

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών
Ηλεκτρονικών Υπολογιστών



Σχεδίαση Ταλαντωτή Ελεγχόμενου Από Τάση (VCO) Στα 5-6 GHz Με Τεχνολογία CMOS

Διπλωματική Εργασία

Δεριζιώτης Ιωάννης Ρωμανός

Επιτροπή: Ματίας Μπούχερ (επιβλέπων)
Κωνσταντίνος Μπάλας
Πνευματικάτος Διονύσιος

Χανιά, Σεπτέμβριος 2012

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1 :Εισαγωγή.....	4
1.1Πρόλογος.....	4
1.2 Περίληψη.....	6
1.3 Αρχιτεκτονικές δεκτών.....	6
1.3.1 Ετερόδυννοι Δέκτες.....	7
1.3.1.1 Πρόβλημα της Εικόνας.....	8
1.3.2 Ομόδυννοι Δέκτες.....	9
1.3.2.1 Επιλογή Καναλιού.....	10
1.3.2.2 DC Offsets.....	12
1.3.2.3 Flicker Noise.....	13
Κεφάλαιο 2 : Βασική Θεωρία Ταλαντωτών.....	14
2.1 Αρχές Λειτουργίας.....	14
2.1.1 Σύστημα Ανάδρασης (Feedback Model).....	15
2.1.2 One Port Model.....	22
2.2 Phase Noise Στους Ταλαντωτές.....	24
2.3 Τοπολογίες Ταλαντωτών.....	34
2.3.1 Διαφορικός LC Ταλαντωτής με Χιαστί Ζεύγος MOS.....	34
2.3.2 Ταλαντωτής Colpitts.....	41
2.3.3 Σύγκριση του LC διαφορικού ταλαντωτή και του Colpitts ταλαντωτή.....	45
2.3.4 Quadrature Ταλαντωτές.....	47
2.4 Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση (VCO).....	52
2.4.1 Κεντρική Συχνότητα.....	53
2.4.2 Εύρος Λειτουργίας.....	53
2.4.3 Γραμμικότητα.....	54
2.4.4 Πλάτος Εξόδου.....	54
2.4.5 Ενεργειακή Απώλεια.....	54
2.4.6 Καθαρότητα Σήματος Εξόδου.....	55

2.4.7 Ορισμός Συχνότητας VCO.....	55
2.4.8 MOS Varactor.....	55
2.4.9 MOS Transistors.....	58
2.4.4 Τοπολογία VCO.....	60
Κεφάλαιο 3 : Σχεδίαση του VCO.....	62
3.1 Προδιαγραφές.....	62
3.2 Σχηματικό και Μονάδες κυκλώματος.....	62
3.2.1 Ανάλυση Μονάδων.....	64
3.3 Προσομοιώσεις και Αποτελέσματα.....	67
3.3.1 Σήμα εξόδου και ισχύς σήματος εξόδου.....	67
3.3.2 Προσομοίωση συχνότητας ως προς τάση ελέγχου.....	71
3.3.3 Προσομοιώσεις ακραίων περιπτώσεων.....	73
3.3.4 Κατανάλωση Ενέργειας.....	75
3.3.5 Προσομοίωση Phase Noise.....	76
3.3.6 Monte Carlo Simulation.....	78
3.3.7 Σύγκριση Σχεδίασης.....	82
Κεφάλαιο 4 : Συμπεράσματα.....	83
4.1 Μελλοντική Εργασία.....	84
REFERENCES.....	85

Κεφάλαιο 1 : Εισαγωγή

1.1 Πρόλογος

Οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες έχουν γνωρίσει παγκόσμια άνθηση τα τελευταία 15 χρόνια γιατί καθιστούν πολύ εύκολη την επικοινωνία μεταξύ των ατόμων. Για παράδειγμα, τα κινητά τηλέφωνα όπως και τα tablets είναι πολύ δημοφιλή λόγω της ευκολίας χρήσης τους και των ολοένα αυξανόμενων χαρακτηριστικών τα οποία διαθέτουν. Οι ασύρματες επικοινωνίες επίσης παρέχουν και πολύ εύκολη πρόσβαση στο διαδίκτυο. Πλέον το διαδίκτυο είναι προσβάσιμο από το άτομο οπουδήποτε υπάρχει κάλυψη από τον παροχέα δικτύου του. Η τεραστία αξία που έχουν στην αγορά τα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας έχει οδηγήσει την βιομηχανία σε ασταμάτητες προσπάθειες για την βελτιστοποίηση της απόδοσης των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Ακόμη η ακαδημαϊκή κοινότητα παρατηρεί μεγάλη ανάπτυξη των ερευνών πάνω στον τομέα των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες, η πληροφορία πρέπει να μεταδίδεται και να λαμβάνεται μέσα σε κάποια αποδεκτά πλαίσια ποιότητας . Δυστυχώς, οι ασύρματες τηλεπικοινωνίες συνήθως λειτουργούν σε ένα εχθρικό περιβάλλον, το οποίο καθιστά την εκπομπή και τη λήψη του σήματος αρκετά δύσκολη. Η μεγαλύτερη πρόκληση στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες είναι ότι το σύστημα πρέπει να είναι ανθεκτικό σε αυτό το εχθρικό περιβάλλον για παράδειγμα υπάρχει από τη μια πλευρά η παρουσία πολλών μη επιθυμητών σημάτων σε αυτό το περιβάλλον, αλλά από την άλλη υπάρχουν αυστηροί περιορισμοί στην κατανάλωση ενέργειας λόγω της ανάγκης για φορητότητα των συσκευών. Πιο συγκεκριμένα, οι παρεμβαλλόμενοι φορείς από το περιβάλλον οι οποίοι εμπεριέχουν μη επιθυμητά RF σήματα, ο θόρυβος που πηγάζει από τη ίδιο το σύστημα μαζί με το χαμηλής ισχύος σήμα εξόδου λόγω χαμηλής ισχύος πηγής τροφοδοσίας μπορούν να υποβαθμίσουν δραστικά την απόδοση ενός πομποδέκτη αν δεν δοθεί προσοχή στην σχεδίαση του.

Πρόσφατα, έχει γίνει μεγάλη ερευνητική προσπάθεια η οποία είναι εστιασμένη σε CMOS υλοποιήσεις τηλεπικοινωνιακών συστημάτων

χαμηλού κόστους και υψηλής απόδοσης. Αυτό, οφείλεται κυρίως στην πολύ μεγάλη ανάπτυξη των CMOS τα οποία εμφανίζονται σε ολοένα και μικρότερες κλίμακες, γεγονός το οποίο παρέχει την δυνατότητα ολοκλήρωσης πολύπλοκων κυκλωμάτων ψηφιακής επεξεργασίας σήματος μεγάλης κλίμακας με μικρότερο κόστος σε σύγκριση με κυκλωματικές τεχνολογίες όπως Bipolar, SiGe και GaAs. Η αγορά οδηγεί στην εξέλιξη αυτών των τεχνολογιών θέτοντας αυστηρούς περιορισμούς απόδοσης, κόστους καθώς και κατανάλωσης ενέργειας στα κυκλώματα τα οποία λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες. Το βασικό πρόβλημα που προκύπτει στην σχεδίαση των βασικών δομικών στοιχείων(LNA, VCO, ADC etc.) ενός RF πομποδέκτη είναι ότι τα trade-offs μεταξύ γραμμικότητας-κέρδους-θορύβου-κατανάλωσης ενέργειας του κάθε δομικού στοιχείου, πρέπει να επιλυθούν αποτελεσματικά έτσι ώστε να ικανοποιούν τα αυστηρά κριτήρια των διαφόρων πρωτοκόλλων ασύρματης επικοινωνίας όπως είναι τα UWB, WiFi, WiMax, με όσο το δυνατόν μικρότερο κόστος.

Με αυτή τη λογική οδηγούμαστε στη σχεδίαση ενός πολύ βασικού δομικού στοιχείου του πομποδέκτη, τον ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση ή άπλα VCO. Τέλος καταλήγουμε στη σχεδίαση ενός VCO με κεντρική συχνότητα τα 5.5GHz, εύρος ταλάντωσης 1GHz με τεχνολογία TSMC στα 90nm.

1.2 Περίληψη

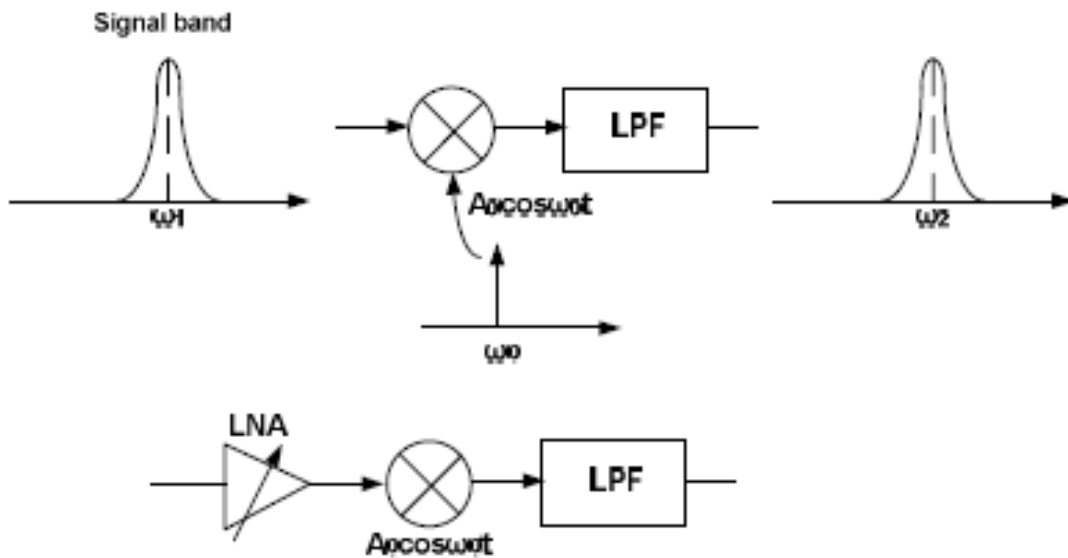
Σε αυτή την εργασία παρουσιάζεται η σχεδίαση ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση (VCO). Ο ρόλος του VCO σε ένα πομποδέκτη είναι να οδηγεί το σήμα που εξέρχεται από τον LNA σε μια επιθυμητή συχνότητα. Παρακάτω παρουσιάζονται μερικές πολύ βασικές αρχιτεκτονικές πομποδεκτών καθώς και μερικά από τα μειονεκτήματά τους. Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται τα βασικά στοιχεία της θεωρίας των ταλαντωτών, το προφίλ του θορύβου στους ταλαντωτές, οι δημοφιλέστερες LC τοπολογίες ταλαντωτών καθώς και οι συγκρίσεις μεταξύ τους. Στη συνέχεια, στο κεφάλαιο 3 αρχικά παρουσιάζεται το σχηματικό του κυκλώματος το οποίο δημιουργήθηκε με τη βοήθεια του CAD Cadence Tool, έπειτα παρουσιάζονται οι προσομοιώσεις που έγιναν στο κύκλωμα και αφορούν το σήμα εξόδου, την κατανάλωση, τον Phase Noise, τις ακραίες περιπτώσεις καθώς και Monte Carlo προσομοιώσεις που αφορούν το mismatch του ρεύματος και την απόκλιση στην συχνότητα εξόδου. Τέλος έγινε σύγκριση αυτής της σχεδίασης με άλλες παρόμοιες σχεδιάσεις που έχουν γίνει πάνω σε VCO, μέσω ενός Figure of Merit για VCO. Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζονται τα συμπεράσματα καθώς συγκεκριμένες προτάσεις για μελλοντική εργασία.

1.3 Αρχιτεκτονικές δεκτών

Οι αρχιτεκτονικές δεκτών χωρίζονται σε δυο κατηγορίες. Ετερόδυνοι δέκτες και ομόδυνοι δέκτες. Η καθεμία από αυτές τις αρχιτεκτονικές παρουσιάζει πλεονεκτήματα όσο και μειονεκτήματα, τα οποία θα αναλυθούν παρακάτω. Ο σχεδιαστής καλείται να επιλέξει ανάλογα με τις απαιτήσεις της συσκευής ποια από τις δυο αρχιτεκτονικές θα διαλέξει να υλοποιήσει.

1.3.1 Ετερόδυννοι Δέκτες

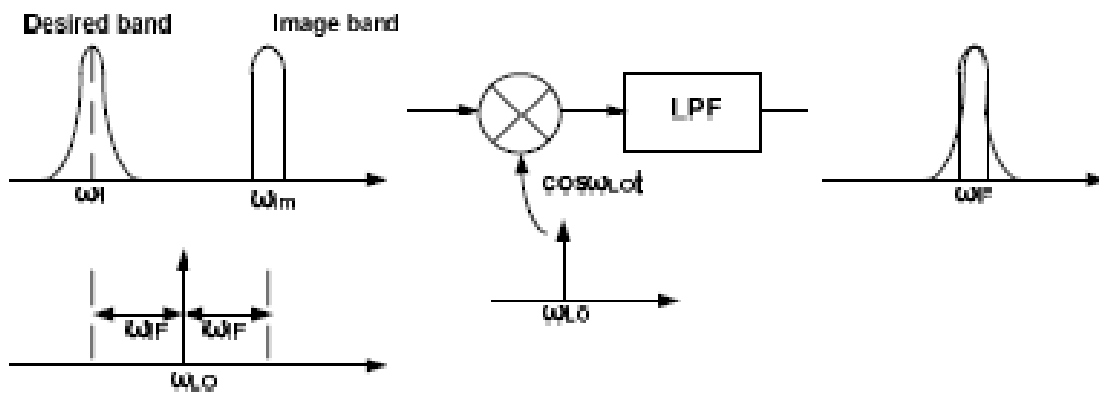
Στην ετερόδυννη (έτερη – διαφορετική δύνη προς μίξη) αρχιτεκτονική, το RF σήμα μεταφέρεται σε μια ενδιάμεση συχνότητα (intermediate frequency or IF) η οποία είναι χαμηλότερη. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω ενός μίκτη (mixer), οποίος μπορεί να θεωρηθεί ως ένας απλός αναλογικός πολλαπλασιαστής. Για να φέρουμε το σήμα από την συχνότητα ω_1 (RF) στην ω_2 (IF) γίνεται αρχικά μίξη του σήματος με ένα ημιτονοειδές σήμα $A_0 \cos \omega_0 t$, όπου $\omega_0 = \omega_1 - \omega_2$. Μετά την διαδικασία μίξης εμφανίζονται δυο ζώνες συχνοτήτων. Η πρώτη είναι γύρω από το ω_2 και η δεύτερη γύρω από το $2\omega_1 - \omega_2$. Ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (LPF) εξαλείφει την δεύτερη. Εξαιτίας του υψηλού του θορύβου, ο μίκτης ακολουθείται από έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA). Το ημιτονοειδές σήμα δημιουργείται μέσω ενός τοπικού ταλαντωτή με $\omega_{LO} = \omega_0$.



Σχήμα 1-1 Απλή ετερόδυννη μεταφορά στη συχνότητα.

1.3.1.1 Το πρόβλημα της Εικόνας

Ένα βασικό θέμα το οποίο πρέπει να εξετάσουμε, όσον αφορά την επιλογή των LO και IF συχνοτήτων, είναι η ‘συχνότητα εικόνας’ (image frequency). Ένας απλός αναλογικός πολλαπλασιαστής δεν διατηρεί την πόλωση της διαφοράς μεταξύ των δυο εισόδων του, για παράδειγμα, για τις εισόδους $x_1(t) = A_1 \cos \omega_1 t$ και $x_2(t) = A_2 \cos \omega_2 t$, το αποτέλεσμα του χαμηλοπερατού φίλτρου είναι της μορφής $\cos(\omega_1 - \omega_2)t$ το οποίο δεν έχει διαφορά από το $\cos(\omega_2 - \omega_1)t$. Έτσι, στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική, οι ζώνες που είναι συμμετρικά δεξιά και αριστερά της LO συχνότητας μεταφέρονται στην ίδια συχνότητα (Σχήμα 1-2). Αν η συχνότητα που μας ενδιαφέρει είναι γύρω από το $\omega_1 = \omega_{LO} - \omega_{IF}$, τότε η εικόνα είναι γύρω από $2\omega_{LO} - \omega_1$.

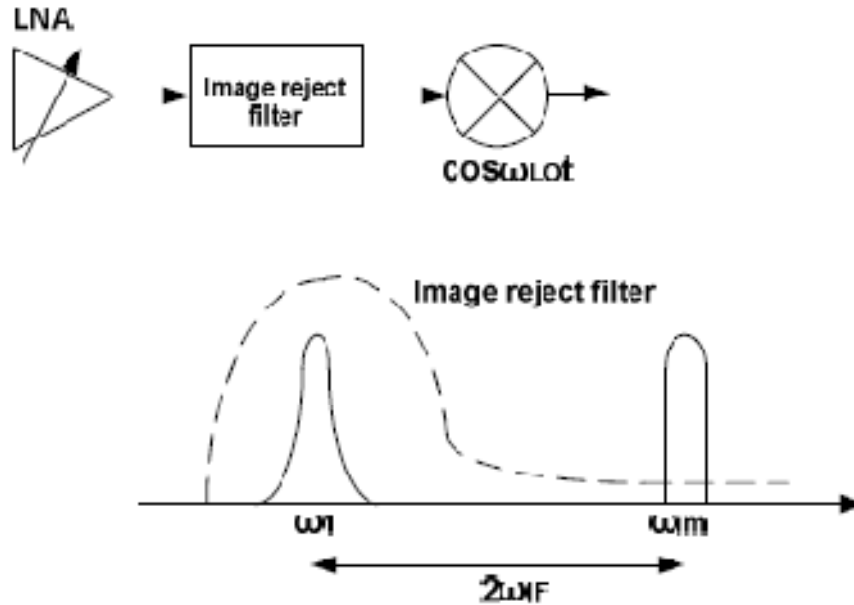


Σχήμα 1-2 Το πρόβλημα της εικόνας στην ετερόδυνη λήψη.

Το πρόβλημα της εικόνας είναι αρκετά σοβαρό. Ενώ το κάθε ασύρματο πρωτόκολλο επιβάλλει περιορισμούς στην λήψη/αποστολή σημάτων, δεν έχει καθόλου έλεγχο σε σήματα που βρίσκονται σε άλλες μπάντες. Η ισχύς της εικόνας μπορεί να είναι αρκετά μεγαλύτερη του επιθυμητού σήματος και για αυτό απαιτείται η σωστή απόρριψη της.

Η πιο συνηθισμένη προσέγγιση για την καταστολή της εικόνας είναι μέσω ενός φίλτρου απόρριψης εικόνας, το οποίο τοποθετείται πριν τον μίκτη. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1-3, το φίλτρο είναι σχεδιασμένο έτσι ώστε να έχει μια σχετικά μικρή απώλεια στην επιθυμητή ζώνη και μεγάλη

εξασθένιση στην περιοχή της εικόνας. Οι δυο παραπάνω απαιτήσεις μπορούν να επιτευχθούν αν το $2\omega_{IF}$ είναι αρκετά μεγάλο.



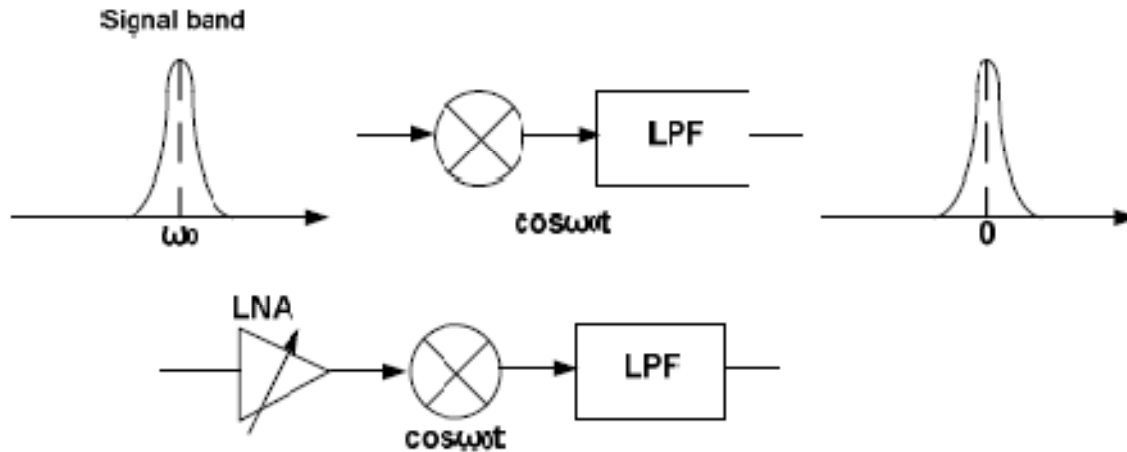
Σχήμα 1-3 Απόρριψη εικόνας μέσω κατάλληλου φίλτρου.

1.3.2 Ομόδυνοι Δέκτες

Σε αντίθεση με την ετερόδυνη αρχιτεκτονική, οι ομόδυνοι (όμο – ίδια δύνη προς μίξη) δέκτες πραγματοποιούν απευθείας μεταφορά στην συχνότητα που θέλουμε (μηδενική IF), κάτι το οποίο γεννά διαφορετικά θέματα σε σχέση με την ετερόδυνη αρχιτεκτονική.

Στο Σχήμα 1-4 φαίνεται ένας απλός ομόδυνος δέκτης, η LO συχνότητα είναι ίση με τη συχνότητα του φορέα εισόδου. Η απλότητα αυτής της αρχιτεκτονικής προσφέρει ένα σημαντικό πλεονέκτημα σε σχέση με την ετερόδυνη αρχιτεκτονική, καθώς το πρόβλημα της εικόνας δεν υφίσταται πλέον, αφού $\omega_{IF} = 0$. Έτσι, δεν χρειαζόμαστε πλέον φίλτρο απόρριψης εικόνας και η πολυπλοκότητα μειώνεται.

Δυστυχώς όμως η ομόδυνη αρχιτεκτονική έχει διάφορα μειονεκτήματα τα οποία δεν υπάρχουν στις ετερόδυνες αρχιτεκτονικές.



Σχήμα 1-4 Απλός ομόδυνος δέκτης.

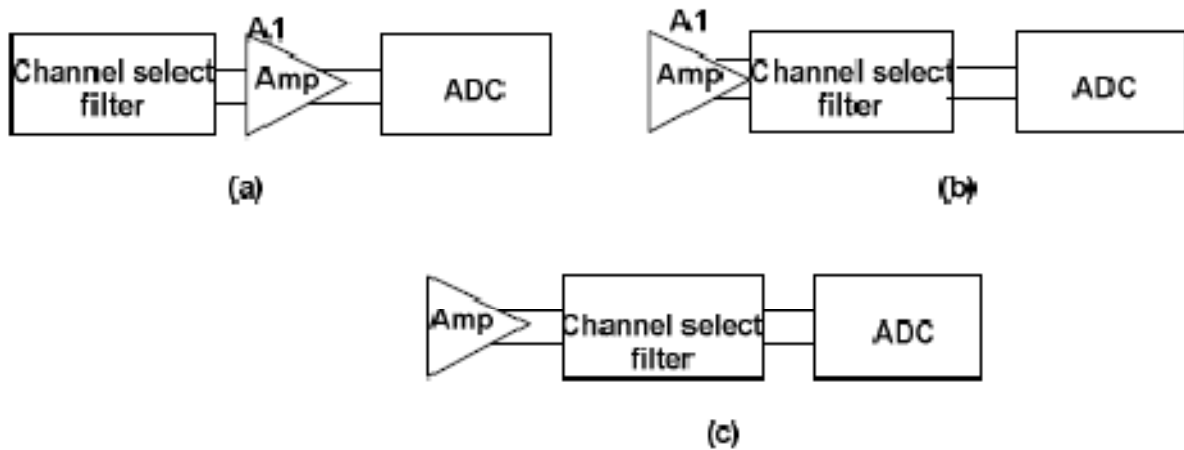
1.3.2.1 Επιλογή καναλιού

Η απόρριψη των εκτός καναλιού παρεμβολών από ένα ενεργό φίλτρο είναι πιο δύσκολη απ' ό τι με ένα παθητικό φίλτρο, κυρίως γιατί τα ενεργά φίλτρα παρουσιάζουν πολύ πιο σοβαρά trade-offs μεταξύ θορύβου, γραμμικότητας και ισχύος απ' ό τι τα παθητικά φίλτρα.

Υπάρχουν τρεις επιλογές για την απόρριψη των παρεμβολών:

- Ένα χαμηλοπερατό φίλτρο μπορεί να χρησιμοποιηθεί πριν το στάδιο του ενισχυτή, έτσι ώστε να καταστείλει τις παρεμβολές εκτός καναλιού, επιτρέποντας στον A_1 (Σχήμα 1-5α) ο οποίος είναι μη-γραμμικός υψηλού κέρδους ενισχυτής και στον A/D μετατροπέα να έχουν ένα μέτριο δυναμικό εύρος. Παρόλα αυτά το χαμηλοπερατό φίλτρο παρουσιάζει trade-off μεταξύ θορύβου και γραμμικότητας.
- Η δεύτερη επιλογή η οποία φαίνεται στο Σχήμα 1-5b, ομαλοποιεί τις απαιτήσεις θορύβου του φίλτρου απαιτώντας όμως υψηλότερη απόδοση από πλευράς του ενισχυτή. Ένας γραμμικοποιημένος διαφορικός ενισχυτής ενός σταδίου μπορεί να χρησιμοποιηθεί εδώ ώστε να παρέχει μερικό κέρδος πριν το φιλτράρισμα του καναλιού. Επιπλέον, ακόμη ένας ενισχυτής μπορεί να τοποθετηθεί ανάμεσα στο LPF και στο ADC για να ξεπεραστεί ο θόρυβος του τελευταίου.

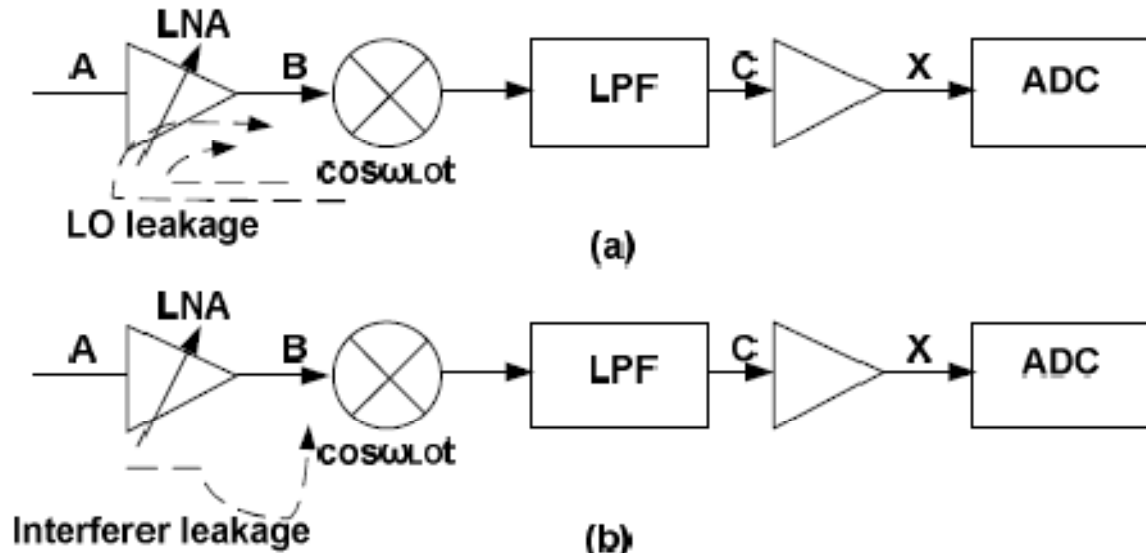
- Η τρίτη λύση, *Σχήμα 1-5c*, προτείνει την πιθανότητα του φιλτραρίσματος καναλιού στο ψηφιακό πεδίο. Σε αυτή την περίπτωση ο ADC πρέπει να πετύχει μεγάλη γραμμικότητα, ώστε να ψηφιοποιήσει το σήμα με ελάχιστη διαμόρφωση λόγω παρεμβολών, και επίσης να παρουσιάσει ένα noise floor αρκετά κάτω από το επίπεδο του σήματος.



Σχήμα 1-5 Οι τρεις προτεινόμενες λύσεις.

1.3.2.2 DC Offsets

Από τη στιγμή που στην ομόδυνη τοπολογία το σήμα μεταφέρεται στην μηδενική συχνότητα, εξωτερικές τάσεις μπορούν φθείρουν το σήμα και επίσης να οδηγήσουν σε κορεσμό τα επόμενα στάδια.



Σχήμα 1-6 Μίξη από (α) το LO σήμα (β) μια δυνατή παρεμβολή.

Αρχικά, η απομόνωση μεταξύ της θύρας του LO, των εισόδων του μίκτη και του LNA δεν είναι άπειρη, έτσι, υπάρχει μια διαρροή από τον LO στα σημεία A και B (Σχήμα 1-6α). Το σήμα διαρροής είναι αναμεμιγμένο με το σήμα του LO, παράγοντας μια DC συνιστώσα στο σημείο C. Το ίδιο συμβαίνει αν μια ισχυρή παρεμβολή έρθει από τον LNA ή τον μίκτη προς τον LO και πολλαπλασιαστεί με τον εαυτό της.

Το συνολικό κέρδος από την κεραία έως το σημείο X είναι περίπου 80-100dB, έτσι ώστε το εξασθενημένο σήμα εισόδου να ενισχυθεί σε ένα επίπεδο που να μπορεί να ψηφιοποιηθεί από έναν χαμηλού κόστους και ισχύος ADC. Τυπικά 25-30 dB αποδίδονται στον συνδυασμό LNA/μίκτη.

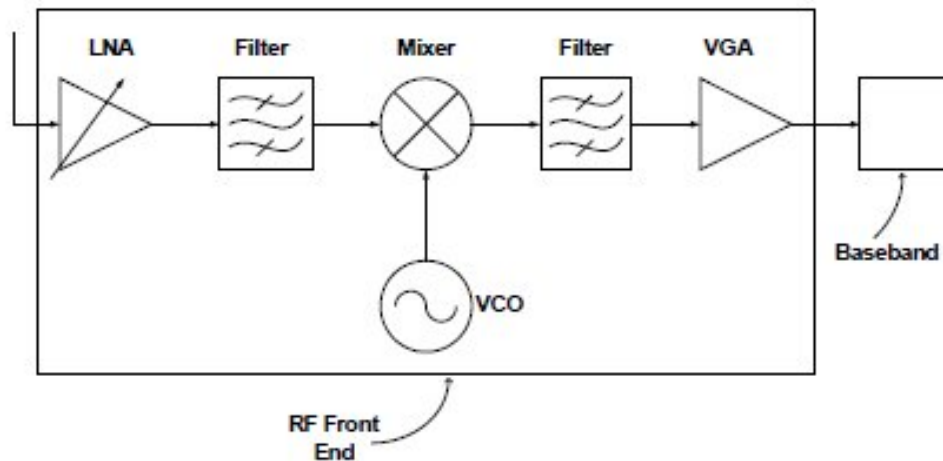
Στις ετερόδυνες αρχιτεκτονικές το πρόβλημα αυτό είναι πολύ λιγότερο σοβαρό. Αυτό συμβαίνει γιατί η συχνότητα του LO διαφέρει από την συχνότητα του φορέα. Έτσι το self-mixing μπορεί να συμβεί μόνο με σήματα παρεμβολών. Σε αυτή την περίπτωση, το DC offset μπορεί να εξαλειφτεί λόγω του ότι το IF σήμα δεν βρίσκεται στην μηδενική συχνότητα, όπως συμβαίνει με τους ομόδυνους δέκτες.

