

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Η/Υ

Μοντελοποίηση βρόχου κλειδωμένης φάσης με
τη χρήση του εργαλείου προσομοιώσεων ADS

Διπλωματική Εργασία

Παρασκευή Κεραμιδά

Επιβλέποντες Καθηγητές: Πλέσσας Φώτιος
Επίκουρος Καθηγητής

Σταμούλης Γεώργιος
Καθηγητής

Βόλος, Ιούνιος 2018

Ευχαριστίες

Με την εκπόνηση αυτής της διπλωματικής εργασίας ολοκληρώνονται οι προπτυχιακές μου σπουδές στο τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ του Πανεπιστημίου Θεσσαλίας. Θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον επιβλέποντα καθηγητή μου, **κ. Πλέσσα Φώτιο**, για την συνεργασία που είχαμε κυρίως τα δύο τελευταία χρόνια των σπουδών μου, για το χρόνο που μου αφιέρωσε και τις γνώσεις που μου μετέδωσε. Η καθοδήγηση του ήταν σημαντική, τόσο για τη περάτωση της διπλωματικής μου εργασίας όσο και για άλλες εργασίες στο τομέα της σχεδίασης αναλογικών κυκλωμάτων που με βοήθησε να πραγματοποιήσω τα τελευταία χρόνια.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά και το δεύτερο επιβλέποντα καθηγητή της διπλωματικής μου **κ. Σταμούλη Γεώργιο**.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους και συμφοιτητές μου για την υποστήριξη και την βοήθεια τους καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου, καθώς μοιραστήκαμε μαζί πολλές στιγμές κάνοντας τα φοιτητικά μας χρόνια μοναδικά.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα την οικογένεια μου, που με στήριξε και συνεχίζει να με στηρίζει στις επιλογές μου και εμπιστεύεται τις ικανότητές μου, εξασφαλίζοντας μου όλα τα απαραίτητα εφόδια για να μπορέσω να ολοκληρώσω τις σπουδές μου. Χωρίς τη δική τους υποστήριξη οι σπουδές μου δεν θα μπορούσαν να πραγματοποιηθούν.

Παρασκευή Κεραμιδά
Βόλος, 2018

Περιεχόμενα

Κατάλογος σχημάτων

Λίστα Συντομογραφιών

Περίληψη

Κατάλογος σχημάτων.....	6
Λίστα Συντομογραφιών.....	10
Περίληψη.....	11

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Περιγραφή προβλήματος.....	13
1.2 Συμβολή της εργασίας.....	14
1.3 Διάρθρωση της Διπλωματικής Εργασίας	14

Κεφάλαιο 2

Το σύστημα PLL και τα βασικά του μέρη

2.1 Τα βασικά blocks ενός PLL.....	16
2.1.1 Συγκριτής φάσης	17
2.1.2 Αντλία φορτίου (charge pump)	17
2.1.3 Φίλτρο βρόχου.....	18
2.1.4 Διαιρέτης	19
2.1.5 Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση (Voltage Controlled Oscillator – VCO)	20

Κεφάλαιο 3

Η αρχή λειτουργίας του βρόχου κλειδωμένης φάσης

3.1 Βασικές αρχές λειτουργίας του βρόχου κλειδωμένης φάσης.....	21
3.2 Γραμμική ανάλυση του βρόχου κλειδωμένης φάσης.....	24
3.3 Ευστάθεια συστήματος (Stability) PLL	27
3.3.1 Περιθώριο φάσης και περιθώριο κέρδους.....	27
3.3.2 Κριτήριο Ευστάθειας μέσω διαγράμματος Bode	28

Κεφάλαιο 4

Μελέτη του φίλτρου βρόχου

4.1	Γενικά για τα φίλτρα.....	29
4.2	Χαμηλοπερατό φίλτρο βρόχου.....	30
4.3	Προσομοίωση φίλτρου με τη χρήση του ADS.....	34

Κεφάλαιο 5

Μελέτη και προσομοίωση ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση

5.1	Σχεδίαση και προσομοίωση ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους (Cross Coupled Oscillator).....	37
5.1.1	Γενικά για τους ταλαντωτές.....	37
5.1.2	Εισαγωγή για τον ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση.....	38
5.1.3	Ο VCO για τα συστήματα PLL.....	40
5.2	Γενικά για τον ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους και τα χαρακτηριστικά του.....	41
5.3	Βασικές παράμετροι του ταλαντωτή.....	42
5.4	Κριτήριο Barkhausen.....	42
5.5	NMOS-only τοπολογία.....	42
5.6	PMOS-only τοπολογία.....	44
5.7	Σχεδίαση και προσομοίωση του NMOS cross-coupled ταλαντωτή με τη χρήση του ADS.....	45
5.7.1	Τοπολογία NMOS Cross-Coupled Ταλαντωτή.....	45
5.7.2	Αντικατάσταση των πυκνωτών από τρανζίστορ (nmos varactor).....	52
5.8	Σχεδίαση και προσομοίωση του PMOS cross-coupled ταλαντωτή με τη χρήση του ADS.....	56
5.8.1	Τοπολογία PMOS Cross-Coupled Ταλαντωτή.....	57
5.8.2	Αντικατάσταση των πυκνωτών από τρανζίστορ.....	61
5.9	Μελέτη Θορύβου Φάσης.....	63
5.9.1	Εισαγωγή στο θόρυβο φάσης.....	63
5.9.2	Θόρυβος φάσης για την τοπολογία του nmos cross-coupled ταλαντωτή.....	66
5.9.3	Θόρυβος φάσης για την τοπολογία του pmos cross-coupled ταλαντωτή.....	68

Κεφάλαιο 6

Προσδιορισμός παραμέτρων PLL συστήματος

6.1	Παράμετροι PLL συστήματος.....	71
6.2	Υπολογισμός του κέρδους του VCO (K_V).....	72
6.3	Ορισμός των υπολοίπων παραμέτρων και προσομοίωση του συστήματος.....	74
6.4	Μελέτη θορύβου φάσης συστήματος PLL.....	77
6.4.1	Γενικά για το θόρυβο φάσης.....	77
6.4.2	Πηγές θορύβου φάσης σε ένα PLL σύστημα.....	78
6.4.3	Προσομοίωση θορύβου φάσης.....	80

Συμπεράσματα	83
Βιβλιογραφία.....	84

Κατάλογος σχημάτων

Σχήμα 2.1 Διάγραμμα με τα βασικά blocks ενός PLL συστήματος.....	15
Σχήμα 2.2 Διάγραμμα Charge Pump PLL.....	15
Σχήμα 2.3 Διάγραμμα ενός PLL όπου το γραμμοσκιασμένο σχήμα αποτελεί τον συγκριτή φάσης.....	16
Σχήμα 2.4 Αντλία Φορτίου – Charge Pump.....	17
Σχήμα 2.5 Παθητικό φίλτρο βρόχου.....	18
Σχήμα 2.6 Διάγραμμα συστήματος PLL όπου το γραμμοσκιασμένο σχήμα είναι ο διαιρέτης.....	18
Σχήμα 3.1 Τυπική έξοδος του ανιχνευτή φάσης κατά τη μετάβαση σε σύλληψη...	21
Σχήμα 3.2 Περιοχές λειτουργίας ενός PLL συστήματος.....	21
Σχήμα 3.3 Γραφική παράσταση της εξόδου του ανιχνευτή φάσης σε σχέση με τη διαφορά φάσης.....	22
Σχήμα 3.4 Διάγραμμα μπλοκ για ένα σύστημα PLL.....	23
Σχήμα 3.5 Γεωμετρικός τόπος των ριζών και απόκριση συχνότητας για το βρόχο κλειδωμένης φάσης πρώτης τάξης.....	24
Σχήμα 3.7 Γεωμετρικός τόπος των ριζών και απόκριση συχνότητας για ένα βρόχο κλειδωμένης φάσης 2ης τάξης.....	25
Σχήμα 4.1 Χαμηλοπερατό φίλτρο.....	28
Σχήμα 4.2 Χαρακτηριστική ενός χαμηλοπερατού φίλτρου.....	29
Σχήμα 4.3 2ης τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο.....	29
Σχήμα 4.4 Διάγραμμα Bode.....	30
Σχήμα 4.5 3ης τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο.....	32
Σχήμα 4.6 Σχηματικό προσομοίωσης για την απόκριση συχνότητας για ένα 3ης τάξης φίλτρο βρόχου.....	34
Σχήμα 4.7 Γραφική παράσταση απόκρισης συχνότητας φίλτρου 3ης τάξης.....	34
Σχήμα 4.8 Σχηματικό προσομοίωσης για την απόκριση συχνότητας φίλτρου βρόχου 2ης τάξης.....	35
Σχήμα 4.9 Γραφική παράσταση απόκρισης συχνότητας φίλτρου 2ης τάξης.....	35
Σχήμα 5.1 Ισοδύναμο μοντέλο θετικής ανάδρασης.....	38
Σχήμα 5.2 Μοντέλο αρνητικής αντίστασης.....	38
Σχήμα 5.3 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση.....	39

