RF
VC Oscillator

Πολυτεχνείο Κρήτης
Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Διπλωματική εργασία με θέμα:

Σχεδίαση διαφορικού ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση στα 5.5 GHz σε τεχνολογία SiGe BiCMOS 0.5μm

του φοιτητή Καραμπατζάκη Φώτη

Επιτροπή καθηγητών:

Απόστολος Σαμέλης, Επιβλέπων
Επίκουρος Καθηγητής

Κώστας Καλαϊτζάκης
Καθηγητής

Bucher Matthias
Επίκουρος Καθηγητής

Χανιά, Δεκέμβρης 2004

Η εργασία αυτή αφιερώνεται
στην οικογένειά μου.

Ευχαριστίες

Θα πρέπει να αναφερθώ σε ορισμένα πρόσωπα διότι η εκπόνηση αυτής της εργασίας ίσως να ήταν πολύ πιο δύσκολη και των οποίων η βοήθεια αποτέλεσε για μένα γνώσεις και υποστήριξη στο να συνεχίσω για την περάτωσή της. Σίγουρα ένα από τα πρόσωπα από τα οποία πρέπει ιδιαίτερα να ευχαριστήσω είναι ο κύριος Απόστολος Σαμέλης, ο επιβλέπων της διπλωματικής, ο οποίος με τις γνώσεις του και την εμπειρία του με καθοδηγούσε μεθοδικά και μου έλυνε πολλές απορίες κατά την διάρκεια της συνεργασίας μας. Φυσικά δεν μπορώ να μην ευχαριστήσω την οικογένεια μου η οποία όλα τα χρόνια των σπουδών μου με υποστήριζε και πίστευε σε μένα. Θέλω επίσης να ευχαριστήσω τον κύριο Σπύρο Νικολαΐδη οι γνώσεις και η υπομονή του οποίου ήταν σημαντικοί παράγοντες για την ολοκλήρωση της εργασίας αυτής.

Εισαγωγή i
Οργάνωση διπλωματικής... iv

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο: Είδη θορύβου

1.1 Στατιστικά χαρακτηριστικά 2
1.2 Συσχετιζόμενες και μη, πηγές θορύβου 4
1.3 Τύποι θορύβου 5
1.3.1 Θόρυβος από ηλεκτρονικές (ενεργές) συσκευές.......................... 5
1.3.1.1 Θερμικός θόρυβος (thermal noise)................................... 5
1.3.1.2 flicker ή 1/f θόρυβος.. 7
1.3.1.3 Θερμικός και flicker θόρυβος: συσχέτιση.......................... 8
1.3.1.4 Shot θόρυβος.. 9
1.3.2 Περιβαλλοντικός θόρυβος... 10
1.3.3 Είδη θορύβων στο κύκλωμα του ταλαντωτή............................... 10
1.3.3.1 Jitter noise.. 10
1.3.3.2 Phase noise.. 11
1.3 Q: συντελεστής ποιότητας του tank 15

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο: Είδη Ταλαντωτών

2.1 Ο ταλαντωτής γέφυρας – Wien 19
2.2 Ο ταλαντωτής ολίσθησης – φάσης 22
2.3 Ο κρυσταλλικός ταλαντωτής 23
2.4 Ο ταλαντωτής Hartley 26
2.5 Ο ταλαντωτής Colpitts 27
2.6 Ο ταλαντωτής Clapp 29
2.7 Ο ταλαντωτής Ring 30
2.8 Ο ταλαντωτής Gm (negative resistance).. 31

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο: Ανάδραση και ταλάντωση

3.1 Ανάδραση συστήματος 35
3.2 Παθητικό κύκλωμα(LC tank).. 36
3.3 Ενεργό κύκλωμα (Active circuit) 40
3.4 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση 46
3.5 Υλοποίηση VCO 49

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4°: Θεωρία σχεδίασης

4.1 DC πόλωση 50
4.2 Ευστάθεια 54
4.3 Μικροκυματική θεωρία 57
4.4 Smith Chart 63
4.5 Smith Chart και Ευστάθεια 73
4.6 Χρήση ADS^{TM} 78

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5°: Αποτελέσματα σχεδίασης

5.1 Τεχνολογία τρανζίστορ 84
5.2 Ο Ταλαντωτής 87
5.3 Trade-offs 95
5.4 Στρατηγική σχεδίασης 100
5.5 Αποτελέσματα σχεδίασης 103

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6°: Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία

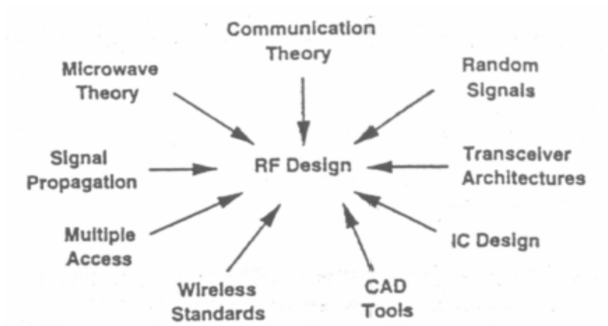
6.2 Συμπεράσματα 111
6.2 Μελλοντική εργασία 112

[Παράρτημα] 114
[Αναφορές – βιβλιογραφία] 117

Εισαγωγή

Πολυδιάστατο πεδίο γνώσεων

Σε σύγκριση με τα κυκλώματα που επεξεργάζονται σήματα αναλογικά καθώς και ανάμικτα σήματα, τα ολοκληρωμένα κυκλώματα ράδιο-συχνοτήτων (Radio Frequency Integrated Circuits ή RFICs) απαιτούν πολύ καλές γνώσεις από διάφορες περιοχές. Το σχήμα 1 δείχνει ότι η σχεδίαση ενός RFIC απαιτεί γνώσεις όπου ένας σχεδιαστής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων πρέπει να αποκτήσει:

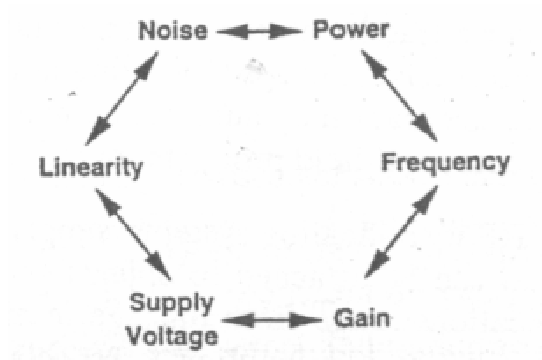


Σχήμα 1

Η συνεργασία πολλών μηχανικών με διαφορετικά γνωστικά αντικείμενα είναι απαραίτητη και μάλιστα από την στιγμή που οι απαιτήσεις αυξάνονται και η όλο και μεγαλύτερη κλίμακα ολοκλήρωσης και το χαμηλό κόστος σχεδίασης γίνονται περισσότερο αναγκαία.

Εξάγωνο RF σχεδίασης

Τα RF κυκλώματα πρέπει να επεξεργάζονται αναλογικά σήματα με ευρύ δυναμικό πεδίο και υψηλές συχνότητες. Υπάρχουν όμως πολλά trade-offs κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων αυτών τα οποία φαίνονται συγκεντρωτικά στο σχήμα 2 όπου σχεδόν πάντα δύο από τις έξι παραμέτρους επηρεάζουν ορισμένες από τις άλλες σε κάποιο βαθμό. Η κύρια παρατήρησή μας είναι ότι ενώ τα ψηφιακά κυκλώματα επωφελούνται από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα δεν συμβαίνει το ίδιο με τα αναλογικά κυκλώματα διότι στα αναλογικά κυκλώματα συχνά χρησιμοποιούνται εξωτερικά στοιχεία, όπως πηνία, τα οποία είναι δύσκολο να κατασκευαστούν σε ολοκληρωμένη μορφή.



Σχήμα 2

- *Αναλογικά Κυκλώματα*

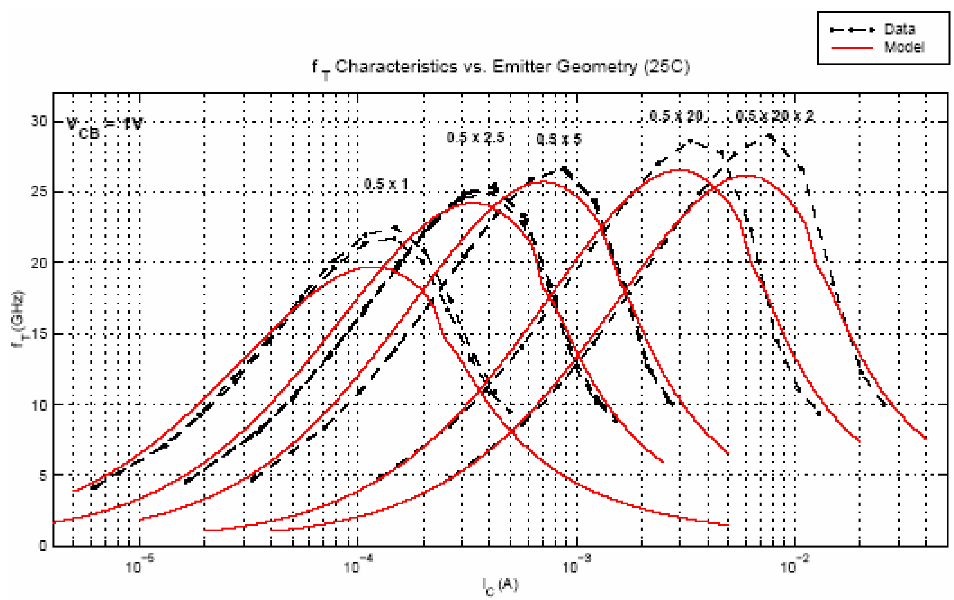
Λίγο πριν το 1980 πολλοί ειδικοί προέβλεψαν τον «θάνατο» των αναλογικών κυκλωμάτων. Εν μέρη η σκέψη τους ήταν λογική διότι η επεξεργασία ψηφιακών σημάτων γινόταν ολοένα και ισχυρότερη παρέχοντας στην τεχνολογία ολοκληρωμένων κυκλωμάτων συμπαγή και ικανή υλοποίηση των αλγορίθμων σε πυρίτιο. Πολλές αναλογικές μελέτες πλέον μπορούσαν πολύ εύκολα να αποδοθούν σε ψηφιακό επίπεδο κάτι που έκανε δύσκολη την θέση όσων ασχολούνταν με αναλογικά. Και όμως οι σχεδιαστές αναλογικών κυκλωμάτων σήμερα έχουν πολύ μεγάλη ζήτηση. Γιατί άραγε να συμβαίνει αυτό;

Από την στιγμή που ένα μεγάλο μέρος της επεξεργασίας σήματος γινόταν πλέον με ψηφιακό τρόπο, άρχισε να φαίνεται πόσο σημαντική είναι η χρήση αναλογικών σημάτων και ιδιαίτερα σε πολύπλοκα και υψηλής απόδοσης συστήματα. Αναλογικά σήματα είναι αυτά που παράγονται με φυσικό τρόπο. Η επεξεργασία τους γίνεται εύκολα και γρήγορα από υπολογιστικά συστήματα τα οποία όπως γνωρίζουμε απαιτούν ψηφιακό σήμα (γι΄ αυτό άλλωστε είναι χρήσιμοι οι μετατροπείς A/D και D/A).

Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η χρήση αναλογικών κυκλωμάτων στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Είναι προτιμότερο τα σήματα να «ταξιδεύουν» με αναλογική μορφή, κυρίως λόγω εύρους ζώνης, παρά με ψηφιακή. Πολλά συστήματα μπορούν ακόμη να αναφερθούν τα οποία «γεννούν» αναλογικά σήματα, π.χ μικρόφωνο, αισθητήρες κ.α. Αξίζει να αναφερθεί ότι αρκετά είδη επεξεργασίας σήματος εκτελούνται καλύτερα από αναλογικά κυκλώματα.

▪ Διπολικά τρανζίστορ και MOSFET

Το διπολικό τρανζίστορ (bipolar junction transistor ή BJT), το οποίο συχνά αναφέρεται και απλώς τρανζίστορ, χρησιμοποιείται ευρέως σε κυκλώματα με διακριτά στοιχεία καθώς επίσης και στη σχεδίασης ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, τόσο αναλογικών όσο και ψηφιακών. Οι χαρακτηριστικές του στοιχείου είναι τόσο καλά γνωστές, που κανείς είναι σε θέση να σχεδιάσει κυκλώματα με τρανζίστορ, των οποίων η συμπεριφορά είναι προβλέψιμη με μεγάλη ακρίβεια και αρκετά αναίσθητη σε μεταβολές στις τιμές των παραμέτρων του στοιχείου. Η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της σχεδίασης στην εργασία αυτή είναι τρανζίστορ SiGe 0.5μ πέντε μετάλλων με διπλό εκπομπό. Χαρακτηριστικό μέγεθος (ένα από τα πολλά) είναι η συχνότητα αποκοπής κέρδους ρεύματος (cutoff frequency ή f_T) του τρανζίστορ η οποία δείχνει τα όρια λειτουργίας του τρανζίστορ ως ενισχυτή. Δίνεται η γραφική παράσταση του f_T σε σχέση με το ρεύμα συλλέκτη. Για την dc πόλωση του τρανζίστορ στηριχθήκαμε σε αυτή την γραφική.



Γραφική: f_T - I_C

Η τεχνολογία των τρανζίστορ εγκάρσιου πεδίου (field effect transistor ή FET) παρουσιάστηκε το 1930 λίγο πριν εφευρεθούν τα διπολικά (bipolar) τρανζίστορ, όμως δεν χρησιμοποιήθηκαν την περίοδο εκείνη. Η χρήση τους άρχισε μετά το 1960 και συγκεκριμένα χρησιμοποιούνταν μόνο τρανζίστορ n-τύπου MOS (metal oxide semiconductor). Στα μέσα του 1960 παρουσιάστηκε η χρήση του συμπληρωματικού MOS (complementary MOS ή CMOS), όπου γινόταν χρήση και n και p τύπου τρανζίστορ. Αξίζει να αναφερθεί ότι η διαδικασία σχεδίασης των CMOS είναι πιο περίπλοκη και δαπανηρή από αυτή των NMOS αλλά η ύπαρξη των συμπληρωματικών στοιχείων δίνει τη δυνατότητα σχεδίασης κυκλωμάτων με εξαιρετικά χαρακτηριστικά.

Τα τρανζίστορ CMOS έχουν χαμηλότερο κόστος αλλά είναι και πιο εφικτή η μείωση των διαστάσεων τους από των άλλων ειδών τρανζίστορ πράγμα που σημαίνει ότι μπορούν να καταλαμβάνουν μικρό χώρο πάνω σε πλακίδιο ολοκληρωμένου κυκλώματος. Το κύριο χαρακτηριστικό των CMOS είναι η χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Γι΄ αυτούς τους λόγους κυρίως, σήμερα, τα ολοκληρωμένα κυκλώματα πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης (VLSI) κατασκευάζονται με την χρήση της τεχνολογίας CMOS.

Το επόμενο βήμα ήταν η εφαρμογή των τρανζίστορ CMOS στα αναλογικά κυκλώματα. Το χαμηλό κόστος και η προϋπόθεση της τοποθέτησης αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων στο ίδιο chip, με αποτέλεσμα την βελτίωση της συνολικής απόδοσης και της μείωσης του κόστους του packaging έκανε την τεχνολογία CMOS πολύ ελκυστική. Παρόλα αυτά τα CMOS ήταν πιο αργά και πιο θορυβώδη από τα διπολικά τρανζίστορ και είχαν περιορισμένες εφαρμογές.

Οργάνωση Διπλωματικής

Η εργασία αυτή αποτελείται από 5 κεφάλαια σε κάθε ένα από τα οποία έχουν επιλεγεί και γραφεί θεωρητικά ζητήματα τα οποία μπορούν να βοηθήσουν έναν άπειρο σχεδιαστή αναλογικών κυκλωμάτων και τα οποία αποτελούν το υποχρεωτικό θεωρητικό υπόβαθρο που χρειάζεται ένας σχεδιαστής αναλογικών κυκλωμάτων. Τα κεφάλαια περιέχουν τα εξής:

Το πρώτο κεφάλαιο περιέχει τα είδη θορύβου που εμφανίζονται και με ποιον τρόπο μοντελοποιούνται κατά την ανάλυση των κυκλωμάτων. Δίνονται τύποι και γραφικές παραστάσεις του κάθε είδους θορύβου. Ιδιαίτερη μνεία γίνεται στο θόρυβο φάσης (phase noise), ο οποίος αποτελεί τη συνολική αναπαράσταση όλων των θορύβων σε αναλογικά κυκλώματα και είναι πολύ χρήσιμο να γνωρίζει κάποιος πως αυτός βελτιστοποιείται. Τέλος γίνεται αναφορά στον συντελεστή ποιότητας Q του πηνίου. Είναι γνωστό πως η επιλογή του πηνίου, και φυσικά του Q του πηνίου είναι πάρα πολύ σημαντική στο κύκλωμα του ταλαντωτή. Το Q πρέπει να είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερο, χωρίς να απομακρυνόμαστε από απαιτήσεις άλλων παραμέτρων.

Το δεύτερο κεφάλαιο περιέχει διάφορα είδη ταλαντωτών που συναντώνται στην βιβλιογραφία. Οι ταλαντωτές βασίζονται κυρίως στην ανάδραση και στην ενίσχυση με κάποιες μικρές διαφορές στο κάθε κύκλωμα ταλαντωτή. Δίνονται τα κυκλώματα ταλαντωτών και οι συχνότητες λειτουργίας του κάθε κυκλώματος. Ιδιαίτερη προσοχή δίνεται στον Gm ταλαντωτή διότι με βάση αυτό το κύκλωμα υλοποιείται η διπλωματική εργασία.

Το τρίτο κεφάλαιο εισάγει έννοιες όπως ανάδραση και ενεργό κύκλωμα. Το χτίσιμο βήμα – βήμα του ταλαντωτή βασίζεται σε έναν Gm ταλαντωτή. Έννοιες όπως ανάδραση και ενίσχυση αποτελούν τα δύο βασικά κομμάτια του κυκλώματος οποιοδήποτε ταλαντωτή. Ακόμη αναφέρονται ορισμένα από τα πλεονεκτήματα της διαφορικής σχεδίασης του ενεργού κυκλώματος. Τέλος αναφέρονται σημαντικά χαρακτηριστικά ενός ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση.

Το τέταρτο κεφάλαιο περιέχει έννοιες όπως ευστάθεια, πόλωση και μικροκυματική θεωρία. Η πόλωση είναι το πρώτο πράγμα που γίνεται συνήθως σε ένα κύκλωμα, η ευστάθεια πρέπει να ακολουθεί έναν ενισχυτή και η μικροκυματική θεωρία σε συνδυασμό με τα δίθυρο δίκτυα είναι χρήσιμη σε κυκλώματα των οποίων η ανάλυση είναι δύσκολη και επίπονη. Η ευστάθεια συνδέεται με διαγράμματα bode, θεώρημα Nyquist και κύκλους ευστάθειας οι οποίοι γίνονται κάνοντας χρήση μικροκυματικής θεωρίας, συντελεστές ανάκλασης και διαγράμματα smith chart.

Το πέμπτο κεφάλαιο περιέχει τα trade-off που πρέπει να προσεχτούν κατά την σχεδίαση του ταλαντωτή καθώς και αποτελέσματα αυτής. Δώστε προσοχή στα trade-off διότι είναι αυτά που κάνουν την σχεδίαση δύσκολη. Είναι προφανές ότι πρέπει να ικανοποιούνται όλες οι απαιτήσεις, έτσι η σχεδίασή σας γίνεται συγκρίσιμη και ενδιαφέρουσα.

Τέλος στο παράρτημα δίνονται πίνακες τιμών με τις μετρήσεις που και οι οποίες δείχνουν τις μεταβολές του Q σε σχέση με τις διαστάσεις του πηνίου και την αυτεπαγωγή του κ.α.

1ο Κεφάλαιο: *Είδη θορύβου και συντελεστής ποιότητας*

Ο όρος θόρυβος χρησιμοποιείται συνήθως για να προσδιορίσει τις ανεπιθύμητες κυματομορφές που διαταράσσουν τη μετάδοση και τη επεξεργασία των σημάτων στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα και πάνω στις οποίες δεν έχουμε πλήρη έλεγχο. Στην πράξη, βρίσκουμε ότι υπάρχουν πολλές πηγές θορύβου σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Ο θόρυβος είναι περιοριστικός παράγοντας στη σχεδίαση διότι επηρεάζει την ακεραιότητα ενός σήματος κατά την μετάδοσή του. Στο κεφάλαιο αυτό αναφέρονται οι τύποι θορύβων και οι πηγές τους καθώς και τα είδη θορύβου που συναντάμε κατά την ανάλυση ενός κυκλώματος ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (Voltage Control Oscillator, VCO). Γίνεται λόγος για thermal, shot, flicker, jitter, phase noise καθώς και για περιβαντολογικό θόρυβο (environmental noise). Η αναφορά στην μοντελοποίηση του θορύβου γίνεται στα MOS τρανζίστορ. Στα διπολικά η συμπεριφορά του θορύβου αν και προέρχεται από διαφορετικούς φυσικούς μηχανισμούς εμφανίζει ποιοτικώς παρόμοια συμπεριφορά. Τέλος γίνεται αναφορά στον συντελεστή ποιότητας Q και πόσο σημαντική είναι η επιλογή του για την μείωση του θορύβου.

1.1 Στατιστικά χαρακτηριστικά

Ο θόρυβος είναι μια τυχαία διεργασία, ένα τυχαίο σήμα. Αυτό σημαίνει ότι οι τιμές του θορύβου δεν μπορούν να προβλεφθούν σε κάποια συγκεκριμένη χρονική στιγμή ακόμη και αν παρελθοντικές τιμές του έχουν ήδη υπολογιστεί. Από την στιγμή που ένα στιγμιαίο πλάτος θορύβου δεν μπορεί να προβλεφθεί έχουν επινοηθεί στατιστικά μοντέλα τα οποία δίνουν χρήσιμες πληροφορίες για τον θόρυβο οι οποίες αποδεικνύονται χρήσιμες και επαρκής για την ανάλυση κυκλωμάτων. Στις περισσότερες περιπτώσεις η μέση ισχύς του θορύβου είναι προβλέψιμη και είναι ένα από τα πιο γνωστά χαρακτηριστικά με βάση το οποίο συγκρίνεται και ερμηνεύεται ο θόρυβος.

Από την βασική θεωρία των κυκλωμάτων γνωρίζουμε ότι η μέση ισχύς που παραδίδεται από μια περιοδική κυματομορφή v(t), σ’ ένα φορτίο R_L δίνεται από την σχέση:

$$P_{av} = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} \frac{v(t)v^*(t)}{R_L}\, dt$$

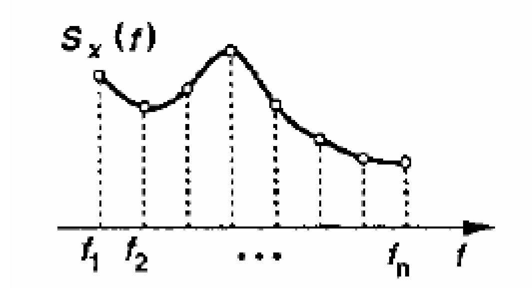
όπου T η περίοδος και v*(t) ο συζυγής μιγαδικός της v(t).

Για να καθορίσουμε την P_{av} για ένα τυχαίο σήμα, θα πρέπει να υπολογίσουμε την μέση ισχύ για ένα μεγάλο χρονικό διάστημα. Αυτό δίνεται από την σχέση:

$$P_{av} = \lim_{T->\infty} \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} \frac{x(t)x^*(t)}{R_L}\, dt$$

όπου x(t) είναι ένα τυχαίο σήμα.

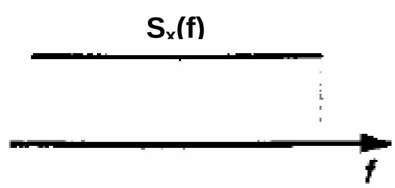
Είναι χρήσιμο η ανάλυση αυτή να γίνει στο πεδίο της συχνότητας και με βάση το φάσμα του θορύβου σε κάθε συχνότητα να καθορίζεται ο συνολικός θόρυβος. Έτσι ορίζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectral density ή PSD), του θορύβου, $S_x(f)$, η οποία δείχνει πόση ισχύ έχει το σήμα ανά διαφορική περιοχή συχνότητας, df. Η συνάρτηση φάσματος $S_x(f)$ έχει την ακόλουθη γενική μορφή:



Σχήμα 1.1.1: Κυματομορφή Συνάρτησης Φάσματος

Πολύ σημαντική είναι η εξής παρατήρηση: ενώ είναι δυνατό το PSD μιας τυχαίας διεργασίας να είναι και αυτό τυχαίο, οι περισσότερες από τις πηγές θορύβου που μας ενδιαφέρουν παράγουν ένα προβλεπόμενο φάσμα.

Ένα παράδειγμα γνωστού θορύβου είναι ο λευκός θόρυβος (white noise). Η κυματομορφή της συνάρτησης $S_x(f)$ στην περίπτωση αυτή έχει την μορφή:

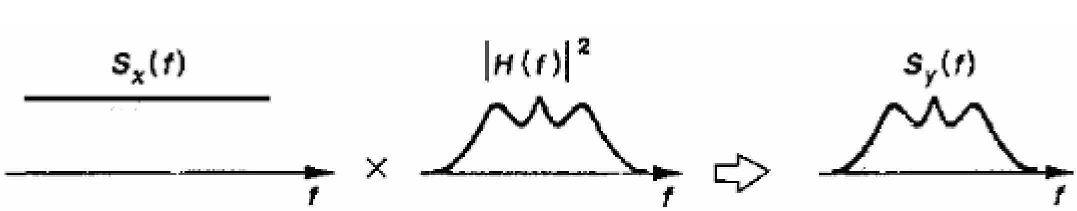


Σχήμα 1.1.2: Κυματομορφή Συνάρτησης Φάσματος Λευκού Θορύβου

όπου παρατηρείται ότι το πλάτος του φάσματος είναι το ίδιο για όλες τις συχνότητες. Το PSD είναι ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο στην ανάλυση των επιδράσεων του θορύβου στα κυκλώματα.

Αν ένα σήμα με φάσμα $S_x(f)$ παρατίθεται σ' ένα γραμμικό μη μεταβαλλόμενο χρονικά σύστημα με συνάρτηση μεταφοράς H(f) τότε η έξοδος του φάσματος δίνεται από την σχέση:

$$S_Y(f) = S_X(f)|H(f)|^2$$



Σχήμα 1.1.3: Έξοδος Φάσματος γραμμικού μη Μεταβαλλόμενου Συστήματος

Ένα συνηθισμένο και χρήσιμο μέτρο της πιστότητας του λαμβανόμενου σήματος πληροφορίας είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio) στην έξοδο που ορίζεται σαν:

$$SNR = \frac{\text{Μέση ισχύς του σήματος πληροφορίας στην έξοδο του δέκτη}}{\text{Μέση ισχύς του θορύβου στην έξοδο του δέκτη}}$$

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι σαφής όσο το ανακτώμενο σήμα πληροφορίας και ο θόρυβος στην έξοδο του αποδιαμορφωτή είναι προσθετικά. Αυτή η απαίτηση ικανοποιείται ακριβώς στην περίπτωση γραμμικών δεκτών που χρησιμοποιούν ομόδυνη φώραση και κατά προσέγγιση στην περίπτωση μη γραμμικών δεκτών υπό την προϋπόθεση ότι η μέση ισχύς θορύβου είναι μικρή σε σύγκριση με την μέση ισχύ του φέροντος.

1.2 Συσχετιζόμενες και μη, πηγές θορύβου

Κατά την ανάλυση των κυκλωμάτων θέλουμε να υπολογίσουμε τον συνολικό θόρυβο που δημιουργείται από πολλές πηγές. Πολύ συχνά, λοιπόν, χρειάζεται να προσθέσουμε την επίδραση πολλών πηγών θορύβου. Στα ντετερμινιστικά (μη τυχαία) σήματα απλά χρησιμοποιούμε την αρχή της υπέρθεσης, κάτι τέτοιο όμως δεν ισχύει στα τυχαία σήματα. Ας θεωρήσουμε δύο πηγές θορύβου και ας υπολογίσουμε την συνολική μέση ισχύ του θορύβου[1].

$$P_{av} = \lim_{T->\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} [x_1(t) + x_2(t)]^2 \, dt =$$

$$= P_{av1} + P_{av2} + \lim_{T->\infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} 2\mathrm{x}_1(\mathrm{t})\mathrm{x}_2(\mathrm{t}) \, dt$$

Ο τρίτος όρος δείχνει πόσο όμοιες είναι οι δύο κυματομορφές. Αν οι $x_1(t)$, $x_2(t)$ παράγονται από ανεξάρτητες συσκευές τότε ο τρίτος όρος είναι αμελητέος. Για παράδειγμα ο θόρυβος που παράγεται από μία αντίσταση δεν έχει σχέση με τον θόρυβο που δημιουργεί ένα τρανζίστορ. Στην περίπτωση αυτή των τυχαίων σημάτων λέμε ότι ισχύει η υπέρθεση μόνο για την ισχύ των μη συσχετιζόμενων πηγών θορύβου. Παράδειγμα: $P_{av}=P_R+P_{τρανζίστορ}$.

[1] Εδώ το P_{av} είναι κανονικοποιημένο ως προς την αντίσταση R, για απλότητα.

1.3 Τύποι θορύβου

Στην ενότητα αυτή θα αναφέρουμε τους τύπους θορύβου στα αναλογικά κυκλώματα αλλά και τα είδη θορύβου που επηρεάζουν τον VC ταλαντωτή. Δύο είναι οι τύποι θορύβου στα αναλογικά κυκλώματα:

- Θόρυβος από ηλεκτρονικές συσκευές
- «Περιβαλλοντικός» θόρυβος

1.3.1 Θόρυβος από ηλεκτρονικές (ενεργές) συσκευές

Στην ενότητα αυτή θα αναφερθούν και θα παρουσιαστεί ο τρόπος μοντελοποίησης κατά την ανάλυση των κυκλωμάτων του θερμικού (thermal) του flicker (1/f) και του shot θορύβου. Ακόμη θα δοθούν οι τύποι υπολογισμού ή προσέγγισης των τιμών τους (ο υπολογισμός του flicker θορύβου είναι δύσκολος και γίνεται προσεγγιστικά).

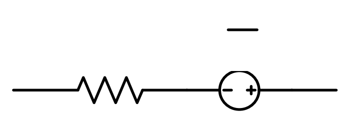
1.3.1.1 Θερμικός θόρυβος (thermal noise)

Είναι γνωστό ότι μία αντίσταση R, παράγει θερμικό θόρυβο. Η μέση (RMS) τάση δίνεται από την σχέση:

$$\overline{V_n}^2 = 4KTR\Delta f, \quad f \geq 0$$

όπου K: η σταθερά Boltzman και T: η απόλυτη θερμοκρασία. Η ποσότητα 4KT είναι η διαθέσιμη ισχύς του θορύβου ανά μονάδα συχνότητας, που παράγεται από μια αντίσταση R και είναι ανεξάρτητη από την συχνότητα..

Γίνεται αμέσως αντιληπτό ότι η τιμή του θορύβου εξαρτάται από την απόλυτη θερμοκρασία που αναπτύσσεται στα άκρα της αντίστασης. Μάλιστα η σχέση αυτή είναι ανάλογη. Η μοντελοποίηση του θερμικού θορύβου που παράγεται από μια αντίσταση είναι η ακόλουθη:



Σχήμα 1.3.1: Μοντελοποίηση Θερμικού Θορύβου

Παράδειγμα: Ας υποθέσουμε ότι R=50 Ω, και ότι η πηγή θορύβου συνδέεται με αντίσταση φορτίου R_L=50 Ω. Η RMS τάση που θα αναπτυχθεί πάνω στην αντίσταση R_L είναι (λόγω του διαιρέτη τάσης),

$$V_L = \frac{1}{2}\sqrt{\overline{V_n^2}} = \sqrt{kTR\Delta f}\ .$$

Συνεπώς, η ισχύς που καταναλώνεται από την R_L είναι:

$$P_L = \frac{V_L^{\ 2}}{R_L} = kT\Delta f\ ,$$

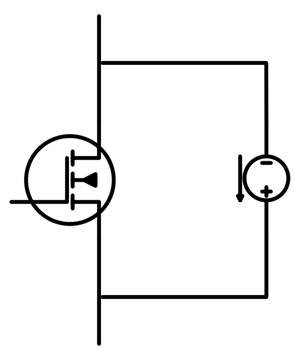
(αφού R_L=R=50 Ω). Συνεπώς, η ισχύς που καταναλώνεται από την R_L ανά μονάδα συχνότητας, δηλ. η S_x (f) είναι,

$$S_x(f) = \frac{V_L^{\ 2}}{R_L\Delta f} = kT\ .$$

Η S(f) συνήθως υπολογίζεται στους 16°C, (προτυποποιημένη θερμοκρασία για υπολογισμούς θορύβου). Η ισχύς αυτή υπολογίζεται ως -174 dBm/Hz.

Είναι επίσης γνωστό ότι και τα MOSFET παράγουν θερμικό θόρυβο. Ο θόρυβος παράγεται στο κανάλι και η μοντελοποίησή του γίνεται με πηγή ρεύματος. Ακολουθούν η σχέση που δίνει την τετραγωνική μέση τιμή της πηγής ρεύματος θορύβου και η μοντελοποίηση του:

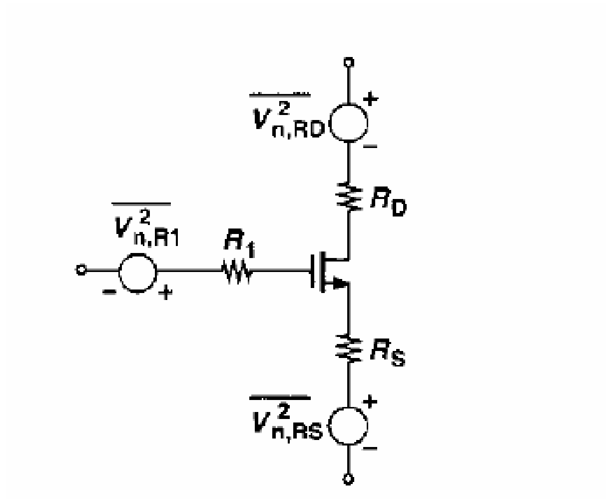
$$\overline{I_n}^{\,2} = 4kT\gamma g_m$$



Σχήμα 1.3.2: Μοντελοποίηση Θερμικού Θορύβου στα MOSFET

όπου g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ και γ είναι ένας σταθερός συντελεστής ο οποίος είναι ίσος με 2/3 για τρανζίστορ μεγάλου μήκους. Για τρανζίστορ μικρού καναλιού το γ είναι μεγαλύτερο όπως, για παράδειγμα, περίπου 2.5 για τρανζίστορ MOS τεχνολογίας 0.25μm.

Θα πρέπει όμως να προσεχθεί το γεγονός ότι υπάρχουν αντιστάσεις μεταξύ των ακροδεκτών του MOSFET. Από τη προηγούμενη ανάλυση έγινε φανερό ότι οι αντιστάσεις είναι πηγή θερμικού θορύβου, άρα υπάρχει και άλλη πηγή θερμικού θορύβου στο τρανζίστορ. Η όλη μοντελοποίηση του τρανζίστορ δίνεται στο σχήμα που ακολουθεί:



Σχήμα 1.3.3: Μοντελοποίηση Θορύβου των Εσωτερικών Αντιστάσεων του MOSFET

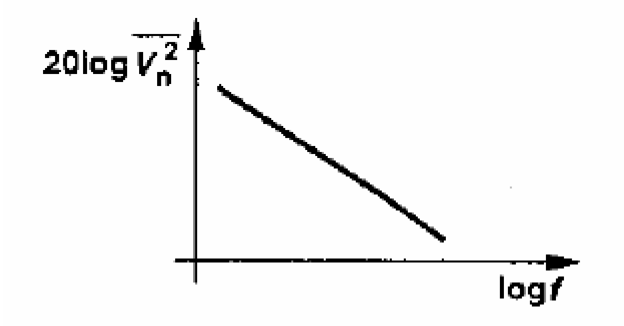
1.3.1.2 flicker ή 1/f θόρυβος

Ο θόρυβος αυτός παράγεται στην επαφή του οξειδίου της πύλης και του πυριτίου του υποστρώματος και όπως προαναφέρθηκε δεν μπορεί να υπολογιστεί εύκολα, έχει βρεθεί όμως μια καλή προσεγγιστική σχέση. Ο flicker θόρυβος είναι γνωστός και σας 1/f θόρυβος διότι είναι αντιστρόφως ανάλογος της συχνότητας. Αμέσως γίνεται αντιληπτό ότι ο θόρυβος αυτός εμφανίζεται στις χαμηλές συχνότητες. Η μοντελοποίηση του κατά την ανάλυση κυκλωμάτων γίνεται με μια πηγή τάσης της οποία η μέση τετραγωνική τιμή δίνεται από την σχέση:

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox} W L} \cdot \frac{1}{f},$$

όπου K μια σταθερά 10^{-25} V^2F, W, L: οι διαστάσεις του τρανζίστορ (πλάτος και μήκος καναλιού αντίστοιχα), f η συχνότητα υπολογισμού του θορύβου και C_{ox} παρασιτική χωρητικότητα του οξειδίου σε F/m^2.

Από την παραπάνω σχέση γίνεται φανερό ότι δεν υπάρχει εξάρτηση του θορύβου αυτού από το ρεύμα και την θερμοκρασία. Ακόμη φαίνεται η εξάρτηση του από τις διαστάσεις της συσκευής και μάλιστα όσο μεγαλύτερες είναι οι διαστάσεις αυτές τόσο μικρότερη η τιμή του θορύβου. Στο σχήμα που ακολουθεί δίνεται το φάσμα του θορύβου. Είναι αναμενόμενη η κλίση αυτή με την αύξηση της συχνότητας διότι όσο η συχνότητα αυξάνει ο flicker θόρυβος μειώνεται.



Σχήμα 1.3.4: Γραφική παράσταση flicker noise

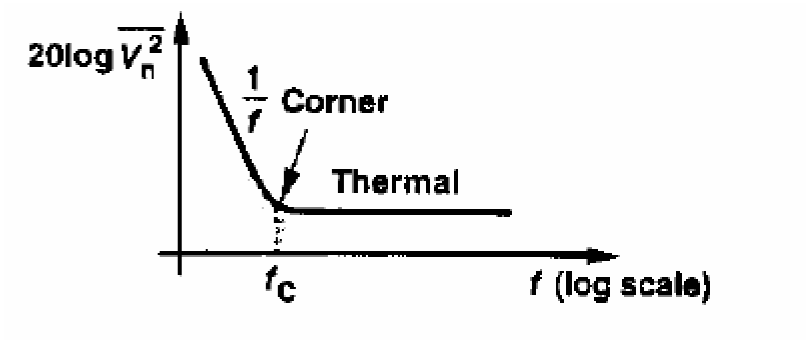
1.3.1.3 Θερμικός και flicker θόρυβος: συσχέτιση

Τα δύο είδη ηλεκτρονικών θορύβων που αναφέρθηκαν εμφανίζονται σε διαφορετικές συχνότητες. Όπως προαναφέρθηκε ο 1/f θόρυβος εμφανίζεται σε χαμηλές συχνότητες ενώ στις υψηλές είναι πολύ μικρές οι τιμές του, ενώ από την άλλη ο θερμικός θόρυβος εμφανίζεται σε λίγο υψηλότερες συχνότητες. Υπάρχει λοιπόν μία τιμή συχνότητας, η οποία ονομάζεται f_c (f_{corner}) πέρα από την οποία υπερισχύει ο θερμικός θόρυβος. Για να υπολογίσουμε την συχνότητα αυτή αρκεί να εξισώσουμε τις σχέσεις που δίνουν τις μέσες τετραγωνικές τιμές του θερμικού και του 1/f θορύβου, θα' χουμε λοιπόν: $Thermal = flicker$

άρα $$4KT\left(\frac{2}{3}g_m\right) = \frac{k}{C_{ox}WL}\frac{1}{f_c}g^2{}_m$$

συνεπώς η ζητούμενη συχνότητα είναι: $$f_c = \frac{k}{C_{ox}WL}g_m\frac{3}{8KT}$$

Παρατηρούμε ότι η συχνότητα αυτή εξαρτάται από το ρεύμα (διότι η διαγωγιμότητα είναι ανάλογη του ρεύματος που ρέει στον συλλέκτη του τρανζίστορ, $g_m=2I_D/(V_{GS}-V_{TH})$,I_D το ρεύμα απαγωγού, V_{GS} η τάση πύλης –πηγής, V_{TH} η τάση κατωφλιού του MOS) από τις διαστάσεις της συσκευής και από την απόλυτη θερμοκρασία. Δίνεται το φάσμα θορύβου που περιλαμβάνει και τα δύο είδη θορύβων.



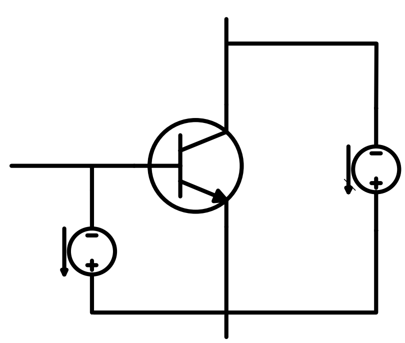
Σχήμα 1.3.5: Γραφική Συσχέτισης flicker και Θερμικού Θορύβου

1.3.1.4 Shot θόρυβος

Οι ενεργές συσκευές, όπως τα BJTs, εκτός από θερμικό και flicker θόρυβο παράγουν και shot θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός είναι ένας Gaussian (δηλ. λευκός) ο οποίος έχει να κάνει με την μεταφορά φορτίου γύρω από ενεργό φράγμα όπως είναι η ένωση pn και έχει PSD:

$$\overline{I_n^2} = 2ql$$

όπου q: το φορτίο ενός ηλεκτρονίου και I η μέση τιμή του ρεύματος. Για ένα διπολικό τρανζίστορ ο shot θόρυβος του συλλέκτη και της βάσης μοντελοποιείται με πηγές ρεύματος που συνδέουν τον συλλέκτη και τον εκπομπό, την βάση και τον εκπομπό αντίστοιχα.



