησιμοποιούν τις παραμέτρους σκέδασης για τον χαρακτηρισμό παθητικών τρίθυρων και τετράθυρων κυκλωμάτων όπως για παράδειγμα είναι οι συνδυαστές και οι κατευθυντικοί ζεύκτες [1]. Επίσης, πολλές δημοσιεύσεις που αναφέρονται σε κατευθυντικούς ζεύκτες ([26]-[31]) δείχνουν ενδιαφέρον για δύο ακόμα μεγέθη που είναι κρίσιμα για τον χαρακτηρισμό αυτών των δομών. Αυτά είναι η ανισορροπία της φάσης και του πλάτους του σήματος (Phase and Amplitude Imbalance), που παρουσιάζεται μεταξύ των θυρών coupled και through ενός ζεύκτη Lange. Για τους λόγους αυτούς, οι επιδόσεις του κυκλώματος αξιολογούνται μέσω των παραμέτρων σκέδασης και της ανισορροπίας φάσης και πλάτους, τόσο στις προσομοιώσεις όσο και στις μετρήσεις του ολοκληρωμένου.

### 6.1.1 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Στη συνέχεια παρατίθενται τα τελικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων, τα οποία αναμενόταν να ταιριάζουν με τις μετρήσεις του ολοκληρωμένου. Προέκυψαν έπειτα από βελτιστοποίηση που έγινε με χρήση του προγράμματος EM προσομοίωσης Sonnet, με κριτήριο βελτιστοποίησης τις παραμέτρους σκέδασης. Μερικές κρίσιμες ρυθμίσεις που είχε το πρόγραμμα κατά την εξαγωγή του μοντέλου είναι οι ακόλουθες: *Analysis box cell\_size* = 0.625μm (στον X και στον Y άξονα), *Analysis box top\_metal\_cover* = “Free Space” και *Analysis subsectioning metal\_fill\_type* = “Staircase”. Το φυσικό σχέδιο (layout) του οποίου τα αποτελέσματα παρουσιάζονται είναι αυτό του Σχήματος 4.10, στο οποίο έχει πραγματοποιηθεί η διαδικασία filling, αλλά όχι αυτή του cheesing. Ο λόγος που επιλέχθηκε να γίνει αυτό είναι διότι η προσομοίωση του layout που περιέχει cheesing είναι πολύ χρονοβόρα αν χρησιμοποιηθεί *cell\_size* = 0.625μm. Βέβαια, πριν παρθεί αυτή η απόφαση, ελέγχθηκε και επαληθεύτηκε ότι για μεγαλύτερες τιμές του *cell\_size* το χειροκίνητο cheesing που πραγματοποιήθηκε στο σχέδιο δεν επηρεάζει σχεδόν καθόλου τα αποτελέσματα.

Οι απαραίτητες προσομοιώσεις έγιναν με τη χρήση μόνο ενός απλού testbench, το σχηματικό του οποίου φαίνεται στο Σχήμα 6.1. Με κίτρινο χρώμα φαίνεται η αρίθμηση των θυρών, η οποία συμβαδίζει με αυτή των παραμέτρων σκέδασης των σχημάτων που ακολουθούν. Η θύρα 1 (input) θεωρείται ως έξοδος, ενώ οι θύρες 2 (through) και 3 (coupled)

ως είσοδοι του συνδυαστή. Να σημειωθεί ότι η ονοματολογία των θυρών έχει παραμείνει ίδια με αυτή της θεωρίας των κατευθυντικών ζευκτών (βλ. Κεφάλαιο 2).



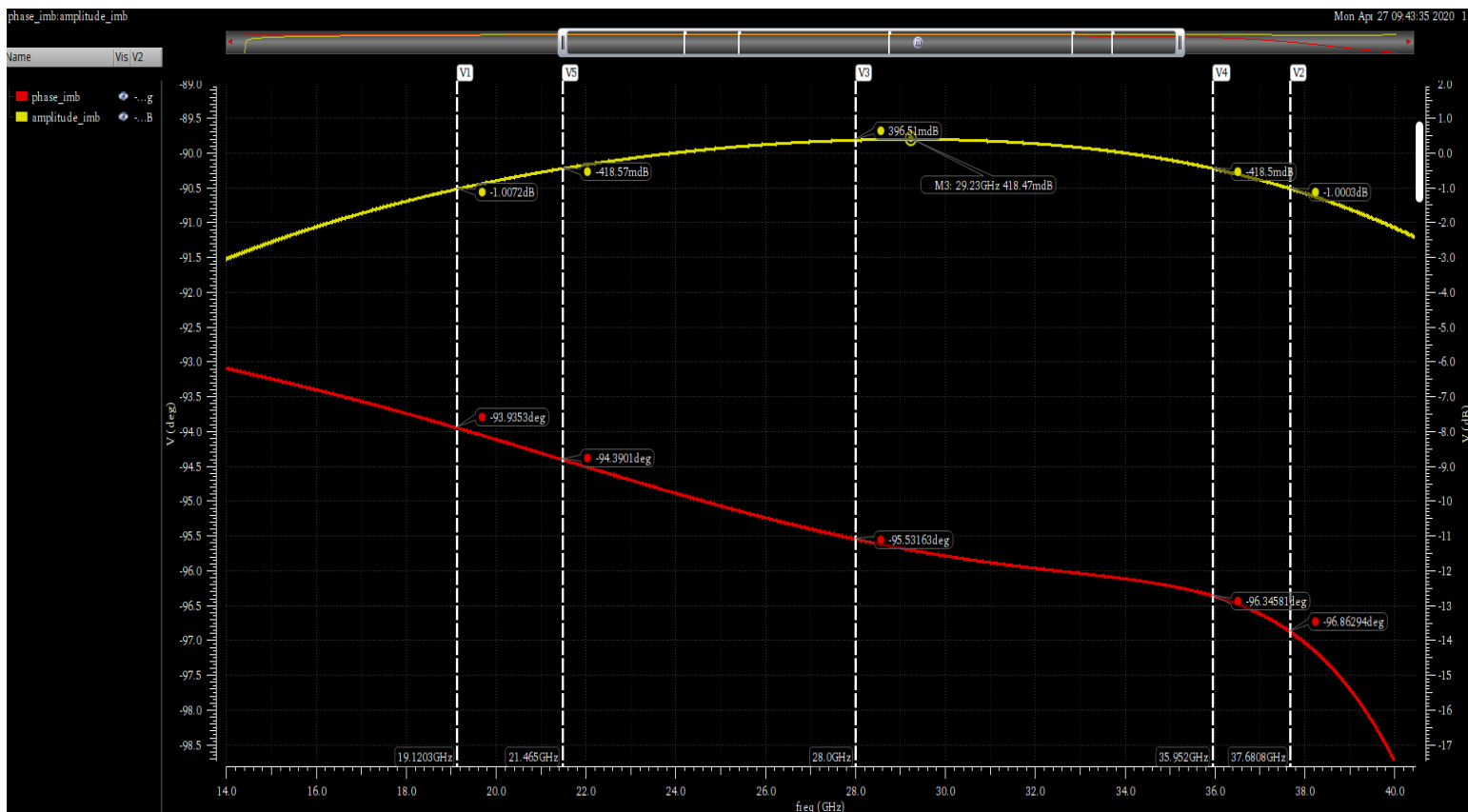
Σχήμα 6.1 Σχηματικό του testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του συνδυαστή.

### Ανισοροπία φάσης και πλάτους

Όπως αναφέρθηκε και στη θεωρία, ο Lange ανήκει στην κατηγορία των τετραγωνικών ζευκτών, που σημαίνει ότι όταν χρησιμοποιηθεί ως συνδυαστής, οι δύο είσοδοί του (θύρες coupled και through) θα πρέπει να έχουν  $90^\circ$  διαφορά φάσης. Πιο συγκεκριμένα η θύρα through θα πρέπει να είναι  $90^\circ$  πιο μπροστά σε σχέση με τη θύρα coupled, ώστε τα σήματα εισόδου να συνδυαστούν συμφασικά στην έξοδο του συνδυαστή (θύρα input). Επίσης, λόγω του φαινομένου ζεύξης στο οποίο στηρίζεται η λειτουργία του Lange, το πλάτος του σήματος στις θύρες coupled και through καταλήγει να έχει αρκετά διαφορετικές τιμές, αναλόγως τη συχνότητα. Έτσι προκύπτει η ανάγκη μέτρησης της διαφοράς φάσης των σημάτων των δύο εισόδων, ως προς τη συχνότητα (ανισοροπία φάσης), καθώς και η μέτρηση της διαφοράς πλάτους σε dB των σημάτων των δύο εισόδων, ως προς τη συχνότητα (ανισοροπία πλάτους). Οι δύο αυτές καμπύλες παρατίθενται στο Σχήμα 6.2, με κόκκινο και με κίτρινο χρώμα, αντίστοιχα.

Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 6.2, η απόλυτη τιμή της ανισοροπίας πλάτους παραμένει μικρότερη από 1dB στη ζώνη από 19.12GHz έως και 37.68GHz, ενώ η διαφορά φάσης στο εύρος αυτό αποκλίνει από την ιδανική τιμή των  $90^\circ$  μόνο  $4^\circ$  με  $7^\circ$ , περίπου. Επίσης, η απόλυτη τιμή της ανισοροπίας πλάτους παραμένει μικρότερη από 0.42dB στη ζώνη από 21.47GHz έως και 35.95GHz, ενώ η διαφορά φάσης στο εύρος αυτό αποκλίνει από την ιδανική τιμή των  $90^\circ$  μόνο  $4.4^\circ$  με  $6.4^\circ$ , περίπου. Στη συνέχεια, θα γίνεται αναφορά στην πρώτη ζώνη με τη συντομογραφία EZ 1dB, ενώ στη δεύτερη με τη συντομογραφία EZ 0.42dB. Αυτές οι τιμές είναι πολύ ικανοποιητικές σε σχέση με άλλους συνδυαστές. Για ευκολότερη σύγκριση είναι πιο χρήσιμη η τιμή του Σχετικού Εύρους Ζώνης (ΣΕΖ), το οποίο είναι το εύρος ζώνης για το

οποίο ισχύει ένας συγκεκριμένος περιορισμός, δια την τιμή της κεντρικής συχνότητας λειτουργίας, 28GHz. Οπότε, ο συνδυαστής Lange που σχεδιάστηκε παρουσιάζει Σχετικό EZ 1dB ίσο με 66% και ανισορροπία φάσης σε αυτό 94°-97°, και Σχετικό EZ 0.42dB ίσο με 52% και ανισορροπία φάσης σε αυτό 94.4°-96.4°. Η τιμή 1dB επιλέχθηκε επειδή επιλέγεται συχνά στις ερευνητικές εργασίες των κατευθυντικών ζευκτών, ενώ η τιμή 0.42dB διότι τόση είναι η μέγιστη διαφορά των πλατών στις συχνότητες όπου το φαινόμενο της σύζευξης είναι ισχυρό (βλ. Σχήμα 6.3). Προφανώς, ο ορισμός του ΣΕΖ μπορεί να βασιστεί και σε κάποιον άλλο περιορισμό, πέραν της διαφοράς πλάτους σε dB των σημάτων των δύο εισόδων, αν χρειάζεται να δοθεί έμφαση σε αυτόν.

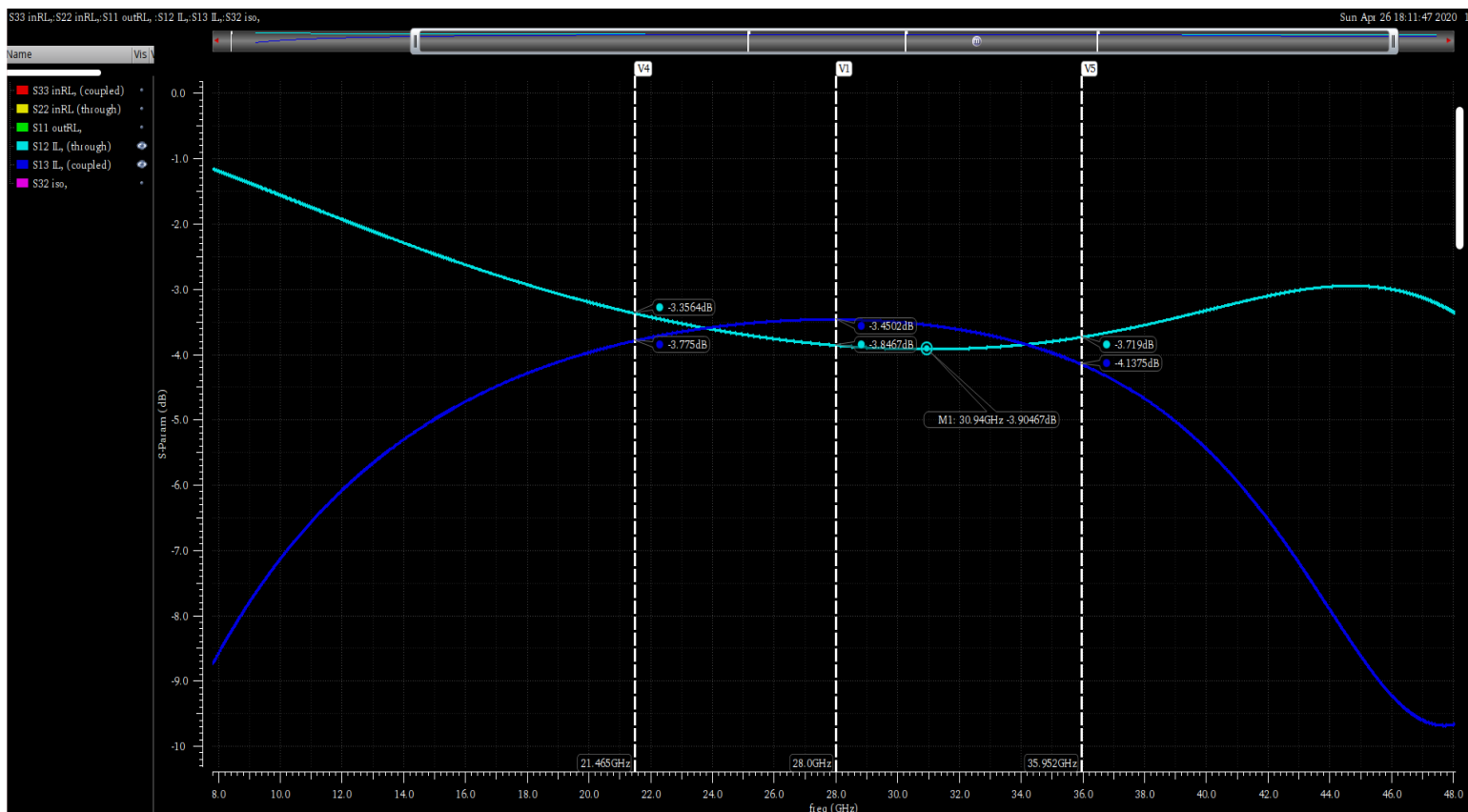


Σχήμα 6.2 Ανισορροπία φάσης (κόκκινο) και πλάτους (κίτρινο), ως προς τη συχνότητα.

### Παράμετροι σκέδασης

Στο Σχήμα 6.3 φαίνονται οι S12 και S13 παράμετροι, από τις οποίες προκύπτουν οι Απώλειες Εισαγωγής (Insertion Losses). Οι παράμετροι S21 και S31 ταυτίζονται με τις S12 και S13, αντίστοιχα, λόγω συμμετρίας του συνδυαστή, οπότε δεν παρουσιάζονται ξεχωριστά. Εντός του EZ 0.42dB η ελάχιστη τιμή Απωλειών Εισαγωγής είναι ίση με 1.14dB στο coupled μονοπάτι, ενώ για την ίδια συχνότητα οι Απώλειες Εισαγωγής του through μονοπατιού είναι 0.72dB, γεγονός που καθιστά τις συνολικές απώλειες περίπου ίσες με 0.9dB. Βέβαια, η

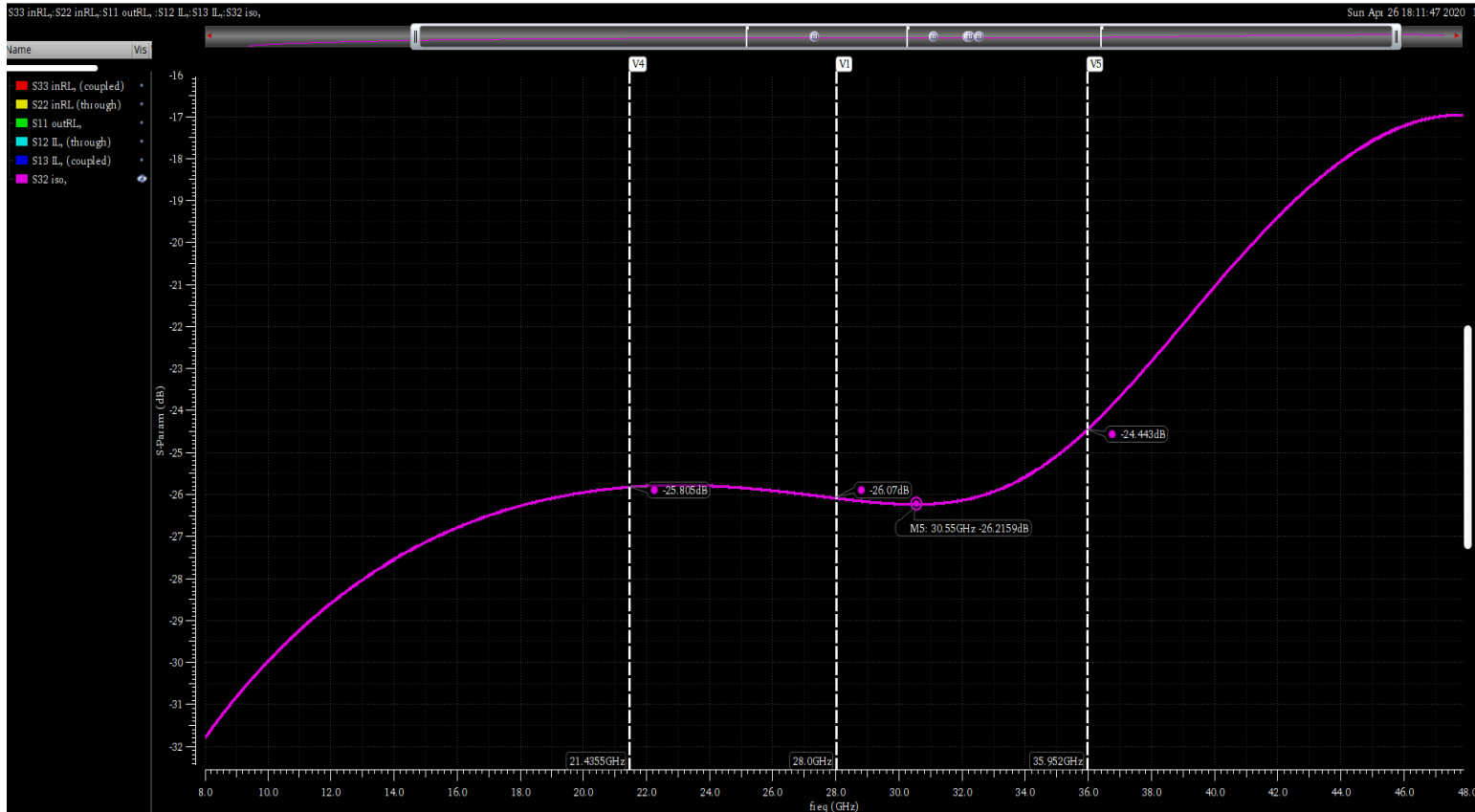
αντίστοιχη τιμή απωλειών στην κεντρική συχνότητα είναι μόλις 0.65dB. Όπως είναι λογικό, για συχνότητες αρκετά χαμηλότερες από τη συχνότητα συντονισμού οι απώλειες στο input-through μονοπάτι είναι πολύ μικρές, ενώ οι απώλειες στο input-coupled μονοπάτι είναι πολύ μεγάλες, διότι το φαινόμενο σύζευξης είναι αρκετά ανίσχυρο σε αυτές. Είναι φανερό ότι για ένα μεγάλο εύρος ζώνης οι Απώλειες Εισαγωγής των δύο μονοπατιών παραμένουν πολύ κοντά μεταξύ τους σε τιμή, γεγονός το οποίο φάνηκε και από την ανισορροπία πλάτους του Σχήματος 6.2.



Σχήμα 6.3 Παράμετροι S12 και S13 (Απώλειες Εισαγωγής των θυρών through και coupled), ως προς τη συχνότητα.

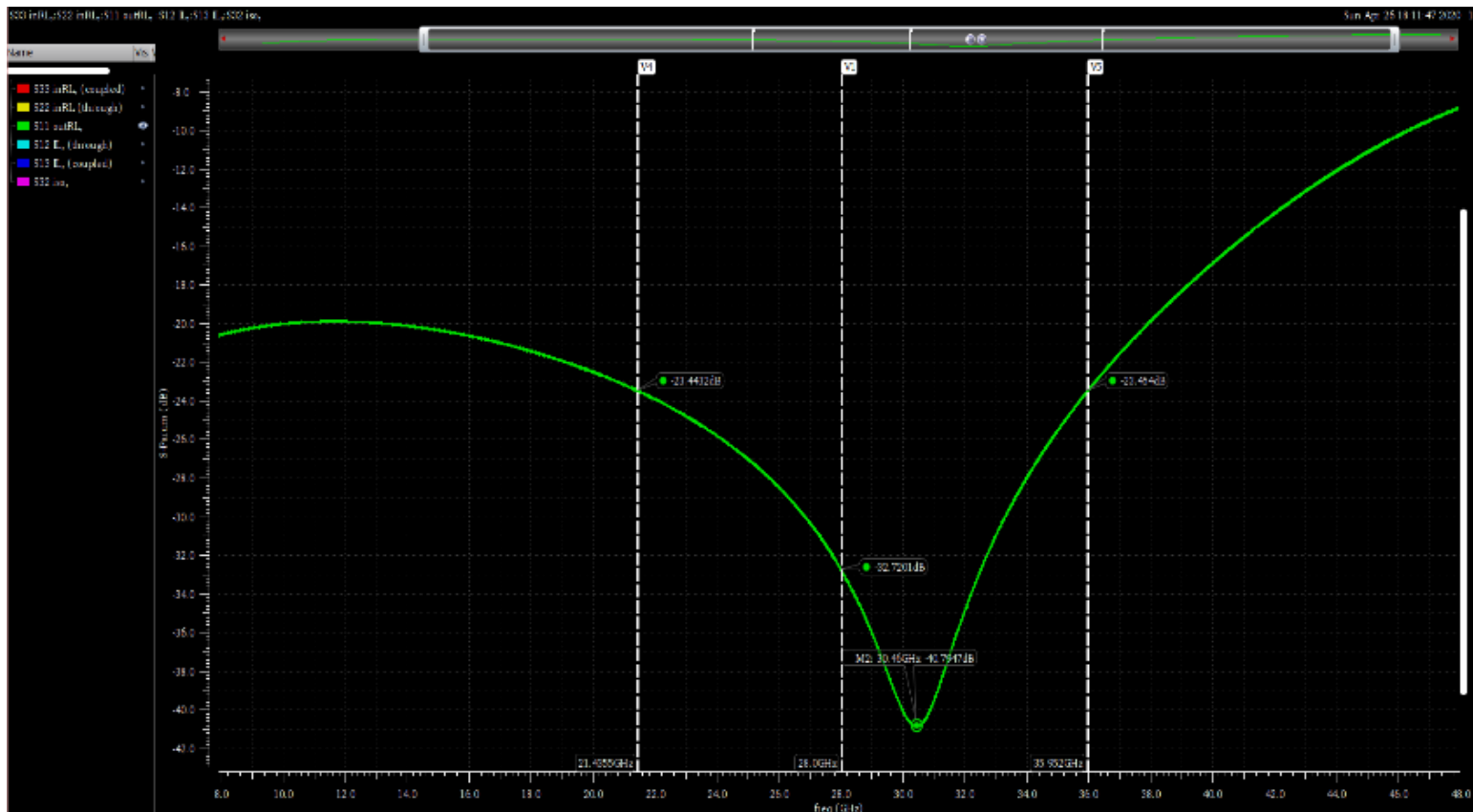
Στο Σχήμα 6.4 παρατίθεται η S32 παράμετρος, η οποία αντιστοιχίζεται στην Απομόνωση (isolation) ανάμεσα στις θύρες through και coupled. Η παράμετρος S23 ταυτίζεται με την S32, λόγω συμμετρίας του συνδυαστή, οπότε δεν παρουσιάζεται ξεχωριστά. Εδώ υπενθυμίζεται ότι στους περισσότερους κατευθυντικούς ζεύκτες, όπως ο Lange, ο όρος Απομόνωση αναφέρεται στην παράμετρο σκέδασης που συνδέει τη θύρα input με την isolated θύρα του ζεύκτη. Όμως, επειδή στην εργασία αυτή ο Lange χρησιμοποιείται ως τρίθυρος συνδυαστής κι όχι ως τετράθυρος ζεύκτης, ο όρος Απομόνωση τροποποιείται, ώστε να ταιριάζει στη θεωρία των τρίθυρων συνδυαστών. Επιστρέφοντας τώρα στο Σχήμα 6.4, είναι φανερό ότι η

Απομόνωση είναι αρκετά σταθερή σε όλο το EZ 0.42dB, με χειρότερη τιμή εντός του εύρους την 24.44dB. Η τιμή αυτή επαληθεύει ότι δικαίως ο υλοποιημένος Lange κατατάσσεται στην κατηγορία των συνδυαστών υψηλής απομόνωσης.

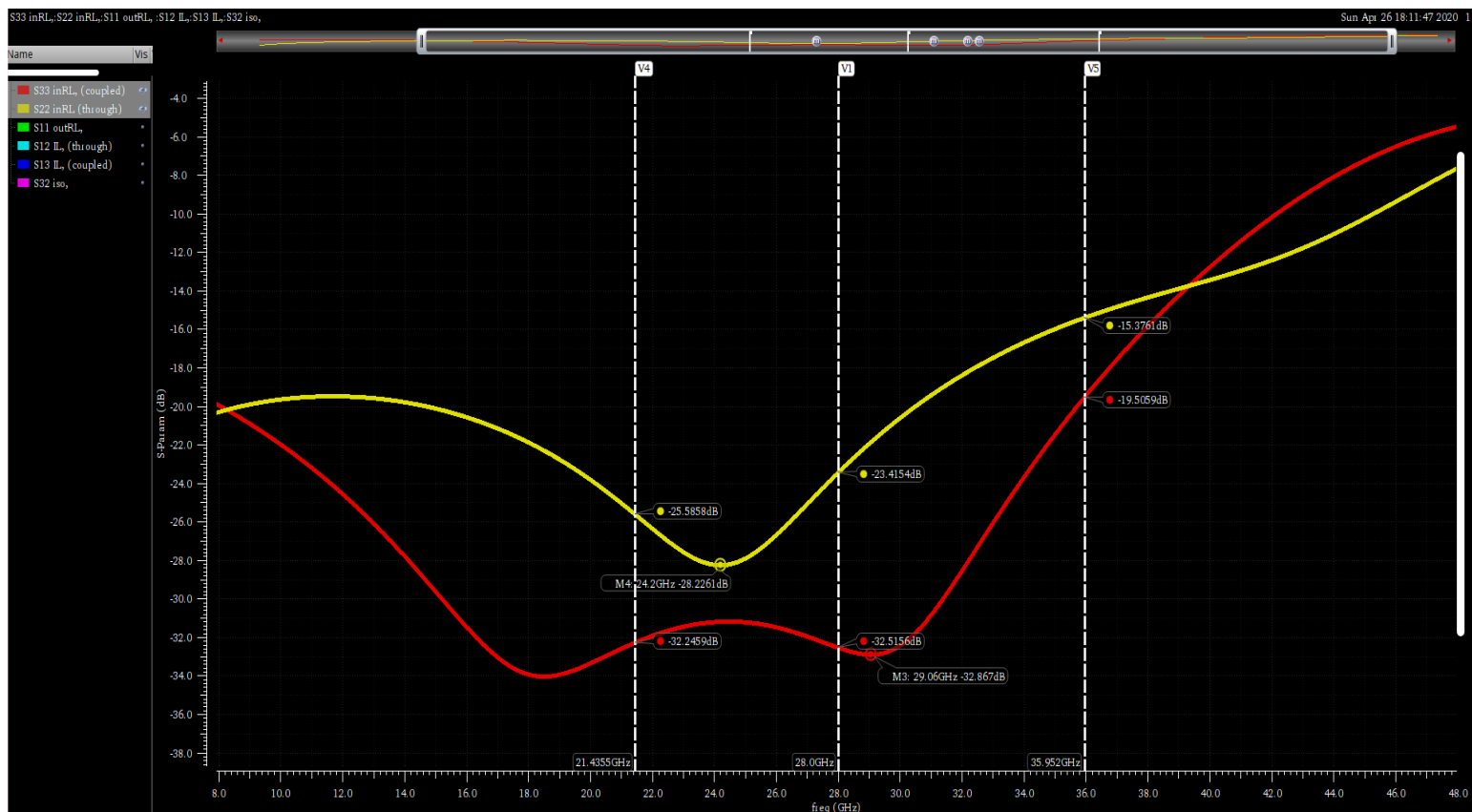


Σχήμα 6.4 Παράμετρος S32 (Απομόνωση των θυρών through και coupled), ως προς τη συχνότητα.