Σχήμα 5.4 Σχέση συχνότητας ταλάντωσης και τάσης ελέγχου.....	40
Σχήμα 5.5 Σχέση συχνότητας τάσης για διαφορετικούς ταλαντωτές.....	41
Σχήμα 5.6 Nmos cross coupled ταλαντωτή.....	43
Σχήμα 5.7 Σχηματικό ενός LC resonator με την προσθήκη ενός varactor (variable capacitor).....	43
Σχήμα 5.8 Nmos cross coupled ταλαντωτής με varactor.....	44
Σχήμα 5.9 Pmos cross coupled ταλαντωτής.....	44
Σχήμα 5.10 Pmos cross coupled ταλαντωτής με varactor.....	45
Σχήμα 5.11 Βασική τοπολογία nmos cross coupled ταλαντωτή σχεδιασμένη στο ADS.....	46
Σχήμα 5.12 Μοντέλο τρανζίστορ BSIM4.....	46
Σχήμα 5.13 Τιμές πλάτους, μήκους καναλιού των τρανζίστορ και τάση τροφοδοσίας.....	46
Σχήμα 5.14 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$ και $I_{bias} = 12\text{mA}$, σήματος εξόδου Out2.....	47
Σχήμα 5.15 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$ και $I_{bias} = 12\text{mA}$, σήματος εξόδου Out1.....	47
Σχήμα 5.16 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$ και $I_{bias} = 12\text{mA}$, κοινή γραφική παράσταση των Out1 & Out2.....	48
Σχήμα 5.17 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$ και $I_{bias} = 12\text{mA}$, γραφική παράσταση για το ρεύμα.....	48
Σχήμα 5.18 Τοπολογία nmos cross coupled ταλαντωτή μετά την προσθήκη ενός επιπλέον πυκνωτή.....	49
Σχήμα 5.19 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,5 \text{ pF}$ & $I_{bias} = 12\text{mA}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) σήμα εξόδου Out1, γ) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και δ) γραφική παράσταση ρεύματος.....	50
Σχήμα 5.20 Nmos προσομοίωση $L = 0.5 \text{ nH}$, $C = 1,5 \text{ pF}$ & $I_{bias} = 12\text{mA}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) σήμα εξόδου Out1, γ) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και δ) γραφική παράσταση ρεύματος.....	52
Σχήμα 5.21 Συνδεσμολογία nmos varactors.....	52
Σχήμα 5.22 Nmos varactor.....	53
Σχήμα 5.23 Απλός καθρέπτης ρεύματος με nmos τρανζίστορ.....	53
Σχήμα 5.24 Απλός καθρέπτης ρεύματος.....	54
Σχήμα 5.25 Τοπολογία nmos cross coupled ταλαντωτή υλοποιημένο με varactors.....	54

Σχήμα 5.26 Nmos προσομοίωση για $L = 1\text{nH}$, $W = 60\text{ }\mu\text{m}$ & $L = 65\text{nm}$, ενώ το W των τρανζίστορ varactor είχε την τιμή $200\text{ }\mu\text{m}$: α) σήμα εξόδου Out2 για $V_{\text{control}} = 0.1\text{ V}$, β) σήμα εξόδου Out2 για $V_{\text{control}} = 0.4\text{ V}$, γ) σήμα εξόδου Out2 για $V_{\text{control}} = 1.2\text{ V}$ και δ) η γραφική για το Out1 σε σχέση με το Out2, για $V_{\text{control}} = 0,4\text{V}$ & $F = 5\text{GHz}$	56
Σχήμα 5.27 Τοπολογία pmos cross coupled ταλαντωτή στο ADS.....	57
Σχήμα 5.28 Pmos προσομοίωση για $L = 1,5\text{ nH}$, $C = 0,25\text{ pF}$, $W = 25\text{ }\mu\text{m}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{\text{dd}} = 1,2\text{V}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) σήμα εξόδου Out1, γ) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και δ) γραφική παράσταση ρεύματος.....	58
Σχήμα 5.29 Pmos προσομοίωση για $L = 1,5\text{nH}$, $C = 0,5\text{ pF}$, $W = 25\text{ }\mu\text{m}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{\text{dd}} = 1,2\text{V}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και γ) γραφική παράσταση ρεύματος.....	60
Σχήμα 5.30 Pmos προσομοίωση για $L = 0,5\text{nH}$, $C = 1,5\text{ pF}$, $W = 25\text{ }\mu\text{m}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{\text{dd}} = 1,2\text{V}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και γ) γραφική παράσταση ρεύματος.....	61
Σχήμα 5.31 Τοπολογία pmos cross coupled ταλαντωτή, υλοποίηση με nmos varactors.....	62
Σχήμα 5.32 Pmos προσομοίωση για $L = 3\text{nH}$, $W = 25\text{ }\mu\text{m}$ & $L=65\text{nm}$, $W(\text{varactor}) = 50\text{ }\mu\text{m}$, $V_{\text{dd}}= 1,2$: α) σήμα εξόδου Out2 για $V_{\text{dc}} = 0,1\text{ V}$, β) για $V_{\text{dc}} = 0,5\text{ V}$ και γ) για $V_{\text{dc}} = 1,2\text{ V}$	63
Σχήμα 5.33 Φάσμα πραγματικού ταλαντωτή.....	64
Σχήμα 5.34 Η επίδραση του θορύβου φάσης στο σήμα εξόδου ενός ταλαντωτή...	65
Σχήμα 5.35 Επίδραση του θορύβου φάσης στη φασματική πυκνότητα ισχύος του ταλαντωτή.....	65
Σχήμα 5.36 Μέτρηση θορύβου φάσης.....	66
Σχήμα 5.37 Γραφική παράσταση θορύβου φάσης και output voltage spectrum από την προσομοίωση της τοπολογίας του σχήματος 5.18.....	67
Σχήμα 5.38 Γραφική παράσταση θορύβου φάσης και output voltage spectrum από την προσομοίωση της τοπολογίας του σχήματος 5.25.....	68
Σχήμα 5.39 Γραφική παράσταση θορύβου φάσης και output voltage spectrum από την προσομοίωση της τοπολογίας του pmos cross coupled ταλαντωτή με την προσθήκη ενός επιπλέον πυκνωτή.....	69
Σχήμα 5.40 Γραφική παράσταση θορύβου φάσης και output voltage spectrum από την προσομοίωση της τοπολογίας του σχήματος 5.31.....	70

Σχήμα 6.1 Σχηματικά για την προσομοίωση απόκρισης συχνότητας ανοιχτού και κλειστού βρόχου και για την απόκριση συχνότητας του φίλτρου βρόχου.....	71
Σχήμα 6.2 Τοπολογία nmos cross coupled ταλαντωτή.....	72
Σχήμα 6.3 Σχέση της τάσης ελέγχου του VCO και της συχνότητας εξόδου του.....	73
Σχήμα 6.4 Σχέση της τάσης ελέγχου του VCO και της συχνότητας εξόδου του από την προσομοίωση στο ADS.....	74
Σχήμα 6.5 Τοπολογία Open και Closed Loop με φίλτρο βρόχου 2ης τάξης.....	75
Σχήμα 6.6 Παράμετροι του συστήματος.....	76
Σχήμα 6.7 Γραφικές παραστάσεις για το κέρδος και το περιθώριο φάσης.....	76
Σχήμα 6.8 Φασματική πυκνότητα ισχύος ενός ιδανικού και ενός πραγματικού ταλαντωτή. Το φάσμα του πραγματικού ταλαντωτή είναι εμφανώς πιο πλατύ λόγω του θορύβου φάσης.....	78
Σχήμα 6.9 Θόρυβος φάσης vs. frequency offset.....	79
Σχήμα 6.10 Σχηματικό του συστήματος PLL-steady state phase noise response..	80
Σχήμα 6.11 Παράμετροι PLL στο ADS.....	81
Σχήμα 6.12 Θόρυβος φάσης συστήματος και των επιμέρους στοιχείων του.....	82
Σχήμα 6.13 Πίνακας συνολικού θορύβου φάσης σε σχέση με την συχνότητα.....	82

Λίστα Συντομογραφιών

ADS	Advanced Design Systems
CP	Charge Pump
HB	Harmonic Balance
Nmos	Negative- Channel Metal Oxide Semiconductor
PD	Phase Detector
RF	Radio Frequency
PLL	Phase Locked Loop
Pmos	Positive-Channel Metal Oxide Semiconductor
PN	Phase Noise
Varactor	Variable capacitor
VCO	Voltage controlled Oscillator

Περίληψη

Σκοπός αυτής της διπλωματικής είναι η σχεδίαση και προσομοίωση ενός συστήματος PLL. Πιο αναλυτικά παρουσιάζονται τα επιμέρους στοιχεία που συνθέτουν ένα βρόχο κλειδωμένης φάσης και δίνεται ιδιαίτερη βαρύτητα στο κύκλωμα του ταλαντωτή που είναι το βασικότερο στοιχείο ενός PLL συστήματος. Το κύκλωμα του ταλαντωτή θα μελετηθεί ως προς τα βασικά του χαρακτηριστικά που είναι η κατανάλωση, η απόκριση συχνότητας και η απόκριση θορύβου. Αντίστοιχα, στη συνέχεια θα μελετηθεί η ευστάθεια του συστήματος PLL που εξετάζουμε αλλά και η απόκριση θορύβου του.

Όλες οι προσομοιώσεις των κυκλωμάτων και του συστήματος PLL γίνονται με τη χρήση του εργαλείου προσομοιώσεων ADS (Advanced Design System). Η προσομοίωση των συστημάτων βασίζεται πάνω σε έτοιμα παραδείγματα που παρέχει το ADS τόσο για την μελέτη της απόκρισης της συχνότητας όσο και για τη μελέτη του θορύβου φάσης. Οι παράμετροι του συστήματος τροποποιούνται κατάλληλα με βάση τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος του ταλαντωτή που έχει μελετηθεί αναλυτικά πριν την προσομοίωση των συστημάτων PLL.