Σχήμα 1.3.6: Μοντελοποίηση shot Θορύβου

1.3.2 Περιβαλλοντικός θόρυβος

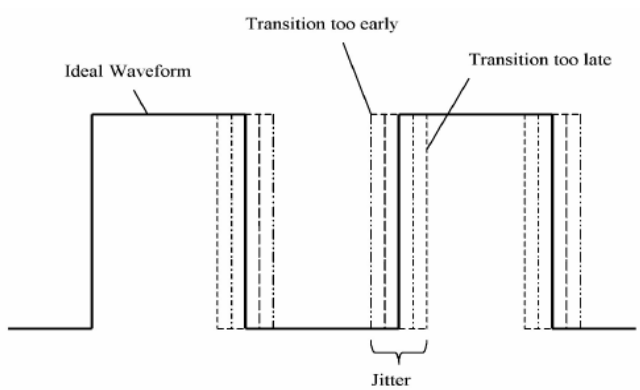
Απλά αναφέρουμε στην ενότητα αυτή ότι εκτός από τον θόρυβο που λαμβάνει χώρα στο εσωτερικό των κυκλωμάτων, υπάρχουν και άλλες πηγές θορύβου που είναι εξωτερικές. Παράδειγμα τέτοιων θορύβων είναι ο ατμοσφαιρικός θόρυβος, γαλαξιακός και βιομηχανικός θόρυβος

1.3.3 Είδη θορύβων στο κύκλωμα του ταλαντωτή

Στην ενότητα αυτή θα αναφερθούν δύο πολύ σημαντικά είδη θορύβου που είναι ο jitter noise και ο phase noise. Στην πραγματικότητα και τα δύο είδη θορύβου χαρακτηρίζουν το ίδιο φαινόμενο απλά ο jitter αναφέρεται στο πεδίο του χρόνου και ο phase noise στο πεδίο της συχνότητας. Γίνεται φανερό πως όσα αναφέρονται για το jitter noise ισχύουν και για το phase noise απλά η αναφορά γίνεται στο πεδίο της συχνότητας.

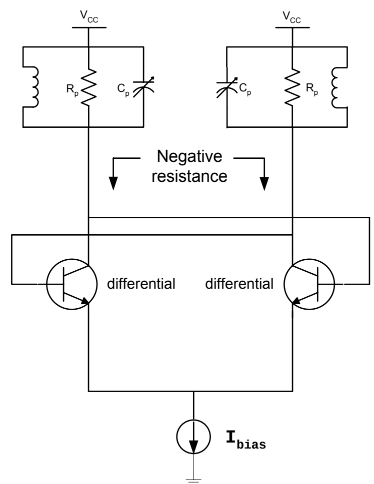
1.3.3.1 Jitter noise

Ο θόρυβος αυτός είναι μια πολύ χρήσιμη παράμετρος ιδιαίτερα για τους σχεδιαστές ψηφιακών κυκλωμάτων. Ένας ιδανικός παλμός θα μηδενιζόταν την χρονική στιγμή που αναμενόταν, όμως αυτό δεν είναι εφικτό διότι δεν υπάρχουν ιδανικοί παλμοί. Όταν λοιπόν ένας παλμός μηδενίζει πιο γρήγορα ή πιο αργά από ότι αναμενόταν τότε μιλάμε για jitter noise. Το σχήμα 1.3.7 δείχνει πότε ένας παλμός εμφανίζει jitter noise.



Σχήμα 1.3.7: Jitter noise Ψηφιακών Κυκλωμάτων

Ο θόρυβος αυτός μειώνεται: αυξάνοντας το Q του ταλαντωτή, χρησιμοποιώντας διαφορικό ζευγάρι τρανζίστορ στο κύκλωμα του ταλαντωτή και τοποθετώντας πυκνωτές σε καθοριστικά σημεία (βλέπε αναφορά [1]) για την βελτίωση του θορύβου. Το κύκλωμα ενός διαφορικού ταλαντωτή δίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 1.3.8: Διαφορικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση

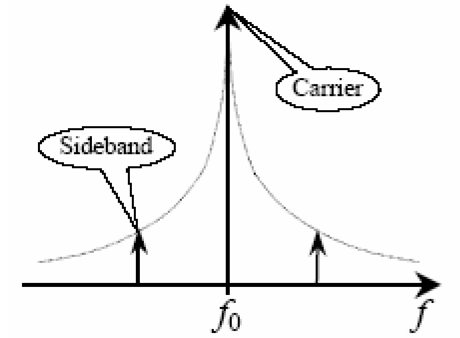
1.3.3.2 Phase noise

Ένας ταλαντωτής μπορεί να θεωρηθεί ως μια συσκευή με n εισόδους (κάθε μία με την πηγή θορύβου) και με δύο εξόδους: το πλάτος, A(t) και την φάση, φ(t). Η έξοδος ενός ταλαντωτή περιγράφεται από την σχέση:

$$V_{out}(t) = A(t)\sin(\omega_o t + \phi(t))$$

Παρατηρείται ότι το πλάτος και η φάση είναι συναρτήσεις του χρόνου[2], κάτι που σημαίνει ότι ενώ ο ιδανικός ταλαντωτής θα είχε ένα ζευγάρι μοναδιαίων παλμών στις συχνότητες $\pm\omega_0$, ο πραγματικός ταλαντωτής (λόγω θορύβου) θα έχει πλευρικές μπάντες (sideband) συχνοτήτων δίπλα στις συχνότητες $\pm\omega_0$ ($=2\pi f_o$), όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.3.9:

[2] Θα πρέπει να σημειωθεί ότι ο θόρυβος επηρεάζει εξίσου το πλάτος και την φάση του ταλαντωτή. Δείτε το σχήμα 1.14



Σχήμα 1.3.9: Μη ιδανικό ημίτονο

Ως γνωστό το ενεργό κύκλωμα είναι αυτό που στην περίπτωση του negative g_m ταλαντωτή προσφέρει ενέργεια στη δεξαμενή (tank). Το ενεργό κύκλωμα όμως αποτελείται από τρανζίστορ τα οποία έχουν και μεταφέρουν στο tank πολύ θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός γίνεται phase noise. Τέλος η απόδοση της μεταφοράς ενέργειας, *η*, από το ενεργό κύκλωμα ενός διαφορικού ταλαντωτή στο tank ορίζεται ως το κλάσμα της αποθηκευμένης ενέργειας στο tank, E_{tank}, προς την συνολική dc ενέργεια, P_{dc}, που καταναλώνεται σε μια περίοδο και δίνεται από την σχέση:

$$\eta = \frac{E_{\tan k}}{P_{dc}T} = \frac{CV^2{}_{\tan k} f_{osc}}{2V_{dc}I_{bias}} = \frac{Q^2{}_{\tan k}\beta^2 I_{bias}}{4\pi V_{dc}}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

όπου $V_{tank}=\beta I_{bias}R_{tank}$, β: το σταθερό πλάτος ταλάντωσης, I_{bias}: το ρεύμα πόλωσης, Q_{tank}: το Q του κυκλώματος συντονισμού, L,C: η αυτεπαγωγή και η χωρητικότητα του πηνίου και του πυκνωτή του κυκλώματος συντονισμού αντίστοιχα και V_{dc}: η dc τάση τροφοδοσίας (βλέπε σχήμα 1.3.8 και περισσότερα για την παραπάνω σχέση στην αναφορά [7]).

Από την παραπάνω σχέση γίνεται αμέσως αντιληπτό ότι αν βελτιωθεί η τιμή του Q_{tank} ή το πλάτος ταλάντωσης τότε βελτιώνεται και η μεταφερόμενη ενέργεια με αποτέλεσμα να γίνεται στενότερο το phase noise.

Ο phase noise ποσοτικοποιείται με το ακόλουθο μέγεθος:

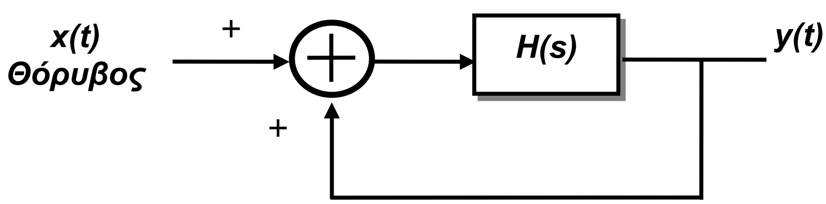
$$L(f) = 10\log\left[\frac{P_{sideband}}{P_{carrier}}\right]$$

Όταν θέλουμε, λοιπόν, να υπολογίσουμε το phase noise θα πρέπει να διαιρέσουμε την ισχύ του θορύβου σε κάποια συγκεκριμένη συχνότητα (offset) η οποία βρίσκεται κοντά στην επιθυμητή συχνότητα ω_o με την ισχύ που έχει το σήμα στην επιθυμητή συχνότητα ω_o. Στην συνέχεια εφαρμόζουμε λογαριθμική κλίμακα και πολλαπλασιάζουμε με το 10 για να εκφράσουμε τον θόρυβο σε dBc/Hz. Αμέσως γίνεται αντιληπτό ότι έχει σημασία ποια είναι η τιμή του offset που επιλέγουμε να μετρήσουμε το phase noise, όσο απομακρυνόμαστε από την συχνότητα ω_o τόσο μικρότερη η τιμή του phase noise. Πληροφοριακά η περιοχή συχνοτήτων, όπου γίνεται η μέτρηση, είναι της τάξης του 10 Hz-100 KHz.

Στόχος, λοιπόν, του κάθε σχεδιαστή είναι να μειώσει το phase noise όσο γίνεται περισσότερο. Φυσικά και μπορεί να μειωθεί το phase noise με αύξηση της συνολικής κατανάλωσης ισχύος κάτι που δεν το θέλουμε. Συνεπώς παρατηρούμε ότι έχουμε να κάνουμε με trade-offs και πρέπει να βρούμε τις καλύτερες τιμές των μεγεθών έτσι ώστε η σχεδίαση να ικανοποιεί όλες τις απαιτήσεις.
Μια ακόμη προσεγγιστική αλλά εξίσου σημαντική σχέση για το phase noise είναι η εξίσωση του Leeson, με βάση την οποία μπορούμε να προβλέψουμε άμεσα την βελτίωση του θορύβου:

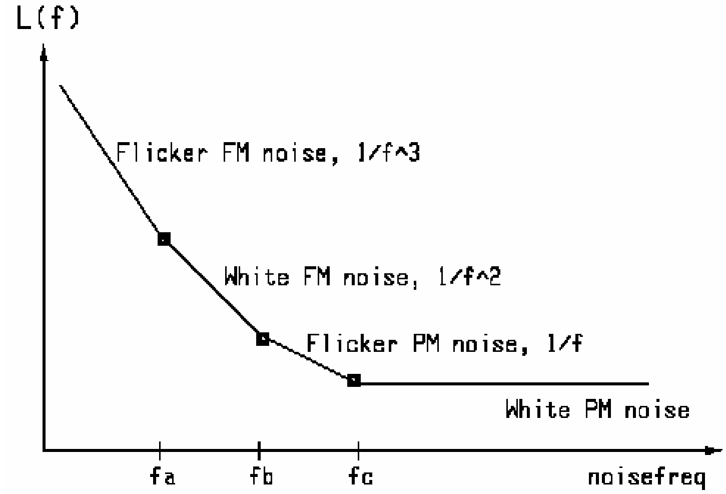
$$\left|\frac{y}{x}(j\omega)\right|^2 = \frac{1}{4Q^2} * \left(\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\right)^2$$

όπου Q είναι ο συντελεστής ποιότητας του πηνίου, ω_o είναι η συχνότητα του φέροντος, Δω είναι η offset συχνότητα στην οποία γίνεται ο υπολογισμός του phase noise και y(t), x(t) αποτελούν έξοδο και είσοδο του παρακάτω σχήματος:



Σχήμα 1.3.10: Θόρυβος στο μονοπάτι του σήματος

Από την σχέση αυτή γίνεται αμέσως αντιληπτό ότι όσο μεγαλύτερη η συχνότητα του φέροντος (ω_o) τόσο μεγαλύτερη η τιμή του φάσματος θορύβου, όσο μεγαλύτερο το offset (Δω) τόσο μικρότερη η τιμή του φάσματος θορύβου (κάτι που προαναφέρθηκε) και όσο μεγαλύτερο το Q τόσο μικρότερη η τιμή του phase noise. Στην πραγματικότητα το phase noise είναι συνάρτηση περισσότερων παραγόντων. Η γραφική που ακολουθεί, στο σχήμα 1.3.11 δίνει τις τέσσερις περιοχές θορύβου που συναντάμε σε όλους τους ταλαντωτές και το πως μεταβάλλεται με την συχνότητα:



Σχήμα 1.3.11: Περιοχές phase noise σε σχέση με την Συχνότητα

AM είναι διαμόρφωση πλάτους του σήματος όπου το πλάτος του φέροντος σήματος μεταβάλλεται γύρω από μία μέση τιμή γραμμικά σε σχέση με το σήμα βασικής ζώνης. Το σήμα βασικής ζώνης είναι αυτό που μεταφέρει την πληροφορία. FM είναι η διαμόρφωση συχνότητας στην οποία η στιγμιαία συχνότητα μεταβάλλεται γραμμικά με το σήμα βασικής ζώνης. Στις χαμηλές συχνότητες έχουμε τον FM flicker noise ο οποίος είναι ανάλογος του $1/f^3$ και οι συνέπειές του είναι τυχαία διαμόρφωση συχνότητας. Η περιοχή αυτή αναφέρεται στην βιβλιογραφία ότι είναι μια εμπειρική περιοχή (βλέπε αναφορά [5]). Ακολουθεί ο white FM noise που έχει σαν συνέπεια τυχαία διαμόρφωση συχνότητας με κυματομορφή ανάλογη του $1/f^2$. Η περιοχή $1/f^2$ είναι αποτέλεσμα του θορύβου που παράγει μία αντίσταση και θεωρείται ο θόρυβος της αντίστασης του tank. Για να υπολογιστεί η μέση τετραγωνική τιμή του θορύβου αυτού πρέπει να υπολογιστεί η εμπέδηση του tank η οποία σχετίζεται με την αντίσταση που προσφέρει το ενεργό κύκλωμα. Έτσι η μέση τετραγωνική τιμή του φάσματος που μοντελοποιείται με πηγή τάσης δίνεται από την σχέση όπου φαίνεται καθαρά η εξάρτηση της από την συχνότητα και η δημιουργία μιας περιοχής με κλίση $1/f^2$ και η ερμηνεία αυτής της εξάρτησης είναι εξαιτίας ότι το tank παίζει και τον ρόλο φίλτρου:

$\frac{\overline{u_n^2}}{\Delta f} = \frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f}|Z|^2 = 4kTR\left(\frac{\omega_o}{2Q\Delta\omega}\right)^2$,όπου η εμπέδηση δίνεται από την σχέση:

$|Z(\omega_o + \Delta\omega)| = \frac{1}{G}\frac{\omega_o}{2Q\Delta\omega}$, όπου G η διαγωγιμότητα του tank, ω_o η συχνότητα του φέροντος και $\Delta\omega$ η συχνότητα υπολογισμού του θορύβου. Στην συνέχεια ο γνωστός flicker noise με κυματομορφή ανάλογη του 1/f και τέλος στις υψηλότερες συχνότητες ο white noise με τυχαία διαμόρφωση φάσης.

Μια διαφορετική μοντελοποίηση του phase noise (αφορά την περιοχή $1/f^2$) και η οποία καταλήγει στα ίδια συμπεράσματα με την εξίσωση του Leeson´s όπου η αύξηση του Q και του πλάτους της ταλάντωσης δίνουν χαμηλότερες τιμές phase noise είναι η ακόλουθη:

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

Όταν λοιπόν η ισχύς του φέροντος και το Q αυξάνουν το phase noise βελτιώνεται. Το πραγματικό μοντέλο θορύβου όμως περιλαμβάνει και άλλες πηγές θορύβου με αποτέλεσμα η παραπάνω σχέση τελικά να παίρνει την μορφή:

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

Το σχήμα 1.3.11 μπορεί να κατανοηθεί με βάση τον παραπάνω τύπο.

1.4 Q: συντελεστής ποιότητας του tank

Ο συντελεστής ποιότητας, Q, του κυκλώματος συντονισμού, επηρεάζεται καθοριστικά από την επιλογή του πηνίου. Το Q επηρεάζει τον θόρυβο και την ποιότητα του ταλαντωτή. Το Q ορίζεται ως το πηλίκο της αποθηκευμένης ενέργειας σε ένα κύκλωμα και της καταναλισκόμενης ενέργειας ανά κύκλο που χάνεται λόγω αντίστασης.

$$Q = 2\pi \frac{\text{Αποθηκευμένη}}{\text{Καταναλισκόμενη}} \text{ενέργεια}$$

Όπως γνωρίζουμε, η αντίσταση R σε ένα LRC κύκλωμα προκαλεί απώλειες ενέργειας. Ένα από τα πιο σημαντικά στάδια της σχεδίασης είναι η επιλογή του πηνίου και φυσικά η τιμή του Q του κυκλώματος συντονισμού. Το Q ενός LC tank δείχνει πόση ενέργεια χάνεται καθώς αυτή μεταφέρεται από το πηνίο στον πυκνωτή και αντίστροφα. Αύξηση του Q σημαίνει τρία πράγματα:

1. Μείωση της καταναλώμενης ενέργειας
2. Μείωση του θορύβου των ενεργών συσκευών και
3. Στένωμα της συνάρτησης φάσματος (εξίσωση Leeson's).

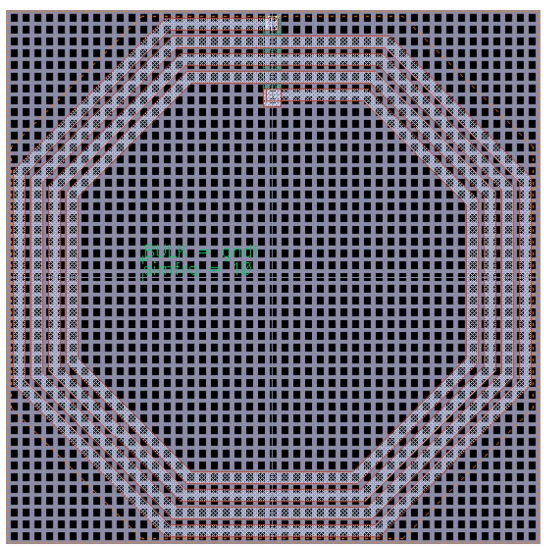
Ο συντελεστής ποιότητας ενός κυκλώματος με σύνθετη αντίσταση Z καθορίζεται από την απόκριση συχνότητας της Z ως:

$$Q = \frac{\Im[Z]}{\Re[Z]}.$$

Για την περίπτωση ενός πηνίου με σύνθετη αντίσταση $Z=R_p+j\omega L$, το Q δίνεται από την σχέση,

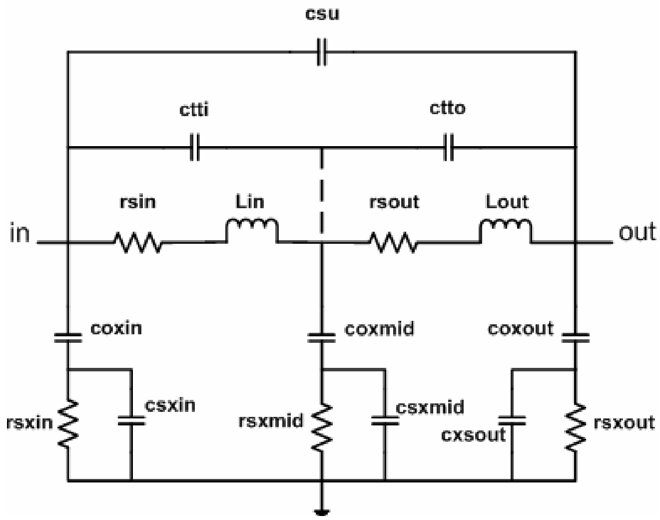
$Q_p = \dfrac{R_p}{\omega_o L_p}$, όπου R_p η αντίσταση παράλληλα με το πηνίο.

Παρατηρούμε ότι όσο μικρότερη η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου τόσο μεγαλύτερη η τιμή του Q. Στην πραγματικότητα ένα πηνίο υλοποιείται πάνω σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα και η ηλεκτρική του λειτουργία μοντελοποιείται από πολύ πιο σύνθετα κυκλώματα. Το σχήμα 1.4.1 δείχνει το layout του πηνίου με αυτεπαγωγή 0,652 nH, Q=11,6 το οποίο χρησιμοποιήθηκε στο κύκλωμα συντονισμού της παρούσας εργασίας. Το ισοδύναμο κύκλωμα του πηνίου φαίνεται στο Σχήμα 1.4.1 και περιλαμβάνει, πέρα από την επαγωγή και την αντίσταση εισόδου και στοιχεία όπως χωρητικότητες και αγωγιμότητες προς τη γη οι οποίες εκφράζουν τις απώλειες σήματος προς την γη. Η υλοποίηση γίνεται στην SiGe BiCMOS τεχνολογία των 0.5 μm της IBM.



Σχήμα 1.4.1: Layout Πηνίου

Το μοντέλο του πηνίου που χρησιμοποιήθηκε δίνεται στο Σχήμα 1.4.2:



Σχήμα 1.4.2: Μοντέλο Πηνίου

Η ερμηνεία του κάθε στοιχείου στο ισοδύναμο κύκλωμα του πηνίου είναι η εξής:

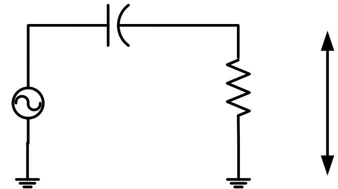
1. Οι δύο εν σειρά αντιστάσεις (rsout, rsin) προσομοιώνουν τις μεταβολές του skin effect αντίστασης ως προς την συχνότητα.
2. Τα δύο εν σειρά πηνία (Lin, Lout) αντιπροσωπεύουν την αυτεπαγωγή της εισόδου και εξόδου αντίστοιχα της σπείρας.
3. Ο παράλληλος πυκνωτής (csu) αντιπροσωπεύει την χωρητικότητα ανάμεσα στην σπείρα του πηνίου και το underpass.
4. Οι εν σειρά χωρητικότητες (ctti, ctto) αντιπροσωπεύουν την εν σειρά χωρητικότητα της σπείρας.
5. Οι χωρητικότητες του οξειδίου (coxin, coxmid, coxout) προσομοιώνουν την χωρητικότητα ανάμεσα στις σπείρες και το υπόστρωμα.
6. Οι χωρητικότητες (csxin, csxmid, csxout) και οι αντιστάσεις (rsxin, rsxmid, rsxout) του υποστρώματος αντιπροσωπεύουν την επίδραση των απωλειών της αυτεπαγωγής στο υπόστρωμα.

2ο Κεφάλαιο: *Είδη Ταλαντωτών*

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται αναφορά στα είδη ταλαντωτών, τον τρόπο υλοποίησής τους καθώς και τομείς εφαρμογών. Θα γίνει αναφορά για ολίσθηση φάσης, κρυσταλλικό ταλαντωτή, Colpitts, Hartley, Clapp, Wien, Ring, Gm ταλαντωτές. Το κοινό χαρακτηριστικό αυτών των ταλαντωτών είναι ότι χρησιμοποιούν ένα μόνο τρανζίστορ για ενίσχυση του σήματος και όχι διαφορικό ζεύγος τρανζίστορ (σχήμα διαφορικού ταλαντωτή δίνεται μόνο στην περίπτωση του ring και του Gm ταλαντωτή). Τα πλεονεκτήματα του διαφορικού ταλαντωτή αναφέρονται στο κεφάλαιο 3. Είναι γεγονός ότι οι ταλαντωτές μονής εισόδου/εξόδου (single ended) έχουν μεγαλύτερο phase noise, υστερούν στο πλάτος της ταλάντωσης και απαιτούν μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος από τους διαφορικούς (differential) ταλαντωτές. Η λειτουργία των ταλαντωτών στηρίζεται στην ανάδραση, την ενίσχυση και την ολίσθηση φάσης. Η διαφοροποίηση σε κάθε ταλαντωτή είναι ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η ολίσθηση φάσης. Η υλοποίηση των ταλαντωτών γίνεται και με διπολικά και με MOS τρανζίστορ όμως υπάρχουν ελάχιστες διαφορές στην ανάλυση του κυκλώματος.

2.1 Ο ταλαντωτής γέφυρας - Wien

Ο ταλαντωτής αυτός είναι ο τυπικός ταλαντωτής για χαμηλές και μεσαίες συχνότητες, στην περιοχή από 5Hz μέχρι περίπου 1MHz. Χρησιμοποιείται πάντα σχεδόν σε γεννήτριες ακουστικών συχνοτήτων του εμπορίου και προτιμάται συνήθως για άλλες εφαρμογές χαμηλών συχνοτήτων. Ο ταλαντωτής γέφυρας – Wien χρησιμοποιεί ένα κύκλωμα ανάδρασης που καλείται κύκλωμα προπορείας – καθυστέρησης. Το μεν κύκλωμα προπορείας αποτελείται από μία ac πηγή και εν σειρά έναν πυκνωτή και μία αντίσταση με αποτέλεσμα να δίνει τάση εξόδου η οποία προπορεύεται της τάσης εισόδου κατά γωνία φ.



Σχήμα 2.1.1: Κύκλωμα Προπορείας

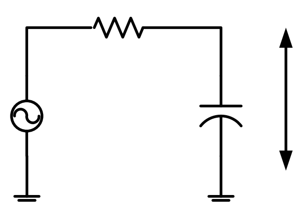
Οι σχέσεις που δίνουν κέρδος τάσης και γωνία του κυκλώματος είναι οι ακόλουθες:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R}{R - jX_c}$$

και η γωνία φάσης μεταξύ εξόδου και εισόδου είναι:

$$\phi = \arctan\frac{X_c}{R}$$ [1]

Το δε κύκλωμα καθυστέρησης είναι το ίδιο περίπου με το κύκλωμα προπορείας απλά συνδέεται πρώτα η αντίσταση στην ac πηγή και στην συνέχεια εν σειρά ο πυκνωτής.



Σχήμα 2.1.2: Κύκλωμα Καθυστέρησης

[1] Όπου arctan(X) το τόξο εφαπτομένης της γωνίας X.

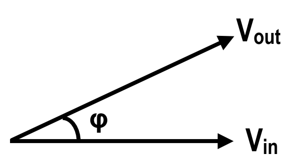
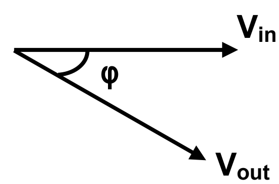
Οι σχέσεις που δίνουν το κέρδος τάσης και την γωνία φάσης του κυκλώματος καθυστέρησης είναι οι ακόλουθες:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-jX_c}{R - jX_c}$$

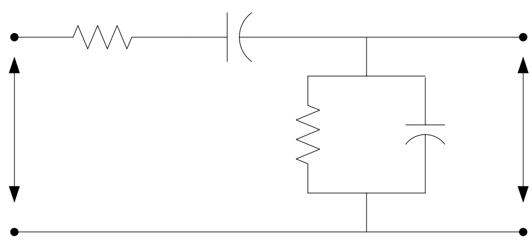
και η γωνία φάσης εξόδου - εισόδου από την σχέση:

$$\phi = -\arctan\frac{R}{X_c}$$

όσο αφορά τα ανύσματα εισόδου και εξόδου στα κυκλώματα αυτά, φαίνονται στο παρακάτω πίνακα:

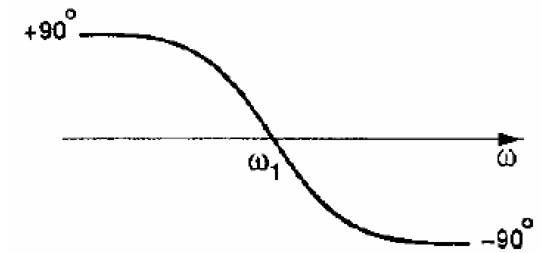
Άνυσμα κυκλώματος προπορείας	**Άνυσμα κυκλώματος καθυστέρησης**
	

Ο ταλαντωτής γέφυρας-Wien χρησιμοποιεί ένα κύκλωμα ανάδρασης που καλείται κύκλωμα προπορείας – καθυστέρησης. Το κύκλωμα αυτό δίνεται στο σχήμα 2.1.3:



Σχήμα 2.1.3: Κύκλωμα Προπορείας - Καθυστέρησης

Η συχνότητα όπου η έξοδος είναι μέγιστη καλείται συχνότητα συντονισμού f_r. Σε αυτή την συχνότητα το κλάσμα ανάδρασης φθάνει μια μέγιστη τιμή ίση με 1/3. Το κλάσμα ανάδρασης είναι η συνάρτηση μεταφοράς του παραπάνω κυκλώματος. Η γωνία φάσης του κυκλώματος ανάδρασης σε σχέση με την συχνότητα φαίνεται στο σχήμα 2.1.4.

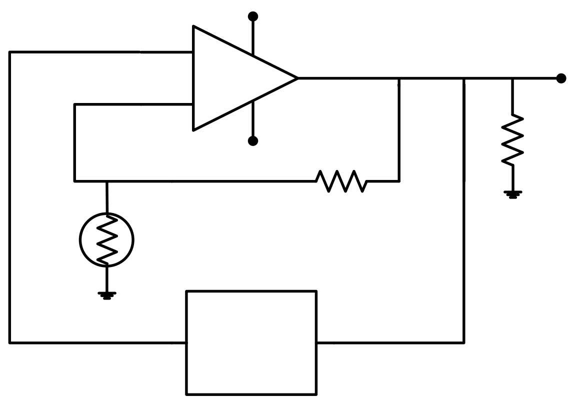


Σχήμα 2.1.4: Γωνία Φάσης του Κυκλώματος Ανάδρασης

Στον συντονισμό η γωνία φάσης είναι ίση με μηδέν, ενώ σε κάθε άλλη περίπτωση ίση με $\omega_1=2\pi f_1$. Σε ένα κύκλωμα προπορείας – καθυστέρησης η συχνότητα συντονισμού δίνεται από την σχέση:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Το κύκλωμα ενός ταλαντωτή γέφυρας – Wien δίνεται στο σχήμα 2.1.4:



Σχήμα 2.1.4: Κύκλωμα ταλαντωτή γέφυρας- Wien

Η λειτουργία του ταλαντωτή για την επίτευξη της ταλάντωσης του κυκλώματος είναι η εξής: στο κύκλωμα του ταλαντωτή Wien υπάρχουν δύο διαδρομές ανάδρασης, η μία είναι θετική ενώ η άλλη αρνητική. Αρχικά, υπάρχει περισσότερη θετική ανάδραση από την αρνητική. Έτσι όταν ενεργοποιείται η ισχύς οι ταλαντώσεις βγαίνουν αυξανόμενες. Όταν το σήμα στην έξοδο φθάσει στην επιθυμητή τιμή, η αρνητική ανάδραση ελαττώνει το κέρδος βρόγχου στο 1. Αυτό συμβαίνει ως εξής: Όταν η ισχύς είναι ενεργοποιημένη η τιμή της αντίστασης R_2 είναι μικρή και η αρνητική ανάδραση είναι μικρή. Γι΄ αυτό τον λόγο το κέρδος βρόγχου είναι μεγαλύτερο από 1 και οι ταλαντώσεις αυξάνουν το πλάτος τους στην συχνότητα συντονισμού. Καθώς το πλάτος των ταλαντώσεων αυξάνεται, η αντίσταση R_2 θερμαίνεται και η αντίστασή της αυξάνεται. Στα περισσότερα κυκλώματα το ρεύμα μέσω της λάμπας δεν είναι αρκετό για να κάνει την λάμπα να πυρακτωθεί, αλλά είναι αρκετό για να αυξήσει την αντίσταση. Σε κάποια υψηλή στάθμη εξόδου η λάμπα έχει μια αντίσταση ίση με R'. Στο σημείο αυτό το κέρδος τάσης κλειστού βρόγχου από την μη αναστρέφουσα είσοδο ως την έξοδο ελαττώνεται σε:

$$A_{\kappa\beta} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{2R'}{R'} = 3$$

Εφόσον το κύκλωμα προπορείας – καθυστέρησης έχει κέρδος βρόγχου β=1/3 το συνολικό κέρδος βρόγχου είναι:

$$A_{\kappa\beta} * \beta = 3 * \frac{1}{3} = 1$$

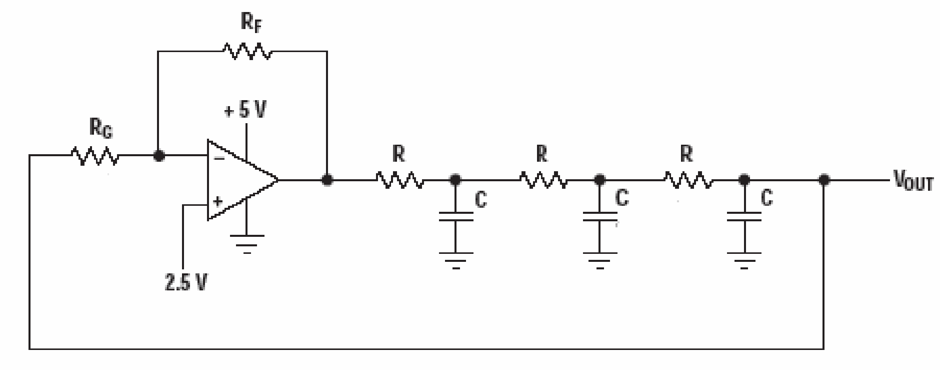
Το συνολικό κέρδος βρόγχου είναι αρχικά μεγαλύτερο από 1 διότι όταν ενεργοποιείται η ισχύς το $A_{\kappa\beta}$ είναι μεγαλύτερο από 3, έτσι και το γινόμενο $A_{\kappa\beta}$* β είναι μεγαλύτερο από 1. Καθώς όμως το πλάτος των ταλαντώσεων αυξάνει και η αντίσταση της λάμπας βολφραμίου γίνει ίση με R' το συνολικό κέρδος γίνεται ίσο με 1 και οι ταλαντώσεις έχουν σταθερό πλάτος. Όπως έγινε κατανοητό πρόκειται για ένα RC ταλαντωτή.

2.2 Ο ταλαντωτής ολίσθησης – φάσης

Το σχήμα 2.2.1 δείχνει ένα ταλαντωτή ολίσθησης – φάσης με τρία κυκλώματα καθυστέρησης στη διαδρομή ανάδρασης. Σε αυτή την περίπτωση η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή εφαρμόζεται στο δίκτυο RC το οποίο παρέχει την απαιτούμενη μετατόπιση φάσεως των 180^o στη συχνότητα ταλαντώσεων. Σ' αυτή την συχνότητα, το σήμα που περνά δια μέσου του δικτύου RC υπόκειται σε εξασθένηση ίση με 1/29. Αν ο τελεστικός ενισχυτής παρέχει κέρδος τάσεως ίσο με κάπως μεγαλύτερο του 29 (με κατάλληλη επιλογή των αντιστάσεων R_G, R_F)το κέρδος βρόγχου θα είναι μεγαλύτερο της μονάδας και το κύκλωμα θα λειτουργεί σαν ταλαντωτής στη συχνότητα:

$$f_s = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}}$$

Ο ενισχυτής έχει μια πρόσθετη ολίσθηση φάσης 180^o επειδή το σήμα οδηγεί την αναστρέφουσα είσοδο, με αποτέλεσμα η ολίσθηση φάσης κατά μήκος του βρόγχου να είναι 360^o ή 0^o. Αν στη συγκεκριμένη συχνότητα το κέρδος βρόγχου είναι μεγαλύτερο της μονάδας μπορούν να αρχίσουν οι ταλαντώσεις. Φυσικά το κύκλωμα μπορεί να σχεδιασθεί και με τρία κυκλώματα προπορείας, η λειτουργία είναι ακριβώς η ίδια.

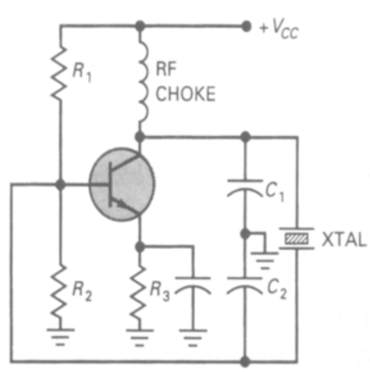


Σχήμα 2.2.1: Κύκλωμα Ταλαντωτή Ολίσθησης - Φάσης

Ο ταλαντωτής αυτός δεν είναι δημοφιλής. Το κύριο πρόβλημα με το κύκλωμα είναι ότι δεν μπορεί να ρυθμιστεί εύκολα μέσα σε μια μεγάλη περιοχή συχνοτήτων.

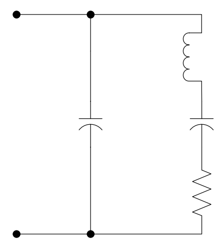
2.3 Ο κρυσταλλικός ταλαντωτής

Όταν ενδιαφέρουν η ακρίβεια και η σταθερότητα της συχνότητας ταλάντωσης, χρησιμοποιείται ένας ταλαντωτής κρυστάλλου-χαλαζία. Στο σχήμα 2.3.1 το σήμα ανάδρασης προέρχεται από μία χωρητική λήψη. Ο κρύσταλλος (XTAL) ενεργεί σαν ένα μεγάλο πηνίο σε σειρά με ένα μικρό πυκνωτή (όμοια με τον ταλαντωτή Clapp). Λόγω αυτού, η συχνότητα συντονισμού είναι σχεδόν εντελώς ανεπηρέαστη από το transistor και τις παρασιτικές χωρητικότητες. Στο σχήμα 2.4 δίνεται ένας κρυσταλλικός ταλαντωτής όπου ο χωρητικός διαιρέτης τάσης παράγει την τάση ανάδρασης για την βάση του transistor. Ο κρύσταλλος ενεργεί σαν μία αυτεπαγωγή που συντονίζεται με τις C_1, C_2.



Σχήμα 2.3.1: Κύκλωμα Κρυσταλλικού Ταλαντωτή

Η συχνότητα ταλάντωσης είναι μεταξύ των τιμών συντονισμού σε σειρά και παράλληλα. Θα πρέπει λοιπόν να γνωρίζουμε τις συχνότητες συντονισμού σε σειρά και παράλληλα διότι μέσα σε αυτό το πεδίο θα ταλαντώνει το κύκλωμα. Η σε σειρά συχνότητα συντονισμού f_s ενός κρυστάλλου είναι η συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος στο οποίο μετατρέπεται ένας κρύσταλλος κατά την ac ανάλυση (όταν δονείται δηλαδή) και δεν είναι παρά ένα RLC κύκλωμα συντονισμού που δίνεται στο σχήμα 2.3.2:



Σχήμα 2.3.2: Κύκλωμα Συντονισμού

Σε αυτή την περίπτωση η συχνότητα σε σειρά δίνεται από το RLC κύκλωμα, άρα από την σχέση:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$$

Η παράλληλη συχνότητα συντονισμού f_p του κρυστάλλου είναι η συχνότητα στη οποία το ρεύμα βρόγχου του σχήματος 2.3.2 φθάνει μια μέγιστη τιμή. Εφόσον αυτό το ρεύμα βρόγχου πρέπει να ρέει μέσω του σε σειρά συνδυασμού των Cs και Cm η ισοδύναμη C_{loop} είναι:

$$C_{loop} = \frac{C_m C_s}{C_m + C_s}$$

και η παράλληλη συχνότητα συντονισμού είναι:

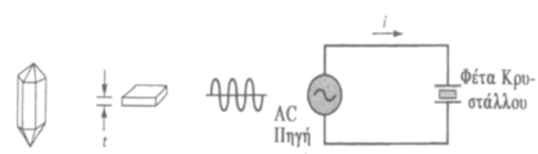
$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{loop}}}$$

Δύο χωρητικότητες σε σειρά παράγουν πάντα μικρότερη χωρητικότητα από οποιαδήποτε από τις δύο, άρα $f_p > f_s$. Έτσι για παράδειγμα έστω, C_s=0.05pF και C_m=10pF (C_m πάντα πολύ μεγαλύτερη της C_s) με L=3H τότε: f_p=412 Hz και f_s=411,1 Hz.

Μερικοί κρύσταλλοι παρουσιάζουν το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο. Όταν εφαρμοσθεί μια ac τάση στα άκρα τους, δονούνται στη συχνότητα της τάσης αυτής. Αντίστροφα, αν αναγκασθούν μηχανικά να δονηθούν παράγουν μια ac τάση της ίδιας συχνότητας. Οι κυριότερες ουσίες που παράγουν αυτό το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο είναι ο χαλαζίας, τα άλατα Rochelle και τουρμαλίνης. Την περισσότερο πιεζοηλεκτρική δραστηριότητα την έχουν τα άλατα Rochelle τα οποία για μια συγκεκριμένη ac τάση δονούνται περισσότερο από το χαλαζία ή τον τουρμαλίνη. Μηχανικά είναι τα ασθενέστερα επειδή θραύονται εύκολα. Τα άλατα Rochelle χρησιμοποιούνται για την κατασκευή μικροφώνων, pick-up, ακουστικών και ηχείων.

Ο τουρμαλίνης δείχνει την ελάχιστη πιεζοηλεκτρική δραστηριότητα, αλλά είναι και το πιο ανθεκτικό και το πιο ακριβό. Χρησιμοποιείται στις πολύ υψηλές συχνότητες. Ο χαλαζίας είναι κάπου ανάμεσα στην πιεζοηλεκτρική δραστηριότητα των αλάτων Rochelle και στην ανθεκτικότητα του τουρμαλίνη. Επειδή είναι φθηνός και άφθονος στη φύση, ο χαλαζίας χρησιμοποιείται για ταλαντωτές RF και φίλτρα.

Για την χρήση σε ηλεκτρονικά κυκλώματα η πλάκα πρέπει να στερεωθεί μεταξύ δύο μεταλλικών πλακών, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3.3:



Σχήμα 2.3.3

- Θεμελιώδης συχνότητα και ανώτερες αρμονικές

Τις περισσότερες φορές, ο κρύσταλλος κόβεται και τοποθετείται έτσι ώστε να δονείται καλύτερα σε μια από τις συχνότητες συντονισμού του, συνήθως την θεμελιώδη συχνότητα ή την χαμηλότερη συχνότητα. Οι υψηλότερες συχνότητες συντονισμού, που καλούνται ανώτερες αρμονικές, είναι σχεδόν ακριβή πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας. Σαν ένα παράδειγμα, ένας κρύσταλλος με μια θεμελιώδη συχνότητα 1-MHz έχει δεύτερη αρμονική στα 2-MHz, τρίτη αρμονική στα 3-MHz κοκ. Ο τύπος για την θεμελιώδη συχνότητα ενός κρυστάλλου είναι:

$$f = \frac{K}{t}$$

όπου Κ είναι μια σταθερά που εξαρτάται από την κοπή και άλλους παράγοντες και t είναι το πάχος του κρυστάλλου. Είναι φανερό ότι η θεμελιώδης συχνότητα είναι αντιστρόφως ανάλογη του πάχους. Γι' αυτό το λόγο, υπάρχει ένα πρακτικό όριο στο πόσο υψηλή συχνότητα μπορούμε να πάρουμε. Όσο λεπτότερος είναι ο κρύσταλλος τόσο πιο εύθραυστος γίνεται και τόσο πιθανότερα μπορεί να σπάσει λόγω των δονήσεων. Οι κρύσταλλοι χαλαζία λειτουργούν ικανοποιητικά μέχρι τα 10-MHz στη θεμελιώδη συχνότητα. Για επίτευξη υψηλότερων συχνοτήτων, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα κρύσταλλο που να δονείται σε ανώτερες αρμονικές. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να πετύχουμε συχνότητες μέχρι και 100-MHz. Μερικές φορές στις υψηλότερες συχνότητες χρησιμοποιείται το ακριβότερο αλλά ανθεκτικότερο υλικό τουρμαλίνης. Οι κρύσταλλοι έχουν πολύ υψηλά Q. Τα Q των κρυστάλλων μπορούν εύκολα να είναι πάνω από 10.000. Το εξαιρετικά υψηλό Q ενός κρυστάλλου οδηγεί σε ταλαντωτές με πολύ σταθερές τιμές συχνότητας. Αυτό φαίνεται από την εξίσωση που δίνει την συχνότητα συντονισμού για ένα κρυσταλλικό ταλαντωτή:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} * \sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}}$$

2.4 Ο ταλαντωτής Hartley

Το σχήμα 2.4.1 δείχνει έναν ταλαντωτή Hartley. Όταν το LC παράλληλο κύκλωμα είναι σε συντονισμό, το ρεύμα βρόγχου ρέει μέσω των πηνίων σειράς L_1, L_2. Επομένως, το ισοδύναμο L ($=L_1+L_2$) που αντικαθίσταται στην εξίσωση:

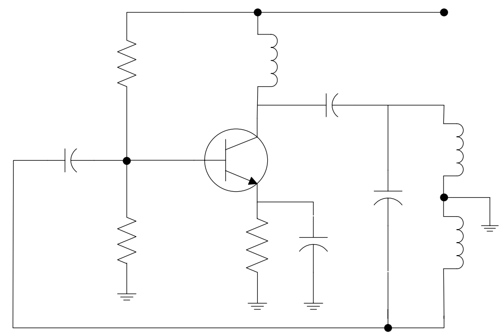
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

η οποία δίνει την συχνότητα ταλάντωσης του ταλαντωτή.