Στο Σχήμα 6.5 παρουσιάζεται η S11 παράμετρος, η οποία αντιστοιχίζεται στην Απώλεια Επιστροφής (Return Loss) της θύρας εξόδου του συνδυαστή. Εντός του EZ 0.42dB η Απώλεια Επιστροφής της θύρας εξόδου είναι μεγαλύτερη από 23.44dB, ενώ η μέγιστη τιμή της είναι 40.8dB. Μετέπειτα, στο Σχήμα 6.6, φαίνονται οι S33 και S22 παράμετροι, που δείχνουν τις Απώλειες Επιστροφής των θυρών εισόδου coupled και through. Τα δύο αυτά μεγέθη κρατάνε αξιοπρεπείς τιμές εντός του EZ 0.42dB, μεγαλύτερες από 19.5dB και από 15.37dB, αντίστοιχα. Το μεγάλο μέγεθος των Απωλειών Επιστροφής των τριών θυρών υποδηλώνει την καλή προσαρμογή τους στα 50Ω.

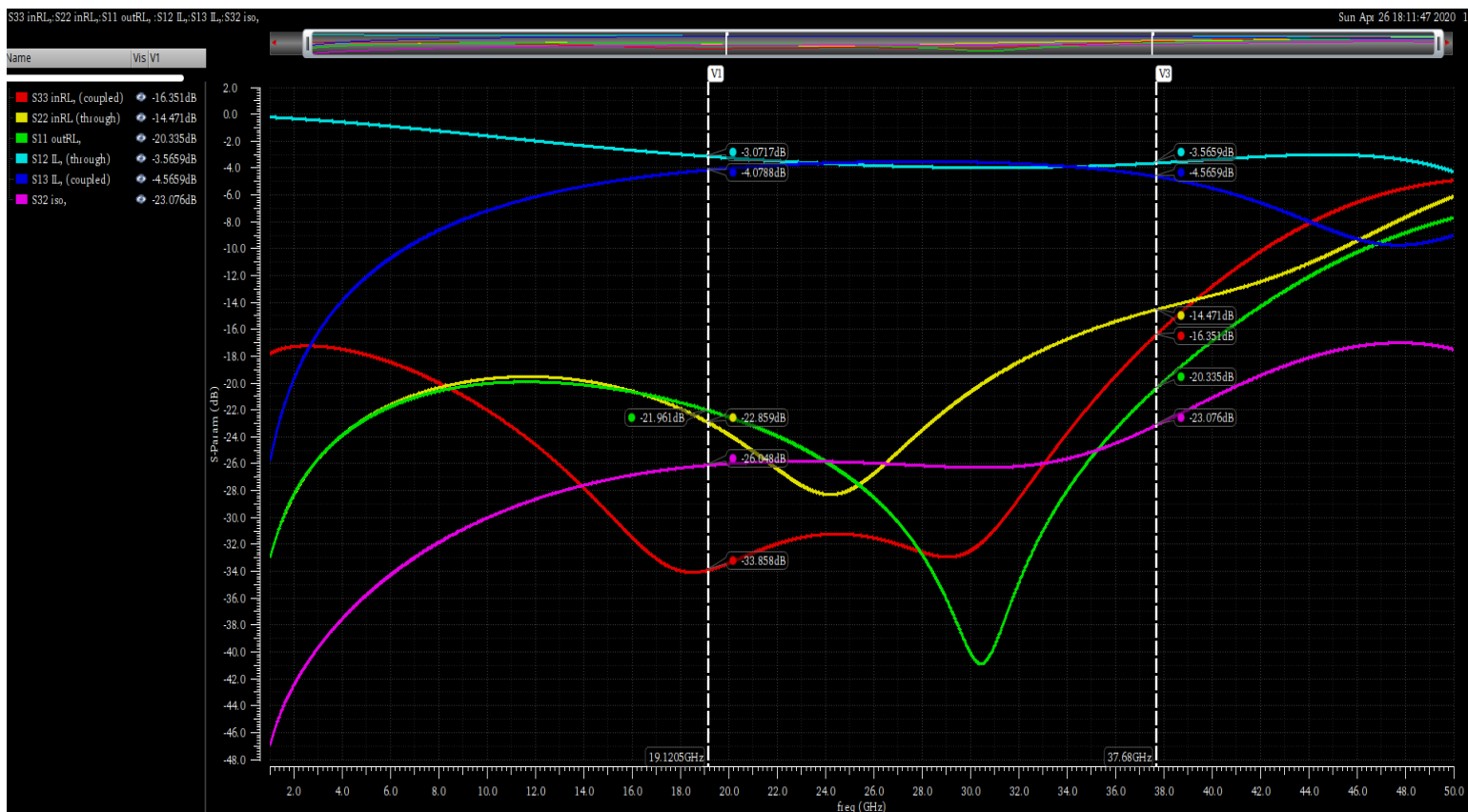


Σχήμα 6.5 Παράμετρος  $S_{11}$  (Απώλεια Επιστροφής της θύρας εξόδου του συνδυαστή), ως προς τη συχνότητα.



Σχήμα 6.6 Παράμετροι  $S_{22}$  και  $S_{33}$  (Απώλειες Επιστροφής των θυρών through και coupled), ως προς τη συχνότητα.

Ακολουθεί το Σχήμα 6.7 στο οποίο φαίνονται σε ευρεία όψη όλες οι παράμετροι σκέδασης μαζί, ενώ σε αντίθεση με τα προηγούμενα σχήματα σημειώνονται οι τιμές του EZ 1dB και όχι του EZ 0.42dB. Παρατίθενται επίσης και οι Πίνακες 6.1 και 6.2 που περιέχουν τις τιμές που εν τέλει πέτυχε ο συνδυαστής σε επίπεδο προσομοιώσεων πριν σταλεί για κατασκευή. Οι δύο πίνακες βοήθησαν στη σύγκριση του συγκεκριμένου συνδυαστή με άλλους συνδυαστές, ανεξαρτήτως κεντρικής συχνότητας και τοπολογίας, αλλά και στην εποπτεία των αποτελεσμάτων του ίδιου. Τέλος πρέπει να σημειωθεί ότι οι τελικές επιδόσεις που επιτεύχθηκαν σε επίπεδο προσομοίωσης είναι πολύ αξιοπρεπείς σε σχέση με τις υπάρχουσες δημοσιεύσεις κατευθυντικών ζευκτών και συνδυαστών, γεγονός που καθιστά δυνατή την ύπαρξη ενός εύχρηστου συνδυαστή Lange στην τεχνολογία B11HFC.



Σχήμα 6.7 Όλες οι παράμετροι σκέδασης μαζί, με ενδείξεις των οριακών τιμών του EZ 1dB.

ΣEZ 0.42dB = 52%	21.47GHz	28GHz	35.95GHz	Καλύτερη τιμή εντός EZ	Χειρότερη τιμή εντός EZ
ΠL, Through (dB)	0.36	0.85	0.72	0.36	0.9
ΠL, Coupled (dB)	0.78	0.45	1.14	0.45	1.14
Isolation (dB)	25.8	26.1	24.4	26.2	24.4



Input RL, Through (dB)	25.6	23.4	15.4	28.2	15.4
Input RL, Coupled (dB)	32.3	32.5	19.5	32.9	19.5
Output RL (dB)	23.4	32.7	23.5	40.8	23.4
Ανισοροπία φάσης	94.4°	95.5°	96.4°	94.4°	96.4°
Ανισοροπία πλάτους (dB)	-0.42	0.42	0.42	0	0.42

Πίνακας 6.1 Επιδόσεις των αρχικών προσομοιώσεων του συνδυαστή εντός του EZ 0.42dB.

ΣΕΖ 1dB = 66%	19.12GHz	28GHz	37.68GHz	Καλύτερη τιμή εντός EZ	Χειρότερη τιμή εντός EZ
IL, Through (dB)	0.07	0.85	0.57	0.07	0.9
IL, Coupled (dB)	1.08	0.45	1.57	0.45	1.57
Isolation (dB)	26.1	26.1	23.1	26.2	23.1
Input RL, Through (dB)	22.9	23.4	14.5	28.2	14.5
Input RL, Coupled (dB)	33.9	32.5	16.4	33.9	16.4
Output RL (dB)	22	32.7	20.3	40.8	20.3
Ανισοροπία φάσης	93.9°	95.5°	96.9°	93.9°	96.9°
Ανισοροπία πλάτους (dB)	-1	0.42	1	0	1

Πίνακας 6.2 Επιδόσεις των αρχικών προσομοιώσεων του συνδυαστή εντός του EZ 1dB.

### 6.1.2 Αποτελέσματα μετρήσεων

Η διαδικασία των μετρήσεων, καθώς και αρκετές λεπτομέρειες αυτής, παρατίθενται στην Υποενότητα 4.4.2. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν από τον υπεύθυνο του εργαστηρίου, απευθείας επάνω από το ολοκληρωμένο (on-wafer), κάνοντας χρήση ενός τετράθυρου VNA που έχει τη δυνατότητα να λάβει μετρήσεις σε συχνότητες άνω των 100 GHz. Έπειτα από συνεννόηση με τον υπεύθυνο, αποφασίστηκε να γίνει η μέτρηση τριών διαφορετικών τσιπ PAY28 (του συνδυαστή) και τριών διαφορετικών τσιπ PAV28 (των de-embedding δομών). Επίσης αποφασίστηκε το κάθε τσιπ να μετρηθεί τρεις φορές, αλλάζοντας για την κάθε μέτρηση δύο παραμέτρους του οργάνου, τη *smoothing* και την *averaging*. Η πρώτη μέτρηση τέθηκε να έχει *averaging*=0 και *smoothing*=0%, η δεύτερη *averaging*=20 και *smoothing*=0%, και η τρίτη *averaging*=20 και *smoothing*=5%. Προφανώς οι μόνες μετρήσεις που έπρεπε να παρθούν ήταν αυτές των παραμέτρων σκέδασης, οι οποίες επιλέχθηκε να γίνουν από τα 10 GHz έως τα 46 GHz με βήμα 100 MHz. Εν τέλει, λήφθηκαν τα 9 .s3p αρχεία για τον συνδυαστή και τα 18 .s2p αρχεία για τις δομές και ακολούθησε η επεξεργασία τους.



### 6.1.2.1 Σύγκριση μετρήσεων και προσομοιώσεων

Δυστυχώς, κυρίως λόγω του ότι η κατασκευή των ολοκληρωμένων διήρκησε 5 μήνες, όταν η μέτρηση του ολοκληρωμένου κατέστη δυνατή ο χρόνος της συγκεκριμένης πρακτικής-διπλωματικής στην Infineon Technologies είχε φτάσει στο τέλος της. Πιο συγκεκριμένα είχαν απομείνει μόνον δύο εβδομάδες για τη μέτρηση του ολοκληρωμένου, το de-embedding του και για την αιτιολόγηση πιθανών ασυμφωνιών μεταξύ των μετρήσεων και των προσομοιώσεων. Μέσα στις δύο εβδομάδες αυτές, πραγματοποιήθηκαν με επιτυχία και με γρήγορους ρυθμούς η διαδικασία των μετρήσεων και το de-embedding, περισσότερες λεπτομέρειες για το οποίο αναφέρονται στην Υποενότητα 6.1.2.2. Αφού πραγματοποιήθηκαν οι δύο αυτές απολύτως απαραίτητες διαδικασίες, ακολούθησε η σύγκριση των μετρήσεων με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του κυκλώματος, τα οποία παρουσιάστηκαν στην Υποενότητα 6.1.1.

Έπειτα από τη σύγκριση των μετρήσεων με τις προσομοιώσεις φάνηκε ότι υπάρχουν ασυμφωνίες, οι οποίες ήταν όλες δικαιολογήσιμες, εκτός από αυτή της S32 παραμέτρου που αντιστοιχεί στην Απομόνωση του συνδυαστή. Έγιναν αρκετές προσπάθειες να βρεθεί η αιτία του προβλήματος αυτού, κυρίως τροποποιώντας ορισμένες σημαντικές παραμέτρους και το αρχείο του υποστρώματος του προγράμματος Sonnet (βλ. Ενότητα 4.2), αλλά και ελέγχοντας την εγκυρότητα της διαδικασίας de-embedding μέσω προσομοιώσεων. Οι ενέργειες αυτές οδήγησαν στον εν μέρη προσδιορισμό του λόγου της ασυμφωνίας της S32 παραμέτρου, χωρίς όμως να υπάρχει απόλυτη βεβαιότητα για τα συμπεράσματα που εξάχθηκαν. Δυστυχώς στο σημείο αυτό η δυνατότητα αναζήτησης έφτασε στο τέλος της, καθώς η πρόσβαση στο Cadence Virtuoso, στο Sonnet και γενικά στα αρχεία που σχεδιάστηκαν δεν ήταν πλέον δυνατή.

Η σημαντικότερη ανακάλυψη στα πλαίσια της αναζήτησης, στην οποία κατά πάσα πιθανότητα οφείλεται η ασυμφωνία της μετρούμενης Απομόνωσης από τις αρχικές προσομοιώσεις, είναι η τιμή που χρησιμοποιήθηκε στην παράμετρο *Analysis box cell\_size* του Sonnet. Κατά τη βελτιστοποίηση του συνδυαστή Lange η παράμετρος αυτή είχε την τιμή *cell\_size=1.25μm*, η οποία σωστά επιλέχθηκε αφού είναι ένας κοινός διαιρέτης όλων των διαστάσεων του συνδυαστή. Θεωρώντας πως η τιμή 0.625μm οδηγεί σε μεγαλύτερη ακρίβεια μελετήθηκε και αυτή, και το συμπέρασμα ήταν πως η διαφορά των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων ήταν μικρή για τις δύο αυτές τιμές. Το λάθος έγκειται στο ότι η τιμή 0.625μm θεωρήθηκε πως οδηγεί σε πιο ακριβή αποτελέσματα, επειδή είναι μικρότερη από την 1.25μm και επειδή διαρκούσε περισσότερο χρόνο η προσομοίωση. Σύμφωνα με τον οδηγό χρήστη του

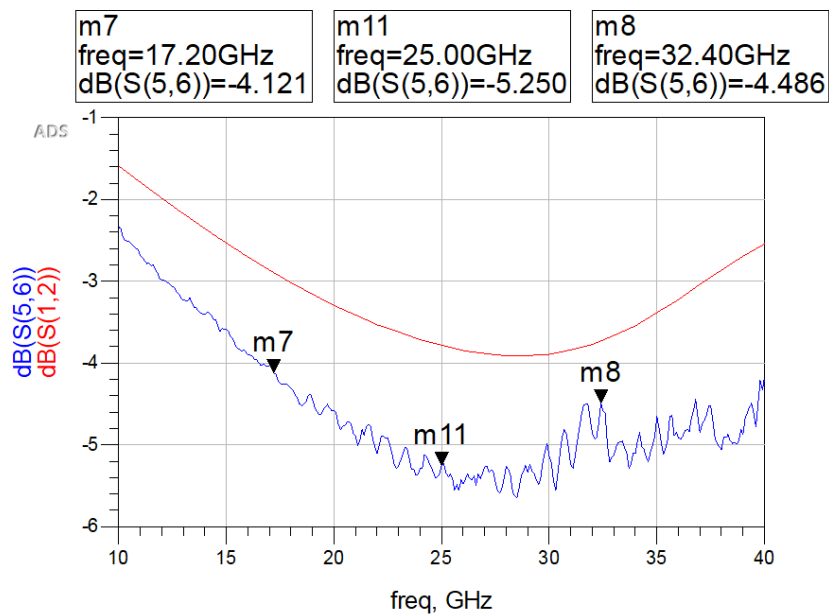
Sonnet [19], η τιμή *cell\_size* που οδηγεί στα ακριβέστερα αποτελέσματα είναι τις περισσότερες φορές αυτή του μέγιστου κοινού διαιρέτη όλων των διαστάσεων του συνδυαστή, και όχι ενός απλού διαιρέτη. Ο μέγιστος κοινός διαιρέτης στο κύκλωμα που σχεδιάστηκε είναι 2.5μm και όχι 1.25μm.

Στη συνέχεια παρουσιάζεται και σχολιάζεται η σύγκριση των de-embedded μετρήσεων και των αποτελεσμάτων της νέας προσομοίωσης, που πάρθηκε έπειτα από την αλλαγή της τιμής του *cell\_size* από 0.625μm σε 2.5μm. Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως στη νέα αυτή προσομοίωση χρησιμοποιήθηκαν διαφορετικές τιμές και για τις παραμέτρους *box\_margins* και *port\_type*, οι οποίες επηρέασαν σίγουρα τα αποτελέσματα. Όσον αφορά τα αρχεία των μετρήσεων που χρησιμοποιούνται, μιας και οι παράμετροι *smoothing* και *averaging* του VNA δεν επηρέασαν σχεδόν καθόλου τις μετρήσεις, επιλέχθηκαν τα .sNr αρχεία τα οποία αντιστοιχούν σε *averaging=0* και *smoothing=0%*. Επίσης, δεν παρατηρήθηκε καμία σημαντική διαφορά στις μετρήσεις που πάρθηκαν από τα τρία διαφορετικά τσιπ PAV28, ούτε σε αυτές που πάρθηκαν από τα τσιπ PAV28. Στα σχήματα που ακολουθούν, υποδεικνύονται με κόκκινο οι καμπύλες της προσομοίωσης και με μπλε οι καμπύλες των μετρήσεων, ενώ επίσης υπάρχουν ενδείξεις στις καμπύλες των μετρήσεων επάνω στην κεντρική συχνότητα και στα όρια του EZ 1dB. Υπενθυμίζεται πως το EZ 1dB είναι το εύρος ζώνης για το οποίο η απόλυτη τιμή της ανισοροπίας πλάτους που μετρήθηκε παραμένει μικρότερη από 1dB. Για λόγους πληρότητας, αναφέρεται μία ακόμα φορά πως η θύρα 1 (input) θεωρείται ως έξοδος, ενώ οι θύρες 2 (through) και 3 (coupled) ως είσοδοι του συνδυαστή. Τέλος, όπως έχει ήδη ειπωθεί, επειδή δεν υπήρχε πρόσβαση στο Sonnet και στο Cadence Virtuoso η σύγκριση έγινε μέσω του ADS.

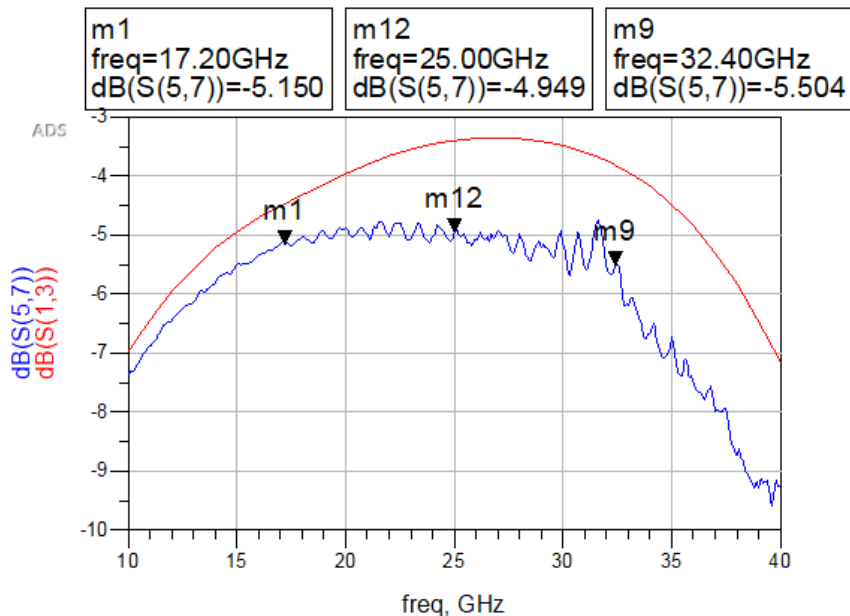
### **Παράμετροι σκέδασης**

Στα Σχήματα 6.8 και 6.9 φαίνονται οι S12 και S13 παράμετροι αντίστοιχα, από τις οποίες προκύπτουν οι Απώλειες Εισαγωγής του συνδυαστή, ενώ στο Σχήμα 6.10 φαίνονται και οι δύο παράμετροι μαζί στο ίδιο γράφημα. Οι μετρήσεις των παραμέτρων S21 και S31 είναι πολύ παρόμοιες με τις S12 και S13, αντίστοιχα, λόγω συμμετρίας του συνδυαστή, οπότε δεν παρουσιάζονται ξεχωριστά. Εντός του EZ 1dB η ελάχιστη τιμή των μετρούμενων Απωλειών Εισαγωγής είναι περίπου ίση με 2.5dB, τόσο στο coupled όσο και στο through μονοπάτι. Η διαφορά των μετρήσεων και των προσομοιώσεων είναι περίπου ίση με 1.6dB, η οποία είναι λίγο μεγαλύτερη από την αναμενόμενη και αποδίδεται κυρίως στο ότι οι αντιστάσεις των αγωγίων στρωμάτων χαλκού του ολοκληρωμένου (μέταλλο 5 και 6) είναι πιθανώς μεγαλύτερες από τις τυπικές τιμές που εισάχθηκαν στο αρχείο του υποστρώματος του Sonnet.

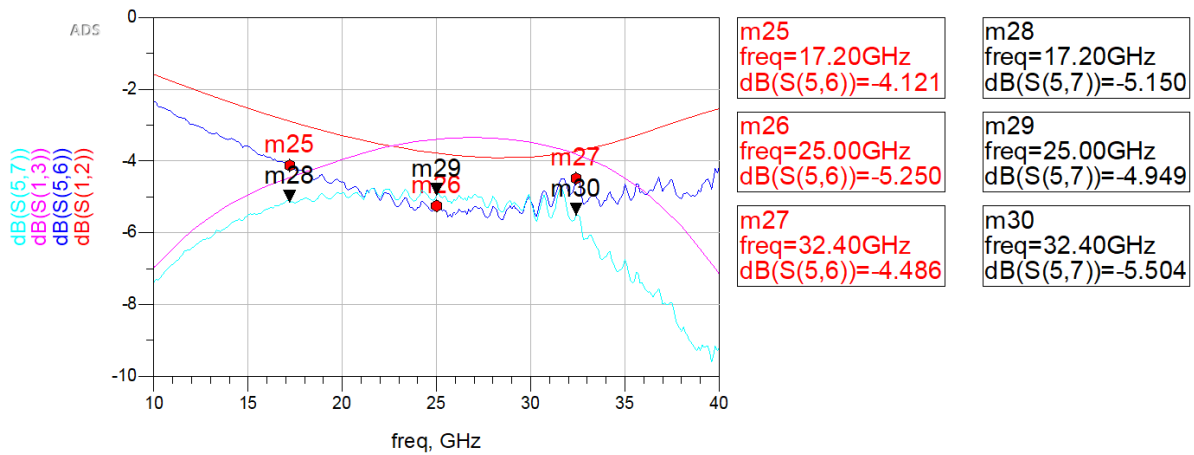
Επίσης, ένα μικρό μέρος της διαφοράς αυτής αποδίδεται και στις μικροσκοπικές δομές που χρησιμοποιήθηκαν για τη διαδικασία του filling, η οποία εξηγείται στην Υποενότητα 4.3.4. Πρέπει ακόμα να σχολιασθεί το ότι η κεντρική συχνότητα του συνδυαστή που κατασκευάστηκε βρίσκεται στα 25 GHz και όχι στα 28 GHz που δείχνουν οι προσομοιώσεις. Βέβαια, ο αρχικός στόχος κατασκευής ενός συνδυαστή ικανού να λειτουργήσει αποτελεσματικά στα 28 GHz καλύφθηκε, ενώ ταυτόχρονα επιτεύχθηκε και πολύ καλό Σχετικό EZ 1dB ίσο με 61%, ίδιο με αυτό των προσομοιώσεων.



Σχήμα 6.8 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S12, ως προς τη συχνότητα.

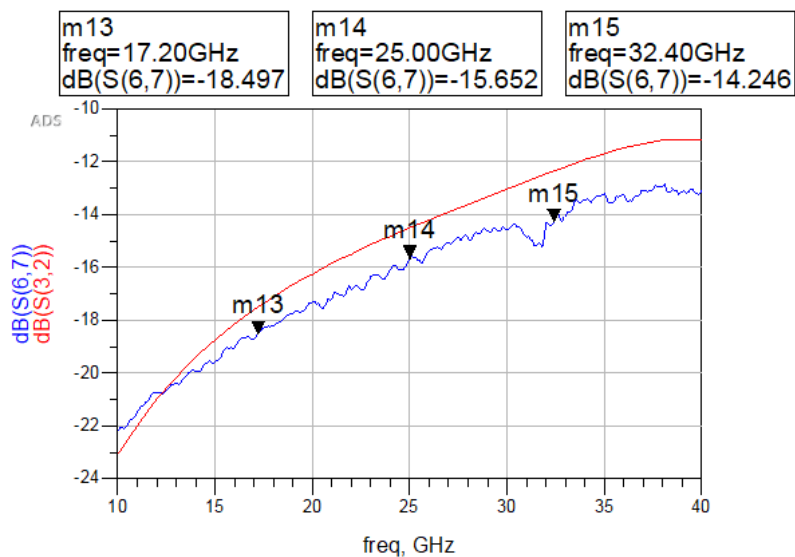


Σχήμα 6.9 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S13, ως προς τη συχνότητα.



