



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΠΡΟΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«ΜΕΛΕΤΗ CMOS CROSS COUPLED LC OSCILLATOR»

ΠΑΛΕΥΡΑΚΗΣ ΑΝΔΡΕΑΣ

ΑΕΜ : 1355

ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΕΣ ΚΑΘΗΓΗΤΕΣ:

ΠΑΛΕΣΣΑΣ ΦΩΤΙΟΣ, ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Π.Θ.

ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ, ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Π.Θ.

ΒΟΛΟΣ, 17/2/2016

Ευχαριστίες

Με την εκπόνηση της Διπλωματικής μου Εργασίας ολοκληρώνονται οι σπουδές μου στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Πανεπιστημίου Θεσσαλίας. Θα ήθελα λοιπόν, με την αφορμή αυτή, να ευχαριστήσω όλους εκείνους που στάθηκαν δίπλα μου, σε ολόκληρη τη φοιτητική μου πορεία.

Καταρχήν, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου, που μου έδωσε τη δυνατότητα να σπουδάσω, και που πάντα με στήριζε και με στηρίζει στις επιλογές μου, δίνοντας μου παράλληλα τις απαραίτητες συμβουλές.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους συμφοιτητές και φίλους μου, καθώς, χωρίς τη συνεργασία, την αλληλοϋποστήριξη και την ανταλλαγή ιδεών και απόψεων, θα ήταν ακόμη πιο δύσκολη η περάτωση της Σχολής. Προσπάθησα εκ' μέρους μου να ανταποδώσω τη βοήθεια που μου προσέφεραν, και θα συνεχίσω να προσπαθώ. Θα ήθελα να τους ευχαριστήσω, όμως, ανεξάρτητα από το πλαίσιο των σπουδών, για το γεγονός ότι έδωσαν νόημα στα πιο όμορφα μου χρόνια, τα φοιτητικά χρόνια.

Αναφορικά με τη διπλωματική μου εργασία, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον κ.κ. Πλέσσα Φώτιο, Επίκουρο Καθηγητή της Σχολής καθώς επίσης και τον Γιάννη Ζωγραφόπουλο, Διδακτορικό φοιτητή, προς τους οποίους αισθάνομαι ευγνώμων για την ουσιαστική τους βοήθεια στην υλοποίησή της.

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας αποτελεί η μελέτη του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους (cross coupled oscillator) χρησιμοποιώντας τεχνολογία CMOS, όπου η συχνότητα ταλάντωσης καθορίζεται από τα παθητικά στοιχεία L(πηνίο) και C(πυκνωτής).

Αρχικά, μελετάται η βασική τοπολογία του κυκλώματος με τη βοήθεια του λογισμικού ADS, χρησιμοποιώντας τόσο ιδανικά παθητικά στοιχεία (L,C) για τον καθορισμό της συχνότητας ταλάντωσης όσο και ιδανική πηγή ρεύματος για την τροφοδότηση του κυκλώματος. Παρατηρούμε τη συμπεριφορά του κυκλώματος ως προς την ισχύ του σήματος εξόδου και το θόρυβο φάσης.

Εν συνεχεία, αντικαθιστούμε την ιδανική πηγή ρεύματος με καθρέπτη ρεύματος και τα ιδανικά στοιχεία με μη ιδανικά, σημειώνοντας τις αντίστοιχες μεταβολές που παρουσιάζονται στη συμπεριφορά του κυκλώματος.

Προκειμένου να δούμε το εύρος συντονισμού που μπορεί να επιτύχει ο ταλαντωτής μας, εισαγάγαμε την έννοια του VCO (voltage controlled oscillator). Εξετάζουμε τις περιοχές συχνοτήτων στις οποίες μπορεί να δουλέψει ο VCO μας και τα αντίστοιχα αποτελέσματα όσον αφορά το θόρυβο και τη ισχύ του σήματος εξόδου που παίρνουμε σε κάθε περίπτωση.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή	6
Κεφάλαιο 2. Γενικά για Ταλαντωτές	8
2.1 Μοντέλα Προσέγγισης Ταλαντωτή.....	8
2.1.1 Μοντέλο Θετικής Ανάδρασης.....	8
2.1.2 Μοντέλο Αρνητικής Αντίστασης.....	9
2.2 Κατηγοριοποίηση Ταλαντωτών.....	10
2.2.1 Ταλαντωτής Ring.....	13
2.2.2 LC Ταλαντωτής.....	13
2.3 Συντελεστής ποιότητας(Quality factor).....	14
Κεφάλαιο 3. Θόρυβος	20
3.1 Γενικά για Θόρυβο.....	20
3.2 Ηλεκτρικός Θόρυβος/Θόρυβος Συσκευής.....	20
3.3 Θόρυβος Φάσης.....	22
3.3.1 Ορισμός Θορύβου Φάσης.....	22
3.3.2 Μοντέλα Θορύβου Φάσης.....	25
3.3.2.1 Γραμμικά Χρονικά Αμετάβλητα Μοντέλα.....	25
3.3.2.2 Γραμμικά Χρονικά Μεταβαλλόμενα Μοντέλα.....	25
Κεφάλαιο 4. Ταλαντωτής Διασταυρωμένου Ζεύγους	39
4.1 Κριτήρια Ταλάντωσης.....	39
4.2 Ανάλυση ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους.....	43
4.3 Εναλλακτικοί τρόποι σχεδίασης.....	47

4.4 Προσομοιώσεις ADS με ιδανικά παθητικά στοιχεία.....	48
4.5 Εύρος συντονισμού.....	58
4.6 Προσομοιώσεις ADS με μη ιδανικά παθητικά στοιχεία.....	60
Κεφάλαιο 5. Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από Τάση (VCO).....	62
5.1 Μαθηματική περιγραφή ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση.....	62
5.2 Βασικότερες παράμετροι ενός VCO.....	63
5.3 Υλοποίηση varactors.....	65
5.3.1 Δίοδος Varactor.....	65
5.3.2 MOS Varactor.....	66
5.4 Προσομοιώσεις MOS varactor στο ADS.....	70
5.5 Προσομοίωση CMOS cross coupled vco στο ADS.....	73
Συμπεράσματα.....	82
Βιβλιογραφία.....	83

Σχήματα

Σχήμα 1.1 Διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Modulation).....	12
Σχήμα 2.1 Ισοδύναμο μοντέλο θετικής ανάδρασης.....	14
Σχήμα 2.2 Μοντέλο αρνητικής αντίστασης.....	15
Σχήμα 2.3 RLC συντονιζόμενο κύκλωμα στο μοντέλο αρνητικής αντίστασης.....	15
Σχήμα 2.4 Φθίνουσα ταλάντωση του RLC δικτύωματος.....	16
Σχήμα 2.5 Αντιστάθμιση ενεργειακών απωλειών μέσω αρνητικών αντιστάσεων.....	16
Σχήμα 2.6 Ταλαντωτής δακτυλίου αποτελούμενος από τρεις αντιστροφείς.....	19
Σχήμα 2.7 Ιδανικός LC ταλαντωτής.....	19
Σχήμα 2.8 Μοντελοποίηση μη ιδανικού πηνίου.....	20
Σχήμα 2.9 Παράλληλη σύνδεση αντίστασης απωλειών.....	21
Σχήμα 2.10 Μετατροπή μη ιδανικού παράλληλου LC δικτύωματος στο ισοδύναμό του.....	22
Σχήμα 2.11 Μέτρο και φάση RLC δικτύωματος.....	23
Σχήμα 2.12 Ορισμός του συντελεστή ποιότητας μέσω της απόκρισης Συχνότητας.....	24
Σχήμα 2.13 Ορισμός του συντελεστή ποιότητας χρησιμοποιώντας σύστημα με ανάδραση.....	25
Σχήμα 3.1 1/f corner frequency : pink noise=white noise.....	27
Σχήμα 3.2 Φάσμα ιδανικού ταλαντωτή.....	28
Σχήμα 3.3 Φάσμα πραγματικού ταλαντωτή.....	28

Σχήμα 3.4 Μέτρηση Θορύβου Φάσης.....	29
Σχήμα 3.5 Time jitter.....	29
Σχήμα 3.6 Phase Noise.....	29
Σχήμα 3.7 Διάγραμμα θορύβου φάσης όπως προβλέπεται από το μοντέλο Leeson-Cutler.....	31
Σχήμα 3.8 Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή.....	31
Σχήμα 3.9 Τοπολογία ταλαντωτή στην οποία εφαρμόζεται το μοντέλο Rael- Abidi.....	33
Σχήμα 3.10 Ιδανικός ταλαντωτής LC συνδεδεμένος παράλληλα με μια κρουστική πηγή ρεύματος.....	34
Σχήμα 3.11 Επιπτώσεις στο πλάτος και στη φάση της κυματομορφής εξόδου του ιδανικού ταλαντωτή για διαφορετικές χρονικές στιγμές εφαρμογής της πηγής ρεύματος.....	35
Σχήμα 3.12 Προσδιορισμός ενός ταλαντωτή με τις κρουστικές αποκρίσεις $h_A(t,\tau)$ και $h_\phi(t,\tau)$	36
Σχήμα 3.13 Αναπαράσταση της διαδικασίας μετατροπής του θορύβου ρεύματος σε τάση εξόδου με την σε σειρά ένωση δυο συστημάτων.....	38
Σχήμα 3.14 Μετατροπή του θορύβου σε μεταβολές της φάσης και σε θόρυβο φάσης πλευρικών ζωνών.....	39
Σχήμα 3.15 Φασματική πυκνότητας ισχύος της $\Phi(t)$ και της $V(t)$	40
Σχήμα 3.16 Επίδραση της συμμετρίας των χρόνων ανόδου και καθόδου στην συνάρτηση $\Gamma(\chi)$	42
Σχήμα 3.17 Χρήση PMOS και NMOS τρανζίστορ με σκοπό	

τη ρύθμιση της συμμετρίας της κυματομορφής εξόδου.....	42
Σχήμα 4.1 Βασική τοπολογία ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους.....	44
Σχήμα 4.2 Κυκλωματική ανάλυση για τον καθορισμό συνθήκης έναρξης των ταλαντώσεων.....	45
Σχήμα 4.3 Γεωμετρικός τόπος του συστήματος. Αύξηση του γινομένου gmR_p αντιστοιχεί σε μετακίνηση των πόλων προς το δεξιό ημιεπίπεδο.....	46
Σχήμα 4.4 Επιλογή μικρού G_m έχει ως συνέπεια οι πόλοι του κλειστού βρόγχου να καταλήγουν στο αριστερό ημιεπίπεδο, το οποίο συνεπάγεται απόσβεση των ταλαντώσεων.....	47
Σχήμα 4.5 Επιλογή μεγάλου G_m έχει ως συνέπεια οι πόλοι του κλειστού βρόγχου να καταλήγουν στο δεξιό ημιεπίπεδο, το οποίο συνεπάγεται εμφάνιση ταλαντώσεων αυξανόμενου πλάτους.....	47
Σχήμα 4.6 Επιλογή κατάλληλου G_m έχει ως συνέπεια οι πόλοι του κλειστού βρόγχου να καταλήγουν πάνω στον φανταστικό άξονα, το οποίο συνεπάγεται ταλαντώσεις σταθερού πλάτους.....	48
Σχήμα 4.7 Βασική τοπολογία ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους συμπεριλαμβανομένων των απωλειών των παθητικών στοιχείων.....	48
Σχήμα 4.8 Τοπολογία ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους με παράλληλο RLC δικτύωμα στενής ζώνης.....	49
Σχήμα 4.9 Ημικόκλωμα ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους.....	49
Σχήμα 4.10 Εξασφάλιση αντισυμμετρικότητας εξόδων με αντιστροφή.....	50
Σχήμα 4.11 Αντικατάσταση transistor M1 από αντίσταση $-1/G_{m1}$	50
Σχήμα 4.12 Μείωση της τιμής της διαγωγιμότητας με την αύξηση του πλάτους των ταλαντώσεων.....	51
Σχήμα 4.13 Κύκλωμα αναφοράς του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για τον υπολογισμό του πλάτους ταλάντωσης.....	51

Σχήμα 4.14 Κυματομορφή του ρεύματος $I_1(t)$	52
Σχήμα 4.15 Πόλωση του ταλαντωτή με τη χρήση μιας πηγής ρεύματος στο άνω μέρος του κυκλώματος.....	53
Σχήμα 4.16 Υλοποίηση ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους τόσο με χρήση τρανζίστορ NMOS όσο και PMOS.....	53
Σχήμα 4.17 Βασική τοπολογία ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους σχεδιασμένη στο ADS.....	54
Σχήμα 4.18 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.225\text{nH}$ και $C = 50\text{pF}$	55
Σχήμα 4.19 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$	55
Σχήμα 4.20 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.5\text{nH}$ και $C = 22.5\text{pF}$	56
Σχήμα 4.21 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης Ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.56\text{nH}$ και $C = 20\text{pF}$	56
Σχήμα 4.22 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.75\text{nH}$ και $C = 15\text{pF}$	57
Σχήμα 4.23 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης Ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.87\text{nH}$ και $C = 13\text{pF}$	57
Σχήμα 4.24 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 1\text{nH}$ και $C = 11.25\text{pF}$	58
Σχήμα 4.25 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 3.4\text{nH}$ και $C = 3.3\text{pF}$	58
Σχήμα 4.26 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 5\text{nH}$ και $C = 2.25\text{pF}$	59
Σχήμα 4.27 Σχηματικό με ενσωματωμένη DC ανάλυση του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$	60
Σχήμα 4.28 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του	

ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$	60
Σχήμα 4.29 Επίδραση που έχει στο voltage swing η αύξηση του πλάτους των τρανζίστορ.....	61
Σχήμα 4.30 Καθρέπτης ρεύματος για πόλωση του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους.....	62
Σχήμα 4.31 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$ μετά την προσθήκη καθρέπτη ρεύματος.....	62
Σχήμα 4.32 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του Ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 3\text{pF}$	63
Σχήμα 4.33 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 67\text{pF}$	64
Σχήμα 4.34 Συχνότητα(GHz) συναστήσει της τιμής των πυκνωτών (pF).....	64
Σχήμα 4.35 Εισαγωγή μη ιδανικών παθητικών στοιχείων.....	65
Σχήμα 4.36 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για μη ιδανικά $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 67\text{pF}$	66
Σχήμα 5.1 Ορισμός του VCO.....	67
Σχήμα 5.2 Υλοποίηση της διόδου varactor.....	71
Σχήμα 5.3 Γραφική παράσταση της μεταβλητής χωρητικότητας της διόδου varactor συναρτήσει της αντίστροφης τάσης πόλωσης.....	71
Σχήμα 5.4 Μοντέλο της διόδου varactor.....	71
Σχήμα 5.5 Υλοποίηση varactor συνδέοντας τα bulk, source και drain ενός Mosfet(δημιουργώντας μια δίοδο) και εφαρμόζοντας αντίστροφη πόλωση.....	72
Σχήμα 5.6 Σύνδεση του Mosfet ως δίοδος και η περιοχή απογύμνωσης που δημιουργείται.....	72
Σχήμα 5.7 Μεταβολή της χωρητικότητας ενός P-mos varactor	

με τα bulk, source και drain συνδεδεμένα μαζί.....	73
Σχήμα 5.8 Διακύμανση χωρητικότητας ενός Pmos varactor με την τάση να εφαρμόζεται ανάμεσα σε gate και bulk (source και drain είναι ασύνδετα).....	74
Σχήμα 5.9 Σχηματικό PMOS accumulator varactor (τάση ελέγχου εφαρμοζόμενη από το gate στο bulk).....	75
Σχήμα 5.10 Διακύμανση χωρητικότητας ενός PMOS varactor, με την τάση ελέγχου εφαρμοζόμενη από το gate στο bulk(accumulator varactor).....	76
Σχήμα 5.11 Σχηματικό PMOS varactor με Bulk-Source-Drain συνδεδεμένα.....	76
Σχήμα 5.12 Διακύμανση χωρητικότητας ενός PMOS varactor, με Bulk-Source-Drain συνδεδεμένα.....	77
Σχήμα 5.13 CMOS cross coupled vco.....	78
Σχήμα 5.14 Συνδεσμολογία varactors με το υπόλοιπο κείμενο.....	79
Σχήμα 5.15 Αποτελέσματα προσομοίωσης cross coupled vco για $V_{control}=1.2$	80
Σχήμα 5.16 Αποτελέσματα προσομοίωσης cross coupled vco για $V_{control}=0$	80

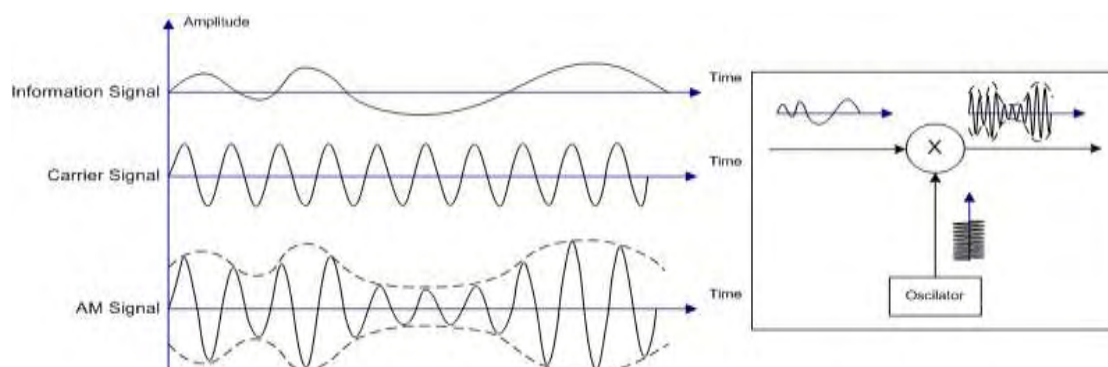
Πίνακες

Πίνακας 5.1 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων διατηρώντας σταθερό το Q_L και μεταβάλλοντας τα πλάτη στα transistor των varactor.....	81
--	----

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

Ο ηλεκτρονικός ταλαντωτής είναι ένα κύκλωμα το οποίο δημιουργεί μια έξοδο περιοδικού σήματος χωρίς απαραίτητα να εισάγεται σήμα στην είσοδο του, εκμεταλλευόμενος μια αμυδρή ηλεκτρική διαταραχή. Υπάρχουν πολλοί διαφορετικοί τύποι ταλαντωτών με αποτέλεσμα η χρησιμοποίηση του καταλληλότερου να καθορίζεται από τα χαρακτηριστικά και τις απαιτήσεις του εκάστοτε συστήματος.

Δεδομένου ότι αποτελούν ένα από τα σημαντικότερα κυκλώματα στα ηλεκτρονικά, οι ταλαντωτές βρίσκουν εφαρμογή τόσο σε ψηφιακά όσο και σε αναλογικά συστήματα. Όσον αφορά τα ψηφιακά συστήματα, ο ρόλος των ταλαντωτών είναι ιδιαίτερα σημαντικός καθώς παράγουν το σήμα του ρολογιού(clock). Συνεπώς, τυχόν διακυμάνσεις στην κυματομορφή του τελευταίου μπορεί να σημάνουν απώλεια δεδομένων και αδυναμία συγχρονισμού μεταξύ μικρουπολογιστικών συστημάτων. Απ' την άλλη πλευρά, στα αναλογικά συστήματα η χρήση τους εντοπίζεται κυρίως σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές και πιο συγκεκριμένα στους πομπούς και τους δέκτες σημάτων κατά την διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση¹ αντίστοιχα. Θόρυβος στην έξοδο του τοπικού ταλαντωτή μπορεί να σημάνει παραμόρφωση των σημάτων επικοινωνίας καθώς επίσης και παρεμβολή σε γειτονικά κανάλια επικοινωνίας. Για τις ανάγκες τις διαμόρφωσης(διαμόρφωση φάσης – PM ,διαμόρφωση συχνότητας – FM)και αντίστοιχα της αποδιαμόρφωσης κρίνεται σκόπιμο ο ταλαντωτής να μπορεί να καλύψει ένα εύρος συχνοτήτων, οδηγούμενοι στους ταλαντωτές ελεγχόμενους από τάση².



¹ Κατά τη διαμόρφωση ένα σήμα βασικής ζώνης (πχ. φωνή) μεταβιβάζεται σε μία υψηλότερη συχνότητα, ικανή για τη μετάδοσή του μέσω ενός τηλεπικοινωνιακού καναλιού(πχ. αέρας), ενώ κατά την αποδιαμόρφωση γίνεται ακριβώς το αντίστροφο προκειμένου να ανακτηθεί το αρχικό σήμα.

² Ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα του οποίου η συχνότητα εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου του

Σχήμα 1.1 Διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Modulation)

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής είναι ο σχεδιασμός και η μελέτη ενός ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους (cross coupled oscillator) σε τεχνολογία CMOS, όπου η συχνότητα ταλάντωσης καθορίζεται από δίκτυο L(πηνίου) και C(πυκνωτή) στα 1.5GHz. Με τη βοήθεια του λογισμικού ADS (Advanced Design System), προσομοιώνουμε το κύκλωμά μας εξάγοντας συμπεράσματα τόσο για το θόρυβο όσο και για την ισχύ του σήματος εξόδου. Εν συνεχεία τροποποιούμε το κύκλωμά μας έτσι ώστε να καλύψουμε ένα εύρος συχνοτήτων, εκτελώντας παράλληλα τις αντίστοιχες προσομοιώσεις και σχολιάζοντας τα αποτελέσματα. Τέλος, προσδίδουμε απομόνωση στο κύκλωμά μας με την τοποθέτηση των voltage buffers, ενώ εξετάζουμε και τεχνικές filtering για το VCO που έχουμε σχεδιάσει.

Κεφάλαιο 2. Γενικά για Ταλαντωτές

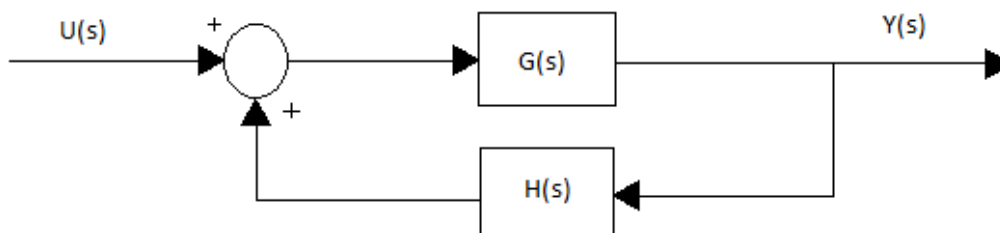
Στο κεφάλαιο αυτό, αρχικά παραθέτουμε τα μοντέλα με τα οποία μπορούμε να προσεγγίσουμε ένα ταλαντωτή

2.1 Μοντέλα προσέγγισης Ταλαντωτή

Ο ταλαντωτής μπορεί να μοντελοποιηθεί με δύο διαφορετικούς αλλά ισοδύναμους τρόπους. Τα δύο αυτά μοντέλα προσεγγίζουν τον ταλαντωτή με διαφορετικό τρόπο και βρίσκουν χρήση σε διαφορετικές εφαρμογές. Κάθε φορά χρησιμοποιούμε το μοντέλο που ταιριάζει καλύτερα στην ανάλυσή μας και που πιο εύκολα θα οδηγήσει στη λύση του προβλήματος. Τα δυο διαθέσιμα μοντέλα είναι το μοντέλο της θετικής ανάδρασης και το μοντέλο της αρνητικής αντίστασης.

2.1.1 Μοντέλο Θετικής Ανάδρασης

Το μοντέλο αυτό προσεγγίζει τον ταλαντωτή ως ένα σύστημα με θετική ανάδραση, απεικονίζεται στο σχήμα 2.1 παρακάτω.



Σχήμα 2.1 Ισοδύναμο μοντέλο θετικής ανάδρασης

Το $G(s)$ περιγράφει τη λειτουργία κάποιου ενισχυτή, ενώ το $H(s)$ αποτελεί το δίκτυο επιλογής συχνότητας καθορίζοντας τη συχνότητα της παραγόμενης ταλάντωσης. Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόγχου δίνεται από την εξίσωση (1.1)

$$Y(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{1 - H(j\omega)G(j\omega)} U(j\omega) \quad (2.1)$$

Για να μπορεί ένα σύστημα με μηδενική είσοδο να έχει διάφορο του μηδενός έξοδο, πρέπει υποχρεωτικά να μηδενίζεται ο παρονομαστής (απροσδιοριστία 0/0). Ο παρονομαστής από τη σχέση (1.1) μηδενίζεται όταν :

$$H(j\omega)G(j\omega) = 1 \quad (2.2)$$

Οι συναρτήσεις $H(j\omega)$ και $G(j\omega)$ είναι μιγαδικές, οπότε πρέπει να έχουμε ισότητα τόσο κατά μέτρο όσο και κατά φάση:

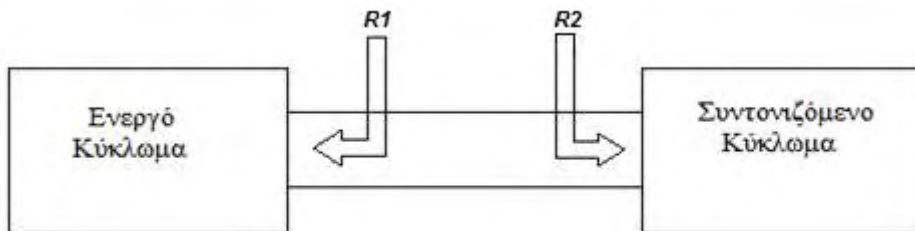
$$|H(j\omega)G(j\omega)| = 1 \quad (2.3)$$

$$\angle H(j\omega) + \angle G(j\omega) = \kappa * 2\pi, \kappa \in \mathbb{N} \quad (2.4)$$

Οι εξισώσεις (2.3) και (2.4) είναι γνωστές και ως κριτήρια ταλάντωσης του Barkhausen.. Τα κριτήρια του Barkhausen είναι αναγκαίες αλλά όχι και ικανές συνθήκες για να ταλαντώσει το κύκλωμα. Προκειμένου να εξασφαλιστεί η έναρξη των ταλαντώσεων επιλέγεται για το κέρδος βρόχου μια τιμή μεγαλύτερη της μονάδας όπως θα συζητηθεί παρακάτω.

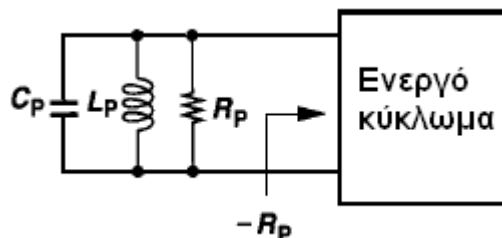
2.1.2 Μοντέλο Αρνητικής Αντίστασης

Το μοντέλο αυτό προσεγγίζει τον ταλαντωτή ως δύο δίκτυα συνδεδεμένα μεταξύ τους. Τα δίκτυα που αποτελούν τον ταλαντωτή είναι το συντονιζόμενο δίκτυο (resonator) και το ενεργό δίκτυο, όπως εικονίζεται στο σχήμα 2.2 παρακάτω.



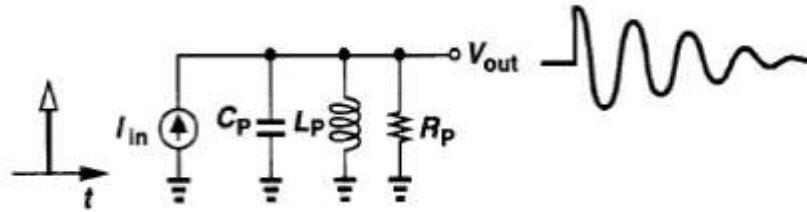
Σχήμα 2.2 Μοντέλο αρνητικής αντίστασης

Το συντονιζόμενο δίκτυο μπορεί, στην πιο απλή μορφή του, να θεωρηθεί ένα παράλληλο RLC κύκλωμα το οποίο εκφράζει μια επαγωγή και μια χωρητικότητα συνδεδεμένες παράλληλα καθώς και μια ισοδύναμη παρασιτική αντίσταση. Το κύκλωμα αυτό απέχει από το ιδανικό μοντέλο του ταλαντωτή (LC κύκλωμα) λόγω της ύπαρξης της ωμικής αντίστασης η οποία οφείλεται κυρίως στο μη ιδανικό επαγωγό όπως βλέπουμε στο σχήμα 2.3 :



Σχήμα 2.3 RLC συντονιζόμενο κύκλωμα στο μοντέλο αρνητικής αντίστασης

Η ύπαρξη αυτής της αντίστασης στο κύκλωμα συντονισμού σημαίνει ότι υπάρχει απώλεια ενέργειας σε κάθε κύκλο της ταλάντωσης με αποτέλεσμα να μην μπορεί να διατηρηθεί η τελευταία επ'άπειρον (βλέπε σχήμα 2.4).

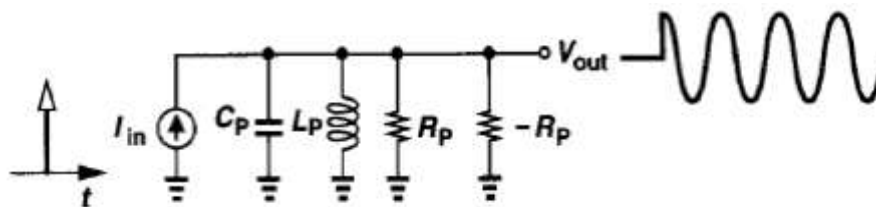


Σχήμα 2.4 Φθίνουσα ταλάντωση του RLC δικτυώματος

Για την αντιστάθμιση αυτής της απώλειας ενέργειας, κρίνεται απαραίτητη η ύπαρξη ενός ενεργού κυκλώματος. Η προσθήκη ενέργειας από το ενεργό δίκτυο μοντελοποιείται ως μια «αρνητική αντίσταση» σε αντιστοιχία με μια κοινή «θετική αντίσταση» η οποία δηλώνει απώλεια ενέργειας. Με βάση αυτή τη θεωρία, το ενεργό κύκλωμα θα παράγει μια αρνητική ωμική αντίσταση R_1 ίση κατά μέτρο με την ωμική αντίσταση του RLC κυκλώματος έτσι ώστε να ισχύει :

$$R_1 = -R_2 \quad (2.5)$$

Κατά συνέπεια, η ισοδύναμη αντίσταση που βλέπει το χωρίς απώλειες τμήμα του συντονιζόμενου δικτύου είναι μια άπειρη παράλληλη ωμική αντίσταση. Ουσιαστικά, το ενεργό δίκτυο, λαμβάνοντας ενέργεια από κάποια πηγή τροφοδοσίας, αντισταθμίζει τις ενεργειακές απώλειες του μη ιδανικού συντονιζόμενου κυκλώματος (βλέπε σχήμα 2.5).



Σχήμα 2.5 Αντιστάθμιση ενεργειακών απωλειών μέσω αρνητικών αντιστάσεων

Τέλος, αξίζει να σημειώσουμε ότι η ύπαρξη αυτής της αρνητικής αντίστασης αποτελεί και την ασταθή κατάσταση, η οποία είναι απαραίτητη για την εκκίνηση της ταλάντωσης. Στην ασταθή αυτή κατάσταση κάθε πιθανή αιτία θορύβου μπορεί να εκτρέψει την ισορροπία και να δώσει την έναρξη της ταλάντωσης³.

