



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ**

**Design of Integrated Duplexer in SiGe BiCMOS
Technology at 35GHz**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΑΡΙΣΤΕΙΔΗ ΑΓΑΘΟΚΛΕΟΥΣ

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

**ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
Αθήνα, Δεκέμβριος 2017**



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ**

**Design of Integrated Duplexer in SiGe BiCMOS
Technology at 35GHz**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΑΡΙΣΤΕΙΔΗ ΑΓΑΘΟΚΛΕΟΥΣ

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15^η Ιανουαρίου 2018.

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

.....
Γεώργιος Στασινόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Ευστάθιος Συκάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Ιανουάριος 2018



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

.....

Αριστείδης Αγαθοκλέους Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός
Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Αριστείδης Αγαθοκλέους, 2018.

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.

*Patience is a virtue,
and I'm learning patience.
It's a tough lesson*

Elon Musk

Στους αξιαγάπητους γονείς μου,
Ανδρέα και Ελένη

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στα πλαίσια πρακτικής άσκησης στην εταιρία Infineon Technologies AG στην πόλη Φίλλαχ της Αυστρίας. Σε αυτό το σημείο, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους συνέβαλαν για την ολοκλήρωση αυτής της εργασίας.

Πρώτον από όλους, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον καθηγητή μου Ιωάννη Παπανάνο για την στήριξη και την καθοδήγηση του σε όλη τη διάρκεια της πρακτικής άσκησης και εκπόνησης της διπλωματικής εργασίας και ακόμα περισσότερο για την ευκαιρία που μου έδωσε να εργαστώ σε μία μεγάλη διεθνούς επιπέδου ανταγωνιστική εταιρία στον τομέα της Μικροηλεκτρονικής.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον συνάδελφο, Νικόλαο Αλεξίου για την πολύτιμη βοήθεια του σε ότι αφορά την επίλυση αποριών και τις συζητήσεις σε τεχνικά θέματα που αποδείχτηκαν σημαντικές για την ολοκλήρωση της εργασίας. Θα ήθελα να ευχαριστήσω ακόμα τον Franz Dielacher για την ευκαιρία που μου έδωσε να εργαστώ στην ομάδα του. Ακόμη, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους συναδέλφους μου Χρήστο Θώμο, Κωνσταντίνο Γαλανόπουλο, Νικόλαο Σταματόπουλο, Ιωάννα Αποστολίνα και Simone Scilabra για τις όμορφες στιγμές που μοιραστήκαμε στο Φίλλαχ.

Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον φίλο και συμφοιτητή Χρήστο Γαρούφη που ήταν πάντα πρόθυμος για βοήθεια λύνοντας μου ότι επιστημονική απορία προέκυψε καθ' όλη την διάρκεια των σπουδών μου. Ευχαριστώ ακόμα τους φίλους μου Ιάσωνα, Αλκμήνη, Παναγιώτη και Στέργιο που ήταν δίπλα μου σε όλες τις δύσκολες στιγμές περνώντας αξέχαστες εμπειρίες. Επιπλέον, ευχαριστώ την κοπέλα μου Μαρίνα για την στήριξη της σε κάθε μου πρόβλημα και την συμπαράσταση της στην δύσκολη απόφαση μου να εκπονήσω την διπλωματική εργασία στο εξωτερικό

Τέλος, ευχαριστώ βαθύτατα τους γονείς μου Ανδρέα και Ελένη, τον αδερφό μου Χρήστο, την αδερφή μου Άννα-Μαρία και τον παππού μου Αριστείδη για την ανιδιοτελή αγάπη τους και την αμέριστη στήριξη που μου προσφέρουν καθημερινά όλα αυτά τα χρόνια.

Περίληψη

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας είναι η ανάλυση και σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου αμφιδρομητή (Duplexer) για λειτουργία στη συχνότητα των 35GHz. Οι αμφιδρομητές είναι διακριτές συσκευές που χρησιμοποιούνται σε κάθε σύγχρονη αρχιτεκτονική πομποδέκτη που κάνει χρήση μίας μόνο κεραίας. Τα σήματα που επιθυμεί να στείλει ο πομπός στην κεραία δεν εισέρχονται και στον δέκτη και αντίστοιχα τα σήματα που λαμβάνει η κεραία οδηγούνται μονάχα στον δέκτη. Τα τελευταία χρόνια γίνεται προσπάθεια για ολοκλήρωση αυτών των συσκευών σε τεχνολογίες CMOS με σκοπό την χρήση τους στα μελλοντικά προϊόντα της 5G ασύρματης τεχνολογίας.

Αρχικά, γίνεται μία γενική αναφορά στην επερχόμενη τεχνολογία κινητών τηλεπικοινωνιών 5G και στην τεχνική της ταυτόχρονης αποστολής και λήψης στην ίδια φέρουσα συχνότητα (In-Band Full-Duplex). Στο σημείο αυτό αναλύονται τα προβλήματα και οι προκλήσεις που παρουσιάζει αυτή η τεχνική όσο αναφορά την αυτοπαρεμβολή και αναφέρονται τρόποι αντιμετώπισης της.

Έπειτα, περιγράφονται όλοι οι τύποι αμφιδρομητών που έχουν σχεδιαστεί μέχρι σήμερα είτε σε διακριτή μορφή είτε έχουν ολοκληρωθεί μέσα σε chip. Από αυτούς αναλύεται περισσότερο ο αμφιδρομητής ηλεκτρικής ισορροπίας, ο οποίος επιλέχθηκε ύστερα από μελέτη των συμβιβασμών βασικών χαρακτηριστικών όλων των υπάρχουσών τεχνικών και ο οποίος αποτελεί το αντικείμενο της παρούσας εργασίας.

Τέλος, η διπλωματική εργασία ολοκληρώνεται με την κατασκευή ενός αμφιδρομητή βασισμένο στην ηλεκτρική ισορροπία σε τεχνολογία BiCMOS 130nm που πραγματοποιήθηκε στα πλαίσια οκτάμηνης πρακτικής εργασίας στην εταιρία Infineon Technologies AG. Ο αμφιδρομητής παρουσιάζει υψηλή απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη και απώλειες συγκρίσιμες με αυτές που παρουσιάζουν αρκετά από τα εμπορικά προϊόντα σε αυτή τη συχνότητα λειτουργίας.

Λέξεις κλειδιά: Αμφιδρομητής, Duplexer, Circulator, IBFD, 35GHz, BiCMOS

Abstract

Object of this thesis is the analysis and design of an integrated Duplexer at 35GHz frequency. Duplexers are discrete electronic devices used in every modern transceiver architecture which uses only one antenna. Signals sent by the transmitter to the antenna do not pass through the receiver and the signals received by the antenna are led only to the receiver. In recent years, there have been many researches in order to integrate these devices so as to be used in the future products of the 5G wireless technology.

Initially, there is a general reference to the upcoming telecommunication technology 5G and the technique of the simultaneous transmitting and receiving a signal at the same carrier frequency (a.k.a In-Band Full-Duplex). At this point, the problem and challenges occurred by the self-interference are analyzed and solutions to eliminate it are stated.

Furthermore, all the types of duplexers designed so far are described including discrete and integrated implementations. Especially, the Electrical Balance Duplexer is analyzed further because is the main object of this thesis, chosen after a deep research of the trade-offs of the above different solutions.

Finally, thesis concludes with the construction of an electrical balance duplexer in BiCMOS technology of 130nm which held in an eight month internship in Infineon Technologies AG. The duplexer appears high isolation between transmitter and receiver and losses comparable with these of many of the commercial products at the same frequency.

Keywords: Duplexer, Circulator, IBFD, BiCMOS

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

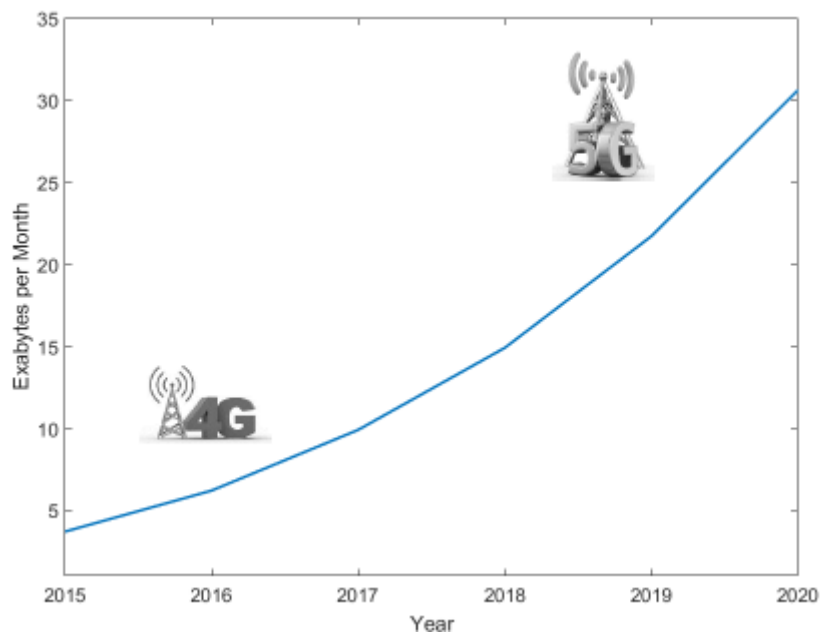
Εισαγωγή	17
1.1 Γενικά	17
1.2 Αμφιδρομητής (Duplexer)	19
1.3 Βασικοί τύποι αμφιδρομητών	19
1.3.1 Ferrite Circulator	20
1.3.2 Surface Acoustic Wave Filter	22
1.3.3 Active Quasi-Circulator	24
1.3.4 Time-Variant Structures	25
1.3.5 Electrical Balance Duplexer (EBD)	27
Αμφιδρομητής Ηλεκτρικής Ισορροπίας (EBD)	29
2.1 Εισαγωγή	29
2.2 Υβριδικός κόμβος (Hybrid Junction)	30
2.2.1 Τοπολογίες Υβριδικού κόμβου	30
2.3 Διαμοιρασμός Ισχύος	31
2.4 Απομόνωση	32
2.5 Δίκτυο ισορροπίας	33
Παραμόρφωση σε μη-γραμμικά συστήματα	35
3.1 Γενικά	35
Παθητικά στοιχεία σε τεχνολογία CMOS	37
4.1 Ολοκληρωμένα πηνία	37
4.1.1 Π-Μοντέλο	37
4.1.2 Επαγωγή και Συντελεστής Ποιότητας	38
4.2 Ολοκληρωμένοι Varactors	39
4.2.1 MOS Varactors	40
4.3 Ολοκληρωμένοι πυκνωτές	41
4.3.1 MOS πυκνωτές	41
4.3.2 Πυκνωτές μετάλλου	42
4.4 Μετασηματιστές	42
4.4.1 Βασικά Χαρακτηριστικά του Μετασηματιστή	43
4.4.2 Layout Μετασηματιστή	44

Σχεδίαση Αμφιδρομητή με την Τεχνική της Ηλεκτρικής Ισορροπίας στα 35GHz	47
5.1 Εισαγωγή.....	47
5.2 Τοπολογία του EBD	47
5.3 Δίκτυο ισορροπίας (Z_{BAL})	47
5.3.1 Μεταβλητός γραμμικός πυκνωτής.....	50
5.3.1.1 Πυκνωτές μετάλλου-διηλεκτρικού-μετάλλου	50
5.3.1.2 Διακόπτες	52
5.3.1.3 Varactor	55
5.3.1.4 Αύξηση της γραμμικότητας των MOS διακοπών	57
5.3.2 Οκταγωνικά πηνία.....	60
5.3.3 Γραμμικότητα του δικτύου ισορροπίας.....	63
5.4 Μετασχηματιστής ενδιάμεσης λήψης	65
5.4.1 Συντονισμός του Μετασχηματιστή	68
5.5 Αποτελέσματα προσομοιώσεων.....	70
5.6 Σύγκριση με την βιβλιογραφία	77
5.7 Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις.....	78
Βιβλιογραφία	79

Εισαγωγή

1.1 Γενικά

Στις μέρες μας οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες χρησιμοποιούνται ολοένα και περισσότερο στην καθημερινή μας ζωή παρέχοντας αποδοτικές υπηρεσίες για την ανθρώπινη κοινωνία. Η έρευνα πάνω στην τεχνολογία των ασύρματων τηλεπικοινωνιών είναι ενεργή εδώ και δεκαετίες με αποτέλεσμα την εκθετική αύξηση των κινητών τηλεπικοινωνιών μέσα από ασύρματες συσκευές όπως τα smart phones, τους φορητούς Η/Υ και τα tablets. Όλες αυτές οι φορητές συσκευές εκμεταλλευόμενες τις τεχνολογίες ασύρματων τηλεπικοινωνιών δίνουν την δυνατότητα στο χρήστη να αναμεταδίδει βίντεο και ήχο υψηλής ευκρίνειας, να σερφάρει στο διαδίκτυο και να έχει πρόσβαση σε πάρα πολλές άλλες υπηρεσίες που καταναλώνουν πόρους του ασύρματου δικτύου. Η ολοένα και αυξανόμενη χρήση αυτών των συσκευών επομένως, δημιουργεί ανάγκη για τεχνολογίες που θα παρέχουν μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης πληροφορίας (data rate) και μεγαλύτερη χωρητικότητα του ασύρματου δικτύου (μεγαλύτερο εύρος ζώνης). Παγκόσμιες έρευνες μάλιστα έχουν δείξει ότι η κίνηση δεδομένων στις κινητές τηλεπικοινωνίες αυξήθηκε μόλις το 2015 κατά 74%.

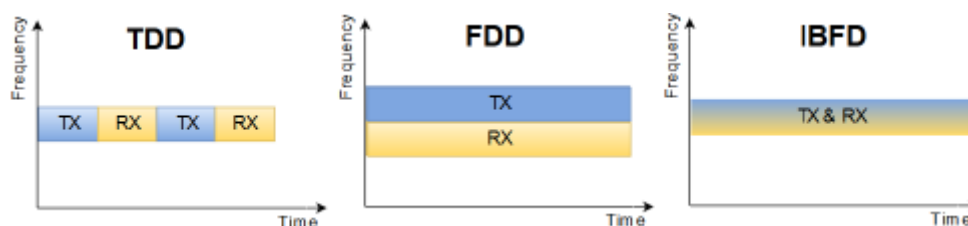


Σχήμα 1.1: Παγκόσμια αύξηση μετάδοσης δεδομένων μέσω κινητών τηλεπικοινωνιών

Η επερχόμενη τεχνολογία κινητής τηλεφωνίας με την ονομασία 5G αποσκοπεί να καλύψει αυτές τις ανάγκες αυξάνοντας το εύρος ζώνης του δικτύου.

Όλα τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα επιτρέπουν την αμφίδρομη μετάδοση πληροφορίας και μάλιστα ταυτόχρονα (full-duplex systems), σε αντίθεση με τα συστήματα περασμένων δεκαετιών κατά τα οποία δεν επιτρεπόταν η μετάδοση του σήματος την ίδια χρονική στιγμή και προς τις δύο κατεύθυνσης (half-duplex systems). Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιου συστήματος ήταν τα λεγόμενα walkie-talkie που όλοι μας γνωρίζουμε.

Για την επίτευξη full-duplex τηλεπικοινωνιών οι κύριες τεχνικές που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι δύο και συγκεκριμένα είτε η χρησιμοποίηση δύο κεραιών, μία για τον πομπό και μία για τον δέκτη της εκάστοτε συσκευής, είτε ο διαχωρισμός του λαμβανόμενου με το απεσταλμένο σήμα στο πεδίο του χρόνου ή της συχνότητας. Μία τεχνική η οποία αποτελεί τα τελευταία χρόνια αντικείμενο έρευνας και η οποία αποσκοπεί στο να διπλασιάσει το εύρος ζώνης του ράδιο-φάσματος, επιτρέπει την αποστολή και λήψη πληροφορίας ταυτόχρονα και στην ίδια κεντρική συχνότητα. Αυτή η τεχνική αναφέρεται και ως in-band full-duplex (IBFD). Στο σχήμα 1.2 φαίνεται η αρχή λειτουργίας των προαναφερθέντων full-duplex τεχνικών.



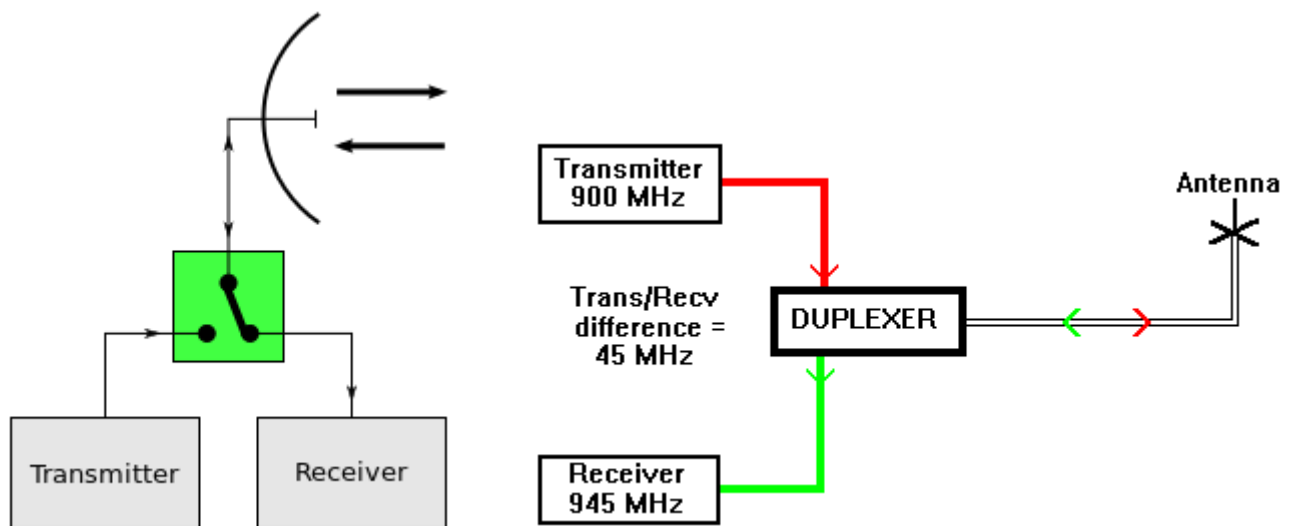
Σχήμα 1.2: α) Time Division Duplexing (TDD) β) Frequency Division Duplexing (FDD) γ) In Band Full-Duplex (IBFD)

Μία από τις σημαντικότερες προκλήσεις που παρουσιάζει ένα IBFD σύστημα είναι η καταστολή της αυτοπαρεμβολής (self-interference), η οποία είναι ιδιαίτερα ισχυρή και δημιουργείται λόγω της λειτουργίας του πομπού και του δέκτη στην ίδια κεντρική συχνότητα. Ως συνέπεια αυτής της παρεμβολής το σήμα του δέκτη δεν μπορεί να ανιχνευθεί γιατί υπερκαλύπτεται από το ισχυρό σήμα της παρεμβολής. Επίσης μιας και το σήμα του πομπού είναι 100-120dB ισχυρότερο από του δέκτη καταλαβαίνει κανείς ότι οι απαιτήσεις για την απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη γίνονται μεγαλύτερες.

Στην υπάρχουσα βιβλιογραφία έχουν παρουσιαστεί αρκετές μέθοδοι για την εξάλειψη της αυτοπαρεμβολής. Συνήθως η SI αναιρείται σε διάφορα σημεία του συστήματος με την χρήση αναλογικών ή και ψηφιακών κυκλωμάτων. Από την άλλη η απομόνωση πομπού-δέκτη μπορεί να επιτευχθεί με ειδικές συσκευές που ονομάζονται αμφιδρομητές (Duplexers).

1.2 Αμφιδρομητής (Duplexer)

Ο αμφιδρομητής η σε διεθνή ορολογία Duplexer είναι ένα τρίθυρο «εξάρτημα» το οποίο επιτρέπει σε έναν πομποδέκτη να λαμβάνει και να στέλνει σήματα χρησιμοποιώντας μία κοινή κεραία. Υπάρχουν διάφορα ήδη αμφιδρομητών, το καθένα με συγκεκριμένα πλεονεκτήματα ως προς τα υπόλοιπα για μία συγκεκριμένη εφαρμογή. Είναι ίσως το σημαντικότερο εξάρτημα σε κάθε full-duplex σύστημα καθώς χωρίς αυτό δεν μπορεί να επιτευχθεί απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη. Σε ένα TDD σύστημα ως αμφιδρομητής χρησιμοποιείται μονάχα ένας ηλεκτρονικός διακόπτης ειδικά σχεδιασμένος για ραδιοσυχνότητες (RF switch). Σε FDD συστήματα και σε ραντάρ οι αμφιδρομητές που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι περισσότερο περίπλοκες συσκευές και για αυτό το λόγο αξίζει να αναλυθεί η κάθε μία ξεχωριστά.

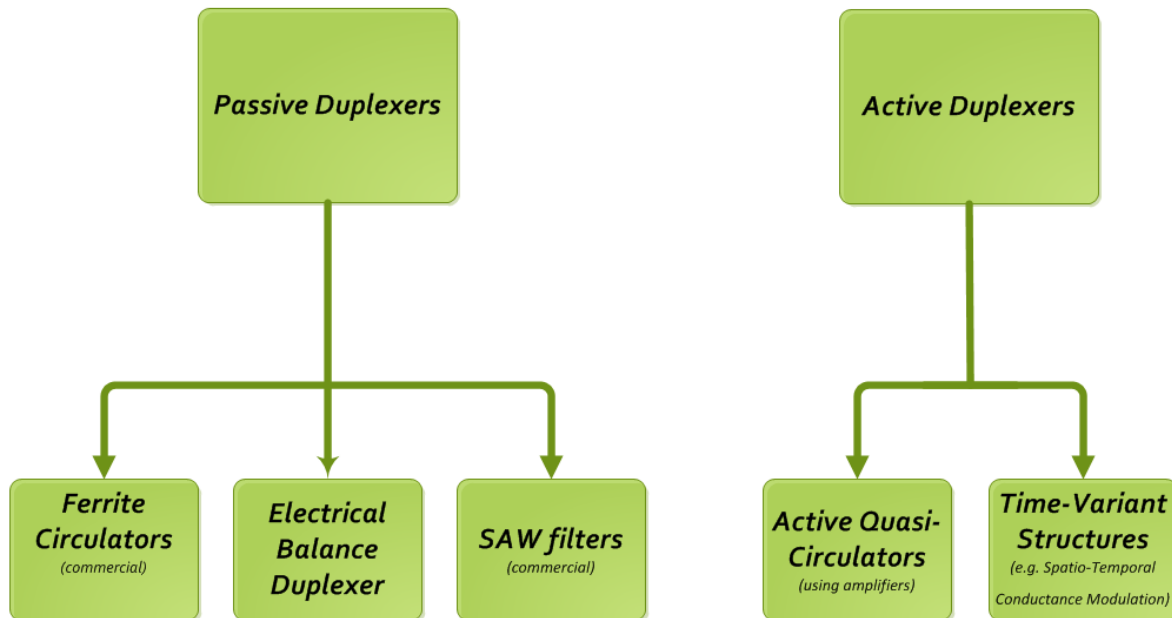


Σχήμα 1.3: a) RF switch in a TDD system b) Main concept of a duplexer in a FDD system

1.3 Βασικοί τύποι αμφιδρομητών

Οι αμφιδρομητές μπορούν να κατηγοριοποιηθούν αρχικά σε δύο βασικές κατηγορίες, στους παθητικούς και στους ενεργούς αμφιδρομητές. Από αυτούς οι παθητικοί αμφιδρομητές τείνουν να παρουσιάζουν καλύτερες επιδόσεις ως προς την γραμμικότητα και το θόρυβο, χαρακτηριστικά ύψιστης σημασίας για την λειτουργία του συστήματος καθώς το συγκεκριμένο εξάρτημα είναι το τελευταίο στην αλυσίδα του συστήματος και συνεπώς συνδέεται απευθείας πάνω στην κεραία. Για αυτό τον λόγο οι έως τώρα εμπορικοί αμφιδρομητές είναι κατεξοχήν παθητικοί. Όπως θα δούμε στην συνέχεια τα τελευταία χρόνια έχουν γίνει αρκετές προσπάθειες για σχεδίαση ενεργών αμφιδρομητών, δηλαδή αμφιδρομητών αποτελούμενοι κυρίως από ενεργά στοιχεία, με αξιοσημείωτες επιδόσεις ως προς την απομόνωση πομπού-δέκτη, ωστόσο όμως η γραμμικότητα και ο θόρυβος που παρουσιάζουν τους καθιστούν μη εφαρμόσιμους. Στο

σχήμα 1.4 παρουσιάζονται οι δύο αυτές κατηγορίες αμφιδρομητών με τις σημαντικότερες προσπάθειες που έχουν γίνει ως ώρας για την κάθε κατηγορία. Στη συνέχεια θα αναλυθεί συνοπτικά η κάθε κατηγορία αμφιδρομητών παραθέτοντας τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα κάθε μίας.



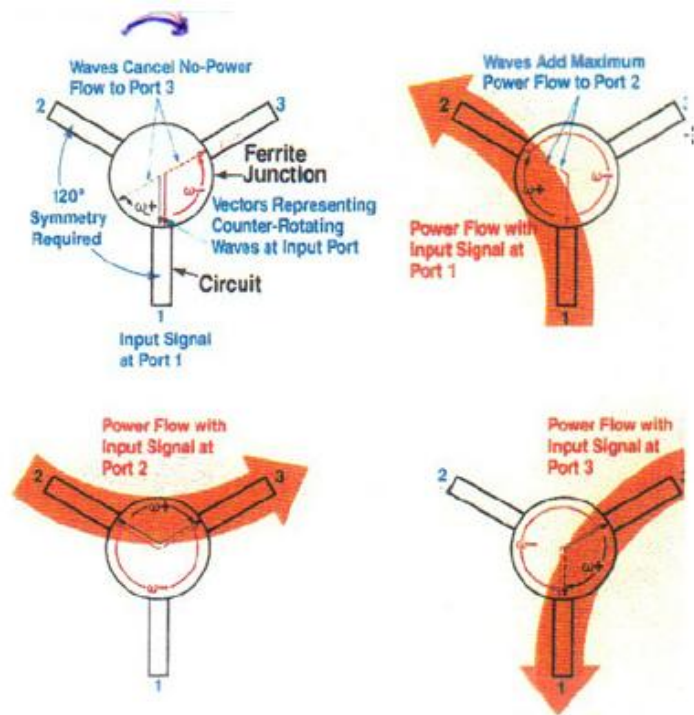
Σχήμα 1.4: Κατηγοριοποίηση αμφιδρομητών

Αρχικά θα παρουσιάσουμε τους δύο βασικούς τύπους αμφιδρομητών τους οποίους συναντάμε σε εμπορικά προϊόντα.

1.3.1 Ferrite Circulator

Οι φερριτικοί κυκλοφορητές (ferrite circulators) χρησιμοποιούνται συχνά σαν αμφιδρομητές (duplexers) σε ραντάρ και γενικά όπου η συχνότητα εκπομπής και λήψης είναι η ίδια. Πρόκειται για μικροκυματικό, παθητικό, τρίθυρο εξάρτημα αποτελούμενο από έναν μαγνητικό δίσκο και τρεις γραμμές μεταφοράς συνδεδεμένες σε αστέρα όπως φαίνεται στο σχήμα 1.5. Αν εφαρμοστεί ένα σήμα σε έναν φερριτικό δίσκο, τότε αυτός θα παράγει δύο ίσα κυκλικά πολωμένα κύματα, τα οποία θα περιστρέφονται με ταχύτητες $\omega+$ και $\omega-$ αντίστοιχα. Η ταχύτητα όμως ενός κύματος κυκλικά πολωμένου όταν αυτό διαδίδεται δια μέσου ενός φερριτικού υλικού εξαρτάται από την φορά περιστροφής του. Επομένως, επιλέγοντας το κατάλληλο φερριτικό υλικό αλλά και το μαγνητικό πεδίο πόλωσης μπορεί η ταχύτητα φάσης του ενός από τα δύο κύματα να γίνει μεγαλύτερη από του άλλου. Συγκεκριμένα αν εφαρμοστεί το σήμα στην θύρα 1 του κυκλοφορητή (σχήμα 1.5), τα δύο παραγόμενα κύματα θα φτάσουν συμφασικά στην θύρα 2 και επομένως θα αθροιστούν, ενώ αντίθετα στην θύρα 3 θα φτάσουν με

αντίθετες φάσεις ακυρώνοντας το ένα το άλλο. Λόγω της συμμετρίας του αστέρα το ίδιο θα συμβεί και αν εφαρμοστεί το σήμα στις άλλες δύο θύρες, δηλαδή μέγιστη μεταφορά ενέργειας στην γειτονική θύρα και ελάχιστη στην άλλη. Η φορά που κατευθύνει το σήμα ο κυκλοφορητής εξαρτάται από την πόλωση του μαγνητικού πεδίου πόλωσης και στο παράδειγμα μας είναι ωρολογιακή.



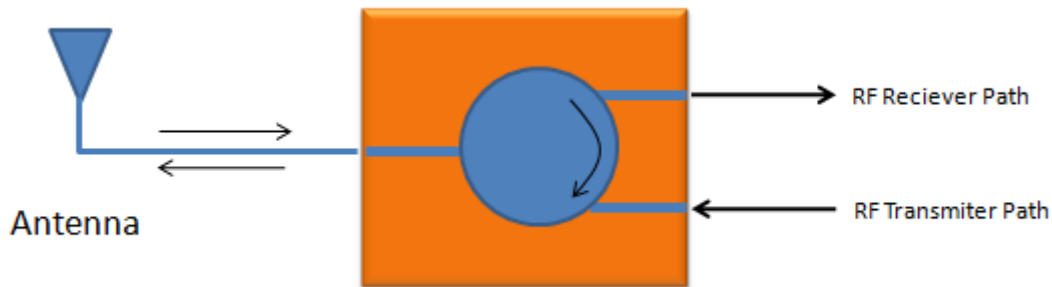
Σχήμα 1.5: Αρχή λειτουργίας του φερριτικού κυκλοφορητή

Κύριο πλεονέκτημα αυτού του αμφιδρομητή είναι η ιδιαίτερα μικρές απώλειες που παρουσιάζει ($<1\text{dB}$). Ωστόσο η ύπαρξη φερριτικού υλικού καθιστά αδύνατη την κατασκευή του μέσα σε ολοκληρωμένο κύκλωμα και επομένως δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί εύκολα σε φορητές συσκευές. Επίσης η χαμηλή απομόνωση που προσφέρει μεταξύ πομπού και δέκτη (περίπου 25dB για υψηλές συχνότητες) δεν επαρκεί για IBFD τηλεπικοινωνίες.



Σχήμα 1.6: Real ferrite circulator

Τέλος ας επισημάνουμε ότι είναι δυνατόν να κατασκευαστούν τέτοιοι αμφιδρομητές για συχνότητες λειτουργίας από 50MHz έως και τα 100GHz!