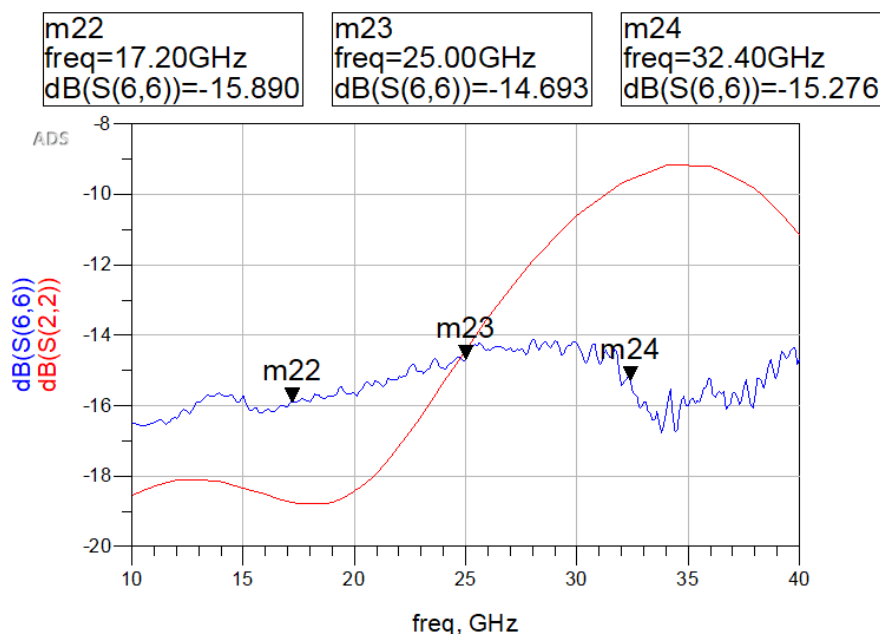
Σχήμα 6.10 Σύγκριση μετρήσεων και προσομοιώσεων των παραμέτρων S12 και S13, ως προς τη συχνότητα.

Η παράμετρος S32 του συνδυαστή, δηλαδή η Απομόνωση των εισόδων του, παρατίθεται στο Σχήμα 6.11. Η μέτρηση της παραμέτρου S23 είναι πολύ παρόμοια με αυτή της S32, λόγω συμμετρίας του κυκλώματος, οπότε δεν παρουσιάζεται ξεχωριστά. Όπως φαίνεται, η καμπύλη της μέτρησης ταιριάζει πολύ καλά με την καμπύλη της προσομοίωσης, καθώς η μετρούμενη απόκλιση είναι μόνο γύρω στο 1dB. Επαναλαμβάνεται για μία ακόμα φορά πως η ασυμφωνία της μετρούμενης Απομόνωσης από τις αρχικές προσομοιώσεις της Υποενότητας 6.1.1, οφείλεται πιθανώς στην τιμή της παραμέτρου *Analysis box cell\_size* του Sonnet, η οποία ήταν 0.625μm αντί για 2.5μm, όπως θα έπρεπε. Επίσης υπενθυμίζεται ότι στην υποενότητα αυτή παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της νέας προσομοίωσης, που έχει *cell\_size*=2.5μm. Όσον αφορά την καμπύλη της μέτρησης του Σχήματος 6.11, η ελάχιστη τιμή της εντός του εύρους ζώνης είναι 14.3dB, ενώ η τιμή της στην κεντρική συχνότητα των 25GHz είναι 15.7dB, τιμές οι οποίες είναι συγκρίσιμες με αυτές της υπάρχουσας βιβλιογραφίας (βλ. Πίνακα 6.3).

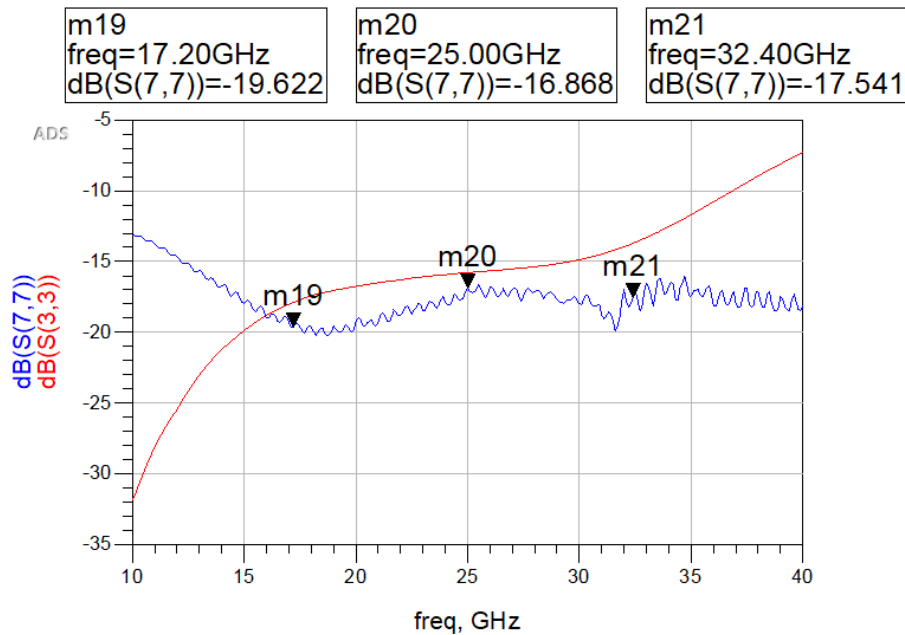


Σχήμα 6.11 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S32, ως προς τη συχνότητα.

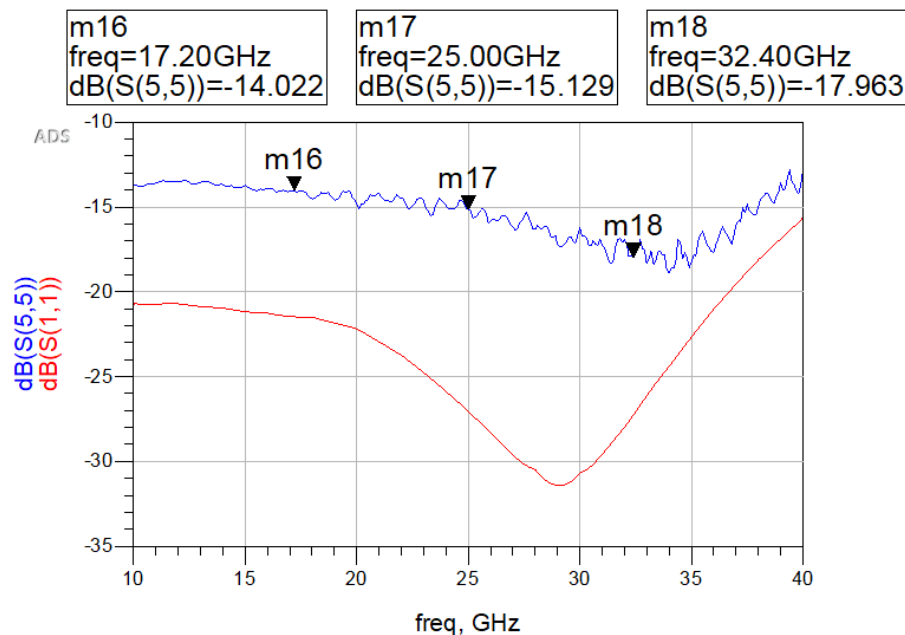
Στα Σχήματα 6.12 και 6.13 φαίνονται οι S22 και S33 παράμετροι αντίστοιχα, από τις οποίες προκύπτουν οι Απώλειες Επιστροφής των εισόδων του συνδυαστή, ενώ στο Σχήμα 6.14 παρατίθεται η S11 παράμετρος, από την οποία προκύπτει η Απώλεια Επιστροφής της εξόδου. Όσον αφορά τις πρώτες, είναι φανερό ότι οι καμπύλες των μετρήσεών τους δεν ταιριάζουν καλά με αυτές των προσομοιώσεων. Ήταν αναμενόμενο οι καμπύλες των μετρήσεων να είναι αρκετά dB πιο κακές, αλλά το πρόβλημα είναι πως δεν ταιριάζει ούτε το σχήμα τους με αυτές των προσομοιώσεων. Είναι πολύ πιθανό αυτό να οφείλεται στις προσομοιώσεις δεδομένου του αδικαιολόγητα κακού τους σχήματος, και πιο συγκεκριμένα στην κακή ρύθμιση της παραμέτρου *port\_type* του Sonnet για ορισμένες θύρες. Δυστυχώς δεν υπήρχε η δυνατότητα αλλαγής και πειραματισμού με την παράμετρο αυτή, λόγω πολύ περιορισμένου χρόνου. Από την άλλη, η μετρούμενη Απώλεια Επιστροφής της εξόδου ταιριάζει να μεν στο σχήμα της καμπύλης που προσομοιώθηκε, αλλά είναι αρκετά dB χειρότερη. Η ασυμφωνία αυτή κατά πάσα πιθανότητα οφείλεται στο προβληματικό de-embedding (βλ. Ενότητα 4.5) και σε κακή τοποθέτηση (μήκος επαφής και βάθος επαφής) των ακροδεκτών του οργάνου (probes) πάνω στις επιφάνειες επαφής (pads). Παρ' όλα αυτά, οι τιμές των μετρήσεων αυτών στην κεντρική τους συχνότητα είναι συγκρίσιμες με αυτές της υπάρχουσας βιβλιογραφίας.



Σχήμα 6.12 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S22, ως προς τη συχνότητα.



Σχήμα 6.13 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S33, ως προς τη συχνότητα.

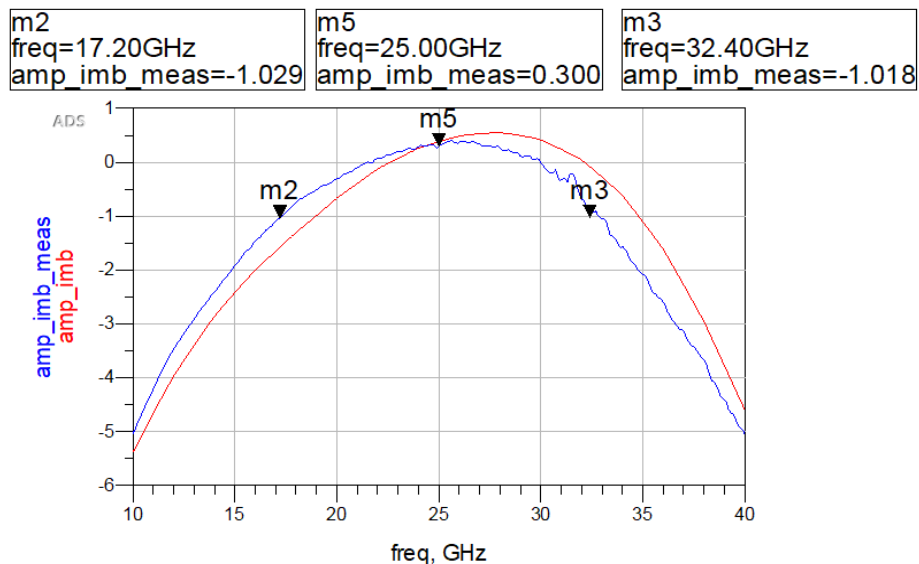


Σχήμα 6.14 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της παραμέτρου S11, ως προς τη συχνότητα.

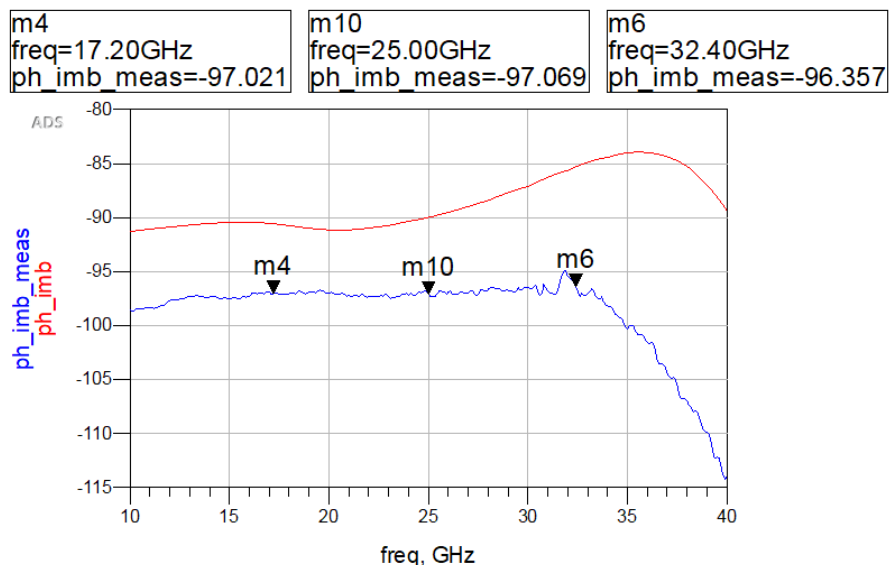
### Ανισορροπία φάσης και πλάτους

Η ανισορροπία πλάτους, με βάση την οποία ορίστηκε το EZ 1dB το οποίο έχει σημαδευτεί σε όλες τις καμπύλες, παρατίθεται στο Σχήμα 6.15, ενώ η ανισορροπία φάσης στο Σχήμα 6.16. Είναι φανερό ότι η ασυμφωνίες των μετρήσεων με τις προσομοιώσεις είναι πολύ μικρές και αποδεκτές, καθώς παρατηρείται μόνο μία μετατόπιση σε χαμηλότερη κεντρική συχνότητα της ανισορροπίας του πλάτους και μία απόκλιση 7° περίπου στην ανισορροπία φάσης. Η απόλυτη

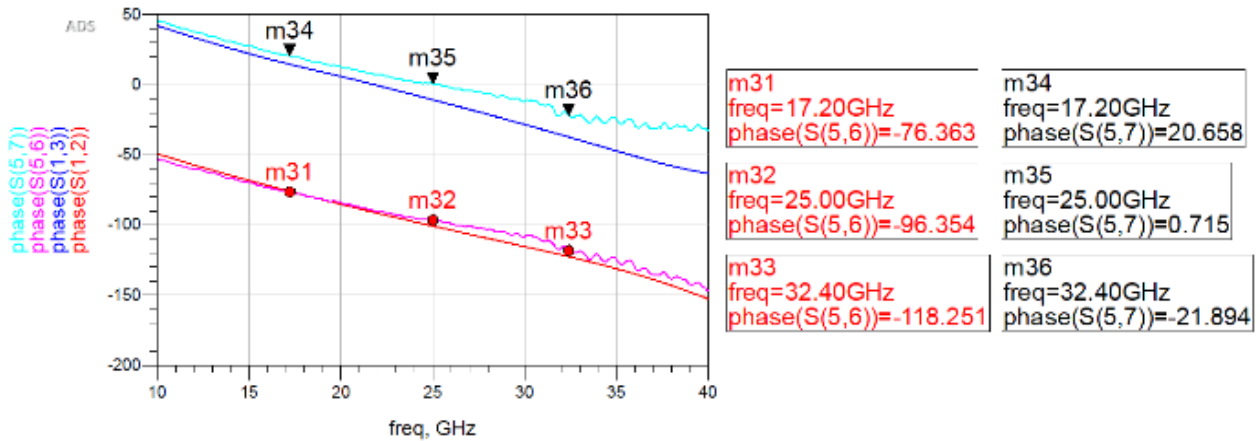
τιμή της ανισοροπίας πλάτους παραμένει μικρότερη από 1dB στη ζώνη από 17.2GHz έως και 32.4GHz (61% ΣΕΖ), ενώ αυτή της φάσης αποκλίνει από την ιδανική τιμή των 90° μόνο 7° στο συγκεκριμένο εύρος. Επίσης, η μέγιστη τιμή της ανισοροπίας πλάτους παραμένει μικρότερη από 0.3dB, γεγονός που σημαίνει πως αν χρειάζεται μπορεί να σχεδιαστεί ένας συνδυαστής Lange με ελαφρώς πιο ισχυρή σύζευξη, ώστε να επιτευχθεί ακόμα μεγαλύτερο ΕΖ 1dB. Τέλος, παρουσιάζονται και οι φάσεις των παραμέτρων S12 και S13 στο Σχήμα 6.17. Οι μετρήσεις ταιριάζουν για ακόμα μία φορά πολύ καλά με τις προσομοιώσεις, με τη μοναδική ασυμφωνία να παρουσιάζεται στη φάση της παραμέτρου S13 για υψηλές συχνότητες. Είναι φανερό ότι η μετρούμενη φάση ξεκινάει να αποκλίνει από αυτή των προσομοιώσεων, γεγονός το οποίο κατά πάσα πιθανότητα οφείλεται σε κάποιο λάθος που έλαβε χώρα κατά τη διαδικασία των μετρήσεων και όχι σε κάποια ανακρίβεια των προσομοιώσεων.



Σχήμα 6.15 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της ανισοροπίας πλάτους, ως προς τη συχνότητα.



Σχήμα 6.16 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της ανισοροπίας φάσης, ως προς τη συχνότητα.



Σχήμα 6.17 Σύγκριση μέτρησης και προσομοίωσης της φάσης των παραμέτρων S12 και S13, ως προς τη συχνότητα.

### Σχολιασμός και σύγκριση με άλλες ερευνητικές δημοσιεύσεις

Όπως φάνηκε από τα προηγούμενα σχήματα, επιτεύχθηκε αξιοπρεπές ταίριασμα μεταξύ των μετρήσεων και των προσομοιώσεων, χωρίς να παρατηρούνται αδικαιολόγητες και μεγάλες αποκλίσεις. Συνοψίζοντας, οι αποκλίσεις ήταν περίπου 1.6 dB στις Απώλειες Εισαγωγής, 1 dB στην Απομόνωση, πολύ μικρές στην ανισορροπία φάσης και πλάτους, αλλά δυστυχώς μεγαλύτερες στις Απώλειες Επιστροφής των εισόδων και της εξόδου. Πέραν των όσων έχουν ήδη ειπωθεί προηγουμένως, οι διαφορές αυτές αποδίδονται κυρίως στους λόγους που ακολουθούν. Καταρχάς στο ότι η διαδικασία του de-embedding δεν πραγματοποιήθηκε ακριβώς όπως θα έπρεπε λόγω του περιορισμένου χώρου σχεδίασης εντός του ολοκληρωμένου, με αποτέλεσμα η επίδραση των GSG pads στις τελικές μετρήσεις να μην έχει αφαιρεθεί με μεγάλη ακρίβεια. Παρατηρήθηκε έπειτα από προσομοιώσεις που έγιναν στο Sonnet μετά από τις μετρήσεις, πως μικρά επιπλέον μήκη (π.χ. 30μm) στις θύρες εισόδου μπορούν να οδηγήσουν σε αισθητά διαφορετικά αποτελέσματα, γεγονός που επιβεβαιώνει την κρισιμότητα μίας ακριβέστερης τεχνικής de-embedding. Ένας ακόμα λόγος είναι πως ενδεχομένως να μην τοποθετήθηκαν με τον κατάλληλο τρόπο (μήκος επαφής και βάθος επαφής) οι άκρες των probes του οργάνου μέτρησης στα GSG pads, γεγονός το οποίο επηρεάζει κυρίως τις Απώλειες Επιστροφής. Επιπλέον, οι αντιστάσεις των αγώγιμων στρωμάτων χαλκού του ολοκληρωμένου (μέταλλο 5 και 6) είναι πιθανώς μεγαλύτερες από τις τυπικές τιμές που εισήχθησαν στο αρχείο του υποστρώματος του Sonnet. Τέλος, οι μικροσκοπικές δομές που χρησιμοποιήθηκαν για τη διαδικασία του filling είναι αρκετά πιθανό ότι δυσχεραίνουν, έστω και λίγο, τα μετρούμενα αποτελέσματα. Η επίδραση αυτών δεν μπορεί να προσομοιωθεί μέσω του Sonnet, διότι το μέγεθός του είναι πολύ μικρό, αλλά



κατά τη διάρκεια της σχεδίασης του συνδυαστή Lange είχε παρατηρηθεί ότι στρώματα χαλκού κάτω από τις γραμμές μεταφοράς επηρέαζαν αισθητά τα αποτελέσματα.

Μετά το πέρας των μετρήσεων και της σύγκρισής τους με τις προσομοιώσεις, πραγματοποιήθηκε και η σύγκριση του συνδυαστή Lange που κατασκευάστηκε με άλλες ερευνητικές δημοσιεύσεις ζευκτών Lange. Η σύγκριση γίνεται στον Πίνακα 6.3. Έλαβε χώρα εξονυχιστική έρευνα των διάφορων δημοσιεύσεων και επιλέχθηκαν όλες όσες αναφερόντουσαν σε υψηλές συχνότητες και παρουσίαζαν αποτελέσματα μετρήσεων. Είναι φανερό ότι ο συνδυαστής που κατασκευάστηκε μπορεί να σταθεί με αξιοπρέπεια ανάμεσα στους άλλους ζεύκτες. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι περισσότεροι ζεύκτες υψηλών συχνοτήτων που βρέθηκαν έχουν κατασκευαστεί σε τελείως διαφορετικές τεχνολογίες από τη συγκεκριμένη (BiCMOS 0.13 $\mu$ m), ενώ επίσης το σχήμα τους είναι ευθύ και όχι μαιανδρικό, γεγονός το οποίο αποτελεί πλεονέκτημα για αυτούς. Ταυτόχρονα, το σχέδιο του συγκεκριμένου συνδυαστή εγγυάται τη μακροπρόθεσμη λειτουργία του αν τα ρεύματα εισόδου του είναι έως και 95mA, ενώ διαθέτει και τερματισμό επάνω στο ολοκληρωμένο, ο οποίος όπως αναφέρεται στην Ενότητα 4.3 επηρέασε με κακό τρόπο τις επιδόσεις.

Δημοσίευση	Η συγκεκριμένη εργασία	[26]	[26]	[27]	[28]	[29]	[30]	[31]
Τεχνολογία	<b>SiGe BiCMOS 0.13<math>\mu</math>m</b>	SiGe BiCMOS 0.13 $\mu$ m	SiGe BiCMOS 0.13 $\mu$ m	GaAs υπόστρωμα ( $\epsilon_r=12.9$ , 700 $\mu$ m πάχος)	Multilayer Thin-film MCM-D	CMOS 0.25 $\mu$ m	Multilayer Thick Film	Quartz υπόστρωμα ( $\epsilon_r=3.8$ , 100 $\mu$ m πάχος)
Σχήμα (τύπος γραμμής μεταφοράς)	<b>Μαιανδρικό (MS)</b>	Μαιανδρικό (MS)	Ίσιο (MS)	Ίσιο (MS)	Ίσιο (CPW)	Μαιανδρικό (MS, Broad-Side)	Ίσιο (overlapped strips)	Ίσιο (MS)
Κεντρική συχν. $f_0$ (GHz)	<b>25</b>	60	60	32	14	30	17.5	80
EZ 1dB (GHz) και Σχετικό EZ 1dB	<b>17.2-32.4, 61%</b>	-	47-61, 23%	22-39, 53%	8-18, 71%	10-40, 100%	-	-
Απομόνωση @ $f_0$ (dB)	<b>15.7</b>	14.5	16	18	21	11	31	-
Απώλειες Εισαγωγής, through & coupled @ $f_0$ (dB)	<b>5.2 &amp; 4.9</b>	4 & 5	4.1 & 4.9	3.5 & 3.3	3.4 & 3.3	3.3 & 3.3	2.8 & 4.5	4.9 & 4.4
Απώλειες Επιστροφής εισόδων, through & coupled @ $f_0$ (dB)	<b>14.8 &amp; 16.9</b>	14.5 & -	18.1 & -	21 & -	22 & -	15 & -	16 & 25	19 & 12
Απώλεια Επιστροφής εξόδου @ $f_0$ (dB)	<b>15.1</b>	14.5	18.1	21	22	15	16	15
Ανισορροπία φάσης @ EZ 1dB	<b>95° - 97°</b>	90.6° @ $f_0$	87° - 91°	88°	90° - 92°	80° - 98°	83° - 89° @8-25 GHz	94.5° - 99° @70-90 GHz

Πίνακας 6.3 Σύγκριση του συνδυαστή Lange που κατασκευάστηκε με όλες τις ερευνητικές δημοσιεύσεις ζευκτών Lange υψηλών συχνοτήτων που βρέθηκαν.

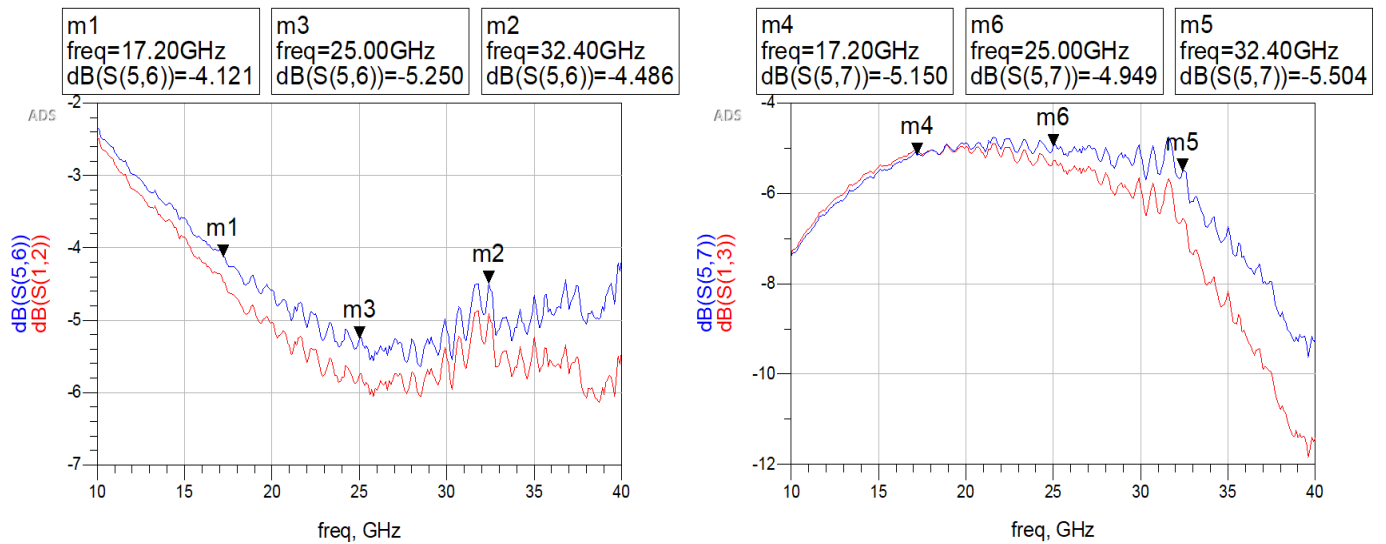
### 6.1.2.2 Σύγκριση μετρήσεων πριν και μετά το de-embedding

Η διαδικασία του de-embedding είναι γενικά μία σχετικά απλή υπόθεση, διότι αποτελείται από έναν πεπερασμένο αριθμό πράξεων μεταξύ πινάκων. Βέβαια, μερικές από τις πράξεις αυτές δεν είναι προφανές το πώς θα πραγματοποιηθούν και με ποιο υπολογιστικό εργαλείο. Στη συγκεκριμένη εργασία, επιλέχθηκε να πραγματοποιηθεί η Open-Short τεχνική de-embedding ενός τρίθυρου δικτύου. Για την εφαρμογή της τεχνικής αυτής, απαιτούνται τρεις αφαιρέσεις πινάκων  $3 \times 3$ , τρεις μετατροπές πινάκων παραμέτρων σκέδασης σε πίνακες παραμέτρων σύνθετης αγωγιμότητας, δύο μετατροπές πινάκων σύνθετων παραμέτρων αγωγιμότητας σε πίνακες σύνθετων παραμέτρων αντίστασης και τέλος μία μετατροπή ενός πίνακα σύνθετης αντίστασης στον τελικό πίνακα παραμέτρων σκέδασης. Για τις αφαιρέσεις των  $3 \times 3$  πινάκων χρησιμοποιήθηκε το Microsoft Excel, ενώ για τις μετατροπές χρησιμοποιήθηκε το Cadence Virtuoso. Στα πλαίσια της συγκεκριμένης εργασίας δεν αναλύεται το σε ποιους πίνακες έγιναν αυτές οι πράξεις και γιατί· αυτές οι λεπτομέρειες μπορούν να βρεθούν στο βιβλίο [4].