³ Παρόμοια προσέγγιση ισχύει και για το ισοδύναμο μοντέλο της θετικής ανάδρασης. Η ύπαρξη της θετικής ανάδρασης σημαίνει ότι οποιαδήποτε διαταραχή στην ισορροπία του κυκλώματος θα ανατροφοδοτηθεί θετικά με αποτέλεσμα τη δημιουργία της ταλάντωσης.

2.2 Κατηγοριοποίηση Ταλαντωτών

Μία βασική ταξινόμηση των ταλαντωτών είναι σε αυτούς που παράγουν ημιτονοειδή έξοδο-sinusoidal output oscillators -και σε αυτούς που παράγουν μη-ημιτονοειδή έξοδο-non-sinusoidal oscillators- (τετραγωνική ή τριγωνική κυματομορφή εξόδου). Οι ταλαντωτές ημιτονοειδούς εξόδου χρησιμοποιούνται κατά κύριο λόγο σε αναλογικά ή ραδιοσυχνοτικά κυκλώματα. Οι ταλαντωτές αυτοί περιλαμβάνουν συνήθως κάποιο κύκλωμα επιλογής συχνότητας στον βρόχο θετικής ανάδρασης στον οποίο, στην καθορισμένη συχνότητα, οι απώλειες στο κύκλωμα συντονισμού αντισταθμίζονται από το κύκλωμα ανάδρασης και το κέρδος βρόχου γίνεται μονάδα. Όσον αφορά το πλάτος της ημιτονοειδούς κυματομορφής εξόδου αυτό οριοθετείται χρησιμοποιώντας ένα μη γραμμικό μηχανισμό, ο οποίος υλοποιείται είτε με ένα ξεχωριστό κύκλωμα, είτε χρησιμοποιώντας τη μη γραμμικότητα που εισάγει η συσκευή ενίσχυσης από μόνη της(στον ευθύ βρόχο του ταλαντωτή). Παρά την ύπαρξη όμως των μη γραμμικών φαινομένων, οι ταλαντωτές αυτοί που παράγουν ημιτονοειδή σήματα εξόδου βασιζόμενοι σε φαινόμενα συντονισμού, καλούνται γραμμικοί ταλαντωτές. Ο χαρακτηρισμός αυτός διαχωρίζει αυτά τα κυκλώματα από τα κυκλώματα που παράγουν τετραγωνικές, τριγωνικές ή παλμικές κυματομορφές, δηλαδή τους μη-ημιτονοειδούς εξόδου ταλαντωτές, οι οποίοι καλούνται και μη γραμμικοί ταλαντωτές.

Όσον αφορά τους ημιτονοειδούς εξόδου ταλαντωτές, μπορούν να διαχωριστούν σε δυο περαιτέρω κατηγορίες με βάση τον τρόπο μοντελοποίησής τους, τους ταλαντωτές ανάδρασης⁴ και τους ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης⁵. Μία περαιτέρω κατηγοριοποίηση των ημιτονοειδών ταλαντωτών ανάδρασης, βασιζόμενη στον τύπο του κυκλώματος καθορισμού συχνότητας, είναι σε RC ταλαντωτές(κυκλώματα φόρτισης-εκφόρτισης χωρητικότητας C μέσω αντίστασης R), σε LC ταλαντωτές, ταλαντωτές μεταβλητής χωρητικότητας και σε κρυσταλλικούς ταλαντωτές. Οι πιο γνωστοί αρμονικοί ταλαντωτές είναι οι παρακάτω:

- Armstrong oscillator
- Clapp oscillator
- Colpitts oscillator
- Cross-coupled oscillator
- Dynatron oscillator
- Hartley oscillator
- Meissner oscillator

⁴ Χρησιμοποιώντας δίθυρα ενισχυτικά ενεργά στοιχεία (όπως τρανζίστορ, τελεστικοί ενισχυτές)

⁵ Χρησιμοποιώντας μονόθυρες διατάξεις (όπως σωλήνες magnetron, tunnel διόδους, lambda διόδους, Gunn διόδους)

- Opto-electronic oscillator
- Pierce oscillator
- Phase-shift oscillator
- Robinson oscillator
- Tri-tet oscillator
- Vackář oscillator
- Wien bridge oscillator

Απ' την άλλη πλευρά, οι ταλαντωτές οι οποίοι παράγουν μη ημιτονοειδή έξοδο (η αλλιώς ταλαντωτές χαλάρωσης-relaxation oscillators), αποτελούνται από ένα στοιχείο που αποθηκεύει ενέργεια⁶ και μια μη γραμμική διάταξη μεταγωγής⁷, συνδεδεμένα σε βρόγχο ανάδρασης. Η διάταξη μεταγωγής, φορτίζει και εκφορτίζει περιοδικά το στοιχείο που αποθηκεύει ενέργεια προκαλώντας αλλαγές στην κυματομορφή εξόδου. Μερικοί από τους πιο συνηθισμένους ταλαντωτές χαλάρωσης είναι οι παρακάτω:

- Multivibrator
- Pearson-Anson oscillator
- Ring oscillator
- Delay line oscillator
- Rover oscillator

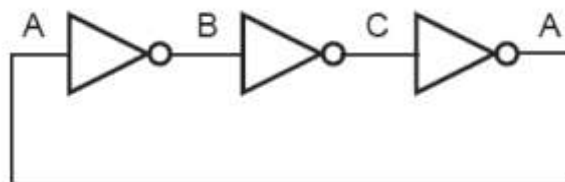
Στις μέρες μας δυο είναι οι βασικές κατηγορίες ταλαντωτών υλοποιημένων σε τεχνολογία CMOS. Οι ταλαντωτές δακτυλίου(Ring oscillators) και οι ταλαντωτές LC. Η επιλογή της δομής του ταλαντωτή εξαρτάται από την εφαρμογή στην οποία πρόκειται αυτός να χρησιμοποιηθεί καθότι κάθε εφαρμογή έχει τις δικές της απαιτήσεις. Παρακάτω κάνουμε μια αναφορά τόσο στους ταλαντωτές δακτυλίου όσο και στους LC ταλαντωτές.

⁶ Συνήθως πυκνωτή(C), πιο σπάνια πηνίο (L)

⁷ a latch, Schmitt trigger, or negative resistance element

2.2.1 Ταλαντωτής Δακτυλίου

Ο ταλαντωτής δακτυλίου αποτελείται από μια σειρά ενισχυτικών σταδίων μέσα σε βρόχο ανάδρασης. Η πιο συνηθισμένη τοπολογία φαίνεται στο σχήμα 2.4 παρακάτω όπου ο ταλαντωτής αποτελείται από έναν περιττό αριθμό (≥ 3) αναστροφέων, με συνολική dc στροφή φάσης 180° , τοποθετημένων σε ένα βρόχο ανάδρασης.



Σχήμα 2.6 Ταλαντωτής δακτυλίου αποτελούμενος από τρεις αντιστροφείς

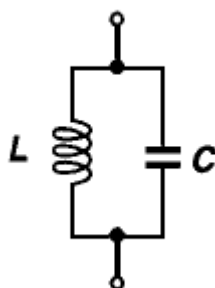
Με βάση τα κριτήρια ταλάντωσης του Barkhausen, η ταλάντωση θα προκύψει σε εκείνη τη συχνότητα στην οποία η συνολική στροφή φάσης θα ισούται με μηδέν και το κέρδος του κλειστού βρόχου ίσο με τη μονάδα. Μπορεί εύκολα να αποδειχτεί ότι αν έχουμε M αναστροφείς με καθυστέρηση T_d για το κάθε στάδιο, τότε η συχνότητα ταλάντωσης είναι:

$$f_0 = \frac{1}{2MT_d} \quad (2.6)$$

Οι ταλαντωτές δακτυλίου είναι πολύ εύκολο να υλοποιηθούν ως ολοκληρωμένα κυκλώματα. Ωστόσο, παρουσιάζουν υψηλό θόρυβο φάσης και γι' αυτό σπάνια χρησιμοποιούνται σε RF κυκλώματα. Χρησιμοποιούνται όμως συχνά σε ψηφιακά κυκλώματα υψηλής ταχύτητας.

2.2.2 LC Ταλαντωτής

Ένας ιδανικός ταλαντωτής αποτελείται από τον παράλληλο συνδυασμό ενός ιδανικού πηνίου L και ενός ιδανικού πυκνωτή C όπως φαίνεται στο σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.7 Ιδανικός LC ταλαντωτής

Δεδομένου ότι η σύνθετη αντίσταση του πηνίου είναι $Z_L = j\omega L$ και του πυκνωτή $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$, η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος υπολογίζεται πολύ εύκολα ως εξής:

$$Z_{in} = Z_L // Z_C \Rightarrow$$

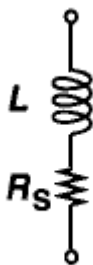
$$Z_{in} = \frac{Z_L * Z_C}{Z_L + Z_C} \Rightarrow$$

$$Z_{in} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

Για $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, οι σύνθετες αντιστάσεις του πηνίου και του πυκνωτή είναι ίσες αλλά αντίθετες με αποτέλεσμα η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση Z_{in} να είναι άπειρη. Η συχνότητα ταλάντωσης λοιπόν του κυκλώματος είναι:

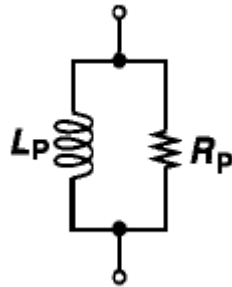
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Έτσι, η έξοδος ενός ιδανικού ταλαντωτή, εφόσον υπάρχει κάποια αρχική συνθήκη ή κάποια στιγμιαία εξωτερική διέγερση (έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η έναρξη των ταλαντώσεων), είναι ένα ημίτονο σταθερού πλάτους και συχνότητας f_0 . Ωστόσο, στην πράξη τόσο τα πηνία όσο και οι πυκνωτές παρουσιάζουν απώλειες λόγω των παρασιτικών αντιστάσεων. Για παράδειγμα, η εν σειρά αντίσταση του μετάλλου που χρησιμοποιείται για την κατασκευή του πηνίου, μοντελοποιείται όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.8 Μοντελοποίηση μη ιδανικού πηνίου

Προκειμένου να διευκολυνθεί η ανάλυση αυτού του κυκλώματος είναι δυνατή η μετατροπή της σε σειρά αντίστασης R_S σε μια παράλληλη αντίσταση R_P (σχήμα 2.5). Βέβαια μια τέτοια μετατροπή έχει ισχύ μόνο για ένα μικρό εύρος συχνοτήτων.



Σχήμα 2.9 Παράλληλη σύνδεση αντίστασης απωλειών

Για να είναι τα κυκλώματα των παραπάνω σχημάτων (2.6 και 2.7) ίσα, θα πρέπει οι σύνθετες αντιστάσεις τους να είναι ίσες :

$$j\omega L + R_S = \frac{j\omega L_p R_p}{j\omega L_p + R_p} \Rightarrow$$

$$(j\omega L + R_S)(j\omega L_p + R_p) = j\omega L_p R_p \Rightarrow$$

$$j\omega(L_p R_S + R_p L) + R_S R_p - \omega^2 L L_p = j\omega L_p R_p \Rightarrow$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_p R_S + R_p L = L_p R_p \\ R_S R_p - \omega^2 L L_p = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$L_p = L \left(1 + \frac{R_S^2}{\omega^2 L^2} \right) \quad \text{και} \quad R_p = \frac{\omega^2 L L_p}{R_S}$$

Ο συντελεστής ποιότητας του πηνίου (βλέπε την παραγραφο 2.2.3) ορίζεται ως

$$QL = L\omega/R_S$$

Υπενθυμίζεται σε αυτό το σημείο ότι ως συντελεστής ποιότητας ενός στοιχείου ορίζεται ο λόγος της ενέργειας που αποθηκεύεται σε αυτό προς την ενέργεια που χάνεται, ανα κύκλο. Δεδομένου ότι η τιμή του είναι μεγαλύτερη του 3 για τα ολοκληρωμένα πηνία, μπορούν να γίνουν οι ακόλουθες προσεγγίσεις:

$$L_p \approx L \quad \text{και}$$

$$R_p \approx \frac{L^2 \omega^2}{R_S} = Q_L^2 R_S$$

Ακολουθώντας ανάλογη μεθοδολογία και τους αντίστοιχους συμβολισμούς με την ανάλυση που έγινε για τα πηνία, μπορούμε εύκολα να καταλήξουμε στις ακόλουθες σχέσεις οι οποίες αναφέρονται στους πυκνωτές:

$$C_p = \frac{C}{1 + R_s^2 \omega^2 C^2}$$

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C C_p R_s}$$

Ο συντελεστής ποιότητας του πυκνωτή ορίζεται ως εξής:

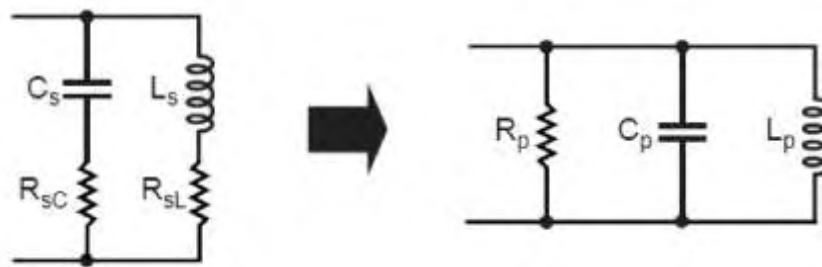
$$Q_c = \frac{1}{C \omega R_s}$$

και δεδομένου ότι λαμβάνει αρκετά μεγάλες τιμές μπορούν να γίνουν οι ακόλουθες προσεγγίσεις:

$$C_p \approx C$$

$$R_p \approx \frac{R_s}{Q_c^2}$$

Συνεπώς, με βάση τις προηγούμενες παρατηρήσεις, είναι δυνατή η αντικατάσταση του αρχικού, μη ιδανικού παράλληλου δικτύωματος LC, με ένα νέο δίκτυωμα το οποίο αποτελείται από έναν ιδανικό πυκνωτή ενωμένο παράλληλα με ένα ιδανικό πηνίο και μια αντίσταση. Η αντίσταση αυτή ουσιαστικά μοντελοποιεί τις απώλειες τόσο του πηνίου όσο και του πυκνωτή. Το αντίστοιχο σχήμα ακολουθεί παρακάτω.



Σχήμα 2.10 Μετατροπή μη ιδανικού παράλληλου LC δικτύωματος στο ισοδύναμό του

Με αυτήν την προσέγγιση γίνεται αντιληπτό ότι στη συχνότητα συντονισμού f_0 , το αρχικό παράλληλο δίκτυωμα εκφυλίζεται στην αντίσταση R_p . Αυτό φαίνεται ξεκάθαρα υπολογίζοντας την ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση του παράλληλου δικτύωματος RLC:

$$Z_{in} = (Z_C // Z_L // R_p) \Rightarrow$$

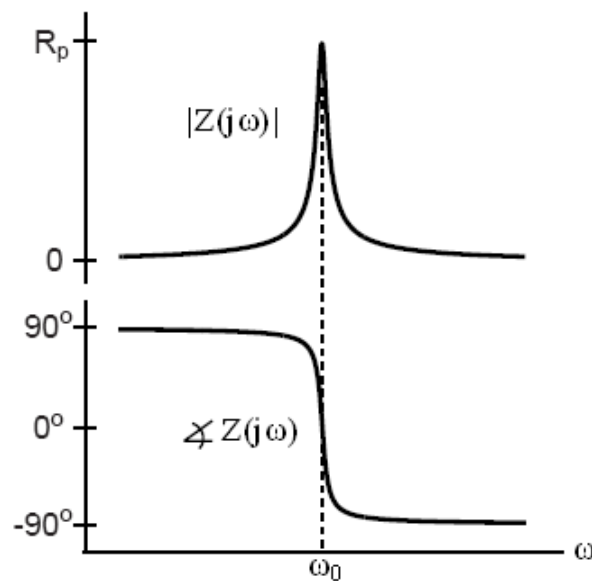
$$Z_{in} = \frac{R_p Z_L Z_C}{Z_C Z_L + Z_C R_p + Z_L R_p} \Rightarrow$$

$$Z_{in} = \frac{R_p Z_L}{Z_L + R_p + Z_L R_p Y_C} \Rightarrow$$

$$Z_{in} = \frac{R_p j\omega L_p}{j\omega L_p + R_p - R_p \omega^2 L_p C_p} \Rightarrow$$

Για $\omega = \omega_0 = 1/\sqrt{L_p C_p}$, $Z_{in} = R_p$

Ακόμα παρατηρούμε ότι για συχνότητες μικρότερες της f_0 το κύκλωμα παρουσιάζει επαγωγική συμπεριφορά ενώ παρουσιάζει χωρητική συμπεριφορά για συχνότητες μεγαλύτερες της f_0 . Το μέτρο και η φάση της σύνθετης αντίστασης του παράλληλου RLC δικτυώματος αναπαριστώνται στο σχήμα 2.11.



Σχήμα 2.11 Μέτρο και φάση RLC δικτυώματος.

2.3 Συντελεστής ποιότητας (Quality factor)

Η απόδοση του ταλαντωτή, την οποία θα προσεγγίσουμε μέσω του θορύβου φάσης του, εξαρτάται κατά μεγάλο μέρος από τον συντελεστή ποιότητας Q του συντονιζόμενου κυκλώματος. Γενικά, όσο πιο υψηλός είναι ο συντελεστής ποιότητας τόσο η ταλάντωση τείνει στην ιδανική κυματομορφή και ο θόρυβος φάσης μειώνεται. Ας δούμε, τώρα, τρεις τρόπους για να προσεγγίσουμε την έννοια και τη σημασία του συντελεστή ποιότητας για τους ταλαντωτές.

Γενικά, ο συντελεστής ποιότητας για οποιοδήποτε σύστημα που εκτελεί ταλάντωση είναι μέτρο της απόδοσής του και ορίζεται από τη σχέση:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Ενέργεια που αποθηκεύεται ανα κύκλο}}{\text{Έργο που παράγει η διεγείρουσα δύναμη στο χρόνο μιας περιόδου}}$$

Στην προκειμένη περίπτωση του RLC κυκλώματος, η αποθηκευμένη ενέργεια μεταφέρεται στο χρόνο μιας περιόδου από το πηνίο (όπου βρίσκεται σε μορφή ενέργειας μαγνητικού πεδίου) στον πυκνωτή (όπου βρίσκεται με μορφή ενέργειας ηλεκτρικού πεδίου) και αντιστρόφως.

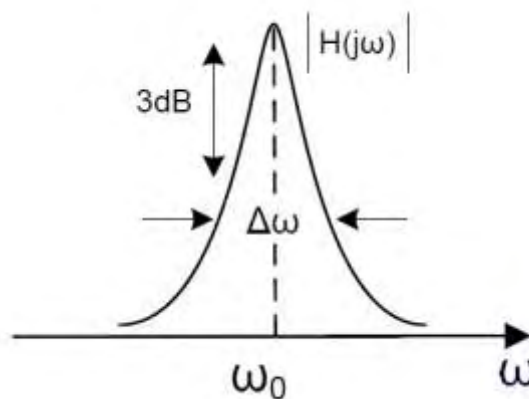
Με βάση τον παραπάνω ορισμό, μπορεί να αποδειχθεί ότι ο συντελεστής ποιότητας σχετίζεται με τα χαρακτηριστικά μεγέθη του κυκλώματος μέσω της σχέσης:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R}$$

Δεδομένου ότι στο συντονισμό ισχύει: $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$, η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφτεί και ως εξής:

$$Q = \frac{1}{\omega_0 CR}$$

Ένας άλλος τρόπος να προσεγγίσουμε τον συντελεστή ποιότητας είναι μέσω της απόκρισης συχνότητας. Για ένα συντονιζόμενο κύκλωμα το μπορεί να οριστεί ως ο λόγος της συχνότητας συντονισμού ω_0 προς το bandwidth που ορίζεται από τα εκατέρωθεν σημεία -3dB όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

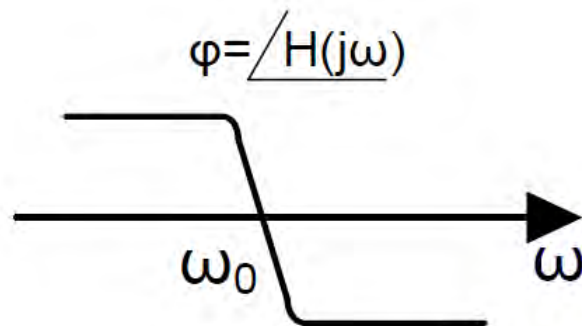


Σχήμα 2.12 Ορισμός του συντελεστή ποιότητας μέσω της απόκρισης συχνότητας

Τέλος, ένας τρόπος προσέγγισης του Q που βρίσκει εφαρμογή στους ταλαντωτές είναι μέσω της θεώρησης του ταλαντωτή ως ένα σύστημα με ανάδραση. Αν εξετάσουμε τη φάση της συνάρτησης μεταφοράς ανοιχτού βρόχου $\varphi(\omega)$ κατά το συντονισμό τότε ο συντελεστής ποιότητας Q ορίζεται ως εξής:

$$Q = \frac{\omega_0}{2} \left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|$$

Το ορισμένο με αυτόν τον τρόπο εκφράζει τη δυνατότητα του κλειστού συστήματος ταλαντωτή να ανταχθεί σε αλλαγές της συχνότητας ταλάντωσης. Η μετατόπιση φάσης αυξάνει σε κάθε απόκλιση της συχνότητας ταλάντωσης από το παραβιάζοντας τα κριτήρια Barkhausen και αναγκάζοντας τη συχνότητα ταλάντωσης να τείνει προς το ω_0 . Ο τελευταίος αυτός ορισμός του συντελεστή ποιότητας απεικονίζεται στο σχήμα 2.13.



Σχήμα 2.13 Ορισμός του συντελεστή ποιότητας χρησιμοποιώντας σύστημα με ανάδραση

Κεφάλαιο 3. Θόρυβος

Στο κεφάλαιο αυτό, εισάγουμε την έννοια του θορύβου στα ηλεκτρονικά κυκλώματα και τον διακρίνουμε σε δυο κατηγορίες τον τεχνητό και τον ηλεκτρικό θόρυβο. Εμβαθύνουμε σε μια κατηγορία του δεύτερου, το θόρυβο φάσης, που είναι η σημαντικότερη πηγή θορύβου στα κυκλώματα ταλαντωτών. Διακρίνουμε δυο μοντέλα θορύβου φάσης, παρουσιάζοντας τόσο τα θετικά όσο και τα αρνητικά σε κάθε περίπτωση.

3.1 Γενικά για θόρυβο

Ο θόρυβος είναι παρών σχεδόν σε κάθε κύκλωμα και κατ' επέκταση σε κάθε σύστημα στα ηλεκτρονικά, περιορίζοντας την απόδοσή του. Μπορεί να οριστεί ως κάποιο ανεπιθύμητο είδος ενέργειας που τείνει να αναμειχθεί με το επιθυμητό σήμα κατά την διάρκεια λήψης και επεξεργασίας του τελευταίου, περιορίζοντας παράλληλα το ελάχιστο μέγεθος σήματος που μπορεί να επεξεργαστεί ένα κύκλωμα - σύστημα. Υπάρχουν πολλοί τρόποι κατηγοριοποίησης του θορύβου. Μπορεί να υποδιαιρεθεί ανάλογα με κάποιες προϋποθέσεις σύμφωνα με τον τύπο, την πηγή, την επίδραση ή την σχέση με τον δέκτη. Ωστόσο εύκολα μπορούμε να διακρίνουμε δυο μεγάλες κατηγορίες : το θόρυβο του οποίου οι πηγές βρίσκονται έξω από το κύκλωμα και μεταφέρεται σε αυτό με κάποιο τρόπο(εξωτερικός/ τεχνητός/θόρυβος παρεμβολών) και τον θόρυβο που δημιουργείται μέσα στον ίδιο το κύκλωμα (εσωτερικός/ηλεκτρικός θόρυβος/θόρυβος συσκευής).

Αναφορικά με την πρώτη κατηγορία, (στην οποία υπάγονται τα διάφορα είδη θορύβου, που δημιουργούνται έξω από το κύκλωμα) μπορούμε να διακρίνουμε : το coupling από το substrate(σύζευξη από το υπόστρωμα), το θόρυβο μέσω της τροφοδοσίας όταν αυτή είναι κοινή (finite power supply rejection) και το coupling(σύζευξη) από εξωτερικά σήματα(λόγω ηλεκτρομαγνητισμού, παρασιτικών χωρητικότητων). Η επίδραση των παραπάνω μπορεί να μειωθεί με τη χρήση διαφορετικών κυκλωμάτων και συγκεκριμένων τεχνικών φυσικού σχεδιασμού.

Όσον αφορά τη δεύτερη κατηγορία, τον ηλεκτρικό θόρυβο δηλαδή, διακρίνουμε τις παρακάτω μορφές: θερμικό θόρυβο, θόρυβο απόσβεσης και θόρυβο βολής. Στην ακόλουθη παράγραφο θα γίνει μια σύντομη αναφορά σε καθεμία.

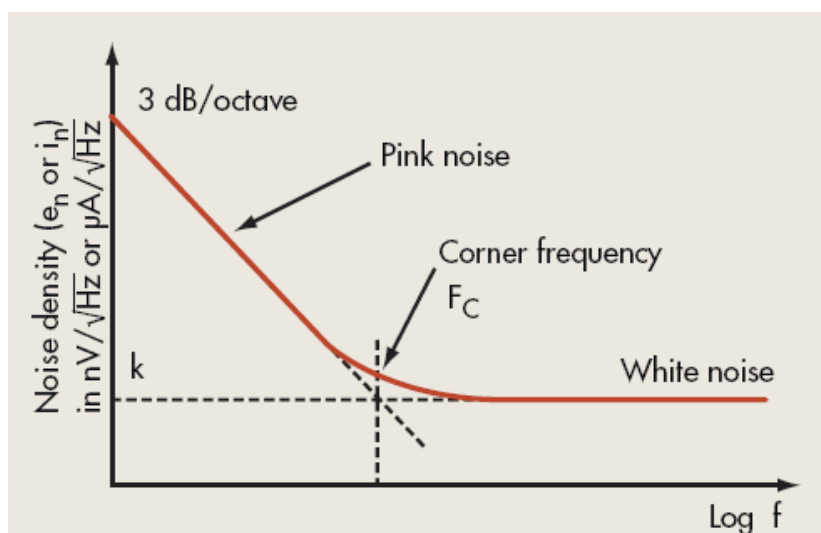
3.2 Ηλεκτρικός Θόρυβος/ Θόρυβος συσκευής

Όπως αναφέραμε και στην προηγούμενη παράγραφο, ηλεκτρικός ονομάζεται ο θόρυβος που παράγεται από το ίδιο το κύκλωμα(την ίδια τη συσκευή) ενώ κατηγοριοποιείται σε θερμικό θόρυβο, θόρυβο απόσβεσης και θόρυβο βολής.

Ως θερμικός καλείται ο θόρυβος που αναπτύσσεται πάνω σε μια αντίσταση ή σε ένα ωμικό στοιχείο μιας σύνθετης αντίστασης και κατανέμεται ομοιόμορφα(to power spectral density είναι σταθερό) σε όλο το φάσμα συχνοτήτων(γι' αυτό ονομάζεται και λευκός). Οφείλεται στην γρήγορη και τυχαία θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων(κίνηση Brown), έχοντας ως συνέπεια την άμεση εξάρτηση από τη θερμοκρασία. Αναφέρεται με διάφορους χαρακτηρισμούς όπως θερμική διαταραχή, λευκός ή Johnson θόρυβος και εμφανίζεται σε όλες τις συσκευές-κυκλώματα. Μπορεί

να ελαττωθεί χαμηλώνοντας τη θερμοκρασία στην οποία λειτουργεί το κύκλωμα(πχ. μέσω ψύξης).

Όσον αφορά το θόρυβο απόσβεσης(flicker noise) ή ροζ θόρυβο(έχει εξάρτηση από τη συχνότητα) ή 1/f θόρυβο όπως αλλιώς καλείται, αυτός εμφανίζεται σε όλες τις συσκευές αλλά ως επί το πλείστον στα MOSFET τρανζίστορ. Στη διεπαφή μεταξύ SiO₂ και Si υπάρχουν οπές όπου τα ηλεκτρόνια "κολλάνε" και ξεκολλάνε" παράγοντας θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός εξαρτάται από την τεχνολογία. Μειώνεται όσο αυξάνουν οι διαστάσεις του τρανζίστορ. Η συχνότητα κατά την οποία ο θερμικός θόρυβος γίνεται ίσος με τον θόρυβο απόσβεσης ονομάζεται 1/f corner frequency(για συχνότητες μεγαλύτερες της 1/f corner frequency θόρυβος flicker παύει να έχει νόημα καθώς υπερिशύει ο θερμικός).



Σχήμα 3.1 1/f corner frequency : pink noise=white noise

Τέλος, αναφορικά με το θόρυβο βολής(shot noise), αυτός σχετίζεται με τη ροή ηλεκτρονίων διαμέσου ενός ενεργειακού φραγμού. Εμφανίζεται κυρίως σε διπολικά τρανζίστορ σε ένωση τύπου pn ή στην πόλη ενός MOSFET όπου υπάρχει μικρή διαρροή φορτίου και μοντελοποιείται με ισοδύναμες πηγές ρεύματος. Η φασματική πυκνότητα ισχύος αυτού του θορύβου είναι λευκή μέχρι τις πολύ υψηλές συχνότητες.

3.3 Θόρυβος Φάσης

Σε αυτή την παράγραφο θα παραθέσουμε τον ορισμό, τη σημασία και τα διάφορα μοντέλα του θορύβου φάσεως.

