



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

A WIDE TUNING RANGE AND POWER EFFICIENT DIFFERENTIAL COLPITTS VCO FOR D-BAND APPLICATIONS

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΜΙΧΑΗΛ ΑΓΓΕΛΟΣ ΓΚΑΛΤΕΜΗΣ

Επιβλέπων: Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2023



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

A WIDE TUNING RANGE AND POWER EFFICIENT DIFFERENTIAL COLPITTS VCO FOR D-BAND APPLICATIONS

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
ΜΙΧΑΗΛ ΑΓΓΕΛΟΣ ΓΚΑΛΤΕΜΗΣ

Επιβλέπων: Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15/09/2023.

.....
Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ε. Χριστοφόρου
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Δ. Θ. Κακλαμάνη
Καθηγήτρια ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2023

.....
Μιχαήλ Άγγελος Χ. Γκαλτέμης

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

Copyright © Μιχαήλ Άγγελος Γκαλτέμης, 2023.

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.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία προτείνει έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση, ο οποίος εμφανίζει ευρύ φάσμα ρύθμισης της συχνότητας (115 με 162 GHz), χαμηλή κατανάλωση ισχύος (49 mW) με ταυτόχρονη υψηλή ισχύ εξόδου (2.6 με -1.9 dBm) και θόρυβο φάσης από -78 έως -82 dBc/Hz σε απόσταση 1 MHz από την συχνότητα φέροντος. Ο ταλαντωτής αυτός προορίζεται για εφαρμογές στην D-Band των συχνοτήτων και είναι κατασκευασμένος στην έκδοση 5LM της τεχνολογίας IBM BiCMOS 90 nm. Το πλήρες κύκλωμα αποτελείται από έναν ταλαντωτή πυρήνα αρχιτεκτονικής διαφορικού Colpitts σχεδιασμένο στα 55 με 85 GHz, ακολουθούμενο από έναν διπλασιαστή συχνότητας μονής εξόδου. Τόσο μεταξύ του πυρήνα και του διπλασιαστή, όσο και μεταξύ του διπλασιαστή και του φορτίου παρεμβάλλονται παθητικά δικτυώματα που επιτυγχάνουν ευρυζωνικό ταίριασμα στις συχνότητες ενδιαφέροντος.

Λέξεις – κλειδιά: ταλαντωτής, διπλασιαστής συχνότητας, διαφορικός Colpitts, D-Band

ABSTRACT

This thesis proposes a Voltage Controlled Oscillator, which presents a wide frequency tuning range (115 to 162 GHz) and low power consumption (49 mW) with simultaneous high output power (2.6 to -1.9 dBm) and phase noise ranging from -78 to -82 dBc/Hz at offset 1 MHz from the carrier frequency. This oscillator is designed for applications in the D-Band of frequencies and is manufactured in the 5LM version of the IBM BiCMOS 90 nm process. The entire circuit constitutes of a differential Colpitts oscillator core designed in the 55 to 85 GHz range, followed by a frequency doubler with singled – ended output. Between the core and the doubler, as well as between the doubler and the load, passive networks are inserted, which accomplish broadband matching in the frequencies of interest.

Keywords: oscillator, frequency doubler, differential Colpitts, D-Band

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Ακόμη ένα ταξίδι, ακόμη μία πρόκληση φτάνει στο τέλος της. Αυτά τα πέντε χρόνια φοίτησής μου στην ΣΗΜΜΥ πέρασαν σχεδόν απνευστί, αλλά μαζί τους ήρθαν τόσες νέες εμπειρίες, γνώσεις, πρόσωπα, μαθήματα ζωής και αναμνήσεις. Επειδή όμως οποιοσδήποτε τάσσεται στο πλευρό της επιστήμης οφείλει να θυμάται ότι τα πάντα γίνονται για τον άνθρωπο και από τον άνθρωπο, σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω τα πρόσωπα που με βοήθησαν να φτάσω ως εδώ.

Πρωτίστως θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον κύριο Ιωάννη Παπανάνο, επιβλέποντα καθηγητή της διπλωματικής μου εργασίας, για την μοναδική ευκαιρία που μου έδωσε να εργαστώ στο αντικείμενο που αγάπησα στις σπουδές μου. Η εμπειρία, η πρόθυμη καθοδήγηση και στήριξη του σε θέματα τόσο γνωστικά όσο και διαδικαστικά ήταν κρίσιμη για να ολοκληρώσω το τελευταίο κεφάλαιο των σπουδών μου. Επιπλέον, ευχαριστώ από καρδιάς τον Βασίλη Μανουρά, υποψήφιο διδάκτορα της ΣΗΜΜΥ, για την προσοχή και τον χρόνο που κατέβαλε βοηθώντας με, μοιραζόμενος μαζί μου με χαρά τις συμβουλές του και τις γνώσεις του.

Έπειτα, θέλω να ευχαριστήσω τους φίλους μου, παλιούς και νέους, που με συντρόφευσαν και έκαναν το ταξίδι τούτο πιο ευχάριστο και λιγότερο μοναχικό. Μαζί γελάσαμε, αγχωθήκαμε, ελπίσαμε, δοκιμάσαμε, νευριάσαμε, χαρήκαμε και αργά ή γρήγορα όλοι μας βρίσκουμε τον δρόμο μας, είτε αυτοί είναι παράλληλοι είτε είναι χωριστοί. Έτσι, ευχαριστώ τον Θοδωρή, τον Πάνο, την Ιωάννα, τον Κωστή, τον Κώστα, τον Στέφανο, την Δέσποινα, τον Ντίνο, την Βίκυ, τον Στέλιο, την Ελεάνα, την Πένη, τον Γιώργο, την Ιωάννα, τον Σέρτζιο, τον Ηλία, τον Θέμη, την Μαρία, τον Γιάννη, τον Μήτσο και όλους όσους μοιράστηκαν στιγμές μαζί μου, μικρές ή μεγάλες.

Πάνω όμως από όλους και όλα, ευχαριστώ τους γονείς μου, Χριστόδουλο και Μαρία, οι οποίοι με αμέριστη χαρά αλλά και αμέτρητες θυσίες πίστεψαν σε μένα, με στήριξαν, μου έδωσαν κουράγιο, και με βοήθησαν παντί τρόπο σε ό,τι κι αν επέλεξα από μικρός. Αυτοί αποτέλεσαν την πρώτη πηγή έμπνευσής μου για να εξελιχθώ, με τις καθημερινές τους μάχες, το θάρρος και την αμείωτη θέλησή τους για το κάτι καλύτερο. Με την στάση τους και τα λόγια τους μου εμφύτευσαν αξίες και ισορροπίες που θα με συνοδεύουν εσαεί, όπως πίστη στον εαυτό μου αλλά και ταπεινότητα, σκληρή δουλειά αλλά και αυτοφροντίδα, ατσάλινη θέληση αλλά και ευαισθησία, δίψα για επιτυχία αλλά και προσφορά στον άνθρωπο...

Μην καταδέχεσαι να ρωτάς: «Θα νικήσουμε; Θα νικηθούμε;» Πολέμα!

Νίκος Καζαντζάκης

*Στους γονείς μου,
Χριστόδουλο και Μαρία*

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	4
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ	5
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....	7
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	10
1.1 ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ, ΧΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ	10
1.2 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ	11
1.3 ΜΕΓΕΘΗ ΕΝΔΙΑΦΕΡΟΝΤΟΣ	13
1.4 ΚΑΤΗΓΟΡΙΟΠΟΙΗΣΗ ΤΑΛΑΝΤΩΤΩΝ	16
1.4.1 ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ	16
1.4.1.1 RC FEEDBACK.....	17
1.4.1.2 LC FEEDBACK	18
1.4.1.3 CRYSTAL FEEDBACK ΚΑΙ ΑΛΛΟΙ ΤΥΠΟΙ.....	19
1.4.1.4 NEGATIVE RESISTANCE ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ.....	20
1.4.1.5 DIGITALLY CONTROLLED OSCILLATOR (DCO)	21
1.4.1.6 VCO BANKS	22
1.4.1.7 ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ PUSH – PUSH	23
1.4.2 ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ	23
1.5 ΓΕΝΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΓΡΑΜΜΙΚΩΝ ΤΑΛΑΝΤΩΤΩΝ	26
1.5.1 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΘΕΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ.....	26
1.5.2 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ	28
1.6 ΜΕΤΡΙΚΕΣ (Figures of Merits – FoMs)	38
2 Ο ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ COLPITTS.....	40
2.1 Ο SINGLE-ENDED COLPITTS.....	40
2.1.1 ΓΕΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΚΑΙ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ	40
2.1.2 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΚΡΙΤΗΡΙΟΥ BARKHAUSEN.....	41
2.1.3 ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΤΑΛΑΝΤΩΣΗΣ	47
2.1.4 PHASE NOISE.....	47
2.2 Ο DIFFERENTIAL COLPITTS.....	48
2.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ	48
2.2.2 ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΒΕΛΤΙΩΣΕΙΣ	49
3 ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ IBM BiCMOS 90 nm.....	52
3.1 STACK-UP.....	52

3.2	HBTs.....	53
3.2.1	ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ $I_C(V_{CE})$	54
3.2.2	ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ $f_t(J_c)$	56
3.2.3	ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ MAG ΚΑΙ MSG(f).....	57
3.2.4	ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ NOISE FIGURE (J_c).....	58
3.3	ΕΠΑΓΩΓΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ.....	59
3.3.1	ΠΗΝΙΟ.....	59
3.3.2	ΣΥΜΜΕΤΡΙΚΟ ΠΗΝΙΟ.....	62
3.3.3	RF LINE.....	64
3.4	ΧΩΡΗΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ.....	66
3.4.1	MIM ΠΥΚΝΩΤΗΣ.....	66
3.4.2	DUAL MIM ΠΥΚΝΩΤΗΣ.....	69
3.4.3	ΑΠΛΟΣ NCAP VARACTOR.....	71
3.4.4	ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ NCAP VARACTOR.....	72
3.5	ΩΜΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ.....	73
3.5.1	FEoL P+ POLYSILICON ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ.....	73
3.5.2	BEoL KQ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ.....	74
4.	ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ VCO.....	75
4.1	ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΕΣ ΕΠΙΛΟΓΕΣ.....	75
4.1.1	VCO CORE.....	75
4.1.2	MATCHING NETWORK.....	78
4.1.3	FREQUENCY DOUBLER & OUTPUT STAGE.....	78
4.2	LAYOUT.....	80
4.2.1	VCO CORE.....	80
4.2.2	MATCHING NETWORK.....	83
4.2.3	FREQUENCY DOUBLER & OUTPUT STAGE.....	84
4.2.4	PLANES & PADS.....	87
4.3	POST - LAYOUT ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ.....	88
4.3.1	DC OPERATING POINT.....	89
4.3.2	HARMONIC BALANCE.....	91
4.3.2.1	ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ ΣΤΗΝ D - BAND.....	91
4.3.2.2	D - BAND ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ & ΦΑΣΜΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ.....	92
4.3.2.3	PHASE NOISE.....	95
4.3.2.4	TRANSIENT.....	96

4.4	ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕ ΠΑΡΟΜΟΙΕΣ ΔΟΥΛΕΙΕΣ	99
5.	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ.....	100
	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	101

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ, ΧΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

Οι ταλαντωτές είναι μη γραμμικά ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία παράγουν ένα περιοδικό, ταλαντευόμενο ηλεκτρονικό σήμα, συχνά έναν ημιτονικό, τετραγωνικό ή τριγωνικό παλμό [1, p. 621], [2], [3, p. 425], [4, pp. 224–225]. Η βασική αρχή λειτουργίας τους βασίζεται στην μετατροπή DC ισχύος σε AC ισχύ, χωρίς κάποια επιπλέον είσοδο [1, p. 621].

Η συχνότητα του παραγόμενου σήματος καθορίζεται από το λεγόμενο δικτύωμα επιλογής συχνοτήτων [5, p. 1380], το οποίο μπορεί να περιλαμβάνει αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία, πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο (συνήθως χαλαζία) [4, pp. 224–225], [6, p. 280], διηλεκτρικό αντηχείο (resonator) ή συσκευή επιφανειακού ακουστικού κύματος (Surface Acoustic Wave – SAW) [7]. Στην περίπτωση χρήσης χωρητικών στοιχείων, η ρύθμιση της συχνότητας είναι ιδιαίτερος εύκολη, καθώς χρησιμοποιούνται varactors, πυκνωτές των οποίων η χωρητικότητα, και κατ' επέκταση η συχνότητα ταλάντωσης του ευρύτερου κυκλώματος, αλλάζει βάσει της τάσης εισόδου τους. Έτσι, γεννιέται ο όρος «Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση», ή Voltage Controlled Oscillator (VCO).

Ταυτόχρονα, το πλάτος του παραγόμενου σήματος καθορίζεται σημαντικά και περιορίζεται από τα μη γραμμικά ενεργά στοιχεία του ταλαντωτή [5, p. 1380]. Φυσικά, η επιλογή του ενεργού στοιχείου επηρεάζει και τη μέγιστη συχνότητα ταλάντωσης που μπορεί να επιτύχει και να διατηρήσει το κύκλωμα. Στον επόμενο πίνακα φαίνονται οι συνηθέστερες επιλογές ενεργών στοιχείων μαζί με τις αντίστοιχες προσεγγιστικές μέγιστες συχνότητες [8, pp. 180–182].

ΕΝΕΡΓΟ ΣΤΟΙΧΕΙΟ	ΜΕΓΙΣΤΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ (GHz)
Triode vacuum tube	~ 1
BJT	~ 20
HBT	~ 50
MESFET	~ 100
Gunn diode, fundamental mode	~ 100
Magnetron tube	~ 100
HEMT	~ 200
Klystron tube	~ 200
Gunn diode, harmonic mode	~ 200
IMPATT diode	~ 300
Gyrotron tube	~ 600

Πίνακας 1. Ενεργά στοιχεία και μέγιστη συχνότητα ταλάντωσης

Με την ραγδαία εξέλιξη των ψηφιακών τεχνολογιών και των ασύρματων επικοινωνιών, ο ρόλος των ταλαντωτών γίνεται ολοένα και πιο σημαντικός, βρίσκοντας εφαρμογή σε υπολογιστικά, τηλεπικοινωνιακά και ραδιοτηλεοπτικά συστήματα, όπως και συστήματα ελέγχου, μετρήσεων και ανίχνευσης. Ειδικότερα, αποτελούν κρίσιμα δομικά στοιχεία σε:

- Μικροελεγκτές και μικροεπεξεργαστές, όπου χρησιμοποιούνται ως ενσωματωμένες γεννήτριες σήματος ρολογιού [5, p. 1379], επιτυγχάνοντας τον συγχρονισμό όλων των επιμέρους στοιχείων του ολοκληρωμένου κυκλώματος
- Πομποδέκτες ασύρματων τηλεπικοινωνιών (ραδιοτηλεόραση, radar, remote sensing, Wi-Fi), όπου λειτουργούν ως ενσωματωμένες γεννήτριες του φέροντος σήματος [5, p. 1379], επιτυγχάνοντας το up- και down-conversion του σήματος πληροφορίας
- Ψηφιακά ρολόγια [5, p. 1379], όπου ο κρύσταλλος χαλαζία αποτελεί την «καρδιά» του συστήματος
- Εργαστήρια ηλεκτρονικών, όπου χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο και χαρακτηρισμό άλλων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων
- Audio synthesizers, παράγοντας συχνότητες από 20 Hz έως και 20 kHz
- Βιοϊατρικές διαγνωστικές συσκευές, όπως συσκευές υπερήχων, ελέγχου ακοής και αναπαραγωγής ηλεκτροκαρδιογραφήματος
- Λοιπές απλούστερες συσκευές, όπως συναγερμοί, buzzer, taser, φωτορυθμική διακόσμηση και ανιχνευτές μετάλλων

1.2 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ

Η απαρχή των ταλαντωτών εντοπίζεται στις αρχές του 19^{ου} αιώνα, με τους πρώτους ταλαντωτές να βασίζονται σε ηλεκτρικά τόξα για την παραγωγή φωτισμού. Αυτά τα κυκλώματα είναι και τα πρώτα που επιτυγχάνουν την παραγωγή ταλαντευόμενων ρευμάτων, όμως υποφέρουν από έλλειψη στιβαρότητας, χαμηλή ισχύ μετάδοσης και ήχους συριγμού και βουητού [9, pp. 161–165].

Το 1892, ο Άγγλο-Αμερικανός εφευρέτης και μηχανικός Elihu Thomson, κατασκευάζει έναν ταλαντωτή τοποθετώντας ένα συντονισμένο LC κύκλωμα παράλληλα σε ένα ηλεκτρικό τόξο, προσθέτοντας και ένα μαγνητικό σβήσιμο [10]. Την ίδια χρονιά αλλά ανεξάρτητα από τον Thomson, ο Ιρλανδός φυσικός George Francis Fitzgerald σημειώνει πως εάν η αντίσταση απωλειών ενός συντονισμένου κυκλώματος γίνει μηδενική ή αρνητική, τότε αυτό μπορεί να παράγει και να διατηρεί ταλαντώσεις [11].

Το 1900, ο Άγγλος ηλεκτρολόγος μηχανικός William Duddell, τότε φοιτητής, επανεφευρίσκει τον ταλαντωτή ηλεκτρικού τόξου, συνδέοντας ένα LC κύκλωμα στα ηλεκτρόδια ενός λαμπτήρα τόξου [12]. Η αρνητική αντίσταση του τελευταίου είναι αρκετή για να δημιουργήσει ταλάντωση, με μέρος της ενέργειας να εκπέμπεται ως ακουστικά κύματα, παράγοντας έναν μουσικό τόνο. Μάλιστα, συνδέοντας διαφορετικά LC κυκλώματα ακολουθιακά κατά μήκος του τόξου, καταφέρνει να παίξει και τον αγγλικό εθνικό ύμνο [9, pp. 161–165]. Παρ' όλα αυτά, η διάταξη του Duddell δεν καταφέρνει να παράξει συχνότητες υψηλότερες από το ακουστικό φάσμα. Αυτό συμβαίνει δύο χρόνια αργότερα, το 1902, όταν οι Δανοί φυσικοί Valdemar Poulsen και Peder Oluf Pedersen

λειτουργούν το τόξο της διάταξης σε ατμόσφαιρα υδρογόνου με μαγνητικό πεδίο [13], [14]. Έτσι κατασκευάζουν τον πρώτο πομπό συνεχών ραδιοκυμάτων, ο οποίος βρίσκει εκτεταμένη χρήση την δεκαετία του 1920.

Μεταξύ 1911 και 1913, τουλάχιστον έξι ερευνητές, μεταξύ τους οι Αμερικανοί Edwin Armstrong, Irving Langmuir και ο Αυστριακός Alexander Meissner ανακαλύπτουν ανεξάρτητα ο ένας από τον άλλων, πως η πρόσφατη για την εποχή εφεύρεση του τριοδικού σωλήνα κενού μπορεί να παράξει ταλαντώσεις [9], [15, p. 648]. Ο Armstrong με κατάλληλη συνδεσμολογία επιτυγχάνει εκατοντάδες φορές μεγαλύτερο κέρδος απ' ό,τι προηγουμένως είχε παρατηρηθεί. Είναι η πρώτη περίπτωση ηλεκτρονικού ενισχυτή θετικής ανάδρασης, την οποία ο Armstrong αποκαλεί «αναγέννηση» (regeneration) [16]–[18]. Κατόπιν, ρυθμίζοντας τον ενισχυτή του για να παράξει μέγιστο κέρδος, ο Armstrong συνειδητοποιεί πως το κύκλωμα αρχίζει να παράγει έναν ενοχλητικό τόνο που μοιάζει με στριγκλιά και απογοητεύεται. Σύντομα όμως αντιλαμβάνεται πως αυτός ο ήχος είναι ένα υψίσυχνο σήμα, παραγόμενο από τον πρώτο ηλεκτρονικό ταλαντωτή [18]. Χάρη σε αυτή την ανακάλυψη, καθίσταται εφικτή η ραδιοεπικοινωνία συνεχούς κύματος σε συχνότητες της τάξης των kHz και MHz.

Επιπλέον, ενδιαφέρον παρουσιάζει το γεγονός ότι ο Αμερικανός Lee De Forest, εφευρέτης του τριοδικού σωλήνα κενού, πειραματιζόμενος με την εφεύρεσή του το 1912 φτάνει στην ίδια ανακάλυψη με τον Armstrong. Δεν αντιλαμβάνεται όμως την σημασία του ενοχλητικού αυτού ήχου και προσπαθεί να τον εξαλείψει [17], [19, pp. 89–90]. Αλλάζει στάση όταν το 1914 διαβάζει την πατέντα του Armstrong και τον οδηγεί σε πολύχρονη νομική διαμάχη για την προτεραιότητά της [9], [20, p. 280], στην οποία εμπλέκονται και οι Meissner και Langmuir. Είκοσι χρόνια αργότερα, το 1934, ο De Forest κερδίζει την διαμάχη ενώπιον του ανώτατου δικαστηρίου των ΗΠΑ, όμως οι περισσότερες πηγές θεωρούν την αξίωση του Armstrong ισχυρότερη [19, pp. 89–90], [20, p. 280].

Το 1917 οι Γάλλοι μηχανικοί Henri Abraham και Eugene Bloch κατασκευάζουν τον πρώτο και πιο διαδεδομένο μη γραμμικό ταλαντωτή, τον ασταθή πολυδονητή [21, pp. 633–634], [22]. Αποτελούμενος από δύο χιαστί συνδεδεμένους σωλήνες κενού, ο ταλαντωτής αυτός «βαπτίζεται» από τους ίδιους ως «πολυδονητής», γιατί το παραγόμενο τετραγωνικό σήμα είναι πλούσιο σε αρμονικές, σε αντίθεση με τους υπόλοιπους ταλαντωτές της εποχής [21, pp. 633–634], [22].

Βέβαια, οι τριοδικοί σωλήνες κενού είναι ήδη γνωστό ότι δεν αποτελούν πανάκεια, καθώς η απόδοσή τους άνω των 300 MHz είναι φτωχή λόγω της παρασιτικής χωρητικότητας μεταξύ των ηλεκτροδίων. Γι' αυτό, νέοι και εξελιγμένοι σωλήνες κενού διαμόρφωσης ταχύτητας κατασκευάζονται και χρησιμοποιούνται το 1920 στον ταλαντωτή Barkhausen-Kurz. Πλέον, η μετάδοση στην UHF range (300 MHz με 3 GHz) είναι εφικτή. Ακολουθούν οι δημοφιλείς klystron σωλήνες κενού από τους Αμερικανούς Russell και Sigurd Varian το 1937 και οι cavity magnetron από τους Άγγλους John Randall και Harry Boot το 1940.

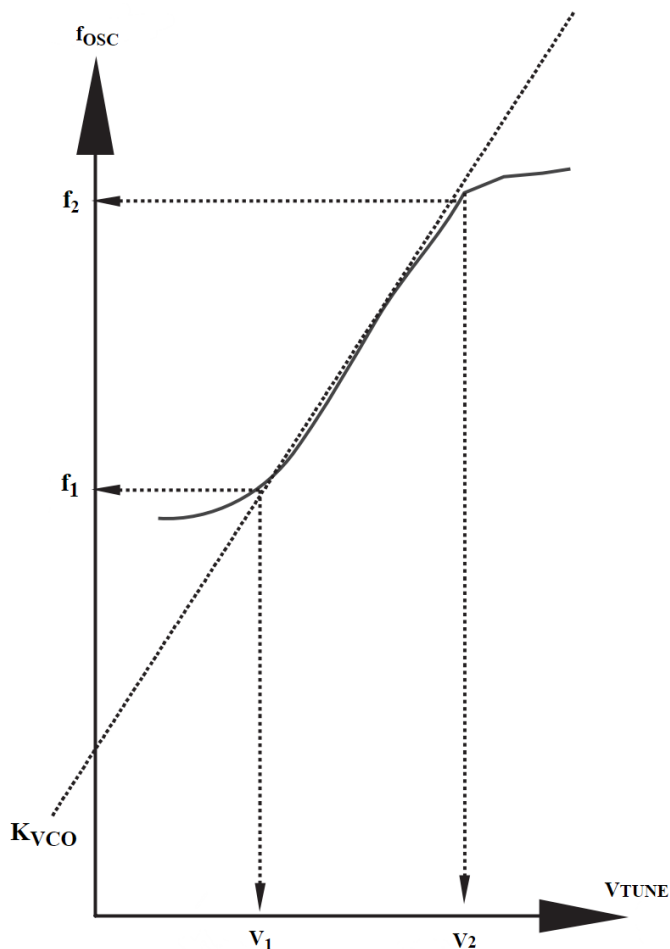
Σε αυτό το σημείο αξίζει να σημειωθεί πως οι πρώτες μαθηματικές συνθήκες για την δημιουργία και διατήρηση ταλάντωσης μέσω γραμμικής ανάδρασης ανακαλύπτονται το 1921 από τον Γερμανό φυσικό Heinrich Georg Barkhausen. Λίγα χρόνια αργότερα, το 1927, ο Δανός φυσικός Balthasar van der Pol εκδίδει την πρώτη ανάλυση μη γραμμικού μοντέλου ηλεκτρονικού ταλαντωτή [23, pp. 978–992], του ταλαντωτή van der Pol, αποδεικνύοντας ότι η ευστάθεια της ταλάντωσης επιτυγχάνεται χάρη στη μη γραμμικότητα του ενεργού στοιχείου. Είναι και ο πρώτος που διαχωρίζει τους γραμμικούς από τους μη γραμμικούς ταλαντωτές, ονομάζοντας τους τελευταίους «ταλαντωτές χαλάρωσης» (“relaxation oscillators”).

Τέλος, την δεκαετία του 1930 ο Αμερικανός Hendrik Wade Bode και ο Αμερικανό-Σουηδός Harry Nyquist συμβάλλουν περαιτέρω στην μαθηματική ανάλυση των ταλαντώσεων [24, pp. 126–147] και αρκετά αργότερα, το 1969, ο Ιάπωνας Kaneyuki Kurokawa καταλήγει στις ικανές και αναγκαίες συνθήκες για ταλάντωση κυκλωμάτων αρνητικής αντίστασης [25, pp. 1937–1955]. Πάνω σε αυτές βασίζεται και η σχεδίαση των σύγχρονων μικροκυματικών ταλαντωτών.

1.3 ΜΕΓΕΘΗ ΕΝΔΙΑΦΕΡΟΝΤΟΣ

Οι ταλαντωτές, σε γενικές γραμμές, είναι ισχυρώς μη γραμμικά και πολύπλοκα κυκλώματα. Αυτός είναι και ο λόγος για τον οποίο έχει οριστεί πλήθος προδιαγραφών που περιγράφουν την επίδοση του εκάστοτε κυκλώματος. Οι σημαντικότερες από αυτές είναι:

- Η συχνότητα ταλάντωσης, f_{osc} , μετρούμενη φυσικά σε Hz. Ιδανικά, σε έναν VCO η συχνότητα ταλάντωσης οφείλει να είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου V_{TUNE} . Όμως, όπως φαίνεται και από το ακόλουθο τυπικό διάγραμμα [1, p. 636], κάτι τέτοιο ισχύει μόνο για ένα περιορισμένο εύρος της V_{TUNE} .



Εικόνα 1. Τυπική VCO tuning curve

Η συχνότητα ακολουθεί γραμμικά την V_{TUNE} μόνο στο εύρος $[V_1, V_2]$. Σε αυτό το εύρος μπορούμε να γράψουμε ότι ισχύει η σχέση (1):

$$f_{osc} = f_0 + K_{VCO} \cdot V_{TUNE} \quad (1)$$

- Το εύρος ρύθμισης της συχνότητας, ή αλλιώς Frequency Tuning Range (FTR), $(f_2 - f_1)/f_{osc}$, μετρούμενο σε ποσοστό επί της κεντρικής συχνότητας.
- Το κέρδος ή αλλιώς γραμμικότητα ή ευαισθησία K_{VCO} , το οποίο αντιπροσωπεύει την κλίση της γραμμικής περιοχής της tuning curve, όπως φαίνεται και παραπάνω. Από την εικόνα 1, οφείλει να ισχύει:

$$K_{VCO} > \frac{f_2 - f_1}{V_2 - V_1} \quad (2)$$

- Ο θόρυβος φάσης ή αλλιώς phase noise, $L(f_m)$, μετρούμενος σε dBc/Hz σε απόσταση f_m από την συχνότητα ενδιαφέροντος. Πρόκειται για την αναπαράσταση στο πεδίο της συχνότητας των τυχαίων διακυμάνσεων στη φάση μίας (σχεδόν) τέλειας περιοδικής κυματομορφής [26, pp. 952–960], [27]. Αντικατοπτρίζει τις αποκλίσεις από την τέλεια περιοδικότητα (jitter) στο πεδίο του χρόνου. Μαθηματικά, ορίζεται ως:

$$L(f_m) = \frac{\int_{f_m}^{f_m+1} S_{NOISE} df}{P_{AVS}} \quad (3)$$

Στην σχέση (3), ο αριθμητής εκφράζει την ισχύ του θορύβου σε ένα sideband εύρους 1 Hz και σε offset f_m από την συχνότητα φέροντος, ενώ ο παρονομαστής εκφράζει την ισχύ του φέροντος [1, p. 630]. Στο πεδίο του χρόνου, ο θόρυβος φάσης μοντελοποιείται ως μια στοχαστική διαδικασία $\varphi(t)$, η οποία προστίθεται ως φάση στην γωνία της κατά τ' άλλα ντετερμινιστικής κυματομορφής ταλάντωσης [26, pp. 952–960], [27]:

$$V_{VCO}(t) = A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{osc} \cdot t + \varphi(t)) \quad (4)$$

- Η ισχύς εξόδου, P_{AVS} , μετρούμενη σε dBm ή σπανιότερα σε mW.
- Η DC κατανάλωση ισχύος, μετρούμενη σε mW.
- Η απόρριψη θορύβου τροφοδοσίας (Power Supply Noise Rejection – PSNR), η οποία είναι γνωστή και ως “pushing” [1, p. 637]. Ορίζεται σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση και μετράται σε Hz/V.

$$PSNR = \frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{SUPPLY}} \quad (5)$$

Όπως είναι λογικό, επιδιώκεται η συχνότητα ταλάντωσης να μην παρουσιάζει ευαισθησία ως προς τις αλλαγές της τάσης τροφοδοσίας, οι οποίες μπορεί να οφείλονται είτε σε τυχαίες χρονικές διακυμάνσεις (θόρυβος) είτε σε PVT variations. Συνεπώς, ένα χαμηλότερο PSNR είναι πάντα προτιμότερο και γι’ αυτό οι διαφορικές τοπολογίες LC ταλαντωτών είναι πολύ δημοφιλείς [1, p. 637]. Χάρη στην διαφορική τους αρχιτεκτονική έχουν από μόνες τους πολύ χαμηλό Power Supply και Control Voltage Noise Rejection.

- Η απόρριψη άνισου ταιριάσματος φορτίου (Load Mismatch Rejection), η οποία αποκαλείται και “pulling” [1, p. 637]. Ορίζεται σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση και μετράται σε Hz/Ω.

$$LMR = \frac{\Delta f_{osc}}{\Delta \Gamma_L} \quad (6)$$

Όπως και με το pushing, έτσι και το pulling προτιμάται να είναι όσο το χαμηλότερο γίνεται, καθώς η συχνότητα ταλάντωσης οφείλει να μην επηρεάζεται από το φορτίο του ταλαντωτή. Αυτό επιτυγχάνεται απομονώνοντας τον πυρήνα του ταλαντωτή που καθορίζει την συχνότητα ταλάντωσης από το φορτίο, παρεμβάλλοντας μεταξύ τους buffers ή/και matching networks [1, p. 637].

1.4 ΚΑΤΗΓΟΡΙΟΠΟΙΗΣΗ ΤΑΛΑΝΤΩΤΩΝ

Αν και στην βιβλιογραφία συναντώνται ποικίλοι τρόποι κατηγοριοποίησης των ταλαντωτών (π.χ. ως προς την συχνότητα της παραγόμενης κυματομορφής, ως προς την ολοκληρωμένη ή με διακριτά στοιχεία υλοποίηση, ως προς την εφαρμογή - στόχο) , όλες οι τοπολογίες εμπίπτουν σε δύο μεγάλες κατηγορίες [4, pp. 224–225], [5, p. 1380], [6, p. 280], οι οποίες είναι:

- Οι γραμμικοί (ή αρμονικοί ή low-noise) ταλαντωτές, οι οποίοι παράγουν τις δημοφιλέστερες και ευρύτερα χρησιμοποιούμενες ημιτονοειδείς κυματομορφές.
- Οι μη-γραμμικοί (ή relaxation) ταλαντωτές, οι οποίοι παράγουν τριγωνικές, τετραγωνικές, παλμικές κ.λπ. κυματομορφές.

Παρά τον διαχωρισμό αυτό, είναι σημαντικό να τονιστεί και πάλι ότι όλοι οι ταλαντωτές πρόκεινται για μη γραμμικά κυκλώματα. Η ονοματολογία τούτη βοηθά επιπλέον στον διαχωρισμό μεταξύ γραμμικών ταλαντωτών και κυκλωμάτων μορφοποίησης κυματομορφών (waveform shapers). Το κριτήριο είναι ο τρόπος παραγωγής του ημιτόνου: ενώ οι γραμμικοί ταλαντωτές παράγουν απευθείας μία ημιτονική κυματομορφή, οι waveform shapers δέχονται ως είσοδο μία κυματομορφή πλούσια σε αρμονικές (π.χ. τριγωνική, τετραγωνική) και την μετασχηματίζουν σε ημιτονική [5, p. 1380].

1.4.1 ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

Με τη σειρά τους, οι γραμμικοί ταλαντωτές χωρίζονται κι αυτοί σε δύο μεγάλες υποκατηγορίες, οι οποίες είναι:

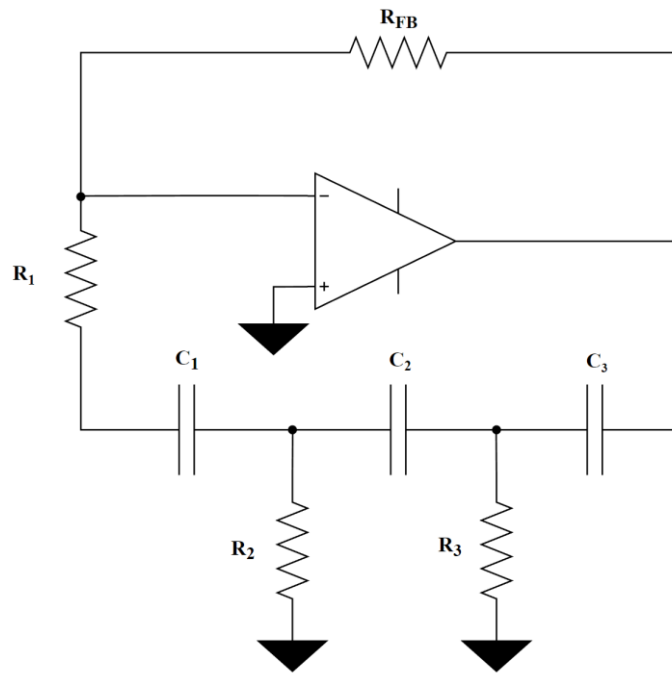
- Selective positive feedback
- Negative resistance

Τέλος, ανάλογα με το δικτύωμα - φίλτρο επιλογής συχνότητας που χρησιμοποιούν, οι selective positive feedback ταλαντωτές διαιρούνται σε τρεις κλάσεις, ονομαστικά τις:

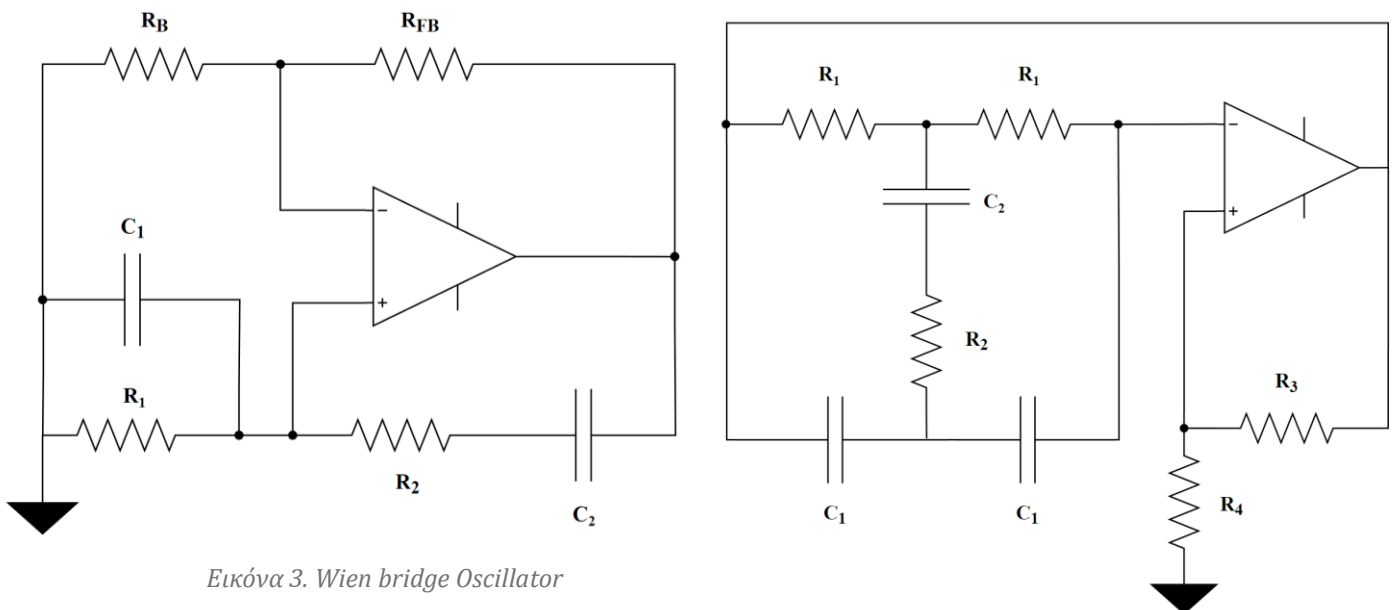
- RC feedback
- LC feedback
- Crystal feedback και άλλες

1.4.1.1 RC FEEDBACK

Όπως μαρτυρά και το όνομά τους, αυτοί οι ταλαντωτές χρησιμοποιούν ένα παθητικό δίκτυωμα αποτελούμενο από αντιστάσεις και πυκνωτές μαζί με κάποιο ενεργό στοιχείο (συνήθως τελεστικό ενισχυτή ή και τρανζίστορ) [4, pp. 224–225], [6, p. 280]. Χρησιμοποιούνται κυρίως για την παραγωγή χαμηλών συχνοτήτων (10 Hz έως το πολύ 1 MHz) [5, p. 1388] και παρουσιάζουν το μεγαλύτερο ποσοστιαίο εύρος ρύθμισης της συχνότητας από τις υπόλοιπες κατηγορίες [28]. Τα πιο γνωστά κυκλώματα που εμπίπτουν σε αυτήν την κατηγορία είναι ο Phase Shift, ο Twin-T και ο Wien bridge ταλαντωτής.



Εικόνα 2. Phase Shift Oscillator



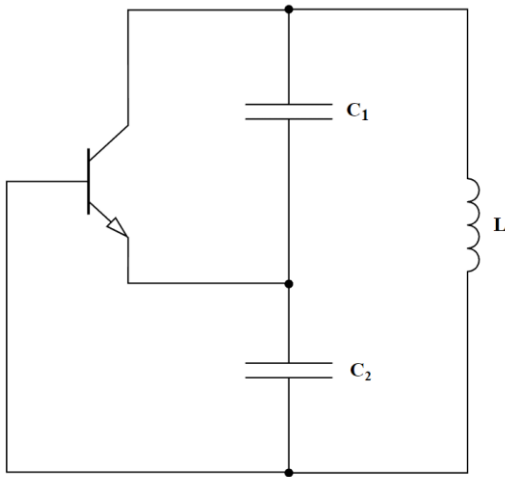
Εικόνα 3. Wien bridge Oscillator

Εικόνα 4. Twin-T Oscillator

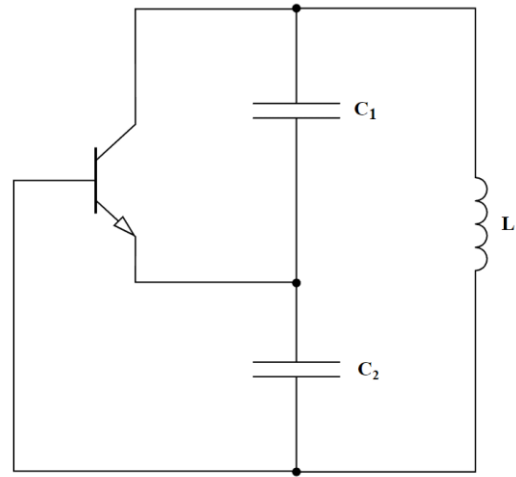
Αξίζει να σημειωθεί πως παθητικά RL δικτυώματα επίσης υπάρχουν, όμως τα απαιτούμενα μεγέθη των πηνίων γίνονται απαγορευτικά μεγάλα για να είναι κατάλληλα σε εφαρμογές χαμηλών συχνοτήτων.

1.4.1.2 LC FEEDBACK

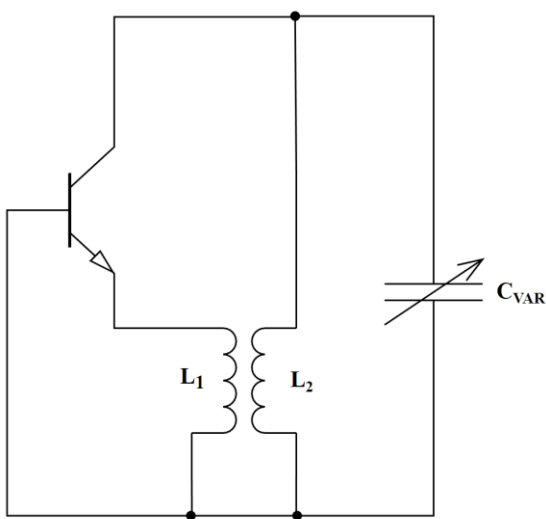
Οι LC ταλαντωτές χρησιμοποιούν κυκλώματα συντονισμού, δηλαδή δικτυώματα αποτελούμενα από πηνία και πυκνωτές [4, pp. 224–225], [6, p. 280]. Η ενέργεια στον συντονιστή παλινδρομεί μεταξύ των επαγωγικών και χωρητικών στοιχείων, ενώ το ενεργό στοιχείο αντισταθμίζει τις ωμικές απώλειές τους. Έτσι, τα LC δικτυώματα αναφέρονται επίσης και ως “tank circuits”, επειδή λειτουργούν ως «χώροι αποθήκευσης» της ενέργειας. Οι ταλαντωτές αυτοί είναι κατάλληλοι για εφαρμογές από 100 kHz έως και εκατοντάδες GHz, χάρη στον υψηλό συντελεστή ποιότητας Q των συντονιστών [5, p. 1396]. Τα δημοφιλέστερα κυκλώματα στην κατηγορία αυτή είναι οι ταλαντωτές Hartley, Colpitts, Armstrong και Clapp.