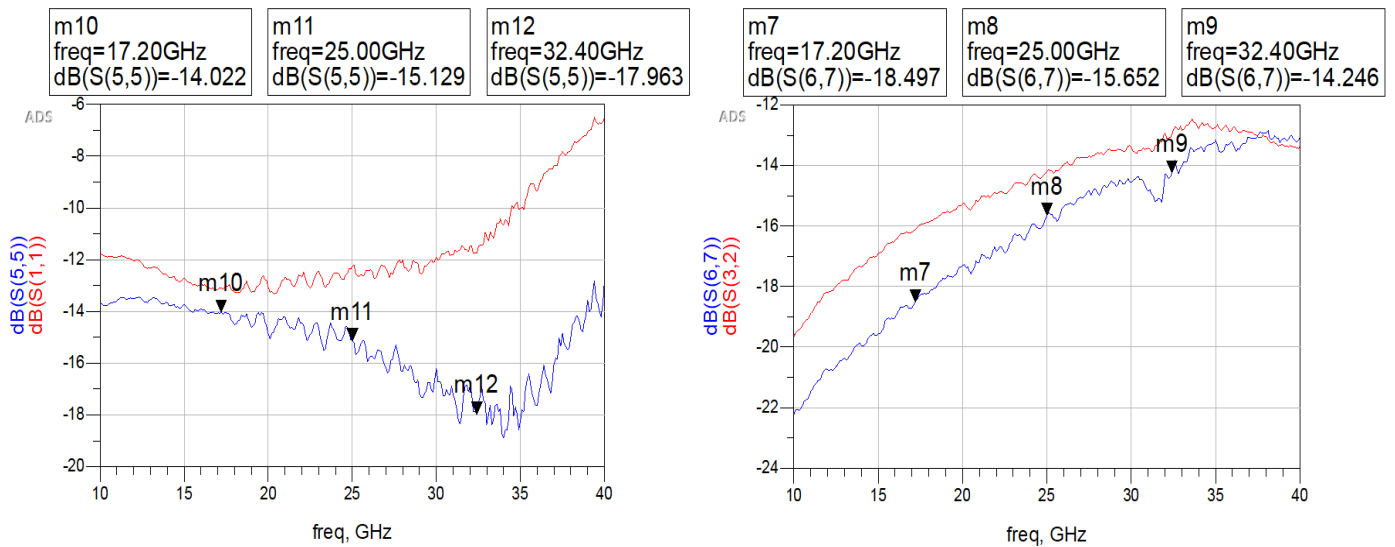
Έχει ήδη ειπωθεί πολλές φορές πως ο διαθέσιμος χώρος στο ολοκληρωμένο για το σχέδιο του Lange, καθώς και αυτός για τις de-embedding δομές, δεν ήταν αρκετός. Για το λόγο αυτό, αντί για δύο τρίθυρες δομές σχεδιάστηκαν δύο δίθυρες δομές, μία Open και μία Short (βλ. Υποενότητα 4.4.1), από τις οποίες όμως μπορεί να ανακτηθεί προφανώς μόνο ένας  $2 \times 2$  πίνακας. Οι  $2 \times 2$  πίνακες έπρεπε να μετατραπούν με κάποιο τρόπο σε  $3 \times 3$ , ώστε να μπορέσει να εφαρμοστεί η Open-Short τεχνική, διαδικασία η οποία ήταν κουραστική και πραγματοποιήθηκε κάνοντας χρήση του Microsoft Excel. Για τις μετατροπές αυτές έπρεπε προφανώς να γίνουν κάποιες γενικεύσεις, οι οποίες μπορεί να μην οδηγούν σε έναν πίνακα  $3 \times 3$  πολύ κοντά σε αυτόν που θα ανακτούσε κανείς αν είχε την τρίθυρη δομή, αλλά δεν παύουν να αποτελούν προσεγγίσεις. Οι γενικεύσεις που έγιναν ήταν δύο. Πρώτον οι παράμετροι S11 και S33 του πίνακα αποφασίστηκε να είναι ίσες με την παράμετρο S22 που προέκυψε από τις μετρήσεις. Δεύτερον, όλες οι υπόλοιπες παράμετροι, δηλαδή οι S13, S21, S23, S31 και S32, αποφασίστηκε να είναι ίσες με την S12 που προέκυψε από τις μετρήσεις. Είναι γεγονός ότι οι μετρούμενες παράμετροι S12 και S21, καθώς και οι S11 και S22, οριακά ταυτίζονταν, σε όλες τις συχνότητες που μετρήθηκαν.

Στη συνέχεια ακολουθεί η σύγκριση των μετρήσεων που λήφθηκαν από το τσιπ του συνδυαστή Lange (raw measurements), με τις μετρήσεις στις οποίες η επίδραση των GSG pads έχει αφαιρεθεί έπειτα από την εφαρμογή της de-embedding τεχνικής (de-embedded measurements). Στα σχήματα που ακολουθούν οι πρώτες υποδεικνύονται με κόκκινο και οι

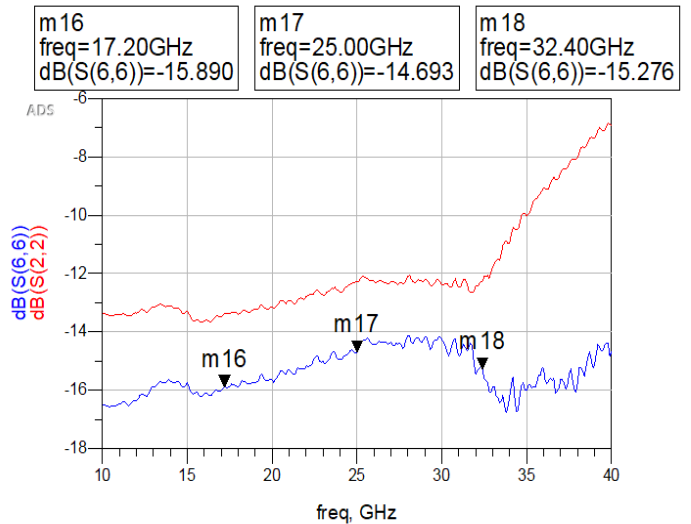
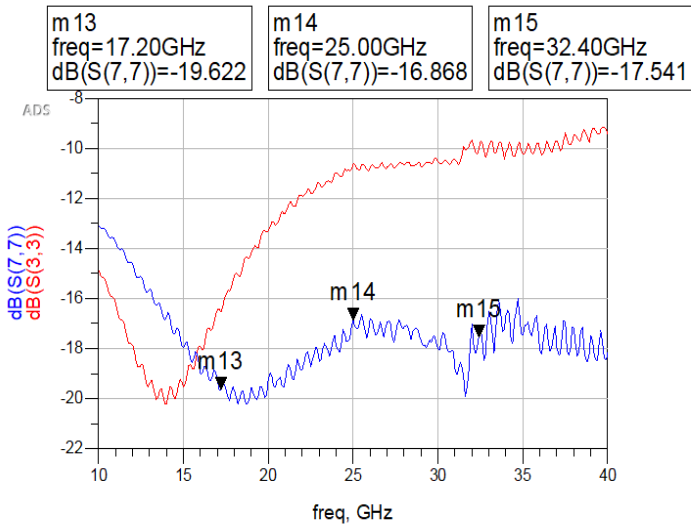
δεύτερες με μπλε, ενώ επίσης υπάρχουν ενδείξεις στις καμπύλες των de-embedded μετρήσεων επάνω στην κεντρική συχνότητα και στα όρια του EZ 1dB. Ο κύριος λόγος για τον οποίο παρουσιάζεται αυτή η σύγκριση είναι για να φανεί το πόσο επηρεάζονται οι μετρήσεις του συγκεκριμένου κυκλώματος από το de-embedding, γεγονός που αποδεικνύει πως είναι πολύ σημαντικό η τεχνική που χρησιμοποιείται να έχει τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια.



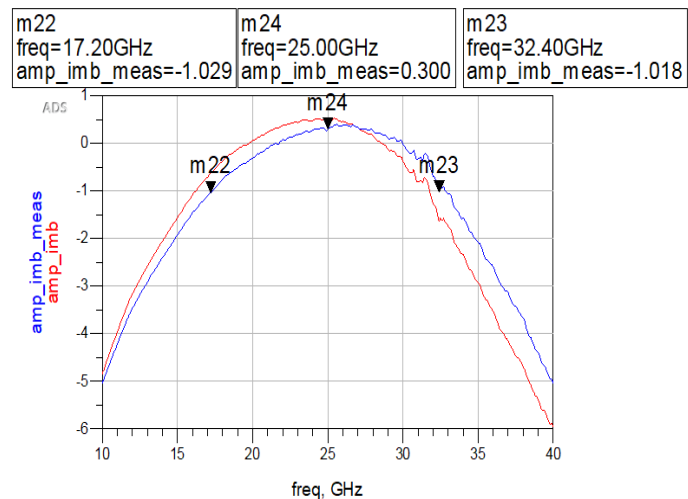
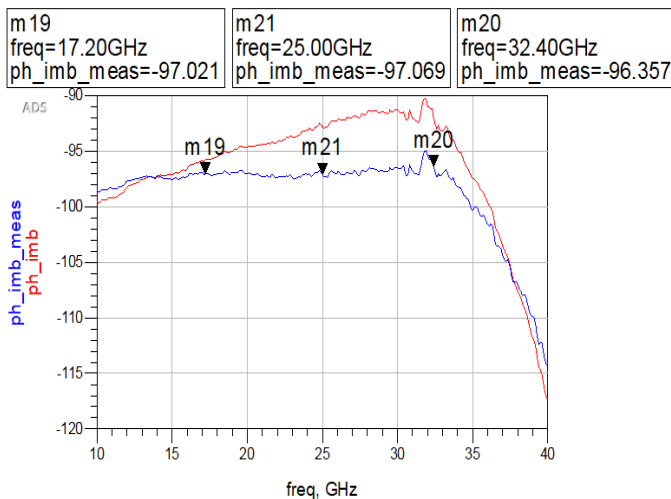
Σχήμα 6.18 Μετρήσεις πριν και μετά το de-embedding των παραμέτρων S12 (αριστερά) και S13 (δεξιά).



Σχήμα 6.19 Μετρήσεις πριν και μετά το de-embedding των παραμέτρων S11 (αριστερά) και S32 (δεξιά).



Σχήμα 6.20 Μετρήσεις πριν και μετά το de-embedding των παραμέτρων S33 (αριστερά) και S22 (δεξιά).



Σχήμα 6.21 Μετρήσεις πριν και μετά το de-embedding της ανισορροπίας φάσης (αριστερά) και πλάτους (δεξιά).

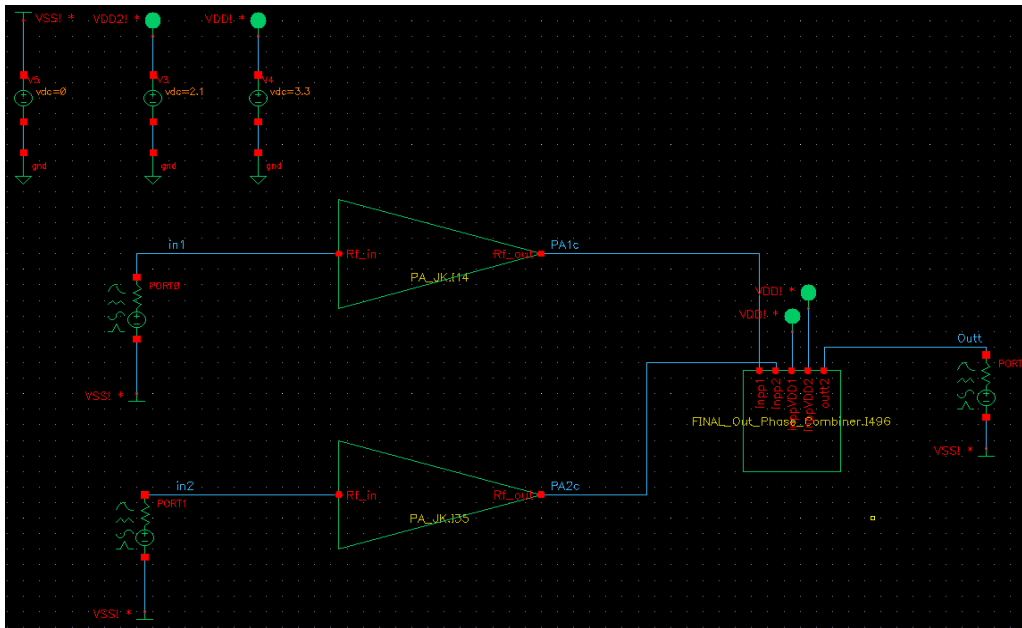
Είναι φανερό πως μετά την εφαρμογή του de-embedding όλες οι καμπύλες έγιναν αρκετά καλύτερες. Οι Απώλειες Εισαγωγής έγιναν μικρότερες, οι Απώλειες Επιστροφής και η Απομόνωση πολύ μεγαλύτερες, η ανισορροπία φάσης έγινε σταθερή και τέλος η ανισορροπία πλάτους μετατοπίστηκε 1.5 GHz πιο ψηλά. Παρ' όλο που δεν γίνεται άμεσα αντιληπτό από τα συγκεκριμένα σχήματα, οι de-embedded μετρήσεις είναι σημαντικά πιο κοντά στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων από τις αρχικές μετρήσεις.

## 6.2 Αποτελέσματα outphasing συστήματος

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στη συγκεκριμένη ενότητα προκύπτουν από τον συνδυασμό δύο ενισχυτών ισχύος λειτουργίας διακόπτη, με χρήση του κυκλώματος εξόδου outphasing συστήματος που σχεδιάστηκε στην Ενότητα 5.3. Για την ανάκτηση αυτών,

εκτελέστηκε στο Cadence Virtuoso η προσομοίωση Περιοδικής Σταθερής Κατάστασης (Periodic Steady State) με χρήση της μεθόδου Ισορροπίας Αρμονικών (Harmonic Balance), καθώς και η προσομοίωση των παραμέτρων σκέδασης.

Το κύκλωμα εξόδου βελτιστοποιήθηκε με χρήση του προγράμματος EM προσομοίωσης Sonnet, με πρωτεύον κριτήριο βελτιστοποίησης την ελάττωση της μέγιστης τάσης που παρουσιάζεται στους συλλέκτες των BJT κοινής βάσης των δύο ενισχυτών,  $V_{PA1,c,max}$  και  $V_{PA2,c,max}$ . Ταυτόχρονα βέβαια, δόθηκε μεγάλη σημασία και στην απόκτηση της μεγαλύτερης δυνατής ισχύος εξόδου 1<sup>ης</sup> αρμονικής,  $P_{out}$ , διατηρώντας αξιοπρεπείς τιμές Απόδοσης Προστιθέμενης Ισχύος (PAE). Μερικές κρίσιμες ρυθμίσεις που είχε το πρόγραμμα κατά την εξαγωγή του μοντέλου είναι οι ακόλουθες: *Analysis box cell\_size* = 0.15 $\mu$ m (στον X και στον Y άξονα), *Analysis box top\_metal\_cover* = “Free Space” και *Analysis subsectioning metal\_fill\_type* = “Staircase”.

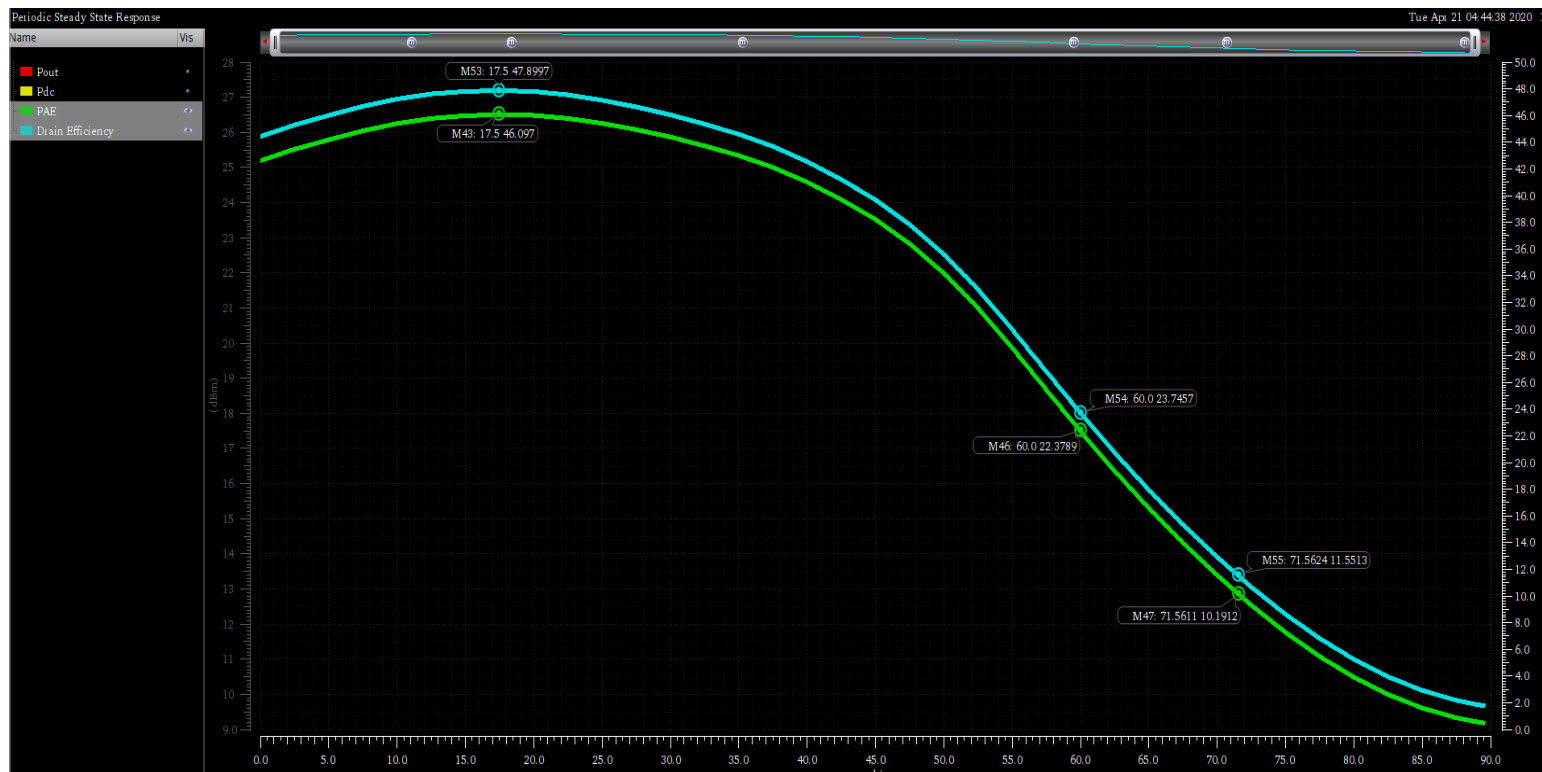


Σχήμα 6.22 Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του outphasing συστήματος.

Οι απαραίτητες προσομοιώσεις έγιναν με τη χρήση του testbench που φαίνεται στο Σχήμα 6.22, σε θερμοκρασία 65°C, χρησιμοποιώντας το hicum μοντέλο για τα τρανζίστορ των ενεργών συσκευών [8]. Οι δύο ενισχυτές ισχύος οδηγούνται με σταθερή ισχύ και ίση με  $P_{in} = 5dBm$  ο καθένας, διότι εκεί παρατηρήθηκε πως παρουσιάζεται το καλύτερο trade-off μεταξύ των τιμών  $V_{PA1,c,max}$ ,  $V_{PA2,c,max}$  και των καμπυλών PAE και  $P_{out}$ . Επισημαίνεται ότι τα αποτελέσματα της Periodic Steady State (PSS) παρουσιάζονται ως προς την outphasing γωνία  $\varphi$ . Όταν  $\varphi = 0^\circ$ , τότε οι θύρες 0 και 1 δίνουν συμφασικό σήμα, ενώ όταν  $\varphi = 90^\circ$  η φάση του σήματος της θύρας 0 αυξάνεται κατά  $90^\circ$ , ενώ της θύρας 1 μειώνεται κατά  $90^\circ$ , με

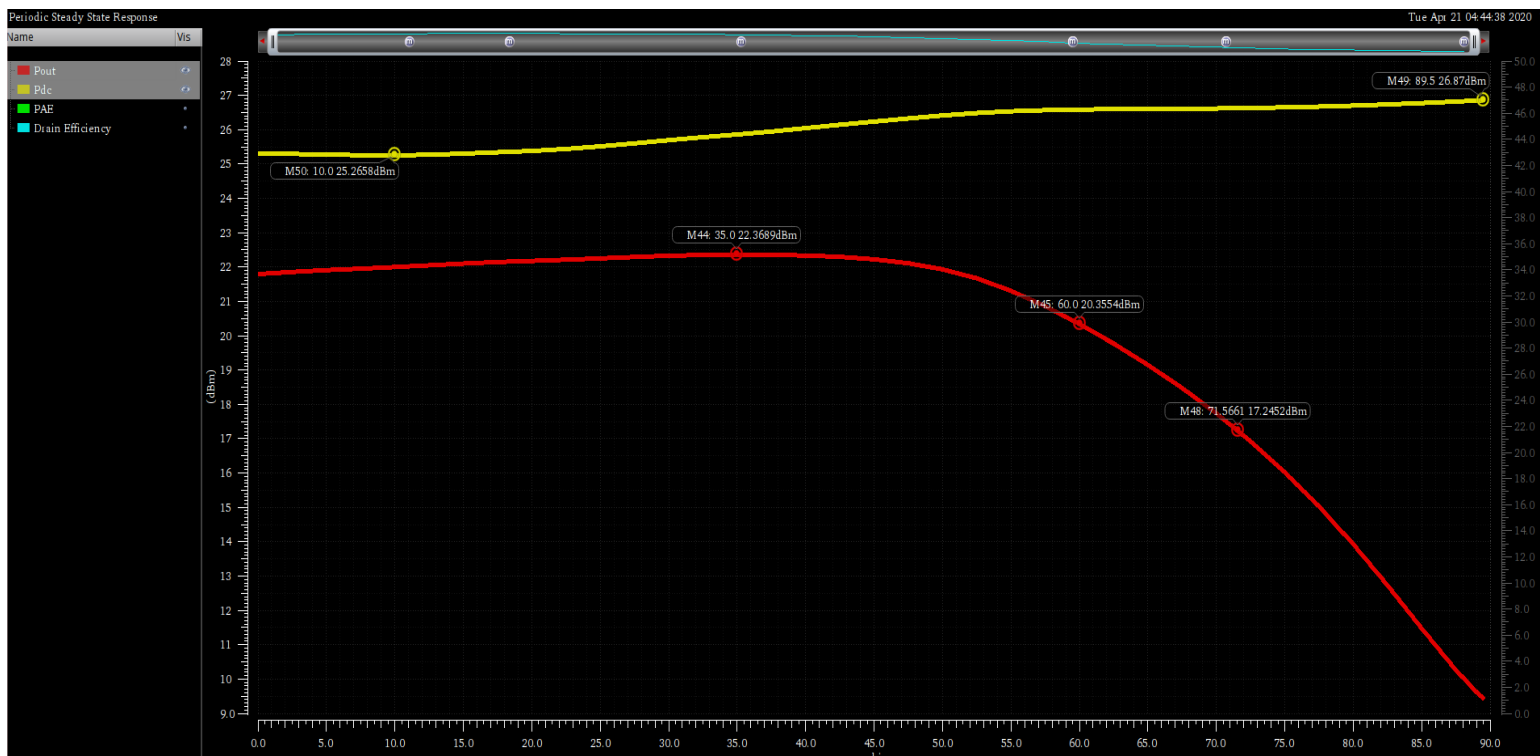
αποτέλεσμα τα σήματα στις δύο θύρες να έχουν διαφορά φάσης 180°. Οι θύρες 0 και 1 προσομοιώνουν τα σήματα που παράγονται από τον διαμορφωτή φάσης, ο οποίος στην παρούσα ανάλυση θεωρείται δεδομένος.

Στο Σχήμα 6.23 παρατίθεται η PAE και η Απόδοση Συλλέκτη (Drain Efficiency), ως προς την outphasing γωνία  $\varphi$ . Οι τιμές των καμπυλών της απόδοσης στις οποίες δίνεται έμφαση στις περισσότερες δημοσιεύσεις που ασχολούνται με τη βελτίωση της Power Back-Off (PBO) Απόδοσης, είναι αυτή της μέγιστης τιμής της απόδοσης και οι τιμές 6dB και 10dB PBO Απόδοσης. Οπότε, όπως φαίνεται και στο αντίστοιχο σχήμα, έχουν τοποθετηθεί κατάλληλες ενδείξεις σε αυτά ακριβώς τα σημεία. Οι μέγιστες τιμές των καμπυλών είναι οι  $Drain\ Efficiency_{max} = 47,9\%$  και  $PAE_{max} = 46.1\%$ , και παρατηρούνται για  $\varphi = 17.5^\circ$ . Οι τιμές 6dB και 10dB PBO Απόδοσης είναι οι  $Drain\ Efficiency_{6dB} = 23.8\%$ ,  $PAE_{6dB} = 22.4\%$ ,  $Drain\ Efficiency_{10dB} = 11.6\%$  και  $PAE_{10dB} = 10.2\%$ . Παρατηρούνται για  $\varphi = 60^\circ$  και  $\varphi \approx 71.56^\circ$ , αντίστοιχα, όπως προκύπτει από τη σχέση  $PBO = 1/\cos^2(\varphi(t))$ . Για λόγους πληρότητας υπενθυμίζεται ότι PBO Απόδοση είναι η απόδοση του συστήματος όταν αυτό οδηγείται με χαμηλότερη ισχύ. Όταν ένα outphasing σύστημα ενίσχυσης οδηγείται με χαμηλότερη ισχύ, τότε η outphasing γωνία του μεγαλώνει, δεδομένου ότι ο διαμορφωτής φάσης ακολουθεί τη σχέση  $\varphi(t) = \cos^{-1}\left[\frac{A(t)}{A_{max}}\right]$ . Τα τελευταία εξηγούνται και στην αντίστοιχη θεωρία (βλ. Ενότητα 3.1).



Σχήμα 6.23 PAE και Drain Efficiency του outphasing συστήματος, ως προς την outphasing γωνία.

Στο Σχήμα 6.24 φαίνεται η ισχύς εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική,  $P_{out}$ , και η συνολική DC ισχύς κατανάλωσης,  $P_{dc}$ , ως προς την outphasing γωνία. Η μέγιστη τιμή της ισχύος εξόδου παρατηρείται για  $\varphi = 35^\circ$  και είναι η  $P_{out, max} = 22.4\text{dBm}$ , ενώ για γωνίες  $\varphi = 60^\circ$  και  $\varphi = 71.56^\circ$  οι τιμές της ισχύος εξόδου είναι 20.4dBm και 17.3dBm, αντίστοιχα. Ενώ η μέγιστη τιμή είναι ικανοποιητική, παρατηρείται ότι η γραμμικότητα του συστήματος δεν είναι καλή, αφού ένα ιδανικό γραμμικό outphasing σύστημα παρουσιάζει μέγιστη ισχύ εξόδου για  $\varphi = 0^\circ$ , ενώ για γωνίες  $\varphi = 60^\circ$  και  $\varphi = 71.56^\circ$  οι τιμές της ισχύος εξόδου θα έπρεπε να είναι 6dBm και 10dBm μικρότερες από τη μέγιστη, αντίστοιχα. Όσον αφορά την  $P_{dc}$ , είναι φανερό πως δεν μειώνεται η τιμή της για αύξηση της outphasing γωνίας, όπως θα έπρεπε να συμβαίνει θεωρητικά σε ένα outphasing σύστημα ενίσχυσης.