Σχήμα 1.7: Φερριτικός κυκλοφορητής σε λειτουργία αμφιδρομητή

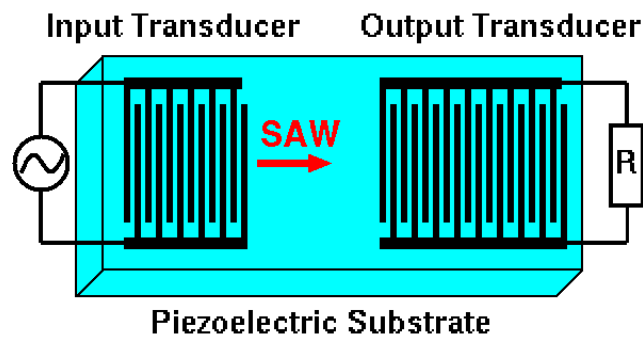
1.3.2 Surface Acoustic Wave Filter

Τα φίλτρα επιφανειακών ακουστικών κυμάτων ή σε διεθνή ορολογία 'SAW filters' χρησιμοποιούνται κατά βάση στα κινητά τηλέφωνα όπου ο πομπός και ο δέκτης στέλνει και λαμβάνει αντίστοιχα κύματα σε διαφορετική συχνότητα (Uplink and Downlink frequencies). Εδώ αξίζει να αναφερθεί ότι τα κινητά τηλέφωνα λειτουργούν σε διάφορες ζώνες συχνοτήτων (GSM bands) όπως αυτές έχουν οριστεί από την Διεθνή Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU). Επομένως ένα τυπικό κινητό τηλέφωνο με τεχνολογία 4G που λειτουργεί σε 16 ζώνες συχνοτήτων χρειάζεται 32 τέτοια φίλτρα, δεδομένου ότι χρησιμοποιείται από ένα φίλτρο για τον πομπό και το δέκτη! Εδώ γίνεται κατανοητή και η ανάγκη για την κατασκευή ενός ολοκληρωμένου αμφιδρομητή. Στη συνέχεια περιγράφεται συνοπτικά η αρχή λειτουργίας ενός τέτοιου φίλτρου, καθώς επίσης και η χρήση του ως αμφιδρομητής.

Όταν ένα κρυσταλλικό υλικό που έχει κάποια ελαστικότητα δέχεται μία μηχανική διαταραχή, ένα κύμα κινείται κατά μήκος της επιφάνειας του. Σε ένα πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο, όταν ένα ηλεκτρικό σήμα εφαρμόζεται μέσω ενός μετατροπέα μπορεί να προκληθεί ένα τέτοιο επιφανειακό κύμα. Το κύμα με την σειρά του αντίστοιχα μπορεί να προκαλέσει ένα ηλεκτρικό σήμα μέσω του μετατροπέα.

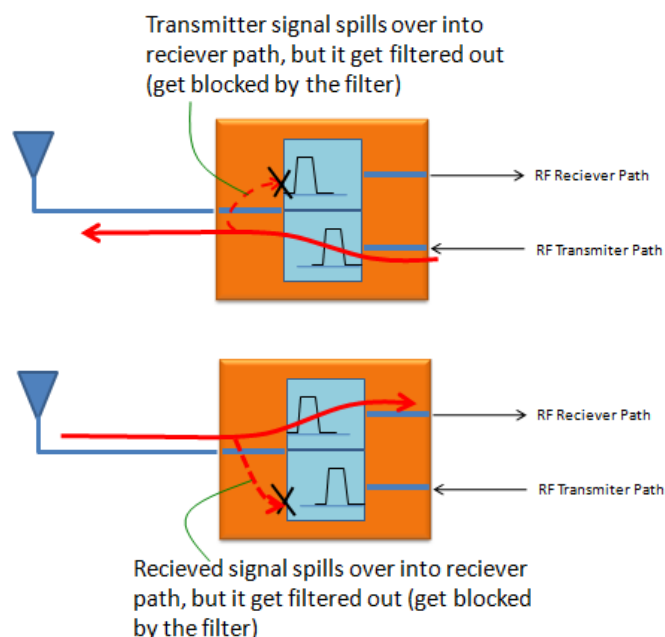
Οι SAW συσκευές εκμεταλλεύονται αυτό το φαινόμενο για να χειριστούν το σήμα όσο είναι σε μηχανική μορφή. Ένα ζωνοπερατό SAW φίλτρο ουσιαστικά περιλαμβάνει μία φέτα πιεζοηλεκτρικού υλικού με παρεμβαλλόμενα μεταλλικά δάκτυλα εναποτεθειμένα στην επιφάνεια σχηματίζοντας έτσι ηλεκτρομηχανικούς μετατροπείς και στα δύο άκρα (σχήμα 1.8). Η απόσταση μεταξύ των δακτύλων ρυθμίζεται ώστε ο μετατροπέας να συντονίζεται σε συγκεκριμένες συχνότητες και να εκτρέπει ή να μετριάξει την ενέργεια των κυμάτων σε άλλες συχνότητες, παρέχοντας ένα είδος φιλτραρίσματος.

Αν επομένως χρησιμοποιήσουμε δύο τέτοια φίλτρα ρυθμισμένα στην συχνότητα του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα έχουμε έναν αμφιδρομητή. Το σήμα που κατευθύνεται προς την κεραία αλλά υπεισέρχεται και στον δέκτη φιλτράρεται από το ζωνοπερατό φίλτρο και ακυρώνεται, ενώ αντίστοιχα το σήμα λαμβανόμενο από την κεραία ακυρώνεται στον πομπό εφόσον το φίλτρο αυτού είναι κεντραρισμένο σε διαφορετική συχνότητα. Η αρχή λειτουργίας μπορεί να γίνει περισσότερο κατανοητή μέσα από το σχήμα 1.9.



Σχήμα 1.8: Τυπική SAW συσκευή δύο ηλεκτρομηχανικών μετατροπών

Σε αυτόν τον αμφιδρομητή το κύριο πλεονέκτημα είναι η υψηλή απομόνωση που προσφέρει (πάνω από 50dB) ενώ αποτελεί μειονέκτημα η απαίτηση διαφορετικών φίλτρων για κάθε ζώνη συχνοτήτων κινητής τηλεφωνίας όπως είδαμε παραπάνω. Επίσης τέτοιοι αμφιδρομητές μπορούν να σχεδιαστούν για φέρουσες συχνότητες από 20MHz έως 2.6GHz και επομένως στις υψηλές (mm-wave) συχνότητες δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν.

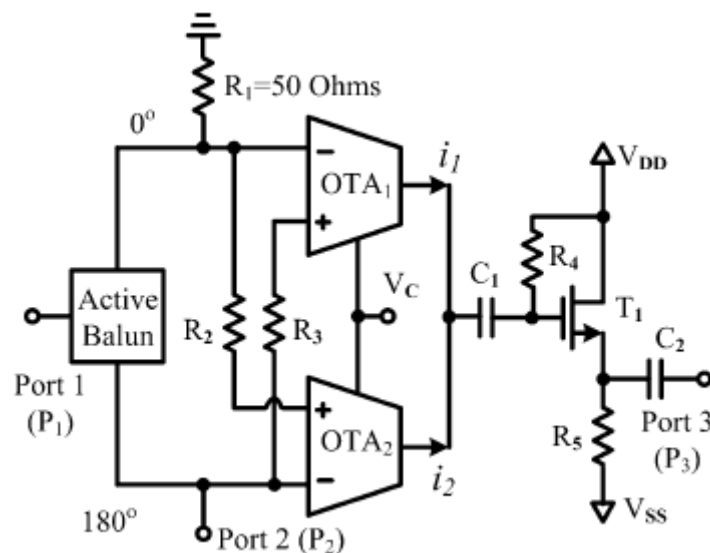


Σχήμα 1.9: Χρήση δύο SAW φίλτρων ως αμφιδρομητή

Στη συνέχεια θα αναφέρουμε συνοπτικά τις προσπάθειες που έχουν γίνει μέχρι στιγμής για την δημιουργία αμφοδρομητή σε ολοκληρωμένη μορφή και παρουσιάζουν ενδιαφέρον.

1.3.3 Active Quasi-Circulator

Εδώ και δεκαετίες έχουν γίνει προσπάθειες για σχεδίαση ενεργού αμφοδρομητή που θα μιμείται την λειτουργία ενός κυκλοφορητή που περιγράψαμε παραπάνω. Με την έννοια <<ενεργό>> εννοούμε ένα κύκλωμα που αποτελείται από τρανζίστορ τα οποία λειτουργούν στην περιοχή του κόρου καταναλώνοντας ενέργεια. Η βασική αρχή λειτουργίας σχεδόν σε όλες τις σχεδιάσεις είναι η εμφάνιση δύο όμοιων σημάτων στο μονοπάτι όπου απαιτείται απομόνωση τα οποία όμως θα παρουσιάζουν διαφορά φάσης 180° . Με τον τρόπο αυτό τα σήματα ακυρώνουν το ένα το άλλο και επιτυγχάνεται απομόνωση. Παρακάτω θα αναλυθεί η λειτουργία ενός ενεργού ψευδο-κυκλοφορητή (σχήμα 1.10) όπως παρουσιάστηκε σε σχετική δημοσίευση[18].



Σχήμα 1.10: Active Quasi-Circulator using OTAs [18]

Ας θεωρήσουμε ότι ένα σήμα εισέρχεται στην θύρα 1 του δικτύου. Το ενεργό Balun μετατρέπει το σήμα αυτό σε δύο σήματα με διαφορά φάσης 180° . Το ένα εκ των δύο σημάτων λαμβάνεται ως έξοδος από την θύρα 2 ενώ το δεύτερο καταναλώνεται στην αντίσταση $R_1=50\text{ Ohms}$ εξισορροπώντας την εξωτερική αντίσταση της κεραίας που συνδέεται στην θύρα 2. Εν συνεχεία τα σήματα αυτά οδηγούνται στους δύο ενισχυτές διαγωγμότητας οι οποίοι δημιουργούν τα δύο ρεύματα i_1 και i_2 , διαφοράς φάσης 180° τα οποία προστίθενται και αλληλο-ακυρώνονται στη θύρα 3. Έτσι πετυχαίνεται απομόνωση στη θύρα 3.

Στη συνέχεια ας υποθέσουμε ότι ένα σήμα εισέρχεται στη θύρα 2. Το ενεργό balun είναι σχεδιασμένο για την διάδοση του σήματος μονόπλευρα παρουσιάζοντας πολύ χαμηλή ενίσχυση σε σήματα που εισέρχονται από την έξοδο προς την είσοδο του ($S_{12} \cong 0$)

απομονώνοντας την θύρα 2 με την θύρα 1. Επομένως όλο το σήμα θα οδηγηθεί στον ενισχυτή διαγωγιμότητας OTA_2 , δημιουργώντας ένα ρεύμα στην έξοδο αυτού και στην μη-αναστρέφουσα είσοδο του OTA_1 , δημιουργώντας ένα αντίθετο ρεύμα από αυτού του OTA_2 . Το δύο ρεύματα αυτά ανατροφοδοτούν αρνητικά τους ενισχυτές μέσω των αντιστάσεων $R2 = R3$ και τελικά το συνολικό ρεύμα που προκύπτει από τους ενισχυτές διαγωγιμότητας μετατρέπεται σε τάση μέσω της αντίστασης $R4$ στην πύλη του τρανζίστορ T1. Ο ακόλουθος πηγή έπειτα οδηγεί το σήμα στην εξωτερική αντίσταση 50 Ohms της θύρας 3.

Παρόλο που ορισμένες προσπάθειες έχουν επιδείξει αξιοσημείωτες επιδόσεις ως προς την απομόνωση, η χρήση ενεργών στοιχείων οδηγεί σε ιδιαίτερα χαμηλή γραμμικότητα και εικόνα θορύβου, γεγονός που καθιστά τέτοιου είδους αμφιδρομητές μη πρακτικούς σε πραγματικές εφαρμογές. Επίσης η κατανάλωση που απαιτείται από τα τρανζίστορ είναι ένα ακόμα μειονέκτημα έναντι των παθητικών υλοποιήσεων.

1.3.4 Time-Variant Structures

Αυτού του είδους οι υλοποιήσεις βασίζονται στην κατάρριψη της αμοιβαιότητας ενός δικτύου εκμεταλλευόμενες διαφορετικές τεχνικές χωροχρονικής διαμόρφωσης των στοιχείων του δικτύου. Υπενθυμίζουμε ότι από την κλασική θεωρία των δικτύων το θεώρημα της αμοιβαιότητας ισχύει για τα γραμμικά κυκλώματα που τα στοιχεία τους έχουν χαρακτηριστικά σταθερά με το χρόνο και είναι αμφίδρομα (δηλαδή η εναλλαγή των ακροδεκτών των στοιχείων δεν αλλάζει τη συμπεριφορά τους στο κύκλωμα).

Στην παρούσα εργασία θα αναφερθούμε σε μία εκ των τριών υλοποιήσεων που έχουν παρουσιαστεί μέχρι σήμερα, καθώς ήταν η πρώτη που ολοκληρώθηκε σε τεχνολογία CMOS. Πρόκειται για την σχεδίαση [19] που αναπτύχθηκε στο πανεπιστήμιο Columbia της Νέας Υόρκης και βασίζεται στην χρονική διαμόρφωση του σήματος μέσω ενός φίλτρου N-διαδρομών (N-path filter). Τέτοιου είδους φίλτρα παρουσιάζουν χαμηλό θόρυβο και ιδιαίτερα υψηλή γραμμικότητα σε σχέση με τα ενεργά φίλτρα. Απαραίτητη προϋπόθεση για την εφαρμογή τους στον αμφιδρομητή είναι η σχεδίαση τους με χρήση διακοπών που εμφανίζουν υψηλό λόγο αγωγιμότητας όταν είναι κλειστοί και ανοιχτοί (ON/OFF conductance ratio). Οι σύγχρονοι CMOS διακόπτες παρουσιάζουν λόγο αγωγιμότητας της τάξης 1.000-100.000, αρκετός για να λειτουργήσει ο αμφιδρομητής μέχρι και τις ραδιοσυχνότητες. Στη συνέχεια θα περιγράψουμε συνοπτικά την αρχή λειτουργίας του εν λόγω αμφιδρομητή, η σχεδίαση του οποίου φαίνεται στο σχήμα 1.11.

Όταν η πρώτη και η δεύτερη στήλη διακοπών εναλλάσσονται (όταν ανοίγουν οι διακόπτες της μίας στήλης κλείνουν της άλλης και το αντίστροφο) με διαφορά φάσης 90° , προκαλούν σε ένα κύμα με συχνότητα ίση ή πολύ κοντά με την διακοπτική συχνότητα, στροφή φάσης 90° και -90° αναλόγως την διεύθυνση αυτού. Δηλαδή

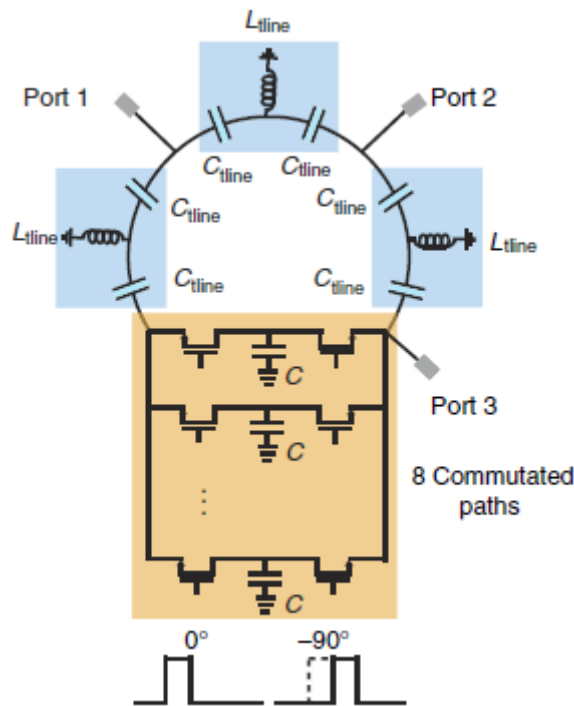
κύματα διαδιδόμενα σε αντίθετες κατευθύνσεις, περνώντας από το φίλτρο N-διαδρομών αποκτούν διαφορά φάσης μεταξύ τους 180° .

Η μήτρα S- παραμέτρων του N-φίλτρου δίνεται παρακάτω:

$$S(f_s) \approx \begin{bmatrix} \frac{N^2(1 - \cos(\frac{2\pi}{N}))}{2\pi^2} - 1 & \frac{N^2(1 - \cos(\frac{2\pi}{N}))}{2\pi^2} e^{-j\pi/2} \\ \frac{N^2(1 - \cos(\frac{2\pi}{N}))}{2\pi^2} e^{+j\pi/2} & \frac{N^2(1 - \cos(\frac{2\pi}{N}))}{2\pi^2} - 1 \end{bmatrix} \underset{N \rightarrow \infty}{\approx} \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\pi/2} \\ e^{+j\pi/2} & 0 \end{bmatrix}$$

Παρεμβάλλοντας τώρα μία κυκλική γραμμή μεταφοράς μήκους $\frac{3\lambda}{4}$ γύρω από το φίλτρο επιτυγχάνεται η κατάρριψη της αμοιβαιότητας του δικτύου.

Πράγματι, προς την μία κατεύθυνση η καθυστέρηση φάσης κατά -270° που προκαλεί η γραμμή μεταφοράς αθροίζεται με την -90° στροφή φάσης του φίλτρου με συνέπεια την διάδοση του κύματος. Από την αντίθετη κατεύθυνση ωστόσο, η καθυστέρηση φάσης της γραμμής μεταφοράς αθροίζεται με $+90^\circ$ στροφή φάσης του φίλτρου εμποδίζοντας έτσι την διάδοση του κύματος.



Σχήμα 1.11: Magnetic-free circulator based on staggered commutation

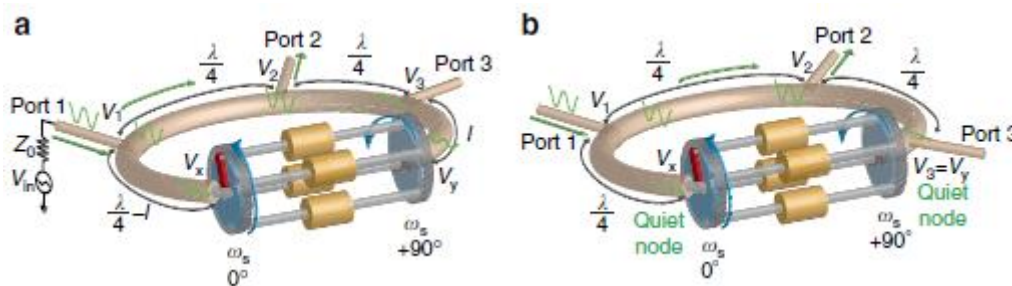
Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.12 οι τρεις πόρτες του κυκλοφορητή απέχουν μεταξύ τους ανά δύο κατά $\frac{\lambda}{4}$. Ας υποθέσουμε τώρα μία διέγερση V_{in} στην θύρα 1. Χρησιμοποιώντας την κλασική ανάλυση μικροκυματικών κυκλωμάτων μαζί με την μήτρα S-παραμέτρων του φίλτρου και δεδομένου ότι $N \rightarrow \infty$ οι τάσεις στους κόμβους του δικτύου υπολογίζονται ως κάτωθι:

$$V_1 = \frac{1}{2}V_{in}, \quad V_2 = -\frac{j}{2}V_{in}, \quad V_3 = 0, \quad V_x = \frac{\sin(\beta l)}{2}V_{in}, \quad V_y = \frac{j\sin(\beta l)}{2}V_{in}$$

όπου V_1, V_2, V_3 είναι οι τάσεις στις τρεις θύρες του δικτύου, V_x, V_y είναι οι τάσεις αριστερά και δεξιά του φίλτρου και l το μήκος τόξου της γραμμής μεταφοράς από την θύρα 3 μέχρι το φίλτρο. Επαναλαμβάνοντας διαδοχικά τους υπολογισμούς για διεγέρσεις στις θύρες 2 και 3 προκύπτει η μήτρα S-παραμέτρων του συνολικού δικτύου και είναι ίση με:

$$S_{\text{circ}}(f_s) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -j & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 \end{bmatrix}$$

Οι S-παραμέτροι ταιριάζουν με αυτές ενός ιδανικού κυκλοφορητή. Στην ίδια μήτρα S-παραμέτρων καταλήγουμε και αν θεωρήσουμε τον αριθμό N των διακοπών του φίλτρου πεπερασμένο με τον μόνο περιορισμό το μήκος l να ισούται με 0.



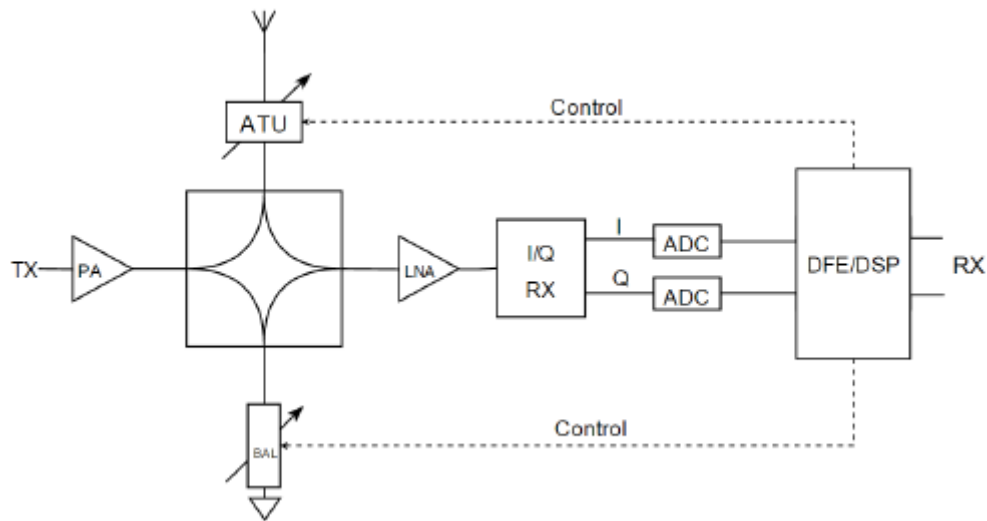
Σχήμα 1.12: Η αρχιτεκτονική του κυκλοφορητή α) για N άπειρο β) για N πεπερασμένο

Σε αντίθεση με τις ενεργές υλοποιήσεις τέτοιου είδους αμφιδρομητές παρουσιάζουν υψηλή γραμμικότητα (IIP3) και σχετικά χαμηλές απώλειες πομπού (Tx IL) και δέκτη (Rx IL). Ωστόσο η ιδιαίτερα αυξημένη πολυπλοκότητα σχεδίασης τους και η σχετικά χαμηλή απομόνωση (~ 20 dB) αποτρέπουν την χρήση τους σε εφαρμογές κινητών τηλεπικοινωνιών.

1.3.5 Electrical Balance Duplexer (EBD)

Μία εναλλακτική παθητική υλοποίηση αμφιδρομητή είναι αυτή του αμφιδρομητή ηλεκτρικής ισορροπίας ή σε διεθνή ορολογία Electrical Balance Duplexer. Η τοπολογία του είναι γνωστή ήδη από τα πρώτα χρόνια των ενσύρματων τηλεπικοινωνιών. Χρησιμοποιούταν με σκοπό να απομονώνει το μικρόφωνο (Tx) από το ακουστικό (Rx) εξαλείφοντας την ηχώ του χρήστη. Στο σχήμα 1.13 φαίνεται μία τυπική αρχιτεκτονική ενός τέτοιου αμφιδρομητή, ο οποίος αποτελείται από τέσσερα κύρια στοιχεία, τον

υβριδικό κόμβο (hybrid junction), την κεραία, ένα δίκτυο ισορροπίας (balancing impedance) και από ένα σύστημα ελέγχου για τον συντονισμό του δικτύου ισορροπίας.



Σχήμα 1.13: Τυπική αρχιτεκτονική αμφιδρομητή ηλεκτρικής ισορροπίας

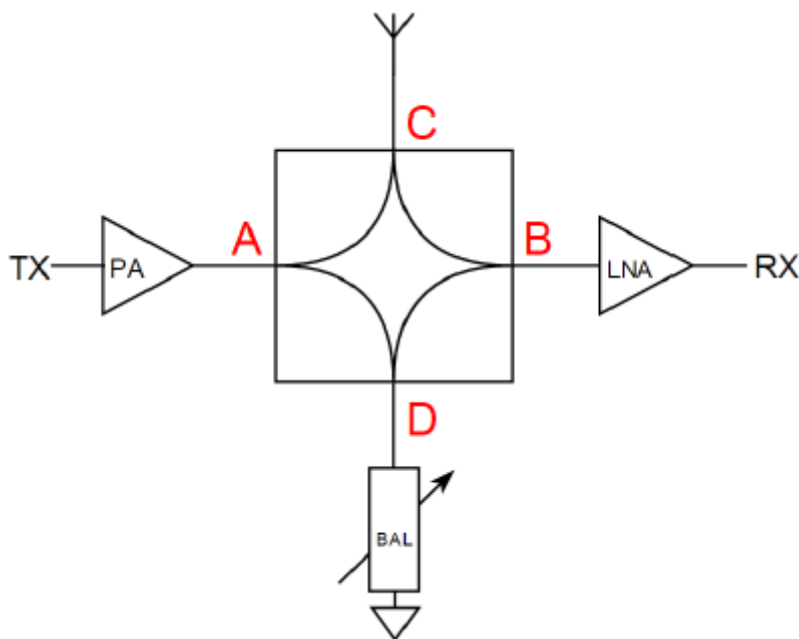
Στο παραπάνω μπλοκ διάγραμμα φαίνεται και ένα επιπλέον κύκλωμα, η μονάδα συντονισμού της κεραίας (ATU) το οποίο είναι προαιρετικό και χρησιμεύει στο να περιορίζει την σύνθετη αντίσταση της κεραίας γύρω από τα 50 Ohms όταν οι διακυμάνσεις της είναι μεγάλες. Η αρχή λειτουργίας του αμφιδρομητή θα αναλυθεί εξονυχιστικά στο επόμενο κεφάλαιο.

Η παθητική αυτή σχεδίαση παρουσιάζει ιδιαίτερα μεγάλη γραμμικότητα. Μαζί με την υψηλή απομόνωση που μπορεί να επιτευχθεί με τον σωστό συντονισμό του δικτύου ισορροπίας (>30dB), αποτελεί την καλύτερη λύση για ένα IBFD τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Το μοναδικό μειονέκτημα της είναι οι εγγενείς απώλειες ισχύος 3dB που εμφανίζονται στον πομπό και τον δέκτη. Ωστόσο με τεχνικές που θα αναφερθούν στην συνέχεια της εργασίας, το πρόβλημα αυτό είναι δυνατόν να ξεπεραστεί.

Αμφιδρομητής Ηλεκτρικής Ισορροπίας (EBD)

2.1 Εισαγωγή

Αρχικά ας επισημάνουμε με A, B, C και D τις θύρες του υβριδικού κόμβου (Hybrid Junction) όπως απεικονίζονται στο σχήμα 2.1. Η απομόνωση μεταξύ των θυρών A και B εξαρτάται από την προσαρμογή της αντίστασης των θυρών C και D. Αν οι δύο σύνθετες αντιστάσεις ταιριάζουν απόλυτα, τότε η απομόνωση είναι θεωρητικά άπειρη.



Σχήμα 2.1: Βασική τοπολογία ενός EBD

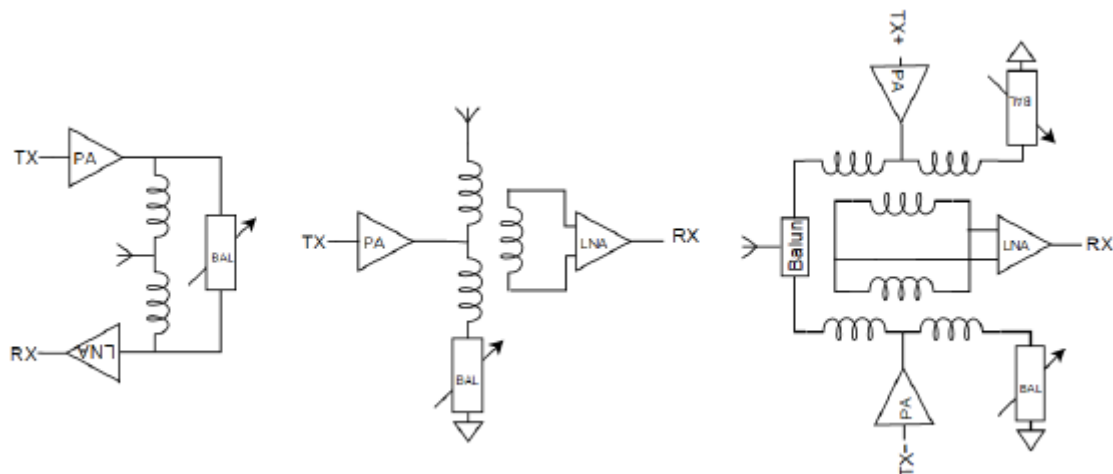
Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι η αντίσταση της κεραίας δεν είναι σταθερή και ίση με 50 Ohms όπως θα θέλαμε. Η σύνθετη αντίσταση της εξαρτάται από την συχνότητα και μεταβάλλεται ανάλογα με το περιβάλλον και την επίδραση του χρήστη. Σε ένα κινητό τηλέφωνο όπου ο χρήστης έχει άμεση επαφή με την κεραία(μέσω του χεριού, κεφαλιού κλπ.) η σύνθετη αντίσταση μπορεί να μεταβάλλεται από 30 μέχρι 200 Ohms για το πραγματικό μέρος και -30 έως +30 Ohms για το φανταστικό μέρος. Σε άλλες εφαρμογές όπως σε ένα ραντάρ η διακύμανση της αντίστασης της κεραίας είναι πολύ μικρότερη. Για αυτό το δίκτυο ισορροπίας ελέγχεται έτσι ώστε να ταιριάζει με την κεραία στο επιθυμητό εύρος συχνοτήτων.

2.2 Υβριδικός κόμβος (Hybrid Junction)

Πρόκειται για 4-θυρο εξάρτημα ιδανικά δίχως απώλειες ισχύος, στο οποίο οι απέναντι πόρτες είναι μεταξύ τους απομονωμένες. Γίνεται λοιπόν αντιληπτό πως θα πρέπει η θύρα του πομπού να βρίσκεται απέναντι από την θύρα του δέκτη όπως φαίνεται στην απλουστευμένη διάταξη του σχήματος 2.1.

2.2.1 Τοπολογίες Υβριδικού κόμβου

Οι υβριδικοί κόμβοι μπορούν να ομαδοποιηθούν σε δύο διαφορετικές κατηγορίες με βάση την τεχνολογία κατασκευής τους, συγκεκριμένα στους υβριδικούς κόμβους βασιζόμενους σε μετασχηματιστή και στους μικροταινιακούς κόμβους. Από τις δύο κατηγορίες η πρώτη είναι η πιο διαδεδομένη και αυτή θα μας απασχολήσει στο παρόν κεφάλαιο. Οι τρεις κύριες υποκατηγορίες αφορούν την χρήση α) αυτομετασχηματιστή (auto-transformer) β) μετασχηματιστή μεσαίας λήψης (center-tapped transformer) και γ) διαφορικό υβριδικό μετασχηματιστή (differential hybrid transformer). Στο σχήμα 2.2 απεικονίζονται οι προαναφερόμενοι τύποι μετασχηματιστών.



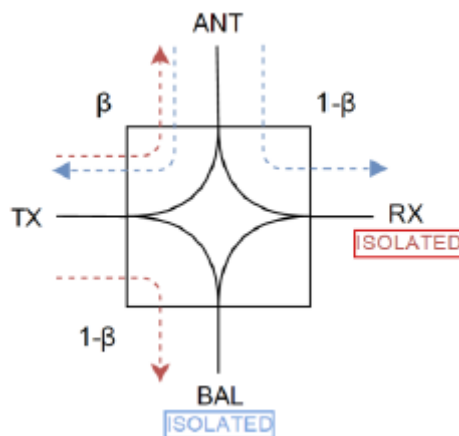
Σχήμα 2.2: Είδη υβριδικών κόμβων βασισμένων σε α) αυτομετασχηματιστή β) μετασχηματιστή μεσαίας λήψης, γ) διαφορικό υβριδικό μετασχηματιστή.