1.3.2.3 Flicker Noise

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, το κέρδος του συνδυασμού LNA/μίκτη είναι γύρω στα 30dB, φέρνοντας τα σήματα βασικής ζώνης στα μερικές δεκάδες microvolt. Ο θόρυβος στην είσοδο των επόμενων σταδίων είναι και αυτός σημαντικός. Πιο συγκεκριμένα, από τη στιγμή που το μεταφερόμενο φάσμα είναι γύρω από το μηδέν, ο $1/f$ flicker noise των συσκευών ουσιαστικά καταστρέφει το σήμα, ένα σοβαρό πρόβλημα στις υλοποιήσεις MOS. Έτσι είναι επιθυμητό να πετύχουμε υψηλό κέρδος στο RF εύρος.

Η επίδραση του flicker noise μπορεί να μειωθεί με συνδυασμό τεχνικών. Καθώς τα στάδια που ακολουθούν το μίκτη λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες, μπορούν να ενσωματώσουν πολύ μεγάλες συσκευές για να ελαχιστοποιήσουν το μέγεθος του flicker noise. Επιπλέον, ο θόρυβος μπορεί να φιλτραριστεί με ένα υπερπαρατό φίλτρο.

Ο ταλαντωτής που σχεδιάστηκε σε αυτήν την εργασία εξυπηρετεί την παρακάτω ομόδυνη αρχιτεκτονική δέκτη (Σχήμα 1-7).



Σχήμα 1-7 Δέκτης απευθείας μετατροπής.

Η παραπάνω ομόδυνη αρχιτεκτονική δέκτη υπακούει στο πρωτόκολλο WirelessMAN (WMAN) η οποία παρουσιάστηκε στο [17].

Κεφάλαιο 2 : Βασική Θεωρία Ταλαντωτών

2.1 Αρχές Λειτουργίας

Ένας ιδανικός ταλαντωτής δημιουργεί ένα περιοδικό σήμα εξόδου. Το μαθηματικό μοντέλο περιγράφεται από την ακόλουθη έκφραση $v(t) = A(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$, όπου το A είναι το πλάτος του περιοδικού σήματος, ω_0 είναι η συχνότητα ταλάντωσης και το φ_0 είναι η αναφορά στη φάση.

Σε έναν πρακτικό ταλαντωτή η έξοδος περιγράφεται από την εξίσωση:

$$v(t) = A(t)[\sin\omega_0 t + \varphi(t)] \quad (2.1)$$

Η στιγμιαία συχνότητα ταλάντωσης είναι η παράγωγος της φάσης με βάση τον χρόνο και δίνεται από την σχέση:

$$\varphi(t) = \frac{\partial}{\partial t}[\omega_0 t + \varphi(t)] = \omega_0 + \frac{\partial}{\partial t}[\varphi(t)] \quad (2.2)$$

Γενικά, και το πλάτος $A(t)$ όσο και η φάση $\varphi(t)$ ενός πραγματικού ταλαντωτή είναι συναρτήσεις του χρόνου t , το οποίο μας αποκαλύπτει ότι στην πραγματικότητα ένας ταλαντωτής είναι ένα χρονικά μεταβλητό σύστημα (time variant system).

Οι διακυμάνσεις της φάσης και του πλάτους ταλάντωσης στο πεδίο του χρόνου οδηγούν στον σχηματισμό sidebands γύρω από την συχνότητα ταλάντωσης ω_0 στο πεδίο της συχνότητας ενός πραγματικού ταλαντωτή.

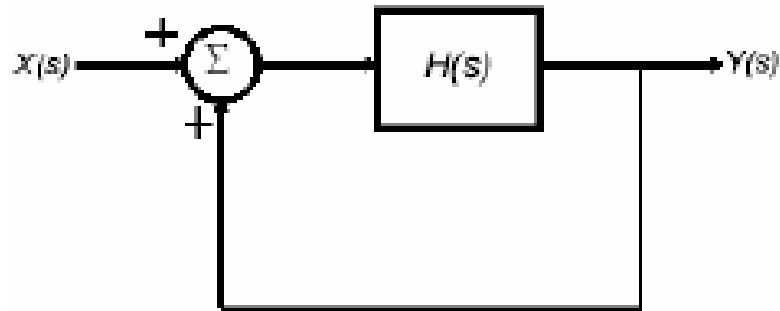
Η φάση η οποία εξαρτάται από το χρόνο προκαλεί μικρές αποκλίσεις στην συχνότητα ταλάντωσης όπως φαίνεται και από την εξίσωση (2.2). Αυτό το φαινόμενο αναφέρεται ως Phase Noise (Θόρυβος φάσης) στο πεδίο της συχνότητας της εξόδου του ταλαντωτή.

Ένας ταλαντωτής μπορεί να μελετηθεί από δυο απόψεις: η μια είναι σαν σύστημα ανάδρασης (Feedback Model) και η άλλη σαν One Port Model. Παρακάτω εξετάζουμε αυτές τις δυο οπτικές γωνίες.

2.1.1 Σύστημα Ανάδρασης(Feedback Model)

Οι περισσότεροι RF ταλαντωτές μπορούν να θεωρηθούν σαν ένα σύστημα ανάδρασης[1] όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2-1 όπου η συνάρτηση μεταφοράς από το $X(s)$ στο $Y(s)$ είναι:

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 - H(s)} \quad (2.3)$$



Σχήμα 2-1 Σύστημα ανάδρασης ταλαντωτή.

Στο παραπάνω σύστημα ένας αυτό – διατηρούμενος μηχανισμός εμφανίζεται στην συχνότητα s_0 για μηδενική είσοδο, π.χ. , $X(s) = 0$, αν $H(s) = 1$. Για να διατηρηθεί το πλάτος ταλάντωσης σταθερό, το s_0 πρέπει να είναι φανταστικός αριθμός, άρα $s_0 = j\omega_0$ και

$$H(j\omega_0) = 1 \quad (2.4)$$

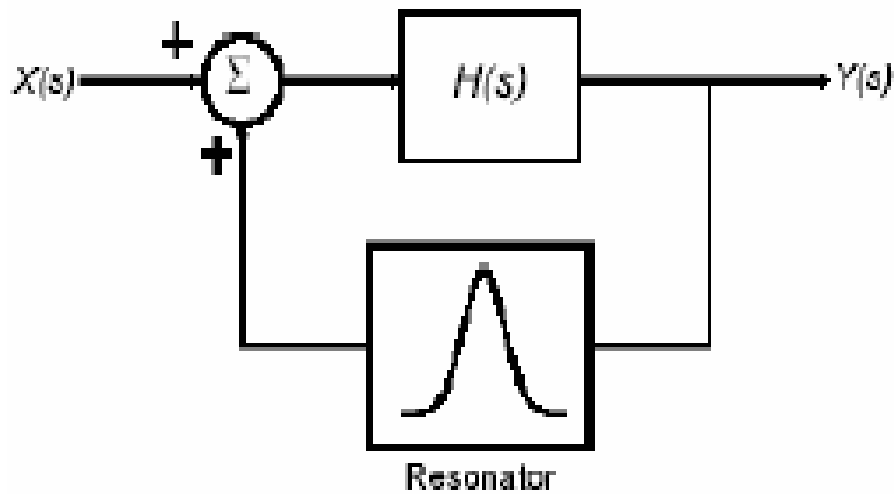
Για να διατηρείται ο ταλαντωτής σε σταθερή κατάσταση (steady state oscillation), δυο είναι οι αναγκαίες αλλά όχι ικανές συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται ταυτόχρονα στην συχνότητα ταλάντωσης ω_0 :

$$|H(j\omega_0)| = 1$$

$$\angle H(j\omega_0) = n360 \quad (n = 0, 1, 2 \dots)$$

Οι παραπάνω δυο συνθήκες ονομάζονται κριτήρια Barkhausen και αυτό που βασικά λένε είναι ότι κάθε σύστημα ανάδρασης μπορεί να ταλαντώνεται αν το κέρδος κλειστού βρόγχου και η αλλαγή της φάσης επιλεχτούν καταλλήλως.

Στους περισσότερους ταλαντωτές, τοποθετείται στον βρόγχο ένα σύστημα επιλογής συχνότητας (resonator) για να επιλεγεί η κατάλληλη συχνότητα λειτουργίας και να αποκλειστούν οι αρμονικές υψηλότερης τάξης (Σχήμα 2-2).



Σχήμα 2-2 Σύστημα ανάδρασης με δικτύωμα επιλογής συχνότητας(resonator).

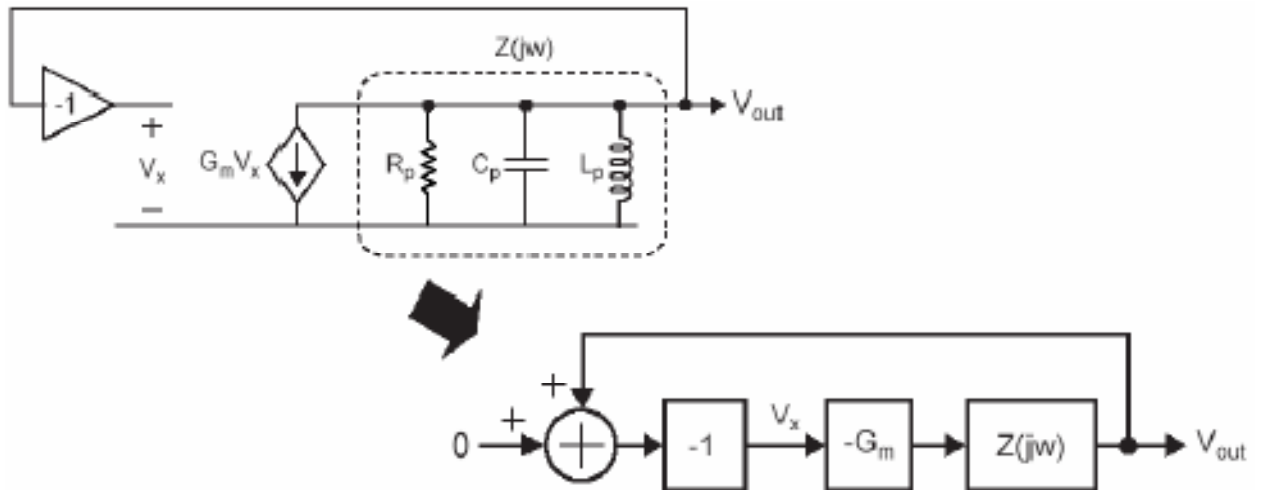
Το δικτύωμα επιλογής συχνότητας στο παραπάνω σχήμα συνήθως υλοποιείται κυκλωματικά με κατάλληλη σύνδεση πηνίου πυκνωτή όπως φαίνεται παρακάτω στο Σχήμα 2-3.

Τα κριτήρια Barkhausen για τον ταλαντωτή του παρακάτω σχήματος είναι τα εξής:

$$G_m Z(j\omega_0) = 1 \quad (2.5)$$

και $\angle G_m Z(j\omega_0) = n \cdot 360^\circ$

,όπου G_m είναι η διαγωγιμότητα του δίθυρου.

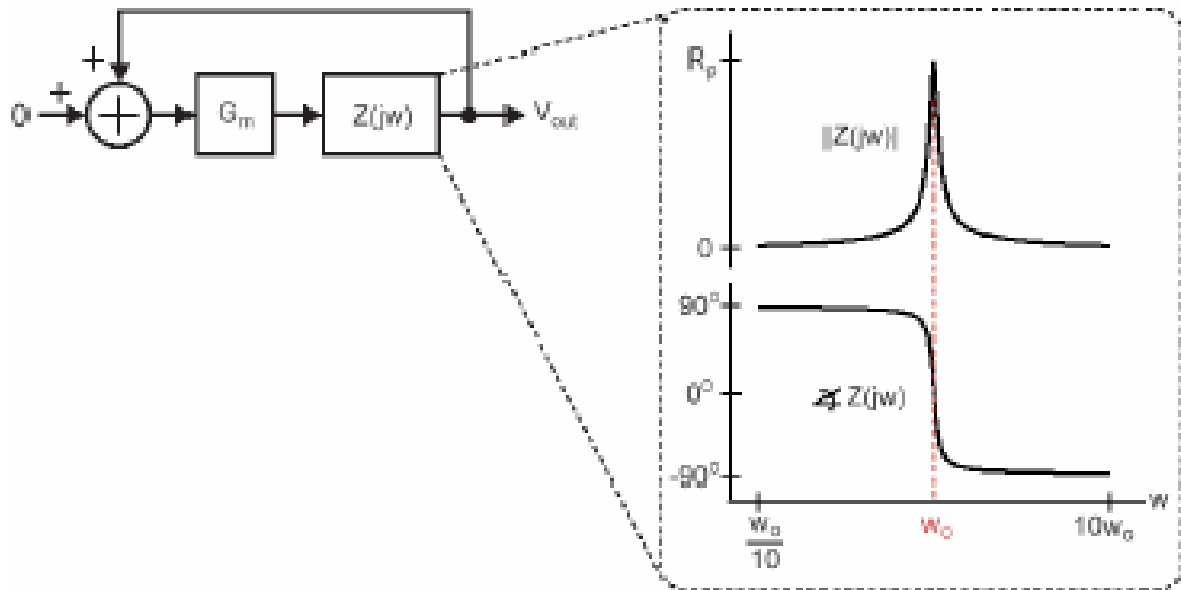


Σχήμα 2-3 Ταλαντωτής με LC tank.

Αν υποθέσουμε ότι το G_m είναι πραγματικό τότε και το $Z(j\omega_0)$ πρέπει επίσης να είναι πραγματικό. Στο Σχήμα 2-4 φαίνεται ότι το $Z(j\omega_0)$ (resonator) στην συχνότητα ταλάντωσης λειτουργεί σαν αντίσταση (δηλαδή είναι πραγματικό) και το κριτήριο φάσης ικανοποιείται. Το κριτήριο του πλάτους μπορεί να ικανοποιηθεί θέτοντας:

$$G_m R_p = 1 \quad (2.6)$$

Όπου το R_p είναι η παράλληλη αντίσταση του LC tank.



Σχήμα 2-4 Ταλαντωτής στην συχνότητα ταλάντωσης.

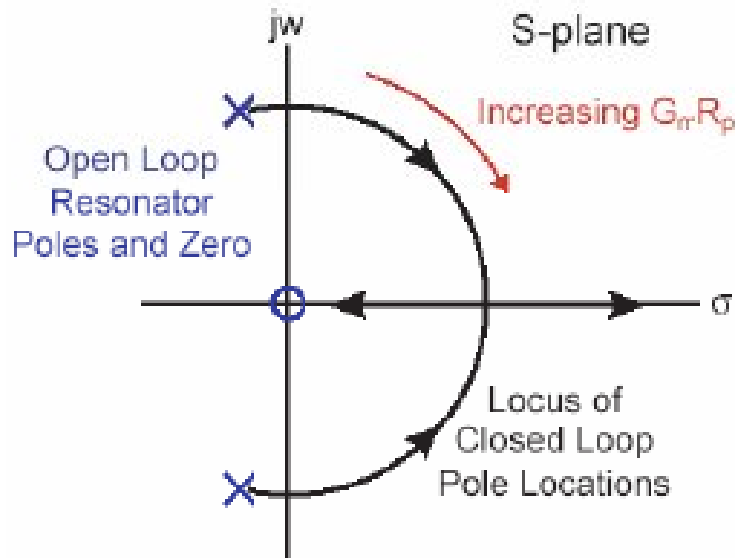
Μια εναλλακτική προσέγγιση των ταλαντωτών είναι η παρατήρηση των πόλων στο S-πεδίο, οι οποίοι είναι οι ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης:

$$1 - H(s) = 0 \quad (2.7)$$

Όπου το $H(s)$ καλείται επίσης και κέρδος κλειστού βρόγχου του κυκλώματος.

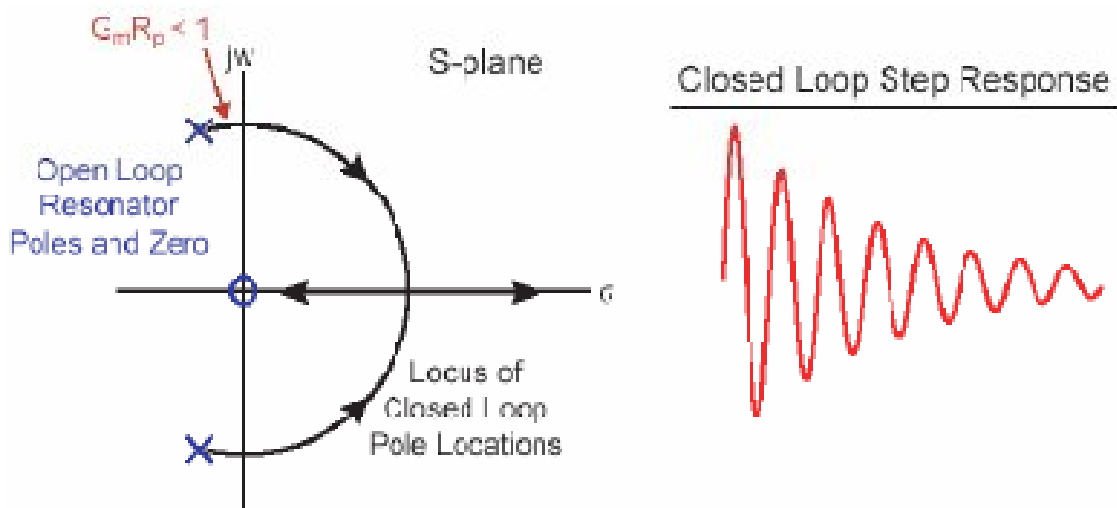
Μπορούμε παρακάτω να παρατηρήσουμε τις περιοχές των πόλων του κλειστού βρόγχου σαν συνάρτηση των πόλων/μηδενικών του ανοιχτού βρόγχου και του κέρδους ανοιχτού βρόγχου ($G_m R_p$).

Όσο το $G_m R_p$ αυξάνει, οι πόλοι προχωρούν προς το δεξί μισό του S-πεδίου.



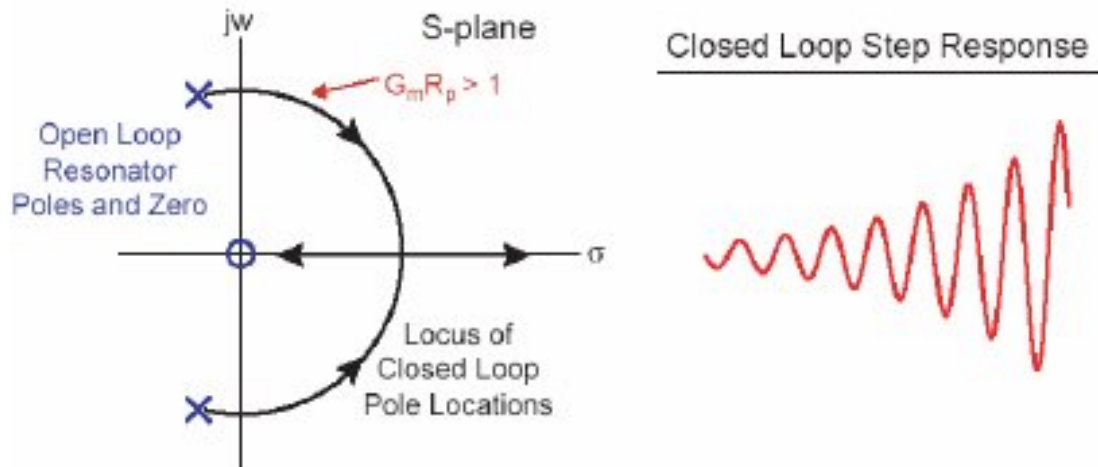
Σχήμα 2-5 Αποτέλεσμα της αύξησης του G_m .

Αν το G_m είναι μικρό τότε καταλήγουμε σε μια συνθήκη $G_m R_p < 1$ όπου οι πόλοι μετακινούνται στο αριστερό μισό του S-πεδίου και τελικά η ταλάντωση σβήνει όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



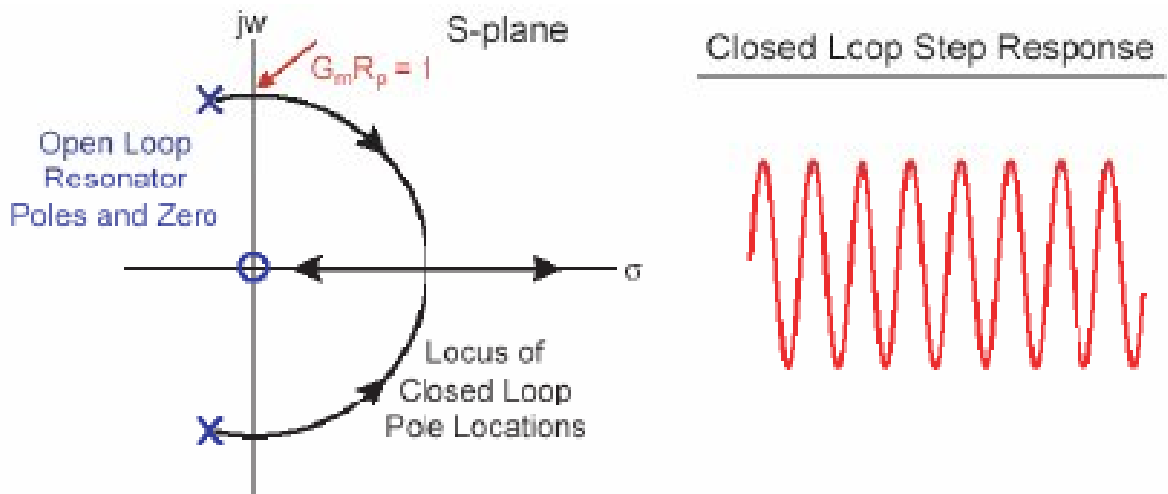
Σχήμα 2-6 Αποτέλεσμα για πολύ χαμηλό G_m .

Αν το G_m είναι πολύ υψηλό τότε έχουμε $G_m R_p > 1$ και οι πόλοι μετακινούνται στο δεξί μισό του S-πεδίου και τελικά έχουμε ασταθές σήμα στην έξοδο από το ολοένα αυξανόμενο πλάτος, όπως φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 2-7 Αποτέλεσμα για πολύ υψηλό G_m .

Για να διατηρήσουμε μια σταθερή ταλάντωση σε μια κεντρική συχνότητα ω_0 η χαρακτηριστική εξίσωση (2.7) πρέπει να έχει ρίζες της μορφής $s = \pm j\omega_0$, δηλαδή οι ρίζες πρέπει να είναι φανταστικές.

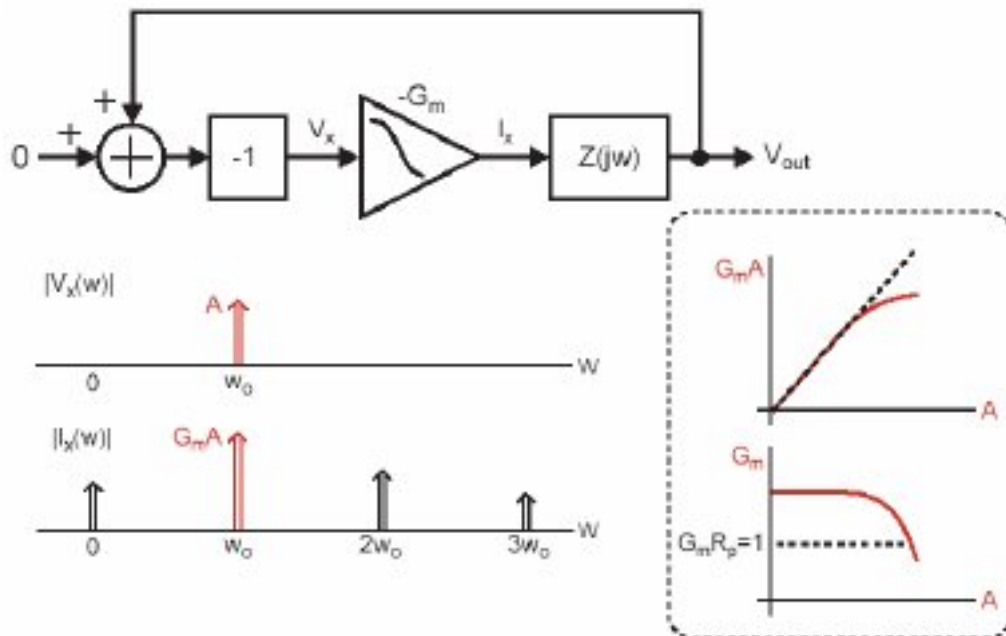


Σχήμα 2-8 Το G_m στην σωστή τιμή.

Ανάμεσα σε πολλές προσεγγίσεις η πιο αποτελεσματική για να επιτύχουμε το κέρδος βρόγχου $G_m R_p$ να είναι ακριβώς ίσο με την μονάδα, είναι να εκμεταλλευτούμε την μη γραμμικότητα ενός ενισχυτή ως ανάδραση.

Οι πραγματικοί ενισχυτές διαγωγιμότητας παρουσιάζουν κορεσμό στην χαρακτηριστική τους. Όσο το πλάτος εισόδου αυξάνει, το κέρδος στην

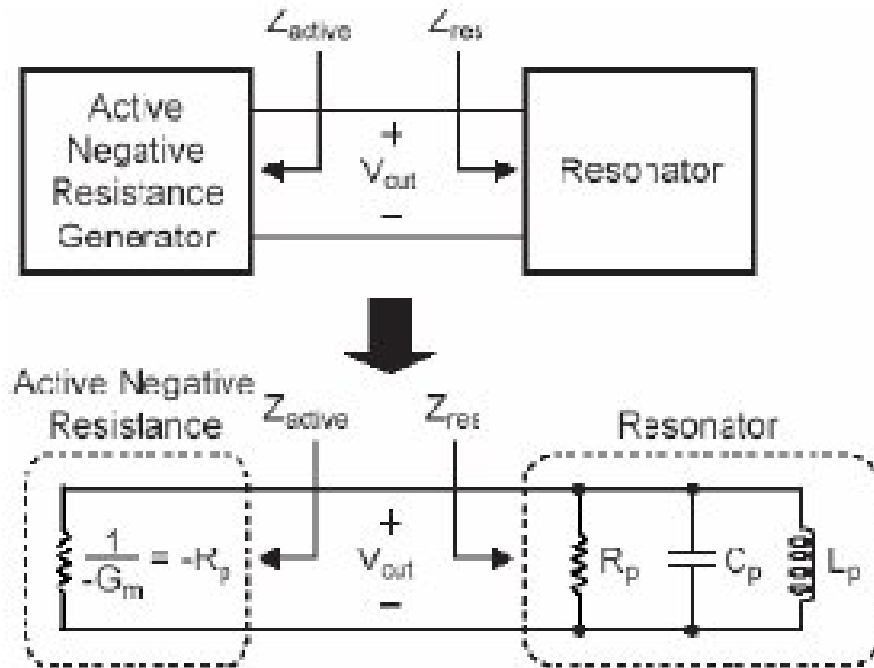
έξοδο πέφτει και δημιουργείται ανάδραση το οποίο καταλήγει σε $G_m R_p = 1$ σε σταθερή κατάσταση (Σχήμα 2-9).



Σχήμα 2-9 Η μη-γραμμικότητα του ενισχυτή ως ανάδραση για έλεγχο του $G_m R_p$.

2.1.2 One Port Model

Στους LC ταλαντωτές, πρέπει να αντισταθμίσουμε τις απώλειες του LC tank από την παρασιτική αντίσταση R_p με ένα στοιχείο που δίνει αρνητική αντίσταση. Τα ενεργά στοιχεία, παρουσιάζουν μια αρνητική αντίσταση μικρού σήματος η οποία αναπληρώνει τις απώλειες κάθε κύκλου ταλάντωσης (Σχήμα 2-10).



Σχήμα 2-10 One Port Model ενός LC Ταλαντωτή.

Για να επιτύχουμε μια σταθερή ταλάντωση πρέπει να ισχύει

$$\frac{1}{G_m} = R_p \Rightarrow G_m R_p = 1 \quad (2.8)$$

Από την στιγμή που οι ταλαντωτές λειτουργούν σε μικρό εύρος συχνοτήτων, μπορούμε να μετατρέπουμε την σύνδεση σε σειρά του RLC κομματιού σε ισοδύναμη παράλληλη σύνδεση για καλύτερη ανάλυση (Σχήμα 2-11) [2].



Σχήμα 2-11 Μετασχηματισμός από σειρά σε παράλληλη σύνδεση.

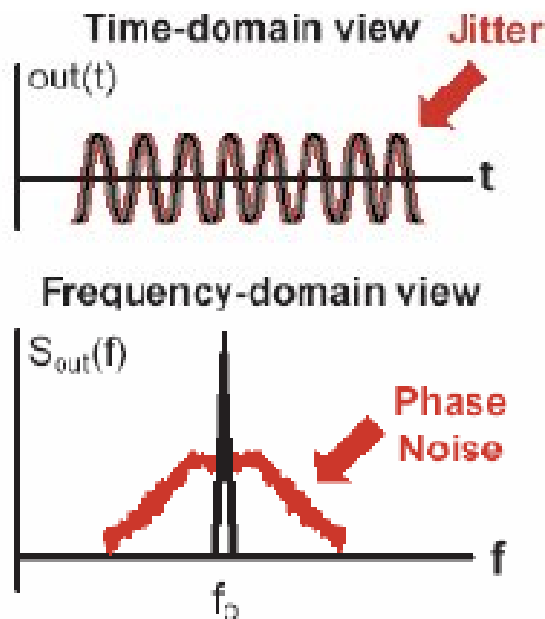
2.2 Phase Noise Στους Ταλαντωτές

Όπως και σε αλλά αναλογικά κυκλώματα έτσι και στους ταλαντωτές υπάρχει ευαισθησία στο θόρυβο. Ο θόρυβος που εισάγεται σε ένα ταλαντωτή από τα στοιχεία του ή από εξωτερικές πηγές μπορεί να επηρεάσει τόσο την συχνότητα ταλάντωσης όσο και το πλάτος του σήματος εξόδου. Στις περισσότερες περιπτώσεις οι αναταράξεις στο πλάτος του σήματος είναι αμελητέες ή μη σημαντικές, και μόνο η τυχαία διατάραξη της φάσης (phase noise) στην έξοδο του ταλαντωτή θεωρείται σημαντική [3]. Το παραπάνω μπορεί να παρατηρηθεί και ως μεταβολή της περιόδου της ταλάντωσης ή και ως μετακίνηση των σημείων τομής του ημιτονοειδούς σήματος με τον άξονα x (zero crossing points) από την ιδανική τους θέση, γνωστό ως jitter noise. Έτσι ο phase noise ορίζεται στο πεδίο της συχνότητας και ο jitter noise στο πεδίο του χρόνου (Σχήμα 2-12).