3.3.1 Ορισμός Θορύβου Φάσης

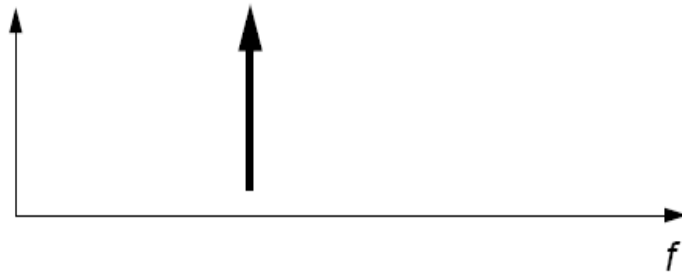
Ο όρος Θόρυβος Φάσης/ Phase Noise χρησιμοποιείται ευρέως για να περιγράψει σύντομες τυχαίες διακυμάνσεις στη συχνότητα ενός σήματος. Στην περίπτωση των ταλαντωτών, ο ιδανικός ταλαντωτής θα μας έδινε στην έξοδο του ένα καθαρό ημίτονο ,δηλαδή στο πεδίο της συχνότητας ένα ζεύγος κρουστικών συναρτήσεων στις θέσεις $\pm\omega_0$. Αυτό σημαίνει ότι όλη η ισχύς του σήματος είναι συγκεντρωμένη σε αυτή τη συχνότητα ταλάντωσης. Η εξίσωση που ακολουθεί μπορεί να περιγράψει την έξοδο ενός ιδανικού ταλαντωτή:

$$V_{out}(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (1)$$

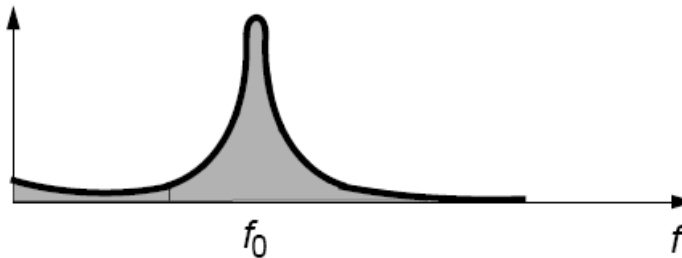
όπου A το πλάτος, ω_0 η κυκλική συχνότητα και φ μια αυθαίρετη, σταθερή φάση αναφοράς. Στους μη ιδανικούς ταλαντωτές όμως, ο θόρυβος των στοιχείων οδηγεί στην τυχαία μεταβολή του πλάτους και της συχνότητας του σήματος εξόδου με αποτέλεσμα ένα μέρος της ισχύος να απλώνεται και σε συχνότητες γειτονικές της συχνότητας ταλάντωσης. Έτσι, η έξοδος δίνεται από την πιο γενική σχέση:

$$V_{out}(t) = A(t) f(\omega_0 t + \varphi(t))$$

όπου $A(t)$ και $\varphi(t)$ είναι τώρα συναρτήσεις του χρόνου ενώ η f είναι μια περιοδική συνάρτηση με περίοδο 2π . Ως συνέπεια των διακυμάνσεων που εκφράζονται μέσω των $A(t)$ και $\varphi(t)$, το φάσμα ενός πραγματικού ταλαντωτή θα εμφανίζει πλευρικές ζώνες κοντά στη συχνότητα ταλάντωσης ω_0 . Το φάσμα ενός ιδανικού και ενός πραγματικού ταλαντωτή φαίνονται στα σχήματα 3.2 και 3.3 αντίστοιχα.



Σχήμα 3.2 Φάσμα
Ιδανικού ταλαντωτή

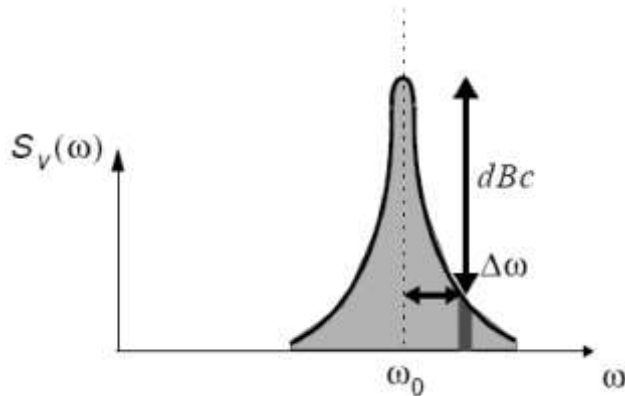


Σχήμα 3.3 Φάσμα
Πραγματικού ταλαντωτή

Αν και υπάρχουν αρκετοί τρόποι να ποσοτικοποιήσουμε αυτές τις διακυμάνσεις, συνήθως οι βραχυπρόθεσμες αστάθειες ενός σήματος χαρακτηρίζονται μέσω της φασματικής πυκνότητας ισχύος θορύβου μονής πλευρικής ζώνης. Ο θόρυβος φάσης αναπαριστά το λόγο της ισχύος του θορύβου προς τη φέρουσα συχνότητα (carrier) που περιέχεται σε εύρος 1 Hz με αποκλίσεις από τη φέρουσα, μετριέται σε dBc/Hz (όπου ο δείκτης c δηλώνει ότι η ισχύς θορύβου έχει κανονικοποιηθεί ως προς την ισχύ του φέροντος) και ορίζεται ως εξής:

$$L_{total} \{ \Delta\omega \} = 10 \log \left[\frac{P_{sideband}(\omega_0 + \Delta\omega, 1 \text{ Hz})}{P_{carrier}} \right]$$

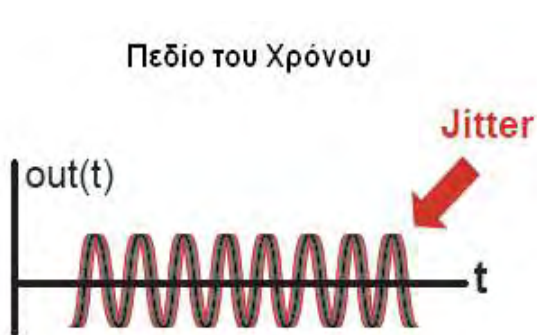
όπου ο όρος $P_{sideband}(\omega_0 + \Delta\omega, 1 \text{ Hz})$ αντιπροσωπεύει την ισχύ μονής πλευρικής ζώνης σε μια απόσταση $\Delta\omega$ από τη συχνότητα του φέροντος, υπολογισμένη σε εύρος ζώνης 1 Hz [σχήμα 3.4]



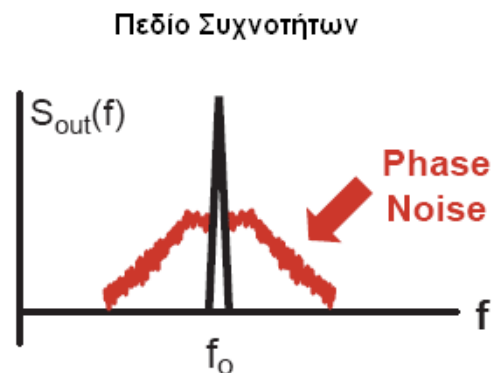
Σχήμα 3.4 Μέτρηση
Θορύβου Φάσης

Πρέπει να σημειωθεί ότι ο προηγούμενος ορισμός περιλαμβάνει τις επιδράσεις τόσο των διακυμάνσεων στο πλάτος όσο και στη φάση. Στην πράξη όμως μας ενδιαφέρει να γνωρίζουμε ανεξάρτητα το θόρυβο πλάτους και φάσης γιατί συμπεριφέρονται διαφορετικά στο κύκλωμα. Για παράδειγμα, οι επιδράσεις του θορύβου πλάτους μειώνονται από το μηχανισμό περιορισμού πλάτους του ίδιου του κυκλώματος του ταλαντωτή και στην ουσία το πλάτος εξόδου επανέρχεται γρήγορα στην αρχική του τιμή. Δεν συμβαίνει όμως το ίδιο και με τη φάση η οποία αν μεταβληθεί δεν επανέρχεται στην προηγούμενη τιμή της. Έτσι, στις περισσότερες εφαρμογές, ο κυρίαρχος θόρυβος είναι αυτός της φάσης τον οποίο από εδώ και στο εξής θα συμβολίζουμε με $L\{\Delta\omega\}$.

Ο θόρυβος μπορεί να γίνει αντιληπτός είτε στο πεδίο του χρόνου ως χρονικό “τρέμουλο” (timing jitter) όπου οι αποστάσεις μεταξύ διαδοχικών μηδενισμών του σήματος δεν είναι σταθερές [σχήμα 3.5], είτε στο πεδίο της συχνότητας ως θόρυβος φάσης [σχήμα 3.6].



Σχήμα 3.5 Time jitter



Σχήμα 3.6 Phase Noise

Όσον αφορά τις κύριες πηγές του θορύβου φάσης, αυτές είναι ο θερμικός θόρυβος- thermal noise(λόγω της τυχαίας θερμικής διέγερσης των ελεύθερων ηλεκτρονίων σε ένα αγωγό), ο θόρυβος βολής-shot noise(ο λευκός θόρυβος του ρεύματος λόγω της κβαντισμένης και τυχαίας φύσης της ροής του ρεύματος μέσα σε ένα ημιαγωγό και ο flicker noise (που προκαλείται από ελαττώματα στην

κρυσταλλική δομή των ημιαγωγών που με τη σειρά τους προκαλούνται από τη συνεχόμενη νόθευση του κρυστάλλου με φορείς.

3.3.2 Μοντέλα Θόρυβου Φάσης

Στην παρούσα παράγραφο θα παρουσιαστούν τα σημαντικότερα μοντέλα για τον θόρυβο φάσης. Οι πλήρεις αποδείξεις των σχέσεων για το θόρυβο φάσης δεν θα δοθούν αλλά θα παρουσιαστούν μόνο κάποια σημαντικά σημεία των αποδείξεων αυτών.

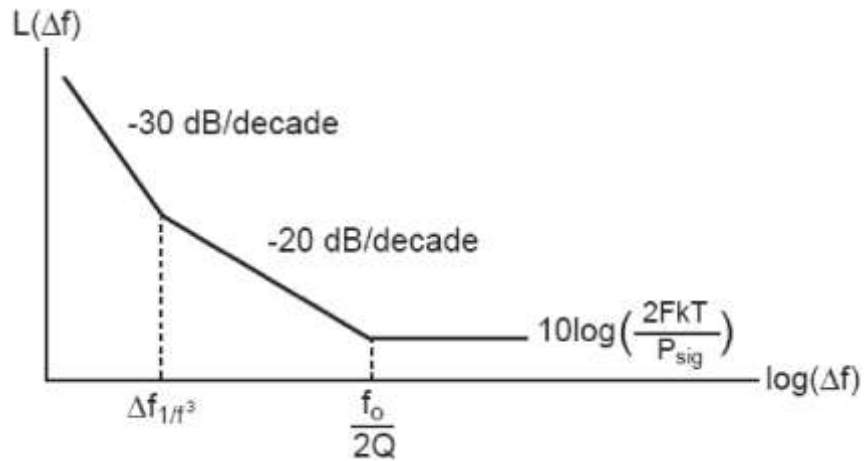
Οι βασικές κατηγορίες μοντέλων για το θόρυβο φάσης είναι δυο. Στην πρώτη κατηγορία εντάσσονται τα μοντέλα που βασίζονται στην παραδοχή ότι οι ταλαντωτές είναι γραμμικά χρονικά αμετάβλητα συστήματα. Στην δεύτερη κατηγορία ανήκουν τα μοντέλα που θεωρούν τους ταλαντωτές ως γραμμικά χρονικά μεταβαλλόμενα συστήματα. Φυσικά τα μοντέλα της δεύτερης κατηγορίας δίνουν ακριβέστερα αποτελέσματα γιατί προσεγγίζουν καλύτερα τη συμπεριφορά των πραγματικών ταλαντωτών. Υπενθυμίζεται ότι ένα σύστημα χαρακτηρίζεται ως γραμμικό και χρονικά αμετάβλητο όταν εφαρμόζεται σε αυτό η αρχή της επαλληλίας και όταν μια χρονική μετάθεση του σήματος εισόδου έχει ως αποτέλεσμα μόνο την ίδια χρονική μετάθεση του σήματος εξόδου.

3.3.2.1 Γραμμικά Χρονικά Αμετάβλητα Μοντέλα

Αρχικά θα αναφερθούμε στο ημιεμπειρικό μοντέλο Leeson-Cutler το οποίο περιγράφει το θόρυβο φάσης μέσω της ακόλουθης σχέσης:

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \log \left\{ \frac{2FkT}{P_{sig}} \left[1 + \left(\frac{f_0}{2Q\Delta f} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\Delta f_{1/f^3}}{|\Delta f|} \right) \right\}$$

Όπου, F μια εμπειρική παράμετρος, k η σταθερά του Boltzmann, T η απόλυτη θερμοκρασία, P_{sig} η μέση ισχύς που καταναλώνεται από τα ωμικά στοιχεία του δικτύωματος συντονισμού, f_0 η συχνότητα ταλάντωσης, Q ο συντελεστής ποιότητας του δικτύωματος συντονισμού μαζί με το φορτίο, Δf η απόκλιση από το φέρον, $\Delta f_{1/f^3}$ η συχνότητα γονάτου μεταξύ των περιοχών $1/f^3$ και $1/f^2$. Στο σχήμα 3.7 έχει σχεδιαστεί ο θόρυβος φάσης όπως προβλέπεται από αυτό το μοντέλο συναρτήσει της απόκλισης της συχνότητας από τη φέρουσα συχνότητα. Η πτώση των 30 dB/δεκάδα αντιστοιχεί στην περιοχή $1/f^3$ ενώ η πτώση 20 dB/δεκάδα αντιστοιχεί στην $1/f^2$ περιοχή.

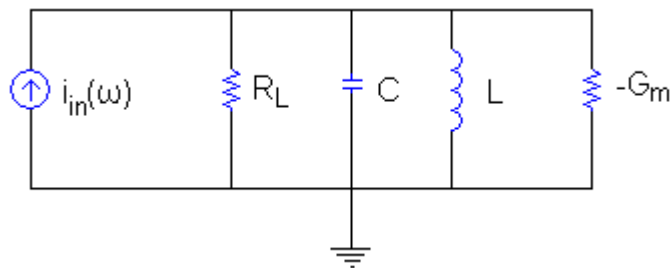


Σχήμα 3.7 Διάγραμμα θορύβου φάσης όπως προβλέπεται από το μοντέλο Leeson-Cutler.

Η σχέση για την περιοχή $1/f^2$ προκύπτει μελετώντας ένα παράλληλο δικτύωμα RLC, του οποίου η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση για $\Delta\omega \ll \omega_0$ δίνεται από τη σχέση:

$$Z(\omega_0 + \Delta\omega) \approx \frac{1}{G_L} \frac{1}{1 + j2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}$$

όπου G_L η παράλληλη παρασιτική αγωγιμότητα του δικτύωματος. Αναφερόμενοι στον ταλαντωτή του σχήματος 3.8, στην μόνιμη κατάσταση πρέπει να ικανοποιείται η εξίσωση $G_m R_L = 1$.



Σχήμα 3.8 Ισοδύναμο κύκλωμα ταλαντωτή

Έτσι, για μια παράλληλα τοποθετημένη πηγή ρεύματος, η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου δίνεται από το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης:

$$H(\Delta\omega) = \frac{u_{out}(\omega_0 + \Delta\omega)}{i_m(\omega_0 + \Delta\omega)} = -j \frac{1}{G_L} \frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega}$$

Η ισοδύναμη μέση τετραγωνική πυκνότητα θορύβου ρεύματος για τη συνολική παράλληλη αντίσταση του δικτύματος δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = 4kTG_L$$

Ακόμα, ο θόρυβος που οφείλεται στα ενεργά στοιχεία, συνήθως συνεισφέρει σε μεγάλο ποσοστό στο συνολικό θόρυβο του ταλαντωτή. Συνηθίζεται λοιπόν ο συνδυασμός όλων των πηγών θορύβου σε μια ενεργή πηγή θορύβου εκφρασμένη με όρους ισοδύναμης αντίστασης θορύβου με μια πολλαπλασιαστική σταθερά F . Έτσι, η ισοδύναμη μέση τετραγωνική πυκνότητα ρεύματος θορύβου μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = 4FkTG_L$$

Δυστυχώς όμως είναι γενικά δύσκολο να υπολογίσουμε τον παράγοντα F εκ των προτέρων. Ένας σημαντικός λόγος είναι το γεγονός ότι σημαντικό μέρος του θορύβου στους ταλαντωτές προκαλείται από περιοδικά μεταβαλλόμενες διαδικασίες και συνεπώς είναι κυκλοστατικός (cyclostationary). Συνήθως λοιπόν οι παράμετροι F και f_{1/f^3} χρησιμοποιούνται εκ των υστέρων ως προσαρμοστικές παράμετροι πάνω σε δεδομένα μετρήσεων.

Χρησιμοποιώντας την παραπάνω συνδυασμένη ενεργή πηγή θορύβου, ο θόρυβος φάσης υπολογίζεται ως εξής:

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left(\frac{\overline{u_{noise}^2}}{\overline{u_{sig}^2}}\right) = 10\log\left[\frac{\frac{1}{2}|H(\Delta\omega)|^2 \overline{i_n^2} / \Delta f}{\frac{1}{2}V_{max}^2}\right] \Rightarrow$$

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left[\frac{2FkT}{P_{sig}}\left(\frac{\omega_0}{2Q\Delta\omega}\right)^2\right]$$

Ο παράγοντας $1/2$ προκύπτει αγνοώντας τη συνεισφορά του θορύβου πλάτους και θεωρώντας ότι:

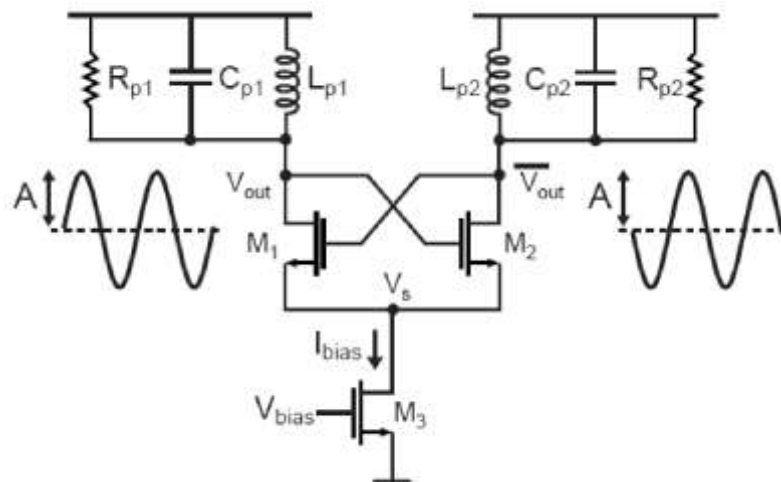
$$L_{phase}\{\Delta\omega\} = L_{amplitude}\{\Delta\omega\} = \frac{1}{2}L_{total}\{\Delta\omega\}$$

Πρέπει πάντως να σημειωθεί ότι ενώ η έκφραση για την περιοχή $1/f^2$ προκύπτει αρκετά εύκολα, η έκφραση για την περιοχή $1/f^3$ είναι τελείως εμπειρική. Επίσης η

υπόθεση ότι η $1/f^3$ συχνότητα γονάτου του θορύβου φάσης είναι ίδια με την $1/f$ συχνότητα γονάτου του θορύβου αναλαμπής των συσκευών δεν έχει καμία θεωρητική βάση.

Καταλήγοντας, Το μοντέλο Leeson-Cutler χαρακτηρίζεται από την απλότητά του και από το γεγονός ότι παρέχει τη δυνατότητα για διαισθητική ανάλυση και σχεδίαση ταλαντωτών. Σημαντικά μειονεκτήματά του είναι το γεγονός ότι η εμπειρική παράμετρος F σπανίως μπορεί να υπολογιστεί εκ των προτέρων και ότι η $1/f^3$ συχνότητα γονάτου του θορύβου φάσης δεν είναι ίδια με την $1/f$ συχνότητα γονάτου του θορύβου αναλαμπής των συσκευών. Τέλος, από την έκφραση για το θόρυβο φάσης είναι ξεκάθαρο ότι ο θόρυβος φάσης μειώνεται με την αύξηση του συντελεστή ποιότητας Q και με την αύξηση της ισχύος του φέροντος.

Ένα άλλο μοντέλο είναι αυτό των Rael-Abidi. Το μοντέλο αυτό βασίζεται στο μοντέλο Leeson-Cutler και ουσιαστικά δίνει την έκφραση για την εμπειρική παράμετρο F όμως μόνο για την τοπολογία του σχήματος 3.9 (cross coupled Ic oscillator).



Σχήμα 3.9 Τοπολογία ταλαντωτή στην οποία εφαρμόζεται το μοντέλο Rael-Abidi

Στην περιοχή $1/f^2$, η παράμετρος F δίνεται από τη σχέση:

$$F(\Delta f) = 1 + \frac{2\gamma I_{bias} R_p}{\pi A} + \gamma \frac{4}{9} g_{do, M3} R_p$$

Με $R_p = R_{p1} = R_{p2}$ ενώ γ είναι ο παράγοντας θορύβου.

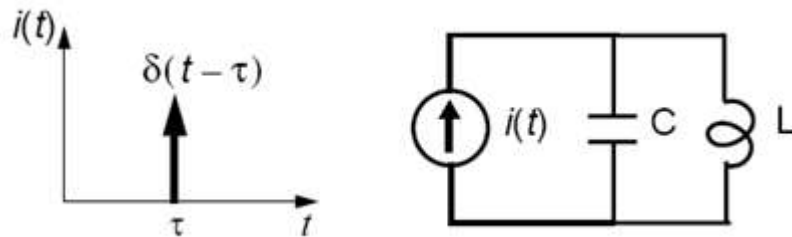
Στην έκφραση για την παράμετρο F , ο πρώτος όρος εκφράζει το θόρυβο από την αντίσταση του δικτυώματος συντονισμού, ο δεύτερος το θόρυβο από τα τρανζίστορ M_1 και M_2 και ο τρίτος το θόρυβο από το M_3 .

Συνοψίζοντας, τα πλεονεκτήματα του μοντέλου Rael-Abidi είναι ότι χαρακτηρίζεται και αυτό από την απλότητά του και ότι εξαλείφει το μειονέκτημα του

προσδιορισμού της τιμής της F από μετρήσεις. Τα μειονεκτήματά του είναι ότι βρίσκει εφαρμογή μόνο στη συγκεκριμένη τοπολογία LC ταλαντωτή και ότι δεν περιλαμβάνεται κάποια έκφραση σε κλειστή μορφή για το θόρυβο φάσης που παράγεται από το θόρυβο αναλαμπής των τρανζίστορ.

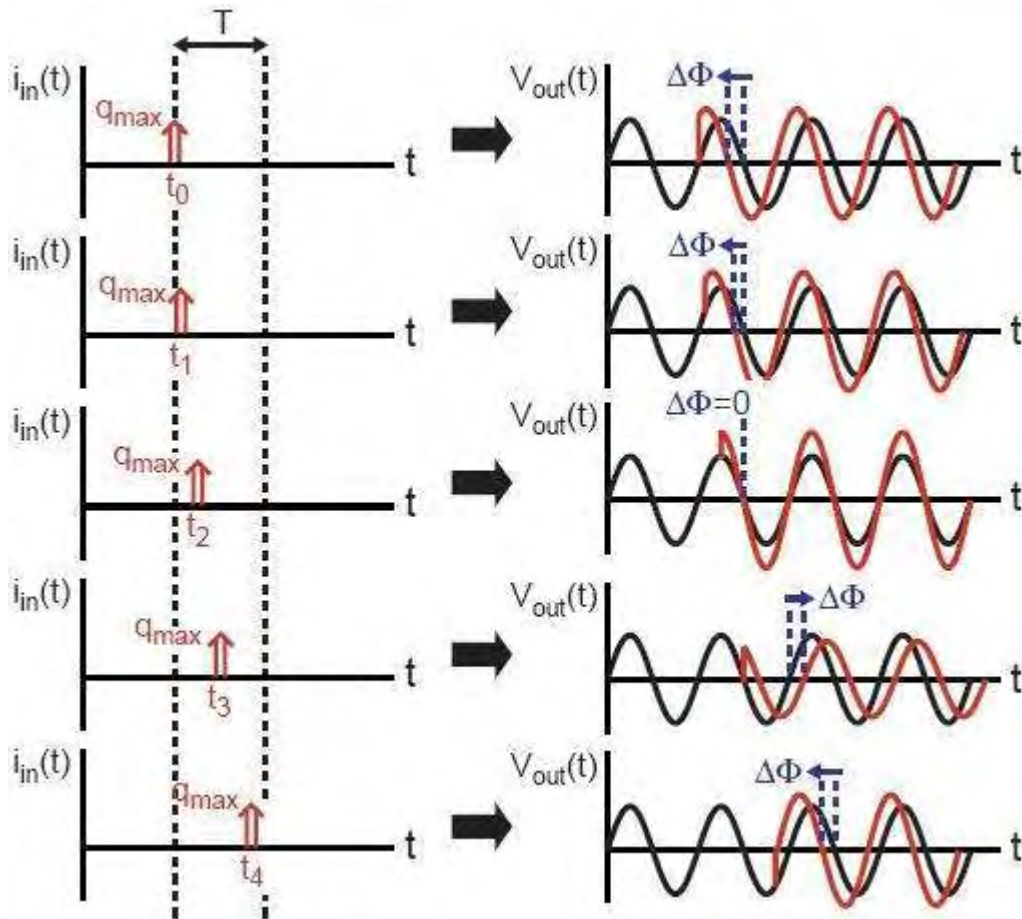
3.3.2.2 Γραμμικά Χρονικά Μεταβαλλόμενα Μοντέλα

Ως γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο μοντέλο θα εξετάσουμε το μοντέλο Hajimiri. Το μοντέλο αυτό λαμβάνει υπόψη το γεγονός ότι οι ταλαντωτές είναι χρονικά μεταβαλλόμενα συστήματα. Για να γίνει πιο κατανοητό αυτό θεωρούμε το παράδειγμα του σχήματος 3.10 όπου στον ιδανικό ταλαντωτή LC έχουμε συνδέσει παράλληλα μια κρουστική πηγή ρεύματος.



Σχήμα 3.10 Ιδανικός ταλαντωτής LC συνδεδεμένος παράλληλα με μια κρουστική πηγή ρεύματος.

Μεταβάλλοντας το χρονική στιγμή εφαρμογής της πηγής, αλλάζουν και οι επιπτώσεις της στο πλάτος και στη φάση της κυματομορφής εξόδου όπως φαίνεται παρακάτω σχήματα.



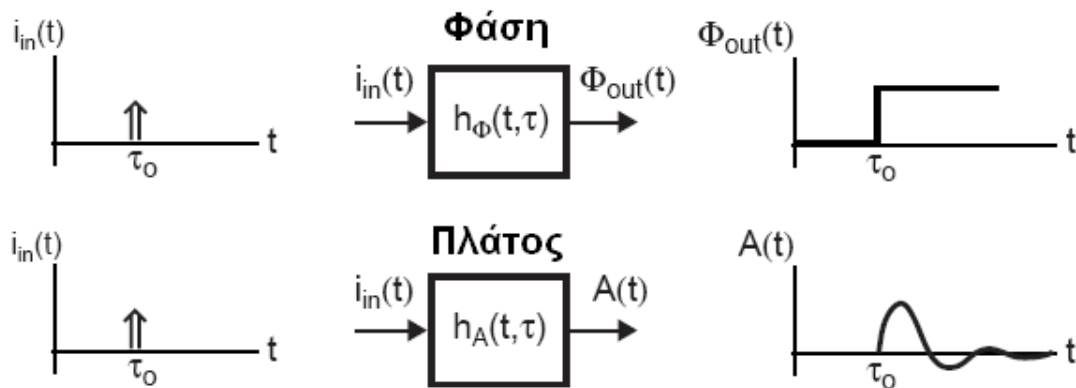
Σχήμα 3.11 Επιπτώσεις στο πλάτος και στη φάση της κυματομορφής εξόδου του ιδανικού ταλαντωτή για διαφορετικές χρονικές στιγμές εφαρμογής της πηγής ρεύματος.

Η στιγμιαία μεταβολή στο πλάτος είναι ίση με:

$$\Delta V = \frac{q_{\max}}{C_{\text{tot}}}$$

Όπου q_{\max} είναι το συνολικό φορτίο που διοχετεύεται στον κόμβο από την κρουστική πηγή ρεύματος και C_{tot} είναι η συνολική χωρητικότητα του κόμβου αυτού. Πρέπει να σημειωθεί ότι η πηγή ρεύματος θα μεταβάλλει μόνο την τάση στα άκρα του πυκνωτή και δεν θα επηρεάσει το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο. Όπως μπορεί να φανεί από τα προηγούμενα σχήματα, οι μεταβολές στο πλάτος και στη φάση του σήματος εξόδου είναι χρονικά εξαρτημένες. Πιο συγκεκριμένα, αν η κρουστική πηγή ρεύματος εφαρμοστεί τη στιγμή όπου η τάση στα άκρα του πυκνωτή λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της, τότε δε θα υπάρξει μεταβολή στη φάση, παρά μόνο στο πλάτος του σήματος εξόδου. Αντίθετα, αν η κρουστική πηγή ρεύματος εφαρμοστεί τη στιγμή όπου η τάση στα άκρα του πυκνωτή λαμβάνει μηδενική τιμή τότε παρατηρείται η

μέγιστη επίδρασή της στη φάση και η ελάχιστη επίδρασή της στο πλάτος. Η υπόθεση της γραμμικότητας των ταλαντωτών είναι βάσιμη και μπορεί να επαληθευτεί με τη χρήση προγραμμάτων προσομοίωσης, εφαρμόζοντας κρουστικές συναρτήσεις ρεύματος με διαφορετικό εμβαδό, δηλαδή διαφορετικά φορτία. Με βάση τις προηγούμενες παρατηρήσεις, μπορούμε τελικά να προσδιορίσουμε το σύστημα ενός ταλαντωτή με τις κρουστικές αποκρίσεις $h_\phi(t,\tau)$ και $h_A(t,\tau)$ [σχήμα 3.12].



Σχήμα 3.12 Προσδιορισμός ενός ταλαντωτή με τις κρουστικές αποκρίσεις $h_A(t,\tau)$ και $h_\phi(t,\tau)$.

Από το προηγούμενο σχήμα παρατηρούμε ότι η κρουστική απόκριση της φάσης ενός οποιουδήποτε ταλαντωτή είναι μια βηματική συνάρτηση της οποίας το πλάτος εξαρτάται περιοδικά από τη χρονική στιγμή t_0 εφαρμογής της κρουστικής διέγερσης. Έτσι, η μοναδιαία κρουστική απόκριση της ‘πλεονάζουσας’ φάσης μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$h_\phi(t,\tau) = \frac{\Gamma(\omega_0\tau)}{q_{\max}} u(t-\tau)$$

όπου $u(t)$ η μοναδιαία βηματική συνάρτηση. Η συνάρτηση $\Gamma(\chi)$ ονομάζεται κρουστική συνάρτηση ευαισθησίας (impulse sensitivity function, ISF) και περιγράφει το ποσό μεταβολής της φάσης που συνεπάγεται η εφαρμογή μιας μοναδιαίας κρουστικής συνάρτησης τη χρονική στιγμή $t=\tau$. Η ISF είναι μια αδιάστατη, περιοδική συνάρτηση με περίοδο 2π , ανεξάρτητη της συχνότητας και του πλάτους. Χρησιμοποιώντας τη συνάρτηση αυτή, η φάση εξόδου υπολογίζεται ως εξής:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_\phi(t,\tau) i(\tau) d\tau = \frac{1}{q_{\max}} \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega_0\tau) i(\tau) d\tau \quad (2)$$

Δεδομένου ότι η ISF είναι περιοδική συνάρτηση, μπορεί να αναπτυχθεί σε σειρά Fourier:

$$\Gamma(\omega_0\tau) = \frac{c_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0\tau + \theta_n)$$

όπου οι συντελεστές c_n λαμβάνουν πραγματικές τιμές και θ_n είναι η φάση της n -οστής αρμονικής. Αποδεικνύεται ότι η θ_n δεν είναι σημαντική για τυχαίο θόρυβο εισόδου και γι' αυτό μπορεί να αγνοηθεί στη συνέχεια της ανάλυσης. Χρησιμοποιώντας την προηγούμενη έκφραση για την ISF καταλήγουμε στην ακόλουθη σχέση για τη φάση εξόδου:

$$\phi(t) = \frac{1}{q_{\max}} \left[\frac{c_0}{2} \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \int_{-\infty}^t i(\tau) \cos(n\omega_0\tau) d\tau \right]$$

Σαν μια πρώτη ειδική περίπτωση, υποθέτουμε ότι διοχετεύουμε στο σύστημα ένα ρεύμα διαταραχής ημιτονοειδούς μορφής με χαμηλή συχνότητα το οποίο δίνεται από την ακόλουθη έκφραση:

$$i(t) = I_0 \cos(\Delta\omega t), \quad \Delta\omega \ll \omega_0$$

Σε αυτήν την περίπτωση η φάση εξόδου θα δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση:

$$\phi(t) \approx \frac{I_0 c_0}{2q_{\max}} \int_{-\infty}^t \cos(\Delta\omega\tau) d\tau = \frac{I_0 c_0 \sin(\Delta\omega t)}{2q_{\max} \Delta\omega}$$

Ως αποτέλεσμα δηλαδή θα εμφανιστούν 2 κρουστικές συναρτήσεις στη φασματική πυκνότητα ισχύος της $\phi(t)$ στα σημεία $\pm\Delta\omega$. Η φασματική πυκνότητα ισχύος της $\phi(t)$ συμβολίζεται με $S_{\phi}(\omega)$.