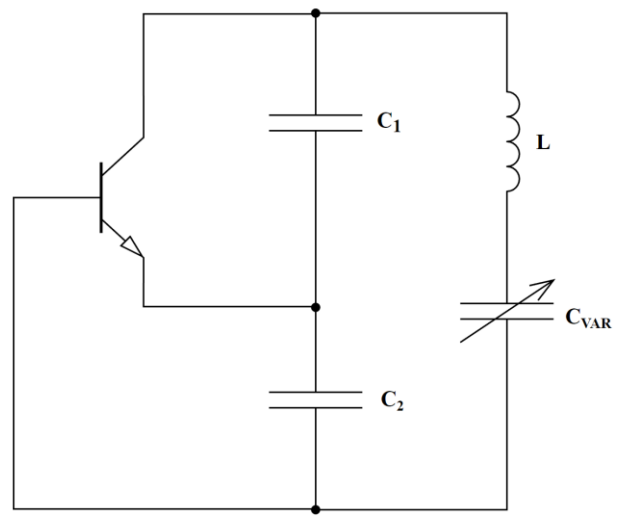
Εικόνα 5. Hartley Oscillator



Εικόνα 6. Colpitts Oscillator



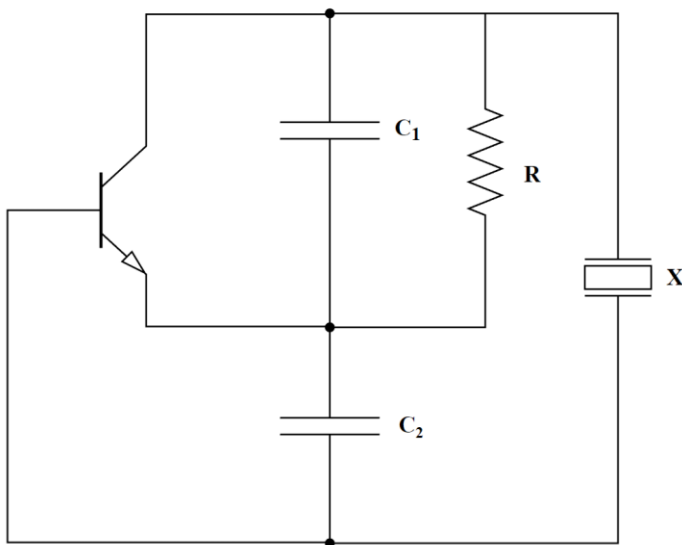
Εικόνα 7. Armstrong Oscillator



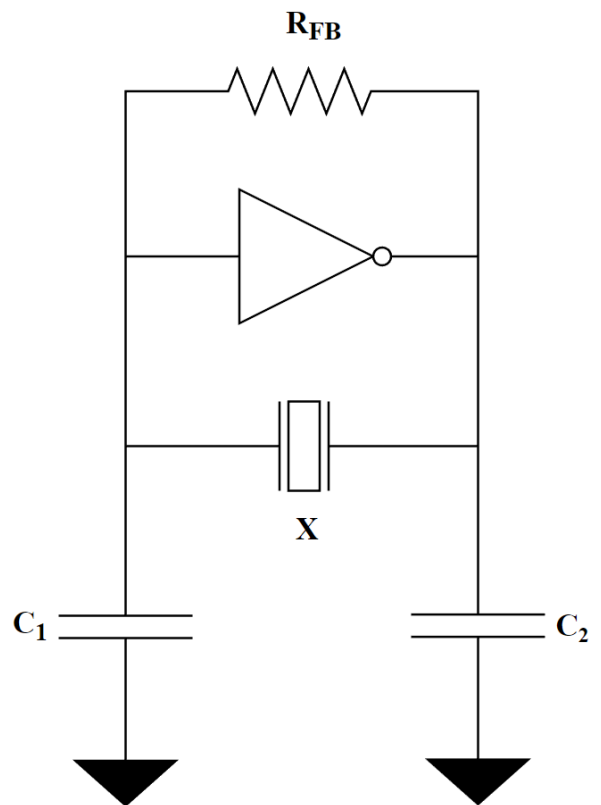
Εικόνα 8. Clapp Oscillator

1.4.1.3 CRYSTAL FEEDBACK ΚΑΙ ΑΛΛΟΙ ΤΥΠΟΙ

Στους κρυσταλλικούς ταλαντωτές, ένας πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος (συνήθως χαλαζία) δονείται μηχανικά, ενεργώντας ως συντονιστής [4, pp. 224–225], [6, p. 280]. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά και οι διαστάσεις του κρυστάλλου καθορίζουν την συχνότητα δόνησής του και κατ' επέκταση, την συχνότητα ταλάντωσης. Είναι η πιο συνηθισμένη κατηγορία ταλαντωτών, καθώς οι κρύσταλλοι έχουν πολύ υψηλό συντελεστή ποιότητας και ταυτόχρονα πολύ μεγαλύτερη ευστάθεια συχνότητας απ' ό,τι τα RC και LC δικτυώματα [5, p. 1402]. Το μειονέκτημά τους συγκριτικά με τις προηγούμενες κατηγορίες είναι η μηδενική ή πολύ στενή περιοχή ρύθμισης της συχνότητας ταλάντωσης, καθώς οι κρύσταλλοι λειτουργούν σε μία μόνο συχνότητα [5, p. 1404]. Η πιο δημοφιλής τοπολογία της κατηγορίας αυτής είναι ο ταλαντωτής Pierce, ενώ συχνά οι κρύσταλλοι αντικαθιστούν τα συντονισμένα δικτυώματα στις LC τοπολογίες [4, pp. 224–225]. Οι εφαρμογές τους περιορίζονται συνήθως κάτω των 30 MHz, ενώ άλλοι τύποι συντονιστών, όπως οι διηλεκτρικοί και οι Surface Acoustic Wave (SAW) devices χρησιμοποιούνται έως και την μικροκυματική περιοχή [7].



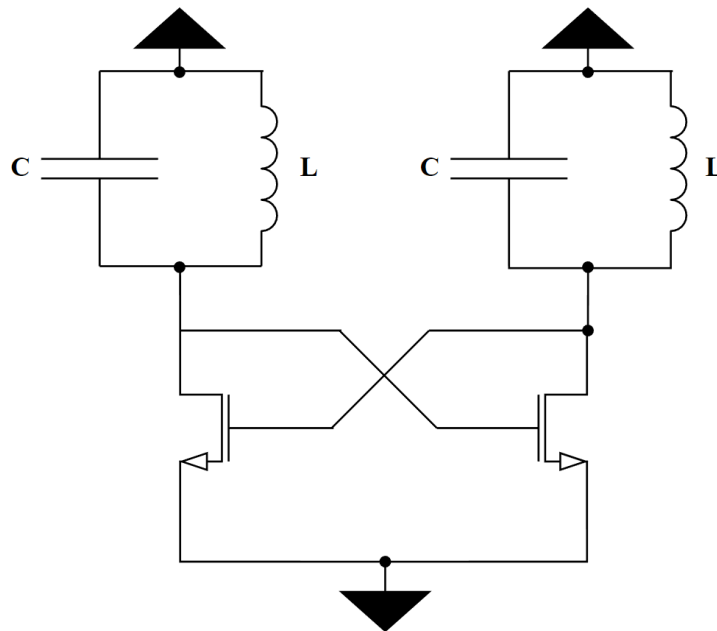
Εικόνα 9. Colpitts Oscillator με κρύσταλλο



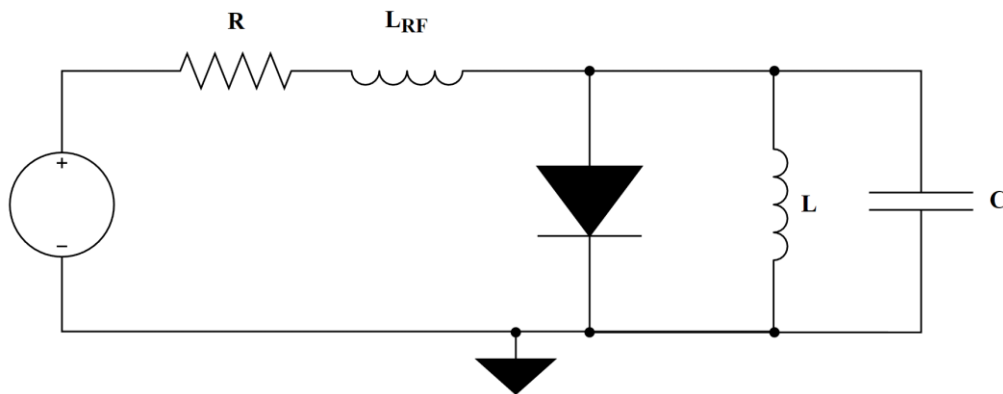
Εικόνα 10. Pierce Oscillator

1.4.1.4 NEGATIVE RESISTANCE ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

Σύμφωνα και με τα προηγούμενα, οι selective positive feedback ταλαντωτές χρησιμοποιούν τρανζίστορ ή τελεστικό ενισχυτή ως το ενεργό στοιχείο που αντισταθμίζει τις ωμικές απώλειες του υπόλοιπου κυκλώματος. Υπάρχουν όμως και ταλαντωτές που κατασκευάζονται χρησιμοποιώντας κυρίως μονόθυρα (διτερματικά) στοιχεία αρνητικής αντίστασης, όπως σωλήνες magnetron, δίοδοι IMPATT και GUNN, τα οποία παίζουν τον ρόλο του ενεργού στοιχείου [4, pp. 224–225], [6, p. 280]. Αυτά τα στοιχεία συνδέονται όπως και πριν παράλληλα με έναν συντονιστή (LC κύκλωμα, κρύσταλλο, cavity resonator κ.λπ.) και χρησιμοποιούνται κατά κύριο λόγο για εφαρμογές σε μικροκυματικές και υψηλότερες συχνότητες. Βέβαια, υπάρχουν και περιπτώσεις όπου δίθυρα (π.χ. τρανζίστορ) χρησιμοποιούνται σε συνδεσμολογία αρνητικής αντίστασης, με χαρακτηριστικό παράδειγμα τον Cross - Coupled ταλαντωτή.



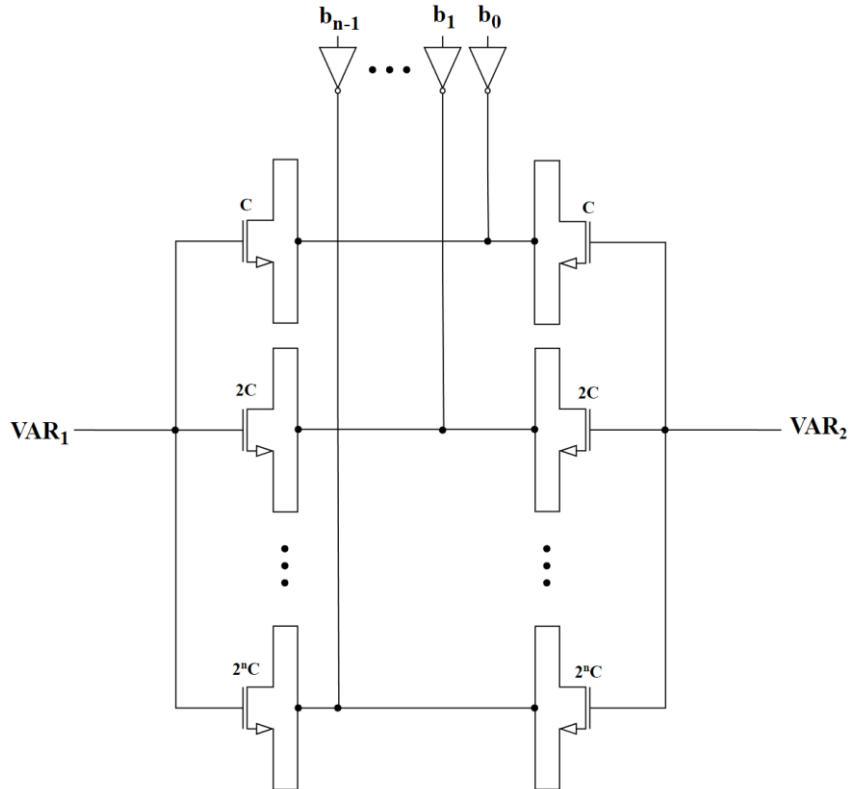
Εικόνα 11. Cross - Coupled Oscillator



Εικόνα 12. Ταλαντωτής με δίοδο IMPATT/GUNN

1.4.1.5 DIGITALLY CONTROLLED OSCILLATOR (DCO)

Σε αυτό το σημείο, χρήζει ιδιαίτερης αναφοράς μια σχετικά νέα τεχνολογία, αυτή των Digitally Controlled Oscillators (DCOs). Στους συμβατικούς LC ταλαντωτές χρησιμοποιείται ένας varactor, δηλαδή ένας πυκνωτής του οποίου η χωρητικότητα ελέγχεται από αναλογική τάση, για την ρύθμιση του συντονιστή και κατ' επέκταση της συχνότητας ταλάντωσης. Σε έναν DCO όμως, χρησιμοποιείται μια διάταξη (bank) από Accumulation MOS (AMOS) varactors, η οποία λειτουργεί ως varactor ελεγχόμενος από μία ψηφιακή λέξη [1, pp. 657-658].



Εικόνα 13. AMOS varactor bank

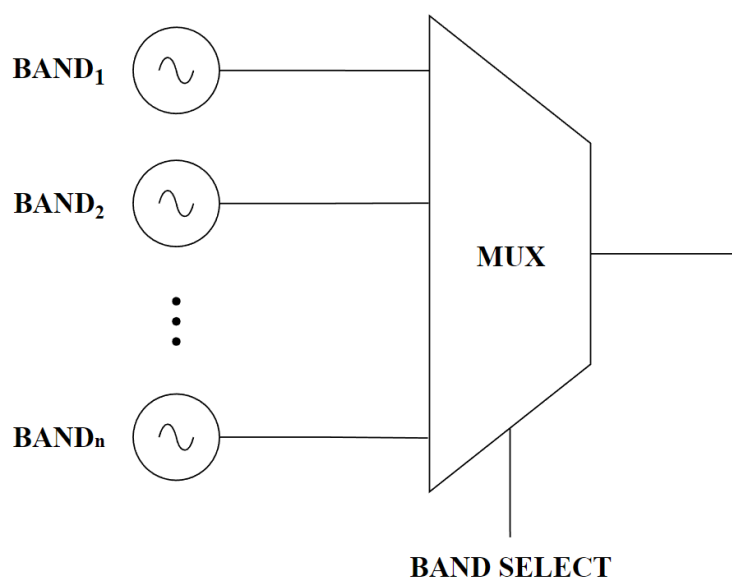
Κάθε AMOS varactor έχει ελάχιστη χωρητικότητα C_{MIN} , οπότε η συνολική χωρητικότητα της διάταξης δίνεται από την σχέση:

$$C_{TOTAL} = (2^n - 1)C_{MIN} + (C - C_{MIN})(b_0 + b_1 2^1 + \dots + b_{n-1} 2^{n-1}) \quad (7)$$

Χάρη σε αυτή τη διάταξη, είναι δυνατή η κατασκευή ενός πλήρους ψηφιακού synthesizer και Βρόχου Κλειδώματος Φάσης (Phase Locked Loop - PLL) για ασύρματες εφαρμογές.

1.4.1.6 VCO BANKS

Πολλές φορές, η Frequency Tuning Range (FTR) ενός μοναδικού VCO μπορεί να μην είναι αρκετή για να καλύψει το απαιτούμενο εύρος συχνοτήτων ή, προκειμένου να το καλύψει, να χρειάζεται να υποβαθμιστούν άλλες σημαντικές προδιαγραφές του, όπως ο phase noise και η ισχύς εξόδου [1, pp. 658–659]. Γι' αυτόν τον λόγο, κρίνεται σκόπιμη η κατασκευή μίας VCO bank, η οποία αποτελείται από VCOs με μικρότερες και αλληλοεπικαλυπτόμενες FTRs. Κάθε VCO μπορεί να είναι σχεδιασμένος και βελτιστοποιημένος ξεχωριστά από τους υπόλοιπους, προκειμένου να επιτυγχάνει τις καλύτερες προδιαγραφές στο εκάστοτε εύρος συχνοτήτων [1, pp. 658–659]. Οι έξοδοι της VCO bank, στο τελικό στάδιο, οδηγούνται σε έναν πολυπλέκτη, ο οποίος βάσει της επιλογής εισόδου του, μεταβιβάζει στην έξοδο το επιθυμητό σήμα. Προκειμένου να εξοικονομείται ενέργεια και να αποφεύγονται προβλήματα cross-talk, είναι αναγκαίο οι VCOs των οποίων η έξοδος απορρίπτεται από τον πολυπλέκτη να βρίσκονται σε off state.



Εικόνα 14. VCO bank

1.4.1.7 ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ PUSH – PUSH

Σε άλλες, πάλι, περιπτώσεις, ενδέχεται να μην μπορεί να σχεδιαστεί ταλαντωτής στην συχνότητα ενδιαφέροντος, είτε επειδή η συγκεκριμένη τεχνολογία δεν το επιτρέπει, είτε επειδή ένας συντονιστής με ικανοποιητικό συντελεστή ποιότητας δεν είναι κατασκευάσιμος on-chip [1, pp. 661–662]. Όμως, ακόμα κι αν αυτές οι προκλήσεις ξεπεραστούν, υπάρχει η περίπτωση να μην είναι υλοποιήσιμος ο διαιρέτης συχνότητας (frequency divider), που είναι αναγκαίος για την δημιουργία ενός PLL. Σε αυτές τις περιπτώσεις, υπάρχουν δύο στρατηγικές:

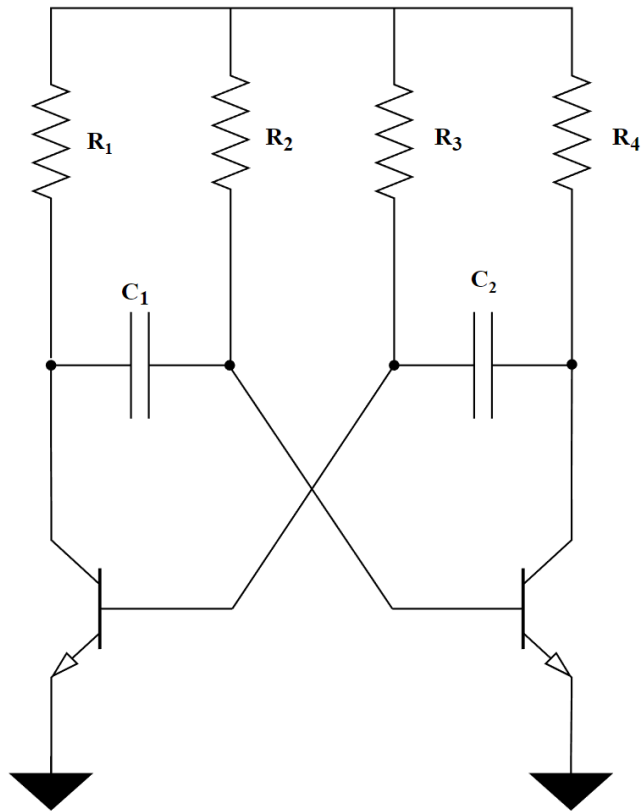
- Ο σχεδιασμός ενός VCO που παράγει μία κυρίαρχη συχνότητα, χαμηλότερη από την επιθυμητή, ακολουθούμενος από έναν πολλαπλασιαστή συχνότητας (frequency multiplier), ή
- Ο σχεδιασμός ενός VCO που παράγει κυρίαρχη συχνότητα χαμηλότερη από την επιθυμητή και αρμονικές υψηλότερης τάξης, ακολουθούμενος από ένα φίλτρο για την εξαγωγή της επιθυμητής αρμονικής.

Η δεύτερη επιλογή καθίσταται δυνατή χάρη στην ισχυρή μη γραμμικότητα των τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται και συνήθως απαιτεί μικρότερο χώρο στο τσιπ και χαμηλότερη κατανάλωση, ωστόσο πάσχει από φτωχότερη ισχύ εξόδου σε σχέση με την πρώτη επιλογή. Οι τοπολογίες λοιπόν που συνδυάζουν δύο πανομοιότυπα ημικυκλώματα ονομάζονται “Push–Push” και έχουν στόχο τη λειτουργία στην δεύτερη αρμονική, η οποία είναι διαθέσιμη προς εξαγωγή από οποιονδήποτε κοινό κόμβο του διαφορικού κυκλώματος [1, pp. 661–662]. Οι δημοφιλέστερες Push-Push τοπολογίες βασίζονται σε αυτές των Colpitts, Clapp και Cross-Coupled ταλαντωτών.

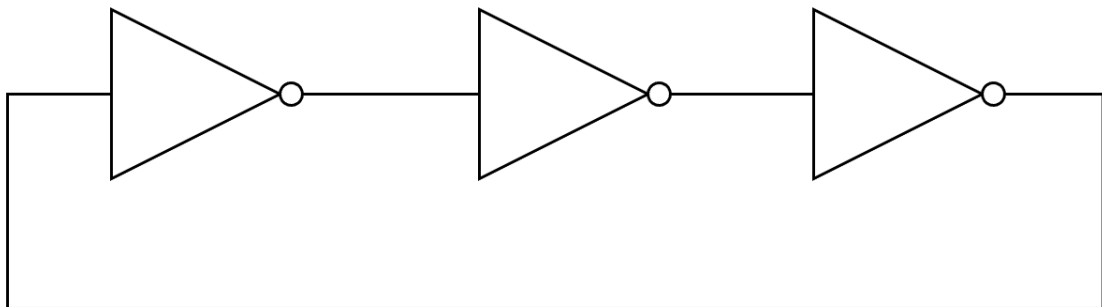
Επαγωγικά, είναι δυνατή η κατασκευή “N-Push” τοπολογιών, οι οποίες απαρτίζονται από N πανομοιότυπα υποκυκλώματα και στοχεύουν στην λειτουργία στην N-οστή από την κυρίαρχη αρμονική.

1.4.2 ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΙ ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

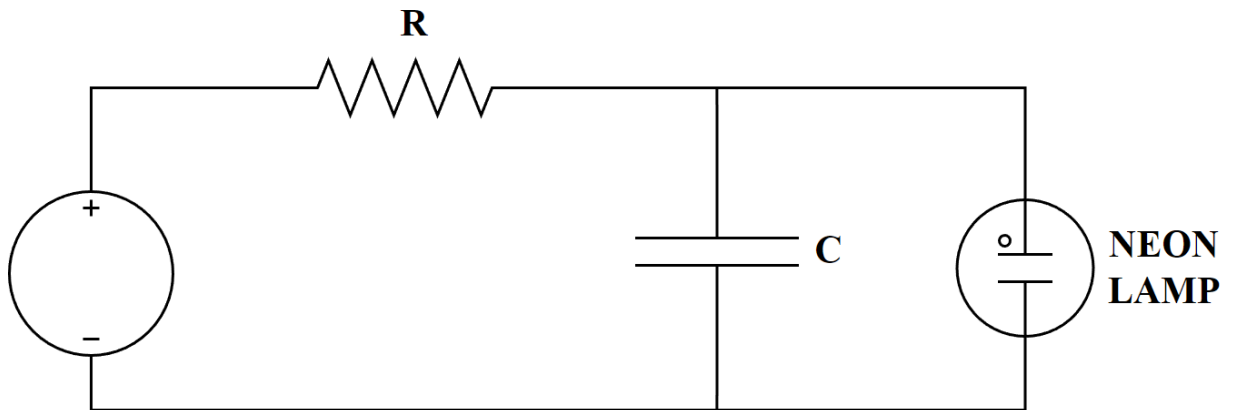
Οι μη γραμμικοί (ή relaxation) ταλαντωτές παράγουν κυματομορφές πολλών αρμονικών, όπως τετραγωνικές, τριγωνικές, πριονωτές κ.λπ [6, p. 280]. Κατασκευάζονται από ένα χωρητικό στοιχείο (και σπανιότερα επαγωγικό) και μία μη γραμμική μεταγωγική συσκευή, όπως μανδαλωτή, Schmitt trigger ή και μονόθυρο αρνητικής αντίστασης. Συνδεόμενα σε έναν βρόχο ανάδρασης, η μη γραμμική συσκευή φορτίζει και εκφορτίζει το χωρητικό στοιχείο, προκαλώντας απότομες μεταβολές στην κυματομορφή εξόδου. Αυτός ο τύπος ταλαντωτών χρησιμοποιείται κυρίως σε ενσύρματες εφαρμογές, όπως κυκλώματα ρολογιού, παλμογράφους, γεννήτριες κυματομορφών, τηλεοράσεις και dual-slope Analog to Digital Converters (ADCs) [29]. Οι δημοφιλέστεροι μη γραμμικοί ταλαντωτές είναι ο μονοσταθής, δισταθής και ασταθής πολυδονητής, ο ταλαντωτής δακτυλίου (ring oscillator), ο ταλαντωτής Royer, Pearson-Anson κ.λπ.



Εικόνα 15. Ασταθής πολυδονητής

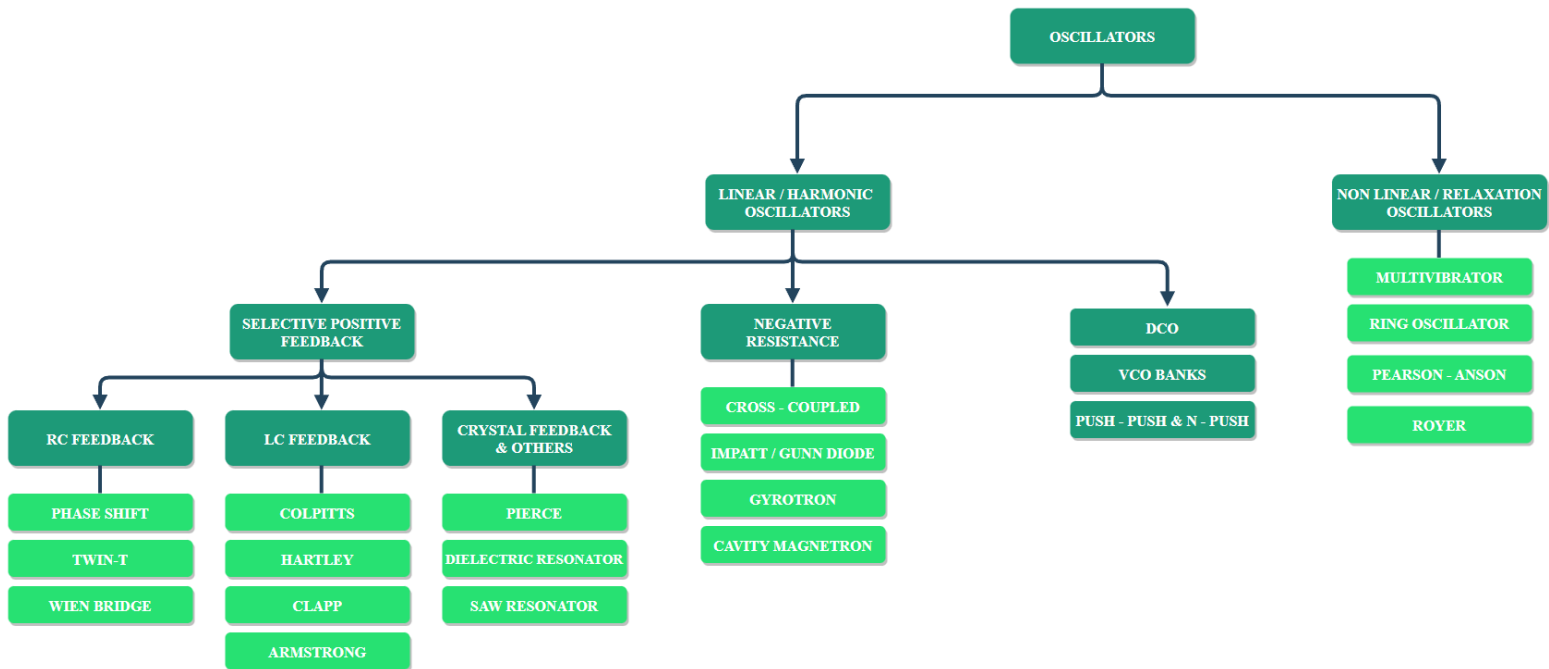


Εικόνα 16. Ring Oscillator



Εικόνα 17. Pearson - Anson Oscillator

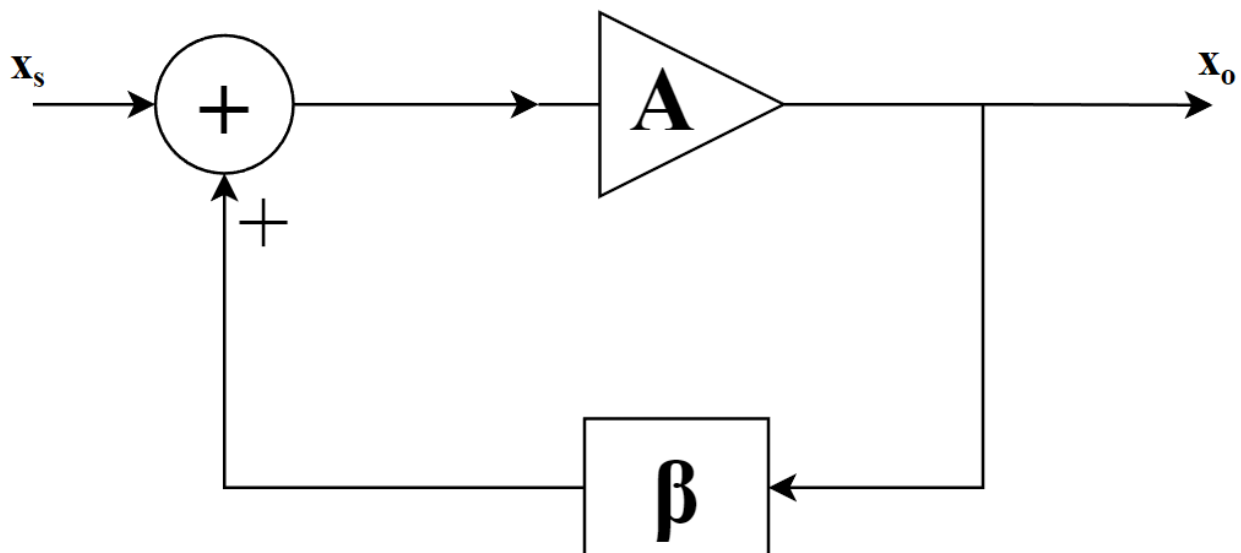
Για λόγους πληρότητας, η ακόλουθη εικόνα περιλαμβάνει όλα όσα έχουν παρουσιαστεί σε ένα συγκεντρωτικό διάγραμμα.



Εικόνα 18. Κατηγοριοποίηση των δημοφιλέστερων ταλαντωτών

1.5 ΓΕΝΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΓΡΑΜΜΙΚΩΝ ΤΑΛΑΝΤΩΤΩΝ

1.5.1 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΓΡΑΜΜΙΚΗΣ ΘΕΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ



Εικόνα 19. Μοντέλο ταλαντωτή γραμμικής θετικής ανάδρασης

Η παραπάνω εικόνα παρουσιάζει το μοντέλο γραμμικής θετικής ανάδρασης. Σε αντίθεση με την περίπτωση αρνητικής ανάδρασης, εδώ το σήμα ανάδρασης αθροίζεται με το σήμα εισόδου με θετικό πρόσημο. Το στοιχείο ενίσχυσης στον απευθείας βρόχο έχει κέρδος εξαρτώμενο από την συχνότητα $A(\omega)$ και μπορεί να είναι αποκλειστικά ένα τρανζίστορ ή μία διάταξη ενισχυτή κατασκευασμένη με τρανζίστορ. Επιπλέον, το δικτύωμα ανάδρασης έχει συνάρτηση μεταφοράς $\beta(\omega)$. Εύκολα αποδεικνύεται ότι το κέρδος του κλειστού βρόχου δίνεται από την σχέση:

$$A_f = \frac{A(\omega)}{1 - A(\omega)\beta(\omega)} \quad (8)$$

Εδώ αξίζει να σημειωθεί πως το κέρδος του ενεργού στοιχείου και σε αρκετές περιπτώσεις η συνάρτηση μεταφοράς του δικτύωματος ανάδρασης εξαρτώνται από την τάση εισόδου τους. Έτσι, καθώς η ταλάντωση αναπτύσσεται, το σήμα εξόδου μεγαλώνει σε πλάτος, οπότε το ίδιο κάνει και η είσοδος στο δικτύωμα ανάδρασης και στο ενεργό στοιχείο. Άρα λοιπόν, μπορεί κανείς να γράψει το κέρδος $A(\omega)$ ως $A(\omega, V_{osc})$ και τη συνάρτηση $\beta(\omega)$ ως $\beta(\omega, V_{osc})$ [1, p. 622].

Επιστρέφοντας, η χαρακτηριστική εξίσωση είναι της μορφής:

$$A(\omega)\beta(\omega) - 1 = 0 \quad (9)$$

Όταν η χαρακτηριστική εξίσωση ικανοποιείται για κάποια γωνιακή συχνότητα ω_{osc} , τότε ο παρονομαστής του κέρδους κλειστού βρόχου μηδενίζεται και κατ' επέκταση το ίδιο το κέρδος απειρίζεται. Αυτό σημαίνει ότι καθίσταται δυνατό το σήμα εξόδου x_o να παράγεται από το τίποτα (δηλαδή με μηδενική είσοδο x_s), οπότε το κύκλωμα λειτουργεί εξ ορισμού ως ταλαντωτής [1, p. 622], [5, p. 1381]. Στην πραγματικότητα, ο θόρυβος που υπεισέρχεται στην είσοδο ή ο θόρυβος που παράγεται από τα ενεργά και παθητικά στοιχεία του κυκλώματος είναι υπεύθυνος για την εκκίνηση της ταλάντωσης [1, p. 622]. Σε δεύτερο στάδιο, η ισχυρή μη γραμμικότητα του ενεργού στοιχείου είναι υπεύθυνη για την σταθεροποίηση του πλάτους σε μία συγκεκριμένη τιμή [5, p. 1399].

Όπως όμως προαναφέρεται, για να συμβούν όλα αυτά πρέπει η χαρακτηριστική εξίσωση του κέρδους κλειστού βρόχου να ικανοποιείται. Συμβολίζοντας το κέρδος βρόχου $A(\omega)\beta(\omega)$ ως εξής:

$$L(\omega) \triangleq A(\omega)\beta(\omega) \quad (10)$$

η εξίσωση (9) παίρνει τη μορφή:

$$L(\omega_{osc}) = 1 \quad (11)$$

Η εξίσωση (11) είναι αναγκαία συνθήκη για την ταλάντωση και ονομάζεται «κριτήριο του Barkhausen». Εφόσον το κριτήριο αυτό ικανοποιείται μόνο για μία συχνότητα, τότε η παραγόμενη κυματομορφή θα είναι ένα απλό ημιτονοειδές, ενώ αν ικανοποιείται για περισσότερες συχνότητες, αυτή θα είναι υπέρθεση ημιτονοειδών διαφορετικού πλάτους και φάσης [5, p. 1381].

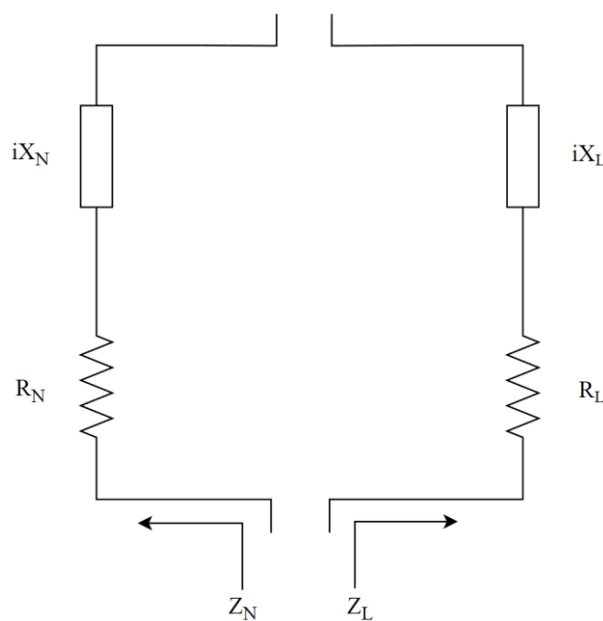
Γνωρίζοντας ότι το κέρδος βρόχου $L(\omega)$ είναι μιγαδικός αριθμός, το κριτήριο του Barkhausen ανάγεται σε 2 πραγματικές εξισώσεις, γνωστές και ως συνθήκες Barkhausen, ισοδύναμες με αυτό για την διατήρηση της ταλάντωσης:

$$L(\omega_{osc}) = 1 \Leftrightarrow |L(\omega_{osc})| = 1 \text{ ΚΑΙ } \angle L(\omega_{osc}) = 360^\circ \quad (12)$$

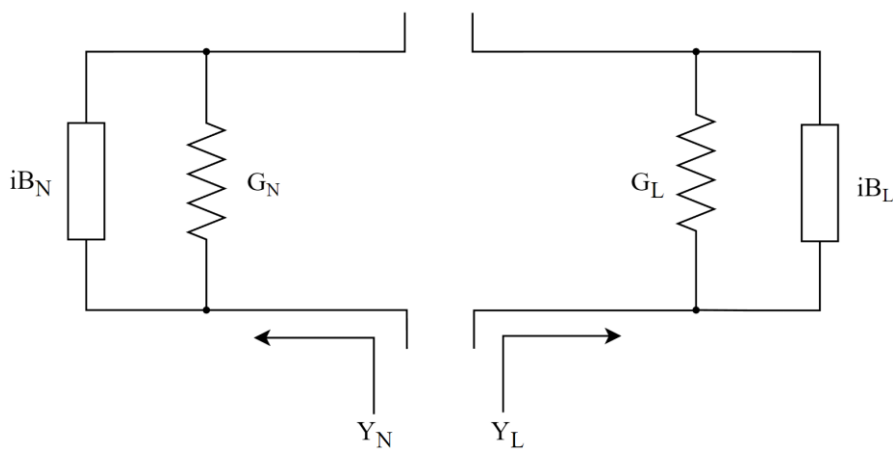
Συνεπώς, για να λειτουργεί το κύκλωμα ως ταλαντωτής σε μια ορισμένη συχνότητα ω_{osc} , το μέτρο του κέρδους βρόχου οφείλει να είναι ίσο με τη μονάδα και η φάση του ίση με 360° . Τέλος, χρειάζεται και μία επιπλέον συνθήκη [1, p. 623], [5, p. 1382], η οποία εξασφαλίζει την περίσσεια κέρδους κατά την εκκίνηση της ταλάντωσης:

$$|L(\omega_{osc})| > 1 \quad (13)$$

1.5.2 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΡΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗΣ



Εικόνα 20. Το μοντέλο αρνητικής αντίστασης, σύνθετη αντίσταση



Εικόνα 21. Το μοντέλο αρνητικής αντίστασης, σύνθετη αγωγιμότητα

Η εικόνα 20 παρουσιάζει το μοντέλο σύνθετης αρνητικής αντίστασης. Ο αριστερά κλάδος αντιπροσωπεύει την σύνθετη αρνητική αντίσταση του ενεργού στοιχείου – δημιουργού της αρνητικής αντίστασης, το οποίο μπορεί να είναι τρανζίστορ, δίοδος ή σωλήνας κενού. Αυτή δίνεται από την εξίσωση [30, pp. 542–544]:

$$\mathbf{Z}_N = \mathbf{R}_N(I, \omega) + j\mathbf{X}_N(I, \omega) \quad (14)$$

Κατ' αντιστοιχία, η σύνθετη αντίσταση του συντονιστή και του φορτίου δίνεται από την εξίσωση [30, pp. 542–544]:

$$\mathbf{Z}_L = \mathbf{R}_L(\omega) + j\mathbf{X}_L(\omega) \quad (15)$$

Καθίσταται φανερό πως η αντίσταση του ενεργού στοιχείου εξαρτάται από την συχνότητα ταλάντωσης ω , αλλά και από το πλάτος της I , διότι όσο αυτό αυξάνεται, τόσο φθίνει το μέτρο της αρνητικής αντίστασης [8, pp. 180–182], [30, pp. 542–544]. Η εξίσωση του κυκλώματος είναι η $(Z_N + Z_L)I = 0$. Προκειμένου αυτό να ταλαντώνεται σε μια συχνότητα ω_{osc} (δηλαδή να ισχύει $I_{osc} \neq 0$), η σύνθετη αντίσταση του ενεργού στοιχείου οφείλει να εξουδετερώνει αυτή του συντονιστή – φορτίου, άρα να ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις [1, pp. 624–625], [8, pp. 180–182]:

$$\mathbf{R}_N(I_{osc}, \omega_{osc}) = -\mathbf{R}_L(\omega_{osc}) \quad (16)$$

$$\mathbf{X}_N(I_{osc}, \omega_{osc}) = -\mathbf{X}_L(\omega_{osc}) \quad (17)$$

Από τις παραπάνω σχέσεις γίνεται σαφής η ανάγκη για τη δημιουργία αρνητικής πραγματικής αντίστασης και για το συζυγές ταίριασμα του φανταστικού μέρους του συντονιστή – φορτίου [31, pp. 391–394]. Όπως και στο μοντέλο γραμμικής θετικής ανάδρασης, αυτές οι σχέσεις είναι αναγκαίες για την διατήρηση της ταλάντωσης. Για την εκκίνηση, όμως, της ταλάντωσης, είναι αναγκαίο να υπερισχύει η αρνητική αντίσταση, οπότε η επιπλέον συνθήκη είναι η [1, pp. 624–625], [30, pp. 542–544], [31, pp. 391–394]:

$$|\mathbf{R}_N(\mathbf{0}, \omega_{osc})| > \mathbf{R}_L(\omega_{osc}) \quad (18)$$

Σε παρόμοια συμπεράσματα μπορεί να καταλήξει κανείς εάν υιοθετήσει τον φορμαλισμό της σύνθετης αγωγιμότητας που παρουσιάζεται στην εικόνα 21. Οι αντίστοιχες εξισώσεις με τις (14)-(18) σε αυτήν την περίπτωση είναι [1, pp. 624-625]:

$$Y_N = G_N(V, \omega) + jB_N(V, \omega) \quad (19)$$

$$Y_L = G_L(\omega) + jB_L(\omega) \quad (20)$$

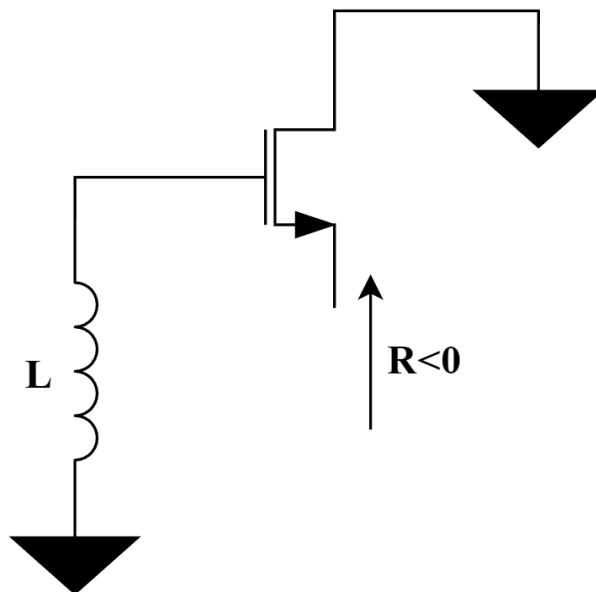
$$G_N(V_{OSC}, \omega_{OSC}) = -G_L(\omega_{OSC}) \quad (21)$$

$$B_N(V_{OSC}, \omega_{OSC}) = -B_L(\omega_{OSC}) \quad (22)$$

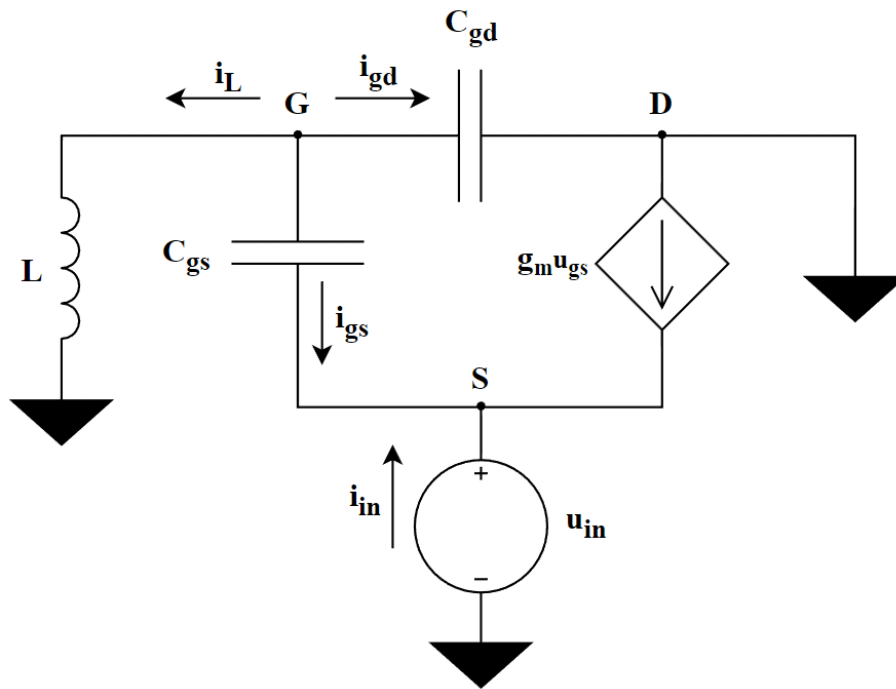
$$|G_N(0, \omega_{OSC})| > G_L(\omega_{OSC}) \quad (23)$$

Την σημερινή εποχή, η πλειοψηφία των ταλαντωτών κατασκευάζεται με τα τρανζίστορ στον ρόλο του ενεργού στοιχείου. Γι' αυτόν τον λόγο κρίνεται σκόπιμο να προβληθούν οι τρεις τρόποι με τους οποίους ένα τρανζίστορ και ένα επαγωγικό ή χωρητικό φορτίο μπορούν να δημιουργήσουν μία σύνθετη αντίσταση [1, pp. 625-626].