Κάθε τύπος υβριδικού κόμβου παρουσιάζει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα με αποτέλεσμα η επιλογή του να βασίζεται σε έναν συμβιβασμό μεταξύ των απωλειών πομπού και δέκτη, της απομόνωσης του κοινού σήματος και της καταλαμβανόμενης περιοχής μέσα στο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Ο **αυτομετασχηματιστής** αποτελεί τον απλούστερο υβριδικό κόμβο, προσθέτοντας τις χαμηλότερες απώλειες στην διάταξη και καταλαμβάνοντας τον λιγότερο δυνατό χώρο μέσα στο chip. Παρόλα αυτά δεν προσφέρει καμία απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη για κοινά σήματα (common mode signals) η παρουσία των οποίων δημιουργούν πρόβλημα στην λειτουργία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Αντίθετα ο

μετασχηματιστής ενδιάμεσης λήψης προσφέρει καλύτερη ηλεκτρική απομόνωση με κύριο κόστος τις αυξημένες απώλειες ισχύος. Αυτές οφείλονται στην ωμική αντίσταση του δευτερεύοντος πηνίου καθώς επίσης και στην μη ιδανική σύζευξη μεταξύ των δύο πηνίων γεγονός που δημιουργεί απώλεια μαγνητικής ενέργειας μεταξύ τους και κατ' επέκταση και απώλεια της επαγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας. Ο **διαφορικός υβριδικός μετασχηματιστής** παρουσιάζει πολύ υψηλή απομόνωση κοινού σήματος αλλά ταυτόχρονα και πολύ υψηλές απώλειες πομπού και δέκτη λόγω της χρησιμοποίησης δύο μετασχηματιστών σε συνδεσμολογία γέφυρας. Επίσης απαιτείται η χρήση Balun για την μετατροπή του σήματος της κεραίας σε διαφορικό με συνέπεια επιπλέον απώλειες 1dB πάνω σε αυτό το εξάρτημα. Τέλος η περιοχή που καταλαμβάνει τέτοιου είδους μετασχηματιστής μέσα στο chip διπλασιάζεται.

2.3 Διαμοιρασμός Ισχύος

Όπως ήδη αναφέραμε οι υβριδικοί κόμβοι είναι παθητικές διατάξεις και ως εκ τούτου παρουσιάζουν απώλειες ισχύος. Στο σχήμα 2.3 απεικονίζεται η ροή ισχύος σε έναν υβριδικό κόμβο.



Σχήμα 2.3: Ροή ισχύος σε έναν υβριδικό κόμβο

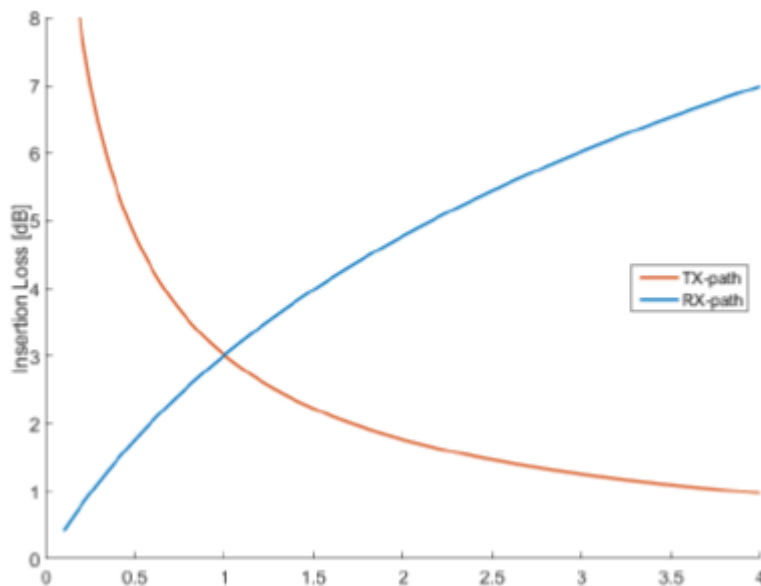
Αν στην θύρα ANT συνδεθεί κεραία σύνθετης αντίστασης Z_{ANT} και στην θύρα BAL σύνθετη αντίσταση Z_{BAL} , τότε ο υβριδικός κόμβος θα βρεθεί σε ισορροπία και θα υπάρξει απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη εάν $Z_{ANT} = Z_{BAL}$. Τα κόκκινα βέλη δείχνουν τον διαμοιρασμό της ισχύος του πομπού καθώς διέρχεται από τον υβριδικό κόμβο και διακλαδίζεται στις θύρες ANT και BAL . Η ωφέλιμη ισχύ που μεταφέρεται από τον πομπό στην κεραία είναι ίση με β ενώ οι καταναλισκόμενη ενέργεια στο δίκτυο ισορροπίας ίση με $1-\beta$. Αντίστοιχα η ισχύς που μεταφέρεται από την κεραία διαμοιράζεται μεταξύ πομπού και δέκτη όπως φαίνεται παραπάνω στο σχήμα. Εδώ πρέπει να αναφέρουμε ότι η ισχύς που λαμβάνει η κεραία είναι τόσο μικρή ($\sim -100\text{dBm}$) που σε συνδυασμό με την μονόπλευρη σχεδίαση ενός PA, το σήμα που εισέρχεται τελικά στον πομπό είναι πρακτικά μηδενικό. Λόγω της συμμετρίας του υβριδικού κόμβου η ωφέλιμη ισχύ που λαμβάνει ο δέκτης ισούται με $1-\beta$. Η σχέση μεταξύ της ωφέλιμης ισχύος πομπού και

δέκτη δίνεται από το λόγο διαμοιρασμού ισχύος $r = \sqrt{\frac{\beta}{1-\beta}}$. Η σχέση αυτή υποδηλώνει έναν συμβιβασμό μεταξύ των απωλειών (insertion losses) πομπού και δέκτη. Συγκεκριμένα καταλήγουμε στις εξής δύο σχέσεις για τις απώλειες:

$$IL_{tx} = 10 \log(1 + r)$$

$$IL_{rx} = 10 \log\left(1 + \frac{1}{r}\right)$$

Σε έναν υβριδικό κόμβο με μετασχηματιστή ο λόγος διαμοιρασμού ισχύος μεταβάλλεται απλώς μεταβάλλοντας την ενδιάμεση λήψη. Στο σχήμα 2.4 απεικονίζονται γραφικά οι δύο παραπάνω εξισώσεις.



Σχήμα 2.4: Trade-off between Tx and Rx insertion loss

Παρατηρούμε ότι για $r = 1$ δηλαδή όταν ο μετασχηματιστής είναι συμμετρικός αμφότερες οι απώλειες πομπού και δέκτη ισούνται με 3dB.

2.4 Απομόνωση

Όπως ήδη αναφέραμε όταν η αντίσταση της κεραίας ισούται με την σύνθετη αντίσταση του δικτύου ισορροπίας η απομόνωση είναι θεωρητικά άπειρη. Στην πραγματικότητα όμως έχει πεπερασμένη τιμή που εξαρτάται από τον συντελεστή ανάκλασης της κεραίας και του δικτύου και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

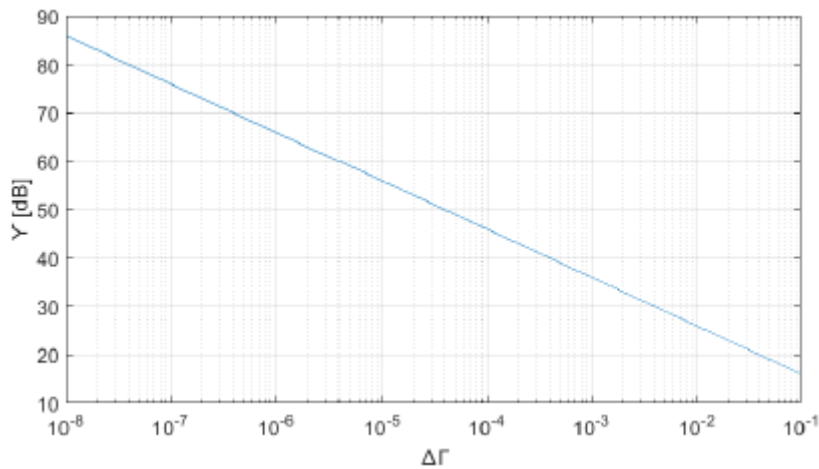
$$ISO_{tx - rx}(\omega) = 10 \log|\Gamma_{ant}(\omega) - \Gamma_{bal}(\omega)|^2 - 20 \log\left(\frac{1+r}{\sqrt{r}}\right)$$

$$\text{Όπου } \Gamma_{ant}(\omega) = \frac{Z_{ant}(\omega) - Z_0}{Z_{ant}(\omega) + Z_0} \quad \text{και} \quad \Gamma_{bal}(\omega) = \frac{Z_{bal}(\omega) - Z_0}{Z_{bal}(\omega) + Z_0}$$

Για να γίνει κατανοητή η απαίτηση για ακρίβεια μεταξύ των δύο σύνθετων αντιστάσεων ορίζουμε το τετραγωνικό σφάλμα των συντελεστών ανάκλασης $\Delta\Gamma$.

$$\Delta\Gamma = |\Gamma_{ant}(\omega) - \Gamma_{bal}(\omega)|^2$$

Στο σχήμα 2.5 απεικονίζεται η συνάρτηση της απομόνωσης ως προς το τετραγωνικό σφάλμα $\Delta\Gamma$. Παρατηρούμε ότι για να πετύχουμε απομόνωση μεγαλύτερη από 40dB το σφάλμα θα πρέπει να είναι μικρότερο από $3 \cdot 10^{-4}$. Φαίνεται λοιπόν η ανάγκη για μεγάλη ακρίβεια όσο αναφορά τον έλεγχο του δικτύου ισορροπίας.

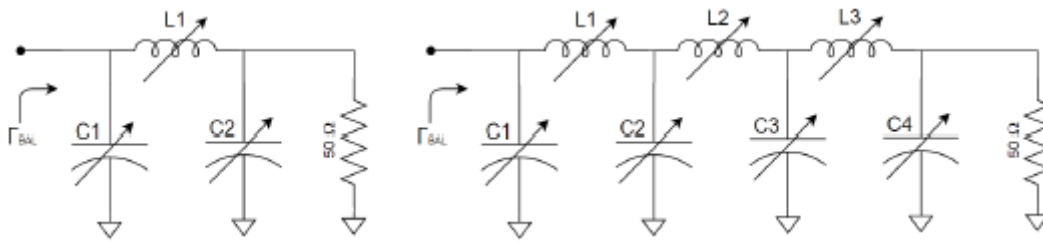


Σχήμα 2.5: Απομόνωση σε συνάρτηση με το τετραγωνικό σφάλμα των συντελεστών ανάκλασης

2.5 Δίκτυο ισορροπίας

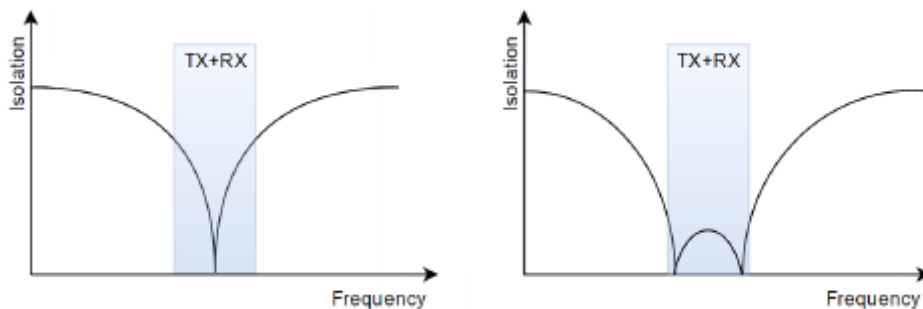
Το δίκτυο ισορροπίας είναι συνήθως ένα ηλεκτρονικά ελεγχόμενο Π-δίκτυο, το οποίο μιμείται την αντίσταση της κεραίας. Η πολυπλοκότητα του δικτύου είναι άμεσα συνδεδεμένη με την ικανότητα του να ακολουθεί την αντίσταση της κεραίας για συγκεκριμένο εύρος ζώνης. Εκτός όμως από την ανάγκη να ακολουθεί τις μεταβολές της αντίστασης της κεραίας σε σχέση με την συχνότητα, το δίκτυο ισορροπίας σχεδιάζεται έτσι ώστε να αντέχει μεγάλη ισχύ σήματος προερχόμενη από τον PA και ταυτόχρονα να παρουσιάζει αρκετά γραμμική συμπεριφορά ώστε τυχόν προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης να μην δυσχεραίνουν την λειτουργία του LNA. Τέλος, θα πρέπει το δίκτυο ισορροπίας να έχει αρκούντως μεγάλη ανάλυση ώστε να ακολουθεί την αντίσταση της κεραίας με πολύ μεγάλη ακρίβεια, γιατί όπως είδαμε παραπάνω η ακρίβεια αυτή συνδέεται άρρηκτα με την απομόνωση.

Οι δύο βασικότερες τοπολογίες δικτύου ισορροπίας είναι αυτές που φαίνονται στο σχήμα 2.6. Αριστερά πρόκειται για έναν απλό Π-δίκτυο ενός πόλου ενώ δεξιά βλέπουμε ένα πιο σύνθετο Π-δίκτυο πολλαπλών πόλων.



Σχήμα 2.6: Βασικές τοπολογίες Π-δικτύου ισορροπίας: α) μονού πόλου β) τριπλού πόλου

Τα κυκλώματα αυτά επιτρέπουν τον έλεγχο του πλάτους και της φάσης του συντελεστή ανάκλασης στην είσοδο τους $\Gamma_{BAL}(\omega)$ ώστε να ακολουθούν τον συντελεστή ανάκλασης της κεραίας $\Gamma_{ANT}(\omega)$ στο απαιτούμενο εύρος ζώνης. Συγκεκριμένα το δίκτυο ενός πόλου επιτρέπει την μεγιστοποίηση της απομόνωσης για μία μόνο συχνότητα σε αντίθεση με το δίκτυο τριών πόλων που παρουσιάζει μέγιστη απομόνωση για δύο συχνότητες επιτυγχάνοντας έτσι υψηλή απομόνωση για μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Συνήθως τα δίκτυα πολλαπλών πόλων χρησιμοποιούνται σε FDD εφαρμογές (κινητές τηλεπικοινωνίες) κατά τις οποίες επιθυμούμε μέγιστη απομόνωση σε δύο συχνότητες.



Σχήμα 2.7: Απομόνωση σε συνάρτηση με την συχνότητα για α) δίκτυο ενός πόλου β) δίκτυο 3 πόλων

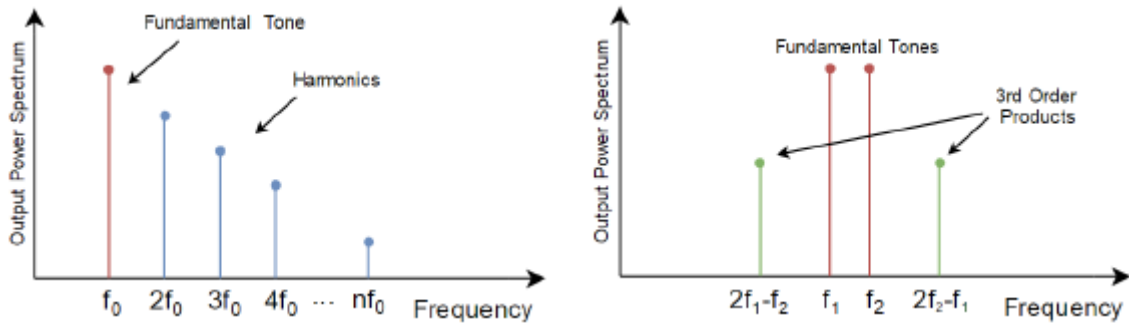
Παραμόρφωση σε μη-γραμμικά συστήματα

3.1 Γενικά

Οι παραμορφώσεις που μπορεί να προκύψουν σε ένα μη-γραμμικό σύστημα διαχωρίζονται σε δύο κατηγορίες, στις αρμονικές παραμορφώσεις και στις παραμορφώσεις από ενδοδιαμόρφωση. Γενικά στους ενισχυτές η αρμονική παραμόρφωση σήματος προκαλείται από την μη ιδανικότητα της τροφοδοσίας να παρέχει απεριόριστη ισχύ αλλά περιορίζεται σε μία συγκεκριμένη τιμή. Όταν το σήμα εισόδου ξεπερνά αυτή την τιμή ο ενισχυτής συμπεριφέρεται μη γραμμικά με συνέπεια να ψαλιδίζεται το σήμα στην έξοδο. Αυτό έχει ως συνέπεια την δημιουργία αρμονικών συνιστωσών του σήματος, των οποίων η συχνότητα είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους. Αν για παράδειγμα ορίσουμε την θεμελιώδη συχνότητα ως f_0 οι αρμονικές που θα δημιουργηθούν θα έχουν συχνότητα $2f_0, 3f_0, 4f_0$ κλπ. Οι αρμονικές αυτές είναι αρκετά μακριά από την θεμελιώδη και επομένως μπορούν αποκοπούν με τη χρήση ενός φίλτρου.

Η παραμόρφωση από ενδοδιαμόρφωση από την άλλη μεριά οφείλεται στην μίξη των διαφορετικών συνιστωσών του σήματος εξόδου. Αυτό έχει σαν συνέπεια την δημιουργία σημάτων με συχνότητα τη διαφορά ή την άθροιση των συχνοτήτων των συνιστωσών του σήματος εισόδου και τα αντίστοιχα πολλαπλάσια. Για την μελέτη αυτού του είδους παραμόρφωσης δίνονται ως είσοδος δύο ημίτονα διαφορετικών συχνοτήτων πολύ κοντά μεταξύ τους f_1 και f_2 . Τα πιο κοντινά, στις συχνότητες αυτές, παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης προκύπτουν από την λεγόμενη ενδοδιαμόρφωση 3^{ης} τάξης και έχουν συχνότητες $2f_2 - f_1$ και $2f_1 - f_2$ αντίστοιχα. Αυτές οι συνιστώσες ενδοδιαμόρφωσης είναι συνήθως δύσκολο να αποκοπούν με τη χρήση κάποιου φίλτρου καθώς έχουν τιμή πολύ κοντά στις θεμελιώδεις συχνότητες. Στο σχήμα 3.1 απεικονίζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος των αρμονικών συχνοτήτων και των συχνοτήτων ενδοδιαμόρφωσης σε σύγκριση με τις θεμελιώδεις συχνότητες.

Για την ποσοτικοποίηση της γραμμικότητας των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων έχουν οριστεί δύο βασικές παράμετροι. Το σημείο συμπίεσης 1-dB (1-dB compression point) χρησιμοποιείται για την περιγραφή της αρμονικής παραμόρφωσης ενώ το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (third-order intercept point) για την παραμόρφωση από ενδοδιαμόρφωση 3^{ης} τάξης.



Σχήμα 3.1: φασματική πυκνότητα ισχύος κατά την α)αρμονική παραμόρφωση β)παραμόρφωση από ενδοδιαμόρφωση

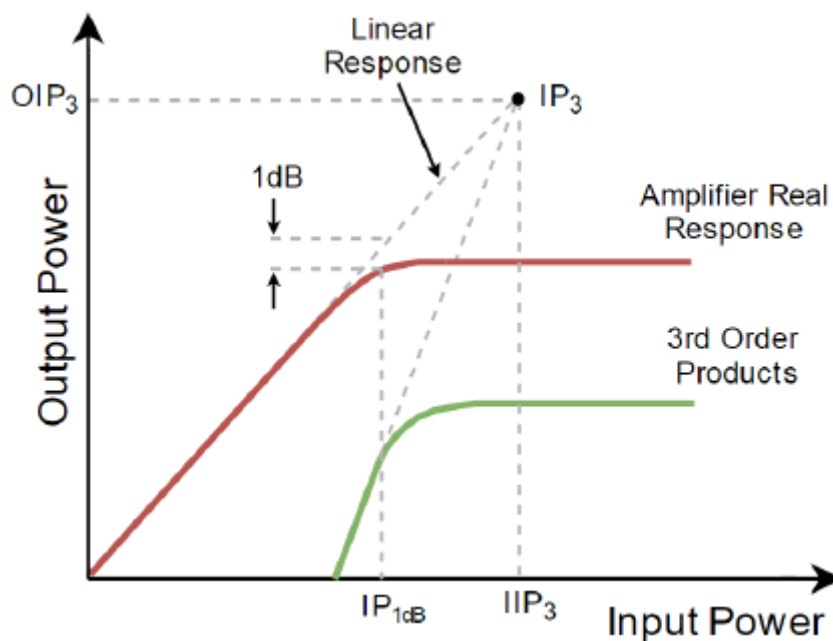
Για τον υπολογισμό του σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης μετρώνται τα πλάτη των θεμελιωδών συχνοτήτων και των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης. Ορίζουμε το σημείο παρεμβολής στην είσοδο και στην έξοδο του δικτύου ως εξής:

$$IIP3(dB) = \frac{3}{2}P_t - \frac{1}{2}P_{3rd}$$

$$OIP3(dB) = IIP3 + G$$

Όπου P_t είναι η ισχύς της θεμελιώδους συχνότητας, P_{3rd} η ισχύς της συχνότητας ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης και G το κέρδος του δικτύου.

Το σημείο συμπίεσης 1-dB αφορά την ελάχιστη ισχύ εισόδου του δικτύου για την οποία το κέρδος του μειώνεται κατά 1dB σε σχέση με την γραμμική του συμπεριφορά.



Σχήμα 3.2: Σημείο συμπίεσης 1-dB και σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης

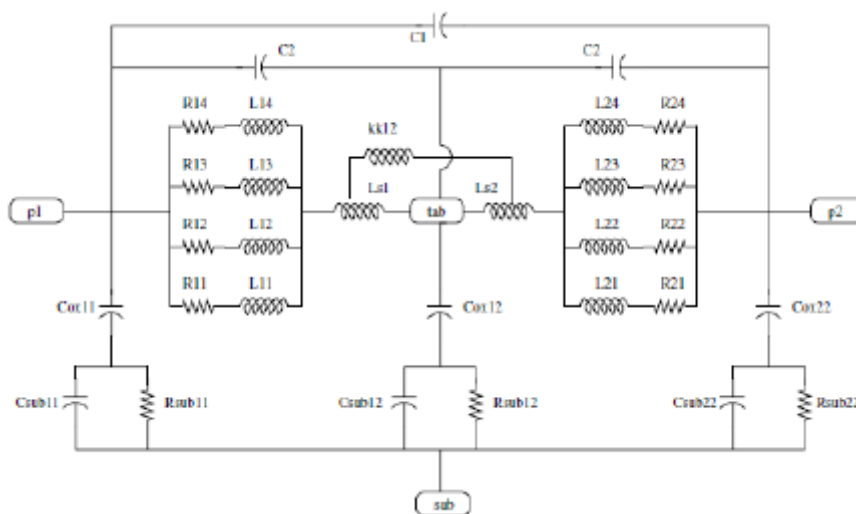
Παθητικά στοιχεία σε τεχνολογία CMOS

4.1 Ολοκληρωμένα πηνία

Τα ολοκληρωμένα πηνία δημιουργούνται σε σπειροειδή μορφή και σε διαφορετικά σχήματα, από τα οποία τα οκταγωνικά και τα κυκλικά παρουσιάζουν τις καλύτερες επιδόσεις. Παρόλο που τα κυκλικά πηνία εμφανίζουν καλύτερες ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες, πολλές τεχνολογίες δεν υποστηρίζουν την κατασκευή τους και για αυτό το λόγο τις περισσότερες φορές συναντάμε την καλύτερη προσέγγιση τους, τα οκταγωνικά πηνία. Στο παρόν κεφάλαιο θα μελετηθούν τα οκταγωνικά πηνία με αφορμή το γεγονός ότι θα χρησιμοποιηθούν για την κατασκευή του δικτύου ισορροπίας. Αξίζει να σημειωθεί πως, η πολυπλοκότητα του υπολογισμού της αυτεπαγωγής αυτής της δομής αυξάνεται δραματικά από την τετραγωνική στην οκταγωνική γεωμετρία λόγω των αμοιβαίων επιδράσεων στα μη κάθετα τμήματα.

4.1.1 Π-Μοντέλο

Το ηλεκτρικό ισοδύναμο μοντέλο που είναι ευρέως διαδεδομένο και χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίσει τις ηλεκτρικές ιδιότητες των οκταγωνικών πηνίων είναι γνωστό ως Π-μοντέλο και φαίνεται στο σχήμα 4.1.



Σχήμα 4.1: Π-μοντέλο ολοκληρωμένου πηνίου

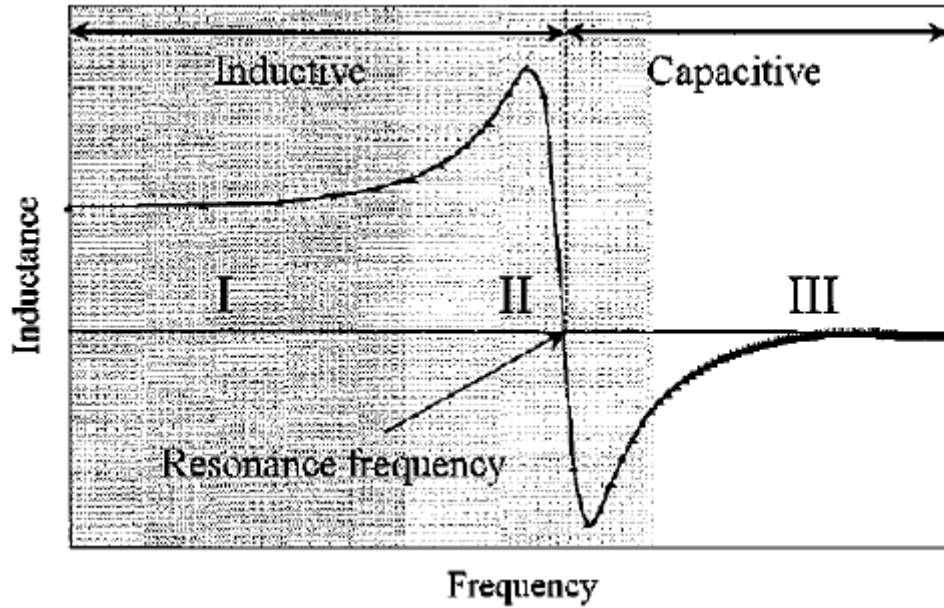
Η φυσική σημασία των κύριων από τα ιδανικά στοιχεία του Π-μοντέλου εξηγούνται παρακάτω.

- Οι πυκνωτές C_1 , C_2 αντιπροσωπεύουν την χωρητικότητα μεταξύ των μεταλλικών σπειρών.
- Το πηνίο L_s αντιπροσωπεύει την επαγωγή του πηνίου, συμπεριλαμβανομένης της αυτεπαγωγής καθώς και της αμοιβαίας επαγωγής μεταξύ των κομματιών του ίδιου επιπέδου και μεταξύ των κομματιών των διαφορετικών στρωμάτων.
- Η αντίσταση R_s αντιπροσωπεύει την παρασιτική εν σειρά αντίσταση του επαγωγέα, συμπεριλαμβανομένων και των ωμικών απωλειών από τα μεταλλικά κομμάτια, τις συγκεκριμένες επιδράσεις και τις απώλειες που οφείλονται στα ρεύματα που επάγονται στο μέταλλο.
- Οι πυκνωτές C_{ox1} και C_{ox2} αντιπροσωπεύουν τις χωρητικότητες μεταξύ μετάλλου από την σπείρα και το υπόστρωμα.
- Οι αντιστάσεις R_{sub1} και R_{sub2} λαμβάνουν υπόψη τις ωμικές απώλειες από το υπόστρωμα που παράγονται από τα μαγνητικά και ηλεκτρικά ρεύματα που προκαλούνται σε αυτό.
- Οι πυκνωτές C_{sub1} και C_{sub2} μοντελοποιούν τις χωρητικές επιδράσεις του υποστρώματος λόγω του ημιαγωγικού του χαρακτήρα.

Τα κύρια πλεονεκτήματα αυτού του μοντέλου έγκειται στην απλότητα του, στην ευκολία και στο γεγονός ότι κατέχει μία φυσική σημασία, όπως φαίνεται σε κάθε ένα από τα στοιχεία του.

4.1.2 Επαγωγή και Συντελεστής Ποιότητας

Μεταξύ των κυριότερων ποσοτήτων οι οποίες μετρούν την απόδοση ενός επαγωγέα είναι η τιμή της αυτεπαγωγής. Ενώ ένα ιδανικό επαγωγικό στοιχείο παρουσιάζει μία σταθερή αυτεπαγωγική αξία για όλες τις συχνότητες, κάθε μη ιδανικό πηνίο εμφανίζει ένα εύρος τιμών αυτεπαγωγής σε συνάρτηση με τη συχνότητα που απεικονίζεται στο σχήμα 4.2. Όσο αφορά την επαγωγική τιμή, το σχήμα 4.2 εμφανίζει ποιοτικά τρεις διακριτές περιοχές λειτουργίας ολοκληρωμένων πηνίων, σε χαμηλής αντίστασης υποστρώματος πυριτίου. Η περιοχή I αναδεικνύει την χρήσιμη ζώνη λειτουργίας. Μέσα σε αυτή την περιοχή, η τιμή της αυτεπαγωγής παραμένει σχετικά σταθερή και το παθητικό στοιχείο μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ασφάλεια. Η περιοχή II είναι η μεταβατική περιοχή στην οποία η τιμή της επαγωγής γίνεται αρνητική, διαβαίνοντας από το μηδέν, η οποία είναι η πρώτη συχνότητα συντονισμού του επαγωγέα (Self Resonance Frequency). Πέρα από αυτό το κρίσιμο σημείο, το παθητικό στοιχείο αρχίζει να συμπεριφέρεται σαν πυκνωτής και η λειτουργία του πρέπει να αποφεύγεται.



Σχήμα 4.2: Διακριτές περιοχές λειτουργίας ενός τυπικού ολοκληρωμένου πηνίου

Μια ακόμα σημαντική παράμετρος για τον χαρακτηρισμό των ολοκληρωμένων πηνίων είναι ο συντελεστής ποιότητας (Quality Factor, Q) και ορίζεται ως,

$$Q = 2\pi \frac{\text{maximum energy stored}}{\text{energy dissipated per cycle}} = \frac{\omega L}{R}$$

Όπου L η αυτεπαγωγή του πηνίου και R η παρασιτική αντίσταση. Σε κάθε παθητικό στοιχείο επιθυμούμε ο συντελεστής ποιότητας να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερος.

4.2 Ολοκληρωμένοι Varactors

Οι varactors είναι μεταβλητοί πυκνωτές ελεγχόμενοι από πηγή τάσης. Οι χαρακτηριστικοί παράμετροι τους είναι:

- Η χωρητικότητα (C).
- Ο συντελεστής ποιότητας Q, που μπορεί να εκτιμηθεί μέσω της εξίσωσης 4.1, όπου R είναι η εν σειρά αντίσταση των varactors και ω η κυκλική συχνότητα λειτουργίας.
- Το εύρος συντονισμού (g), το οποίο εκφράζει την μεταβλητότητα της χωρητικότητας του varactor. Υπολογίζεται μέσω της εξίσωσης 4.2, όπου C_{\max} είναι η μέγιστη χωρητικότητα του varactor και C_{\min} η ελάχιστη.