Σαν δεύτερη ειδική περίπτωση εξετάζουμε το ενδεχόμενο η συχνότητα της διαταραχής να είναι παραπλήσια με αυτή του φέροντος. Έστω δηλαδή ότι η διαταραχή έχει τη μορφή:

$$i(t) = I_1 \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t]$$

Τώρα, η φάση εξόδου θα προσδιορίζεται από τη σχέση:

$$\phi(t) \approx \frac{I_1 c_1 \sin(\Delta\omega t)}{2q_{\max} \Delta\omega} \quad (3)$$

το οποίο και πάλι συνεπάγεται την εμφάνιση 2 κρουστικών συναρτήσεων στη φασματική πυκνότητα ισχύος της $\phi(t)$ στα σημεία $\pm\Delta\omega$.

Εν γένει, η εφαρμογή ενός ρεύματος με συχνότητα κοντά σε κάποιο ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας ταλάντωσης θα έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση δυο

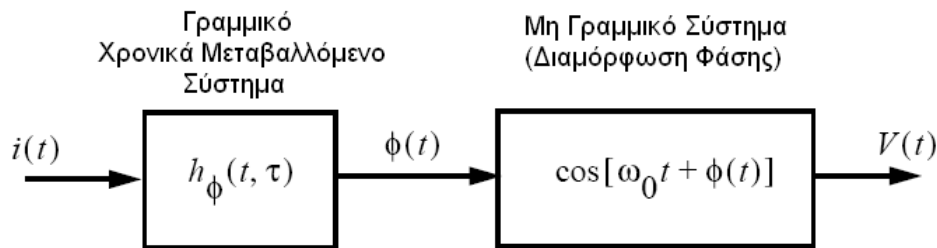
ίσων πλευρικών ζωνών στη φασματική πυκνότητα ισχύος της $\phi(t)$ στα σημεία $\pm\Delta\omega$. Για μια ρευματική διαταραχή δηλαδή της μορφής:

$$i(t) = I_n \cos[(n\omega_0 + \Delta\omega)t]$$

η έξοδος θα δίνεται από τη σχέση:

$$\phi(t) \approx \frac{I_n c_n \sin(\Delta\omega t)}{2q_{\max} \Delta\omega}$$

Προκειμένου να καταστεί δυνατός ο υπολογισμός της φασματικής πυκνότητας ισχύος της τάσης εξόδου $S_v(\omega)$ του ταλαντωτή, είναι απαραίτητη η γνώση του τρόπου με τον οποίο συσχετίζεται η τάση εξόδου με τις μεταβολές στη φάση. Όπως απεικονίζεται στο σχήμα 3.13 η διαδικασία μετατροπής του θορύβου ρεύματος σε τάση εξόδου μπορεί να αναπαρασταθεί με την “σε σειρά” ένωση δυο συστημάτων. Το πρώτο αντιστοιχεί σε ένα γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα το οποίο μετατρέπει το ρεύμα σε φάση όπως συζητήθηκε προηγουμένως. Το δεύτερο αντιστοιχεί σε ένα μη γραμμικό σύστημα διαμόρφωσης φάσης, το οποίο μετατρέπει τη φάση σε τάση.



Σχήμα 3.13 Αναπαράσταση της διαδικασίας μετατροπής του θορύβου ρεύματος σε τάση εξόδου με την σε σειρά ένωση δυο συστημάτων.

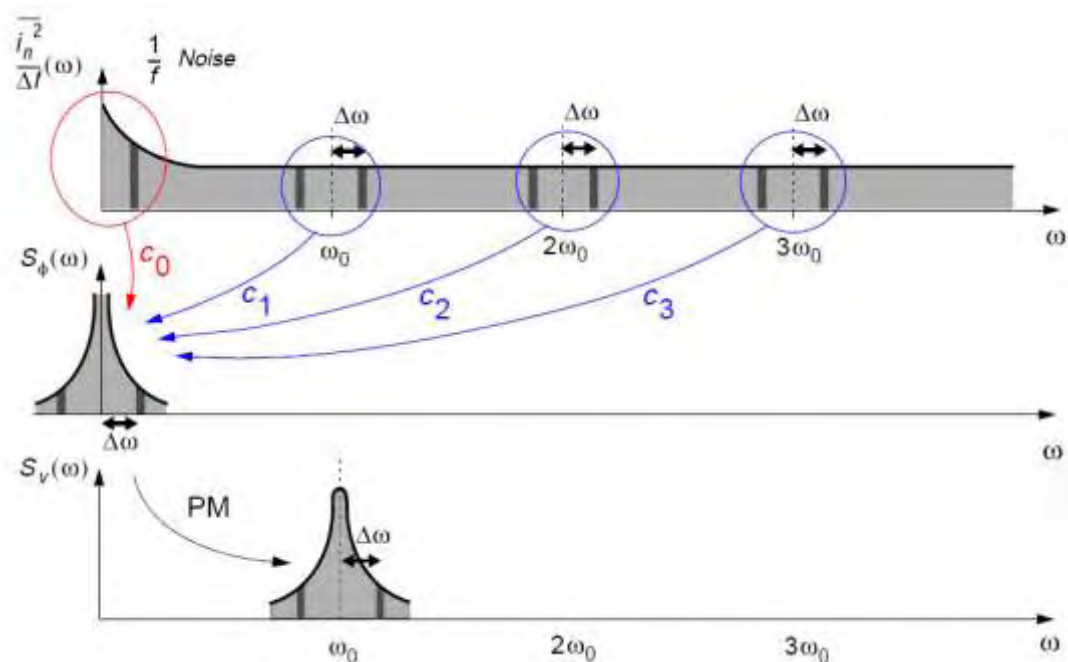
Ως συνάρτηση μεταφοράς του δεύτερου συστήματος χρησιμοποιείται η έκφραση $\cos[\omega_0 t + \phi(t)]$ καθότι επιθυμούμε να υπολογίσουμε την πλευρική ισχύ περί τη θεμελιώδη συχνότητα. Αντικαθιστώντας την $\phi(t)$ από τη σχέση (3) στη σχέση (1), παρατηρούμε ότι η κυματομορφή της τάσης εξόδου διαμορφώνεται κατά φάση από απλό τόνο.

Συνεπώς, η εφαρμογή ρεύματος με συχνότητα $n\omega_0 + \Delta\omega$ έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση δυο ίσων πλευρικών ζωνών στις θέσεις $\omega_0 \pm \Delta\omega$ με την πλευρική ισχύ ως προς το φέρον να δίνεται από τη σχέση:

$$P_{SBC}(\Delta\omega) = 10 \log \left(\frac{I_n c_n}{4q_{\max} \Delta\omega} \right)^2 \quad (4)$$

Από τα προηγούμενα είναι φανερό ότι η χρήση ενός γραμμικού, χρονικά μεταβαλλόμενου συστήματος είναι απαραίτητη γιατί ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα δεν μπορεί να ερμηνεύσει το ζεύγος των ίσων πλευρικών ζωνών κοντά στο φέρον οι οποίες προέρχονται από πηγές στις συχνότητες $\omega_0 + \Delta\omega$. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα δεν μπορεί να εμφανίσει στην έξοδό του συχνότητες πέρα από αυτές που υπάρχουν στην είσοδο και αυτές που σχετίζονται με τους πόλους του συστήματος.

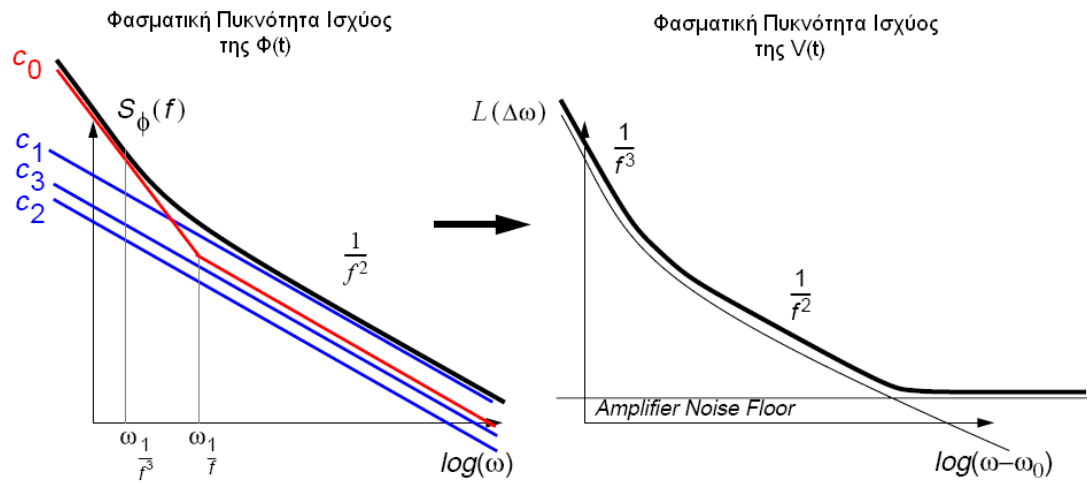
Στη συνέχεια μελετάμε την περίπτωση τυχαίου ρεύματος θορύβου $i_n(t)$ του οποίου η φασματική πυκνότητα ισχύος αποτελείται από μια επίπεδη περιοχή και μια περιοχή $1/f$ [σχήμα 5.13]. Σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση, οι συνιστώσες θορύβου οι οποίες βρίσκονται κοντά σε ακέραια πολλαπλάσια της συχνότητας ταλάντωσης μετασχηματίζονται σε χαμηλής συχνότητας θόρυβο πλευρικής ζώνης στο φάσμα $S_\phi(\omega)$. Έπειτα, ο θόρυβος αυτός μετατρέπεται σε θόρυβο φάσης για την $S_v(\omega)$ μέσω του μηχανισμού διαμόρφωσης φάσης. Όλη η διαδικασία απεικονίζεται στο σχήμα 3.14.



Σχήμα 3.14 Μετατροπή του θορύβου σε μεταβολές της φάσης και σε θόρυβο φάσης πλευρικών ζωνών.

Από τη θεωρία προβλέπεται η ύπαρξη των περιοχών $1/f^3$, $1/f^2$ και μιας επίπεδης περιοχής στο φάσμα του θορύβου φάσης. Καταρχάς, οι πηγές θορύβου χαμηλής συχνότητας όπως για παράδειγμα ο θόρυβος αναλαμπής, σταθμίζονται με το συντελεστή c_0 και εμφανίζουν εξάρτηση $1/f^3$ από τη μετατόπιση συχνότητας. Τα τμήματα λευκού θορύβου κοντά σε ακέραια πολλαπλάσια της συχνότητας ταλάντωσης, σταθμίζονται από τους υπόλοιπους c_n συντελεστές και δημιουργούν την περιοχή $1/f^2$ στο φάσμα του θορύβου φάσης. Τέλος, το επίπεδο τμήμα στο φάσμα του

θορύβου φάσης προκύπτει από το επίπεδο λευκού θορύβου των πηγών θορύβου του ταλαντωτή. Η συνολική ισχύς θορύβου πλευρικής ζώνης προκύπτει ως το άθροισμα των προηγούμενων περιοχών όπως φαίνεται στο σχήμα 3.15.



Σχήμα 3.15 Φασματική πυκνότητας ισχύος της $\Phi(t)$ και της $V(t)$.

Έστω ότι έχουμε μια γεννήτρια ρεύματος θορύβου με λευκή φασματική πυκνότητα $\overline{i_n^2} / \Delta f$. Πρέπει να σημειωθεί εδώ ότι ο όρος I_n στη σχέση (4) αντιπροσωπεύει το μέγιστο πλάτος, οπότε $I_n^2 / 2 = \overline{i_n^2} / \Delta f$ για $\Delta f = 1$ Hz. Με βάση όλα τα προηγούμενα λοιπόν, ο θόρυβος φάσης στην περιοχή $1/f^2$ θα δίνεται από τη σχέση:

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \log \left(\frac{\overline{i_n^2} \sum_{n=0}^{\infty} c_n^2}{4q_{\max}^2 \Delta\omega^2} \right)$$

Αξιοποιώντας και τη σχέση του Parseval έχουμε ότι:

$$\sum_{n=0}^{\infty} c_n^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} |\Gamma(x)|^2 dx = 2\Gamma_{rms}^2$$

όπου Γ_{rms} είναι η ενεργός τιμή της $\Gamma(x)$. Καταλήγουμε λοιπόν στην ακόλουθη έκφραση για το θόρυβο φάσης στην περιοχή $1/f^2$:

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \log \left(\frac{\Gamma_{rms}^2 \overline{i_n^2} / \Delta f}{q_{\max}^2 2\Delta\omega^2} \right)$$

Ο θόρυβος των ενεργών στοιχείων στην περιοχή όπου κυριαρχεί ο θόρυβος αναλαμπής στο φάσμα του θορύβου φάσης ($\Delta\omega < \omega_{1/f}$), μπορεί να οριστεί ως εξής:

$$\overline{i_{n,1/f}^2} = \overline{i_n^2} \frac{\omega_{1/f}}{\Delta\omega}$$

όπου $\omega_{1/f}$ είναι η συχνότητα γονάτου του $1/f$ θορύβου των ενεργών στοιχείων. Με βάση τα παραπάνω, η έκφραση για την $1/f^3$ περιοχή προκύπτει:

$$L\{\Delta\omega\} = 10 \log \left(\frac{c_0^2 \overline{i_n^2} / \Delta f \omega_{1/f}}{q_{\max}^2 8\Delta\omega^2 \Delta\omega} \right)$$

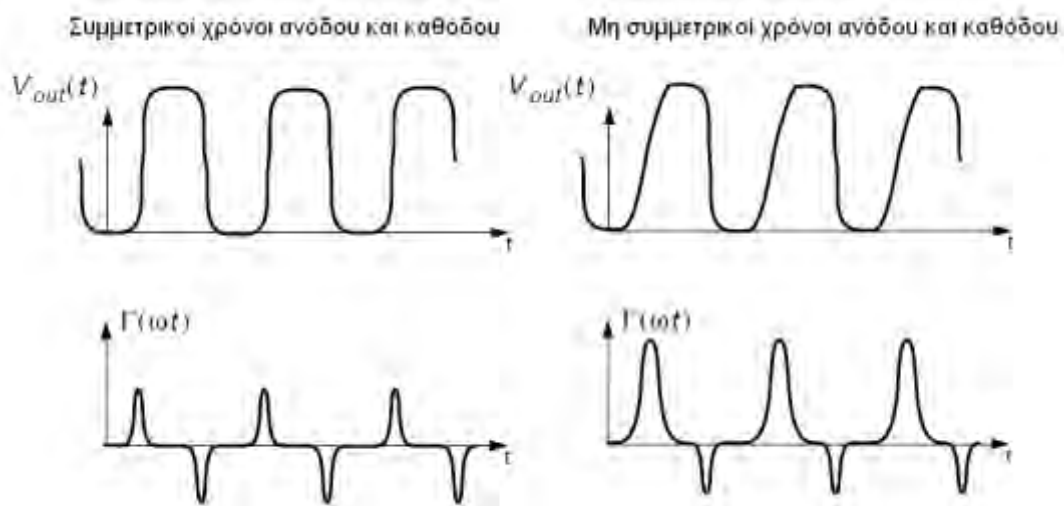
Εξισώνοντας τις εκφράσεις για το θόρυβο φάσης στις περιοχές $1/f^3$ και $1/f^2$ προκύπτει εύκολα ότι η συχνότητα γονάτου της περιοχής $1/f^3$ δίνεται από τη σχέση:

$$\omega_{1/f^3} = \omega_{1/f} \left(\frac{c_0}{2\Gamma_{ms}} \right)^2 \approx \omega_{1/f} \frac{1}{2} \left(\frac{c_0}{c_1} \right)^2$$

Παρατηρούμε δηλαδή ότι η $1/f^3$ συχνότητα γονάτου του θορύβου φάσης δεν είναι ίση με τη $1/f$ συχνότητα γονάτου του θορύβου των ενεργών στοιχείων. Ο συντελεστής c_0 δίνεται από τη σχέση:

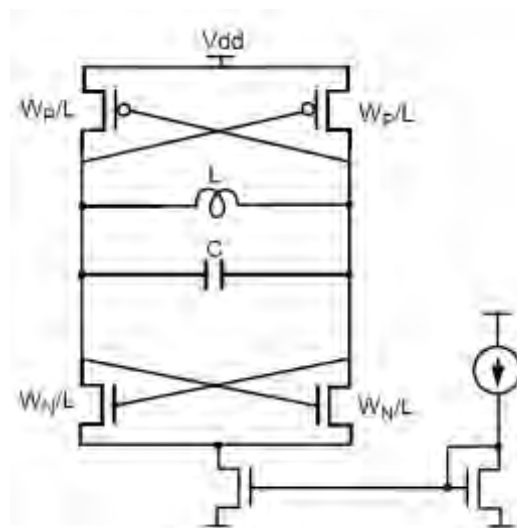
$$c_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Gamma(x) dx$$

και η τιμή του μπορεί να μειωθεί, μειώνοντας τη dc στάθμη της συνάρτησης $\Gamma(x)$. Η dc στάθμη της $\Gamma(x)$, η οποία εξαρτάται από τη συμμετρία των χρόνων ανόδου και καθόδου, καθορίζει συνεπώς τη συνεισφορά του θορύβου χαμηλής συχνότητας στο θόρυβο φάσης. Στο σχήμα 3.17 απεικονίζεται η επιρροή αυτής της συμμετρίας στη συνάρτηση $\Gamma(x)$.



Σχήμα 3.16 Επίδραση της συμμετρίας των χρόνων ανόδου και καθόδου στην συνάρτηση $\Gamma(\chi)$.

Η δυνατότητα ρύθμισης της συμμετρίας της κυματομορφής εξόδου, μεταβάλλοντας το λόγο των διαστάσεων των PMOS και NMOS τρανζίστορ είναι η αιτία που η ακόλουθη τοπολογία είναι η πλέον δημοφιλής στη σχεδίαση ταλαντωτών [σχήμα 3.18].



Σχήμα 3.17 Χρήση PMOS και NMOS τρανζίστορ με σκοπό τη ρύθμιση της συμμετρίας της κυματομορφής εξόδου.

Ένα τελευταίο σημείο που απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή κατά τη μελέτη του θορύβου είναι οι κυκλοστατικές πηγές θορύβου. Με τον όρο αυτό χαρακτηρίζουμε τις τυχαίες πηγές θορύβου του ταλαντωτή των οποίων οι στατιστικές ιδιότητες μεταβάλλονται χρονικά, με κάποιον περιοδικό τρόπο. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι ο θόρυβος του καναλιού ενός MOS τρανζίστορ καθώς η ισχύς θορύβου διαμορφώνεται από την

τάση υπεροδήγησης πύλης και πηγής, η οποία μεταβάλλεται περιοδικά. Αντίθετα, υπάρχουν και πηγές θορύβου των οποίων οι στατιστικές ιδιότητες δεν μεταβάλλονται ούτε χρονικά, ούτε από το σημείο λειτουργίας του κυκλώματος. Αυτές οι πηγές θορύβου ονομάζονται στατικές και χαρακτηριστικό παράδειγμα μιας τέτοιας πηγής θορύβου αποτελεί ο θερμικός θόρυβος μιας αντίστασης.

Μια λευκή κυκλοστατική πηγή ρεύματος θορύβου $i_n(t)$ μπορεί να σπάσει σε όρους ως εξής:

$$i_n(t) = i_{n0}(t) \alpha(\omega_0 t)$$

όπου $i_n(t)$ είναι μια λευκή κυκλοστατική διαδικασία, $i_{n0}(t)$ μια λευκή στατική διαδικασία και $\alpha(\omega_0 t)$ μια ντετερμινιστική περιοδική συνάρτηση η οποία περιγράφει τη διαμόρφωση πλάτους του θορύβου. Η $\alpha(\omega_0 t)$ είναι εξ ορισμού κανονικοποιημένη συνάρτηση με μέγιστη τιμή τη μονάδα. Με αυτόν τον τρόπο ο όρος $\overline{i_{n0}^2}$ ισούται με τη μέγιστη μέση τετραγωνική ισχύ θορύβου $i_n^2(t)$, η οποία μεταβάλλεται περιοδικά με το χρόνο. Εφαρμόζοντας την παραπάνω έκφραση για το $i_n^2(t)$ στη σχέση (2) προκύπτει ότι:

$$\phi(t) = \int_{-\infty}^t i_n(\tau) \frac{\Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{\max}} d\tau = \int_{-\infty}^t i_{n0}(\tau) \frac{\alpha(\omega_0 \tau) \Gamma(\omega_0 \tau)}{q_{\max}} d\tau$$

Είναι λοιπόν φανερό ότι μπορεί κάποιος να χειριστεί τον κυκλοστατικό θόρυβο ως στατικό θόρυβο ο οποίος εφαρμόζεται σε ένα σύστημα με ενεργή ISF η οποία δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

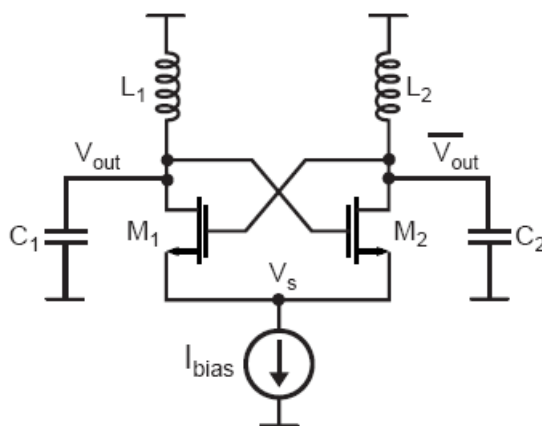
$$\Gamma_{eff}(x) = \Gamma(x) \alpha(x)$$

όπου η συνάρτηση $\alpha(x)$ μπορεί εύκολα να προσδιοριστεί από τις χαρακτηριστικές θορύβου των στοιχείων και το σημείο λειτουργίας.

Ολοκληρώνοντας, τα πλεονεκτήματα του μοντέλου Hajimiri είναι ότι δεν περιέχει εμπειρικές παραμέτρους οι οποίες πρέπει να προσδιοριστούν μέσω μετρήσεων και παρέχει τη δυνατότητα για ακριβείς και ποσοτικές προβλέψεις για το θόρυβο φάσης. Τα μειονεκτήματά του είναι ότι απαιτεί χρονοβόρες προσομοιώσεις, των οποίων ο χρόνος εκτέλεσης αυξάνει με την αύξηση των στοιχείων, και το γεγονός ότι δε διευκολύνει τη διαισθητική σχεδίαση με το χέρι.

Κεφάλαιο 4. Ταλαντωτής Διασταυρωμένου Ζεύγους

Μια πολύ βασική τοπολογία LC ταλαντωτών η οποία έχει ευρεία εφαρμογή σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα αποτελεί ο ταλαντωτής διασταυρωμένου ζεύγους (cross coupled oscillator) [Σχήμα 4.1]. Πρόκειται για μια πολύ απλή τοπολογία, η οποία χάριν της διαφορικής της υλοποίησης επιτυγχάνει καλές επιδόσεις όσον αφορά το θόρυβο φάσης.

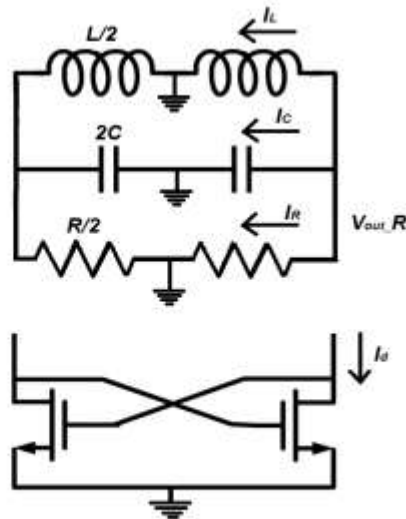


Σχήμα 4.1 Βασική τοπολογία ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους

4.1 Κριτήρια ταλάντωσης

Στη συγκεκριμένη τοπολογία εφαρμόζεται θετική ανάδραση, συνθήκη η οποία είναι αναγκαία αλλά όχι ικανή σύμφωνα με το κριτήριο του Barkhausen για αμείωτες ταλαντώσεις. Για να εξασφαλίζεται αμείωτη ταλάντωση σε μια σταθερή τάση V_{peak} , θα πρέπει επιπλέον η ενέργεια που χάνεται από το LC tank μέσα σε μια περίοδο να αναπληρώνεται από τα ενεργά στοιχεία, στην προκειμένη τα NMOS (αυτή τη θεμελιώδη ιδέα υλοποιεί η προσέγγιση της αρνητικής αντιστάσεως και αποτελεί την συνθήκη σταθερής κατάστασης (*steady state condition*)). Παρόλο που η τελευταία συνθήκη εξασφαλίζει τη διεξαγωγή αμείωτων ταλαντώσεων, δεν εξασφαλίζει την έναρξη αυτών από κατάσταση ηρεμίας. Για να καθορίσουμε το τελευταίο ακολουθούμε την παρακάτω κυκλωματική ανάλυση:

Αρχικά, ο ταλαντωτής βρίσκεται στην κατάσταση ηρεμίας ($V_{diff}=0$) πάνω στην οποία επενεργεί διαταραχή (θόρυβος) και δημιουργεί -μικρή- διαφορά τάσης στα άκρα του LC tank. Η διαφορά τάσης αυτή ξεκινά μία ταλάντωση η οποία ενισχύεται συνεχώς έως ότου και σταθεροποιείται σε μία μέγιστη τιμή V_{peak} .



Σχήμα 4.2 Κυκλωματική ανάλυση για τον καθορισμό συνθήκης έναρξης των ταλαντώσεων

Λόγω συμμετρίας του κυκλώματος, κάθε κεντρικός κόμβος θεωρείται γείωση, ενώ λόγω του διαφορικού ζεύγους οι δυο έξοδοι παρουσιάζουν διαφορά φάσης 180°. Οπότε έχουμε,

$$V_{out_R} = -V_{out_L} \quad (1)$$

$$V_{diff} = V_{out_R} - V_{out_L} \quad (2)$$

$$\text{Η (2) λόγω της (1) γίνεται } V_{diff} = 2V_{out_R} \quad (3).$$

Από το νόμο του Kirchoff στον κόμβο V_{out_R} έχουμε:

$$I_C + I_L + I_R + I_d = 0 \Rightarrow$$

$$2sCV_{out_R} + \frac{2V_{out_R}}{sL} + \frac{2V_{out_R}}{R} + gm(-V_{out_R}) = 0 \quad (4).$$

Πολλαπλασιάζοντας με s και διαιρώντας με C παίρνουμε:

$$V_{out_R} \left(s^2 + \frac{s}{RC} - \frac{sgm}{sC} + \frac{1}{LC} \right) = 0 \quad (5)$$

με χαρακτηριστική εξίσωση την :

$$s^2 + \frac{s \left(G - \frac{gm}{2} \right)}{C} + \frac{1}{LC} = 0 \quad \mu\epsilon \quad G = \frac{1}{R} \quad (6)$$

Η (6) είναι της μορφής $s^2 + 2s\alpha + \omega_0^2 = 0$, η οποία έχει χαρακτηριστικές ρίζες

τις $s_1 = -a + \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$ και $s_2 = -a - \sqrt{a^2 - \omega_0^2}$. Από την θεωρία και ανάλυση των διαφορικών εξισώσεων γνωρίζουμε ότι όταν οι χαρακτηριστικές ρίζες είναι συζυγείς με θετικό πραγματικό μέλος ($a < 0$) τότε η λύση της διαφορικής είναι μία ημιτονοειδής συνάρτηση η οποία αυξάνει εκθετικά ως το άπειρο. Το κριτήριο λοιπόν για να αρχίσουν οι ταλαντώσεις από μία σταθερή κατάσταση ($V_{diff} = 0$) και συνεχώς να αυξάνονται για μία μικρή φραγμένη είσοδο (εδώ ο θόρυβος) είναι:

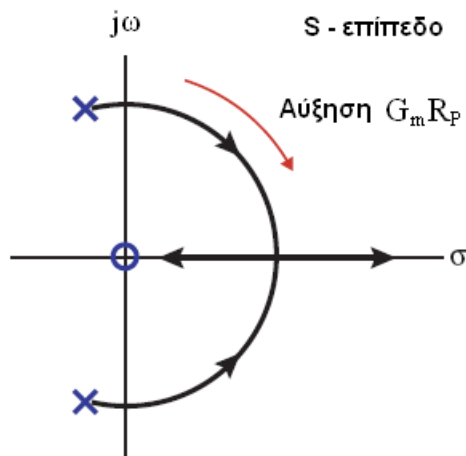
$$a < 0 \quad (7)$$

Από την (6) έχουμε ότι
$$\frac{G - \frac{gm}{2}}{c} = 2a \Rightarrow a = \frac{G - \frac{gm}{2}}{2c} \quad (8)$$

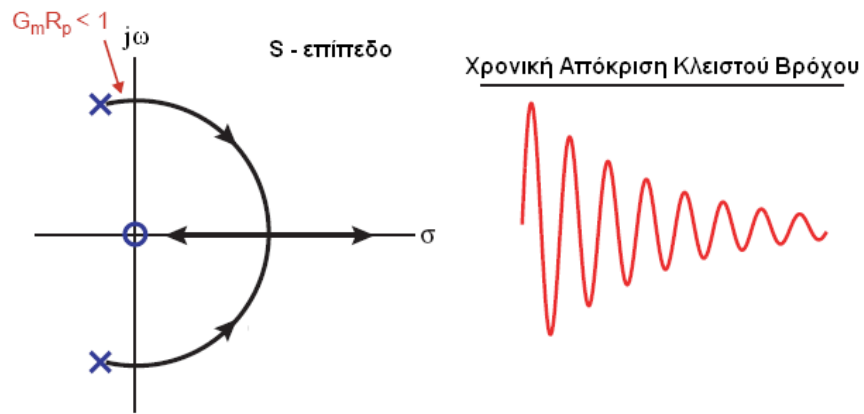
Επομένως η (7) λόγω της (8) συνεπάγεται :

$$G - \frac{gm}{2} < 0 \Rightarrow gm > 2G \quad (9)$$

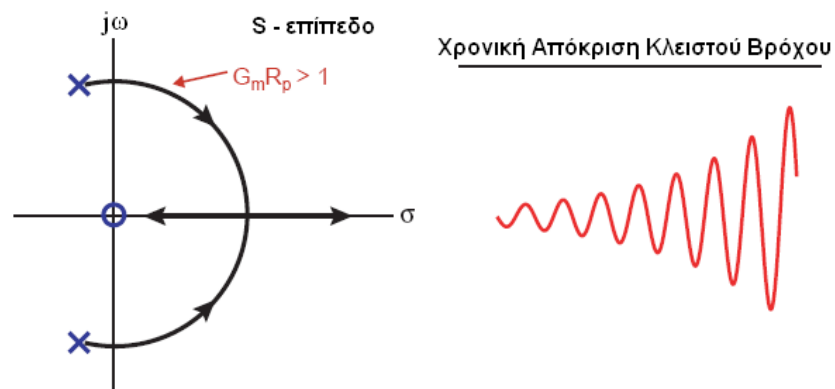
Παρατηρούμε ότι όσο η διαγωγιμότητα του πmos είναι μεγαλύτερη από το διπλάσιο της αγωγιμότητας του LC tank τότε έχουμε αυξανόμενη ταλάντωση. Η ανίσωση (9) αποτελεί την συνθήκη έναρξης ταλαντώσεων. Για διαγωγιμότητα του LC tank ίση με $R_p/2$ (οπότε και η (9) θα γίνει $gmR_p > 1$) παραθέτουμε παρακάτω το γεωμετρικό τόπο των ριζών, ο οποίος μας επιτρέπει να παρατηρήσουμε τις θέσεις των πόλων του κλειστού βρόχου ως συνάρτηση των πόλων και μηδενικών του ανοιχτού βρόχου και το κέρδος ανοιχτού βρόχου gmR_p .