Σ' ένα ταλαντωτή Hartley η τάση ανάδρασης αναπτύσσεται από τον επαγωγικό διαιρέτη τάσης L_1 και L_2. Εφόσον η τάση εξόδου είναι στα άκρα του L_1 και η τάση ανάδρασης στα άκρα του L_2, το κλάσμα ανάδρασης είναι:

$$B = \frac{u_f}{u_{out}} = \frac{X_{L_2}}{X_{L_1}} = \frac{L_2}{L_1}$$

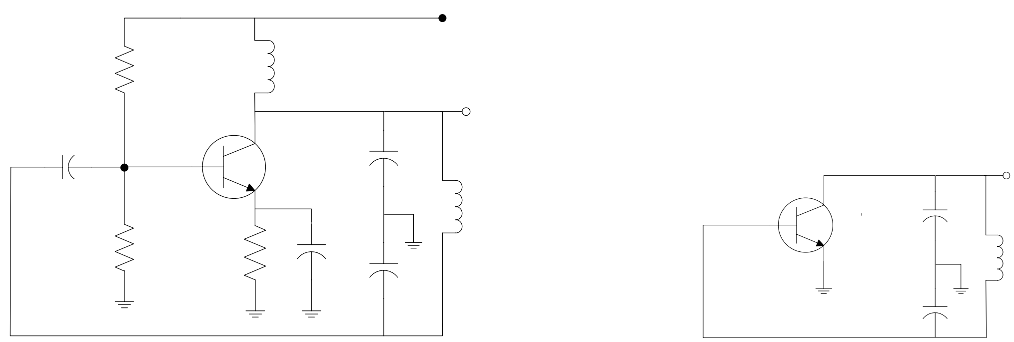
Για έναρξη των ταλαντώσεων το κέρδος τάσης πρέπει να είναι μεγαλύτερο από 1/B. Συχνά ένας ταλαντωτής Hartley χρησιμοποιεί ένα απλό πηνίο με κεντρική λήψη αντί των δύο πηνίων. Μια απλή παραλλαγή στέλνει το σήμα ανάδρασης στον εκπομπό αντί της βάσης. Επίσης, αντί ενός διπολικού τρανζίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα FET.



Σχήμα 2.4.1: Κύκλωμα ταλαντωτή Hartley

2.5 Ο ταλαντωτής Colpitts

Ο ταλαντωτής γέφυρας - Wien αν και είναι ιδανικός στις χαμηλές συχνότητες δεν είναι κατάλληλος για τις υψηλές συχνότητες (πολύ πάνω από 1-MHz). Το κύριο πρόβλημα είναι η ολίσθηση φάσης μέσω του ενισχυτή. Αυτή η ολίσθηση φάσης προστίθεται στην ολίσθηση φάσης του κυκλώματος προπορείας – καθυστέρησης και προκαλεί ταλάντωση σε συχνότητα πολύ διαφορετική της ιδανικής συχνότητας συντονισμού. Μια εναλλακτική λύση είναι ένας LC ταλαντωτής ένα κύκλωμα που μπορεί να χρησιμοποιείται από 1 μέχρι 500-MHz. Στους ταλαντωτές αυτούς χρησιμοποιείται διπολικό τρανζίστορ ή FET. Το σχήμα 2.5.1 δείχνει ένα κύκλωμα ταλαντωτή Colpitts με διπολικό τρανζίστορ και το ac ισοδύναμό του.



Σχήμα 2.5.1: Κύκλωμα Ταλαντωτή Colpitts με το ac ισοδύναμό του

Με έναν ενισχυτή και ένα LC κύκλωμα συντονισμού μπορούμε να ανατροφοδοτήσουμε ένα σήμα με το σωστό πλάτος και τη σωστή φάση για διατήρηση των ταλαντώσεων. Σε αυτή την περίπτωση του ταλαντωτή και με βάση την συνθήκη εκκίνησης των ταλαντώσεων, AB>1, ισχύουν τα εξής: Το κέρδος τάσης (B) στην παραπάνω έκφραση είναι το κέρδος τάσης στη συχνότητα ταλάντωσης. Στο ac ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.5.1 η τάση εξόδου είναι στα άκρα του C_1 και η τάση ανάδρασης στα άκρα του C_2. Εφόσον το ρεύμα βρόγχου είναι το ίδιο και για τους δύο πυκνωτές τότε:

$$B = \frac{u_f}{u_{out}} = \frac{X_{C2}}{X_{C1}} = \frac{1/(2\pi f C_2)}{1/(2\pi f C_1)} = \frac{C_1}{C_2}$$

επομένως η συνθήκη εκκίνησης είναι:

$$A > \frac{C_2}{C_1}$$

Το Α εξαρτάται από την ανώτερη κρίσιμη συχνότητα του ενισχυτή. Υπενθυμίζεται ότι υπάρχουν κυκλώματα παράκαμψης βάσης και συλλέκτη σε ένα διπολικό ενισχυτή. Οι κρίσιμες συχνότητες αυτών των κυκλωμάτων παράκαμψης είναι μεγαλύτερες από τη συχνότητα ταλάντωσης, το Α είναι κατά προσέγγιση ίσο με r_c/r'_e.(όπου rc, r'_e η ac αντίσταση που βλέπει ο συλλέκτης, εκπομπός αντίστοιχα). Αν οι κρίσιμες συχνότητες είναι μικρότερες από την συχνότητα ταλάντωσης, το κέρδος τάσης είναι μικρότερο από r_c/r'_e και υπάρχει πρόσθετη ολίσθηση φάσης μέσω του ενισχυτή. Αυτό περιπλέκει την κατάσταση. Αν υπάρχει πρόβλημα στην έναρξη των ταλαντώσεων τότε σημαίνει ότι το κέρδος βρόγχου είναι μικρότερο από 1 για ολίσθηση φάσης ίση με μηδέν.

Η ανάλυση και η σχεδίαση ταλαντωτών υψηλών συχνοτήτων είναι δύσκολες γιατί στις υψηλότερες συχνότητες οι παρασιτικές συχνότητες και οι αυτεπαγωγές των συνδέσεων καθίστανται σημαντικές στον καθορισμό της συχνότητας ταλάντωσης, του κλάσματος ανάδρασης, της ισχύος εξόδου και άλλων ac ποσοτήτων. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο οι περισσότεροι χρησιμοποιούν προσεγγίσεις για μία αρχική σχεδίαση και ρύθμιση του ταλαντωτή όπως απαιτείται για να πάρουμε την επιθυμητή απόδοση. Οι περισσότεροι LC ταλαντωτές χρησιμοποιούν κυκλώματα συντονισμού με Q μεγαλύτερο από 10 και γι' αυτόν τον λόγο η συχνότητα συντονισμού μπορεί να υπολογιστεί κατά προσέγγιση με τον τύπο:

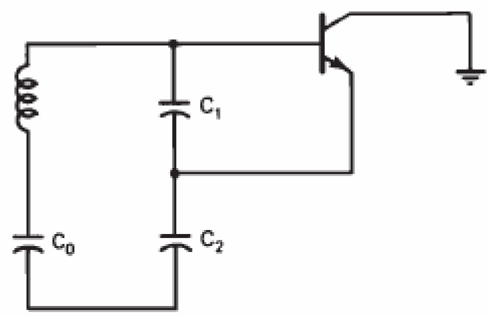
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{\frac{Q^2}{Q^2+1}} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

όταν το Q είναι μεγαλύτερο από 10 τότε έχουμε ακρίβεια καλύτερη από 99%. Η χωρητικότητα της παραπάνω εξίσωσης είναι η ισοδύναμη χωρητικότητα που διατρέχει το ρεύμα βρόγχου.

Όταν η τιμή του Q είναι μικρότερη από 10 η συχνότητα γίνεται μικρότερη από την ιδανική τιμή. Ακόμη, ένα πολύ μικρό Q μπορεί να εμποδίσει τον ταλαντωτή να αρχίσει τις ταλαντώσεις μειώνοντας το κέρδος υψηλών συχνοτήτων κάτω του 1/B.

2.6 Ο ταλαντωτής Clapp

Ο ταλαντωτής Clapp, που φαίνεται στο σχήμα 2.6.1 είναι μια τελειοποίηση του ταλαντωτή Colpitts. Ο χωρητικός διαιρέτης τάσης παράγει το σήμα ανάδρασης όπως προηγουμένως. Σε σειρά με το πηνίο είναι ένας επιπλέον πυκνωτής.



Σχήμα 2.6.1: Κύκλωμα Ταλαντωτή Clapp

Εφόσον το ρεύμα βρόγχου ρέει μέσω των πυκνωτών σειράς C_1, C_2 και C_0 η ισοδύναμη χωρητικότητα που χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της συχνότητας συντονισμού είναι:

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_0}$$

Σ' ένα ταλαντωτή Clapp, η C_0 είναι πολύ μικρότερη από τις C_1, C_2. Το αποτέλεσμα είναι ο C κατά προσέγγιση να ισούται με τον C_0 και η συχνότητα συντονισμού να είναι:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}}$$

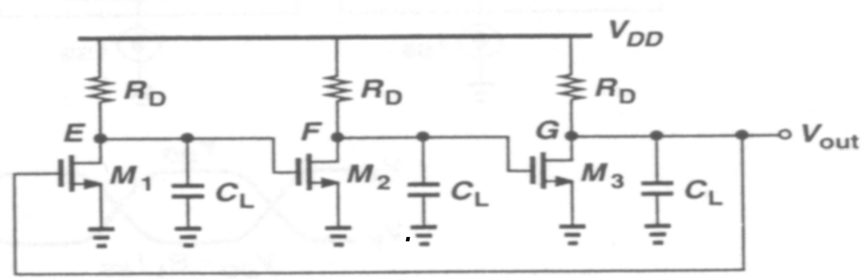
Αυτή η παρατήρηση είναι σημαντική καθώς οι πυκνωτές C_1, C_2 έχουν παράλληλα το τρανζίστορ και τις παρασιτικές χωρητικότητες οι οποίες αλλάζουν τις τιμές των C_1, C_2. Σε έναν ταλαντωτή Colpitts, λοιπόν η συχνότητα ταλάντωσης εξαρτάται από το τρανζίστορ και τις παρασιτικές χωρητικότητες αλλά σε έναν ταλαντωτή Clapp οι παρασιτικές χωρητικότητες δεν επηρεάζουν τον πυκνωτή C_0. Γι' αυτό τον λόγο μερικές φορές χρησιμοποιείται ο ταλαντωτής Clapp, διότι η συχνότητα της ταλάντωσης είναι σταθερότερη και ακριβέστερη.

2.7 Ο ταλαντωτής Ring

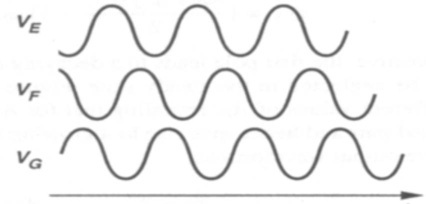
Ένα κύκλωμα ring ταλαντωτή έχει και αυτό τα ίδια χαρακτηριστικά, με λίγες διαφορές, από τα κυκλώματα που αναφέρθηκαν σε αυτό το κεφάλαιο. Τα κοινά χαρακτηριστικά είναι η χρήση ενεργού κυκλώματος για ενίσχυση του σήματος αλλά και για ολίσθηση φάσης καθώς και δημιουργία βρόγχου για δημιουργία ανάδρασης. Το σκεπτικό σε αυτούς τους ταλαντωτές είναι η χρήση περισσότερων από ένα στάδια ενίσχυσης με αποτέλεσμα πολλαπλούς πόλους στην συνάρτηση μεταφοράς. Θα πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι ο ring ταλαντωτής έχει συγκεκριμένες εφαρμογές όπως και οι περισσότεροι ταλαντωτές και ότι οι περισσότεροι RF ταλαντωτές, πλην του ring, ενσωματώνουν μόνο μια ενεργή συσκευή (ενισχυτή) και αυτό για δύο λόγους:

- Για να ελαχιστοποιήσει τον θόρυβο
- Για να μειώσουν το κόστος.

Ένα κύκλωμα ταλαντωτή με τρία στάδια ενίσχυσης καθώς και κυματομορφές των τάσεων για κάθε έξοδο ενισχυτή δίνονται στα σχήματα 2.7.1 και 2.7.2 αντίστοιχα:

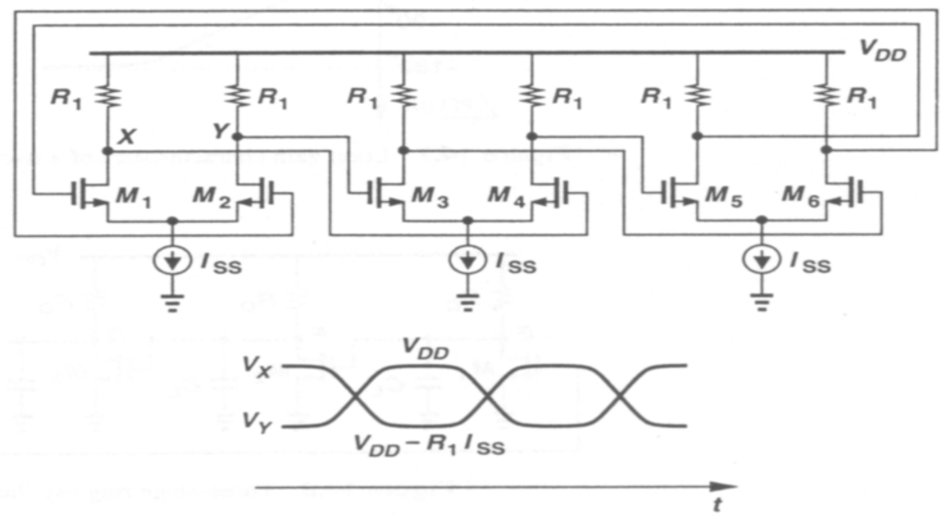


Σχήμα 2.7.1: Κύκλωμα Ταλαντωτή Ring



Σχήμα 2.7.2: Γραφικές των Τάσεων Εξόδου κάθε Σταδίου

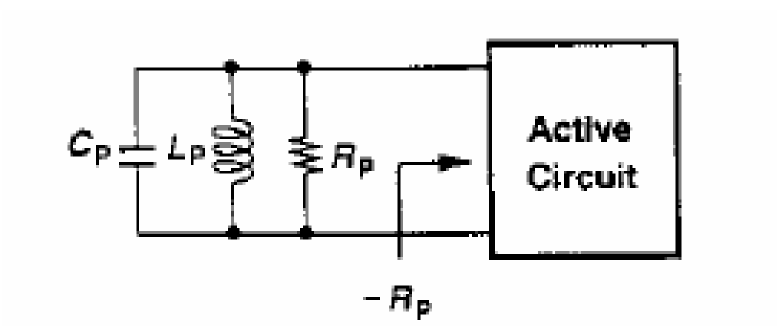
Η υλοποίηση του σχήματος 2.7.1 κάνοντας χρήση διαφορικών ενισχυτών δίνεται στο σχήμα 2.7.3:



Σχήμα 2.7.3: Διαφορική Υλοποίηση Ταλαντωτή Ring

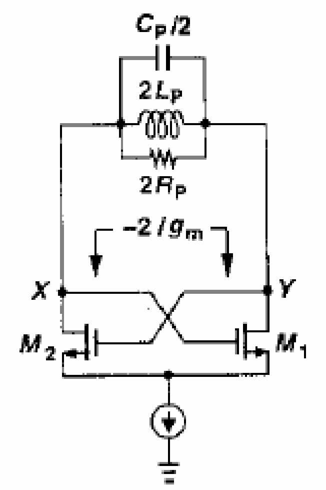
2.8 Ο ταλαντωτής αρνητικής διαγωγιμότητας (negative Gm)

Ο ταλαντωτής αυτός χρησιμοποιεί ένα LC tank και ένα ενεργό κύκλωμα. Η βασική ιδέα είναι η εξής: θέλουμε ένα κύκλωμα το οποίο να παράγει αρνητική αντίσταση αφού το παθητικό κύκλωμα έχει απώλειες ενέργειας λόγω αντίστασης. Το σχήμα 2.8.1 δείχνει ένα Gm ταλαντωτή.



Σχήμα 2.8.1: Κύκλωμα Gm Ταλαντωτή

Προφανώς το ερώτημα είναι πως θα υλοποιηθεί το ενεργό κύκλωμα (active circuit) του παραπάνω σχήματος το οποίο πρέπει να παράγει αρνητική αντίσταση. Πάλι ο ενισχυτής είναι παρόν στο κύκλωμα αυτό διότι ένας ασταθής ενισχυτής παράγει αρνητική αντίσταση. Έτσι πρέπει να ικανοποιούνται κάποιες συνθήκες για να έχουμε την κατάλληλη ολίσθηση φάσης κατά τον συντονισμό και φυσικά το απαραίτητο κέρδος για την επίτευξη του πλάτους της ταλάντωσης αλλά και για την αστάθεια του ενισχυτή. Το σχήμα 2.8.2 δείχνει το συνολικό κύκλωμα ενός ταλαντωτή Gm.



Σχήμα 2.8.2: Διαφορική Υλοποίηση Gm Ταλαντωτή

Παρατηρούμε ότι η αρνητική αντίσταση[2] που παράγει το ενεργό κύκλωμα είναι ίση με $-2/g_m$. Για να ξεκινήσει η ταλάντωση πρέπει να ισχύει η σχέση:

$$R_{ολ} = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} = \infty \text{ ή } R_1 + R_2 = 0 \text{ ή } R_{active} + R_2 = 0 \text{ ή}$$

$$g_m R_p = 1$$

όπου $R_{active}=-2/g_m$ και $R_2=2R_p$: η αντίσταση του LC tank. Στην πραγματικότητα θα πρέπει, στην αρχή των ταλαντώσεων, να ισχύει: $g_m R_p \geq 1$ και να παραμείνει η ισότητα όταν επιτευχθεί το αναγκαίο πλάτος ταλάντωσης το οποίο θα παραμείνει σταθερό. Η επιλογή του ταλαντωτή αυτού για την υλοποίηση της σχεδίασης μας στηρίζεται στο γεγονός ότι μπορεί να υλοποιηθεί διαφορικά, όπου υπάρχουν πλεονεκτήματα σε σχέση με τις παραπάνω single ended υλοποιήσεις όπως: χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος, μεγαλύτερο πλάτος ταλάντωσης, λειτουργία σε

[2] Σε περίπτωση που η αρνητική αντίσταση δεν είναι αρκετή για να κάνει το κύκλωμα να ταλαντώσει, τοποθετούμε τρανζίστορ (buffer) τα οποία μεγαλώνουν την τιμή της αρνητικής αντίστασης που «βλέπει» το tank. Δείτε σχήμα στο κεφάλαιο 5°.

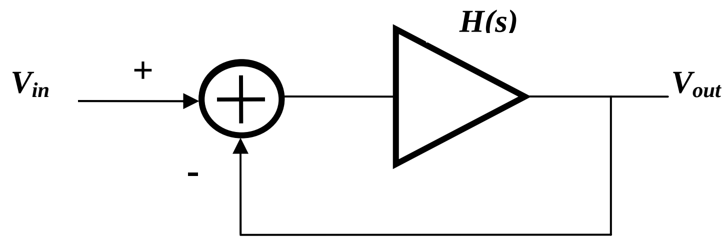
υψηλότερες συχνότητες, καλύτερη συμπεριφορά στον θόρυβο και συμβατότητα με την διαφορική αρχιτεκτονική των σύγχρονων πομποδεκτών ασύρματης τηλεπικοινωνίας. Για τους λόγους αυτούς επιλέχθηκε ως θέμα της διπλωματικής αυτής.

3ο Κεφάλαιο: *Ανάδραση και ταλάντωση*

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται αναφορά στην ανάδραση ενός συστήματος και στην εφαρμογή της ανάδρασης στο κύκλωμα του ταλαντωτή. Αναφέρονται τα κριτήρια (Barkhausen criteria) που πρέπει να ικανοποιούνται για να επιτευχθεί η ταλάντωση. Ακόμη γίνεται πλήρη ανάλυση και σχεδίαση βήμα προς βήμα ενός διαφορικού ταλαντωτή ξεκινώντας από το παθητικό κύκλωμα (resonator or tank), προσθέτοντας το ενεργό κύκλωμα (active circuit), παρατηρώντας την ακριβή λειτουργία του και το τι προσφέρει στο να επιτευχθεί η ταλάντωση. Τέλος αναφέρονται τα χαρακτηριστικά ενός ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO). Οι σχέσεις που πρέπει να ισχύουν και οι συνθήκες που πρέπει να ικανοποιούνται για ταλάντωση αναφέρονται λεπτομερώς στο κεφάλαιο 4.

3.1 Ανάδραση συστήματος

Ας θεωρήσουμε ένα σύστημα ανάδρασης ενός ενισχυτή.



Σχήμα 3.1.1: Σύστημα Ανάδρασης

Η συνάρτηση μεταφοράς του παραπάνω συστήματος είναι η ακόλουθη:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(s) = \frac{H(s)}{1+H(s)}$$

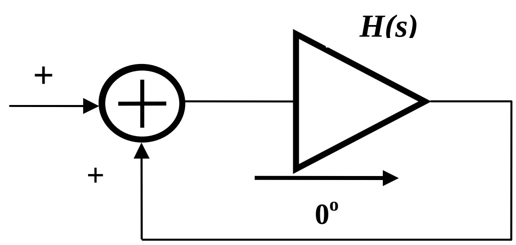
Στην περίπτωση του ενισχυτή (συνήθως) θέλουμε αρνητική ανάδραση, λόγω πολλών πλεονεκτημάτων, όπως δείχνει και το σχήμα 3.1.1. Ένας ταλαντωτής παράγει μία ημιτονοειδή (περιοδική) έξοδο καταναλώνοντας DC ενέργεια από την τροφοδοσία. Για να επιτευχθεί μια ταλάντωση πρέπει να ικανοποιούνται κάποια κριτήρια. Στην περίπτωση αυτή η ταλάντωση του κυκλώματος θα ξεκινήσει μετά την σύνδεση του με την τροφοδοσία μέσω της θετικής ανάδρασης που ασκείται στις φυσικές πηγές θορύβου. Οι τελευταίες παράγουν με την πάροδο του χρόνου ταλαντώσεις το τελικό πλάτος των οποίων καθορίζεται από την τάση τροφοδοσίας και τις απαιτήσεις των κυκλωμάτων που θα χρησιμοποιήσουν την έξοδο του ταλαντωτή.

Τα **κριτήρια** (συνθήκες) που πρέπει να ικανοποιούνται, για να επιτευχθεί ταλάντωση είναι τα ακόλουθα:

Κριτήρια Barkhausen
1. $\lvert H(j\omega_0) \rvert \geq 1$ **2.** $phase(H(j\omega_0)) = 180^o$

Τα παραπάνω κριτήρια, που ονομάζονται **Barkhausen criteria**, ισχύουν για αρνητική ανάδραση διότι θέλουμε το κέρδος ανοικτού βρόχου, |H(jω)|, να είναι μεγαλύτερο ή ίσο με την μονάδα και η φάση του σήματος που επιστρέφει από την ανάδραση (για να αφαιρεθεί) πρέπει να έχει 180° διαφορά φάσης σε σχέση με το σήμα εισόδου, V_{in}. Με βάση τα παραπάνω κριτήρια θα εξηγήσουμε πως αυξάνεται το πλάτος της ταλάντωσης. Θεωρείστε ένα ημίτονο μικρού πλάτους. Στην έξοδο του σχήματος 3.1.1 παράγεται κάθε φορά ένα νέο ημίτονο με το ίδιο ή μεγαλύτερο πλάτος από το αρχικό (βλέπε κριτήριο 1). Στην συνέχεια, λόγω της ανάδρασης με 180° διαφορά φάσης, το ημίτονο αυτό προστίθεται στο σήμα εισόδου. Με αυτόν τον τρόπο αυξάνεται το πλάτος της ταλάντωσης μέχρι ενός σημείου όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Όσο αφορά την συνθήκη 1, πρέπει το (μη-γραμμικό) κέρδος βρόγχου να είναι αρχικά μεγαλύτερο της μονάδας (ώστε να μπορεί να φτάσει το σήμα στο επιθυμητό πλάτος ταλάντωσης) και στην συνέχεια ίσο με την μονάδα ώστε να συντηρείται η ταλάντωση σε σταθερό πλάτος.

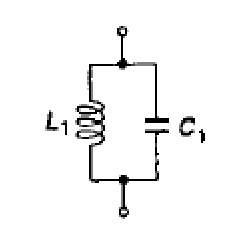
Ταλάντωση είναι επίσης δυνατή με θετική ανάδραση και διαφορά φάσης 0° όπως φαίνεται στο σχήμα 3.1.2.



Σχήμα 3.1.2: Θετική Ανάδραση

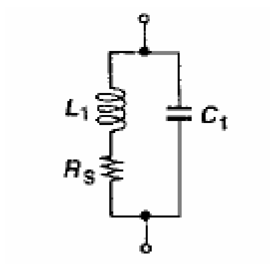
3.2 Παθητικό κύκλωμα (LC tank)

Ένα από τα βασικά τμήματα του ταλαντωτή και το οποίο καθορίζει την συχνότητα συντονισμού είναι το παθητικό κύκλωμα (πρόκειται για το δίκτυο επιλογής συχνοτήτων) που αποτελείται από ένα LC κύκλωμα, το οποίο είναι γνωστό με τις ονομασίες **LC tank** ή **LC resonator**. Η ανάλυση ενός παθητικού κυκλώματος ξεκινάει θεωρώντας ένα απλό LC κύκλωμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3.2.1.



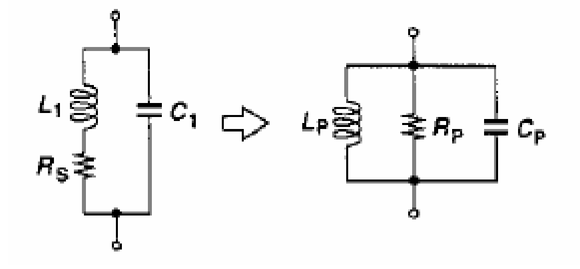
Σχήμα 3.2.1: Κύκλωμα LC

Το κύκλωμα του σχήματος 3.2.1 συντονίζεται στην συχνότητα $\omega_{res}=1/\sqrt{L_1 C_1}$. Στην συχνότητα αυτή οι σύνθετες αγωγιμότητες του πηνίου και του πυκνωτή θα είναι ίσες σε μέτρο και αντίθετες σε φάση και επομένως τα φανταστικά τους μέρη αλληλοαναιρούνται. Συνεπώς, στην συχνότητα συντονισμού, το ιδανικό LC κύκλωμα έχει άπειρη σύνθετη αντίσταση και άπειρο συντελεστή ποιότητας, Q. Στην πραγματικότητα το πηνίο και ο πυκνωτής δεν είναι ιδανικά αλλά περιέχουν παρασιτικές αντιστάσεις (για παράδειγμα η αντίσταση εν σειρά που χρησιμοποιείται για το τύλιγμα του πηνίου) όπως φαίνεται και στο τροποποιημένο μοντέλο του LC tank του σχήματος 3.2.2.



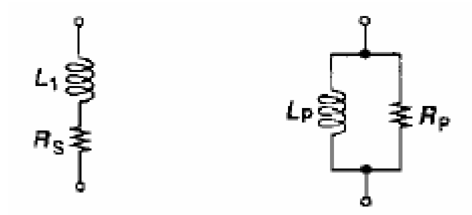
Σχήμα 3.2.2: Απώλειες λόγω Σπειρών Πηνίου

Το παραπάνω κύκλωμα μπορεί να μετασχηματιστεί στο κύκλωμα του σχήματος 3.2.3 όπου η αντίσταση και το πηνίο τοποθετούνται παράλληλα. Το κύκλωμα του σχήματος 3.2.3 μπορεί να αναλυθεί ευκολότερα. Η ισοδύναμη αντίσταση είναι η Rp, ενώ όπως φαίνεται στα σχήματα το ισοδύναμο πηνίο έχει επαγωγή L_p, ο πυκνωτής χωρητικότητα $C_p=C_1$ και η αντίσταση εν σειρά αντίσταση R_p.



Σχήμα 3.2.3: Ισοδύναμο Κύκλωμα RLC

Ο υπολογισμός των σχέσεων μεταξύ R_p και R_s, και μεταξύ L_p και L_s μπορεί να γίνει αν εξισώσουμε τις εμπεδήσεις των δύο κυκλωμάτων:



Θα έχουμε, λοιπόν:

$$L_1 s + R_S = \frac{R_P L_P s}{R_P + L_P s}.$$

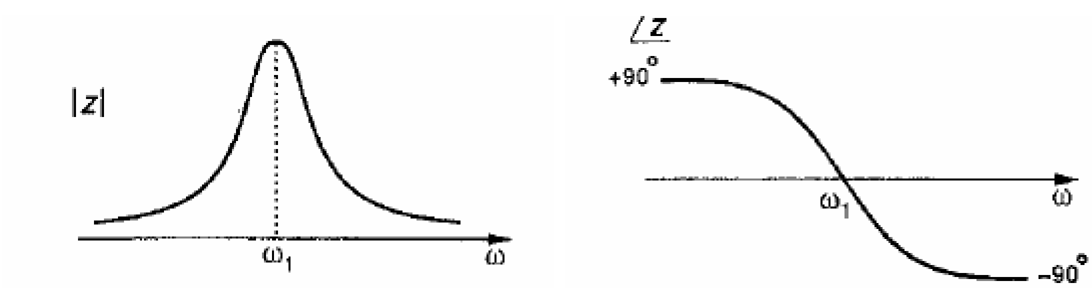
Επιλύνοντας το σύστημα προκύπτουν οι σχέσεις που δίνουν την παράλληλη

$$R_p = (Q^2 + 1) R_s \text{ και } L_p = \left(\frac{Q^2 + 1}{Q^2} \right) L_s$$

όπου Q_s[1] είναι ο συντελεστής ποιότητας του πηνίου (του κυκλώματος $L_s R_s$)και δίνεται από την σχέση:

$$Q_s = \frac{\omega_o L_s}{R_s}$$

Στο σχήμα 3.2.4 αναπαριστάται το πλάτος και η φάση της εμπέδησης του RLC κυκλώματος σε συνάρτηση με την συχνότητα:

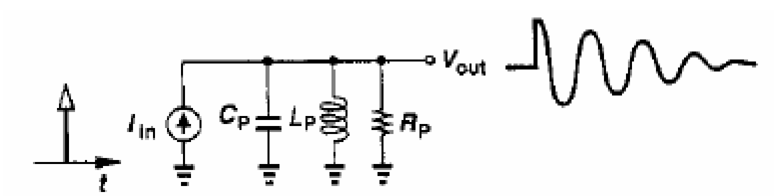


Σχήμα 3.2.4: Γραφικές Πλάτους και Φάσης Εμπέδησης RLC κυκλώματος

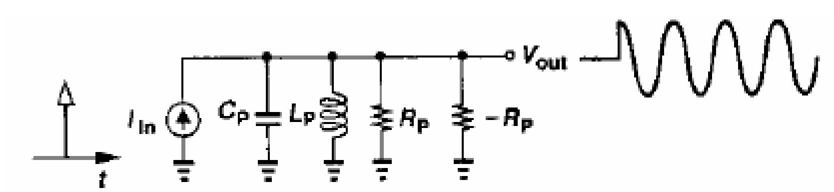
[1] Το Q όπως αναφέρεται στο 1ο κεφάλαιο της διπλωματικής δηλώνει τις απώλειες του LC tank. Όσο μεγαλύτερο το Q τόσο μικρότερες οι απώλειες του παθητικού κυκλώματος.

Παρατηρούμε ότι στην συχνότητα συντονισμού $\omega_1=1/\sqrt{L_p C_p}$ το πλάτος της εμπέδησης γίνεται μέγιστο και η φάση ίση με μηδέν. Ακόμη πρέπει να σημειωθεί ότι όσο $\omega<\omega_1$ η συμπεριφορά του κυκλώματος είναι επαγωγική (και η φάση έχει θετική τιμή) ενώ όσο $\omega>\omega_1$ η συμπεριφορά του κυκλώματος είναι χωρητική (και η φάση έχει αρνητική τιμή).

Από το σχήμα 3.2.3 γίνεται κατανοητό ότι η αντίσταση του κυκλώματος προκαλεί απώλειες ενέργειας με αποτέλεσμα η ταλάντωση να είναι φθίνουσα. Συνεπώς χρειαζόμαστε ένα συμπληρωματικό κύκλωμα το οποίο να προσφέρει ενέργεια ίση με την ενέργεια που χάνεται από την αντίσταση R_p με αποτέλεσμα να έχουμε μία ταλάντωση με σταθερό πλάτος. Τα παραπάνω απεικονίζονται σχηματικά στα σχήματα 3.2.5 και 3.2.6



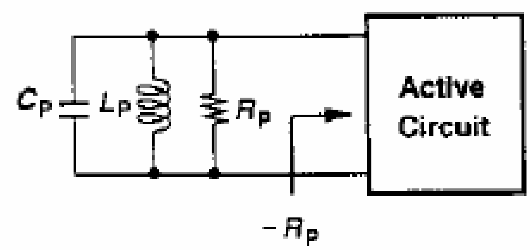
Σχήμα 3.2.5: Φθίνων Πλάτος Ταλάντωσης



Σχήμα 3.2.6: Σταθερό Πλάτος Ταλάντωσης

3.3 Ενεργό κύκλωμα (Active Circuit)

Στην προηγούμενη ενότητα αναφερθήκαμε στο αριστερό μέρος του σχήματος 3.3.1. Στην παράγραφος αυτή θα αναλυθεί με κάθε λεπτομέρεια το δεξιό μέρος του σχήματος 3.3.1 που ονομάζεται ενεργό κύκλωμα (**Active Circuit**)[2].



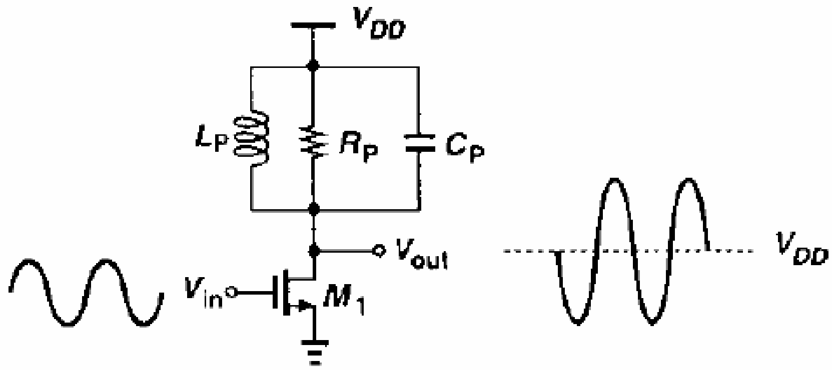
Σχήμα 3.3.1: Κύκλωμα Συντονισμού και Ενεργό κύκλωμα

Αναφέρθηκε ότι έχουμε απώλειες ενέργειας στο LC tank λόγω της αντίστασης R_p. Για τη δημιουργία και συντήρηση ταλάντωσης θέλουμε ένα κύκλωμα το οποίο να παράγει μία αντίθετη ισοδύναμη αντίσταση, δηλαδή να προσφέρει ενέργεια ίση και λίγη παραπάνω στο LC tank.

Το ενεργό κύκλωμα που παράγει την απαιτούμενη αρνητική αντίσταση βασίζεται σε κύκλωμα ενισχυτή. Ο ενισχυτής θα πρέπει να λειτουργεί σε συγκεκριμένη περιοχή διότι πρέπει να παράγει αρνητική αντίσταση και να ικανοποιούνται οι συνθήκες ταλάντωσης όταν προσαρμοστεί στο LC tank. Για την υλοποίηση του ενισχυτή χρησιμοποιούνται διπολικά τρανζίστορ (Bipolar Junction Transistors – BJTs) ή τρανζίστορ εγκαρσίου πεδίου (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors - MOSFETs). Το τρανζίστορ πρέπει να πολωθεί έτσι ώστε να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή για να παράγεται αρνητική αντίσταση.

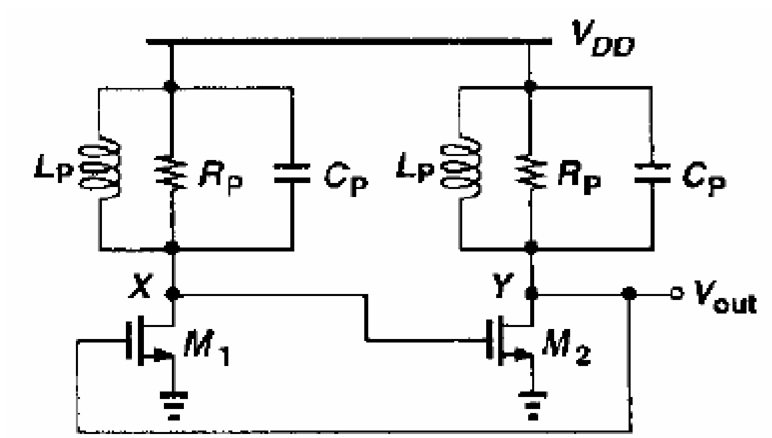
Η σύνθεση της αρνητικής αντίστασης από ένα κύκλωμα ενισχυτή βασισμένο σε MOSFET φαίνεται στο σχήμα 3.3.2. Στην πύλη του τρανζίστορ εισάγουμε ένα μικρό ημίτονο. Όπως φαίνεται και από τα σχήματα το πλάτος του ημιτόνου αυξάνεται λόγω κέρδους του τρανζίστορ. Η φάση του ημιτόνου εξόδου είναι 180^o σε σχέση με το σήμα εισόδου.

[2] Η υλοποίηση του ενεργού κυκλώματος έγινε με διπολικά τρανζίστορ SiGe, τεχνολογίας 0,5μ πέντε μετάλλων. Η θεωρητική ανάλυση του κεφαλαίου αυτού γίνεται με MOSFET χωρίς όμως να υπάρχουν μεγάλες διαφορές με τα διπολικά στον τρόπο υλοποίησης του κυκλώματος.



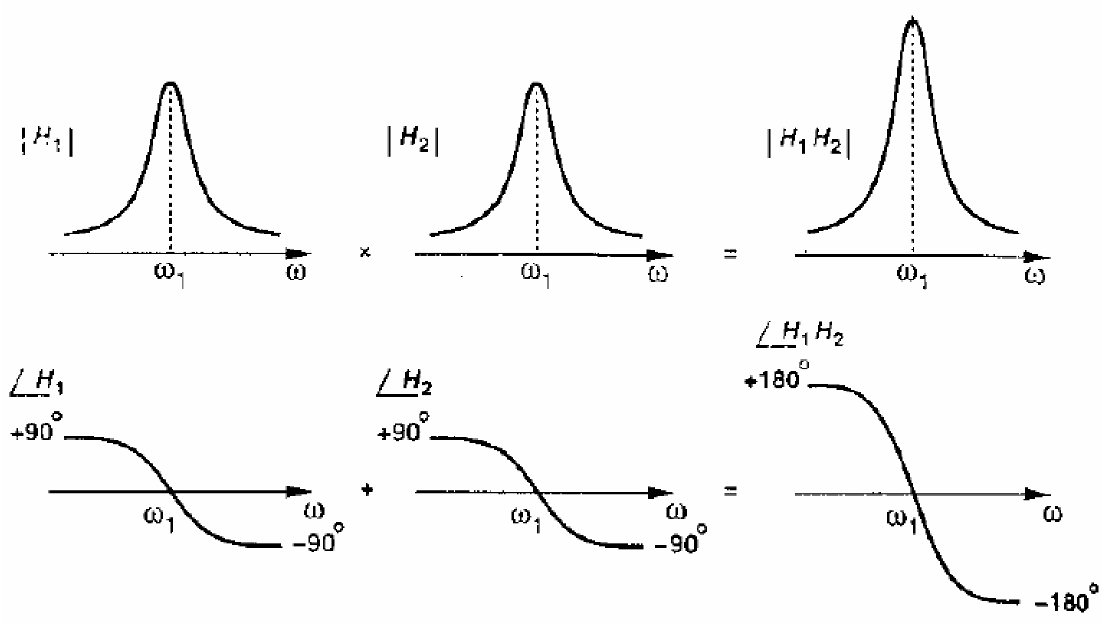
Σχήμα 3.3.2: Ενίσχυση σήματος και κύκλωμα συντονισμού

Βάσει των κριτηρίων Barkhausen, για τη δημιουργία θετικής ανάδρασης από την έξοδο στην είσοδο πρέπει η έξοδος να περάσει πρώτα από κύκλωμα το οποίο θα μεταβάλλει την φάση της κατά 180° πριν αυτή προστεθεί στην είσοδο. Έτσι η συνολική μεταβολή φάσης στο βρόχο θα είναι 360°. Αυτό γίνεται αν τοποθετήσουμε δύο MOSFET όπου η έξοδος του ενός (κατά 180° διαφορετική από το αρχικό σήμα) είναι η είσοδος του δεύτερου MOSFET, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3.3. Στη περίπτωση αυτή ο ακροδέκτης D του δεύτερου MOSFET όπου είναι η έξοδος του κυκλώματος θα έχει ένα σήμα ενισχυμένο και σε φάση με το αρχικό σήμα διότι θα μετατοπιστεί 180°+180°=360° συνολικά. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.3.3 η έξοδος εισέρχεται ξανά στην πύλη του πρώτου τρανζίστορ, κάτι που δηλώνει την θετική ανάδραση.