Λέξεις κλειδιά:

Βρόχος κλειδωμένης φάσης, σύστημα PLL, ταλαντωτής, cross-coupled ταλαντωτής, VCO, ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση, ευστάθεια βρόχου, θόρυβος φάσης, varactor, φίλτρο βρόχου

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Περιγραφή προβλήματος

Η ραγδαία εξέλιξη των τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών τις τελευταίες δεκαετίες έχει οδηγήσει στη συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση πιο ποιοτικών και ταυτόχρονα πιο φθηνών συσκευών. Αντίστοιχα, η συνεχής ανάπτυξη της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων έχει οδηγήσει στην δημιουργία ακόμη πιο γρήγορων τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται τόσο σε ψηφιακά όσο και σε αναλογικά κυκλώματα.

Το γεγονός ότι σχεδόν όλες οι σύγχρονες ηλεκτρονικές συσκευές χρειάζονται μία συγκεκριμένη συχνότητα αναφοράς για την λειτουργία τους και οι συνεχείς εξελίξεις στον τομέα της ηλεκτρονικής οδήγησαν στην ευρεία χρήση των συστημάτων βρόχου κλειδωμένης φάσης (Phase Locked Loop, PLL) τα οποία βρίσκουν εφαρμογή σε πολλά τηλεπικοινωνιακά συστήματα στο στρατό, στις δορυφορικές τηλεπικοινωνίες αλλά ακόμη και σε απλές ηλεκτρονικές συσκευές που χρησιμοποιούνται καθημερινά και ευρέως. Η χρήση αυτής της τεχνολογίας πρόσθεσε νέα λειτουργικότητα σε πολλά συστήματα και συγχρόνως βελτίωσε την απόδοση των λειτουργιών που προϋπήρχαν και παραδοσιακά εκτελούνταν χωρίς τα πλεονεκτήματα που παρέχει η τεχνολογία των βρόχων κλειδωμένης φάσης.

Η αρχή λειτουργίας των συστημάτων PLL ξεκίνησε να αναπτύσσεται τη δεκαετία του 1930. Το αρχικό τους κόστος και η πολυπλοκότητα τους καθιστούσε τη χρήση τους σε βιομηχανικές και εμπορικές εφαρμογές απαγορευτική με αποτέλεσμα την χρήση άλλων πιο οικονομικών λύσεων. Ωστόσο, η υλοποίηση PLL διατάξεων σε μονολιθικές τεχνολογίες έδωσε την δυνατότητα κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων βρόχου κλειδωμένης φάσης με χαμηλότερο κόστος κι έτσι η χρήση τους έγινε ελκυστικότερη. Μεταξύ των πολλαπλών εφαρμογών τους είναι οι αποδιαμορφωτές FM, οι αποδιαμορφωτές στερεοφωνικού ήχου, οι ανιχνευτές τόνου σήματος, οι συνθέτες συχνότητας και πολλά άλλα.

Βασικό χαρακτηριστικό των συστημάτων PLL είναι ότι συμπεριφέρονται όπως ένα κύκλωμα συντονισμού χωρίς να χρησιμοποιούν πηνία και πυκνωτές. Υπάρχουν 4 είδη PLL: το αναλογικό, το υβριδικό, το ψηφιακό και το ημιψηφιακό. Η παρούσα διπλωματική εργασία εστιάζει στην κατηγορία των αναλογικών PLL, του οποίου τα επιμέρους στοιχεία αναλύονται εκτενέστερα παρακάτω. Τα συστήματα βρόχου κλειδωμένης φάσης αυτής της κατηγορίας χρησιμοποιούνται κατά κύριο λόγο στις ραδιοεπικοινωνίες λόγω των απαιτήσεων για υψηλές συχνότητες.

Τα κύρια μέρη ενός PLL συστήματος είναι ο συγκριτή φάσης (Phase Detector, PD), μία αντλία φορτίου (Charge Pump, CP), ένα χαμηλοπερατό φίλτρο βρόχου

(Low Pass Filter), ένας διαιρέτης (Divider), και ένα; ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (Voltage Controlled Oscillator, VCO). Στόχος του PLL, όπως θα δούμε και παρακάτω, είναι να αναγκάσει τον VCO του συστήματος να παράγει στην έξοδο του ένα σήμα που να είναι ίδιας φάσης με την φάση του σήματος αναφοράς. Το σήμα αναφοράς μπορεί να παράγεται είτε εντός του συστήματος είτε να προέρχεται από κάποια εξωτερική πηγή.

1.2 Συμβολή της εργασίας

Στην διπλωματική αυτή εργασία αρχικά θα αναλύσουμε τα επιμέρους στοιχεία που συνθέτουν ένα βρόχο κλειδωμένης φάσης, δίνοντας μεγαλύτερη βαρύτητα στο φίλτρο του βρόχου και στον ταλαντωτή του συστήματος. Επίσης θα γίνει γραμμική ανάλυση του συστήματος και αναφορά στις περιοχές λειτουργίας ενός τέτοιου συστήματος.

Στη συνέχεια θα πραγματοποιηθεί μελέτη, σχεδίαση και προσομοίωση του φίλτρου βρόχου και αντίστοιχα του ταλαντωτή του συστήματος. Θα δοθεί ιδιαίτερη έμφαση στη λειτουργία του ταλαντωτή καθώς αποτελεί την καρδιά ενός συστήματος PLL.

Τέλος, θα μοντελοποιήσουμε και θα προσομοιώσουμε ένα σύστημα βρόχου κλειδωμένης φάσης, όπου θα ελέγξουμε την ευστάθεια του συστήματος καθώς επίσης θα μελετήσουμε και τον θόρυβο φάσης που παράγουν τα επιμέρους components του συστήματος.

1.3 Διάρθρωση της Διπλωματικής Εργασίας

Στο κεφάλαιο 2, αναφέρονται τα επιμέρους στοιχεία που συνθέτουν ένα βρόχο κλειδωμένης φάσης. Αναλύονται το καθένα ξεχωριστά ώστε να γίνει κατανοητή η δομή ενός συστήματος PLL, καθώς επίσης δίνονται και αντίστοιχα σχήματα που παρουσιάζουν την συνολική τους δομή.

Στο κεφάλαιο 3, αρχικά αναλύονται οι βασικές περιοχές λειτουργίας ενός PLL και στη συνέχεια παρουσιάζεται η γραμμική ανάλυση του ώστε να αναλυθεί ο τρόπος με τον οποίο προκύπτουν ορισμένες βασικές παράμετροι, χαρακτηριστικές του σχεδιασμού ενός βρόχου κλειδωμένης φάσης. Επιπροσθέτως, γίνεται αναφορά στο περιθώριο φάσης και στο περιθώριο κέρδους και το σημαντικό ρόλο που διαδραματίζουν και πως αποδεικνύουν την ευστάθεια ενός συστήματος σε σχέση με τα διαγράμματα Bode.

Στο κεφάλαιο 4, εξετάζεται αναλυτικότερα το φίλτρο βρόχου. Αρχικά γίνεται μία μικρή εισαγωγή που αναφέρει γενικά χαρακτηριστικά των φίλτρων ενώ στη συνέχεια επικεντρώνεται στο χαμηλοπερατό φίλτρο και στη λειτουργία του. Επίσης, μελετώνται οι παράμετροι του φίλτρου και αναλύεται ο τρόπος με τον οποίο προκύπτουν. Στο τέλος, του κεφαλαίου παρουσιάζονται και κάποιες προσομοιώσεις που δείχνουν την λειτουργία ενός χαμηλοπερατού φίλτρου.

Στο κεφάλαιο 5, δίνεται βαρύτητα στο σημαντικότερο κομμάτι ενός

συστήματος PLL που είναι ο ταλαντωτής. Αρχικά, αναφέρονται κάποια γενικά χαρακτηριστικά των ταλαντωτών και στη συνέχεια παρουσιάζεται και προσομοιώνεται ο ταλαντωτής διασταυρωμένου ζεύγους. Επιπλέον, στο τέλος του 5^{ου} κεφαλαίου υπάρχει υποενότητα για τον θόρυβο φάσης στους ταλαντωτές και αντίστοιχες προσομοιώσεις.

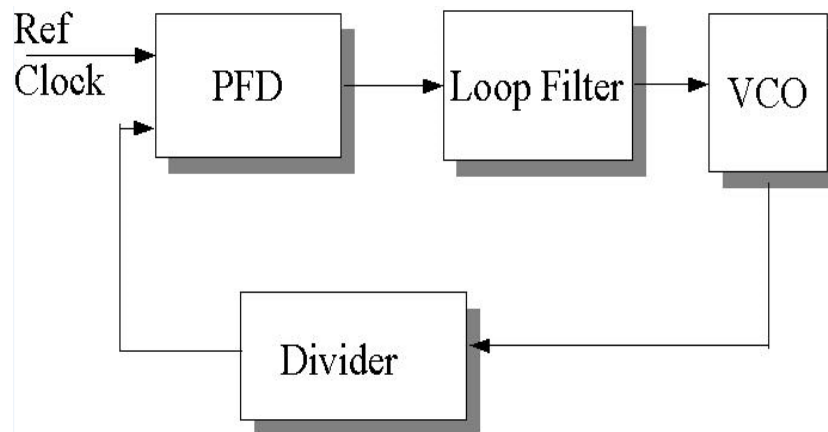
Στο κεφάλαιο 6, σχεδιάζεται και προσομοιώνεται ένα σύστημα PLL. Αρχικά προσδιορίζονται οι παράμετροι του συστήματος και γίνεται ο αναλυτικός υπολογισμός του κέρδους του ταλαντωτή. Μέσω της προσομοίωσης του συστήματος γίνεται ο έλεγχος της ευστάθειας. Τέλος, μελετάται ο θόρυβο φάσης στους βρόχους κλειδωμένης φάσης και παρουσιάζονται αντίστοιχες προσομοιώσεις με βάση τις οποίες προκύπτουν συμπεράσματα για τον θόρυβο του συστήματος.