- Προσθέτοντας ένα επαγωγικό στοιχείο στην πύλη/βάση ενός τρανζίστορ, δημιουργείται αρνητική αντίσταση στην πηγή/εκπομπό του. Λαμβάνοντας υπόψη τις παρασιτικές χωρητικότητες C_{gs} , C_{gd} και την διαγωγιμότητα g_m του τρανζίστορ, το ΙΚΑΣ του παρακάτω κυκλώματος έχει ως εξής:



Εικόνα 22. Αρνητική αντίσταση στην πηγή με επαγωγή στην πύλη του τρανζίστορ



Εικόνα 23. ΙΚΑΣ του σχήματος 22

Η αντίσταση που φαίνεται από την πηγή ορίζεται ως:

$$z_{in} \equiv \frac{u_{in}}{i_{in}} \quad (24)$$

Γράφοντας τους ΝΡΚ για την πηγή και την πύλη αντίστοιχα:

$$i_{in} + i_{gs} + g_m u_{gs} = 0 \quad (25)$$

$$i_L + i_{gd} + i_{gs} = 0 \quad (26)$$

Επίσης για τους πυκνωτές και το πηνίο ισχύουν οι σχέσεις:

$$i_{gs} = j\omega C_{gs} u_{gs} \quad (27)$$

$$i_{gd} = j\omega C_{gd} u_g \quad (28)$$

$$u_L = j\omega L i_L \quad (29)$$

καθώς και η:

$$\mathbf{u}_{gs} = \mathbf{u}_g - \mathbf{u}_{in} \quad (30)$$

Χρησιμοποιώντας την (27) στην (25) προκύπτει ότι:

$$\mathbf{i}_{in} = -\mathbf{u}_{gs}(\mathbf{g}_m + j\omega\mathbf{C}_{gs}) \quad (31)$$

Παρόμοια, χρησιμοποιώντας τις (27) - (30) στην (26):

$$\mathbf{u}_g = \frac{\omega^2\mathbf{C}_{gs}L}{\omega^2(\mathbf{C}_{gd} + \mathbf{C}_{gs})L - 1} \mathbf{u}_{in} \quad (32)$$

Υστερα, αντικαθιστώντας την (30) και (32) στην (31):

$$\mathbf{i}_{in} = \mathbf{u}_{in}(\mathbf{g}_m + j\omega\mathbf{C}_{gs}) \frac{\omega^2\mathbf{C}_{gd}L + 1}{\omega^2(\mathbf{C}_{gd} + \mathbf{C}_{gs})L - 1} \quad (33)$$

Τέλος, χρησιμοποιώντας την (33) στην (24) προκύπτει:

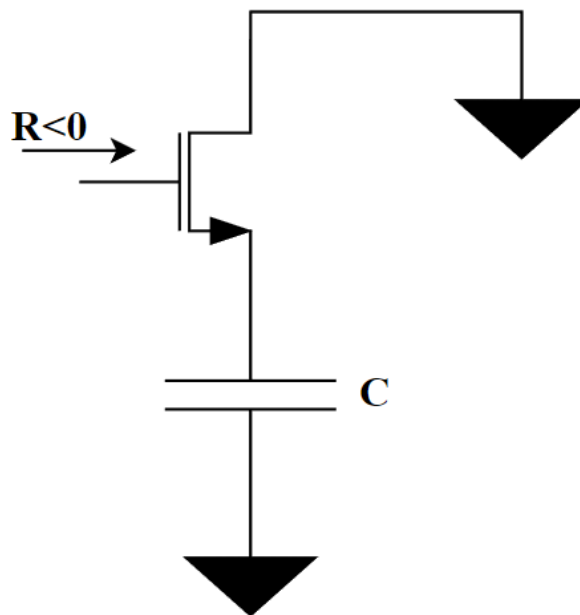
$$\mathbf{z}_{in} = \frac{1}{\mathbf{g}_m + j\omega\mathbf{C}_{gs}} \left(1 - \frac{\omega^2\mathbf{C}_{gs}L}{1 - \omega^2\mathbf{C}_{gd}L} \right) \quad (34)$$

$$\Re(z_{in}) \approx \frac{1}{g_m} \left(1 - \frac{\omega^2 C_{gs} L}{1 - \omega^2 C_{gd} L} \right) \quad (35)$$

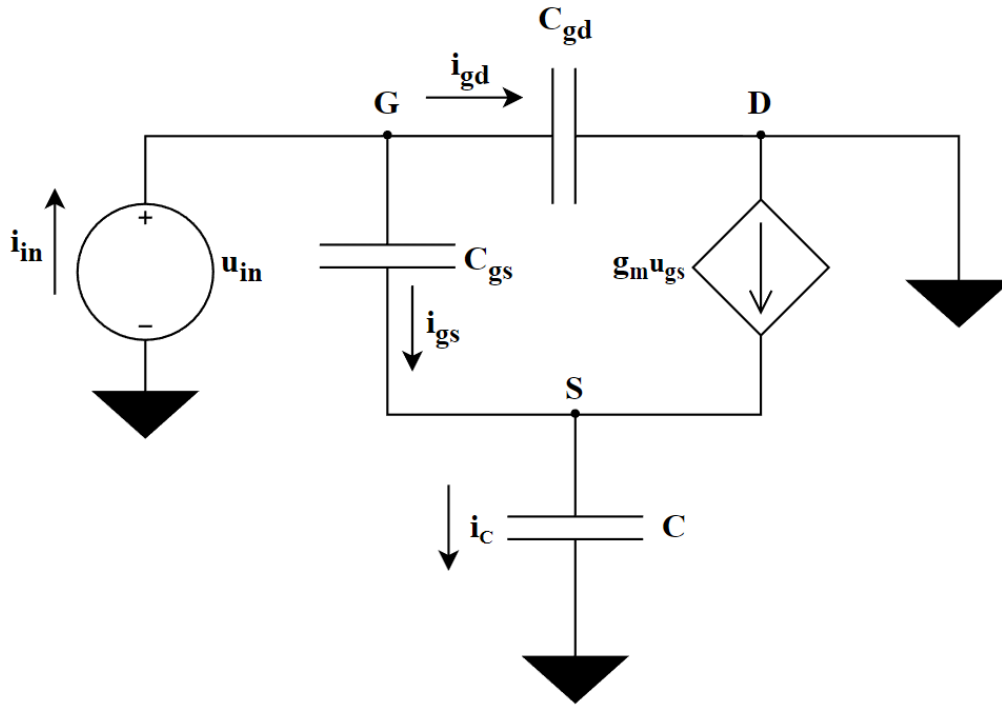
Εύκολα αποδεικνύεται ότι η παράσταση (35) γίνεται αρνητική όταν:

$$L > \frac{1}{\omega^2 (C_{gs} + C_{gd})} \quad (36)$$

- Προσθέτοντας ένα χωρητικό στοιχείο στην πηγή/εκπομπό του τρανζίστορ, δημιουργείται στην πύλη/βάση του αρνητική αντίσταση. Ακολουθώντας την ίδια ανάλυση με πριν, κανείς καταλήγει στα επόμενα αποτελέσματα.



Εικόνα 24. Αρνητική αντίσταση στην πύλη με χωρητικότητα στην πηγή



Εικόνα 25. ΙΚΑΣ του σχήματος 24

Οι ΝΡΚ στην πύλη και την πηγή αντίσταση δίνουν τις εξισώσεις:

$$i_{in} - i_{gs} - i_{gd} = 0 \quad (37)$$

$$i_{gs} + g_m u_{gs} - i_c = 0 \quad (38)$$

Επιπλέον ισχύουν τα ακόλουθα:

$$i_{gd} = j\omega C_{gd} u_{in} \quad (39)$$

$$i_{gs} = j\omega C_{gs} u_{gs} \quad (40)$$

$$u_{gs} = u_{in} - u_s \quad (41)$$

Βάσει της (38), η τάση στην πηγή δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\mathbf{u}_s = (\mathbf{g}_m \mathbf{u}_{gs} + \mathbf{i}_{gs}) \frac{1}{j\omega C} \quad (42)$$

Συνδυάζοντας τις (41) και (42) προκύπτει ότι:

$$\mathbf{u}_{gs} = \frac{j\omega C \mathbf{u}_{in} - \mathbf{i}_{gs}}{\mathbf{g}_m + j\omega C} \quad (43)$$

Επίσης, χρησιμοποιώντας την (43) στην (40) προκύπτει ότι:

$$\mathbf{i}_{gs} = \frac{-\omega^2 C C_{gs} \mathbf{u}_{in}}{\mathbf{g}_m + j\omega(C + C_{gs})} \quad (44)$$

Τέλος, η (37) με βοήθεια από τις (39) και (44) παίρνει την ακόλουθη μορφή:

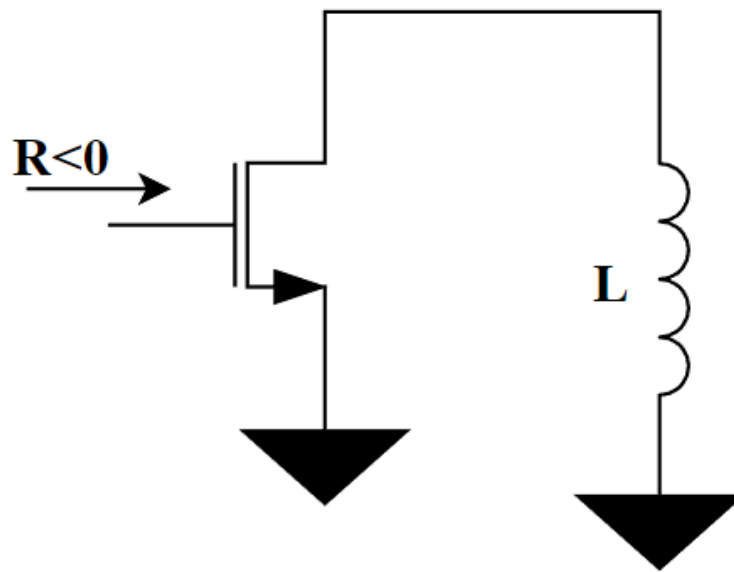
$$\mathbf{i}_{in} = \mathbf{u}_{in} \left(j\omega C_{gd} - \frac{\omega^2 C C_{gs} \mathbf{u}_{in}}{\mathbf{g}_m + j\omega(C + C_{gs})} \right) \quad (45)$$

Η έκφραση για την αντίσταση εισόδου είναι ίδια με πριν, οπότε η (24) δίνει:

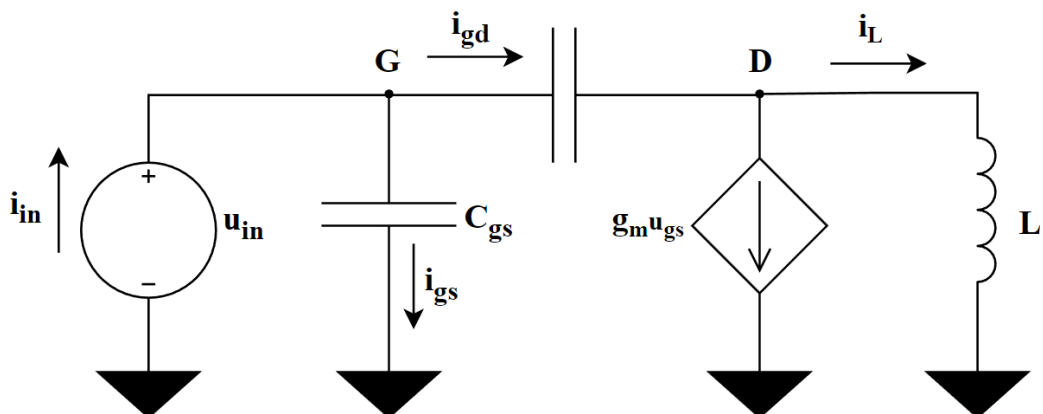
$$\mathbf{z}_{in} = \frac{\mathbf{g}_m + j\omega(C + C_{gs})}{-\omega^2(C C_{gs} + C C_{gd} + C_{gs} C_{gd}) + j\omega \mathbf{g}_m C_{gd}} \quad (46)$$

$$\Re(z_{in}) = \frac{-g_m C C_{gs}}{(g_m C_{gd})^2 + \omega^2 (C C_{gs} + C C_{gd} + C_{gs} C_{gd})^2} \quad (47)$$

- Τέλος, προσθέτοντας ένα επαγωγικό στοιχείο στην υποδοχή/συλλέκτη του τρανζίστορ, δημιουργείται στην πύλη/βάση του αρνητική αντίσταση. Χάρη στην γειωμένη πηγή/εκπομπό, η ανάλυση είναι ευκολότερη συγκριτικά με τις προηγούμενες περιπτώσεις.



Εικόνα 26. Αρνητική αντίσταση στην πύλη με επαγωγή στην υποδοχή



Εικόνα 27. ΙΚΑΣ του σχήματος 26

Γράφοντας τους NPK στην πύλη και την υποδοχή αντίστοιχα:

$$i_{in} - i_{gs} - i_{gd} = 0 \quad (48)$$

$$i_{gd} - g_m u_{gs} - i_L = 0 \quad (49)$$

Επιπλέον, για τους πυκνωτές και το πηνίο ισχύουν τα εξής:

$$i_{gs} = j\omega C_{gs} u_{in} \quad (50)$$

$$i_{gd} = j\omega C_{gd}(u_{in} - u_L) \quad (51)$$

$$u_L = j\omega L i_L \quad (52)$$

Συνδυάζοντας τις (49) και (52):

$$u_L = j\omega L(i_{gd} - g_m u_{in}) \quad (53)$$

Άρα, με την βοήθεια της (53), από την (51) αντλείται ότι:

$$i_{gd} = \frac{(1 + j\omega g_m L)j\omega C_{gd}}{1 - \omega^2 C_{gd} L} u_{in} \quad (54)$$

Η (54) με την (50), εάν αντικατασταθούν στην (48) δίνουν:

$$i_{in} = \left(j\omega C_{gs} + \frac{j\omega C_{gd}(1 + j\omega g_m L)}{1 - \omega^2 C_{gd}L} \right) u_{in} \quad (55)$$

Συνεπώς, σύμφωνα με την (24):

$$z_{in} = \frac{1 - \omega^2 C_{gd}L}{-\omega^2 g_m C_{gd}L + j[\omega(C_{gs} + C_{gd}) - \omega^3 C_{gs}C_{gd}L]} \quad (56)$$

Από αυτό το σημείο, άμεσα αποδεικνύεται ότι προκειμένου το πραγματικό μέρος της σύνθετης αντίστασης να είναι αρνητικό, πρέπει:

$$1 - \omega^2 C_{gd}L > 0 \Rightarrow L < \frac{1}{\omega^2 C_{gd}} \quad (57)$$

1.6 ΜΕΤΡΙΚΕΣ (Figures of Merits - FoMs)

Όπως έχει αναφερθεί και προηγουμένως, οι ταλαντωτές είναι κυκλώματα με πλήθος παραμέτρων που χαρακτηρίζουν την απόδοση και επίδοσή τους. Έτσι μοιάζει λογική η ανάγκη για εύρεση μίας συγκεντρωτικής μετρικής αξιολόγησης, η οποία να συνδυάζει μερικές ή και όλες τις προδιαγραφές ενός VCO [1, p. 638]. Από την άλλη όμως, δεν σχεδιάζονται όλοι οι ταλαντωτές λαμβάνοντας υπόψη όλες τις παραμέτρους που υπάρχουν. Παραδείγματος χάριν, οι κρυσταλλικοί VCOs έχουν σταθερή συχνότητα ταλάντωσης, οπότε θα ήταν ανούσιο να συμπεριληφθεί η FTR στην αξιολόγησή τους. Έτσι, έχουν προταθεί αρκετές μετρικές από την International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS) [32]. Ακολουθώντας τον συμβολισμό του κεφαλαίου 1.3, αυτές έχουν ως εξής:

$$FOM_1 = \left(\frac{f_{osc}}{f_m} \right)^2 \frac{1}{S_n(f_m)P_{DC}} \quad (58)$$

Ως $S_n(f_m)$ συμβολίζεται η Πυκνότητα Φασματικής Ισχύος (Power Spectral Density) του θορύβου μετρούμενη σε απόσταση f_m Hz από την συχνότητα ταλάντωσης f_{osc} . Είναι

φανερó ότι η FoM_1 δεν συμπεριλαμβάνει την ισχύ εξόδου, αλλά ούτε και την FTR του VCO. Γι' αυτό τον λόγο, έχει προταθεί η εξής πληρέστερη μετρική [1, p. 638]:

$$FoM_2 = \left(\frac{f_{osc}}{f_m}\right)^2 \frac{P_{AVS}}{L(f_m)P_{DC}} \quad (59)$$

Προκειμένου όμως να συμπεριληφθεί και η κανονικοποιημένη FTR (NFTR):

$$NFTR = 200 \cdot \frac{f_{MAX} - f_{MIN}}{f_{MAX} + f_{MIN}} \quad (60)$$

όπου f_{MAX} και f_{MIN} η μέγιστη και ελάχιστη συχνότητα ταλάντωσης αντίστοιχα, έχει προταθεί η ακόλουθη, πλήρης μετρική [1, p. 638]:

$$FoM_3 = \left(\frac{f_{osc}}{\Delta f}\right)^2 \cdot \frac{P_{AVS} \cdot NFTR}{L(\Delta f) \cdot P_{DC}} \quad (61)$$

Ωστόσο, στην βιβλιογραφία απαντώνται σχεδόν αποκλειστικά μετρικές όπως οι ακόλουθες [33, pp. 1–4], [34, pp. 317–320], [35, pp. 586–589]:

$$FoM_4 = L(f_m) - 20 \log \left(\frac{f_{osc}}{f_m}\right) + 10 \log \left(\frac{P_{DC}}{1 \text{ mW}}\right) \quad (62)$$

$$FoM_{VCO} = L(f_m) - 20 \log \left(\frac{f_{osc}}{f_m} \frac{NFTR}{10}\right) + 10 \log \left(\frac{P_{DC}}{1 \text{ mW}}\right) - 10 \log \left(\frac{P_{AVS}}{1 \text{ mW}}\right) \quad (63)$$

Βάσει της πληρότητας της έκφρασης (63) και του γεγονότος ότι αυτή η μορφή απαντάται συχνά στην βιβλιογραφία, η FoM_{VCO} επιλέγεται ως το μέτρο αξιολόγησης και σύγκρισης της παρούσας δουλειάς με παρόμοιους ταλαντωτές στην D-Band.

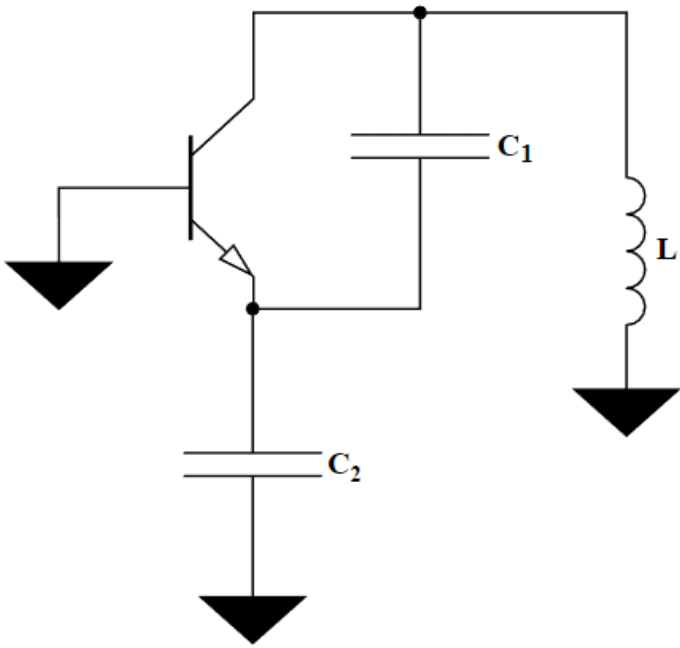
2 Ο ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ COLPITTS

2.1 Ο SINGLE-ENDED COLPITTS

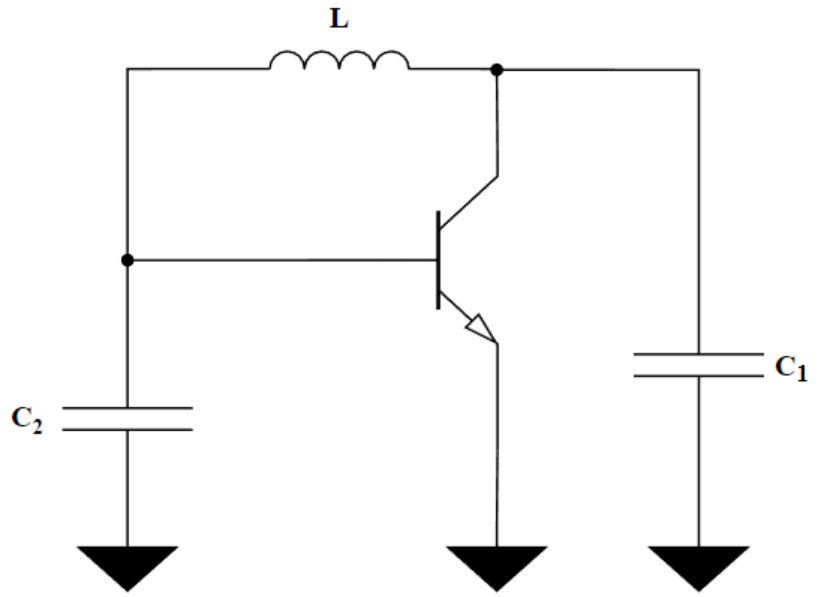
2.1.1 ΓΕΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΚΑΙ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ

Ο ταλαντωτής Colpitts, πάνω στον οποίο βασίζεται η προτεινόμενη τοπολογία VCO, εφευρέθηκε το 1918 από τον Καναδό-Αμερικανό μηχανικό Edwin H. Colpitts [36]. Όπως παρουσιάστηκε και προηγουμένως, ανήκει στην κατηγορία των LC ταλαντωτών και χρησιμοποιεί έναν χωρητικό διαιρέτη τάσης προκειμένου να υλοποιήσει την θετική ανάδραση προς το ενεργό στοιχείο. Το τελευταίο είθισται να είναι ένα διπολικό τρανζίστορ, καθώς αυτά απαντώνται πολύ συχνότερα απ' ό,τι τα FETs στην διακριτή σχεδίαση, όπου και ο ταλαντωτής Colpitts βρίσκει ευρεία εφαρμογή [37, p. 670]. Ένας ακόμα σημαντικός λόγος που καθιστά τα διπολικά τρανζίστορ καταλληλότερα από τα FETs είναι και το υψηλότερο, κατά κανόνα, κέρδος ρεύματος που αυτά επιδεικνύουν εντός της ίδιας τεχνολογίας. Όπως παρουσιάζεται και στη συνέχεια, ο ταλαντωτής Colpitts έχει αυξημένες απαιτήσεις ως προς τη διαγωγιμότητα του ενεργού στοιχείου, προκειμένου να λειτουργεί ορθά [1, p. 642].

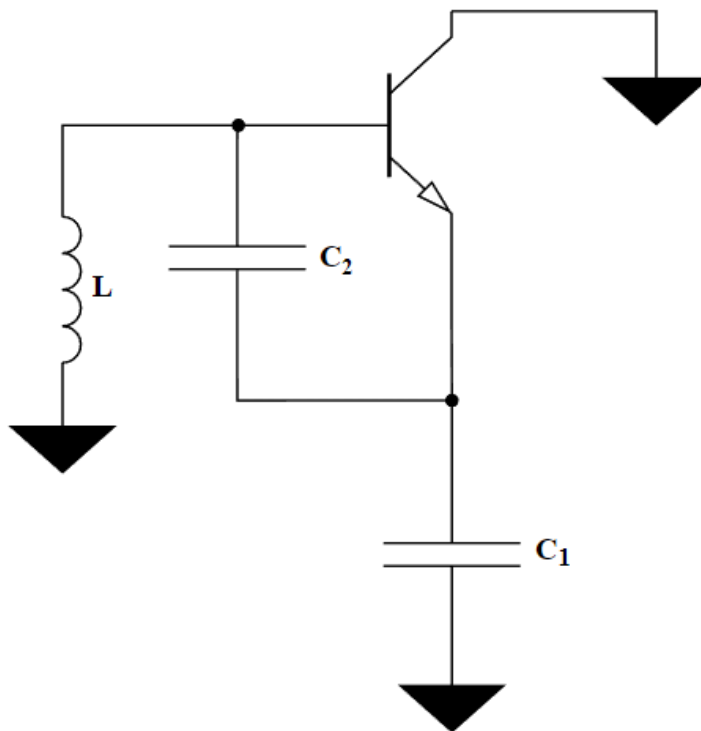
Πριν παρουσιαστεί η θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος, αξίζει να σημειωθεί μία σημαντική παρατήρηση. Ανακαλώντας την εικόνα 6, η οποία παρουσιάζει τον εν λόγω ταλαντωτή, είναι φανερό πως παραλείπεται το σύμβολο της γείωσης. Μάλιστα, το ίδιο συμβαίνει και για τα υπόλοιπα σχηματικά διαγράμματα των LC ταλαντωτών. Αυτό συμβαίνει επειδή οποιοσδήποτε από τους τρεις ακροδέκτες του τρανζίστορ μπορεί να βρίσκεται γειωμένος, χωρίς αυτό να επηρεάζει τη φύση του βρόχου ανάδρασης ή τα αποτελέσματα της θεωρητικής ανάλυσης [5, p. 1397]. Έτσι, υπάρχει η συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, κοινής βάσης και κοινού συλλέκτη, αναλόγως του γειωμένου ακροδέκτη.



Εικόνα 28. Common Base Colpitts



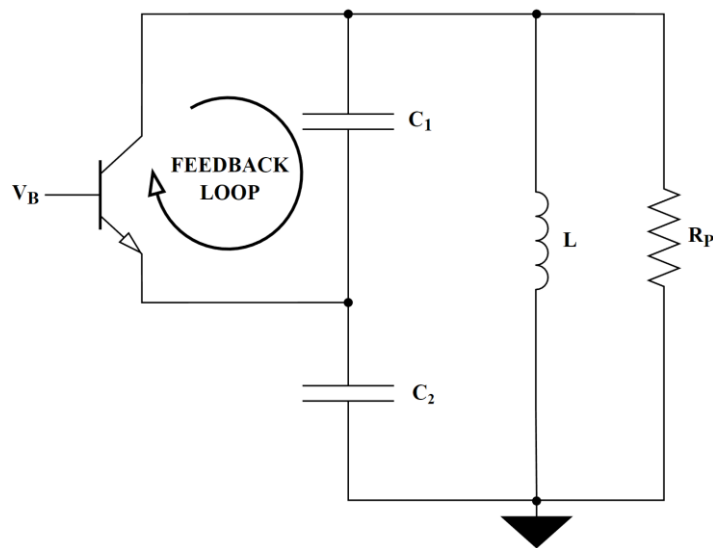
Εικόνα 29. Common Emitter Colpitts



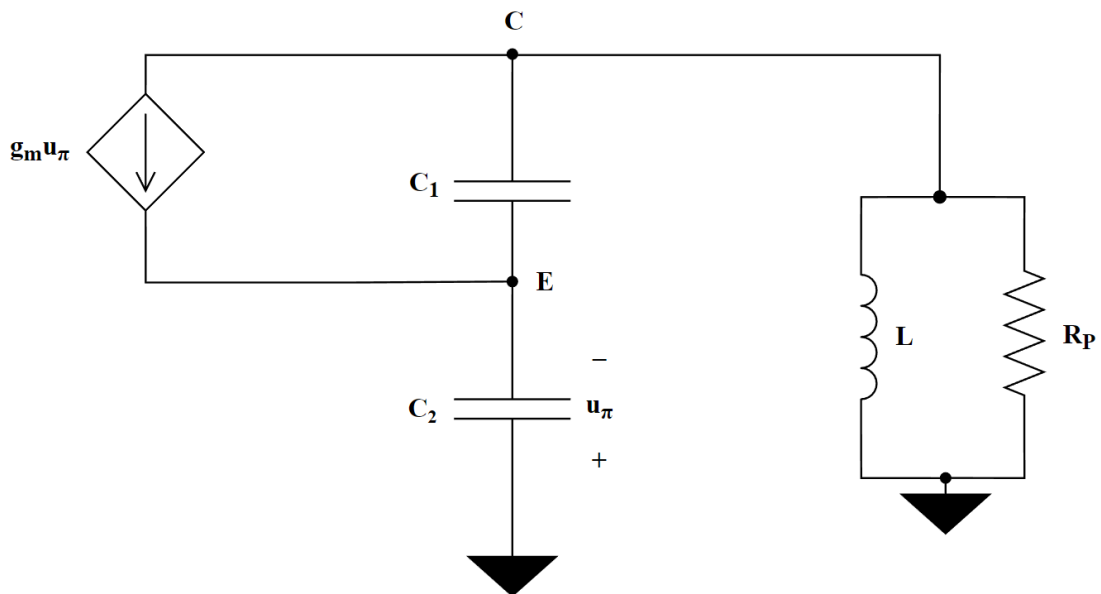
Εικόνα 30. Common Collector Colpitts

2.1.2 ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΚΡΙΤΗΡΙΟΥ BARKHAUSEN

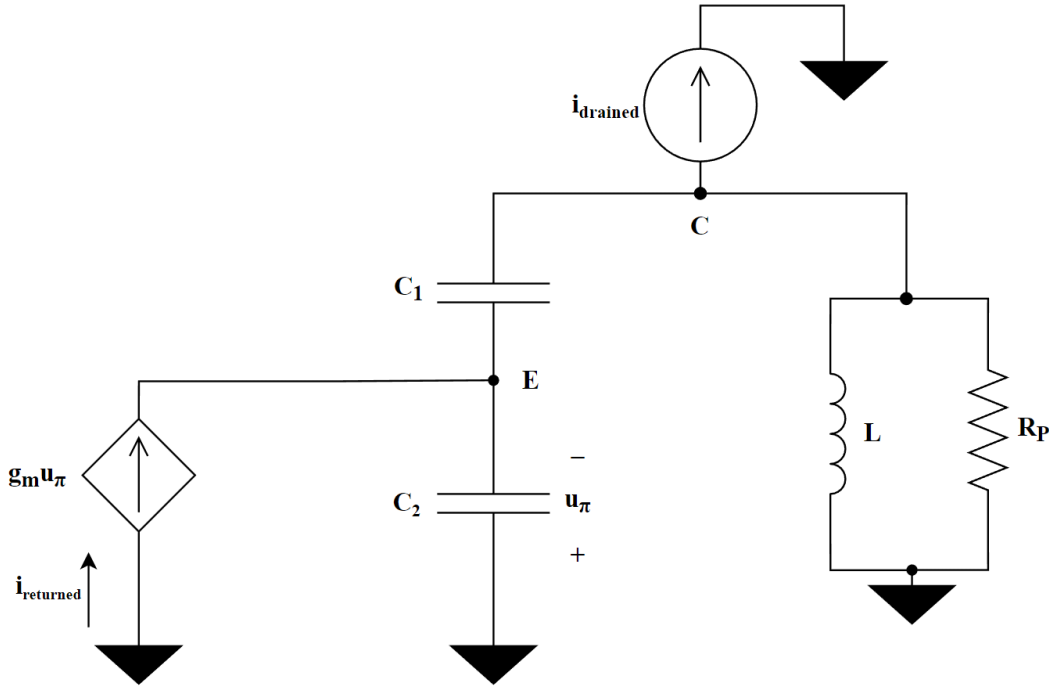
Οι εικόνες (31)-(33) παρουσιάζουν αντίστοιχα τον ταλαντωτή Colpitts σε συνδεσμολογία κοινής βάσης και το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος με ανοιγμένο τον βρόχο ανάδρασης στον συλλέκτη. Χάριν απλότητας της ανάλυσης, παραλείπεται το κύκλωμα πόλωσης. Το μοντέλο του τρανζίστορ περιλαμβάνει την διαγωγιμότητα g_m , παραλείποντας τις αντιστάσεις r_π και r_o . Επίσης, παραλείπεται ο πυκνωτής C_μ , ενώ θεωρείται ότι ο C_π βρίσκεται ενσωματωμένος στον C_2 . Τέλος, περιλαμβάνεται η παράλληλη αντίσταση απωλειών του πηνίου, R_P , η οποία είναι η κυριότερη αιτία απωλειών του συντονισμένου κυκλώματος. Αυτές οι απλοποιήσεις, αν και αρχικά φαίνονται αδρές, εντούτοις δίνουν μια ακριβή και ταυτόχρονα απλή θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος στις χαμηλές και μεσαίες συχνότητες.



Εικόνα 31. Common Base Colpitts με εμφανείς τον βρόχο ανάδρασης και τις ωμικές απώλειες του πηνίου



Εικόνα 32. Το ΙΚΑΣ του σχήματος 31



Εικόνα 33. Το ΙΚΑΣ του σχήματος 31 με ανοιγμένο τον βρόχο ανάδρασης

Στο ΙΚΑΣ της εικόνας 33, μία ανεξάρτητη πηγή ρεύματος αντλεί ρεύμα από τον συλλέκτη, συμβολιζόμενο ως $i_{drained}$. Η ποσότητα ενδιαφέροντος είναι το ρεύμα που επιστρέφεται από το τρανζίστορ, συμβολιζόμενο ως $i_{returned}$. Σύμφωνα με το κριτήριο Barkhausen της θετικής ανάδρασης, το κέρδος βρόχου $A\beta \equiv i_{returned}/i_{drained}$ οφείλει να έχει μέτρο ίσο με τη μονάδα και φάση ίση με 360° , προκειμένου να υπάρχει ταλάντωση.

Είναι φανερό ότι το $i_{drained}$ κατανέμεται στον παράλληλο συνδυασμό των εξής δύο δικτυωμάτων:

$$L \parallel R_p = \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{R_p} = \frac{j\omega L R_p}{j\omega L + R_p} \quad (64)$$

$$C_1 + (C_2 \parallel \frac{1}{g_m}) = \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2 + g_m} \quad (65)$$

Σύμφωνα λοιπόν με αυτόν τον διαιρέτη ρεύματος, το ρεύμα που διαρρέει τον πυκνωτή C_1 ισούται με:

$$i_{C1} = - \frac{\frac{j\omega L R_p}{j\omega L + R_p}}{\frac{j\omega L R_p}{j\omega L + R_p} + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2 + g_m}} i_{drained} \quad (66)$$

Αυτό το ρεύμα τροφοδοτείται στο δικτύωμα που περιγράφεται από την σχέση (65) και δημιουργεί την τάση $-u_{\pi}$. Συνεπώς ισχύουν τα ακόλουθα:

$$i_{returned} = g_m u_{\pi} = g_m \cdot i_{C1} \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2 + g_m} \right) \quad (67)$$

Συνδυάζοντας λοιπόν τις (66) και (67), έπειτα από αλγεβρικούς χειρισμούς προκύπτει ότι το κέρδος βρόχου ισούται με:

$$\frac{i_{returned}}{i_{drained}} = \frac{-g_m R_P L C_1 \omega^2}{-j L C_1 C_2 R_P \omega^3 - [g_m R_P L C_1 + L(C_1 + C_2)] \omega^2 + j[g_m L + R_P(C_1 + C_2)] \omega + g_m R_P} \quad (68)$$

Προκειμένου να υπάρχει ταλάντωση, η συνθήκη Barkhausen επιτάσσει το μέτρο της παραπάνω έκφρασης να ισούται με τη μονάδα και η φάση της να ισούται με 360° . Γι' αυτόν τον σκοπό, η (68) εξισώνεται με την μονάδα και προκύπτει η ακόλουθη μιγαδική εξίσωση:

$$-L(C_1 + C_2)\omega^2 + g_m R_P - j[LC_1 C_2 R_P \omega^3 - (g_m L + R_P(C_1 + C_2))\omega] = 0 \quad (69)$$

Προφανώς, για να ικανοποιείται η παραπάνω εξίσωση, τόσο το πραγματικό, όσο και το φανταστικό της μέρος πρέπει να μηδενίζονται. Εξισώνοντας το φανταστικό μέρος με το μηδέν, προκύπτει η συχνότητα ταλάντωσης:

$$\omega^2 = \frac{C_1 + C_2}{L C_1 C_2} + \frac{g_m}{R_P C_1 C_2} \quad (70)$$

Ο δεύτερος όρος κατά κανόνα αμελείται, οπότε αντλείται ότι:

$$\omega \approx \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (71)$$

Βάσει αυτού του αποτελέσματος, εξισώνοντας το πραγματικό μέρος της (69) με το μηδέν, προκύπτει η συνθήκη διατήρησης της ταλάντωσης:

$$g_m R_P \geq \frac{(C_1 + C_2)^2}{C_1 C_2} \quad (72)$$

Η ανισότητα στην παραπάνω σχέση οφείλει να ισχύει προκειμένου να εκκινεί η ταλάντωση. Αποδεικνύεται ότι το δεξί μέλος ελαχιστοποιείται όταν $C_1 = C_2$, οπότε και ισχύει:

$$g_m R_P|_{min} \geq 4 \quad (73)$$

Για σύγκριση, παρόμοια θεωρητική ανάλυση σε έναν Cross - Coupled ταλαντωτή αποφαίνεται ότι το κέρδος $g_m R_P$ πρέπει να ισούται τουλάχιστον με την μονάδα [1, p. 654], [5, pp. 1401-1402]. Δηλαδή ο Colpitts απαιτεί από το τρανζίστορ του τέσσερις φορές μεγαλύτερο κέρδος διαγωγιμότητας για τον ίδιο συντελεστή ποιότητας πηνίου σε σχέση με έναν Cross - Coupled ταλαντωτή.

Φυσικά, τα παραπάνω αποτελέσματα ισχύουν αυτούσια και για τις άλλες δύο τοπολογίες του Colpitts ταλαντωτή. Καθώς ο βρόχος ανάδρασης είναι κλειστός, δεν έχει σημασία ποιος ακροδέκτης επιλέγεται ως γείωση ή σε ποιο σημείο διακόπτεται ο βρόχος, έτσι ώστε να γίνει η ανάλυση.

Παρ' ότι λοιπόν ισοδύναμη, η μελέτη της Common Collector συνδεσμολογίας μπορεί να δώσει μία ενδιαφέρουσα εναλλακτική θεώρηση για την συνθήκη εκκίνησης της ταλάντωσης. Ειδικότερα, η αρνητική αντίσταση του τρανζίστορ, ιδωμένη από την βάση του στην εικόνα (30), δίνεται από τη σχέση:

$$R_{neg} = -\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (74)$$

Αυτό το αποτέλεσμα προκύπτει πολύ εύκολα συγκρίνοντας τις εικόνες (24) και (30). Αντικαθιστώντας όπου $C_{gd} = 0$, $C = C_1$ και $C_{gs} = C_2$ (ούτως ή άλλως θεωρείται ότι ο C_{gs} «ενσωματώνεται» στον C_2), η σχέση (47) καταλήγει άμεσα στην (74). Είναι γνωστό ότι διατηρούμενη ταλάντωση συμβαίνει στις συχνότητες που η παραπάνω αρνητική αντίσταση είναι τουλάχιστον ίση κατά μέτρο με την αντίσταση απωλειών του συντονισμένου κυκλώματος. Η τελευταία κυριαρχείται από την εν σειρά αντίσταση απωλειών του πηνίου, R_s [1, p. 642]. Έτσι, με μαθηματικούς όρους η συνθήκη ταλάντωσης γράφεται:

$$\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} = R_s = \frac{\omega L}{Q} \quad (75)$$

Γνωρίζοντας ότι η γωνιακή συχνότητα ταλάντωσης δίνεται από την σχέση (71), η (75) πλέον δίνει:

$$\frac{g_m}{\omega(C_1 + C_2)} = \frac{1}{Q} \quad (76)$$

Επιπλέον, το δεξί μέλος της (75) μπορεί να γραφεί και στον φορμαλισμό της παράλληλης αντίστασης απωλειών πηνίου [1, p. 642], χρησιμοποιώντας τον τύπο:

$$R_P = Q^2 R_S \quad (77)$$

Έτσι λοιπόν προκύπτει:

$$\frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} = \frac{R_P}{Q^2} \quad (78)$$

Διαιρώντας τις (76) και (78) κατά μέλη, προκύπτει το ίδιο αποτέλεσμα με την (72), δηλαδή:

$$g_m R_P \geq \frac{(C_1 + C_2)^2}{C_1 C_2}$$

Όπως και πριν, η ανίσωση καλύπτει την ανάγκη του κυκλώματος για περίσσεια κέρδους κατά την εκκίνηση της ταλάντωσης. Όσον αφορά τον περιορισμό του πλάτους της, αυτός επιτυγχάνεται εγγενώς χάρη στην μη-γραμμικότητα που επιδεικνύουν οι καμπύλες $I_C(V_{BE})$ των τρανζίστορ. Με άλλα λόγια, το κέρδος διαγωγιμότητας g_m μειώνεται απότομα όταν η ανατροφοδοτούμενη τάση υπερβεί ένα συγκεκριμένο κατώφλι, με αποτέλεσμα το πλάτος της παραγόμενης ταλάντωσης να σταθεροποιείται. Αυτός ο μηχανισμός είναι και ο λόγος για τον οποίο οι συγκεκριμένοι LC ταλαντωτές αποκαλούνται και «αυτοπεριοριζόμενοι» (“self-limiting”) [5, p. 1399].

2.1.3 ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΤΑΛΑΝΤΩΣΗΣ

Στην έως τώρα ανάλυση, δεν έχει γίνει λόγος για δυνατότητα ρύθμισης της συχνότητας ταλάντωσης, κάτι το οποίο στις πρακτικές εφαρμογές είναι πολύ σημαντικό. Κατά τον σχεδιασμό ενός ταλαντωτή, πρέπει να διασφαλίζεται ότι αυτός είναι σε θέση να ταλαντώνεται στην επιθυμητή συχνότητα, ακόμα και υπό διακυμάνσεις στην διαδικασία κατασκευής, στις συνθήκες τροφοδοσίας και στην θερμοκρασία λειτουργίας του (PVT variations). Επίσης, είναι σύνηθες ένας ταλαντωτής να πρέπει να καλύπτει όχι μία συχνότητα, αλλά ένα ολόκληρο εύρος συχνοτήτων, το οποίο υπαγορεύεται από την εφαρμογή ενδιαφέροντος. Σε κάθε περίπτωση, η δυνατότητα για εύκολη, γρήγορη και ακριβή ρύθμιση της συχνότητας ταλάντωσης είναι άκρως σημαντική.

Στον Colpitts ταλαντωτή θεωρητικά, οποιοσδήποτε από τους C_1 και C_2 πυκνωτές μπορεί να υλοποιηθεί ως varactor, προκειμένου ο σχεδιαστής να αποκτήσει έλεγχο στην συχνότητα ταλάντωσης. Στην πράξη όμως, ο C_2 βρίσκεται παράλληλα με τον C_π (ή τον C_{gs} στην περίπτωση των FETs), ο οποίος και τον «κυριαρχεί», μειώνοντας σημαντικά το tuning range. Γι' αυτόν τον λόγο λοιπόν, επιλέγεται ως varactor ο C_1 [1, pp. 644–645]. Προκειμένου να μεγιστοποιηθεί το tuning range, οφείλει να μεγιστοποιηθεί, όπως είναι αναμενόμενο, ο λόγος της μεταβλητής προς τη σταθερή χωρητικότητα, δηλαδή ο C_1/C_2 .

Τέλος, είναι προφανές ότι σύμφωνα με την σχέση (72), τόσο η συνθήκη για την έναρξη και διατήρηση της ταλάντωσης, όσο και η ισχύς εξόδου καθίστανται μεταβλητές στο εύρος ρύθμισης της συχνότητας. Αυτό αποτελεί, ίσως, και το μεγαλύτερο μειονέκτημα των Colpitts ταλαντωτών.