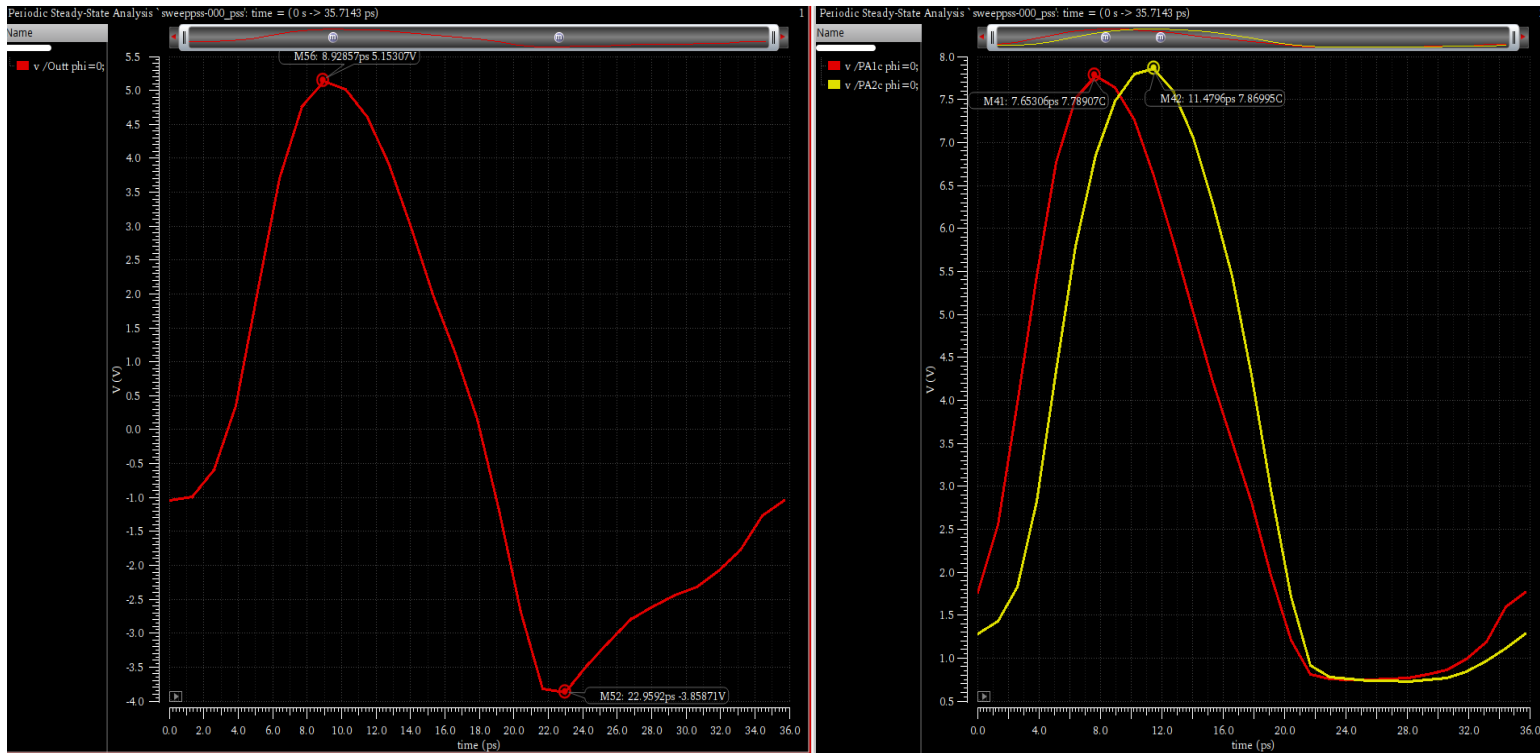


Σχήμα 6.24  $P_{out}$  και  $P_{dc}$  του outphasing συστήματος, ως προς την outphasing γωνία.

Στη συνέχεια παρατίθενται στο Σχήμα 6.25 η τάση εξόδου και οι τάσεις  $V_{PA1,c}$  και  $V_{PA2,c}$  για  $\varphi = 0^\circ$ , ως προς τον χρόνο. Αυτές οι καμπύλες πάρθηκαν από την PSS προσομοίωση, γεγονός που κατέστη δυνατό λόγω της υποβοήθησης της μεθόδου Harmonic Balance από μια transient ανάλυση. Η υποβοήθηση αυτή βοήθησε πολύ στην ταχύτερη σύγκλιση της Harmonic Balance. Επιστρέφοντας τώρα στα αποτελέσματα, είναι φανερό ότι η τάση εξόδου περιέχει κι άλλες αρμονικές πέραν της 1<sup>ης</sup>, οπότε στην έξοδο του συστήματος θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα ζωνοπερατό φίλτρο. Όσον αφορά τις τάσεις στους συλλέκτες των BJT κοινής βάσης των ενισχυτών, παρά τις προσπάθειες που έγιναν κατά τη σχεδίαση για τη



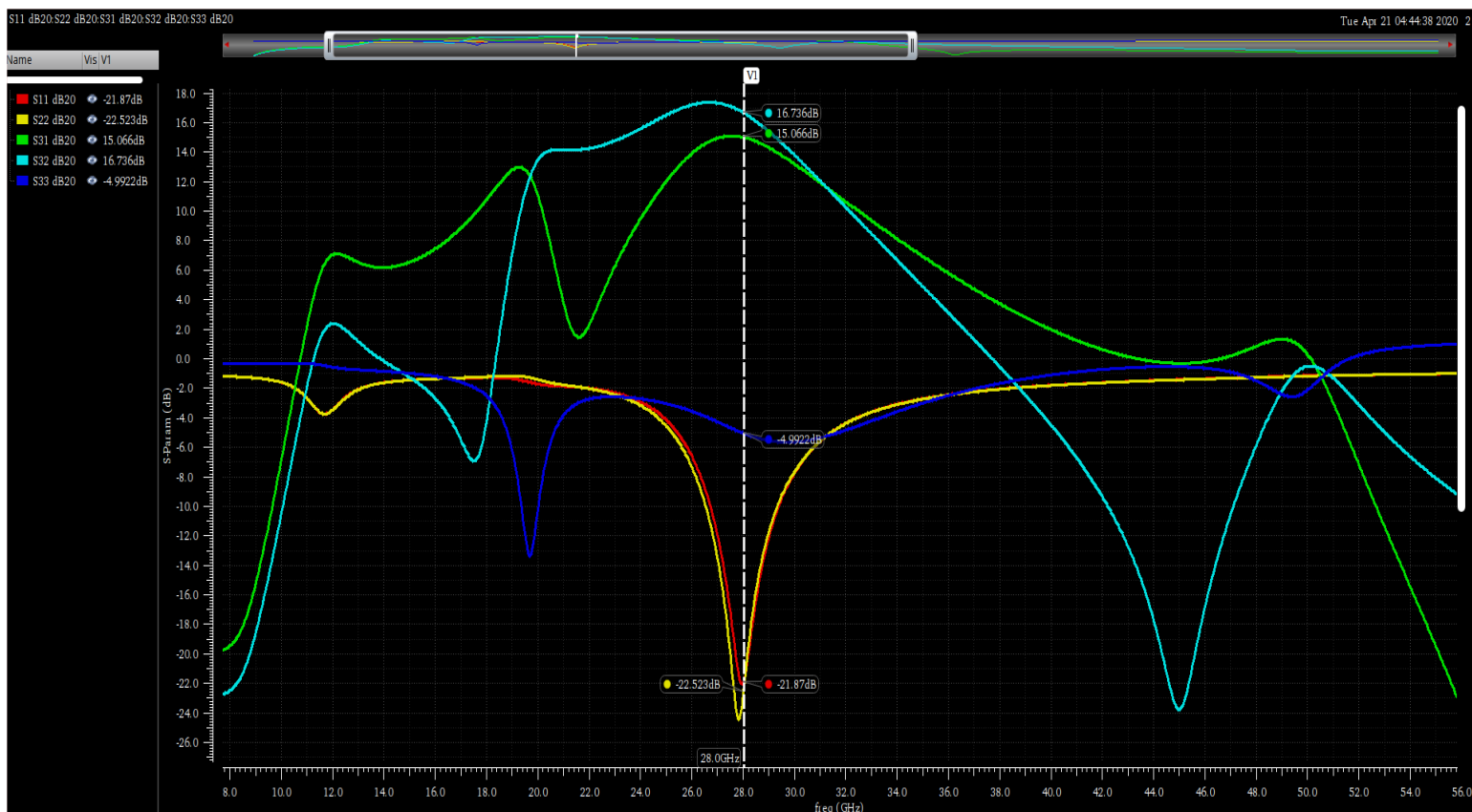
μείωση των μέγιστων τιμών τους, η ελάχιστη μέγιστη τιμή που επιτεύχθηκε είναι  $V_{PA,c,max} = 7.87V$ , για  $\varphi = 0^\circ$ . Μία τάση τέτοιου μεγέθους στον συλλέκτη ενός εκ των δύο BJT κοινής βάσης, ενδέχεται να οδηγήσει στην καταστροφή της συσκευής.



Σχήμα 6.25 Τάση εξόδου και τάσεις συλλεκτών  $V_{PA1,c}$  και  $V_{PA2,c}$  για  $\theta = 0^\circ$ , ως προς το χρόνο.

Κρίθηκε χρήσιμο να παρουσιαστούν στο Σχήμα 6.26 και μερικές από τις παραμέτρους σκέδασης του outphasing συστήματος, κυρίως για ναδειχθεί ότι λειτουργίες όπως η ενίσχυση και η προσαρμογή της εμπέδησης στις εισόδους πραγματοποιούνται όπως θα έπρεπε. Οι S11 και S22 παράμετροι, οι οποίες αντιστοιχίζονται στις Απώλειες Επιστροφής των εισόδων των δύο ενισχυτών ισχύος, λαμβάνουν τις τιμές -21.9dBm και -22.5dBm αντίστοιχα, γεγονός που υποδηλώνει την καλή προσαρμογή στα 50Ω. Επιπροσθέτως η ύπαρξη ενίσχυσης γίνεται αντιληπτή από τις τιμές που λαμβάνουν οι S31 και S32 παράμετροι, 15.1dB και 16.7dB, αντίστοιχα. Οι S12 (=S21), S23 και S13 δεν παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.26 για λόγους απλότητας μεν, αλλά και διότι ήταν αδιάφορα χαμηλές δε. Οι τιμές τους στην κεντρική συχνότητα ενδιαφέροντος, 28GHz, είναι -26.7dB, -38.4dB και -40.1dB, αντίστοιχα. Τέλος, να σημειωθεί ότι οι κλασσικές καμπύλες κέρδους τάσης και κέρδους ισχύος ως προς την ισχύ οδήγησης δεν έχουν νόημα στη συγκεκριμένη ανάλυση, αφού οι θύρες εισόδου του testbench δίνουν σήματα σταθερής ισχύος, διότι προσομοιώνουν τα σήματα που παράγονται από τον διαμορφωτή φάσης. Νόημα θα είχαν αν ο διαμορφωτής φάσης δεν θεωρούταν δεδομένος και ως είσοδος του συστήματος υπήρχε ένα σήμα μεταβλητού πλάτους.





Σχήμα 6.26 Μερικές παράμετροι σκέδασης του outphasing συστήματος.

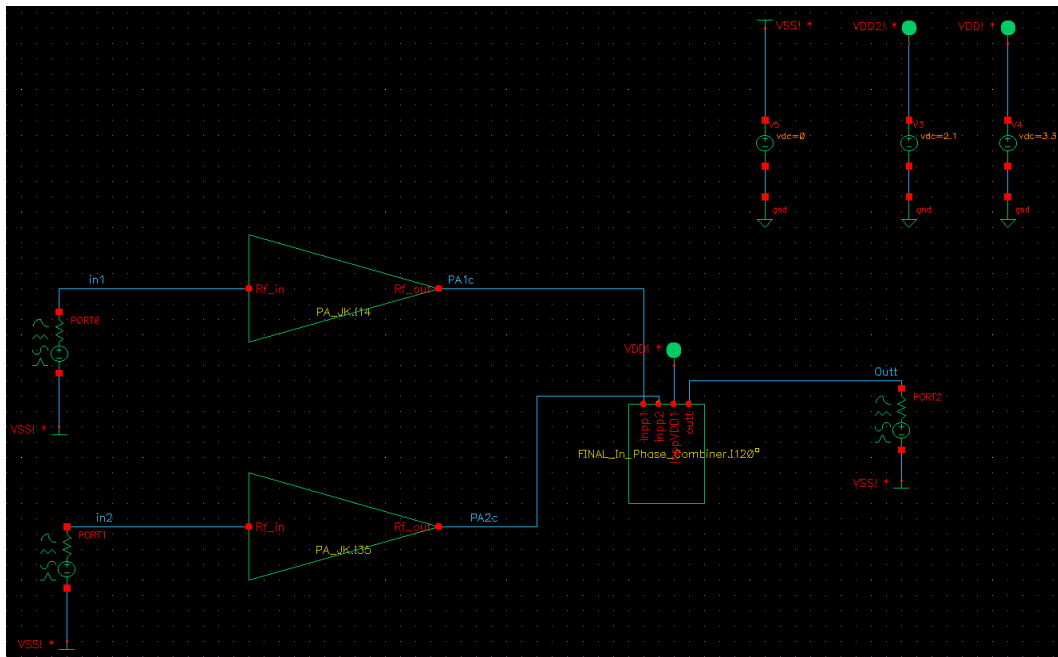
### 6.3 Αποτελέσματα συστήματος συμφασικής λειτουργίας

Η συμφασική τεχνική είναι η πιο γνωστή και η λιγότερο περίπλοκη για τον συνδυασμό δύο ενισχυτών ισχύος. Εν συντομία, ένα τέτοιο σύστημα ενίσχυσης περιλαμβάνει έναν διαιρέτη ισχύος στην είσοδο, ενδιάμεσα δύο πανομοιότυπους ενισχυτές ισχύος, και στην έξοδο έναν συνδυαστή ισχύος. Ως είσοδος του συστήματος λαμβάνεται ένα σήμα μεταβλητού πλάτους, το οποίο διαιρείται σε δύο πανομοιότυπα σήματα μεταβλητού πλάτους με τη μισή ισχύ. Μετέπειτα τα δύο αυτά σήματα ενισχύονται και τέλος συνδυάζονται, ώστε να προκύψει το σήμα εξόδου, το οποίο έχει ισχύ διπλάσια από αυτή που θα μπορούσε να δώσει ο ένας ενισχυτής (βλ. Ενότητα 1.1). Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα ενός τέτοιου συστήματος με χρήση δύο διαφορετικών συνδυαστών, ενός χαμηλής απομόνωσης και ενός υψηλής απομόνωσης.

### 6.3.1 Με κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης

Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στη συγκεκριμένη υποενότητα προκύπτουν από τον συνδυασμό δύο ενισχυτών ισχύος λειτουργίας διακόπτη, με χρήση του κυκλώματος εξόδου χαμηλής απομόνωσης για σύστημα συμμασικής λειτουργίας που σχεδιάστηκε στην Ενότητα 5.4. Για την ανάκτηση αυτών, εκτελέστηκε η προσομοίωση Periodic Steady State με χρήση της μεθόδου Harmonic Balance, καθώς και η προσομοίωση των παραμέτρων σκέδασης.

Το κύκλωμα εξόδου βελτιστοποιήθηκε με χρήση του προγράμματος EM προσομοίωσης Sonnet, με πρωτεύον κριτήριο βελτιστοποίησης την απόκτηση της μεγαλύτερης δυνατής Απόδοσης Προστιθέμενης Ισχύος (PAE) στο 1-dB σημείο συμπίεσης (compression point) του συστήματος, αλλά και για λειτουργία 6dBm και 10dBm κάτω από αυτό. Δηλαδή, στόχος ήταν η βελτιστοποίηση της PAE αλλά και της Power Back-Off (PBO) Απόδοσης, κρατώντας σταθερή τη γραμμικότητα του συστήματος. Δευτερεύον κριτήριο ήταν η ελάττωση της μέγιστης τάσης που παρουσιάζεται στους συλλέκτες των BJT κοινής βάσης των δύο ενισχυτών,  $V_{PA,c,max}$ . Ορισμένες κρίσιμες ρυθμίσεις που είχε το πρόγραμμα κατά την εξαγωγή του μοντέλου είναι οι ακόλουθες: *Analysis box cell\_size* = 0.15 $\mu$ m, *Analysis box top\_metal\_cover* = “Free Space” και *Analysis subsectioning metal\_fill\_type* = “Staircase”.

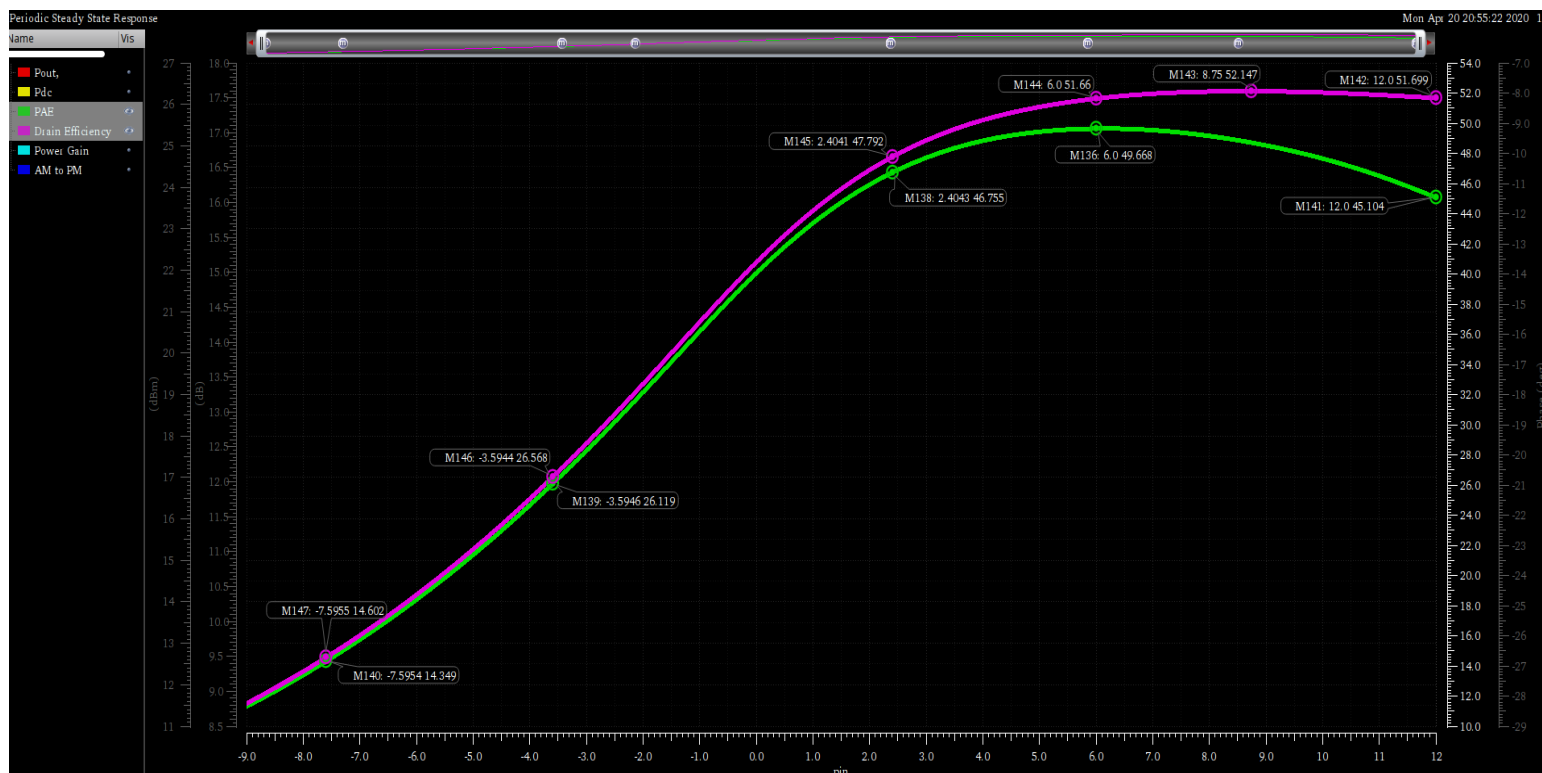


Σχήμα 6.27 Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του συστήματος.

Οι απαραίτητες προσομοιώσεις έγιναν με τη χρήση του testbench που φαίνεται στο Σχήμα 6.27, σε θερμοκρασία 65°C, χρησιμοποιώντας το hicum μοντέλο για τα τρανζίστορ των

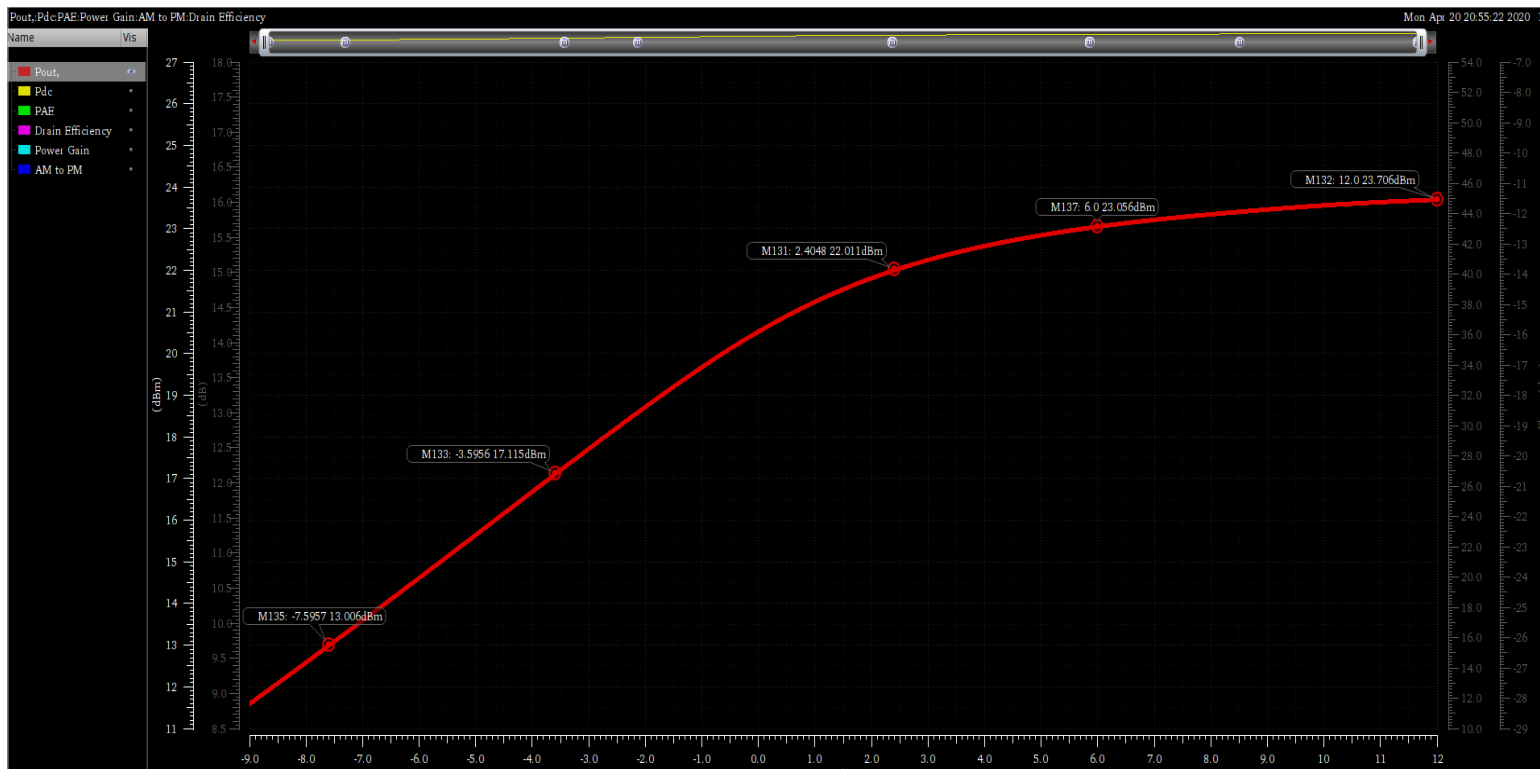
ενεργών συσκευών [8]. Η διαίρεση του σήματος ισχύος εισόδου του συστήματος θεωρείται δεδομένη στην παρούσα ανάλυση, γι' αυτό και οι δύο ενισχυτές ισχύος οδηγούνται από μία θύρα ο καθένας. Οι θύρες έχουν ρυθμιστεί κατάλληλα ώστε να δίνουν την ίδια ισχύ. Επισημαίνεται ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης Periodic Steady State (PSS) που παρουσιάζονται, έχουν ως τετημένη την ισχύ εισόδου που παράγεται από μία μόνο θύρα, που συμβολίζεται ως  $P_{in}$ . Η  $P_{in}$  είναι η μισή της συνολικής ισχύος εισόδου του συστήματος ενίσχυσης,  $P_{sys}$ , αλλά αυτό δεν επηρεάζει με κάποιο τρόπο τις καμπύλες των επιδόσεων που παρατίθενται στη συγκεκριμένη ενότητα.

Γενικά, η απόδοση του συστήματος μπορεί να μετρηθεί με δύο τρόπους, με χρήση της PAE ή και με χρήση της Απόδοσης Συλλέκτη (Drain Efficiency). Στη συγκεκριμένη εργασία προτιμήθηκε η χρήση της PAE επειδή συνυπολογίζει την ισχύ που λαμβάνει ως είσοδο το σύστημα. Για λόγους πληρότητας, στο Σχήμα 6.28 παρουσιάζονται και οι δύο αυτές καμπύλες, ως προς την  $P_{in}$ . Οι μέγιστες τιμές των καμπυλών είναι οι  $PAE_{max} = 49.7\%$  και  $Drain Efficiency_{max} = 52.2\%$ , και παρατηρούνται για  $P_{in} = 6dBm$  και  $P_{in} = 8.75dBm$ , αντίστοιχα. Όσον αφορά την PAE, η τιμή της στο 1-dB compression point (P1dB) είναι  $PAE_{P1dB} = 46.8\%$ , ενώ για 6dBm και 10dBm χαμηλότερη οδήγηση είναι  $PAE_{P1dB, 6dBm} = 26.1\%$  και  $PAE_{P1dB, 10dBm} = 14.4\%$ , αντίστοιχα.



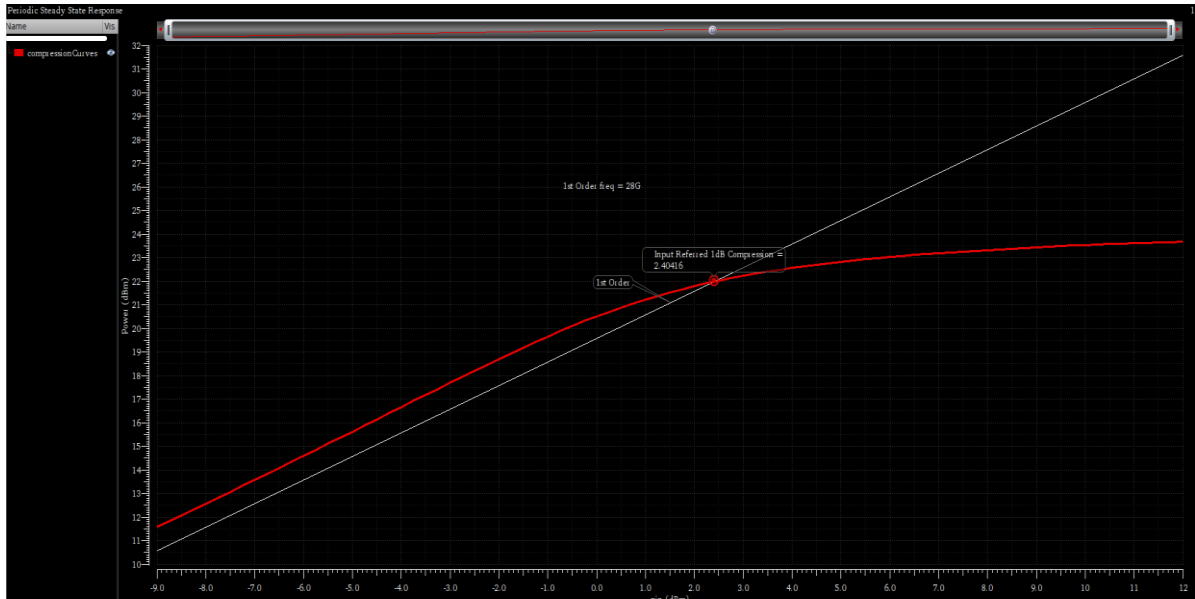
Σχήμα 6.28 PAE και Drain Efficiency του συστήματος, ως προς την  $P_{in}$ .