Σχήμα 3.3.3: Διαφορική Υλοποίηση Κυκλώματος Gm Ταλαντωτή

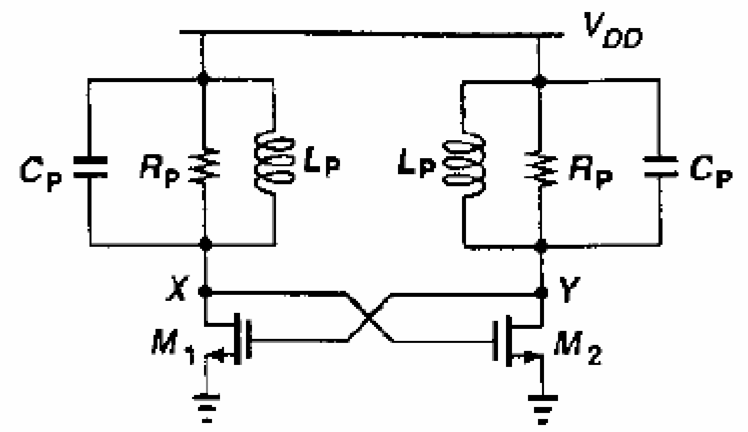
Ακόμη υπενθυμίζουμε ότι στην συχνότητα συντονισμού το tank έχει διαφορά φάσης ίση με μηδέν όπως και ο ενισχυτής (αναλύθηκε προηγουμένως το γιατί), συνεπώς έχει ικανοποιηθεί το δεύτερο κριτήριο του Barkhausen. Το κέρδος του κυκλώματος στην συχνότητα συντονισμού θα πρέπει να ικανοποιεί την συνθήκη: $g_{m1}R_p\ g_{m2}R_p \geq 1$, όπου g_{m1}, g_{m2} οι διαγωγιμότητες[3] των δύο τρανζίστορ αντίστοιχα. Το σχήμα 3.3.4 δίνει γραφικά το κέρδος και την φάση στο κύκλωμα του σχήματος 3.3.3. όπου H1 και H2 είναι οι συναρτήσεις κέρδους του κάθε σταδίου των τρανζίστορ. Παρατηρείστε ότι τα κέρδη πολλαπλασιάζονται και οι φάσεις προστίθενται. Το κέρδος ενός ενισχυτή με συντονισμένο κύκλωμα είναι ίσο με g_mR, όπου g_m,R η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ και η παράλληλη αντίσταση του tank αντίστοιχα. Αναφέρθηκε ότι το κέρδος κάθε σταδίου ενισχυτή πολλαπλασιάζεται με το επόμενο στάδιο, συνεπώς με βάση τα κριτήρια ταλάντωσης πρέπει να ισχύει η σχέση: $g_{m1}R_p\ g_{m2}R_p \geq 1$ και η συνολική ολίσθηση φάσης ίση με μηδέν.



Σχήμα 3.3.4

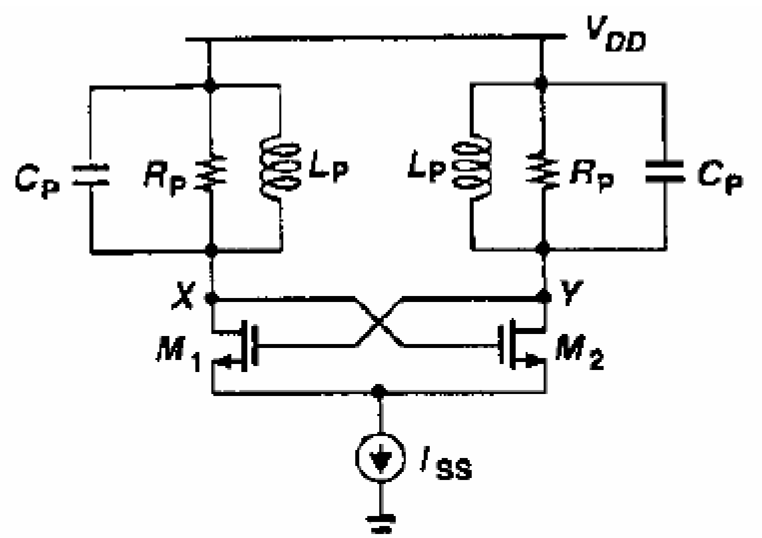
Το σχήμα 3.3.3 ξανασχεδιάζεται στο σχήμα 3.3.5 και στο σχήμα 3.3.6 με την πηγή πόλωσης του διαφορικού ζεύγους.

[3] Η διαγωγιμότητα δίνεται από την σχέση: $g_m = dI_c/dV_{in}$



Σχήμα 3.3.5: Ισοδύναμο Κύκλωμα Διαφορικής Σχεδίασης

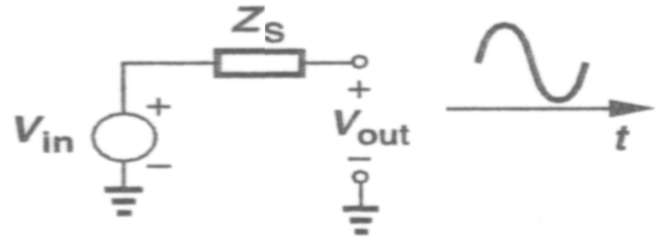
Το κύκλωμα του σχήματος 3.3.6 αποτελεί την υλοποίηση του διαφορικού ταλαντωτή η οποία έχει πλεονεκτήματα σε σχέση με την υλοποίηση ενός ενισχυτή single ended ταλαντωτή.



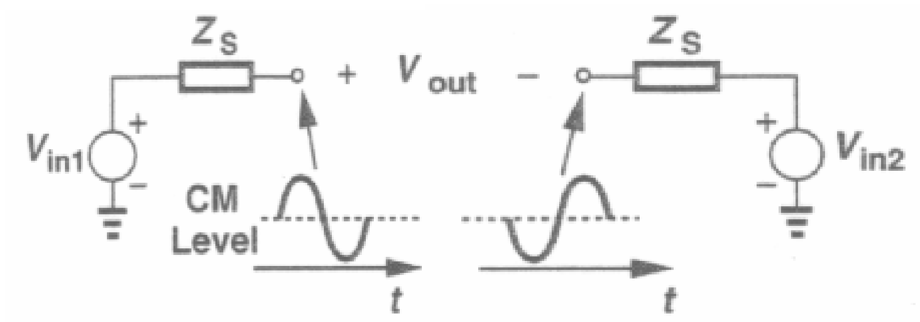
Σχήμα 3.3.6: Πόλωση των τρανζίστορ με Καθρέφτες Ρεύματος

- **Πλεονεκτήματα διαφορικής σχεδίασης ταλαντωτή**

Τα σχήματα 3.3.7 και 3.3.8 δίνουν αντίστοιχα τα απλοποιημένα κυκλώματα μιας single ended και μιας διαφορικής σχεδίασης. Η διαφορά σε αυτά τα δύο κυκλώματα είναι ότι στο μεν πρώτο υπολογίζουμε την τάση σε ένα σημείο σε σχέση με την γείωση ενώ στο δε υπολογίζουμε τάση μεταξύ δύο σημείων (διαφορά δυναμικού). Ουσιαστικά σε αυτό στηρίζονται τα πλεονεκτήματα που αναφέρονται στη συνέχεια και έχουν να κάνουν με τον θόρυβο που αναπτύσσεται στους κοινούς κόμβους του διαφορικού κυκλώματος.

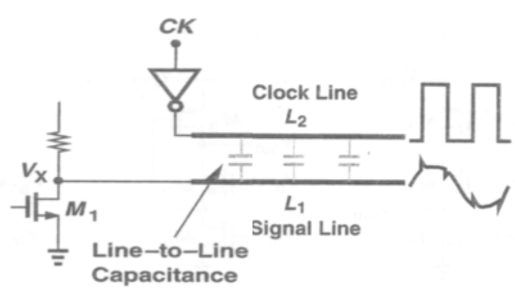


Σχήμα 3.3.7: Single-ended Σχεδίαση



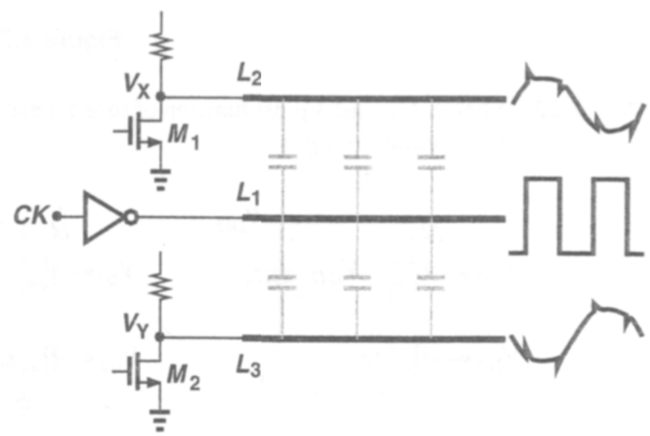
Σχήμα 3.3.8: Διαφορική Σχεδίαση

Ένα σημαντικό πλεονέκτημα του διαφορικού ενισχυτή είναι ότι προσφέρει μεγαλύτερη ααφάλεια ή καλύτερα προσφέρει μεγαλύτερη απαλλαγή από τον «περιβαλλοντικό» θόρυβο. Αυτό φαίνεται στο ακόλουθο παράδειγμα ενός single-ended ενισχυτή στην έξοδο του οποίου αναπτύσσεται ένα μικρό ευαίσθητο σήμα υπό την επίδραση της κυματομορφής του ρολογιού.



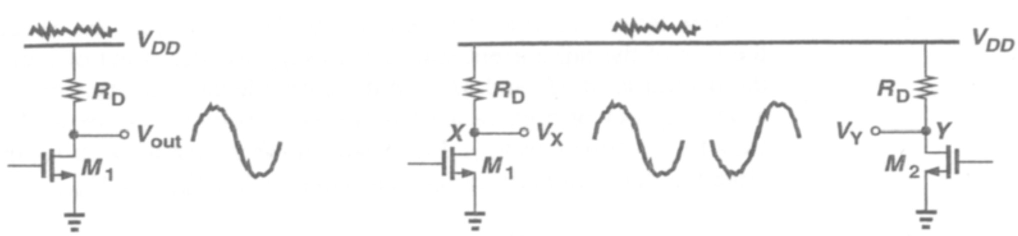
Σχήμα 3.3.9

Παρατηρούμε ότι ο θόρυβος επηρεάζει το σήμα λόγω των παρασιτικών χωρητικοτήτων μεταξύ των δύο γραμμών (ρολογιού και σήματος) με αποτέλεσμα το σήμα εξόδου να έχει επηρεαστεί από τον θόρυβο. Στην διαφορική σχεδίαση και αν το ρολόι τοποθετηθεί ανάμεσα στις γραμμές του σήματος που οδηγεί στην έξοδο του κυκλώματος (δηλ. σε **κοινό** κόμβο του διαφορικού ζεύγους) - ο παραγόμενος θόρυβος στις διαφορικές εξόδους θα έχει το ίδιο πλάτος και φάση. Αφού όμως η έξοδος λαμβάνεται διαφορικά, τα σήματα αυτά του θορύβου αλληλοαναιρούνται. Σε αυτή την περίπτωση λέμε ότι αναιρείται ο θόρυβος κοινού κόμβου (common mode noise). Θόρυβος κοινού κόμβου είναι ο θόρυβος που δημιουργείται από τις παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ γραμμών και γείωσης.



Σχήμα 3.3.10

Ένα ακόμη παράδειγμα αναίρεσης θορύβου κοινής φοράς συναντάμε στον θόρυβο που προκαλεί η τάση τροφοδοσίας όπως παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 3.3.11

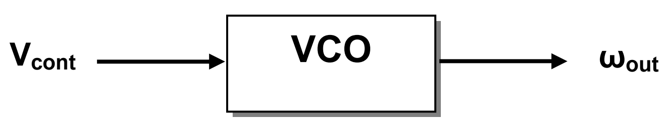
Αν η V_{DD} μεταβληθεί κατά ΔV τότε η έξοδος της σχεδίασης single ended θα επηρεαστεί, δεν θα γίνει το ίδιο όμως στην διαφορική σχεδίαση, αφού η έξοδος είναι η $V_{out}=V_x - V_Y$. Συνεπώς το κύκλωμα της διαφορικής σχεδίασης είναι περισσότερο ανθεκτικό στον θόρυβο της τάσης τροφοδοσίας.

Ένα τρίτο πλεονέκτημα και φυσικά ιδιαίτερα χρήσιμο και στο κύκλωμα του ταλαντωτή είναι το γεγονός ότι επιτυγχάνουμε αύξηση του πλάτους της τάσης εξόδου. Στο σχήμα 3.3.11 για παράδειγμα, η μέγιστη έξοδος στον κόμβο X ή στον Y είναι ίση με V_{DD}-(V_{GS}-V_{TH}). Συνεπώς η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου, V_X-V_Y, είναι ίση με 2[V_{DD}-(V_{GS}-V_{TH})].

Άλλα δύο πλεονεκτήματα της διαφορικής σχεδίασης είναι το ότι βελτιώνεται η γραμμικότητα των κυκλωμάτων και ότι είναι ευκολότερη και πιο αξιόπιστη η πόλωση των τρανζίστορ του κυκλώματος διότι γίνεται με σταθερές πηγές ρεύματος το οποίο μπορεί να αναπαράγεται σε διάφορα σημεία του κυκλώματος για να πολώσει τα διάφορα στάδια ενίσχυσης. Αυτή η προσέγγιση έχει το πλεονέκτημα πως τα ρεύματα πόλωσης των διαφόρων σταδίων ρυθμίζουν το ένα το άλλο σε περίπτωση αλλαγών της τροφοδοσίας ή της θερμοκρασίας

3.4 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (VCO)

Οι περισσότερες εφαρμογές απαιτούν ο ταλαντωτής να είναι ρυθμιζόμενος (tunable), και η συχνότητα να είναι για παράδειγμα συνάρτηση ενός σήματος ελέγχου. Όταν το σήμα είναι τάση τότε ο ταλαντωτής ονομάζεται «ελεγχόμενος από τάση» (VCO δηλ. Voltage Control Oscillator). Το μπλοκ διάγραμμα ενός VCO δίνεται στο σχήμα 3.4.1:

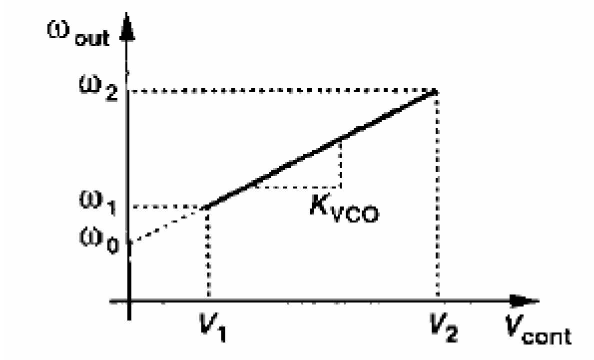


Σχήμα 3.4.1: Μπλόκ Διάγραμμα VCO

Η σχέση που δίνει την εξάρτηση της συχνότητας εξόδου από την τάση ελέγχου, V_{cont}, είναι η ακόλουθη:

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

όπου ω_0 η συχνότητα του φέροντος, και K_{VCO} το κέρδος ή ευαισθησία του VCO. Το σχήμα 3.4.2 παριστάνει γραφικά την παραπάνω σχέση:



Σχήμα 3.4.2: Γραφική κέρδους VCO

Στην πραγματικότητα το κύκλωμα είναι μη γραμμικό. Το κέρδος K_{VCO}, όπως θα φανεί και στο κεφάλαιο 5ο, θέλουμε να έχει όσο το δυνατόν μικρότερη τιμή.

Οι πιο σημαντικοί παράγοντες χαρακτηρισμού των VCO είναι οι ακόλουθοι:

- **κεντρική συχνότητα**: καθορίζεται από το περιβάλλον χρήσης του VCO και είναι το μέσο του πεδίου ρύθμισης (tuning range).
- **tuning range**: καλείται το πεδίο συχνοτήτων (ω_2 - ω_1) στο οποίο μπορεί να λειτουργήσει ο VCO και φυσικά η σχέση να παραμείνει γραμμική. Το πεδίο συχνοτήτων καθορίζεται από δύο παραμέτρους: την μεταβολή της κεντρικής συχνότητας του VCO από την διεργασία και την θερμοκρασία και από τις απαιτήσεις του σχεδιαστή για το πεδίο συχνοτήτων για την κάθε εφαρμογή (είναι λογικό ότι όσο μεγαλύτερο το πεδίο των συχνοτήτων τόσο δυσκολότερη γίνεται η σχεδίαση).

Πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό στους VCO είναι η μεταβολή της φάσης εξόδου και της συχνότητας ως αποτέλεσμα του θορύβου στην γραμμή ελέγχου. Για δεδομένο πλάτος θορύβου, ο θόρυβος στην συχνότητα εξόδου καθορίζεται από το κέρδος K_{VCO}. Για να ελαττώσουμε την επίδραση του θορύβου στην γραμμή ελέγχου το κέρδος του VCO πρέπει να ελαχιστοποιηθεί, με αποτέλεσμα όμως να περιορίζουμε το tuning range. Για παράδειγμα αν η τάση ελέγχου μεταβάλλεται από V_1 έως V_2 (παράδειγμα από 0 έως V_{CC}, όπου V_{CC} η τάση τροφοδοσίας) και το tuning range πρέπει να είναι (ω_2-ω_1) τότε το κέρδος K_{VCO} πρέπει να ικανοποιεί την παρακάτω συνθήκη:

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

Δεδομένου του πεδίου συχνοτήτων, το κέρδος εξαρτάται μόνο από το εύρος της τάσης ελέγχου. Όσο αυτό μειώνεται, το κέρδος αυξάνεται κάνοντας τον ταλαντωτή περισσότερο ευαίσθητο στον θόρυβο της γραμμής ελέγχου. Συνεπώς το πλάτος της ταλάντωσης πρέπει να είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερο η εξάρτηση από τον θόρυβο της τάσης ελέγχου να είναι η μικρότερη δυνατή.

Το πλάτος της ταλάντωσης είναι αποτέλεσμα tradeoffs και καθορίζεται από:

- **την τάση της τροφοδοσίας** και
- **το tuning range**

Το πλάτος ταλάντωσης καθορίζεται από την μέγιστη και την ελάχιστη τάση που μπορεί να αναπτυχθεί στον απαγωγό του κάθε τρανσίστορ κατά την διάρκεια της ταλάντωσης. Η μέγιστη τάση είναι η V_{DD} και αναπτύσσεται όταν το ρεύμα που διαρρέει το τρανσίστορ είναι μηδέν. Αυτό συμβαίνει όταν η τάση στον απαγωγό του έταιρου τρανσίστορ είναι μικρή ώστε να οδηγεί το πρώτο τρανσίστορ στην αποκοπή. Η ελάχιστη τάση αναπτύσσεται όταν η πτώση τάσης που προκαλεί το ρεύμα πάνω στην αντίσταση φορτίου μεταξύ της τροφοδοσίας και του συλλέκτη του τρανσίστορ είναι αρκετή ώστε να οδηγήσει το τρανσίστορ στον κόρο. Την στιγμή εκείνη, το έταιρο τρανσίστορ βρίσκεται στην αποκοπή.

Η σχεδίαση έχει συγκεκριμένες απαιτήσεις. Για παράδειγμα απαιτείται όσο το δυνατό μικρότερη τάση τροφοδοσίας για επίτευξη μικρής κατανάλωσης ισχύος και μεγάλο tuning range. Η αύξηση του tuning range όμως αυξάνει το κέρδος και δημιουργεί προβλήματα μη γραμμικότητας στο κύκλωμα του ταλαντωτή. Γενικότερα τα trade-offs στο κύκλωμα του ταλαντωτή είναι τα ακόλουθα:

- **θόρυβος**
- **κατανάλωση ισχύος**
- **ταχύτητα**
- **πλάτος ταλάντωσης**

Αναλυτικά οι περιπτώσεις των trade-offs αναφέρονται στο 5^{ο} κεφάλαιο. Οι ταλαντωτές είναι ευαίσθητοι στον θόρυβο ειδικά αν δεν χρησιμοποιηθούν διαφορικά ζεύγη τρανζίστορ. Ακόμη και με σταθερή τάση ελέγχου η κυματομορφή εξόδου του ταλαντωτή δεν είναι ακριβώς περιοδική. Ο ηλεκτρονικός θόρυβος των συσκευών και ο θόρυβος τροφοδοσίας προστίθενται και δημιουργούν φαινόμενα θορύβου όπως το jitter και το phase noise[4]. Οι τιμές των θορύβων αυτών καθορίζονται από τις απαιτήσεις της κάθε εφαρμογής.

3.5 Υλοποίηση VCO

Η συχνότητα συντονισμού ενός LC εξαρτάται από την αυτεπαγωγή του πηνίου, L, και από την χωρητικότητα του πυκνωτή, C. Όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 3 η επιλογή του πηνίου είναι πολύ σημαντική και γενικότερα είναι δυσκολότερο να μεταβάλλει κανείς την αυτεπαγωγή του πηνίου παρά την χωρητικότητα του πυκνωτή. Έτσι η υλοποίηση του ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση γίνεται με την χρήση μεταβαλλόμενων πυκνωτών. Ένας τρόπος υλοποίησης ενός μεταβαλλόμενου πυκνωτή είναι η χρήση πυκνωτών και διόδων, γνωστές και ως «varactors» όμως ένας άλλος τρόπος υλοποίησης και τον οποίο θα χρησιμοποιήσουμε στην σχεδίαση μας, είναι η χρήση τεχνολογίας MOSFET όπου ενώνοντας τους ακροδέκτες πηγής και υποδοχής δημιουργείται μία δομή η οποία λειτουργεί σαν πυκνωτής και της οποίου η χωρητικότητα ελέγχεται από την τάση που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ. Τα τρανζίστορ αυτά συνδέονται παράλληλα με το LC tank και τροφοδοτούνται-ελέγχονται από τάση διαφορετική της τάσης τροφοδοσίας που ονομάζεται V_{tune}. Περισσότερα για τα MOS varactors, για την σχεδίασή τους και την τεχνολογία τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση του VCO θα αναφερθούν στο κεφάλαιο 5.

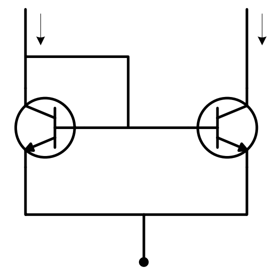
[4] Παραπέμπεται ο αναγνώστης στο 1ο κεφάλαιο για jitter και phase noise

4ο Κεφάλαιο: *Θεωρία σχεδίασης*

Ο τρόπος σχεδίασης ενός ταλαντωτή διαφέρει ανάλογα με το είδος του ταλαντωτή. Το κεφάλαιο αυτό αποτελεί μια εισαγωγή για τα βήματα σχεδίασης που πρέπει να ακολουθηθούν για την υλοποίηση VCO ταλαντωτών με χρήση παθητικών κυκλωμάτων (LC tank). Επίσης γίνεται και μια σύντομη αναδρομή στην βασική μικροκυματική θεωρία κυκλωμάτων ώστε να υπάρχει συνέπεια της παρούσας εργασίας με τις γενικές αρχές της RF σχεδίασης. Το κεφάλαιο αυτό περιέχει έννοιες όπως πόλωση τρανζίστορ, ευστάθεια ενισχυτή, S-parameters, συντελεστή ανάκλασης (reflection coefficient) Γ, θεώρημα Nyquist, διαγράμματα Bode και Smith-Chart. Για την πρακτική κατανόηση της θεωρίας γίνεται χρήση του λογισμικού πακέτου ADS™ (Advanced System Design) της Agilent. Θα αναφερθούν τρόποι υπολογισμού και γραφικής παρουσίασης εννοιών που θα χρειαστούν στην σχεδίαση, έτσι ώστε ο αναγνώστης να μην στηρίζεται μόνο σε θεωρητικό υπόβαθρο αλλά να μπορεί να χρησιμοποιεί την θεωρία σε ένα σύγχρονο σχεδιαστικό περιβάλλον.

4.1 DC πόλωση

Στην ενότητα αυτή περιγράφεται η πόλωση των τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή. Αυτό συνήθως επιτυγχάνεται με καθρέφτες ρεύματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.1.1. Χρήση καθρεφτών ρεύματος είναι ο πιο διαδεδομένος και αξιόπιστος τρόπος για την υλοποίηση της πόλωσης σε ολοκληρωμένα κυκλώματα.



Σχήμα 4.1.1: Απλός Καθρέφτης Ρεύματος

Σκοπός του καθρέφτη ρεύματος είναι να δημιουργήσουμε σε άλλα σημεία του κυκλώματος ρεύματα πολλαπλάσια ενός ρεύματος αναφοράς. Αν τα δύο τρανζίστορ Q_1, Q_2 είναι ταιριασμένα και έχουν ίσα υ_{BE}, θα διαρρέονται από ίσα ρεύματα εκπομπού. Έχουμε συνεπώς:

$I'_C = \frac{\beta}{\beta+1} I_E$ και $I_C = \frac{\beta+2}{\beta+1} I_E$ άρα,

$$I'_C = \frac{1}{1+\frac{2}{\beta}} I_C$$

όπου για $\beta >> 1$ τα δύο ρεύματα είναι περίπου ίσα.

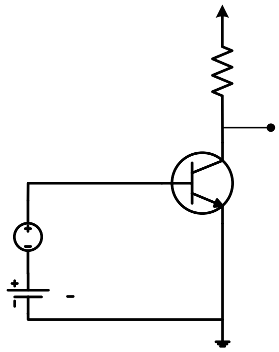
Η διαγωγιμότητα ενός διπολικού τρανζίστορ πολωμένου με ρεύμα I_C δίνεται από τη σχέση:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

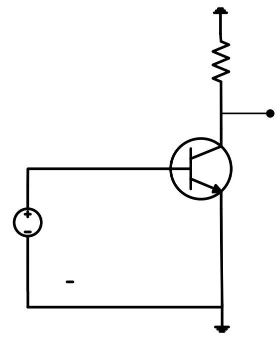
όπου V_T: η θερμική τάση (=kT/q, όπου k η σταθερά Boltzman, T η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin και q το φορτίο ενός ηλεκτρονίου).

Από την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι σταθερή διαγωγιμότητα εξασφαλίζεται αν το ρεύμα I_C είναι σταθερό.

Στην πιο απλή περίπτωση λειτουργίας του ως ενισχυτής, το τρανζίστορ είναι συνδεδεμένο σε φορτίο R_L και τροφοδοσία V_{CC}, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Στο σχήμα 4.1.2β φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος (όπου γειώνονται οι dc πηγές τάσεις).



Σχήμα 4.1.2α



Σχήμα 4.1.2β

Το τρανζίστορ ενεργεί ως πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από την τάση βάσης-εκπομπού, $V_{be}=V_{BE}+v_{be}$, όπου V_{BE} είναι η τάση πόλωσης και v_{be} το ασθενές σήμα. Το ρεύμα ασθενούς σήματος που ρέει στον συλλέκτη ως απόκριση της v_{be} είναι ίσο με $i_c=g_m v_{be}$.

Το κέρδος τάσης ασθενούς σήματος του ενισχυτή αυτού είναι:

$$\text{Κέρδος τάσης}=\frac{v_C}{v_{be}}=-g_m R_C$$

όπου v_c είναι η τάση ασθενούς σήματος στην έξοδο του ενισχυτή.

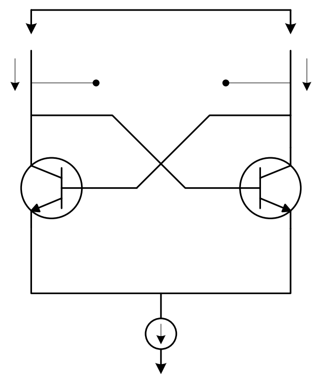
Συνεπώς το κέρδος τάσης είναι σταθερό εφόσον το g_m είναι σταθερό. Η τιμή του κέρδους τάσης μας ενδιαφέρει διότι ένα από τα κριτήρια ταλάντωσης σχετίζεται άμεσα με αυτό.

Η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ σχετίζεται και με την αρνητική αντίσταση που παρέχει το ενεργό κύκλωμα στο tank. Στο σχήμα 4.1.3 δίνεται το διαφορικό ζευγάρι των τρανζίστορ που παρέχει ενέργεια στο tank. Ο υπολογισμός της αρνητικής αντίστασης που «βλέπει» το tank προϋποθέτει ανάλυση μικρού σήματος και έχει ως εξής:

+

V_{be}DC

V_{BE}



Σχήμα 4.1.3: Παραγωγή Αρνητικής Αντίστασης

Ας ονομάσουμε I_x το ρεύμα που ρέει στον κλάδο που ενώνει τους δύο συλλέκτες και ικανοποιεί την σχέση:

$$I_x = g_{m2}V_2 = -g_{m1}V_1$$

ενώ η διαφορική έξοδος δίνεται από την σχέση:

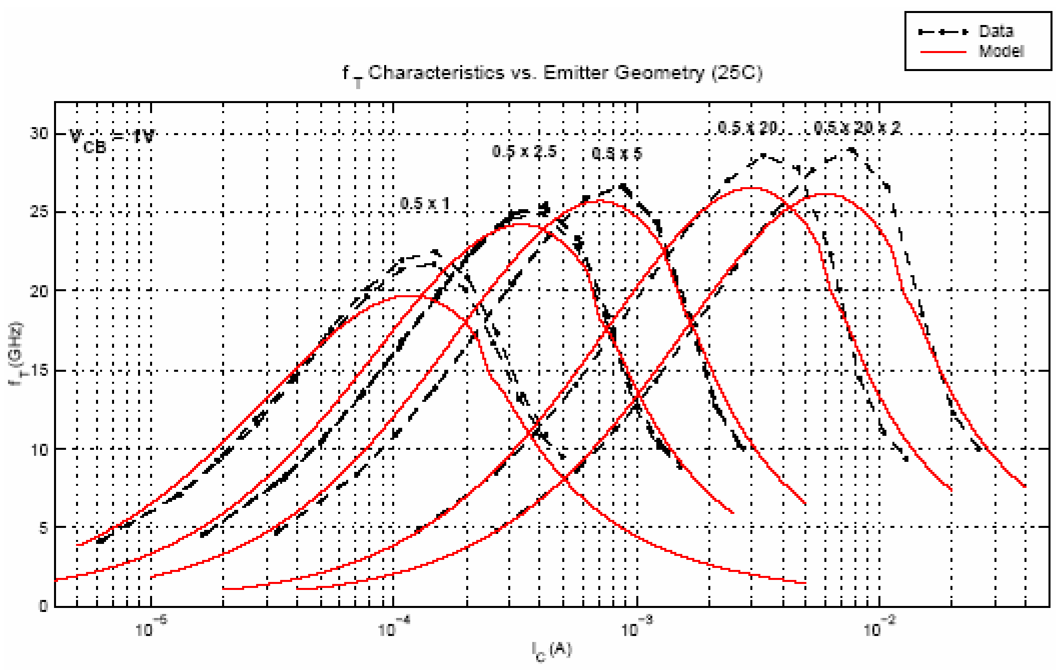
$$V_x = V_1 - V_2 = -\frac{I_x}{g_{m1}} - \frac{I_x}{g_{m2}}$$

η εμπέδηση δίνεται από την σχέση V_x/I_x, συνεπώς από την παραπάνω σχέση βρίσκουμε ότι:

$\frac{V_x}{I_x} = -\left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}\right)$, στην περίπτωση όπου $g_{m1}=g_{m2}=g_m$ έχουμε:

$\frac{V_x}{I_x} = -\frac{2}{g_m}$, πρόκειται για την αρνητική αντίσταση που παράγει το ενεργό κύκλωμα. Παρατηρούμε ότι η τιμή της αντίστασης που παράγει εξαρτάται από την διαγωγιμότητα των τρανζίστορ.

Η πόλωση των τρανζίστορ του ταλαντωτή, επιλέγεται βάσει της συχνότητας αποκοπής, f_T, η οποία ορίζεται ως η συχνότητα στην οποία το κέρδος ρεύματος μικρού σήματος του τρανζίστορ είναι ίσο με 1. Δεδομένου ότι ο ταλαντωτής πρέπει να λειτουργεί στα 5.5 GHz, τα τρανζίστορ πρέπει να πολωθούν με τέτοιο ρεύμα το οποίο να δίνει f_T σημαντικά μεγαλύτερο από τα 5.5 GHz. Αυτό εξασφαλίζει ότι το τρανζίστορ θα λειτουργεί ως ενισχυτής στα 5.5 GHz. Η πόλωση του τρανζίστορ επιλέγεται χρησιμοποιώντας την γραφική παράσταση του σχήματος 4.1.4. Η γραφική αυτή παράσταση περιέχεται στο Design Kit της IBM και περιγράφει τις δυνατότητες σχεδίασης κυκλωμάτων με διπολικά τρανζίστορ σε υψηλές συχνότητες στην τεχνολογίας 0.5 μm SiGe BiCMOS (SiGe5HP).



Σχήμα 4.1.4: Γραφική: f_T - I_C

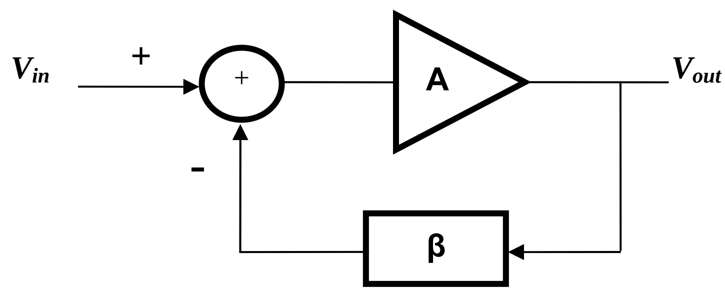
Το μοντέλο τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκε είναι το npnhb2x με επιφάνεια εκπομπού 0.5x20x2 μm^2 (δηλ. 0.5μ πλάτος, 20μ μήκος και δύο εκπομποί). Από την γραφική παράσταση παρατηρούμε ότι αν οι συλλέκτες διαρρέονται από ένα ρεύμα 7-9 mA τότε το τρανζίστορ μπορεί να λειτουργήσει ως ενισχυτής ρεύματος.

4.2 Ευστάθεια

Κατά τον σχεδιασμό ενός ενισχυτή με ανάδραση πρέπει να εξασφαλιστεί ότι το κύκλωμα είναι ευσταθές σε όλες τις συχνότητες και όχι μόνο στη ζώνη συχνοτήτων η οποία μας ενδιαφέρει. Ένα σύστημα είναι ασταθές αν μια μεταβατική διαταραχή παραμένει επ' αόριστο ή αυξάνεται μέχρις ότου περιοριστεί από κάποια μη-γραμμικότητα του κυκλώματος, κάτι που γίνεται στην περίπτωση της ταλάντωσης.

Το θέμα της ευστάθειας (ένας από τους ορισμούς) σχετίζεται με τους πόλους της συνάρτησης κέρδους ανοιχτού βρόχου, γιατί οι πόλοι προσδιορίζουν τη μεταβατική συμπεριφορά του κυκλώματος.

Αν υπάρχει πόλος με θετικό πραγματικό μέρος, θα έχει σαν αποτέλεσμα μια διαταραχή που αυξάνεται εκθετικά με το χρόνο. Συνεπώς, η συνθήκη που πρέπει να ικανοποιείται για να είναι ευσταθές το σύστημα είναι ότι οι πόλοι της συνάρτησης κέρδους πρέπει να βρίσκονται στο αριστερό ήμισυ του πεδίου. Η συνθήκη αυτή απαιτεί τα μηδενικά του όρου (1+βΑ)[1] να βρίσκονται όλα στο αριστερό ήμισυ του μιγαδικού πεδίου συχνοτήτων. Το κύκλωμα ανάδρασης για το οποίο γίνεται λόγος στα παραπάνω δίνεται στο σχήμα 4.2.1.

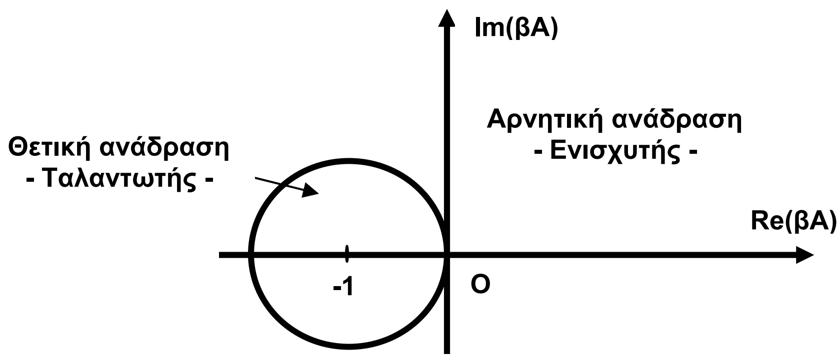


Σχήμα 4.2.1: Ανάδραση Συστήματος

Το **κριτήριο Nyquist:** Ο **Nyquist** έχει προσδιορίσει μιαν εναλλακτική αλλά ισοδύναμη συνθήκη ευστάθειας, η οποία μπορεί να εκφραστεί σε συνάρτηση της χαρακτηριστικής απόκρισης συχνότητας. Η συνθήκη αυτή αναφέρει ότι: το γινόμενο βΑ είναι μιγαδικός αριθμός και μπορεί να παρασταθεί σαν ένα σημείο στο μιγαδικό επίπεδο με το πραγματικό του μέρος πάνω στον άξονα Χ και με το φανταστικό μέρος πάνω στον άξονα Υ. Επιπλέον, το βΑ είναι συνάρτηση της συχνότητας. Συνεπώς, λαμβάνονται διάφορα σημεία πάνω στο μιγαδικό επίπεδο που αντιστοιχούν σε όλες τις τιμές της συχνότητας f από $-\infty$ έως $+\infty$. Ο γεωμετρικός τόπος των σημείων αυτών είναι μία κλειστή καμπύλη. Ένας ενισχυτής είναι ασταθής όταν η καμπύλη αυτή εσωκλείει το σημείο (-1+j0) και ο ενισχυτής είναι ευσταθής αν η καμπύλη δεν εσωκλείει αυτό το σημείο. Το κριτήριο για θετική ή αρνητική ανάδραση μπορεί επίσης να παρασταθεί στο μιγαδικό επίπεδο. Η σχέση $|1+\beta A| = 1$ παριστάνει ένα κύκλο μοναδιαίας ακτίνας με κέντρο το σημείο (-

[1] Η συνάρτηση μεταφοράς ενός κλειστού βρόγχου δίνεται από την σχέση: $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1+\beta A}$

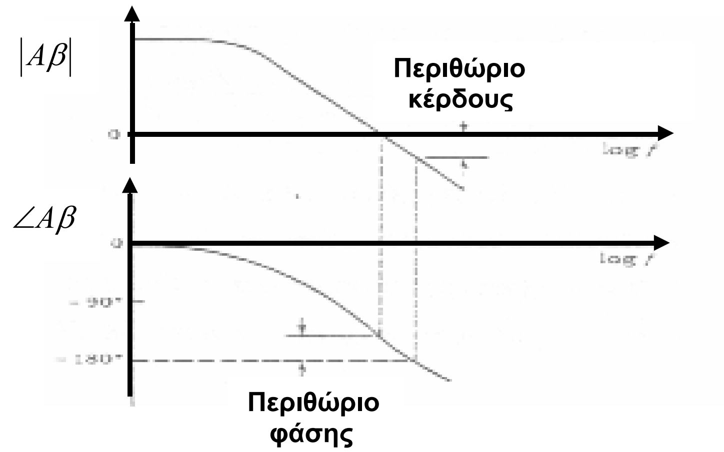
1,0) και ακτίνα ρ=1 (βλέπε σχήμα 4.2.2). Αν για μια οποιαδήποτε συχνότητα, το γινόμενο βΑ επεκτείνεται έξω από αυτόν τον κύκλο, η ανάδραση είναι αρνητική, επειδή τότε $|1+\beta A|>1$. Αν όμως το βΑ βρίσκεται μέσα στον κύκλο τότε $|1+\beta A|<1$ και η ανάδραση είναι θετική. Στην τελευταία περίπτωση το σύστημα δεν θα παρουσιάζει ταλαντώσεις εκτός αν ικανοποιείται το κριτήριο του Nyquist για ταλαντώσεις.



Σχήμα 4.2.2

Τα **διαγράμματα Bode** είναι ένας εναλλακτικός τρόπος για να προσδιορίσουμε την ευστάθεια ενός ενισχυτή. Παρατηρήσαμε ότι εξετάζοντας το κέρδος βρόγχου βΑ σε συνάρτηση με την συχνότητα μπορούμε να αποφανθούμε για την ευστάθεια ή μη του ενισχυτή. Τα διαγράμματα Bode είναι δύο διαγράμματα που αφορούν το κέρδος βΑ και συγκεκριμένα το πλάτος και την γωνία φάσης του κέρδους του κλειστού βρόγχου. Με βάση το διάγραμμα του πλάτους του κέρδους ένας ενισχυτής είναι ευσταθής όταν στην συχνότητα που εμφανίζεται ολίσθηση φάσης 180^o ,ω_{180}, το μέτρο του κέρδους είναι μικρότερο της μονάδας (αρνητική τιμή δηλαδή σε db). Η διαφορά ανάμεσα στην τιμή του |Αβ| στη συχνότητα ω_{180} και στην μονάδα καλείται **περιθώριο κέρδους** και μετριέται συνήθως σε db. Το περιθώριο κέρδους παριστάνει το ποσό κατά το οποίο μπορεί να αυξηθεί το κέρδος βρόγχου και να παραμείνει ευσταθής ο ενισχυτής. Οι ενισχυτές ανάδρασης σχεδιάζονται ώστε να έχουν ένα ικανοποιητικό περιθώριο κέρδους για να μη δημιουργείται πρόβλημα με τις αναπόφευκτες μεταβολές του κέρδους βρόγχου με τη θερμοκρασία, το χρόνο κτλ.