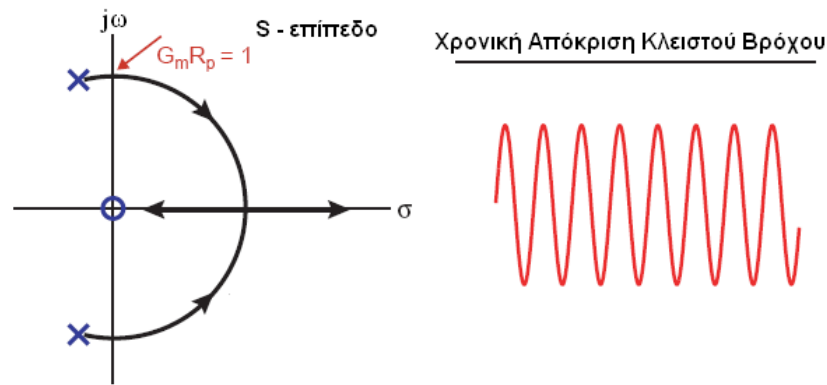
Σχήμα 4.3 Γεωμετρικός τόπος του συστήματος. Αύξηση του γινομένου gmR_p αντιστοιχεί σε μετακίνηση των πόλων προς το δεξιό ημιπίεδο.



Σχήμα 4.4 Επιλογή μικρού G_m έχει ως συνέπεια οι πόλοι του κλειστού βρόγχου να καταλήγουν στο αριστερό ημιεπίπεδο, το οποίο συνεπάγεται απόσβεση των ταλαντώσεων.



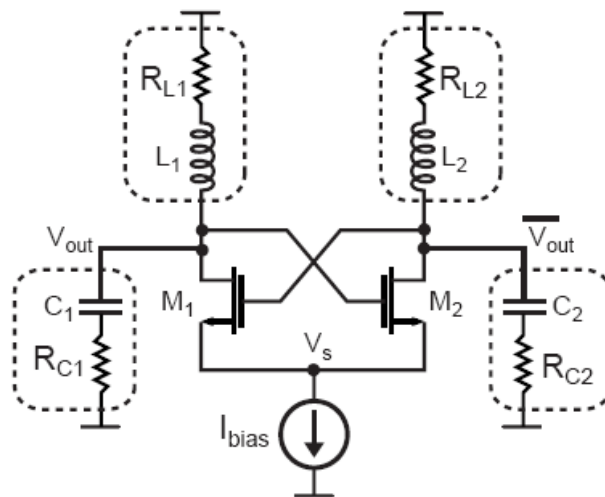
Σχήμα 4.5 Επιλογή μεγάλου G_m έχει ως συνέπεια οι πόλοι του κλειστού βρόγχου να καταλήγουν στο δεξιό ημιεπίπεδο, το οποίο συνεπάγεται εμφάνιση ταλαντώσεων αυξανόμενου πλάτους.



Σχήμα 4.6 Επιλογή κατάλληλου G_m έχει ως συνέπεια οι πόλοι του κλειστού βρόγχου να καταλήγουν πάνω στον φανταστικό άξονα, το οποίο συνεπάγεται ταλαντώσεις σταθερού πλάτους

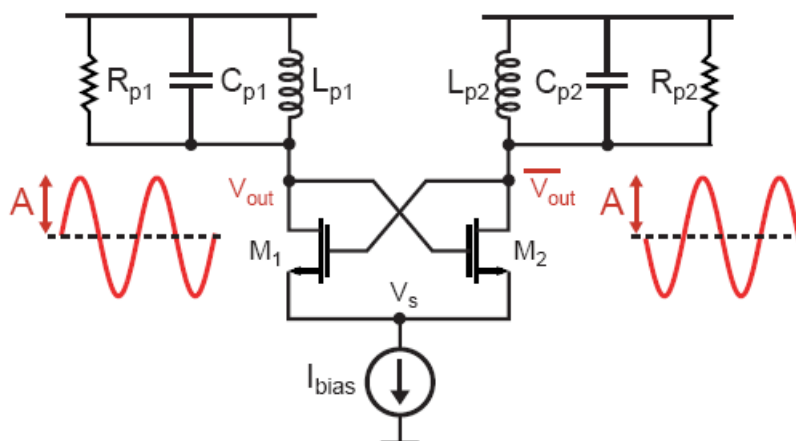
4.2 Ανάλυση ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους

Αν στην βασική τοπολογία του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους που παραθέσαμε παραπάνω λάβουμε υπόψιν τις απώλειες στα πηνία και στους πυκνωτές καταλήγουμε στο ακόλουθο σχήμα. Υπενθυμίζεται πάντως ότι οι περισσότερες απώλειες οφείλονται στα πηνία.



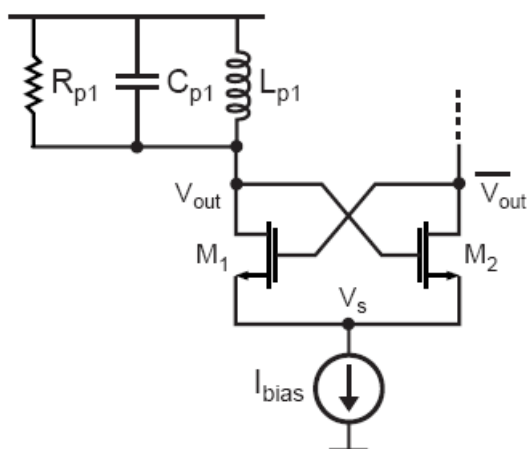
Σχήμα 4.7 Βασική τοπολογία ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους συμπεριλαμβανομένων των απωλειών των παθητικών στοιχείων.

Εν συνέχεια, αν χρησιμοποιήσουμε τον μετασχηματισμό του αρχικού RLC δικτύωματος σε ένα παράλληλο RLC δικτύωμα στενής ζώνης καταλήγουμε στο παρακάτω σχήμα.



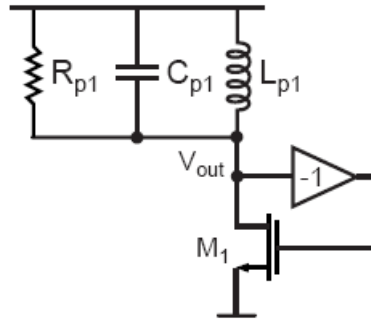
Σχήμα 4.8 Τοπολογία ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους με παράλληλο RLC δικτύωμα στενής ζώνης

Επιπλέον αξιοποιώντας τη συμμετρία του κυκλώματος, μπορούμε να το σπάσουμε σε δυο κλάδους και να μελετήσουμε μόνο το αντίστοιχο ημικύκλωμα [σχήμα 4.9].



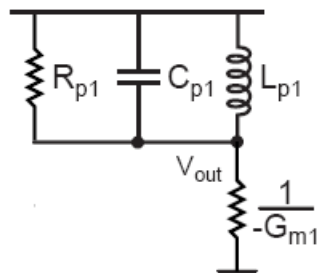
Σχήμα 4.9 Ημικύκλωμα ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους

Λαμβάνοντας υπόψη και το γεγονός ότι οι τάσεις στις υποδοχές των M_1 και M_2 είναι συμπληρωματικές καταλήγουμε στο σχήμα 4.10.



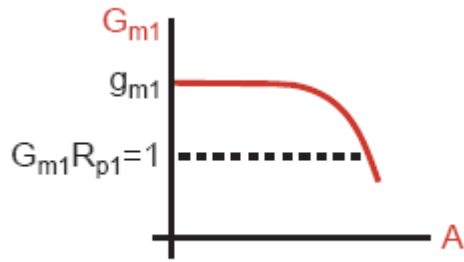
Σχήμα 4.10 Εξασφάλιση αντισυμμετρικότητας εξόδων με αντιστροφέα

Η ανάλυση ολοκληρώνεται παρατηρώντας ότι το M_1 είναι συνδεδεμένο ως δίοδος με αρνητική διαγωγιμότητα οπότε και το αντικαθιστούμε με μια αρνητική αντίσταση $-1/G_m$ [σχήμα 4.11]. Με G_m συμβολίζουμε τη διαγωγιμότητα ισχυρού σήματος. Να σημειωθεί ότι η παραπάνω αντικατάσταση έγινε λαμβάνοντας υπόψη την προσέγγιση ότι αγωγιμότητα εξόδου του τρανζίστορ g_d είναι αμελητέα σε σχέση με τη διαγωγιμότητά του.



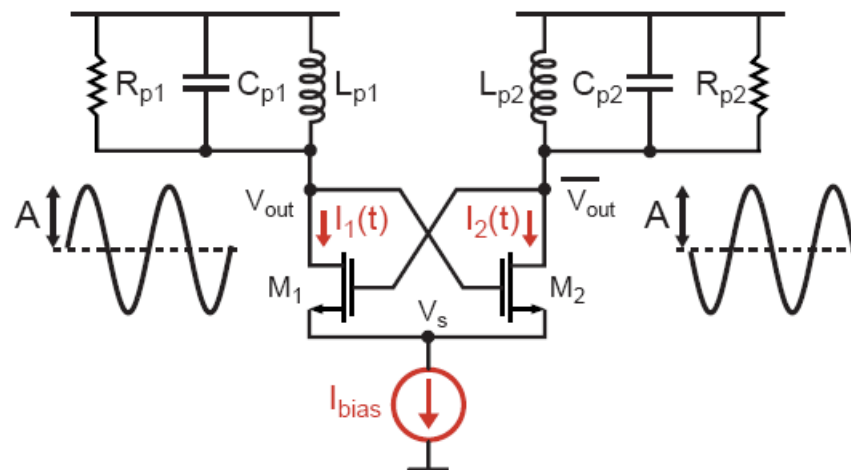
Σχήμα 4.11 Αντικατάσταση transistor M1 από αντίσταση $-1/G_{m1}$

Στην πράξη η τιμή της διαγωγιμότητας g_{m1} αρχικά επιλέγεται αρκετά μεγαλύτερη από $1/R_{p1}$. Στη συνέχεια, καθώς το πλάτος του σήματος εξόδου αυξάνει, η τιμή της μειώνεται μέχρι που τελικά φτάνει να ισούται με $1/R_{p1}$ [σχήμα 3.7]. Σε εκείνο το σημείο σταθεροποιείται και το πλάτος των ταλαντώσεων.



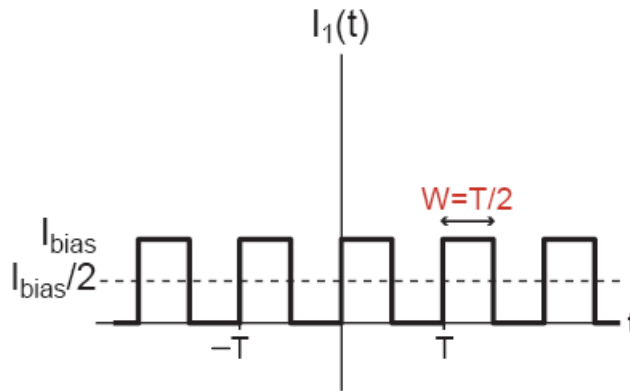
Σχήμα 4.12 Μείωση της τιμής της διαγωγιμότητας με την αύξηση του πλάτους των ταλαντώσεων.

Στο σημείο αυτό, θέλοντας να εκφράσουμε το πλάτος ταλάντωσης συναρτήσει του ρεύματος πόλωσης, παραθέτουμε το παρακάτω κύκλωμα αναφοράς του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους.



Σχήμα 4.13 Κύκλωμα αναφοράς του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για τον υπολογισμό του πλάτους ταλάντωσης

Η κυματομορφή $I_1(t)$ είναι τετραγωνικός παλμός όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 4.14 Κυματομορφή του ρεύματος $I_1(t)$.

Μας ενδιαφέρει να προσδιορίσουμε τη θεμελιώδη αρμονική του ρεύματος δεδομένου ότι η dc συνιστώσα και οι υπόλοιπες αρμονικές τελικά φιλτράρονται από το δικτύωμα LC. Κάνοντας χρήση της σειράς Fourier προκύπτει εύκολα ότι η θεμελιώδης αρμονική του ρεύματος είναι η εξής:

$$I_1(t)|_{\text{θεμελιώδης}} = \frac{2}{\pi} I_{\text{bias}} \sin(\omega_0 t)$$

Αυτό συνεπάγεται ότι το πλάτος ταλάντωσης θα δίνεται από τη σχέση:

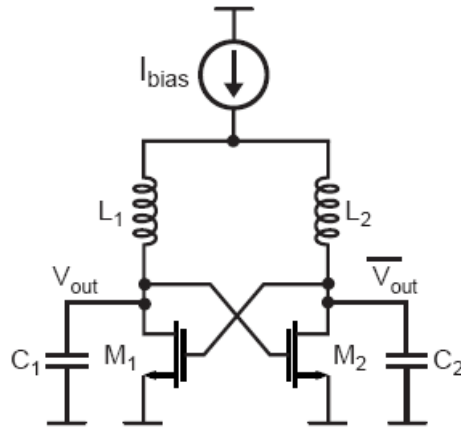
$$A = \frac{2}{\pi} I_{\text{bias}} R_p$$

Πάντως στην πράξη, στις υψηλές συχνότητες η κυματομορφή του ρεύματος $I_1(t)$ είναι περισσότερο ημιτονοειδής παρά τετραγωνική, με αποτέλεσμα το πλάτος εξόδου να προσεγγίζεται καλύτερα από τη σχέση:

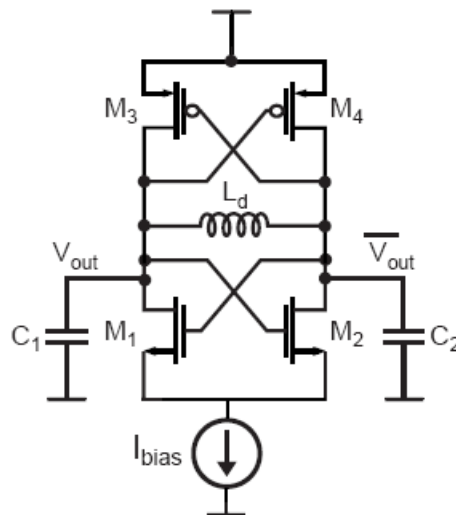
$$A \approx I_{\text{bias}} R_p$$

4.3 Εναλλακτικοί τρόποι σχεδίασης

Υπάρχουν διάφορες εναλλακτικές τοπολογίες που μπορούν να προκύψουν αν αλλάξουμε λίγο τη δομή της αρχικής τοπολογίας που αναλύσαμε προηγουμένως. Η πόλωση για παράδειγμα μπορεί να γίνει συνδέοντας μια πηγή ρεύματος στο άνω μέρος του κυκλώματος όπως φαίνεται στο σχήμα 4.15. Επίσης ανεξάρτητα από τον τρόπο πόλωσης είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν τρανζίστορ PMOS αντί για NMOS. Πάντως η δημοφιλέστερη τοπολογία φαίνεται στο σχήμα 4.16 η οποία υλοποιείται με τη ταυτόχρονη χρήση τρανζίστορ NMOS και PMOS. Η συγκεκριμένη τοπολογία έχει αποδειχθεί ότι επιτυγχάνει καλύτερο θόρυβο φάσης για δεδομένη κατανάλωση.



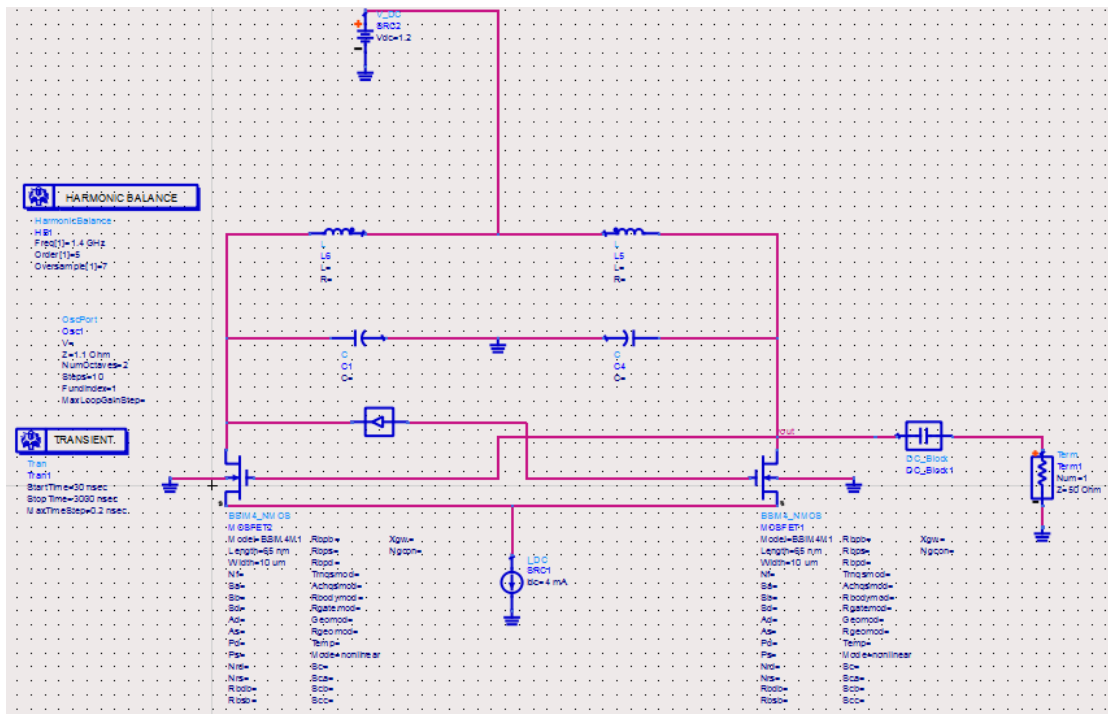
Σχήμα 4.15 Πόλωση του ταλαντωτή με τη χρήση μιας πηγής ρεύματος στο άνω μέρος του κυκλώματος.



Σχήμα 4.16 Υλοποίηση ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους τόσο με χρήση τρανζίστορ NMOS όσο και PMOS.

4.4 Προσομοιώσεις ADS

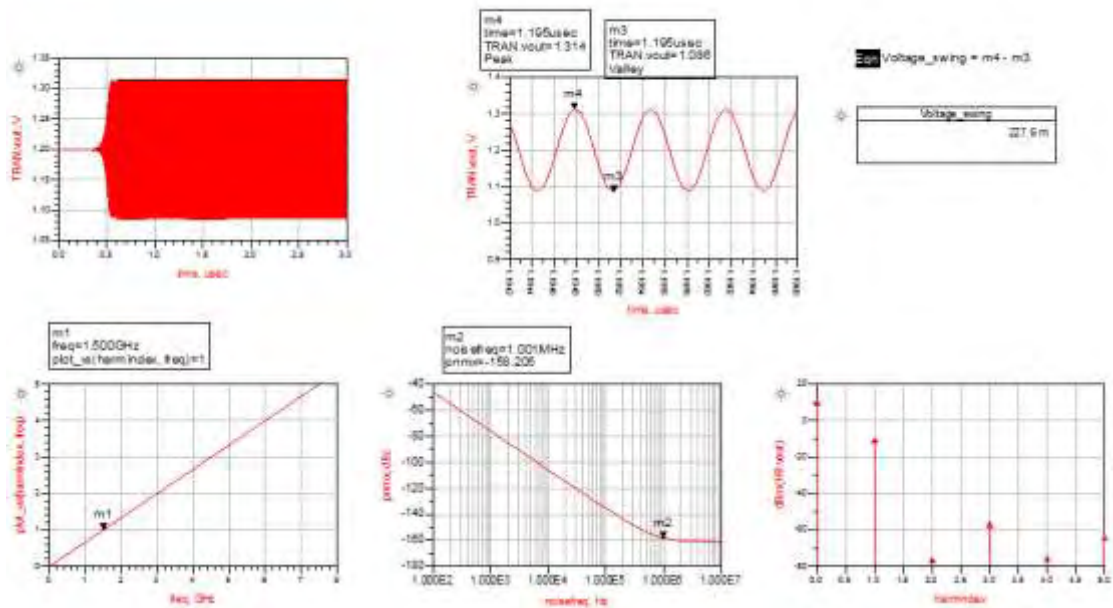
Κατά την προσομοίωσή μας στο λογισμικό του ADS, επιλέξαμε το μοντέλο BSIM4 των τρανζίστορ με $L=65\text{nm}$, τάση τροφοδοσίας 1.2 Volt και ρεύμα πόλωσης της τάξης των 4mA .Η βασική τοπολογία όπως σχεδιάστηκε στο ADS παρουσιάζεται στο σχήμα 4.17(χωρίς την επιλογή τιμών για τα παθητικά στοιχεία L και C).



Σχήμα 4.17 Βασική τοπολογία ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους σχεδιασμένη στο ADS.

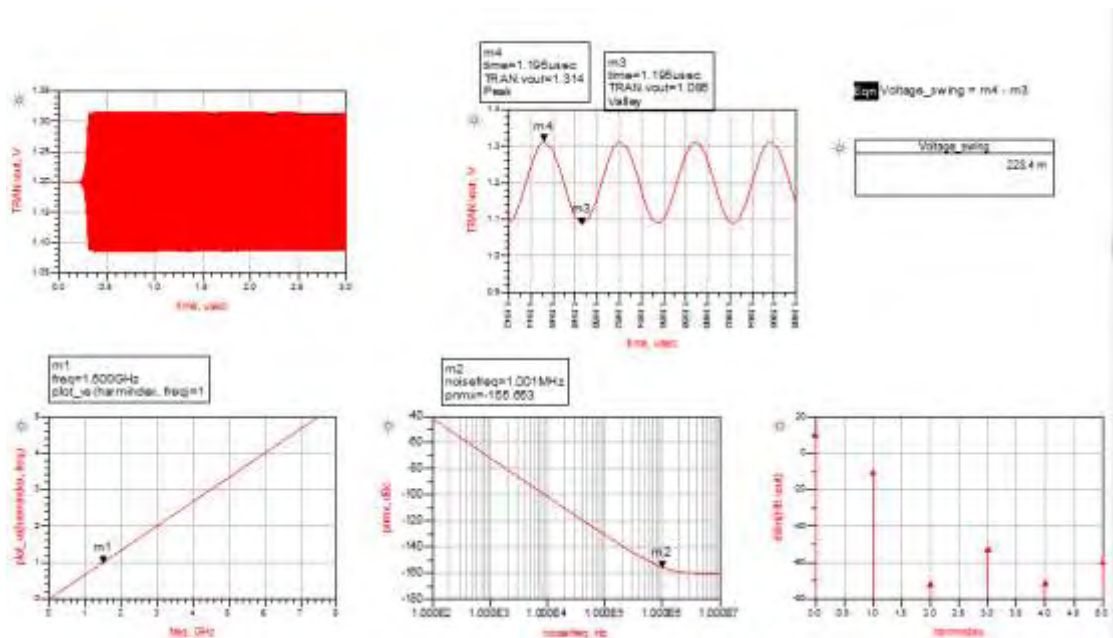
Θέλοντας να σχεδιάσουμε τον ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους να έχει συχνότητα ταλάντωσης στα 1.5GHz, θα πρέπει από τη σχέση $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$, που δίνει τη συχνότητα ταλάντωσης, $LC = 11.25 * 10^{-21}$. Για σταθερό ρεύμα πόλωσης στα 4mA και σταθερά πλάτη των transistor $W=10\mu m$ δοκιμάσαμε διάφορες τιμές των L και C διατηρώντας παράλληλα το γινόμενο σταθερό (ώστε να μην αλλάξει η συχνότητα ταλάντωσης). Παραθέτουμε παρακάτω τα αποτελέσματα όσον αφορά το θόρυβο φάσης και την ισχύ του σήματος εξόδου για τις διάφορες τιμές των L και C.

Για $L = 0.225nH$ και $C = 50pF$:



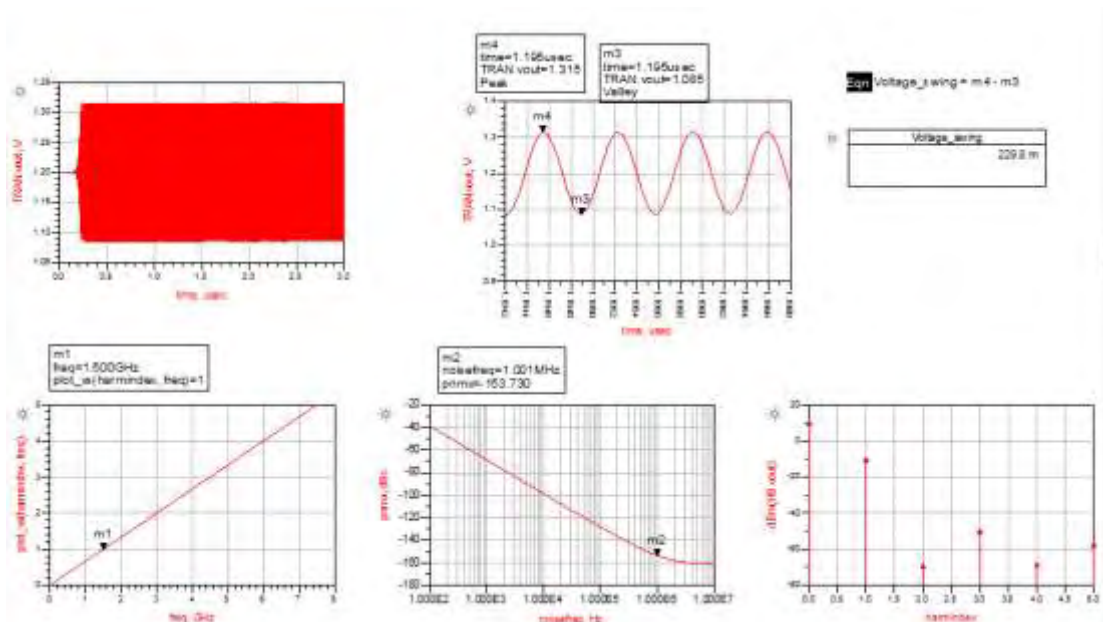
Σχήμα 4.18 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.225\text{nH}$ και $C = 50\text{pF}$.

Για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$:



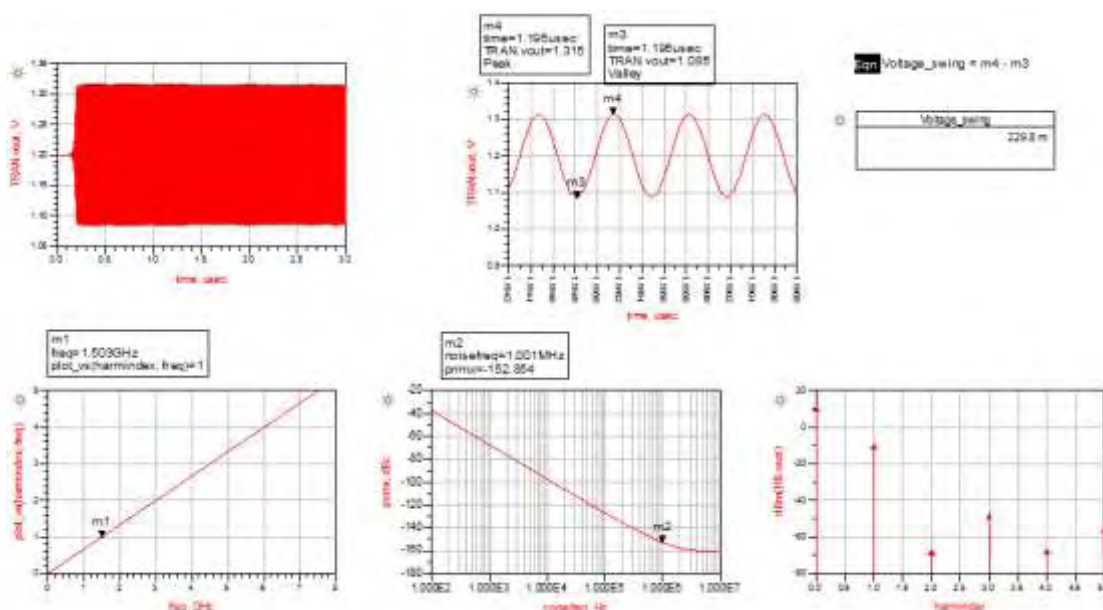
Σχήμα 4.19 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$.