2.1.4 PHASE NOISE

Έχει αποδειχτεί ότι ο θόρυβος φάσης ενός Colpitts ταλαντωτή δίνεται από την παρακάτω σχέση [38, pp. 1386–1394]:

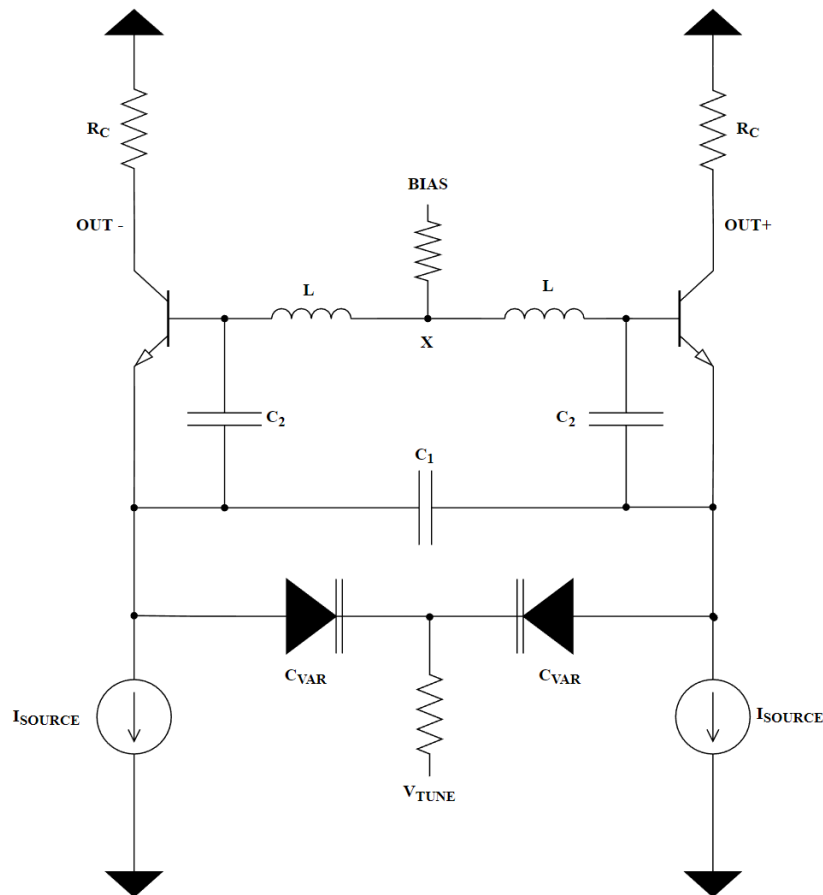
$$L(f_m) = \left(\frac{I_n}{V_{osc} f_m} \right)^2 \frac{1}{C_2^2 \left(\frac{C_2}{C_1} + 1 \right)^2} \quad (79)$$

Στην παραπάνω σχέση, ως I_n συμβολίζεται το ισοδύναμο ρεύμα θορύβου εισόδου του τρανζίστορ και ως V_{osc} το πλάτος της ταλάντωσης. Από την σχέση αυτή, γίνεται προφανές ότι προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος φάσης, πρέπει να μεγιστοποιηθεί ο σταθερός C_2 πυκνωτής και ο λόγος C_2/C_1 . Έτσι, ο στόχος ελαχιστοποίησης του θορύβου φάσης έρχεται σε σύγκρουση με τον στόχο μεγιστοποίησης του tuning range.

2.2 Ο DIFFERENTIAL COLPITTS

2.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΚΑΙ ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ

Η διαφορική εκδοχή του ταλαντωτή Colpitts αναπτύχθηκε στα τέλη της δεκαετίας του 1990 [39], όταν και η τεχνολογία πυριτίου έθεσε στέρεες βάσεις για την χρήση της σε εφαρμογές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ραδιοσυχνοτήτων. Η εικόνα (34) παρουσιάζει το πρώτο κύκλωμα διαφορικού Colpitts, το οποίο προτάθηκε το 1997.



Εικόνα 34. Ο πρώτος differential Colpitts ταλαντωτής

Είναι προφανές ότι το διαφορικό ημικύκλωμα της παραπάνω εικόνας παράγεται άμεσα από την Common Collector τοπολογία της εικόνας (30) με την προσθήκη δύο varactor diodes, προκειμένου να αποκτηθεί έλεγχος επί της συχνότητας ταλάντωσης. Έτσι, τα δύο αυτά ημικυκλώματα ταλαντώνουν με διαφορά φάσης 180°, παράγοντας μια διαφορική κυματομορφή ενισχυμένου πλάτους στους συλλέκτες των τρανζίστορ.

Ένα από τα μεγάλα πλεονεκτήματα της διαφορικής τοπολογίας είναι η απομόνωση του LC tank από το φορτίο, χάρη στα τρανζίστορ αρνητικής αντίστασης, τα οποία λειτουργούν και ως buffers. Έτσι, τόσο ο θόρυβος φάσης όσο και το tuning range παρουσιάζουν βελτίωση. Επιπλέον, αυτά τα τρανζίστορ μπορούν να διαστασιοποιηθούν ανεξάρτητα το ένα από το άλλο, προκειμένου να μεγιστοποιηθούν οι προδιαγραφές ενδιαφέροντος [1, pp. 645–646].

Ακόμα, χάρη στην διαφορική αρχιτεκτονική της, η διάταξη παρουσιάζει χαμηλή ευαισθησία στον θόρυβο που παράγεται από τα κυκλώματα πόλωσης και τροφοδοσίας. Τέλος, είναι δυνατή η λειτουργία της στην δεύτερη αρμονική, υλοποιώντας έτσι μια Colpitts Push – Push τοπολογία. Η δεύτερη αρμονική μπορεί να συλληχθεί από οποιονδήποτε κοινό κόμβο του κυκλώματος [1, pp. 645–646].

2.2.2 ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΒΕΛΤΙΩΣΕΙΣ

Τα πλεονεκτήματα που αναλύονται παραπάνω καθιστούν τον διαφορικό Colpitts μία πολύ ελκυστική τοπολογία για εφαρμογές ραδιοσυχνοτήτων. Βέβαια, προκειμένου να διασφαλιστεί η ορθή λειτουργία της, οφείλουν να τηρούνται ορισμένες βασικές συνθήκες [1, p. 646].

Αρχικά, το σημαντικότερο είναι η εγκαθίδρυση της Common Collector τοπολογίας. Συνεπώς, η αντίσταση στους συλλέκτες των τρανζίστορ οφείλει να είναι πολύ χαμηλή (τυπικά κάτω των 50 Ω), αλλά ποτέ μηδενική, γιατί τότε κανένα σήμα δεν μπορεί να εξαχθεί από τον ταλαντωτή. Έτσι, το ιδανικό στάδιο εξόδου είναι ένα Common Base τρανζίστορ, το οποίο χαρακτηρίζεται από χαμηλή αντίσταση εισόδου και ταυτόχρονα λειτουργεί ως ενισχυτής για την ταλαντευόμενη κυματομορφή, τροφοδοτώντας την στο πραγματικό φορτίο.

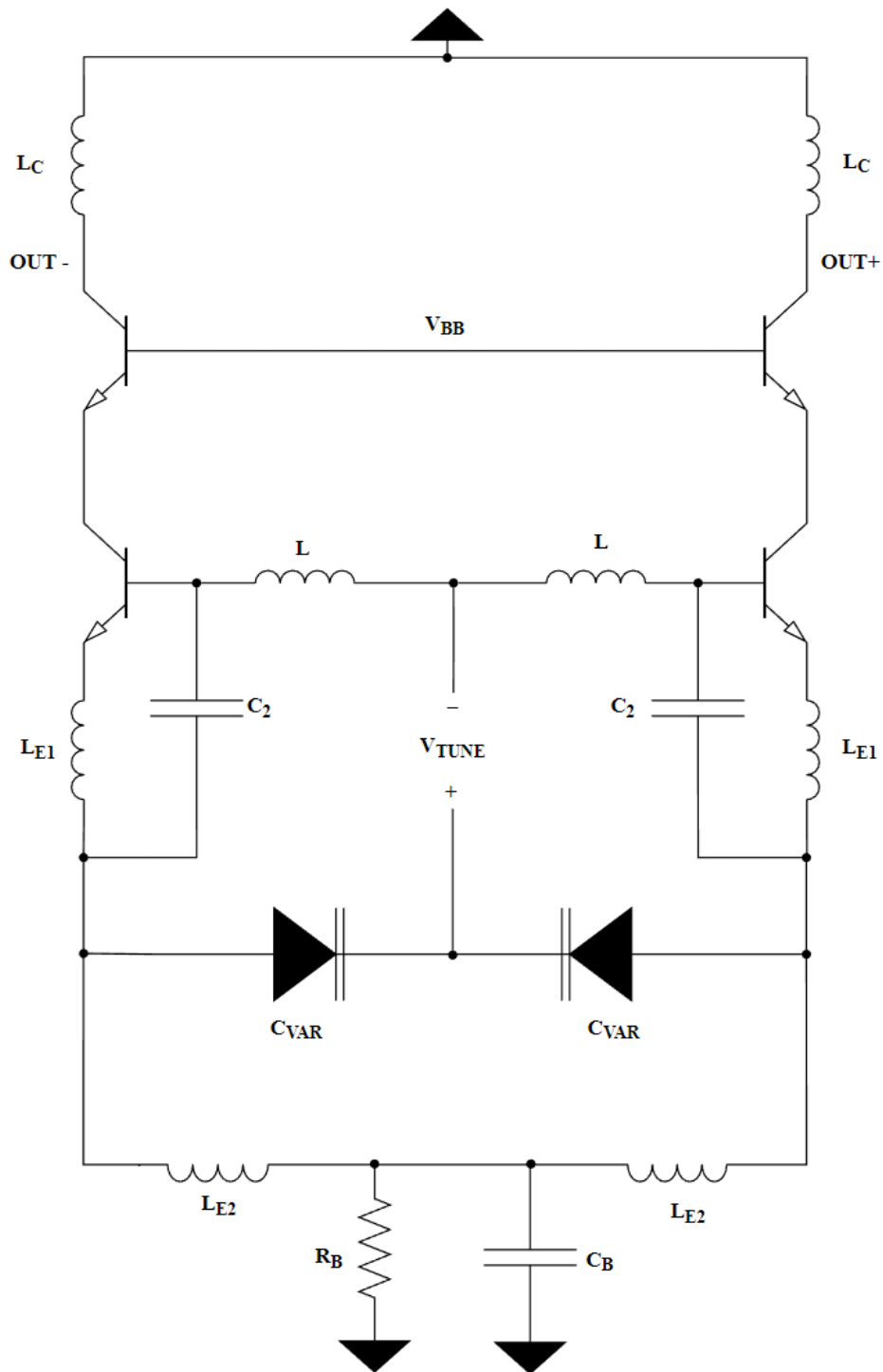
Δεύτερον, πρέπει να διασφαλιστεί ότι τα δύο ημικυκλώματα δεν ταλαντώνονται συμφασικά, αλλά με διαφορά 180°. Γι' αυτόν τον σκοπό η αντίσταση που φαίνεται στον κοινό κόμβο X (η οποία μπορεί να αντικαθίσταται κι από έναν διαιρέτη τάσης) οφείλει να είναι μεγαλύτερη κατά μέτρο από την αρνητική αντίσταση που φαίνεται από τις βάσεις των τρανζίστορ (σχέση (74)). Βέβαια, εάν ξεπεραστεί η τιμή των 2 kΩ, τότε παρατηρείται υποβάθμιση του θορύβου φάσης.

Τέλος, η τάση στους εκπομπούς των τρανζίστορ οφείλει να αρκετά μεγάλη, έτσι ώστε να επιτρέπει την ανάπτυξη και διατήρηση της ταλάντωσης στα άκρα του LC tank. Την ίδια στιγμή, αυτό επιτρέπει και την χρήση του πλήρους εύρος τάσης ελέγχου στους varactor diodes. Κατ' αυτόν τον τρόπο, μεγιστοποιείται το tuning range ολόκληρου του ταλαντωτή.

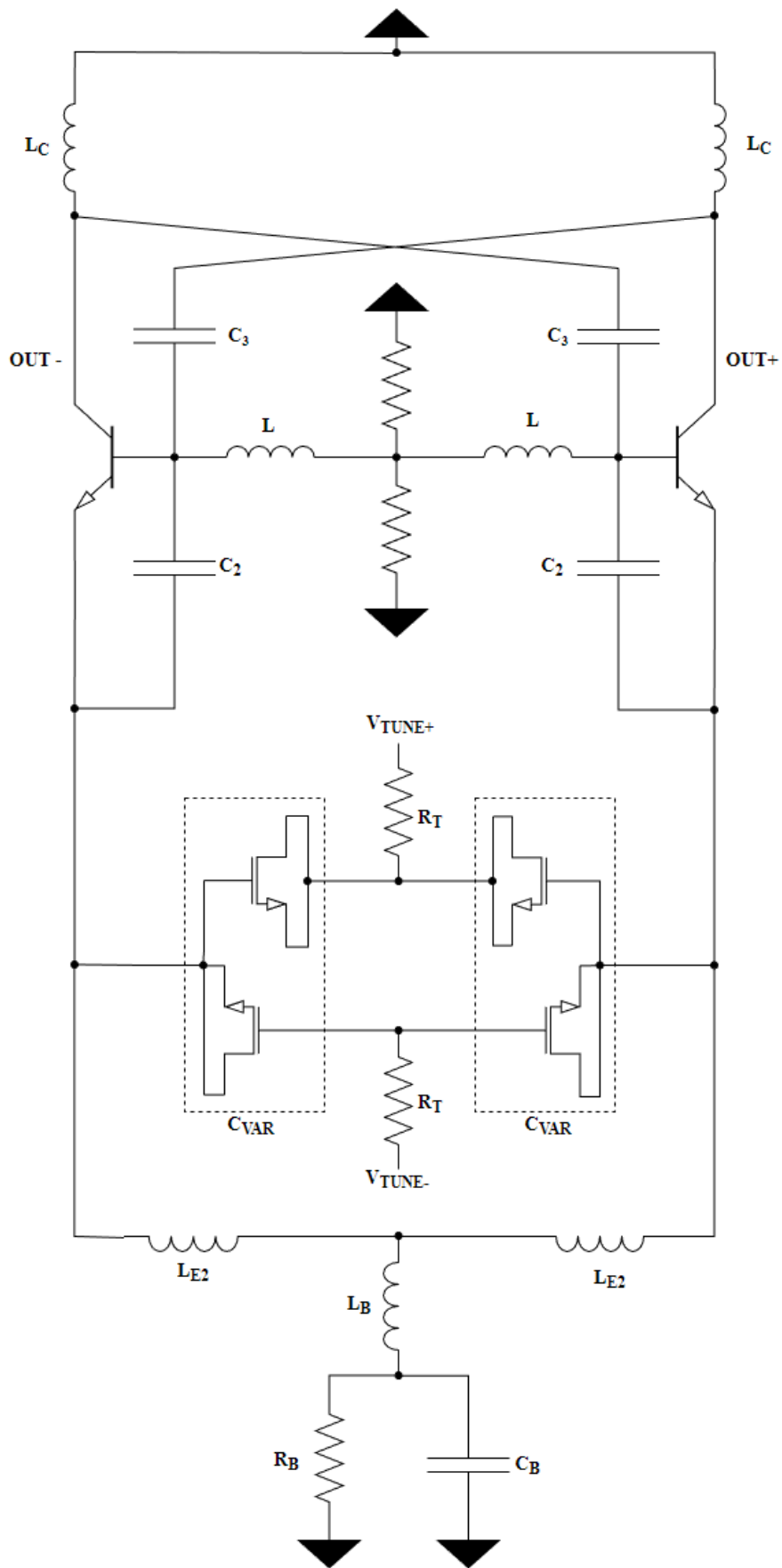
Από τον πρώτο διαφορικό Colpitts ταλαντωτή έως και σήμερα, έχει προταθεί πλήθος βελτιώσεων. Μία από τις σημαντικότερες είναι η χρήση ωμικού εκφυλισμού εκπομπού στα τρανζίστορ αρνητικής αντίστασης, προκειμένου να βελτιωθεί η γραμμικότητά τους [1, p. 646]. Εναλλακτικά, ο επαγωγικός εκφυλισμός εκπομπού που παρουσιάζεται στις εικόνες (35) και (36) μειώνει και την εικόνα θορύβου τους [40, pp. 184–191].

Επιπλέον, έχει προταθεί η χρήση αντίστασης R_B , πυκνωτή C_B και πηνίου L_B όπως φαίνεται στις εικόνες (35) και (36), με σκοπό την πόλωση της διάταξης και ταυτόχρονα την καταστολή του θορύβου που αυτή εισάγει [34, pp. 317–320], [41, pp. 55–58].

Τέλος, στην βιβλιογραφία συναντάται η διαφορική εφαρμογή της τάσης ελέγχου των varactors, όπως και η προσθήκη των πυκνωτών C_3 (εικόνα 36), οι οποίοι αντισταθμίζουν την χωρητικότητα Miller στα τρανζίστορ και ωθούν την συχνότητα ταλάντωσης σε υψηλότερες τιμές [1, pp. 647–648].



Εικόνα 35. Differential Colpitts με εφαρμογή της τάσης ελέγχου διαφορικά, χρήση Common Base buffer, επαγωγικό εκφυλισμό εκπομπού μέσω των πηνίων L_{E1} , L_{E2} και χρήση του δικτύωματος $R_B||C_B$ για την πόλωση της διάταξης



Εικόνα 36. Differential Colpitts με εφαρμογή της τάσης ελέγχου διαφορικά, επαγωγικό εκφυλισμό μέσω των πηνίων L_{E2} , χρήση του δικτυώματος $L_B + R_B || C_B$ για την πόλωση και χρήση των πυκνωτών C_3 για την αντιστάθμιση της χωρητικότητας Miller

3 ΕΠΙΣΚΟΠΗΣΗ ΤΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ IBM BiCMOS 90 nm

Το προτεινόμενο κύκλωμα του επόμενου κεφαλαίου είναι σχεδιασμένο στην 5 Levels of Metal (5LM) έκδοση της τεχνολογίας IBM BiCMOS 90nm. Σε αυτό το σημείο κρίνεται σκόπιμη η σύντομη παρουσίαση των βασικών ενεργών και παθητικών στοιχείων της τεχνολογίας, καθώς και ορισμένων χαρακτηριστικών μεγεθών τους.

3.1 STACK-UP

Η 5LM Back End of Line (BEoL) έκδοση της IBM BiCMOS 90nm αποτελείται από τα εξής 5 μέταλλα, αρχίζοντας από το κατώτερο και λεπτότερο μέταλλο:

- M1 (thin) metal, απεικονιζόμενο με μπλε χρώμα
- M2 (thin) metal, απεικονιζόμενο με μωβ χρώμα
- MQ (thick) metal, απεικονιζόμενο με πράσινο χρώμα
- LY (analog) metal, απεικονιζόμενο με κόκκινο χρώμα
- AM (analog) metal, απεικονιζόμενο με ανοιχτό γαλάζιο χρώμα

Η ακόλουθη εικόνα απεικονίζει το stack-up της τεχνολογίας υπό ορθή κλίμακα. Περιλαμβάνονται μόνο τα πέντε προαναφερθέντα μέταλλα και τα αντίστοιχα vias, ενώ παραλείπονται χάριν απλότητας ορισμένα layers, για τα οποία γίνεται αναφορά στη συνέχεια.



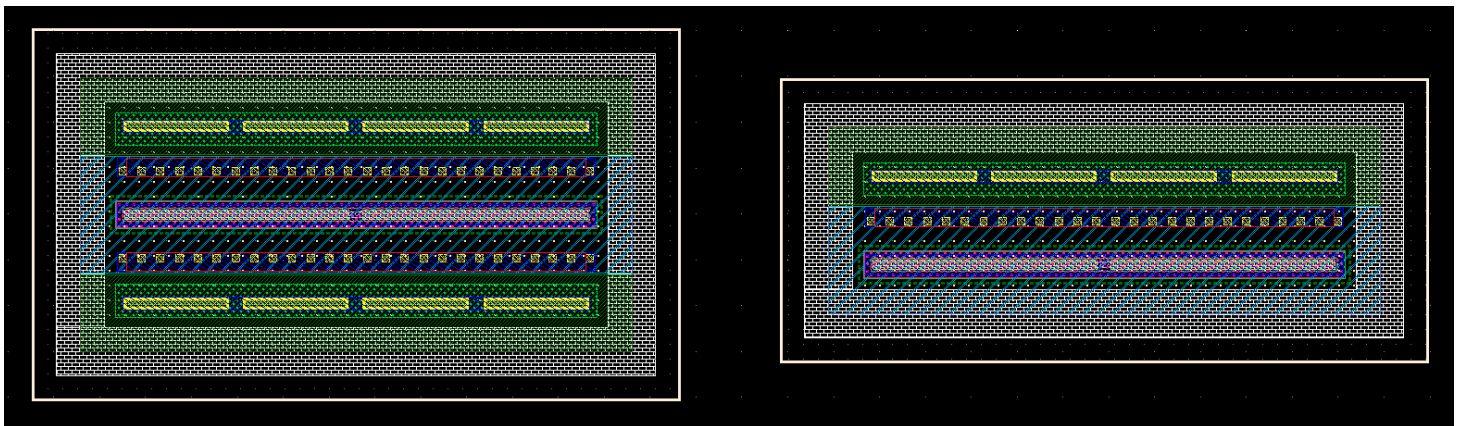
Εικόνα 37. Το 5LM Stack-up της τεχνολογίας IBM BiCMOS 90 nm

3.2 HBTs

Η εν λόγω τεχνολογία προσφέρει SiGe NPN Heterojunction Bipolar Transistors (HBTs) σε δύο εκδόσεις:

- Regular High Performance (HP), η οποία προσφέρει αυξημένο κέρδος ρεύματος β (100 - 600) και αυξημένη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_T (180 - 200 GHz). Τα HBTs αυτής της έκδοσης είναι διαθέσιμα σε CBEBc αλλά και CBE συνδεσμολογία.
- Regular High Breakdown (HB), η οποία προσφέρει σαφώς μειωμένο β (94 - 470) και f_T (44 - 57 GHz), αλλά ταυτόχρονα υψηλότερα όρια κατάρρευσης $BVCBO$ (9 - 12 V) και $BVCEO$ (3.1 - 3.55 V). Τα HBTs αυτής της έκδοσης είναι διαθέσιμα μόνο σε CBEBc συνδεσμολογία.

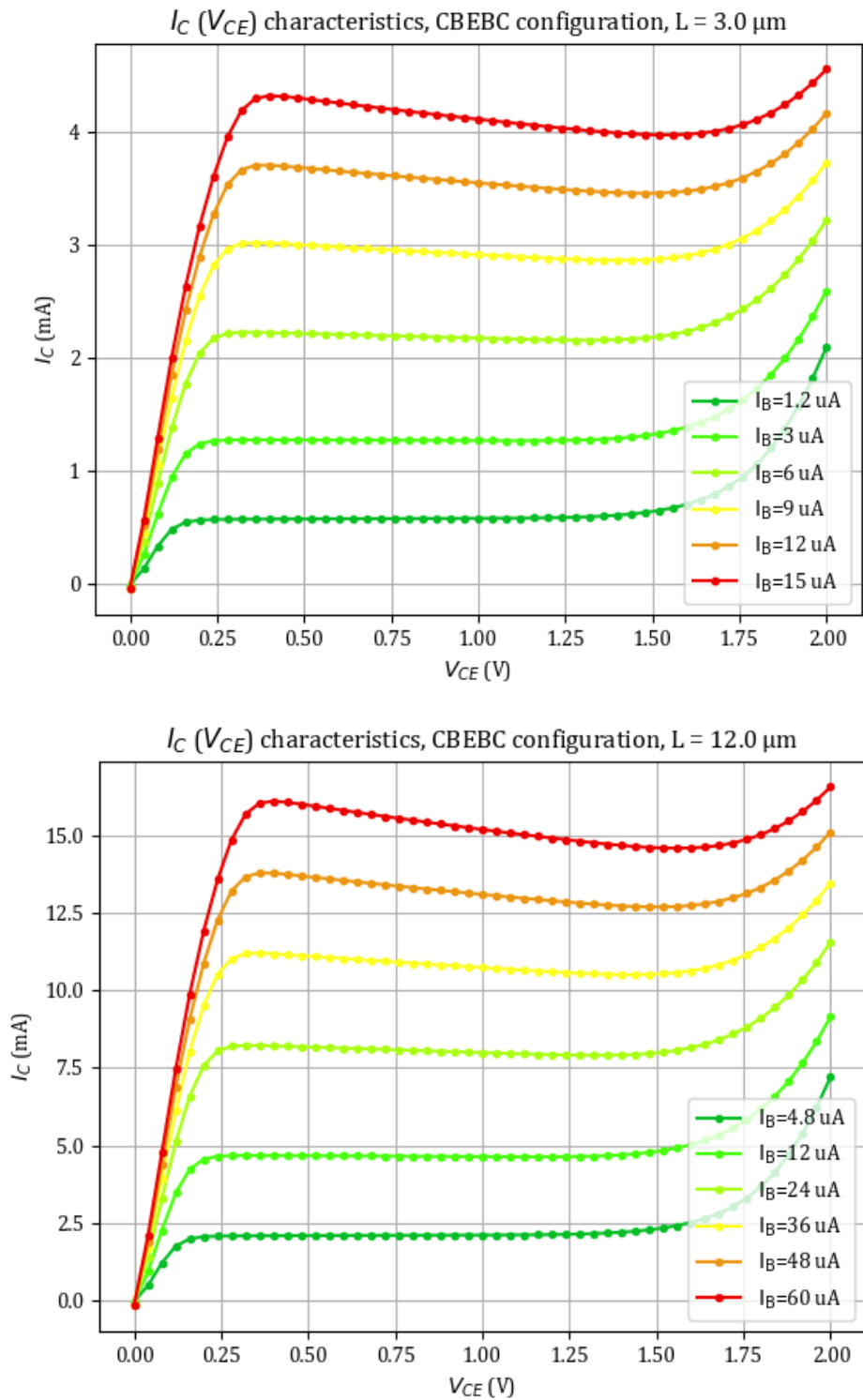
Και στις δύο εκδόσεις, η μονή λωρίδα του εκπομπού έχει σταθερό πλάτος 120 nm, ενώ το μήκος της μπορεί να διαστασιοποιηθεί από τα 250 nm έως και τα 18 μm , προκειμένου να επιτευχθεί το επιθυμητό μέγεθος διαρρέοντος ρεύματος. Είναι σαφές πως για D-Band εφαρμογές, μία από τις οποίες είναι και ο προτεινόμενος VCO, η επιλογή των HP HBTs είναι μονόδρομος. Έτσι, κρίνεται δόκιμο να παρουσιαστούν ορισμένες από τις χαρακτηριστικές τους καμπύλες.



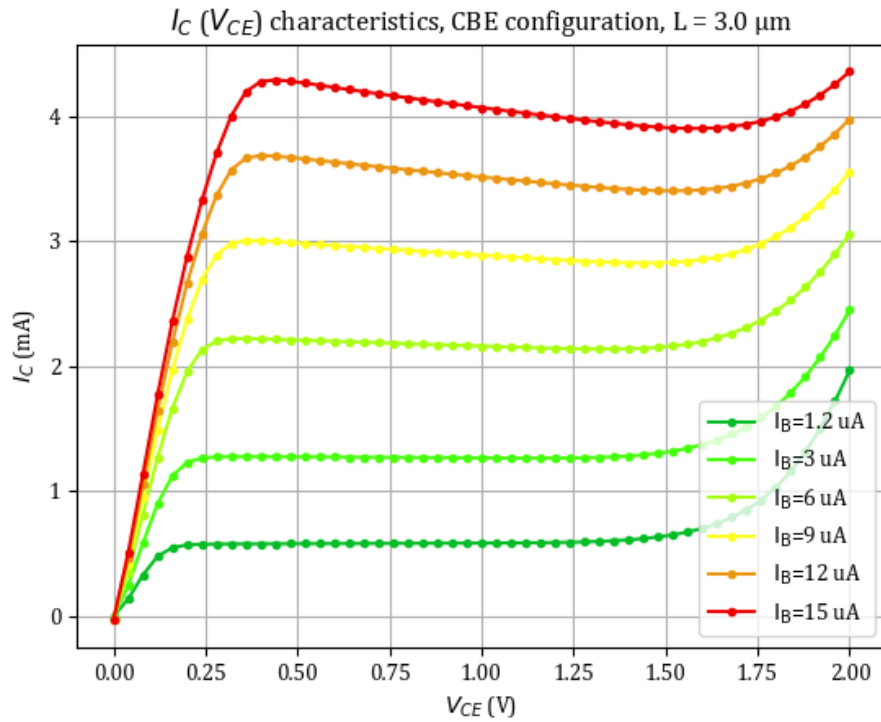
Εικόνα 38. Layout view των High - f_T HBTs σε συνδεσμολογίες CBEBc (αριστερά) και CBE (δεξιά)

3.2.1 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ $I_C(V_{CE})$

Αρχικά, παρουσιάζονται οι DC χαρακτηριστικές του ρεύματος συλλέκτη I_C ως συνάρτηση της τάσης συλλέκτη – εκπομπού V_{CE} , παραμετρικές ως προς το ρεύμα βάσης I_B .



Εικόνα 39. DC χαρακτηριστικές $I_C(V_{CE})$ για CBEC συνδεσμολογία και μήκη εκπομπού $3 \mu\text{m}$ (πάνω) και $12 \mu\text{m}$ (κάτω)

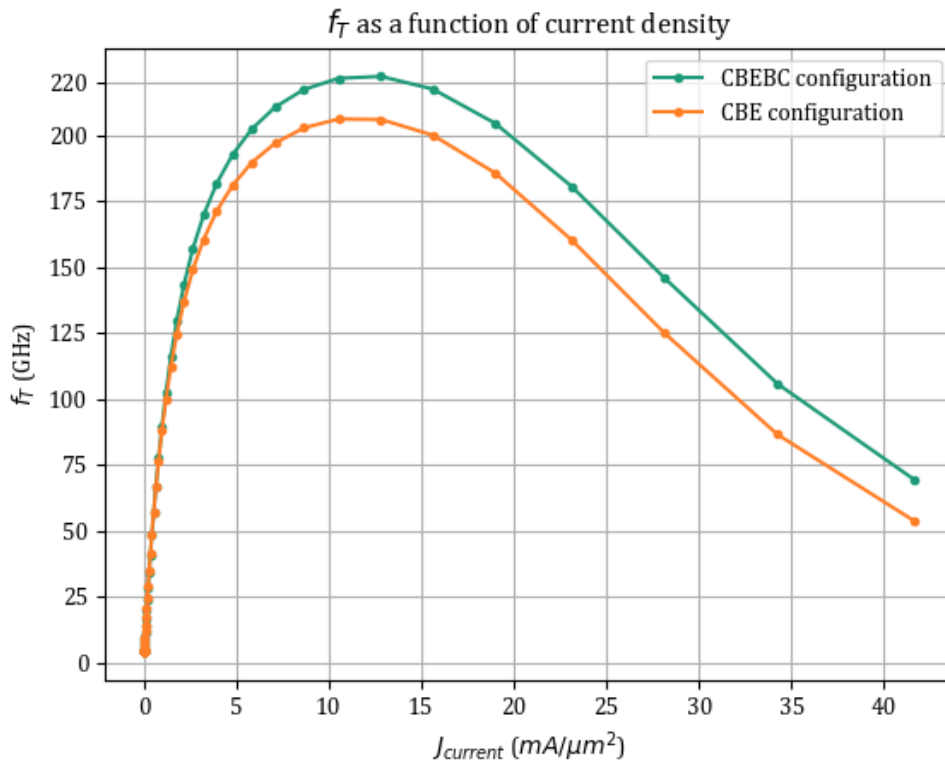


Εικόνα 40. DC χαρακτηριστικές $I_C(V_{CE})$ για CBE συνδεσμολογία και μήκη εκπομπού $3 \mu\text{m}$ (πάνω) και $12 \mu\text{m}$ (κάτω)

Είναι προφανές ότι η συνδεσμολογία παίζει αμελητέο ρόλο στην τιμή του ρεύματος που διαρρέει τα HBTs.

3.2.2 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ $f_T(J_C)$

Στην συνέχεια παρουσιάζονται οι γραφικές παραστάσεις της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους f_T ως συνάρτηση της πυκνότητας ρεύματος συλλέκτη $J_C = I_C / A_E$, όπου A_E το εμβαδόν του εκπομπού. Δύο τρανζίστορ διαφορετικού μήκους εκπομπού, τα οποία όμως διαρρέονται από την ίδια πυκνότητα ρεύματος, εμφανίζουν πανομοιότυπες καμπύλες. Γι' αυτόν ακριβώς τον λόγο, από εδώ και στο εξής δεν γίνεται διαχωρισμός μεταξύ τρανζίστορ διαφορετικού μεγέθους.



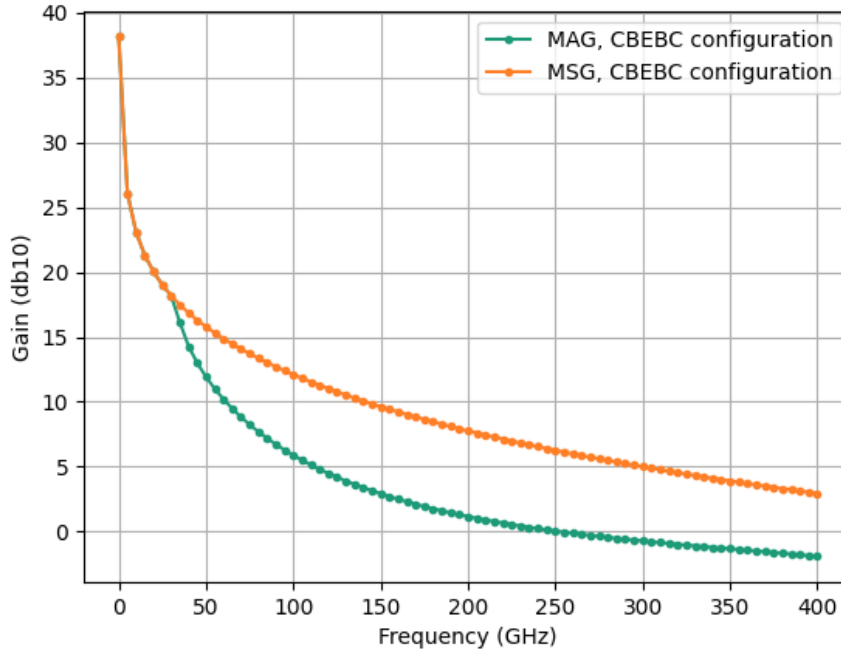
Εικόνα 41. Χαρακτηριστικές $f_T(J_C)$

Φαίνεται πως τα HBTs σε CBEBBC configuration μπορούν να επιτύχουν υψηλότερες συχνότητες μοναδιαίου κέρδους. Όμως, σημειώνεται ότι σε τόσο υψηλές συχνότητες όπως τα 200 GHz, τα παρασιτικά φαινόμενα που εισάγουν οι επιπλέον μεταλλικές διασυνδέσεις, όχι μόνο μπορούν να ακυρώσουν το πλεονέκτημα αυτό, αλλά και να επιφέρουν χειρότερα αποτελέσματα σε σχέση με την απλή CBE συνδεσμολογία.

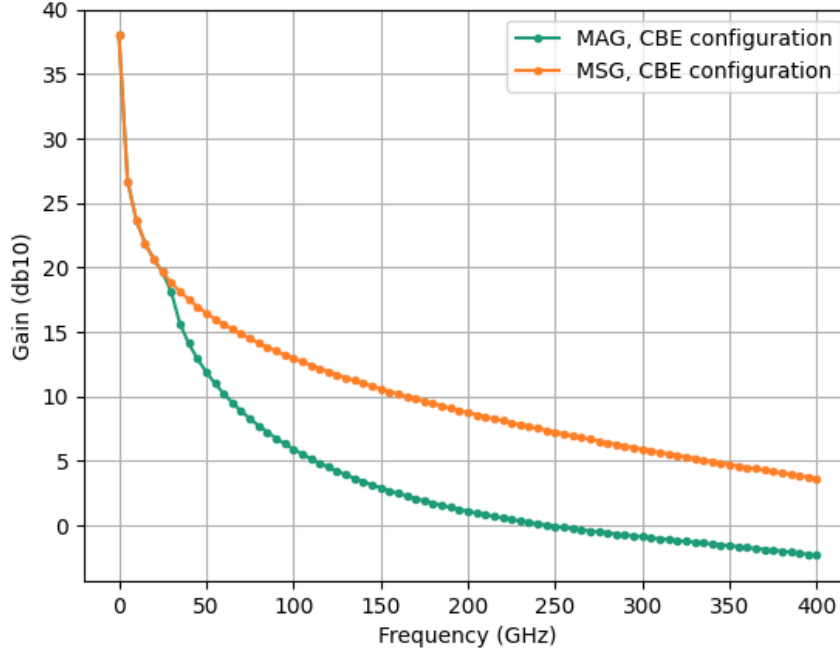
3.2.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ MAG ΚΑΙ MSG(f)

Παρακάτω φαίνονται οι γραφικές παραστάσεις για το μέγιστο διαθέσιμο κέρδος (MAG) και το μέγιστο ευσταθές κέρδος (MSG) για κάθε μία από τις δύο συνδεσμολογίες, CBEBE και CBE. Τα τρανζίστορ είναι πολωμένα στην f_T -βέλτιστη πυκνότητα ρεύματος.

MAG & MSG of CBEBE HBT BIASED AT OPTIMUM FT CURRENT DENSITY



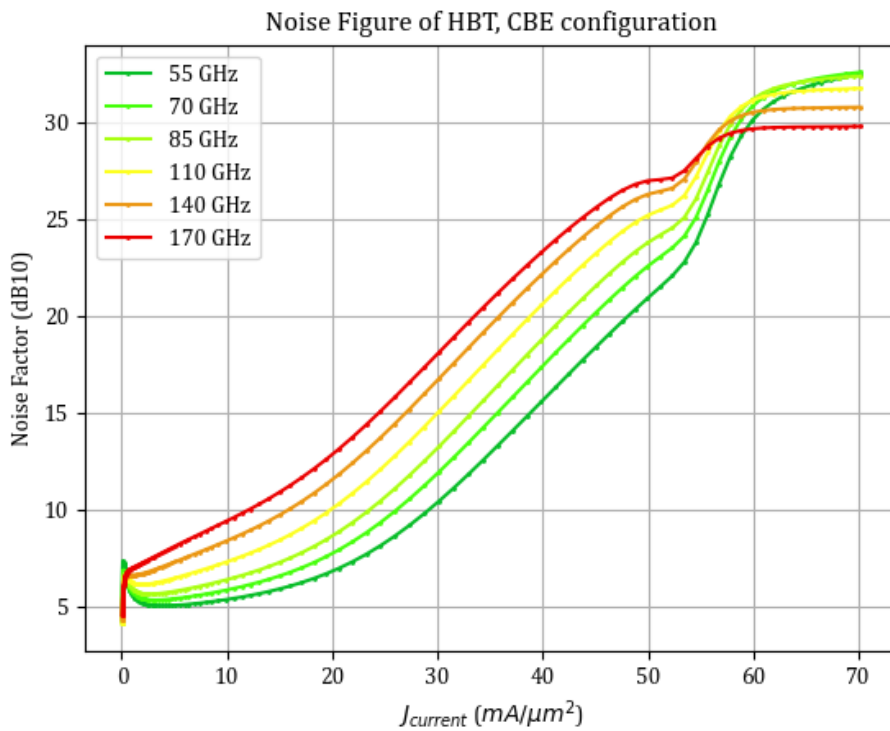
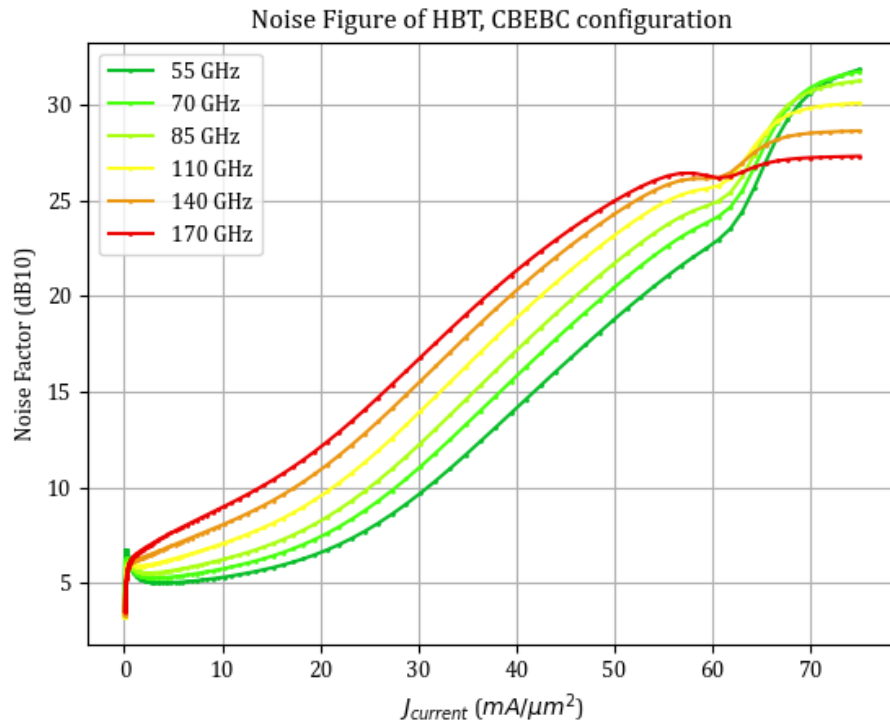
MAG & MSG of CBE HBT BIASED AT OPTIMUM FT CURRENT DENSITY



Εικόνα 42. Χαρακτηριστικές MAG & MSG(f) για CBEBE (πάνω) και CBE συνδεσμολογία (κάτω)

3.2.4 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ NOISE FIGURE (J_c)

Τέλος, περιλαμβάνονται οι χαρακτηριστικές που παρουσιάζουν το Noise Figure των HBTs ως συνάρτηση της πυκνότητας ρεύματος για ορισμένες συχνότητες ενδιαφέροντος.



Εικόνα 43. Χαρακτηριστικές $NF(J_c)$ για CBEB (πάνω) και CBE συνδεσμολογία (κάτω)

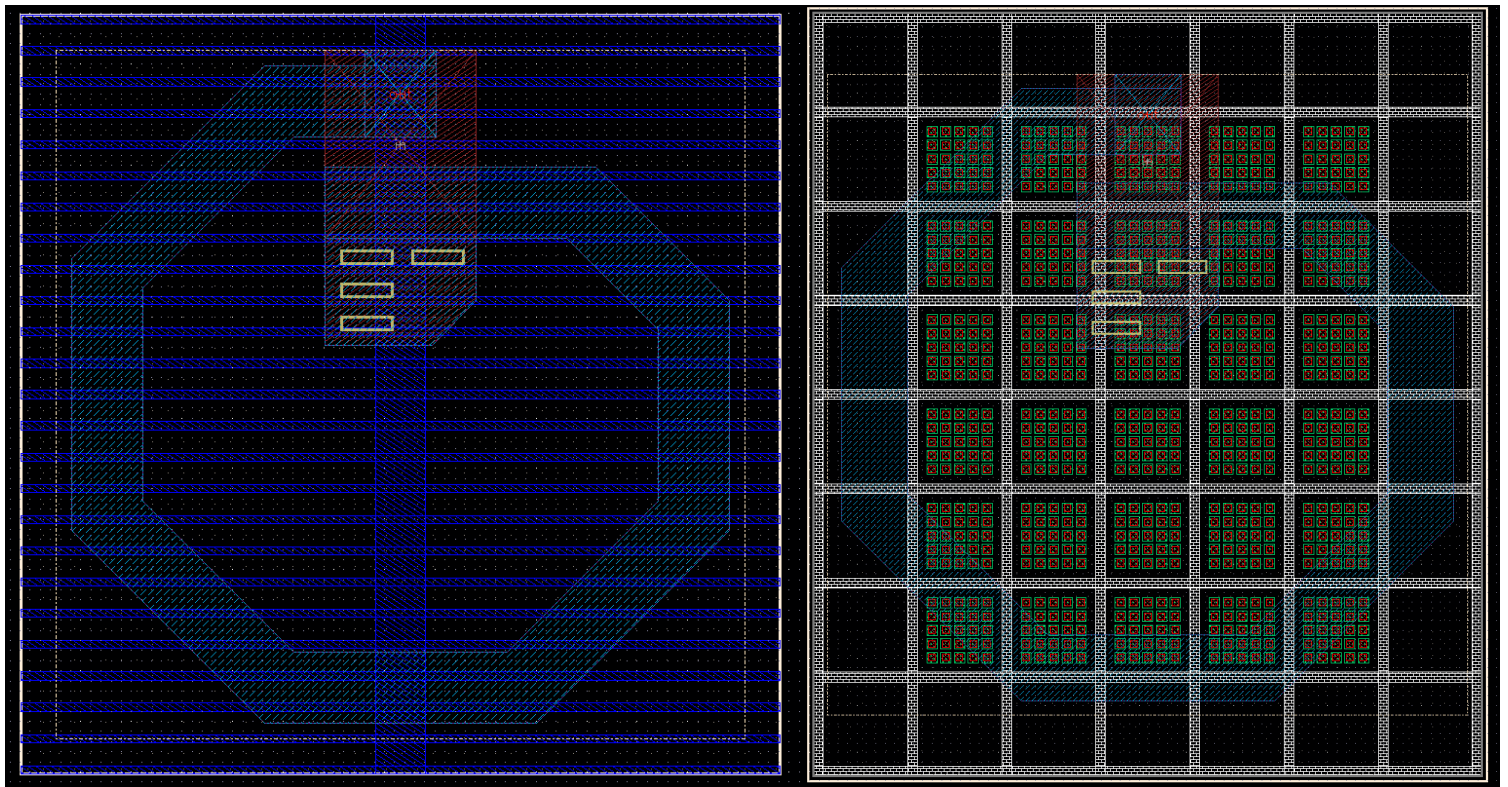
3.3 ΕΠΑΓΩΓΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

Η τεχνολογία IBM BiCMOS 90nm προσφέρει τρία διαφορετικά επαγωγικά στοιχεία, τα οποία παρουσιάζονται στη συνέχεια. Κάθε υποκεφάλαιο συνοδεύεται από τις αντίστοιχες ενδεικτικές εικόνες και γραφικές παραστάσεις της επαγωγής και του συντελεστή ποιότητας συναρτήσει της συχνότητας λειτουργίας. Για τον χαρακτηρισμό των επαγωγικών στοιχείων έχουν πραγματοποιηθεί προσομοιώσεις σε 4 διαφορετικά επίπεδα: σχηματικού διαγράμματος, συγκεντρωμένων μοντέλων και S - parameter files από τον προσομοιωτή *Cadence EMX* και S - parameter files από τον προσομοιωτή *ADS Momentum*.