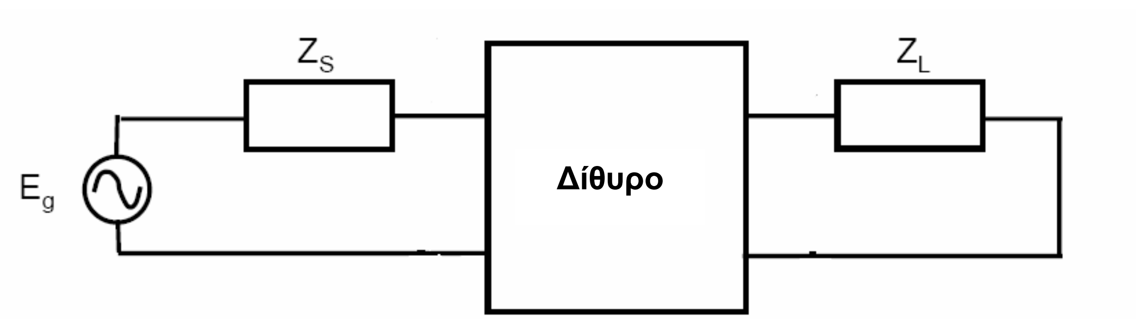
Ένας άλλος τρόπος για να μελετήσουμε την ευστάθεια και να εκφράσουμε το βαθμό της είναι να εξετάσουμε το διάγραμμα Bode στην συχνότητα όπου |Αβ|=1. Πρόκειται για το σημείο που το διάγραμμα μέτρου περνάει από την γραμμή των 0 db. Εάν στη συχνότητα αυτή η γωνία φάσης είναι μικρότερη σε μέτρο από 180°, τότε ο ενισχυτής είναι ευσταθής. Η διαφορά ανάμεσα στη γωνία φάσης σε αυτή την συχνότητα και στις 180° καλείται περιθώριο φάσης. Αντίθετα αν στη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους βρόγχου η καθυστέρηση φάσης ξεπεράσει τις 180° τότε ο ενισχυτής είναι ασταθής. Τα διαγράμματα πλάτους και γωνίας φάσης του κέρδους κλειστού βρόγχου δίνονται παρακάτω:



4.3 Μικροκυματική θεωρία

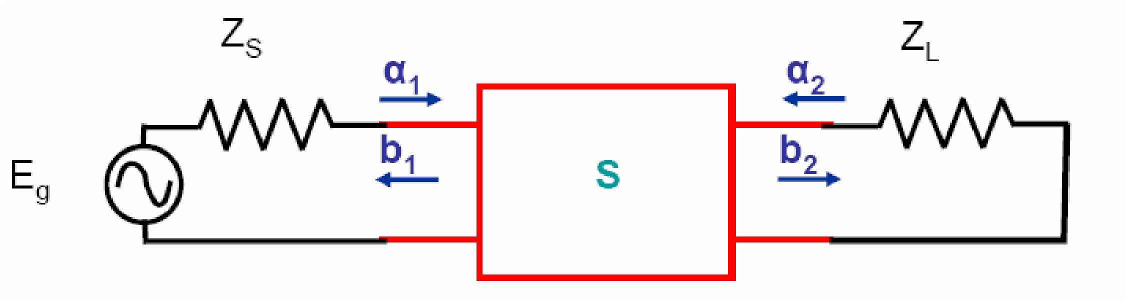
Οι σχεδιαστές αναλογικών κυκλωμάτων πολλές φορές κάνουν χρήση της μικροκυματικής θεωρίας για την ανάλυση κυκλωμάτων. Στην περίπτωση, λοιπόν, που γίνεται χρήση μικροκυματικών εννοιών ένα αναλογικό κύκλωμα θεωρείται σαν ένα δίκτυο n εισόδων. Όταν γίνεται μια τέτοια ανάλυση ουσιαστικά δεν μας ενδιαφέρει τι περιέχει το δίκτυο αλλά το θεωρούμε σαν ένα κουτί στο οποίο προσπίπτουν και ανακλώνται κύματα τάσεως και ρεύματος συνεπώς και ισχύος.

Το σχήμα 4.3.1 δείχνει ένα δίθυρο δίκτυο το οποίο δέχεται ισχύ από μια πηγή με πλάτος τάσης E_g, εσωτερική αντίσταση Z_S και είναι συνδεδεμένο με φορτίο Z_L.



Σχήμα 4.3.1: Δίθυρο Δίκτυο

Η λειτουργία του παραπάνω δίθυρου με S–παραμέτρους περιγράφεται στο σχήμα 4.3.2:



Σχήμα 4.3.2: Κύκλωμα S-parameters

S είναι ο πίνακας των S–παραμέτρων ο οποίος σχετίζεται με τα προσπίπτοντα κύματα ισχύος α_1, α_2, και τα ανακλώμενα κύματα ισχύος b_1, b_2. Τα κύματα α_1, α_2, b_1, b_2 μεταφέρουν ισχύ, συνεπώς προέρχονται από σχέσεις τάσεων και ρευμάτων, ας δούμε σύντομα ποιες οι σχέσεις που συνδέουν τα κύματα ισχύος με τα κύματα τάσεων και ρευμάτων.

Τα ac σήματα ρεύματος και τάσεως στις υψηλές συχνότητες θεωρούνται ως ημιτονοειδή κύματα και δίνονται από τις σχέσεις:

$$v(x,t) = R\{Ve^{j\omega t}\} \qquad \textbf{Εξ. 1}$$

$$i(x,t) = R\{Ie^{j\omega t}\} \qquad \textbf{Εξ. 2}$$

όπου x δηλώνει την απόσταση υπολογισμού της τάσεως ή του ρεύματος από την ac πηγή τάσης. Οι δύο παραπάνω εξισώσεις δίνουν τις ακόλουθες διαφορικές εξισώσεις:

$$\frac{\partial V}{\partial x} = -(R + j\omega L)I = -ZI \qquad \textbf{Εξ. 3}$$

$$\frac{\partial I}{\partial x} = -(G + j\omega C)V = -YV \qquad \textbf{Εξ. 4}$$

όπου Z, Y η εμπέδηση και η αγωγιμότητα αντίστοιχα.

Η επίλυση των παραπάνω διαφορικών εξισώσεων δίνει τις ακόλουθες δύο σχέσεις:

$$V = V^+e^{-\gamma x} + V^-e^{+\gamma x} = \pi\rho o\sigma\pi\acute{\iota}\pi\tau\omega\nu\ \kappa\acute{\upsilon}\mu\alpha\ \tau\acute{\alpha}\sigma\eta\varsigma + \alpha\nu\alpha\kappa\lambda\acute{\omega}\mu\varepsilon\nu o\ \kappa\acute{\upsilon}\mu\alpha\ \tau\acute{\alpha}\sigma\eta\varsigma$$

$$I = I^+e^{-\gamma x} + I^-e^{+\gamma x} = \pi\rho o\sigma\pi\acute{\iota}\pi\tau\omega\nu\ \kappa\acute{\upsilon}\mu\alpha\ \rho\varepsilon\acute{\upsilon}\mu\alpha\tau o\varsigma + \alpha\nu\alpha\kappa\lambda\acute{\omega}\mu\varepsilon\nu o\ \kappa\acute{\upsilon}\mu\alpha\ \rho\varepsilon\acute{\upsilon}\mu\alpha\tau o\varsigma$$

όπου γ μία σταθερά η οποία δίνεται από την σχέση: $\gamma = \sqrt{ZY} = a + jb$.

Το προσπίπτων και ανακλώμενο κύμα τάσης δίνονται από τις σχέσεις:

$$V^{+}e^{-\gamma x} = \frac{1}{2}[V(x) + Z_o I(x)]$$ **Εξ. 5**

$$V^{-}e^{+\gamma x} = \frac{1}{2}[V(x) - Z_o I(x)]$$ **Εξ. 6**

όπου Z_o η χαρακτηριστική εμπέδηση η οποία δίνεται από την σχέση: $Z_o = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$

Αν διαιρέσουμε με τον όρο $\sqrt{Z_o}$ τις εξισώσεις 5 και 6 τότε ορίζουμε δύο νέες ποσότητες: το προσπίπτων και το ανακλώμενο κύμα:

$$a = \frac{V^{+}e^{-\gamma x}}{\sqrt{Z_o}} = \frac{1}{2}\left[\frac{V(x)}{\sqrt{Z_o}} + \sqrt{Z_o}I(x)\right]$$

$$b = \frac{V^{-}e^{+\gamma x}}{\sqrt{Z_o}} = \frac{1}{2}\left[\frac{V(x)}{\sqrt{Z_o}} - \sqrt{Z_o}I(x)\right]$$

Η εξίσωση πινάκων που συσχετίζει τις μεταβλητές αυτές είναι η ακόλουθη:

[b] = [S][α]

ή πιο αναλυτικά από τις εξισώσεις:

$$b_1 = S_{11}\alpha_1 + S_{12}\alpha_2$$

$$b_2 = S_{21}\alpha_1 + S_{22}\alpha_2$$

Οι S – παράμετροι ερμηνεύονται ως εξής:

S - παράμετροι	Ερμηνεία
S_{11}	ο συντελεστής ανάκλασης στην θύρα 1
S_{12}	η παράμετρος κέρδους από την θύρα 2 προς την θύρα 1
S_{21}	η παράμετρος κέρδους από την θύρα 1 προς την θύρα 2
S_{22}	ο συντελεστής ανάκλασης στην θύρα 2

Οι παράμετροι **S_{21}** και **S_{12}** δίνονται από τις σχέσεις:

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{για } \alpha_2=0$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{για } \alpha_1=0$$

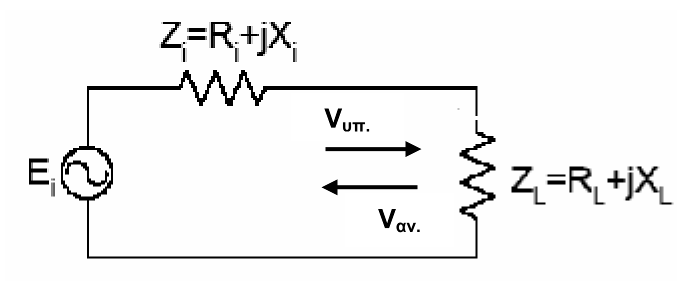
Το ADS μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό των τιμών των S-παραμέτρων, με τις οποίες μπορεί κανείς να μελετήσει την ευστάθεια του κυκλώματος άρα και τις συνθήκες παραγωγής αρνητικής αντίστασης και ταλαντώσεων.

Συντελεστής ανάκλασης (reflection coefficient) ορίζεται το κλάσμα της ανακλώμενης ισχύς προς την υπάρχον ισχύ που προσπίπτει σε μία θύρα στο παράδειγμα του δίθυρου ή σε ένα φορτίο. Συμβολίζεται με Γ και είναι μιγαδικός αριθμός.

$$\Gamma = \frac{\alpha\nu\alpha\kappa\lambda\acute{\omega}\mu\varepsilon\nu\eta\ \iota\sigma\chi\acute{\upsilon}\varsigma}{\upsilon\pi\acute{\alpha}\rho\chi o\nu\ \iota\sigma\chi\acute{\upsilon}\varsigma}$$

Ο συντελεστής ανάκλασης για το σχήμα 4.3.3 ορίζεται ως εξής:

$$\Gamma = \frac{P_{refl.}}{P_{inc.}} = \frac{Z_L - Z_i^*}{Z_L + Z_i} = u + jv$$



Σχήμα 4.3.3

όπου Z_L η σύνθετη εμπέδηση του φορτίου και Z_i η εμπέδηση της πηγής. Ο όρος Z_i^* είναι ο συζυγής μιγαδικός αριθμός του όρου Z_i. Αξίζει να σημειωθούν τα εξής:

- Τις περισσότερες περιπτώσεις (για μείωση των αγνώστων) η εμπέδηση Z_i είναι πραγματικός αριθμός και ίση με 50 Ω.
- Η μεταφερόμενη ισχύ από την πηγή στο φορτίο είναι μέγιστη όταν δεν έχουμε σήμα (κύμα) ανάκλασης, όταν δηλαδή $P_{refl.}=0$, δηλαδή $Z_L = Z_i^*$ ή $R_L + jX_L = R_i - jX_i$.

Παρατηρήστε το εξής:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{V_1/I_1 - Z_o}{V_1/I_1 + Z_o} = \frac{Z_1 - Z_o}{Z_1 + Z_o}$$

όπου $Z_1=V_1/I_1$ είναι η εμπέδηση εισόδου στην θύρα 1 του δικτύου και ισούται με:

$$Z_1 = Z_0 \frac{(1+s_{11})}{(1-s_{11})}$$

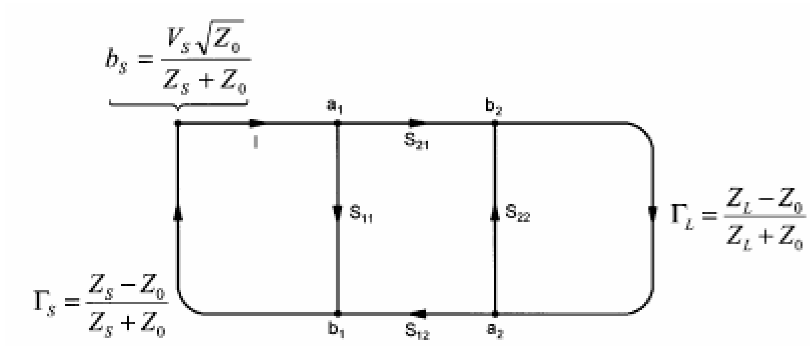
Η σχέση αυτή μεταξύ της εμπέδησης και του συντελεστή ανάκλασης είναι από τους πιο βασικούς υπολογισμούς στην περίπτωση αναπαράστασης με **smith chart**. Έτσι οι συντελεστές ανάκλασης μπορούν να αναπαρασταθούν σε ένα smith chart και μπορούν να μετατραπούν άμεσα σε εμπεδήσεις. Οι S-παράμετροι είναι πολύ σημαντικοί γιατί καθορίζουν το κέρδος και τον συντελεστή ανάκλασης κάτι πολύ οικείο για τους σχεδιαστές. Ακόμη υπάρχει σύνδεσή τους με κέρδος ισχύος και απώλειες, ποσότητες οι οποίες είναι τις περισσότερες φορές πιο ενδιαφέρουσες από τα ζητούμενα κύματα τάσεων. Έτσι ορίζονται:

$$|S_{11}|^2 = \frac{\text{Ανακλώμενη ισχυς απο την εισοδο του δικτυου}}{\text{Υπάρχον ισχυς στην εισοδο του δικτυου}}$$

και

$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{Ισχύς που παρεχεται στο φορτιο } Z_o}{\text{Παρεχομενη ισχύς από την πηγη του φορτιου } Z_o}$$

Το διάγραμμα ροής του σχήματος 4.3.2 είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 4.3.4: Διάγραμμα Ροής σχήματος 4.3.2

Ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου θεωρώντας Z_L την εμπέδηση, δίνεται από την σχέση:

$$s'_{11} = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L}$$

και ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου θεωρώντας εμπέδηση Z_s από την σχέση:

$$s'_{22} = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1 - s_{11}\Gamma_S}$$

Ακολουθούν μια σειρά από ορισμούς (δίνονται στα αγγλικά) κέρδους με βάση τους S-παραμέτρους και τους συντελεστές ανάκλασης Γ_L, Γ_S:

- Voltage gain

$$A_V = \frac{V_2}{V_1} = \frac{s_{21}(1 + \Gamma_L)}{(1 - s_{22}\Gamma_L)(1 + s'_{11})}$$

- Power gain

$$\text{Power gain} = \frac{\text{Power delivered to load}}{\text{Power input to network}}:$$

$$G = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |s_{11}|^2) + |\Gamma_L|^2 (|s_{22}|^2 - |D|^2) - 2\,\mathrm{Re}\,(\Gamma_L N)}$$

- Available power gain

$$\text{Available power gain} = \frac{\text{Power available from network}}{\text{Power available from source}}:$$

$$G_A = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |s_{22}|^2) + |\Gamma_S|^2 (|s_{11}|^2 - |D|^2) - 2\,\mathrm{Re}\,(\Gamma_S M)}$$

- Transducer power gain

$$\text{Transducer power gain} = \frac{\text{Power delivered to load}}{\text{Power available from source}}:$$

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - s_{11}\Gamma_S)(1 - s_{22}\Gamma_L) - s_{12}s_{21}\Gamma_L\Gamma_S|^2}$$

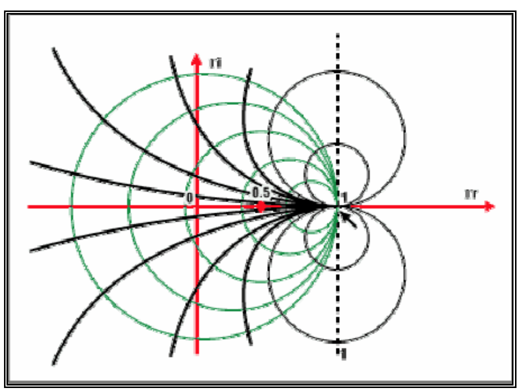
όπου, $s'_{11} = \Gamma_{IN} = S_{11} + \dfrac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$, $s'_{22} = \Gamma_{OUT} = S_{22} + \dfrac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$, $M = s_{11} - Ds^*_{22}$, $N = s_{22} - Ds^*_{11}$, $D = \Delta = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$ και οι συντελεστές ανάκλασης πηγής και φορτίου δίνονται από τις σχέσεις:

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o}\ ,\ \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}$$

Το πιο σημαντικό κομμάτι όμως όλης αυτής της μικροκυματικής ανάλυσης είναι ο τρόπος που όλα αυτά συνδέονται με το **smith chart** και από το οποίο μπορούμε γραφικά (και ποσοτικά φυσικά μέσω της γραφικής και ADS) να βγάλουμε συμπεράσματα για την ευστάθεια ή μη του κυκλώματος καθώς επίσης μέσω του υπολογισμού των συντελεστών ανάκλασης του ενισχυτή και του LC tank ή resonator να αποφανθούμε αν ταλαντώνει το κύκλωμα ή όχι. Αναφέρουμε για ακόμη μια φορά ότι ο ταλαντωτής είναι **Gm ταλαντωτής** δηλαδή παράγει αρνητική αντίσταση και για να γίνει αυτό πρέπει ο ενισχυτής να είναι ασταθής. Ακολουθεί ανάλυση που αφορά τα διαγράμματα **smith chart** και στην συνέχεια δίνονται οι συνθήκες για ευστάθεια κυκλώματος και πως με την βοήθεια των smith chart μπορούμε να αποφανθούμε για κάτι τέτοιο.

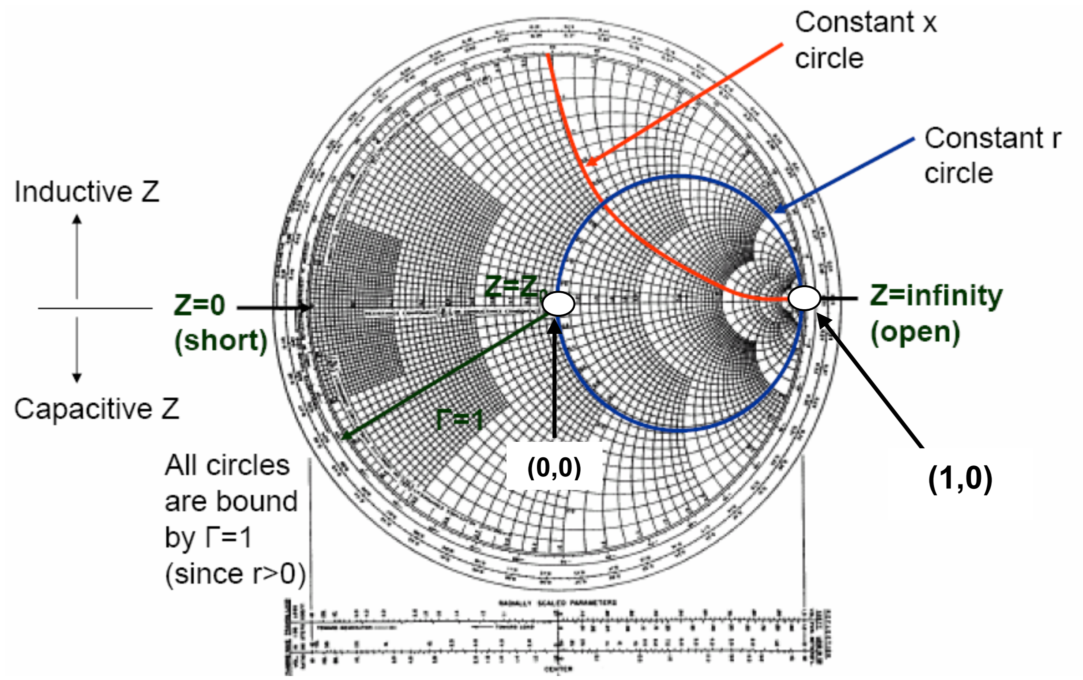
4.4 Smith Chart

Τα διαγράμματα smith chart είναι ένα πολύ χρήσιμο «εργαλείο» για τον καθορισμό της αντίστασης (Z) στην γραμμή μετάδοσης. Ακόμη μπορούν να αναπαραστήσουν τις αγωγιμότητες (Y), την μέγιστη μεταφερόμενη ισχύ αλλά και να γίνει με αυτό ανάλυση ευστάθειας. Τέλος μπορούν να βοηθήσουν τον σχεδιαστή σε πολλούς τομείς όπως στην βελτίωση της γραφικής του θορύβου. Όπως έχει αναφερθεί παραπάνω στα διαγράμματα αυτά μπορούμε να αναπαραστήσουμε εμπεδήσεις Z, αγωγιμότητες Y και συντελεστές ανάκλασης (συμβολίζεται με Γ) μέσω των εμπεδήσεων και των αγωγιμοτήτων. Σχηματικά, το smith chart είναι ένα επίπεδο αξόνων (δύο διαστάσεων) το οποίο εμπεριέχει πολλούς κύκλους, κάτι που φαίνεται στο σχήμα 4.4.1, όπου κάθε σημείο πάνω στους κύκλους αυτούς δίνει για κάθε εμπέδηση (ή αγωγιμότητα) την αντίστοιχη πραγματική και φανταστική τιμή του συντελεστή ανάκλασης:



Σχήμα 4.4.1: Διάγραμμα Smith chart

Όπως γνωρίζουμε μια εμπέδηση (συνεπώς και ο συντελεστής ανάκλασης) είναι ένας μιγαδικός αριθμός, έτσι χαρακτηρίζεται από το μέτρο και την γωνία. Ένα σημείο πάνω σε κάποιον από τους κύκλους αυτούς ουσιαστικά δίνει το μέτρο και την γωνία της κάθε παραμέτρου, έτσι υπάρχουν περιοχές στο διάγραμμα όπου εύκολα μπορούν να καθοριστούν. Έτσι, αν αναπαραστήσουμε μια αντίσταση σε ένα διάγραμμα smith chart θα παρατηρήσουμε ότι το σημείο βρίσκεται πάνω στον πραγματικό άξονα, αφού η γωνία είναι 0°. Όσο αφορά ένα πηνίο το σημείο θα βρίσκεται στο θετικό μέρος του φανταστικού άξονα ενώ η εμπέδηση ενός πυκνωτή στο αρνητικό μέρος του φανταστικού άξονα (φέρτε στο μυαλό σας τις εμπεδήσεις ενός πηνίου και ενός πυκνωτή, υπολογίστε μέτρο και γωνία). Τα παραπάνω συμπεράσματα αναπαρίστανται στο σχήμα 4.4.2:



Σχήμα 4.4.2: Διάγραμμα Smith Chart Εμπέδησης

Παρατηρούμε ακόμη, σε ένα διάγραμμα **smith chart**, τα εξής χαρακτηριστικά:

- Όλοι οι κύκλοι έχουν ένα κοινό σημείο το (1+j0).
- Ο μεγαλύτερος κύκλος είναι αυτός όπου η αντίσταση είναι μηδέν.
- Η άπειρη αντίσταση είναι το κοινό σημείο όλων των κύκλων (1,0)
- Μπορούμε να μετακινηθούμε σε οποιοδήποτε κύκλο. Το ADS δίνει την τιμή κάθε συντελεστή ανάκλασης και εμπέδησης.

Φυσικά για το πως προκύπτουν τα διαγράμματα smith chart υπάρχει μαθηματικό υπόβαθρο το οποίο σχετίζεται με τους συντελεστές ανάκλασης (άλλωστε τα διαγράμματα συντελεστές ανάκλασης αναπαριστούν). Ακολουθεί η μαθηματική ανάλυση των smith chart:

Αναφέρθηκε ότι ο συντελεστής ανάκλασης είναι το πηλίκο ανακλώμενης τάσης και υπάρχον τάσης:

$$\Gamma_L = \frac{V_{refl.}}{V_{incid.}} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = \Gamma_r + j\Gamma_i \qquad \textbf{Εξ. 4.1}$$

Για να ελαχιστοποιήσουμε τους αγνώστους συνήθως η εμπέδηση Z_o είναι πραγματικός αριθμός (50Ω, 75Ω). Η αναπαράσταση στο διάγραμμα γίνεται με βάση κανονικοποιημένων εμπεδήσεων ως προς Z_o, έτσι:

$$z = \frac{Z_L}{Z_o} = \frac{R + jX}{Z_o} = r + jx \qquad \textbf{Εξ. 4.2}$$

Με αυτή την απλοποίηση μπορούμε να ξαναγράψουμε τον συντελεστή ανάκλασης:

$$\Gamma_L = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = \frac{(Z_L - Z_o)/Z_o}{(Z_L + Z_o)/Z_o} = \frac{z-1}{z+1} = \frac{r + jx - 1}{r + jx + 1} \qquad \textbf{Εξ. 4.3}$$

Από αυτή την σχέση φαίνεται η αντίστροφη σχέση μεταξύ της εμπέδησης του φορτίου και του συντελεστή ανάκλασής του, αλλά η μιγαδική φύση του αριθμού δεν δίνει πρακτικά κάτι το ενδιαφέρον γι' αυτό και χρησιμοποιούμε τα διαγράμματα smith chart ως μέθοδο αναπαράστασης της εξίσωσης 4.3. Για να μπορέσουμε να φτάσουμε σε σχέσεις που εκφράζουν μαθηματικά γεωμετρικά σχήματα (κύκλους ή ευθείες) λύνουμε την εξίσωση 4.3 ως προς z:

$$z = r + jx = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = \frac{1 + \Gamma_r + j\Gamma_i}{1 - \Gamma_r - j\Gamma_i} \qquad \textbf{Εξ. 4.4}$$

αν υπολογίσουμε το πραγματικό και φανταστικό μέρος της εξίσωσης 4.4 καταλήγουμε σε δύο νέες σχέσεις:

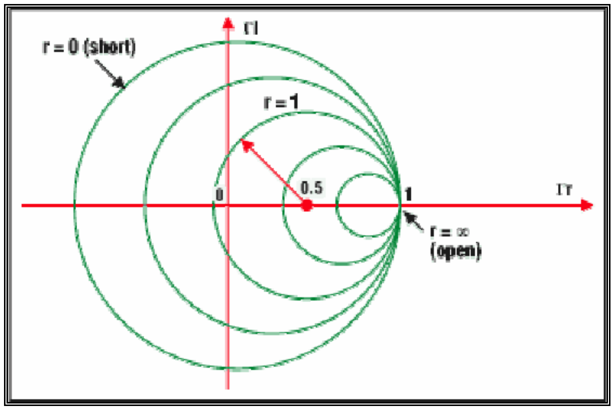
$$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2} \qquad \textbf{Εξ. 4.5}$$

$$x = \frac{2\Gamma_i}{1 + \Gamma_r^2 - 2\Gamma_r + \Gamma_i^2} \qquad \textbf{Εξ. 4.6}$$

Αν αναλύσουμε μαθηματικά την εξίσωση 4.5 καταλήγουμε στην εξίσωση 4.7 η οποία καθορίζει έναν κύκλο με κέντρο (r/r+1,0) και ακτίνα ρ=1/1+r σε επίπεδο με άξονες (Γ_r, Γ_i):

$$(\Gamma_r - \frac{r}{r+1})^2 + \Gamma_i^2 = (\frac{1}{1+r})^2 \qquad \textbf{Εξ. 4.7}$$

Το σχήμα 4.4.3 δείχνει το επίπεδο με άξονες τους (Γ_r, Γ_i) και τους κύκλους για διαφορετική τιμή ακτίνας που αντιστοιχεί στην πραγματική τιμή της κανονικοποιημένης εμπέδησης:

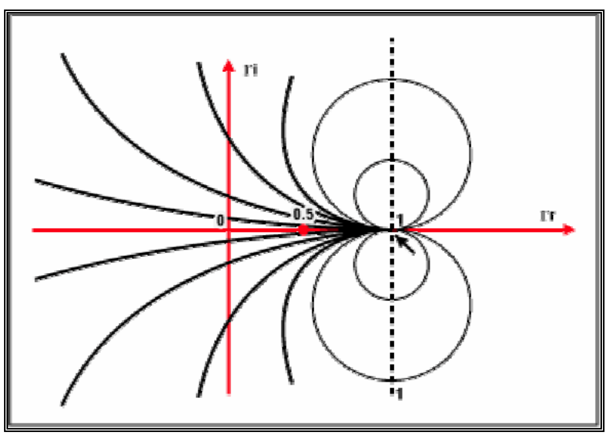


Σχήμα 4.4.3

Τα ίδια ισχύουν αν αναλύσουμε την εξίσωση 4.6. Καταλήγουμε στην εξίσωση 4.8:

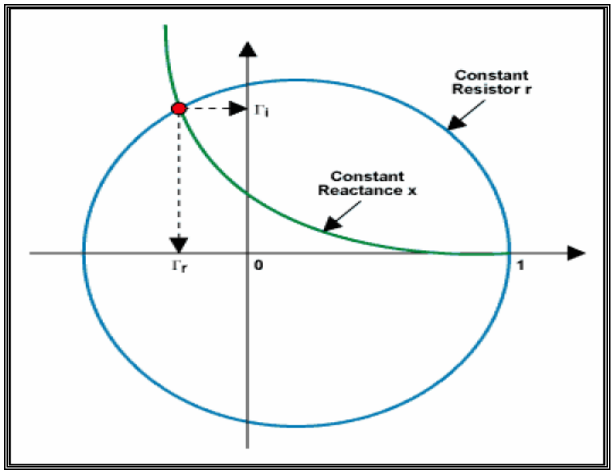
$$(\Gamma_r - 1)^2 + (\Gamma_i - \frac{1}{x})^2 = (\frac{1}{x})^2 \qquad \textbf{Εξ. 4.8}$$

η οποία αναπαριστά κύκλους με κέντρο (1,1/x) και ακτίνα ρ=1/x στους άξονες (Γ_r, Γ_i), παρατηρήστε ότι η ακτίνα του κάθε κύκλου εξαρτάται από την φανταστική τιμή της κανονικοποιημένης εμπέδησης. Αντίστοιχα το σχήμα 4.4.4 δείχνει γραφικά την εξίσωση 4.8:



Σχήμα 4.4.4

Το τελικό διάγραμμα smith chart είναι το σύνολο των κύκλων που δίνουν τα σχήματα 4.4.3 και 4.4.4 το οποίο αποτελείται από οικογένειες κύκλων (βλέπε σχήμα 4.4.1). Συνεπώς γνωρίζοντας την εμπέδηση, στη μορφή r + jx, ο συντελεστής ανάκλασης μπορεί να προσδιοριστεί κάνοντας χρήση των εξισώσεων 4.5 και 4.6. Το σχήμα 4.4.5 δείχνει ένα σημείο (Γ_r, Γ_i) στο οποίο τέμνονται οι δύο κύκλοι και καθορίζει την τιμή ενός συντελεστή ανάκλασης.



Σχήμα 4.4.5

Το τελικό συμπέρασμα από όλη αυτή τη ανάλυση είναι ότι έχοντας την τιμή της εμπέδησης (πραγματικό και φανταστικό μέρος) μπορούμε να ορίσουμε γραφικά τον συντελεστή ανάκλασης που αντιστοιχεί σε αυτήν την εμπέδηση. Αξίζει να αναφερθεί ότι μπορεί να γίνει και η αντιστρέψιμη διαδικασία: αν δηλαδή γνωρίζουμε τον συντελεστή ανάκλασης μπορούμε να υπολογίσουμε την αντίστοιχη εμπέδηση.

- Ας δούμε ένα παράδειγμα: Δίνεται η εμπέδηση Z_1=100+j50 Ω, να υπολογιστεί ο συντελεστής ανάκλασης.

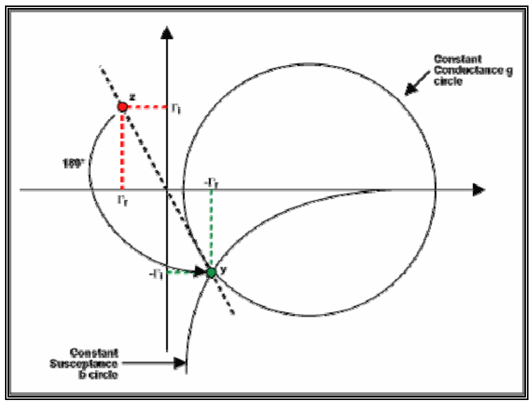
  Κανονικοποιούμε την εμπέδηση, θεωρώντας Z_o=50Ω, έτσι προκύπτει z_1=2+j1 Ω ή z_1=r+jx=2+j1, πράγμα που σημαίνει r=2 και x=1. Από τις εξισώσεις 4.7 και 4.8 βρίσκουμε ότι ο ένας κύκλος έχει κέντρο (2/3,0) με ακτίνα ρ=1/3, ενώ ο άλλος κύκλος έχει κέντρο το σημείο (1,1) με ακτίνα ρ=1. Το μοναδικό σημείο που τέμνονται οι κύκλοι αυτοί, δίνει την πραγματική και φανταστική τιμή των συντελεστών ανάκλασης $Γ_r$, $Γ_i$ (όπως στο σχήμα 4.4.5). Ο συντελεστής ανάκλασης σε αυτή την περίπτωση δίνεται από την σχέση: $Γ_1$=0,4+j0,2. Το αποτέλεσμα αυτό υπολογίστηκε με βάση τις εξισώσεις 4.5, 4.6. Μπορεί βέβαια να χρησιμοποιηθεί το ADS για τους υπολογισμούς αυτούς και κάτι τέτοιο είναι πιο λογικό.

Όπως αναφέραμε το διάγραμμα smith chart γίνεται με βάση τις εμπεδήσεις. Αν προστίθενται νέα στοιχεία τότε απλά κινούμαστε στο διάγραμμα να βρούμε που αντιστοιχεί η νέα εμπέδηση. Είναι όμως γνωστό ότι όταν γίνεται προσθήκη στοιχείου παράλληλα τότε είναι καλύτερο να δουλεύουμε με αγωγιμότητες. Η σχέση που συνδέει την εμπέδηση και την αγωγιμότητα είναι η Z=1/Y.

Συνεπώς είναι εύλογο να αναρωτηθεί κανείς αν μπορούμε να αναπαραστήσουμε αγωγιμότητες με τα διαγράμματα smith chart. Η απάντηση είναι καταφατική, δείτε την σχέση:

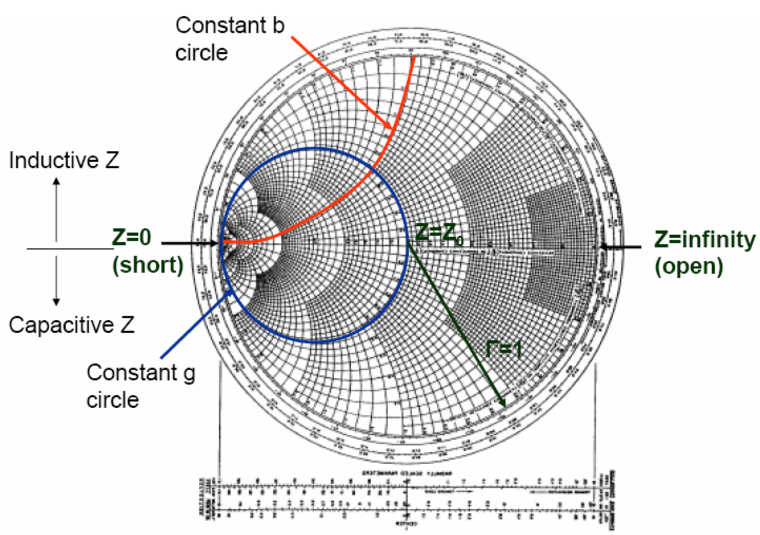
$$\Gamma_L = \frac{V_{refl.}}{V_{incid.}} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = \frac{1/Y_L - 1/Y_o}{1/Y_L + 1/Y_o} = \frac{Y_o - Y_L}{Y_o + Y_L} = \frac{1-y}{1+y} \qquad \textbf{Εξ 4.9}$$

Μετά από πράξεις καταλήγουμε στο εξής συμπέρασμα: **Γ(y) = -G(z).** Αν, δηλαδή γνωρίζουμε την εμπέδηση z μπορούμε να υπολογίσουμε την αγωγιμότητα y αφού το σημείο θα είναι το αντισυμμετρικό του όπως δείχνει το σχήμα 4.4.6:

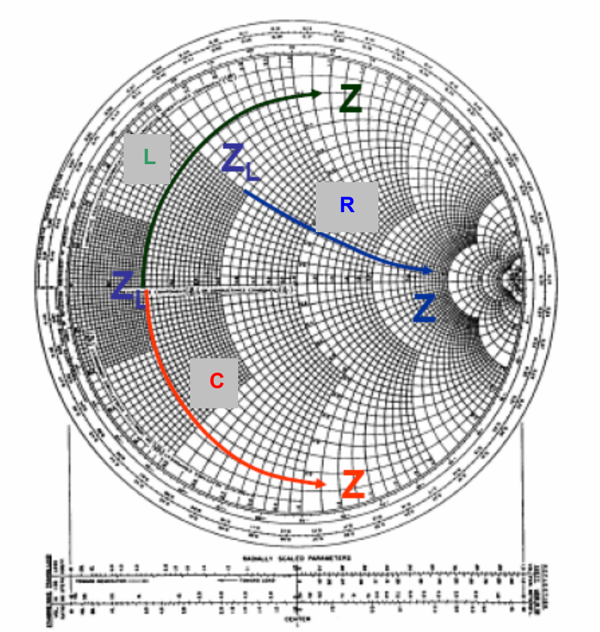


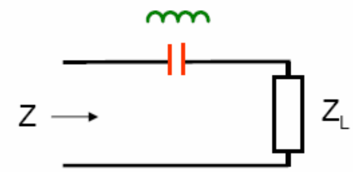
Σχήμα 4.4.6

Το ίδιο αποτέλεσμα θα πάρουμε αν μετακινήσουμε το σημείο που δίνει την εμπέδηση κατά 180° ως προς το κέντρο του smith chart. Το σχήμα 4.4.7 δείχνει ένα smith chart αγωγιμότητας:

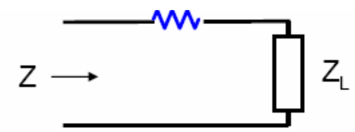


Σχήμα 4.4.7: Διάγραμμα Smith Chart Αγωγιμότητας





Προσθήκη σε σειρά C ή L. Μετακινούμαστε όπως δείχνει το σχήμα. Ο κύκλος που δίνει η σχέση 4.7 είναι σταθερός.



Προσθήκη σε σειρά R. Μετακινούμαστε όπως δείχνει το σχήμα. Ο κύκλος που δίνει η σχέση 4.8 είναι σταθερός.

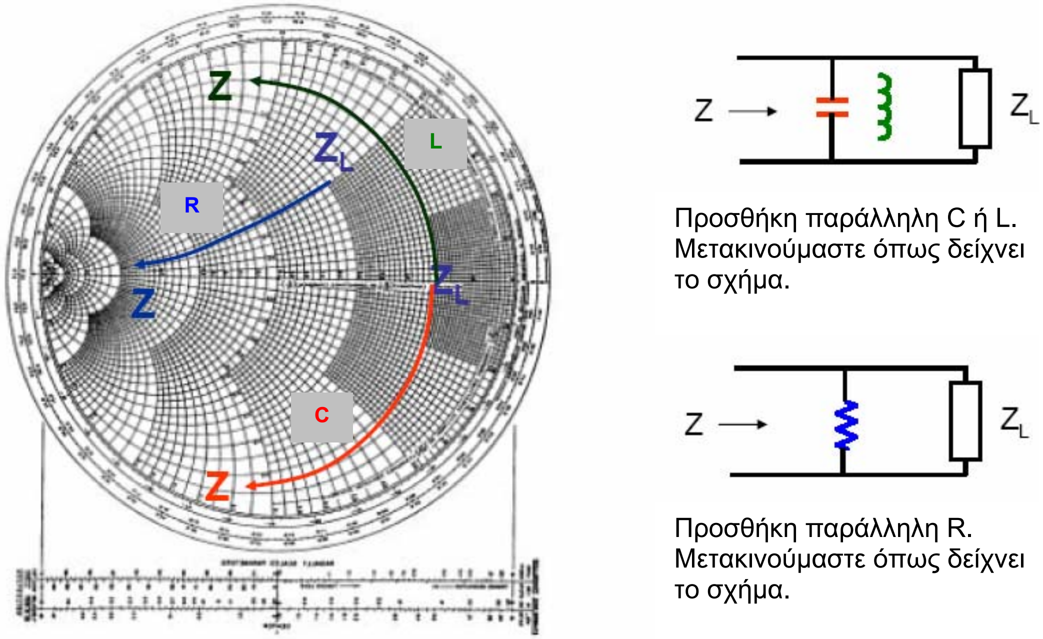
Σχήμα 4.4.8: Μεταβολή Εμπέδησης λόγω εν σειρά σύνδεσης

Πριν δούμε την σχέση των smith chart με την ευστάθεια ενός κυκλώματος, αναφέρουμε την επίδραση σύνδεσης στοιχείων σε σειρά και παράλληλα σε φορτίο Z_L. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω είναι προτιμότερο η χρήση του smith chart εμπέδησης όταν γίνεται σύνδεση στοιχείου σε σειρά και η χρήση του smith chart αγωγιμότητας όταν η σύνδεση είναι παράλληλη. Δείτε το σχήμα 4.4.8.

Η εξήγηση είναι η ακόλουθη: Η εμπέδηση ενός φορτίου δίνεται από την σχέση:

$$z = r + jx$$

μετά την κανονικοποίηση. Όταν γίνεται προσθήκη R στο φορτίο η εμπέδηση επηρεάζεται αλλά μόνο στο πραγματικό της μέρος. Συνεπώς θα μεταβληθεί μόνο η τιμή του r. Άρα θα μεταβληθεί μόνο το κέντρο και η ακτίνα του κύκλου που δίνεται από την σχέση 4.7, ενώ ο άλλος κύκλος θα παραμείνει σταθερός. Κάτι ανάλογο γίνεται με την προσθήκη C ή L, όπου επηρεάζεται μόνο το φανταστικό μέρος. Τα πράγματα αλλάζουν όταν η προσθήκη είναι παράλληλη στο φορτίο. Σε τέτοιες περιπτώσεις δουλεύουμε με το διάγραμμα αγωγιμότητας και οι μεταβολές μετά την κάθε προσθήκη φαίνονται στο σχήμα 4.4.9:



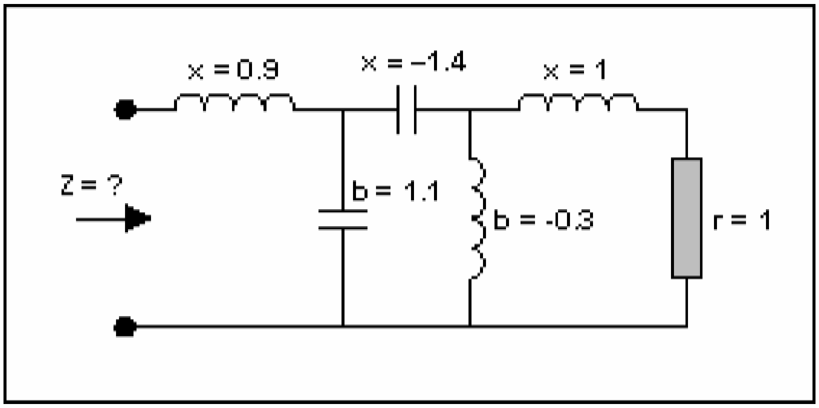
Σχήμα 4.4.9: Μεταβολή Εμπέδησης λόγω παράλληλης σύνδεσης

Η μαθηματική ανάλυση για το διάγραμμα αγωγιμότητας είναι ανάλογη με το διάγραμμα εμπέδησης. Η ανάλυση ξεκινάει από την εξίσωση 4.9, την οποία λύνουμε ως προς y:

$$y = g + jb = \frac{1-\Gamma_L}{1+\Gamma_L}$$

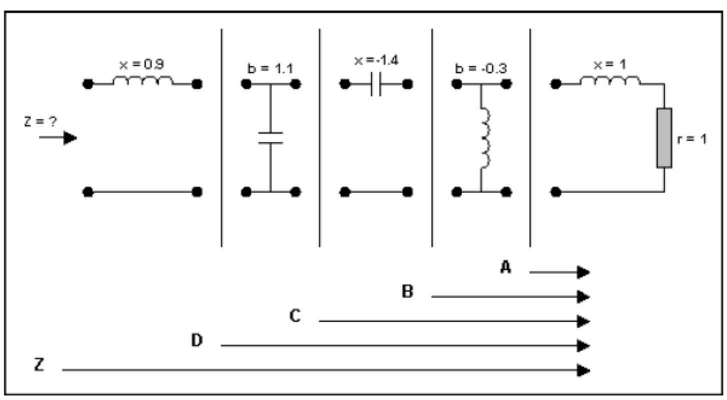
και με όμοια διαδικασία (προσπαθώντας δηλαδή να φτάσουμε σε μαθηματική σχέση που να εκφράζει κύκλο) καταλήγουμε σε δύο σχέσεις που εκφράζουν κύκλους. Η εξήγηση για την μετακίνηση πάνω στο διάγραμμα μετά την προσθήκη στοιχείου είναι όμοια με την παραπάνω.