Από την εξίσωση (2.1) μπορούμε να γράψουμε:

$$out(t) = 2 \cos[2\pi f_0 t + \varphi_{out}(t)] \quad (2.9)$$

Όπου $\varphi_{out}(t)$ μια τυχαία επιπλέον φάση η οποία αντιπροσωπεύει τυχαίες μεταβολές στην περίοδο. Η συνάρτηση $\varphi_{out}(t)$ καλείται phase noise.



Σχήμα 2-12 Ορισμός του phase και jitter noise.

Χρησιμοποιώντας γνωστή τριγωνομετρική ταυτότητα μπορούμε να ξαναγράψουμε την (2.9) σαν:

$$out(t) = 2 \cos(2\pi f_0 t) \cos(\varphi_{out}(t)) - 2 \sin(2\pi f_0 t) \sin(\varphi_{out}(t)) \quad (2.10)$$

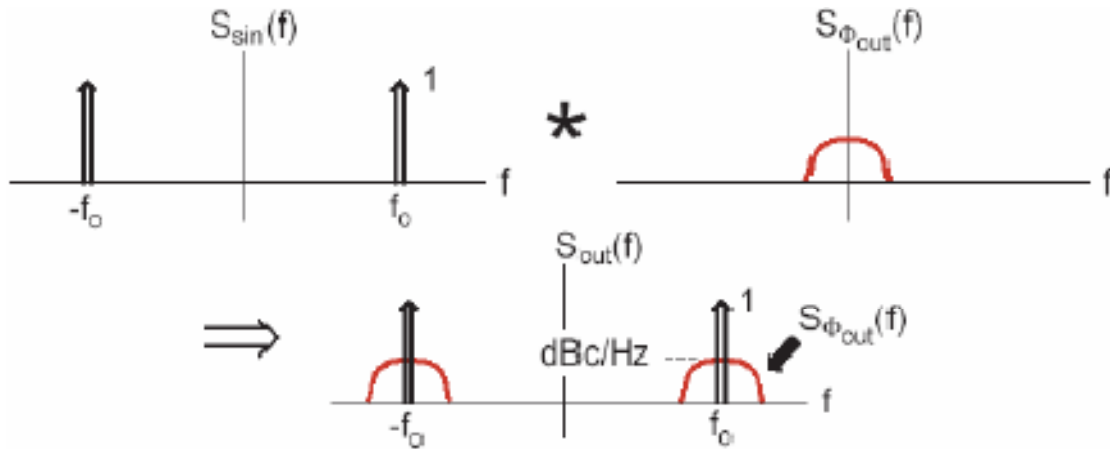
Και αν ο phase noise είναι μικρός $|\varphi_{out}(t)| \ll 1 \text{ rad}$ τότε:

$$out(t) = 2 \cos(2\pi f_0 t) - 2 \sin(2\pi f_0 t) \varphi_{out}(t) \quad (2.11)$$

Υποθέτοντας ότι το $\varphi_{out}(t)$ είναι φραγμένο και υιοθετώντας την προσέγγιση ενός γραμμικού χρονικά ανεξάρτητου συστήματος, μπορούμε να εφαρμόσουμε μετασχηματισμό Fourier στην (2.11) και να πάρουμε το φάσμα:

$$S_{out}(f) = S_{sin}(f) + S_{sin}(f) * S_{\varphi_{out}} \quad (2.12)$$

Για έναν ιδανικό ταλαντωτή, ο οποίος έχει συχνότητα λειτουργίας f_0 , το φάσμα παίρνει την μορφή δυο παλμών στο $\pm f_0$, ενώ αντιθέτως ένας ταλαντωτής μη-ιδανικός (με θόρυβο) στο φάσμα του, παρουσιάζει διακυμάνσεις γύρω από τη συχνότητα του φορέα (Σχήμα 2-13).



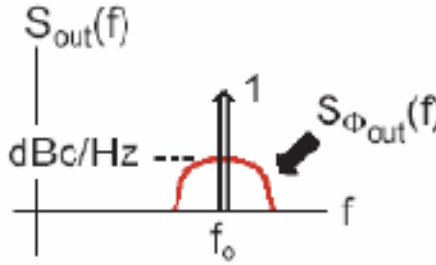
Σχήμα 2-13 Το φάσμα της εξόδου ενός ταλαντωτή.

Για μπορέσουμε να μετρήσουμε τον θόρυβο, θεωρούμε ένα παλμό εύρους 1Hz σε απόσταση $\Delta\omega$ από την συχνότητα f_0 , και στη συνέχεια υπολογίζουμε την ισχύ του θορύβου σε αυτό το εύρος ζώνης και διαιρούμε με τη μέση ισχύ του φορέα. Έτσι ο phase noise μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως εξής:

$$L(f) = 10 \log \left(\frac{S_{\phi out}}{P_{sig}} \right) = 10 \log \left(\frac{2S_{\phi out}}{2} \right) = 10 \log(S_{\phi out}) \text{ dBc/Hz} \quad (2.13)$$

Στην περίπτωση που λαμβάνουμε υπόψη μόνο το δεξί μέλος του φάσματος (Σχήμα 2-14) το $L(f)$ μένει το ίδιο όπως βλέπουμε:

$$L(f) = 10 \log \left(\frac{S_{\phi out}}{P_{sig}} \right) = 10 \log \left(\frac{S_{\phi out}}{1} \right) = 10 \log(S_{\phi out}) \quad (2.14)$$



Σχήμα 2-14 Δεξί μέρος του φάσματος.

Για να μπορέσουμε να υπολογίσουμε τον phase noise γύρω από την συχνότητα f_0 πρέπει να λάβουμε υπόψη μας δυο κατηγορίες πηγών θορύβου (Σχήματα 2-15 και 2-16).

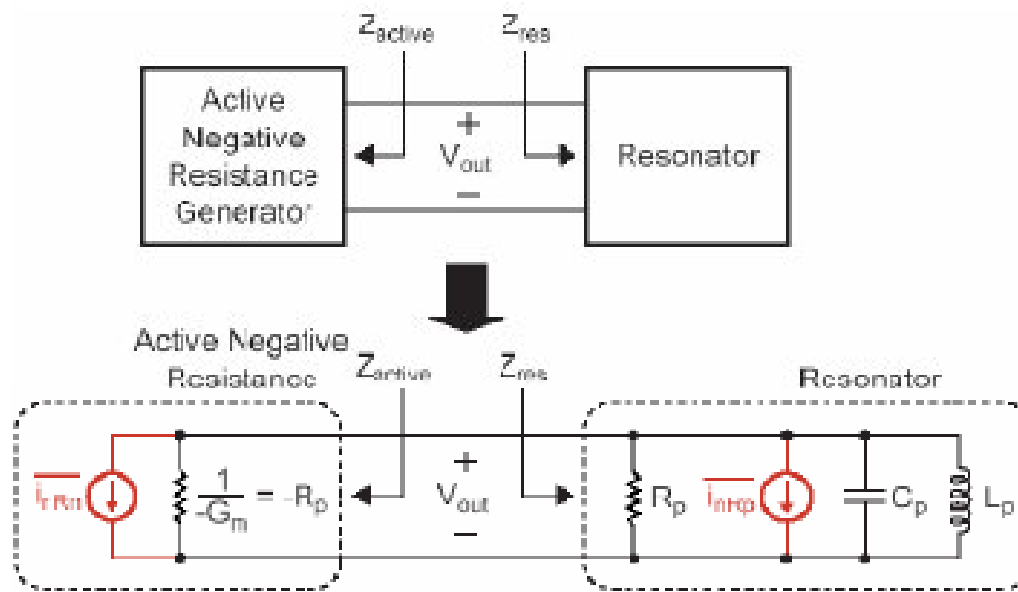
1. Θόρυβος λόγω απωλειών ταλάντωσης
2. Θόρυβος λόγω της ενεργής αρνητικής αντίστασης

Ο υπολογισμός της αντίστασης σε ιδανικό ταλαντωτή είναι:

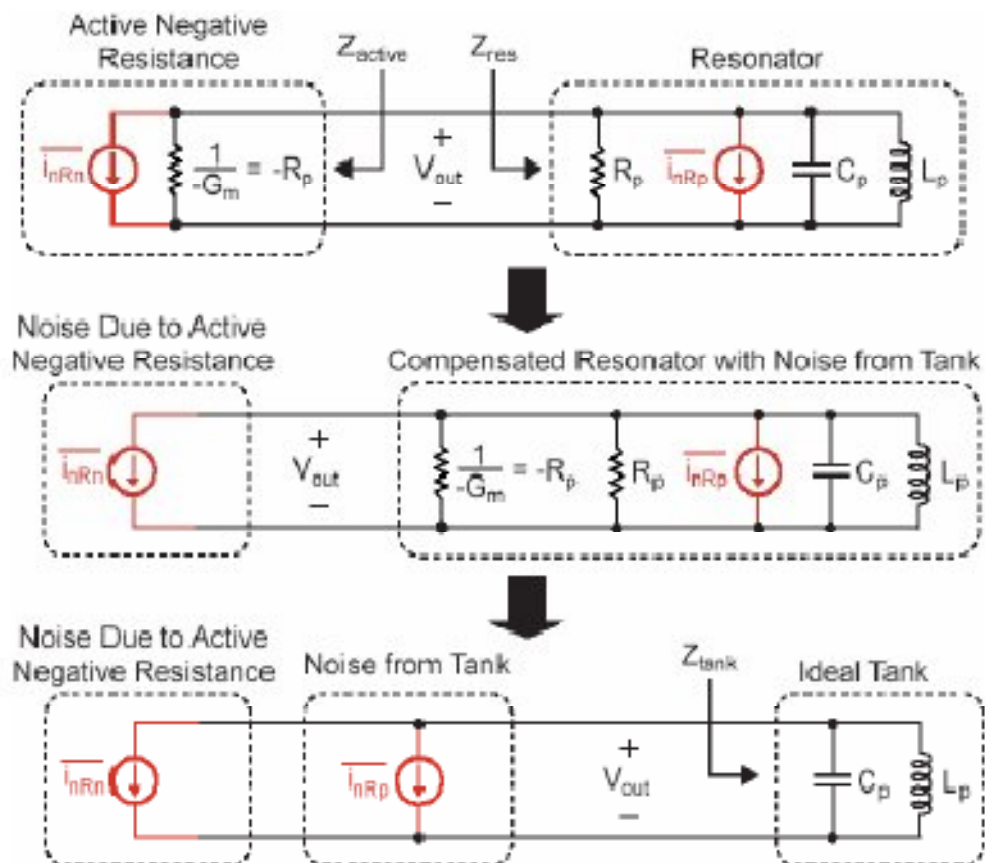
$$Z_{tank}(\omega) = \frac{1}{j\omega C_p} // j\omega L_p = \frac{j\omega C_p}{1 - \omega^2 C_p L_p} \quad (2.15)$$

Για την συχνότητα λειτουργίας ισχύει $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ άρα η παραπάνω εξίσωση παίρνει τη μορφή:

$$Z_{tank}(\omega) = -\frac{j}{2} \frac{1}{\omega_0 C_p} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right) \quad (2.16)$$



Σχήμα 2-15 Υπολογισμός του εγγενούς θορύβου.



Σχήμα 2-16 Ισοδύναμο μοντέλο για υπολογισμό θορύβου.

Οι απώλειες ενός ταλαντωτή αντιπροσωπεύονται από την αντίσταση R_p . Μπορούμε να συσχετίσουμε το Q του ταλαντωτή με την παράλληλη αντίσταση με την παρακάτω σχέση:

$$Q = R_p \omega_0 C_p \Rightarrow \frac{1}{\omega_0 C_p} = \frac{R_p}{Q} \quad (2.17)$$

Από τις σχέσεις (2.16), (2.17) μπορούμε να γράψουμε:

$$Z_{tank}(\omega) = -\frac{j}{2} \frac{R_p}{Q} \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \right) \Rightarrow$$

$$|Z_{tank}(\Delta f)|^2 \approx \left(\frac{R_p}{2Q} \frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 \quad (2.18)$$

Αν υποθέσουμε ότι ο θόρυβος από την αρνητική αντίσταση και ο θόρυβος από το κύκλωμα του ταλαντωτή είναι ασυσχέτιστοι τότε:

$$\frac{\overline{u_{out}^2}}{\Delta f} = \left(\frac{\overline{i_{nRp}^2}}{\Delta f} + \frac{\overline{i_{nRn}^2}}{\Delta f} \right) |Z_{tank}(\Delta f)|^2 = \frac{\overline{i_{nRp}^2}}{\Delta f} \left(1 + \frac{\overline{i_{nRn}^2}}{\Delta f} / \frac{\overline{i_{nRp}^2}}{\Delta f} \right) |Z_{tank}(\Delta f)|^2$$

(2.19)

Πρέπει να σημειώσουμε ότι η παραπάνω σχέση περιγράφει θόρυβο ο οποίος έχει αντίκτυπο και στο πλάτος ταλάντωσης όσο και στη φάση. Ο δεύτερος όρος της παραπάνω εξίσωσης λέγεται noise factor ($F(\Delta f)$) και εκφράζει το λόγο του ολικού θορύβου του κυκλώματος ταλάντωσης σε ένα offset Δf , προς τον θόρυβο λόγω απωλειών στην ίδια συχνότητα Δf .

Ο θόρυβος λόγω της αντίστασης R_p είναι:

$$\frac{\overline{i_{nRp}^2}}{\Delta f} = 4\kappa T \frac{1}{R_p} \quad (2.20)$$

Ο θόρυβος από την πλευρά της αρνητικής αντίστασης οφείλεται στα παρακάτω:

- **Thermal Noise** – Φορείς οι οποίοι κυκλοφορούν στο κανάλι λόγω θερμότητας δημιουργούν ένα τυχαία μεταβαλλόμενο ρεύμα το οποίο δίνεται από τη σχέση:

$$\overline{i_n^2} = 4kT\gamma g_{do}\Delta f \quad (2.21)$$

Όπου το γ καλείται excess noise factor και είναι ίσον με 2/3 για long-channel transistors (σε κορεσμό) και 2-3 για short-channel, και το g_{do} είναι η αγωγιμότητα drain-source, για μηδενική τάση V_{DS} .

- **Flicker Noise (1/f)** – Εσοχές στην επιφάνεια καναλιού/οξειδίου παγιδεύουν είτε απελευθερώνουν τυχαία φορείς.

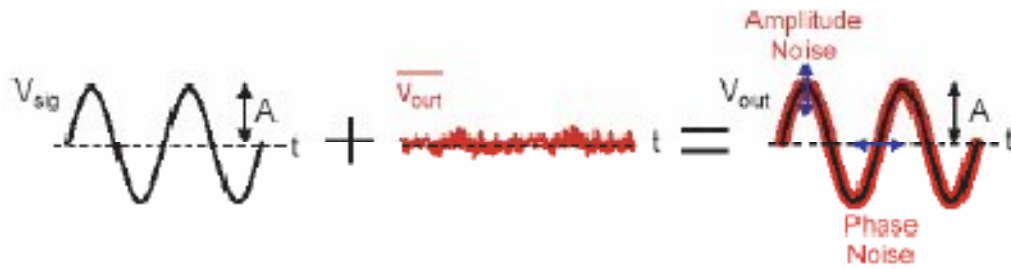
$$\overline{i_n^2}|_{1/f} = \frac{K}{f} \frac{g_m^2}{WLC_{ox}^2} \Delta f \quad (2.22)$$

Ο θόρυβος στα MOS transistor, γενικά εξαρτάται από την τεχνολογία που χρησιμοποιούμε, το μέγεθος της συσκευής καθώς και από την πόλωση που χρησιμοποιούμε.

Από τις σχέσεις (2.19), (2.20), (2.18) παίρνουμε την εξής σχέση για τον θόρυβο:

$$\overline{\frac{u_{out}^2}{\Delta f}} = 4kTF(\Delta f)R_p \left(\frac{1}{2Q} \frac{f_0}{\Delta f} \right) \quad (2.23)$$

Από το θεώρημα της ισοκατανομής (equipartition theorem) [4], ο θόρυβος ισοκατανέμεται ομοιόμορφα σε θόρυβο πλάτους και σε θόρυβο φάσης για μια ημιτονοειδή έξοδο. Μιας και οι μεταβολές στο πλάτος αντιμετωπίζονται από την ανάδραση του ταλαντωτή, θα ληφθεί υπόψη μόνο ο θόρυβος φάσης. Έτσι ο θόρυβος φάσης είναι ο μίσος απ' ότι υπολογίστηκε από τη σχέση (2.23).



Σχήμα 2-18 Θόρυβος πλάτους και φάσης.

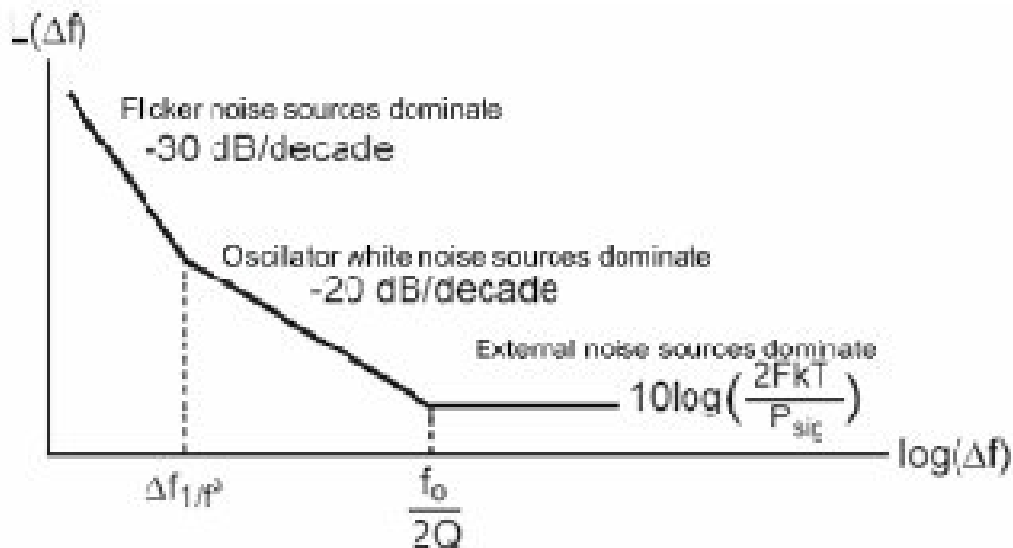
Αντικαθιστώντας την (2.23) στην (2.13) παίρνουμε το ακόλουθο φάσμα του θορύβου:

$$L(f) = 10 \log \left(\frac{S_{\phi out}}{P_{sig}} \right) = 10 \log \left(\frac{2kTF(\Delta f)}{P_{sig}} \left(\frac{1}{2Q} \frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 \right) \quad (2.24)$$

Ο phase noise που παράγεται από τα ενεργά στοιχεία είναι ο ίδιος με αυτόν που παράγεται από το LC tank έτσι:

$$L(f) = 10 \log \left(\frac{4kTF}{P_{sig}} \left(\frac{1}{2Q} \frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 \right) \quad (2.25)$$

Οι εξισώσεις (2.24), (2.25) είναι γνωστές σαν εξισώσεις του Leeson και ισχύουν μόνο στην περιοχή -20dB/dec στο ολικό φάσμα του phase noise ενός ταλαντωτή το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 2-19.



Σχήμα 2-19 Καμπύλη του Phase Noise για έναν ταλαντωτή.

Αντιμετωπίζοντας το $F(\Delta f)$ με εμπειρικό τρόπο οι Leeson-Cutler [44] πρότειναν μια τροποποίηση της έκφρασης του θορύβου για την συγκεκριμένη περίπτωση ώστε να προσεγγιστεί το παραπάνω προφίλ θορύβου:

$$L(f) = 10 \log \left(\frac{2kTF}{P_{sig}} \left(1 + \frac{1}{2Q} \frac{f_0}{\Delta f} \right)^2 \left(1 + \frac{\Delta f_{1/f^3}}{|\Delta f|} \right) \right) \quad (2.26)$$

Η έκφραση για τον θόρυβο στην $1/f^2$ περιοχή είναι εύκολο να εξαχθεί, ενώ ο τύπος για την $1/f^3$ περιοχή του phase noise είναι εξ ολοκλήρου εμπειρικός. Έτσι η διαπίστωση ότι ο $1/f^3$ θόρυβος είναι ίδιος με τον $1/f$ flicker noise των MOS δεν έχει θεωρητική βάση.

Ενώ η σχέση (2.26) μας δίνει πληροφορία για το πως οι εγγενείς πηγές θορύβου επηρεάζουν τον phase noise, είναι γενικά δύσκολο να υπολογίσουμε τον παράγοντα F εκ των προτέρων. Ένας σημαντικός λόγος είναι ότι το μεγαλύτερο μέρος του θορύβου σε έναν πραγματικό ταλαντωτή πηγάζει από κυκλοστάσιμες στοχαστικές διαδικασίες. Έτσι η προσέγγιση του συστήματος ως ΓΧΑ είναι ανεπαρκής και άρα χρειάζεται προσέγγιση ως ΓΧΜ (Γραμμικό Χρονικά Μεταβλητό) [5].

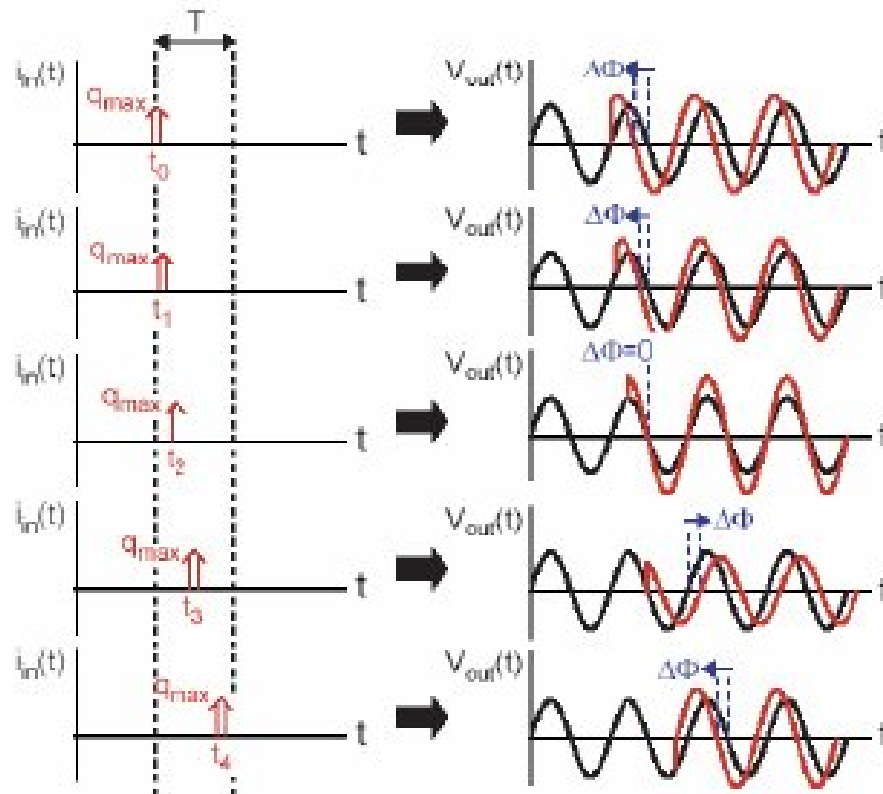
Η ερώτηση που παραμένει, είναι τι καθορίζει την τιμή του παράγοντα F και πώς αυτό σχετίζεται με τις παραμέτρους του κυκλώματος για διαφορετικές τοπολογίες ταλαντωτών. Οι Hajimiri και Lee πρότειναν ένα ΓΧΑ μοντέλο του phase noise [5][6][7] το οποίο είναι βασισμένο στις εξής υποθέσεις:

- Οι τυχαίες μεταβολές της φάσης προσθέτονται γραμμικά.
- Η μεταβολή της φάσης λόγω του θορύβου από το ρεύμα είναι χρονικά μεταβλητή, έτσι η ίδια ποσότητα θορύβου μπορεί να δημιουργήσει διαφορετικά επίπεδα phase noise ανάλογα με το πότε οι πηγές θορύβου είναι ενεργές.

Η πρώτη υπόθεση είναι εύκολα κατανοητή από τη στιγμή που ο τυχαίος θόρυβος από τα ενεργά και παθητικά στοιχεία είναι συνήθως σε τόσο μικρό μέγεθος που μπορεί να αντιμετωπιστεί με ακρίβεια χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας.

Η δεύτερη υπόθεση βασίζεται στην ακόλουθη παρατήρηση. Η μεταβολή της φάσης στην κυματομορφή της εξόδου από τον θόρυβο του ρεύματος ο οποίος εισάγεται στο LC tank, εξαρτάται από την συγκεκριμένη χρονική

στιγμή, στην οποία εισάγεται (Σχήμα 2-20). Για παράδειγμα, στην τρίτη γραφική του Σχήματος 2-20, ο θόρυβος ρεύματος εισάγεται στην κορυφή της κυματομορφής τάσης και προκαλεί αλλαγή μόνο στο πλάτος της κυματομορφής και όχι αλλαγή στη φάση. Αντιθέτως, στο πρώτο γράφημα του Σχήματος 2-20, ο θόρυβος εισάγεται ακριβώς στο σημείο τομής της γραφικής με τον άξονα x το οποίο δεν προκαλεί καθόλου αλλαγή στο πλάτος στις κυματομορφές αλλά προκαλεί αλλαγή στην φάση η οποία δεν μπορεί να αντιμετωπιστεί.



Σχήμα 2-20 Χρονικά μεταβαλλόμενες επιπτώσεις του θορύβου στη φάση.

Από το Σχήμα 2-20 συμπεραίνουμε το μέγεθος της επιπλέον φάσης εξαρτάται όχι μόνο από την πυκνότητα φάσματος ισχύος του θορύβου αλλά και από την ακριβή χρονική στιγμή στην οποία εισάγεται αυτός ο θόρυβος στο κύκλωμα. Με άλλα λόγια η κρουστική απόκριση $h_\varphi(t, \tau)$ είναι χρονικά μεταβλητή, όπου τ είναι η χρονική στιγμή στην οποία εισάγεται ο θόρυβος στο κύκλωμα. Η εξάρτηση από τον χρόνο περιγράφεται από την impulse sensitivity function (ISF) $\Gamma(\tau)$ η οποία αντιπροσωπεύει την μεταβολή της

φάσης η οποία είναι αποτέλεσμα της εισαγωγής θορύβου σε μια δεδομένη χρονική στιγμή τ . Επειδή η $\Gamma(\tau)$ είναι περιοδική συνάρτηση, μπορεί να γραφεί και σαν $\Gamma(\omega_0\tau)$. Η κρουστική απόκριση $h_\varphi(t, \tau)$ σχετίζεται με την ISF ως εξής:

$$h_\varphi(t, \tau) = \Gamma(\omega_0\tau) \cdot u(t - \tau) \quad (2.27)$$

Βασιζόμενοι στην υπόθεση ότι οι αποκλίσεις στην φάση προστίθενται γραμμικά, η ολική μεταβολή της φάσης μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_\varphi(t, \tau) i(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega_0\tau) i(\tau) d\tau \quad (2.28)$$

Έχοντας βρει την μεταβολή της φάσης $\varphi(t)$ και συσχετίζοντας τη με την σχέση (2.9), μπορεί να δηχθεί ότι ο phase noise λόγω του ρεύματος με φασματική πυκνότητα ισχύος $\overline{n^2}/\Delta f$ είναι

$$L\{\Delta\omega\} = \frac{\overline{n^2}/\Delta f}{2q_{max}^2} \cdot \frac{\Gamma_{eff,rms}^2}{\Delta\omega^2} \quad (2.29)$$

,όπου το $\Delta\omega$ είναι η απόσταση από την συχνότητα του φορέα, $\Gamma_{eff,rms}^2$ είναι η rms τιμή της ενεργής impulse sensitivity function, η οποία σχετίζεται με την συγκεκριμένη πηγή θορύβου και τέλος το q_{max} είναι το μέγιστο φορτίο ρεύματος στο LC tank.

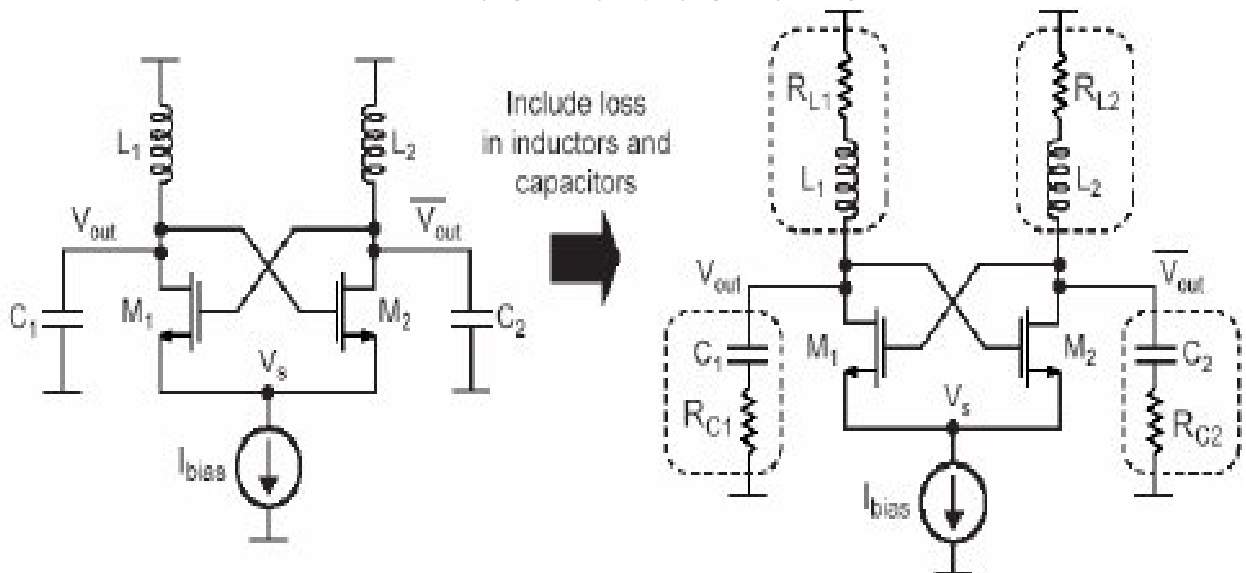
2.3 Τοπολογίες Ταλαντωτών

Μια μεγάλη δυσκολία στη σχεδίαση μελλοντικών κυκλωμάτων RF πομποδεκτών είναι η ολοκλήρωση του ελεγχόμενου από τάση ταλαντωτή (VCO), ο οποίος δημιουργεί το σήμα του τοπικού φορέα. Τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά που έχει ένας VCO είναι χαμηλός phase noise, χαμηλή κατανάλωση, και λειτουργία σε υψηλές συχνότητες. Οι παθητικοί LC-ταλαντωτές τείνουν να γίνουν η καλύτερη επιλογή για την ολοκλήρωση υψηλής απόδοσης VCOs σε υπόστρωμα πυριτίου με την ολοκλήρωση on-chip πηνίων. Παρακάτω θα συζητηθούν οι πιο συνηθισμένες CMOS-RF LC-VCO τοπολογίες.