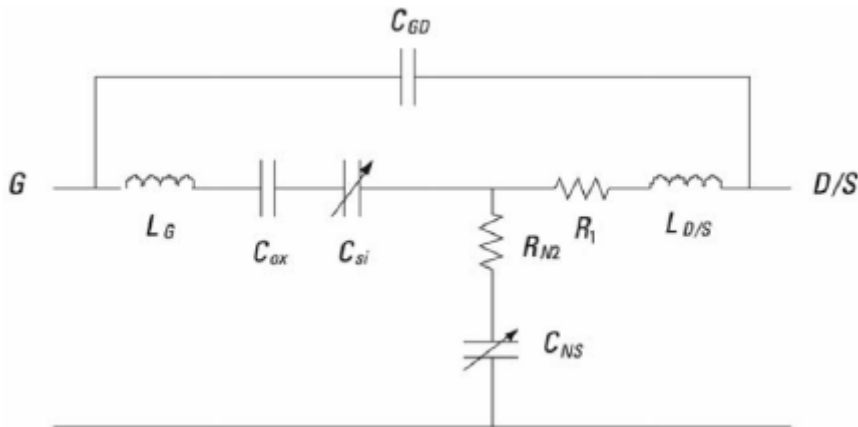
$$Q = \frac{1}{CR\omega} \quad (4.1)$$

$$g = \mp \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max} + C_{\min}} \quad (4.2)$$

Οι τρεις βασικοί τύποι ολοκληρωμένων varactors είναι οι PN junction varactors, οι varactors βασισμένοι σε MOS τρανζίστορ και οι triterminal varactors. Στο παρόν κεφάλαιο αναλύονται οι MOS varactors καθώς είναι οι πλέον διαδεδομένοι στα σύγχρονα κυκλώματα λόγω της ευκολίας υλοποίησής τους και ακόμη είναι αυτοί που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του δικτύου ισορροπίας του αμφιδρομητή.

4.2.1 MOS Varactors

Αυτοί οι varactors βασίζονται στην χωρητικότητα οξειδίου στην έξοδο του MOS τρανζίστορ (σταθερή χωρητικότητα) μαζί με την εμφάνιση κάποιας παρασιτικής χωρητικότητας σε σειρά ή παράλληλα, που είναι μεταβλητή με την τάση. Οι varactors έχουν δύο λειτουργίες: συσσώρευσης και αναστροφής. Το σχήμα 4.3 δείχνει ένα απλοποιημένο ισοδύναμο μοντέλο.



Σχήμα 4.3: Ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο MOS varactor

Τα στοιχεία που αποτελούν αυτό το μοντέλο είναι:

- L_G είναι η παρασιτική επαγωγή των επαφών πύλης.
- $L_{D/S}$ είναι η παρασιτική επαγωγή των επαφών υποδοχής/πηγής.
- C_{si} είναι η χωρητικότητα που σχετίζεται με την διοχέτευση μεταξύ υποδοχής και πηγής.
- C_{ox} είναι η χωρητικότητα οξειδίου πύλης.
- C_{GD} είναι η χωρητικότητα μεταξύ πύλης και υποδοχής.
- C_{NS} είναι η χωρητικότητα μεταξύ του N+ στρώματος και του υποστρώματος.
- R_{N2} αντιπροσωπεύει την αντίσταση του N πηγαδιού των ρευμάτων του υποστρώματος.
- R_1 αντιπροσωπεύει την αντίσταση του N πηγαδιού των ρευμάτων υποδοχής/πύλης στην πύλη.

Στην περίπτωση αυτή, η πιο σχετική παράμετρος για την κατανόηση της λειτουργίας των varactors είναι η χωρητικότητα C_{si} , η οποία μπορεί να υπολογιστεί χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις 4.3 και 4.4.

$$C_{si}(inversion) = \frac{c_i A_{ox}}{\left(1 + \frac{V}{V_{GSoff}}\right)^n} \quad (4.3)$$

$$C_{si}(accumulation) = (c_a V + C_i) A_{ox} \quad (4.4)$$

Όπου στις εξισώσεις,

- A_{ox} είναι η περιοχή που σχηματίζεται από το N πηγάδι και το οξειδίο.
- V είναι η τάση πόλωσης.
- V_{GSoff} είναι η τάση που απαιτείται για να αφαιρεθούν όλα τα ηλεκτρόνια του N πηγαδιού.
- C_i είναι μία παράμετρος για τη λειτουργία αναστροφής.
- C_a είναι μία παράμετρος για τη λειτουργία συσσώρευσης.
- n είναι ένας συντελεστής εξαρτώμενος από τις παραμέτρους της τεχνολογίας.

4.3 Ολοκληρωμένοι πυκνωτές

Στα κυκλώματα ραδιοσυχνοτήτων χρησιμοποιούνται συχνά σταθεροί πυκνωτές για να ρυθμίσουν την συχνότητα συντονισμού σε ένα LC κύκλωμα, να παρέχουν AC σύζευξη μεταξύ δύο σταδίων κλπ. Οι κύριες παράμετροι των ολοκληρωμένων πυκνωτών είναι η χωρητική πυκνότητα (η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας μέσα στο chip), οι παρασιτικές χωρητικότητες που εισάγονται και ο συντελεστής ποιότητας Q . Εδώ ας σημειωθεί ότι σε έναν πυκνωτή ο συντελεστής ποιότητας δίνεται και εδώ από την παρακάτω σχέση.

$$\frac{1}{\omega CR}$$

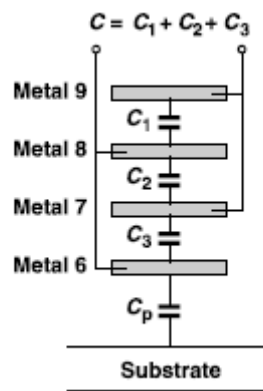
4.3.1 MOS πυκνωτές

Τα MOSFET τρανζίστορ μπορούν να χρησιμοποιηθούν κατάλληλα σαν πυκνωτές παρέχοντας την μεγαλύτερη δυνατή χωρητική πυκνότητα, λόγω του ότι η χωρητικότητα οξειδίου C_{ox} είναι μεγαλύτερη από οποιαδήποτε άλλη χωρητικότητα σε CMOS τεχνολογίες. Παρόλα αυτά τέτοιου είδους πυκνωτές παρουσιάζουν δύο βασικά προβλήματα. Πρώτον, για να παρέχουν την μέγιστη χωρητικότητα θα πρέπει να είναι πολωμένα με τάση V_{GS} μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου V_{th} . Δεύτερον, η αντίσταση του καναλιού στα MOS τρανζίστορ αυξάνεται σε υψηλές συχνότητες

περιορίζοντας αρκετά τον συντελεστή ποιότητας Q του πυκνωτή. Τέλος να τονιστεί ότι τέτοιοι πυκνωτές δεν είναι αρκούντως γραμμικοί καθώς βασίζονται σε μη γραμμικές χωρητικότητες ημιαγωγών.

4.3.2 Πυκνωτές μετάλλου

Αν ο συντελεστής ποιότητας και η γραμμικότητα είναι ύψιστης σημασίας για μία εφαρμογή, μπορούν να χρησιμοποιηθούν πυκνωτές με μεταλλικές πλάκες. Αυτοί οι πυκνωτές είναι γνωστή σαν πυκνωτές MIM (metal-insulator-metal). Η τεχνολογία αυτή επιτρέπει την δημιουργία πυκνωτή χρησιμοποιώντας διαφορετικά στρώματα μετάλλου στο chip όπως φαίνεται στο σχήμα 4.4.



Σχήμα 4.4: Parallel- plate capacitor

Για την μέγιστη χωρητική πυκνότητα μπορούν να χρησιμοποιηθούν όλα τα στρώματα μετάλλου της τεχνολογίας. Παρόλα αυτά ακόμα και με την χρήση όλων των μετάλλων ακόμα και του στρώματος πολυπυριτίου η πυκνότητα χωρητικότητας δεν ξεπερνά αυτή των MOS πυκνωτών. Για παράδειγμα σε μία τεχνολογία με εννιά στρώματα μετάλλου στα 65nm, οι μεταλλικοί πυκνωτές παρουσιάζουν πυκνότητα $1.4\text{fF}/\mu\text{m}^2$ ενώ οι MOS πυκνωτές $17\text{fF}/\mu\text{m}^2$. Επίσης ένα ακόμα αρνητικό χαρακτηριστικό των μεταλλικών πυκνωτών είναι η παρασιτική χωρητικότητα προς το υπόστρωμα που παρουσιάζουν, για αυτό το λόγω συνήθως υλοποιούνται στα ανώτερα μεταλλικά στρώματα.

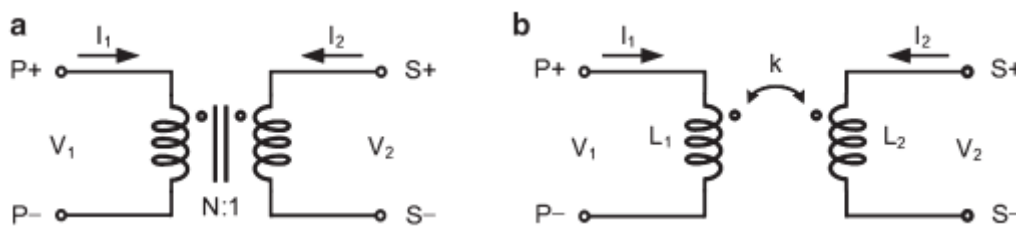
4.4 Μετασχηματιστές

Οι ολοκληρωμένοι μετασχηματιστές μπορούν να επιτελέσουν πολλές και διαφορετικές λειτουργίες μέσα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα ραδιοσυχνοτήτων και για αυτό αποτελούν πλέον αναπόσπαστο κομμάτι τους. Χρησιμεύουν για την συζυγή

προσαρμογή κυκλωμάτων, για την μετατροπή μονής λήψης σε διαφορική, ως AC σύζευξη μεταξύ δύο σταδίων κλπ. Ωστόσο η μοντελοποίηση και η σχεδίαση ενός μετασχηματιστή είναι δυσκολότερες από αυτή των πηνίων. Ένας καλός μετασχηματιστής θα πρέπει να εμφανίζει: α) μικρή παρασιτική αντίσταση στο πρωτεύον και δευτερεύον πηνίο, β) υψηλή μαγνητική σύζευξη μεταξύ των δύο πηνίων γ) μικρή χωρητική σύζευξη μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος πηνίου και δ) μικρή παρασιτική χωρητικότητα προς το υπόστρωμα.

4.4.1 Βασικά Χαρακτηριστικά του Μετασχηματιστή

Στο σχήμα 4.5a φαίνεται το σχηματικό ενός ιδανικού N:1 μετασχηματιστή όπου $N = \frac{V_1}{V_2}$ ορίζεται ο λόγος των σπειρών του πρωτεύοντος διά του δευτερεύοντος πηνίου. Μιας και στον ιδανικό μετασχηματιστή δεν παρατηρούνται απώλειες ενέργειας ο λόγος των ρευμάτων στα δύο πηνία είναι ίσος με $\frac{I_2}{I_1} = -N$. Σαν αποτέλεσμα η αντίσταση που βλέπουμε στο πρωτεύον πηνίο είναι N^2 φορές μεγαλύτερη από την αντίσταση φορτίου στο δευτερεύον πηνίο.



Σχήμα 4.5: Σχηματικό a) ιδανικού μετασχηματιστή b)πραγματικού μετασχηματιστή δύο συζευγμένων πηνίων

Στο σχήμα 4.5b απεικονίζεται το σχηματικό ενός πραγματικού μετασχηματιστή. Από τον νόμο επαγωγής του Faraday, οι τάσεις που επάγονται σε κάθε πηνίο ισούνται με τον ρυθμό μεταβολής της μαγνητικής ροής που περνάει από αυτό.

$$V_1 = -\frac{d(\Phi_{11} + \Phi_{21})}{dt} = \left(-\frac{d\Phi_{11}}{dI_1}\right) \cdot \frac{dI_1}{dt} + \left(-\frac{d\Phi_{21}}{dI_2}\right) \cdot \frac{dI_2}{dt} \quad (4.5)$$

$$V_2 = -\frac{d(\Phi_{22} + \Phi_{12})}{dt} = \left(-\frac{d\Phi_{22}}{dI_2}\right) \cdot \frac{dI_2}{dt} + \left(-\frac{d\Phi_{12}}{dI_1}\right) \cdot \frac{dI_1}{dt} \quad (4.6)$$

Όπου Φ_{11} (Φ_{22}) είναι η μαγνητική ροή στο πρωτεύον(δευτερεύον) πηνίο παραγόμενη από το ρεύμα I_1 (I_2) και Φ_{21} (Φ_{12}) η μαγνητική ροή στο δευτερεύον(πρωτεύον) πηνίο προκαλούμενη από το ρεύμα I_2 (I_1) στο γειτονικό πηνίο.

Ορίζουμε την αυτεπαγωγή $L_1 = -\frac{d\Phi_{11}}{dI_1}$ και $L_2 = -\frac{d\Phi_{22}}{dI_2}$ και την αμοιβαία επαγωγή ως

$$M = -\frac{d\Phi_{12}}{dI_1} = -\frac{d\Phi_{21}}{dI_2}$$

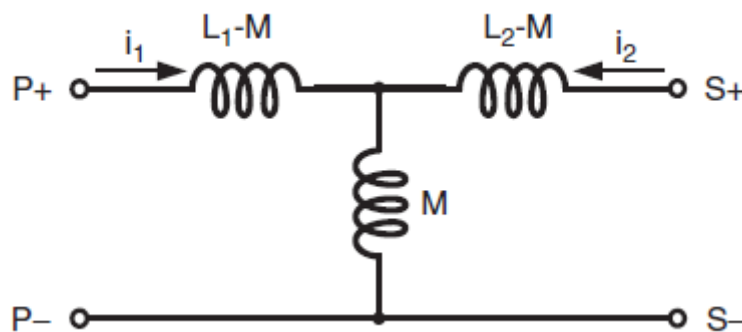
Εφαρμόζοντας τώρα μετασχηματισμό Laplace στις εξισώσεις 4.5 και 4.6 προκύπτει η μήτρα V-I του ιδανικού μετασχηματιστή ως

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL_1 & sM \\ sM & sL_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Το ισοδύναμο κυκλωματικό μοντέλο ενός μη ιδανικού μετασχηματιστή φαίνεται στο σχήμα 4.6. Το T-μοντέλο αυτό είναι ισοδύναμο με την παραπάνω μήτρα. Για τον χαρακτηρισμό της σύζευξης μεταξύ των δύο πηνίων ορίζουμε τον συντελεστή μαγνητικής σύζευξης k .

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

Σε έναν ιδανικό μετασχηματιστή όπου δεν υπάρχει διαρροή μαγνητικής ροής ο συντελεστής αυτός είναι ίσος με 1. Παρόλα αυτά στους ολοκληρωμένους μετασχηματιστές ο συντελεστής είναι αρκετά μικρότερος της μονάδας.



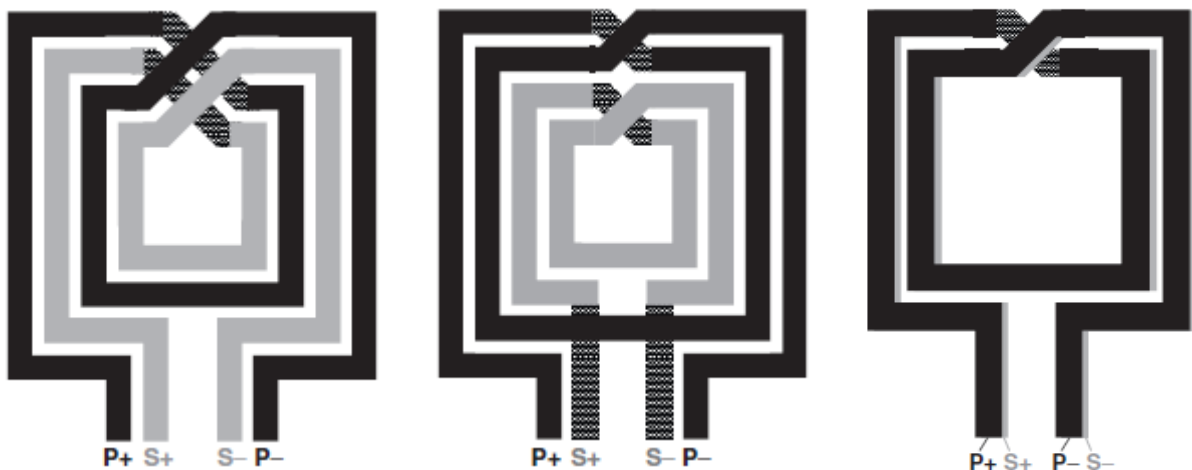
Σχήμα 4.6: T-μοντέλο μη ιδανικού μετασχηματιστή

4.4.2 Layout Μετασχηματιστή

Μπορεί κανείς να κατασκευάσει μετασχηματιστή σε τεχνολογία CMOS με τρεις κυρίως τρόπους, οι οποίοι απεικονίζονται στο σχήμα 4.7. Οι τεχνικές αυτές παρουσιάζουν μεταξύ τους συμβιβασμούς όσο αναφορά την αυτεπαγωγή των πηνίων, την μαγνητική σύζευξη μεταξύ τους, τις παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ των πηνίων ή των πηνίων και του υποστρώματος, τις συχνότητες αυτοσυντονισμού και τον καταλαμβανόμενο χώρο μέσα στο chip.

Στον μετασχηματιστή 4.7α (interleaved transformer) τόσο το πρωτεύον όσο και το δευτερεύον πηνίο σχεδιάζονται στο ίδιο μεταλλικό στρώμα και συγκεκριμένα στο ανώτερο στρώμα. Όπως και στην σχεδίαση των πηνίων που είδαμε παραπάνω έτσι και

εδώ το ανώτερο στρώμα μετάλλου χρησιμοποιείται για μέγιστο συντελεστή ποιότητας και υψηλή συχνότητα αυτοσυντονισμού επειδή παρουσιάζει την ελάχιστη αντίσταση ανά τετράγωνο (ohms/sqr) και είναι πιο μακριά από το υπόστρωμα με αποτέλεσμα οι παρασιτικές χωρητικότητες να είναι ελάχιστες. Όταν τα δύο πηνία διασταυρώνονται χρησιμοποιείται το αμέσως επόμενο μέταλλο σαν γέφυρα. Η τεχνική αυτή παρουσιάζει υψηλό συντελεστή σύζευξης k με τιμή πάνω από 0.7, ωστόσο με κόστος την εμφάνιση ανεπιθύμητων χωρητικοτήτων μεταξύ των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή και την μειωμένη αυτεπαγωγή των πηνίων.



Σχήμα 4.7: Τρεις βασικοί τύποι ολοκληρωμένων μετασχηματιστών. α) interleaved transformer β) tapped transformer γ) stacked transformer

Στην δεύτερη περίπτωση (σχ. 4.7β) ο μετασχηματιστής (tapped transformer) σχεδιάζεται και πάλι στο ανώτερο μέταλλο με την χρήση του αμέσως επόμενου ως γέφυρα. Μιας και τα δύο πηνία είναι τελείως απομονωμένα μεταξύ τους, η αυτεπαγωγή των πηνίων μεγιστοποιείται και η παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ τους ελαχιστοποιείται. Ωστόσο η υλοποίηση αυτή παρέχει μειωμένο συντελεστή σύζευξης. Ανάλογα με την απόσταση μεταξύ των δύο πηνίων αυτός παίρνει τιμές από 0.3 έως 0.7. Επίσης ο καταλαμβανόμενος χώρος είναι σαφώς μεγαλύτερος από την προηγούμενη τεχνική.

Τέλος στο σχήμα 4.7γ απεικονίζεται ο τρίτος τύπος ολοκληρωμένου μετασχηματιστή (stacked transformer). Εδώ το πρωτεύον και το δευτερεύον πηνίο σχεδιάζονται σε διαφορετικά μέταλλα. Η αυτεπαγωγή των πηνίων μεγιστοποιείται καταλαμβάνοντας παράλληλα την ελάχιστη δυνατή περιοχή στο chip. Επειδή το πάχος του διηλεκτρικού μεταξύ των δύο μετάλλων είναι πολύ μικρότερο από την ελάχιστη επιτρεπτή απόσταση μεταξύ δύο κομματιών του ίδιου μετάλλου η μαγνητική σύζευξη εδώ είναι μέγιστη με συντελεστή κοντά στο 0.9. Εντούτοις, η ελάχιστη αυτή απόσταση μεταξύ των στρωμάτων έχει ως συνέπεια την αύξηση των παρασιτικών χωρητικοτήτων μεταξύ των πηνίων αλλά και μεταξύ του πηνίου στο από κάτω στρώμα με το υπόστρωμα. Επομένως η συχνότητα αυτοσυντονισμού μειώνεται σε σχέση με τις

άλλες υλοποιήσεις. Οι επιδόσεις των τριών μετασχηματιστών που περιγράψαμε παραπάνω φαίνονται συγκεντρωτικά στον πίνακα 4.1.

Transformer structure	k	Self-inductance	Area	Self-resonant frequency
Interleaved	>0.7	Medium	Medium	Medium
Tapped	0.3-0.7	Low	Large	High
Stacked	~0.9	High	Small	Low

Πίνακας 4.1: Σύγκριση μεταξύ των διαφορετικών υλοποιήσεων ολοκληρωμένων μετασχηματιστών

Σχεδίαση Αμφιδρομητή με την Τεχνική της Ηλεκτρικής Ισορροπίας στα 35GHz

5.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται η σχεδίαση ενός αμφιδρομητή με την τεχνική της ηλεκτρικής ισορροπίας (EBD) στην συχνότητα των 35GHz για εφαρμογή σε ραντάρ. Η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε είναι η B11HFC BiCMOS τεχνολογία της Infineon με ελάχιστο ονομαστικό μήκος καναλιού τα 130nm.

Αρχικά παρουσιάζεται η τοπολογία που επιλέχθηκε και αναλύεται η σχεδίαση του δικτύου ισορροπίας (Zbal) που πρόκειται να μιμείται την μεταβλητή σύνθετη αντίσταση της κεραίας και αποτελεί και το πιο κρίσιμο μέρος του αμφιδρομητή. Στην συνέχεια παρουσιάζεται η σχεδίαση του υβριδικού μετασχηματιστή (Hybrid Transformer) και τέλος δίνεται το τελικό layout μαζί με τις κατάλληλες προσομοιώσεις.

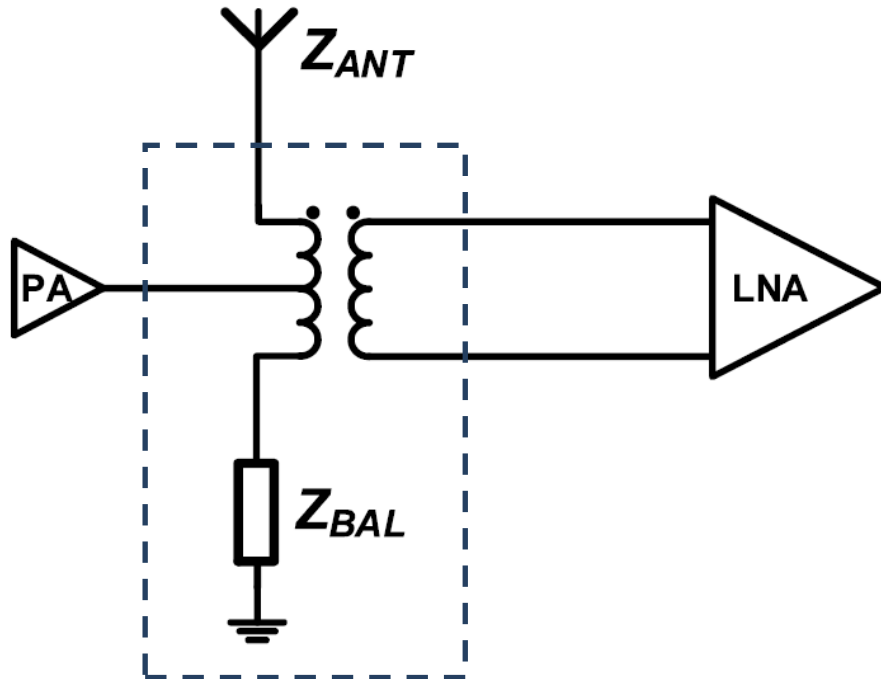
5.2 Τοπολογία του EBD

Η τοπολογία που επιλέχθηκε είναι αυτή του μετασχηματιστή ενδιάμεσης λήψης με τον δέκτη συνδεδεμένο στο δευτερεύον πηνίο του μετασχηματιστή όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1. Η αρχή λειτουργία της συγκεκριμένης τοπολογίας παρουσιάστηκε λεπτομερώς στο κεφάλαιο 2. Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας υλοποιήθηκε ο αμφιδρομητής μόνος του. Παρόλα αυτά είναι συνηθισμένο να σχεδιάζεται μαζί με τον αμφιδρομητή και ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) και αυτό γιατί ο τελευταίος θα πρέπει να είναι ταιριασμένος με τον αμφιδρομητή ως προς τον θόρυβο (noise matched) με βέλτιστη αντίσταση θορύβου (optimum noise impedance) ίση με την διαφορική αντίσταση στα άκρα του μετασχηματιστή.

5.3 Δίκτυο ισορροπίας (Z_{BAL})

Το δίκτυο που θα ελέγχεται για να παραμένει ο αμφιδρομητής σε ηλεκτρική ισορροπία βασίζεται σε ένα απλό Π-δίκτυο και φαίνεται στο Σχήμα 5.2. Επιλέξαμε δίκτυο μοναδικού πόλου διότι στην συγκεκριμένη εφαρμογή η συχνότητα λειτουργίας είναι μία και μοναδική και αυτό γιατί το ραντάρ εκπέμπει και λαμβάνει σήματα στην ίδια

φέρουσα συχνότητα και μάλιστα ο παλμός του ραντάρ καταλαμβάνει μικρό εύρος ζώνης γύρω από αυτή. Ακόμη όμως και αν το ραντάρ είναι τύπου Doppler, για τον εντοπισμό στόχου κινούμενου με ταχύτητα 100km/h το εύρος ζώνης γύρω από την συχνότητα των 35GHz θα πρέπει να είναι μόλις 6.5kHz.



Σχήμα 5.1: Τοπολογία του EBD

Στην συνέχεια θα εξηγήσουμε γιατί το δίκτυο που χρησιμοποιήθηκε διαφοροποιείται από το κλασσικό RLC Π- δίκτυο.

Αρχικά η ιδέα είναι να μετασχηματίζεται μέσω του Π-δικτύου CLC ($C1, L2, C2$) η σύνθετη αντίσταση Z στην αντίσταση της κεραίας (η οποία παίζει το ρόλο της αντίστασης πηγής σε ένα κύκλωμα προσαρμογής).

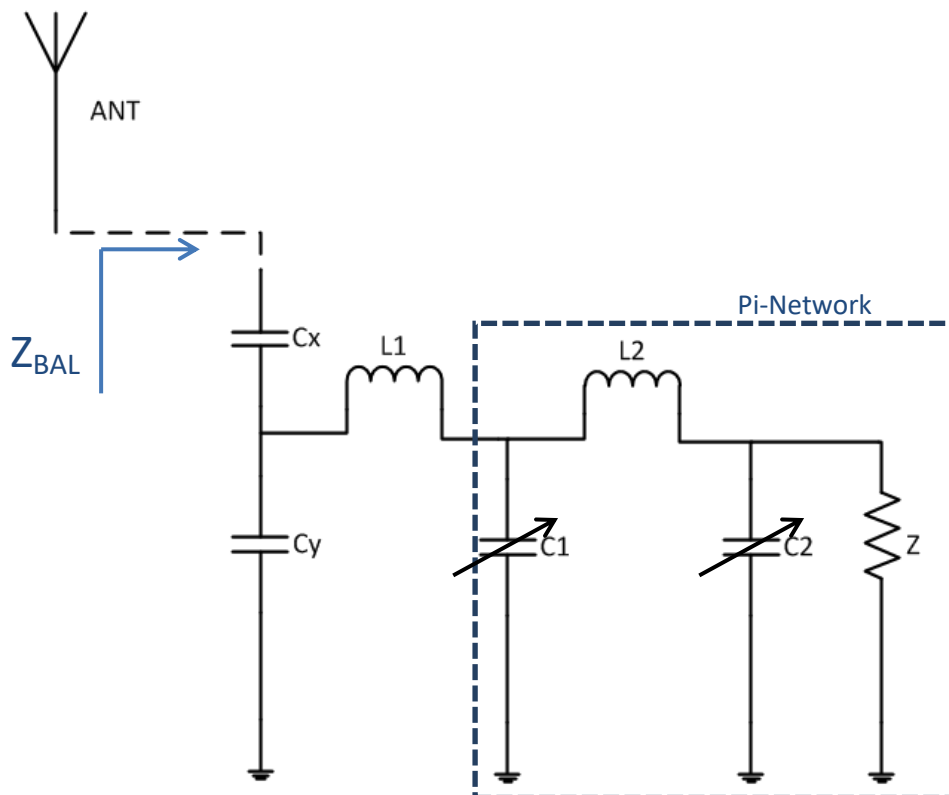
Εντούτοις, στο κλασσικό Π-δίκτυο προσαρμογής τα στοιχεία μου μεταβάλλονται ώστε να ταιριάζουν το (μεταβλητό) φορτίο με την πηγή είναι τρία, οι 2 πυκνωτές και το πηνίο. Σε CMOS όμως τεχνολογία παρ' όλες τις προσπάθειες που έχουν γίνει κατά καιρούς για κατασκευή μεταβλητού πηνίου, λίγες έχουν επιφέρει ικανοποιητικά αποτελέσματα και μάλιστα με αυξημένη πολυπλοκότητα καθιστώντας αυτές μη εφαρμόσιμες. Για αυτό το λόγο προσθέσαμε στο δίκτυο το πηνίο $L1$ η αρχική τιμή του οποίου προέκυψε μέσα από προσομοιώσεις που διεξήχθησαν στο MATLAB. Η προσθήκη ενός 2^{ου} πηνίου στο κύκλωμα αυξάνει τον βαθμό ελευθερίας προσθέτοντας έναν ακόμα

πόλο στο δίκτυο. Επιλέγοντας επομένως κατάλληλα τις τιμές για τα 2 πηνία έχουμε μεγαλύτερη ευελιξία ως προς τα όρια του μεταβλητού πυκνωτή.

Όπως ήδη έχουμε αναφέρει στο κεφάλαιο 2 το δίκτυο ισορροπίας πρέπει να αντέχει μεγάλη ισχύ και συγκεκριμένα την μισή ισχύ του PA. Όπως θα δούμε παρακάτω για να εξασφαλίσουμε την ομαλή λειτουργία των μεταβλητών πυκνωτών χωρίς να φτάνει η τάση στις υποδοχές των τρανζίστορ-διακοπών στην τάση διάσπασης ή σε τάση τέτοια ώστε αυτά να εισέρχονται στον κόρο θα πρέπει με κάποιο τρόπο να ρίξουμε την τάση στα άκρα των πυκνωτών. Μία λύση είναι ο χωρητικός καταμεριστής C_x , C_y που φαίνεται στο Σχήμα 5.2.