Κεφάλαιο 2

Το σύστημα PLL και τα βασικά του μέρη

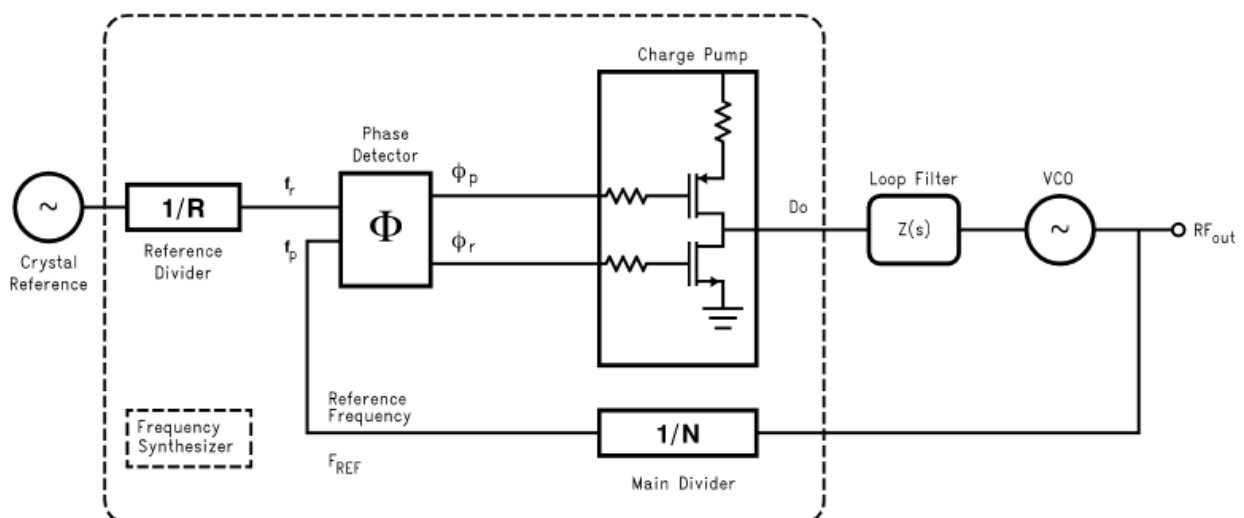
2.1 Τα βασικά blocks ενός PLL

Ένα σύστημα βρόχου κλειδωμένης φάσης αποτελείται από ένα συγκριτή φάσης, ένα χαμηλοπερατό φίλτρο βρόχου, ένα διαιρέτη και έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση. Το βασικό διάγραμμα μπλοκ για ένα PLL σύστημα παρουσιάζεται και στο σχήμα 2.1.



Σχήμα 2.1 Διάγραμμα με τα βασικά blocks ενός PLL συστήματος

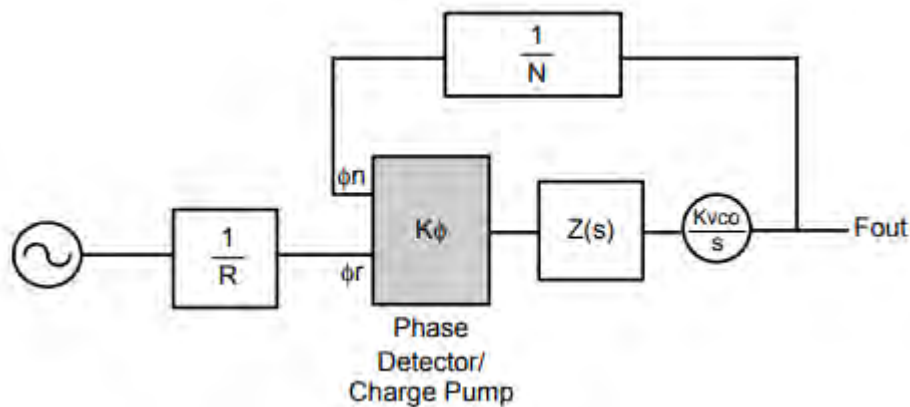
Το παραπάνω διάγραμμα δείχνει μία πιο γενική μορφή των PLL συστημάτων. Εμείς όμως θα εξετάσουμε μία άλλη μορφή που περιλαμβάνει και μία αντλία φορτίου μεταξύ του PFD και του Loop Filter, όπως στο σχήμα 2.2.



Σχήμα 2.2 Διάγραμμα Charge Pump PLL

2.1.1 Συγκριτής φάσης

Πιθανότατα το πιο δύσκολο προς μελέτη στοιχείο ενός συστήματος PLL. Ο συγκριτής (ή ανιχνευτής) φάσης παράγει ένα σήμα χαμηλής συχνότητας το οποίο είναι ανάλογο της διαφοράς φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου και του σήματος του κυκλώματος VCO. Για παράδειγμα, αν η συχνότητα του σήματος αναφοράς στην είσοδο μεταβληθεί ελαφρώς η διαφορά φάσης μεταξύ αυτού του σήματος και του σήματος του VCO θα αρχίσει να μεταβάλλεται με την πάροδο του χρόνου. Αυτό θα προκαλέσει μία αντίστοιχη μεταβολή στην τάση ελέγχου του VCO ώστε να προσπαθήσει να την εξισώσει με εκείνη του σήματος αναφοράς στην είσοδο. Αυτή η επιδιόρθωση της τάσης μετατρέπεται σε ρεύμα στην αντλία φορτίου. Επειδή συχνά η charge pump και ο phase detector είναι ενσωματωμένοι σαν ένα στοιχείο για λόγους απλότητας κι εμείς σε αυτή τη διπλωματική θα τα χειριζόμαστε ως ένα block.

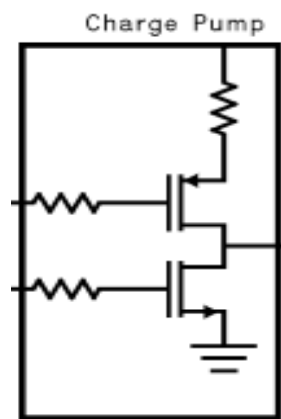


Σχήμα 2.3 Διάγραμμα ενός PLL όπου το γραμμοσκιασμένο σχήμα αποτελεί τον συγκριτή φάσης

Παρατηρώντας το παραπάνω σχήμα βλέπουμε ότι η έξοδος μοντελοποιείται ως φάση και όχι ως συχνότητα. Είναι λογικότερο να μοντελοποιούμε το σύστημα με βάση τη φάση και όχι την συχνότητα γιατί ο συγκριτής φάσης λειτουργεί με γνώμονα τη φάση. Για το λόγο αυτό το κέρδος του ταλαντωτή διαιρείται με την σταθερά s έτσι ώστε να γίνεται η μετατροπή της συχνότητας σε φάση. Η φάση εξόδου του VCO διαιρείται από το divider ratio, N , του διαιρέτη, πρώτου να φτάσει το σήμα στον phase detector. Αντίστοιχα, η φάση εξόδου του ταλαντωτή που παράγει το σήμα αναφοράς του συστήματος διαιρείται από την μεταβλητή R πρώτου να φτάσει στον συγκριτή φάσης. Αξίζει να σημειωθεί ότι αν ο βρόχος PLL δεν μπορεί να επιδιορθώσει γρήγορα την διαφορά φάσης ανάμεσα στο σήμα εξόδου του ταλαντωτή και του σήματος αναφοράς τότε το σύστημα αργεί να κλειδώσει, γεγονός που μειώνει την απόδοση του συστήματος.

2.1.2 Αντλία φορτίου (charge pump)

Μετά τον ανιχνευτή φάσης ακολουθεί η αντλία φορτίου, σχήμα 2.4. Επιθυμητός στόχος είναι η έξοδος του ταλαντωτή να ακολουθεί τις αλλαγές του σήματος εισόδου του βρόγχου κλειδωμένης φάσης. Ο phase detector είναι αυτός που ελέγχει το άνοιγμα ή το κλείσιμο της charge pump η οποία εκτελεί τις εντολές καθορίζοντας με αυτό τον τρόπο το ρεύμα που παρέχεται ή απορροφάται από το χαμηλοπερατό φίλτρο. Η λειτουργία της αντλίας φορτίου διακρίνεται σε 2 περιπτώσεις όπου τα τρανζίστορ pmos και nmos που αποτελούν την αντλία είναι υπεύθυνα για την παροχή σε ή άντληση ρεύματος από το φίλτρο αντίστοιχα. Ανάλογα, λοιπόν, με το αν πρέπει να αυξηθεί η τάση ελέγχου του ταλαντωτή που ελέγχει τη συχνότητα του, ο phase detector καθορίζει μέσω της charge pump αν θα πρέπει να φορτιστεί ή να εκφορτιστεί το χαμηλοπερατό φίλτρο.