2.3.1 Διαφορικός LC Ταλαντωτής με Χιαστί Ζεύγος MOS

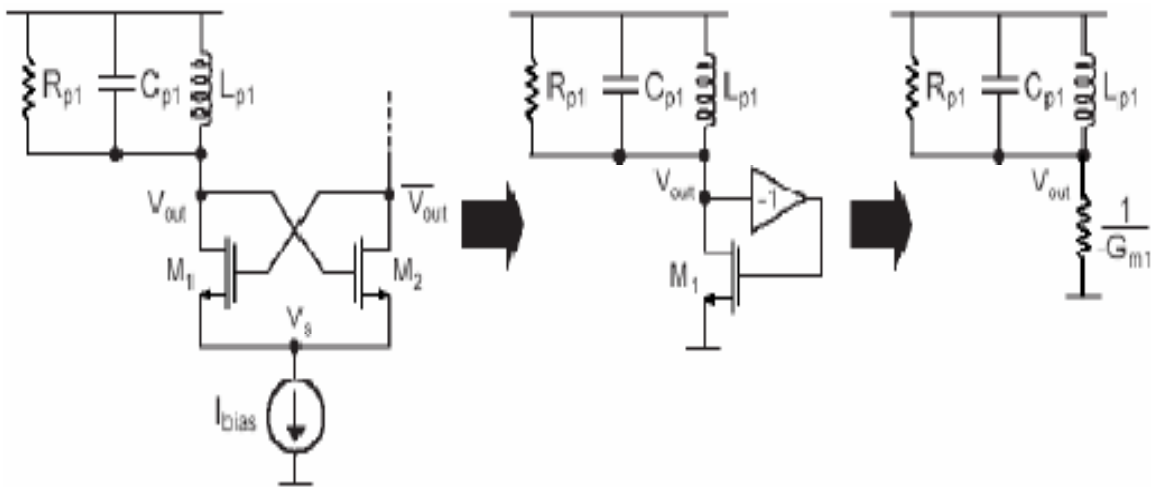
Αυτή η μορφή ταλαντωτή είναι αρκετά δημοφιλής στις τωρινές υλοποιήσεις CMOS κυρίως για την απλή τοπολογία τους και για την καλή απόδοση όσον αφορά τον θόρυβο.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-21 το κύκλωμα περιλαμβάνει το LC tank όπως επίσης και το κομμάτι του κυκλώματος που παρέχει την αρνητική αντίσταση το οποίο αποτελείται από το διαφορικό ζεύγος τρανζίστορ M1 και M2.



Σχήμα 2-21 LC Ταλαντωτής Διαφορικού ζεύγους καθώς και τα παρασιτικά.

Από την πλευράς ανάλυσης μικρού σήματος, το διαφορικό ζεύγος τρανζίστορ παρέχει την απαιτούμενη αρνητική αντίσταση για να αντισταθμίσει τις απώλειες του LC tank. Εξάγοντας το παράλληλο RLC δίκτυο, το οποίο περιέχει την απώλεια του πηνίου (Σχήμα 2-22) και χωρίζοντας τον ταλαντωτή σε μικρότερα κυκλώματα για την διευκόλυνση της ανάλυσης, βλέπουμε ότι η αντίσταση μικρού σήματος στις υποδοχές(drain) των M1 και M2 είναι $-2/g_m$, υποθέτοντας ότι οι παρασιτικές χωρητικότητες δεν έχουν ληφθεί υπόψη.



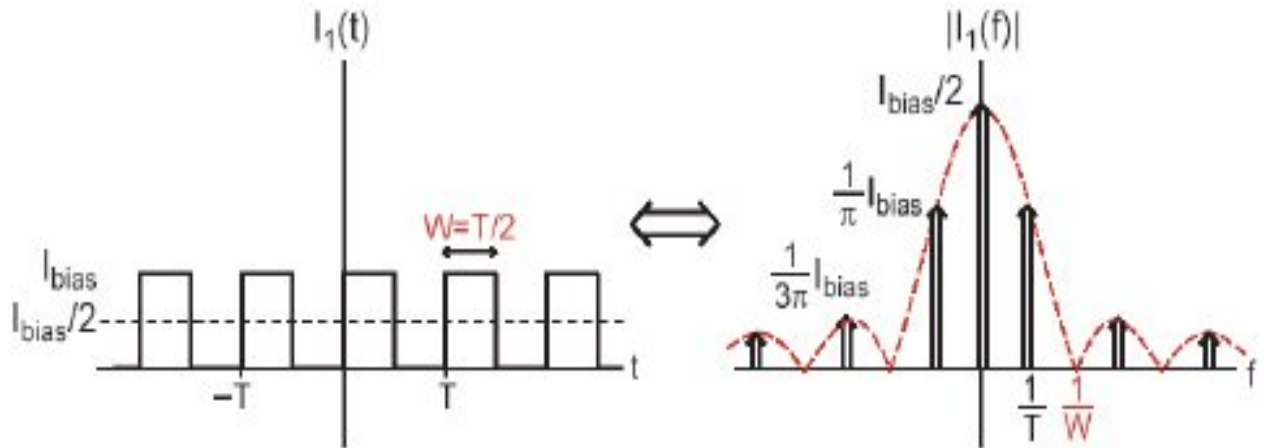
Σχήμα 2-22 Ισοδύναμο κύκλωμα.

Για να πραγματοποιηθεί ταλάντωση, η αρνητική αντίσταση που προσθέτει το διαφορικό ζεύγος, πρέπει να ξεπερνά την απώλεια από το R_p . Έτσι πρέπει να ισχύει:

$$g_m > 1/R_p \Rightarrow g_m R_p > 1 \quad (2.30)$$

Η παραπάνω ανίσωση, είναι κοινώς γνωστή ως συνθήκη εκκίνησης. Η συνθήκη αυτή επιβάλλει ένα κάτω όριο για την ισχύ που χάνεται από το κύκλωμα. Στην πράξη, επειδή μπορεί να υπάρχει απόκλιση στις διαδικασίες του κυκλώματος έως και 20%, πρέπει να τεθεί μια δικλίδα ασφαλείας (π.χ. $3 \times g_m R_p > 1$) για να εξασφαλιστεί μια αξιόπιστη εκκίνηση του ταλαντωτή κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες.

Για να υπολογίσουμε το πλάτος τάσης της εξόδου του ταλαντωτή, υποθέτουμε ότι το ρεύμα που διαρρέει τα M1 και M2 είναι ένας τετραγωνικός παλμός (Σχήμα 2-23) και λαμβάνουμε υπόψη ότι το DC και οι αρμόνικες φιλτράρονται από το LC tank.



Σχήμα 2-23 Κυματομορφή του ρεύματος του ταλαντωτή στο χρόνο όσο και στη συχνότητα.

Το ρεύμα είναι:

$$I_1(t) = \frac{2}{\pi} I_{bias} \sin(\omega_0 t) \quad (2.31)$$

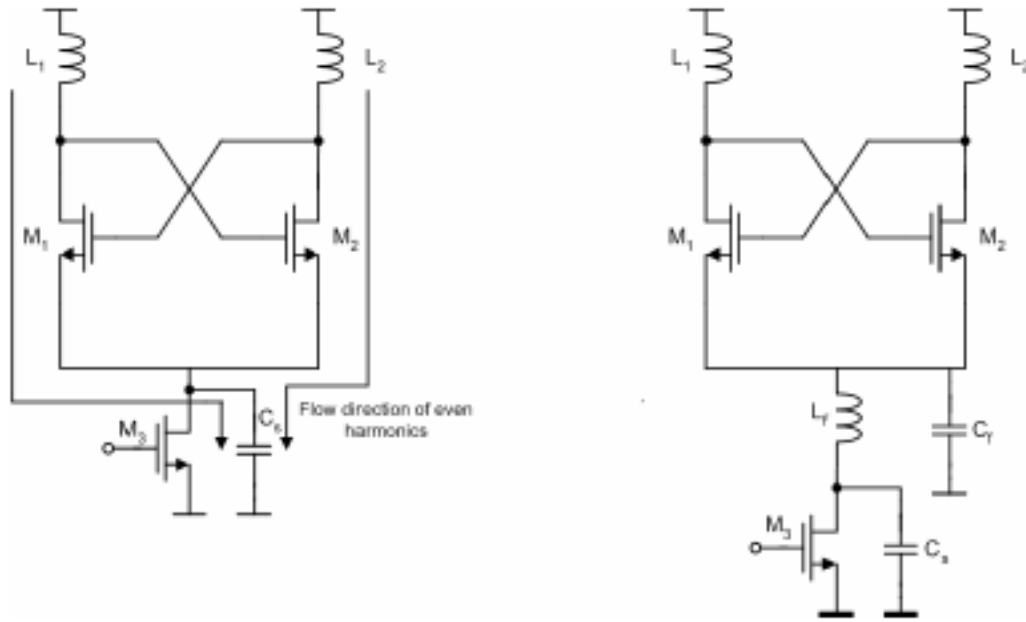
Έτσι, το αποτέλεσμα για το πλάτος ταλάντωσης είναι:

$$A = \frac{2}{\pi} I_{bias} R_P \quad (2.32)$$

Παραλλαγές LC Ταλαντωτών με Διαφορικό Ζεύγος MOS

Υπάρχουν αρκετές παραλλαγές της παραπάνω βασικής τοπολογίας (Σχήμα 2-21) οι οποίες έχουν προταθεί και στοχεύουν στην ελαχιστοποίηση του phase noise σε κυκλωματικό επίπεδο. Η πηγή ρεύματος σε έναν LC ταλαντωτή διαφορικού ζεύγους, είναι βασικό να θέτει το ρεύμα πόλωσης και να παρέχει υψηλή αντίσταση σε σειρά με τα τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους. Σε ένα τέλεια ισορροπημένο κύκλωμα, οι περιττές αρμονικές κυκλοφορούν σε ένα διαφορικό μονοπάτι χωρίς να κυκλοφορεί ρεύμα στη πηγή (out-of-phase operation). Την ίδια στιγμή, οι άρτιες αρμονικές ρέουν σε common-mode μονοπάτι μέσω των ενεργών συσκευών, του LC tank και της πηγής ρεύματος (in-phase operation). Εξ' αιτίας του mixing effect, το οποίο προέρχεται από μη-γραμμικότητες (μη γραμμική διαγωγιμότητα και εγγενείς χωρητικότητες, π.χ. η Cgd χωρητικότητα) των τρανζίστορ, ο flicker θόρυβος της πηγής ρεύματος, αρχικά επαυξάνεται σε θόρυβο υψηλής συχνότητας γύρω από τις άρτιες αρμονικές και στη συνέχεια υποβαθμίζεται σε phase noise γύρω από την βασική συχνότητα. Από την στιγμή που το επίπεδο της τρίτης και πάνω αρμονικής είναι αρκετά μικρό ώστε να αγνοηθεί, η επίδραση της δεύτερης αρμονικής μπορεί να ληφθεί υπόψη. Έτσι για να εμποδίσουμε την επίδραση της διαμόρφωσης του θορύβου χαμηλής συχνότητας της δεύτερης αρμονικής από την πηγή ρεύματος, είναι απαραίτητο να παρέχουμε χαμηλή αντίσταση για την δεύτερη αρμονική. Με άλλα λόγια, είναι απαραίτητο να δημιουργήσουμε μια συνθήκη ώστε το ρεύμα της πηγής να παρακάμπτει τη δεύτερη αρμονική. Μια τέτοια προσέγγιση για την βελτίωση του phase noise καλείται τεχνική φιλτραρίσματος (filtering technique).

Αρκετά παραδείγματα του filtering technique που έχουν εφαρμοστεί σε διαφορικούς LC ταλαντωτές δίνονται στο [8]. Η απλούστερη κυκλωματική λύση, η οποία μπορεί να εφαρμοστεί και δίνεται στο Σχήμα 2-24.α, είναι να τοποθετηθεί η χωρητικότητα C_s με μεγάλη τιμή (καταλήγοντας έτσι σε μικρή επαγωγική αντίδραση στην δεύτερη αρμονική) και παράλληλα στην πηγή ρεύματος M3.



Σχήμα 2-24 α) Tail-biased Ταλαντωτής με πυκνωτή ως φίλτρο θορύβου, β) με ολοκληρωμένο φίλτρο θορύβου.

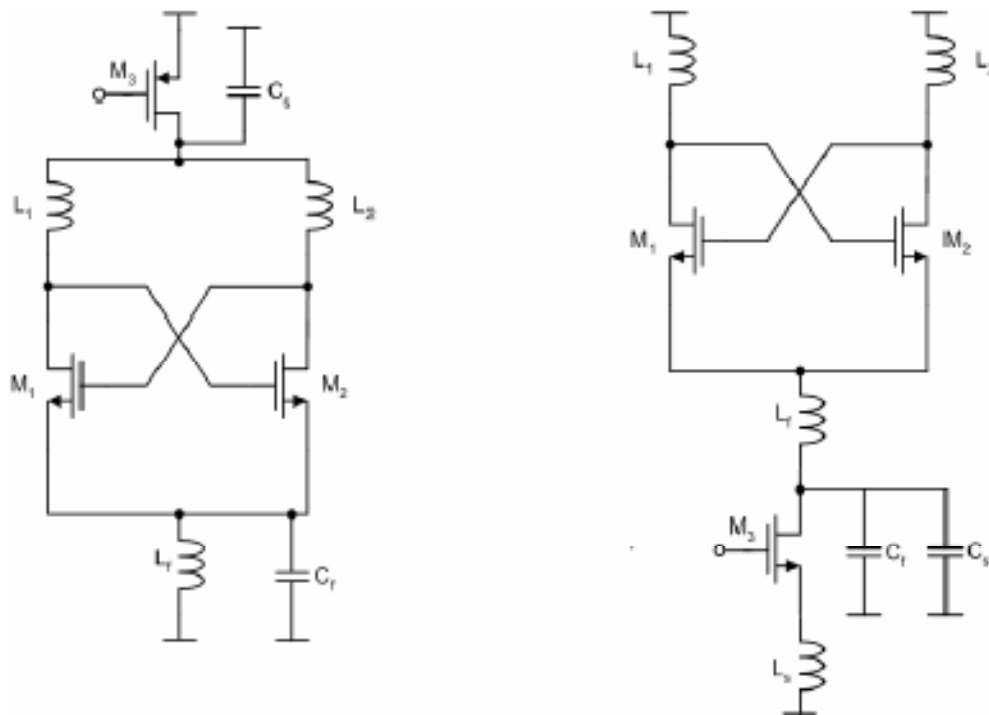
Χρειάζεται όμως αρκετή προσοχή με την μεγάλη τιμή της παράλληλης χωρητικότητας C_s , ώστε να εξαλείφει το φαινόμενο της αυτό-διαμόρφωσης, το οποίο καταλήγει σε AM-FM μετατροπή. Σαν μια εναλλακτική λύση, μπορούμε να προσθέσουμε επαγωγικό στοιχείο (πηνίο) σε σειρά, ανάμεσα στην πηγή ρεύματος και στην «ουρά», το οποίο δημιουργεί μεγάλη αντίσταση για την δεύτερη αρμονική και ελαχιστοποιεί την συμβολή της στο φάσμα του σήματος εξόδου.

Το Σχήμα 2-24.β, δείχνει ένα σχηματικό του κυκλώματος με παράλληλο φίλτρο βασισμένο στη σε σειρά επαγωγή L_f , η οποία είναι συνδεδεμένη παράλληλα με τον πυκνωτή C_f σε συνδυασμό με τον πυκνωτή C_s . Αυτό το παράλληλο φίλτρο αντηχεί στην δεύτερη αρμονική. Η αντίσταση του, περιορίζεται μόνο από τον παράγοντα Q του πηνίου. Το αποτέλεσμα είναι, η επαγωγή που τοποθετήσαμε καθώς και οι δυο πυκνωτές, να συνθέτουν ένα ολοκληρωμένο φίλτρο για τον θόρυβο για τον διαφορικό LC ταλαντωτή με πόλωση στην ουρά.

Μια παραλλαγή του ταλαντωτή που περιγράφεται παραπάνω είναι ο διαφορικός LC ταλαντωτής με πόλωση στην κορυφή (top-biased) Σχήμα 2-25.α . Η πηγή ρεύματος είναι συνδεδεμένη ανάμεσα στο θετικό άκρο της

τάσης τροφοδοσίας και στο άνω άκρο των πηνίων. Από την οπτική της DC λειτουργιάς, τόσο η top-biased όσο και η tail-biased τοπολογία είναι όμοιες και η θέση της πηγής ρεύματος μπορεί να εναλλαχθεί ελεύθερα. Όμως από πλευράς πρακτικής εφαρμογής οι RF αποδόσεις των δυο κυκλωμάτων έχουν διαφορές. Για παράδειγμα, ο top-biased ταλαντωτής είναι πιο ανθεκτικός στον θόρυβο υποστρώματος, γιατί η πηγή ρεύματος είναι τοποθετημένη σε ένα n-πηγάδι δυναμικού, παρά σε υπόστρωμα [8]. Όμως από μια ανάλυση στις άρτιες αρμονικές που φαίνεται στο *Σχήμα 2-24.α* μπορεί να φανεί ότι η top-biased τοπολογία, μετατρέπει λιγότερο flicker noise σε phase noise γύρω από την βασική συχνότητα ταλάντωσης. Αυτό σημαίνει ότι το επίπεδο της δεύτερης αρμονικής που διαρρέει την πηγή ρεύματος στο top-biased κύκλωμα, είναι μικρότερο από αυτό της tail-biased τοπολογίας. Για να ελαχιστοποιηθεί ο phase noise, το ολοκληρωμένο φίλτρο θορύβου για την top-biased τοπολογία, αποτελείται από έναν πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας, συνδεδεμένο παράλληλα με την πηγή ρεύματος με το φίλτρο της δεύτερης αρμονικής, το οποίο περιλαμβάνει το παράλληλο πηνίο L_f και τον πυκνωτή C_f έχοντας μεγάλη αντίδραση ενάντια στην δεύτερη αρμονική.

Το *Σχήμα 2-25.β* μας δείχνει έναν tail-biased διαφορικό LC ταλαντωτή, στον οποίο χρησιμοποιείται μια τεχνική καταστολής χαμηλού θορύβου, η οποία περιλαμβάνει επαγωγικό εκφυλισμό και χαμηλοπερατό φιλτράρισμα [9]. Ένα πηνίο εκφυλισμού εκτός ολοκληρωμένου, τοποθετείται ανάμεσα στην πηγή ρεύματος του τρανζίστορ M3 και στη γείωση. Σε αυτή την περίπτωση, η ισχύς του θορύβου του ρεύματος της πηγής ρεύματος του τρανζίστορ, μειώνεται από τον παράγοντα $[1 + jg_m\omega L_s]^2$, όπου το g_m είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ M3.



Σχήμα 2-25 α) Top-biased ταλαντωτής, β) Ταλαντωτής με κατάπνιξη του θορύβου ρεύματος.

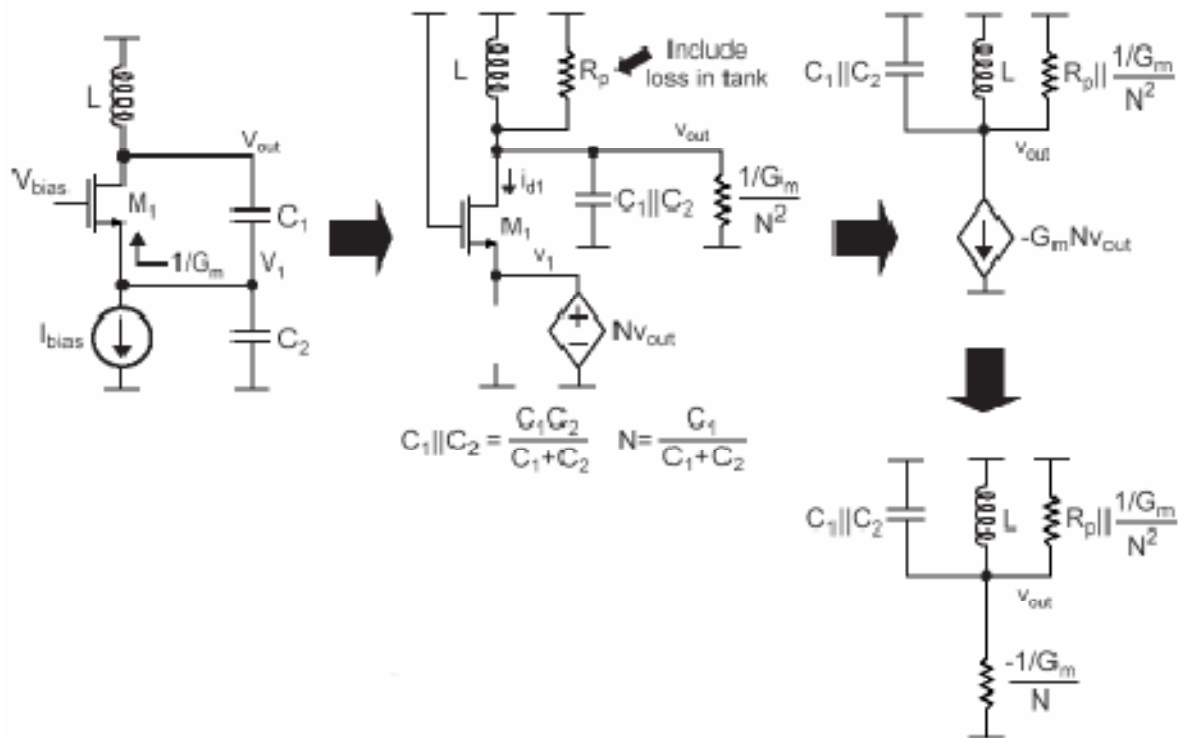
Μια άλλη προσέγγιση [10], χρησιμοποιεί έναν αντιστάτη για την πόλωση του κυκλώματος (Σχήμα 2-21), αποφεύγοντας με αυτόν τον τρόπο την πηγή ρεύματος βασισμένη στο ενεργό κύκλωμα (π.χ. καθρέφτες ρεύματος σε CMOS σχεδίαση). Αυτή η επιλογή, αποτρέπει την επαύξηση του flicker noise των συσκευών, οδηγώντας έτσι το βελτιωμένο φάσμα στην $1/f^3$ περιοχή του φάσματος του phase noise.

2.3.2 Ταλαντωτής Colpitts

Η αρνητική αγωγιμότητα μπορεί να παραχθεί, χρησιμοποιώντας μόνο ένα ενεργό στοιχείο, το οποίο είναι απολύτως επιθυμητό από πλευράς θορύβου. Η τοπολογία του Colpitts είναι τοπολογία ενός τρανζίστορ (Σχήμα 2-26) στην οποία η αρνητική αγωγιμότητα σχηματίζεται χρησιμοποιώντας το τρανζίστορ M1 και τον χωρητικό διαιρέτη C1 και C2 σε σχηματισμό θετικής ανάδρασης. Περιλαμβάνει ένα παράλληλο LC tank με χωρητικό διαιρέτη τάσης, που παράγει θετική ανάδραση ενώ μειώνει το φόρτο του αντηχείου (αποφεύγοντας την υποβάθμιση του παράγοντα Q του LC tank) αυξάνοντας την αρνητική αντίσταση του NMOS τρανζίστορ.

Μπορεί ναδειχθεί ότι η αντίσταση μικρού σήματος στο drain του M1 είναι:

$$\frac{V_x}{I_x} = \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} - \frac{g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (2.33)$$



Σχήμα 2-26 Ταλαντωτής Colpitts.

Επομένως, η αλληλεπίδραση του τρανζίστορ M1 και του χωρητικού διαιρέτη C1 και C2 έχει ως αποτέλεσμα μια αρνητική αντίσταση μικρού σήματος, ίση με: $\frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2}$. Το στοιχείο χωρητικότητας που συμμετέχει στο LC tank, δίνεται από τον σε σειρά συνδυασμό $\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)}$. Μετατρέποντας τον συνδυασμό από σειρά σε παράλληλο, η αρνητική αγωγιμότητα του αντηχείου είναι:

$$G_m = -\frac{g_m C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.34)$$

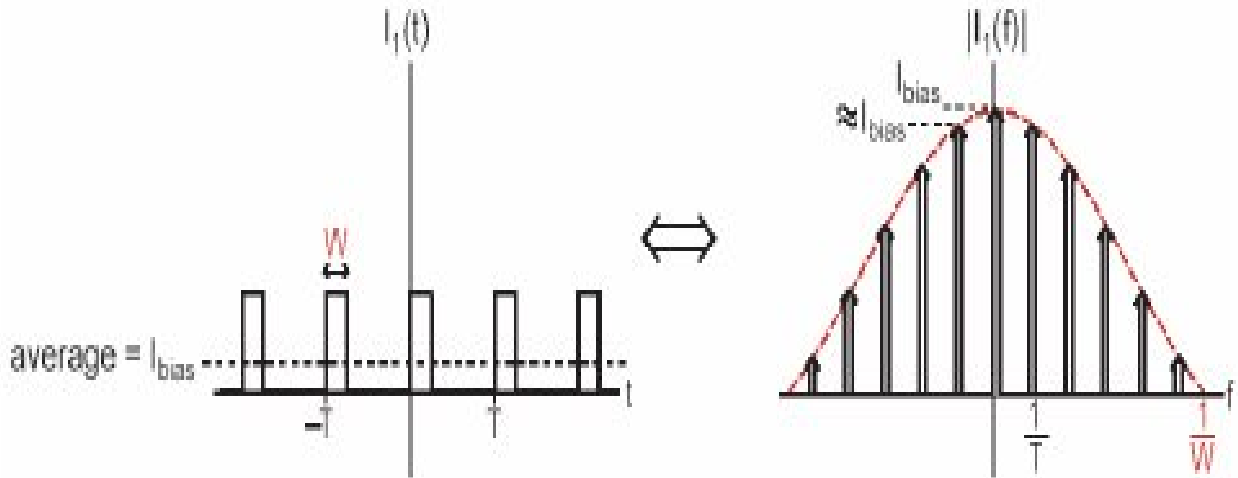
Έτσι, η συνθήκη εκκίνησης για τον Colpitts ταλαντωτή είναι:

$$\frac{g_m C_1 C_2}{C_1 + C_2} > \frac{1}{R_P} \Rightarrow g_m R_P > \frac{(C_1 + C_2)^2}{C_1 C_2} \quad (2.35)$$

Αναλογιζόμενοι τη συνθήκη C2=4x C1 για καλύτερη απόδοση θορύβου [4] η σχέση (2.35) γίνεται:

$$g_m R_P > 6.25 \quad (2.36)$$

Το ρεύμα που διαρρέει τα τρανζίστορ M1, M2 αποτελείται από παλμούς των οποίων το σχήμα και πλάτος είναι συνάρτηση της συμπεριφοράς των τρανζίστορ όσο και του λόγου μετασχηματισμού $N = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ (Σχήμα 2-27). Μπορεί να προσεγγιστεί από μικρού πλάτους παλμούς με πλάτος W.



Σχήμα 2-27 Κυματομορφή ρεύματος ταλάντωσης στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας.

Το ρεύμα είναι:

$$I_1(t) = 2I_{bias} \sin(\omega_0 t) \quad (2.37)$$

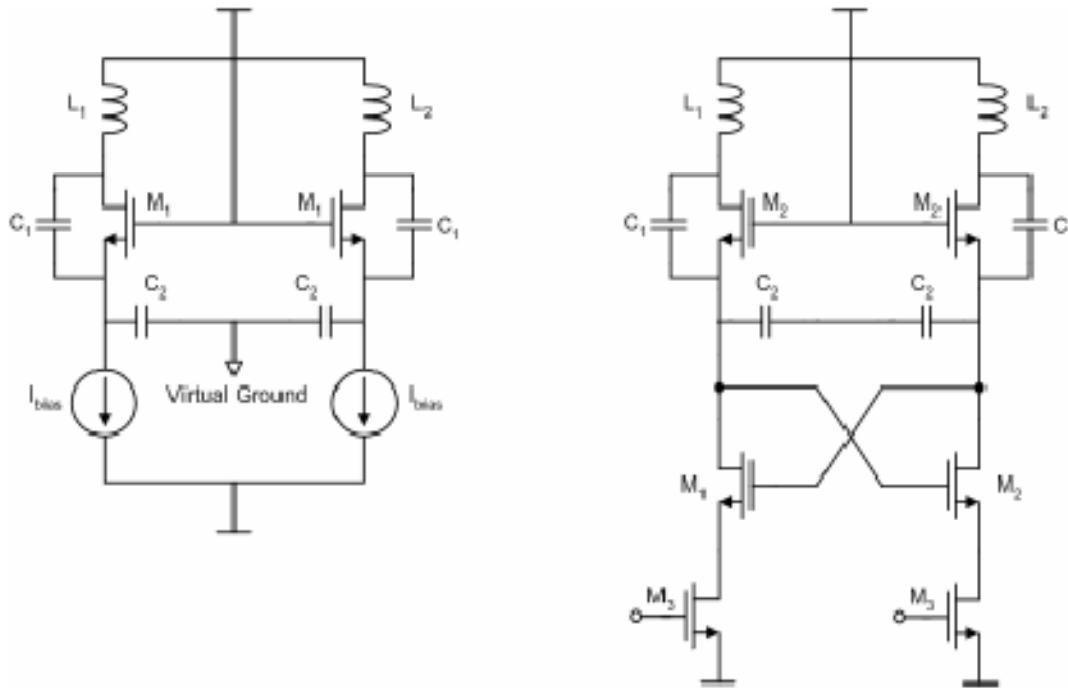
Έτσι, καταλήγουμε στο παρακάτω πλάτος ταλάντωσης:

$$A = 2I_{bias}R_{eq} \quad (2.38)$$

Όπου
$$R_{eq} = R_P // \frac{1/G_m}{N_2} \quad (2.39)$$

Μια διαφορική έξοδος μπορεί επίσης να δοθεί με το ταίριασμα δυο όμοιων Colpitts ταλαντωτών έχοντας κοινούς τους πυκνωτές από το source των τρανζίστορ μέχρι την γείωση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-28.α. Από την στιγμή που ο κεντρικός κόμβος στον οποίο είναι συνδεδεμένοι και οι δυο πυκνωτές είναι μια διαφορική ιδεατή γείωση, η κανονική λειτουργία των ταλαντωτών μένει ανέπαφη, όταν οι δυο πλευρές έχουν διαφορά φάσης 180° . Η διαφορική λειτουργία είναι σίγουρη αν ο κεντρικός κόμβος δεν είναι γειωμένος.