Για $L = 0.5\text{nH}$ και $C = 22.5\text{pF}$:



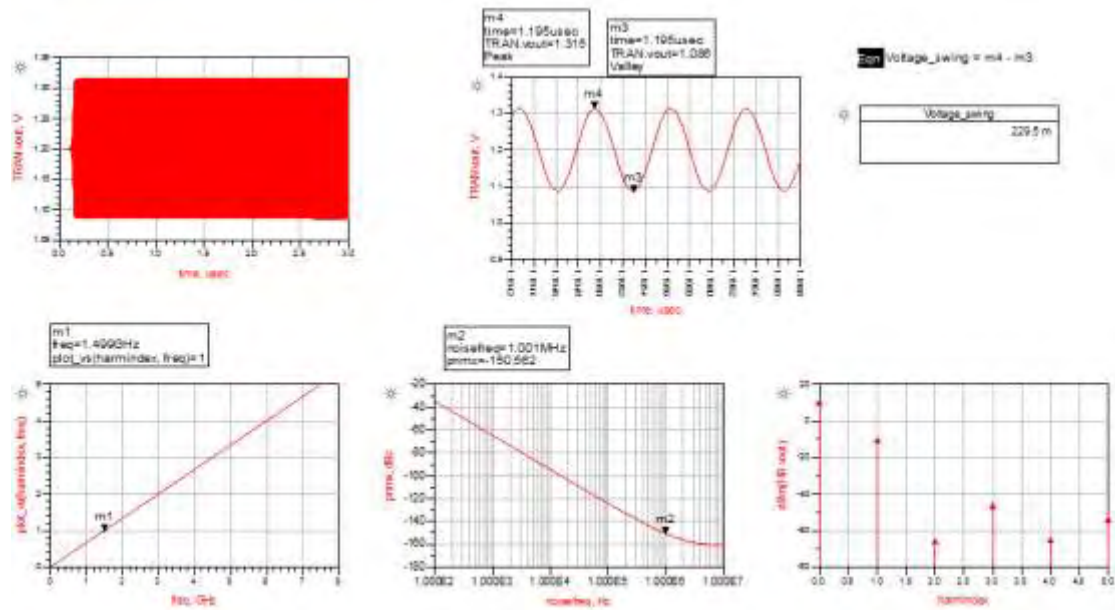
Σχήμα 4.20 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.5\text{nH}$ και $C = 22.5\text{pF}$.

Για $L = 0.56\text{nH}$ και $C = 20\text{pF}$:



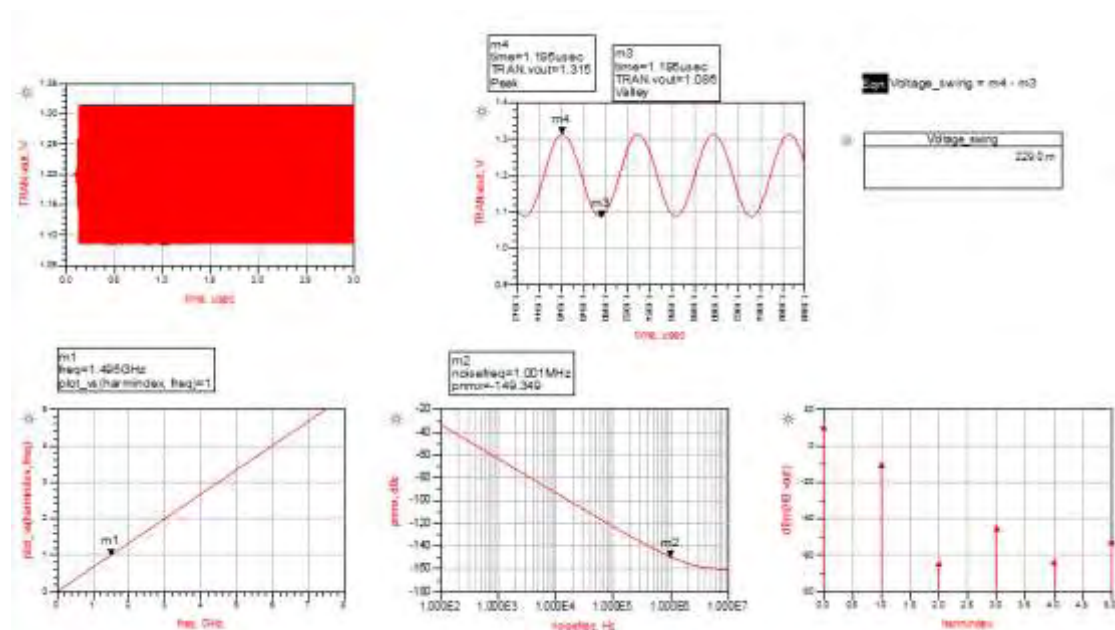
Σχήμα 4.21 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.56\text{nH}$ και $C = 20\text{pF}$.

Για $L = 0.75\text{nH}$ και $C = 15\text{pF}$:



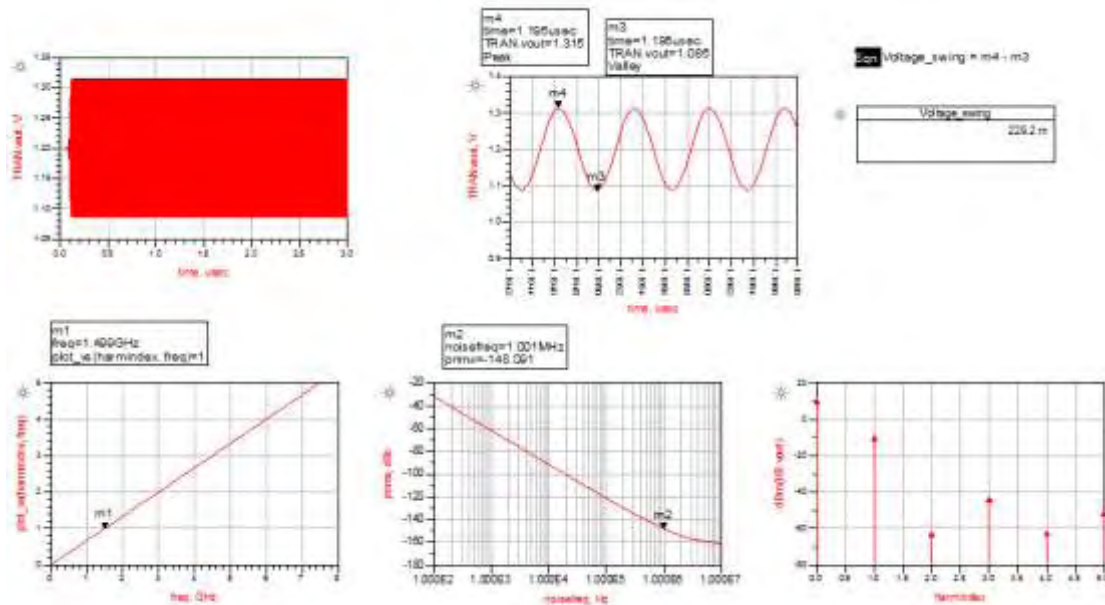
Σχήμα 4.22 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.75\text{nH}$ και $C = 15\text{pF}$.

Για $L = 0.87\text{nH}$ και $C = 13\text{pF}$:



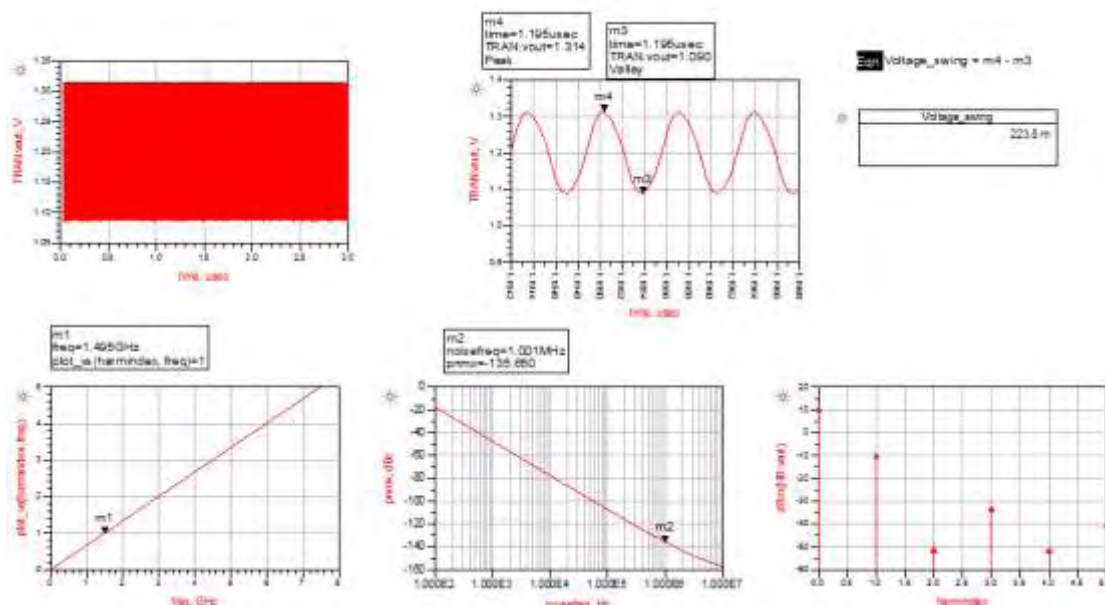
Σχήμα 4.23 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.87\text{nH}$ και $C = 13\text{pF}$.

Για $L = 1\text{nH}$ και $C = 11.25\text{pF}$:



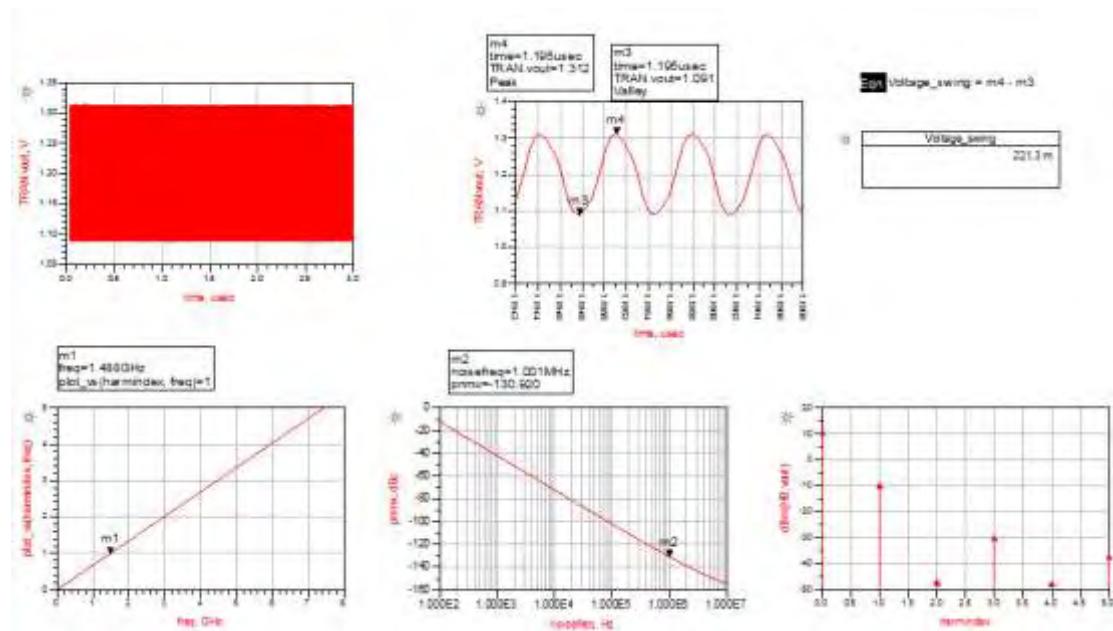
Σχήμα 4.24 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 1\text{nH}$ και $C = 11.25\text{pF}$.

Για $L = 3.4\text{nH}$ και $C = 3.3\text{pF}$:



Σχήμα 4.25 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 3.4\text{nH}$ και $C = 3.3\text{pF}$.

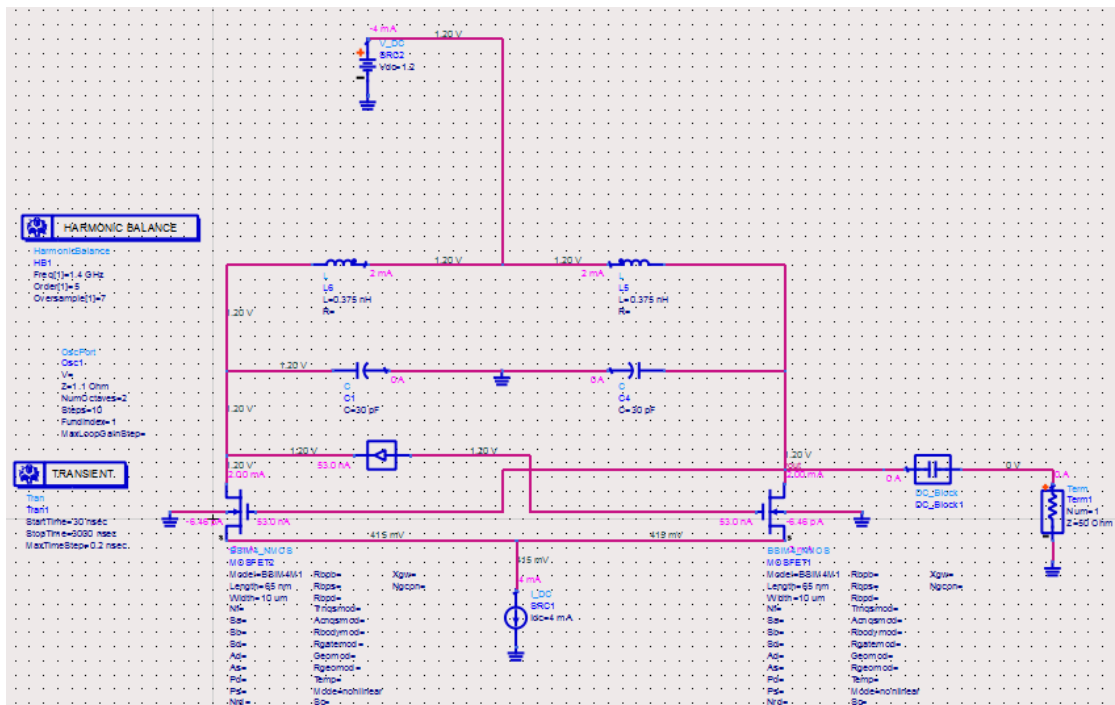
Για $L = 5\text{nH}$ και $C = 2.25\text{pF}$:



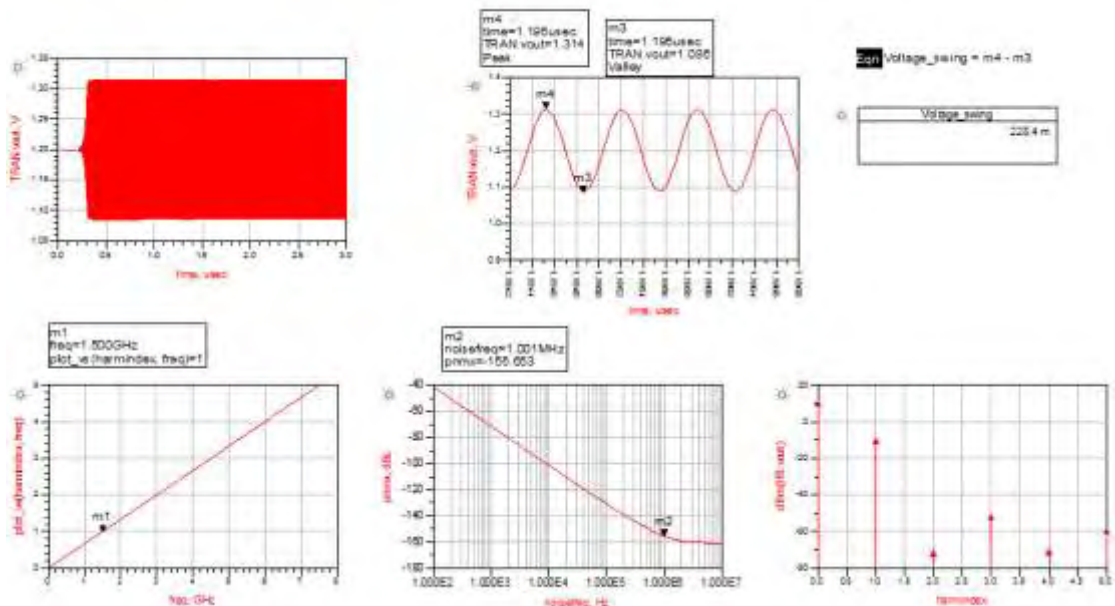
Σχήμα 4.26 Ισχύς σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 5\text{nH}$ και $C = 2.25\text{pF}$.

Παρατηρήσαμε ότι όσο αυξάνεται η τιμή του πυκνωτή και μειώνεται αυτή του πηνίου αντίστοιχα, αυξάνεται παράλληλα η καθυστέρηση εκκίνησης των ταλαντώσεων. Από την άλλη αυξάνοντας την τιμή του πηνίου και μειώνοντας αυτή του πυκνωτή το ημίτονό μας χαλάει πραγματικά που φαίνεται και οπτικά από το νουτ αλλά και από τις αρμονικές (δεν απέχουν πολύ σε dBm όπως σε μεγαλύτερες τιμές του πυκνωτή και όπως θα θέλαμε ιδανικά).

Για το ζεύγος τιμών $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$ παρουσιάζουμε τόσο το σχηματικό, ενσωματώνοντας παράλληλα και την dc ανάλυση καθώς επίσης και τα αποτελέσματα όσον αφορά το την ισχύ του σήματος εξόδου και το θόρυβο φάσης.



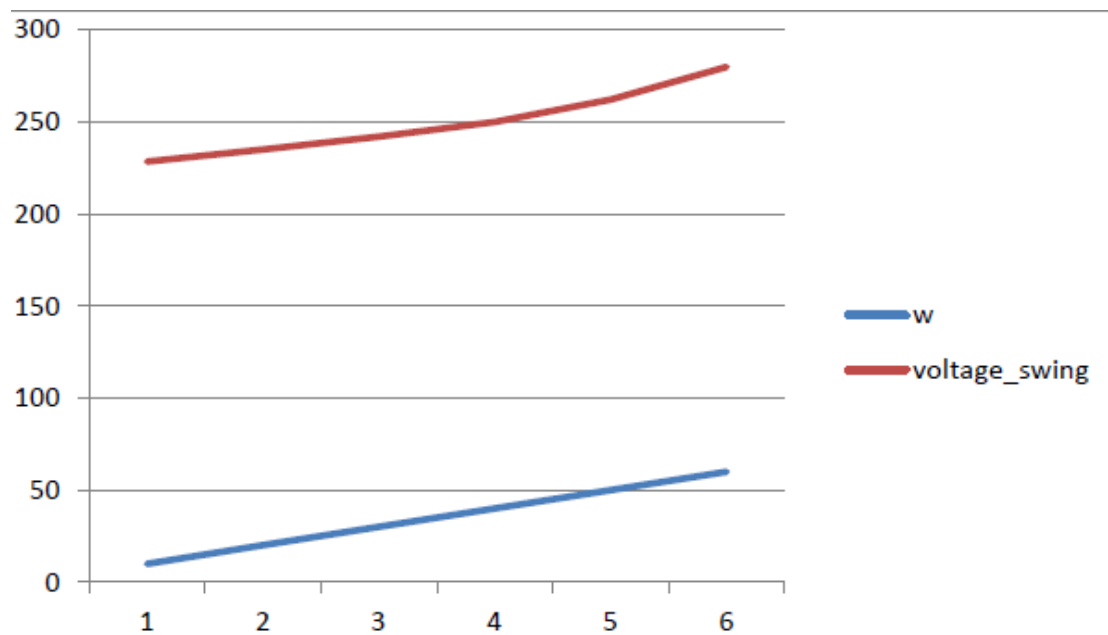
Σχήμα 4.27 Σχηματικό με ενσωματωμένη DC ανάλυση του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$.



Σχήμα 4.28 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$.

Το voltage swing είναι στα 228.4mV, η συχνότητα ταλάντωσης επιβεβαιώνει το θεωρητικό αποτέλεσμα στα 1,5GHz, ενώ ο θόρυβος φάσης που μας δίνει ο

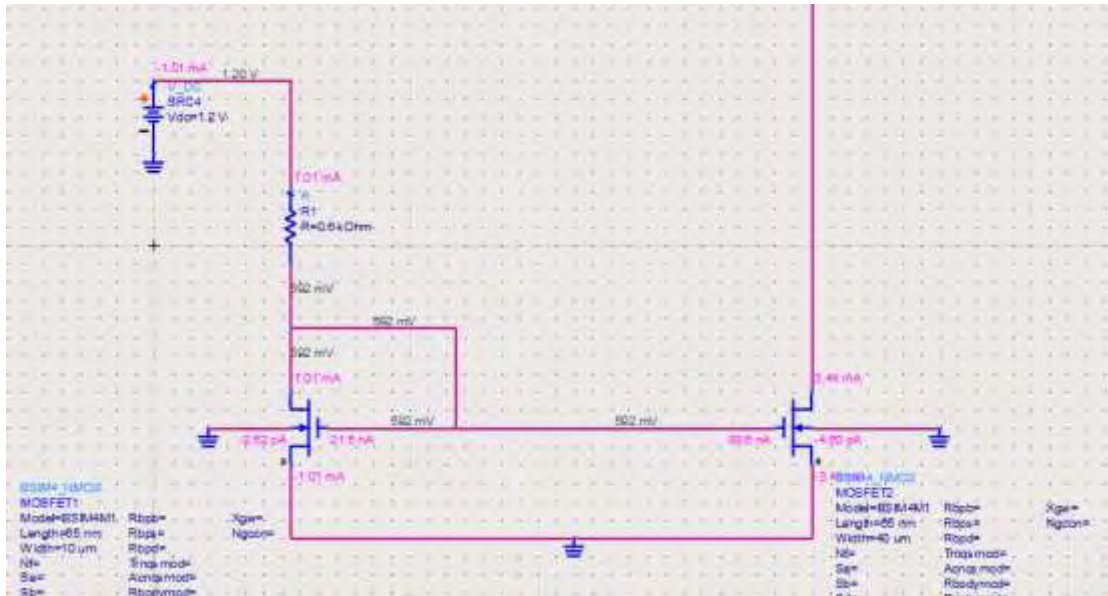
ταλαντωτής(στη συχνότητα ταλάντωσης) είναι $-155.653@1\text{MHz}$,γεγονός που σημαίνει ότι έχει καλή απόρριψη θορύβου στις υψηλές συχνότητες. Επιπλέον παρατηρώντας τις αρμονικές(η δεύτερη απέχει κατά 60dbm,η τρίτη κατά 40dbm, η τέταρτη κατά 60dbm και η πέμπτη κατά 50dbm) ,συμπεραίνουμε πως η έξοδος μας προσεγγίζει κατά πολύ το ημίτονο. Παρακάτω παρουσιάζουμε την επίδραση που έχει στο voltage swing η αύξηση του πλάτους των transistors.



Σχήμα 4.29 Επίδραση που έχει στο voltage swing η αύξηση του πλάτους των τρανζίστορ.

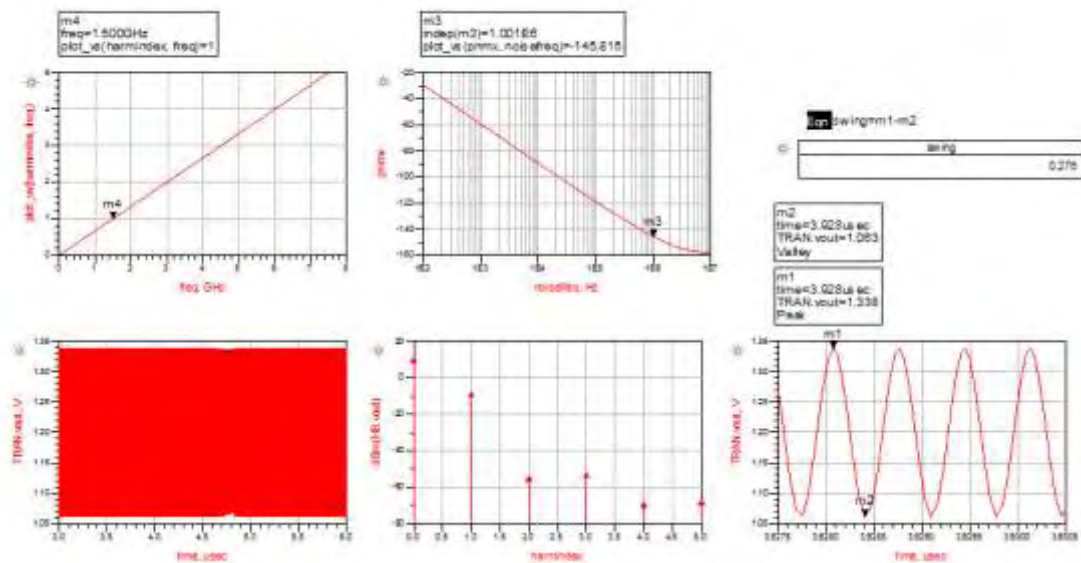
Παρατηρούμε ότι αύξηση του πλάτους των transistor θα σημάνει από τη μια αύξηση του voltage swing,αλλά θα σημάνει παράλληλα και κατάληψη μεγαλύτερης επιφάνειας στο ολοκληρωμένο.

Τέλος υλοποιήσαμε τον cross coupled ταλαντωτή με καθρέπτη ρεύματος αντί για ιδανική πηγή.



Σχήμα 4.30 Καθρέπτης ρεύματος για πόλωση του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους

Η αντίστοιχη έξοδος είναι:



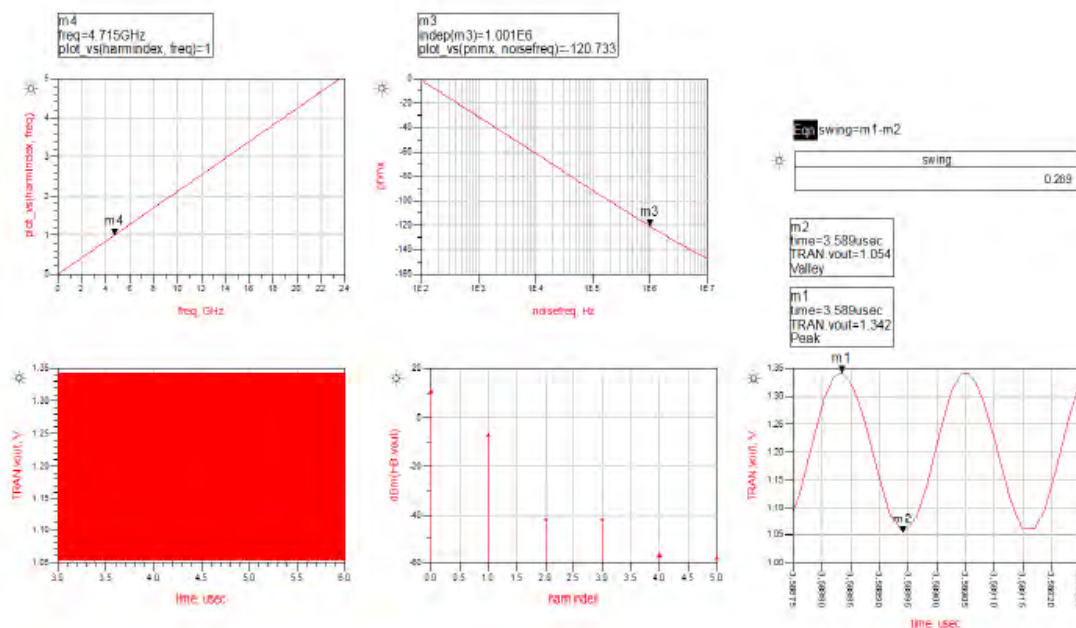
Σχήμα 4.31 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 30\text{pF}$ μετά την προσθήκη καθρέπτη ρεύματος.

Ο θόρυβος φάσης λόγω του καθρέπτη αυξήθηκε από τα $-155.653\text{dBc}@1\text{MHz}$ στα $-145,815\text{ dBc}@1\text{MHz}$.

4.5 Εύρος συντονισμού

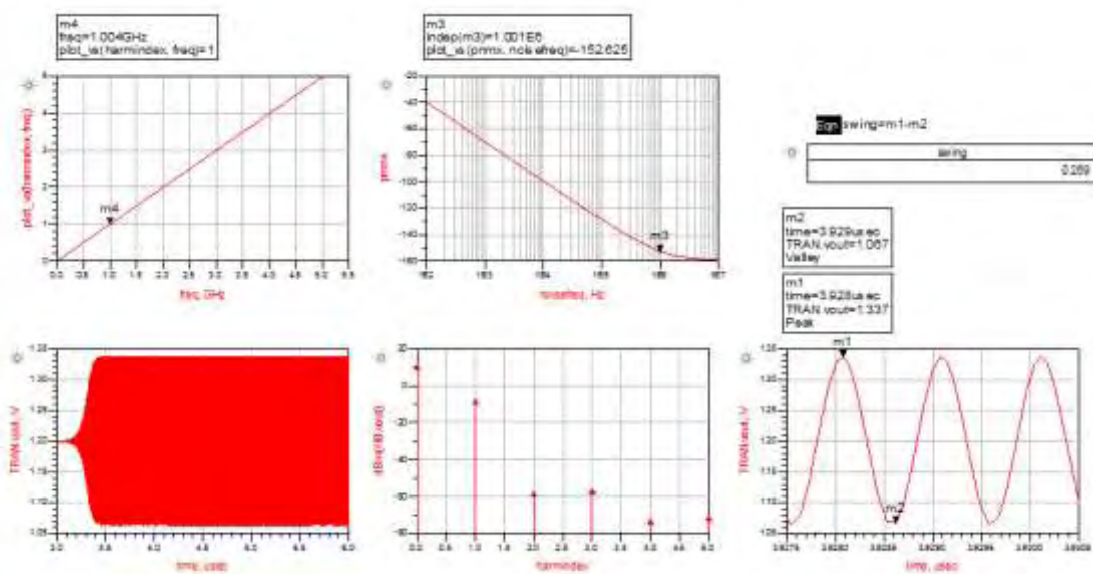
Παρακάτω, θέτοντας κάποιες προδιαγραφές θα δούμε το εύρος συντονισμού που μπορεί να επιτύχει ο ταλαντωτής μας αλλάζοντας την τιμή των πυκνωτών του LC tank.

Όσον αφορά τη συχνότητα ταλάντωσης, δεν θέλουμε να πέφτει κάτω από το 1GHz, ενώ το phase noise δε θέλουμε να υπερβαίνει τα $-120\text{dBc}@1\text{MHz}$. Επίσης, αναφορικά με την ισχύ του σήματος εξόδου, δε θέλουμε να πέφτει κάτω από τα -10dbm , ενώ η δεύτερη αρμονική να απέχει από την πρώτη το λιγότερο 40dbm . Με βάση τις παραπάνω προδιαγραφές ελαττώνοντας την τιμή των πυκνωτών και διατηρώντας σταθερή αυτή του πηνίου, από τη μια αυξήσαμε τη συχνότητα ταλάντωσης, αλλά απ' την άλλη αυξήσαμε και το θόρυβο φάσης. Για $C=3\text{pF}$, η συχνότητα ταλάντωσης υπολογίστηκε στα 4.715GHz , ενώ ο θόρυβος φάσης άγγιξε το ανώτερο επιτρεπτό όριο με βάση τις προδιαγραφές (δηλαδή τα $-120\text{dBc}@1\text{MHz}$). Παρακάτω παραθέτουμε τα αντίστοιχα αποτελέσματα της προσομοίωσης μας στο ADS.