Σχήμα 2.4 Αντλία Φορτίου – Charge Pump

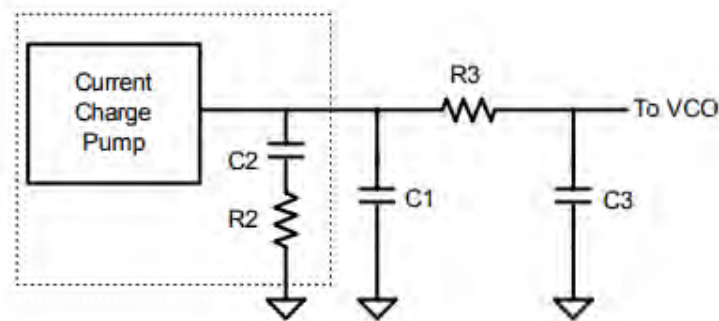
Ο συγκριτής φάσης μετατρέπει το phase error σε τάση, η οποία με τη σειρά της μετατρέπεται από την αντλία φορτίου σε ρεύμα επιδιόρθωσης. Για αυτό μία charge pump συνδυάζεται πάντα με έναν phase detector. Τα πλεονέκτημα της χρήσης των δύο αυτών στοιχείων είναι πολλά. Χρησιμοποιώντας έναν συγκριτή φάσης, το PLL είναι ικανό να κλειδώσει σε οποιαδήποτε συχνότητα, ανεξάρτητα από το πόσο μακριά είναι από τη συχνότητα και ανεξάρτητα από το αν δεν έχει σταθερό σφάλμα φάσης.

2.1.3 Φίλτρο βρόγχου

Το κύκλωμα ενός φίλτρου είναι σχεδιασμένο με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτρέπει την διέλευση συγκεκριμένων συχνοτήτων ενώ παράλληλα αποκόπτει όλα τα άλλα σήματα. Για το λόγο αυτό τα φίλτρα βρίσκουν εφαρμογή σε πολλά συστήματα επεξεργασίας σημάτων. Υπάρχουν διαφορετικά είδη φίλτρων τα οποία διαχωρίζονται μεταξύ τους με βάση το εύρος συχνοτήτων που επιτρέπουν να διέλθει μέσω αυτών.

Στο PLL σύστημα που εξετάζουμε εμείς χρησιμοποιείται ένα χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο τοποθετείται στην έξοδο της αντλίας φορτίου, σχήμα 2.5. Το χαμηλοπερατό φίλτρο χρησιμοποιείται για να εξομαλύνει το σήμα εξόδου του phase detector που υπολογίζει την διαφορά φάσης του σήματος αναφοράς και του σήματος του VCO. Επειδή το σύστημα πρέπει να αποκρίνεται σε αλλαγές της

συχνότητας του σήματος αναφοράς κι επειδή ο PD μπορεί να δίνει έξοδο και σε σήματα που δεν πρέπει, το φίλτρο οφείλει να εμποδίσει τέτοια σήματα να φτάσουν στον VCO, διαφορετικά το σήμα εξόδου του θα διαμορφώνεται χωρίς λόγο. Συνεπώς, το φίλτρο είναι ένα πολύ βασικό στοιχείο σε ένα PLL σύστημα.

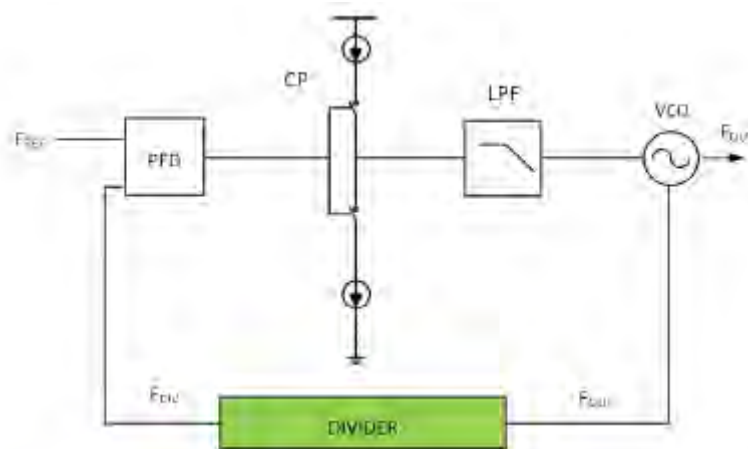


Σχήμα 2.5 Παθητικό φίλτρο βρόχου

Ο πυκνωτής C1 έχει προστεθεί επειδή μπορεί να μειώσει σημαντικά τα επίπεδα των spurs. Ομοίως και τα στοιχεία R3 και C3 προστέθηκαν για περαιτέρω μείωση των reference spur levels.

2.1.4 Διαιρέτης

Ο διαιρέτης βρίσκεται μεταξύ της εξόδου του ταλαντωτή VCO και της εισόδου του ανιχνευτή φάσης, συνδέοντας τες και κλείνοντας με αυτό τον τρόπο το βρόχο ανάδρασης, σχήμα 2.6. Το σήμα αναφοράς συγκρίνεται με το σήμα του VCO διαιρούμενο κατά N. Ο διαιρέτης δέχεται την κυματομορφή εξόδου του ταλαντωτή και την αναπαράγει με συχνότητα διαιρεμένη κατά N. Είναι απαραίτητο η συχνότητα εξόδου του ταλαντωτή και η συχνότητα αναφοράς να είναι ίσες για λόγους σύγκρισης. Γενικά, η τάση εξόδου του VCO είναι αρκετά μεγαλύτερη σε σχέση με την συχνότητα αναφοράς για αυτό και είναι απαραίτητη η ύπαρξη ενός διαιρέτη.



Σχήμα 2.6 Διάγραμμα συστήματος PLL όπου το γραμμοσκιασμένο σχήμα είναι ο διαιρέτης

Πρέπει να σημειωθεί ότι σε ένα σύστημα PLL μόνο ο ταλαντωτής και ο διαιρέτης συχνότητας είναι αναγκαίο να λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες. Το μεγάλο μειονέκτημα όμως της λειτουργίας σε υψηλές συχνότητες δημιουργεί αντίστοιχα και μεγάλη κατανάλωση ισχύος και προσθέτει θόρυβο φάσης στο σύστημα. Επίσης, πρέπει να αναφερθεί ότι ο ρόλος των διαιρετών συχνότητας είναι πολύ σημαντικός ειδικά όταν πρόκειται να χρησιμοποιηθούν σε συστήματα PLL που προορίζονται για συνθέτες συχνοτήτων.

2.1.5 Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση (Voltage Controlled Oscillator – VCO)

Ο ταλαντωτής θα μπορούσε ίσως να χαρακτηριστεί ως η καρδιά ενός συστήματος PLL καθώς η υψηλής συχνότητας κυματομορφή που παράγει αποτελεί την έξοδο του συστήματος. Υπάρχουν πολλοί τύποι ταλαντωτών, όμως στην παρούσα διπλωματική εργασία προσομοιώνεται και εξετάζεται ένας ταλαντωτής διασταυρωμένου ζεύγους (cross – coupled oscillator). Ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση είναι σχεδιασμένος έτσι ώστε μέσω μίας τάσης ελέγχου να μεταβάλει αναλόγως και την συχνότητα ταλάντωσης του.

Η περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας, η παραμόρφωση FM, η ολίσθηση της κεντρικής συχνότητας και η ευαισθησία ως προς την τάση τροφοδοσίας καθορίζονται όλα από τη συμπεριφορά του κυκλώματος VCO. Τα κυκλώματα VCO των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι συνήθως απλά κυκλώματα πολυδονητών R-C στα οποία οι μεταβολές στο ρεύμα φόρτισης του πυκνωτή καθορίζονται από την είσοδο ελέγχου. Επίσης, το κύκλωμα του VCO είναι συνήθως ο βασικός περιοριστικός παράγοντας ως προς την περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας σε ένα σύστημα βρόχου κλειδωμένης φάσης. Η βαθμίδα του ταλαντωτή θα αναλυθεί εκτενέστερα και στη συνέχεια της εργασίας.

Κεφάλαιο 3

Η αρχή λειτουργίας του βρόχου κλειδωμένης φάσης

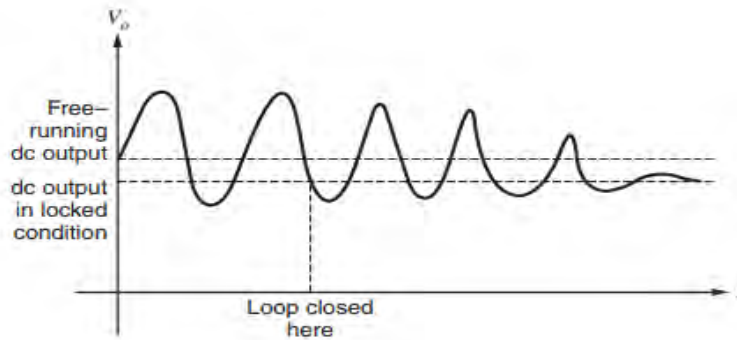
3.1 Βασικές αρχές λειτουργίας του βρόχου κλειδωμένης φάσης

Έχοντας περιγράψει όλα τα επιμέρους blocks τα οποία συνθέτουν ένα σύστημα PLL θα προχωρήσουμε στην περιγραφή της λειτουργίας του. Υπάρχουν 3 περιοχές λειτουργίας οι οποίες είναι οι free running, capture και locked.

Στην κατάσταση ελεύθερης λειτουργία (free running) στην είσοδο του συστήματος δεν εφαρμόζεται κάποια τάση, δεν υπάρχει συχνότητα αναφοράς κι ο ταλαντωτής λειτουργεί σε μία συχνότητα που αντιστοιχεί σε μηδενική τάση dc στην είσοδο ελέγχου του, η οποία ονομάζεται συχνότητα ελεύθερης ταλάντωσης ή κεντρική συχνότητα.