Ενώ αυτή η τοπολογία κληρονομεί την πολύ καλή απόδοση του phase noise από τον Colpitts μόνης πλευράς, επιπλέον χαλαρώνει την συνθήκη εκκίνησης (2.35) κατά δυο μονάδες γιατί η ενεργή διαγωγιμότητα μικρού σήματος διπλασιάζεται, αν και με κόστος στην ισχύ που χρειάζεται ώστε να τηρηθεί η ίδια συνθήκη εκκίνησης.



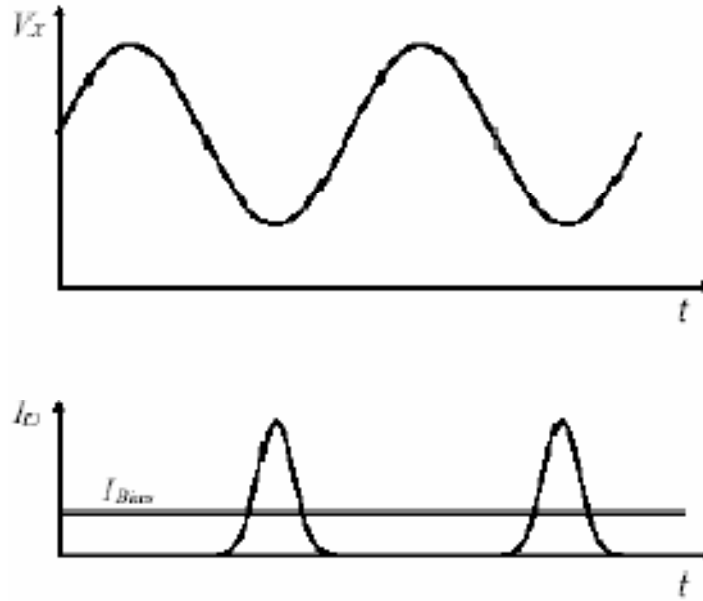
Σχήμα 2-28 α) Διαφορικός Colpitts Ταλαντωτής, β) τοπολογία χαλάρωσης ισχύος.

Στον κλασικό διαφορικό Colpitts ταλαντωτή (Σχήμα 2-28.α), η πηγή ρεύματος στην ουρά είναι πάντα σε λειτουργία. Για να μειώσουμε την κατανάλωση ενέργειας, μια συσκευή εναλλαγής ρεύματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί [11]. Το βασικό σημείο σε αυτήν την υπόθεση είναι ότι επειδή σε έναν Colpitts ταλαντωτή τα MOSFET είναι σε λειτουργία για λιγότερο από μισό κύκλο, δύο διακόπτες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να οδηγούν το ρεύμα από την πηγή στα δυο MOSFET και ταυτόχρονα να διατηρούν την ταλάντωση (Σχήμα 2-28.β).

2.3.3 Σύγκριση του LC διαφορικού ταλαντωτή και του Colpitts ταλαντωτή

Συγκρίνοντας τις συνθήκες εκκίνησης του LC διαφορικού και του Colpitts μόνης πλευράς, οι οποίες δίνονται από τις σχέσεις (2.30) και (2.36) αντίστοιχα, είναι ξεκάθαρο πως ο πρώτος ταλαντωτής είναι πολύ πιο εύκολο να ξεκινήσει να ταλαντώνει σε σχέση με τον δεύτερο. Έτσι, απαιτείται μεγαλύτερη διαγωγιμότητα μικρού σήματος και άρα μεγαλύτερη κατανάλωση ενέργειας για τον Colpitts ταλαντωτή, για να ξεκινήσει μια αξιόπιστη ταλάντωση.

Το παραπάνω ζήτημα αντιμετωπίζεται με τον διαφορικό Colpitts ταλαντωτή, όπου η συνθήκη εκκίνησης έχει μειωθεί σημαντικά και βρίσκεται κοντά σε αυτή του ταλαντωτή με το χιαστί ζεύγος (cross-coupled). Την ίδια στιγμή η τεχνική, με την οποία το ρεύμα αλλάζει κλάδους, βοηθά στη μείωση της κατανάλωσης ενέργειας. Αν και ο διαφορικός Colpitts ταλαντωτής μειώνει αρκετά την καταναλισκόμενη ενέργεια σε σχέση με τον Colpitts μιας πλευράς, παραμένει ακόμα αρκετά δαπανηρός από άποψη ενέργειας σε σχέση με τον διαφορικό LC ταλαντωτή. Από την άλλη πλευρά, ο Colpitts ταλαντωτής έχει καλύτερα κυκλοστάσιμα χαρακτηριστικά θορύβου, δηλαδή η στιγμή που έχουμε την μεγαλύτερη τιμή δημιουργίας θορύβου συμπίπτει με το σημείο όπου ο ταλαντωτής έχει την μικρότερη τιμή ευαισθησίας, το οποίο μπορεί να οδηγήσει δυνητικά σε μικρότερο phase noise [11] (Σχήμα 2-29). Επίσης, ο Colpitts ταλαντωτής παρουσιάζει μικρότερη rms και dc τιμή για την ενεργή ISF από ότι ο διαφορικός LC ταλαντωτής. Μια πιο συμμετρική ISF θα μείωνε σημαντικά την επαύξηση του χαμηλής συχνότητας θορύβου στο τρανζίστορ [5].



Σχήμα 2-29 Κυματομορφές ρεύματος και τάσης του Colpitts ταλαντωτή.

Και ενώ καλύτερες οι κυκλοστάσιμες ιδιότητες ενός ταλαντωτή από μόνες τους βελτιώνουν την ανεκτικότητα του κυκλώματος στο phase noise, το ίδιο κάνει και ένα αρκετά μεγάλο πλάτος ταλάντωσης. Με αυτή τη λογική ο Colpitts ταλαντωτής είναι ανώτερος του διαφορικού LC ταλαντωτή, αφού παρουσιάζει πλάτος τάσης εξόδου σημαντικά μεγαλύτερο για το ίδιο ρεύμα πόλωσης.

$$A_{Colpitts-diff} = 4R_{tank}I_{bias} > A_{Cross-coupled} = \frac{2}{\pi}R_{tank}I_{bias} \quad (2.40)$$

Παρά την διαφανόμενη ανωτερότητα του Colpitts ταλαντωτή σε σχέση με την ανεκτικότητα προς τον phase noise, σε μια σύγκριση [12] μεταξύ των δυο αυτών ταλαντωτών, η οποία βασίζεται στην θεωρία της ISF, φάνηκε πως ο διαφορικός LC ταλαντωτής παρουσιάζει καλύτερη απόδοση στον phase noise πέρα από την $1/f^2$ περιοχή.

Πρέπει να τονιστεί ότι οι ίδιες πηγές θορύβου δρουν διαφορετικά στην ανεκτικότητα κάθε κυκλώματος στον phase noise. Αυτό σημαίνει ότι σε διαφορετικές τοπολογίες, διαφορετικοί μηχανισμοί είναι συνήθως υπεύθυνοι για την υποβάθμιση του phase noise. Για παράδειγμα, η συνεισφορά του θορύβου χαμηλής συχνότητας της πηγής ρεύματος στην ουρά σ του Colpitts

ταλαντωτή (Σχήμα 2-28.β) είναι αμελητέα, ενώ δεν ισχύει το ίδιο για τον διαφορικό LC ταλαντωτή (παράγραφος 2.3.1.1). Αυτό σημαίνει πως η Colpitts τοπολογία αυξάνει λιγότερο τον flicker noise γύρω από την συχνότητα του φορέα απ' ότι ο διαφορικός LC ταλαντωτής.

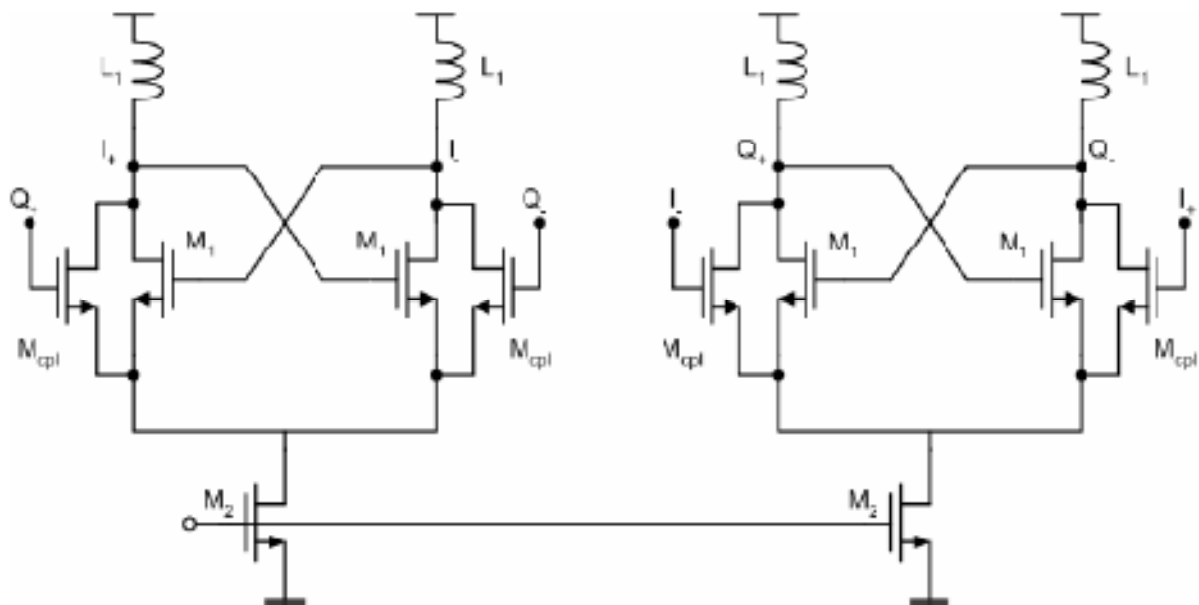
2.3.4 Quadrature Ταλαντωτές

Η τετραγωνική διαμόρφωση χρειάζεται συνήθως σε direct conversion, image reject and wideband IF αρχιτεκτονικές δεκτών. Υπάρχουν αρκετές επιλογές για αυτό το σκοπό. Για παράδειγμα, τετραγωνική λειτουργία μπορεί να επιτευχθεί, χρησιμοποιώντας διαίρεση συχνότητας από ένα ταλαντωτή ο οποίος λειτουργεί σε συχνότητα διπλάσια από την επιθυμητή. Τα μειονεκτήματα αυτής της προσέγγισης, είναι ότι ο ταλαντωτής λειτουργεί σε μεγαλύτερη συχνότητα απ' ότι χρειάζεται και το επιπρόσθετο κύκλωμα διαίρεσης συχνότητας καταναλώνει περισσότερη ενέργεια.

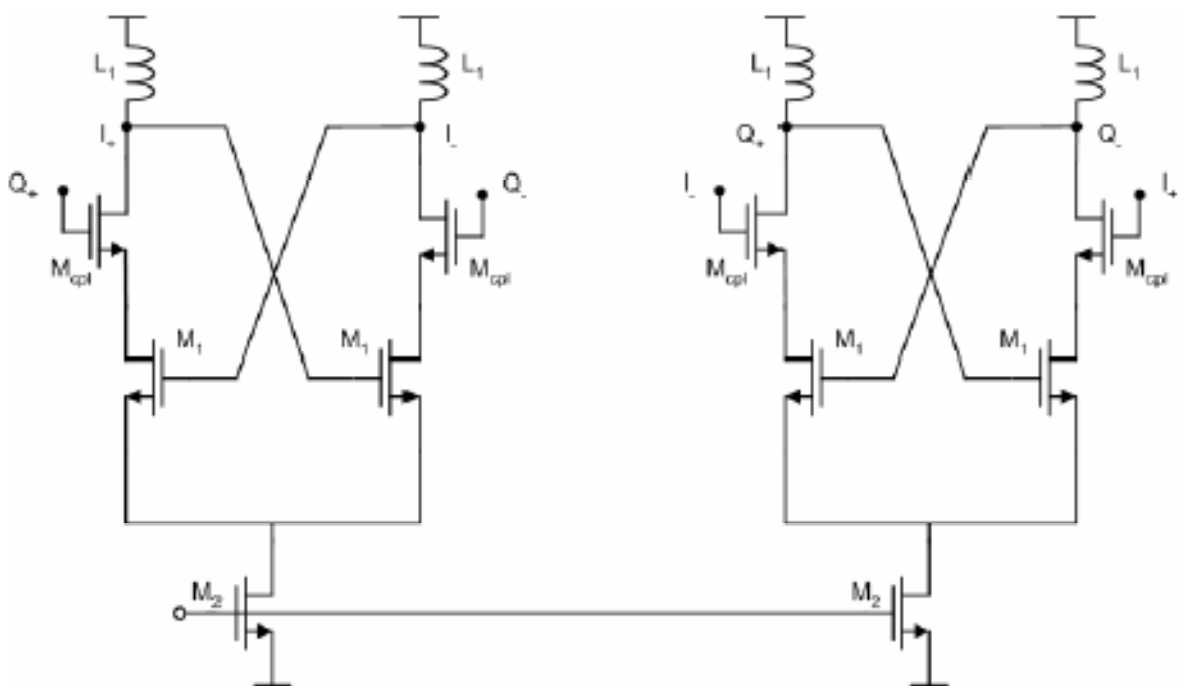
Οι έξοδοι ενός Quadrature ταλαντωτή μπορούν επίσης να δημιουργηθούν εφαρμόζοντας διαφορεικά σήματα από έναν ταλαντωτή σε ένα RC πολυφασικό φίλτρο [13]. Δυστυχώς, μη επιθυμητή απόσβεση από το παθητικό RC φίλτρο απαιτεί την χρήση buffers που με τη σειρά τους οδηγούν σε μεγαλύτερες απαιτήσεις σε ενέργεια.

Η τρίτη επιλογή έρχεται στο κόστος του διπλασιασμού της χρησιμοποιούμενης περιοχής, λόγω του ότι χρησιμοποιούμε δυο ταλαντωτές. Βασίζεται στην δημιουργία σημάτων μέσω της χρήσης Quadrature VCO, το οποίο είναι βασικά ένα ζευγάρι ταλαντωτών οι οποίοι είναι «ζευγαρωμένοι», έτσι ώστε να δίνουν απευθείας στην έξοδο δυο κυματομορφές με διαφορά φάσης 90° [14][15]. Αυτή η επιλογή ξεπερνά σε απόδοση της άλλες λύσεις, από άποψη κατανάλωσης ενέργειας.

Υπάρχουν πολλοί τρόποι να επιτύχουμε το κατάλληλο ζευγάρι δυο ανεξάρτητων VCOs για να έχουμε Quadrature ταλάντωση, π.χ. παράλληλα ή σε σειρά. Το βασικό σημείο είναι ότι το ζευγάρι μεταξύ των δυο VCOs πρέπει πάντα να είναι ανάποδα. Μια παράλληλη και μια σε σειρά τοπολογία Quadrature ταλαντωτών φαίνονται στα Σχήματα 2-30 και 2-31 αντίστοιχα.



Σχήμα 2-30 Παράλληλο ζευγάριωμα *Quadrature* ταλαντωτή.



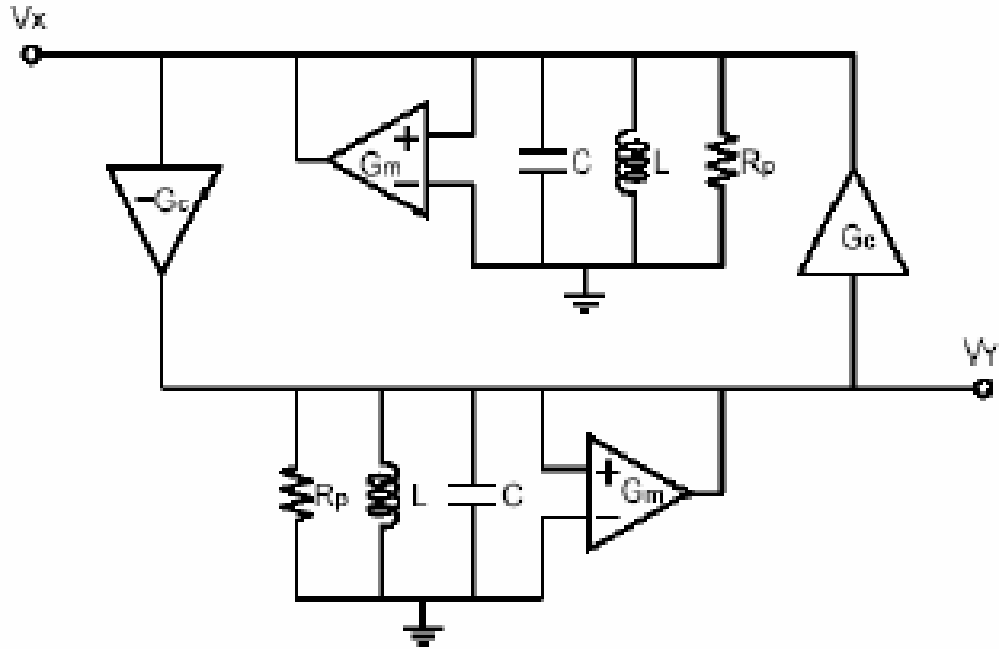
Σχήμα 2-31 Σε σειρά ζευγάριωμα *Quadrature* ταλαντωτή.

Το σειριακό ζευγάρωμα [14] προτιμάται λόγω του ότι το τρανζίστορ M_{cpl} στον παράλληλο QVCO, είναι υπεύθυνο για μεγάλη συνεισφορά στον phase noise, και άρα συνδέοντας το M_{cpl} σε σειρά με το M1 θα προκύψει μείωση του θορύβου. Ο σειριακός τρόπος σύνδεσης, παρουσιάζει πολύ καλή συμπεριφορά όσον αφορά τον θόρυβο. Ένας σημαντικός παράγοντας ο οποίος επηρεάζει και το λάθος στη φάση και τον phase noise των QVCO είναι ο λόγος ζευγαρώματος α , ο οποίος ορίζεται ως ο λόγος μεταξύ του τρανζίστορ αρνητικής αντίστασης M1 και του τρανζίστορ ζευγαρώματος M_{cpl} , έτσι:

$$\alpha = \frac{M_1}{M_{cpl}} \quad (2.41)$$

Το βέλτιστο εύρος τιμών είναι $\alpha = 0.2 - 0.35$ για την παράλληλη περίπτωση [15] και 3-5 για την σε σειρά περίπτωση [14].

Το Σχήμα 2-32 εισάγει ένα γραμμικό μοντέλο για τον P-QVCO, όπου το G_m αντιστοιχεί στην διαγωγιμότητα από την αρνητική αντίσταση του M1, και το G_c την διαγωγιμότητα του M_{cpl} . Αναφερόμενοι σε αυτό το σχήμα, θεωρούμε ότι τα σήματα τάσης και ρεύματος είναι εξολοκλήρου διαφορετικά: το ρεύμα που διαρρέει το αντηχείο είναι η διαφορά ανάμεσα στα ρεύματα στους δυο κλάδους του διαφορικού επιπέδου. Σαν συνέπεια, η R_p είναι η απώλεια λόγω αντιστάσεων.



Σχήμα 2-32 Γραμμικό μοντέλο του Quadrature ταλαντωτή.

Η συχνότητα ταλάντωσης ω_{out} καταλήγει να είναι λίγο μετατοπισμένη από την αρχικά υπολογισμένη συχνότητα, $\omega_0 = 1/LC$ κατά ένα offset $\Delta\omega$, λόγω της καθυστέρησης κατά $\pi/2$ στους κόμβους V_x και V_y , όπου το πλάτος εξαρτάται από το G_c .

Αναφερόμενοι στο V_x , στο Σχήμα 2-32, έχουμε ότι οι απώλειες στο X-αντηχειο είναι ισορροπημένες από ένα ρεύμα σε φάση με το V_x , $I_I = G_m V_x = V_x R_p$, το οποίο παρέχεται από το G_m . Το αντηχείο τώρα δεν έχει απώλειες, και το ρεύμα από το G_c ενεργεί σε ένα ιδανικό παράλληλο πηνίο-πυκνωτή. Το δεύτερο ρεύμα I_Q , είναι όντως σε διαφορά 90° με το V_x , το οποίο μας λέει ότι τα V_x και V_y είναι μετατοπισμένα κατά $\pi/2$.

Για να βρούμε την συχνότητα ταλάντωσης για το γραμμικό QVCO κύκλωμα στο Σχήμα 2-32, πρέπει να υπολογιστεί πρώτα το κέρδος βρόγχου. Το κέρδος βρόγχου δίνεται από:

$$G_{loop}(s) = -G_c^2 \left(\frac{sL}{1 + sL \left(\frac{1}{R_p} - G_m \right) + s^2 LC} \right)^2 \quad (2.42)$$

Σύμφωνα με τα κριτήρια Barkhausen, το κύκλωμα ταλαντώνεται όταν ικανοποιείται η συνθήκη $G_m = 1/R_p$. Έτσι, με πολλαπλασιασμό της (2.35)

με το R_p και εξισώνοντας με τη μονάδα , έχουμε δυο πιθανές συχνότητες ταλάντωσης:

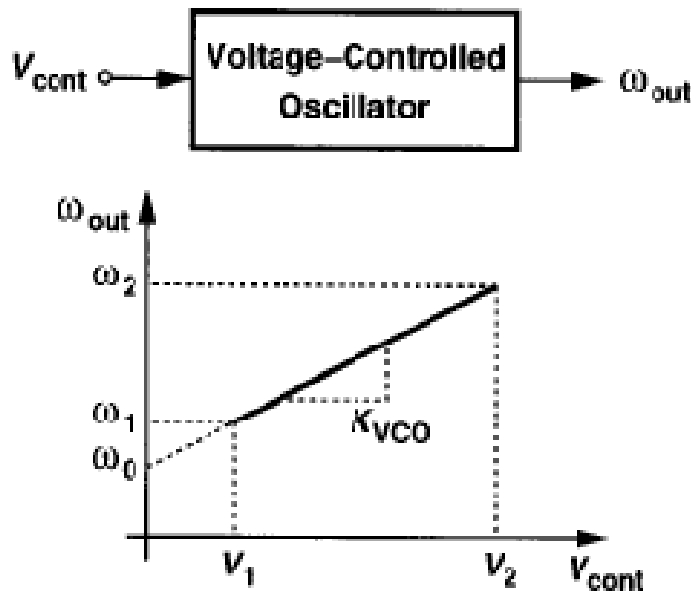
$$\omega_1 \approx \omega_0 + \frac{G_c}{2C}, \quad \omega_2 \approx \omega_0 - \frac{G_c}{2C} \quad (2.43)$$

2.4 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (VCO)

Οι περισσότερες εφαρμογές απαιτούν οι ταλαντωτές που χρησιμοποιούνται σε αυτές να είναι μεταβλητοί, δηλαδή η συχνότητα του σήματος εξόδου να είναι συνάρτηση μιας ελεγχόμενης εισόδου, συνήθως τάσης [16]. Ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα του οποίου η συχνότητα είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου (Σχήμα 2-33).

$$\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO} V_{cont} \quad (2.44)$$

Εδώ το ω_0 αντιπροσωπεύει την κεντρική συχνότητα για $V_{cont} = 0$ και το K_{VCO} είναι το κέρδος ή ευαισθησία του κυκλώματος, το οποίο εκφράζεται σε rad/sec/V. Το $\omega_1 - \omega_2$ είναι το εφικτό εύρος της συχνότητας του VCO.



Σχήμα 2-33 Ορισμός του VCO.

Παραθέτουμε εδώ τις σημαντικότερες παραμέτρους απόδοσης ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση.

2.4.1 Κεντρική συχνότητα

Η κεντρική συχνότητα καθορίζεται από το περιβάλλον στο οποίο χρησιμοποιείται ο VCO. Για παράδειγμα, στο κομμάτι δημιουργίας παλμού ρολογιού σε έναν μικροεπεξεργαστή, ο VCO πρέπει να λειτουργεί στο ρυθμό του ρολογιού ή ακόμα και στο διπλάσιο. Οι σημερινοί VCO πετυχαίνουν συχνότητες μέχρι και 25GHz.

2.4.2 Εύρος Λειτουργίας

Το απαιτούμενο εύρος συχνοτήτων καθορίζεται από δυο παραμέτρους:

1. Τη διαφοροποίηση της συχνότητας του VCO λόγω της θερμοκρασίας και διαφόρων διαδικασιών του VCO (π.χ. θόρυβος).
2. Το απαιτούμενο από την εφαρμογή εύρος συχνοτήτων. Η κεντρική συχνότητα κάποιων ταλαντωτών μπορεί να διαφέρει σε ένα βαθμό της τάξης του 2 σε συνθήκες οριακών θερμοκρασιών. Έτσι πρέπει να εξασφαλίσουμε ένα αρκετά μεγάλο εύρος ($\geq 2 \times$), το οποίο εγγυάται ότι η συχνότητα θα μπορεί να οδηγηθεί πίσω στη σωστή τιμή της.

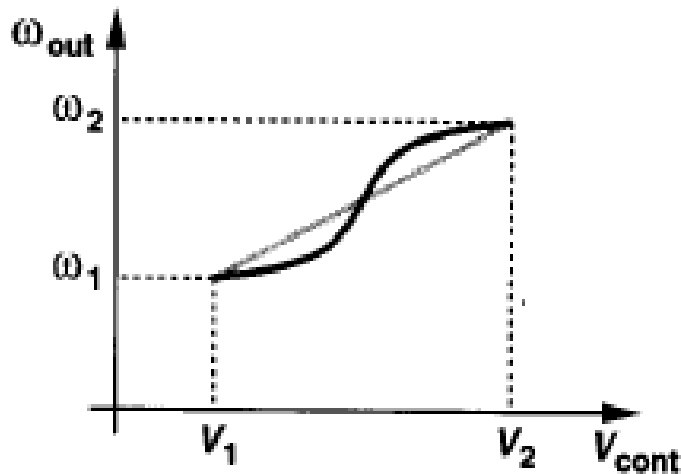
Ένας σημαντικός παράγοντας στη σχεδίαση του VCO είναι η μεταβολή της συχνότητας εξόδου και φάσης λόγω θορύβου. Για ένα γνωστό πλάτος θορύβου, ο θόρυβος στην έξοδο είναι ανάλογος του παράγοντα K_{VCO} επειδή $\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO}V_{cont}$. Έτσι, για να ελαχιστοποιήσουμε την επίδραση του θορύβου στο V_{cont} , το κέρδος του VCO πρέπει να ελαχιστοποιηθεί κάτι που έρχεται σε πλήρη αντίθεση με τη λογική του μεγάλου εύρους. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-3,3 το επιτρεπτό εύρος του V_{cont} είναι από V_1 ως V_2 και το εύρος συχνοτήτων από ω_1 σε ω_2 , τότε το K_{VCO} πρέπει να ικανοποιεί την εξής συνθήκη:

$$K_{VCO} = \frac{\omega_2 - \omega_1}{V_2 - V_1} \quad (2.45)$$

Σημειώνουμε εδώ ότι για ένα συγκεκριμένο εύρος, η αύξηση του K_{VCO} , απαιτεί μείωση της τάσης τροφοδοσίας κάτι που κάνει το κύκλωμα πιο ευάλωτο στο θόρυβο.

2.4.3 Γραμμικότητα

Τα χαρακτηριστικά του VCO παρουσιάζουν μη γραμμικότητα [16]. Για παράδειγμα, ο παράγοντας K_{VCO} δεν είναι σταθερός. Αυτή η μη γραμμικότητα υποβαθμίζει την συμπεριφορά των PLLs. Για αυτό το λόγο είναι επιθυμητό να ελαχιστοποιήσουμε τις μεταβολές του K_{VCO} . Ένας πραγματικός ταλαντωτής παρουσιάζει υψηλό κέρδος στη μέση του εύρους και χαμηλό στα δυο άκρα (Σχήμα 2-34).



Σχήμα 2-34 Χαρακτηριστικό της μη γραμμικότητας του VCO.

2.4.4 Πλάτος εξόδου

Είναι επιθυμητό να πετύχουμε ένα μεγάλο πλάτος για την κυματομορφή εξόδου και έτσι να έχουμε μικρότερη ευαισθησία στο θόρυβο. Το πλάτος επηρεάζει και επηρεάζεται από την κατανάλωση ισχύος, την τάση τροφοδοσίας, ακόμα και το εύρος συχνοτήτων.

2.4.5 Ενεργειακή Απώλεια (power dissipation)

Όπως και σε άλλα αναλογικά κυκλώματα έτσι και οι VCO υποφέρουν από trade-offs μεταξύ της ταχύτητας, ενεργειακών απωλειών και θορύβου. Οι τυπικοί ταλαντωτές καταναλώνουν από 1 ως 10 mW ισχύος.

2.4.6 Καθαρότητα Σήματος Εξόδου

Ακόμη και με σταθερή τάση έλεγχου, το σήμα εξόδου δεν είναι απόλυτα περιοδικό. Ο θόρυβος από τις συσκευές του ταλαντωτή καθώς και ο θόρυβος της τροφοδοσίας οδηγούν σε θόρυβο στην συχνότητα και φάση της εξόδου. Αυτό το φαινόμενο ποσοτικοποιείται μέσω του jitter και phase noise.

2.4.7 Ορισμός συχνότητας VCO

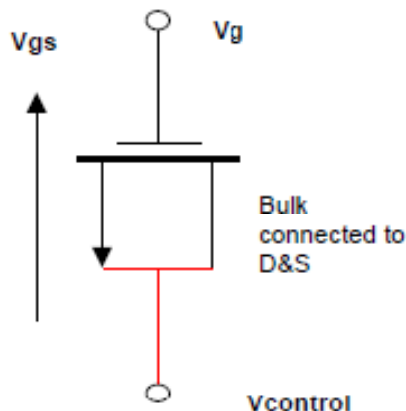
Η συχνότητα ταλάντωσης στις LC τοπολογίες είναι ίση με

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.46)$$

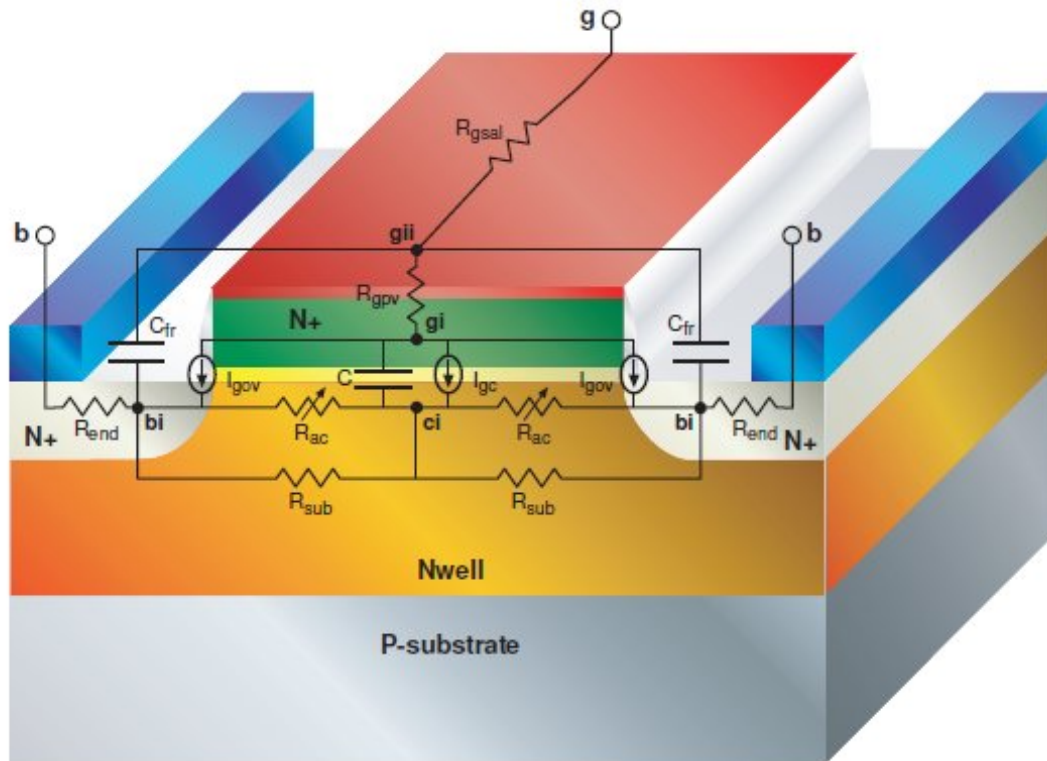
κάτι το οποίο μας δείχνει πως μόνο αλλάζοντας τις τιμές αυτεπαγωγής και χωρητικότητας μπορούμε να αλλάξουμε την συχνότητα ταλάντωσης. Άλλοι παράμετροι όπως τα ρεύματα πόλωσης και οι διαγωγιμότητες των MOS επιφέρουν αμελητέες αλλαγές στην συχνότητα. Επειδή όμως η αλλαγή της αυτεπαγωγής στα πηνία είναι δύσκολη, η αλλαγή γίνεται μόνο στην χωρητικότητα του ταλαντωτή.