Εδώ να επισημάνουμε ότι οι τιμές των πυκνωτών C_x , C_y του καταμεριστή όπως και η τιμή του πηνίου $L1$ υπολογίστηκαν με τη βοήθεια του MATLAB με στόχο την μεγαλύτερη δυνατή απομόνωση του πομπού και του δέκτη συνυπολογίζοντας τα παρασιτικά στοιχεία λόγω μη ιδανικότητας των στοιχείων της τεχνολογίας.

Τέλος να αναφέρουμε ότι το μέτρο της σύνθετης αντίστασης Z επιλέχθηκε ίσο με 73Ω και υλοποιήθηκε με μία ωμική αντίσταση τανταλίου των 50Ω σε σειρά με MIM πυκνωτή των 8fF .



Σχήμα 5.2: Δίκτυο ισορροπίας

5.3.1 Μεταβλητός γραμμικός πυκνωτής

Ο αμφιδρομητής είναι εν γένει ένα γραμμικό κύκλωμα. Επομένως και η μελετηθείσα υλοποίηση θα πρέπει να παρουσιάζει αρκετή γραμμικότητα ώστε να μην προκύπτουν αυξημένες απώλειες ή παραμορφώσεις του σήματος αλλά και να μην παράγονται προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης ικανά να αλλοιώσουν την λειτουργία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου στο δέκτη.

Η γραμμικότητα σε ένα κύκλωμα όπως είδαμε εκφράζεται κυρίως μέσω δύο παραμέτρων και συγκεκριμένα μέσω του σημείου συμπίεσης 1dB (P1dB) δηλαδή του σημείου όπου το κέρδος ισχύος μειώνεται κατά 1dB και μέσω του συντελεστή ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης (third-order intercept point) ο οποίος είναι ένας καθαρά μαθηματικός τρόπος για να ποσοτικοποιήσουμε την μη-γραμμικότητα 3^{ου} βαθμού.

Εύλογα επομένως συμπεραίνει κανείς ότι το δίκτυο ισορροπίας μιας και αποτελεί μέρος του αμφιδρομητή θα πρέπει να σχεδιαστεί με ιδιαίτερη έμφαση στην γραμμικότητα. Μιας και τα υπόλοιπα στοιχεία του δικτύου, δηλαδή η αντίσταση, τα πηνία και οι μεταλλικοί πυκνωτές C_x , C_y είναι ιδιαίτερα γραμμικά στοιχεία ακόμα και σε μεγάλη κλίμακα ολοκλήρωσης, θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στην γραμμικότητα των μεταβλητών πυκνωτών.

Με μια πρώτη σκέψη θα έλεγε κανείς ότι οι μεταβλητοί πυκνωτές του δικτύου θα μπορούσαν να υλοποιηθούν με cmos varactors. Ωστόσο αυτά τα στοιχεία είναι αρκετά μη-γραμμικά μιας και βασίζονται στις μεταβλητές-από-τάση χωρητικότητες του cmos transistor, οι οποίες αποτελούν χωρητικότητες διεπαφών και είναι ιδιαίτερα μη γραμμικές.

Για το λόγο αυτό στην παρούσα υλοποίηση χρησιμοποιήθηκαν πυκνωτές τύπου μέταλλο-διηλεκτρικό-μέταλλο (οι οποίοι είναι αρκούντως γραμμικοί πυκνωτές) για έναν χοντρικό συντονισμό (coarse tuning) στην επιθυμητή τελική χωρητικότητα του μεταβλητού πυκνωτή και cmos varactors για τον λεπτομερή συντονισμό (fine tuning) στην ακριβή επιθυμητή τιμή (βλ. Σχήμα 5.3). Στην συνέχεια θα εξηγήσουμε την λειτουργία του κυκλώματος και τι εννοούμε με τους όρους χοντρικός και λεπτομερής συντονισμός.

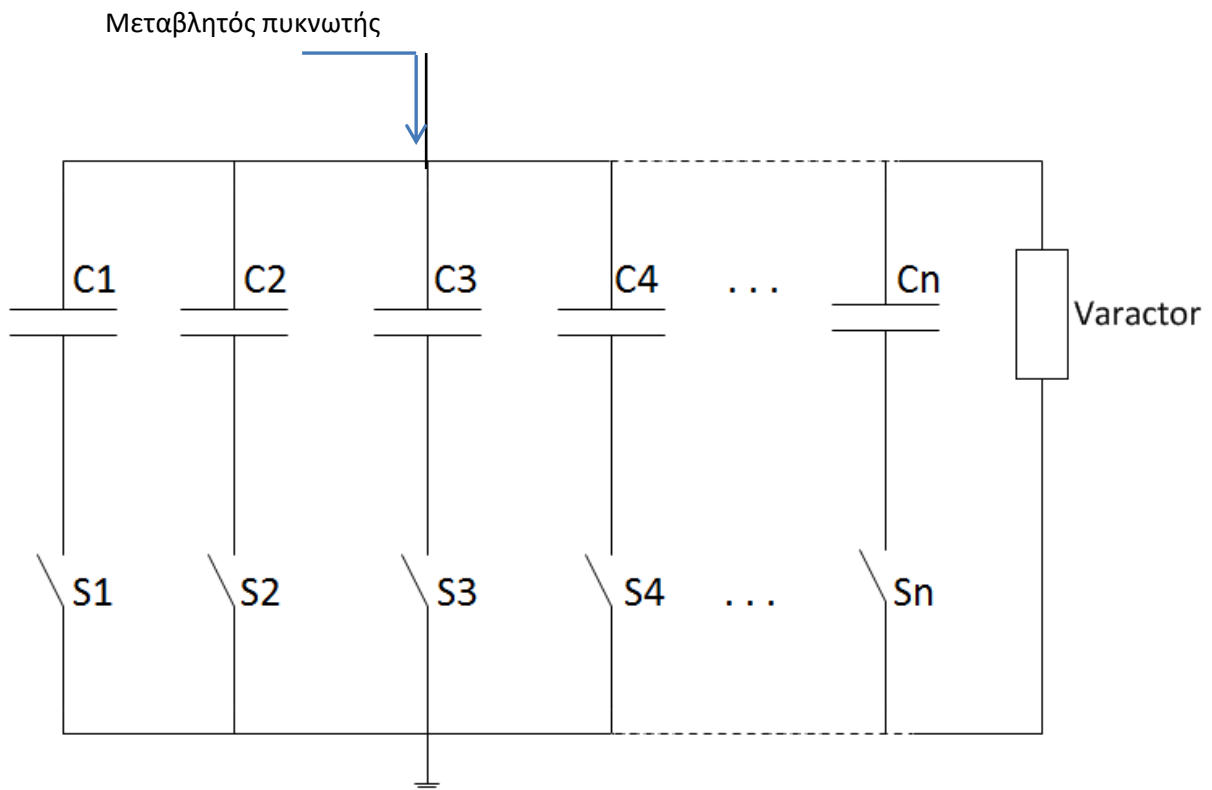
5.3.1.1 Πυκνωτές μετάλλου-διηλεκτρικού-μετάλλου

Κάθε ένας από τους n διακόπτες ($S_1, S_2, S_3, \dots, S_n$) ελέγχεται ψηφιακά και επιτρέπει την παράλληλη σύνδεση κάθε πυκνωτή με το varactor. Από εδώ και πέρα όταν λέμε ότι ο διακόπτης παίρνει τιμή 0 θα εννοούμε ότι είναι ανοιχτός ενώ όταν παίρνει τιμή 1 κλειστός.

Καθώς μιλάμε για πυκνωτές παράλληλη σύνδεση ισοδυναμεί με αύξηση της συνολικής χωρητικότητας του μεταβλητού πυκνωτή. Ιδανικά αν,

$$C_1 = C, C_2 = 2 * C, C_3 = 4 * C, \dots, C_n = 2^n * C$$

για κάθε δυαδικό συνδυασμό των διακοπών η συνολική χωρητικότητα αυξάνεται κατά C ξεκινώντας από το 0 (βλ. Πίνακα 5.1).



Σχήμα 5.3: Τοπολογία μεταβλητού πυκνωτή

Ωστόσο στην συγκεκριμένη συχνότητα οι διακόπτες που χρησιμοποιήθηκαν (mos τρανζίστορς) λόγω των παρασιτικών στοιχείων που θα αναλυθούν στην συνέχεια, δεν μπορούν να οδηγήσουν μεγάλες τιμές χωρητικότητας C και για αυτό χρησιμοποιήθηκαν έξι παρόμοιοι πυκνωτές με τιμή χωρητικότητας $C = 49.3fF$. Έτσι τώρα η συνολική χωρητικότητα αυξάνεται κατά C (στην πραγματικότητα λιγότερο από C λόγω των μη ιδανικών πυκνωτών) κάθε φορά που ένας διακόπτης κλείνει (coarse tuning). Για να καλυφθούν τώρα οι τιμές χωρητικότητας μεταξύ $(n - 1) \cdot C$ και $n \cdot C$ (fine tuning) χρησιμοποιείται cmos varactor το οποίο θα πρέπει να έχει σχεδιαστεί με άνοιγμα C .

Όπως προέκυψε από την μοντελοποίηση του δικτύου ισορροπίας στο MATLAB οι μεταβλητοί πυκνωτές πρέπει να καλύπτουν τουλάχιστον το εύρος χωρητικότητας από 200fF έως 400fF, έτσι ώστε να μπορεί αυτό να μετασχηματίζει την σύνθετη αντίσταση Z στην εκάστοτε σύνθετη αντίσταση της κεραίας όταν η τελευταία μεταβάλλεται από 30Ω έως 80Ω για το πραγματικό μέρος και -20Ω έως 20Ω για το φανταστικό μέρος.

$S_1S_2S_3...S_n$	C_{total}
000...0	0
100...0	C
010...0	2*C
110...0	3*C
001...0	4*C
101...0	5*C
011...0	6*C
111...0	7*C
...	...
111...1	$(2^n - 1) * C$

Πίνακας 5.1: Συνολική χωρητικότητα ανά δυαδική κατάσταση πυκνωτών

5.3.1.2 Διακόπτες

Οι ψηφιακοί διακόπτες υλοποιήθηκαν με την βοήθεια τρανζίστορ. Σε τόσο μεγάλη συχνότητα λειτουργίας αποτελεί πρόκληση η σωστή διαστασιολόγηση τους καθώς τα παρασιτικά που παρουσιάζουν, επηρεάζουν σημαντικά την λειτουργία του κυκλώματος. Ένας διακόπτης-τρανζίστορ χαρακτηρίζεται από δύο παραμέτρους. Την αντίσταση τριόδου δηλαδή όταν αυτός θα είναι κλειστός (R_{on}) και την ισοδύναμη χωρητικότητα μεταξύ υποδοχής-πηγής (C_{off}) όταν αυτός είναι ανοιχτός. Όπως είναι λογικό θα πρέπει και οι δύο παρασιτικές τιμές να είναι όσο το δυνατόν χαμηλότερες έτσι ώστε το τρανζίστορ να συμπεριφέρεται σαν ιδανικός διακόπτης. Παρακάτω αναλύεται το ισοδύναμο μοντέλο ενός τρανζίστορ σε κατάσταση τριόδου και αποκοπής ώστε να γίνει κατανοητός ο συμβιβασμός που υπάρχει μεταξύ R_{on} και C_{off} .

Περιοχή αποκοπής

Το ισοδύναμο μοντέλο στην περιοχή αποκοπής φαίνεται στο σχήμα 5.4. Εφόσον στην τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε η πηγή των τρανζίστορ είναι συνδεδεμένη στη γη όπως επίσης και η πύλη, οι πυκνωτές C_{gs} , C_{sb} και C_{gb} βραχυκυκλώνονται και δεν λαμβάνονται υπ' όψιν.

Η συνολική επομένως χωρητικότητα που φαίνεται μεταξύ υποδοχής και πηγής είναι το άθροισμα των πυκνωτών C_{gd} και C_{db} (σύνδεση παράλληλα), όπου

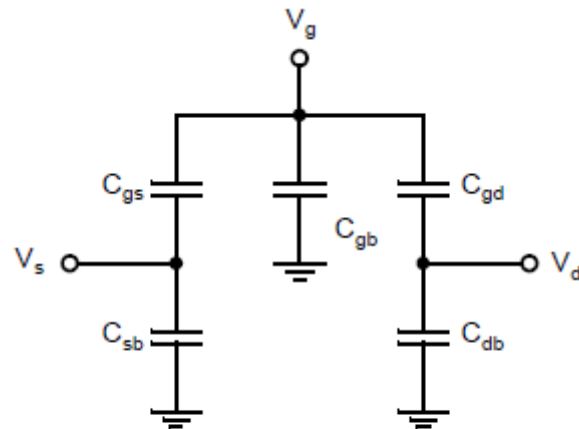
$$C_{db} = A_d \cdot C_{j0}$$

$$C_{gd} = W \cdot L_{ov} \cdot C_{ox}$$

με A_d : εμβαδό υποδοχής, C_{j0} : σταθερά

W : πλάτος ημους, L_{ov} : μήκος επικάλυψης, C_{ox} : χωρητικότητα οξειδίου.

Γίνεται επομένως αντιληπτό ότι όσο αυξάνεται το πλάτος του τρανζίστορ τόσο αυξάνεται η συνολική χωρητικότητα αποκοπής (Coff).



Σχήμα 4.4. A small-signal model for a MOSFET that is turned off.

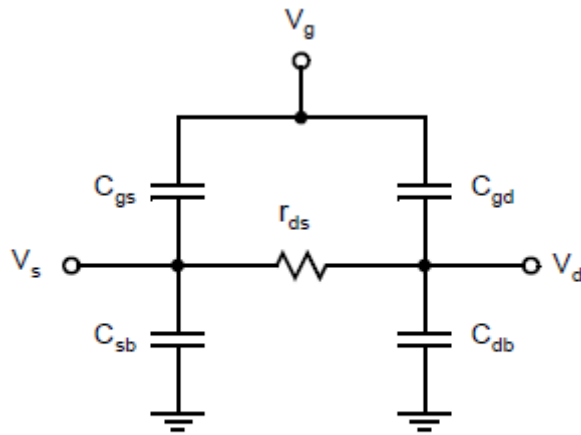
Περιοχή τριόδου

Το ισοδύναμο μοντέλο στην περιοχή αποκοπής φαίνεται στο σχήμα 5.5. Και σε αυτή την περίπτωση οι πυκνωτές C_{gs} και C_{sb} βραχυκυκλώνονται. Στη διακοπτική συχνότητα που μας ενδιαφέρει και είναι της τάξης των kHz, οι εναπομείναντες πυκνωτές μπορούν να θεωρηθούν αμελητέοι σε σχέση με την αντίσταση τριόδου r_{ds} .

Επομένως η R_{on} θα ισούται με την αντίσταση τριόδου r_{ds} , όπου

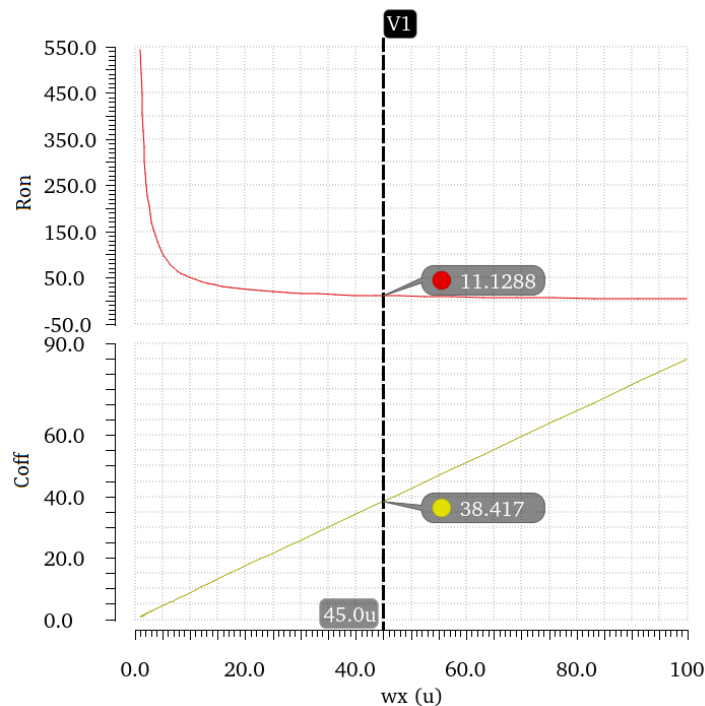
$$r_{ds} = \frac{1}{\mu n \cdot C_{ox} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{gs} - V_{tn})}$$

Όπως παρατηρείται όσο αυξάνεται το πλάτος του τρανζίστορ τόσο μειώνεται η αντίσταση τριόδου και επομένως η ισοδύναμη αντίσταση του διακόπτη όταν αυτός είναι κλειστός.



Σχήμα 4.5. A simplified triode-region model valid for small V_{DS} .

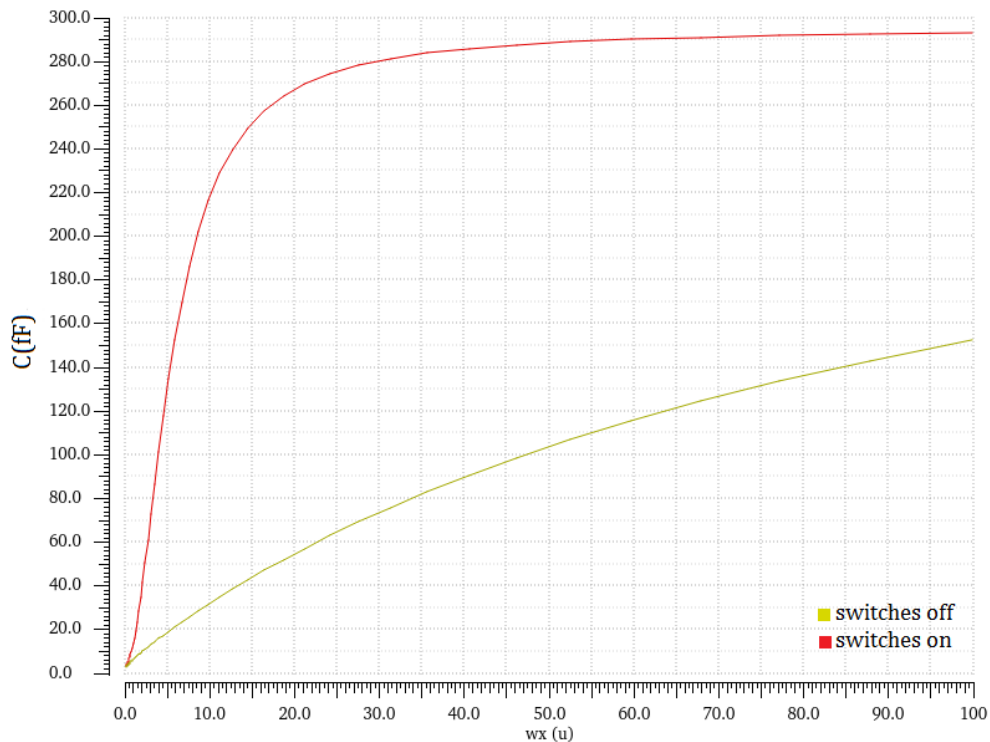
Στο σχήμα 5.6 παρουσιάζεται η προσομοίωση που έγινε σε ένα nmos τρανζίστορ της τεχνολογίας που χρησιμοποιήθηκε. Πράγματι διαπιστώνουμε ότι υπάρχει ένας συμβιβασμός ανάμεσα στα δύο μεγέθη.



Σχήμα 5.6: Ron and Coff nmos transistor

Για τον ακριβή καθορισμό του πλάτους έγινε προσομοίωση (Σχήμα 5.7) στο τελικό κύκλωμα (χωρίς το varactor) και επιλέχθηκε η τιμή πλάτους που δίνει το μεγαλύτερο άνοιγμα στην συνολική χωρητικότητα (όταν όλοι οι διακόπτες είναι κλειστοί και όταν όλοι οι διακόπτες ανοιχτοί), ενώ ταυτόχρονα η ελάχιστη χωρητικότητα είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά στα 100fF. Η χωρητικότητα 100fF προκύπτει αφαιρώντας από την τιμή 200fF που προέκυψε από το MATLAB, την σταθερή παρασιτική χωρητικότητα που

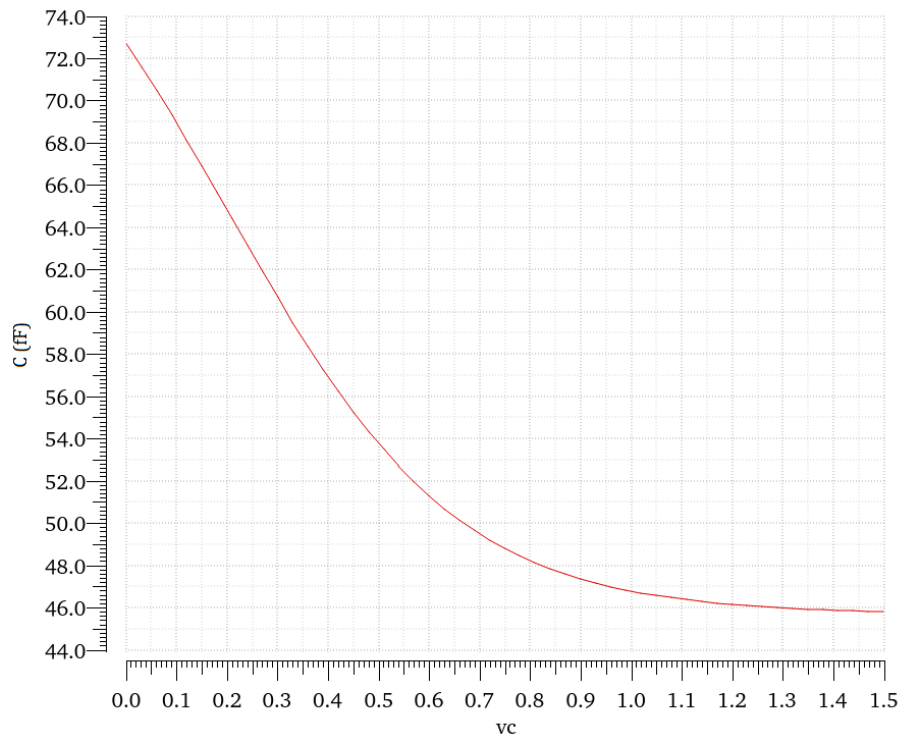
εμφανίζεται κατά την σχεδίαση του layout και την σταθερή ελάχιστη χωρητικότητα του varactor. Τελικά η τιμή που επιλέχθηκε για το πλάτος των τρανζίστορ είναι $W=45\mu\text{m}$.



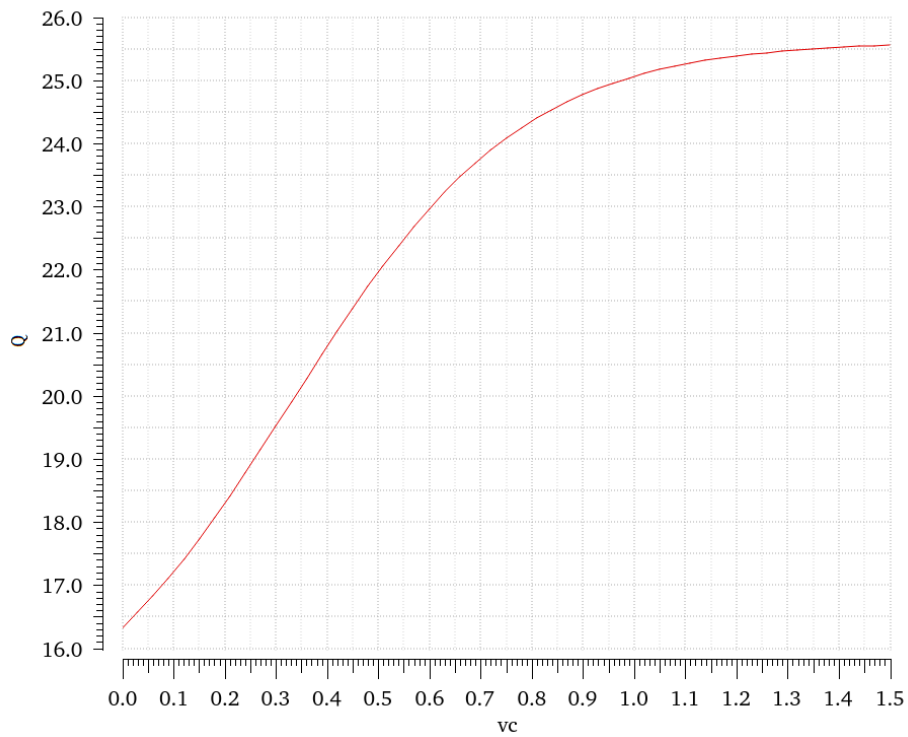
Σχήμα 5.7: Συνολική χωρητικότητα με ανοιχτούς και κλειστούς διακόπτες

5.3.1.3 Varactor

Όπως αναφέραμε και παραπάνω λόγο της μη ιδανικότητας των διακοπών, σε κάθε κατάσταση η συνολική χωρητικότητα αυξάνεται κατά τιμή μικρότερη από την τιμή $C=49.3\text{fF}$ του κάθε πυκνωτή. Συγκεκριμένα όπως φαίνεται στο σχήμα 5.8, αυξάνεται περίπου κατά 23fF κάθε φορά που κλείνει ένας διακόπτης. Το varactor επομένως θα πρέπει να σχεδιαστεί ώστε να καλύπτει τουλάχιστον εύρος χωρητικότητας ίσο με 23fF . Παράλληλα μας ενδιαφέρει το varactor να μην προσθέτει μεγάλη σταθερή χωρητικότητα όταν αυτό ρυθμίζεται σε τάση τέτοια ώστε να ισούται με το κάτω κατώφλι της χωρητικότητας του (C_{min}). Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκαν πέντε όμοια varactor εν παραλλήλω με προκαθορισμένο μήκος καναλιού $240\mu\text{m}$ και πλάτος $10\mu\text{m}$ το καθένα. Η τάση ελέγχου συνδέεται στον ακροδέκτη της βραχυκυκλωμένης πηγής-υποδοχής ενώ η πύλη συνδέεται παράλληλα με τους πυκνωτές όπως φαίνεται στο σχήμα 5.11. Καθώς η τάση ελέγχου μεταβάλλεται από 0 σε 1.5 βολτ η συνολική χωρητικότητα των varactor μεταβάλλεται από 46fF σε 73fF (βλ. Σχήμα 5.8). Ο συντελεστής ποιότητας παρουσιάζεται στο σχήμα 5.9.



Σχήμα 5.8: Χωρητικότητα varactor ως προς την τάση ελέγχου



Σχήμα 5.9: Συντελεστής ποιότητας varactor ως προς την τάση ελέγχου

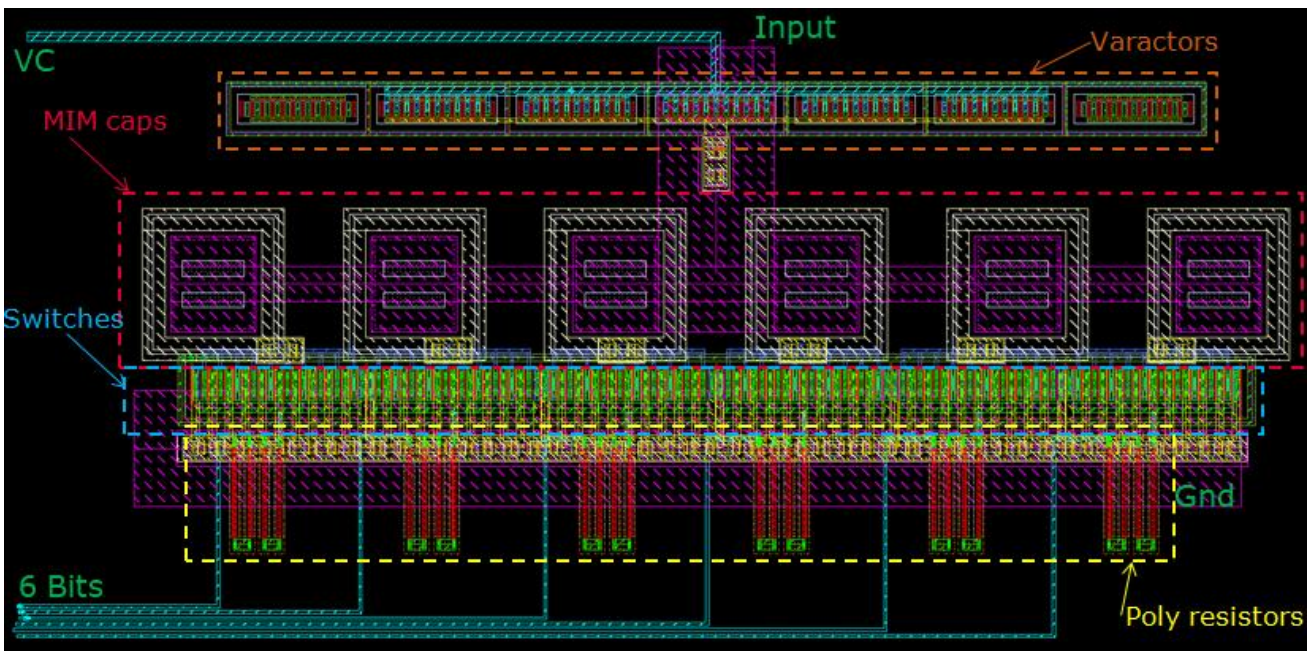
5.3.1.4 Αύξηση της γραμμικότητας των MOS διακοπών

Μία κλασική τεχνική για να βελτιωθεί η γραμμικότητα σε ένα mos transistor είναι να συνδέσουμε στην πύλη μία αρκούντως γραμμική αντίσταση πολύ μεγάλης τιμής έτσι ώστε να αντισταθμίσει τις μη-γραμμικές χωρητικότητες των επαφών, οι οποίες κυριαρχούν κυρίως όταν το transistor βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Επιπρόσθετα μία τέτοια αντίσταση στην πύλη του transistor εμποδίζει τυχόν διαρροή του RF σήματος προς το κύκλωμα ελέγχου του κάθε διακόπτη.