Στο Σχήμα 6.29 παρατίθεται η ισχύς εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική,  $P_{out}$ , ως προς την  $P_{in}$ . Η μέγιστη ισχύς εξόδου, ή οποία όπως ήταν αναμενόμενο συμπίπτει με την ισχύ κορεσμού  $P_{out, sat}$ , είναι ίση με  $P_{out, max} = 23.7dBm$ , ενώ στο σημείο μέγιστης PAE η αποδιδόμενη στο φορτίο ισχύς είναι  $P_{out, PAE_{max}} = 23.1dBm$ . Επίσης, κρίθηκε σημαντικό να επισυμανθούν οι τιμές στο P1dB,  $P_{out, P1dB} = 22dBm$ , καθώς και για οδήγηση 6dBm και 10dBm χαμηλότερα από αυτό,  $P_{out, P1dB, 6dBm} = 17.1dBm$  και  $P_{out, P1dB, 10dBm} = 13dBm$ , αντίστοιχα. Το σημείο συμπίεσης 1-dB φαίνεται στο Σχήμα 6.30, και έχει τιμή  $P1dB = (22 dBm, 2.4 dBm)$ .



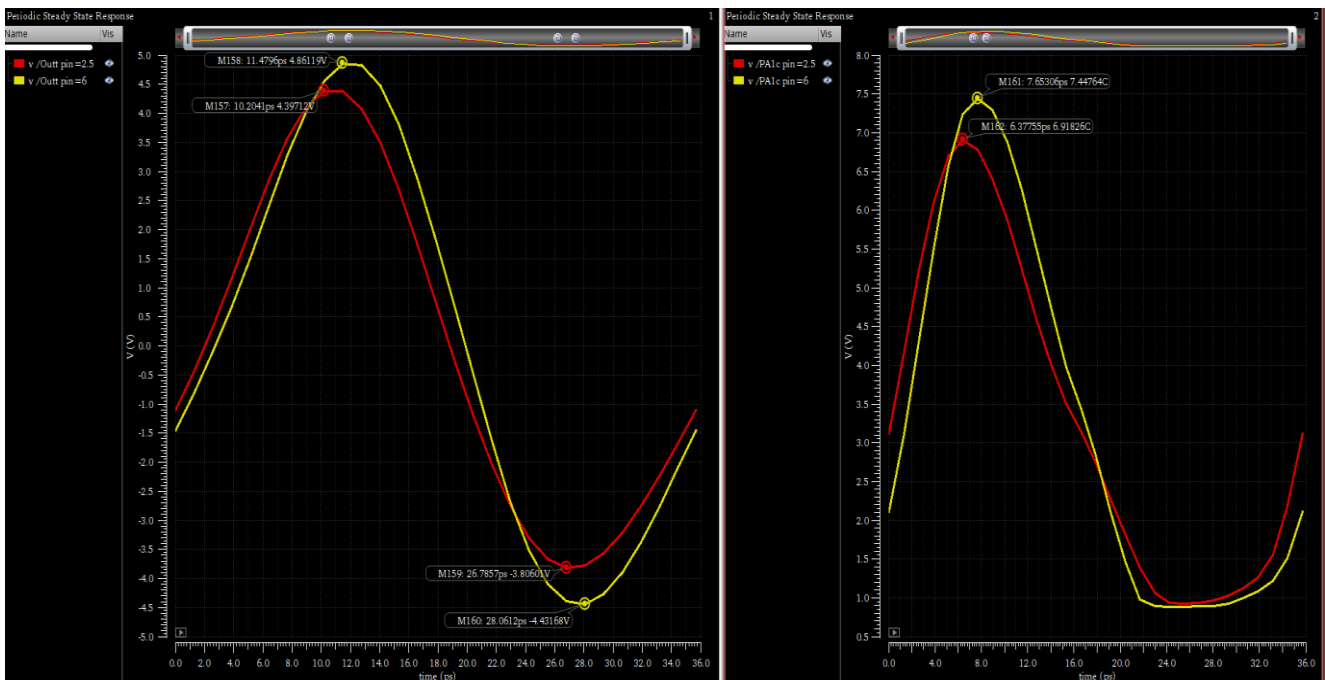
Σχήμα 6.29 Ισχύς εξόδου του συστήματος στην 1<sup>η</sup> αρμονική, ως προς την  $P_{in}$ .

Από τα προαναφερθέντα αποτελέσματα, προκύπτει το συμπέρασμα ότι με το συγκεκριμένο κύκλωμα συνδυασμού των δύο ενισχυτών λειτουργίας διακόπτη μπορεί να επιτευχθεί πολύ καλή απόδοση ταυτόχρονα με σχεδόν τέλεια γραμμικότητα, αρκεί οι ενισχυτές να λειτουργούν με μέγιστη  $P_{in}$  αυτή του P1dB του συστήματος. Γι' αυτό συνιστάται και προτιμάται η οδήγησή τους με  $P_{in, max} = P_{in, P1dB} = 2.4dBm$ . Υπάρχει βέβαια και η δυνατότητα οδήγησης με μεγαλύτερη  $P_{in, max}$ , που οδηγεί από τη μία σε αισθητή αύξηση της μέγιστης PAE και της PBO PAE, αλλά από την άλλη προκαλεί μείωση της γραμμικότητας και αύξηση της τάσης  $V_{PA,c,max}$ .

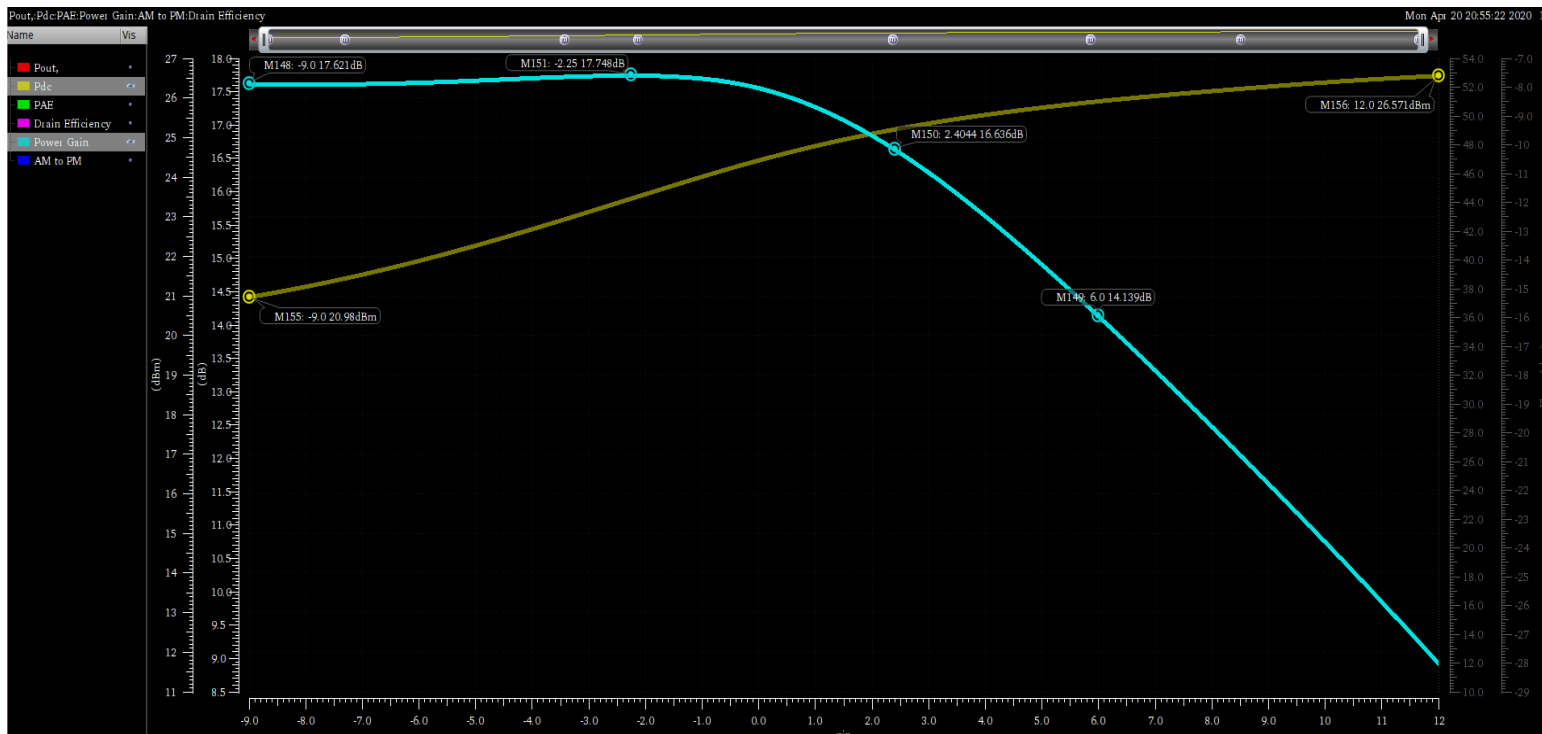


Σχήμα 6.30 Σημείο συμπίεσης 1-dB.

Στο Σχήμα 6.31 φαίνονται ως προς τον χρόνο η τάση εξόδου του συστήματος και η τάση  $V_{PA,c}$ , για  $P_{in} = 2.5dBm$  και για  $P_{in} = 6dBm$ . Αυτές οι καμπύλες πάρθηκαν από την PSS προσομοίωση, γεγονός που κατέστη δυνατό λόγω της υποβοήθησης της μεθόδου Harmonic Balance με μία transient ανάλυση. Εύκολα φαίνεται πως όταν η  $P_{in}$  αυξάνεται από 2.5dBm σε 6dBm, το πλάτος της τάσης εξόδου αυξάνεται για περίπου 0.5V, αλλά εξίσου αυξάνεται και η  $V_{PA,c,max}$ . Το γεγονός αυτό είναι ανεπιθύμητο, αφού μία μεγάλη τάση  $V_{PA,c,max}$  ενδέχεται να οδηγήσει στην καταστροφή των BJT κοινής βάσης των ενισχυτών. Παρ' όλα αυτά, η οδήγηση των ενισχυτών με  $P_{in, max} = 2.4dBm$  οδηγεί σε  $V_{PA,c,max}$  ίσο με περίπου 6.9V, τιμή η οποία δεν προβλέπεται να παρουσιάσει πρόβλημα στα τρανζίστορ.

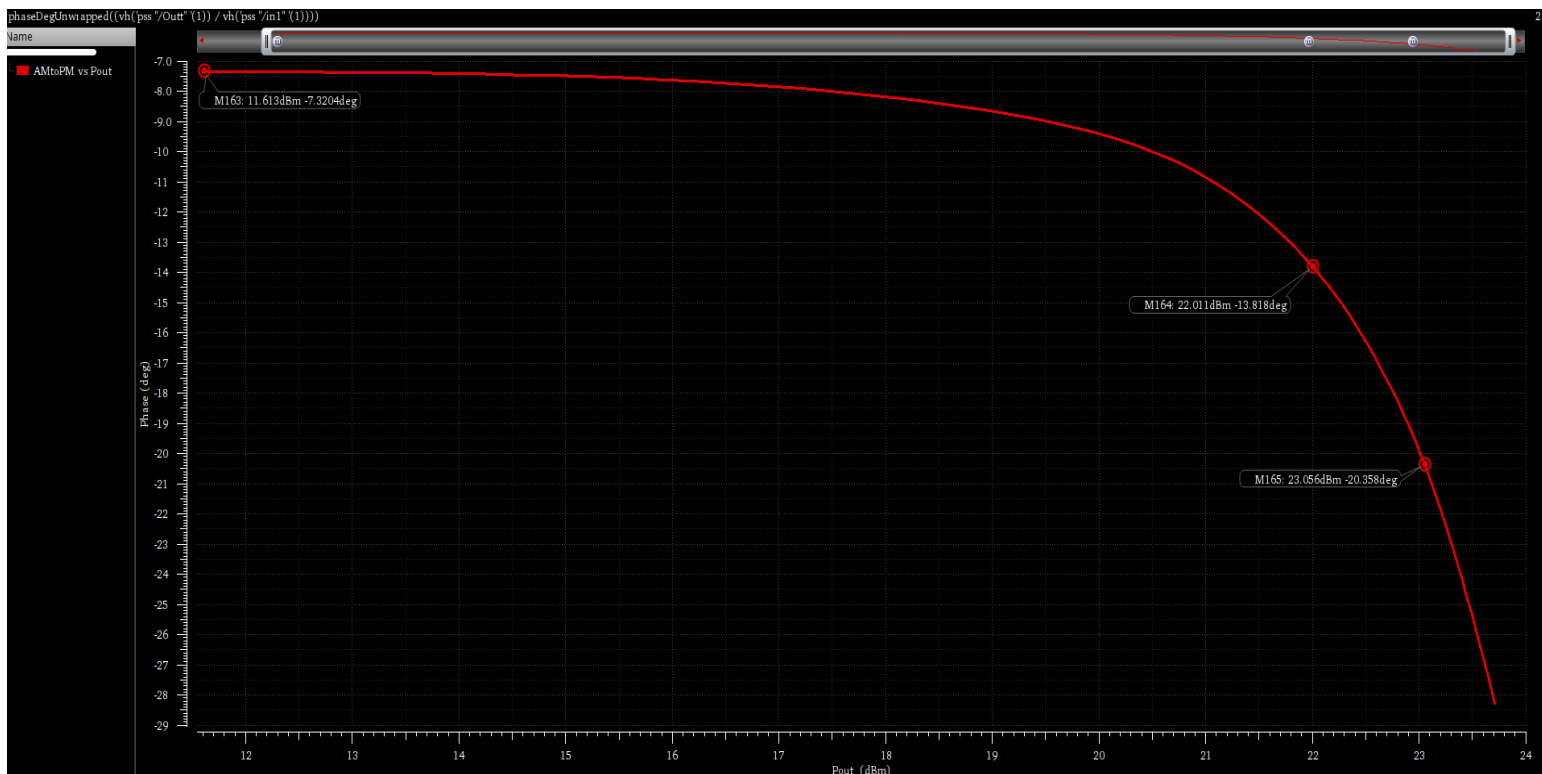


Σχήμα 6.31 Τάση εξόδου του συστήματος και τάση  $V_{PA,c}$  για  $P_{in} = 2.5dBm$  και για  $P_{in} = 6dBm$ , ως προς τον χρόνο.



Σχήμα 6.32 Κέρδος ισχύος και συνολική ισχύς DC κατανάλωσης, ως προς την  $P_{in}$ .

Συνεχίζοντας, στο Σχήμα 6.32 παρουσιάζονται το κέρδος ισχύος  $P_{gain} = P_{out}/P_{sys}$  του συστήματος, μαζί με τη συνολική ισχύ DC κατανάλωσης,  $P_{dc}$ . Το κέρδος ισχύος παραμένει πολύ σταθερό για  $P_{in}$  έως 0dBm, με μέγιστη τιμή  $P_{gain, max} = 17.8dB$ , ενώ για  $P_{in} = 6dBm$  φαίνεται ότι έχει πέσει στα 14.1dB, δηλαδή περίπου 3.7dB μείωση από την  $P_{gain, max}$ .

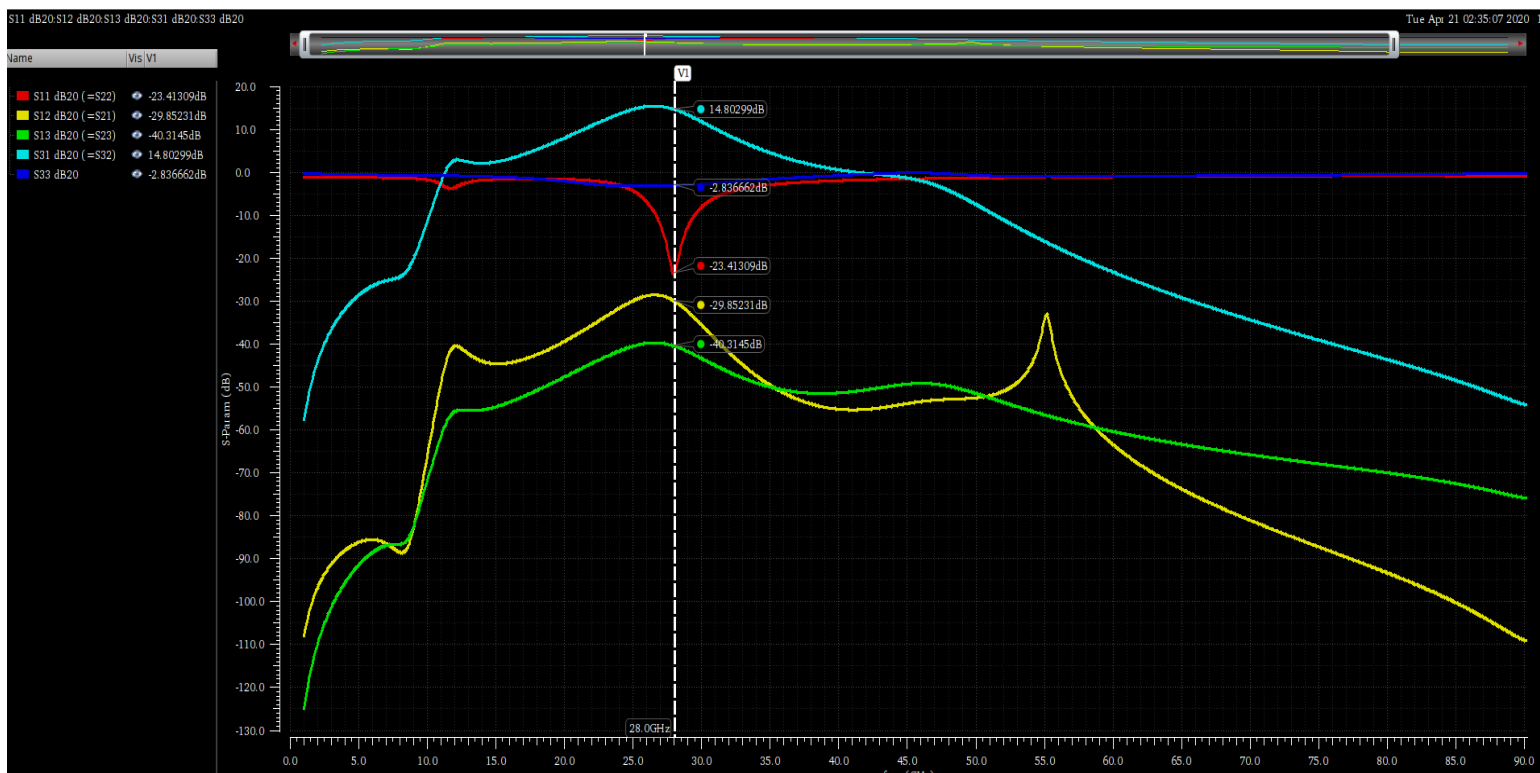


Σχήμα 6.33 AM to PM ως προς την ισχύ εξόδου  $P_{out}$ .



Τέλος, παρατίθεται στο Σχήμα 6.33 το διάγραμμα AM to PM, το οποίο αναπαριστά τη φάση του κέρδους τάσης του συστήματος ενίσχυσης ως προς την ισχύ εξόδου,  $P_{out}$ . Η φάση αυτή κυμαίνεται από  $-7.3^\circ$  για χαμηλές  $P_{out}$  έως και  $-20.4^\circ$  στο σημείο όπου επιτυγχάνεται η μέγιστη PAE, για  $P_{out} = 23.1dBm$ . Για οδήγηση των ενισχυτών με  $P_{in, max} = 2.4dBm$ , όπως προτείνεται, και άρα για  $P_{out} = 22dBm$ , η φάση του κέρδους τάσης λαμβάνει την τιμή  $-13.8^\circ$ .

Όπως και στην Ενότητα 6.2, κρίθηκε χρήσιμο να παρουσιαστούν στο Σχήμα 6.34 οι παράμετροι σκέδασης του συστήματος, κυρίως για ναδειχθεί ότι λειτουργίες όπως η ενίσχυση και η προσαρμογή της εμπέδησης στις εισόδους πραγματοποιούνται όπως θα έπρεπε. Λόγω συμμετρίας του κυκλώματος εξόδου που χρησιμοποιείται, αρκετές παράμετροι ταυτίζονται. Τα ζεύγη που ταυτίζονται είναι τα  $S_{11}=S_{22}$ ,  $S_{12}=S_{21}$ ,  $S_{13}=S_{23}$  και  $S_{31}=S_{32}$ . Οι  $S_{11}$  και  $S_{22}$  παράμετροι αντιστοιχίζονται στις Απώλειες Επιστροφής των εισόδων των δύο ενισχυτών ισχύος, και λαμβάνουν τιμή  $-23.4dBm$  στα 28GHz, γεγονός που υποδηλώνει την καλή προσαρμογή στα 50Ω. Επιπροσθέτως οι  $S_{31}$  και  $S_{32}$  παράμετροι, οι οποίες αντιπροσωπεύουν το μισό του κέρδους του συστήματος σε συνθήκες ασθενούς σήματος, λαμβάνουν τιμή 14.8dB στα 28GHz. Τέλος, οι παράμετροι  $S_{12}$  και  $S_{13}$  λαμβάνουν στην κεντρική συχνότητα λειτουργίας τις χαμηλές τιμές  $-29.85dB$  και  $-40.3dB$ , αντίστοιχα.

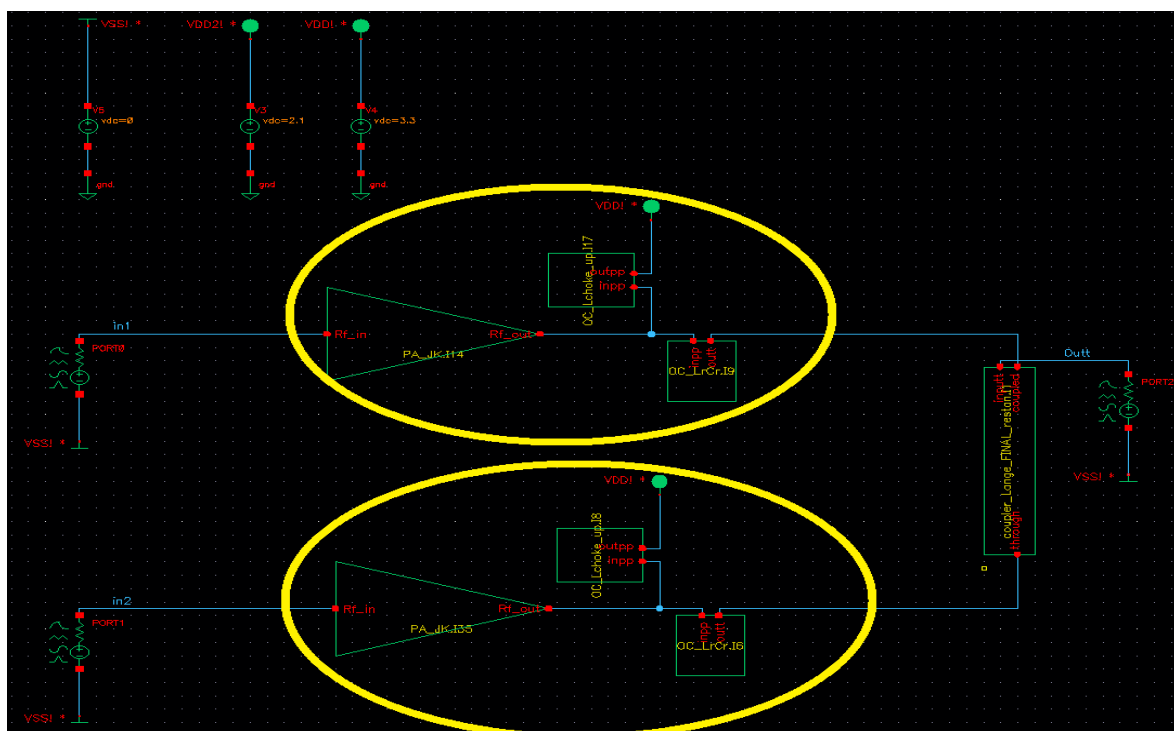


Σχήμα 6.34 Παράμετροι σκέδασης του συμφασικού συστήματος με κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης.

### 6.3.2 Με χρήση του συνδυαστή Lange, υψηλής απομόνωσης

Στην εργασία αυτή δόθηκε βάση σε δύο τεχνικές συνδυασμού ενισχυτών ισχύος, στην απλή συμφασική και στην outphasing τεχνική. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι οι συνδυαστές ισχύος μπορούν να χωριστούν σε υψηλής απομόνωσης και χαμηλής απομόνωσης, προκύπτουν τέσσερις πιθανοί τρόποι για τον συνδυασμό των δύο ενισχυτών. Τα αποτελέσματα ενός συστήματος ενίσχυσης που ακολουθεί τη συμφασική τεχνική, με χρήση συνδυαστή χαμηλής απομόνωσης, παρουσιάστηκαν στην Υποενότητα 6.3.1. Σε αυτήν την υποενότητα εξετάζεται ένα σύστημα ενίσχυσης που ακολουθεί τη συμφασική τεχνική, κάνοντας όμως χρήση του συνδυαστή υψηλής απομόνωσης Lange που σχεδιάστηκε.

Στις μικροκυματικές συχνότητες η κατασκευή ενός αποδοτικού συνδυαστή υψηλής απομόνωσης δεν είναι απλή διαδικασία. Ο συνδυαστής Lange που χρησιμοποιήθηκε είναι αυτός που είχε προσομοιωθεί πριν κατασκευαστεί και μετρηθεί το τσιπ, τα αποτελέσματα του οποίου παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 6.1.1. Υπενθυμίζεται πως προσφέρει υψηλή απομόνωση μεταξύ των εισόδων του, καθώς και Απώλειες Εισαγωγής περίπου ίσες με 0.65dB στην κεντρική συχνότητα, τιμή η οποία είναι αρκετά χαμηλή για τα 28GHz. Αφού λοιπόν στο πρώτο στάδιο αυτής της εργασίας υλοποιήθηκε ένας τέτοιος συνδυαστής ισχύος, ήταν εύκολο να εξεταστεί και ο συγκεκριμένος τρόπος συνδυασμού των δύο ενισχυτών. Λόγω των αναλογικά μέτρων, όπως θα φανεί, επιδόσεων αυτού του τρόπου συνδυασμού ισχύος, δεν έγινε η βελτιστοποίησή του.