2.4.8 MOS Varactor

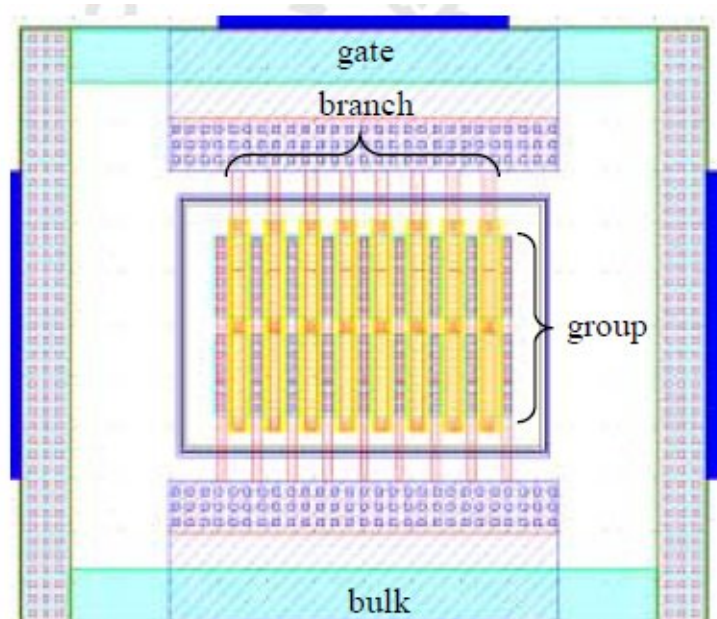
Οι πυκνωτές μεταβλητής χωρητικότητας που χρησιμοποιήθηκαν εδώ λέγονται MOS varactors και ελέγχονται από την τάση στα άκρα τους. Ένα MOS varactor υλοποιείται με την βραχυκύκλωση των source, drain, bulk σε ένα MOS όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-35 και Σχήμα 2-36.



Σχήμα 2-35 Υλοποίηση ενός varactor με χρήση MOS.



Σχήμα 2-36 Κάθετη τομή ενός MOS Varactor και μαζί το ισοδύναμο κύκλωμα.

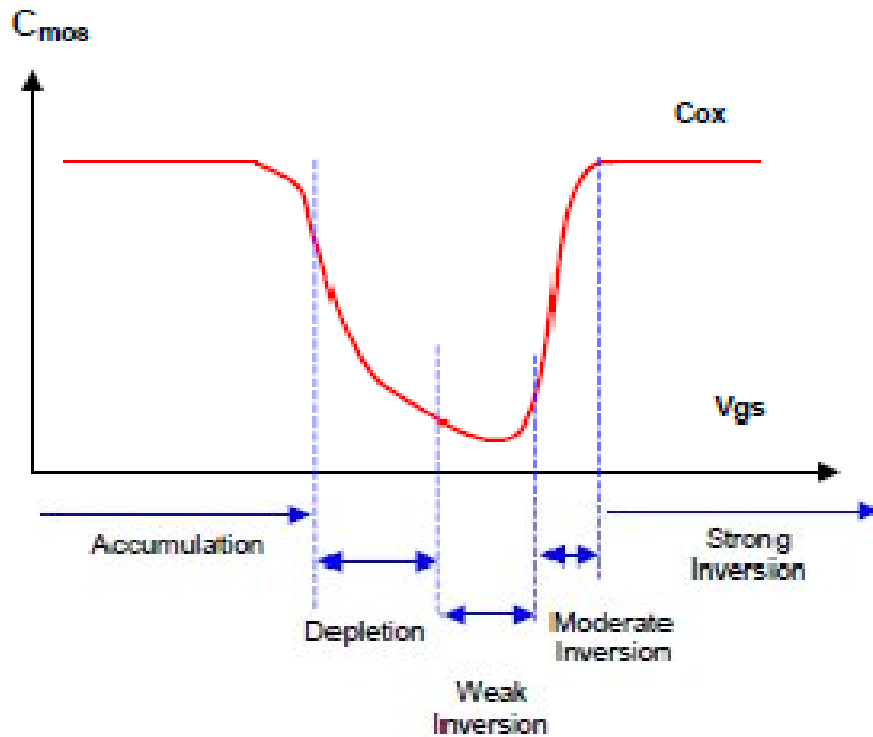


Σχήμα 2-37 Πανοραμική όψη ενός MOS Varactor με 8 Fingers και 2 Groups.

Η εξάρτηση από την τάση φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$C_{var} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_{gs}}{\phi_B}\right)^m} \quad (2.47)$$

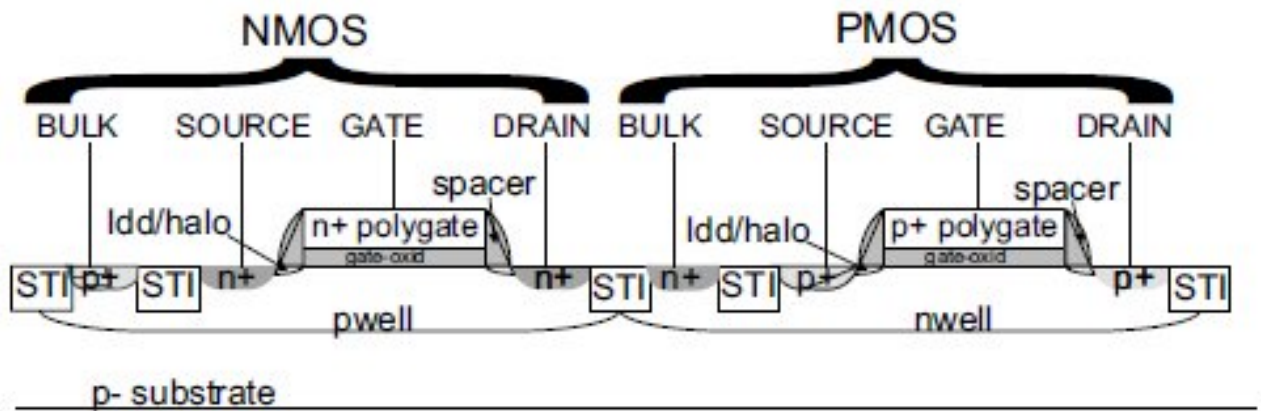
Όπου το C_0 είναι η τιμή της χωρητικότητας για μηδενική τάση, το $V_{gs} = V_{control} - V_g$, το ϕ_B είναι το εσωτερικό δυναμικό της ένωσης, και το m είναι μια τιμή μεταξύ 0.3 και 0.4. Η χαρακτηριστική ενός τέτοιου varactor φαίνεται στο Σχήμα 2-38. Η παρακάτω γραφική μαζί με τη σχέση (2.46) μας επισημαίνει πως αν θέλουμε να αυξήσουμε την συχνότητα πρέπει να μειώσουμε την χωρητικότητα και άρα να αυξήσουμε την τάση στα άκρα του varactor και αντιστρόφως. Το μειονέκτημα αυτού του MOS varactor είναι ότι η τάση πρέπει να κρατηθεί κάτω από την ασθενή αναστροφή έτσι ώστε να μην αρχίσει να αυξάνεται η χωρητικότητα όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-38.



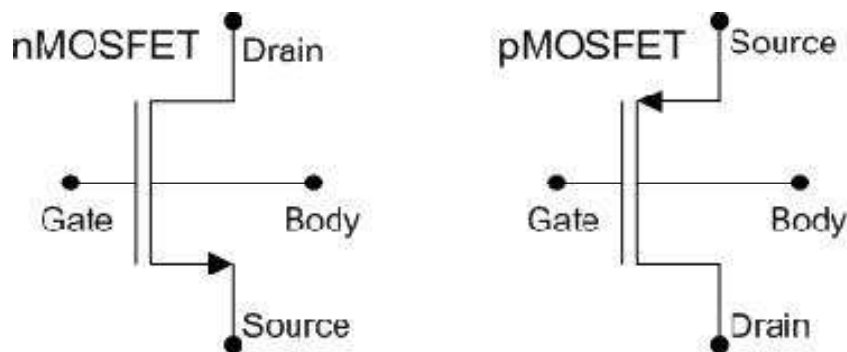
Σχήμα 2-38 Χαρακτηριστική MOS varactor.

2.4.9 MOS Transistors

Παρακάτω βλέπουμε (Σχήμα 2-39) την κάθετη τομή ενός τυπικού CMOS το οποίο χρησιμοποιείται ευρέως.



Σχήμα 2-39 Κάθετη τομή ενός CMOS.



Σχήμα 2-40 Κυκλωματικό σύμβολο των MOS.

Στα αριστερά φαίνεται το nMOS και στα δεξιά το pMOS καθώς και τα τέσσερα τερματικά του καθενός (GATE, DRAIN, SOURCE, BULK ή BODY). Στην κανονική λειτουργία ένα MOS δημιουργεί ένα κανάλι μεταξύ του DRAIN και του SOURCE και έχουμε μεταφορά φορτίων.

Τα MOS έχουν τρεις περιοχές λειτουργίας ανάλογα με τις τάσεις που εφαρμόζονται στα άκρα τους.

- Περιοχή Αποκοπής, όταν $V_{GS} < V_{th}$, το MOS είναι ουσιαστικά κλειστό γιατί δεν υπάρχει μεταφορά φορέων στο κανάλι ($I_d = 0$).

- Γραμμική Περιοχή, όταν $V_{GS} > V_{th}$ και $V_{DS} < (V_{GS} - V_{th})$, σε αυτή την περίπτωση έχει δημιουργηθεί κανάλι ανάμεσα στο DRAIN και στο SOURCE το οποίο επιτρέπει τη ροή φορτίων.
- Περιοχή Κορεσμού, όταν $V_{GS} > V_{th}$ και $V_{DS} > (V_{GS} - V_{th})$, σε αυτή την περίπτωση το μήκος του καναλιού που έχει δημιουργηθεί είναι το μέγιστο και έχουμε τη μέγιστη ροή φορτίων.

Επίσης ένας πολύ σημαντικός δείκτης για τα MOS είναι ο δείκτης αναστροφής:

$$IC = \frac{I_D}{I_{SPEC}} \quad (2.48)$$

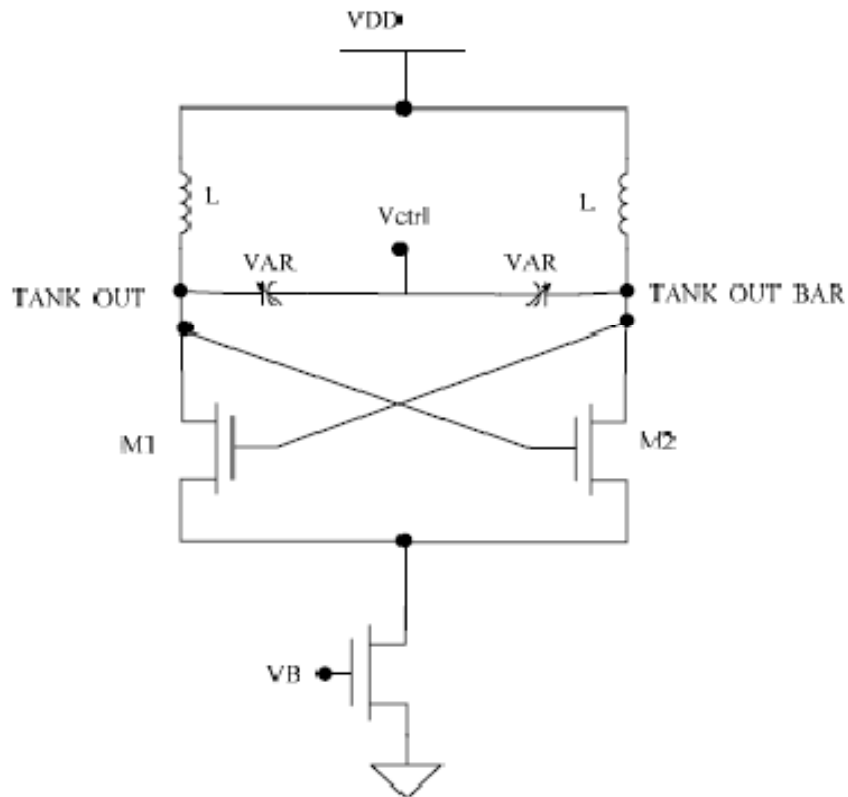
Όπου $I_{SPEC} = 2nU_T^2\beta \quad (2.49)$

και I_D είναι το ρεύμα στο DRAIN.

Τα MOS λειτουργούν σε τρεις περιοχές αναστροφής: Ασθενή αναστροφή ($0 < IC < 0.1$), Μέτρια αναστροφή ($0.1 < IC < 10$) και Ισχυρή αναστροφή ($IC > 10$).

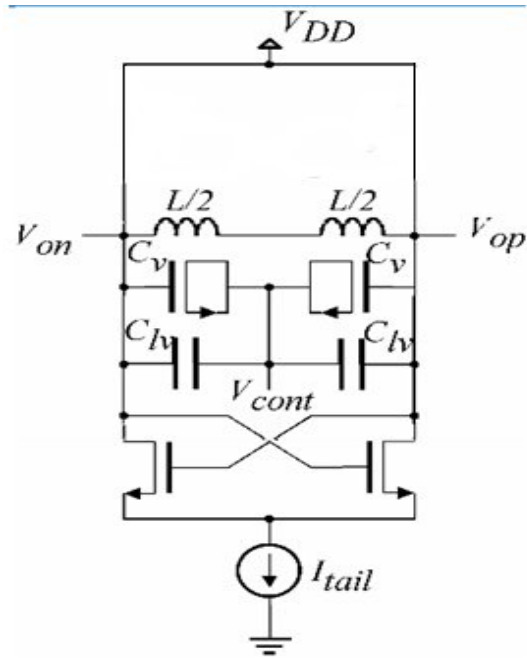
2.4.10 Τοπολογία VCO

Αν τώρα στην τοπολογία του LC διαφορικού ταλαντωτή προσθέσουμε varactors έχουμε τις παρακάτω τοπολογίες VCO.



Σχήμα 2-41 LC VCO τοπολογία με varactors.

Πολλές φορές για να πετύχουμε το σωστό εύρος συχνοτήτων πρέπει να πετύχουμε και το σωστό εύρος χωρητικοτήτων με την τάση στα άκρα των varactors να είναι fixed από 0 – V_{DD} . Για να επιτευχθεί το παραπάνω πολλές φορές γίνεται συνδυασμός των varactors με κανονικούς πυκνωτές όπως φαίνεται στην παρακάτω τοπολογία (Σχήμα 2-42) η οποία και χρησιμοποιήθηκε σε αυτήν εδώ την εργασία.



Σχήμα 2-42 LC VCO τοπολογία με συνδυασμό varactors και κανονικών πυκνωτών.

Κεφάλαιο 3 : Σχεδίαση του VCO

Η παρακάτω σχεδίαση πραγματοποιήθηκε εξολοκλήρου στο πρόγραμμα CADENCE Virtuoso Analog Design. Οι περισσότερες γραφικές έχουν εξαχθεί από το παραπάνω πρόγραμμα καθώς και από το MATLAB.

3.1 Προδιαγραφές

Οι προδιαγραφές σχεδίασης, αντλήθηκαν κυρίως από την βιβλιογραφία καθώς και από τις ανάγκες του ομόδυνου δέκτη στο [17]. Σύμφωνα με αυτές, ο VCO, θα πρέπει να είναι σύμφωνος με τις ακόλουθες απαιτήσεις:

- | | |
|-------------------------------|--------------------|
| • Τάση Τροφοδοσίας | 1.2V |
| • Τάση ελέγχου | 0V – 2.4V |
| • Εύρος Συχνοτήτων | 1GHz (5GHz – 6GHz) |
| • Κεντρική Συχνότητα | 5.5 GHz |
| • Phase Noise @ 100 KHz, 1MHz | minimize |
| • Κατανάλωση ενέργειας | minimize |

3.2 Σχηματικό και μονάδες του κυκλώματος

Το σχηματικό αναπτύχθηκε με βάση την τοπολογία του *σχήματος 2-38* και αυτό διότι η τοπολογία αυτή παρουσιάζει ευελιξία σε σχέση με τον έλεγχο, γρήγορη και πιο οικονομική εκκίνηση της ταλάντωσης, καθώς και ανθεκτικότητα στον phase noise. Το σχηματικό του κυκλώματος φαίνεται στο *Σχήμα 3-1*.

Τα βασικότερα σημεία τα οποία φαίνονται σε αυτό το σχηματικό είναι το LC tank που αποτελείται από τα δύο πηνία, τους δύο πυκνωτές και τα δύο varactors και είναι υπεύθυνο για την ταλάντωση και το ζεύγος με τα NMOS, τα οποία και παρέχουν την αρνητική αντίσταση, έτσι ώστε να αναπληρώνουν τις απώλειες του LC tank.

3.2.1 Ανάλυση μονάδων

Οι παρακάτω περιγραφές των στοιχείων του κυκλώματος αντιστοιχούν στην χρονολογική σειρά με την οποία απεδόθησαν στα στοιχεία αυτά οι τιμές τους (π.χ. πρώτα επελέγη τιμή για την αυτεπαγωγών των πηνίων και μετά τις χωρητικότητες των πυκνωτών - varactors).

Πηνία:

Σε αυτό το κύκλωμα χρησιμοποιήθηκαν δύο πηνία ίδιας αυτεπαγωγής L τα οποία ανήκουν στην τεχνολογία tsmcN90rf με όνομα spiral_std και έχουν τα εξής στοιχεία:

$$L = 0.45\text{nH}$$

$$Q = 22.26 @ 5.5\text{GHz}$$

Τα πηνία επελέγησαν με τέτοιο τρόπο ώστε να έχουν τις κατάλληλες τιμές L και Q, δηλαδή μικρό L κάτι που μας δίνει μεγάλο Q στην συχνότητα που θέλουμε. Η μεγάλη τιμή του Q μας δίνει καλύτερη συμπεριφορά του κυκλώματος ως προς το θόρυβο. Το μειονέκτημα είναι βέβαια πως έχουμε ελαφρώς μεγαλύτερο Z_L και έτσι μεγαλύτερη κατανάλωση ενέργειας.

Πυκνωτές και MOS Varactors:

Στο κύκλωμα χρησιμοποιούμε ένα ζεύγος όμοιων τυπικών πυκνωτών ίδιας χωρητικότητας $C = 0.52\text{pF}$ και ένα ζεύγος ίδιων MOS Varactors με όνομα moscap_rf τα οποία είναι αυτά που μεταβάλλουν την χωρητικότητα τους, μέσω της τάσης ελέγχου, με αποτέλεσμα την μεταβολή στη συχνότητα ταλάντωσης. Τα στοιχεία των MOS Varactors είναι:

- $C = 0.558\text{pF}$ @ $V = 0$
- $C_{\min} = 0.184\text{pF}$ @ $V = -1.2\text{V}$
- $C_{\max} = 0.806\text{pF}$ @ $V = 1.2\text{V}$
- $\text{Length_per_Finger} = 400\text{nm}$
- $\text{Width_per_Finger} = 1.6\mu\text{m}$
- $\text{Fingers_per_Group} = 27$
- $\text{Number_of_Groups} = 4$

Οι παραπάνω τιμές χωρητικότητας προέκυψαν αφού είχαμε δώσει τιμή στην αυτεπαγωγή L των πηνίων και αφού η κεντρική συχνότητα ήταν γνωστή, μέσω του τύπου (2.46) προέκυψε μια αρχική εκτίμηση για την συνολική χωρητικότητα, περίπου 0.95pF , η οποία έπρεπε να διανεμηθεί κατάλληλα στους πυκνωτές και στα varactors. Μετά από αρκετές δοκιμές με διάφορες τιμές, καταλήξαμε στις παραπάνω τιμές οι οποίες δίνουν συνολική χωρητικότητα 1.078pF . Η απόκλιση, προκύπτει από τις παρασιτικές χωρητικότητες των NMOS οι οποίες δεν λήφθηκαν υπόψη σε αυτήν την εργασία.

Οι επιπλέον απλοί πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν, έδωσαν τη δυνατότητα να καταλήξουμε στο κατάλληλο εύρος χωρητικοτήτων των varactors, καθώς επίσης προσέδωσαν γραμμικότητα στην γραφική παράσταση Frequency – V_{control} , διότι είναι αρκετά δύσκολο μόνο με τα varactors να επιτύχουμε και το κατάλληλο εύρος συχνοτήτων και ταυτόχρονα να έχουμε την σωστή κεντρική συχνότητα.

Ζεύγος NMOS:

Το ζεύγος αυτό, αποτελείται από δύο NMOS τεχνολογίας tsmc 90nm, τα οποία είναι συνδεδεμένα έτσι ώστε το GATE του ενός να είναι συνδεδεμένο με το DRAIN του άλλου. Αυτή η διάταξη είναι βασικό στοιχείο του σχηματισμού αρνητικής αντίστασης καθώς το περιοδικό σήμα από το DRAIN του ενός μεταφέρεται στο GATE του άλλου το οποίο δημιουργεί αρνητική αντίσταση τιμής $-1/\text{gm}$ στα DRAIN των συσκευών. Τα στοιχεία των NMOS είναι τα εξής:

- Model name: nch
- Length (L): 100nm
- Width (W): 1um
- Number of Fingers: 12
- Total Width: 12um

Το μήκος L των NMOS επιδέχθηκε να είναι το μικρότερο δυνατό (100nm). Η επιλογή του πλάτους W είναι αρκετά σημαντική καθώς καθορίζει το την τιμή του g_m που αποδίδουν τα NMOS. Η σχέση η οποία μας δίνει το g_m , το οποίο χρειάζεται για να έχουμε μια διατηρούμενη ταλάντωση είναι:

$$g_m = 2 \frac{Q_L}{\omega L(Q_L^2 + 1)} \quad (3.1)$$

όπου ο δείκτης 2 μπαίνει για να έχουμε ασφαλή εκκίνηση ,το Q_L είναι το quality factor του πηνίου, L η αυτεπαγωγή του πηνίου και ω η κυκλική συχνότητα ταλάντωσης. Η απαιτούμενη διαγωγιμότητα για το κύκλωμα είναι 5.8mS κάτι που υπερκαλύπτεται από το υπάρχον πλάτος W.

Πηγή Ρεύματος:

Η πηγή ρεύματος που χρησιμοποιείται εδώ μας παρέχει το ρεύμα πόλωσης Itail το οποίο αλληλεπιδρά με παραμέτρους σχεδίασης, όπως το πλάτος ταλάντωσης, την κατανάλωση ενέργειας και κατ' επέκταση τον Phase Noise. Η τιμή του ρεύματος αυτού επιλέχθηκε να είναι 4.5mA λόγω του ότι για αυτό το ρεύμα έχουμε μια σχετικά χαμηλή κατανάλωση της τάξης των 6.5mW και ταυτόχρονα καλύτερη απόδοση θορύβου.

Γεννήτρια Παλμών:

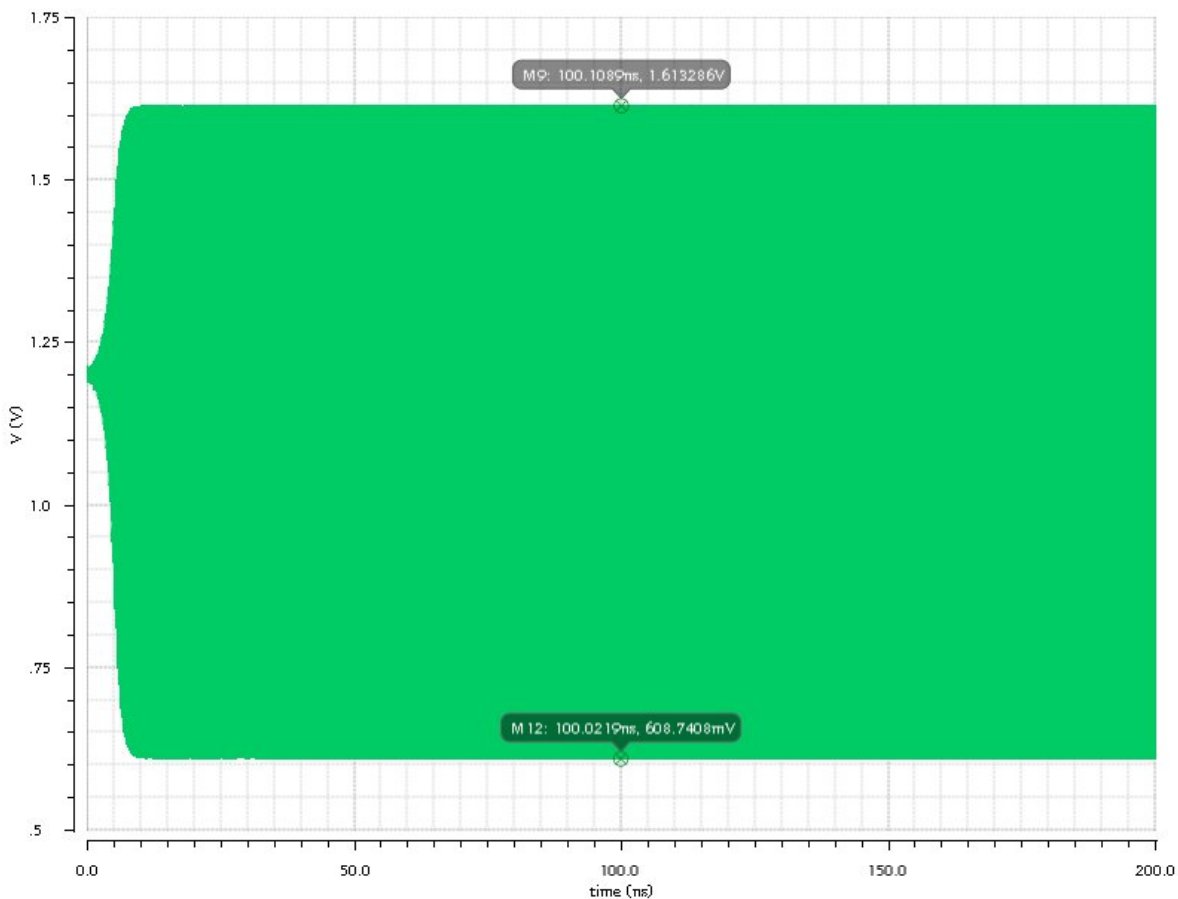
Η γεννήτρια παλμών ρεύματος χρησιμοποιήθηκε εδώ για να μας δώσει μια εκκίνηση(kickstart) στο σύστημα μας. Δίνει δηλαδή ένα και μοναδικό τετραγωνικό παλμό 1mA στην αρχή της λειτουργίας του κυκλώματος και έπειτα σταματά τη λειτουργία της, έτσι το κύκλωμα να ξεκινά την

ταλάντωση η οποία και θα σταθεροποιηθεί σε περίπου 12ns όπως θα δούμε και στα γραφήματα στη συνέχεια.

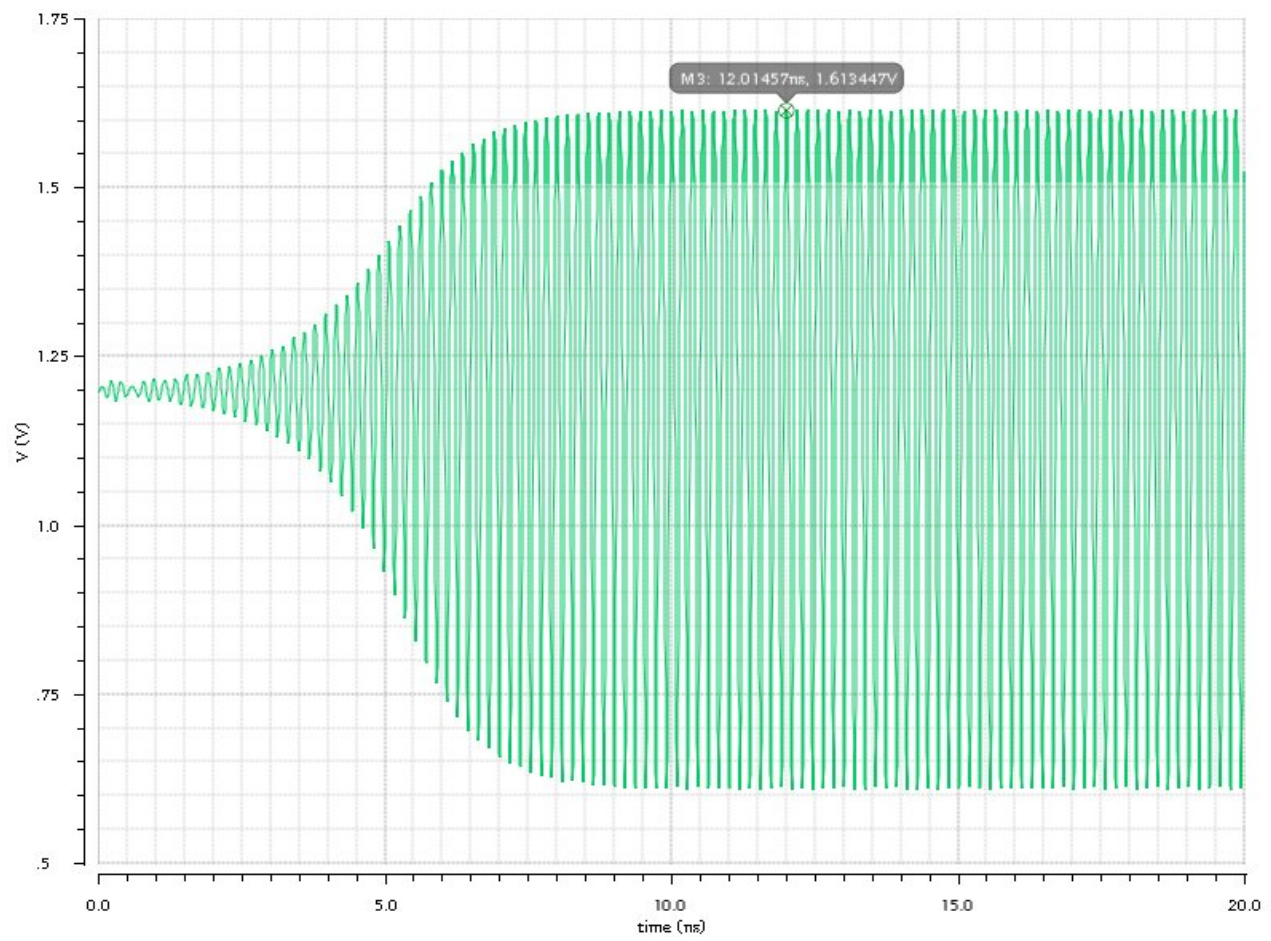
3.3 Προσομοιώσεις και Αποτελέσματα

3.3.1 Σήμα εξόδου και ισχύς σήματος εξόδου.