Στην περιοχή capture ή αλλιώς στην περιοχή σύλληψης ο βρόχος μεταβαίνει από την κατάσταση ελεύθερης λειτουργίας στην κατάσταση στην οποία είναι κλειδωμένος σε ένα σήμα. Όταν εφαρμοστεί στην είσοδο ένα σήμα με συχνότητα κοντά στη συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας ο βρόχος μπορεί είτε να κλειδώσει είτε να παραμείνει σε ελεύθερη λειτουργία. Πιο αναλυτικά για να περιγράψουμε την διαδικασία σύλληψης υποθέτουμε ότι αρχικά ο βρόχος είναι ανοικτός μεταξύ του φίλτρου και της εισόδου ελέγχου του VCO και ότι στην είσοδο του PLL εφαρμόζεται ένα σήμα με συχνότητα πολύ κοντά αλλά όχι ακριβώς ίση με τη συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας του ταλαντωτή. Ο ανιχνευτής φάσης από την πλευρά του δίνει το άθροισμα και τη διαφορά των συχνοτήτων των δύο σημάτων. Το άθροισμα των δύο συχνοτήτων μας δίνει μία αρκετά υψηλή συχνότητα με συνέπεια η συνιστώσα αυτή να φιλτράρεται από το χαμηλοπερατό φίλτρο. Στην έξοδο του φίλτρου παράγεται ένα ημιτονικό σήμα του οποίου η συχνότητα είναι ίση με τη διαφορά της κεντρικής συχνότητας του κυκλώματος του ταλαντωτή και της συχνότητας αναφοράς του σήματος εισόδου.

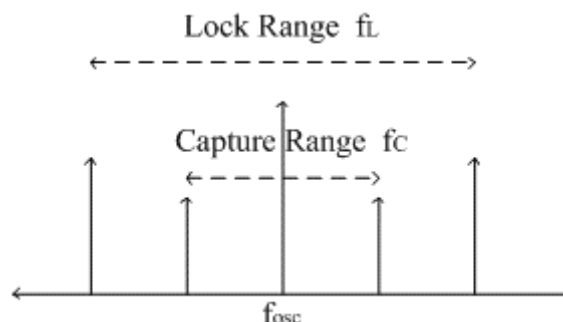
Μόλις ο βρόχος κλείσει τότε η συχνότητα του VCO γίνεται και η ίδια μία ημιτονική συνάρτηση ως προς το χρόνο και ο ανιχνευτής φάσης προσπαθεί να μεταβάλει την διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος αναφοράς και του σήματος του ταλαντωτή μέχρι η διαφορά των δύο συχνοτήτων να μηδενιστεί. Για το λόγο αυτό υπάρχει μία ασυμμετρία της κυματομορφής στην έξοδο του ανιχνευτή φάσης όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.1 κατά τη διαδικασία σύλληψης και όπως φαίνεται η διαφορά μεταξύ των συχνοτήτων μειώνεται βαθμιαία. Φυσικά, από την στιγμή που θα κλειδώσει το σύστημα η διαφορά συχνοτήτων μηδενίζεται και στην έξοδο του φίλτρου παραμένει μία μόνο dc τάση.



Σχήμα3.1 Τυπική έξοδος του ανιχνευτή φάσης κατά τη μετάβαση σε σύλληψη

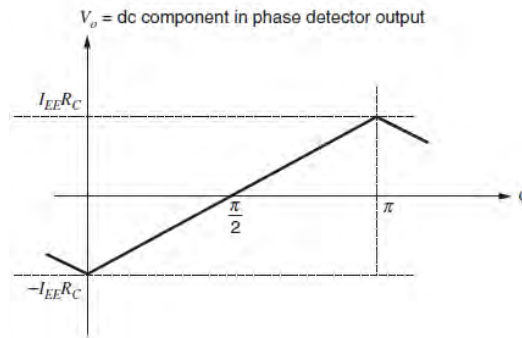
Αν θέλαμε να δώσουμε έναν ορισμό στην περιοχή σύλληψης του βρόχου θα μπορούσαμε να πούμε ότι ορίζεται ως η περιοχή συχνοτήτων σήματος εισόδου γύρω από μία κεντρική συχνότητα για την οποία ο βρόχος ξεκινώντας από την κατάσταση ελεύθερης λειτουργίας θα κλειδώσει. Ο χρόνος σύλληψης είναι ο χρόνος που απαιτείται για τη σύλληψη του σήματος από το βρόχο. Οι παράμετροι αυτοί εξαρτώνται από το κέρδος του βρόχου και το εύρος ζώνης (Bandwidth, BW) του φίλτρου. Το φίλτρο αποσκοπεί στην αποκοπή των συχνοτήτων που είναι μακριά από την κεντρική συχνότητα οι οποίες προκύπτουν από παρεμβαλλόμενα σήματα. Επομένως, η μείωση του BW του χαμηλοπερατού φίλτρου βελτιώνει την απόρριψη των σημάτων εκτός ζώνης όμως ταυτοχρόνως προκαλεί και την μείωση της περιοχής σύλληψης, μεγαλώνει το χρόνο σύλληψης και μειώνει το περιθώριο φάσης του βρόχου.

Τέλος, η περιοχή κλειδώματος ή αλλιώς locked είναι και η επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας καθώς υποδεικνύει ότι το PLL βρίσκεται στην περιοχή όπου πλέον ο ταλαντωτής είναι κλειδωμένος στην συχνότητα αναφοράς. Είναι γνωστό ότι ένα PLL σύστημα δε κλειδώνει σε όλες τις συχνότητες έτσι αν η συχνότητα αναφοράς αποκλίνει από το lock range τότε το σύστημα θα ξεκλειδώσει. Το lock range είναι το εύρος συχνοτήτων εντός του οποίου το PLL είναι κλειδωμένο και είναι μεγαλύτερο του capture range εντός του οποίου το PLL προσπαθεί να κλειδώσει ενώ η free running συχνότητα είναι συνήθως στο κέντρο του capture range. Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται η σχέση μεταξύ του lock range και του capture range.



Σχήμα 3.2 Περιοχές λειτουργίας ενός PLL συστήματος

Η περιοχή κλειδωμένου βρόχου είναι η περιοχή των συχνοτήτων εισόδου γύρω από την κεντρική συχνότητα για την οποία ο βρόχος παραμένει κλειδωμένος. Στις περισσότερες περιπτώσεις η περιοχή αυτή καθορίζεται από την πεπερασμένη περιοχή σύγκρισης του συγκριτή φάσης, ο οποίος για κάποια κρίσιμη τιμή της διαφοράς φάσης ανάμεσα στο σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου του κυκλώματος του VCO παύει να συμπεριφέρεται γραμμικά. Η χαρακτηριστική μεταφοράς του συγκριτή φάσης φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα 3.3 .



Σχήμα 3.3 Γραφική παράσταση της εξόδου του ανιχνευτή φάσης σε σχέση με τη διαφορά φάσης

Από την παραπάνω εικόνα είναι εμφανές ότι, για να διατηρηθεί ο βρόχος σε κλειδωμένη κατάσταση, η διαφορά φάσης μεταξύ της εξόδου του VCO και του εισερχόμενου σήματος πρέπει να παίρνει τις τιμές από μηδέν ως π . Αν η διαφορά φάσης γίνει ίση με μηδέν ή π , τότε το μέγεθος της τάσης dc στην έξοδο του συγκριτή φάσης είναι

$$V_o(\max) = \pm K_D \left(\frac{\pi}{2} \right)$$

Η τάση αυτή εφαρμόζεται στην είσοδο του κυκλώματος του VCO, μετατοπίζοντας τη συχνότητα του κυκλώματος αυτού από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας του κατά

$$\Delta\omega_{osc} = K_D A K_O \left(\frac{\pi}{2} \right) = \left(\frac{K_V \pi}{2} \right)$$

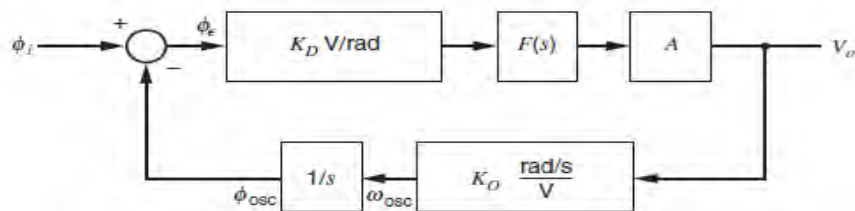
Αν τώρα η συχνότητα εισόδου απομακρυνθεί από τη συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας, θα πρέπει να εφαρμοστεί μεγαλύτερη τάση στο κύκλωμα VCO έτσι ώστε να μετατοπιστεί αναλόγως η συχνότητα του. Ωστόσο, ο ανιχνευτής φάσης δεν μπορεί να παρέχει στην έξοδο του μεγαλύτερη τάση dc για περαιτέρω μετατόπιση της συχνότητας του κυκλώματος VCO, με αποτέλεσμα την απώλεια του κλειδωμένου βρόχου. Επομένως, η περιοχή κλειδωμένου βρόχου, ω_L , δίνεται από τη σχέση

$$\omega_L = K_v \frac{\pi}{2}$$

Η παραπάνω σχέση δίνει την αμφίπλευρη περιοχή συχνοτήτων γύρω από τη συχνότητα ελεύθερης λειτουργίας για την οποία ο βρόχος μπορεί να παρακολουθεί τις μεταβολές των συχνοτήτων εισόδου.