Ας δούμε ένα παράδειγμα: Θεωρήστε το κύκλωμα του οποίου θέλουμε να υπολογίσουμε την συνολική εμπέδηση Z (φαίνεται στο σχήμα 4.4.10) και να την απεικονίσουμε σε διάγραμμα smith chart:



Σχήμα 4.4.10

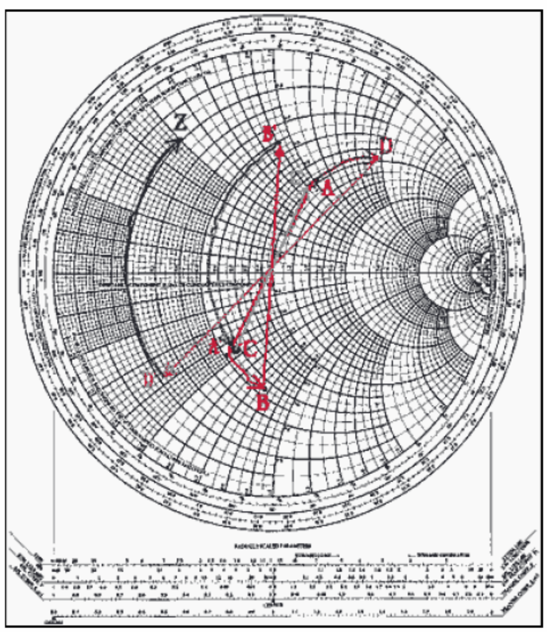
Έχουν δοθεί τιμές στα στοιχεία του κυκλώματος και παρατηρείται ότι υπάρχουν στοιχεία συνδεμένα σε σειρά και παράλληλα, άρα θα γίνουν μετατροπές από smith chart εμπέδησης σε smith chart αγωγιμότητας αντίστοιχα (θεωρείστε ότι έχουν γίνει κανονικοποιήσεις των εμπεδήσεων με τιμή χαρακτηριστικής αντίστασης τα 50 Ohm. Παρατηρείται επίσης ότι η εμπέδηση των εν σειρά πηνίων (x) είναι θετική και αρνητική για τους πυκνωτές, όπως επίσης ότι η αγωγιμότητα των παράλληλων πηνίων (b) είναι αρνητική και θετική για τους πυκνωτές. Η ανάλυση του παραπάνω κυκλώματος, για τον υπολογισμό της εμπέδησης Z, ξεκινά από τα δεξιά και υπολογίζονται εμπεδήσεις οι οποίες έχουν στοιχεία σε σειρά ή παράλληλα αντίστοιχα. Κάθε ανάλυση δημιουργεί και ένα σημείο στο smith chart, κάτι που φαίνεται στο σχήμα 4.4.11:



Σχήμα 4.4.11

Έτσι, αρχικά υπολογίζεται η εμπέδηση της αντίστασης και του πηνίου τα οποία είναι συνδεμένα σε σειρά. Το πηνίο και η αντίσταση έχουν τιμές 1, άρα το σημείο A που δημιουργείται στο smith chart ανήκει σε κύκλο με κέντρο το 0.5 και ακτίνα το 0.5 επίσης.

Το επόμενο στοιχείο είναι ένα πηνίο συνδεμένο παράλληλα με το κύκλωμα την εμπέδηση που έδωσε το σημείο A στο smith chart. Έχει αναφερθεί ότι πρέπει να γίνει μετατροπή του διαγράμματος smith chart από εμπέδησης σε αγωγιμότητας. Για να γίνει αυτό μετατρέπουμε την εμπέδηση σε αγωγιμότητα και μετατοπίζουμε όλο το σχήμα κατά 180^o και έτσι δημιουργείται το σημείο A’ (δείτε σχήμα 4.4.12). Γίνεται προσθήκη πηνίου άρα επηρεάζεται μόνο το φανταστικό μέρος και θα πρέπει να μετακινηθεί το σημείο κατά 0.3 κατά την αρνητική φορά (αντίθετα από τους δείκτες του ρολογιού), έτσι προκύπτει το σημείο B. Στην συνέχεια έχουμε ένα στοιχεία σε σειρά, άρα πρώτα μετατρέπουμε την αγωγιμότητα σε εμπέδηση και μετατοπίζουμε το σχήμα κατά 180^o για να προκύψει το διάγραμμα εμπέδησης. Προκύπτει το σημείο B’ (σχήμα 4.4.12). Πρέπει να προστεθεί 1.4 στο σημείο που προέκυψε έτσι μετατοπίζεται το σημείο επηρεάζοντας μόνο το φανταστικό μέρος και έτσι προκύπτει το σημείο C. Ακολουθεί πυκνωτής συνδεμένος παράλληλα, άρα υπολογίζουμε την αγωγιμότητα μετατοπίζουμε το σημείο κατά 180^o και το μετακινούμε κατά 1.1 κατά την θετική φορά (φορά δεικτών ρολογιού) και έτσι προκύπτει το σημείο D. Τέλος για να προκύψει το τελικό σημείο υπολογίζουμε την αντίστοιχη εμπέδηση, μετατοπίζουμε το σχήμα κατά 180^o και μετακινούμε το σημείο κατά 0.9, έτσι προκύπτει το σημείο Z. Δείτε όλη την απεικόνιση των σημείων στο σχήμα 4.4.12:



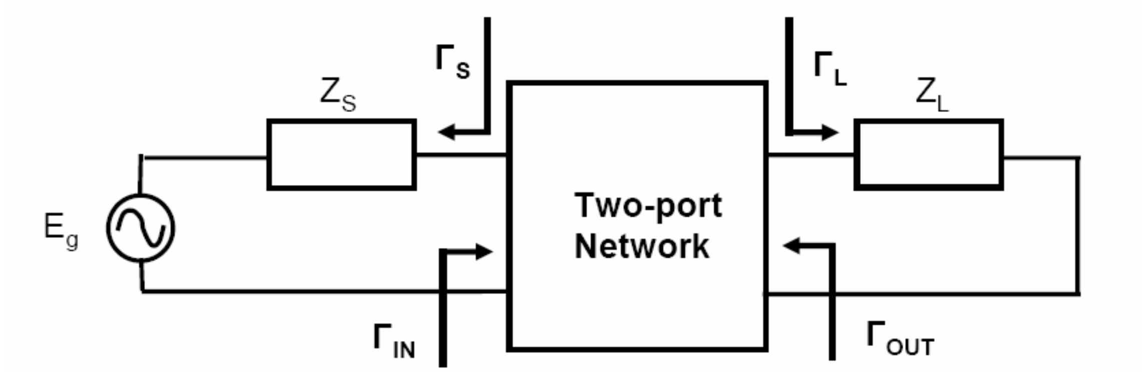
Σχήμα 4.4.12: Τελικό Smith chart του Κυκλώματος 4.4.10

Η τιμή της εμπέδησης υπολογίστηκε ίση με Z=0,2+j0,5 (ή διαφορετικά το τελικό σημείο βρίσκεται σε κύκλους που το κοινό τους σημείο έχει συντεταγμένες (0.2,0.5)). Η χαρακτηριστική εμπέδηση είναι ίση με 50 Ohm άρα Z=10+j25.

4.5 Smith Chart και Ευστάθεια (κύκλοι ευστάθειας)

Στην παράγραφο 4.1 έγινε αναφορά για ευστάθεια κυκλώματος με βάση τους πόλους της συνάρτησης μεταφοράς (σχήμα 4.2.2) οι οποίοι πρέπει να είναι όλοι στο αριστερό μιγαδικό επίπεδο, βάση θεωρήματος Nyquist και με βάση των γεωμετρικό τόπο των σημείων της συνάρτησης βΑ, όπου Α η ενίσχυση του ενισχυτή και β η ενίσχυση του tank. Ακολούθησε εκτενής αναφορά στα διαγράμματα smith chart και σε αυτή την παράγραφο γίνεται αναφορά στην σχέση των διαγραμμάτων με την ευστάθεια του κυκλώματος και πως μπορούμε άμεσα να καταλάβουμε αν το κύκλωμα είναι ευσταθές ή όχι. Η αναφορά στα smith chart γίνεται διότι στο κύκλωμα, στις περιπτώσεις ειδικά της σχεδίασης ενισχυτών, είναι ευκολότερο να γίνει μια τέτοια ανάλυση.

Για να εξετάσουμε το κύκλωμα του ταλαντωτή για την ευστάθειά του ή μη θεωρούμε ένα δίθυρο δίκτυο, όπως δείχνει το σχήμα που ακολουθεί:



Σχήμα 4.5.1: Δίθυρο Δίκτυο (συντελεστές ανάκλασης)

Παρατηρούμε ότι στο κύκλωμα έχουμε τις εξής εμπεδήσεις (σε κάθε μια αντιστοιχεί ένας συντελεστής ανάκλασης): την εμπέδηση της πηγής (Z_s, Γ_s), του φορτίου (Z_L, Γ_L), της εισόδου του δικτύου (Z_{IN}, Γ_{IN}) και της εξόδου του δικτύου (Z_{OUT}, Γ_{OUT}). Οι εμπεδήσεις εισόδου και εξόδου παίζουν πολύ μεγάλο ρόλο στην ευστάθεια ενός ενισχυτή, γι' αυτό και ελέγχονται άλλωστε.

- Σε ένα δίθυρο δίκτυο οι ταλαντώσεις είναι πιθανές όταν είτε η θύρα εισόδου είτε η θύρα εξόδου του δικτύου εμφανίζουν αρνητική αντίσταση. Αυτό συμβαίνει όταν : $|\Gamma_{\mathrm{IN}}| > 1$ ή $|\Gamma_{OUT}| > 1$. Αυτό σημαίνει ότι η ανάκλαση του σήματος στο δίθυρο είναι μεγαλύτερη από το σήμα που αρχικά προσπίπτει στο δίθυρο.
- Ένα δίθυρο δίκτυο είναι ευσταθές σε μία συχνότητα όταν τα πραγματικά μέρη των εμπεδήσεων Z_{in}, Z_{out} είναι θετικά για όλες τις παθητικές εμπεδήσεις του φορτίου και της πηγής. Θα πρέπει δηλαδή να ισχύει:

Ευσταθές: $R(Z_{\mathrm{IN}}) > 0 \quad \kappa\alpha\iota \quad R(Z_{OUT}) > 0$

- Αν ένα δίθυρο δεν είναι ευσταθές, τότε λέμε ότι είναι ασταθές. Κάτι τέτοιο συμβαίνει όταν υπάρχουν παθητικές εμπεδήσεις φορτίου και πηγής οι οποίες παράγουν εμπεδήσεις, εισόδου και εξόδου, στο δίθυρο με αρνητικά τα πραγματικά τους μέρη:

Ασταθές: $R(Z_{\mathrm{IN}}) < 0 \quad \kappa\alpha\iota \quad R(Z_{OUT}) < 0$

Αν διαβάσουμε προσεχτικά την τελευταία παράγραφο θα προσέξουμε ότι η εμπέδηση της πηγής και η εμπέδηση της εξόδου του δίθυρου σχετίζονται. Το ίδιο συμβαίνει και με την εμπέδηση του φορτίου και την εμπέδηση της εισόδου του δίθυρου. Γνωρίζουμε όμως ότι ένας συντελεστής ανάκλασης ανήκει σε έναν συγκεκριμένο κύκλο, αν παρασταθεί σε διάγραμμα smith chart. Πράγματι έχουμε 4 κύκλους οι οποίοι αναπαρίσταται σε διάγραμμα smith chart και με βάση τους οποίους μπορούμε να αποφανθούμε για την ευστάθεια ή μη του κυκλώματος.
Οι σχέσεις που πρέπει να ισχύουν για να είναι ευσταθές ένα δίθυρο είναι οι εξής:

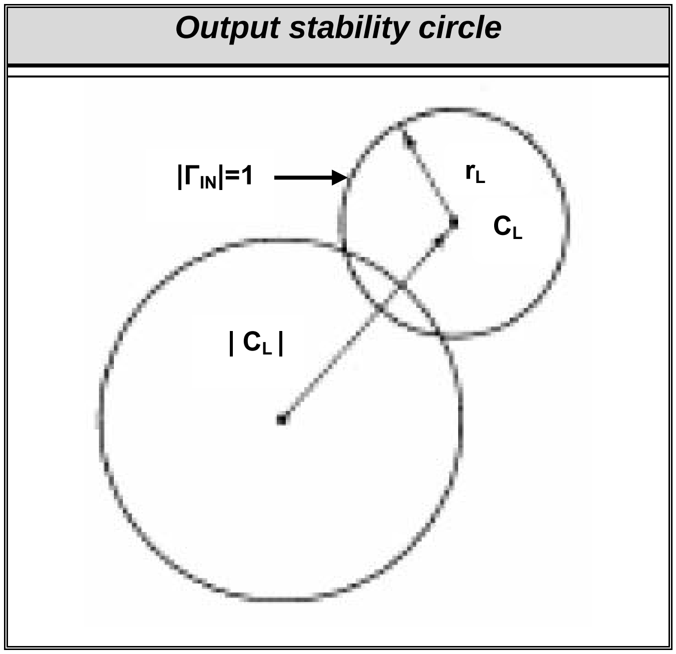
$$|\Gamma_S| < 1, \quad |\Gamma_L| < 1 \text{ και } |\Gamma_{\mathrm{IN}}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1, \quad |\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1$$

από τις δύο τελευταίες σχέσεις φαίνεται η εξάρτηση του Γ_{in} από το Γ_L, όπως και του Γ_{out} από το Γ_S. Οι δύο αυτές σχέσεις, αν θεωρήσουμε ότι $|\Gamma_{\mathrm{IN}}| = 1, \; \kappa\alpha\iota \; |\Gamma_{OUT}| = 1$ δίνουν καμπύλες οι οποίες αντιστοιχούν σε δύο κύκλους, οι οποίοι είναι γνωστοί ως: **κύκλοι ευστάθειας πηγής και φορτίου** (load and source stability circles).

- Το κέντρο και η ακτίνα του κύκλου ευστάθειας φορτίου δίνονται από τις σχέσεις:

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|, \quad C_L = \frac{\left(S_{22} - \Delta S_{11}^{\ *}\right)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

δίνεται το σχήμα του κύκλου ευστάθειας με βάση το smith chart:

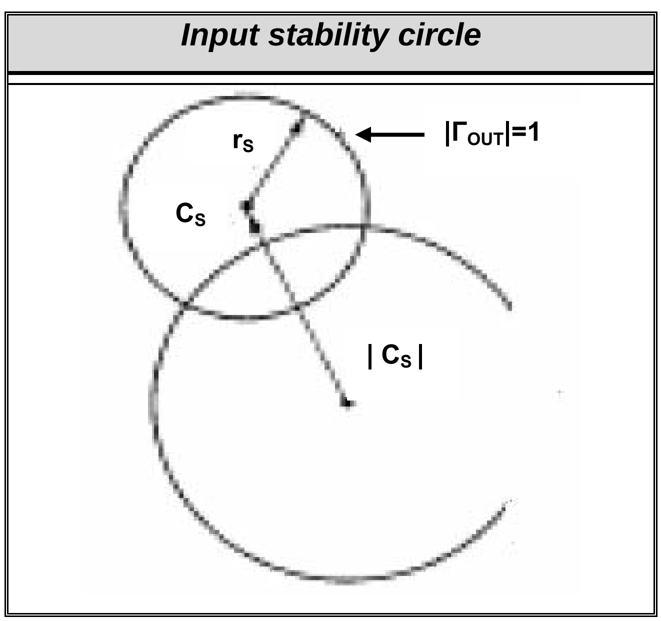


Σχήμα 4.5.2

- Το κέντρο και η ακτίνα του κύκλου ευστάθειας πηγής δίνονται από τις σχέσεις:

$$r_S = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{\left|S_{11}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2} \right|, \quad C_S = \frac{\left(S_{11} - \Delta S_{22}^{\ *}\right)^*}{\left|S_{11}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2}$$

δίνεται το σχήμα του κύκλου ευστάθειας με βάση το smith chart:

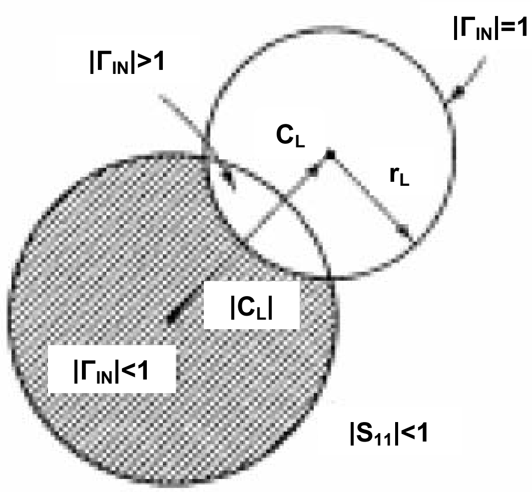


Σχήμα 4.5.3

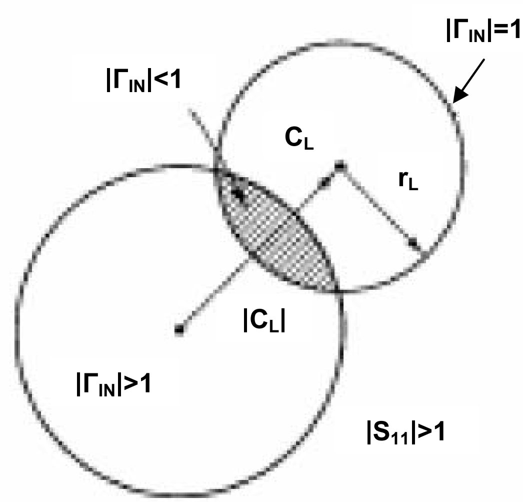
Κριτήριο ευστάθειας: εκτός από το θεώρημα Nyquist και με βάση το κέρδος του κλειστού βρόγχου (S_{11}) και τους κύκλους ευστάθειας μπορούμε να αποφανθούμε για την ευστάθεια ενός κυκλώματος.

Κύκλος ευστάθειας φορτίου Γ_L: Για να καθορίσουμε την περιοχή στο διάγραμμα smith chart στην οποία παράγεται $\left|\Gamma_{\mathrm{IN}}\right| > 1$ ελέγχουμε την τιμή του $\left|S_{11}\right|$:

- Αν $\left|S_{11}\right| < 1$ τότε $\left|\Gamma_{\mathrm{IN}}\right| < 1$ όταν $\left|\Gamma_L\right| = 0$ (στην περίπτωση αυτή το κέντρο του smith chart είναι ένα σταθερό σημείο), σχήμα 4.5.4α.
- Αν $\left|S_{11}\right| > 1$ τότε $\left|\Gamma_{\mathrm{IN}}\right| > 1$ όταν $\left|\Gamma_L\right| = 0$ (στην περίπτωση αυτή το κέντρο του smith chart είναι ένα ασταθές σημείο), σχήμα 4.5.4β.



Σχήμα 4.5.4α

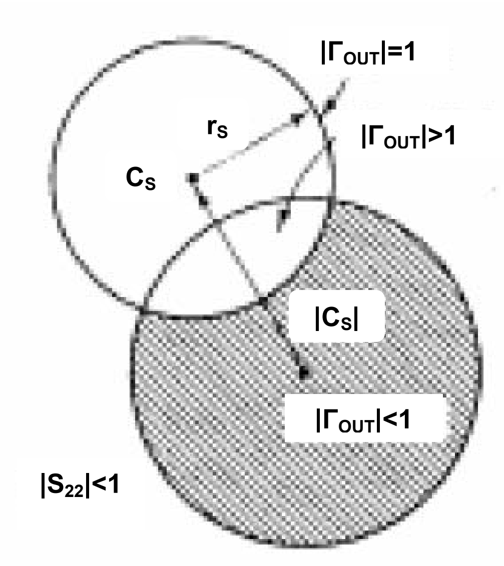


Σχήμα 4.5.4β

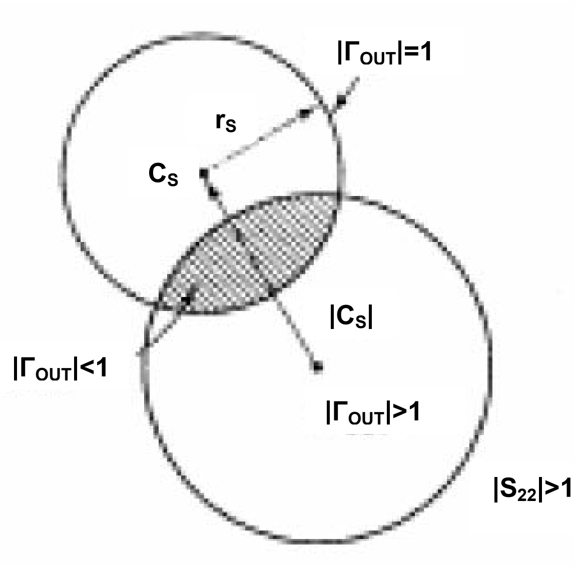
Κύκλος ευστάθειας πηγής Γ_S: Για να καθορίσουμε την περιοχή στο διάγραμμα smith chart στην οποία παράγεται $\left|\Gamma_{OUT}\right| > 1$ ελέγχουμε την τιμή του $\left|S_{22}\right|$:

- Αν $\left|S_{22}\right| < 1$ τότε $\left|\Gamma_{OUT}\right| < 1$ όταν $\left|\Gamma_S\right| = 0$ (στην περίπτωση αυτή το κέντρο του smith chart είναι ένα σταθερό σημείο), σχήμα 4.5.5α.

- Αν $|S_{22}| > 1$ τότε $|\Gamma_{OUT}| > 1$ όταν $|\Gamma_S| = 0$ (στην περίπτωση αυτή το κέντρο του smith chart είναι ένα ασταθές σημείο), σχήμα 4.5.5β.



Σχήμα 4.5.5α



Σχήμα 4.5.5β

Θα πρέπει ακόμη να αναφερθεί και ο δείκτης ευστάθειας K (stability factor) όπου αν ισχύουν οι δύο ακόλουθες σχέσεις τότε ένα δίθυρο δίκτυο είναι ευσταθές:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |D|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \text{ και}$$

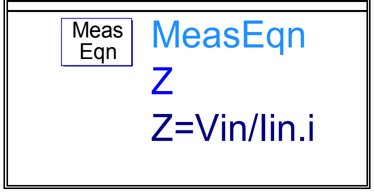
$$|D| = |\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$$

4.6 Χρήση ADS

Η συσχέτιση των παραπάνω με το ADS και ο τρόπος υπολογισμού τους αναφέρεται στην συνέχεια.

- Αν θέλουμε να υπολογίσουμε την τιμή μιας εμπέδησης (ή μιας εξίσωσης γενικότερα) πρέπει να γνωρίζουμε την σχέση που την συνδέει με την τάση και το ρεύμα (ή να γνωρίζουμε την οποιαδήποτε σχέση). Ο υπολογισμός πρέπει να γίνει στο κατάλληλο σημείο του κυκλώματος. Τοποθετούμε λοιπόν ένα I_Probe (το ονομάσαμε Iin) εν σειρά στο σημείο που θέλουμε να υπολογίσουμε το ρεύμα και ονομάζουμε το καλώδιο αυτό Vin. Στην συνέχεια εισάγουμε το ακόλουθο probe στο schematic:

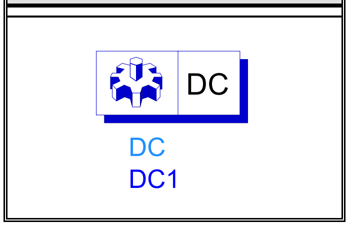
Εισαγωγή εξίσωσης



Στην συνέχεια και αφού εισάγουμε ένα Harmonic Balance πρέπει να πάμε στο tab Output και να προσθέσουμε στην έξοδο το Z.

- Για να κάνουμε Dc ανάλυση αρκεί να έχουν γίνει σωστά οι συνδέσεις του κυκλώματος και να έχουμε εισάγει στο schematic το ακόλουθο probe:

Dc ανάλυση



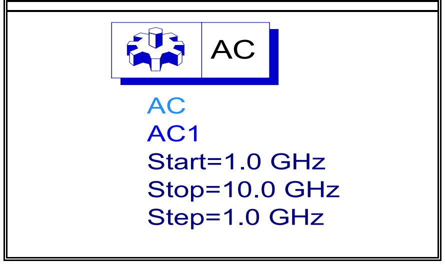
Το εικονίδιο αυτό θα το βρούμε αν ψάξουμε στο κυλιόμενο μενού στα αριστερά του schematic και πατήσουμε **Simulation-DC**. Είναι απαραίτητο σε κάθε κύκλωμα να γίνεται

Dc simulation. Αν θέλουμε μετά την προσομοίωση να μας εμφανίσει το ADS τις dc τιμές τάσεων και ρευμάτων σε κάθε κόμβο του κυκλώματος κάνουμε τα ακόλουθα βήματα:

- Πηγαίνουμε στην γραμμή μενού και πατάμε Simulate.
- Κάνουμε κλίκ στην επιλογή Annotate DC Solution.
- Σε περίπτωση που θέλουμε να εξαφανιστούν οι μετρήσεις κάνουμε κλίκ στην επιλογή Clear DC Annotation.

- Για να κάνουμε ac ανάλυση αρκεί να έχουν γίνει σωστά οι συνδέσεις του κυκλώματος και να έχουμε εισάγει στο schematic το ακόλουθο probe:

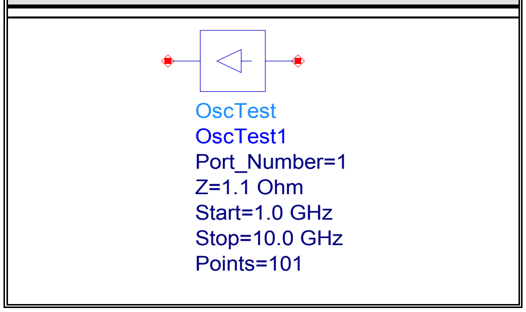
ac ανάλυση



Το εικονίδιο αυτό θα το βρούμε αν ψάξουμε στο κυλιόμενο μενού στα αριστερά του schematic και πατήσουμε **Simulation-AC**. Όπως γνωρίζουμε η ac ανάλυση δίνει τις τιμές των εναλλασσόμενων ρευμάτων και τάσεων του κυκλώματος.

- Για να υπολογίσουμε το κέρδος κλειστού βρόγχου και όπως έχουμε καταλάβει είναι μια τιμή που μας χρειάζεται να εξετάσουμε, εισάγουμε το παρακάτω probe:

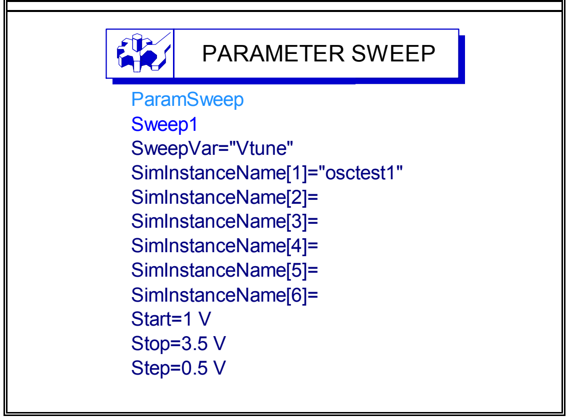
Υπολογισμός small signal loop gain



Αν θέλουμε να εξετάσουμε την παράμετρο S_{11} βάζουμε την τιμή 1 στο Port_Number, Z είναι η εμπέδηση της θύρας. Το αποτέλεσμα του probe αυτού πρέπει να αναπαρασταθεί σε διάγραμμα Nyquist για να βγάλουμε συμπέρασμα περί ευστάθειας ή μη του κυκλώματος. Το ίδιο μπορεί να γίνει αν παρατηρούμε το πλάτος του κλειστού βρόγχου (του S_{11}) και την φάση του σε κάποια συχνότητα. Αν το πλάτος ξεπερνά το 1 και η φάση είναι 0^{o} τότε ταλαντώνει το κύκλωμα σε εκείνη την συχνότητα (Barkhausen criteria).

- Σε περίπτωση που θέλουμε να δούμε την συμπεριφορά μιας γραφικής συνάρτησης για διάφορες τιμές μια παραμέτρου δεν έχουμε παρά να εισάγουμε το ακόλουθο probe:

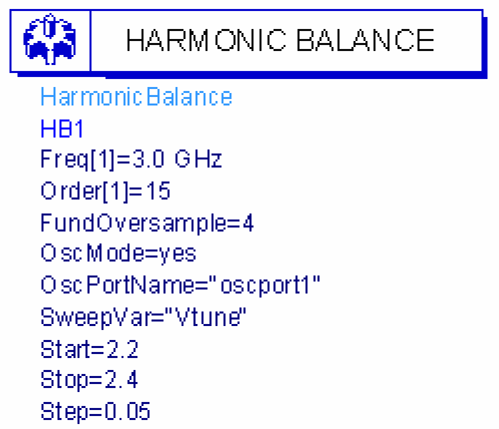
Parameter sweep



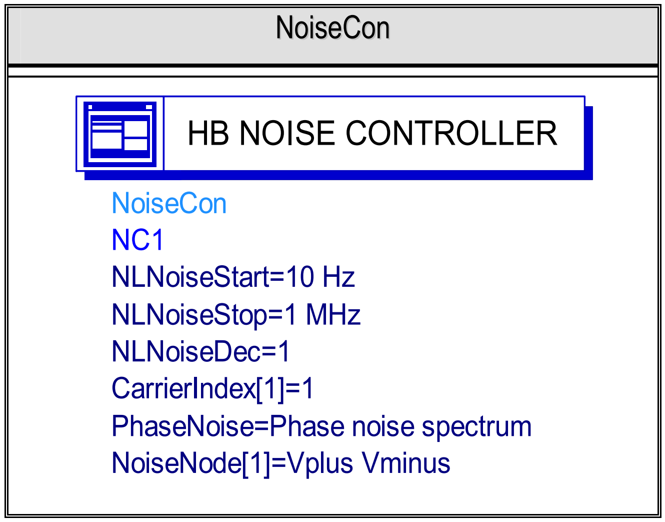
Δίνεται ένα παράδειγμα για αμεσότερη κατανόηση του probe αυτού. Έχουμε υλοποιήσει το κύκλωμα του ταλαντωτή και εισάγουμε το osctest1 για την μελέτη της παραμέτρου S_{11} την οποία παρατηρούμε σε ένα Nyquist διάγραμμα. Θέλουμε να μελετήσουμε την μεταβολή της παραμέτρου αυτής με την μεταβολή της τάσης των varactor, έτσι εισάγαμε το module PARAMETER SWEEP στο schematic και εισάγαμε σε αυτό τις κατάλληλες τιμές και μεταβλητές. Έτσι για SweepVar βάλαμε την Vtune, αφού αυτή θα μεταβάλλεται, όλα αυτά θέλουμε να γίνουν για το osctest1 και για μεταβολή της τάσης από 1V εως 3.5V με βήμα 0.5V. Το αποτέλεσμα θα είναι να παρατηρήσουμε περισσότερους από έναν κύκλους στο διάγραμμα Nyquist.

- Όταν θέλουμε να παραστήσουμε γραφικά τον θόρυβο του κυκλώματος (phase noise) πρέπει να εισάγουμε το ακόλουθο probe:

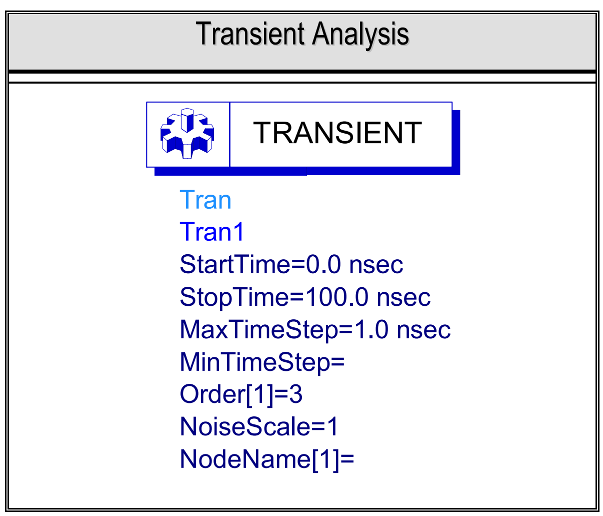
HARMONIC BALANCE



Το probe αυτό κάνει ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας. Από τα Noise Tab που έχει το probe αυτό πρέπει να καθορίσουμε την συχνότητα ταλάντωσης και το πεδίο συχνοτήτων όπου θέλουμε να υπολογιστεί το phase noise. Στο πεδίο τιμών εισάγεται 10Hz έως 600KHz. Οι μικρές συχνότητες δείχνουν την τιμή του flicker noise και μέγεθος που πρέπει να υπολογιστεί. Για να κάνετε πιο γρήγορα το simulation ζητείστε να υπολογίζονται λίγες αρμονικές (7-8), αυτό γίνεται γράφοντας στο order το πλήθος των αρμονικών. Προσοχή μην ξεχάσετε να εισάγεται στο σημείο που θέλετε να υπολογιστεί ο θόρυβος και ένα oscillation port (χρησιμοποιείστε Oscport2 για διαφορική σχεδίαση). Σε περίπτωση που βγάζει μηνύματα λάθους το simulation κάντε τα εξής: Κάντε πρώτα μια transient analysis και υπολογίστε από το ημίτονο την ακριβής συχνότητα ταλάντωσης από τον από τύπο f=1/T, όπου T μετρήστε την περίοδο της κυματομορφής. Εισάγετε την τιμή αυτή στο Harmonic Balance και NoiseCon και κάντε simulation. Αν πάλι υπάρχουν προβλήματα αυξήστε την παράμετρο Z του OscPort2 (πχ 50 Ohm) Για καλύτερα αποτελέσματα και για την δυνατότητα αναπαράστασης περισσότερων γραφικών παραστάσεων του θορύβου μπορείτε να χρησιμοποιήσετε το ακόλουθο probe σε συνδυασμό με το Harmonic Balance και έχοντας αναιρέσει τα Noise Tab του probe αυτού.



- Σε περίπτωση που θέλουμε να δούμε την κυματομορφή του ημιτόνου πρέπει να κάνουμε ανάλυση στο πεδίο του χρόνου. Αυτό γίνεται εισάγοντας στο schematic το probe της transient analysis.



Εισάγεται μικρό πεδίο χρόνου στο Start Time και στο Stop Time (πχ. 10-12 nsec). Αν θέλετε να δείτε και το μεταβατικό στάδιο εισάγεται την τιμή 0 nsec στην παράμετρο Start Time.

5ο Κεφάλαιο: *Αποτελέσματα σχεδίασης*

Το κεφάλαιο αυτό περιέχει τα στάδια και τα αποτελέσματα της σχεδίασης ενός ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO) στην συχνότητα των 5.5 GHz κάνοντας χρήση διπολικών τρανζίστορ SiGe BiCMOS της τεχνολογίας 0,5μ πέντε μετάλλων της IBM (SiGe5HP). Ακόμη θα γίνει ιδιαίτερη αναφορά στα trade-offs της σχεδίασης. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην εργασία γίνεται μελέτη του κυκλώματος και αναφέρονται τρόποι για βελτίωση των αποτελεσμάτων. Ως μέτρο σύγκρισης του phase noise με άλλα είδη ταλαντωτών χρησιμοποιείται η κανονικοποιημένη ποσότητα $(\omega_o/\Delta\omega)^2/P$, όπου ω_o η κεντρική συχνότητα, Δω η offset συχνότητα και P η κατανάλωση ισχύος.

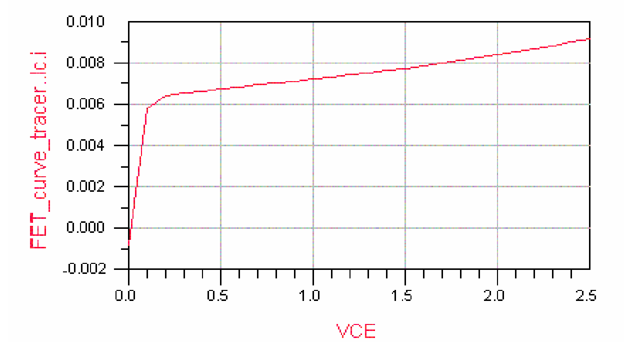
5

5.1 Τεχνολογία τρανζίστορ

Η επιλογή των διπολικών τρανζίστορ τύπου npn της τεχνολογίας BiCMOS 0.5μm 5 μετάλλων της IBM (SiGe5HP, version SiGe5AM) έγινε λαμβάνοντας υπόψιν τα DC και RF χαρακτηριστικά με βάση το εγχειρίδιο σχεδίασης της IBM. Τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ που ενδιαφέρουν τον σχεδιαστή για την επίτευξη λειτουργίας στην ζώνη των 5.5 GHz είναι:

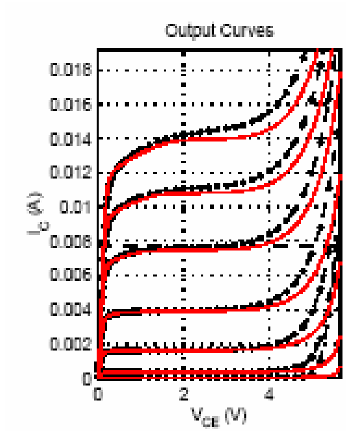
(α) DC χαρακτηριστικά: Η DC συμπεριφορά επηρεάζει το πλάτος ταλάντωσης. Για ελαχιστοποίηση του phase noise απαιτείται γενικώς επίτευξη όσο το δυνατόν μεγαλύτερου πλάτους ταλάντωσης. Τα όρια αυτής της ταλάντωσης καθορίζονται από τις περιοχές λειτουργίας των τρανζίστορ και την τάση τροφοδοσίας. Πράγματι όσο καλύτερα πολώνεται το κύκλωμα τόσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος της ταλάντωσης αφού τα τρανζίστορ του διαφορικού ζευγαριού για να εισέλθουν στην περιοχή του κόρου απαιτούν μεγαλύτερες τιμές της τάσης V_{CE}. Για να γίνει περισσότερο κατανοητό, η πόλωση των τρανζίστορ είναι τέτοια ώστε η τάση V_{CE} να έχει την τιμή 1.73 Volt (θεωρήστε ότι η τιμή της τάσης στην οποία τα τρανζίστορ εισέρχονται στον κόρο είναι 0.3 Volt). Αν τα τρανζίστορ πολωθούν έτσι ώστε η τάση V_{CE} είναι μικρότερη από 1.73 Volt τότε η εφαρμογή ενός σήματος στο κύκλωμα απαιτεί μικρότερες τιμές swing για να εισέλθουν τα τρανζίστορ στην περιοχή του κόρου. Όσο πιο μικρά swing απαιτούνται τόσο μικρότερο το πλάτος της ταλάντωσης και αντίστοιχα όσο μεγαλύτερα swing απαιτούνται τόσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος της ταλάντωσης. Γι’ αυτό άλλωστε στην περίπτωση λειτουργίας των τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή πρέπει αυτά να πολώνονται όσο γίνεται στο μέσο της περιοχής αυτής. Από την άλλη όμως πρέπει το τρανζίστορ να έχει μεγάλη breakdown voltage διότι αν ξεπεραστεί η τάση αυτή τότε το τρανζίστορ θα καταστραφεί. Αν η τάση αυτή είναι μικρή τότε περιορίζεται το πλάτος της ταλάντωσης.

Από προσομοίωση του τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους πήραμε την χαρακτηριστική του καμπύλη. Η καμπύλη αυτή δείχνει την μεταβολή του ρεύματος που ρέει στον συλλέκτη του τρανζίστορ ως προς την τάση V_{CE} (τάση συλλέκτη-εκπομπού). Η γραφική που ακολουθεί είναι για τιμή V_{BE} ίση με 0,87 Volt (η τιμή αυτή προέκυψε μετά από dc ανάλυση του κυκλώματος του ταλαντωτή που δίνεται στο σχήμα 5.5.1):



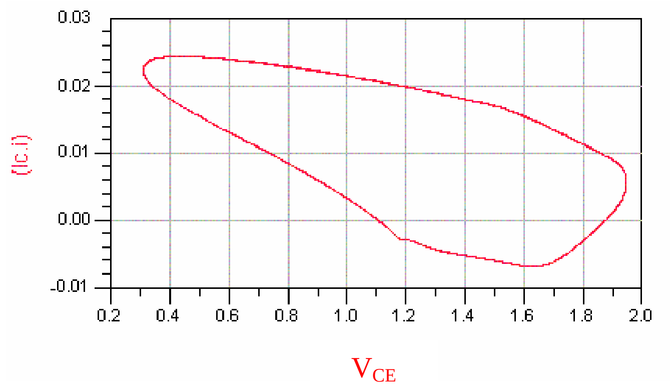
Σχήμα 5.1.1: Χαρακτηριστική τρανζίστορ για V_{BE}=0.87 V

Ακολουθεί η χαρακτηριστική του τρανζίστορ που δίνεται από το εγχειρίδιο της IBM.