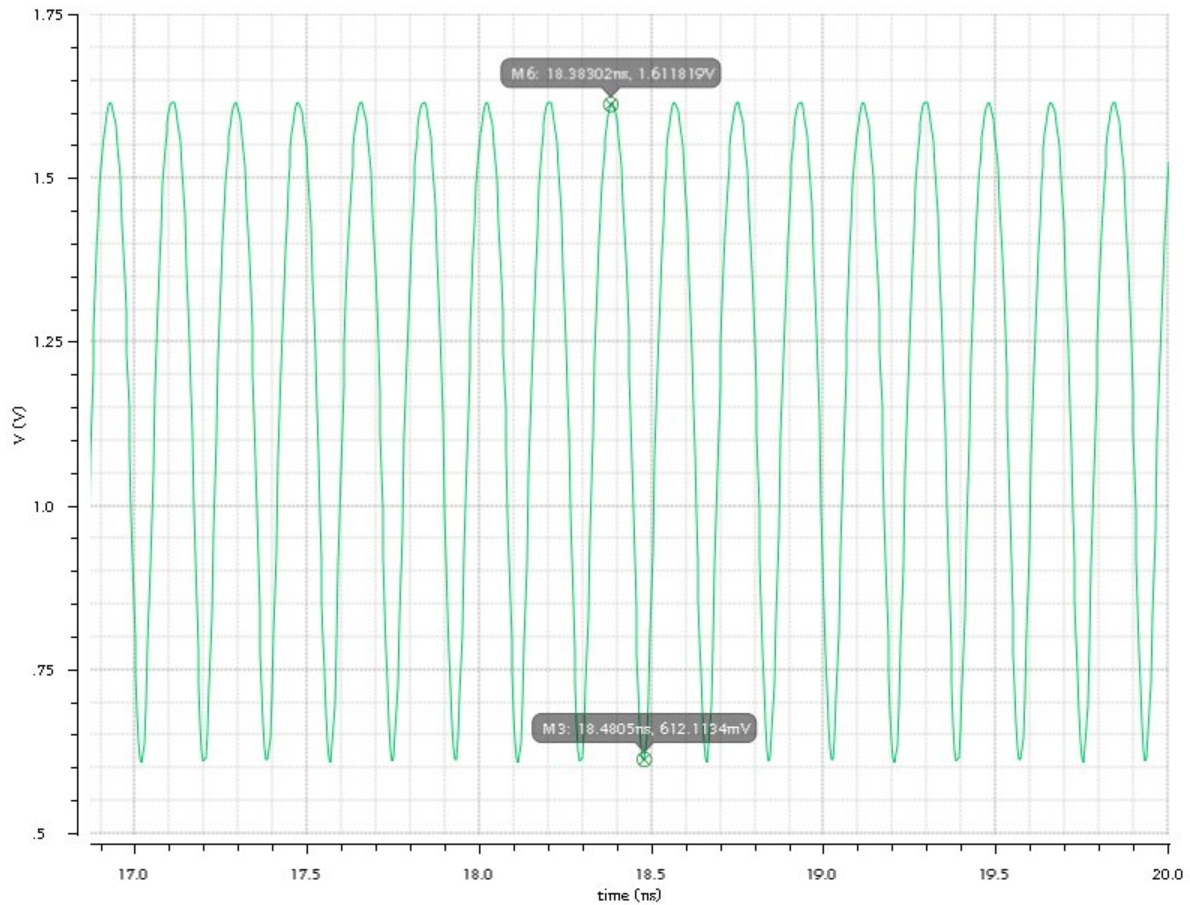
Το σήμα εξόδου εδώ παρουσιάζεται σε τρεις φάσεις, μια για να φανεί η σταθερότητα της ταλάντωσης και το πλάτος της ταλάντωσης, μια για να φανεί πόσο παίρνει στον ταλαντωτή για να σταθεροποιήσει την ταλάντωση και άλλη μια πολύ κοντινή για να φανεί ότι δεν υπάρχουν παραμορφώσεις στους λοβούς.



Σχήμα 3-2 V-t Transient signal 0-200ns.



Σχήμα 3-3 V-t Transient signal 0-20ns.



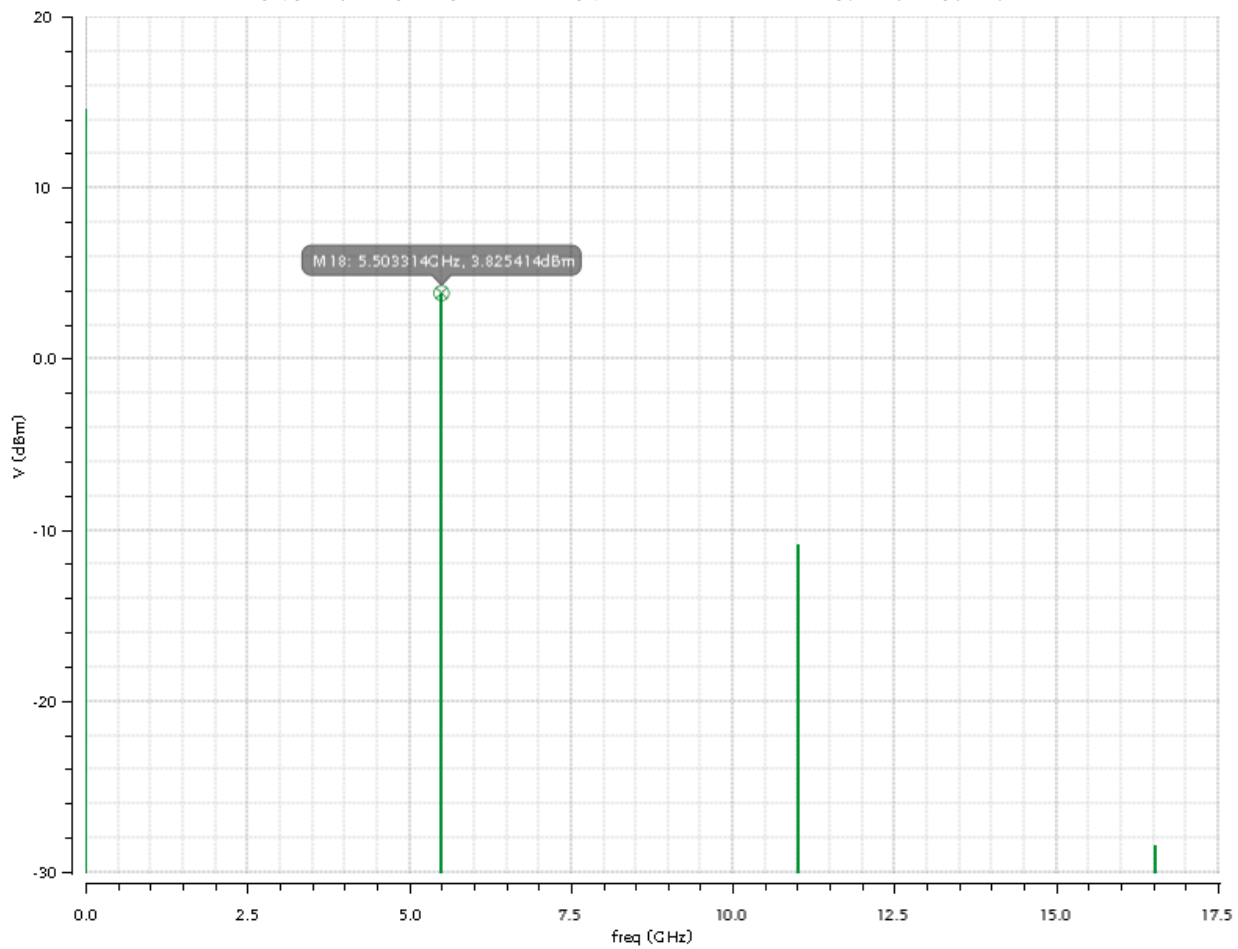
Σχήμα 3-4 V - t Transient signal 0-25ns(zoom).

Στο πρώτο σχήμα φαίνεται το μέγιστο και το ελάχιστο της τάσης ταλάντωσης κάτι που μας δίνει το συνολικό πλάτος ταλάντωσης το οποίο είναι $V_{PP} = 0.96V$ και επίσης φαίνεται ότι έχουμε ένα σταθερό και συμπαγές σήμα ταλάντωσης.

Στο δεύτερο σχήμα φαίνεται ότι το σήμα εξόδου κάνει περίπου 12ns μέχρι να φτάσει σε μία σταθερή κατάσταση.

Στο τρίτο σχήμα φαίνεται από κοντά το περιοδικό σήμα και παρατηρούμε ότι δεν υπάρχει κάποιου είδους παραμόρφωση(λόγω θορύβου ή χαμηλής ισχύος) στους λοβούς.

Ακολουθεί η γραφική παράσταση με τα επίπεδα ισχύος της εξόδου.

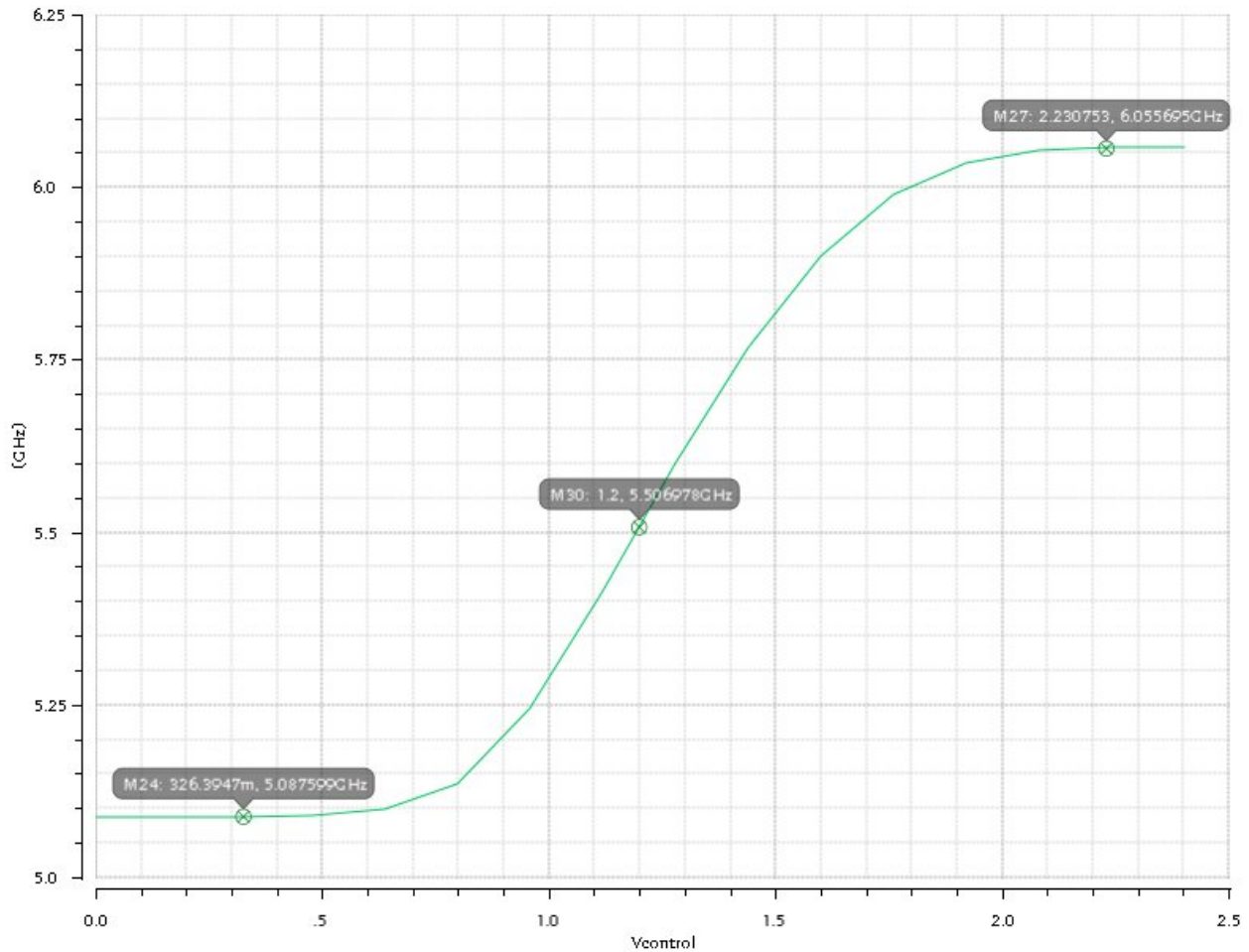


Σχήμα 3-5 Επίπεδο ισχύος εξόδου.

Στην παραπάνω γραφική φαίνεται το επίπεδο ισχύος της εξόδου στα 5.5GHz, όπου βλέπουμε ότι είναι περίπου στα 3.47dBm ή 2.3mW.

3.3.2 Προσομοίωση συχνότητας ως προς τάση ελέγχου

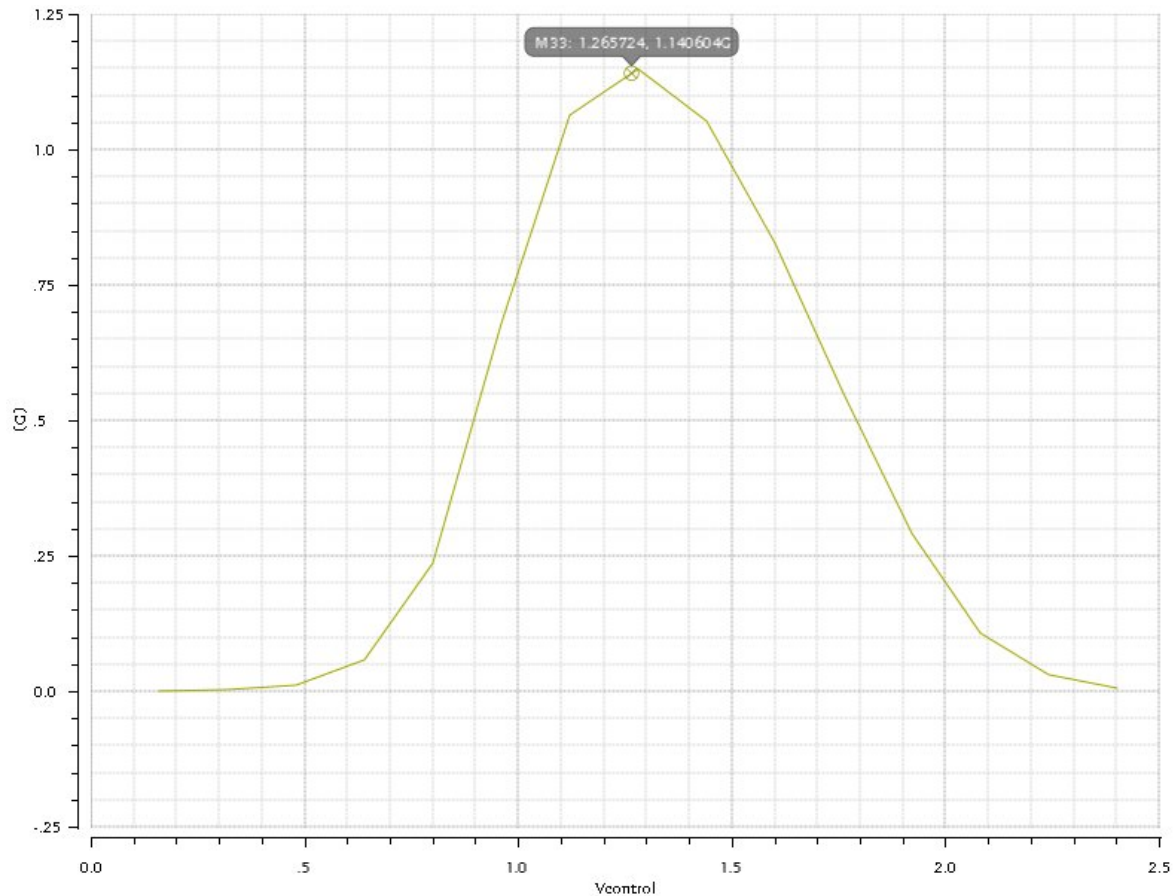
Εδώ παρουσιάζεται ένα πολύ σημαντικό για τον κάθε ταλαντωτή γράφημα, καθώς μας πληροφορεί για το εύρος συχνοτήτων που πετύχαμε με τη σχεδίαση μας σε σχέση με την τάση έλεγχου $V_{control}$.



Σχήμα 3-6 Συχνότητα προς τάση εξόδου $V_{control}$.

Στο παραπάνω γράφημα βλέπουμε ότι το εύρος που πετύχαμε είναι 0.967GHz (5.5088 – 6.055 GHz). Το εύρος αυτό, πλησιάζει πολύ την αρχική προδιαγραφή η οποία είναι 1GHz (5 – 6 GHz). Δυστυχώς αυτό είναι το βέλτιστο εύρος που μπορέσαμε να πετύχουμε παρ' όλες τις δοκιμές με τις αλλαγές χωρητικότητας. Επίσης εδώ είναι πολύ σημαντική η γραμμικότητα κάτι που επιτυγχάνεται από το 1-1.5V.

Μια άλλη σημαντική παράμετρος ενός ταλαντωτή είναι το κέρδος, ή εναισθησία K_{VCO} , το οποίο μετριέται σε MHz/V και είναι η πρώτη παράγωγος της παραπάνω γραφικής.

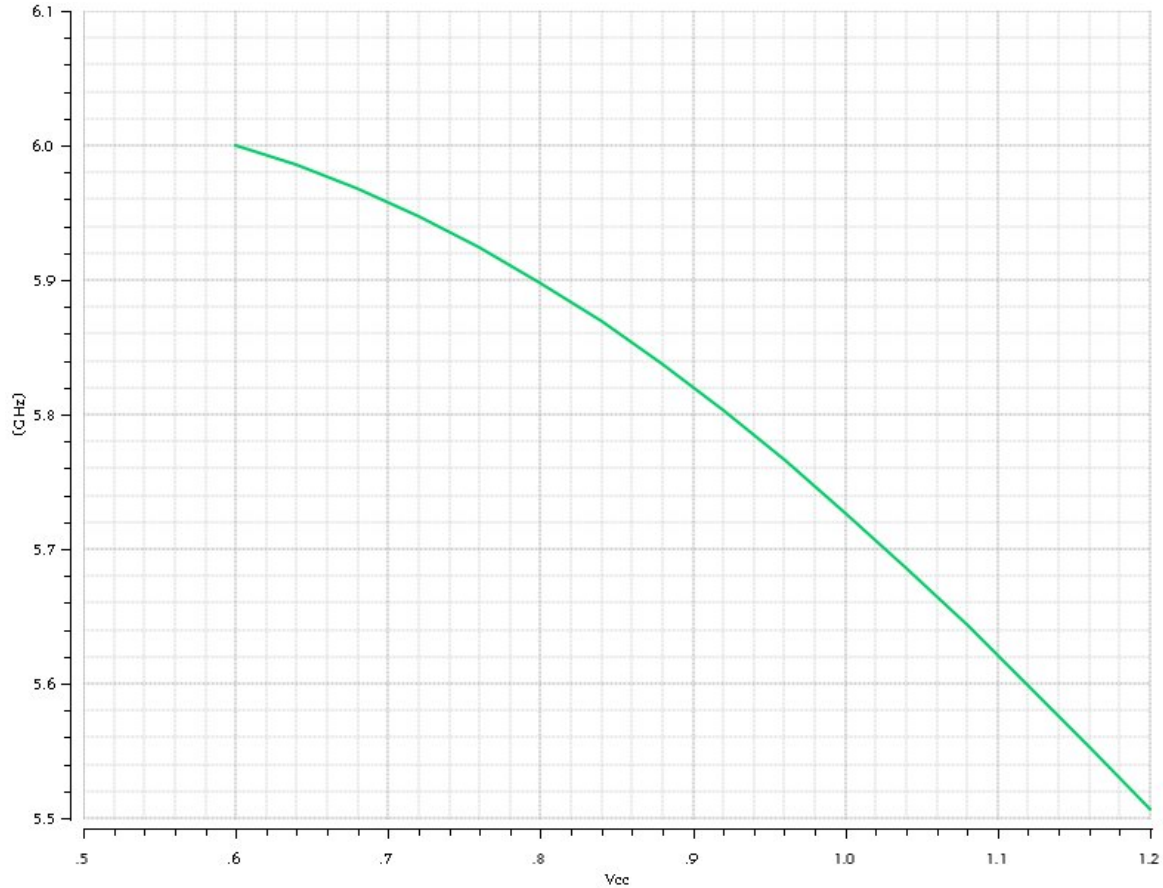


Σχήμα 3-7 Εναισθησία του ταλαντωτή K_{VCO} .

Το K_{VCO} φαίνεται να είναι αρκετά υψηλό στην γραμμική περιοχή του Σχήματος 3-6 από 1-1.5V με μέσο όρο περίπου 1.12GHz/V.

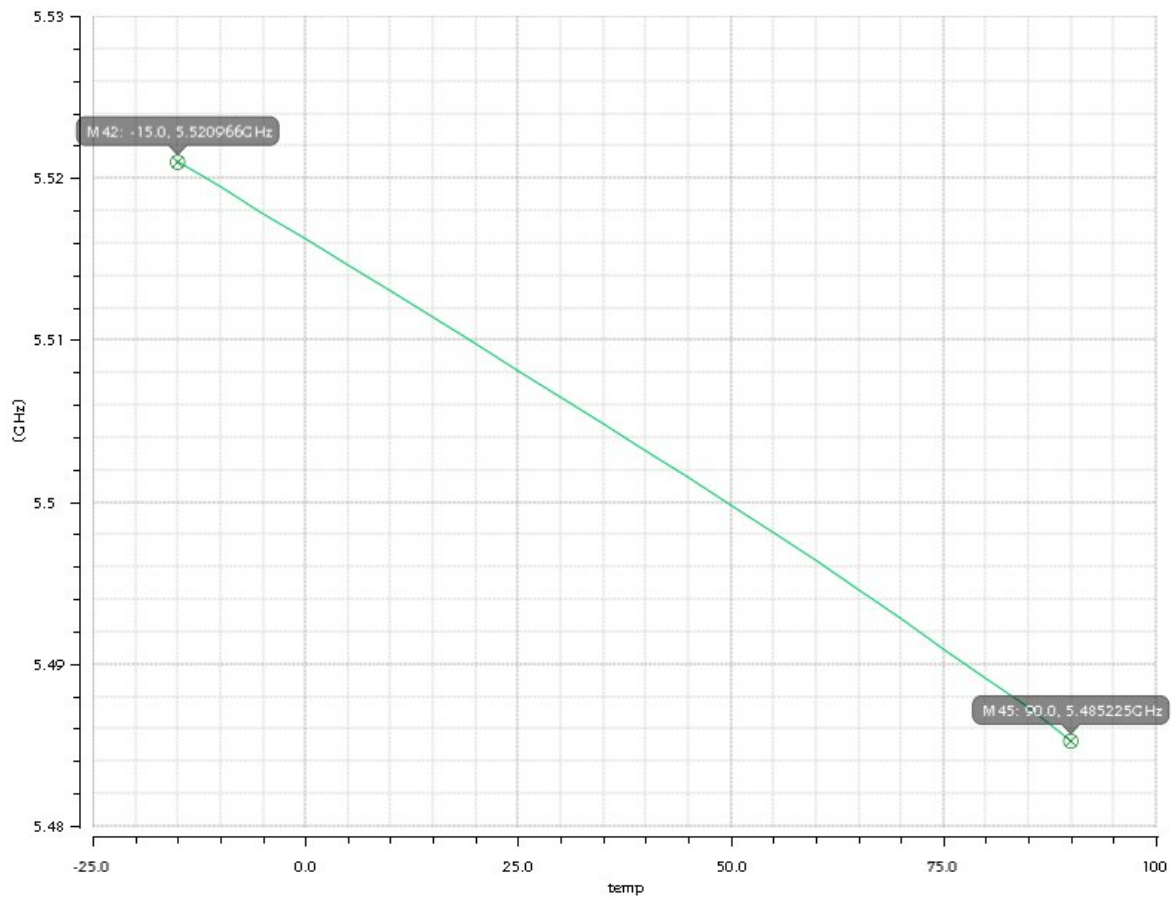
3.3.3 Προσομοιώσεις ακραίων περιπτώσεων

Παρακάτω παραθέτονται οι γραφικές οι οποίες δείχνουν πώς συμπεριφέρεται το κύκλωμα σε συνθήκες ακραίων θερμοκρασιών (Σχήμα 3-6), καθώς και στην περίπτωση που η τάση τροφοδοσίας γίνει ασταθής (Frequency Pushing, Σχήμα 3-7).



Σχήμα 3-8 Γράφημα Συχνότητας ως προς την θερμοκρασία.

Στο παραπάνω γράφημα η θερμοκρασία κυμαίνεται από τους -15°C έως και τους 90°C και η μεταβολή της συχνότητας από 5.52 – 5.48GHz δηλαδή μια διαφορά της τάξεως των 40MHz η οποία κρίνεται πολύ μικρή σε σχέση με το εύρος συχνοτήτων που διαθέτει το κύκλωμα κάτι που μας επιτρέπει την επαναφορά της στη σωστή τιμή.

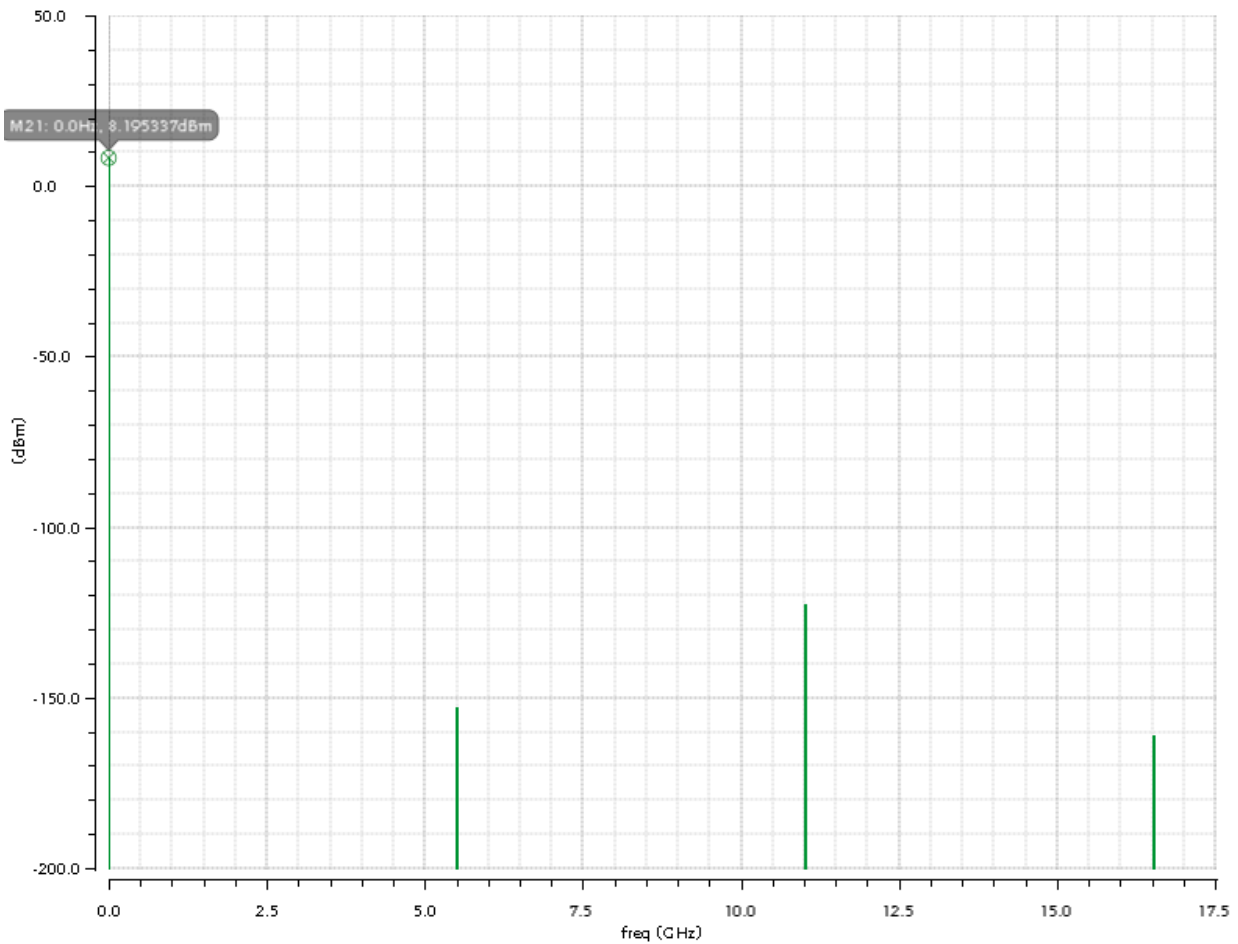


Σχήμα 3-9 Γράφημα Συχνότητας ως προς την τάση τροφοδοσίας.

Στο παραπάνω γράφημα φαίνεται πώς θα συμπεριφερθεί η συχνότητα λειτουργίας σε περίπτωση πτώσης της τάσης τροφοδοσίας. Εδώ παρατηρούμε πως για μια πτώση τάσης 0.6V η κεντρική συχνότητα έχει φτάσει στα 5.95GHz, έχει δηλαδή ‘διασχίσει’ το μισό από το εύρος του ταλαντωτή και φυσιολογικά καθώς επιστρέφει προς την κανονική τιμή της η συχνότητα με την σειρά της πλησιάζει την κανονική της τιμή στα 5.5GHz. Στην περίπτωση που η τάση τροφοδοσίας φτάσει στα 0.6V έχουμε και πάλι δυνατότητα διόρθωσης μέσω του Vcontrol, έστω κι αν είναι οριακή.