3.2 Γραμμική ανάλυση του βρόχου κλειδωμένης φάσης

Στην περιοχή κλειδώματος υπάρχει μία γραμμική σχέση ανάμεσα στο σήμα του ταλαντωτή και το σήμα εισόδου. Αυτό μας επιτρέπει να χρησιμοποιήσουμε έννοιες από τη θεωρία των γραμμικών συστημάτων ανάδρασης ώστε να μπορέσουμε να αναλύσουμε περαιτέρω τον βρόχο στην κλειδωμένη κατάσταση, σχήμα 3.4.



Σχήμα 3.4 Διάγραμμα μπλοκ για ένα σύστημα PLL

Στο παραπάνω σχήμα 3.4, απεικονίζεται το PLL σύστημα στην κλειδωμένη κατάσταση λειτουργίας του. Όπου το K_d V/rad είναι το κέρδος του συγκριτή φάσης, $F(s)$ είναι η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου βρόχου, A είναι το συνολικό κέρδος που εισάγει ο βρόχος ορθής φοράς και K_o rad/s ανά volt είναι το κέρδος του κυκλώματος του ταλαντωτή VCO.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου δίνεται από την σχέση:

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{\phi_i} &= \frac{K_D F(s) A}{1 + K_D F(s) A \frac{K_o}{s}} \\ &= \frac{s K_D F(s) A}{s + K_D K_o A F(s)} \end{aligned}$$

με βάση τον τύπο

$$\omega_i = \frac{d\phi_i}{dt}$$

προκύπτει για $\omega_i(s) = s\phi_i(s)$ η σχέση:

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{s} \frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_D F(s) A}{s + K_D K_O A F(s)}$$

Αν εξετάσουμε την περίπτωση όπου δεν υπάρχει το φίλτρο βρόγχου τότε έχουμε $F(s) = 1$ και ο βρόχος που προκύπτει είναι ένας βρόχος 1ης τάξης. Οπότε θα έχουμε:

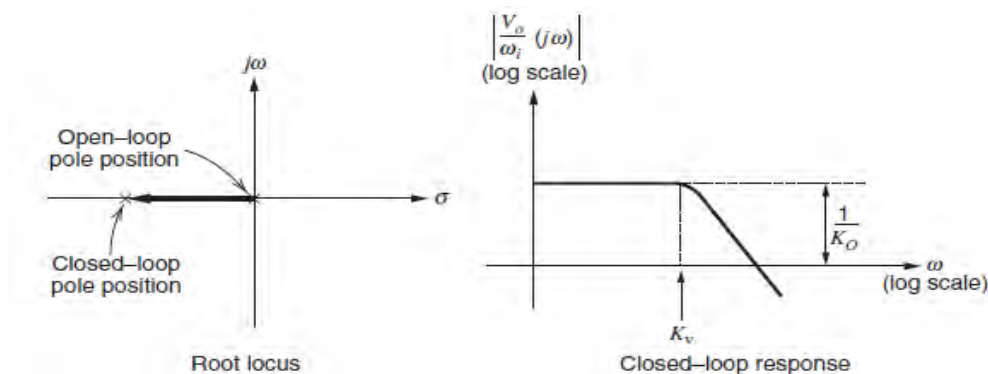
$$\frac{V_o}{\omega_i} = \left(\frac{K_v}{s + K_v} \right) \left(\frac{1}{K_O} \right)$$

όπου

$$K_v = K_O K_D A$$

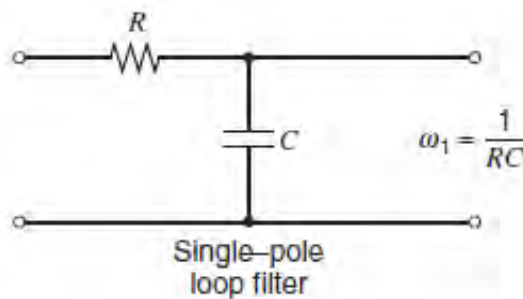
Η σταθερά K_v ονομάζεται κέρδος βρόχου.

Στο σχήμα 3.5 που ακολουθεί φαίνεται ο γεωμετρικός τόπος των ριζών για αυτή τη χαρακτηριστική μεταφοράς απλού πόλου σε συνάρτηση με το κέρδος K_v του βρόχου, επίσης παρουσιάζεται και η απόκριση συχνότητας του βρόχου.



Σχήμα 3.5 Γεωμετρικός τόπος των ριζών και απόκριση συχνότητας για το βρόχο κλειδωμένης φάσης πρώτης τάξης

Ωστόσο, η πιο συνηθισμένη συνδεσμολογία για τη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων PLL είναι ο βρόχος 2ης τάξης. Σε αυτή τη περίπτωση η συνάρτηση μεταφοράς $F(s)$ του φίλτρου είναι μια χαμηλοπερατή συνάρτηση απλού πόλου η οποία υλοποιείται με μια αντίσταση και έναν πυκνωτή.



Σχήμα 3.6 Φίλτρο βρόχου απλού πόλου

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δίνεται από την σχέση:

$$F(s) = \left(\frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_1}} \right)$$

οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς δίνονται από τον τύπο:

$$s = -\frac{\omega_1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4K_v}{\omega_1}} \right)$$

Οπότε η συνάρτηση μεταφοράς μπορεί πλέον να εκφραστεί ως

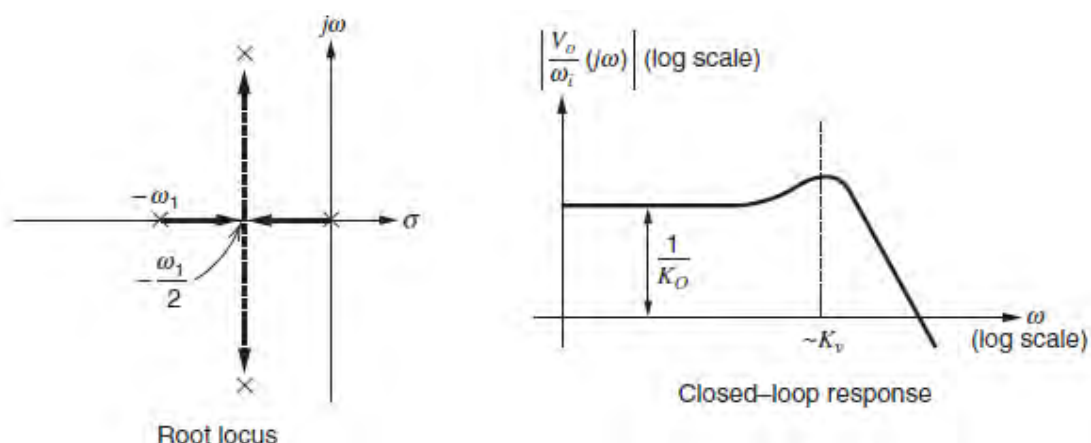
$$\frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_O} \left(\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}s + 1} \right)$$

όπου

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1}$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}}$$

Στο σχήμα 3.7 φαίνεται ο γεωμετρικός τόπος των ριζών αυτού του συστήματος ανάδρασης για διάφορες τιμές του K_v , μαζί με την αντίστοιχη απόκριση συχνότητας.



Σχήμα 3.7 Γεωμετρικός τόπος των ριζών και απόκριση συχνότητας για ένα βρόχο κλειδωμένης φάσης 2ης τάξης.

3.3 Ευστάθεια συστήματος (Stability) PLL

3.3.1 Περιθώριο φάσης και περιθώριο κέρδους

Για να θεωρείται ένα σύστημα αξιόπιστο πρέπει να μην επιτρέπεται να επέλθει σε αστάθεια. Αυτό συνεπάγεται ότι οι πόλοι των υποκυκλωμάτων πρέπει να βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό επίπεδο. Σε αναλογικά συστήματα αυτή είναι μία απαραίτητη προδιαγραφή που πρέπει να ισχύει. Για να γίνει ο έλεγχος της ευστάθειας ενός συστήματος πρέπει να γίνει έλεγχος του Κριτηρίου Ευστάθειας. Για να διατυπωθεί και να εφαρμοστεί το σχετικό Κριτήριο Ευστάθειας πρέπει να οριστούν 2 νέα μεγέθη τα οποία είναι το Περιθώριο Κέρδους και το Περιθώριο Φάσης του συστήματος.

Ως περιθώριο κέρδους (Gain Margin), έστω k_{π} , ορίζεται η επιπλέον ενίσχυση που μπορεί να εισαχθεί πολλαπλασιαστικά στη Συνάρτηση Μεταφοράς Ανοιχτού Βρόχου ώστε το κλειστό σύστημα να φτάσει σε Οριακή Ευστάθεια:

$$k_{\pi} = \frac{1}{|GH(j\omega_{\pi})|}, \text{ όπου } \omega_{\pi} \text{ είναι η συχνότητα στην οποία ισχύει } \angle GH(j\omega_{\pi}) = -180^{\circ}$$

ενώ σε λογαριθμική κλίμακα ο τύπος του gain margin είναι:

$$k_{\pi} (dB) = 20 \cdot \log_{10} \frac{1}{|GH(j\omega_{\pi})|} = -20 \cdot \log_{10} |GH(j\omega_{\pi})|, \text{ στην ίδια συχνότητα } \omega_{\pi}.$$

Η συχνότητα ω_{π} ονομάζεται phase crossover frequency, διότι ακριβώς σ' αυτή τη συχνότητα η καμπύλη φάσης διασχίζει το οριζόντιο φράγμα των -180° , περνώντας είτε από αρνητική φάση ($> -180^{\circ}$) σε θετική ($< -180^{\circ}$ δηλαδή $< -180^{\circ}$) ή το αντίθετο.