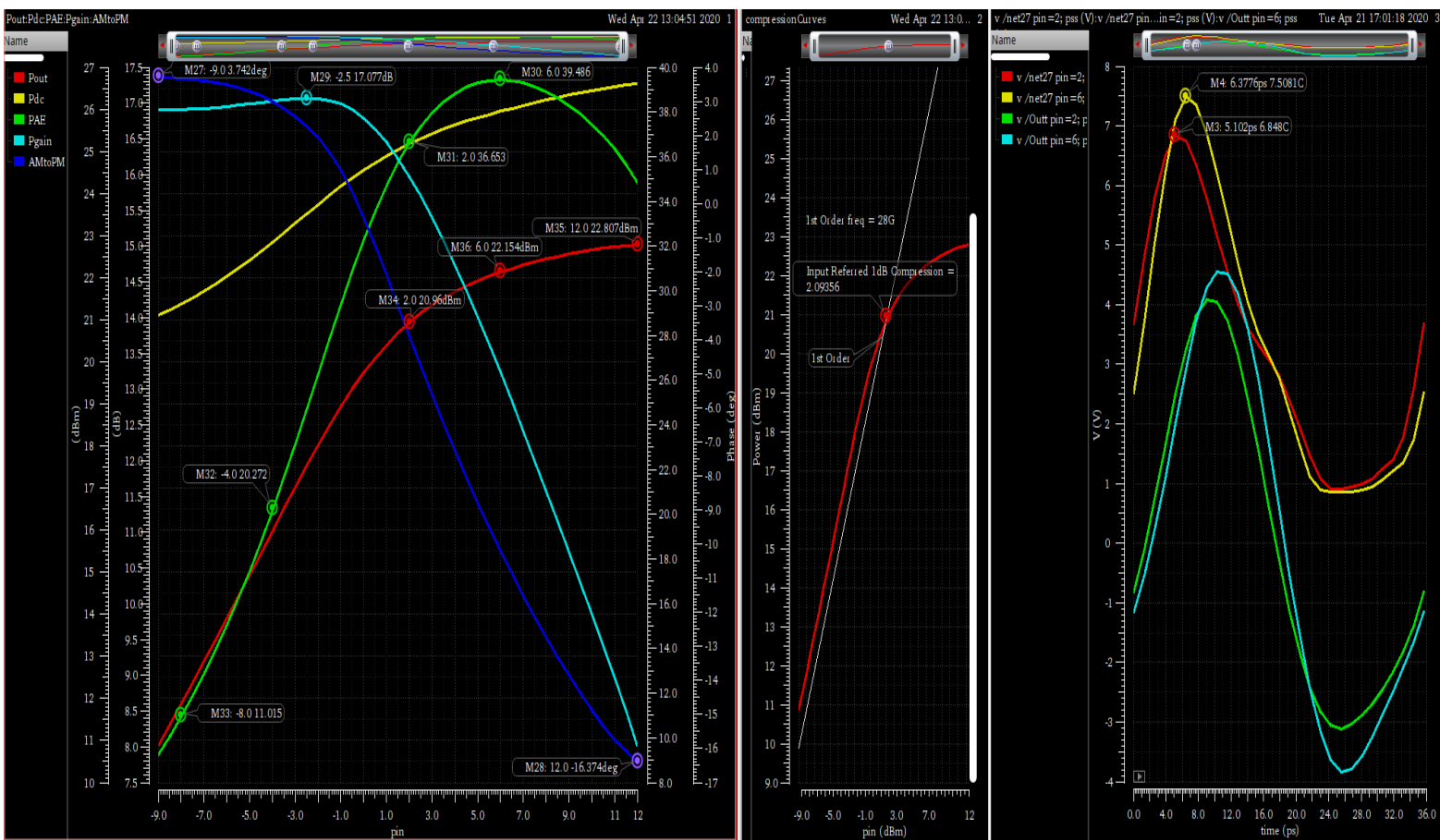


Σχήμα 6.35 Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του συστήματος.



Οι απαραίτητες προσομοιώσεις έγιναν με τη χρήση του testbench που φαίνεται στο Σχήμα 6.35, σε θερμοκρασία 65°C, χρησιμοποιώντας το hieum μοντέλο για τα τρανζίστορ των ενεργών συσκευών [8]. Η διαίρεση του σήματος ισχύος εισόδου του συστήματος θεωρείται δεδομένη στην παρούσα ανάλυση, γι' αυτό και οι δύο ενισχυτές ισχύος οδηγούνται από μία θύρα ο καθένας. Επισημαίνεται ότι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης PSS που παρουσιάζονται, έχουν ως τετμημένη την ισχύ εισόδου που παράγεται από μία μόνο θύρα, που συμβολίζεται ως  $P_{in}$ .

Ο Κλάσης E ενισχυτής ισχύος που χρησιμοποιείται φαίνεται στον κίτρινο κύκλο του αντίστοιχου σχήματος και έχει ήδη συζητηθεί και παρουσιαστεί στην Ενότητα 5.1. Οι δύο έξοδοι των ενισχυτών συνδέονται στις coupled και through θύρες του Lange, ενώ η input θύρα του συνδυαστή αποτελεί την έξοδο του συστήματος. Είναι πολύ σημαντικό να αναφερθεί ότι ο Lange, όπως έχει προειπωθεί στην αντίστοιχη θεωρία, ανήκει στην κατηγορία των τετραγωνικών ζευκτών, οπότε οι δύο εισοδοί του πρέπει να έχουν 90° διαφορά φάσης μεταξύ τους, ώστε στην έξοδο ο συνδυασμός να γίνεται συμφασικά. Για τον λόγο αυτό το σήμα οδήγησης του ενισχυτή που συνδέεται στη θύρα through έχει τεθεί 90° μπροστά από το σήμα οδήγησης του άλλου ενισχυτή.



Σχήμα 6.36 Αποτελέσματα συμφασικού συστήματος με χρήση του συνδυαστή Lange που υλοποιήθηκε.

Στο Σχήμα 6.36 φαίνονται όλα τα αποτελέσματα του συστήματος. Ικανοποιητικές τιμές λαμβάνουν το κέρδος ισχύος  $P_{gain}$ , η μέγιστη τάση συλλέκτη των BJT κοινής βάσης των ενισχυτών  $V_{PA,c,max}$ , καθώς και η καμπύλη AM to PM. Όμως δεν ισχύει το ίδιο για τις καμπύλες PAE και  $P_{out}$ . Μερικά σημεία ενδιαφέροντος της PAE είναι η μέγιστη τιμή της,  $PAE_{max} = 39.5\%$ , η τιμή της στο P1dB,  $PAE_{P1dB} = 36.7\%$ , και οι τιμές για 6dBm και 10dBm χαμηλότερη οδήγηση,  $PAE_{P1dB, 6dBm} = 20.3\%$  και  $PAE_{P1dB, 10dBm} = 11\%$ , αντίστοιχα. Όσον αφορά την ισχύ εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική,  $P_{out}$ , σημεία ενδιαφέροντος είναι τα  $P_{out, max} = 22.8dBm$ ,  $P_{out, PAE_{max}} = 22.2dBm$  και  $P_{out, P1dB} = 21dBm$ . Σε σχέση με τις τιμές του συστήματος της Ενότητας 6.3.1, παρατηρείται μείωση της PAE έως και 10%, και μείωση της  $P_{out}$  περίπου 1dBm, γεγονός που καθιστά το εξεταζόμενο σύστημα υποδεέστερο.

Υπενθυμίζεται ότι το συγκεκριμένο σύστημα ενίσχυσης δεν βελτιστοποιήθηκε, διότι η διαφορά των αποτελεσμάτων με αυτό της Ενότητας 6.3.1 είναι αρκετά μεγάλη. Αυτό οφείλεται κυρίως στη χρήση του συνδυαστή Lange, ο οποίος εισάγει στην έξοδο Απώλειες Εισαγωγής περίπου ίσες με 0.65dBm, με αποτέλεσμα την αντίστοιχη μείωση της  $P_{out}$ . Δεδομένου ότι η  $P_{dc}$  παραμένει σταθερή και στα δύο συστήματα, η μείωση της  $P_{out}$  οδηγεί, εξ ορισμού, στη μείωση της PAE. Συμπεραίνεται λοιπόν, ότι ο συνδυασμός των διαθέσιμων ενισχυτών ισχύος, όταν αυτοί οδηγούνται από πλήρως συμφασικά σήματα, είναι πιο αποδοτικός όταν χρησιμοποιείται συνδυαστής ισχύος χαμηλής απομόνωσης.

## 6.4 Σύγκριση αποτελεσμάτων των συστημάτων ενίσχυσης

Στη συγκεκριμένη ενότητα γίνεται σύγκριση και σχολιασμός των αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν στις Ενότητες 6.2 και 6.3.1, τόσο μεταξύ τους, όσο και με αυτά του ιδανικού συνδυασμού του ενισχυτή ισχύος που ήταν εξ αρχής διαθέσιμος. Η σύγκριση φαίνεται στον Πίνακα 6.4. Ο αρχικά διαθέσιμος ενισχυτής παρουσιάζεται στη διπλωματική εργασία «Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, κλάσης F<sup>-1</sup>, συχνότητας λειτουργίας 28 GHz, σε τεχνολογία BiCMOS 0,13μm» του Βασίλειου Μανουρά [8]. Η τέταρτη στήλη του Πίνακα 6.4 συμπληρώθηκε λαμβάνοντας υπόψιν ότι κατά τον συνδυασμό δύο ενισχυτών ισχύος, η ισχύς που προκύπτει στην έξοδο ιδανικά διπλασιάζεται, δηλαδή αυξάνεται κατά 3dBm σε σχέση με αυτή του ενός ενισχυτή. Άλλες τιμές, όπως αυτές της απόδοσης και των τάσεων εντός των ενισχυτών, θεωρητικά αναμένονται

ίδιες με αυτές του ενός ενισχυτή. Τιμές οι οποίες αναγράφονται στην τέταρτη στήλη του πίνακα, αλλά δεν αναφέρονται στην προαναφερθείσα εργασία, πάρθηκαν μετέπειτα μιας και υπήρχε πλήρης πρόσβαση σε όλα τα απαραίτητα αρχεία του Cadence Virtuoso.

Οι επιδόσεις του ενισχυτή που υλοποιήθηκε στη διπλωματική εργασία [8] αποτέλεσαν ένα μέτρο σύγκρισης κατά την επιλογή, τη σχεδίαση και τη βελτιστοποίηση των δύο διαφορετικών κυκλωμάτων συνδυασμού ισχύος που σχεδιάστηκαν στις Ενότητες 5.3 και 5.4. Επίσης, αυτός ο ενισχυτής είναι σχεδόν ο ίδιος με αυτόν που έχει χρησιμοποιηθεί στα συστήματα που παρουσιάστηκαν στις Ενότητες 6.2 και 6.3.1, με μοναδική ουσιαστική διαφορά το κύκλωμα εξόδου. Οι αλλαγές που έγιναν στον αρχικά διαθέσιμο ενισχυτή ισχύος, οι λόγοι για τους οποίους έγιναν, καθώς και το ποιοι ενισχυτές χρησιμοποιήθηκαν εν τέλει στα δύο συστήματα που παρουσιάστηκαν, αναφέρονται αναλυτικά στην Ενότητα 5.1.

	Συνδυασμός με outphasing σύστημα (Ενότητα 6.2)	Συμφασικός συνδυασμός με χαμηλή απομόνωση (Υποενότητα 6.3.1)	Ιδανικός συνδυασμός του ενισχυτή της εργασίας [8]
Μέγιστη ισχύς εξόδου του συστήματος, $P_{out, max}$	22.4dBm	<b>23.7dBm</b>	23.2dBm
Ισχύς εξόδου στο σημείο μέγιστης PAE, $P_{out, PAEmax}$	-	<b>23.1dBm</b>	22.7dBm
Ισχύς εξόδου στο P1dB <sup>1</sup> , $P_{P1dB}$	-	<b>22dBm</b>	21.7dBm
$P_{out}$ στο μέγιστο σημείο λειτουργίας <sup>2</sup>	22.4dBm	<b>22dBm</b>	21.7dBm
Μέγιστη Απόδοση Προστιθέμενης Ισχύος, $PAEmax$	46.1%	<b>49.7%</b>	44.6%
PAE στο P1dB, $PAEP1dB$	-	<b>46.8%</b>	42.4%
PAE στο μέγιστο σημείο λειτουργίας	46.1%	<b>46.8%</b>	42.4%
PAE για 6dB PBO <sup>3</sup> από το μέγιστο σημείο λειτουργίας	22.4%	<b>26.1%</b>	22.2%
PAE για 10dB PBO από το μέγιστο σημείο λειτουργίας	10.2%	<b>14.4%</b>	12.7%
Μέγιστη τάση συλλέκτη του BJT κοινής βάσης του ενισχυτή <sup>4</sup> , $V_{PA,c,max}$ , στο εύρος λειτουργίας <sup>5</sup>	7.87V	<b>6.9V</b>	6.77V

Μέγιστο κέρδος ισχύος, $P_{gain, max}$	-	<b>17.8dB</b>	16.8dB
AM to PM στο επιλεχθέν εύρος λειτουργίας	-	<b>[-7.3°, -13.8°]</b>	[11.9°, 5.6°]
$6dB PBO PAE/P_{PAE}$ στο σημείο λειτουργίας	48.6%	<b>55.8%</b>	52.4%
Εμβαδόν κυκλώματος εξόδου	361 $\mu$ m*230 $\mu$ m = 0.083mm <sup>2</sup>	<b>449<math>\mu</math>m*100<math>\mu</math>m = 0.0449mm<sup>2</sup></b>	> 0.161mm <sup>2</sup>

1. Σημείο συμπίεσης 1-dB.
2. Με το «μέγιστο σημείο λειτουργίας» εννοείται η μέγιστη ισχύς οδήγησης του συστήματος ή του ενισχυτή. Για το σύστημα της Υποενότητας 6.3.1, αυτό επιλέχθηκε να είναι το P1dB. Για την εργασία [8] επιλέγεται επίσης το P1dB, ώστε η γραμμικότητα κατά τη σύγκριση να είναι ίδια. Για το outphasing σύστημα, η ισχύς οδήγησης είναι σταθερή και ίση με 5dBm, και άρα το σημείο λειτουργίας είναι μοναδικό.
3. Power Back-Off, δηλαδή η οδήγηση με χαμηλότερη ισχύ από μία ισχύ αναφοράς.
4. Τα συστήματα που σχεδιάστηκαν περιέχουν δύο ενισχυτές, οπότε αναγράφεται η μεγαλύτερη από τις δύο τιμές.
5. Με το «εύρος λειτουργίας» εννοείται το εύρος ισχύος οδήγησης του συστήματος ή του ενισχυτή. Αυτό επιλέγεται να είναι από μηδενική ισχύ, έως και την ισχύ εισόδου που αντιστοιχεί στο P1dB.

*Πίνακας 6.4* Επιδόσεις των δύο βελτιστοποιημένων συστημάτων ενίσχυσης που σχεδιάστηκαν, καθώς και του ιδανικού συνδυασμού του ενισχυτή που ήταν εξ αρχής διαθέσιμος.

Συγκρίνοντας την τρίτη στήλη του Πίνακα 6.4 με τις υπόλοιπες, είναι φανερό ότι το σύστημα συμφασικής λειτουργίας με χρήση κυκλώματος εξόδου χαμηλής απομόνωσης υπερτερεί όχι μόνο από το outphasing σύστημα ενίσχυσης, αλλά και από τον ιδανικό συνδυασμό του ενισχυτή που ήταν εξ αρχής διαθέσιμος. Πιο συγκεκριμένα, σε σχέση με τα αποτελέσματα του τελευταίου, παρουσιάζει αύξηση της  $P_{out}$  για περίπου 0.4dBm, αύξηση του κέρδους κατά 1dB, αύξηση της PAE περίπου 4-5% για υψηλή οδήγηση και 2-4% στο διάστημα 6dB-10dB PBO, ενώ επίσης η τάση στους συλλέκτες των BJT και η φάση του κέρδους τάσης λαμβάνουν αποδεκτές τιμές, αρκετά κοντά στις αναμενόμενες. Ταυτόχρονα, το συμφασικό σύστημα διατηρεί σχεδόν τέλεια γραμμικότητα, αφού έχει επιλεχθεί να λειτουργεί με μέγιστη ισχύ εισόδου αυτή του P1dB. Εν τέλει προκύπτει το συμπέρασμα ότι, δεδομένης της τεχνολογίας B11HFC και της συχνότητας λειτουργίας 28GHz, ο καλύτερος τρόπος να γίνει ο συνδυασμός ισχύος δύο πανομοιότυπων ενισχυτών, λειτουργίας διακόπτη, είναι με χρήση της συμφασικής τεχνικής και ενός συνδυαστή χαμηλής απομόνωσης.

Όσον αφορά το σύστημα που σχεδιάστηκε για λειτουργία με την outphasing τεχνική, φαίνεται ότι υστερεί σε σχέση με το προαναφερθέν σύστημα, αλλά όχι από τον ιδανικό συνδυασμό του ενισχυτή που ήταν εξ αρχής διαθέσιμος. Η σύγκριση των τιμών  $P_{out, max}$  και  $PAE_{max}$  έχει ενδιαφέρον όσον αφορά τις μέγιστες δυνατότητες των συστημάτων, αλλά αδικεί το outphasing σύστημα, αφού αυτό λειτουργεί με σταθερή ισχύ εισόδου, ίση με  $P_{in} = 5dBm$  στον κάθε ενισχυτή. Ο πιο σωστός τρόπος σύγκρισης είναι με τις τιμές του μέγιστου σημείου

λειτουργίας, με χρήση του οποίου γίνεται φανερό και το trade-off μεταξύ απόδοσης και γραμμικότητας. Όπως φαίνεται και στον Πίνακα 6.4, η δεύτερη στήλη έχει, στο μέγιστο σημείο λειτουργίας, τη μεγαλύτερη ισχύ  $P_{out, max} = 22.4dBm$ . Επίσης πετυχαίνει, σε σχέση με τη τέταρτη στήλη, 3.7% καλύτερη PAE για υψηλή οδήγηση (δηλ. για μικρές outphasing γωνίες), παρόμοια PAE για οδήγηση στα 6dB PBO, αλλά 2.5% χαμηλότερη PAE για οδήγηση στα 10dB PBO (δηλ. για outphasing γωνία  $71.56^\circ$ ). Τα μεγάλα προβλήματα του συστήματος αυτού είναι ότι οδηγεί σε περίπου 1V μεγαλύτερη τάση  $V_{PA,c,max}$ , και το σημαντικότερο, ότι θυσιάζει αισθητά τη γραμμικότητά του για να πετύχει τις συγκεκριμένες επιδόσεις, όπως ειπώθηκε στις Ενότητες 5.3 και 6.2.

## 6.5 Outphasing σύστημα με τις επιδόσεις του αντίστοιχου συμφασικού συστήματος

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζεται ένας τρόπος με τον οποίο μπορούν να αποκτηθούν σε ένα outphasing σύστημα επιδόσεις ανάλογες με αυτές του συμφασικού συστήματος με χρήση κυκλώματος χαμηλής απομόνωσης, που παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 6.3.1. Οι παρατηρήσεις που ακολουθούν είναι χρήσιμες μόνο σε περίπτωση όπου χρειάζεται να υλοποιηθεί ένα outphasing σύστημα με δεδομένους ενισχυτές ισχύος, οι οποίοι όμως αποδίδουν καλύτερα όταν συνδυάζονται με συμφασικό τρόπο. Διαφορετικά, αν αυτοί δεν είναι δεδομένοι και πρέπει να υλοποιηθούν από την αρχή, η σχεδίαση όλου του outphasing συστήματος (ενισχυτές και συνδυαστής) ταυτόχρονα λογικά θα οδηγήσει σε βέλτιστα αποτελέσματα. Οπότε, το ερώτημα είναι πως θα λειτουργήσουν οι ενισχυτές ισχύος σαν να οδηγούνται με συμφασικό σήμα, ενώ στην πραγματικότητα λαμβάνουν ως σήματα οδήγησης τις εξόδους του διαμορφωτή φάσης.

Η απάντηση είναι η τοποθέτηση μιας αντίστασης μικρής τιμής, έστω  $R_b$ , ανάμεσα στις βάσεις των δύο BJT κοινού εκπομπού των ενεργών συσκευών. Η αντίσταση αυτή επιτρέπει ιδανικά τη διέλευση της συμφασικής συνιστώσας των σημάτων εξόδου του διαμορφωτή φάσης, ενώ προκαλεί την κατανάλωση της συνιστώσας αντίθετης φάσης, πριν αυτή φτάσει στις εισόδους των ενισχυτών. Για να γίνει εύκολα κατανοητή η συμπεριφορά της  $R_b$ , αναφέρεται η λειτουργία της υπό συμφασική και αντίθετης φάσης διέγερση. Όταν τα σήματα εξόδου του διαμορφωτή είναι συμφασικά, η αντίσταση  $R_b$  φαίνεται ως ανοικτοκύκλωμα και όλη η ενέργεια των σημάτων οδηγείται στην είσοδο των ενισχυτών. Όταν όμως έχουν  $180^\circ$

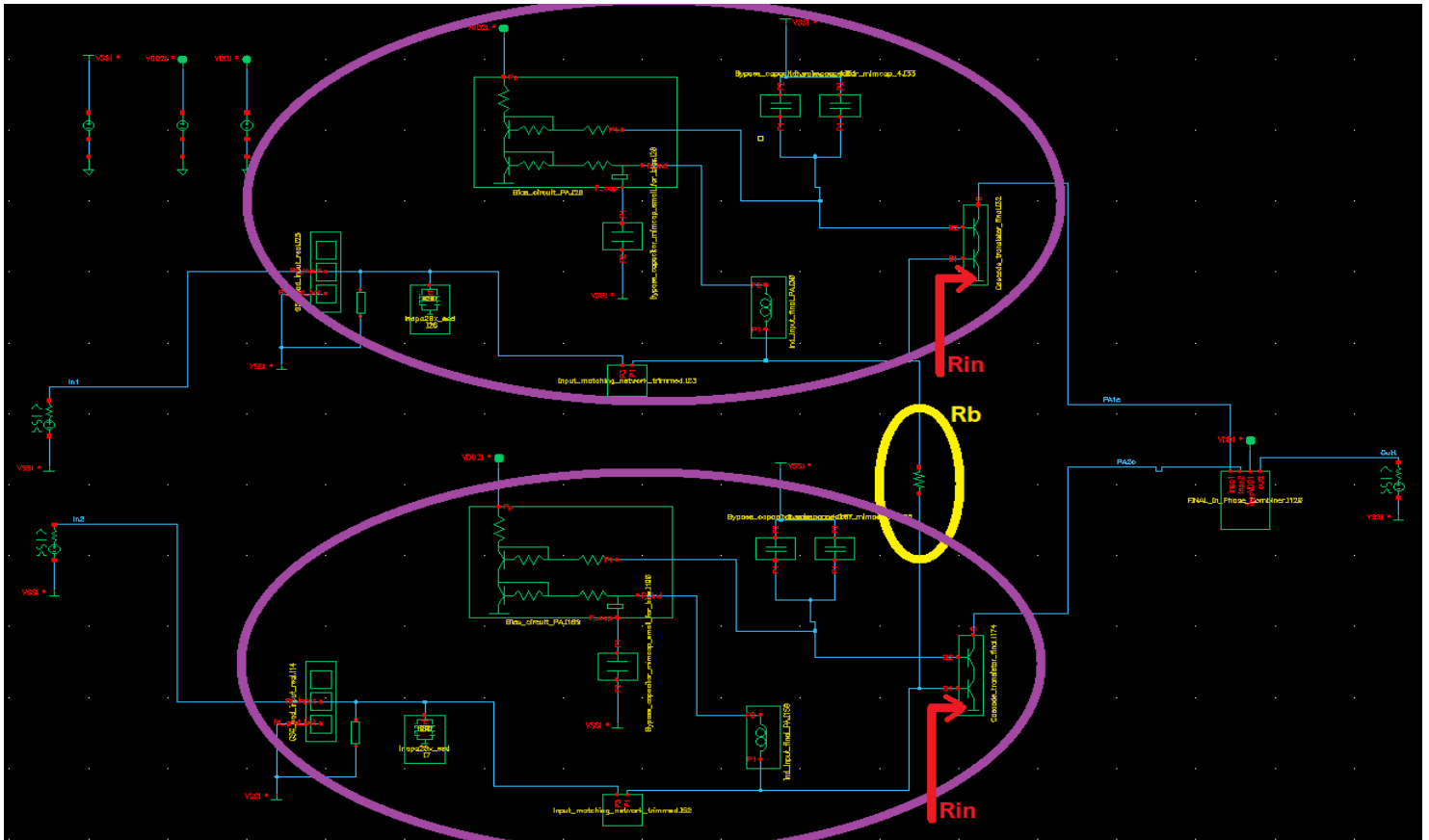
διαφορά φάσης, τότε ένα μεγάλο μέρος τους (ιδανικά ολόκληρο) οδηγείται στην  $R_b$  και καταναλώνεται σε αυτήν. Κατά τη διέγερση αντίθετης φάσης, τα σήματα εισόδου βλέπουν μία αντίσταση μεγέθους  $\frac{R_b}{2} // R_{in}$ , όπου  $R_{in}$  είναι η αντίσταση εισόδου του ενισχυτή ισχύος. Είναι προφανές ότι όσο μικρότερη είναι η  $R_b$ , τόσο μεγαλύτερο μέρος του σήματος θα προτιμήσει να καταναλωθεί σε αυτήν, παρά να οδηγηθεί στην είσοδο του ενισχυτή.

Μία εύλογη απορία στα όσα έχουν προειπωθεί, είναι για ποιόν λόγο να μπει κανείς στη διαδικασία να υλοποιήσει ένα δύσκολο κύκλωμα όπως ο διαμορφωτής φάσης, και μετά να «καταναλώσει» την πληροφορία που βρίσκεται στη διαφορά φάσης των σημάτων πάνω στην αντίσταση  $R_b$ , ενώ θα μπορούσε εξαρχής απλά να συνδυάσει τους ενισχυτές συμφασικά. Η απάντηση σε αυτό είναι ότι δεν υπάρχει κανένας λόγος. Έχει ήδη προειπωθεί ότι οι παρατηρήσεις της ενότητας αυτής είναι χρήσιμες μόνο σε περίπτωση όπου χρειάζεται να υλοποιηθεί ένα outphasing σύστημα με δεδομένους ενισχυτές ισχύος, οι οποίοι όμως αποδίδουν καλύτερα όταν συνδυάζονται με συμφασικό τρόπο.

Στο Σχήμα 6.37 φαίνεται το testbench που χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων. Με μωβ κύκλους δείχνονται οι πανομοιότυποι πυρήνες των ενισχυτών ισχύος (βλ. Σχήμα 5.8), οι οποίοι συνδυάζονται με το κύκλωμα εξόδου χαμηλής απομόνωσης για σύστημα συμφασικής λειτουργίας που σχεδιάστηκε στην Ενότητα 5.4. Στον κίτρινο κύκλο φαίνεται η αντίσταση  $R_b = 5\Omega$ , ενώ με κόκκινο υποδεικνύονται οι αντιστάσεις εισόδου  $R_{in}$  που αναφέρθηκαν στο σύντομο κομμάτι θεωρίας στην αρχή της ενότητας. Οι ρυθμίσεις των προσομοιώσεων είναι ίδιες με αυτές του outphasing συστήματος της Ενότητας 6.2, με μόνη διαφορά ότι η  $P_{in} = 5.2dBm$ .