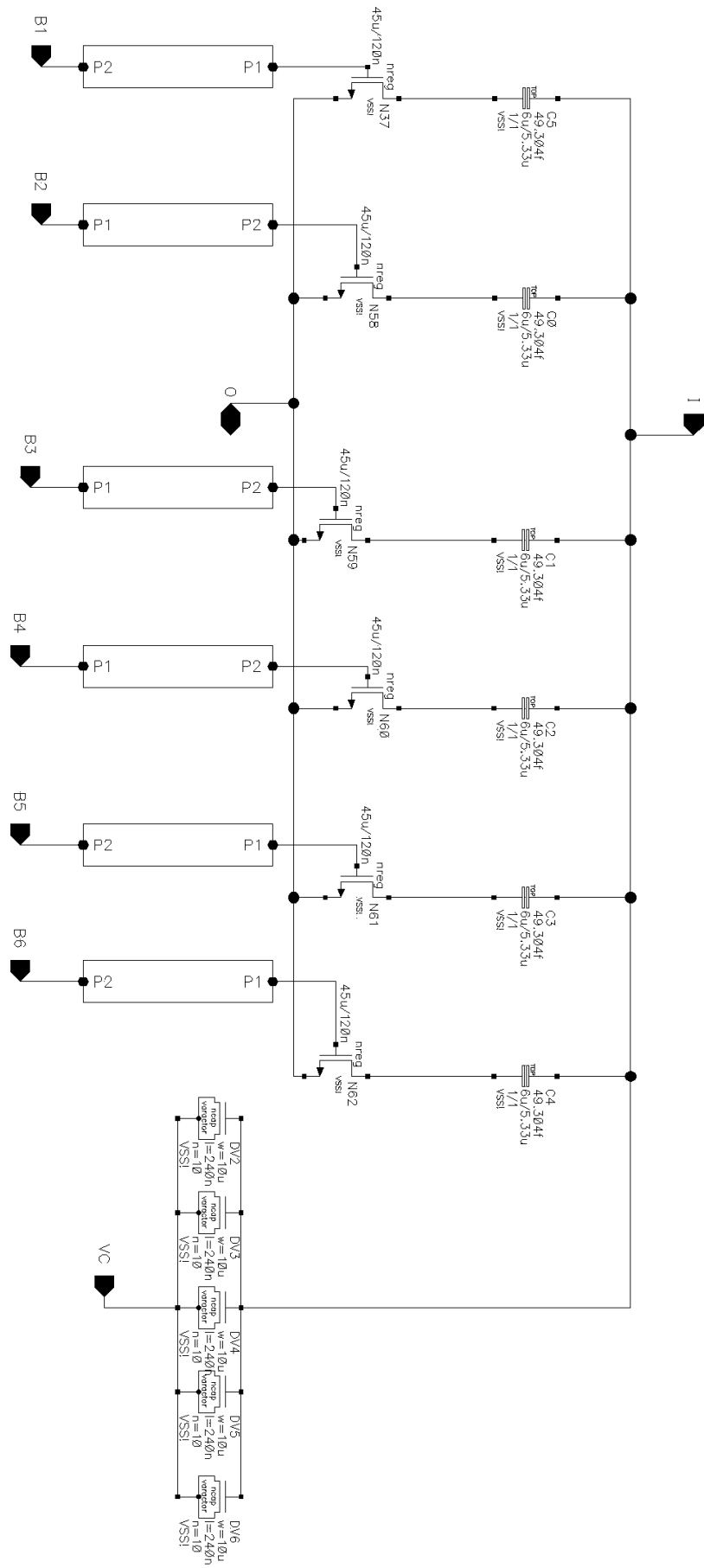
Ωστόσο, ενώ όσο αυξάνεται η τιμή της αντίστασης στην πύλη αυξάνεται και ο συντελεστής ενδοδιαμόρφωσης (IP3), η τάση που εμφανίζεται στην πύλη όταν το transistor είναι σε αποκοπή μπορεί να ξεπεράσει την τάση κατωφλίου (V_{th}), οδηγώντας το στην περιοχή τριόδου.

Με βάση λοιπόν αυτή την παρατήρηση και έπειτα από προσομοιώσεις που έγιναν, χρησιμοποιήθηκαν αντιστάσεις από πολυκρυσταλλικό πυρίτιο τιμής **50K Ω** .

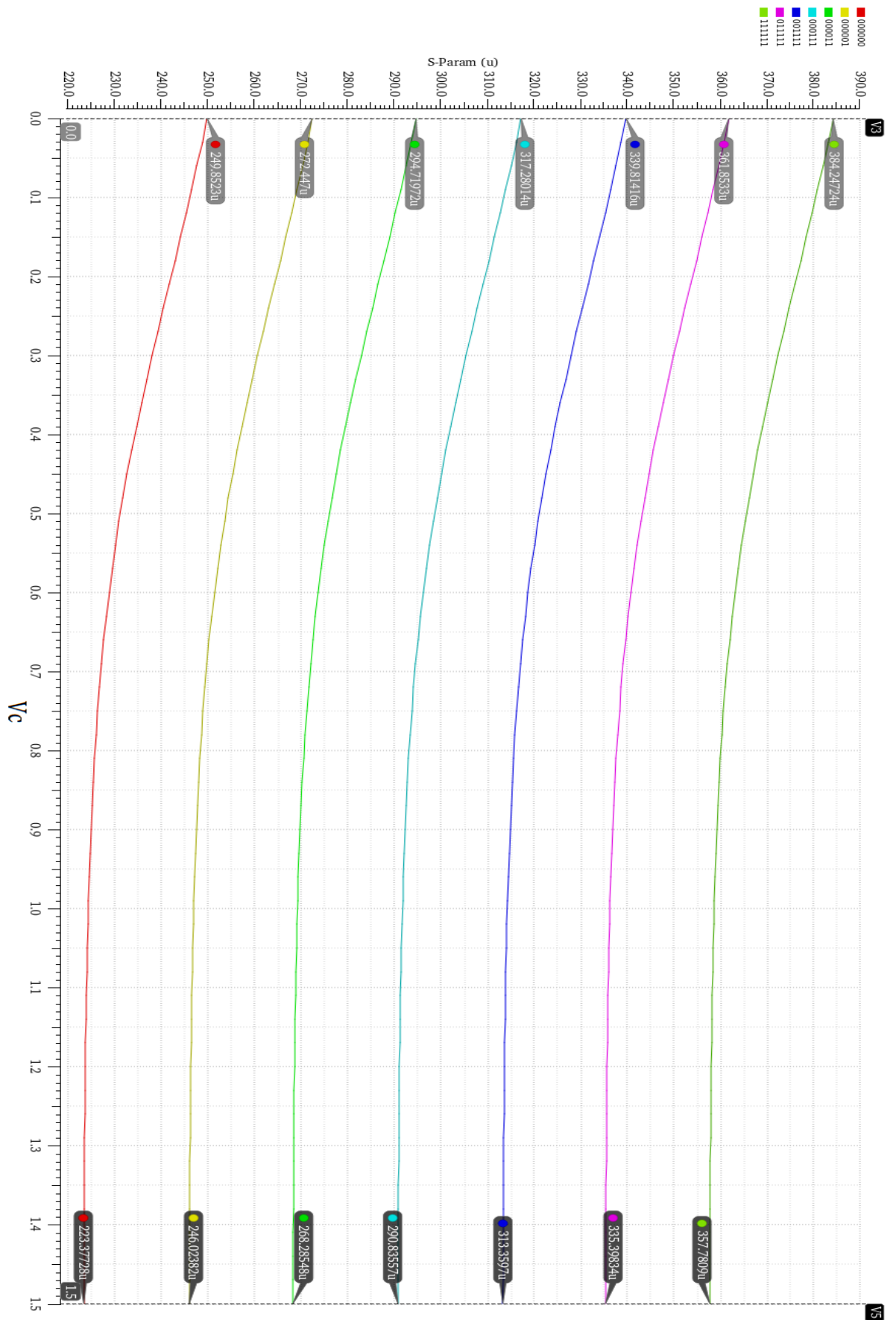
Το συνολικό κύκλωμα του μεταβλητού γραμμικού πυκνωτή φαίνεται στο σχήμα 5.11. Στο σχήμα 5.12 απεικονίζονται οι δυαδικές καταστάσεις των διακοπών και πώς μεταβάλλεται η συνολική χωρητικότητα του πυκνωτή από τα 223fF μέχρι τα 384fF. Αξίζει να σημειωθεί ότι η προσομοίωση έγινε μετά τον υπολογισμό των παρασιτικών στοιχείων στο τελικό layout του πυκνωτή.



Σχήμα 5.10: Layout μεταβλητού πυκνωτή



Σχήμα 5.11: Ολοκληρωμένο κύκλωμα του μεταβλητού πυκνωτή



Σχήμα 5.12: Διαδικές καταστάσεις του μεταβλητού πυκνωτή

5.3.2 Οκταγωνικά πηνία

Τα πηνία σχεδιάστηκαν με τη βοήθεια του εργαλείου PCD- Passive Component Designer που διαθέτει το Cadence Virtuoso. Στην πραγματικότητα πρόκειται για έναν βελτιστοποιητή, στον οποίο δίνει ο σχεδιαστής ορισμένες προδιαγραφές τις οποίες θα ήθελε να έχει το πηνίο και αυτό παράγει έναν αριθμό από πιθανές υλοποιήσεις που τις πληρούν. Αρχικά επιλέχθηκε τα πηνία να έχουν οκταγωνική μορφή, επειδή τέτοιας μορφής πηνία παρουσιάζουν υψηλή συχνότητα ιδιοσυντονισμού (SRF). Συγκεκριμένα στην συχνότητα λειτουργίας που επιθυμούμε (35GHz) η συχνότητα αυτοσυντονισμού θα πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με την δεύτερη αρμονική συχνότητα, δηλαδή με 70GHz. Φαίνεται έτσι λοιπόν η ανάγκη για υλοποίηση με όσο το δυνατόν υψηλότερη SRF.

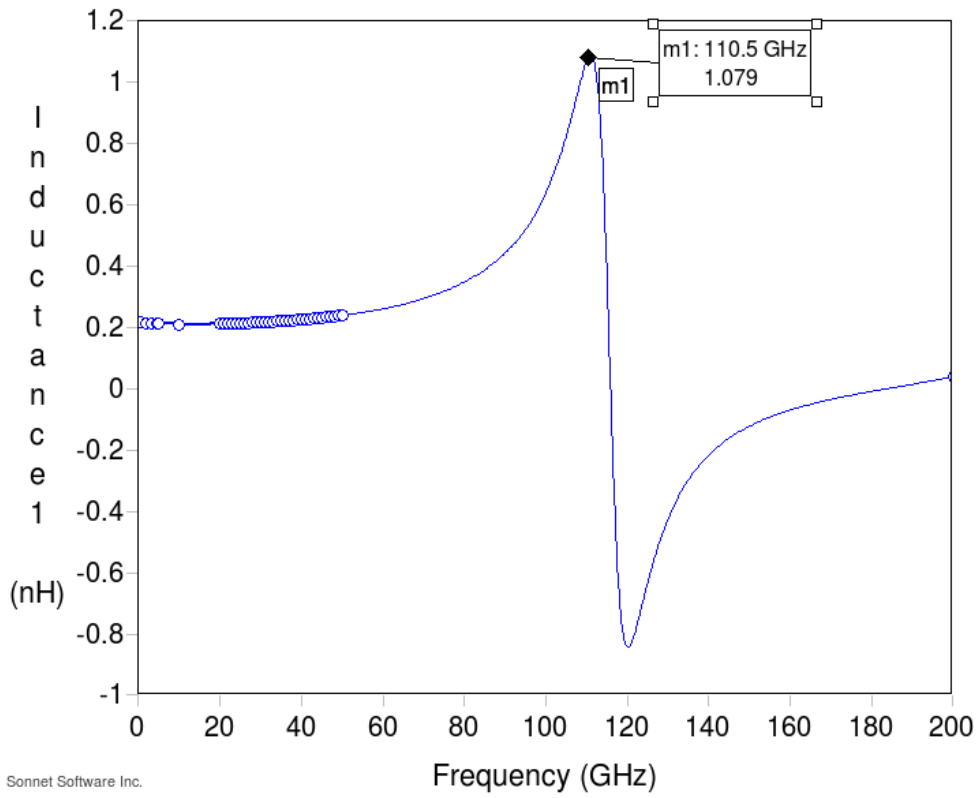
Η σχεδίαση πραγματοποιήθηκε στο ανώτατο στρώμα μετάλλου της τεχνολογίας ώστε να μειωθούν όσο το δυνατόν οι παρασιτικές χωρητικότητες του πηνίου και να υπάρχει και απομόνωση αυτού από το υπόλοιπο κύκλωμα. Τα χαρακτηριστικά των δύο πηνίων εμφανίζονται στον παρακάτω συγκεντρωτικό πίνακα.

Παράμετρος	Πηνίο L1	Πηνίο L2
Συντελεστής αυτεπαγωγής	220 pH	325 pH
Αριθμός Σπειρών	1	1
Πλάτος Μετάλλου	10 μm	10 μm
Εσωτερική Διάμετρος	105.2 μm	130 μm
Συχνότητα Αυτοσυντονισμού	110.5 GHz	71.5 GHz
Συντελεστής Ποιότητας	28.75	19.64
Διαστάσεις	0.017mm ²	0.029mm ²

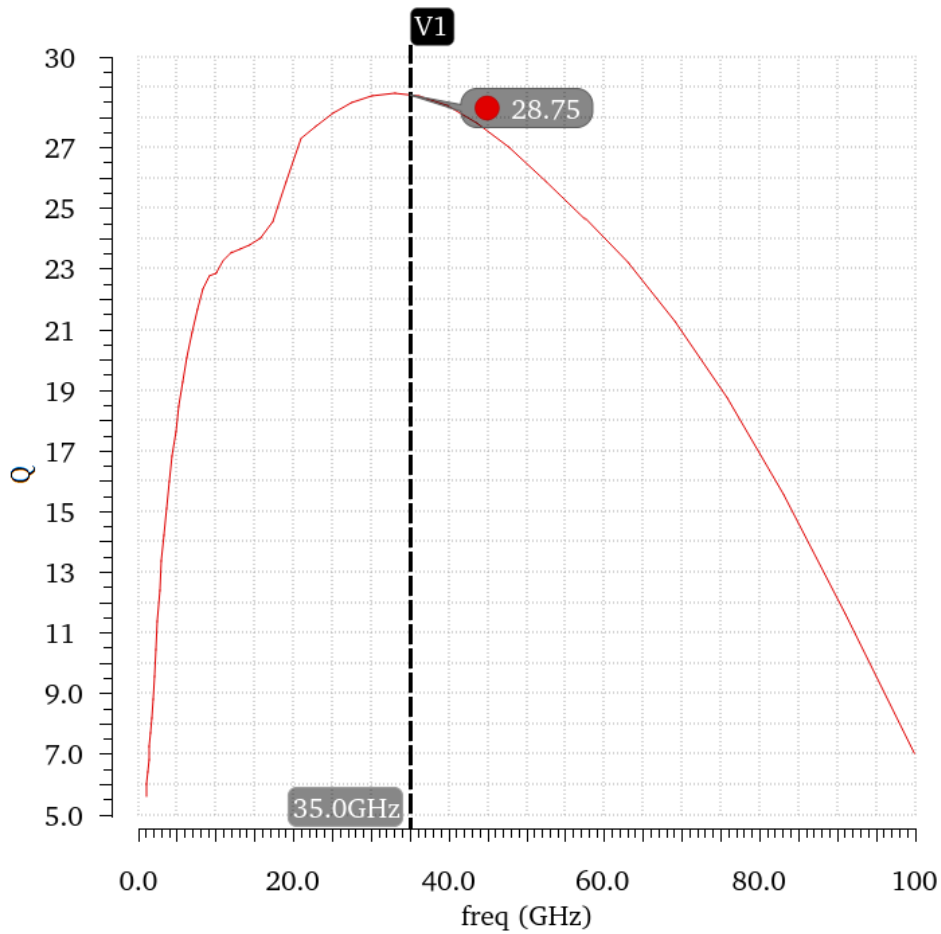
Πίνακας 5.2: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης πηνίων

Με την βοήθεια του εργαλείου Sonnet EM Simulator πραγματοποιήθηκε η ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση των πηνίων για την εξαγωγή των S παραμέτρων. Χρησιμοποιώντας την μήτρα S παραμέτρων προσομοιώθηκαν τα δύο πηνία στο SPECTRE του Cadence Virtuoso για τον ακριβή υπολογισμό του συντελεστή αυτεπαγωγής και του συντελεστή ποιότητας. Τα διαγράμματα για το πηνίο L1 φαίνονται παρακάτω στα σχήματα 5.13 και 5.14 αντίστοιχα και για το πηνίο L2 στα σχήματα 5.15 και 5.16 αντίστοιχα.

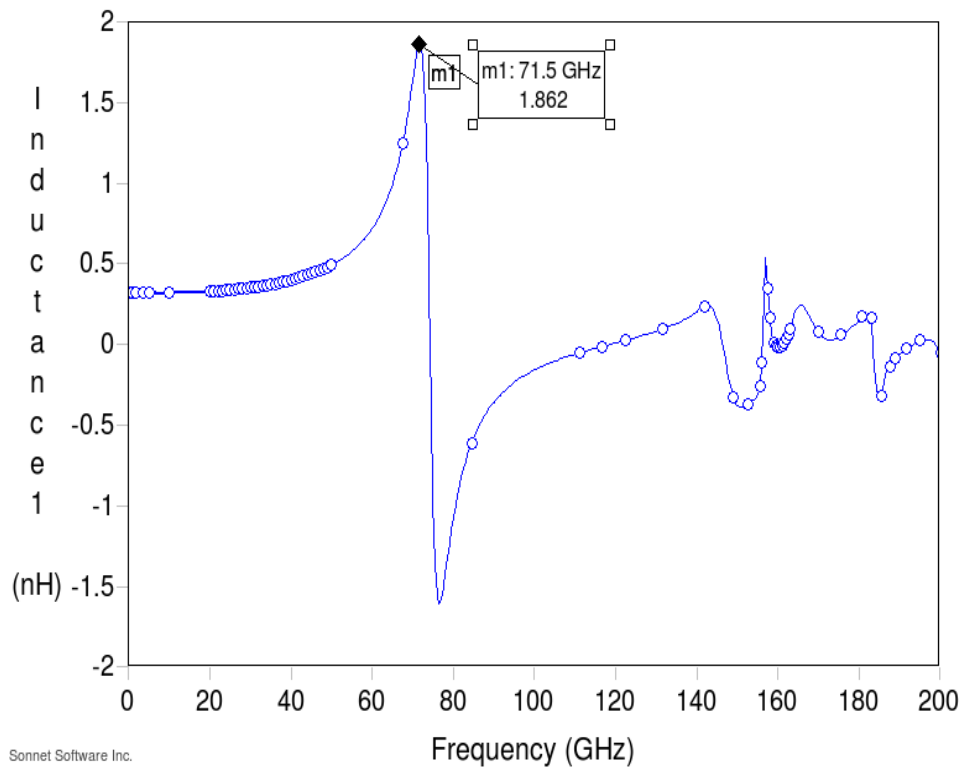
Παρατηρούμε ότι στο πηνίο L1 ο συντελεστής ποιότητας λαμβάνει την μέγιστη τιμή στην συχνότητα λειτουργίας του αμφιδρομητή, δηλαδή στα 35GHz, πράγμα που σημαίνει εν γένει ότι η σχεδίαση είναι επιτυχημένη. Ωστόσο στην συγκεκριμένη εφαρμογή η παρασιτική αντίσταση που εισάγουν τα πηνία είναι μικρής σημασίας και για αυτό όπως φαίνεται στο πηνίο L2 για λόγους απλότητας έγινε ένας συμβιβασμός ως προς τον συντελεστή ποιότητας.



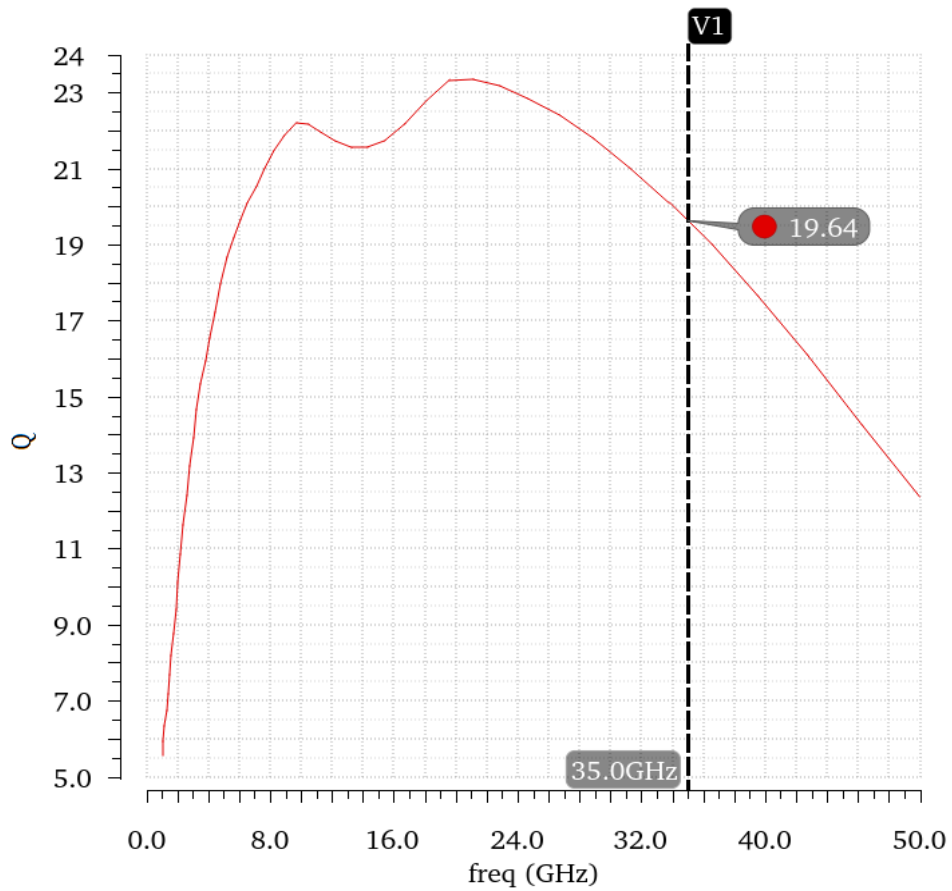
Σχήμα 5.13: Συντελεστής αυτεπαγωγής L1 πηνίου



Σχήμα 5.14: Συντελεστής ποιότητας L1 πηνίου

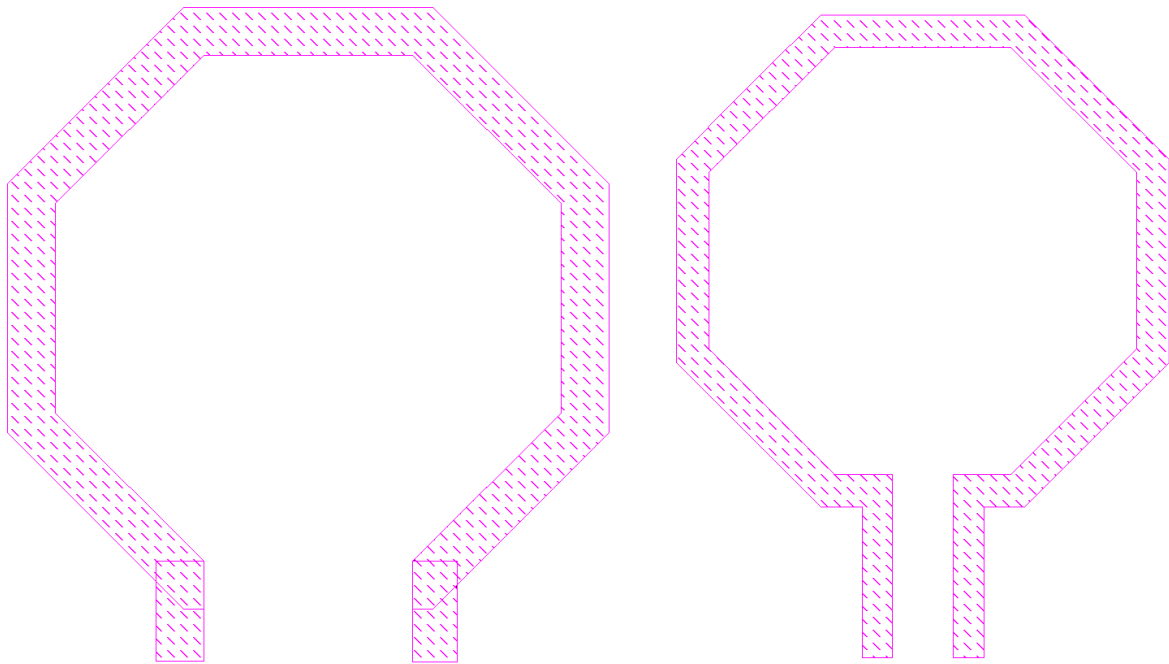


Σχήμα 5.15: Συντελεστής αυτεπαγωγής L1 πηνίου



Σχήμα 5.16: Συντελεστής ποιότητας L2 πηνίου

Η φυσική μορφή κάθε πηνίου φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 5.17: Layout L1 (αριστερά) και L2 (δεξιά) πηνίου

5.3.3 Γραμμικότητα του δικτύου ισορροπίας

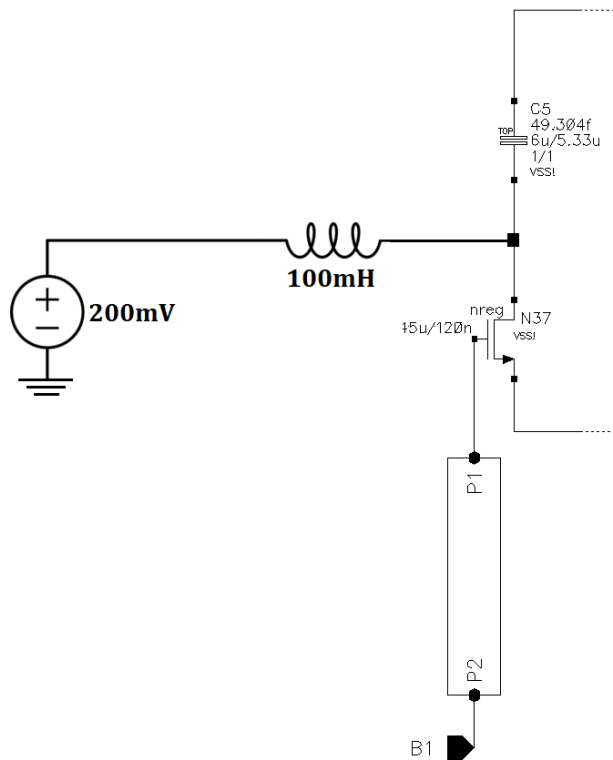
Όπως ήδη αναφέραμε το δίκτυο ισορροπίας θα πρέπει να είναι ιδιαίτερα γραμμικό δίκτυο. Συγκεκριμένα πρέπει να ισχύει ο παρακάτω τύπος για το συντελεστή ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης αναφερόμενο στην είσοδο του δικτύου ώστε τυχόν προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης να μην εμφανιστούν στον δέκτη.

$$IIP3zbal > PTX + \frac{ISOL}{2} - 9$$

Όπου $IIP3zbal$ ο συντελεστής ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης αναφερόμενος στην είσοδο του δικτύου, PTX η ισχύς του πομπού και $ISOL$ η επιθυμητή απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη.

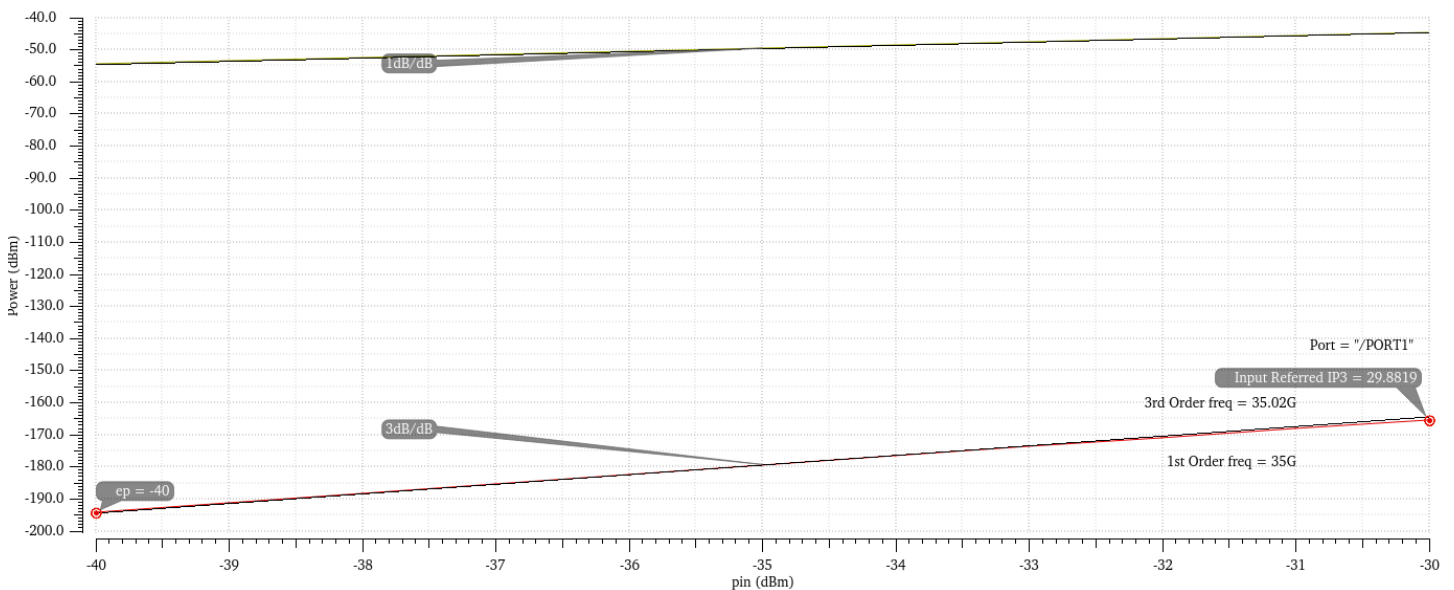
Για ικανοποιητική απομόνωση 35dB και για ισχύ πομπού 20dBm, ο συντελεστής ενδοδιαμόρφωσης θα πρέπει να είναι μεγαλύτερος από 28.5dBm.

Για την μέτρηση του συντελεστή γραμμικότητας χρειάστηκε να γίνει η παρακάτω τροποποίηση στο συνολικό κύκλωμα, δηλαδή να πολωθεί η υποδοχή κάθε τρανζίστορ με μία μικρή τάση μέσω ενός μεγάλου πηνίου.



Σχήμα 5.18: Τροποποίηση του κυκλώματος ισορροπίας για την μέτρηση του IIP3

Η τροποποίηση αυτή κατέστη αναγκαία καθώς το μοντέλο του τρανζίστορ αυτής της τεχνολογίας δεν λειτουργεί σωστά για μηδενική DC πόλωση. Όσο αναφορά το πηνίο των 100mH, συνδέθηκε έτσι ώστε να απομονώνει την πρόσθετη πηγή πόλωσης κατά την ανάλυση S παραμέτρων, εφόσον στην συχνότητα λειτουργίας των 35GHz ένα τέτοιο πηνίο παρουσιάζει τεράστια σύνθετη αντίσταση. Ο συντελεστής



Σχήμα 5.19: Συντελεστής ενδοδιαμόρφωσης 3ης τάξης αναφερόμενος στην είσοδο(IIP3)

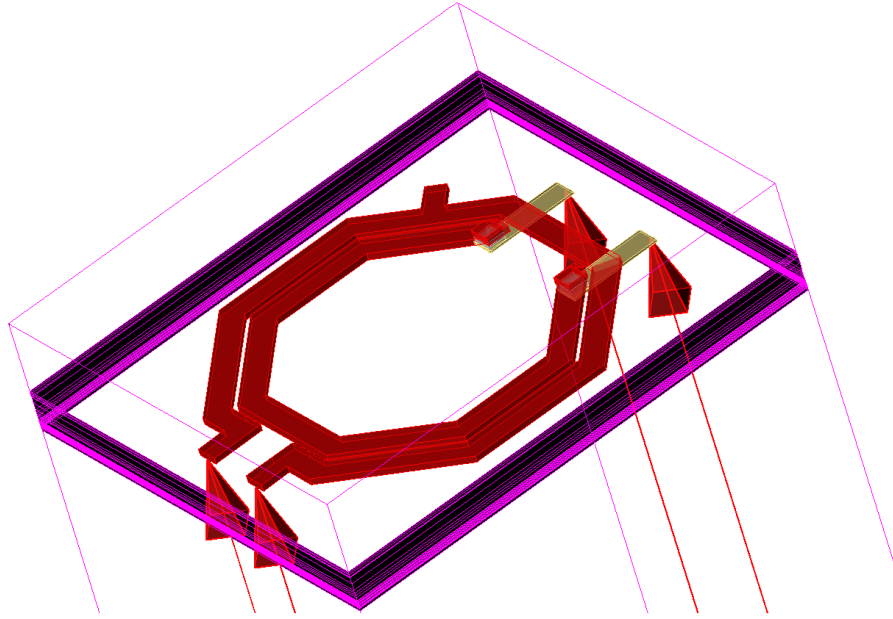
ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης μετρήθηκε τελικά 29.88 dBm, τιμή μεγαλύτερη από 28.5dBm που υπολογίσαμε προηγουμένως. Επομένως το δίκτυο ισορροπίας σχεδιάστηκε με επιτυχία.