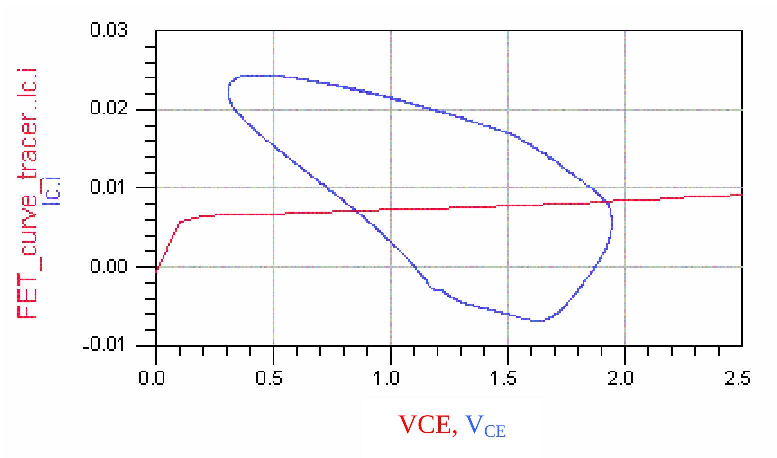
Σχήμα 5.1.2: Χαρακτηριστική Γραφική Τρανζίστορ

Όταν εφαρμοστεί RF σήμα στο κύκλωμα, το σημείο πόλωσης μετατοπίζεται και περιορίζεται από την περιοχή του κόρου. Για να δούμε γραφικά τα όρια της περιοχής αυτής προσομοιώθηκε το κύκλωμα του ταλαντωτή (βλέπε σχήμα 5.5.1) σε συνθήκες μεγάλου σήματος (large signal) και προέκυψε η ακόλουθη γραφική η οποία ονομάζεται RF Load Line:



Σχήμα 5.1.3: Γραφική RF Load Line

Τα όρια της περιοχής μέσα στα οποία το τρανζίστορ λειτουργεί ως ενεργό στοιχείο φαίνονται στην ακόλουθη γραφική όπου οι γραφικές των σχημάτων 5.1.1 και 5.1.3 αναπαραστάθηκαν σε κοινό τμήμα αξόνων



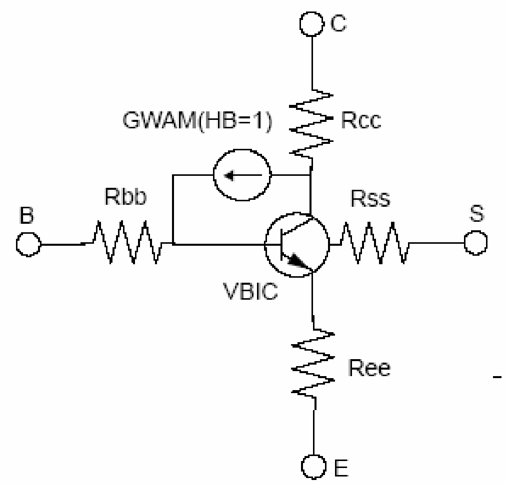
Σχήμα 5.1.4: RF Load Line και Χαρακτηριστική Τρανζίστορ

Τα όρια της περιοχής αυτής για την τάση V_{CE} είναι από 0.85 Volt έως 1.9 Volt περίπου.

(B) RF χαρακτηριστικά: Τα χαρακτηριστικά αυτά περιλαμβάνουν την ανάλυση που έγινε στο 4ο κεφάλαιο όπου εξηγήθηκε γιατί θέλουμε μεγάλη τιμή για το f_T.

Βλέπουμε συνεπώς πως τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ npn της τεχνολογίας ικανοποιούν τις πρωταρχικές απαιτήσεις σχεδίασης (συχνότητα ταλάντωσης και μεγάλο πλάτος ταλάντωσης).

Το μοντέλο του τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκε είναι βασισμένο στο VBIC (Vertical Bipolar Intercompany Model) και είναι πλήρως παραμετροποιημένο ως προς τις μεταβολές θερμοκρασίας και διεργασίας παραγωγής. Το παρακάτω σχήμα δείχνει μια μακροσκοπική εικόνα του μοντέλου μαζί με εξωτερικά κυκλωματικά στοιχεία όπως R_{bb}, R_{cc}, R_{ee}, R_{ss} όπου η αντίσταση βάσης, συλλέκτη, εκπομπού και υποστρώματος αντίστοιχα, ενώ GWAM είναι μια εξαρτημένη πηγή ρεύματος η οποία προσομοιώνει φαινόμενα κατάρρευσης λόγω χιονοστιβάδας (breakdown). Για λόγους υπολογιστικής απόδοσης, η πηγή αυτή ενεργοποιείται αν η τιμή της μεταβλητής HB=1.



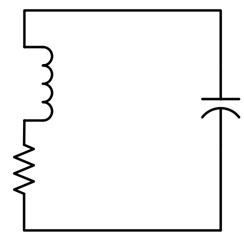
Σχήμα 5.1.5: Μοντέλο Διπολικού Τρανζίστορ

5.2 Ο Ταλαντωτής

Η σχεδίαση του ταλαντωτή της εργασίας αυτής σχετίζεται με το θεωρητικό κύκλωμα που περιγράφηκε στο 3ο κεφάλαιο. Με βάση το κεφάλαιο αυτό το κύκλωμα του ταλαντωτή αποτελείται από 2 μέρη: το κύκλωμα συντονισμού (tank ή resonator) και το ενεργό κύκλωμα (active circuit). Η ανάλυση αυτής της παραγράφου περιλαμβάνει τις επιμέρους αναλύσεις των δύο μερών που αποτελούν τον ταλαντωτή.

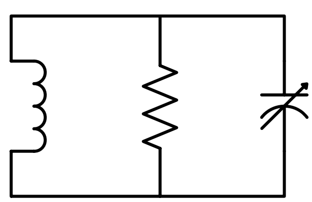
- **Κύκλωμα συντονισμού (tank ή resonator)**

Λόγω διαφορικής σχεδίασης τα κυκλώματα συντονισμού είναι δύο (ένα σε κάθε συλλέκτη). Τα χαρακτηριστικά των κυκλωμάτων συντονισμού είναι τα ίδια. Το κύκλωμα συντονισμού είναι ένα RLC κύκλωμα λαμβάνοντας υπόψη και την αντίσταση (εν σειρά) που δημιουργείται από το πηνίο. Έτσι έχουμε:



Σχήμα 5.2.1: Κύκλωμα Συντονισμού

Το παραπάνω κύκλωμα μοντελοποιείται παράλληλα, και το ισοδύναμο κύκλωμα είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 5.2.2: Ισοδύναμο Κύκλωμα Συντονισμού

Οι τιμές των L_p και C_p είναι τέτοιες ώστε να δίνουν την επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης. Η τιμή της R_s δίνεται από την σχέση:

$$R_s = \frac{\omega_o L_s}{Q_s}$$

όπου f_o=5.5 GHz η κεντρική συχνότητα ταλάντωσης, L_s η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου που επιλέξαμε και Q_s η τιμή του συντελεστή ποιότητας του πηνίου. Η ισοδυναμία των κυκλωμάτων μας επιτρέπει να υπολογίσουμε την αντίσταση R_p από την σχέση:

$$R_p = R_s\left(Q_s^2 + 1\right)$$

ενώ η αντίστοιχη τιμή για το την αυτεπαγωγή του πηνίου, L_p δίνεται από την σχέση:

$$L_p = L_s\left(\frac{Q_s^2+1}{Q_s^2}\right)$$

Με βάση τις εξισώσεις αυτές οι τιμές στο κύκλωμα συντονισμού της σχεδίασής μας είναι οι ακόλουθες:

$$R_p = 247\ \ Ohm \text{ και } L_p = 0.652\ \ nH$$

Οι τιμές της αντίσταση R_s καθώς και του Q του πηνίου είναι 1.88 Ohm και 11.6 αντίστοιχα. Η τιμή του Lp θεωρήθηκε περίπου ίση με αυτή του L_s (στην πραγματικότητα διαφέρουν λίγο χωρίς να επηρεάζονται σημαντικά τα αποτελέσματα).

Όπως γνωρίζουμε η αυτεπαγωγή του πηνίου και ο συντελεστής ποιότητάς του καθορίζεται από τον τρόπο κατασκευής του δηλαδή τις διαστάσεις του. Τα χαρακτηριστικά του πηνίου που χρησιμοποιήθηκε στην σχεδίασή μας είναι τα ακόλουθα:

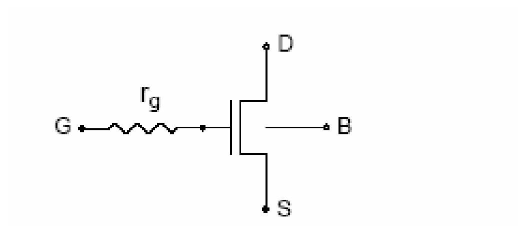
Χαρακτηριστικά Πηνίου	
Εξωτερική διάσταση, d	110 μm
Μέγεθος μετάλλου (AM)	5 μm
Αριθμός στροφών, n	2
Αυτεπαγωγή, L	0.652 nH
Συντελεστής ποιότητας, Q_s	11.6

Όπως φαίνεται και από τον παραπάνω πίνακα επιλέχθηκε πηνίο με μικρή εξωτερική διάσταση (μικρότερος χώρος στο chip) και μεγάλη τιμή συντελεστή ποιότητας. Ο συντελεστής ποιότητας του πηνίου είναι πολύ σημαντικό να έχει μεγάλη τιμή διότι σχετίζεται με τον συντελεστή ποιότητας του κυκλώματος συντονισμού και όσο μεγαλύτερη η τιμή του τόσο βελτιώνεται ο θόρυβος (βλέπε στην συνέχεια στην παράγραφο των trade-offs).

- **Μεταβλητός πυκνωτής MOS**

Όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο το tank χρησιμοποιεί έναν πυκνωτή του οποίου η χωρητικότητα μεταβάλλεται. Η μεταβολή αυτή θα δίνει κάθε φορά και διαφορετική συχνότητα ταλάντωσης.

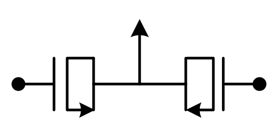
Στο σχήμα 5.2.3 δίνεται ένα τρανζίστορ npn τεχνολογίας MOS:



Σχήμα 5.2.3

όπου r_g η αντίσταση της βάσης του τρανζίστορ. Οι ανεκτές τιμές τάσεων στους ακροδέκτες του παραπάνω τρανζίστορ είναι από 0-3.6 Volt κάτι που ισχύει στο κύκλωμα της παρούσας εργασίας διότι η τάση που εφαρμόζεται στην πύλη είναι 3.3 Volt ενώ στους άλλους δύο ακροδέκτες εφαρμόζεται τάση μέχρι 2.8 Volt.

Αν συνδεθούν οι ακροδέκτες D, S τότε μία θετικότερη τάση στην πύλη (G) του τρανζίστορ από την τάση στους ενωμένους ακροδέκτες D, S δίνει μία τιμή χωρητικότητας. Το σκεπτικό είναι η πύλη να έχει σταθερή τάση και η τάση που θα εφαρμόζεται στους δύο συνδεδεμένους ακροδέκτες (D, S) να μεταβάλλεται δίνοντας, ανάλογα με την τάση, διαφορετική τιμή χωρητικότητας και συνεπώς διαφορετική συχνότητα ταλάντωσης. Το ακριβές κύκλωμα που αντικαθιστά τον μεταβαλλόμενο πυκνωτή στο σχήμα 5.2.2 είναι το ακόλουθο:



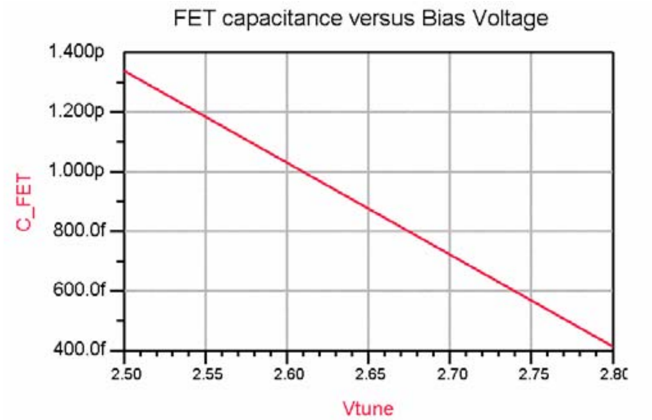
Σχήμα 5.2.4

Ο λόγος που επιλέχθηκε η MOS τεχνολογία είναι διότι δίνουν πολύ μεγαλύτερη μεταβολή χωρητικότητας ως προς την τάση ελέγχου σε σχέση με τα varactor. Ακόμη τα NMOS τρανζίστορ δίνουν καλύτερο λόγο C_{max}/C_{min} σε σχέση με τα varactor και τα PMOS τρανζίστορ (όπου C_{max}, C_{min} η μέγιστη και ελάχιστη τιμή χωρητικότητας που μπορεί να δώσει το τρανζίστορ). Τέλος και όσο αφορά την επιλογή του πεδίου τιμών της τάσης ελέγχου[1] θα πρέπει η σχέση της με την χωρητικότητα που προσφέρουν τα τρανζίστορ να είναι γραμμική (κάτι που έγινε στην σχεδίασή μας, βλέπε σχήμα 5.2.5) διότι μια μη γραμμική συμπεριφορά αυξάνει την ευαισθησία στο μονοπάτι ελέγχου αυξάνοντας έτσι το phase noise σε περίπτωση σήματος ελέγχου με θόρυβο. Έγιναν ξεχωριστά προσομοιώσεις για το παραπάνω σχήμα έτσι ώστε να υπολογιστεί η χωρητικότητα που δίνει το κύκλωμα αυτό. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων έδειξαν ότι οι απαιτήσεις της σχεδίασης ικανοποιούνται με τα χαρακτηριστικά των MOS τρανζίστορ να είναι τα ακόλουθα:

Χαρακτηριστικά τρανζίστορ npn για tuning	
Πλάτος, W	110 μm
Μήκος, L	1.5
Πολλαπλότητα, m	1
Χωρητικότητα, C_{min}	412 fF
Χωρητικότητα, C_{max}	1.336 fF

Η προσομοίωση του σχήματος 5.2.4 έδωσε την ακόλουθη γραφική παράσταση:

[1] Το πεδίο τιμών της τάσης ελέγχου στην σχεδίασή μας (σε συνθήκες μικρού σήματος) είναι από 2.5 έως 2.8 Volt.



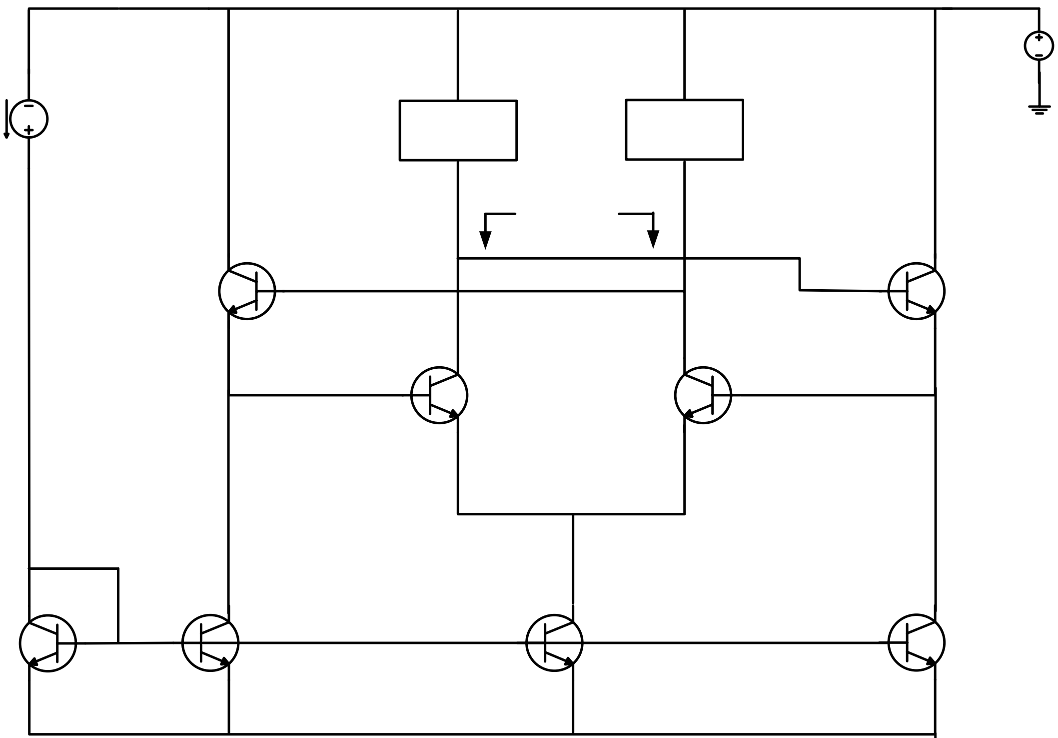
Σχήμα 5.2.5: Γραφική Παράσταση Χωρητικότητας σε Σχέση με την Τάση Ελέγχου

Η αύξηση ή μείωση της χωρητικότητας επιτυγχάνεται αυξάνοντας ή μειώνοντας αντίστοιχα τις διαστάσεις των τρανζίστορ.

Όπως αποδεικνύεται στην συνέχεια (σε συνθήκες ανάλυσης μικρού σήματος, small signal analysis) τα τρανζίστορ αυτά δίνουν tuning range από 4.890 GHz έως και 5.905 GHz, δηλαδή 18.45% (για κεντρική συχνότητα τα 5.5 GHz). Το πεδίο τιμών της τάσης ελέγχου είναι από 2.5 Volt έως 2.8 Volt. Το κύκλωμα ταλαντώνει στην συχνότητα 5.5 GHz για τάση ελέγχου ίση με 2.68 Volt.

- **Ενεργό κύκλωμα (active circuit)**

Το ενεργό κύκλωμα είναι αυτό που παρέχει στο κύκλωμα συντονισμού ενέργεια ίση και λίγο μεγαλύτερη από αυτή που χάνεται λόγω της αντίστασης του πηνίου. Το κύκλωμα αποτελείται από διπολικά τρανζίστορ τεχνολογίας 0.5μm δύο εκπομπών. Προτιμήθηκε διαφορική σχεδίαση στην υλοποίηση του ενεργού κυκλώματος διότι υπάρχουν πλεονεκτήματα έναντι της single-ended (έχουν αναφερθεί στο 3^{ο} κεφάλαιο). Στο ακόλουθο σχήμα δίνεται το ενεργό κύκλωμα:



Σχήμα 5.2.6: Κύκλωμα Gm Ταλαντωτή

Το παραπάνω κύκλωμα προσομοιώθηκε στο ADS™ για τον υπολογισμό της αρνητικής αντίστασης. Η προσομοίωση έγινε θεωρώντας ιδανική πηγή RF σήματος και με την χρήση της μεθόδου ανάλυσης μη γραμμικών κυκλωμάτων ''Harmonic Balance'' υπολογίστηκε η αρνητική αντίσταση για συγκεκριμένο πλάτος σήματος και συγκεκριμένο πεδίο συχνοτήτων. Η συχνότητα μεταβάλλονταν τοποθετώντας το probe ''Parameter Sweep''. Τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ φαίνονται επάνω στο σχήμα. Τα αποτελέσματα της αρνητικής αντίστασης δίνονται στην συνέχεια. Αξίζει να σημειωθεί ότι η προσθήκη των buffer αυξάνει την αρνητική αντίσταση, σε περίπτωση που δεν ικανοποιείται η αρνητική αντίσταση του διαφορικού ζευγαριού των τρανζίστορ. Ένας επίσης λόγος της προσθήκης των buffer είναι ότι αποφεύγεται το φαινόμενο pulling. Η είσοδος του επόμενου κυκλώματος επηρεάζει το κύκλωμα του ταλαντωτή και θα πρέπει να έχουμε υψηλή αντίστροφη απομόνωση μεταξύ των κυκλωμάτων, κάτι που πετυχαίνει η προσθήκη του buffer. Έχει βρεθεί όμως ότι η προσθήκη των buffer ενδεχομένως να αυξάνει τον θόρυβο στο μονοπάτι το σήματος. Έγιναν επίσης προσομοιώσεις με και χωρίς τα buffer για να επαληθευτεί η αύξηση της αρνητικής αντίστασης καθώς και η αύξηση του πλάτους της ταλάντωσης. Δίνονται οι πίνακες τιμών της αρνητικής αντίστασης που παράγει το ενεργό κύκλωμα με (σχήμα 5.2.7) και χωρίς την χρήση των buffer (σχήμα 5.2.8):

Vin	NEGATIVE_RESISTANCE			
	RFfreq=4.800E9	RFfreq=5.200E9	RFfreq=5.600E9	RFfreq=5.800E9
0.100	-17.982 - j7.810	-17.172 - j9.449	-16.286 - j10.892	-15.824 - j11.547
0.600	-32.210 + j49.595	-42.467 + j51.477	-53.564 + j50.966	-58.981 + j49.585
1.100	-9.934 + j58.943	-15.629 + j66.439	-23.215 + j73.914	-28.047 + j77.779
1.600	0.032 + j60.203	-1.531 + j72.909	-3.499 + j90.705	-4.948 + j101.789
2.100	43.364 + j64.008	56.766 + j71.750	74.820 + j77.550	85.769 + j78.930
2.500	48.168 + j25.135	53.233 + j20.841	56.911 + j15.660	58.232 + j12.934

Σχήμα 5.2.7: Πίνακας Αρνητικής Αντίστασης με χρήση buffer

Vin	NEGATIVE_RESISTANCE			
	RFfreq=4.800E9	RFfreq=5.200E9	RFfreq=5.600E9	RFfreq=5.800E9
0.100	-15.228 - j8.395	-14.252 - j9.671	-13.239 - j10.748	-12.727 - j11.221
0.600	-55.925 + j56.349	-77.262 + j51.284	-98.412 + j35.917	-106.645 + j24.109
1.100	94.339 + j2.852	89.494 - j21.103	76.255 - j35.980	69.196 - j39.944
1.600	22.717 - j3.040	22.414 - j4.146	22.017 - j5.064	21.799 - j5.460
2.100	15.197 - j1.263	15.140 - j1.728	15.045 - j2.127	14.988 - j2.305
2.500	12.746 - j0.798	12.716 - j1.109	12.666 - j1.375	12.639 - j1.493

Σχήμα 5.2.8: Πίνακας Αρνητικής Αντίστασης χωρίς buffer

Τέλος, όσο αφορά το ενεργό κύκλωμα δίνεται και η διαγωγιμότητα, 1/NEGATIVE_RESISTANCE, στο σχήμα 5.2.9 με συνδεδεμένα τα buffer :

Vin	1/NEGATIVE_RESISTANCE			
	RFfreq=4.800E9	RFfreq=5.200E9	RFfreq=5.600E9	RFfreq=5.800E9
0.100	-0.047 + j0.020	-0.045 + j0.025	-0.042 + j0.028	-0.041 + j0.030
0.600	-0.009 - j0.014	-0.010 - j0.012	-0.010 - j0.009	-0.010 - j0.008
1.100	-0.003 - j0.016	-0.003 - j0.014	-0.004 - j0.012	-0.004 - j0.011
1.600	8.907E-6 - j0.017	-2.880E-4 - j0.014	-4.247E-4 - j0.011	-4.764E-4 - j0.010
2.100	0.007 - j0.011	0.007 - j0.009	0.006 - j0.007	0.006 - j0.006
2.500	0.016 - j0.009	0.016 - j0.006	0.016 - j0.004	0.016 - j0.004

Σχήμα 5.2.9: Πίνακας Διαγωγιμότητα με buffer

Vin	1/NEGATIVE_RESISTANCE			
	RFfreq=4.800E9	RFfreq=5.200E9	RFfreq=5.600E9	RFfreq=5.800E9
0.100	-0.050 + j0.028	-0.048 + j0.033	-0.046 + j0.037	-0.044 + j0.039
0.600	-0.009 - j0.009	-0.009 - j0.006	-0.009 - j0.003	-0.009 - j0.002
1.100	0.011 - j3.202E-4	0.011 + j0.002	0.011 + j0.005	0.011 + j0.006
1.600	0.043 + j0.006	0.043 + j0.008	0.043 + j0.010	0.043 + j0.011
2.100	0.065 + j0.005	0.065 + j0.007	0.065 + j0.009	0.065 + j0.010
2.500	0.078 + j0.005	0.078 + j0.007	0.078 + j0.008	0.078 + j0.009

Σχήμα 5.2.10: Πίνακας Διαγωγιμότητα χωρίς buffer

Στο παραπάνω σχήμα 5.2.10 φαίνεται η διαγωγιμότητα που προσφέρει το ενεργό κύκλωμα χωρίς να είναι συνδεμένα τα buffer. Παρατηρούμε ότι και τα δύο κυκλώματα με ή χωρίς buffer δίνουν ικανή αρνητική αντίσταση για να ξεκινήσουν και να διατηρηθούν οι ταλαντώσεις ενός ασθενούς σήματος. Ασθενές σήμα χαρακτηρίζεται αυτό που έχει πλάτος μικρότερο από 15 mV και από τους παραπάνω πίνακες φαίνεται ότι για πλάτος μικρότερο από 100mV η διαγωγιμότητα είναι αρκετή ώστε να ικανοποιήσει την συνθήκη έναρξης των ταλαντώσεων.

5.3 Trade – offs

Trade–offs ονομάζεται η επίτευξη μιας κατάστασης λειτουργίας ενός κυκλώματος διαμέσου των μεταβολών παραμέτρων σχεδίασης των οποίων οι συνέπειες στη συμπεριφορά του κυκλώματος είναι αντίθετες. Για παράδειγμα αν αυξήσουμε το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ του ταλαντωτή αυξάνεται μεν η κατανάλωση ισχύος, αλλά βελτιώνεται ταυτόχρονα το πλάτος της ταλάντωσης. Ο κάθε σχεδιαστής πρέπει να κάνει πειραματικές μετρήσεις και με βάση τις απαιτήσεις της σχεδίασης του να καταλήξει στις καλύτερες τιμές των παραμέτρων έτσι ώστε τα μεγέθη του κυκλώματος που τον ενδιαφέρουν να ικανοποιούν όλες τις απαιτήσεις. Τα πιο σημαντικά μεγέθη στο κύκλωμα του ταλαντωτή είναι: το πλάτος της ταλάντωσης, το phase noise, η κατανάλωση ισχύος και το tuning range.

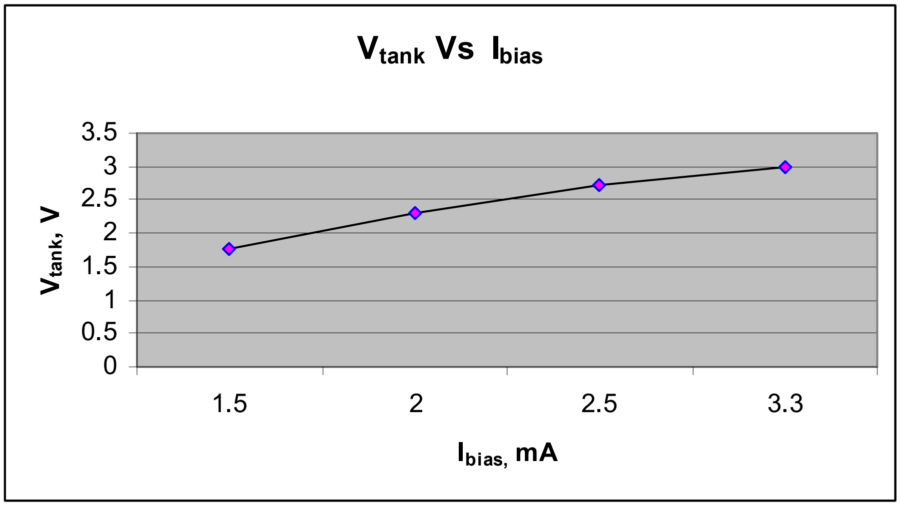
- Πλάτος ταλάντωσης, κατανάλωση ισχύος και αυτεπαγωγή πηνίου.

Το πλάτος της ταλάντωσης, για τους LC ταλαντωτές, δίνεται από την σχέση:

$$V_{\tan k} \approx I_{bias} * R_{eq} \qquad \textbf{Εξ. 5.1}$$

Όπου I_{bias} το ρεύμα που πολώνει τα τρανζίστορ και R_{eq} η ισοδύναμη αντίσταση του κυκλώματος συντονισμού.

Η εξίσωση 5.1 ισχύει στο κύκλωμα μας (βλέπε αναφορά [4, 7]) και σε κάθε κύκλωμα LC ταλαντωτή. ‘Εγιναν οι μετρήσεις για την επαλήθευση της σχέσης και δίνεται στην συνέχεια η γραφική που προέκυψε με βάση τις μετρήσεις:



Σχήμα 5.3.1: Γραφική του Πλάτους Ταλάντωσης σε σχέση με το Ρεύμα Πόλωσης

Από την εξίσωση 5.1 παρατηρούμε ότι αν θέλουμε μεγαλύτερο πλάτος ταλάντωσης πρέπει να αυξήσουμε το ρεύμα του κυκλώματος, $I_{bias.}$ Η αύξηση όμως του ρεύματος του κυκλώματος συνεπάγεται αύξηση της κατανάλωσης ισχύος. Το πλάτος της ταλάντωσης δεν μπορεί να ξεπεράσει, φυσικά, την τάση τροφοδοσίας και έχει ένα όριο πέρα από το οποίο δεν αυξάνεται.

$$V^2{}_{\tan k} = \frac{2E_{\tan k}}{C} = 2E_{\tan k}\omega_o{}^2 L \qquad \textbf{Εξ. 5.2}$$

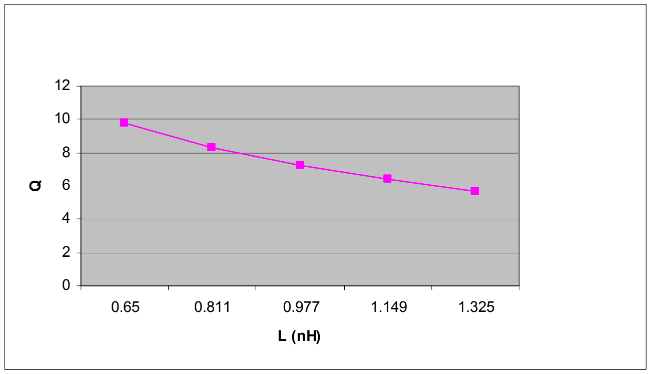
όπου E_{tank}: η ενέργεια του tank, ω_o η συχνότητα ταλάντωσης και L η αυτεπαγωγή του πηνίου. Η εξίσωση 5.2 δίνει την εξάρτηση του πλάτους της ταλάντωσης από την αυτεπαγωγή του πηνίου. Παρατηρούμε και σε αυτήν την περίπτωση ότι η αύξηση της αυτεπαγωγής του πηνίου αυξάνει το πλάτος της ταλάντωσης.

Θα πρέπει όμως να σημειωθεί ότι η αύξηση της αυτεπαγωγής προκαλεί trade-offs τα οποία αναφέρονται στην συνέχεια. Ο ακόλουθος πίνακας δείχνει συγκεντρωτικά τα όσα αναφέρθηκαν.

Πλάτος ταλάντωσης-κατανάλωση ισχύος-αυτεπαγωγή		
Ρεύμα κυκλώματος, I_{bias}	Αυτεπαγωγή, L	Πλάτος Ταλάντωσης, V_{tank}
⇧	Δεδομένο	⇧
⇩	Δεδομένο	⇩
Δεδομένο	⇧	⇧
Δεδομένο	⇩	⇩

- Αυτεπαγωγή, διαστάσεις πηνίου, Q πηνίου, πλάτος ταλάντωσης

Αναφέρθηκε ότι το πλάτος της ταλάντωσης αυξάνει με την αύξηση της αυτεπαγωγής του πηνίου L. Υπάρχουν κάποια trade-offs που πρέπει να αναφερθούν και έχουν σχέση με τις διαστάσεις του πηνίου, που μεταβάλλουν την αυτεπαγωγή του πηνίου, και φυσικά επηρεάζουν το Q πηνίου το οποίο θέλουμε να έχει όσο γίνεται μεγαλύτερη τιμή. Έχει παρατηρηθεί ότι η αύξηση του L, η οποία μπορεί να γίνει είτε με την αύξηση της εξωτερικής διάστασης του πηνίου, d, είτε με την αύξηση των αριθμών των στροφών αυξάνει το πλάτος της ταλάντωσης αλλά μειώνει το Q του πηνίου, όπως φαίνεται από την γραφική παράσταση του σχήματος 5.3.2. Η μείωση του Q του πηνίου έχει σαν αποτέλεσμα της αύξηση του phase noise (δείτε την σχέση που δίνει το phase noise παρακάτω). Επίσης, μείωση του L του πηνίου μπορεί να βελτιώνει το Q και συνεπώς τον θόρυβο, αλλά μειώνει και το πλάτος της ταλάντωσης.



Σχήμα 5.3.2: Μεταβολή Q σε Σχέση με την Αυτεπαγωγή Πηνίου

Συνεπώς πρέπει να γίνουν μετρήσεις και να καταλήξει ο σχεδιαστής σε τέτοιες τιμές πλάτους ταλάντωσης και phase noise οι οποίες να ικανοποιούν τις απαιτήσεις της σχεδίασης. Καλό πηνίο σημαίνει μεγάλη αυτεπαγωγή, μικρή εν σειρά αντίσταση, μικρές απώλειες στο υπόστρωμα, μικρή περιοχή, και υψηλό Q. Αυτό όμως δεν είναι εφικτό σε μια υπαρκτή τεχνολογία, όπως φαίνεται και από την περιγραφή των trade-offs στους παρακάτω πίνακες.

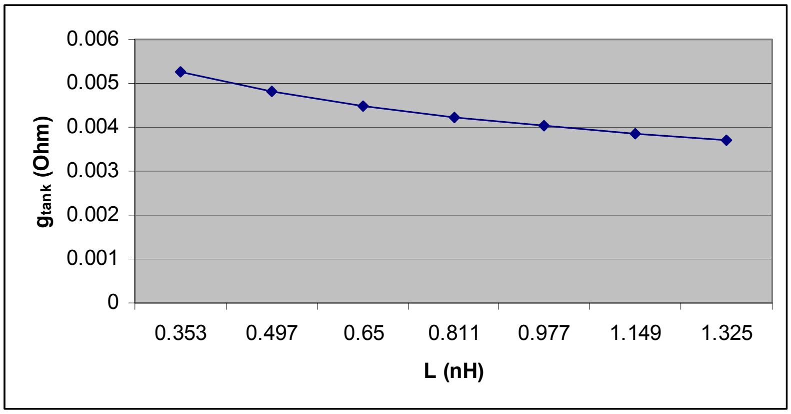
Αυτεπαγωγή-Q-phase noise		
Αυτεπαγωγή, L	Q	Phase noise
⇧	⇩	⇧
⇩	⇧	⇩

Trade-off:
Θέλουμε μεγάλο L, αλλά και μεγάλο Q για να μειώσει το phase noise

Διαστάσεις πηνίου-αυτεπαγωγή		
Διαστάσεις πηνίου	Q	Αυτεπαγωγή, L
⇧	⇩	⇧
⇩	⇧	⇩

Trade-off:
Θέλουμε μεγάλο L, αλλά και μικρές διαστάσεις πηνίου για on-chip υλοποίηση

Αναφέρθηκε επίσης ότι θέλουμε το πηνίο να έχει μικρή αντίσταση και συνεπώς λιγότερες απώλειες. Η γραφική του σχήματος 5.3.3 δείχνει ότι η αύξηση της αυτεπαγωγής δίνει μικρότερες τιμές διαγωγιμότητας (δηλ. μεγαλύτερη αντίσταση και απώλειες σήματος).



L (nH)	g_{tank}
0.353	0.005269475
0.497	0.004820971
0.65	0.004498209
0.811	0.004239551
0.977	0.004037874
1.149	0.003843281
1.325	0.00371896

Σχήμα 5.3.3: Μεταβολή Διαγωγιμότητας σε Σχέση με Αυτεπαγωγή Πηνίου

- Phase noise και trade-offs

Όπως έχει ήδη αναφερθεί στο 1ο κεφάλαιο το phase noise αποτελείται από 4 περιοχές. Η σχέση που δίνει το phase noise στις περιοχές αυτές είναι η εξής:

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

όπου F:εμπειρική σταθερά, k: η σταθερά του Boltzman, T: η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin, ω_o: η κεντρική συχνότητα ταλάντωσης, Q: ο συντελεστής ποιότητας του πηνίου και Δω η offset συχνότητα όπου γίνεται ο υπολογισμός του phase noise, $\Delta\omega_{1/f3}$: η συχνότητα που οριοθετεί την περιοχή $1/f^3$ και $1/f^2$.

Αν γίνουν οι πράξεις μέσα στις αγκύλες θα προκύψουν 4 όροι όπου ο καθένας αντιστοιχεί σε μία περιοχή. Οι περιοχές χωρίζονται με βάση την εξάρτηση του phase noise από την συχνότητα, έτσι υπάρχουν οι περιοχές $1/f^3$, $1/f^2$, 1/f και ο λευκός θερμικός θόρυβος (ο οποίος είναι ανεξάρτητος από την συχνότητα). Σκοπός μας είναι, με βάση την παραπάνω σχέση, να βρούμε τρόπους βελτίωσης του phase noise που όπως θα δούμε οδηγούν σε trade-offs.

Όσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς του σήματος, P_{sig}, τόσο μικρότερη είναι και η τιμή του θορύβου. Το Q του πηνίου πρέπει επίσης να έχει όσο το δυνατό μεγαλύτερη τιμή, λαμβάνοντας όμως υπόψη το γεγονός τον περιορισμό ότι αύξηση του Q επιτυγχάνεται με μείωση της αυτεπαγωγής του πηνίου και αυτό δημιουργεί trade-offs τα οποία έχουν ήδη αναφερθεί. Το μοντέλο θορύβου του A. Hajimiri (βλέπε αναφορά[6]) αποδεικνύει ότι η περιοχή θορύβου $1/f^2$ εξαρτάται και από το πλάτος ταλάντωσης και δίνεται από την σχέση[2]:

$$L\{\Delta\omega\} = 10\log\left[\frac{\mathrm{kT}}{\mathrm{V}_{\max}^2}\frac{1}{R_p(C\omega_o)^2}\left(\frac{\omega_o}{\Delta\omega}\right)^2\right]$$

όπου k: η σταθερά Boltzman, T: απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin, V_{max}: το μέγιστο πλάτος ταλάντωσης, R_p: η ισοδύναμη παράλληλη αντίσταση του κυκλώματος συντονισμού, C: η χωρητικότητα του κυκλώματος συντονισμού, ω_o: η κεντρική συχνότητα ταλάντωσης και $\Delta\omega$ η offset συχνότητα από το φέρον. Όπως φαίνεται και από την παραπάνω σχέση όσο μεγαλύτερο είναι το πλάτος ταλάντωσης τόσο μικρότερη είναι η τιμή του phase noise. Αύξηση του πλάτους ταλάντωσης επιτυγχάνεται είτε με αύξηση του ρεύματος του κυκλώματος (που σημαίνει αύξηση της κατανάλωσης ισχύος) είτε με την αύξηση της αυτεπαγωγής του πηνίου δηλ. μείωση του Q και αύξηση του phase noise.

5.4 Στρατηγική σχεδίασης

Πριν αναφερθούν τα αποτελέσματα της σχεδίασης μας θα γίνει αναφορά[3] στην επιλογή κάποιων σημαντικών παραμέτρων, κατά την υλοποίηση ενός παρόμοιου κυκλώματος, για την βελτίωση των αποτελεσμάτων. Επιλογές οι οποίες στηρίζονται και στα trade-offs που αναφέρθηκαν παραπάνω. Όταν η σχεδίαση πρόκειται να παραχθεί και να χρησιμοποιηθεί τότε σίγουρα πρέπει να ικανοποιηθούν κάποιες απαιτήσεις, ανάλογα με την εφαρμογή, και

[2] Η απόδειξη της σχέσης αυτής και οι υποθέσεις που γίνονται, βρίσκονται στην αναφορά [6].

[3] Η αναφορά αυτή βασίζεται σε paper του Hajimiri αλλά και στα βήματα σχεδίασης της εργασίας αυτής.

σίγουρα θα είναι πολύ χρήσιμη αυτή μας η αναφορά για οποιονδήποτε σχεδιαστή. Με βάση λοιπόν το paper του Hajimiri (βλέπε αναφορά [4]) οι επιλογές του σχεδιαστή θα πρέπει να είναι οι εξής:

Πρώτα, πρέπει να επιλεγεί το μέγιστο ρεύμα για την σχεδίαση μας βάση της απαιτούμενης κατανάλωσης ισχύος. Δεύτερον, το πλάτος της ταλάντωσης παίζει καθοριστικό ρόλο διότι ανάλογα με την εφαρμογή ο ταλαντωτής θα πρέπει να έχει συγκεκριμένο πλάτος για να μπορεί να λειτουργεί σωστά το υπόλοιπο κύκλωμα. Τρίτον, πρέπει να ικανοποιούνται οι συνθήκες ταλάντωσης. Θα πρέπει να γίνουν δύο πράγματα: αρχικά ο υπολογισμός του κέρδους ανοιχτού βρόγχου (ασθενούς σήματος) όπου πρέπει το πλάτος να είναι μεγαλύτερο από ένα και η φάση, σε κάθε συχνότητα ταλάντωσης (αν πρόκειται για VCO), να περνάει από το μηδέν. Στην συνέχεια υπολογίζεται η αρνητική αντίσταση που παράγει το ενεργό κύκλωμα. Αν είναι μεγαλύτερη από την παράλληλη αντίσταση του κυκλώματος συντονισμού τότε το κύκλωμα ταλαντώνει. Ακόμη πρέπει να ελέγχεται και η συνθήκη έναρξης των ταλαντώσεων μικρού-ασθενούς σήματος, όπου πρέπει να ισχύει:

$$g_{active} \geq a_{\min} g_{\tan k}$$

όπου g_{active} είναι η διαγωγιμότητα του ενεργού κυκλώματος, g_{tank} η διαγωγιμότητα του tank και a_{min} μια σταθερά της οποίας η ελάχιστη τιμή είναι 3. Στην περίπτωσή μας ισχύει η συνθήκη αυτή διότι το $g_{tank}=1/R_p=0.004$ και από πίνακα 5.2.9 και 5.2.10 $g_{active}=0.042$ (περίπου).