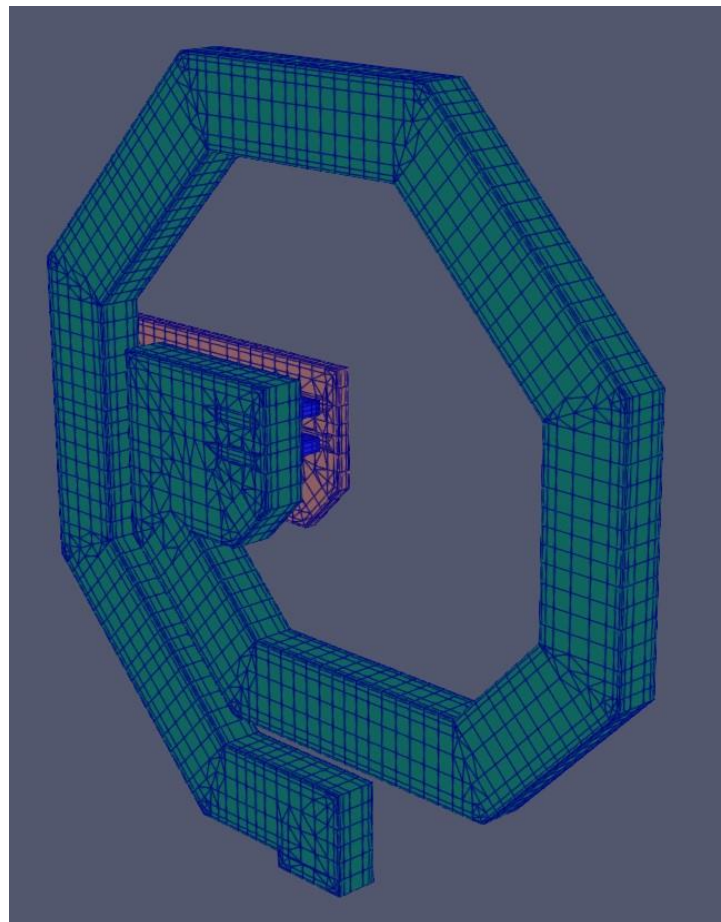
3.3.1 ΠΗΝΙΟ

Η τεχνολογία IBM BiCMOS 90nm προσφέρει standard πηνία κατασκευασμένα πάνω από Deep Trench (DT) πλέγμα ή M1 ground plane, τα οποία δρουν προστατευτικά έναντι παρεμβολών. Η σπείρα και ο ένας ακροδέκτης είναι κατασκευασμένοι στο top-level AM μέταλλο, ενώ ο δεύτερος ακροδέκτης είναι υλοποιημένος ως underpass στο LY μέταλλο, συνδεδεμένος στην σπείρα με vias. Στην περίπτωση του DT πλέγματος, κάτω από το πηνίο εισάγονται διατάξεις από στρώσεις πολυπυριτίου και ενεργές περιοχές N+ διάχυσης οι οποίες ελαχιστοποιούν την παρασιτική χωρητικότητα προς το υπόστρωμα.

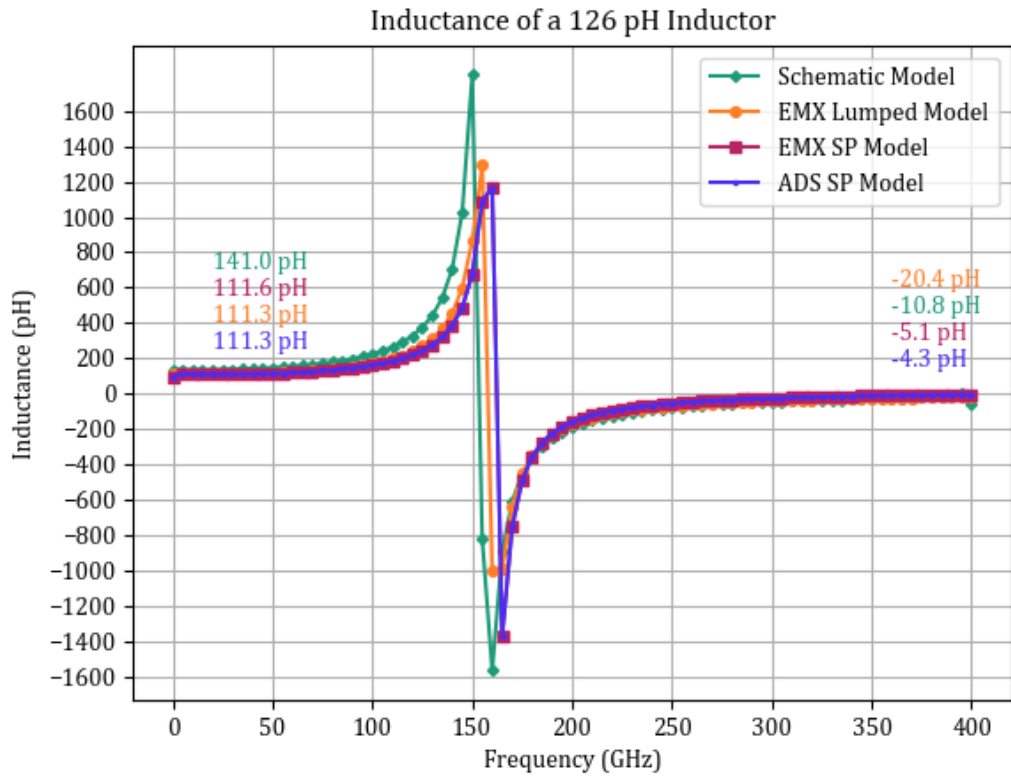
Η σπείρα μπορεί να αυξάνεται σε βήματα του 1/4. Η εξωτερική διάμετρος του πηνίου λαμβάνει τιμές από 60.7 μm έως και 300 μm , ενώ το πλάτος της σπείρας από 5 μm έως και 25 μm . Βάσει αυτής της διαστασιολόγησης, μπορεί να επιτευχθεί ονομαστική επαγωγή στο εύρος 80 pH έως και 35 nH.



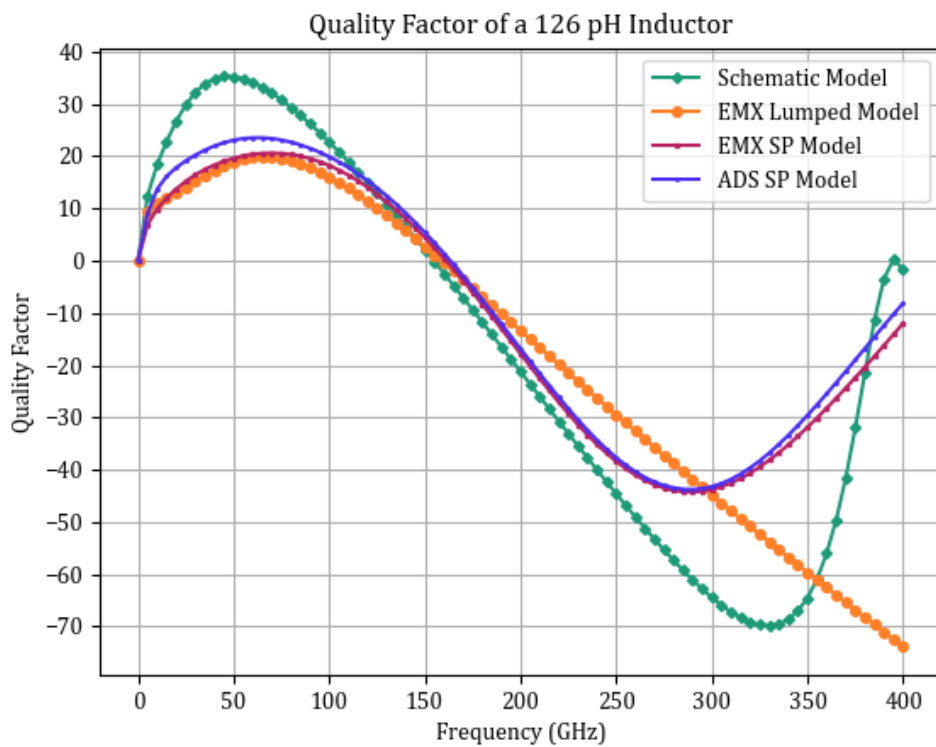
Εικόνα 44. Layout view πηνίου με ground plane: το μέταλλο M1 (αριστερά) και Deep Trench πλέγμα (δεξιά)



Εικόνα 45. 3D αναπαράσταση πηνίου



Εικόνα 46. Επαγωγή συναρτήσει της συχνότητας πηνίου ονομαστικής επαγωγής 126 pH, εξωτερικής διαμέτρου 68 μm , πάχους σπείρας 8 μm και 1.25 στροφών

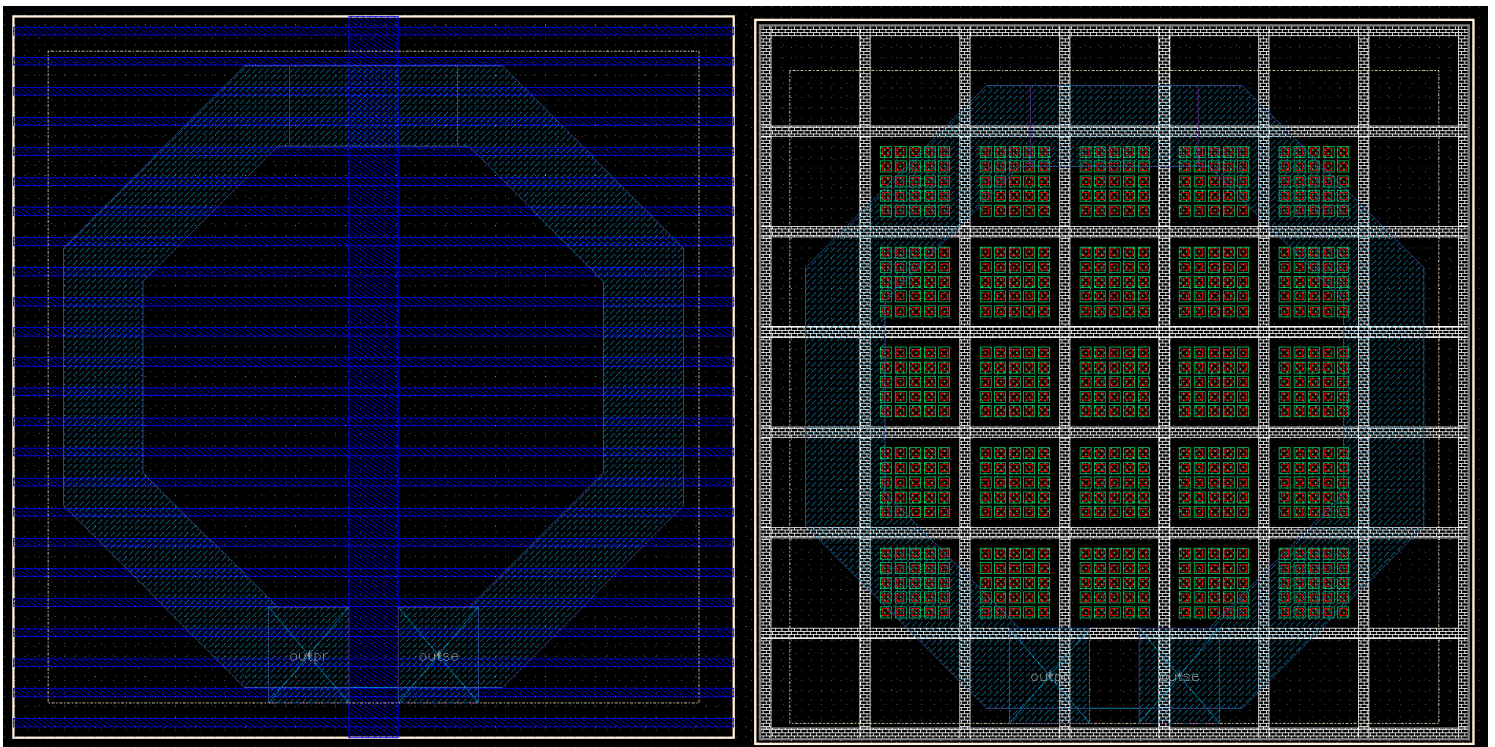


Εικόνα 47. Συντελεστής ποιότητας συναρτήσει της συχνότητας για το πηνίο της εικόνας (46)

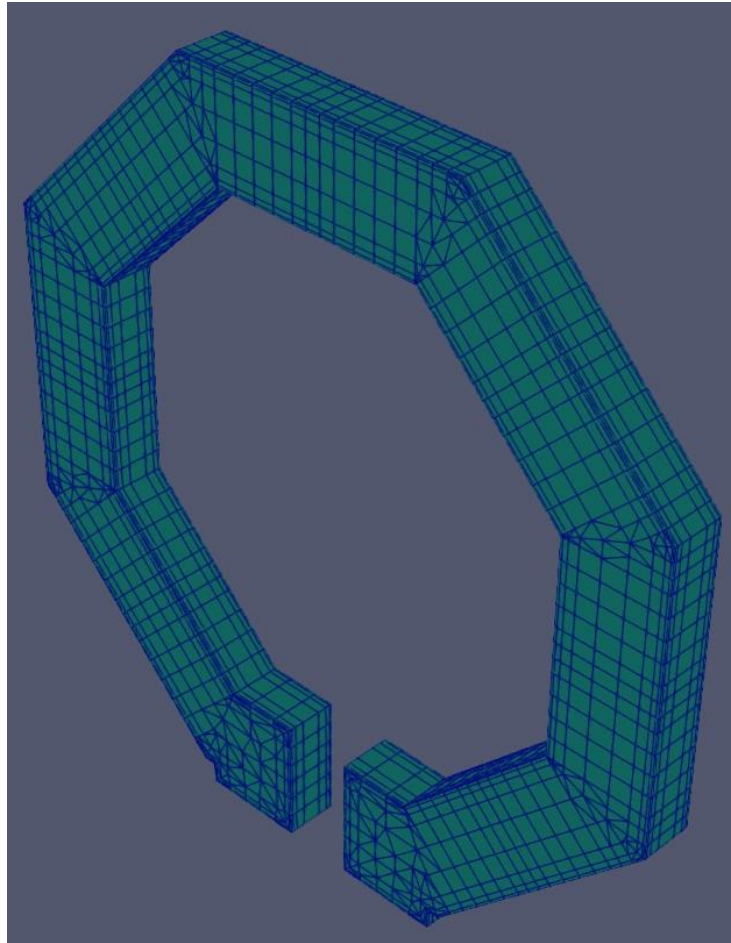
3.3.2 ΣΥΜΜΕΤΡΙΚΟ ΠΗΝΙΟ

Εκτός από την standard έκδοση, προσφέρεται και συμμετρικό πηνίο, το οποίο είναι καταλληλότερο για διαφορική λειτουργία για ευνόητους λόγους. Η σπείρα και οι ακροδέκτες κατασκευάζονται εξ ολοκλήρου στο AM μέταλλο, πάνω από Deep Trench πλέγμα ή M1 ground plane. Επίσης, ακολουθείται η ίδια στρατηγική μείωσης της χωρητικότητας προς το υπόστρωμα με την εισαγωγή στρώσεων πολυπυριτίου και ενεργών περιοχών στο ενδιάμεσο του DT πλέγματος.

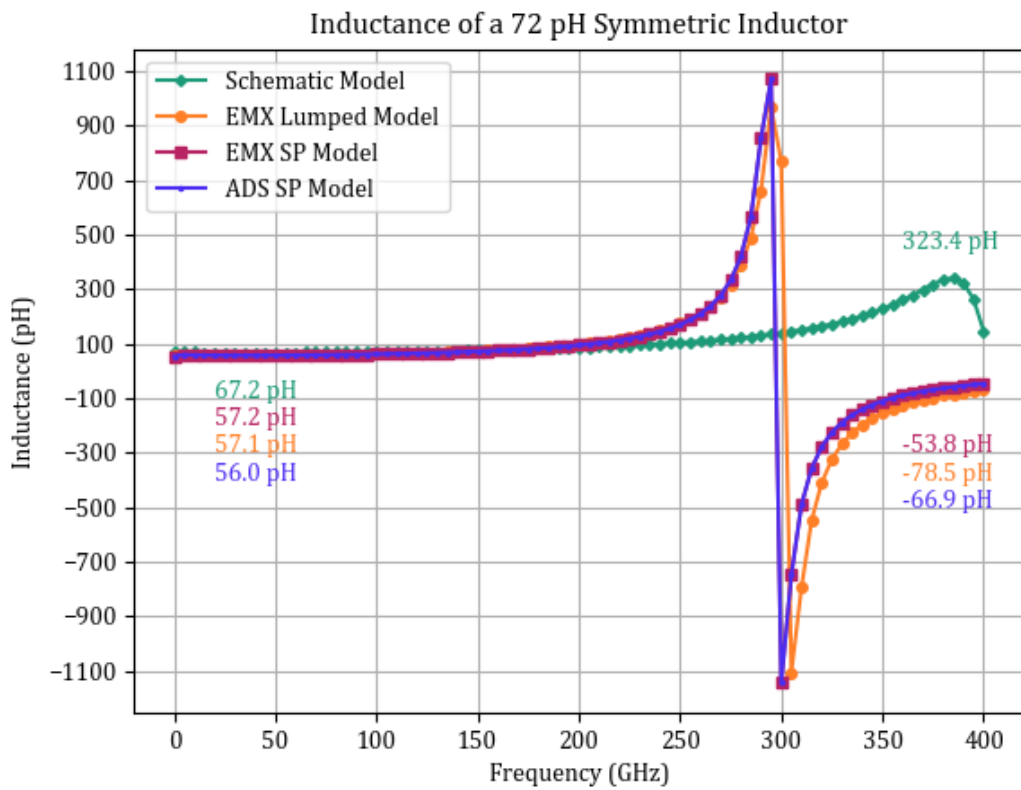
Η εξωτερική διάμετρος του πηνίου μπορεί να λάβει τιμές από 50 μm έως και 300 μm , ενώ το πλάτος της σπείρας από 6.48 μm έως και 25 μm . Έτσι, επιτυγχάνεται ονομαστική επαγωγή από 60 pH μέχρι και 23 nH.



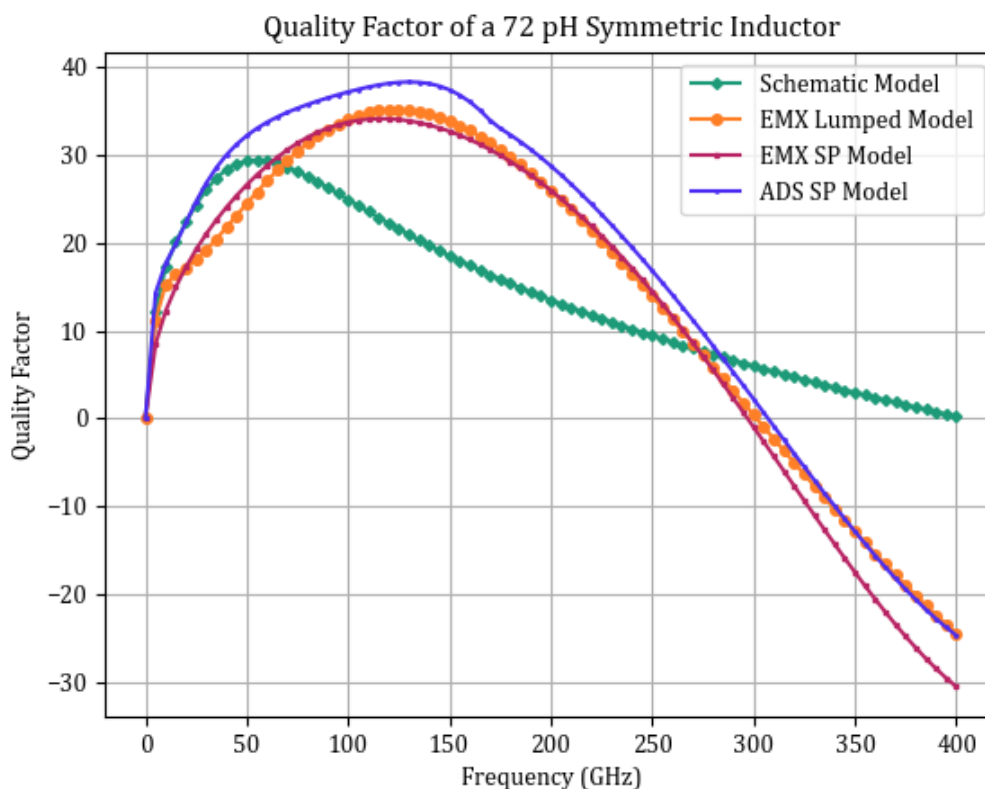
Εικόνα 48. Layout view συμμετρικού πηνίου με ground plane: το μέταλλο M1 (αριστερά) και Deep Trench πλέγμα (δεξιά)



Εικόνα 49. 3D αναπαράσταση συμμετρικού πηνίου



Εικόνα 50. Επαγωγή συναρτήσει της συχνότητας συμμετρικού πηνίου επαγωγής 72 pH, εξωτερικής διαμέτρου 58 μm , πάχους σπείρας 8 μm και 1 στροφής

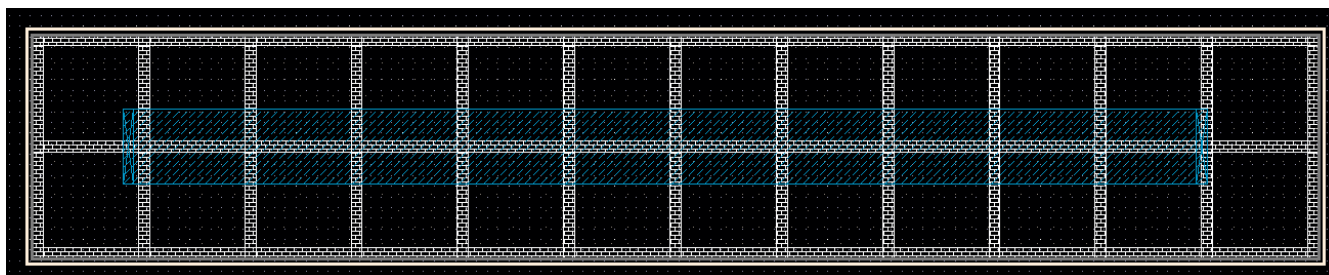


Εικόνα 51. Συντελεστής ποιότητας συναρτήσει της συχνότητας για το συμμετρικό πηνίο της εικόνας (50)

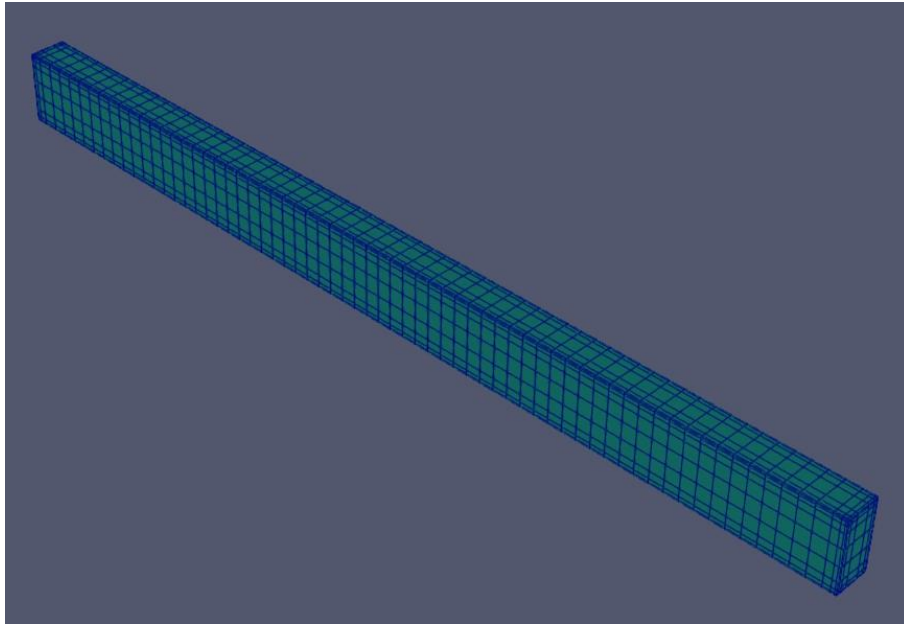
3.3.3 RF LINE

Η τρίτη και τελευταία επιλογή επαγωγικού στοιχείου είναι η RF Line. Πρόκειται για μία λωρίδα AM μετάλλου, η οποία θωρακίζεται από Deep Trench πλέγμα. Αυτές οι διατάξεις προορίζονται για μοντελοποίηση και χρήση ως μικρά πηνία με πολύ χαμηλή επαγωγή και υψηλό συντελεστή ποιότητας Q.

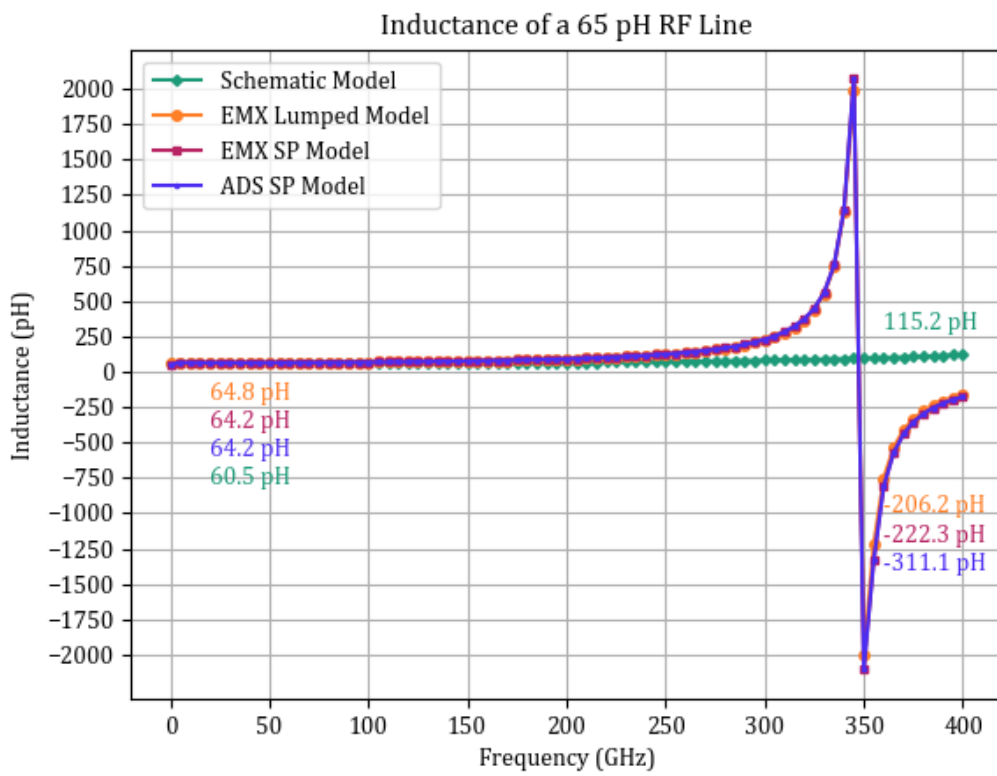
Το μήκος της λωρίδας παίρνει τιμές από 100 μm έως και 1.5 mm, ενώ το πλάτος της από 4 μm έως και 25 μm . Έτσι είναι δυνατή η κατασκευή επαγωγής από 60 pF μέχρι και 2.2 nH.



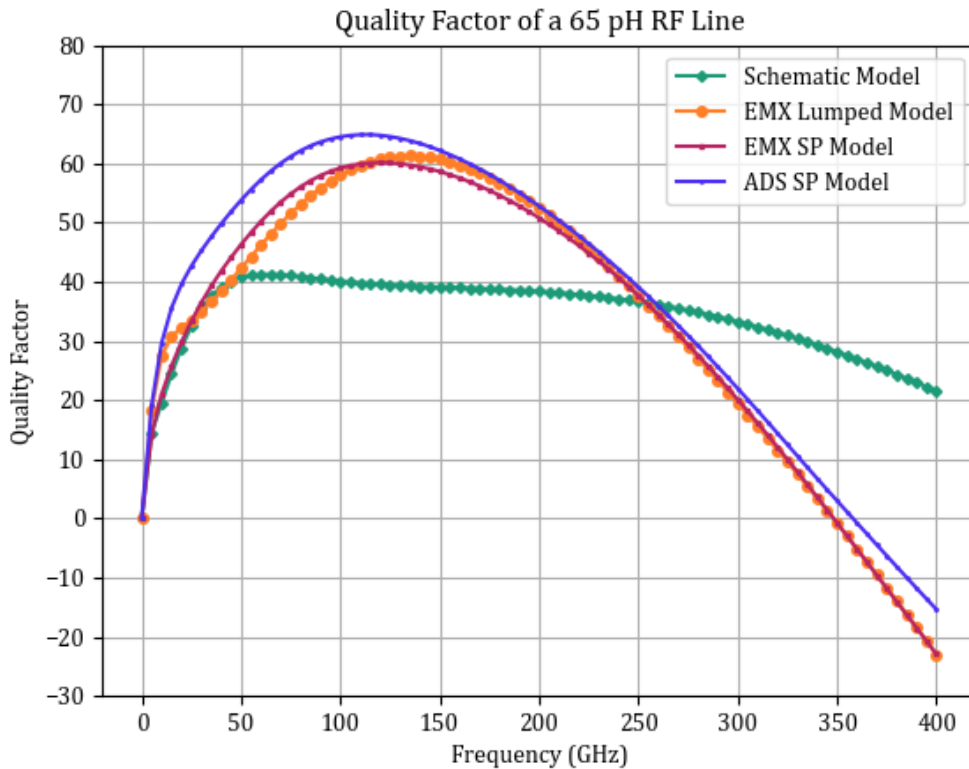
Εικόνα 52. Layout view RF Line πάνω από Deep Trench πλέγμα



Εικόνα 53. 3D αναπαράσταση RF Line



Εικόνα 54. Επαγωγή συναρτήσει της συχνότητας RF Line ονομαστικής επαγωγής 65 pH, μήκους 100 μm και πάχους 8 μm



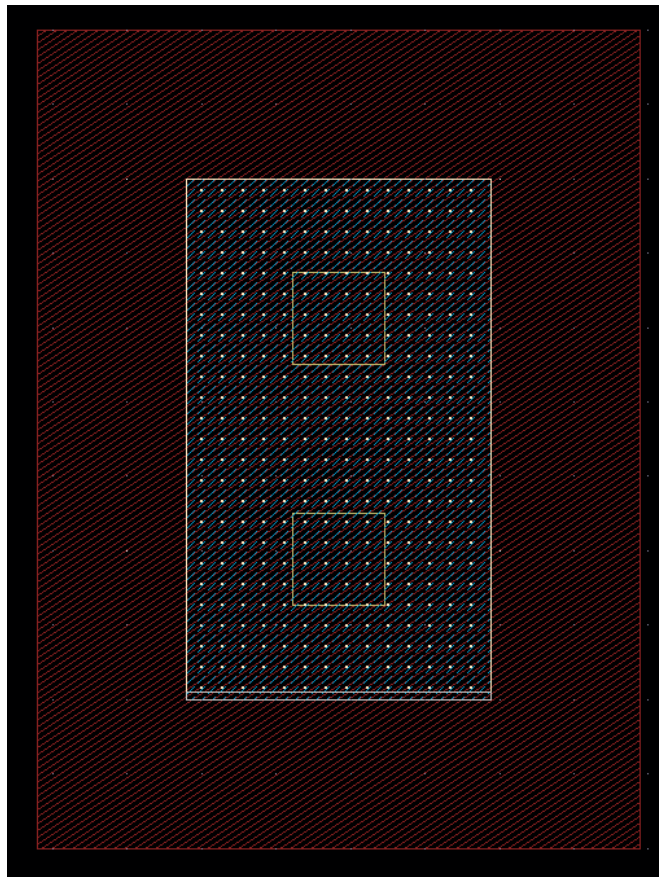
Εικόνα 55. Συντελεστής ποιότητας συναρτήσεως της συχνότητας για την RF Line της εικόνας (54)

3.4 ΧΩΡΗΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

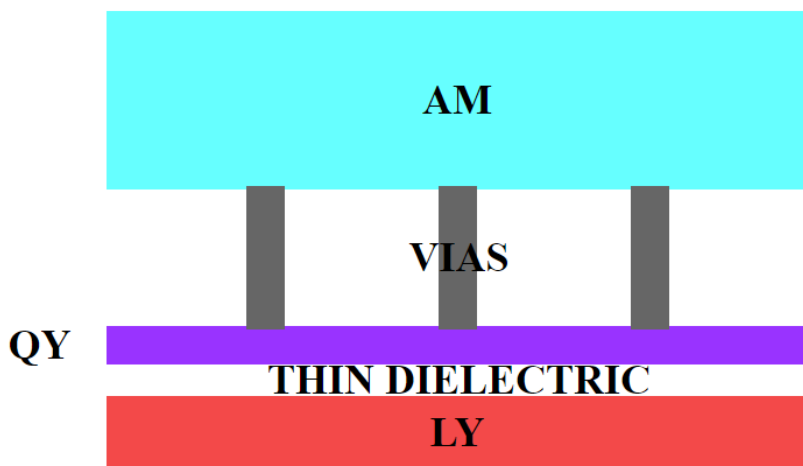
Η τεχνολογία IBM BiCMOS 90 nm προσφέρει πλήθος χωρητικών στοιχείων, εκ των οποίων παρουσιάζονται όσα χρησιμοποιούνται στην προτεινόμενη τοπολογία του επόμενου κεφαλαίου. Για τον χαρακτηρισμό τους έχει ακολουθηθεί η ίδια μέθοδος με πριν, παραλείποντας τις προσομοιώσεις στο περιβάλλον του ADS λόγω έλλειψης των κατάλληλων αρχείων για τα δευτερεύοντα QY και LY μέταλλα (παρουσιάζονται στην συνέχεια).

3.4.1 MIM ΠΥΚΝΩΤΗΣ

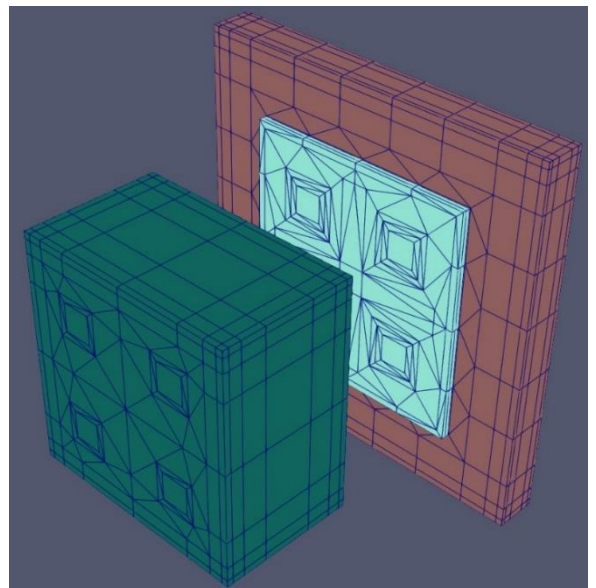
Η εν λόγω τεχνολογία υποστηρίζει σταθερούς Metal – Insulator – Metal (MIM) πυκνωτές, οι οποίοι κατασκευάζονται από μία στρώση LY μετάλλου και μία λεπτότερη στρώση QY μετάλλου, διαχωριζόμενες από ένα λεπτό διηλεκτρικό στοιχείο. Η επάνω πλάκα του πυκνωτή, QY, συνδέεται με το AM μέταλλο μέσω κατάλληλων νιαιών. Η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφανείας είναι $1 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ ($\pm 10 \%$) και δεν υπάρχει κάποιος πρακτικός περιορισμός στις διαστάσεις του MIM πυκνωτή. Έτσι, η συνολική χωρητικότητα ενός τέτοιου πυκνωτή μπορεί να φτάσει από τα 17 fF έως και τα μF .



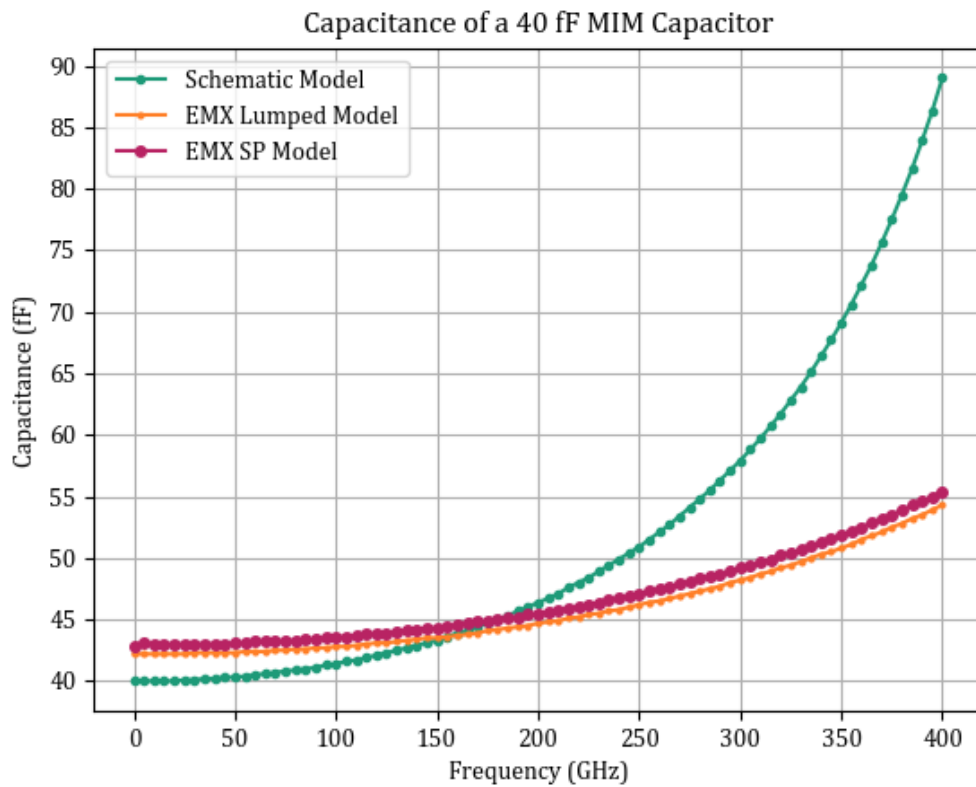
Εικόνα 56. Layout view MIM πυκνωτή



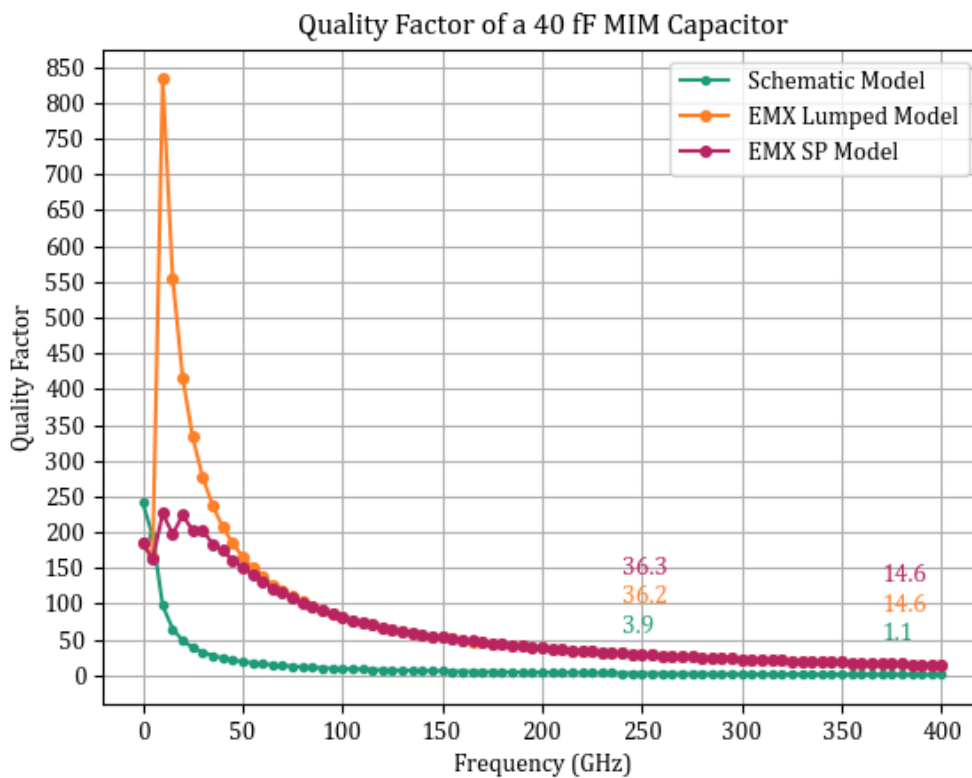
Εικόνα 57. Cross section MIM πυκνωτή



Εικόνα 58. 3D αναπαράσταση MIM πυκνωτή (μη ορατά τα vias)



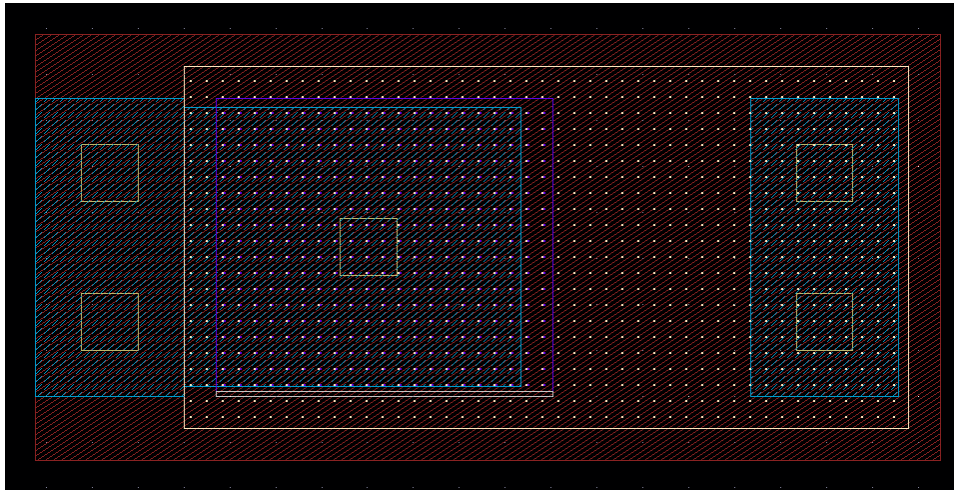
Εικόνα 59. Χωρητικότητα συναρτήσει της συχνότητας MIM πυκνωτή ονομαστικής χωρητικότητας 40 fF



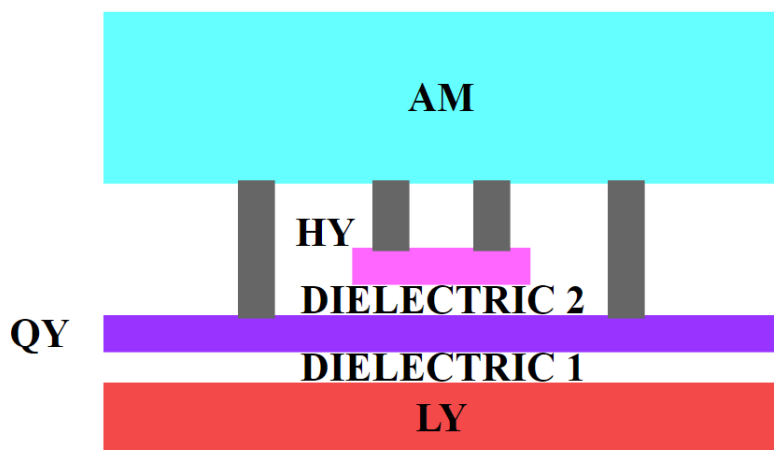
Εικόνα 60. Συντελεστής ποιότητας συναρτήσει της συχνότητας για τον MIM πυκνωτή της εικόνας (59)

3.4.2 DUAL MIM ΠΥΚΝΩΤΗΣ

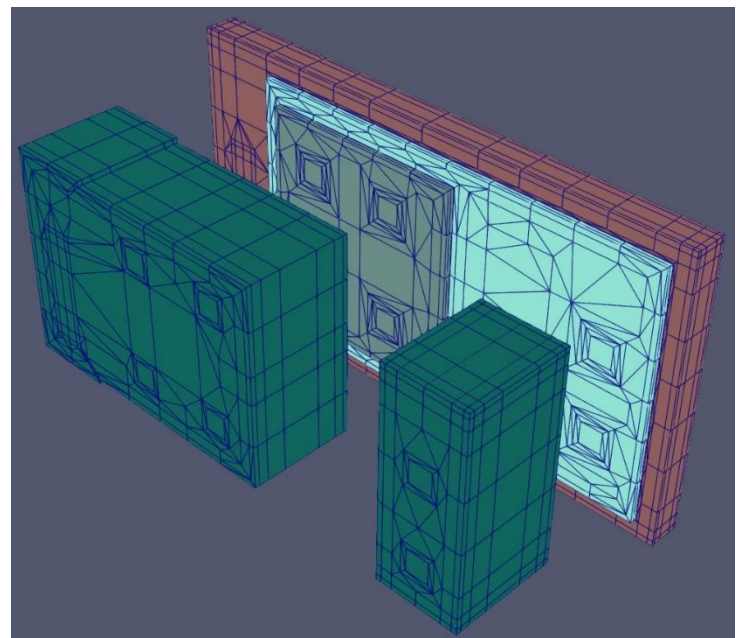
Οι Dual MIM πυκνωτές κατασκευάζονται με διαδικασία παρόμοια με τους απλούς MIM πυκνωτές. Απλά προστίθεται ένα επιπλέον στρώμα λεπτού μετάλλου πάνω από το QY, το HY, ενώ αυτά τα δύο στρώματα διαχωρίζονται από ένα δεύτερο λεπτό διηλεκτρικό στοιχείο. Η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφανείας είναι $3.05 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$ ($\pm 10 \%$) και όμοια με τους MIM πυκνωτές, η συνολική χωρητικότητα κυμαίνεται από τα 240 fF μέχρι και τα μF .