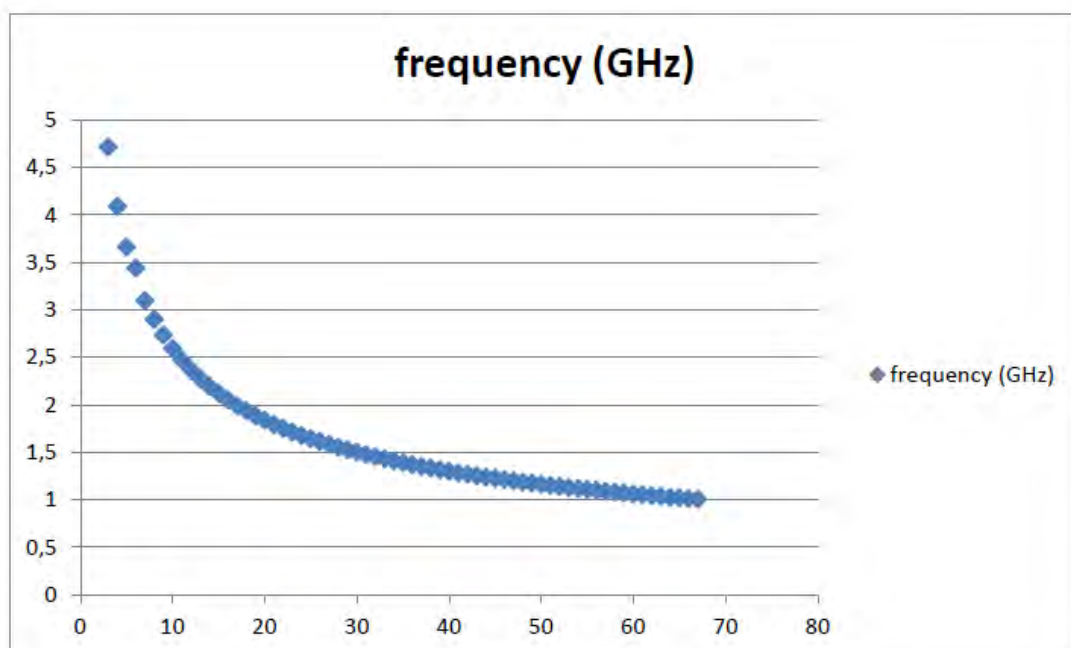
Σχήμα 4.32 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 3\text{pF}$.

Αντίθετα, αυξάνοντας την τιμή των πυκνωτών, μειώσαμε τη συχνότητα που ταλαντώνεται το κύκλωμά μας, ενώ παράλληλα ελαττώσαμε το θόρυβο φάσης, γεγονός που σημαίνει ότι όσο χαμηλώνει η συχνότητα ταλάντωσης έχουμε υψηλότερη απόρριψη θορύβου. Για $C = 67\text{pF}$ παίρνουμε συχνότητα ταλάντωσης 1.004GHz και θόρυβο φάσης $-152.625\text{dBc}@1\text{MHz}$. Παρακάτω φαίνονται τα σχετικά αποτελέσματα της προσομοίωσής μας.



Σχήμα 4.33 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 67\text{pF}$.

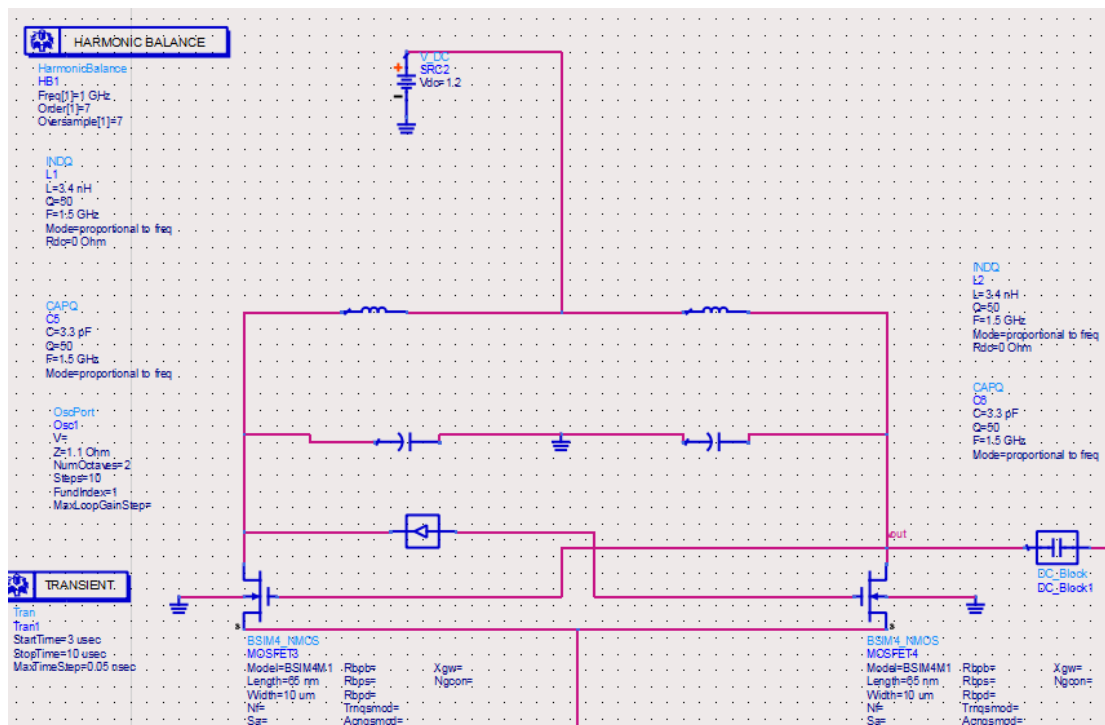
Συμπεραίνουμε λοιπόν πως αλλάζοντας τις τιμές των πυκνωτών από 3pF έως 67pF μπορούμε να καλύψουμε ένα εύρος από $1,004\text{ GHz}$ έως $4,715\text{GHz}$. Παραθέτουμε παρακάτω την αντίστοιχη γραφική παράσταση της συχνότητας ταλάντωσης συναρτήσει της τιμής των πυκνωτών.



Σχήμα 4.34 Συχνότητα(GHz) συναρτήσει της τιμής των πυκνωτών (pF)

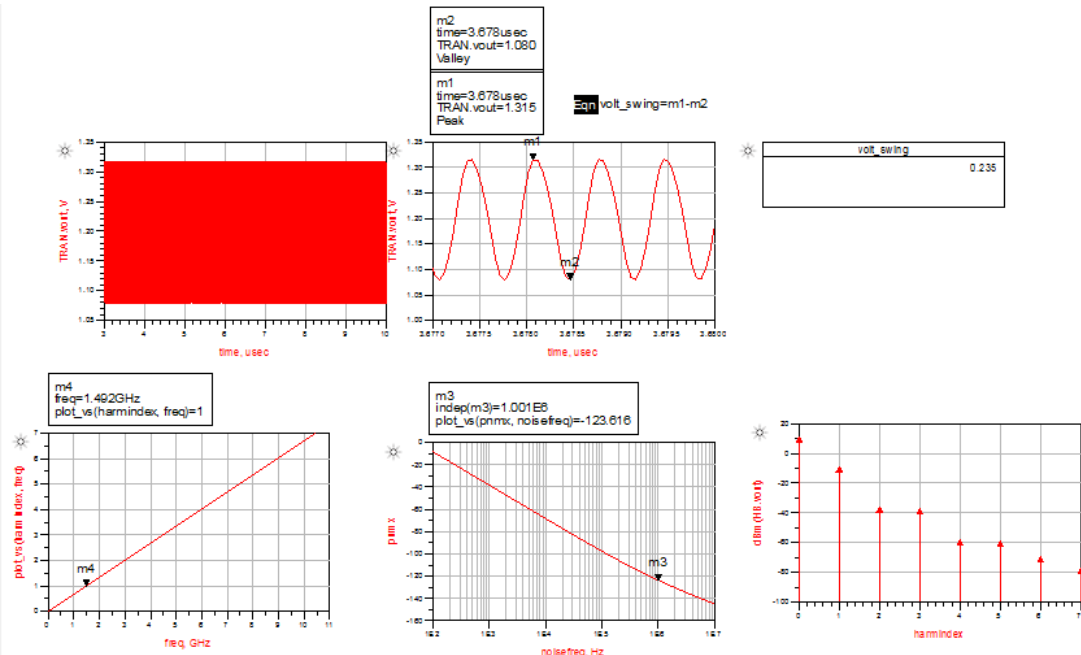
4.6 Προσομοιώσεις ADS με μη ιδανικά παθητικά στοιχεία

Μελετάμε την περίπτωση που έχουμε μη ιδανικά παθητικά στοιχεία με τιμές $L=3.3\text{nH}$, $C=3.4\text{pF}$ με συντελεστή ποιότητας $Q=50$ όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 4.35 Εισαγωγή μη ιδανικών παθητικών στοιχείων

Τα αποτελέσματα που παίρνουμε όσον αφορά την ισχύ του σήματος εξόδου και το θόρυβο φάσης φαίνονται παρακάτω.



Σχήμα 4.36 Ισχύς του σήματος εξόδου και θόρυβος φάσης του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους για μη ιδανικά $L = 0.375\text{nH}$ και $C = 67\text{pF}$.

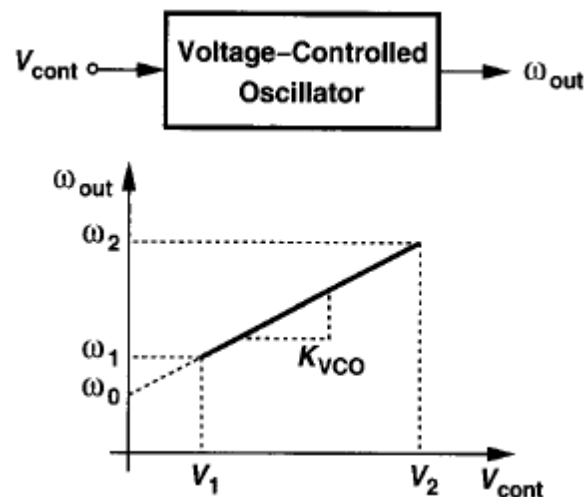
Παρατηρούμε ότι με την προσθήκη των μη ιδανικών στοιχείων έχουμε αύξηση του θορύβου φάσης από τα $-135.567\text{ dBc}@1\text{MHz}$ στα $-123.616\text{ dBc}@1\text{MHz}$.

Κεφάλαιο 5. Ταλαντωτές Ελεγχόμενοι από Τάση (VCOs)

Σε πολλές τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές είναι αναγκαίο να καλύπτουμε ένα εύρος συχνοτήτων ταλάντωσης και όχι μόνο μια κεντρική. Για να το πετύχουμε αυτό, εισάγουμε την έννοια των ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση (voltage controlled oscillators).

5.1 Μαθηματική περιγραφή ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση

Ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα του οποίου η συχνότητα εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου του όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.1 Ορισμός του VCO

Αυτό εκφράζεται μαθηματικά ως εξής:

$$\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO}V_{cont}$$

Η κυκλική συχνότητα ω_0 ονομάζεται κεντρική συχνότητα ή συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας (free running frequency) και αντιστοιχεί σε μηδενική τάση ελέγχου ($V_{cont}=0$). Η παράμετρος K_{VCO} εκφράζει το κέρδος ή την ευαισθησία του κυκλώματος και μετριέται σε rad/s/V ή σε Hz/V.

Δεδομένου ότι η φάση είναι το ολοκλήρωμα της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου, η έξοδος ενός ημιτονικού VCO μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$y(t) = A \cos(\omega_0 t + K_{VCO} \int_{-\infty}^t V_{cont} d\tau)$$

Στην περίπτωση όπου η τάση ελέγχου δίνεται από τη σχέση $V_{cont}(t) = V_m \cos(\omega_m t)$, η έξοδος προκύπτει:

$$y(t) = A \cos(\omega_0 t + \frac{K_{VCO}}{\omega_m} V_m \sin(\omega_m t))$$

Ο όρος $\frac{K_{VCO}}{\omega_m}$ καλείται δείκτης διαμόρφωσης και μειώνεται καθώς αυξάνει η κυκλική συχνότητα ω_m . Έτσι ο VCO έχει από τη φύση του μια τάση να απορρίπτει τις υψίσυχνες συνιστώσες οι οποίες εφαρμόζονται στην θύρα ελέγχου του.

Τις περισσότερες φορές (κατά τη μελέτη των κυκλωμάτων κλειδώματος φάσης), θεωρούμε τον VCO ως ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο σύστημα με την τάση ελέγχου ως είσοδο του συστήματος και την 'πλεονάζουσα' φάση (excess phase) του σήματος εξόδου ως έξοδο του συστήματος. Θεωρώντας ένα σήμα της μορφής:

$$x(t) = A \cos[\omega t + \varphi_n(t)]$$

ως πλεονάζουσα φάση χαρακτηρίζουμε τον όρο $\varphi_n(t)$. Δεδομένου ότι η 'πλεονάζουσα' φάση στην περίπτωση του VCO δίνεται από τη σχέση:

$$\phi_{out}(t) = K_{VCO} \int V_{cont} dt$$

Η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$\frac{\Phi_{out}(s)}{V_{cont}(s)} = \frac{K_{VCO}}{s}$$

5.2 Βασικότερες παράμετροι ενός VCO

Στη συνέχεια παρουσιάζονται μερικές από τις σημαντικότερες παραμέτρους ενός τυπικού VCO:

Κεντρική συχνότητα: είναι η συχνότητα εξόδου του VCO όταν η τάση ελέγχου λαμβάνει την κεντρική της τιμή. Αυτή η συχνότητα καθορίζεται από το κύκλωμα στο οποίο πρόκειται να χρησιμοποιηθεί ο VCO.

Εύρος λειτουργίας ή εύρος συντονισμού (tuning range): είναι το εύρος τιμών που μπορεί να λάβει η συχνότητα εξόδου, για όλο το φάσμα τιμών της τάσης ελέγχου. Το απαιτούμενο εύρος λειτουργίας καθορίζεται αφενός από το εύρος συχνοτήτων που είναι απαραίτητο για την εκάστοτε εφαρμογή, και αφετέρου από τη διακύμανση της

κεντρικής συχνότητας που οφείλεται στη διαδικασία κατασκευής και στις θερμοκρασιακές μεταβολές. Κατά τη σχεδίαση ενός VCO ιδιαίτερη προσοχή πρέπει να δίδεται στις διακυμάνσεις της φάσης εξόδου και της συχνότητας, που οφείλονται στο θόρυβο ο οποίος συνοδεύει την τάση ελέγχου. Ο θόρυβος στη συχνότητα εξόδου είναι ανάλογος του κέρδους K_{VCO} δεδομένου ότι $\omega_{out} = \omega_0 + K_{VCO}V_{cont}$. Έτσι, για την ελαχιστοποίηση της επίδρασης του θορύβου της V_{cont} είναι απαραίτητη η ελαχιστοποίηση του κέρδους του VCO κάτι που όμως έρχεται σε άμεση αντίφαση με την απαίτηση για αυξημένο εύρος λειτουργίας. Σύμφωνα με το σχήμα 4.1, λαμβάνοντας υπόψη ότι το επιτρεπόμενο εύρος τιμών της V_{cont} είναι από V_1 μέχρι V_2 και ότι το εύρος συντονισμού πρέπει να κυμαίνεται από ω_1 μέχρι ω_2 , το κέρδος θα πρέπει να ικανοποιεί την ακόλουθη σχέση:

$$K_{VCO} \geq \frac{\omega_2 - \omega_1}{V_2 - V_1}$$

Επίσης, πρέπει να σημειωθεί ότι για προκαθορισμένο εύρος συντονισμού το K_{VCO} αυξάνει καθώς μειώνεται η τάση τροφοδοσίας, κάνοντας τον VCO περισσότερο ευαίσθητο σε θόρυβο προερχόμενο από την τάση ελέγχου.

Γραμμικότητα: εκφράζει κατά πόσο το κέρδος του VCO παραμένει σταθερό σε όλο το εύρος συντονισμού. Δυστυχώς στην πράξη, το κέρδος δεν έχει κάποια σταθερή τιμή σε όλο το εύρος συντονισμού και στόχος του σχεδιαστή είναι η ελαχιστοποίηση της διακύμανσής του.

Πλάτος εξόδου: είναι το πλάτος της κυματομορφής στην έξοδο του ταλαντωτή. Γενικά είναι επιθυμητό το πλάτος εξόδου να λαμβάνει μεγάλες τιμές, αφενός για να μπορεί να οδηγήσει το επόμενο στάδιο και αφετέρου, για να είναι η κυματομορφή στην έξοδο λιγότερο ευαίσθητη στον θόρυβο. Το πλάτος εξόδου ενδέχεται να μεταβάλλεται μέσα στο εύρος συντονισμού κάτι το οποίο είναι ανεπιθύμητο. Πάντως η απαίτηση για μεγάλο πλάτος στην έξοδο έρχεται σε αντίφαση με τις απαιτήσεις για μικρότερη κατανάλωση, χαμηλότερη τάση τροφοδοσίας και μεγαλύτερο εύρος συντονισμού.

Κατανάλωση ισχύος: καθορίζει την ισχύ που καταναλώνει τόσο ο VCO όσο και πιθανοί απομονωτές στην έξοδο αυτού. Όπως συμβαίνει και με τα περισσότερα αναλογικά κυκλώματα ο VCO περιορίζεται από “trade-offs” μεταξύ ταχύτητας, κατανάλωσης ισχύος και θορύβου.

Απόρριψη κοινού σήματος & τροφοδοσίας: εκφράζει την ευαισθησία του ταλαντωτή στον θόρυβο. Προκειμένου να αυξηθεί η ανοχή του VCO στον θόρυβο είναι συνήθως προτιμότερο (αν και όχι πάντα εφικτό) τόσο το σήμα ταλάντωσης όσο και το σήμα της γραμμής ελέγχου να είναι διαφορετικά.

Φασματική ‘καθαρότητα’ (spectral purity): μπορεί να προσδιοριστεί ανάλογα με την εφαρμογή είτε στο πεδίο του χρόνου ως χρονικό “τρέμουλο” (timing jitter) είτε στο πεδίο της συχνότητας ως θόρυβος φάσης.

5.3 Υλοποίηση varactors

Η πιο συνηθισμένη μέθοδος για τη ρύθμιση της συχνότητας ταλάντωσης είναι η χρήση μεταβλητών πυκνωτών (varactors) οι οποίοι αντικαθιστούν τις σταθερές χωρητικότητες του αρχικού κυκλώματος. Ωστόσο, υπάρχουν στο κύκλωμα και σταθερές χωρητικότητες, όπως για παράδειγμα οι παρασιτικές χωρητικότητες των τρανζίστορ, οι οποίες είναι αδύνατο να αφαιρεθούν και μειώνουν το εύρος συντονισμού.

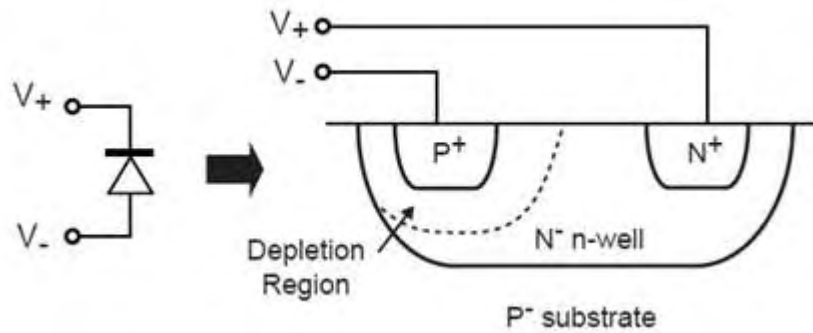
Μια ανάστροφα πολωμένη pn επαφή μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως varactor. Η εξάρτηση της χωρητικότητας από την ανάστροφη τάση εκφράζεται μέσω της σχέσης:

$$C_{\text{var}} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_R}{\phi_B}\right)^m}$$

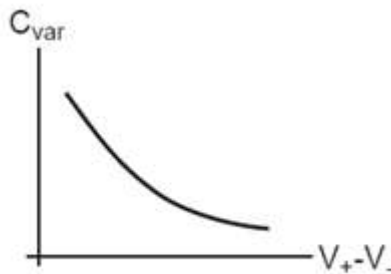
Όπου C_0 είναι η τιμή της C_{var} για μηδενική τιμή πόλωσης, V_R η τάση ανάστροφης πόλωσης, ϕ_B το εσωτερικό δυναμικό της επαφής και m ένας εκθέτης μεταξύ 0.2 και 0.5 περίπου. Από την παραπάνω εξίσωση φαίνεται ένα σημαντικό μειονέκτημα των ταλαντωτών LC: Για χαμηλές τάσεις τροφοδοσίας το εύρος τιμών της V_R είναι πολύ περιορισμένο κάτι που συνεπάγεται μικρό εύρος τιμών για τη C_{var} και τελικά μικρή διακύμανση της f_0 . Στην CMOS τεχνολογία δυο είναι οι βασικές τεχνικές υλοποίησης των varactors. Η μια είναι η δίοδος varactor και η άλλη το MOS varactor.

5.3.1 Δίοδος Varactor

Αποτελείται από μια ανάστροφα πολωμένη pn επαφή όπως φαίνεται στο σχήμα 4.3. Η μεταβλητή χωρητικότητα δημιουργείται από τη χωρητικότητα της περιοχής απογύμνωσης. Στο σχήμα 4.4 έχει σχεδιαστεί η μεταβλητή χωρητικότητα συναρτήσει της ανάστροφης τάσης πόλωσης.

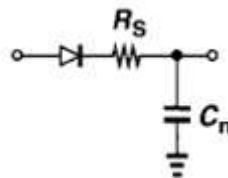


Σχήμα 5.2 Υλοποίηση της διόδου varactor



Σχήμα 5.3 Γραφική παράσταση της μεταβλητής χωρητικότητας της διόδου varactor συναρτήσεως ανάστροφης τάσης πόλωσης.

Η συγκεκριμένη υλοποίηση παρουσιάζει κάποια σημαντικά μειονεκτήματα. Καταρχάς, το υλικό του n-πηγαδιού παρουσιάζει υψηλή ειδική αντίσταση με αποτέλεσμα να δημιουργείται μια αντίσταση σε σειρά με την ανάστροφα πολωμένη δίοδο η οποία τελικά μειώνει το συντελεστή ποιότητας. Ακόμα, εμφανίζεται μια σημαντική παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ του n-πηγαδιού και του υποστρώματος η οποία περιορίζει το εύρος διακύμανσης της μεταβλητής χωρητικότητας. Τελικά η δίοδος μπορεί να μοντελοποιηθεί όπως φαίνεται στο σχήμα 4.5 όπου το C_n αντιπροσωπεύει την επίσης εξαρτώμενη από τάση, παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ του n-πηγαδιού και του υποστρώματος.

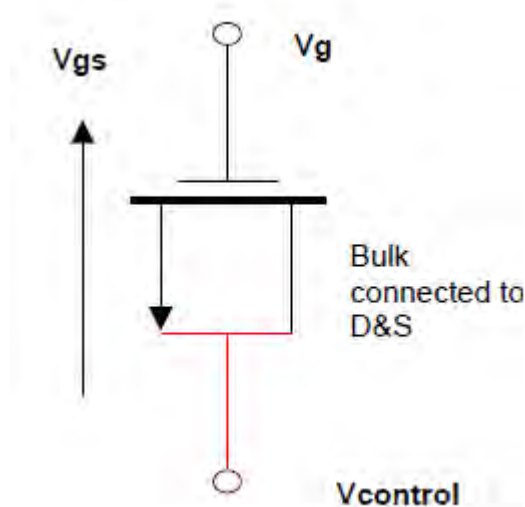


Σχήμα 5.4 Μοντέλο της διόδου varactor.

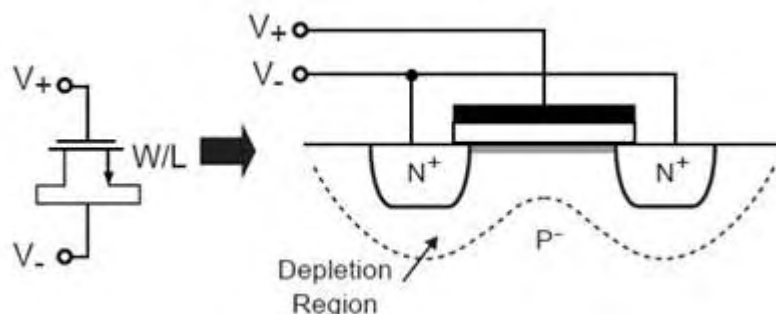
5.3.2 MOS Varactor

Στη Metal Oxide Semiconductor τεχνολογία μπορούμε να υλοποιήσουμε έναν varactor με το να συνδέσουμε το FET σαν δίοδο και να εφαρμόσουμε ανάστροφη πόλωση σε αυτή. Υπάρχουν δυο συνήθειες συνδέσεις των Mosfet ως δίοδοι.

Η πρώτη περιλαμβάνει τα bulk, source και drain συνδεδεμένα μεταξύ τους και την τάση εφαρμοζόμενη ανάμεσα στο gate και την B-S-D σύνδεση όπως φαίνεται στο σχήμα 5.5. Εξαιτίας αυτής της σύνδεσης(του Mosfet ως δίοδου) δημιουργείται μια περιοχή απογύμνωσης[σχήμα 5.6]. Στην παρασιτική χωρητικότητα της τελευταίας οφείλεται και η μεταβλητή χωρητικότητα του Mos varactor.

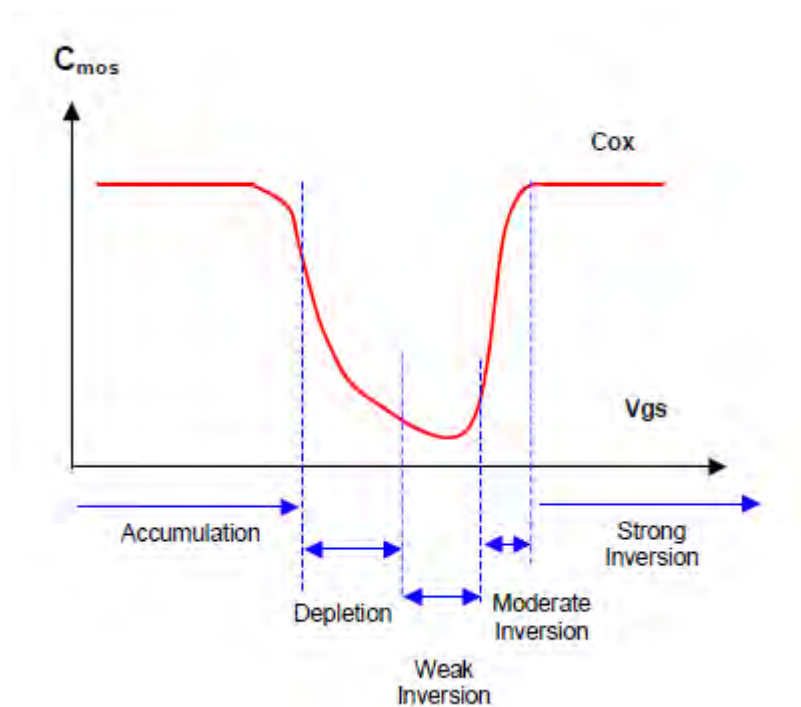


Σχήμα 5.5 Υλοποίηση varactor συνδέοντας τα bulk, source και drain ενός Mosfet(δημιουργώντας μια δίοδο) και εφαρμόζοντας ανάστροφη πόλωση.



Σχήμα 5.6 Σύνδεση του Mosfet ως δίοδος και η περιοχή απογύμνωσης που δημιουργείται.

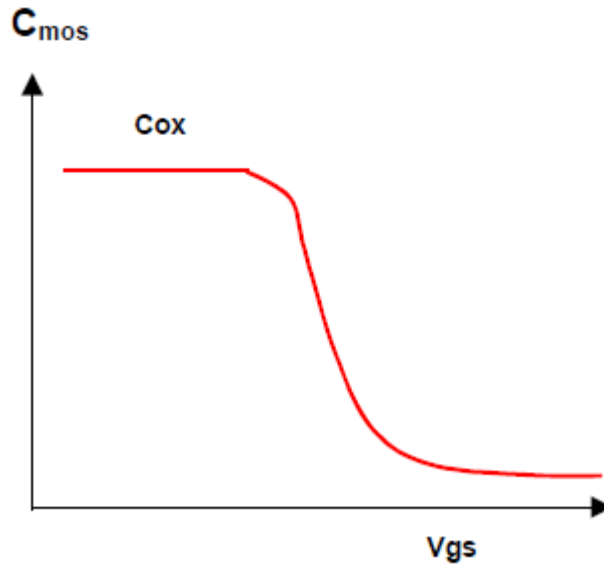
Αν σχεδιάσουμε τη χωρητικότητα C συναρτήσει του $V_{control}-V_g=V_{gs}$ προκύπτει η γραφική παράσταση του σχήματος 5.7.



Σχήμα 5.7 Μεταβολή της χωρητικότητας ενός P-mos varactor με τα bulk, source και drain συνδεδεμένα μαζί.

Το μειονέκτημα αυτής της σύνδεσης είναι ότι η τάση ελέγχου πρέπει να κρατηθεί κάτω από το weak inversion για να έχω μείωση της χωρητικότητας με αύξηση της τάσης ελέγχου.

Η δεύτερη σύνδεση, γνωστή και ως accumulator varactor, περιλαμβάνει την εφαρμογή τάσης μόνο ανάμεσα στο drain και στο bulk, αφήνοντας τα source και drain ασύνδετα. Τα χαρακτηριστικά συντονισμού (C_{ox} συναρτήσει του V_{gs}) που παράγει φαίνονται στο σχήμα 5.8 .



Σχήμα 5.8 Διακύμανση χωρητικότητας ενός Pmos varactor με την τάση να εφαρμόζεται ανάμεσα σε gate και bulk (source και drain είναι ασύνδετα).

Σε αυτή την περίπτωση η χαρακτηριστική είναι περισσότερο προβλέψιμη καθώς αυξάνοντας το $V_{control}$ η χωρητικότητα μειώνεται.