5.4 Μετασχηματιστής ενδιάμεσης λήψης

Η σωστή σχεδίαση του μετασχηματιστή σε έναν αμφοδρομητή ηλεκτρικής ισορροπίας είναι τεράστιας σημασίας. Θα πρέπει να σχεδιαστεί αρχικά έτσι ώστε να μεγιστοποιεί την απομόνωση μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Επιπρόσθετα επιθυμούμε να παρουσιάζει όσο το δυνατόν χαμηλότερες απώλειες ώστε οι απώλειες του πομπού (Transmitter insertion loss) και του δέκτη (Receiver insertion loss) να μην ξεπερνούν αρκετά την ήδη ανεπιθύμητη εγγενή τιμή των 3dB (σε περίπτωση μεσαίας λήψης, βλ. Κεφάλαιο 2).

Αρχικά προσδιορίστηκαν οι ηλεκτρικές ιδιότητες του μετασχηματιστή με την βοήθεια ιδανικών στοιχείων της βιβλιοθήκης AnalogLib του Cadence προσομοιώνοντας πλέον ολοκληρωμένο τον αμφοδρομητή, ρυθμίζοντας όμως τον συντελεστή σύζευξης k (coupling factor) ίσο με την ιδανική τιμή 1. Έπειτα και αφού επιλέχθηκε ο τύπος του φυσικού layout (βλ. Κεφάλαιο 4) σχεδιάστηκε ο μετασχηματιστής και προσομοιώθηκε στο Momentum EM simulator έτσι ώστε να παρουσιάζει τον ίδιο μετασχηματισμό σύνθετης αντίστασης (impedance transformation) με τον ιδανικό.

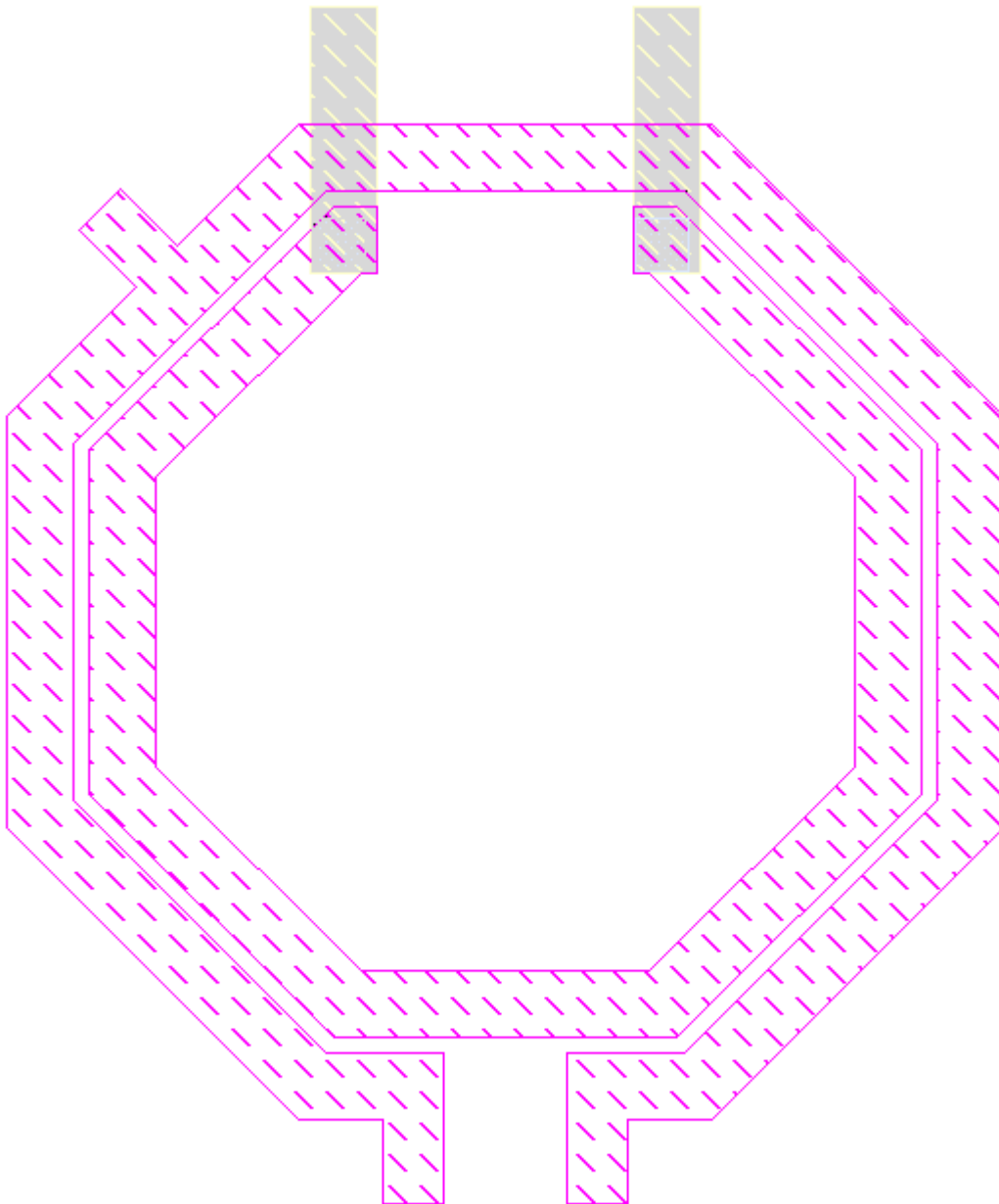
Ο τύπος του φυσικού layout που χρησιμοποιήθηκε είναι αυτός του tapped transformer, δηλαδή πρωτεύον και δευτερεύον πηνίο στο ίδιο στρώμα μετάλλου και το ένα μέσα στο άλλο (βλ. Κεφάλαιο 4). Η σχεδίαση έγινε στο ανώτερο μέταλλο της τεχνολογίας, το οποίο πάντοτε εμφανίζει την ελάχιστη αντίσταση/τετράγωνο και οι χωρητικές συζεύξεις με τα υπόλοιπα στρώματα είναι οι ελάχιστες . Η επιλογή του τύπου έγινε έπειτα από μία σειρά δοκιμών και συμβιβασμών. Αρχικά τέτοιου είδους μετασχηματιστές παρουσιάζουν υψηλή συχνότητα αυτοσυντονισμού σε αντίθεση με τον αμέσως επόμενο υποψήφιο τύπο μετασχηματιστή, τον stacked transformer (πρωτεύον και δευτερεύον σε διαφορετικά στρώματα μετάλλου). Επίσης και δεδομένου ότι τα δύο πηνία είναι πλήρως απομονωμένα μεταξύ τους, οι παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ των τυλιγμάτων ελαχιστοποιούνται κάνοντας αυτόν τον τύπο μετασχηματιστή τον καταλληλότερο για την συγκεκριμένη υλοποίηση. Ωστόσο η συγκεκριμένη τεχνολογία επιτρέπει ελάχιστη απόσταση μεταξύ μετάλλων του ανώτερου στρώματος 2.4um, τιμή σχετικά μεγάλη γεγονός που οδηγεί σε μειωμένο συντελεστή σύζευξης (coupling factor) με αποτέλεσμα απώλειες μεγαλύτερες από τις αναμενόμενες.



Σχήμα 5.20: 3D απεικόνιση του μετασχηματιστή στο Momentum EM simulator

Αξίζει να σημειωθεί ότι για να ελαχιστοποιήσουμε κατά το δυνατόν περισσότερο τις απώλειες από την μεριά του πομπού, μετατοπίσαμε την μεσαία λήψη του μετασχηματιστή προς τον ακροδέκτη της κεραίας κατά έναν συντελεστή $r = 2$ (βλ. Κεφάλαιο 2.3) όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.21.

Τα χαρακτηριστικά του μετασχηματιστή εμφανίζονται στον παρακάτω συγκεντρωτικό πίνακα. Παρατηρείται ότι η συχνότητα αυτοσυντονισμού που επιτεύχθηκε είναι τα 80GHz, γεγονός που αποδεικνύει ότι η επιλογή του συγκεκριμένου τύπου μετασχηματιστή ήταν η καταλληλότερη.



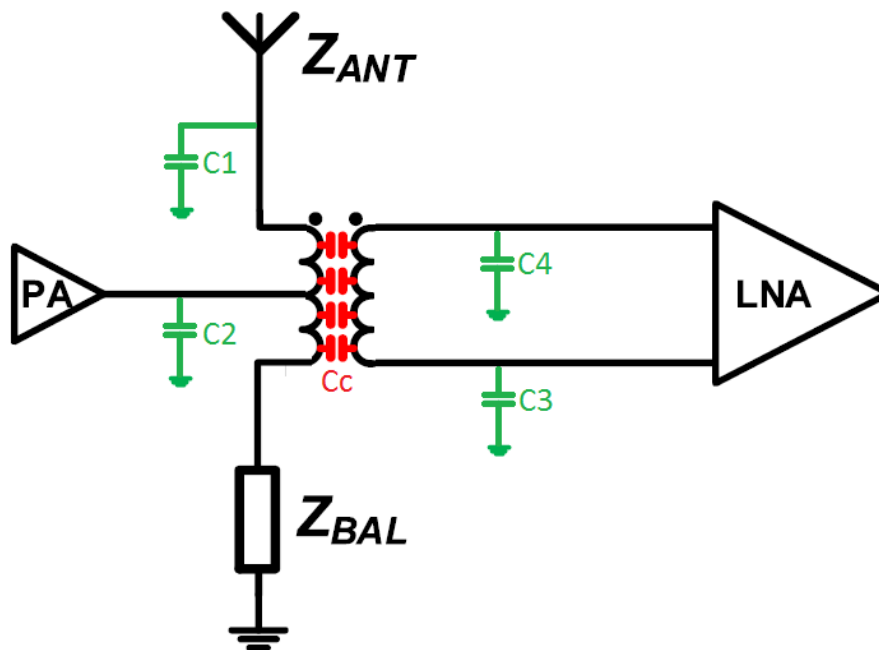
Σχήμα 5.21: Layout Μετασχηματιστή ενδιάμεσης λήψης

Παράμετρος	Τιμή
Συντελεστής Αυτεπαγωγής Πρωτεύοντος A	100pH
Συντελεστής Αυτεπαγωγής Πρωτεύοντος B	200pH
Συντελεστής Αυτεπαγωγής Δευτερεύοντος	300 pH
Αριθμός Σπειρών Πρωτεύοντος	1
Αριθμός Σπειρών Δευτερεύοντος	1
Πλάτος Μετάλλου	10 μm
Εσωτερική Διάμετρος Πρωτεύοντος	105.2 μm
Εσωτερική Διάμετρος Δευτερεύοντος	130 μm
Συχνότητα Αυτοσυντονισμού	80 GHz
Συντελεστής Ποιότητας	28

Πίνακας 5.3: Συγκεντρωτικός πίνακας διαστασιολόγησης Μετασχηματιστή

5.4.1 Συντονισμός του Μετασχηματιστή

Σε έναν μη ιδανικό μετασχηματιστή τα δύο τυλίγματα εφόσον είναι αγωγίμα και η μεταξύ τους απόσταση είναι σχετικά μικρή, λειτουργούν ταυτόχρονα και σαν πυκνωτής κάτι το οποίο είναι φυσικά ανεπιθύμητο. Η τεχνική η οποία χρησιμοποιήθηκε για τον παρόν μετασχηματιστή όπως ήδη αναφέρθηκε ελαχιστοποιεί αυτές τις χωρητικότητες οι οποίες δημιουργούν πρόσθετες απώλειες κυρίως στην μεριά του δέκτη (Rx IL). Ωστόσο για την περεταίρω εξουδετέρωση αυτών μπορεί κανείς να συνδέσει πραγματικούς πυκνωτές στα τυλίγματα του μετασχηματιστή, συντονίζοντας αυτά στην επιθυμητή συχνότητα. Παρόμοια τεχνική εφαρμόζεται στους μετασχηματιστές Balun με στόχο τον μηδενισμό του φανταστικού μέρους και την συζυγή προσαρμογή του φορτίου και της πηγής. Οι πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν (C1, C2, C3, C4) είναι πυκνωτές μετάλλου-διηλεκτρικού-μέταλλου της τεχνολογίας και η συνδεσμολογία φαίνεται στο σχήμα 5.22.



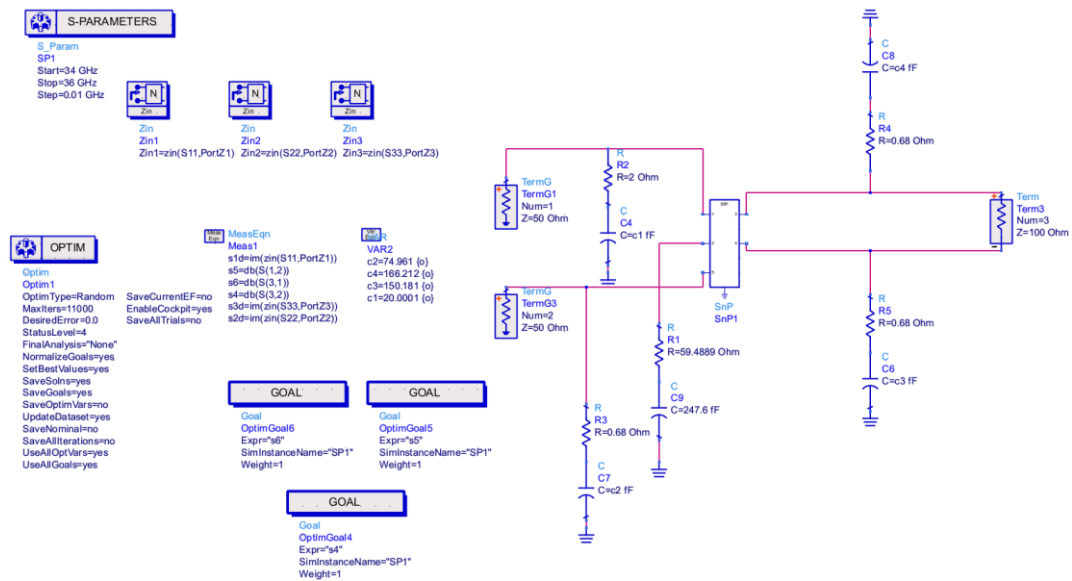
Σχήμα 5.22: Συντονισμός του Μετασχηματιστή

Για την επιλογή των πυκνωτών χρησιμοποιήθηκε ο βελτιστοποιητής (optimizer) του ADS (Advanced Design System) προγράμματος προσομοίωσης ηλεκτρονικών κυκλωμάτων. Με τη βοήθεια ενός πεντάθυρου εξαρτήματος του ADS φορτώνουμε την μήτρα S παραμέτρων του μετασχηματιστή και κατόπιν επιλέγουμε τις παραμέτρους βελτιστοποίησης καθώς και τις μεταβλητές του προβλήματος (σχήμα 5.23). Ως μεταβλητές επιλέχθηκαν οι τέσσερις πυκνωτές ενώ οι περιορισμοί του προβλήματος ήταν οι ακόλουθοι:

$$Isolation \leq -35 \text{ dB}$$

$$Tx \text{ Insertion Loss} \geq -3.5 \text{ dB}$$

$$Rx \text{ Insertion Loss} \geq -3.5 \text{ dB}$$



Σχήμα 5.23: Test-bench στο ADS για τον υπολογισμό των πυκνωτών

Ορίζοντας αρχικές τιμές στους πυκνωτές, συνήθως κοντά στην θεωρητική τιμή συντονισμού του κάθε τυλίγματος $C = \frac{1}{L*(2*\pi*f)^2}$ ο βελτιστοποιητής χρησιμοποιεί μία από τις γνωστές μεθόδους βελτιστοποίησης πολλών μεταβλητών έτσι ώστε και οι τρεις παραπάνω συνθήκες να ικανοποιούνται ταυτόχρονα με μία σχετικά μικρή απόκλιση. Τελικά οι τιμές που προέκυψαν για τους τέσσερις πυκνωτές είναι οι εξής:

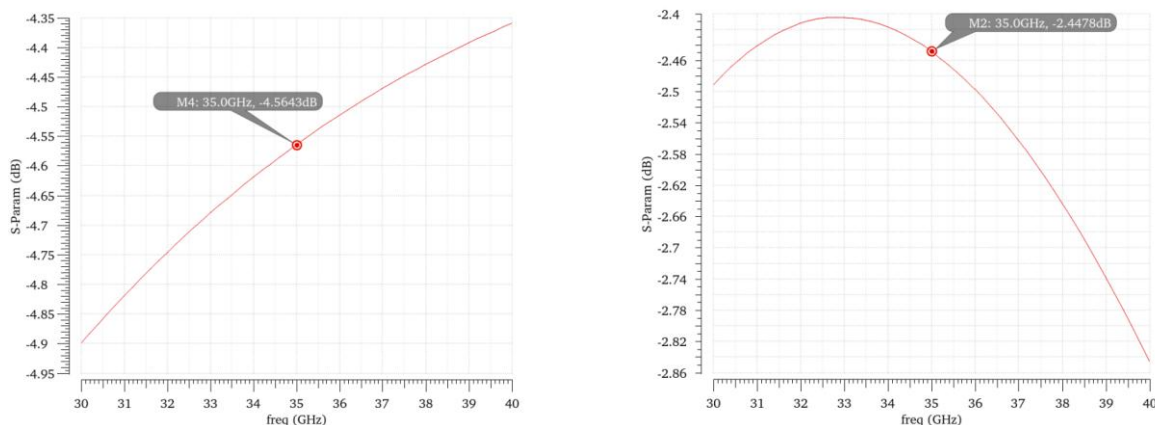
$$C1 = 20fF$$

$$C2 = 75fF$$

$$C3 = 150fF$$

$$C4 = 166fF$$

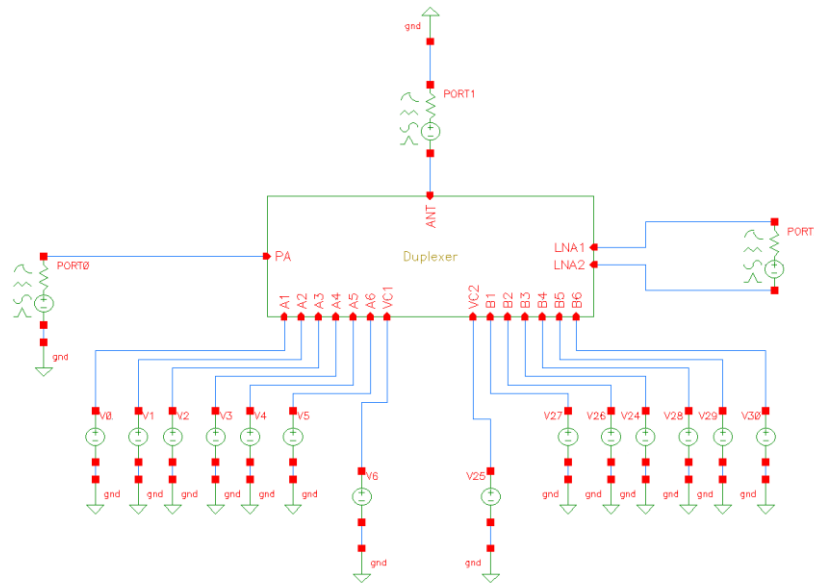
Μετά την τοποθέτηση των πυκνωτών η μείωση στις απώλειες ισχύος από το πρωτεύον προς το δευτερεύον πηνίο ήταν περίπου 2dB όπως φαίνεται και παρακάτω. Στο αριστερό διάγραμμα απεικονίζεται η S21 παράμετρος χωρίς τους πυκνωτές, ενώ δεξιά η ίδια παράμετρος μετά την σύνδεση των πυκνωτών.



Σχήμα 5.24: Απώλειες πριν και μετά την τοποθέτηση πυκνωτών

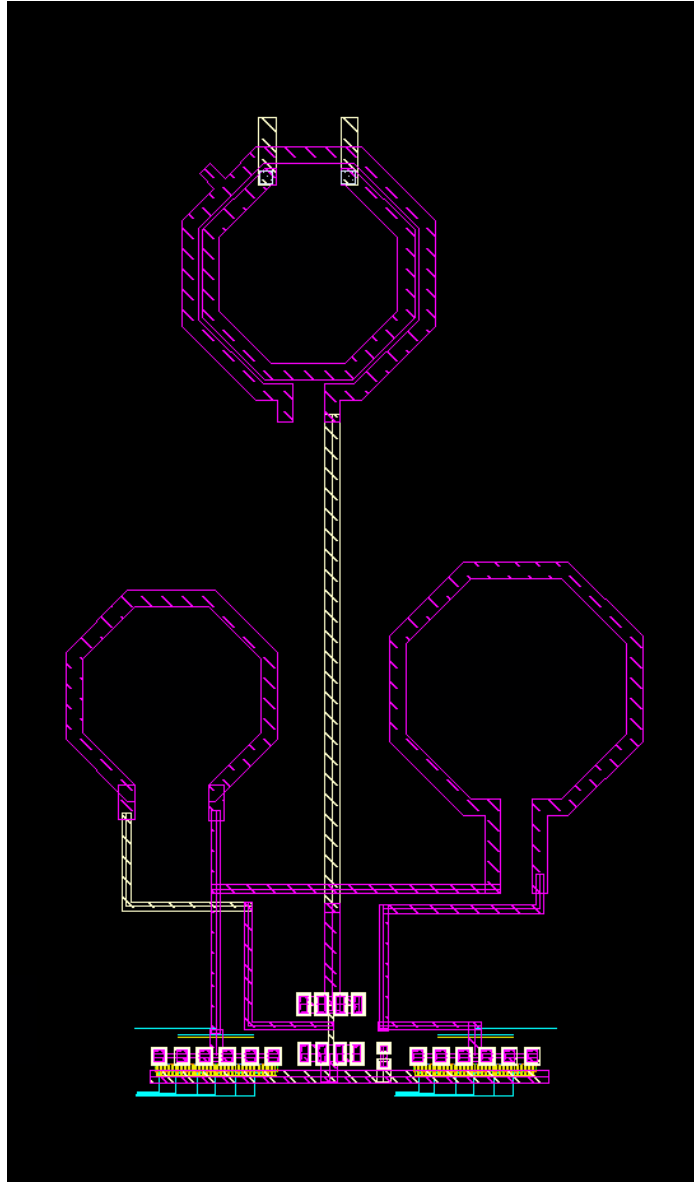
5.5 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων και των προσομοιώσεων των χαρακτηριστικών μεγεθών του υλοποιημένου αμφιδρομητή χρησιμοποιήθηκε το test bench του σχήματος 5.25. Πρέπει να σημειωθεί πως οι προσομοιώσεις αυτού του κεφαλαίου έγιναν σε post-layout στάδιο έπειτα από την εξαγωγή των R-C παρασιτικών του φυσικού σχεδίου του μεταβλητού πυκνωτή. Τα πηνία και ο μετασχηματιστής δεν χρειάζεται να συμπεριληφθούν στην εξαγωγή των παρασιτικών καθώς αυτό συμπεριλαμβάνεται στην ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση τους με το Sonnet EM. Αξίζει να αναφερθεί ότι για να αποφευχθεί η ηλεκτρομαγνητική επίδραση τους στο υπόλοιπο κύκλωμα, σχεδιάστηκαν σε απόσταση τόση όσο η εσωτερική τους διάμετρος περίπου (σχ. 5.26).



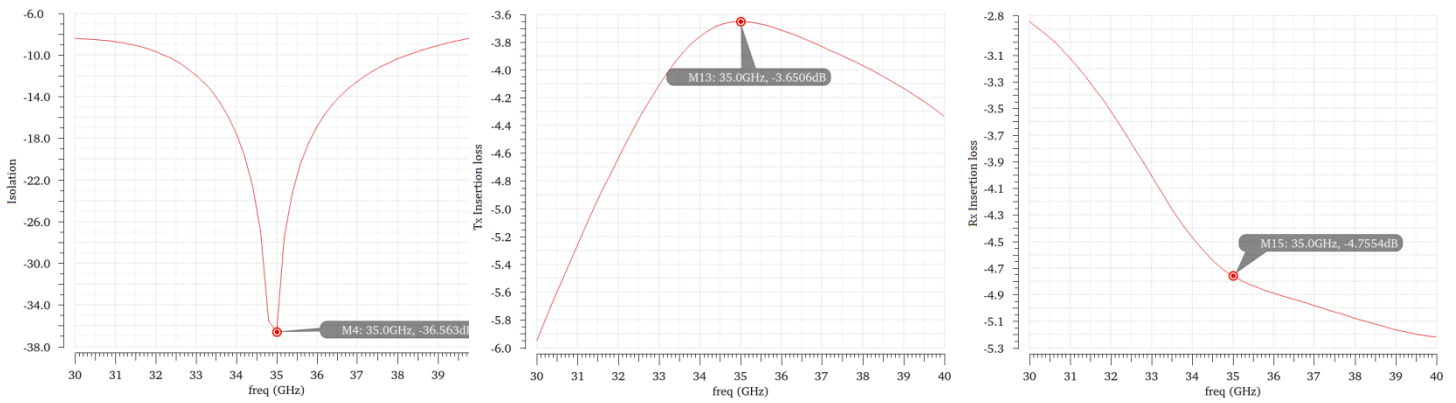
Σχήμα 5.25: Test-bench duplexer

Αρχικά μετρήθηκαν τα χαρακτηριστικά μεγέθη του αμφιδρομητή στην ονομαστική κατάσταση κατά την οποία η σύνθετη αντίσταση της κεραίας ισούται με 50Ω . Στην περίπτωση αυτή το δίκτυο ισορροπίας θα πρέπει να έχει τιμή $Z_{bal} = 2 * 50 \Omega$ εφόσον ο μετασχηματιστής σχεδιάστηκε με συντελεστή μετατόπισης μεσαίας λήψης $r=2$. Ρυθμίστηκαν επομένως αρχικά τα 12 bits και οι δύο τάσεις ελέγχου των varactor και οι προσομοιώσεις που προέκυψαν φαίνονται στο σχήμα 5.27.



Σχήμα 5.26: Ολόκληρο το layout του αμφιδρομητή

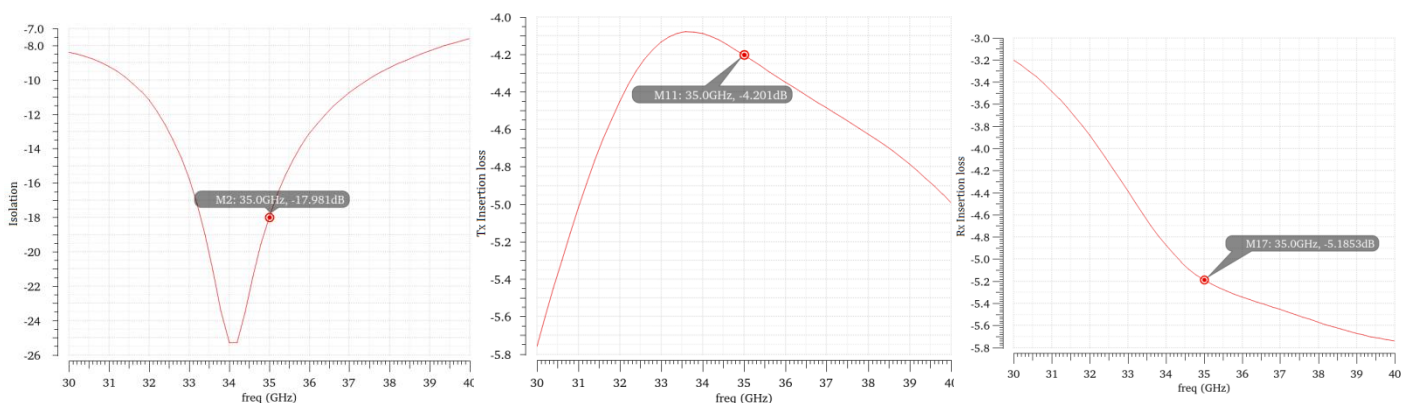
Παρατηρείται ότι οι απώλειες του πομπού ξεπερνούν την εγγενή τιμή των 3dB παρόλο που μετατοπίσαμε την μεσαία λήψη με σκοπό να μειωθούν αυτές κάτω από τα 3dB. Αυτό οφείλεται στις απώλειες που εισάγει ο μη ιδανικός μετασχηματιστής όπως εξηγήσαμε σε προηγούμενη ενότητα. Εδώ φαίνεται και η ανάγκη της μετατόπισης της μεσαίας λήψης κατά τον συντελεστή $r=2$ με σκοπό την αντιστάθμιση των απωλειών του μετασχηματιστή. Ωστόσο απώλειες πομπού κάτω από 4dB μπορούν θεωρηθούν



Σχήμα 5.27: α) Isolation (36.5dB) b) Transmitter insertion loss (3.6dB) c) Receiver insertion loss (4.8dB) for $Z_{ant}=50 \text{ Ohm}$ and $Z_{bal}=r*50 \text{ Ohm}$

αποδεκτές δίνοντας ιδιαίτερη προσοχή στην σχεδίαση του ενισχυτή ισχύος (PA). Από την άλλη οι απώλειες από την κεραία προς το δέκτη μπορούν να θεωρηθούν μικρής σημασίας καθώς αυτό που μας ενδιαφέρει κυρίως στη μεριά του δέκτη είναι η εικόνα θορύβου (noise figure) που εισάγει ο αμφιδρομητής η οποία μετρήθηκε ίση με 4.1dB. Σχεδιάζοντας τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου του δέκτη (LNA) ταιριασμένο ως προς το θόρυβο (noise matched) και όχι με σκοπό την μεγιστοποίηση της μεταφερόμενης ισχύος (power matched LNA) η τιμή αυτή της εικόνας θορύβου θεωρείται αποδεκτή. Τέλος η επιτευχθείσα απομόνωση μεταξύ πομπού και δέκτη ξεπερνά τα 35dB η οποία καθίσταται ικανοποιητική για τις περισσότερες εφαρμογές.