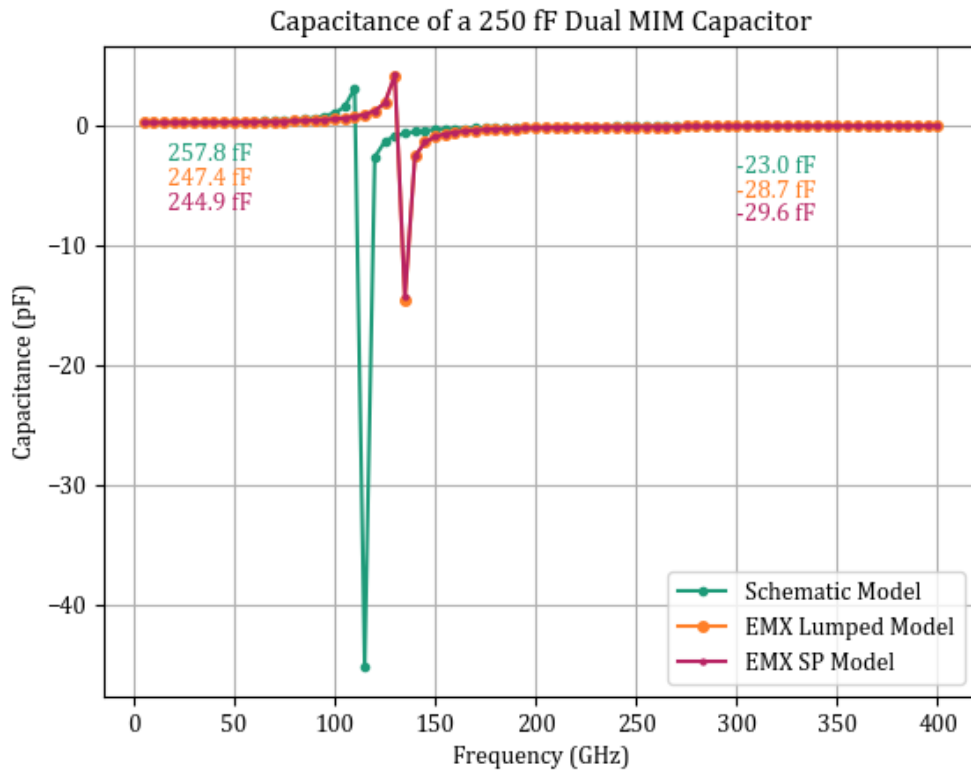
Εικόνα 61. Layout view Dual MIM πυκνωτή



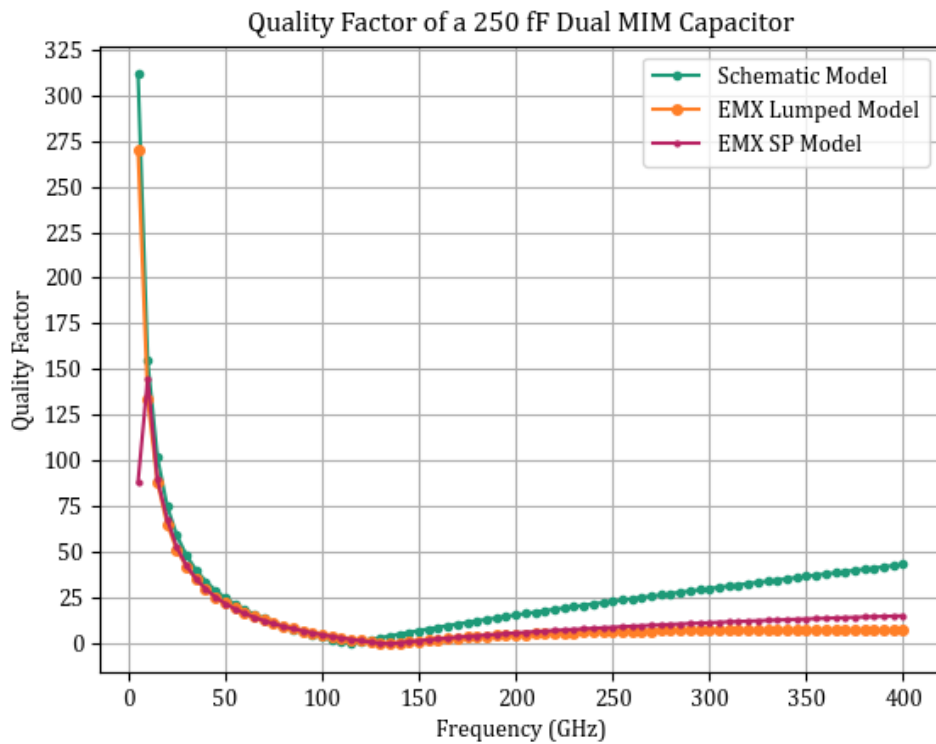
Εικόνα 62. Cross section Dual MIM πυκνωτή



Εικόνα 63. 3D αναπαράσταση Dual MIM πυκνωτή (μη ορατά τα vias)



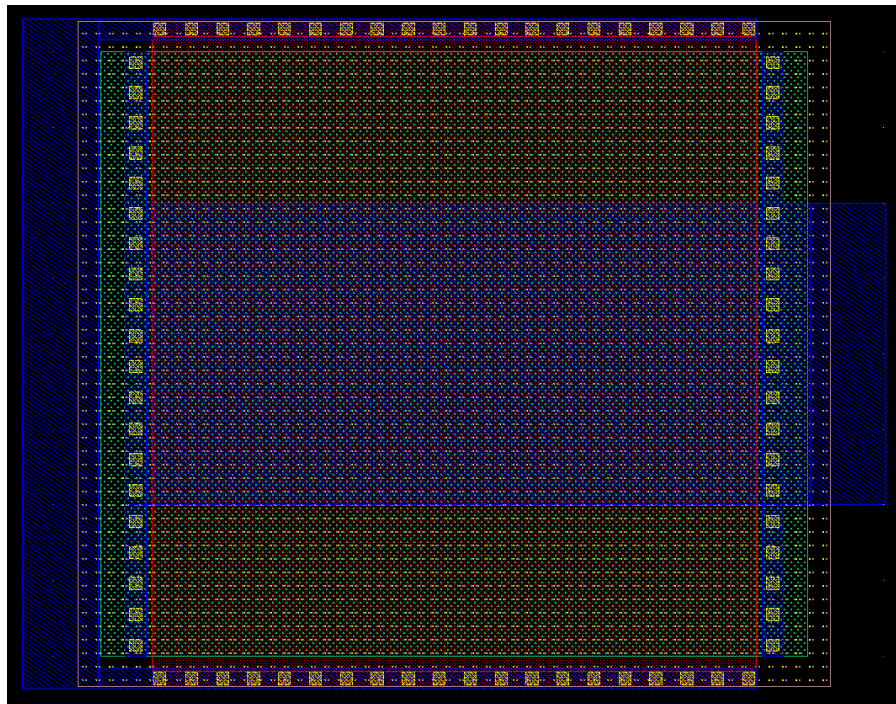
Εικόνα 64. Χωρητικότητα συναρτήσει της συχνότητας Dual MIM πυκνωτή ονομαστικής χωρητικότητας 250 fF



Εικόνα 65. Συντελεστής ποιότητας συναρτήσει της συχνότητας για τον Dual MIM πυκνωτή της εικόνας (64)

3.4.3 ΑΠΛΟΣ NCAP VARACTOR

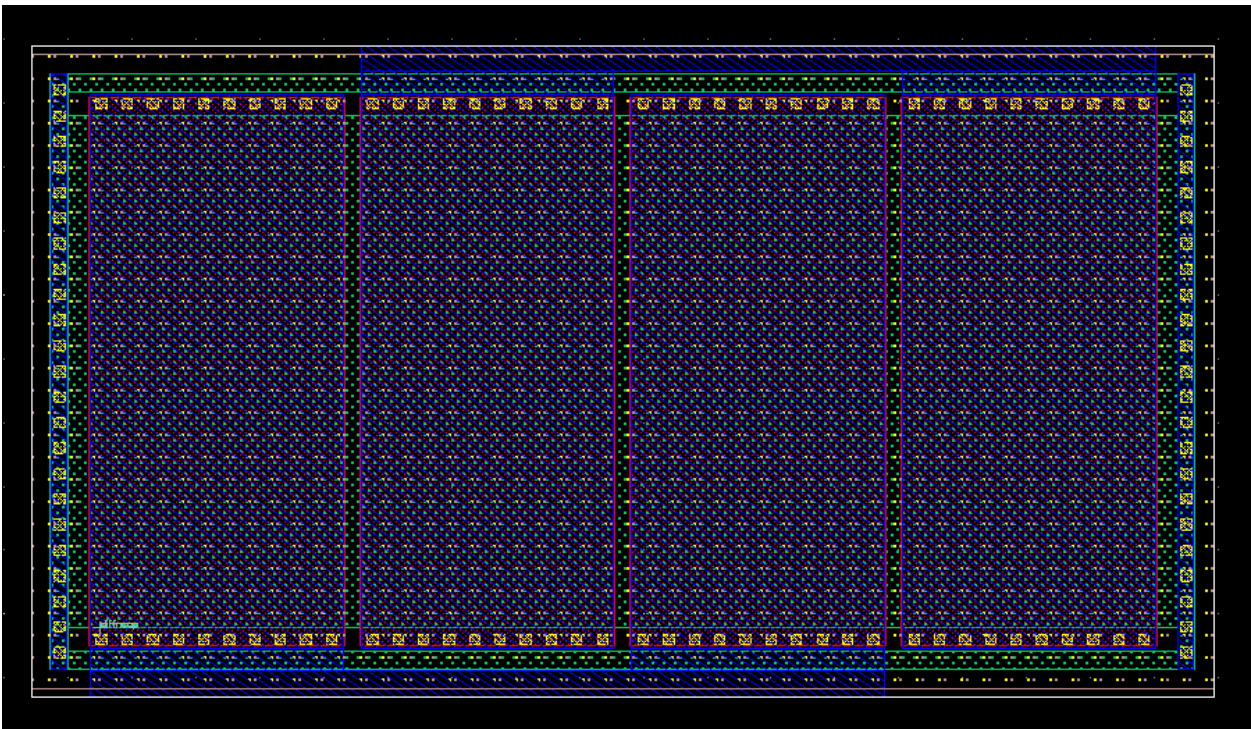
Η IBM BiCMOS 90nm προσφέρει, πέραν των σταθερών πυκνωτών, και varactors. Ο απλός NMOS varactor χρησιμοποιεί ένα NFET λεπτού οξειδίου σε ένα N-well, έχοντας βραχυκυκλώσει την πηγή και την υποδοχή. Μεταβάλλοντας την τάση μεταξύ πύλης και N-well στο διάστημα -0.5 V έως 1 V , το πυρίτιο κάτω από την πύλη μεταβαίνει από την περιοχή απογύμνωσης (depletion) στην περιοχή συσσώρευσης (accumulation). Έτσι, η χωρητικότητα ανά μονάδα επιφάνειας μεταβάλλεται κατά ποσοστό περίπου 80%. Τόσο το μήκος όσο και το πλάτος του καναλιού του NFET είναι μεταβλητά, έτσι ώστε να μπορεί να επιτευχθεί το επιθυμητό εύρος χωρητικότητας.



Εικόνα 66. Layout view απλού NCAP varactor

3.4.4 ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ NCAP VARACTOR

Επιπλέον, η τεχνολογία προσφέρει και διαφορικούς varactors βασισμένους στον απλό NMOS varactor που παρουσιάστηκε προηγουμένως. Ο διαφορικός varactor αποτελείται από δύο πανομοιότυπα σετ πυλών, τα οποία μοιράζονται το ίδιο N-well και είναι διαψηφισμένα όπως φαίνεται στην εικόνα. Το διαφορικό σήμα εισέρχεται μέσω του ενός σετ πυλών και εξέρχεται από το άλλο, οπότε παραλείπονται οι επαφές μεταξύ των πυλών και του N-well, οι οποίες θα ήταν απαραίτητες αν χρησιμοποιούνταν η ισοδύναμη διάταξη των μονών varactors. Αυτή η ελαχιστοποίηση των μεταλλικών επαφών οδηγεί και στην βελτιστοποίηση του συντελεστή ποιότητας Q.

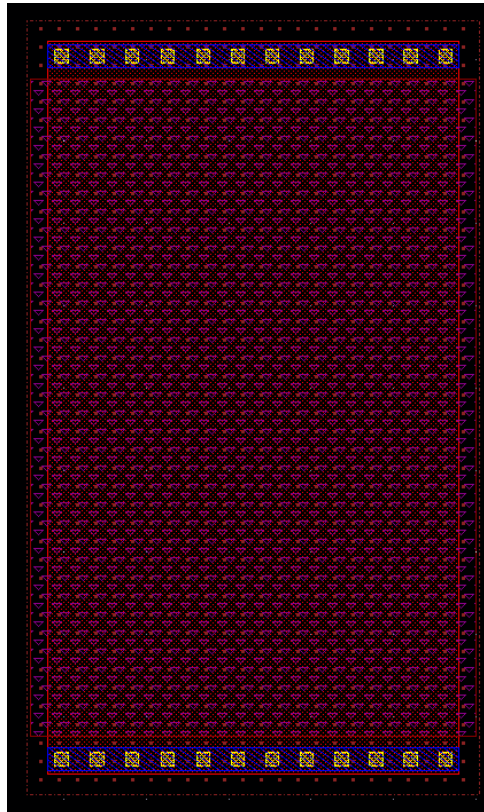


Εικόνα 67. Διαφορικός NCAP varactor

3.5 ΩΜΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ

Η τεχνολογία IBM BiCMOS 90nm προσφέρει πέντε διαφορετικούς τύπους αντιστάσεων, εκ των οποίων δύο χρησιμοποιούνται στην προτεινόμενη τοπολογία VCO και αναλύονται παρακάτω.

3.5.1 FEoL P+ POLYSILICON ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ



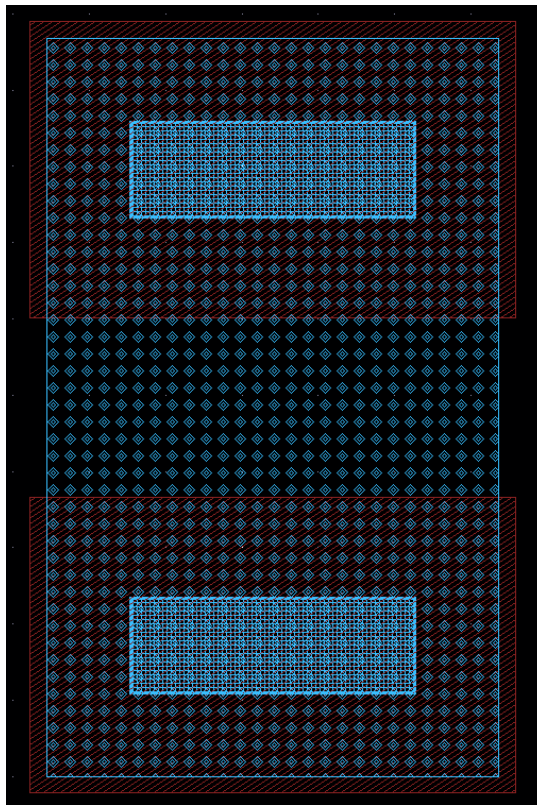
Εικόνα 68. Layout view P+ Polysilicon αντίστασης

Οι Front End of Line (FEoL) P+ αντιστάσεις πολυπυριτίου δημιουργούνται «μπλοκάροντας» την διεργασία πυριτίωσης (silicidation process), η οποία μειώνει την αντίσταση του πυριτίου, μέσω κατάλληλης μάσκας. Η αντίσταση φύλλου ανέρχεται στα $340 \pm 51 \Omega/\text{φύλλο}$, ενώ η αντίσταση τερματισμού (εξαιτίας των επαφών μεταξύ πολυπυριτίου και M1 ακροδεκτών) στα $23.5 \pm 16 \Omega/\mu\text{m}$. Έτσι, η συνολική ονομαστική αντίσταση δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$R_{nominal} = R_{sheet} \cdot \frac{L}{W} + 2 \frac{R_{term}}{W} \Omega \quad (80)$$

Στην εξίσωση (80), W & L συμβολίζουν το πλάτος και το μήκος αντίστοιχα της αντίστασης, ενώ η αντίσταση φύλλου αναπαρίσταται ως R_{sheet} και η αντίσταση τερματισμού ως R_{term} .

3.5.2 ΒΕοL ΚQ ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ



Εικόνα 69. Layout view ΚQ αντίστασης

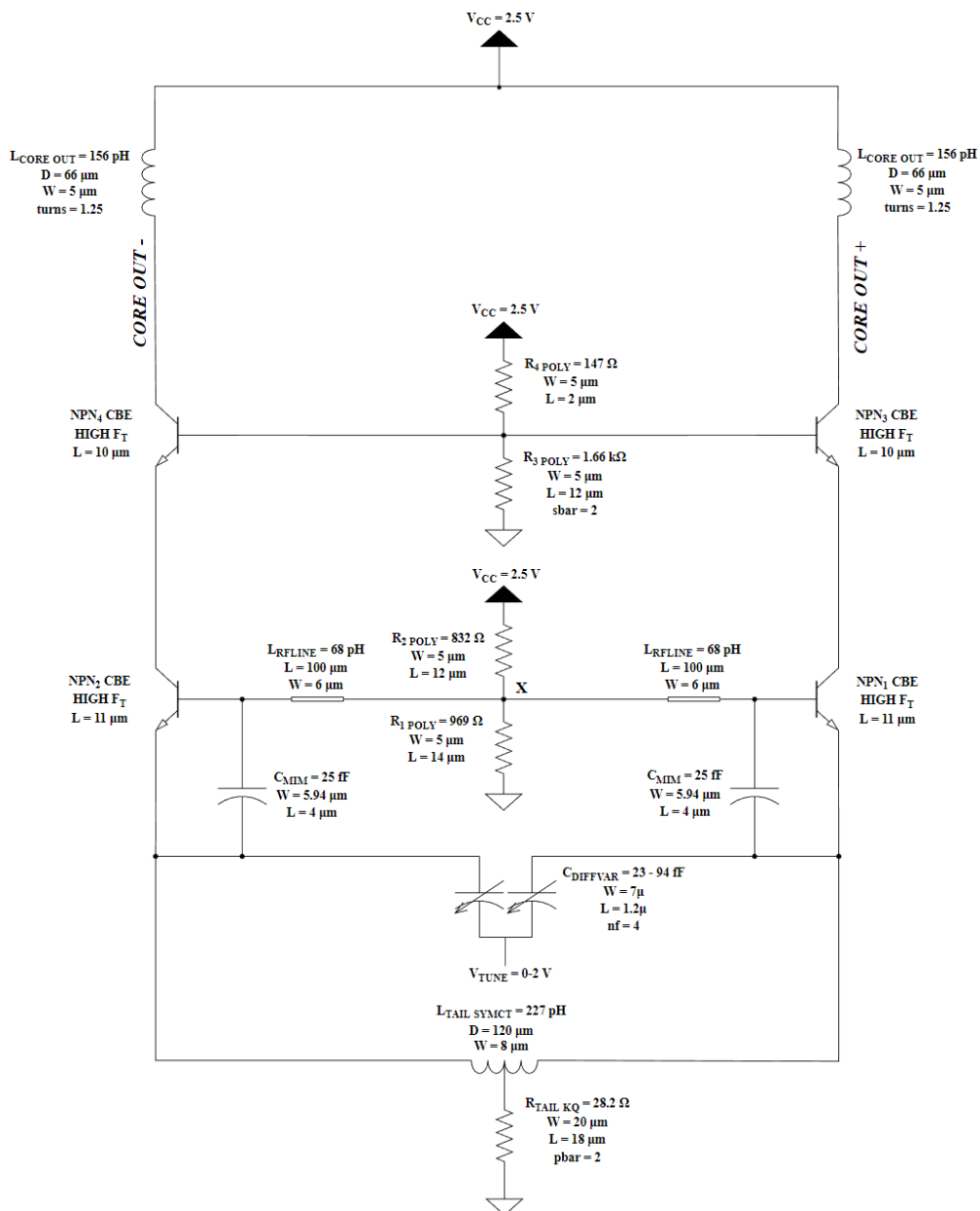
Οι ΒΕοL ΚQ αντιστάσεις κατασκευάζονται χρησιμοποιώντας ένα στρώμα μετάλλου, το ΚQ, το οποίο παρεμβάλλεται μεταξύ των ΜQ και LY μετάλλων. Η αντίσταση φύλλου ανέρχεται στα $60.5 \pm 4.8 \Omega/\text{φύλλο}$ και η αντίσταση τερματισμού (εξαιτίας των επαφών μεταξύ του ΚQ και των LY ακροδεκτών) στα $28 \pm 10 \Omega/\mu\text{m}$. Η συνολική ονομαστική αντίσταση δίνεται κι αυτή από την εξίσωση (80).

4. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ VCO

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται η τοπολογία του προτεινόμενου ταλαντωτή, το αντίστοιχο layout, οι προσομοιώσεις που χαρακτηρίζουν την επίδοσή του και τέλος παρατίθεται ένας συγκριτικός πίνακας με άλλες παρόμοιες τοπολογίες που συναντώνται στην βιβλιογραφία.

4.1 ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΕΣ ΕΠΙΛΟΓΕΣ

4.1.1 VCO CORE



Εικόνα 70. Ο πυρήνας του προτεινόμενου VCO

Στην εικόνα (70) παρουσιάζεται ο πυρήνας του προτεινόμενου VCO, ο οποίος είναι σχεδιασμένος να λειτουργεί στο ευρύ φάσμα των 55 – 85 GHz υπό τροφοδοσία 2.5 V. Είναι εμφανές ότι πρόκειται για αρχιτεκτονική διαφορικού Colpitts, η οποία βασίζεται στην Common Collector συνδεσμολογία του ομώνυμου ταλαντωτή.

Το LC tank αποτελείται από τα χωρητικά στοιχεία C_{MIM} , $C_{DIFFVAR}$ και τα επαγωγικά στοιχεία $L_{RF LINE}$. Οι σταθεροί MIM πυκνωτές C_{MIM} είναι διαστασιολογημένοι στην χαμηλή τιμή των 25 fF, έτσι ώστε να επιτρέπουν ένα ευρύ φάσμα ρύθμισης υψηλών συχνοτήτων, χωρίς να υποβαθμίζουν σημαντικά τον θόρυβο φάσης ή την ισχύ εξόδου. Όσον αφορά τον διαφορικό varactor $C_{DIFFVAR}$, στον κοινό του κόμβο εξασκείται η τάση ελέγχου της συχνότητας, κυμαινόμενη από 0 έως 2 V. Βάσει αυτής της τάσης, επιτυγχάνεται εύρος χωρητικότητας 23 – 94 fF. Έτσι, ο λόγος μεταβλητής προς σταθερή χωρητικότητα ισούται περίπου με 4:1, γεγονός που επιτρέπει ευρεία FTR και παράλληλα εγγυάται ότι η συνθήκη έναρξης και διατήρησης της ταλάντωσης (σχέση (72)) ικανοποιείται σε όλο το εύρος ενδιαφέροντος. Τέλος, τα απαραίτητα επαγωγικά στοιχεία του LC tank υλοποιούνται με RF Lines ονομαστικής επαγωγής μόλις 68 pH. Αυτή η επιλογή ωθεί την συχνότητα σε υψηλότερες τιμές και εξοικονομεί κυκλωματικό χώρο σε σχέση με τα συμβατικά πηνία. Ο ακόλουθος πίνακας παρουσιάζει σε αδρές γραμμές τους συμβιβασμούς που προκύπτουν κατά την σχεδίαση του LC tank.

ΣΤΟΙΧΕΙΟ LC TANK	ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΛΟΓΗ	TRADEOFF	
ΣΤΑΘΕΡΟΣ MIM ΠΥΚΝΩΤΗΣ	ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ↑	POWER ↑	CENTER FREQUENCY ↓
		PHASE NOISE ↓	TUNING RANGE ↓
ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ VARACTOR	ΕΥΡΟΣ ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΩΝ ↑	TUNING RANGE ↑	POWER ↓
			PHASE NOISE ↑
RF LINE	ΕΠΑΓΩΓΗ ↑	POWER ↑	CENTER FREQUENCY ↓

Πίνακας 2. Σχεδιαστικοί συμβιβασμοί του LC tank

Τα τρανζίστορ αρνητικής αντίστασης NPN_1 και NPN_2 λειτουργούν ως ενεργά στοιχεία, αντισταθμίζοντας τις ωμικές απώλειες του LC tank. Όπως φαίνεται και από την σχέση (74), μεγαλύτερα τρανζίστορ και άρα μεγαλύτερο κέρδος διαγωγιμότητας g_m οδηγούν σε ισχυρότερη αρνητική αντίσταση. Το μέγεθος των τρανζίστορ, όμως, δεν μπορεί να μεγαλώσει αυθαίρετα, καθώς παράλληλα μεγαλώνουν και οι παρασιτικές του χωρητικότητες, υποβαθμίζοντας την ισχύ εξόδου και την συχνότητα λειτουργίας. Συνεπώς, επιλέγεται η High - ft έκδοση των HBTs σε συνδεσμολογία CBE με μήκος εκπομπού 11 μm . Κατ' αυτόν τον τρόπο, εξασφαλίζεται ικανοποιητικό κέρδος στις συχνότητες ενδιαφέροντος και ταυτόχρονα ελαχιστοποιούνται οι εξωγενείς παρασιτικές χωρητικότητες των μεταλλικών ακροδεκτών.

Στην «ουρά» της διάταξης τοποθετείται το συμμετρικό πηνίο $L_{TAIL\ SYMCT}$, ονομαστικής επαγωγής 227 pH, με στόχο τον επαγωγικό εκφυλισμό εκπομπού των τρανζίστορ. Με αυτόν τον τρόπο βελτιώνονται τα χαρακτηριστικά θορύβου και γραμμικότητάς τους. Παράλληλα και χάρη στην συμμετρία του, εξασφαλίζει ιδανική διαφορική λειτουργία ενώ προσφέρει συμπαγή λύση για την πόλωση της διάταξης μέσω του center tap του. Έτσι, οι μεταλλικές διασυνδέσεις ελαχιστοποιούνται, το layout απλοποιείται καταλαμβάνοντας μικρότερο χώρο και η επίδοση βελτιώνεται σε σύγκριση με την τοποθέτηση ενός μικρότερου πηνίου σε κάθε διαφορικό ημικύκλωμα.

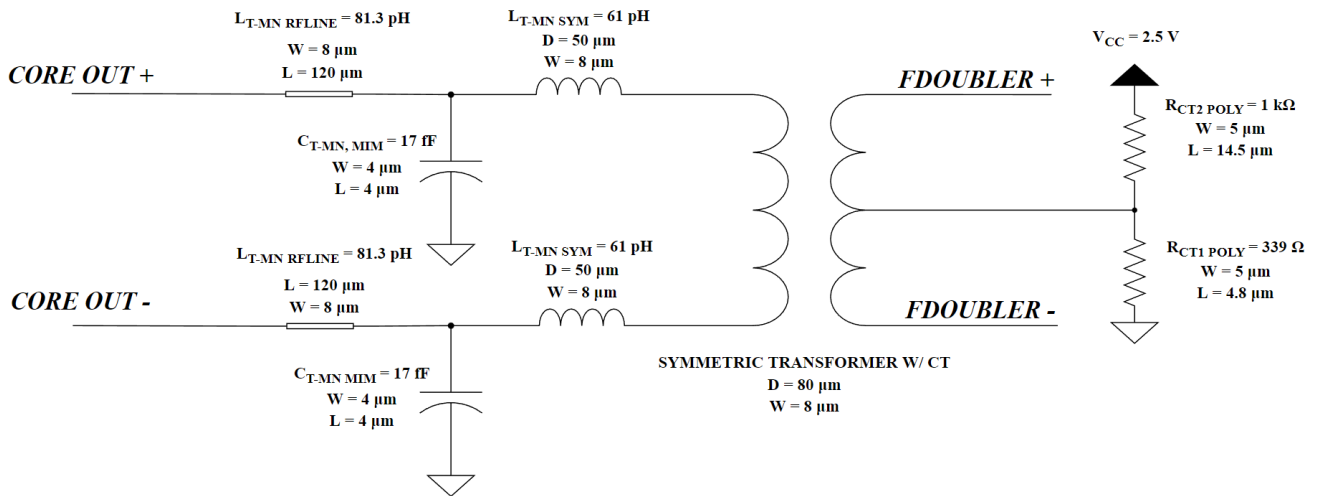
Η πόλωση των NPN_1 και NPN_2 επιτυγχάνεται με την KQ αντίσταση $R_{TAIL\ KQ}$ που συνδέεται στο center tap του συμμετρικού πηνίου και με τον διαιρέτη τάσης των $R_1\ POLY$, $R_2\ POLY$ αντιστάσεων πολυπυριτίου στον κοινό κόμβο X. Η $R_{TAIL\ KQ}$, ονομαστικής τιμής 28.2 Ω, αποτελείται από δύο παράλληλες φαρδιές λωρίδες KQ μετάλλου, εξασφαλίζοντας την αντοχή της στο συνολικό ρεύμα της διάταξης. Οι αντιστάσεις $R_1\ POLY$ και $R_2\ POLY$ εγκαθιστούν την κατάλληλη τάση στις βάσεις των τρανζίστορ, χωρίς να υπονομεύουν τον θόρυβο του ταλαντωτή χάρη στις σχετικά χαμηλές τους τιμές (969 Ω και 832 Ω αντίστοιχα). Όπως παρουσιάζεται και στην συνέχεια, τα NPN_1 και NPN_2 πολώνονται στην ορθή ενεργό περιοχή, με τον εκποπό τους να βρίσκεται στην DC τάση των 450 mV. Αυτό επιτρέπει στην τάση ρύθμισης της συχνότητας V_{TUNE} να κυμαίνεται από 0 έως 2 V, εξασκώντας το πλήρες εύρος χωρητικότητας του διαφορικού varactor.

Η διαφορική κυματομορφή ταλάντωσης, αφού παράγεται στο LC tank, μεταφέρεται στο στάδιο των Common Base ενισχυτών, NPN_3 και NPN_4 . Όπως αναλύεται και στο κεφάλαιο 2.2.2, αυτοί εμφανίζουν πολύ χαμηλή αντίσταση εισόδου (< 50 Ω) στους συλλέκτες των NPN_1 και NPN_2 , λειτουργώντας ως ιδανικό φορτίο γι' αυτά και παράλληλα απομονώνοντάς τα από το πραγματικό φορτίο. Είναι υλοποιημένα στην High - ft έκδοση, σε συνδεσμολογία CBE και με μήκος εκπομπού 10 μm. Ως αποτέλεσμα, μεγιστοποιείται τόσο η μεταφορά ισχύος μεταξύ των δύο σταδίων, όσο και η ενίσχυση που προσφέρει η Common Base τοπολογία.

Για την πόλωση των τρανζίστορ NPN_3 και NPN_4 χρησιμοποιείται ένας δεύτερος διαιρέτης τάσης, αποτελούμενος από τις αντιστάσεις πολυπυριτίου $R_3\ POLY$ και $R_4\ POLY$, ονομαστικής τιμής 1.66 kΩ και 147 Ω αντίστοιχα. Κατ' αυτόν τον τρόπο, η τάση στην βάση των τρανζίστορ βρίσκεται κοντά στην τάση τροφοδοσίας και αυτά πολώνονται στην ορθή ενεργό περιοχή. Ακόμα, αποφεύγεται η καταστολή της ταλάντωσης που συμβαίνει στο προηγούμενο στάδιο, εξασφαλίζοντας ότι $V_{CB} > 0$ για τα $NPN_{1,2}$.

Τέλος, στους συλλέκτες των Common Base ενισχυτών χρησιμοποιείται η τεχνική του inductive peaking, με την χρήση RF choke πηνίων ονομαστικής επαγωγής 156 pH. Κατά συνέπεια, επιτρέπεται η μετάδοση του διαφορικού σήματος στο επόμενο στάδιο, χωρίς σημαντικές απώλειες.

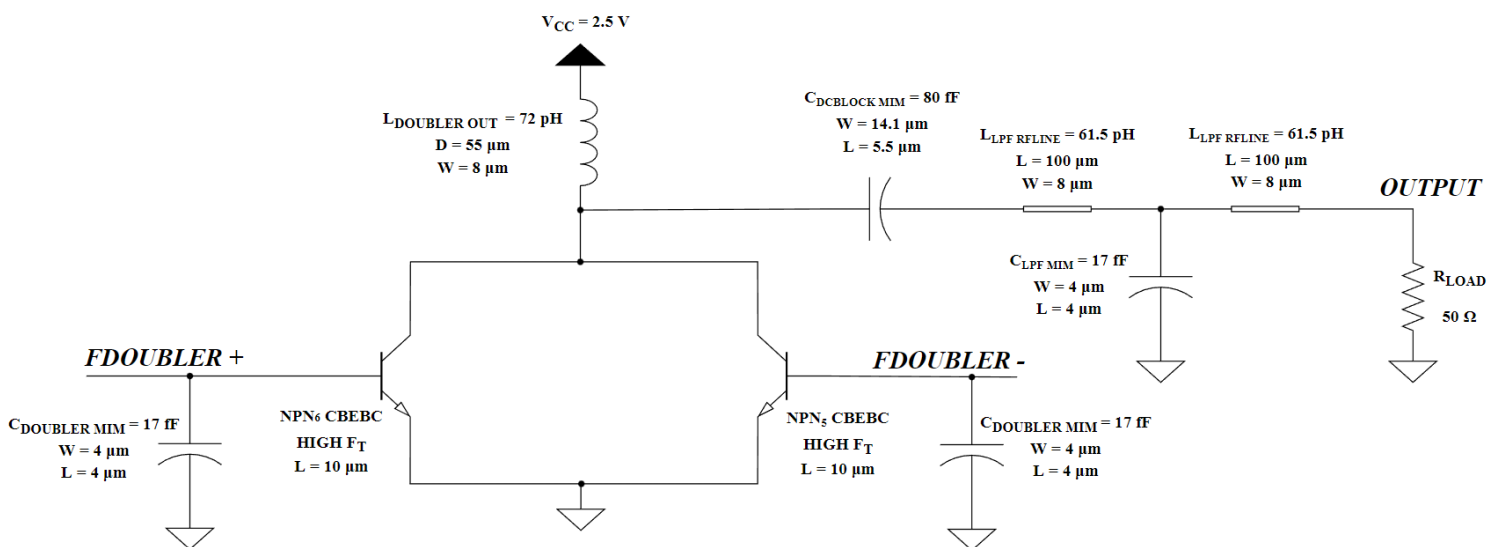
4.1.2 MATCHING NETWORK



Εικόνα 71. Το matching network μεταξύ VCO core και frequency doubler

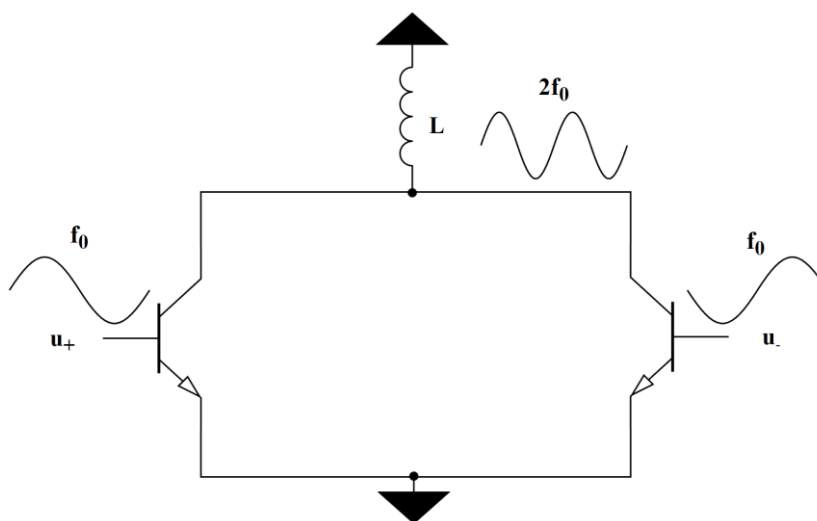
Η εικόνα (71) παρουσιάζει το matching network που παρεμβάλλεται μεταξύ του VCO core και του frequency doubler. Το διαφορικό σήμα του VCO core εξάγεται από τους συλλέκτες των τρανζίστορ NPN_3 και NPN_4 και εισέρχεται στα συμμετρικά T – δικτυώματα, αποτελούμενα από μία RF Line, έναν MIM πυκνωτή και ένα συμμετρικό πηνίο. Ακολουθεί ένας συμμετρικός custom-made μετασχηματιστής, με μονό πρωτεύον (στο AM μέταλλο) και μονό δευτερεύον (στο LY μέταλλο) τύλιγμα. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνονται το broadband matching στα 55 – 85 GHz και το DC bias decoupling μεταξύ των σταδίων. Επιπλέον, το center tap στο δευτερεύον τύλιγμα του μετασχηματιστή προσφέρει μία πρακτική λύση για την πόλωση του frequency doubler.

4.1.3 FREQUENCY DOUBLER & OUTPUT STAGE



Εικόνα 72. Ο frequency doubler και το output stage

Η εικόνα (72) παρουσιάζει το στάδιο του frequency doubler και το στάδιο εξόδου. Ο doubler αποτελείται από τα NPN_5 και NPN_6 , σε συνδεσμολογία διαφορικού ζεύγους. Η λειτουργία του βασίζεται στην push – push αρχή: κάθε τρανζίστορ άγει εναλλάξ για ορισμένο χρονικό διάστημα κατά την θετική ημιπερίοδο της κυματομορφής που εφαρμόζεται στη βάση του, ενώ το άλλο βρίσκεται σε αποκοπή. Ο παλμός αγωγής μεταφέρεται κατόπιν στον κοινό συλλέκτη του ζεύγους. Το διάστημα αγωγής εξαρτάται από την κλάση στην οποία βρίσκεται πολωμένος ο doubler, η οποία μπορεί να είναι B (το τρανζίστορ άγει για όλη τη θετική ημιπερίοδο) ή C (το τρανζίστορ άγει για διάστημα μικρότερο της θετικής ημιπεριόδου). Έτσι, στον συζευγμένο συλλέκτη του ζεύγους εμφανίζεται μία κυματομορφή διπλάσιας συχνότητας από την αρχική. Η εικόνα που ακολουθεί οπτικοποιεί αυτή τη λειτουργία.



Εικόνα 73. Λειτουργία του push - push frequency doubler

Για τα τρανζίστορ έχει επιλεγεί η High – ft έκδοση των HBTs, με μήκος εκπομπού 10 μm και σε συνδεσμολογία CBEBBC, η οποία διαπιστώνεται πειραματικά ότι μεγιστοποιεί την ισχύ εξόδου. Ο διαιρέτης τάσης που συνδέεται στη μεσαία λήψη του δευτερεύοντος τυλίγματος του μετασχηματιστή πολώνει τα τρανζίστορ σε Class C. Κατ' αυτόν τον τρόπο, ελαχιστοποιείται αφενός η DC κατανάλωση ισχύος και αφετέρου η εικόνα θορύβου και η αρμονική παραμόρφωση που εισάγεται στο σήμα.

Το συμμετρικό πηνίο εξόδου $L_{\text{DOUBLER OUT}}$ έχει ονομαστική επαγωγή μόλις 72 pH και λειτουργεί ως RF choke, επιτρέποντας την μετάδοση του σήματος, διπλάσιο πλέον σε συχνότητα απ' ό,τι το αρχικό, στο επόμενο στάδιο. Κατόπιν, το σήμα διέρχεται από τον $C_{\text{DCBLOCK MIM}}$ MIM πυκνωτή, ο οποίος αποκόπτει την DC συνιστώσα του και τέλος φιλτράρεται από ένα T – matching network. Αυτό το δικτύωμα, αποτελούμενο από δύο RF Lines χαμηλής επαγωγής και έναν MIM πυκνωτή χαμηλής χωρητικότητας, λειτουργεί ως χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τα 170 GHz. Έτσι, καταπνίγει τις αρμονικές υψηλότερης τάξης και επιτυγχάνει ευρυζωνικό ταίριασμα μεταξύ του frequency doubler και του τυπικού single – ended φορτίου των 50 Ω .

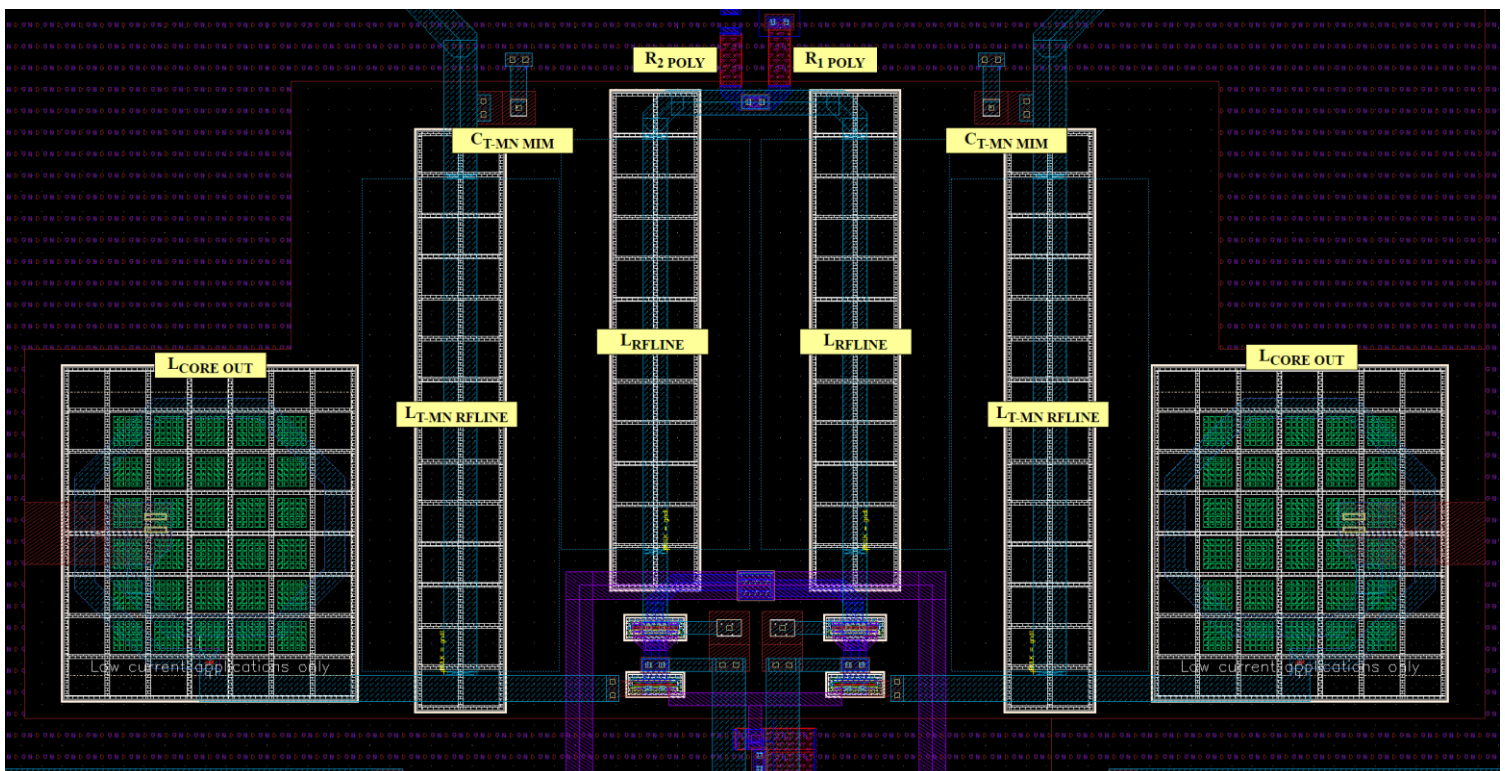
Σε αυτό το σημείο αξίζει να τονιστεί πως παρ' όλο που ο VCO core είναι σχεδιασμένος για λειτουργία στα 55 – 85 GHz, το matching network που έπεται επηρεάζει την συχνότητα λειτουργίας. Έτσι, ενώ θεωρητικά η έξοδος του doubler κυμαίνεται στα 110 – 170 GHz, οι προσομοιώσεις έχουν ως αποτέλεσμα τα 115 – 162 GHz.