Όσον αφορά τη μέγιστη και την ελάχιστη χωρητικότητα που επιτυγχάνει ένας MOS varactor αυτή εξαρτάται από τη γεωμετρία του (W,L). Συγκεκριμένα, αν θέλουμε να περιγράψουμε με μια εξίσωση την μέγιστη χωρητικότητα C_{ox}/C_{max} αυτή θα ήταν η ακόλουθη:

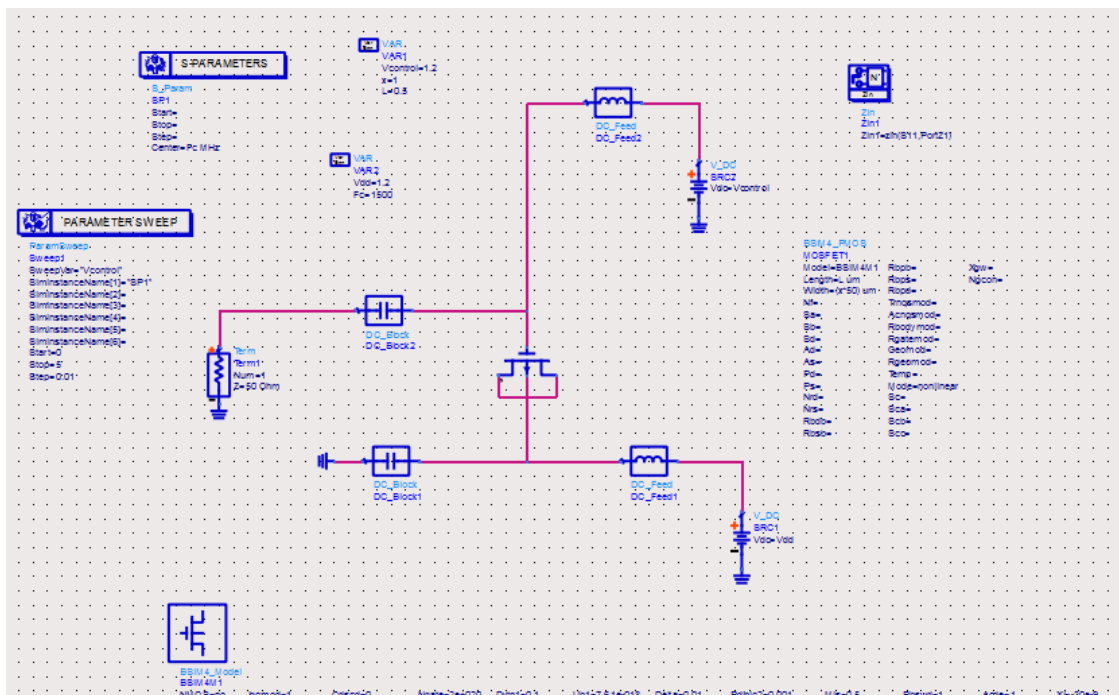
$$C_{ox} = \frac{3.9 \cdot \epsilon_0 \cdot W \cdot L}{T_{ox}} N$$

Όπου η διηλεκτρική σταθερά $\epsilon_0 = 8.84542 \cdot 10^{-12}$ F/m η διηλεκτρική σταθερά ($\epsilon_{ox} = 3.9 \cdot \epsilon_0$ είναι η ηλεκτρική διαπερατότητα του διοξειδίου του πυριτίου), $T_{ox} = 9.6 \cdot 10^{-9}$ το πάχος του οξειδίου και N ο αριθμός των gate fingers.

5.4 Προσομοιώσεις ADS

Στην προσομοίωσή μας στο ADS χρησιμοποιήσαμε τόσο το μοντέλο με Bulk-Source-Drain συνδεδεμένα όσο και το μοντέλο του accumulator MOS varactor, οπότε αναμένουμε διακύμανση της χωρητικότητας ανάλογη των σχήματος 5.7 και 5.8. Παρακάτω παραθέτω τα αντίστοιχα κυκλώματα όπως σχεδιάστηκαν στο ADS καθώς επίσης και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

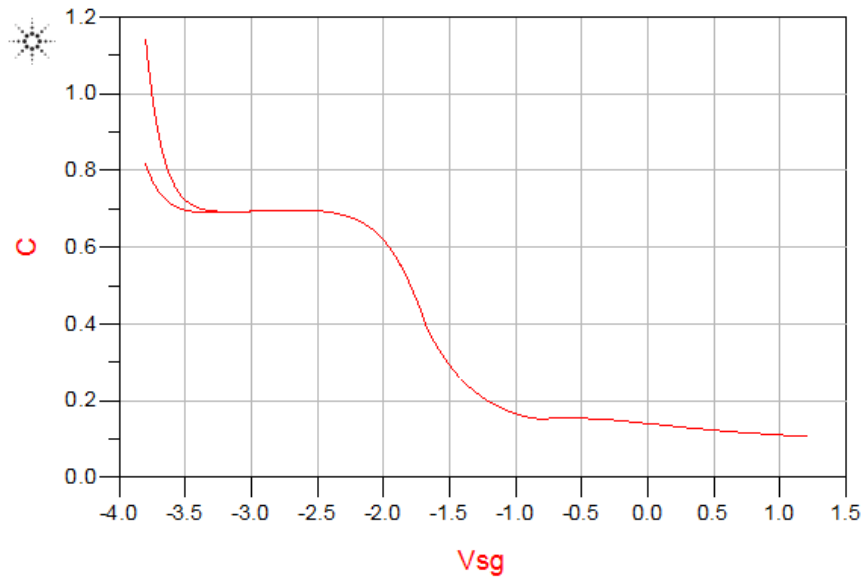
Accumulator PMOS varactor:



Σχήμα 5.9 Σχηματικό PMOS accumulator varactor (τάση ελέγχου εφαρμοζόμενη από το gate στο bulk).

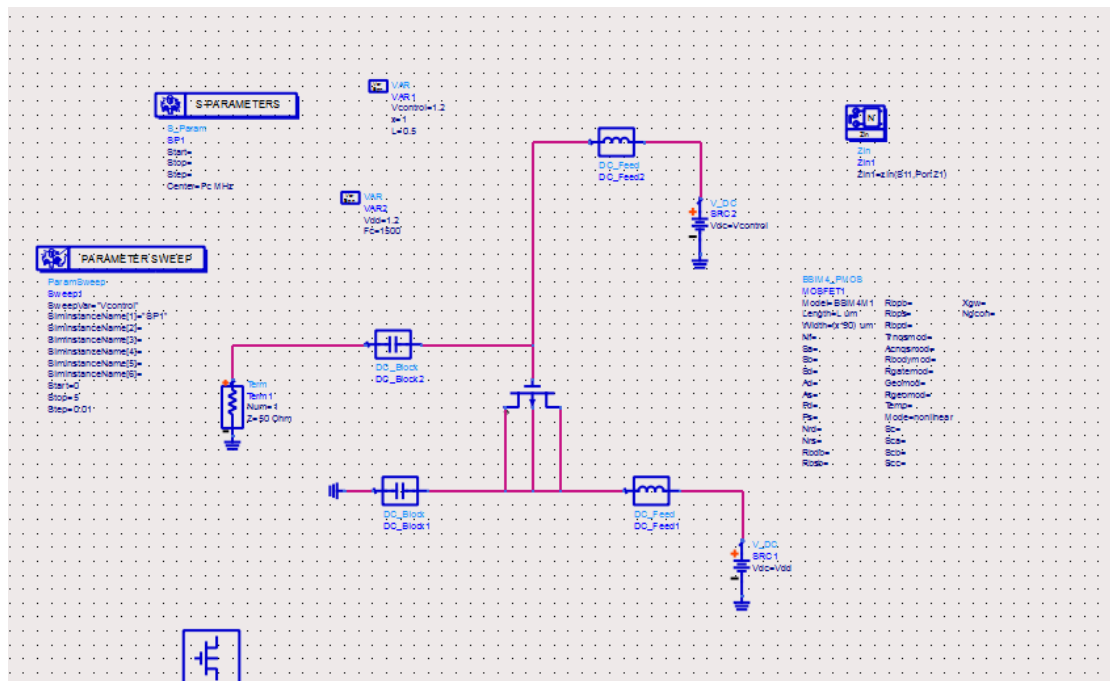
$$Eqn C = 1E12 / (-2 * PI * (imag(Zin1)) * freq)$$

$$Eqn Vsg = 1.2 - Vcontrol$$



Σχήμα 5.10 Διακύμανση χωρητικότητας ενός PMOS varactor, με την τάση ελέγχου εφαρμοζόμενη από το gate στο bulk(accumulator varactor).

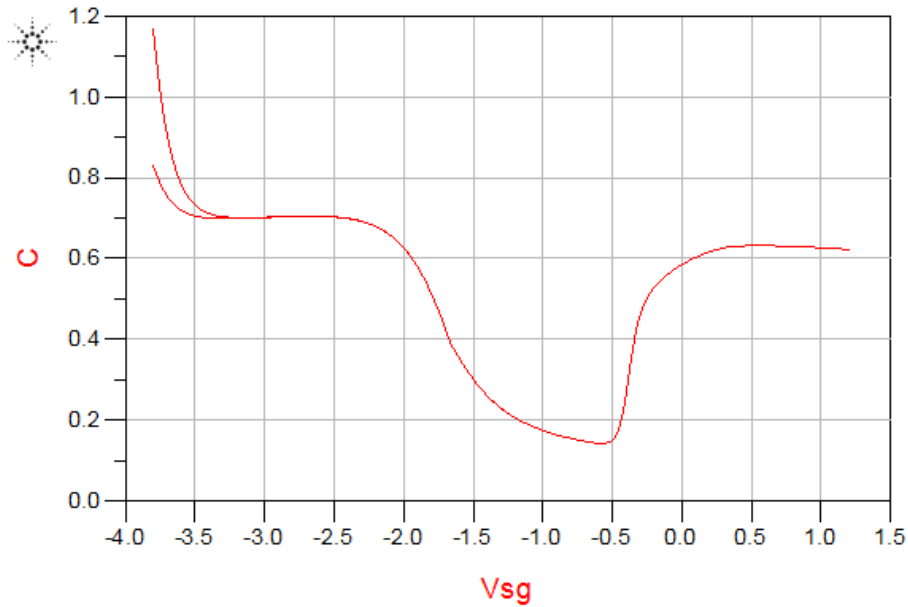
PMOS varactor με Bulk-Source-Drain συνδεδεμένα:



Σχήμα 5.11 Σχηματικό PMOS varactor με Bulk-Source-Drain συνδεδεμένα.

$$Eqn \quad C = 1E12 / (-2 * PI * (imag(Zin1)) * freq)$$

$$Eqn \quad Vsg = 1.2 - Vcontrol$$

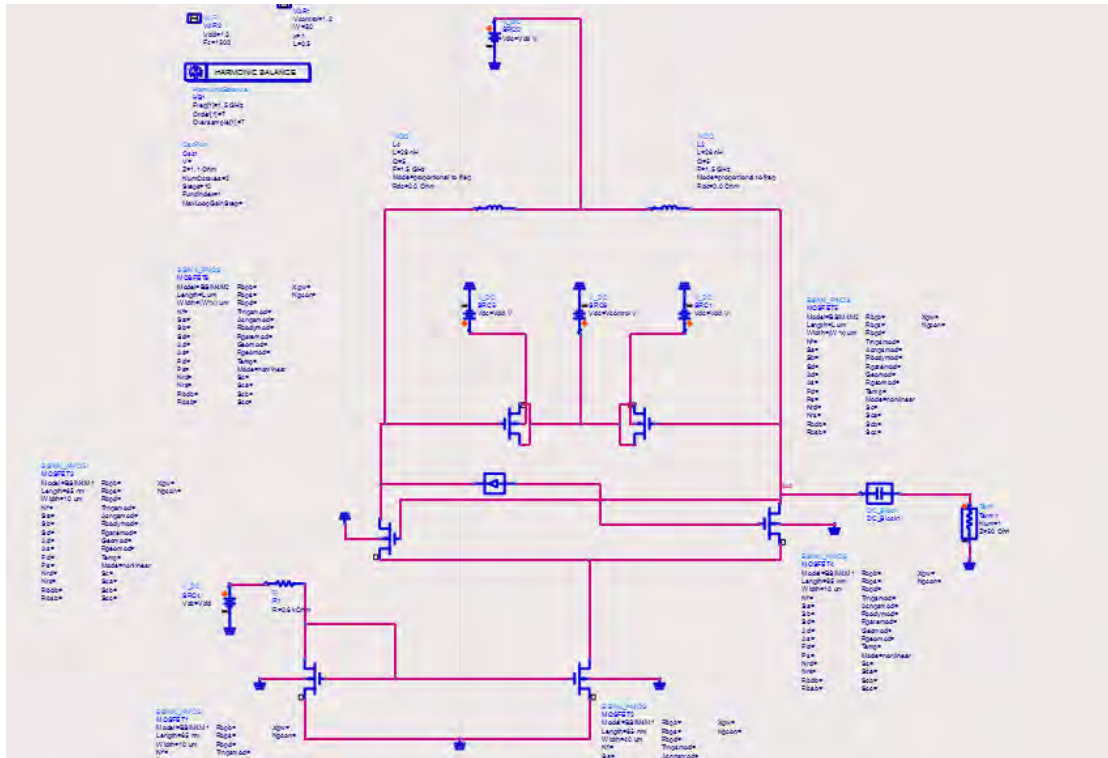


Σχήμα 5.12 Διακύμανση χωρητικότητας ενός PMOS varactor, με Bulk-Source-Drain συνδεδεμένα.

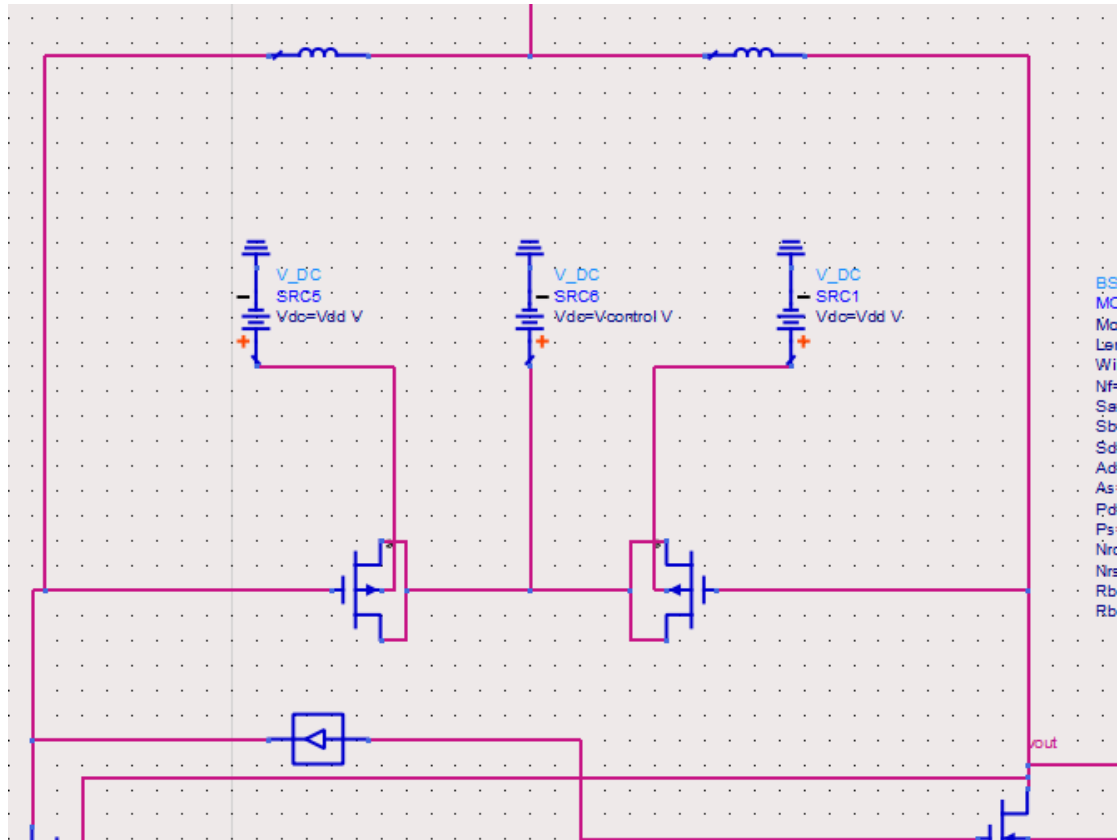
Παρατηρούμε την αντιστοίχιση των θεωρητικών αποτελεσμάτων των σχημάτων 5.7 και 5.8 με τα αντίστοιχα αποτελέσματα των προσομοιώσεων των σχημάτων 5.12 και 5.10.

5.5 Προσομοίωση CMOS cross coupled vco στο ADS

Στο σχηματικό που εικονίζεται παρακάτω, έχουμε ενσωματώσει τους varactors στον ήδη σχεδιασμένο cross coupled oscillator των προηγούμενων παραγράφων με πηνία για τα οποία $L=26\text{nH}$, $Q_L=5$ και varactors για τους οποίους $W=50\mu\text{m}$ και $L=0.5\mu\text{m}$.

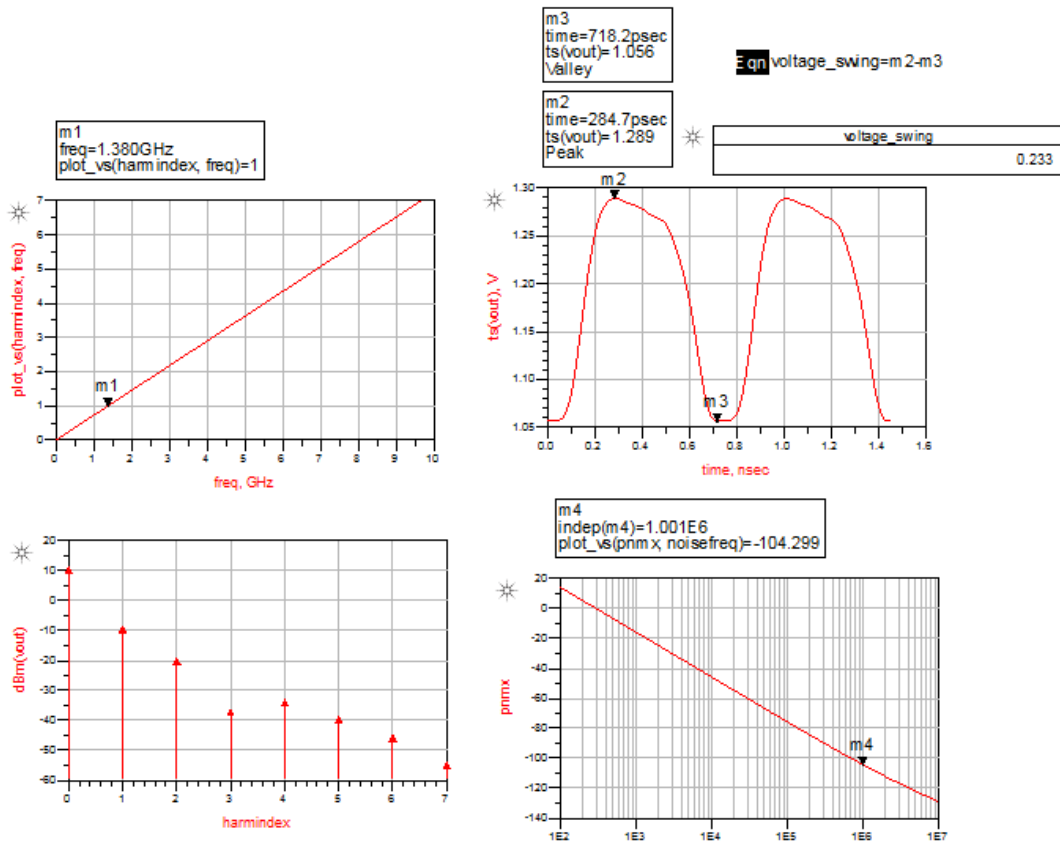


Σχήμα 5.13 CMOS cross coupled vco

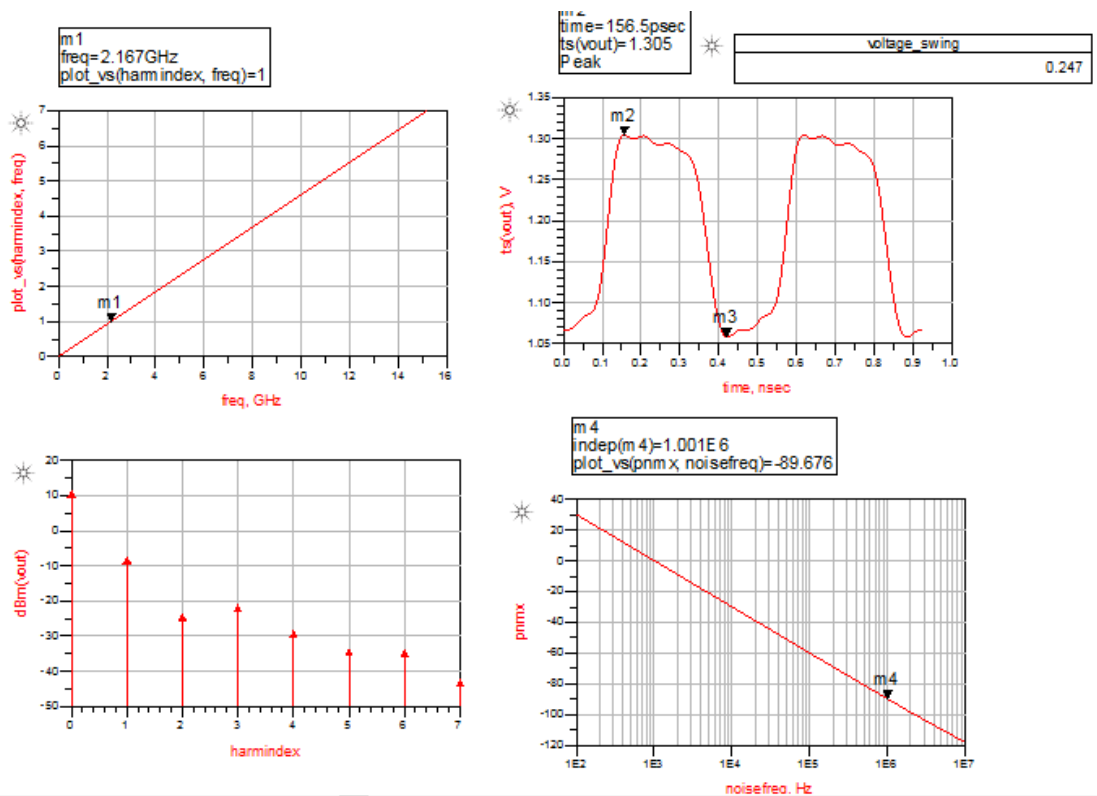


Σχήμα 5.14 Συνδεσμολογία varactors με το υπόλοιπο κείμενο

Δίνοντας τις τιμές $V_{control}=0$ και $V_{control}=1.2$ μπορούμε να καταγράψουμε το εύρος συχνοτήτων που καλύπτει ο ταλαντωτής μας. Εν συνεχεία παρουσιάζω τα αποτελέσματα των αντίστοιχων προσομοιώσεων.



Σχήμα 5.15 Αποτελέσματα προσομοίωσης cross coupled vco για Vcontrol=1.2



Σχήμα 5.16 Αποτελέσματα προσομοίωσης cross coupled vco για Vcontrol=0

Από τα παραπάνω αποτελέσματα των προσομοιώσεων συμπεραίνουμε ότι ο vco που έχουμε σχεδιάσει έχει εύρος ταλάντωσης από 1.38 έως 2.167 GHz . Όσον αφορά το voltage swing και το θόρυβο, στη χαμηλότερη συχνότητα ταλάντωσης το πρώτο είναι 0.233mV και ο θόρυβος -104.299dB, ενώ αντίθετα στην υψηλότερη 0.247mV και -89.676dB αντίστοιχα.

Αν από τη σχέση $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ λύσουμε ως προς τη χωρητικότητα C για L=26nH και συχνότητες 1.38GHz και 2.167GHz προκύπτουν χωρητικότητες C=0.5 pF και C=0.2pF οι οποίες αποτελούν τα άκρα διακύμανσης χωρητικότητας των PMOS varactors (σχήματα 5.10,5.12). Συνεπώς τα θεωρητικά αποτελέσματα συμπίπτουν με αυτά της προσομοίωσης.

Τέλος παραθέτω τα αποτελέσματα προσομοιώσεων που προέκυψαν διατηρώντας των συντελεστή ποιότητας των πηνίων είτε $Q_L=5$ είτε $Q_L=10$ και δοκιμάζοντας διάφορα πλάτη για τα transistor των varactor.

varactor		L=0.5um							
L=26nH		QL=5							
Width(um)	min_frequency(GHz)	max_frequency(GHz)	voltage_swing(V)_min_freq	voltage_swing(V)_max_freq	phase_noise(dB)_min_freq	phase_noise(dB)_max_freq			
100	0.9741	1.742	0.192	0.233	-96.637	-94.264			
50	1.38	2.167	0.233	0.247	-104.299	-89.676			
25	1.839	2.62	0.243	0.253	-97.162	-85.801			
12.5	2.357	3.047	0.249	0.258	-91.459	-83.802			
10	2.527	3.178	0.251	0.259	-89.78	-83.357			
5	3.024	3.528	0.258	0.262	-85.182	-81.569			
2.5	3.422	3.764	0.263	0.266	-81.977	-79.814			
1.25	3.696	3.904	0.267	0.269	-80.069	-78.83			
1	3.76	3.934	0.266	0.27	-79.682	-78.639			
0.1	4.029	4.048	0.272	0.273	-78.096	-77.988			
varactor		L=0.5um							
L=26nH		QL=10							
Width(um)	min_frequency(GHz)	max_frequency(GHz)	voltage_swing(V)_min_freq	voltage_swing(V)_max_freq	phase_noise(dB)_min_freq	phase_noise(dB)_max_freq			
100	1.022	1.708	0.215	0.245	-108.98	-94.63			
50	1.393	2.128	0.241	0.257	-103.746	-91.109			
25	1.848	2.595	0.248	0.261	-97.303	-86.957			
12.5	2.368	3.042	0.254	0.263	-91.56	-84.825			
10	2.538	3.177	0.256	0.264	-89.861	-83.984			
5	3.036	3.539	0.263	0.267	-85.296	-81.964			
2.5	3.437	3.78	0.269	0.271	-82.201	-79.968			
1	3.78	3.953	0.273	0.274	-79.937	-78.901			
0.1	4.054	4.073	0.276	0.278	-78.371	-78.273			

Πίνακας 5.1 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων διατηρώντας σταθερό το Q_L και μεταβάλλοντας τα πλάτη στα transistor των varactor.

Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική αρχικά εισαγάγαμε την έννοια του ταλαντωτή ως ηλεκτρικό κύκλωμα, παρουσιάζοντας παράλληλα ως μοντέλα προσεγγίσης το μοντέλο θετικής ανάδρασης και το μοντέλο αρνητικής αντίστασης. Εν συνεχεία, κατηγοριοποιήσαμε τους ταλαντωτές με κριτήριο το σήμα εξόδου τους (ημιτονοειδές ή μη) επικεντρώνοντας το ενδιαφέρον μας σε LC (ημιτονοειδής έξοδος) και Ring (τετραγωνική έξοδος) ταλαντωτές. Ακολούθως, αφού παρουσιάσαμε τις μορφές του θόρυβου στα ηλεκτρικά κυκλώματα, δώσαμε βαρύτητα στο θόρυβο φάσης ο οποίος δεσπόζει στα κυκλώματα των ταλαντωτών, παρουσιάζοντας τον ορισμό καθώς επίσης και τα μοντέλα του. Εν συνεχεία, οι καλύτερες επιδόσεις όσον αφορά το θόρυβο φάσης, που πηγάζουν από τη διαφορική του λειτουργία, αποτέλεσαν κίνητρο για να μελετήσουμε περαιτέρω τον ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους. Σε πρώτη φάση, εφαρμόσαμε τα κριτήρια Barkhausen για την έναρξη των ταλαντώσεων, ενώ παράλληλα προχωρήσαμε σε ευρύτερη κυκλωματική ανάλυση εκμεταλλευόμενοι τη συμμετρία. Πριν προχωρήσουμε στις προσομοιώσεις μας με το λογισμικό του ADS εξετάσαμε εναλλακτικούς τρόπους σχεδιασμού του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους, χρησιμοποιώντας είτε μόνο PMOS transistor είτε μόνο NMOS είτε complementary λογική. Όσον αφορά την προσομοίωσή του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους στο ADS, αυτή αρχικά έγινε με ιδανικά παθητικά στοιχεία τα οποία στη συνέχεια αντικαταστάθηκαν από μη ιδανικά προσεγγίζοντας περισσότερο ένα ρεαλιστικό κύκλωμα και επιφέροντας αύξηση στο θόρυβο φάσης. Δοθέντων προδιαγραφών, επιλέξαμε το ζευγάρι L,C που θα επέφερε τη ζητούμενη συχνότητα ταλάντωσης, μεγιστοποιώντας την ισχύ του σήματος εισόδου και ελαχιστοποιώντας το θόρυβο φάσης. Τέλος, η ανάγκη για να έχουμε μεταβλητή συχνότητα ταλάντωσης μας έκανε να εισάγουμε την έννοια των varactors. Συνδέοντας το FET σαν δίοδο, σχηματίζουμε ένα μεταβλητό πυκνωτή ελεγχόμενο από την τάση που εφαρμόζεται στα άκρα. Συνεπώς μπορούμε να καλύψουμε ένα εύρος συχνοτήτων μεταβάλλοντας την τάση ελέγχου (voltage controlled cross coupled oscillator) στους ακροδέκτες των transistor των varactor. Μεταβάλλοντας τα πλάτη των transistor των varactor μπορούμε να καλύψουμε διάφορα bandwidth συχνοτήτων τα οποία και παραθέσαμε.

Το κύκλωμα του cross coupled voltage controlled LC oscillator μπορεί χωρίς αμφιβολία να αποτελέσει μέρος ενός ευρύτερου συστήματος (π.χ. PLL system) μιας εφαρμογής τηλεπικοινωνιών.

Βιβλιογραφία

- [1] Behzad Razavi, “Design of Analog CMOS Integrated Circuits”, McGraw-Hill, 2001
- [2] A.S. Sedra, K.C. Smith, “Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα”, εκδόσεις Παπασωτηρίου 1994
- [3] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer, “Ανάλυση και σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων”, εκδόσεις Κλειδάριθμος, 2007
- [4] Michael H. Perrott, “High speed communication circuits and systems”, MIT open courseware, 2003
- [5] J.P. Silver, “LC oscillator tutorial”, RF, RFIC & Microwave theory, design
- [6] Ali Hajimiri, Thomas H. Lee, “A general theory of phase noise in electrical oscillators”, IEEE Journal of solid-state circuits, vol. 33, No 2, February 1998
- [7] Ali Hajimiri, Thomas H. Lee, “Phase noise in CMOS differential LC oscillators” Symposium on VLSI circuits digest of technical papers, 1998
- [8] Donhee Ham, Ali Hajimiri, “Concepts and methods in optimization of integrated LC VCOs”, IEEE Journal of solid-state circuits, vol. 36, No 6, June 2001
- [9] Ali Hajimiri, Thomas H. Lee, “Design issues in CMOS differential LC oscillators”, IEEE Journal of solid-state circuits, vol. 34, No 5, May 1999
- [10] Maria del Mar Hershenson, Ali Hajimiri, Sunderarajan S. Mohan, Stephen P. Boyd, Thomas H. Lee, “Design and optimization of LC oscillators”, International conference on computer aided design. Proceedings of the 1999 IEEE/ACM international conference on computer-aided design.
- [11] Axel D. Berny, Ali M. Niknejad, Robert G. Meyer, “A wide low-phase-noise CMOS VCO”, Custom integrated circuits conference, 2003. Proceedings of the IEEE 2003
- [12] Cadence documentation, “Simulating oscillators”, Virtuoso spectre circuit RF analysis user guide, Product version 7.0.1
- [13] Γ. Τσιβίδης, “Αναλογικά κυκλώματα VLSI, προσχέδιο σημειώσεων”, 1992