Τέταρτον, και όσο αφορά το tuning range θα πρέπει με βάση τις απαιτήσεις που έχουν τεθεί να ικανοποιούνται οι εξής δύο σχέσεις:

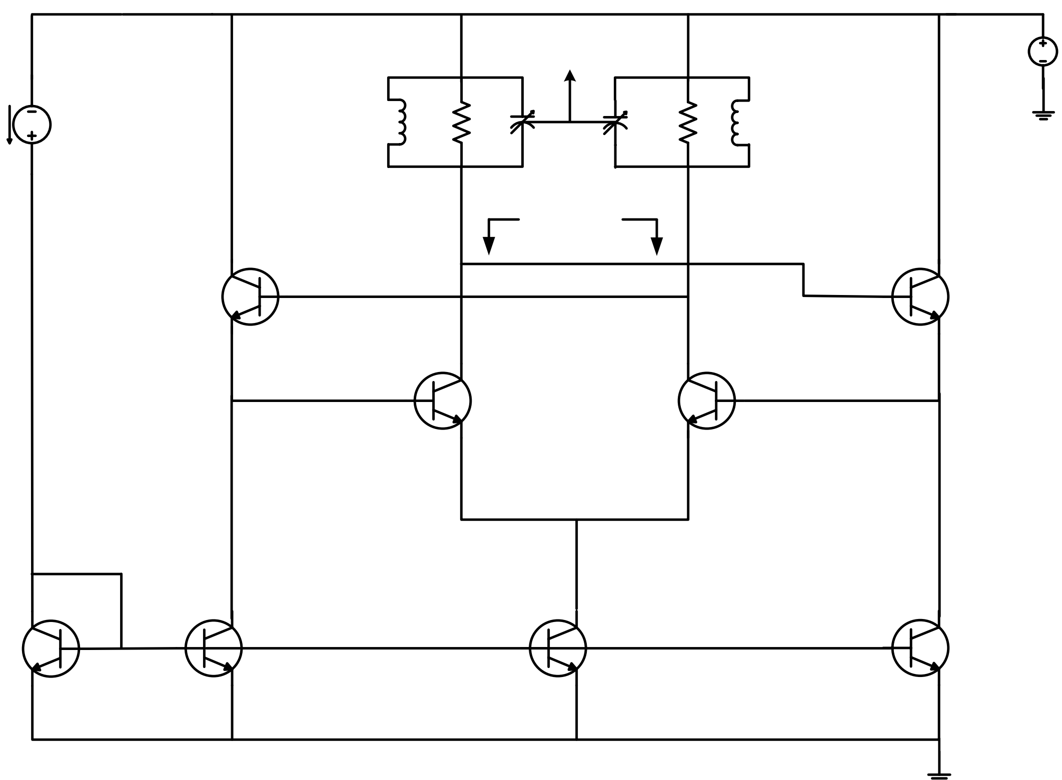
1. $L_{\tan k} C_{\tan k,\min} \leq \dfrac{1}{\omega^2{}_{\max}}$
2. $L_{\tan k} C_{\tan k,\max} \leq \dfrac{1}{\omega^2{}_{\min}}$

όπου $C_{tank,min}$, $C_{tank,max}$ καθορίζονται από την πόλωση των τρανζίστορ (npn fet) στο tuning κύκλωμα. Για να μεταβληθεί η χωρητικότητα που προσφέρουν τα τρανζίστορ πρέπει να μεταβληθούν οι διατάσεις τους. Προσομοιώστε, με την βοήθεια του ADS™, το κύκλωμα και δείτε την γραφική της χωρητικότητας σε σχέση με την τάση ελέγχου. Δεν πρέπει να συγχέουμε την ανάλυση μικρού σήματος (small signal) με την ανάλυση μεγάλου σήματος (large signal). Η συχνότητα ταλάντωσης και το πεδίο συχνοτήτων θα προκύψει τελικά από την ανάλυση μεγάλου σήματος. Η ανάλυση αυτή γίνεται με χρήση Transient Analysis (ανάλυση στο πεδίο του χρόνου) η οποία μας δίνει την δυνατότητα να αναπαραστήσουμε γραφικά το σήμα εξόδου που είναι μια ημιτονοειδής κυματομορφή. Από την γραφική αυτή υπολογίζουμε την συχνότητα ταλάντωσης. Το πεδίο συχνοτήτων υπολογίζεται ως εξής: βρίσκουμε το πεδίο της τάσης ελέγχου το οποίο δίνει διαφορετικές συχνότητες ταλάντωσης. Υπολογίζουμε την κάθε συχνότητα ταλάντωσης και βρίσκουμε έτσι το πεδίο ταλάντωσης. Τέλος, και όσο αφορά τις διαστάσεις του πηνίου, οι οποίες όπως είδαμε καθορίζουν και την τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου και φυσικά το Q του πηνίου, θα πρέπει να καθοριστεί η μέγιστη διάσταση του πηνίου που πρέπει να ικανοποιείται και να επιλεγεί η κατασκευή ενός πηνίου χωρίς να ξεπερνά την διάσταση αυτή αλλά και να δίνει καλό L με όσο γίνεται καλό Q (προσοχή η εξωτερική διάσταση του πηνίου δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 200μm).

Συμπερασματικά και βλέποντας πόσο πολύ σημαντικό ρόλο παίζει η επιλογή του πηνίου θα πρέπει να βρούμε την ελάχιστη τιμή (για να μεγιστοποιηθεί το Q) που ικανοποιεί τις απαιτήσεις του πλάτους της ταλάντωσης αλλά και την συνθήκη ταλάντωσης για το μέγιστο ρεύμα κυκλώματος (με βάση τις απαιτήσεις) έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθεί όσο γίνεται περισσότερο το phase noise.

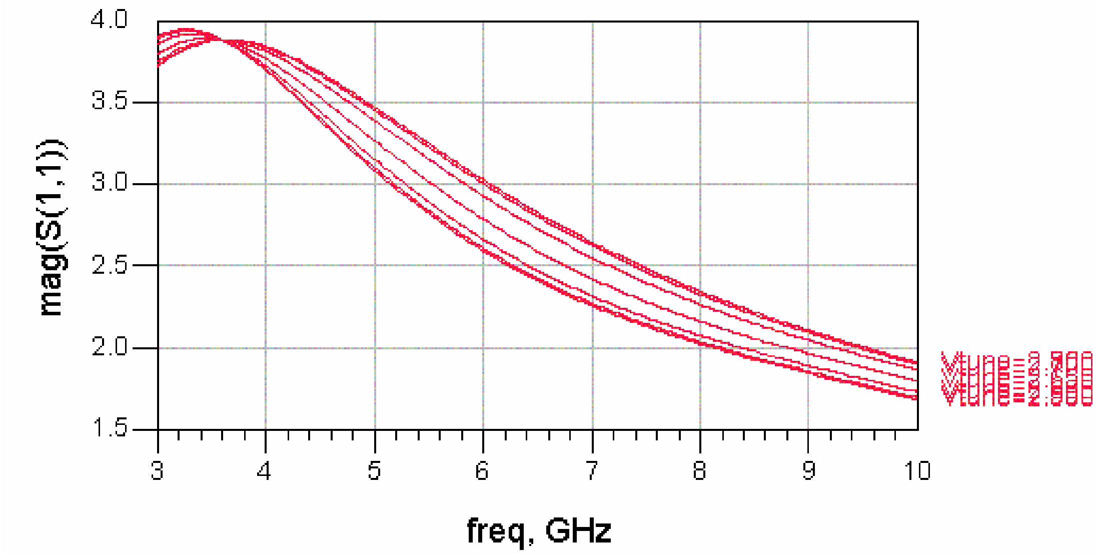
5.5 Αποτελέσματα σχεδίασης

Όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενα κεφάλαια (ειδικά στο 3ο) το κύκλωμα του ταλαντωτή αποτελείται από 2 μέρη. Πρόκειται για το κύκλωμα που παράγει την αρνητική αντίσταση και ονομάζεται ενεργό κύκλωμα (active circuit) και για το κύκλωμα που αποτελεί το tuning tank ή tuning resonator. Η σχεδίαση του ενεργού κυκλώματος έγινε με διπολικά τρανζίστορ SiGe, με χρήση διαφορικής σχεδίασης και buffer οι οποίοι αυξάνουν την τιμή της αρνητικής αντίστασης. Το κύκλωμα σχεδιάστηκε στο Cadence και μέσω Dynamic Link με το ADS έγιναν οι προσομοιώσεις. Το κύκλωμα του ταλαντωτή δίνεται στο σχήμα 5.5.1.

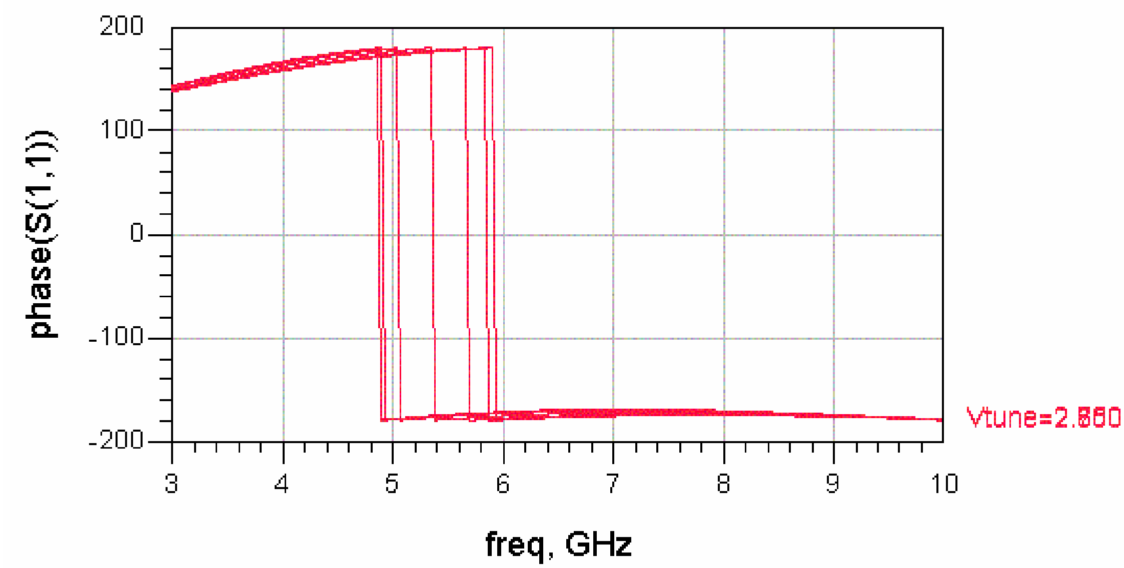


Σχήμα 5.5.1: Ενεργό Κύκλωμα και Κύκλωμα Συντονισμού

Θα πρέπει το παραπάνω κύκλωμα να ικανοποιεί τα κριτήρια ταλάντωσης (Barkhausen criteria) για ανάλυση μικρού σήματος. Ανάλυση μικρού σήματος του βρόχου επιτυγχάνεται με την χρήση του probe "osctest" το οποίο μετρά το κέρδος βρόχου σε μορφή της S-παραμέτρου S(1,1). Τα κριτήρια ταλάντωσης απαιτούν όπως το πλάτος του κέρδους αυτού να είναι μεγαλύτερο από ένα ενώ η φάση του να είναι μηδέν σε κάθε επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του S(1,1) δίνονται στα δύο επόμενα σχήματα για διαφορετικές τιμές τάσεων ελέγχου, Vtune που κυμαίνεται από 2.5V μέχρι 2.8V:

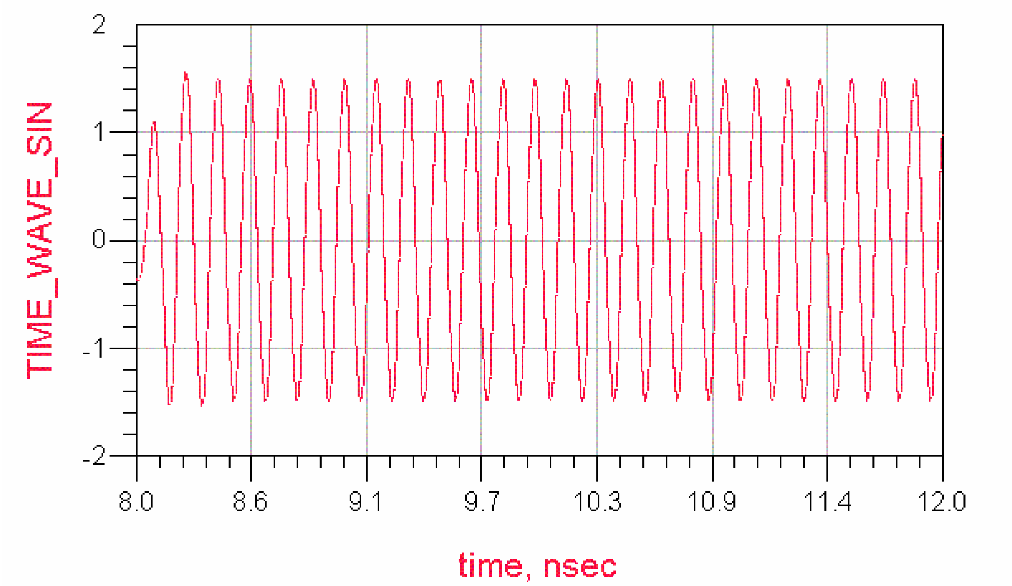


Σχήμα 5.5.2: Πλάτος Κέρδους Ανοιχτού Βρόγχου Ασθενούς Σήματος



Σχήμα 5.5.3: Φάση Κέρδους Ανοιχτού Βρόγχου Ασθενούς Σήματος

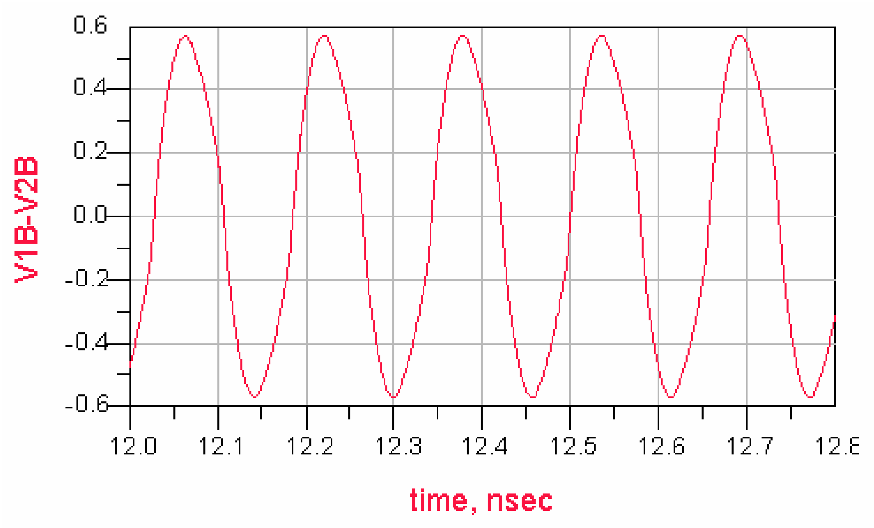
Από τα παραπάνω σχήματα γίνεται αντιληπτό ότι το κύκλωμα ταλαντώνει σε πεδίο συχνοτήτων από 4.890 GHz έως και 5.905 GHz το οποίο αντιστοιχεί σε 18.45% tuning range της τάσης ελέγχου, καθώς το μεν πλάτος του κέρδους ανοιχτού βρόγχου είναι μεγαλύτερο από ένα και η φάση του γίνεται μηδέν στα πεδίο συχνοτήτων που αναφέρθηκε παραπάνω. Αυτό σημαίνει ότι από την στιγμή που το κύκλωμα αρχίσει να ταλαντώνει, το πλάτος της ταλάντωσης θα αυξάνεται μέχρις ότου οι μη γραμμικότητες του κυκλώματος το περιορίσουν. Την στιγμή εκείνη το κέρδος κλειστού βρόγχου (το οποίο πλέον είναι ποσότητα που ορίζεται με βάση τα μεγάλα σήματα) θα ισούται με ένα. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης του κυκλώματος με Transient Analysis[4] φαίνεται στο σχήμα 5.5.4:



Σχήμα 5.5.4: Πλάτος ημιτόνου στα άκρα του διαφορικού ζεύγους

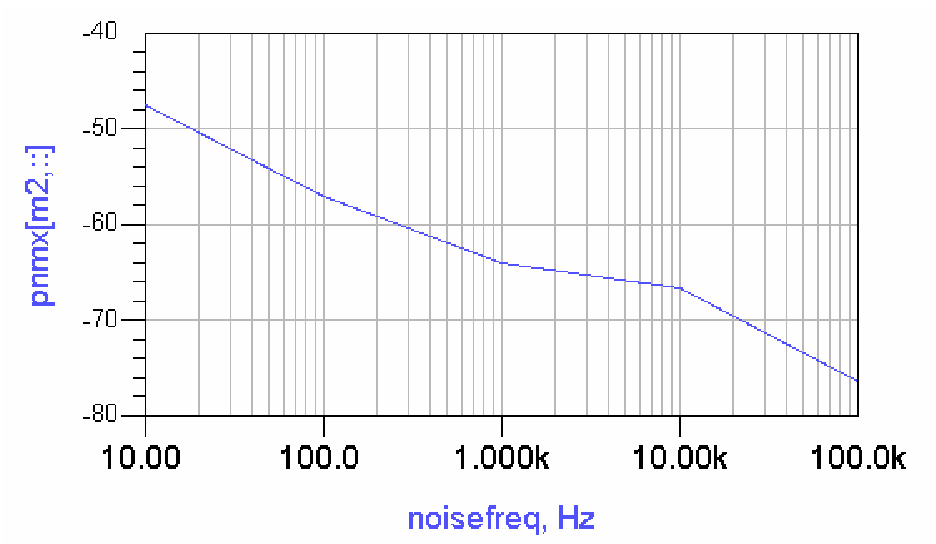
Το πλάτος του ημιτόνου από κορυφή σε κορυφή (peak-to-peak) είναι ίσο με 2.988 Volt στα άκρα του διαφορικού ζεύγους Το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ στην περίπτωση αυτή ήταν 7 mA. Η έξοδος όμως του ταλαντωτή είναι η έξοδος των buffer και συνεπώς το πλάτος της ταλάντωσης θα πρέπει να υπολογιστεί στα σημεία των εκπομπών των buffer. Η γραφική παράσταση (σχήμα 5.5.5) δείχνει ότι το πλάτος εξόδου του ταλαντωτή είναι 1.050 V:

[4] Η γραφική έγινε σε μικρό πεδίο χρόνου, χωρίς αλλοίωση των αποτελεσμάτων.



Σχήμα 5.5.5: Έξοδος Ταλαντωτή

Ένα από τα πιο σημαντικά μεγέθη που χαρακτηρίζει έναν ταλαντωτή (εκτός από το πλάτος της ταλάντωσης) είναι το phase noise. Έγιναν οι κατάλληλες προσομοιώσεις για το υπολογισμό του phase noise και τα αποτελέσματα δίνονται σε δύο ειδών γραφικών παραστάσεων, η μεν μια που δίνει τις τιμές του phase noise σε dbc/Hz σε διάφορες δηλαδή συχνότητες μακριά από την συχνότητα του φέροντος (σχήμα 5.5.6) και η δε άλλη που δείχνει τις αρμονικές του ημιτόνου (σχήμα 5.5.7).

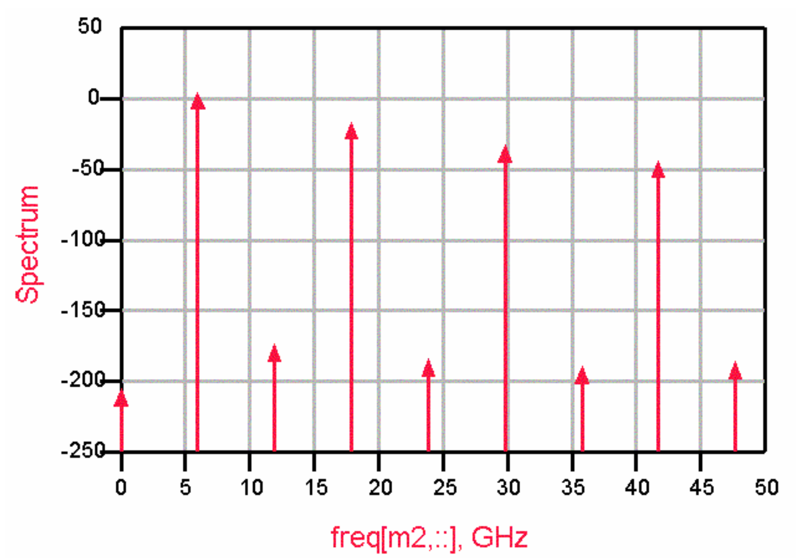


Σχήμα 5.5.6: Γραφική Συνολικού Θορύβου (phase noise)

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται η γραφική αναπαράσταση του θορύβου σε διαφορετικές συχνότητες μακριά από το φέρον. Η καμπύλη αυτή είναι ο υπολογισμός του phase noise κατά την μη γραμμική λειτουργία του ταλαντωτή.

Ο πίνακας τιμών που ακολουθεί δίνει τις τιμές του θορύβου σε διάφορα offset από το φέρον (σε μονάδες dbc/Hz):

Offset from carrier	Phase noise (dbc/Hz)
10 Hz	-47,641
100 Hz	-57,180
1 KHz	-64,144
10 KHz	-66,073
100 KHz	-76,377



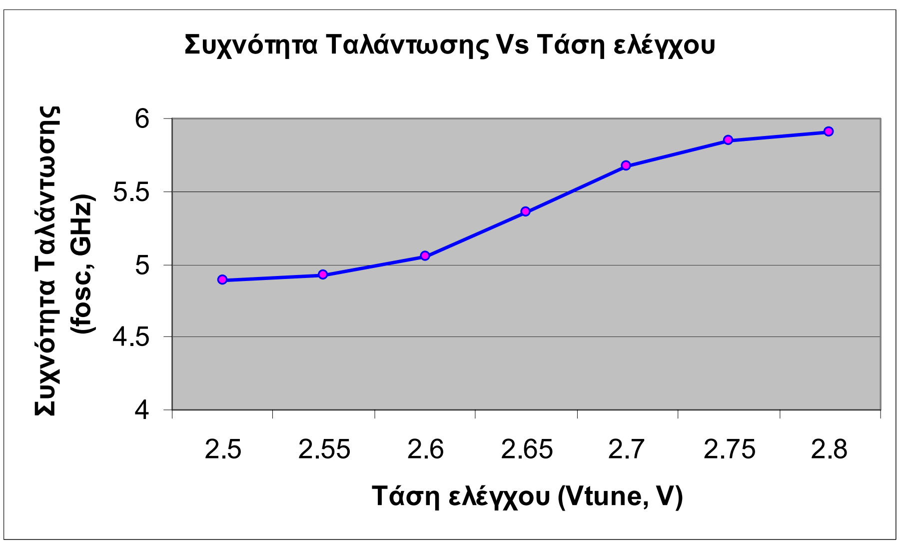
Σχήμα 5.5.7: Αρμονικές Ημιτόνου

Όπως γνωρίζουμε η διαφορική σχεδίαση δίνει γραφική παράσταση της τάσης εξόδου ως προς την τάση εισόδου η οποία έχει περιττή συμμετρία κάτι που σημαίνει ότι οι ζυγές αρμονικές του ημιτόνου είναι μηδέν. Κάτι τέτοιο δε συμβαίνει στην περίπτωση του κυκλώματός μας διότι το κύκλωμα δεν είναι πλήρως διαφορικό αλλά παρατηρείτε ότι τα πλάτη των ζυγών αρμονικών είναι πολύ μικρότερα από τις περιττές αρμονικές κάτι αναμενόμενο.

Ένα επίσης πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό είναι το κέρδος το ταλαντωτή, K_{VCO}. Ένας ιδανικός ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι ένα κύκλωμα όπου η συχνότητα εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση της τάσης ελέγχου και δίνεται από την σχέση:

$$\omega_{out}=\omega_o+K_{VCO}V_{tune}$$

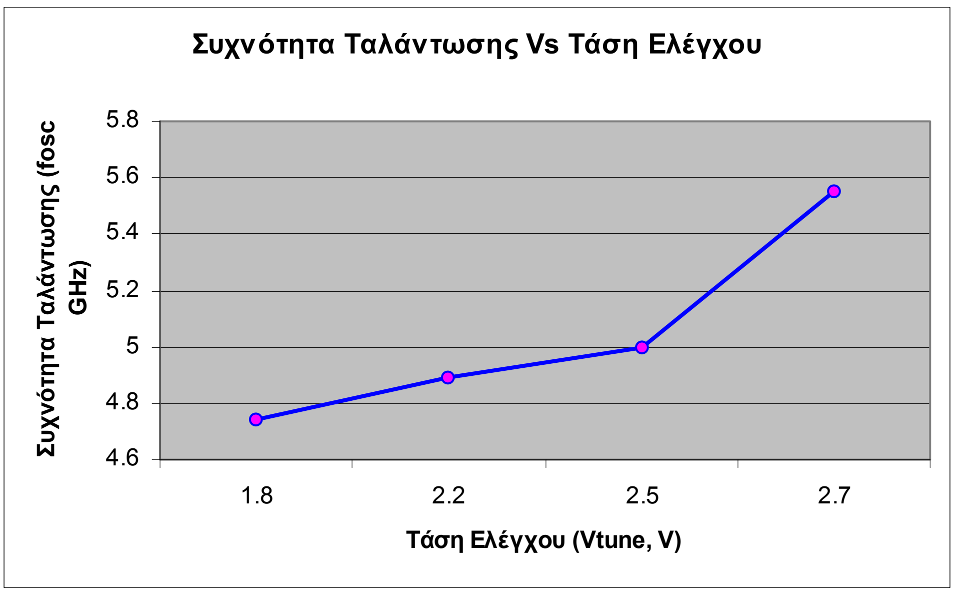
όπου K_{VCO}, είναι το κέρδος του ταλαντωτή και αντιστοιχεί στην κλίση της γραφικής της συχνότητας ταλάντωσης ως προς την τάση ελέγχου. Στην πραγματικότητα όμως η παραπάνω σχέση δεν είναι γραμμική διότι ο ταλαντωτής παρουσιάζει στην μέση της περιοχής της τάσης ελέγχου σημαντική αύξηση του κέρδους με αποτέλεσμα η γραφική σε αυτή την περιοχή να έχει μεγαλύτερη κλίση απ' ότι στις δύο περιοχές όπου η τάση ελέγχου παίρνει την μέγιστη και ελάχιστη τιμή. Πράγματι, υπολογίστηκε η συχνότητα ταλάντωσης (από την ανάλυση μικρού σήματος, small signal) σε σχέση με την τάση ελέγχου και προέκυψε η ακόλουθη γραφική όπου φαίνεται ότι η σχέση δεν είναι γραμμική:



Σχήμα 5.5.8: Συχνότητα Ταλάντωσης Vs Τάσης Ελέγχου σε Συνθήκες Μικρού Σήματος

Αναφέρθηκε στις στρατηγικές σχεδίασης ότι η ανάλυση μεγάλου σήματος δίνει διαφορετικά αποτελέσματα λόγω μη γραμμικών φαινομένων. Πράγματι υπολογίστηκε η συχνότητα ταλάντωσης και βρέθηκε μεγαλύτερη από την αναμενόμενη (πάνω από 5.8

GHz). Μία λύση στο πρόβλημα αυτό είναι η αύξηση της αυτεπαγωγής του πηνίου και ο νέος υπολογισμός του πεδίου συχνοτήτων μέσω μη γραμμικής προσομοίωσης Transient Analysis. Πράγματι η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου αυξήθηκε και έγινε ίση με 0.893 nH και υπολογίστηκε το πεδίο συχνοτήτων της ανάλυσης μεγάλου σήματος. Αξίζει να σημειωθεί ότι το πεδίο τιμών της τάσης ελέγχου μεταβλήθηκε επίσης. Υπολογίστηκε πεδίο συχνοτήτων από 4.7 GHz έως 5.555 GHz και για πεδίο τιμών της τάσης ελέγχου από 1.8 Volt έως 2.7 Volt (η περαιτέρω αύξηση του πηνίου δίνει διαφορετικό πεδίο ταλάντωσης). Η αντίστοιχη γραφική (του κέρδους του ταλαντωτή) με αυτή του σχήματος 5.5.8 σε συνθήκες μεγάλου σήματος είναι η ακόλουθη:



Σχήμα 5.5.9: Συχνότητα Ταλάντωσης Vs Τάσης Ελέγχου σε Συνθήκες Μεγάλου Σήματος

6ο Κεφάλαιο: *Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία*

Το κεφάλαιο αυτό αναφέρει τα συμπεράσματα της σχεδίασης συγκεντρωτικά καθώς και ορισμένες μελλοντικές εργασίες που μπορούν να γίνουν χρησιμοποιώντας τον VCO που σχεδιάστηκε στην εργασία αυτή.

6

6.1 Συμπεράσματα

Τα συμπεράσματα της σχεδίασης στηρίζονται σε σημεία η γνώση των οποίων μπορεί να μεταβάλλει τα χαρακτηριστικά του ταλαντωτή και τα οποία παρατηρήθηκαν στην εργασία αυτή. Τα σημεία που πρέπει να δώσουμε ιδιαίτερη προσοχή είναι τα ακόλουθα:

Η επιλογή του πηνίου είναι πολύ σημαντική για πολλές παραμέτρους του κυκλώματος του ταλαντωτή. Πρέπει οι διατάσεις του πηνίου να είναι μικρές, για υλοποίηση onchip (d<200μm), και η αυτεπαγωγή του πηνίου να είναι τέτοια ώστε να δίνει καλή τιμή στο Q του πηνίου. Η αυτεπαγωγή πρέπει να είναι όσο γίνεται μεγαλύτερη διότι επηρεάζει ανάλογα το πλάτος της ταλάντωσης ενώ το Q του πηνίου πρέπει να είναι όσο γίνεται μεγαλύτερο διότι η τιμή του επηρεάζει αντιστρόφως ανάλογα το phase noise (κατάσταση trade-off).

Χρησιμοποιούμε το εγχειρίδιο της τεχνολογίας των διπολικών τρανζίστορ, που πρόκειται να χρησιμοποιήσουμε στην σχεδίαση (εδώ η τεχνολογία είναι SiGe BiCMOS στα 0,5μm της IBM), για την ορθή πόλωση τους στην ενεργό περιοχή. Η γραφική f_T ως προς το ρεύμα δίνει την περιοχή των ρευμάτων που πρέπει να ρέουν στους συλλέκτες των διπολικών τρανζίστορ. Η πόλωση έγινε με καθρέφτες ρεύματος οι οποίοι είναι πιο αξιόπιστοι.

Όσο αφορά τον μεταβλητό πυκνωτή χρησιμοποιήθηκε τεχνολογία MOS για την υλοποίησή του διότι προσφέρει μεγαλύτερη χωρητικότητα από τα varactors και συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκαν NMOS τρανζίστορ. Η αύξηση της χωρητικότητας γίνεται με αύξηση των διαστάσεων του τρανζίστορ.

Χρησιμοποιήθηκαν buffers στην έξοδο του ταλαντωτή για την αύξηση του πλάτους της ταλάντωσης. Η χρήση των buffers είναι απαραίτητη όταν απαιτείται μεγαλύτερο πλάτος ταλάντωσης με αύξηση όμως της κατανάλωσης ρεύματος του κυκλώματος. Οι buffers, αυξάνουν την αρνητική αντίσταση μετατοπίζουν το σημείο πόλωσης Q και αποτρέπουν το φαινόμενο pulling.

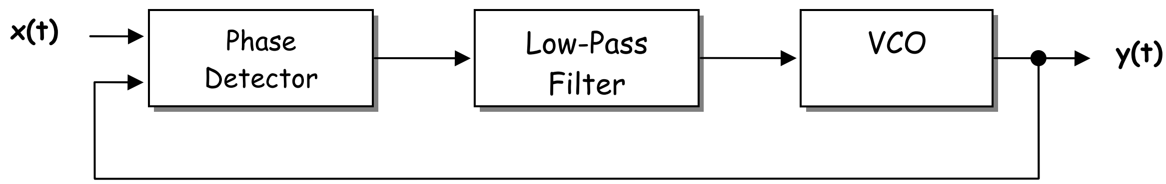
Τέλος, ένα από τα πιο σημαντικά συμπεράσματα είναι ο υπολογισμός του πεδίου συχνοτήτων και η εύρεση του πεδίου της τάσης ελέγχου. Ο υπολογισμός αυτός πρέπει να γίνει σε συνθήκες μεγάλου σήματος και κάνοντας χρήση της μη γραμμικής ανάλυσης Transient Analysis αφού πρώτα αυξήσουμε την αυτεπαγωγή του πηνίου (βλέπε περισσότερα στις παραγράφους 5.3 και 5.5).

6.2 Μελλοντική εργασία

Ο ταλαντωτής της εργασίας αυτής σχεδιάστηκε σε σχηματικό επίπεδο και σίγουρα ένα από τα πρώτα πράγματα που πρέπει να γίνουν σε περίπτωση περαιτέρω μελέτης του συγκεκριμένου κυκλώματος είναι η φυσική του σχεδίαση (layout). Απώτερος σκοπός του layout είναι η κατασκευή του ολοκληρωμένου κυκλώματος (IC) και φυσικά η σωστή λειτουργία όλων αυτών συνεπάγεται και την χρησιμοποίηση του VCO σε συστήματα που βρίσκει εφαρμογή, σε ένα πομπό-δέκτη για παράδειγμα που χρησιμοποιείται σε ασύρματο δίκτυο.

Μία ακόμη επέκταση της εργασίας αυτής είναι η υλοποίηση κυκλώματος το οποίο εφαρμόζοντάς το στον VCO μπορεί να παράγει σήματα εξόδου με διαφορά φάσης 90^o. Ο ταλαντωτής αυτός ονομάζεται ορθογώνιος ταλαντωτής (quadrature VCO) και χρησιμοποιείται για διαμορφώσεις SSB έχοντας πλεονεκτήματα στο εύρος ζώνης. Γενικότερα οι διαμορφώσεις αυτές ονομάζονται ορθογωνικές. Υπάρχουν πολλές τεχνικές για υλοποίηση κυκλωμάτων που πετυχαίνουν κάτι τέτοιο, βλέπε αναφορά [1] σελίδα 236.

Τέλος, μία ακόμη σημαντική χρήση του VCO είναι η υλοποίηση ενός κυκλώματος κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop, PLL) όπου πάντα ένας VCO βρίσκεται μέσα σε ένα PLL. Το απλό PLL αποτελείται από έναν ανιχνευτή φάσης (Phase Detectoe, PD) ο οποίος παράγει μία τάση εξόδου σε σχέση με την διαφορά φάσης του σήματος εξόδου και του σήματος εισόδου (το σήμα εξόδου ανατροφοδοτείται), από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο και από ένα VCO. Σκοπός του απλού PLL είναι το σήμα εξόδου, y(t), να έχει διαφορά φάσης ίση με 0 με το σήμα εισόδου, x(t). Αυτό επιτυγχάνεται με ανάδραση η οποία τροφοδοτεί τον PD. Ο PD παράγει μια τάση εξόδου η οποία φιλτράρεται και η έξοδος του φίλτρου είναι τέτοια ώστε να ελέγχει τον VCO και να επηρεάζει την συχνότητα ταλάντωσης. Στο σχήμα 6.2.1 δίνεται το κύκλωμα ενός απλού PLL:



Σχήμα 6.2.1: Μπλόκ διάγραμμα απλού PLL

Το κύκλωμα ''κλειδώνει'' όταν η διαφορά φάσης σήματος εισόδου και σήματος εξόδου είναι ίση με μηδέν.

Outer Dim. (μm)	AM Width (μm)	n turns	MT Width (μm, ct)	Ind. (nH)	Q	Rs	Rp	gL=gtank
450	10	1	15	1.325	5.7	8.029035	268.8924	0.00371896
400	10	1	15	1.149	6.4	6.201009	260.1944	0.003843281
350	10	1	15	0.977	7.2	4.686886	247.6551	0.004037874
300	10	1	15	0.811	8.3	3.374933	235.874	0.004239551
250	10	1	15	0.65	9.8	2.290918	222.3107	0.004498209
200	10	1	15	0.497	12	1.430532	207.4271	0.004820971
150	10	1	15	0.353	15.5	0.786621	189.7722	0.005269475
450	10	1.25	15	1.905	4.4	14.95425	304.4685	0.003284412
400	10	1.25	15	1.642	4.9	11.57442	289.4764	0.003454514
350	10	1.25	15	1.387	5.6	8.554818	276.8339	0.003612274
300	10	1.25	15	1.139	6.4	6.147041	257.9298	0.003877024
250	10	1.25	15	0.901	7.7	4.041629	243.6698	0.004103915
200	10	1.25	15	0.675	9.5	2.454158	223.9419	0.004465444
150	10	1.25	15	0.464	12.6	1.271949	203.2066	0.0049211
450	10	1.5	15	2.562	3.5	25.28328	335.0035	0.002985044
400	10	1.5	15	2.189	3.9	19.38668	314.2581	0.003182098
350	10	1.5	15	1.845	4.5	14.1614	300.9298	0.003323035
300	10	1.5	15	1.504	5.2	9.990031	280.1205	0.003569893
250	10	1.5	15	1.177	6.3	6.452949	262.5705	0.003808501
200	10	1.5	15	0.866	7.9	3.786284	240.0882	0.004165135
150	10	1.5	15	0.578	10.7	1.865806	215.4819	0.004640761
450	10	1.75	15	3.286	2.9	39.13739	368.2829	0.002715304
400	10	1.75	15	2.809	3.3	29.40087	349.5763	0.002860606
350	10	1.75	15	2.345	3.7	21.89089	321.5772	0.003109673
300	10	1.75	15	1.898	4.4	14.8993	303.3497	0.003296525
250	10	1.75	15	1.471	5.3	9.586479	278.8707	0.003585891
200	10	1.75	15	1.067	6.8	5.419732	256.0282	0.00390582
150	10	1.75	15	0.694	9.3	2.577501	225.5056	0.00443448
450	10	2	15	4.072	2.5	56.25875	407.876	0.002451726
400	10	2	15	3.468	2.8	42.78026	378.1775	0.002644261
350	10	2	15	2.883	3.2	31.11838	349.7706	0.002859017
300	10	2	15	2.319	3.8	21.07849	325.4519	0.003072651
250	10	2	15	1.781	4.6	13.37299	296.3454	0.003374441
200	10	2	15	1.274	5.9	7.458298	267.0817	0.003744173
150	10	2	15	0.809	8.3	3.36661	235.2923	0.004250032

450	10	2.5	15	5.783	1.9	105.1289	484.644	0.00206337
400	10	2.5	15	4.891	2.2	76.7887	448.446	0.002229923
350	10	2.5	15	4.092	2.5	56.53507	409.8793	0.002439743
300	10	2.5	15	3.202	3	36.86569	368.6569	0.002712549
250	10	2.5	15	2.416	3.7	22.55369	331.3137	0.003018288
200	10	2.5	15	1.681	4.8	12.0962	290.7925	0.003438878
150	10	2.5	15	1.016	7	5.013234	250.6617	0.003989441
450	5	1	15	1.462	6.3	8.015473	326.1496	0.003066078
400	5	1	15	1.272	7	6.276411	313.8206	0.003186534
350	5	1	15	1.086	7.9	4.748157	301.0806	0.003321369
300	5	1	15	0.905	9.1	3.435022	287.8892	0.003473559
250	5	1	15	0.73	10.6	2.378698	269.6492	0.003708522
200	5	1	15	0.562	12.9	1.504766	251.9129	0.003969627
150	5	1	15	0.403	16.6	0.838531	231.9042	0.004312125
450	5	1.25	15	2.126	4.8	15.29834	367.7721	0.002719075
400	5	1.25	15	1.84	5.3	11.99125	348.8253	0.002866764
350	5	1.25	15	1.562	6	8.991913	332.7008	0.003005704
300	5	1.25	15	1.292	6.9	6.46749	314.3847	0.003180817
250	5	1.25	15	1.031	8.2	4.342773	296.3508	0.003374379
200	5	1.25	15	0.781	10.1	2.670865	275.1258	0.0036347
150	5	1.25	15	0.546	13.2	1.4287	250.3654	0.003994162
450	5	1.5	15	2.887	3.8	26.24131	405.1658	0.002468125
400	5	1.5	15	2.491	4.2	20.48551	381.8499	0.00261883
350	5	1.5	15	2.104	4.8	15.14003	363.9664	0.002747506
300	5	1.5	15	1.73	5.6	10.67039	345.2939	0.002896083
250	5	1.5	15	1.369	6.6	7.164433	319.2471	0.003132369
200	5	1.5	15	1.024	8.3	4.26132	297.8237	0.003357691
150	5	1.5	15	0.701	11	2.20114	268.5391	0.003723853
450	5	1.75	15	3.736	3.1	41.62627	441.6547	0.002264212
400	5	1.75	15	3.214	3.5	31.71759	420.258	0.00237949
350	5	1.75	15	2.705	4	23.35768	397.0805	0.002518381
300	5	1.75	15	2.213	4.6	16.61674	368.227	0.002715716
250	5	1.75	15	1.739	5.5	10.92092	341.2788	0.002930156
200	5	1.75	15	1.287	7	6.350426	317.5213	0.003149395
150	5	1.75	15	0.865	9.4	3.178415	284.0232	0.00352084
450	5	2	15	4.67	2.6	62.03915	481.4238	0.002077172
400	5	2	15	4.007	3	46.13393	461.3393	0.002167602
350	5	2	15	3.362	3.4	34.15396	428.9738	0.002331145
300	5	2	15	2.738	3.9	24.24885	393.0739	0.002544051

250	5	2	15	2.138	4.8	15.38469	369.848	0.002703814
200	5	2	15	1.569	6	9.03221	334.1918	0.002992294
150	5	2	15	1.083	8.2	4.561807	311.2977	0.003212359
450	5	2.5	15	6.745	2	116.4862	582.4308	0.001716942
400	5	2.5	15	5.795	2.3	87.02578	547.3922	0.001826844
350	5	2.5	15	4.802	2.6	63.79272	495.0315	0.002020073
300	5	2.5	15	3.878	3	44.64871	446.4871	0.002239707
250	5	2.5	15	2.994	3.7	27.94939	410.5766	0.002435599
200	5	2.5	15	2.157	4.7	15.85166	366.0147	0.002732131
150	5	2.5	15	1.384	6.6	7.242933	322.7451	0.00309842

Πίνακας 1

Ο πίνακας αυτός είναι σημαντικός αν αναλογιστούμε πόσο σημαντική είναι η επιλογή του πηνίου για το κύκλωμα του ταλαντωτή. Υπάρχουν πολλές τιμές για το Q του πηνίου οι οποίες προκύπτουν από τις μεταβολές των διαστάσεων του πηνίου. Είναι καλό να επιλεγεί ένα πηνίο με υψηλό Q αλλά μην ξεχνάτε τα trade-off που αναφέρθηκαν στο κεφάλαιο 5.

[Αναφορές – Βιβλιογραφία]

[1]. Behzad Razavi, "RF MICROELECTRONICS", Prentice Hall communications engineering and emerging technologies series, 1998.

[2]. Behzad Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", McGraw – Hill Series in Electrical and Computer Engineering, 2001.

[3]. Sedra/Smith, "ΜΙΚΡΟΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ", Εκδόσεις Παπασωτηρίου τόμος Α', Β', 1994.

[4]. Donhee Ham and Ali Hajimiri, "Concepts and Methods in Optimization of Integrated LC VCOs", IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 36, No. 6, JUNE 2001.

[5]. Thomas H. Lee and Ali Hajimiri, "Oscillator Phase Noise: A Tutorial", IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 35, No. 3, JUNE 2000.

[6]. Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "A General Theory of Phase Noise in Electrical Oscillators", IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 33, No. 2, JUNE 1998.

[7]. Ali Hajimiri and Thomas H. Lee, "A Noise-Shifting Differential Colpits VCO", IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol. 37, No. 12, DECEMBER 2002.

[8]. Albert Paul Malvino, "ELECTRONIC PRINCIPLES", $5^{η}$ Έκδοση, Εκδόσεις Α. Τζιόλα.

[9]. *MAXIM,* "Impedance Matching and the Smith chart: The Funtamentals", Application Note 742, Mar 23, 2001.

[10]. Michal Odyniec, "Oscillator Stability Analysis", Technical Feature, Microwave journal editorial board.

[11]. Yuriy Kitaev and Aleksey Shulga, "Multicriteria VCO design", Technical Feature, Microwave journal, July 2003.