4.2 LAYOUT

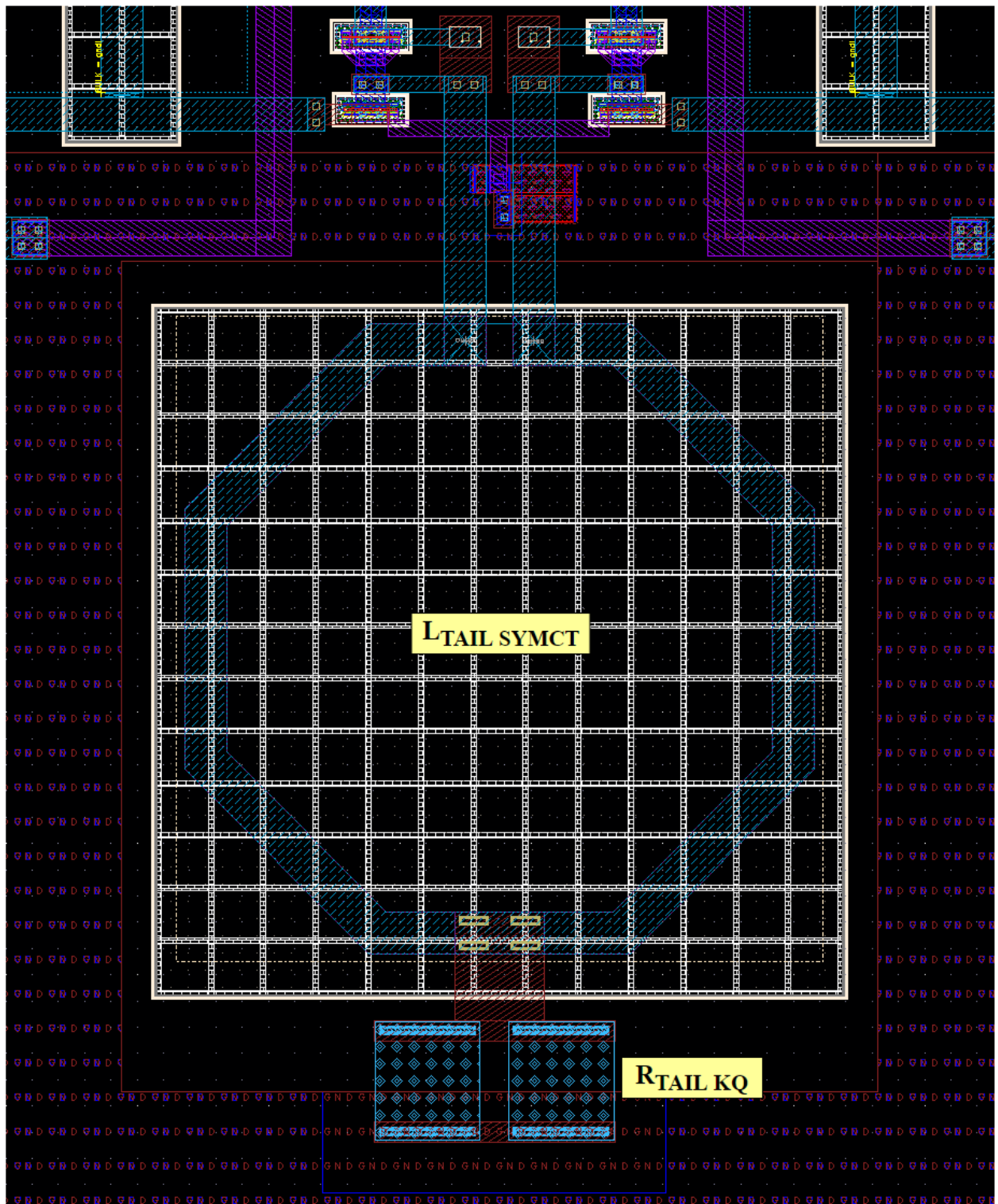
Ο σχεδιασμός του layout αποτελεί κρίσιμο βήμα κατά την κατασκευή ενός VCO. Οι παρασιτικές αντιστάσεις, χωρητικότητες και επαγωγές των παθητικών στοιχείων και των μεταλλικών διασυνδέσεων μπορούν να υποβαθμίσουν τη συχνότητα ταλάντωσης παραπάνω από 30%, αλλά και να χειροτερεύσουν τον θόρυβο φάσης [1, p. 680]. Προκειμένου λοιπόν να ελαχιστοποιηθούν τα παρασιτικά αυτά φαινόμενα, τα δομικά στοιχεία τοποθετούνται όσο πιο κοντά γίνεται το ένα στο άλλο.

4.2.1 VCO CORE

Στην ακόλουθη εικόνα παρουσιάζεται το layout του VCO core. Για λόγους ευκρίνειας, το συμμετρικό πηνίο και η αντίσταση στην «ουρά» της διάταξης, όπως και οι λεπτομέρειες του πυρήνα φαίνονται στις επόμενες δύο εικόνες. Στις άκρες της εικόνας (74) διακρίνονται τα RF choke πηνία εξόδου, ενώ στην μέση της διακρίνονται οι RF Lines – επαγωγές του LC tank. Μεταξύ αυτών των δύο παρεμβάλλεται ένα μέρος του broadband matching network.

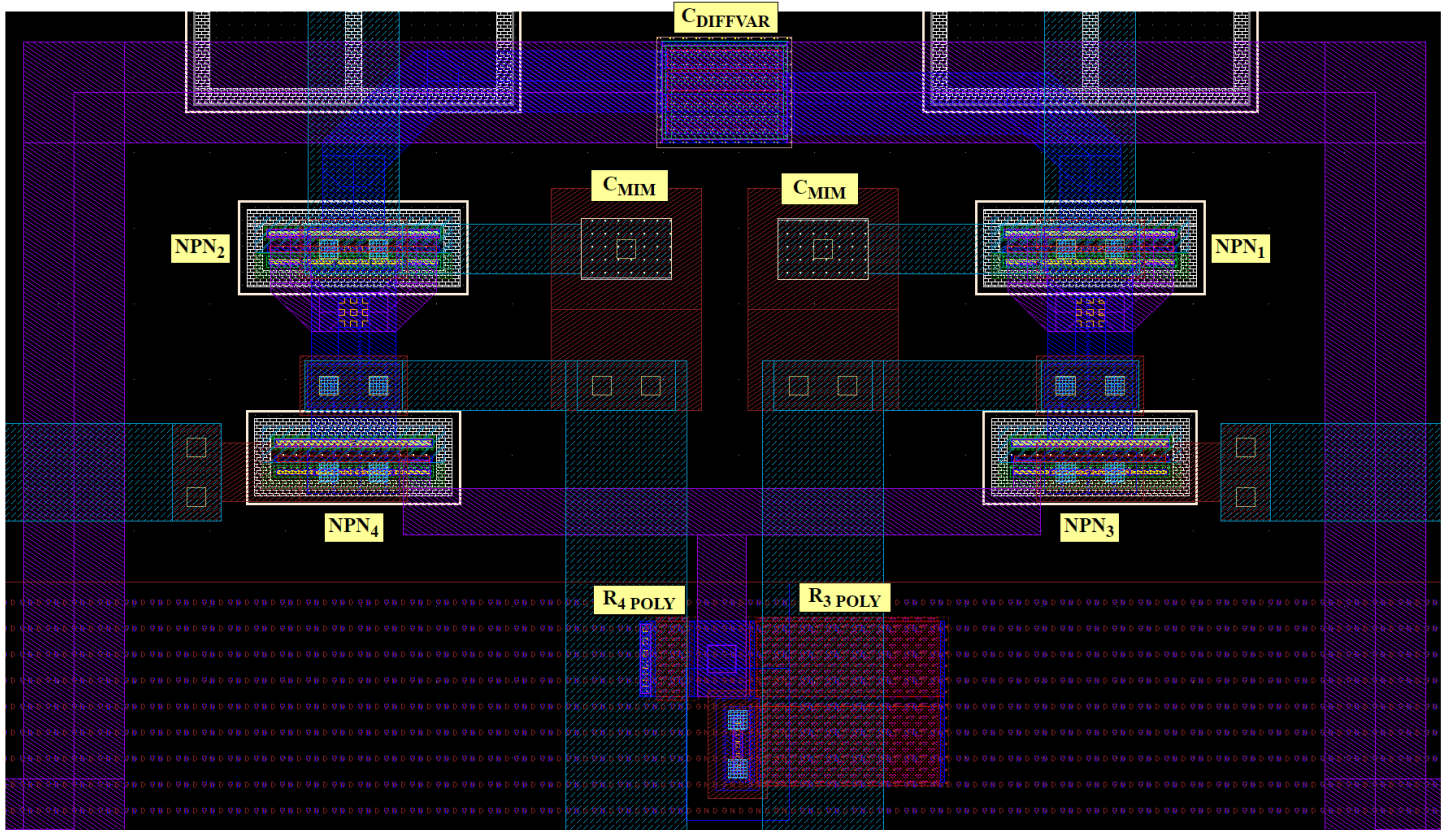


Εικόνα 74. Ο VCO core (μη ορατό το πηνίο $L_{TAIL\ SYMCT}$)



Εικόνα 75. Το συμμετρικό πηνίο και η αντίσταση πόλωσης του VCO core

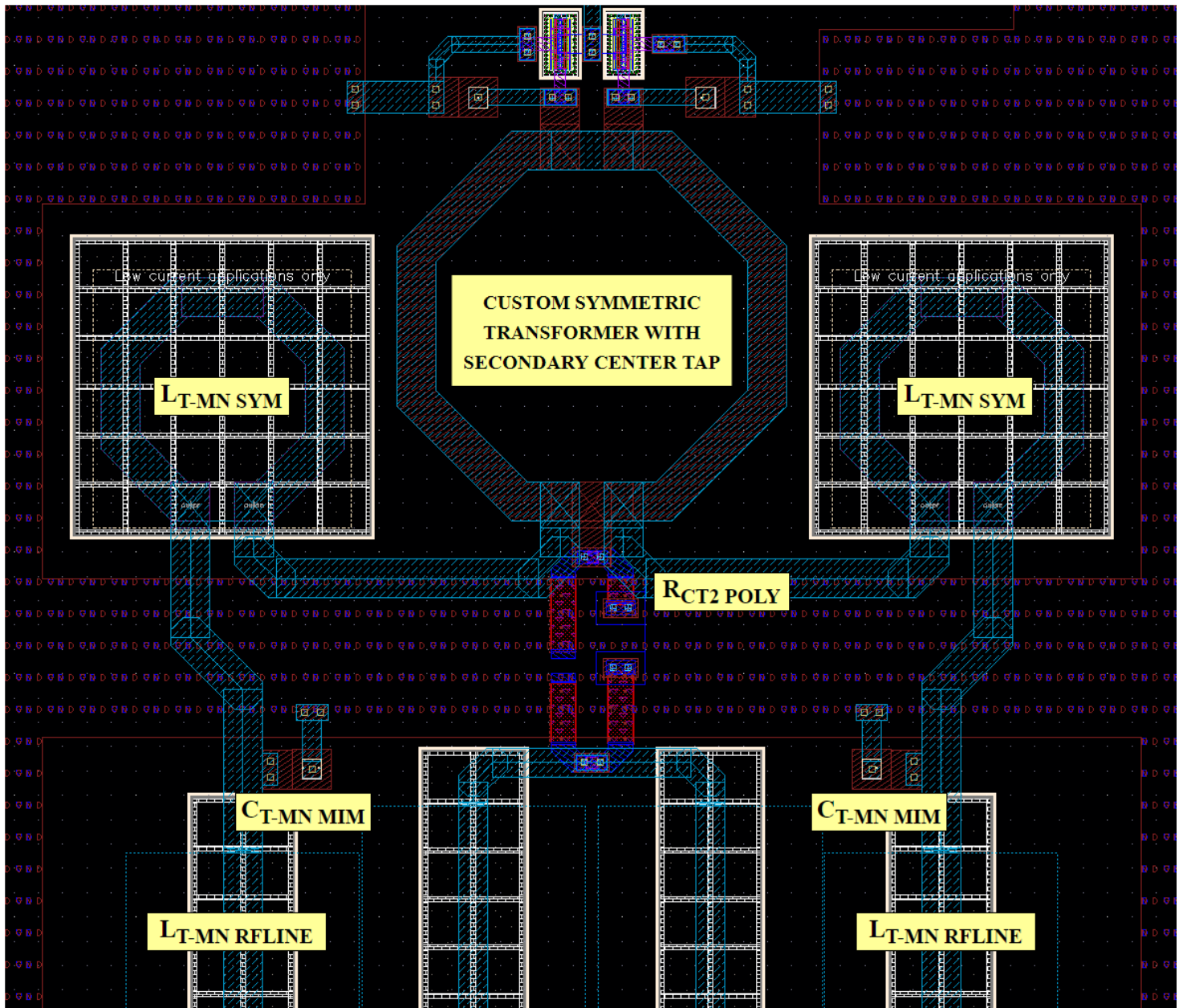
Η εικόνα (76) αποτελεί μια λεπτομέρεια του πυρήνα του VCO. Στο επάνω μέρος διακρίνονται τα τρανζίστορ – ενεργά στοιχεία του ταλαντωτή, ενώ στο κάτω μέρος διακρίνονται τα τρανζίστορ – ενισχυτές CB. Επιπλέον, στην μέση και πάνω τοποθετείται ο διαφορικός varactor ενώ ακριβώς από κάτω του τοποθετούνται οι MIM πυκνωτές του LC tank.



Εικόνα 76. Λεπτομέρεια του VCO core

4.2.2 MATCHING NETWORK

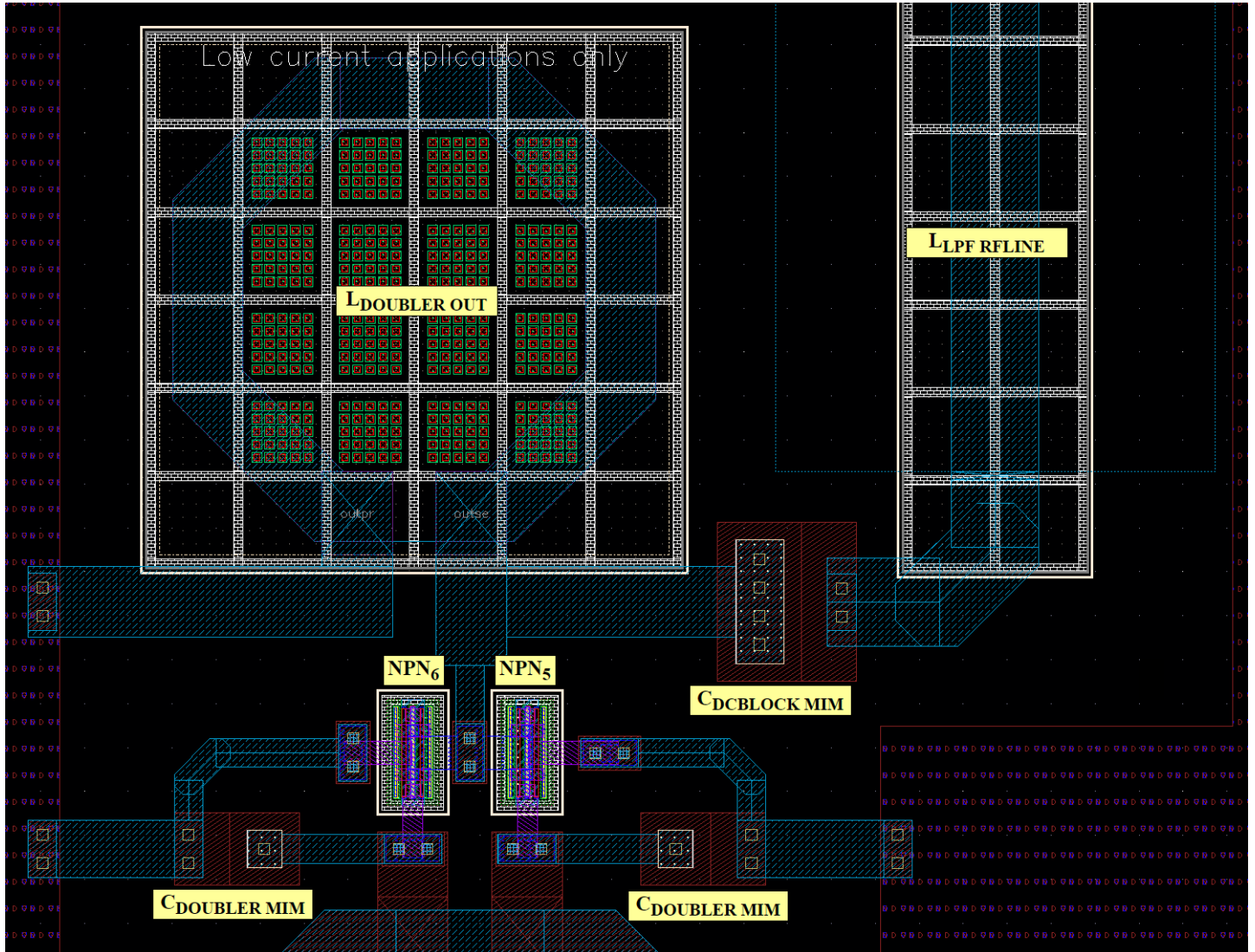
Η επόμενη εικόνα παρουσιάζει το υπόλοιπο matching network που παρεμβάλλεται μεταξύ του VCO core και του frequency doubler, μαζί με τον συμμετρικό μετασχηματιστή.



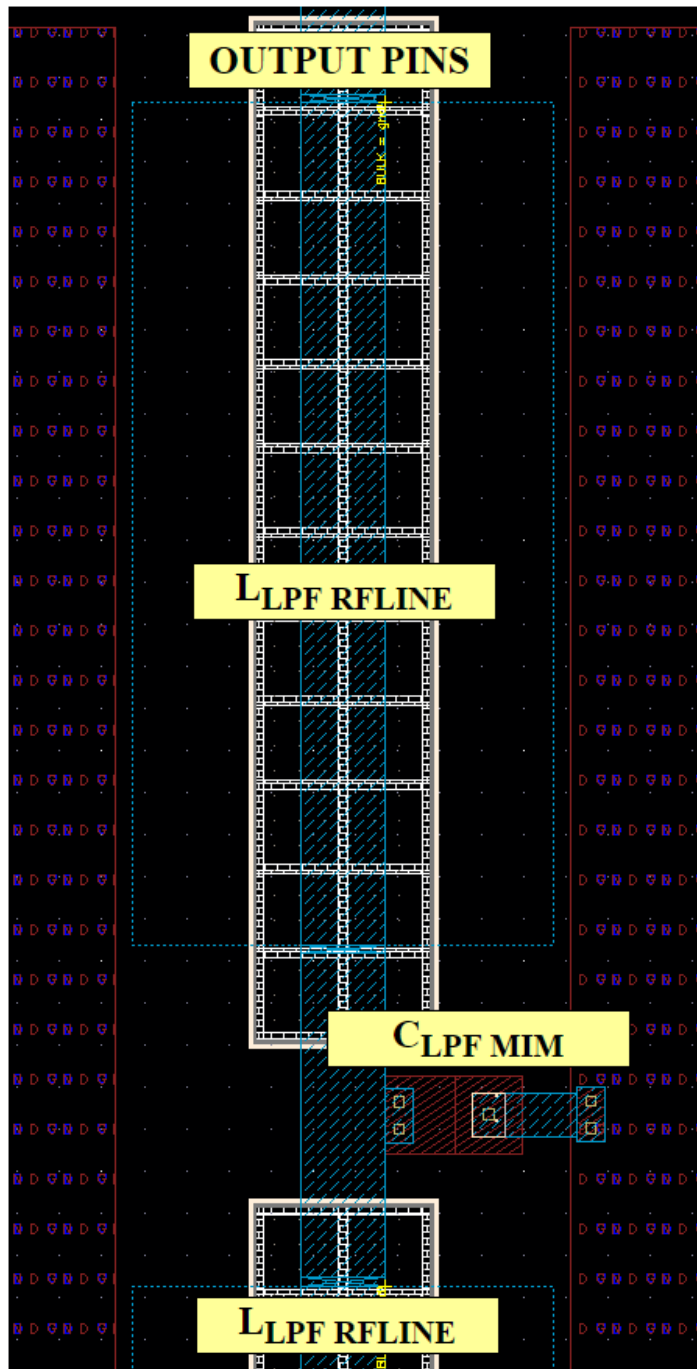
Εικόνα 77. Το matching network μεταξύ VCO core και frequency doubler

4.2.3 FREQUENCY DOUBLER & OUTPUT STAGE

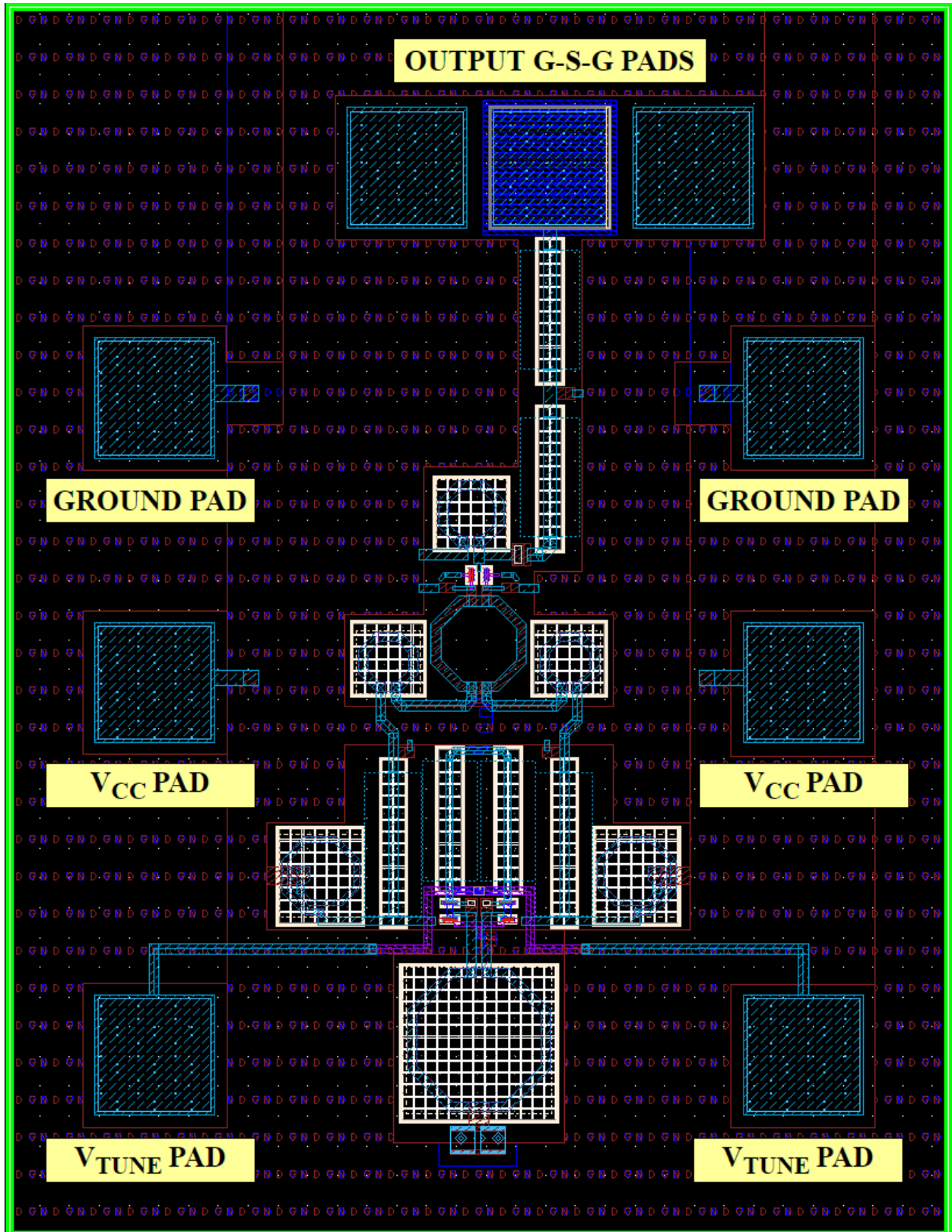
Τέλος, στις επόμενες εικόνες παρουσιάζεται ο frequency doubler και το στάδιο εξόδου.



Εικόνα 78. Ο frequency doubler μέρος του σταδίου εξόδου



Εικόνα 79. Το υπόλοιπο στάδιο εξόδου



Εικόνα 80. Το συνολικό layout της προτεινόμενης τοπολογίας και τα απαραίτητα pads

4.2.4 PLANES & PADS

Οι μόνες τάσεις που τροφοδοτούνται από τον εξωτερικό κόσμο προς το ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι η τάση τροφοδοσίας, V_{CC} και η τάση ελέγχου V_{TUNE} . Βάσει της πρώτης δημιουργούνται όλες οι απαραίτητες τάσεις για την πόλωση των διαφόρων σταδίων του κυκλώματος, ενώ χάρη στη δεύτερη καθίσταται δυνατή η ρύθμιση της συχνότητας ταλάντωσης. Έτσι λοιπόν, ελαχιστοποιείται το pin interface του ολοκληρωμένου και χρησιμοποιούνται μόνο 2 planes.

Το πρώτο plane είναι υλοποιημένο στο MQ μέταλλο και χρησιμοποιείται για την τάση τροφοδοσίας V_{CC} , προερχόμενη από ένα ή προαιρετικά δύο pads, τα οποία είναι κατασκευασμένα στο AM μέταλλο και επικοινωνούν με το MQ plane μέσω των κατάλληλων vias.

Το δεύτερο plane είναι κατασκευασμένο στο LY μέταλλο και λειτουργεί ως γείωση για το ολοκληρωμένο. Όμοια με το προηγούμενο plane, η γείωση παρέχεται εξωτερικά μέσω ενός ή προαιρετικά δύο pads AM μετάλλου, επικοινωνώντας με το LY plane με τα κατάλληλα vias.

Τέλος, για την λήψη της εξόδου υπάρχουν 3 AM τετραγωνικά pads σε Ground - Signal - Ground configuration, τα οποία απέχουν 120 μm από κέντρο σε κέντρο. Το signal pad είναι θωρακισμένο στην κάτω πλευρά του με M1 μέταλλο, προκειμένου να ελαχιστοποιείται η χωρητικότητα προς το υπόστρωμα.

Συνολικά, το layout του ολοκληρωμένου έχει διαστάσεις 788 μm X 1031 μm , καταλαμβάνοντας 0.81 mm^2 .

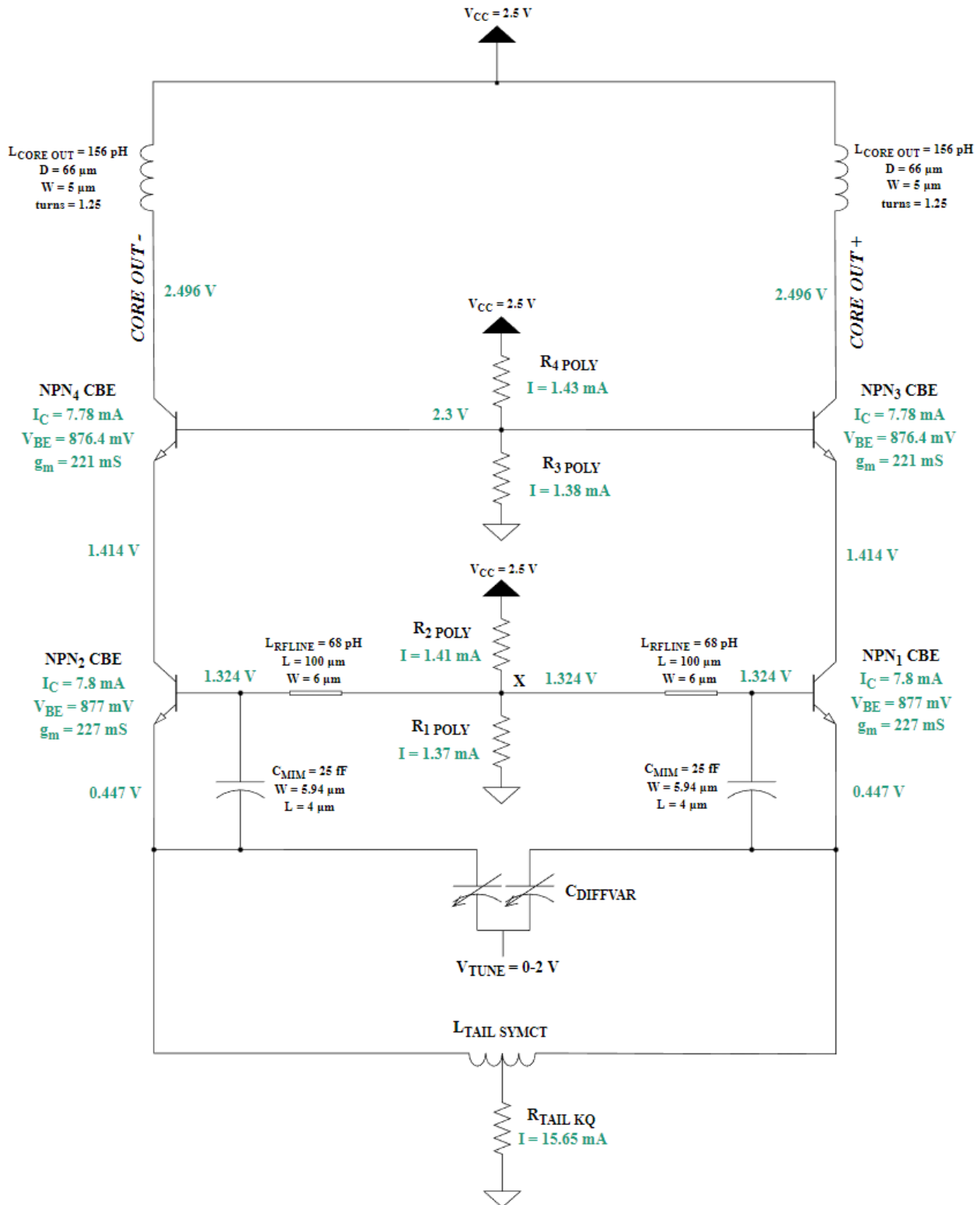
4.3 POST – LAYOUT ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται οι επιδόσεις του προτεινόμενου ταλαντωτή, μέσω αποτελεσμάτων post – layout προσομοιώσεων. Ομοίως με το κεφάλαιο 3, για την μοντελοποίηση και την προσομοίωση των παθητικών στοιχείων (πηνία συμμετρικά και μη, RF Lines, μετασχηματιστής, μεταλλικές διασυνδέσεις και vias) χρησιμοποιούνται και συγκρίνονται 3 τρόποι: συγκεντρωμένα μοντέλα του προσομοιωτή *Cadence EMX*, S – parameter αρχεία του *Cadence EMX* και S – parameter αρχεία του προσομοιωτή *Momentum ADS*. Όπως γίνεται εμφανές και στην συνέχεια, τα αποτελέσματα φέρουν μικρές αποκλίσεις μεταξύ τους, ενώ ταυτόχρονα το εργαλείο *Cadence EMX* είναι σαφώς ταχύτερο στην προσομοίωση και επιτρέπει πυκνότερα πλέγματα (meshes) υλικών.

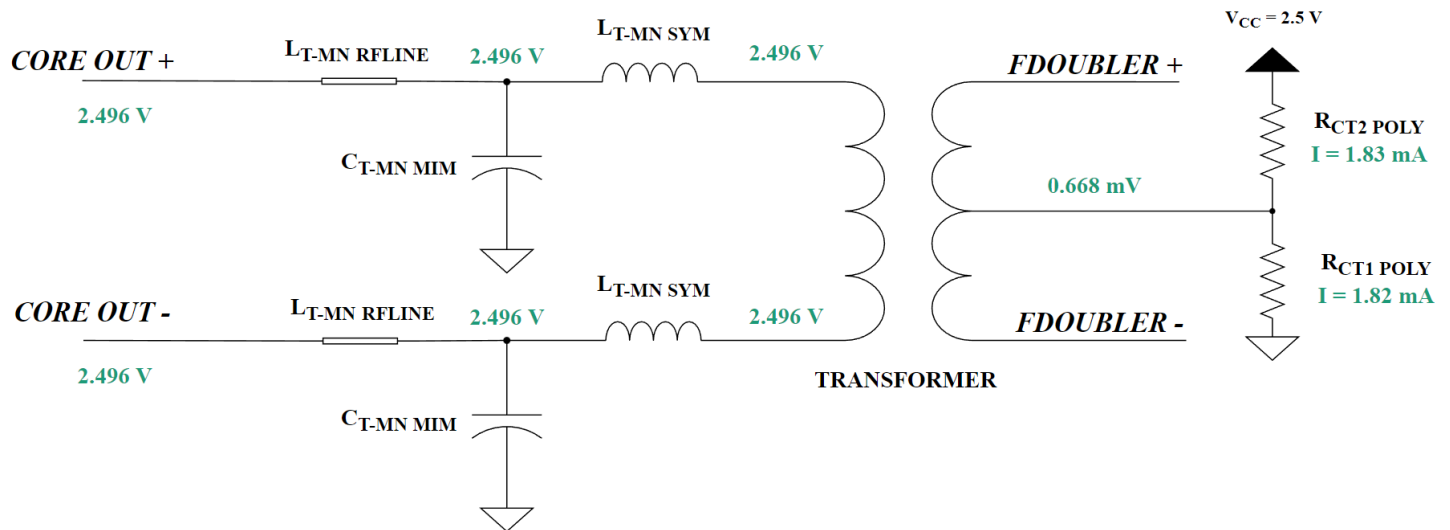
Σε αυτό το σημείο, αξίζει να σημειωθεί πως δεν περιλαμβάνεται κάποιο συγκριτικό διάγραμμα pre – layout και post – layout προσομοιώσεων. Ο λόγος είναι το γεγονός ότι η συχνότητα λειτουργίας και η ισχύς εξόδου των ταλαντωτών είναι αρκετά ευαίσθητες στα παρασιτικά φαινόμενα που εισάγουν τα ΒΕοL μέταλλα. Συνεπώς, κατά τον σχεδιασμό ενός ταλαντωτή, απαιτείται διαρκής ρύθμιση των κυκλωματικών παραμέτρων όσο εισάγονται και λαμβάνονται υπόψη νέα παρασιτικά φαινόμενα. Το αποτέλεσμα της διαδικασίας αυτής είναι οι pre – και post – layout εκδοχές του κυκλώματος να διαφέρουν αρκετά ως προς τις παραμέτρους του (π.χ. διαστάσεις του varactor, μήκη εκπομπών τρανζίστορ, διάμετρος πηνίων κ.λπ.).

4.3.1 DC OPERATING POINT

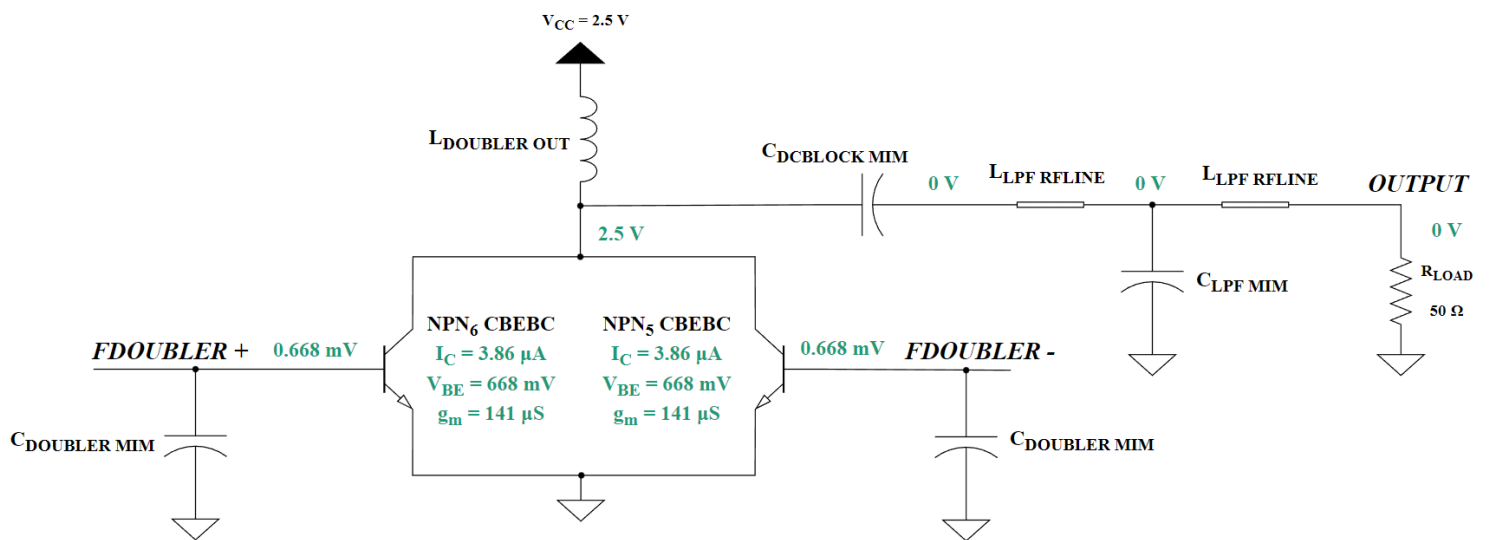
Στα ακόλουθα διαγράμματα παρουσιάζονται οι τάσεις στους κόμβους του κυκλώματος και τα σημεία πόλωσης των τρανζίστορ. Για λόγους ευκρίνειας αποφεύγεται η αναπαράσταση των μεταλλικών διασυνδέσεων, οι οποίες όμως έχουν συμπεριληφθεί στην προσομοίωση.



Εικόνα 81. DC ανάλυση, VCO core



Εικόνα 82. DC ανάλυση, matching network DC ανάλυση



Εικόνα 83. DC ανάλυση, matching network DC ανάλυση, frequency doubler & output stage

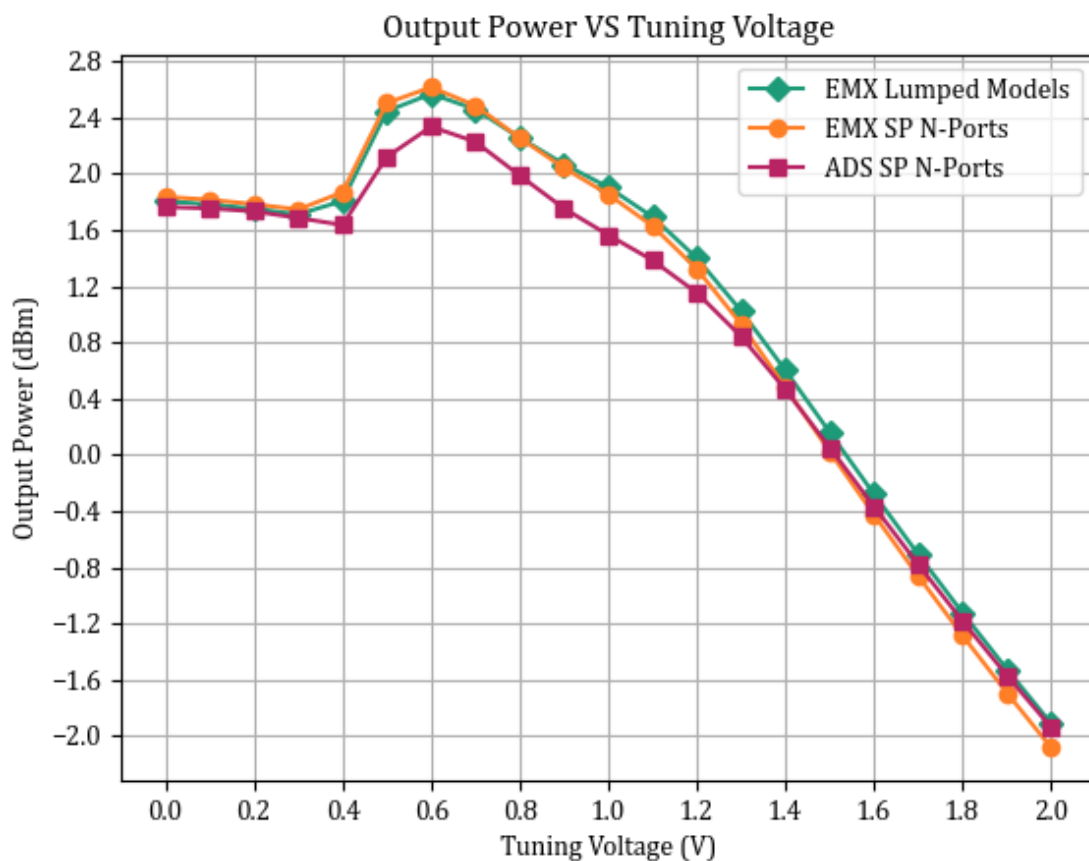
Είναι προφανές ότι τα τρανζίστορ NPN_{1-4} βρίσκονται πολωμένα στην ορθή ενεργό περιοχή, με πυκνότητα ρεύματος συλλέκτη $J_C = I_C / A_E = 7.8 \text{ mA} / (11 \mu\text{m} \cdot 0.12 \mu\text{m}) = 5.9 \text{ mA}/\mu\text{m}^2$. Από το διάγραμμα της εικόνας (41) αντλείται ότι η f_T που επιτυγχάνεται βάσει αυτής της πόλωσης είναι περίπου 205 GHz. Επιπλέον, από το διάγραμμα για την CBE συνδεσμολογία της εικόνας (43), προκύπτει ότι ο συντελεστής θορύβου των τρανζίστορ στις συχνότητες λειτουργίας 55 – 85 GHz κυμαίνεται στις χαμηλότερες τιμές του, 5 – 6 dB₁₀.

Ακόμα, τα τρανζίστορ NPN_{5-6} του διπλασιαστή συχνότητας βρίσκονται πολωμένα σε αποκοπή, ελαχιστοποιώντας την εικόνα θορύβου, την κατανάλωση και την παραμόρφωση που εισάγεται στο υπό επεξεργασία σήμα. Η λειτουργία τους είναι κλάσης C, καθώς η τάση βάσης – εκπομπού V_{BE} ισούται με 668 mV, αρκετά χαμηλότερα από το κατώφλι αγωγής των 840 mV περίπου.

4.3.2 HARMONIC BALANCE

Ακολουθούν τα αποτελέσματα της *Harmonic Balance* προσομοίωσης, η οποία πραγματοποιείται στο πεδίο της συχνότητας και ενδείκνυται για γραμμικούς ταλαντωτές. Υπολογίζει την ισχύ εξόδου και την συχνότητα ταλάντωσης συναρτήσει της τάσης ελέγχου V_{TUNE} .