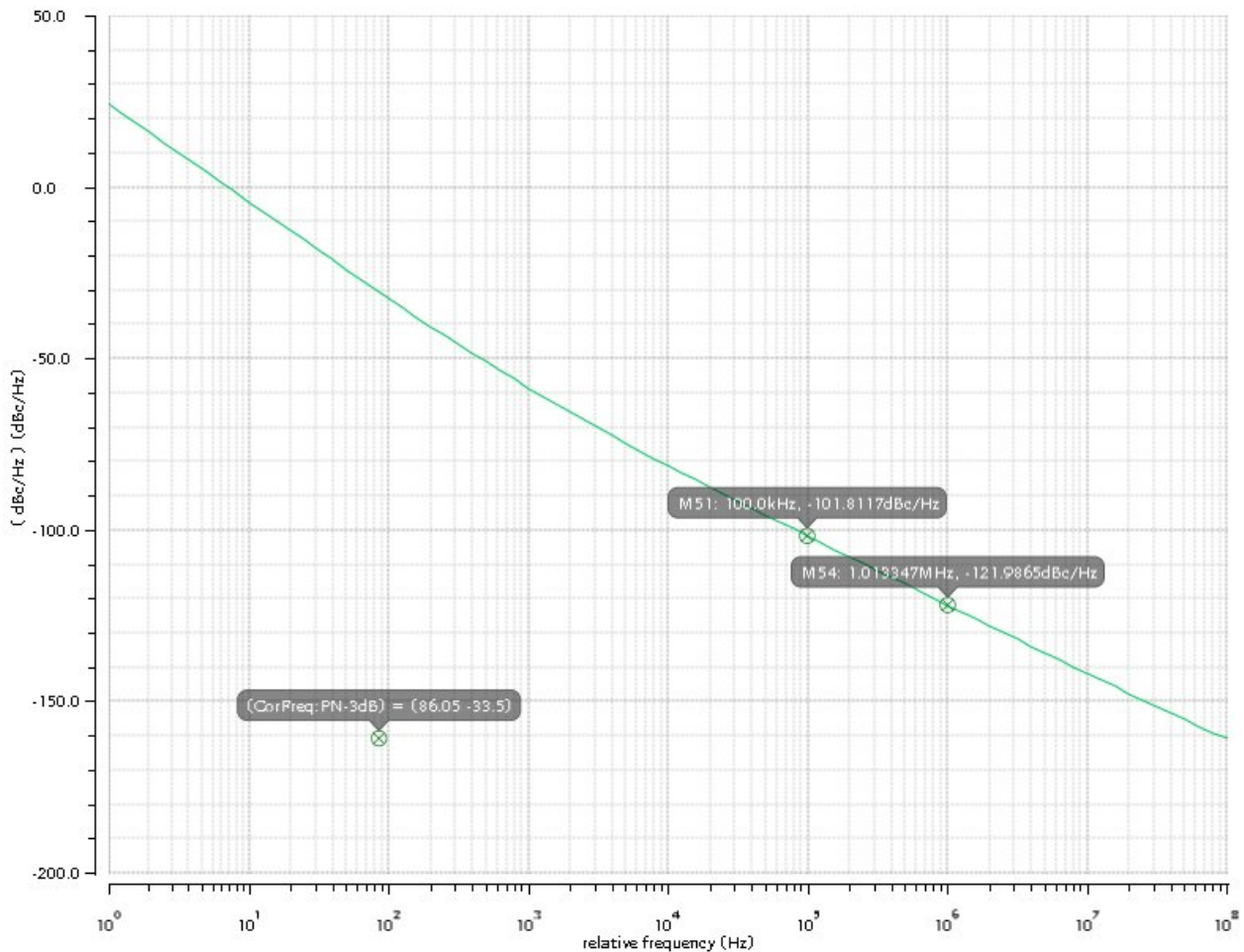
3.3.4 Κατανάλωση Ενέργειας

Στο παρακάτω γράφημα μετρήθηκε η κατανάλωση ενέργειας του κυκλώματος η οποία είναι 8,19dBm ή 6.6mW.



3.3.5 Προσομοίωση Phase Noise

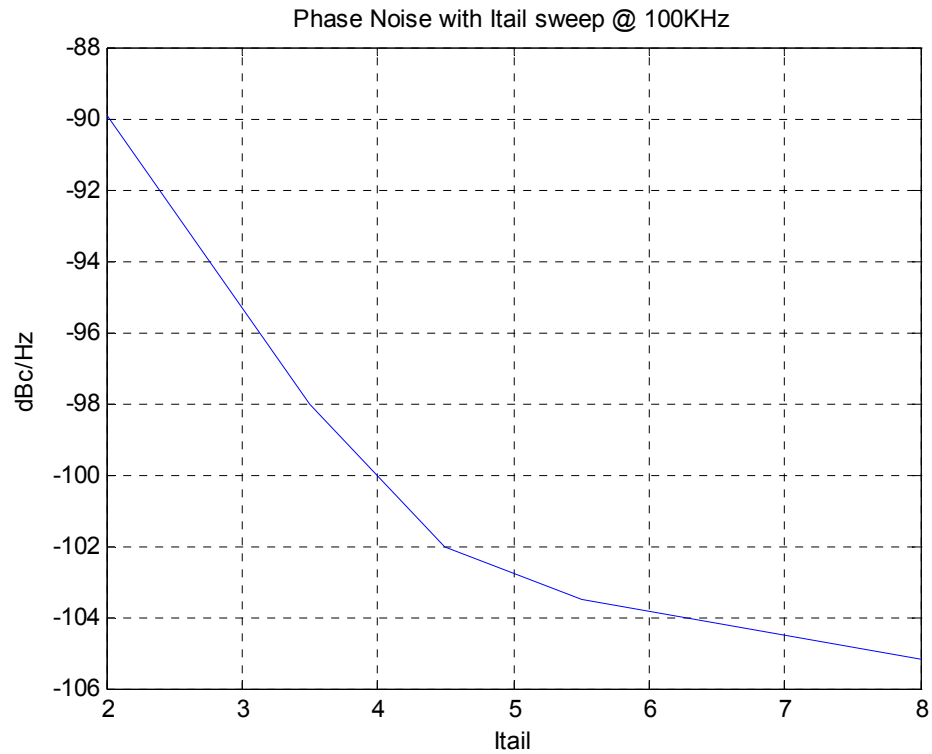
Οι μετρήσεις στο phase noise του ταλαντωτή έγιναν σε δύο offsets στα 100KHz και 1MHz.



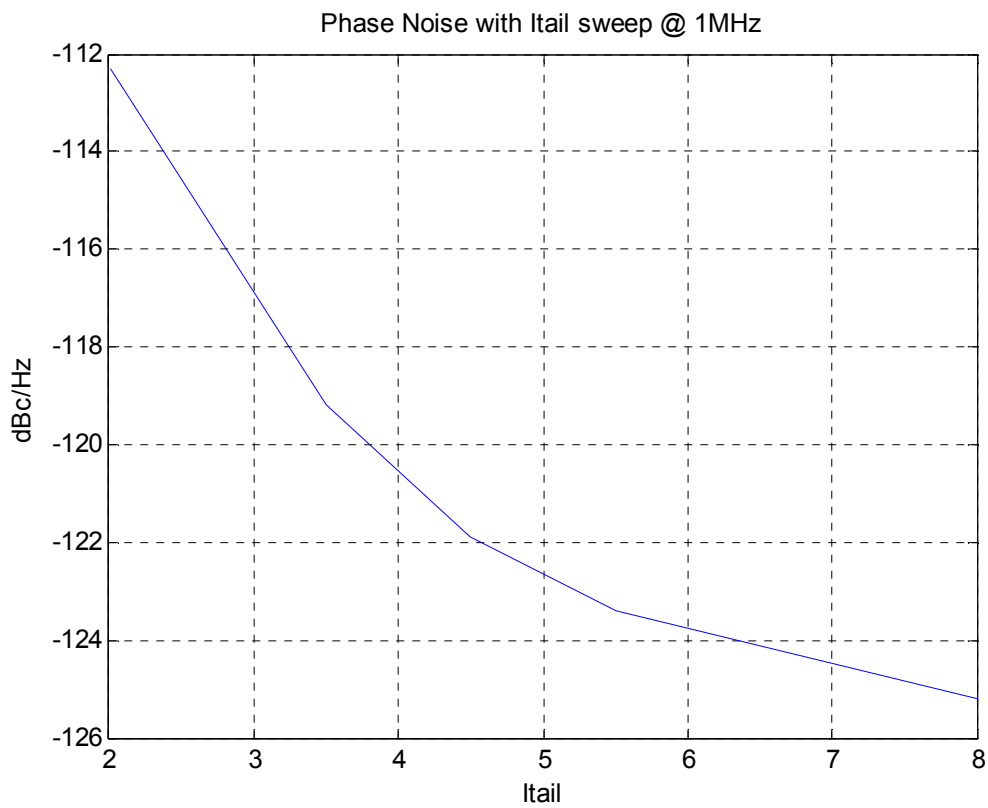
Σχήμα 3-10 Phase Noise.

Από το παραπάνω σχήμα φαίνεται ότι ο θόρυβος που παίρνουμε είναι - 102dBc/Hz @ 100KHz και -122dBc/Hz @ 1MHz.

Παρακάτω παρουσιάζονται τα γραφήματα που δείχνουν πώς επηρεάζεται ο phase noise από το Itail στα συγκεκριμένα offset.



Σχήμα 3-11 Ο Phase noise για διάφορες τιμές ρεύματος @ 100KHz offset.



Σχήμα 3-12 Ο Phase noise για διάφορες τιμές ρεύματος @ 1MHz offset.

Όπως βλέπουμε παραπάνω από τα 4.5mA έως τα 8mA η διαφορά στο θόρυβο είναι της τάξης των 2 dBc/Hz και 4 dBc/Hz αντίστοιχα για τα 100KHz και MHz offset, δηλαδή βελτίωση, ενώ η επίδραση που θα είχε οποιαδήποτε αύξηση του I_{tail} στην κατανάλωση θα ήταν αναλογικά αρκετά μεγαλύτερη. Έτσι προτιμήθηκε να κρατηθεί αυτή η τιμή για το I_{tail} (4.5mA).

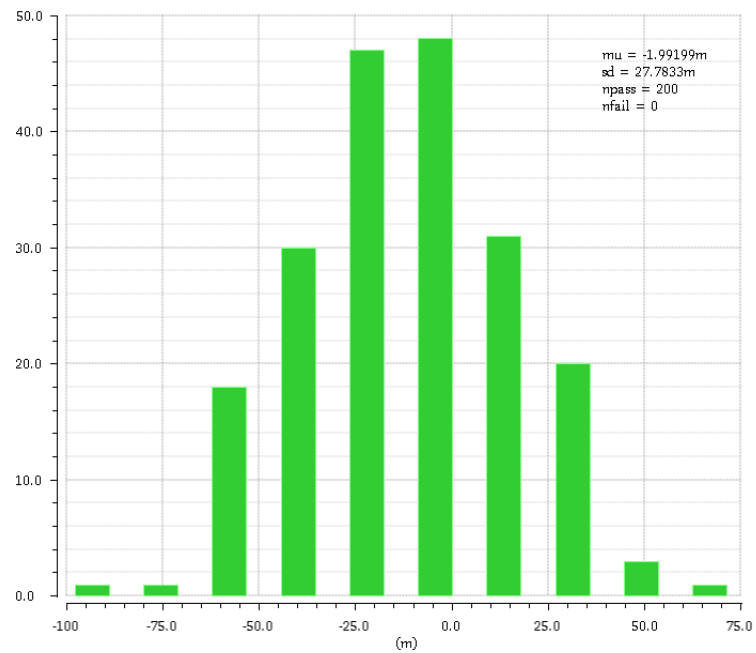
3.3.6 Monte Carlo Simulation

Σε αυτήν εδώ την ενότητα χρησιμοποιήσαμε το Monte Carlo Simulation που μας παρέχει το Cadence για να εκτιμήσουμε το current mismatch των δύο κλάδων του κυκλώματος δηλαδή όχι μόνο των δύο NMOS αλλά και των πηνίων και των varactors. Το mismatch είναι σημαντικό να εκτιμηθεί για μια σειρά από λόγους [18]. Πρώτον μπορούν να εξαλειφθούν τα μη επιθυμητά χαρακτηριστικά των MOS (τουλάχιστον της πρώτης τάξης) και δεύτερον μπορούν να δημιουργηθούν κατάλληλα διαφορικά κυκλώματα που να βελτιώνουν το SNR (πολύ σημαντικό όταν η τάση τροφοδοσίας αυξάνεται). Λόγω του mismatch προκύπτουν αρκετά ανεπιθύμητα αποτελέσματα όπως:

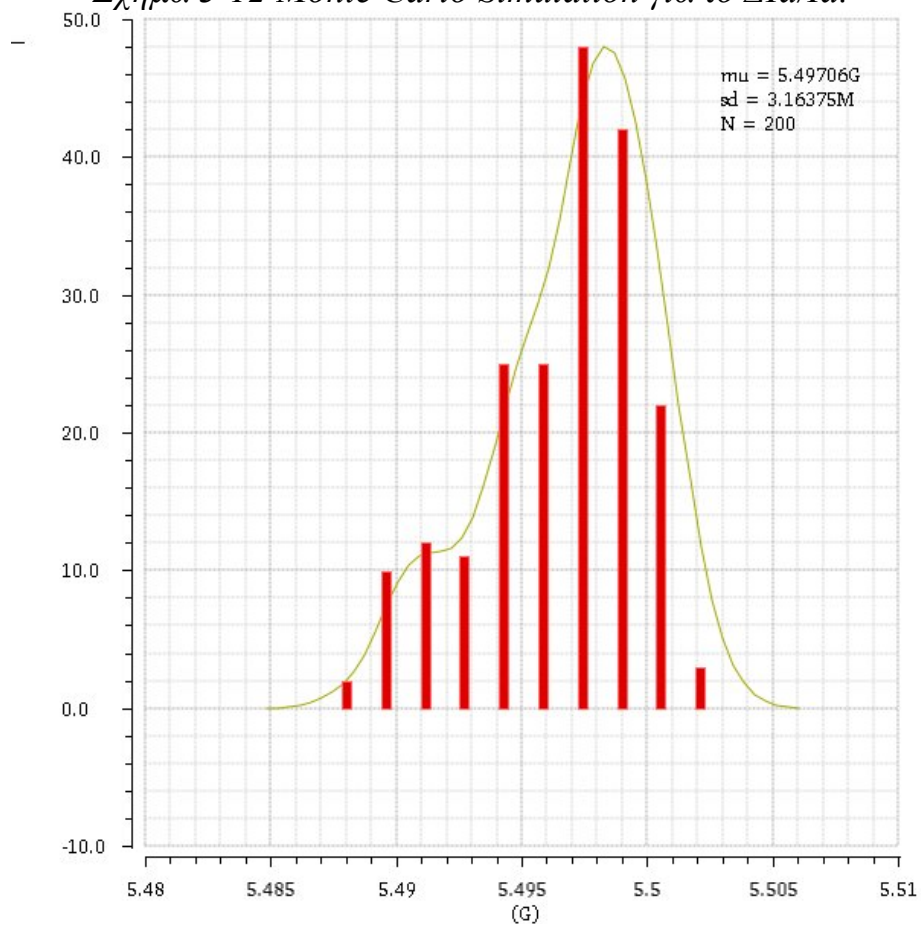
- Το κύκλωμα μπορεί να μην είναι πολωμένο ακριβώς στο σημείο που επιθυμούμε.
- Το διαφορικό κύκλωμα μπορεί να παράγει ανεπιθύμητα DC offsets.
- Προκύπτουν σήματα τα οποία δεν θα εμφανίζονταν αν είχαμε τέλειο matching.

Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκαν 200 σημεία στο Monte Carlo Simulation για τον υπολογισμό του $\Delta I_d/I_d$ (I_d των NMOS) και την εύρεση του πώς αυτό επηρεάζει τις χωρητικότητες και πώς αυτές με τη σειρά τους, επηρεάζουν την συχνότητα ταλάντωσης.

Ένα τυπικό αποτέλεσμα του Monte Carlo Simulation για το $\Delta I_d/I_d$ με $I_{tail} = 3.5\text{mA}$ είναι το παρακάτω (Σχήμα 3-12), στο οποίο η διαφορά φαίνεται να είναι της τάξης του 2.8% (sd = 27.78m) κάτι το οποίο έδωσε απόκλιση της τάξης των 3MHz στην συχνότητα της εξόδου V_{op} (Σχήμα 3-13).

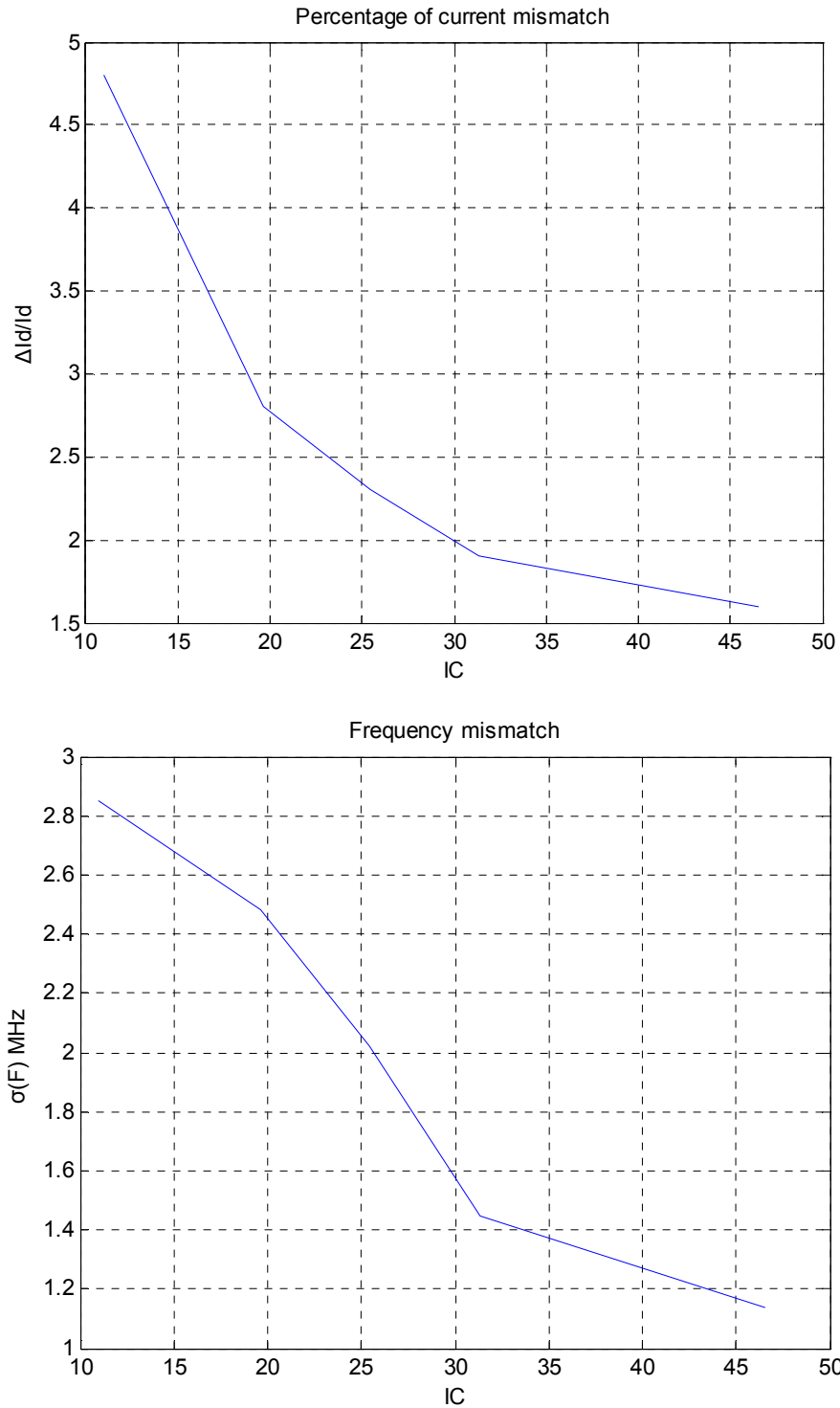


Σχήμα 3-12 Monte Carlo Simulation για το $\Delta Id/Id$.



Σχήμα 3-13 Monte Carlo Simulation για την απόκλιση της συχνότητας στην έξοδο Vop.

Στη συνέχεια υπολογίσαμε το $\Delta I_d/I_d$ και την διαφορά στην συχνότητα στην έξοδο Νορ για διάφορους δείκτες αναστροφής (δηλαδή για διαφορετικά I_{tail}). Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται παρακάτω.



Σχήμα 3-14 Αποτελέσματα Monte Carlo για $\Delta I_d/I_d$ και σF .

Παρατηρούμε στο παραπάνω σχήμα ότι όσο ο δείκτης αναστροφής IC των NMOS αυξάνεται τόσο το $\Delta I_d/I_d$ μειώνεται και με τη σειρά της μειώνεται και η διαφορά στην συχνότητα εξόδου (V_{op}) όσο όμως μεγαλώνει ο δείκτης αναστροφής IC τόσο αυξάνεται και το ρεύμα πόλωσης I_{tail} κάτι που οδηγεί σε μεγαλύτερη κατανάλωση η οποία είναι και ανεπιθύμητη. Καθώς φτάνουμε σε μεγαλύτερες τιμές του δείκτη αναστροφής παρατηρούμε ότι και στο $\Delta I_d/I_d$ και στη διαφορά στην συχνότητα η κλίση της καμπύλης μειώνεται και φτάνουν σε κορεσμό. Επίσης έγιναν μετρήσεις που αφορούν το πώς επηρεάζει το $\Delta I_d/I_d$ το phase noise οι οποίες έδειξαν αμελητέα αλλαγή στο θόρυβο και έτσι δεν παρουσιάζονται.

Τελικά από το Monte Carlo Simulation δείξαμε ότι η σχεδίαση είναι αρκετά ανθεκτική ως προς το current mismatch αφού δεν παρουσιάζει ιδιαίτερα υψηλό $\Delta I_d/I_d$ το οποίο με τη σειρά του οδηγεί σε μικρή απόκλιση της συχνότητας εξόδου.

3.3.7 Σύγκριση Σχεδίασης

Η σχεδίαση αυτή συγκρίθηκε με άλλες παρόμοιες σχεδιάσεις μέσω ενός συνολικού δείκτη απόδοσης όπως είναι ο παρακάτω Figure of Merit για VCO, ο οποίος περιέχει τους επιμέρους δείκτες απόδοσης, δηλαδή την κεντρική συχνότητα, τον Phase Noise σε συγκεκριμένο offset Δf , το εύρος συχνοτήτων και την κατανάλωση ενέργειας. Πιο συγκεκριμένα το Figure of Merit δίνεται από τον τύπο:

$$FOM = L(\Delta f) - 20 \log \left(\left(\frac{f_0}{\Delta f_0} \right) \cdot \left(\frac{FTR}{10} \right) \right) + 10 \log \left(\frac{P_{supl}}{1mW} \right) \quad (3.2)$$

Τα αποτελέσματα αυτά, παρατίθενται στον ακόλουθο πίνακα.

Ref.	This Work	[19]	[20]	[21]
Technology	90nm	250nm	65nm	350nm
VDD(V)	1.2	1.5	0.65	3.3
Power Consumption	6.6mW	7mW	8.71mW	6mW
Tuning Range	0.967GHz	0.311GHz	1.6GHz	0.5GHz
Phase Noise @ 1MHz	-122 dBc/Hz	-117dBc/Hz	-113 dBc/Hz	-108.6 dBc/Hz
FOM	174.16	166.6	171.24	164.6

Στον παραπάνω πίνακα φαίνεται ότι ως προς το FoM η σχεδίαση μας υπερτερεί των άλλων σχεδιάσεων, όμως πρέπει να σημειώσουμε εδώ ότι το FoM αυτής της δουλειάς υπολογίστηκε σε επίπεδο σχεδίασης μόνο και όχι φυσικού επιπέδου (layout). Επίσης να αναφέρουμε τις διαφοροποιήσεις των συγκρινόμενων με τη δικιά μας δουλειά σχεδιάσεων, συγκεκριμένα:

- Η [19] χρησιμοποιεί διασταυρούμενο ζεύγος PMOS αντί NMOS.
- Η τοπολογία που χρησιμοποιεί η [20] είναι Quadrature VCO.
- Η κεντρική συχνότητα της [21] είναι 5 GHz και όχι 5.5GHz.

Κεφάλαιο 4 : Συμπεράσματα

Στην εργασία αυτή, μελετήθηκε και υλοποιήθηκε ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση, με συχνότητα λειτουργίας στα 5.5 GHz. Αρχικά, παρουσιάστηκαν, οι χρησιμοποιούμενες τοπολογίες ταλαντωτών και επισημάνθηκαν τα θετικά και τα αρνητικά σημεία καθεμίας εξ' αυτών. Στη συνέχεια, περιγράφηκε λεπτομερώς, η βήμα προς βήμα σχεδίαση του VCO, ο οποίος σχεδιάστηκε να λειτουργεί για το πρωτόκολλο ασύρματης επικοινωνίας WiMAX. Βάσει αυτού, ο ταλαντωτής, πρέπει να πληροί συγκεκριμένες προδιαγραφές, οι οποίες εκτός από τη συχνότητα λειτουργίας, έχουν να κάνουν με το εύρος του φάσματος που δύναται να καλύψει, το phase noise του, το οποίο, πρέπει να έχει συγκεκριμένες τιμές, για δεδομένα offset, ως προς την κεντρική συχνότητα και κατά το δυνατόν, χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Τα αποτελέσματα της σχεδίασης, η οποία έγινε στο CAD tool Cadence, χρησιμοποιώντας, τεχνολογία σχεδίασης στα 90nm της TSMC, έδειξαν, ότι όλες οι τεθείσες προδιαγραφές κατέστη δυνατό να πληρωθούν. Επιπρόσθετα, μελετήθηκε στατιστικά, μέσω Monte Carlo προσομοιώσεων, η επίδραση του mismatch, στις παρασιτικές χωρητικότητες, κι ως εκ τούτου και στη συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος.

Τέλος, πρέπει να τονιστεί, ότι η συγκεκριμένη σχεδίαση, υπερτερεί σημαντικά σε σχέση με αντίστοιχες, για την ίδια συχνότητα λειτουργίας (στα 5.5 GHz), καθώς παρουσιάζει καλύτερο phase noise, σε 1MHz offset, χαμηλότερη κατανάλωση σε ισχύ και εξίσου υψηλό tuning range, ακόμα και αν συγκριθεί με υλοποιήσεις σε πιο νέες τεχνολογίες [20]. Επίσης για μια συνολική αποτίμηση της απόδοσης των ταλαντωτών χρησιμοποιήθηκε ένα Figure of Merit για VCO το οποίο περιέχει το phase noise, την κατανάλωση, την κεντρική συχνότητα καθώς και το εύρος συχνοτήτων.

4.1 Μελλοντική Εργασία

Ως μελλοντική εργασία προτείνεται η μελέτη της συνεισφοράς του flicker noise στον phase noise καθώς και η μελέτη της συνεισφοράς της κάθε συσκευής στο flicker noise. Επίσης μπορεί να γίνει μια αλλαγή στην τοπολογία με την τοποθέτηση ενός επιπλέον ζεύγους PMOS, κάτι το οποίο θα μείωνε μεν το θόρυβο, αλλά ταυτόχρονα θα αύξανε την κατανάλωση. Τέλος, η υλοποίηση της περιγραφείσας σχεδίασης σε φυσικό επίπεδο (layout), καθώς και η ολοκλήρωσή της και κατασκευή της, μαζί με τα υπόλοιπα στοιχεία του δέκτη (ενισχυτής χαμηλού θορύβου, μίκτης, φίλτρα, ενισχυτής μεταβλητού κέρδους), θα μπορούσε να οδηγήσει σε έναν δέκτη, κατάλληλο για το ασύρματο πρωτόκολλο μετάδοσης πληροφορίας WiMAX.

References

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1998.
- [2] Michael Perrot, MIT Open Courseware, High speed communication circuits and systems, Lecture 11, 2003.
- [3] Cadence, VCO design using SpectreRF, Application Note, Product version 5.0, September 2004.
- [4] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge, U.K: Cambridge Univ. Press, 2004.
- [5] A. Hajimiri, et al., "A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 179–194, February 1998.
- [6] A. Hajimiri, et al., "Design Issues in CMOS Differential LC Oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 717–724, May 1999.
- [7] T. H. Lee, et al., "Oscillator phase noise: a tutorial," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 35, pp. 326–336, Mar. 2000.
- [8] E. Hegazi, et al., "A filtering technique to lower LC oscillator phase noise," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1921–1930, Dec. 2001.
- [9] P. Andreani and H.Sjoland., "Tail Current Noise Suppression in RF CMOS VCOs," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. SC-37, pp. 342-348, March 2002.
- [10] S. Gagliolo, G. Pruzzo, D. D. Caviglia, "Phase Noise Performances of a Cross-Coupled CMOS VCO with Resistor Tail Biasing", *ACM SBCCI*, September 2005.
- [11] R. Aparicio, A. Hajimiri., "A Noise-Shifting Differential Colpitts VCO," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp. 1728–1736, December 2002.
- [12] P. Andreani, X. Wang, L. Vandi and A. Fard, "A Study of Phase Noise in Colpitts and LC-Tank CMOS oscillators", *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 40, No5, May 2005.
- [13] Johan van der Tang, Pepijn van de Ven, D. Kasperkovitz, and Arthur van Roermund, "Analysis and Design of an Optimally Coupled 5-GHz Quadrature LC Oscillator", *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 37, No. 5, May 2002.

- [14] P. Andreani, et al., "Analysis and Design of a 1.8-GHz CMOS LC Quadrature VCO," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp. 1737–1747, December 2002.
- [15] M. Tiebout, "Low-power low-phase-noise differentially tuned quadrature VCO design in standard CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1018–1024, July 2001.
- [16] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, New York: McGraw-Hill Companies Inc., 2001.
- [17] A. Antonopoulos, "System Level Analysis of a Direct-Conversion WiMAX Receiver at 5.3GHz and Corresponding Mixer Design," Master Thesis
- [18] P. Colestock, G. Estep, "A Practical Approach to Verifying RFICs with Fast Mismatch Analysis," Application Note, Agilent Technologies, June 2011
- [19] Chih-Ming Hung, "Design and Optimization of Multi-GHz CMOS LC Voltage-Controlled Oscillators," Mixed Signal Wireless Communication Semiconductor Group Texas Instruments, Dallas.
- [20] E.-S.A. Kytonaki,
"A Low-Voltage Differentially Tuned Current-Adjusted 5.5-GHz Quadrature VCO in 65-nm CMOS Technology," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol.58, issue: 5, pp. 254 – 258, May 2011.
- [21] J. W. Lambrechts, "Phase Noise Reduction of a 0.35 μ m BiCMOS SiGe 5GHz Voltage Controlled Oscillator," Master Thesis, University of Pretoria, 2011
- [22] G. Konstantopoulos, "Automated Prior Knowledge Aware Optimization For Radio Frequency Integrated Circuits," Master Thesis, March 2007