Πριν παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, πρέπει να αναφερθεί ότι η αντίσταση  $R_b$  που χρησιμοποιήθηκε είναι ιδανική, διότι στόχος ήταν εξαρχής η παρατήρηση της συμπεριφοράς του συστήματος και όχι η βελτιστοποίησή του. Ένα μειονέκτημα της  $R_b$  είναι ότι αυξάνει τη δυσκολία του φυσικού σχεδίου του κυκλώματος. Μετρήθηκε ότι το μέγιστο RMS ρεύμα που διαπερνά την αντίσταση  $R_b$  είναι περίπου ίσο με 15mA και παρουσιάζεται όταν  $\varphi = 90^\circ$ , όπως ήταν αναμενόμενο. Αν γίνει η χρήση TaN αντίστασης (βλ. Ενότητα 4.3) τότε το πλάτος της λωρίδας αντίστασης που θα χρησιμοποιηθεί θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 40μm ώστε να αντέχει το μέγιστο RMS ρεύμα. Όμως οι TaN αντιστάσεις έχουν αντίσταση φύλλου ίση με  $20\Omega/\square$ , που σημαίνει ότι για να επιτευχθούν  $5\Omega$  η λωρίδα θα έχει μήκος ίσο με 10μm. Οπότε η ένωση των δύο BJT με μία τόσο δυσανάλογη λωρίδα καθίσταται ιδιαίτερα δύσκολη, ενώ ταυτόχρονα υπάρχει ο κίνδυνος σύζευξης των συσκευών λόγω της κοντινής τους απόστασης. Μία πιθανή λύση στο πρόβλημα ίσως είναι η χρήση

αντίστασης ταινίας μετάλλου 1 της τεχνολογίας, διότι οι απαιτούμενες διαστάσεις λόγω του περιορισμού του RMS ρεύματος είναι 71.4μm μήκος και 1.1μm πλάτος, που προσφέρουν επιπλέον ευελιξία.

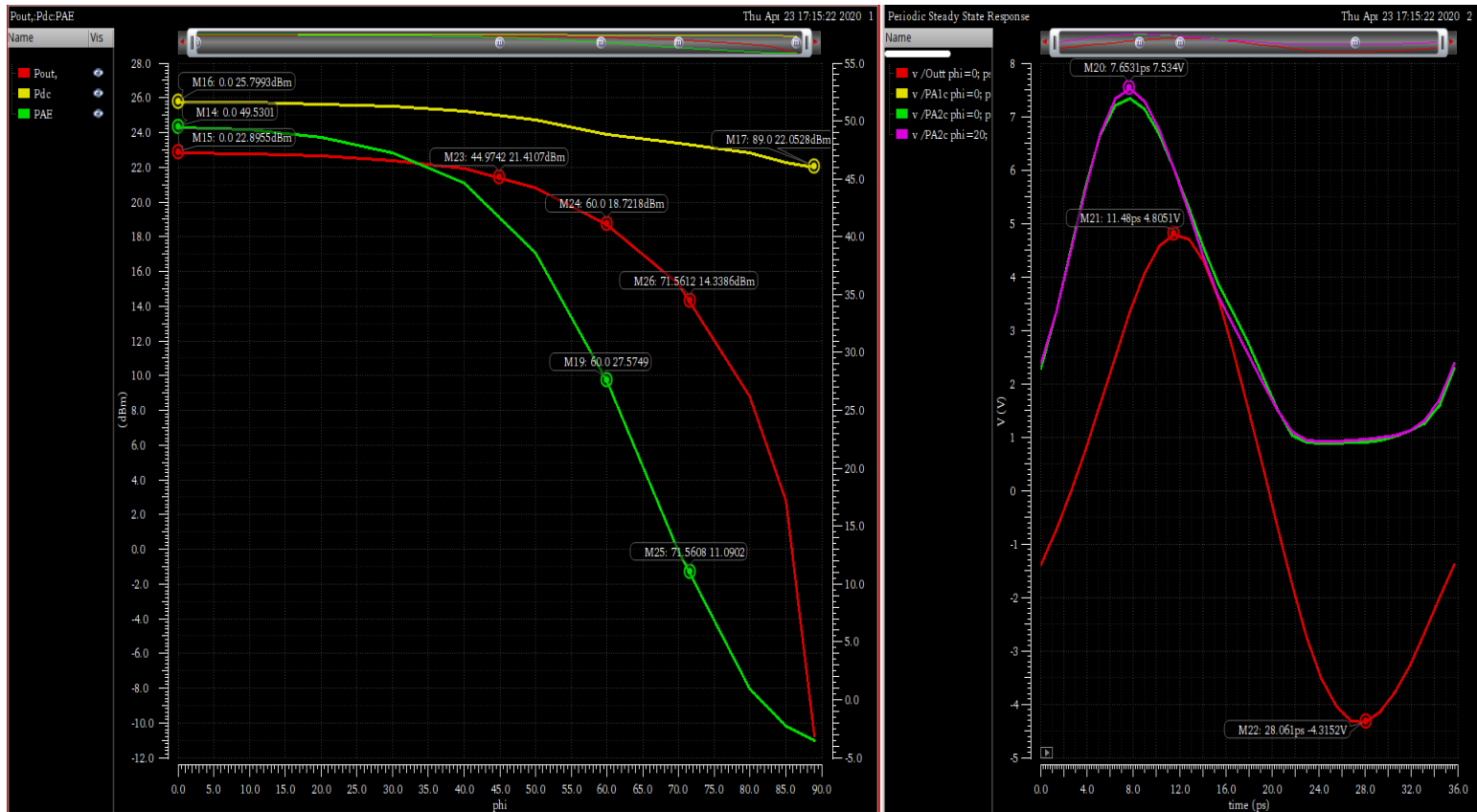


Σχήμα 6.37 Το testbench που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις του συστήματος.

Στο Σχήμα 6.38 παρατίθενται τα αποτελέσματα της PSS προσομοίωσης. Όπως φαίνεται η PAE λαμβάνει πολύ αξιοπρεπείς τιμές για όλες τις τιμές του  $\varphi$ , όπως  $PAE_{max} = 49.5\%$ ,  $PAE_{6dBm} = 27.6\%$  και  $PAE_{10dBm} = 11.1\%$ . Όσον αφορά την ισχύ εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική,  $P_{out}$ , επιτυγχάνεται η μέγιστη τιμή  $P_{out, max} = 22.9dBm$ , η οποία παρατηρείται για  $\varphi = 0^\circ$ . Η μέγιστη τάση που λαμβάνει συλλέκτης των BJT κοινής βάσης των ενισχυτών παρατηρείται για  $\varphi = 20^\circ$  και είναι ίση με  $V_{PA2,c,max}=7.54V$ . Αυτή η τάση παραμένει μεγάλη σε σχέση με τα 6.9V του συμφασικού συστήματος, αλλά είναι 0.3V μικρότερη από αυτή του βέλτιστου συστήματος outphasing της Ενότητας 6.2.

Συγκρίνοντας τα προαναφερθέντα αποτελέσματα με αυτά της δεύτερης στήλης του Πίνακα 6.4, προκύπτει ότι το outphasing σύστημα με την εισαγωγή της  $R_b$  αποδίδει πολύ καλύτερα από το βέλτιστο outphasing σύστημα της Ενότητας 6.2. Ακόμα σημαντικότερη βελτίωση όμως, είναι η μεγάλη αύξηση της γραμμικότητας. Η αύξηση αυτή είναι φανερή από την καμπύλη της ισχύος εξόδου  $P_{out}$  η οποία στα σημεία 6dB και 10dB PBO, τα οποία

παρατηρούνται για  $\varphi = 60^\circ$  και  $\varphi = 71.56^\circ$ , λαμβάνει τις τιμές  $P_{out, 6dB} = 18.7dBm$  και  $P_{out, 10dB} = 14.3dBm$ . Οι τιμές αυτές απέχουν από τις ιδανικές γραμμικές μόλις 1.8dBm και 1.4dBm, αντίστοιχα.



Σχήμα 6.38 Αποτελέσματα outphasing συστήματος με χρήση του κυκλώματος εξόδου συμφασικής λειτουργίας.

Θεωρητικά, αν ισχύει η σχέση  $R_b \ll R_{in}$ , τα αποτελέσματα του Σχήματος 6.38 πρέπει να είναι ίδια με αυτά που θα λάμβανε κανείς αν συνδύαζε τους ενισχυτές ισχύος όπως στην Υποενότητα 6.3.1 και τους οδηγούσε με μέγιστη ισχύ εισόδου  $P_{in, max} = 5.2dBm$ . Από το Σχήμα 6.29 προκύπτει ότι η προηγούμενη πρόταση ισχύει με εξαιρετική ακρίβεια για  $\varphi = 0^\circ$ , όπως είναι λογικό, αφού για  $\varphi = 0^\circ$  η ύπαρξη της  $R_b$  δεν παίζει κανέναν ρόλο. Όμως όσο αυξάνει η  $\varphi$ , η  $P_{out}$  του outphasing συστήματος γίνεται όλο και μικρότερη από αυτή του Σχήματος 6.29, γεγονός που οδηγεί σε μικρότερη PAE. Αυτό οφείλεται στο ότι η  $R_b$  δεν είναι όσο μικρότερη θα έπρεπε από την  $R_{in}$ , οπότε ένα μέρος της συνιστώσας αντίθετης φάσης των σημάτων οδήγησης περνάει στις εισόδους των ενισχυτών μαζί με τη συμφασική συνιστώσα, με αποτέλεσμα την επιδείνωση των επιδόσεων. Βέβαια, όπως είναι λογικό, η μείωση της  $R_b$  χειροτερεύει την απομόνωση μεταξύ των δύο εισόδων, οπότε πριν αποφασιστεί η τιμή της αντίστασης, καλό θα ήταν να ληφθεί υπόψιν το συγκεκριμένο trade-off.



# Κεφάλαιο 7

## Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις

Στην εργασία αυτή, σε πρώτο στάδιο σχεδιάστηκε στην τεχνολογία B11HFC ένας συνδυαστής ισχύος τύπου Lange, με κεντρική συχνότητα λειτουργίας 28GHz. Το σχέδιο αυτό στάλθηκε σε ένα εργοστάσιο κατασκευής και έπειτα μετρήθηκε σε ένα εργαστήριο της εταιρείας Infineon Technologies AG. Όπως φάνηκε στην Ενότητα 6.1.2, τα αποτελέσματα των μετρήσεων του συνδυαστή ήταν ικανοποιητικά και τουλάχιστον συγκρίσιμα με αυτά που υπάρχουν στις ερευνητικές δημοσιεύσεις ζευκτών Lange. Το γεγονός αυτό αποδεικνύει πως στη συγκεκριμένη τεχνολογία υπάρχει η δυνατότητα να παραχθεί ένας συνδυαστής ισχύος ή και κατευθυντικός ζεύκτης τύπου Lange, του οποίου οι επιδόσεις να είναι πολύ ικανοποιητικές.

Εκτός από τα θετικά τελικά αποτελέσματα του Lange, υπάρχουν και κάποιες αξιοσημείωτες παρατηρήσεις που έγιναν κατά τη διαδικασία της σχεδίασής του. Ξενίζει το πόσο μη ιδανικά, σε σχέση με τα αντίστοιχα μοντέλα, συμπεριφέρονται οι πραγματικές γραμμές μεταφοράς, τουλάχιστον όσον αφορά τη συγκεκριμένη τεχνολογία και συχνότητα. Οι απώλειες μιας γραμμής μήκους  $\lambda/4$  κατέληγαν να είναι απαγορευτικά μεγάλες, γεγονός που ενδεχομένως να οφείλεται στο πολύ μεγάλο, αναλογικά, μέγεθός τους στα 28GHz (1.34mm). Πολλοί διαδεδομένοι παθητικοί συνδυαστές που εκμεταλλεύονται τις ιδιότητες των  $\lambda/4$  γραμμών μεταφοράς, όπως ο Wilkinson, ο Gysel, και ο branch-line, καθίστανται μη υλοποιήσιμοι λόγω του προαναφερθέντος προβλήματος. Επίσης, όσον αφορά την εξαγωγή των αποτελεσμάτων, πρέπει να δίνεται μέγιστη προσοχή στις ρυθμίσεις του προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης που χρησιμοποιείται, όπως έχει ήδη ειπωθεί στην Ενότητα 4.2. Υπάρχει η αίσθηση ότι τα αποτελέσματα που λαμβάνονται για τα διάφορα παθητικά στοιχεία είναι πιο πραγματικά και πιο ακριβή όταν προέρχονται από ένα τέτοιο πρόγραμμα, ενώ στην πραγματικότητα αυτό μπορεί να μην ισχύει. Τέλος, χρειάζεται να αναφερθεί ότι η διαδικασία εξαγωγής πραγματικών μετρήσεων ενός παθητικού στοιχείου δεν είναι καθόλου απλή (βλ. Υποενότητες 4.3.3 και 4.4.1). Για να παρθούν οι μετρήσεις, έπρεπε να υπάρξει μία προετοιμασία για το πως ακριβώς θα γίνουν όταν κατασκευαστεί το ολοκληρωμένο. Κατά τη

διάρκεια της προετοιμασίας αυτής, έγινε κατανοητό το ότι χρειάζεται πολύς επιπλέον χώρος ώστε να παρθούν αξιόπιστες μετρήσεις από ένα τρίθυρο παθητικό κύκλωμα, ενώ επίσης ότι η διαδικασία της σχεδίασης επηρεάζεται αρκετά από τον τρόπο των μετρήσεων.

Σε επόμενο στάδιο, επιτεύχθηκε ο αποδοτικός συνδυασμός δύο ενισχυτών ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, στην τεχνολογία B11HFC και σε συχνότητα 28GHz. Για την εύρεση αυτού, επιχειρήθηκαν αρκετοί διαφορετικοί τρόποι συνδυασμού ισχύος οι οποίοι βασίζονταν στη συμφασική ή στην outphasing τεχνική, με συνδυαστές χαμηλής ή και υψηλής απομόνωσης. Στα πλαίσια της έρευνας δόθηκε μεγαλύτερη βαρύτητα στην απόδοση, στην ισχύ εξόδου στην 1<sup>η</sup> αρμονική και στη γραμμικότητα του συστήματος ενίσχυσης. Εν τέλει, όπως φάνηκε και στο Κεφάλαιο 6, ο καλύτερος τρόπος να γίνει ο συνδυασμός των δύο πανομοιότυπων ενισχυτών, λειτουργίας διακόπτη, είναι με χρήση της συμφασικής τεχνικής και ενός συνδυαστή χαμηλής απομόνωσης (βλ. Υποενότητα 6.3.1). Να σημειωθεί ότι οι ενισχυτές ισχύος ήταν ήδη διαθέσιμοι και η σχεδιάσή τους δεν αποτέλεσε κομμάτι της εργασίας αυτής, αλλά της διπλωματικής εργασίας [8]. Βέβαια, το στάδιο εξόδου τους κατέληξε να αντικαθίσταται πλήρως ώστε να βελτιστοποιηθεί ο συνδυασμός της ισχύος τους, ενώ έγιναν και λίγες ακόμα μικροαλλαγές ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως συστατικά στοιχεία (βλ. Ενότητα 5.1).

Αρχικός σκοπός ήταν ο αποδοτικός συνδυασμός των ενισχυτών με χρήση της outphasing τεχνικής. Η χρήση της τεχνικής αυτής αποσκοπεί στην αύξηση της Power Back-Off (PBO) Απόδοσης και στην ταυτόχρονη διατήρηση της γραμμικότητας του συστήματος ενίσχυσης. Μελετήθηκαν και εξετάστηκαν συνδυαστές θεωρητικά κατάλληλοι για outphasing, αλλά δυστυχώς κανένας τους δεν οδήγησε στα ικανοποιητικά αποτελέσματα που υπόσχονταν από τη θεωρία. Το κυριότερο πρόβλημα ήταν ότι τα στοιχεία αντιστάθμισης αυτών δεν οδηγούσαν σε μείωση της DC κατανάλωσης όπως θα έπρεπε, και άρα δεν υπήρχε βελτίωση στην PBO Απόδοση του συστήματος. Η ασυμφωνία αυτή της θεωρίας και των πειραματικών αποτελεσμάτων ήταν κατά κάποιο τρόπο αναμενόμενη. Εκτός του ότι γίνεται αναφορά της στη βιβλιογραφία [2], η ποικιλία από δημοσιεύσεις σχετικές με το outphasing σε συχνότητες της τάξης των δεκάδων GHz είναι πολύ φτωχή. Το συμπέρασμα που προκύπτει από τη μελέτη αυτή, είναι πως οι συγκεκριμένοι ενισχυτές, λειτουργίας διακόπτη, δεν συνδυάζονται βέλτιστα με χρήση της outphasing τεχνικής. Επίσης, για να αποκτηθούν τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα από ένα outphasing σύστημα, προτείνεται η σχεδίαση των ενισχυτών και του συνδυαστή να πραγματοποιείται ταυτόχρονα.

Επόμενα βήματα στο σχέδιο του συνδυαστή Lange προφανώς δεν υπάρχουν, αφού έφτασε μέχρι και το tape-out στάδιο, έπειτα στάλθηκε για κατασκευή και τελικά μετρήθηκε. Παρ’

όλα αυτά θα ήταν χρήσιμο να μελετηθούν λίγο περισσότερο οι διαδικασίες της προσομοίωσης και των μετρήσεων, ώστε να διαπιστωθούν με μεγαλύτερη ακρίβεια οι λόγοι για τους οποίους παρουσιάστηκαν ασυμφωνίες μεταξύ των αποτελεσμάτων τους. Η εξερεύνηση των πιθανών αιτιών απαιτεί γενικά αρκετό χρόνο και πολλά πειράματα, πολυτέλεια η οποία δεν υπήρχε διότι τα κατασκευασμένα τσιπ έγιναν διαθέσιμα μόνο 2 εβδομάδες πριν το τέλος της συγκεκριμένης πρακτικής-διπλωματικής εργασίας στην Infineon Technologies (βλ. Υποενότητα 6.1.2.1). Όσον αφορά τον συνδυασμό των δύο ενισχυτών ισχύος, ένα επόμενο βήμα είναι η συγχώνευση των layout τους με το layout του κυκλώματος εξόδου που σχεδιάστηκε στην Ενότητα 5.4. Υπενθυμίζεται ότι κατά τον σχεδιασμό του layout του συγκεκριμένου κυκλώματος εξόδου, έγινε προσπάθεια ώστε το σχήμα και οι διαστάσεις του να διευκολύνουν τη συγχώνευσή του με τα layout των ήδη υπαρχόντων ενισχυτών ισχύος. Βέβαια, πριν μπει κανείς σε αυτήν τη διαδικασία, πρέπει να μετρηθούν οι ενισχυτές της εργασίας [8], και να διαπιστωθεί αν ανταποκρίνονται στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

Μελλοντική επέκταση στα συμφασικά συστήματα ενίσχυσης που παρουσιάστηκαν μπορεί να είναι η εισαγωγή ενός διαιρέτη ισχύος στην είσοδό τους, μιας και θεωρήθηκε δεδομένος κατά την εξαγωγή των αποτελεσμάτων στις Υποενότητες 6.3.1 και 6.3.2. Βέβαια, οι αλλαγές που θα επιφέρει μία τέτοια εισαγωγή στα αποτελέσματα είναι αρκετά μικρή αν ο διαιρέτης έχει λογικά μικρές Απώλειες Εισαγωγής, σαν αυτές του συνδυαστή. Αυτό διότι η ισχύς εισόδου στους ενισχυτές είναι δεκάδες με εκατοντάδες φορές μικρότερη από την ισχύ εξόδου τους. Πιο συγκεκριμένα, στην είσοδο εισάγονται 1 με 4mW, το πολύ, ενώ στην έξοδο λαμβάνονται έως και 235mW, γεγονός που σημαίνει ότι Απώλειες Εισαγωγής της τάξεως του 1dB οδηγούν σε πραγματικές απώλειες το πολύ 1mW στην είσοδο, αλλά έως και 49mW στην έξοδο. Επιστρέφοντας τώρα στις μελλοντικές επεκτάσεις, στο συμφασικό σύστημα που κάνει χρήση του κυκλώματος εξόδου χαμηλής απομόνωσης, πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας διαιρέτης ισχύος που να δίνει στις εξόδους του συμφασικά σήματα, παθητικό στοιχείο το οποίο θα πρέπει να σχεδιαστεί από το μηδέν. Για το άλλο συμφασικό σύστημα όμως, χρησιμοποιείται ήδη ένας συνδυαστής Lange στην έξοδο, που απαιτεί εισόδους με διαφορά φάσης 90°, γεγονός που επιτρέπει τη χρήση του Lange και στην είσοδο, ως διαιρέτη. Το κύκλωμα που προκύπτει σε αυτήν τη περίπτωση ονομάζεται Ισορροπημένος Ενισχυτής (Balanced Amplifier) και πρόκειται για ένα κύκλωμα που καλύπτεται πολύ καλά από τη βιβλιογραφία [2]. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι μετά την υλοποίηση του Lange συνδυαστή, η παρούσα εργασία μπορούσε να συνεχιστεί είτε με τη βελτιστοποίηση ενός Balanced Amplifier, είτε με την εφαρμογή της outphasing τεχνικής για το συνδυασμό των διαθέσιμων

ενισχυτών. Επιλέχθηκε τελικά η δεύτερη εναλλακτική, διότι κρίθηκε ότι η βελτιστοποίηση ενός Balanced Amplifier είναι καλύτερο να γίνει μόνο αν οι ενισχυτές της εργασίας [8] ανταποκρίνονται στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Τέλος, θα ήταν ενδιαφέρον να κατασκευαστεί ένα ζωνοπερατό φίλτρο στην τεχνολογία B11HFC, το οποίο θα μπορούσε να τοποθετηθεί στην έξοδο του outphasing συστήματος που σχεδιάστηκε.

# Βιβλιογραφία

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering* (4<sup>th</sup> edition), Wiley, 2012.
- [2] Steve C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications* (2<sup>nd</sup> edition), Artech House, 2006.
- [3] Andrei Grebennikov, Nathan O. Sokal, Marc J. Franco, *Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers* (2<sup>nd</sup> edition), Elsevier, 2012.
- [4] Errikos Lourandakis, *On-Wafer Microwave Measurements and De-Embedding*, Artech House, 2016
- [5] Hua Wang, Kaushik Sengupta, *RF and mm-Wave Power Generation in Silicon*, Elsevier, 2016.
- [6] Xuejun Zhang, Lawrence E. Larson, Peter M. Asbeck, *Design of Linear RF Outphasing Power Amplifiers*, Artech House, 2003
- [7] Zhancang Wang, *High-Efficiency Load Modulation Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, 2017.
- [8] Μανουράς Β., «Σχεδίαση και υλοποίηση ολοκληρωμένου ενισχυτή ισχύος, λειτουργίας διακόπτη, κλάσης  $F^{-1}$ , συχνότητας λειτουργίας 28GHz, σε τεχνολογία BiCMOS 0,13μm», Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2020.
- [9] Πέππας Ι., «Σχεδίαση mm-Wave Ενισχυτή Ισχύος Αρχιτεκτονικής Doherty σε τεχνολογία SiGe BiCMOS», Διπλωματικές εργασίες ΕΜΠ, 2018.
- [10] H. Chireix, "High Power Outphasing Modulation," *Proc. IRE*, Vol. 23, No. 11, November 1935, pp. 1370–1392.
- [11] F. H. Raab, "Efficiency of outphasing RF power-amplifier systems", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-33, no. 10, pp. 1094-1099, Oct. 1985.
- [12] L. Ding et al., "A 25 dBm Outphasing Power Amplifier With Cross-Bridge Combiners", *IEEE JSSC*, vol. 50, no. 5, pp. 1107-1116, May 2015.
- [13] M. C. A. van Schie, M. P. van der Heijden, M. Acar, A. J. M. de Graauw, L. C. N. de Vreede, "Analysis and design of a wideband high efficiency CMOS outphasing amplifier", *Proc. IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, pp. 399-402, May 2010.
- [14] M. Helaoui, S. Boumaiza and F. M. Ghannouchi, "On the Outphasing Power Amplifier Nonlinearity Analysis and Correction Using Digital Predistortion Technique", *Proc. IEEE Radio Wireless Symp.*, pp. 751-754, 2008.
- [15] [https://web.ece.ucsb.edu/Faculty/rodwell/Classes/ece218c/notes/Lecture16\\_Power%20Combiners.pdf](https://web.ece.ucsb.edu/Faculty/rodwell/Classes/ece218c/notes/Lecture16_Power%20Combiners.pdf)
- [16] K. U-yen, E. J. Wollack, S. H. Moseley, J. Papapolymerou and J. Laskar, J, "A Compact Low-loss Magic-T using Microstrip-Slotline Transitions", *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 37-40, 2007.
- [17] K. U-yen, E.J. Wollack, J. Papapolymerou and J. Laskar, "A Broadband Planar Magic-T Using Microstrip-Slotline Transitions", *Microwave Theory and Techniques IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 1, pp. 172-177, Jan. 2008.

- [18] U. H. Gysel, "A new N-way power divider/combiner suitable for high-power applications", IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp. 116-118, May 1975.
- [19] [https://www.sonnetsoftware.com/support/downloads/manuals/st\\_users.pdf](https://www.sonnetsoftware.com/support/downloads/manuals/st_users.pdf)
- [20] D. Hammou, E. Moldovan and S.O. Tatu, "Novel MHMIC millimeter wave power divider/combiner", 2011 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE 2011) Conference proceedings, pp. 280-283, May 8-11, 2011.
- [21] S. Horst, R. Bairavasubramanian, M. M. Tentzeris and J. Papapolymerou, "Modified Wilkinson power dividers for millimeter-wave integrated circuits", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 55, no. 11, pp. 2439-2446, 2007.
- [22] K. Kim and C. Nguyen, "An ultra-wideband low-loss millimeter-wave slow-wave Wilkinson power divider on 0.18  $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS process", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 25, no. 5, pp. 331-333, May 2015.
- [23] K.-J. Koh and G. M. Rebeiz, "A Q -band four-element phased-array front-end receiver with integrated Wilkinson power combiners in 0.18- $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS technology", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 56, no. 9, pp. 2046-2053, Sep. 2008.
- [24] S. Wane et al., "Integration of Lange Couplers in SiGe BiCMOS technology for RF and mm-Wave applications perspectives for distributed Chip-Package-PCB Co-integration", 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, 2015, pp. 44-47.
- [25] Loo Xi, Yeo Kiat Seng and Chew Kok, 2017, "On-Wafer Microwave De-Embedding Techniques", 10.5772/66237.
- [26] M. K. Chirala and B. A. Floyd, "Millimeter-wave lange and ring hybrid couplers in a silicon technology for E-band applications", IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp. 1547-1550, 2006-Jun.-1116.
- [27] L. H. Chua, A. C. Ng, G. I. Ng, H. Wang, J. Zhou, and H. Nakamura, "Design and analysis of coplanar Lange coupler for millimeter-wave applications up to 90 GHz", in Proc. 2000 Asia-Pacific Microwave Conf., pp. 392-395.
- [28] G. Carchon, W. De Raedt, E. Beyne and B. Nauwelaers, "Integration of CPW quadrature couplers in multi-layer thin-film MCM-D", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 49, Oct. 2001.
- [29] M. Chirala and C. Nguyen, "Multi-Layer Design Techniques for Extremely Miniaturized CMOS Microwave and Millimeter-Wave Distributed Passive Circuits", IEEE Trans. on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT- 54, No. 12, Dec. 2006, pp. 4218-4224.
- [30] A. Bikiny, C. Quendo, E. Rius, J. F. Favennec, C. Person, B. Potelon, et al., "Ka-band lange coupler in multilayer thick-film technology", IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1001-1004, 7–12 June 2009.
- [31] K. Y. Chan and R. Ramer, "Low cost E-band Lange coupler with vialess load", IET Electronics Letters, vol. 51, no. 11, pp. 839-841, May 2015.
- [32] Pini A., "The Fundamentals of RF Power Dividers and Combiners", Digi-Key's North American Editors.
- [33] Packiaraj D., Ramesh M., & Kalghatgi A. T., 2017, "Broadband Equal Power Divider", Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, 16(2), 363-370