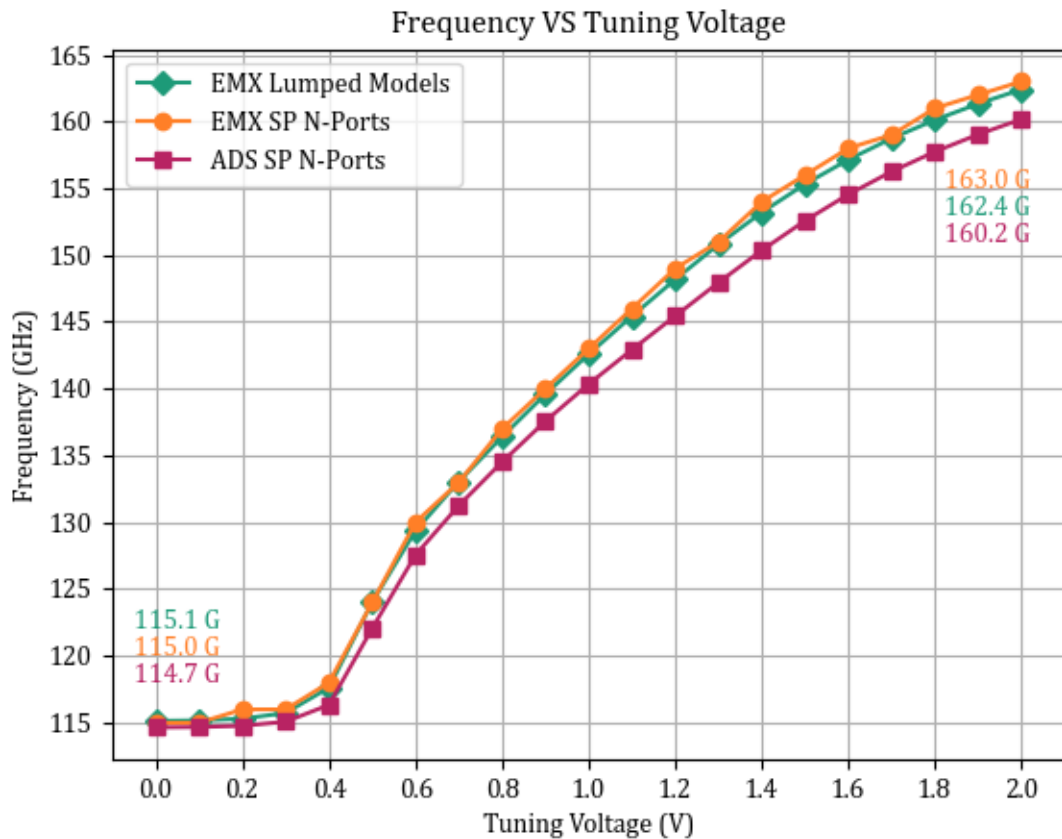
4.3.2.1 ΙΣΧΥΣ ΕΞΟΔΟΥ ΣΤΗΝ D - BAND



Εικόνα 84. Ισχύς εξόδου στην D - Band

Από την παραπάνω εικόνα είναι σαφές ότι τα αποτελέσματα των τριών διαφορετικών τρόπων προσομοίωσης συμφωνούν σε μεγάλο βαθμό. Έτσι, η ισχύς εξόδου του ταλαντωτή ξεκινά από τα 1.8 dBm, μεγιστοποιείται στα 2.4 με 2.6 dBm και εν τέλει φθίνει μέχρι τα -1.9 με -2 dBm στις υψηλότερες συχνότητες.

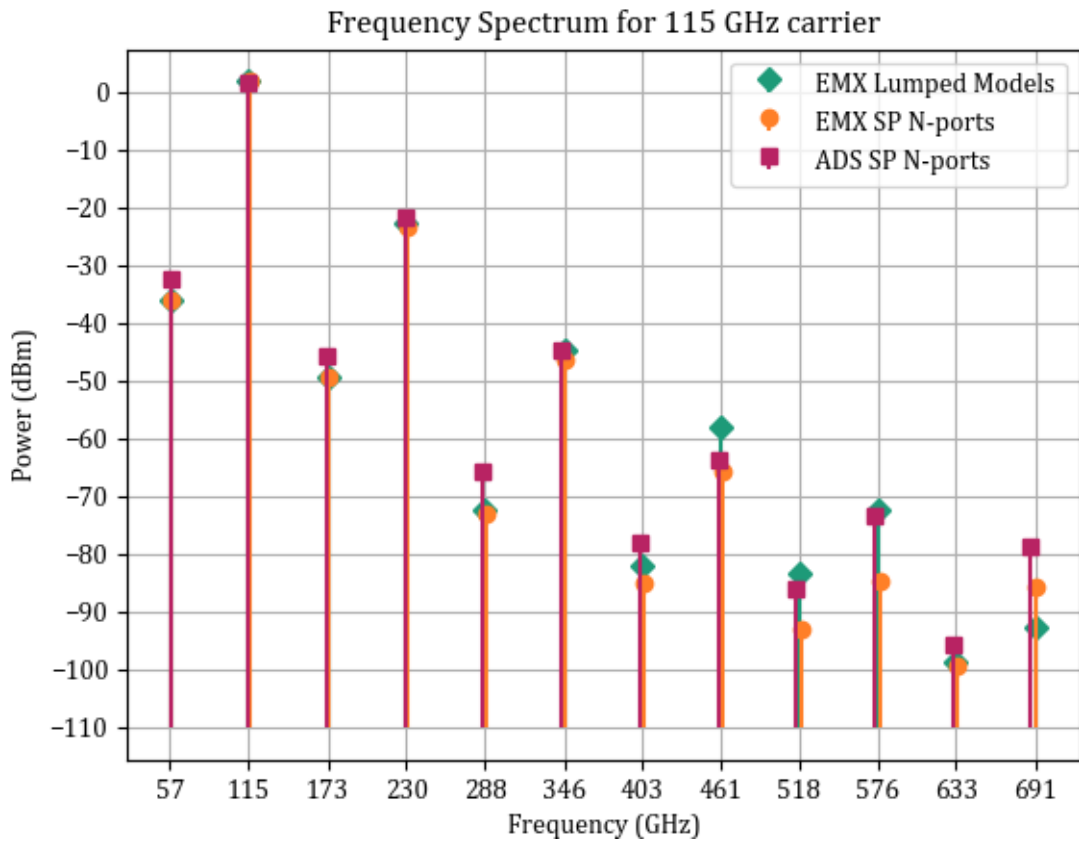
4.3.2.2 D - BAND ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ & ΦΑΣΜΑ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ



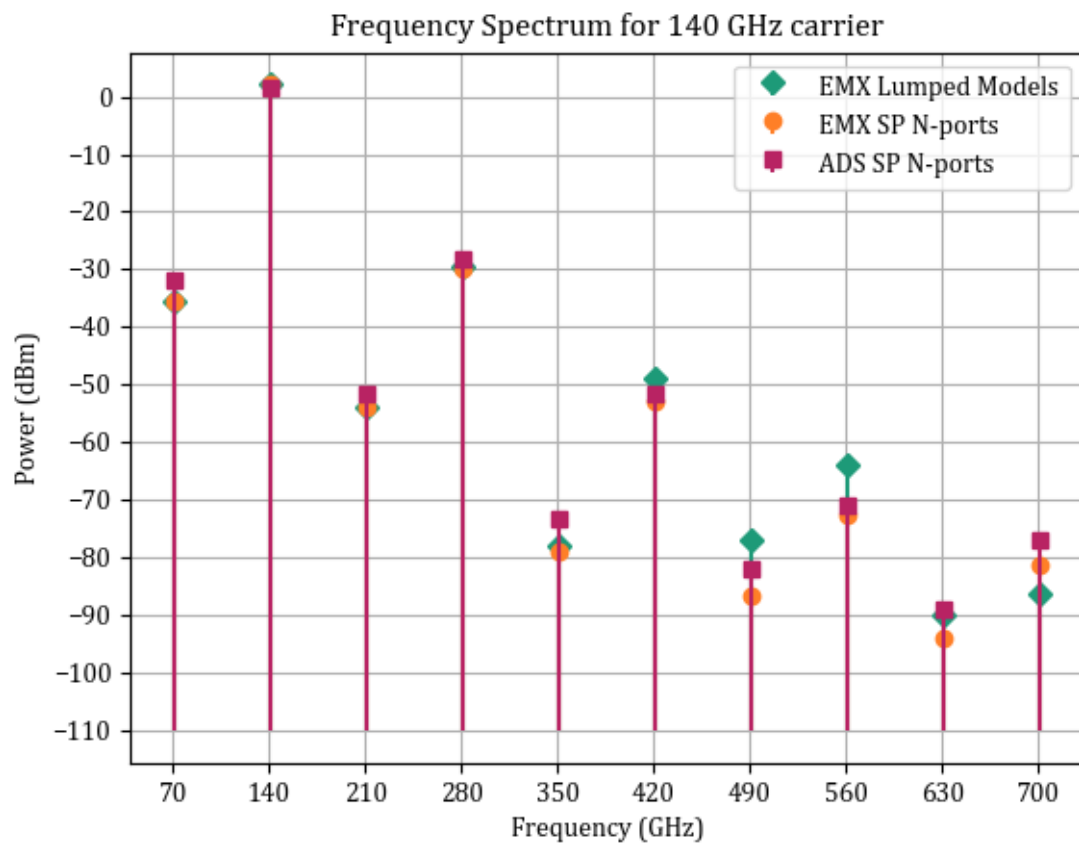
Εικόνα 85. Εύρος ρύθμισης της συχνότητας στην D - Band

Η εικόνα (85) παρουσιάζει το εύρος ρύθμισης της συχνότητας στην D - Band. Για $V_{TUNE} = 0$ V, η συχνότητα ταλάντωσης είναι περίπου 115 GHz. Αυξάνοντας την πρώτη, αυξάνεται και η δεύτερη, στην αρχή αργά κι εν συνεχεία με υψηλή γραμμικότητα, μέχρι τα 160 με 163 GHz. Η προσομοίωση με τα S - parameter files του *ADS Momentum* προβλέπει ελαφρώς χαμηλότερες συχνότητες ταλάντωσης.

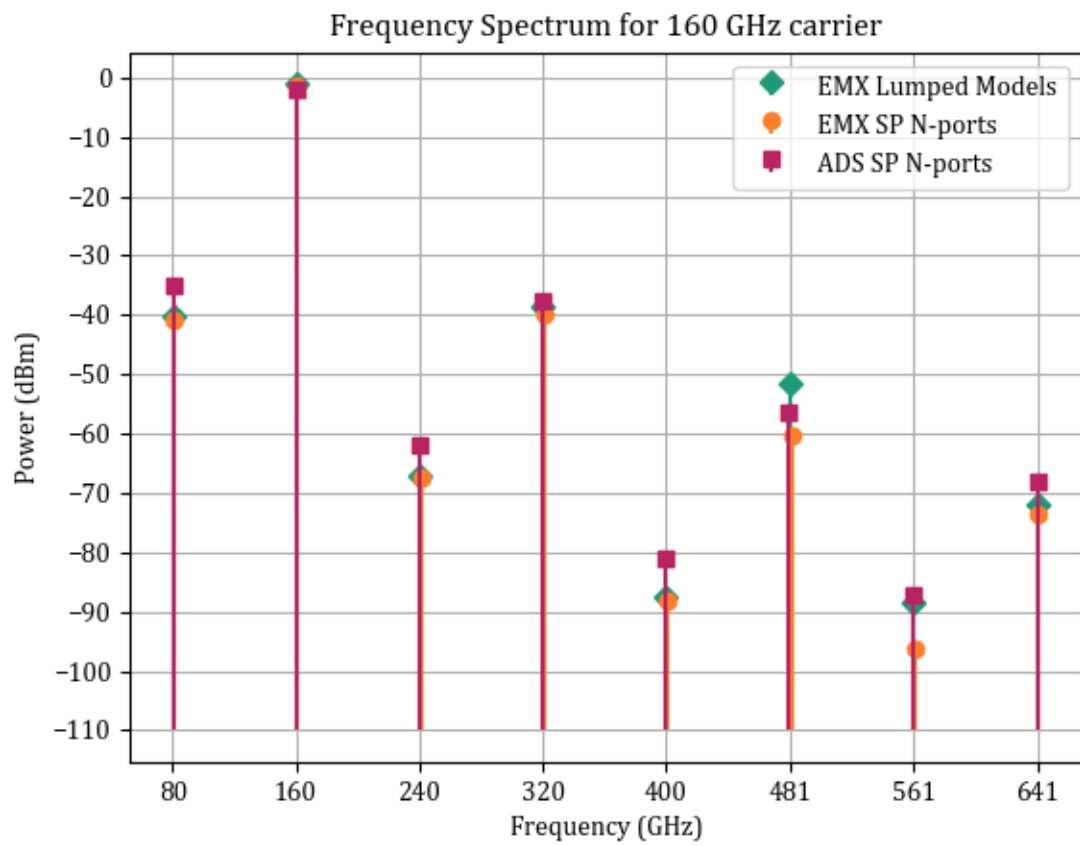
Στις επόμενες σελίδες ακολουθούν τα συχνοτικά φάσματα για τρεις βασικές συχνότητες φέροντος στην D - Band, τα 115, 140 και 160 GHz. Ας σημειωθεί ότι καθώς η έξοδος λαμβάνεται από κοινό κόμβο του κυκλώματος, όλες οι περιττές αρμονικές έχουν πολύ χαμηλή ισχύ. Όποια παραμόρφωση υπεισέρχεται στο σήμα οφείλεται στην 4^η αρμονική, η οποία εκτείνεται από τα 230 μέχρι τα 320 GHz περίπου. Αυτή έχει μέγιστη ισχύ -22 dBm και γίνεται πιο φανερή στις χαμηλότερες συχνότητες ταλάντωσης.



Εικόνα 86. Φάσμα συχνοτήτων για συχνότητα φέροντος 115 GHz



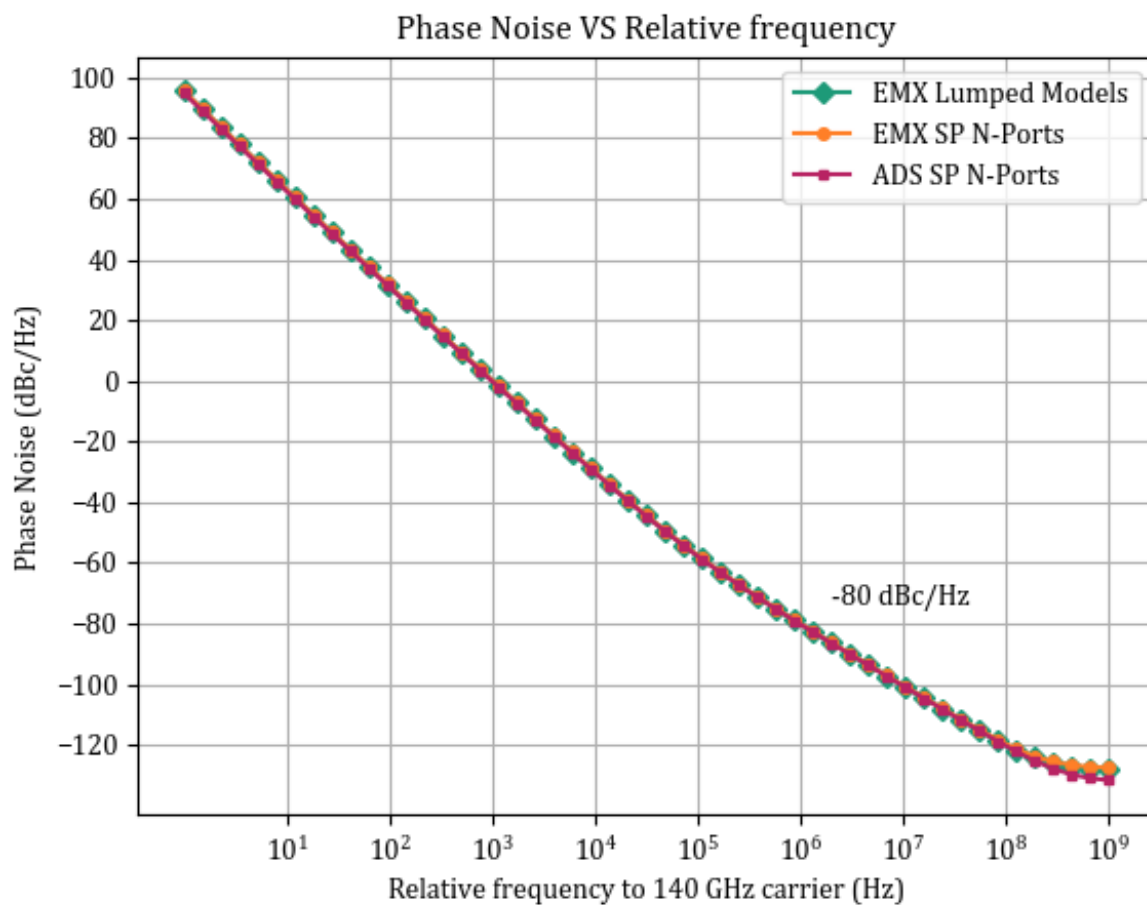
Εικόνα 87. Φάσμα συχνοτήτων για συχνότητα φέροντος 140 GHz



Εικόνα 88. Φάσμα συχνοτήτων για συχνότητα φέροντος 160 GHz

4.3.2.3 PHASE NOISE

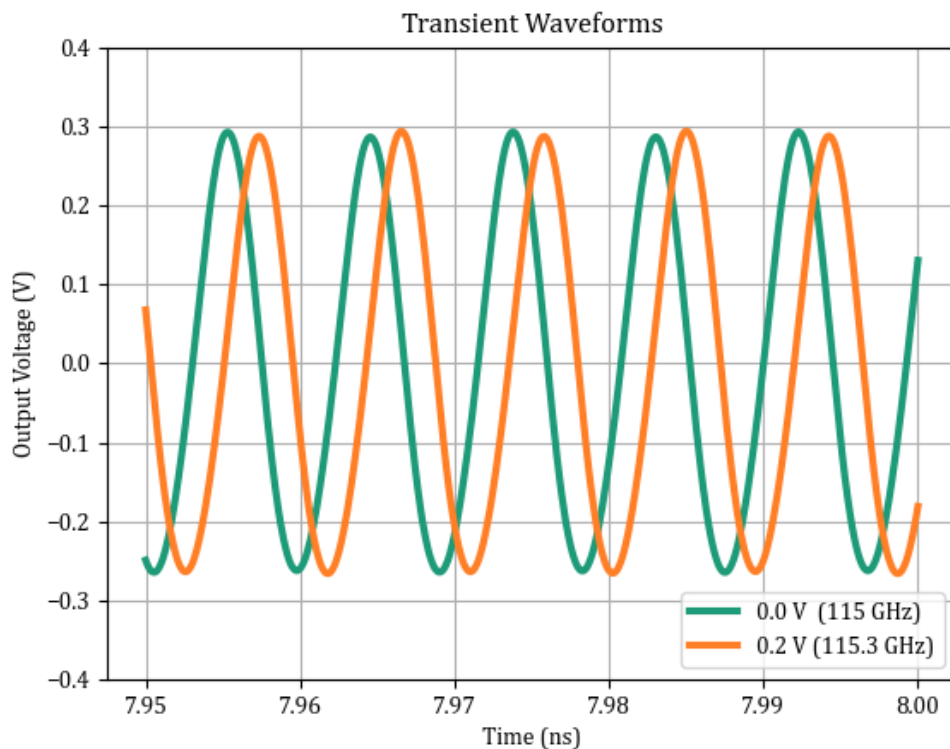
Στο επόμενο διάγραμμα παρουσιάζεται ο θόρυβος φάσης του ταλαντωτή συναρτήσει της συχνοτικής απόστασης από το φέρον σήμα των 140 GHz. Ο οριζόντιος άξονας είναι υπό λογαριθμική κλίμακα. Τα αποτελέσματα φέρουν αμελητέες διαφορές μεταξύ τους, ενώ σε απόσταση 1 MHz από το φέρον, ο θόρυβος φάσης έχει τιμή -80 dBc/Hz. Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι για συχνότητες άνω των 140 GHz και στην ίδια σχετική συχνότητα αυτός ελαττώνεται μέχρι και τα -82 dBc/Hz. Η μέγιστη τιμή του, τα -78 dBc/Hz, παρατηρείται για συχνότητα ταλάντωσης στα 124 GHz περίπου.



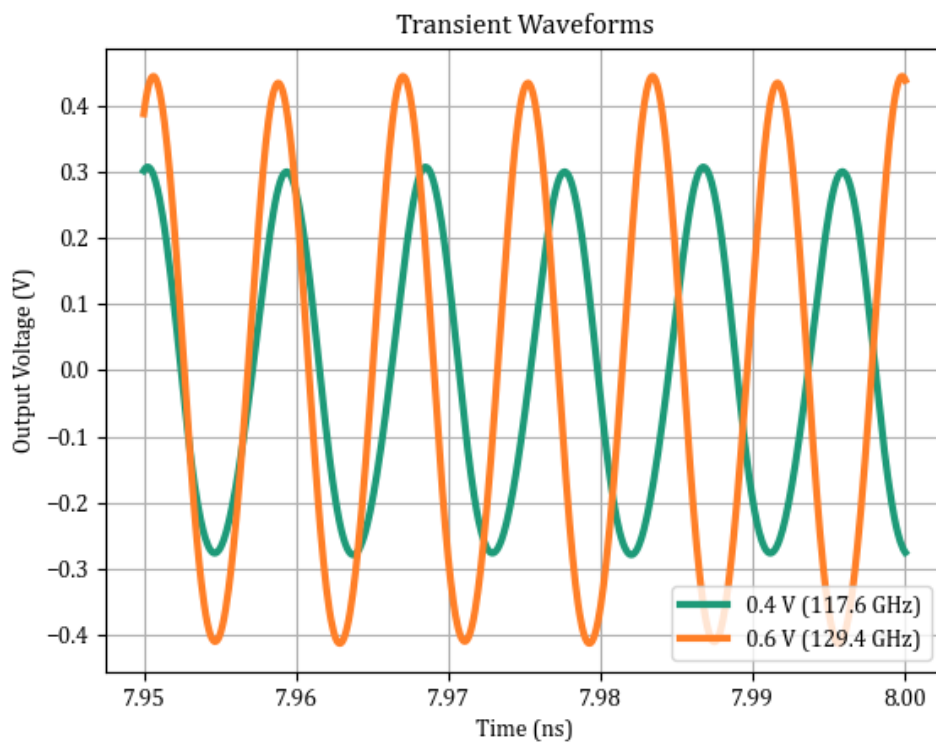
Εικόνα 89. Θόρυβος φάσης για συχνότητα φέροντος 140 GHz

4.3.2.4 TRANSIENT

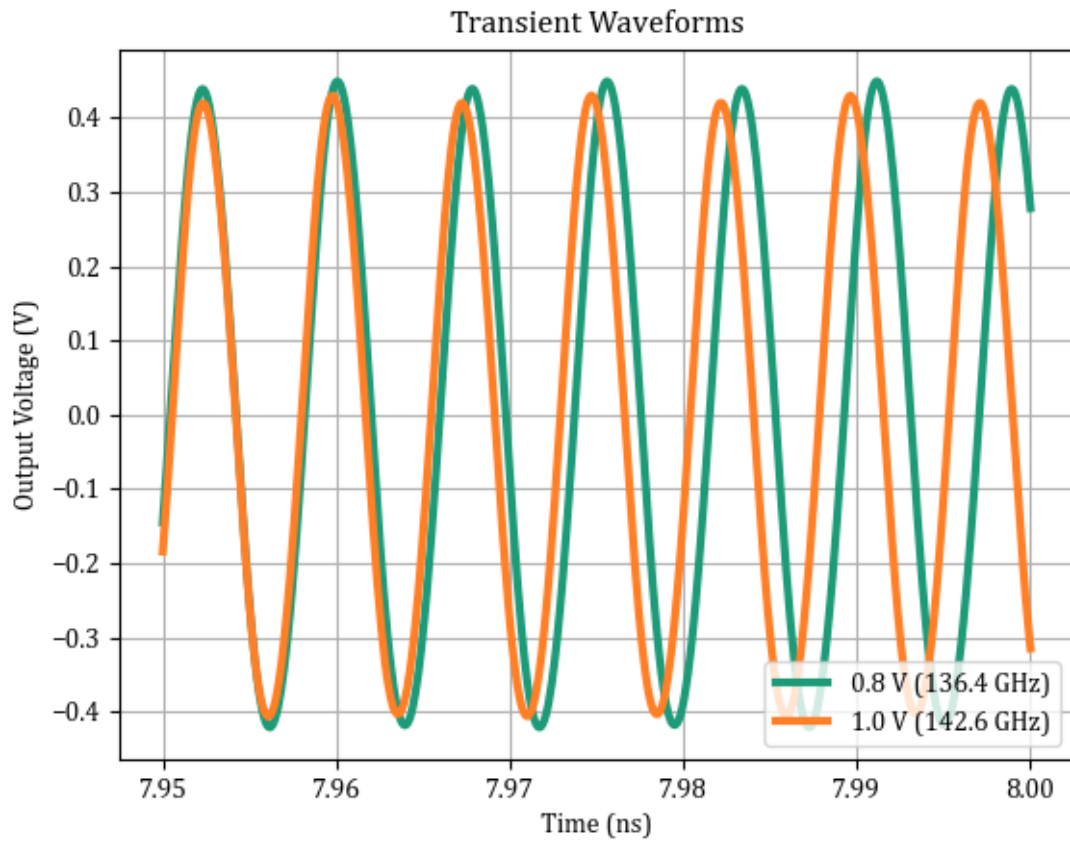
Ακολουθούν οι παραγόμενες κυματομορφές στο πεδίο του χρόνου για τιμές της τάσης V_{TUNE} από 0 έως 2 V με βήμα 0.2 V, μετά την εγκαθίδρυση μόνιμης κατάστασης (steady state).



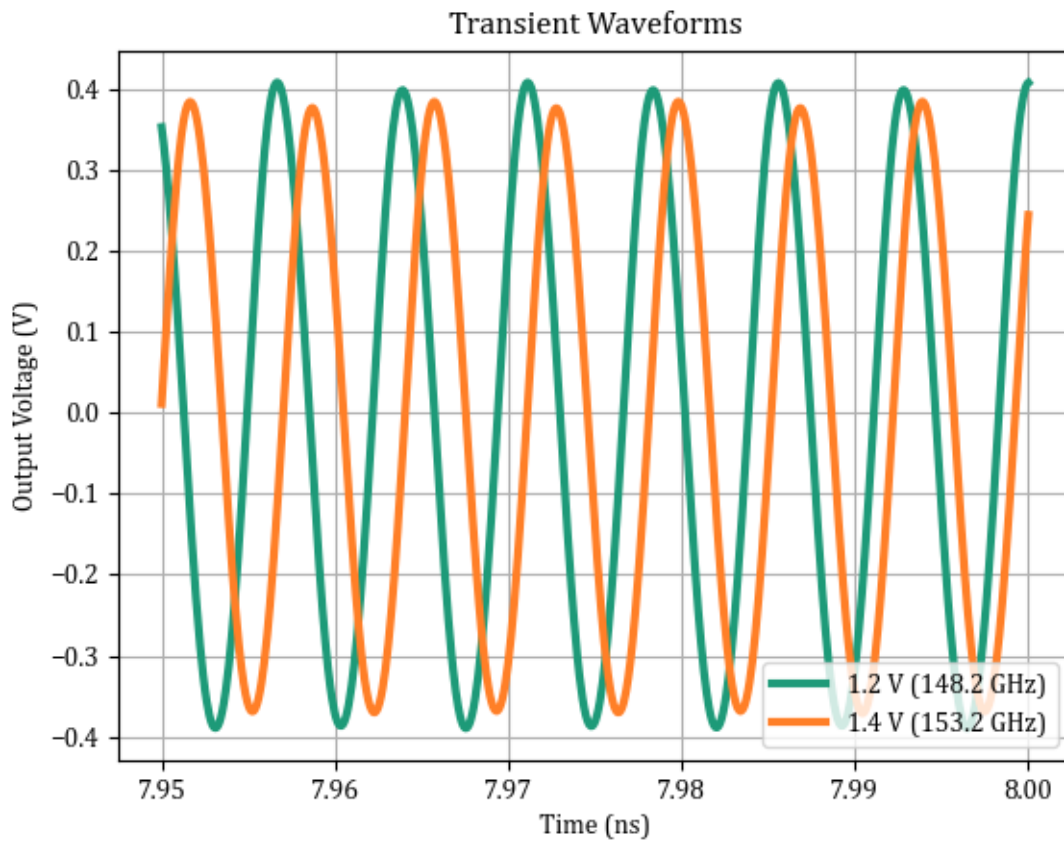
Εικόνα 90. Κυματομορφές στο πεδίο του χρόνου 1



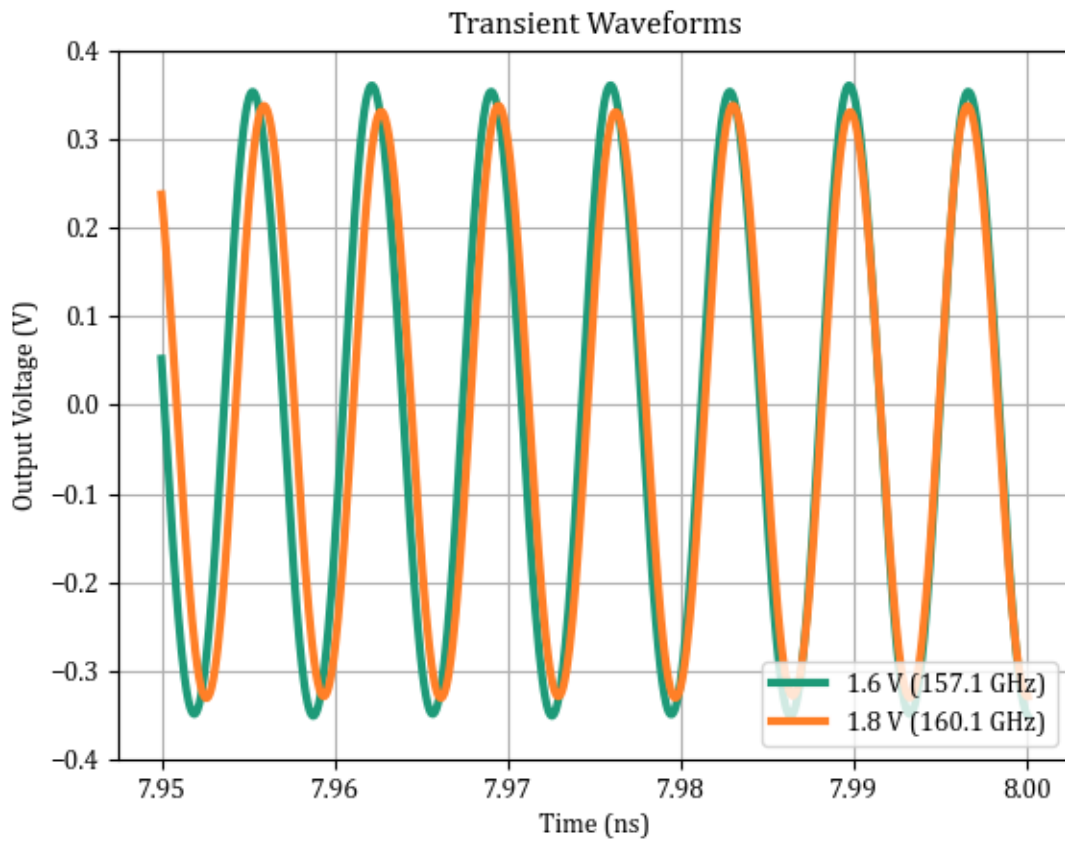
Εικόνα 91. Κυματομορφές στο πεδίο του χρόνου 2



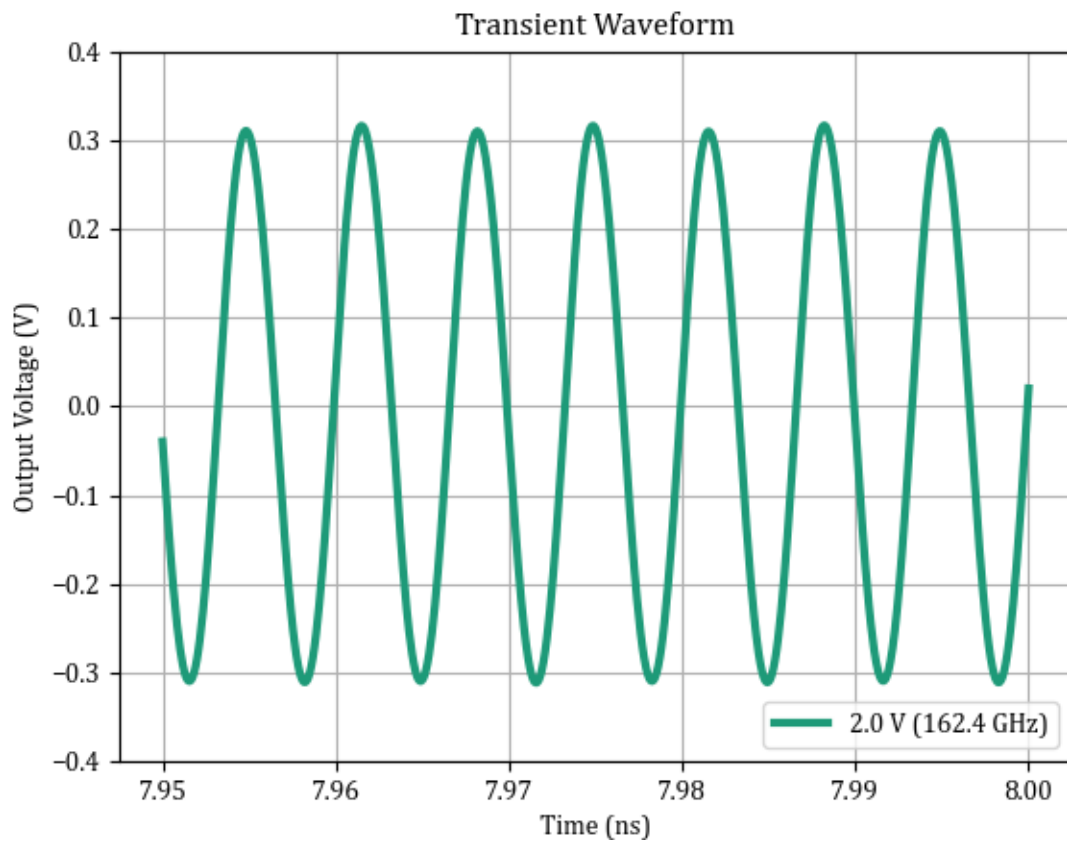
Εικόνα 92. Κυματομορφές στο πεδίο του χρόνου 3



Εικόνα 93. Κυματομορφές στο πεδίο του χρόνου 4



Εικόνα 94. Κυματομορφές στο πεδίο του χρόνου 5



Εικόνα 95. Κυματομορφές στο πεδίο του χρόνου 6

4.4 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕ ΠΑΡΟΜΟΙΕΣ ΔΟΥΛΕΙΕΣ

Τέλος, για την αξιολόγηση των επιδόσεων του παρουσιαζόμενου ταλαντωτή, αλλά και για την σύγκριση με παρόμοιες βιβλιογραφικές προτάσεις στην D - Band, χρησιμοποιείται η μετρική της εξίσωσης (63):

$$FoM_{VCO} = L(f_m) - 20 \log \left(\frac{f_{osc} NFTR}{f_m 10} \right) + 10 \log \left(\frac{P_{DC}}{1 \text{ mW}} \right) - 10 \log \left(\frac{P_{AVS}}{1 \text{ mW}} \right)$$

Ακολουθεί ο σχετικός συγκριτικός πίνακας [33, pp. 1-4], [34, pp. 317-320], [41, pp. 55-58], [42, pp. 83-86], [43, pp. 877-880], [44, pp. 1507-1510]:

	C. Bredendiek et al.	K. W. Tang et al.	U. Ali et al.	F. Ahmed et al.	Y. Baeyens et al.	B. Khamaisi et al.	This work
Tech. Node	HBT 130 nm	CMOS 90 nm	BiCMOS 130 nm	BiCMOS 130 nm	HBT 130 nm	CMOS 65 nm	BiCMOS 90 nm
Topology	Clapp + Doubler	Colpitts	Colpitts	Colpitts	Push - Push Colpitts	Push - Push Colpitts	Colpitts + Doubler
f_{osc} (GHz)	144	77	142	153	135	164	140
P_{AVS} (W)	0.002	0.00004	0.00044	0.00794	0.00031	0.00041	0.00182
$NFTR$	30.39	8.07	5.63	7.84	22.22	6.1	33.94
P_{DC} (W)	0.41	0.022	0.058	0.132	0.170	0.03	0.049
$L(\Delta f)$ (dBc/Hz)	-93 @ 1 MHz	-100.3 @ 1 MHz	-85 @ 2 MHz	-92 @ 1 MHz	-85 @ 1 MHz	-73 @ 5 MHz	-80 @ 1 MHz
FoM_{VCO} (dBc/Hz)	-182.70	-168.76	-155.84	-181.37	-167.15	-140.38	-179.23

Πίνακας 3. Σύγκριση προτεινόμενου ταλαντωτή με άλλες δουλειές

Σύμφωνα με τον Πίνακα (3) και την βιβλιογραφική έρευνα που έχει διεξαχθεί, η προτεινόμενη τοπολογία παρουσιάζει το μεγαλύτερο εύρος ρύθμισης της συχνότητας στην D - Band, με ταυτόχρονα υψηλή ισχύ εξόδου και χαμηλή κατανάλωση. Ο θόρυβος φάσης είναι υψηλότερος σε σύγκριση με την πλειοψηφία της βιβλιογραφίας, όμως αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς όπως συζητήθηκε στην παράγραφο 2.1.4, το εύρος ρύθμισης της συχνότητας και ο θόρυβος φάσης είναι προδιαγραφές αντικρουόμενες.

5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζεται ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση, ο οποίος προορίζεται για εφαρμογές στην D - Band των συχνοτήτων. Αποτελείται από έναν πυρήνα αρχιτεκτονικής διαφορικού Colpitts, σχεδιασμένο για λειτουργία στα 55 - 85 GHz, ακολουθούμενο από το απαραίτητο matching network και έναν διπλασιαστή συχνότητας μονής εξόδου. Η κεντρική συχνότητα ταλάντωσης βρίσκεται στα 140 GHz και υπάρχει δυνατότητα για ρύθμισή της στο διάστημα 115 - 162 GHz, με αποτέλεσμα μία από τις ευρύτερες tuning ranges που απαντώνται στην βιβλιογραφία (33.6 %). Τα υπόλοιπα πλεονεκτήματά του περιλαμβάνουν χαμηλή κατανάλωση (49 mW) με ταυτόχρονα υψηλή ισχύ εξόδου (2.6 με -1.9 dBm), καθιστώντας τον αποδοτικό ως προς την μετατροπή DC ισχύος σε AC. Το κύριο του μειονέκτημα είναι ο σχετικά υψηλός θόρυβος φάσης (-78 με -82 dBc/Hz σε offset 1 MHz από την συχνότητα φέροντος), το οποίο είναι φυσικό επακόλουθο της ευρείας tuning range.

Βάσει λοιπόν αυτών των χαρακτηριστικών, ο προτεινόμενος VCO κρίνεται κατάλληλος για εφαρμογές που απαιτούν ευρυζωνική ρύθμιση της συχνότητας και υψηλή ενεργειακή απόδοση. Έναυσμα για εξέλιξη της παρούσας δουλειάς αποτελεί η δημιουργία ενός βρόχου κλειδωμένης φάσης (PLL) γύρω από τον εν λόγω VCO και η δοκιμή λειτουργίας του χωρίς διαιρέτη συχνότητας, χάρη στην προσέγγιση “fundamental core plus frequency doubler” που ακολουθείται.

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] S. Voinigescu, *High-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge University Press, 2013.
- [2] M. Snelgrove, 'Oscillator', *McGraw-Hill Encyclopedia of Science and Technology*. 2007.
- [3] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*. Cambridge University Press, 2015.
- [4] D. Chattopadhyay and P. C. Rakshit, *Electronics: Fundamentals And Applications*, 7th ed. New Age International Publishers, 2006.
- [5] A. Sedra and S. Kenneth, *Microelectronic Circuits*, 7th ed. Papasotiriou, 2017.
- [6] R. K. Garg, A. Dixit, and P. Yadav, *Basic Electronics*. Firewall Media, 2008.
- [7] 'SAW Technology'.
- [8] A. V. Raisanen and A. Lehto, *Radio Engineering for Wireless Communication and Sensor Applications*. Artech, 2003.
- [9] S. Hong, *Wireless: From Marconi's Black-Box to the Audion*. MIT Press, 2001.
- [10] E. Thomson, 'METHOD OF AND MEANS FOR PRODUCING ALTERNATING CURRENTS', US500630A, 1893
- [11] G. F. Fitzgerald, *The Scientific Writings of the Late George Francis Fitzgerald*. Nabu Press, 2010.
- [12] W. du B. Duddell, 'Improvements in and connected with Means for the Conversion of Electrical Energy, Derived from a Source of Direct Current, into Varying or Alternating Currents', GB190021629, 1901
- [13] V. Poulsen, 'Improvements relating to the Production of Alternating Electric Currents', GB190315599, 1904
- [14] V. Poulsen, 'Method of Producing Alternating Currents with a High Number of Vibrations', US789449, 1905
- [15] C. Hempstead and W. Worthington, Eds., 'Encyclopedia of 20th-Century Technology', vol. 2nd. Routledge, 2005.
- [16] E. H. Armstrong, 'Some Recent Developments in the Audion Receiver', in *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1915.
- [17] S. Hong, 'A History of the Regeneration Circuit: From Invention to Patent Litigation', 2012. https://aireradio.org/Superet_arms/storia%20della%20reazione.pdf (accessed Aug. 28, 2023).
- [18] J. Stiles, 'Oscillators-A Brief History', 2005. <https://www.ittc.ku.edu/~jstiles/622/handouts/Oscillators%20A%20Brief%20History.pdf> (accessed Aug. 28, 2023).
- [19] J. A. Hijiya, *Lee De Forest and the Fatherhood of Radio*. Lehigh University Press, 1992.

- [20] P. J. Nahin, *The Science of Radio: With Matlab and Electronics Workbench Demonstration*, 2nd ed. Springer, 2001.
- [21] R. Glazebrook, *A dictionary of applied physics*, vol. 2nd: Electricity. London: Macmillan and Co. Ltd, 1922.
- [22] J. B. Calvert, 'The Eccles-Jordan Circuit and Multivibrators', 2001. <https://mysite.du.edu/~etuttle/electron/elect36.htm> (accessed Aug. 28, 2023).
- [23] B. Van der Pol, 'On relaxation-oscillations', *The London, Edinburgh and Dublin Philosophical Magazine*, 1927.
- [24] H. Nyquist, 'Regeneration theory', *The Bell System Technical Journal*, vol. 11, no. 1, 1932.
- [25] K. Kurokawa, 'Some basic characteristics of broadband negative resistance oscillator circuits', *The Bell System Technical Journal*, vol. 48, no. 6, 1969.
- [26] J. Rutman and F. L. Walls, 'Characterization of frequency stability in precision frequency sources', in *Proceedings of the IEEE*, 1991.
- [27] 'Phase noise'. https://en.wikipedia.org/wiki/Phase_noise (accessed Aug. 28, 2023).
- [28] 'RC oscillator'. https://en.wikipedia.org/wiki/RC_oscillator (accessed Aug. 28, 2023).
- [29] 'Electronic Oscillator'. https://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_oscillator#Relaxation_oscillator (accessed Aug. 28, 2023).
- [30] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, 2nd ed. Artech House, 2003.
- [31] F. Ellinger, *Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies*, 2nd ed. Springer, 2008.
- [32] 'International Technology Roadmap for Semiconductors', 2001. <https://www.semiconductors.org/wp-content/uploads/2018/08/2001SysDrivers.pdf> (accessed Aug. 29, 2023).
- [33] F. Ahmed, M. Furqan, B. Heinemann, and A. Stelzer, 'A SiGe-Based D-Band Fundamental-Wave VCO with 9 dBm Output Power and -185 dBc/Hz FoMT', in *2015 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, 2015.
- [34] U. Ali, M. Bober, and A. Thiede, 'Design of Voltage Controlled Oscillators (VCOs) in D-Band and their Phase Noise Measurements using Frequency Down-Conversion', in *2016 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2016.
- [35] T. Sato, K. Okada, and A. Matsuzawa, 'A New Figure of Merit of LC Oscillators Considering Frequency Tuning Range', in *2011 9th IEEE International Conference on ASIC*, 2011.
- [36] E. H. Colpitts, 'Oscillation generator', US1624537A, 1918
- [37] B. Razavi, *Fundamentals of Microelectronics*, 2nd ed. Kleidarithmos, 2018.
- [38] J.-C. Nallatamby, M. Pringet, M. Camiade, and J. Obregon, 'Phase noise in oscillators – Leeson formula revisited', *IEEE Trans Microw Theory Tech*, vol. 51, no. 4, 2003.

- [39] L. Dauphinee, M. Copeland, and P. Schvan, 'A balanced 1.5 GHz voltage controlled oscillator with an integrated LC resonator', in *1997 IEEE International Solids-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers*, 1997.
- [40] H. Li and H.-M. Rein, 'Millimeter-wave VCOs with wide tuning range and low phase noise, fully integrated in a SiGe bipolar production technology', *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 2, 2003.
- [41] K. W. Tang, S. Leung, N. Tieu, P. Schvan, and S. P. Voinigescu, 'Frequency Scaling and Topology Comparison of Millimeter-wave CMOS VCOs', in *2006 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, 2006.
- [42] C. Bredendiek, N. Pohl, K. Aufingre, and A. Bilgic, 'An ultra-wideband D-Band signal source chip using a fundamental VCO with frequency doubler in a SiGe bipolar technology', in *2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2012.
- [43] Y. Baeyens and Y. K. Chen, 'A monolithic integrated 150 GHz SiGe HBT push-push VCO with simultaneous differential V-band output', in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003.
- [44] B. Khamaisi and E. Socher, 'A 159–169 GHz frequency source with 1.26 mW peak output power in 65 nm CMOS', in *2013 European Microwave Conference*, 2013.