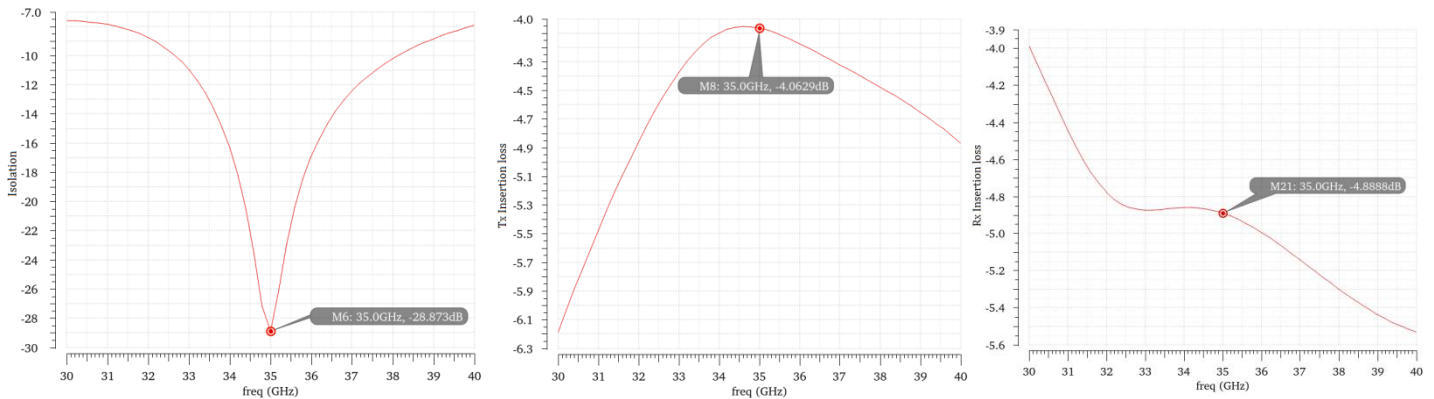
Στην συνέχεια για να γίνει πλήρως κατανοητή η αρχή λειτουργίας του αμφιδρομητή μεταβάλλαμε την σύνθετη αντίσταση της κεραίας στα 65 Ohm αλλά κρατήσαμε το δίκτυο ισορροπίας στην ίδια κατάσταση δηλαδή σε αυτή που αντιστοιχεί για ισορροπία του αμφιδρομητή όταν η κεραία ισούται με 50 Ohm. Όπως είναι αναμενόμενο η απομόνωση μειώνεται σημαντικά ενώ οι απώλειες αυξάνονται εφόσον ο αμφιδρομητής δεν βρίσκεται πλέον σε ηλεκτρική ισορροπία. (Σχήμα 5.28)



Σχήμα 5.28: α) Isolation (18dB) b) Transmitter insertion loss (4.2dB) c) Receiver insertion loss (5.1dB) for $Z_{ant}=65 \text{ Ohm}$ and $Z_{bal}=r*50 \text{ Ohm}$

Κατόπιν ρυθμίζουμε κατάλληλα το δίκτυο ισορροπίας με σκοπό να ισορροπεί ο αμφιδρομητής για αντίσταση κεραίας 65 Ohm. Θα πρέπει τώρα οι μετρήσεις να είναι

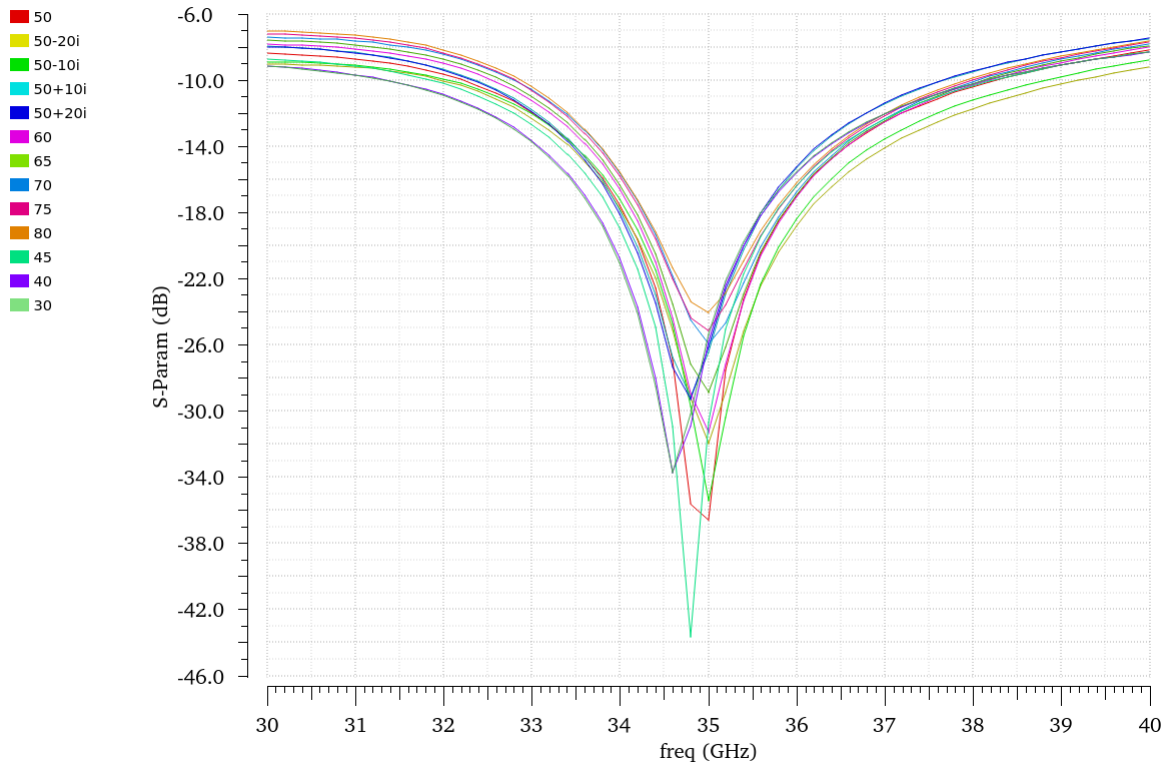
όσο το δυνατόν πιο κοντά με αυτές της ιδανικής περίπτωσης κατά την οποία η κεραία ισούται με 50 Ohm, δεδομένου ότι θέλουμε ο αμφιδρομητής να λειτουργεί για αντίσταση κεραίας μεταβλητού πραγματικού μέρους από 35 Ohm μέχρι 75 Ohm. Πράγματι βλέπουμε ότι ρυθμίζοντας το δίκτυο ισορροπίας με βάση την στιγμιαία σύνθετη αντίσταση της κεραίας αυξάνεται η απομόνωση πάνω από 10 dB!



Σχήμα 5.29: α) Isolation (29dB) β) Transmitter insertion loss (4dB) γ) Receiver insertion loss (4.8dB) for $Z_{ant}=65 \text{ Ohm}$ and $Z_{bal}=r*65 \text{ Ohm}$

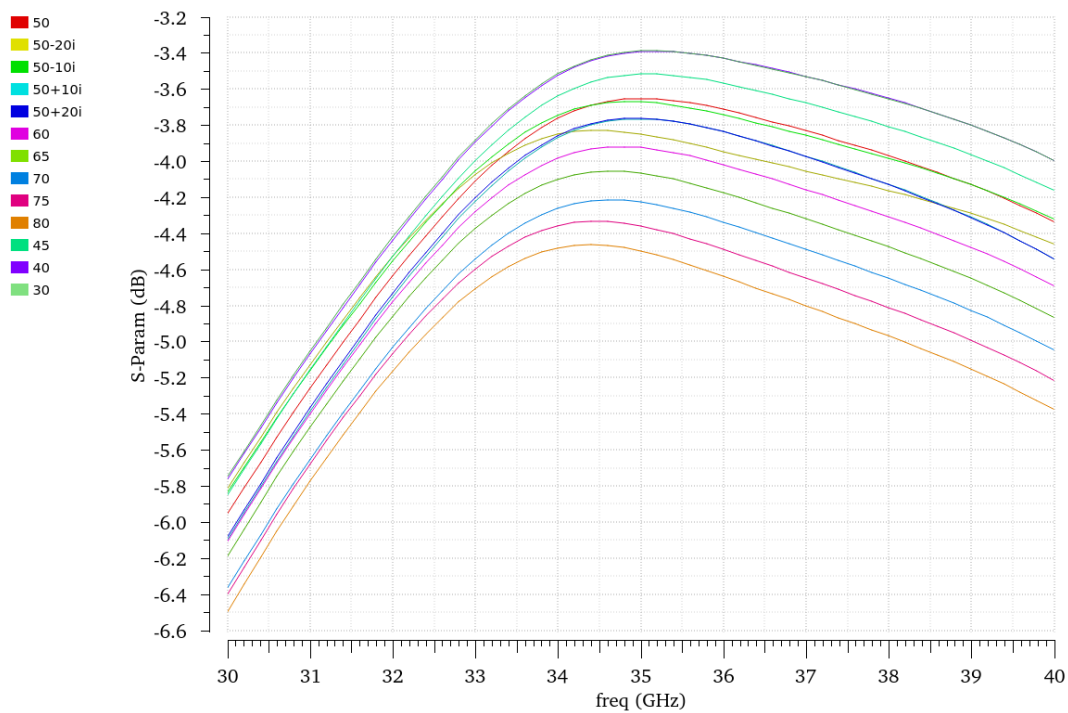
Παρακάτω παρουσιάζονται οι μετρήσεις που πάρθηκαν κατά την προσομοίωση του αμφιδρομητή για διαφορετικές τιμές σύνθετης αντίστασης με πραγματικό μέρος που κυμαίνεται από 30 Ohm μέχρι 80 Ohm. Ωστόσο επειδή η διαδικασία ρύθμισης του δικτύου ισορροπίας απαιτεί $7^2 = 49$ πιθανούς δυαδικούς συνδυασμούς για τα 12 bits των πυκνωτών και ταυτόχρονα για κάθε ένα συνδυασμό, σάρωση των δύο τάσεων ελέγχου των varactor από 0 μέχρι 1.5 volt, είναι ιδιαίτερα χρονοβόρα διαδικασία ειδικά σε post-layout επίπεδο και για αυτό περιοριστήκαμε σε έλεγχο του φανταστικού μέρους της κεραίας όταν αυτή έχει πραγματικό μέρος 50 Ohm. Η χαμηλότερη τιμή απομόνωσης 24dB προκύπτει για την ακραία περίπτωση όπου η κεραία ισούται με 80 Ohm. Παρόλα αυτά είναι ικανοποιητική για την παρούσα εφαρμογή του ραντάρ αν αναλογιστεί κανείς ότι ένας τυπικός φερριτικός αμφιδρομητής του εμπορίου που χρησιμοποιείται σε τέτοιες εφαρμογές, παρέχει 25dB απομόνωση σε τόσο υψηλές συχνότητες λειτουργίας.

Οι απώλειες από τον πομπό προς την κεραία (σχήμα 5.31) επίσης παρουσιάζουν αύξηση καθώς η αντίσταση της κεραίας αυξάνεται. Συγκεκριμένα μεταβάλλονται από 3.4dB σε 4.8dB για την ακραία περίπτωση που αναφέραμε παραπάνω.



Σχήμα 5.30: Isolation for various Z_{ANT}

Στο σχήμα 5.32 φαίνονται οι απώλειες ισχύος από την κεραία προς τον δέκτη οι οποίες κυμαίνονται μεταξύ 4.5dB και 5.5dB. Όπως είπαμε περιορίζοντας την εικόνα θορύβου του αμφιδρομητή και με την κατάλληλη επίσης σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου που θα ακολουθήσει μπορούν να αντισταθμιστούν οι απώλειες αυτές.



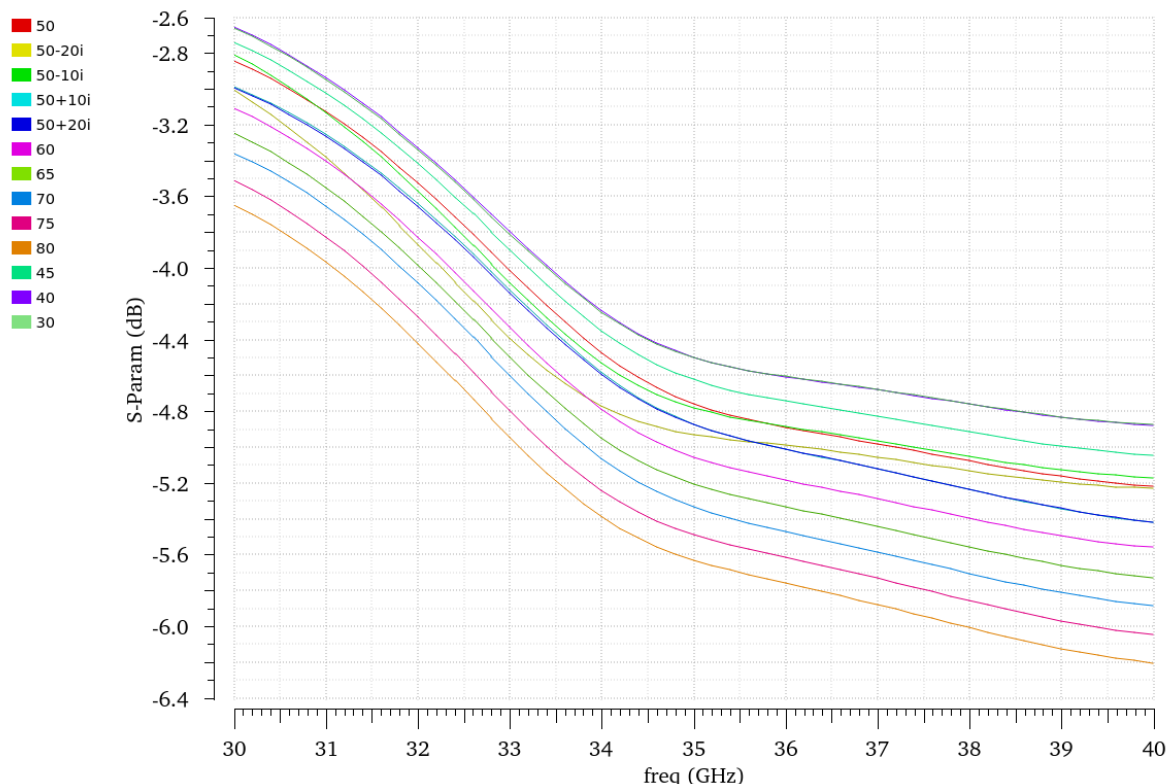
Σχήμα 5.31: Tx insertion loss for various Z_{ANT}

Αξίζει να σημειωθεί ότι τα σήματα που φτάνουν στην κεραία και ενισχύονται από τον δέκτη είναι της τάξεως των -100dBm. Καταλαβαίνει κανείς επομένως ότι ακόμα και οι τόσο υψηλές απώλειες του αμφιδρομητή είναι μικρής σημασίας στην ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος. Αυτό που παίζει μεγάλο ρόλο είναι ο προστιθέμενος θόρυβος που υπεισέρχεται στο σήμα από τον αμφιδρομητή και τον ενισχυτή που ακολουθεί, του οποίου η εικόνα θορύβου θα πρέπει να περιορίζεται στα 7dB. Μία τυπική σχεδίαση ενισχυτή χαμηλού θορύβου για τόσο υψηλή συχνότητα λειτουργίας παρουσιάζει περίπου 2dB εικόνα θορύβου. Για μία μέση τιμή εικόνας θορύβου του αμφιδρομητή στα 4.3dB (σχήμα 5.33) και ένα μέσο κέρδος -5dB (σχήμα 5.32) ο συνολικός συντελεστής θορύβου της αλυσίδας υπολογίζεται από την εξίσωση του Friis ως εξής:

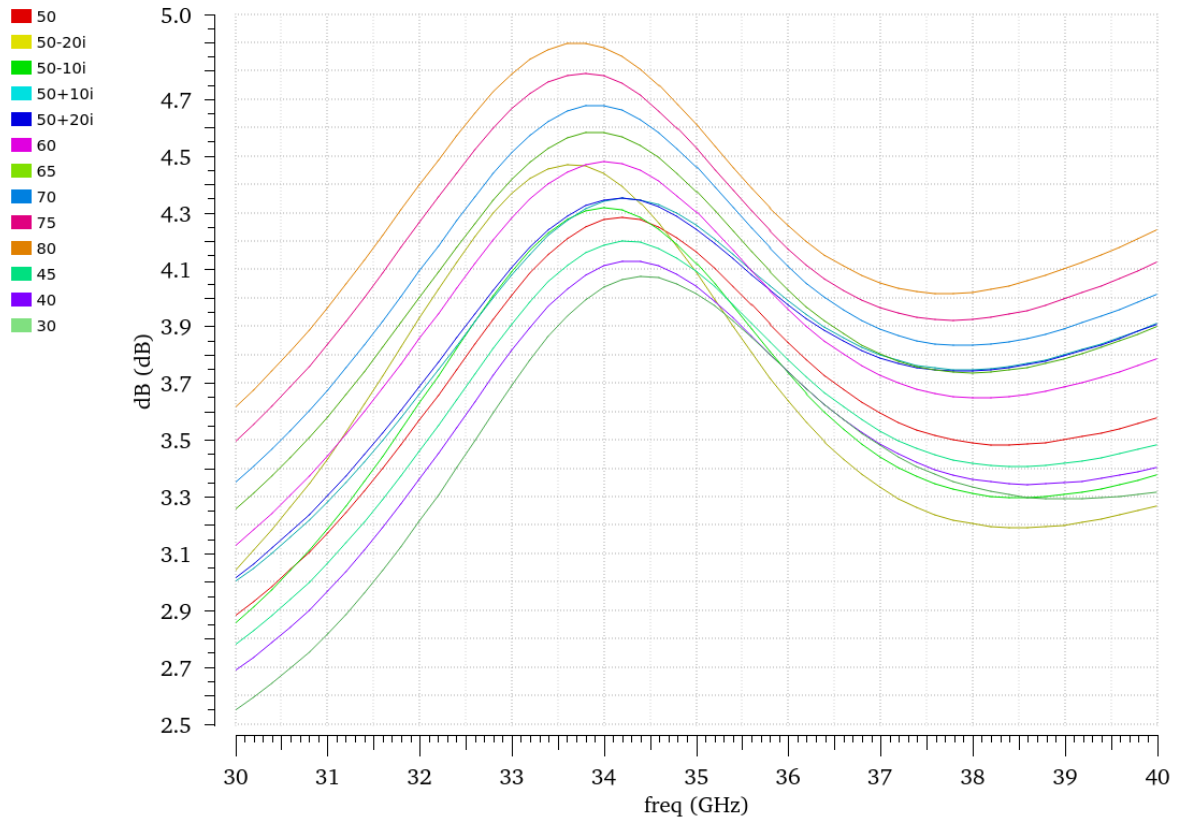
$$F_{total} = F_{duplexer} + \frac{F_{lna} - 1}{G_{duplexer}} = 10^{0.43} + \frac{10^{0.2} - 1}{10^{-0.5}} = 4.55$$

Και η συνολική εικόνα θορύβου υπολογίζεται ίση με:

$$NF_{total} = 10 * \log F_{total} \approx 6.5dB$$

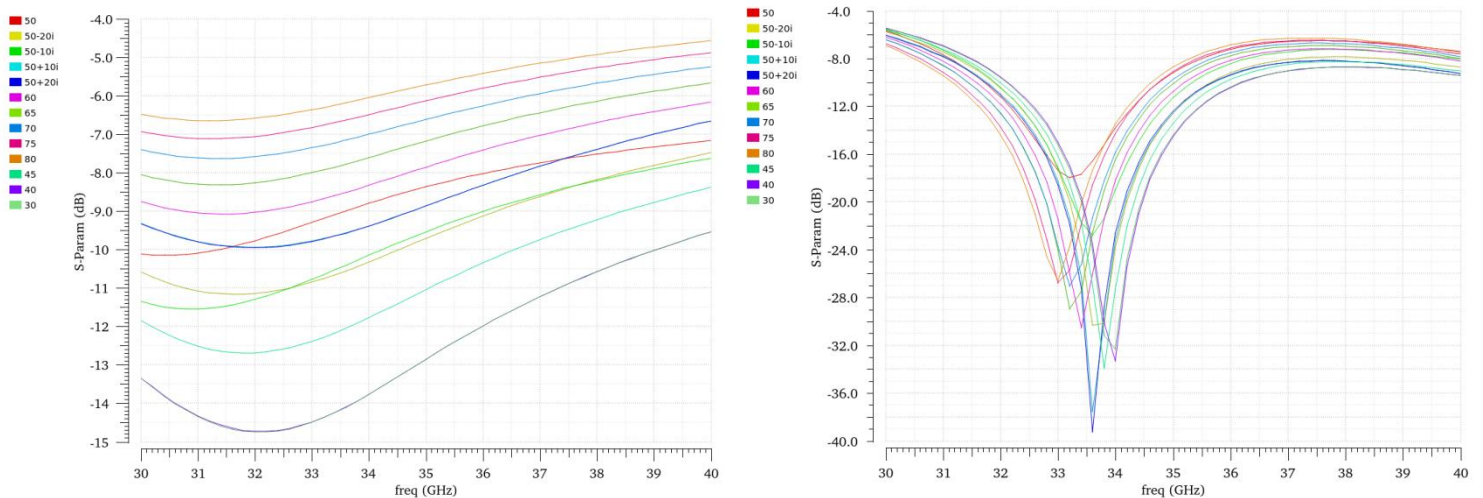


Σχήμα 5.32: Rx insertion loss for various Z_{ANT}

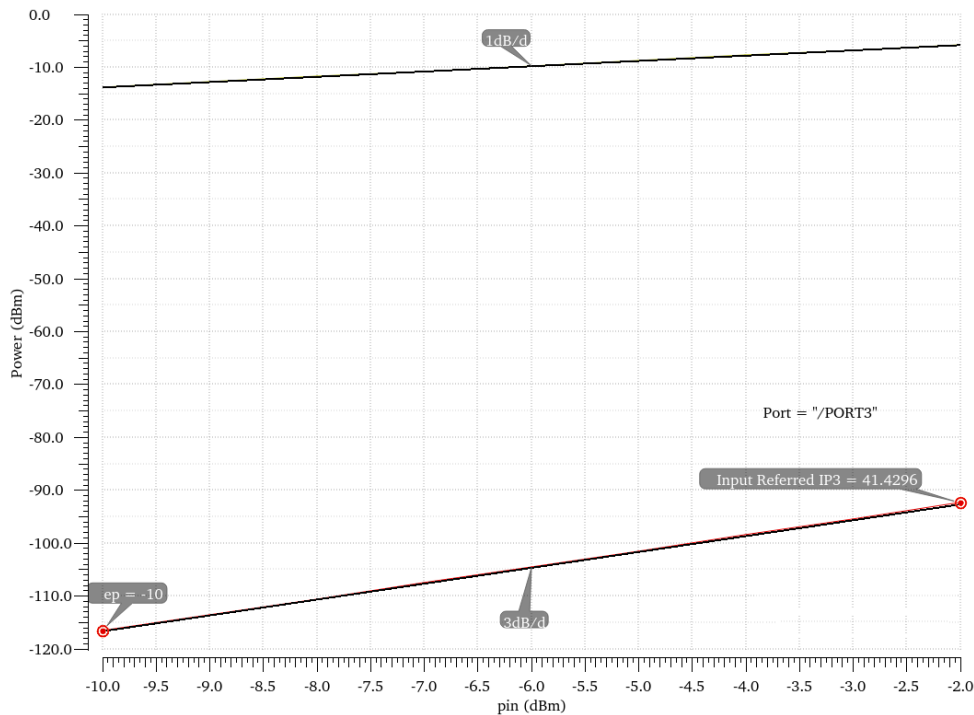


Σχήμα 5.33: NF for various Z_{ANT}

Τέλος παρουσιάζονται μερικές ακόμα μετρήσεις που αφορούν τις απώλειες από επιστροφή (Return Loss) στην θύρα της κεραίας και του πομπού και τον συντελεστή μη γραμμικότητας 3ης τάξης 'αναφερόμενο στην είσοδο' για το μονοπάτι του σήματος μεταξύ πομπού και κεραίας.



Σχήμα 5.34: a) ANT return loss b) Tx return loss



Σχήμα 5.35: IIP3 from Tx to ANT

5.6 Σύγκριση με την βιβλιογραφία

Ο πίνακας 5.4 παρουσιάζει την σύγκριση του αμφιδρομητή που υλοποιήθηκε με τις έως τώρα υπάρχουσες υλοποιήσεις αμφιδρομητών ηλεκτρικής ισορροπίας καθώς και με εμπορικά προϊόντα αμφιδρομητών.

Ref	Isolation(dB)	BW(MHz)	Tx IL(dB)	Casc. NF (dB)	Rx IL (dB)
[1]	>55	200	2.5	5	N/A
SAW	50	N/A	3.2	5.8	N/A
SAW	57	N/A	2.7	5.5	N/A
[2]	70	N/A	4.7	6.7	N/A
SAW	52	N/A	3	7	N/A
SAW	50	N/A	3.2	5.8	N/A
[7]	40	160	3	N/A	11
[8]	>50	300	<3.7	w/o LNA	<3.9
[14]	>45	1000	3.1	4	Gain
Ferrite circ.	25	N/A	2.1	N/A	N/A
[15]	35	2600	4.5	4.5	4.5
[20]	>50	180	3.2	6.5	N/A
This Work	36	270	3.6	6.5	5

Πίνακας 5.4: Σύγκριση του αμφιδρομητή με την βιβλιογραφία

Ωστόσο μία σύγκριση με τις υπάρχουσες υλοποιήσεις δεν είναι δίκαιη καθώς οι έως τώρα προσπάθειες επικεντρώθηκαν σε χαμηλότερες συχνότητες (1-3 GHz) και ως εκ

τούτου ενδέχεται να παρουσιάζουν καλύτερες επιδόσεις όσο αναφορά τις απώλειες αλλά και την απομόνωση.

5.7 Συμπεράσματα και μελλοντικές επεκτάσεις

Παραπάνω αναλύθηκε η σχεδίαση ενός αμφιδρομητή (Duplexer) βασισμένο στην τεχνική της ηλεκτρικής ισορροπίας για συχνότητα λειτουργίας τα 35GHz. Η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε ήταν η B11HFC BiCMOS τεχνολογία της Infineon. Οι επιδόσεις των κύριων χαρακτηριστικών του Duplexer αναγράφονται στον παρακάτω συγκεντρωτικό πίνακα.

<u>T_x-R_x isolation</u>	25-36dB
<u>T_x insertion loss</u>	3.6-4.6 dB
<u>R_x insertion loss</u>	4.6-5.6 dB
<u>ANT-R_x NF</u>	4-4.8 dB

Πίνακας 5.5: Συγκεντρωτικός πίνακας

Αξίζει να αναφερθεί άλλη μία φορά το γεγονός ότι οι απώλειες αυξάνονται σημαντικά σε υψηλές συχνότητες (mm-wave). Τουλάχιστον 1dB επιπλέον απώλειες οφείλονται στην λειτουργία του μετασχηματιστή στις συχνότητες αυτές. Σχεδιάζοντας όμως τον LNA στοχεύοντας στην βέλτιστη απόδοση θορύβου (noise matched) μπορεί κανείς να αντισταθμίσει τις αυξημένες απώλειες που εμφανίζονται στην ισχύ του σήματος από την κεραία προς τον δέκτη.

Τέλος ως μελλοντική επέκταση θα μπορούσε να σχεδιαστεί μαζί με τον αμφιδρομητή και ένα δίκτυο το οποίο θα συνδέεται στην θύρα της κεραίας και θα περιορίζει την διακύμανση της σύνθετης αντίστασης της κεραίας (Antenna Tuning Unit) γύρω από τα 50Ω. Σε αυτή την περίπτωση ο αμφιδρομητής θα εμφάνιζε καλύτερες επιδόσεις όπως φάνηκε άλλωστε και στην προηγούμενη ενότητα.

Βιβλιογραφία

- [1] Mohyee Mikhemar, Hooman Darabi, Asad Abidi. *An On-Chip Wideband and Low-Loss Duplexer for 3G/4G CMOS Radios*, Symp. on VLSI Circuits, 2010.
- [2] Sherif H. Abdelhalem, Prasad S. Gudem. *Hybrid Transformer-Based Tunable Differential Duplexer in a 90-nm CMOS Process*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 61, No. 3, March 2013.
- [3] Mohyee Mikhemar, Hooman Darabi, Asad Abidi. *A Multiband RF Antenna Duplexer on CMOS: Design and Performance*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 48, No. 9, Sept. 2013.
- [4] Sherif H. Abdelhalem, Prasad S. Gudem, Lawrence E. Larson. *Hybrid Transformer-Based Tunable Integrated Duplexer with Antenna Impedance Tracking Loop*, Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2013.
- [5] Leo Laughlin, Mark A. Beach, Kevin A. Morris, John L. Haine. *Optimum Single Antenna Full Duplex Using Hybrid Junctions*, IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. 32, No. 9, Sept. 2014.
- [6] Sherif H. Abdelhalem, Prasad S. Gudem, Lawrence E. Larson. *Tunable CMOS Integrated Duplexer With Antenna Impedance Tracking and High Isolation in the Transmit and Receive Bands*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 62, No. 9, Sept 2014.
- [7] B. van Liempd, J. Craninckx, R. Singh, P. Malotaux. *A Dual-Notch +27dBm Tx-Power Electrical-Balance Duplexer*, ESSCIRC, 2014.
- [8] B. van Liempd, B. Hershberg, K. Raczkowski. *A +70dBm IIP3 Single-Ended Electrical-Balance Duplexer in 0.18 μ m SOI CMOS*, ISSCC, 2015.
- [9] Leo Laughlin, Mark A. Beach, Kevin A. Morris, John L. Haine. *Electrical Balance Duplexing for Small Form Factor Realization of In-Band Full Duplex*, IEEE Communications Magazine, May 2015.
- [10] Leo Laughlin, Mark A. Beach, Kevin A. Morris, John L. Haine. *Performance Variation in Electrical Balance Duplexers due to User Interaction*, IEEE 25th International Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2014.
- [11] Leo Laughlin, Mark A. Beach, Kevin A. Morris, John L. Haine. *Electrical Balance Isolation for Flexible Duplexing in 5G Mobile Devices*, IEEE ICC, 2015.

- [12] Leo Laughlin, Chunqing Zhang, Mark A. Beach. *Passive and Active Electrical Balance Duplexers*, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Jan. 2016.
- [13] B. Debaillie, B. van Liempd, B. Hershberg, J. Craninckx. *In-Band Full-Duplex Transceiver Technology for 5G Mobile Networks*, ESSCIRC Conference, 2015.
- [14] Chuang Lu, M. K. Matters-Kammerer, Abolghasem Zamanifekri, A. B. Smolders. *A Millimeter-Wave Tunable Hybrid-Transformer-Based Circular Polarization Duplexer with Sequentially-Rotated Antennas*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 64, No. 1, Jan. 2016.
- [15] Siu K. Cheung, Timothy P. Holloran. *MMIC-Based Quadrature Hybrid Quasi-Circulators for Simultaneous Transmit and Receive*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 58, No. 3, March 2010.
- [16] Enrico Manuzzato, Joose Tamminen, Matias Turunen, Mikko Valkama. *Digitally-Controlled Electrical Balance Duplexer for Transmitter-Receiver Isolation in Full-Duplex Radio*, European Wireless, 2016.
- [17] Hui Zhuang, Jintao Li, Weibiao Geng, Xiaoming Dai. *Duplexer Design for Full-Duplex Based Wireless Communications*, China Communications, Nov. 2016.
- [18] You Zheng, Carlos E. Saavedra. *Active Quasi-Circulator MMIC Using OTA*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 19, No. 4, April 2009.
- [19] Negar Reiskarimian, Harish Krishnaswamy. *Magnetic-free non-reciprocity based on Staggered Commutation*, Nature Communications, April 2016.
- [20] Mohamed Elkholy, Mohyee Mikhemar, Hooman Darabi. *Low-Loss Integrated Passive CMOS Electrical Balance Duplexers With Single-Ended LNA*, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 64, No. 5, May 2016.
- [21] Behzad Razavi. *RF Microelectronics*, 2nd ed., 2012
- [22] Luon, H.C. Yin. *Transformer-Based Design Techniques for Oscillators and Frequency Dividers*, Springer, 2016.