Περιθώριο φάσης (Phase Margin), έστω φ_{π} , είναι η επιπλέον φάση που μπορεί να προστεθεί στη Συνάρτηση Μεταφοράς Ανοιχτού Βρόχου ώστε το κλειστό σύστημα να φτάσει σε Οριακή Ευστάθεια:

$$\varphi_{\pi} = 180^{\circ} + \angle GH(j\omega_1), \text{ όπου } \omega_1 \text{ είναι η συχνότητα στην οποία } |GH(j\omega_1)| = 1.$$

Σε λογαριθμική κλίμακα αντίστοιχα η σχέση γράφεται ως

$$20 \cdot \log_{10} |GH(j\omega_1)| = 0dB$$

Όπου ω_1 είναι η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους ή αλλιώς gain crossover frequency. Σε αυτή τη συχνότητα η καμπύλη μέτρου διασχίζει το οριζόντιο φράγμα των 0 dB, (μοναδιαίο κέρδος) περνώντας είτε από ενίσχυση σε απόσβεση είτε το αντίθετο.

3.3.2 Κριτήριο Ευστάθειας μέσω διαγράμματος Bode

Το Κριτήριο Ευστάθειας μπορεί να εφαρμοστεί είτε με βάση το περιθώριο κέρδους είτε με βάση το περιθώριο φάσης καθώς οι δύο μορφές είναι ισοδύναμες μεταξύ τους και συμφωνούν στο αποτέλεσμα. Εμπειρικά έχουν καθοριστεί τα εξής όρια ώστε ένα σύστημα να θεωρείται ευσταθές, αυτά είναι:

$$k_x(dB) > 10dB - 15dB, \quad \varphi_x > 30^\circ - 35^\circ.$$

για το περιθώριο κέρδους και το περιθώριο φάσης αντίστοιχα.

Με βάση τα διαγράμματα Bode της Συνάρτησης Μεταφοράς Ανοιχτού Βρόχου και τα περιθώρια φάσης και κέρδους μπορεί να διατυπωθεί το Κριτήριο Ευστάθειας ως εξής:

- i) αν το περιθώριο κέρδους με βάση το διάγραμμα Bode είναι

$$k_x \begin{cases} > 1 \\ = 1 \\ < 1 \end{cases}, \text{ τότε το κλειστό σύστημα είναι } \begin{cases} \text{ευσταθές} \\ \text{οριακάευσταθές} \\ \text{ασταθές} \end{cases}$$

αντίστοιχα σε λογαριθμική κλίμακα

$$k_x(dB) \begin{cases} > 0dB \\ = 0dB \\ < 0dB \end{cases}, \text{ τότε το κλειστό σύστημα είναι } \begin{cases} \text{ευσταθές} \\ \text{οριακάευσταθές} \\ \text{ασταθές} \end{cases}$$

- ii) να το περιθώριο φάσης με βάση το διάγραμμα Bode είναι

$$\varphi_x \begin{cases} > 0^\circ \\ = 0^\circ \\ < 0^\circ \end{cases}, \text{ τότε το κλειστό σύστημα είναι } \begin{cases} \text{ευσταθές} \\ \text{οριακάευσταθές} \\ \text{ασταθές} \end{cases}$$

Με βάση τα παραπάνω μπορούμε να συμπεράνουμε ότι οι δύο μορφές περιθωρίων πρακτικά ποσοτικοποιούν την έννοια της ευστάθειας ενός κλειστού συστήματος, μετατρέποντας τη σε μετρήσιμο μέγεθος.

Κεφάλαιο 4

Μελέτη του φίλτρου βρόχου

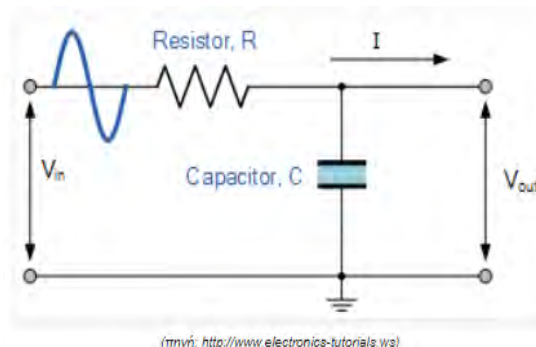
4.1 Γενικά για τα φίλτρα

Τα φίλτρα στην ηλεκτρονική είναι κυκλώματα που επιτρέπουν σε σήματα συγκεκριμένων συχνοτήτων να διέλθουν σε κάποιο άλλο κύκλωμα ενώ ταυτοχρόνως μηδενίζουν όλα τα υπόλοιπα. Πρέπει να τονιστεί ότι τα φίλτρα αλλάζουν την απόκριση τους ανάλογα με τη συχνότητα του εισερχόμενου σήματος δεν αλλάζουν τα σήματα του ηλεκτρονικού συστήματος που εισέρχονται σε αυτό.

Κάθε φίλτρο έχει ένα κέρδος για την κάθε συχνότητα το οποίο κέρδος προσδιορίζεται από τον λόγο V_{out}/V_{in} (ή αλλιώς συνάρτηση μεταφοράς και συμβολίζεται με το γράμμα H), το οποίο σε dB υπολογίζεται από την σχέση $20 \cdot (\log[V_{out}/V_{in}])$. Εμείς αυτό που επιθυμούμε όταν χρησιμοποιούμε ένα φίλτρο είναι το κέρδος σε dB να είναι μεγαλύτερο ή ίσο με το μηδέν για κάποιες συχνότητες και μικρότερο για όσες επιθυμούμε να αποκόπτονται.

Τα φίλτρα διαχωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες στα παθητικά και τα ενεργητικά. Τα πρώτα αποτελούνται από εξαρτήματα όπως αντιστάσεις, πηνία, πυκνωτές κ.λπ., ενώ τα δεύτερα περιλαμβάνουν ενεργά εξαρτήματα όπως είναι ο τελεστικός ενισχυτής. Εμείς στα κυκλώματα μας θα συμπεριλάβουμε την πρώτη κατηγορία, αυτή των παθητικών φίλτρων. Επίσης, τα φίλτρα κατηγοριοποιούνται ανάλογα με τις συχνότητες διέλευσης που επιτρέπουν. Τα σήματα που εισέρχονται και εμπίπτουν στην επιθυμητή συχνότητα ονομάζονται passband, ενώ οι συχνότητες που δεν ανήκουν στο passband ονομάζονται stopband. Έτσι, τα φίλτρα χωρίζονται σε:

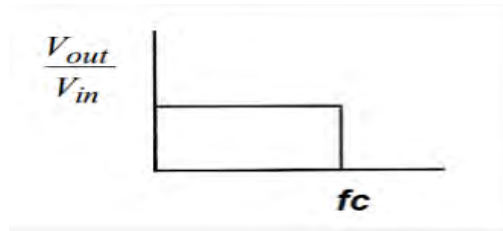
- χαμηλοπερατά: επιτρέπουν την διέλευση σημάτων με συχνότητα μικρότερη από τη συχνότητα αποκοπής f_c ενώ ταυτόχρονα αποτρέπουν την διέλευση υψηλότερων συχνοτήτων. Ως συχνότητα αποκοπής ορίζουμε τη συχνότητα που διαχωρίζει τα passband από τα stopband. Το παρακάτω σχήμα αποτελεί παράδειγμα



χαμηλοπερατού φίλτρου.

Σχήμα 4.1 Χαμηλοπερατό φίλτρο

ενώ η αντίστοιχη χαρακτηριστική ενός χαμηλοπερατού φίλτρου είναι:



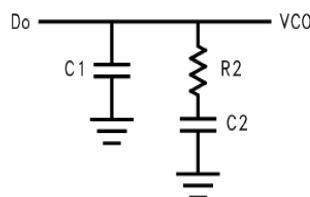
Σχήμα 4.2 Χαρακτηριστική ενός χαμηλοπερατού φίλτρου

- Υψηλεπερατά: σε αυτή την κατηγορία τα φίλτρα λειτουργούν με ακριβώς ανάποδο τρόπο από τα χαμηλοπερατά.
- Ζωνοπερατά: χαρακτηρίζονται τα φίλτρα που περιορίζουν τα σήματα διέλευσης σε ένα κύκλωμα. Επιτρέπουν μόνο ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων. Σήματα με συχνότητες μεγαλύτερες ή μικρότερες, εκτός δηλαδή του εύρους συχνοτήτων σε περνάνε στο σύστημα.
- Ζωνοφρακτικά: απορρίπτουν σήματα με συχνότητες εντός ενός εύρους συχνοτήτων επιτρέποντας τη διέλευση όλων των άλλων.

4.2 Χαμηλοπερατό φίλτρο βρόχου

Στην παρούσα διπλωματική ως φίλτρο για το σύστημα μας θα χρησιμοποιηθεί το χαμηλοπερατό φίλτρο. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, ο ανιχνευτής τάσης παίρνει ως εισόδους δυο φάσεις και μας δίνει στην έξοδο μια τάση. Το βήμα αυτό είναι απαραίτητο καθώς το φίλτρο δεν μπορεί να οδηγηθεί από φάση ή συχνότητα, αλλά πρέπει να οδηγηθεί από τάση. Ωστόσο, η μετατροπή αυτή έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία υψηλών συχνοτήτων οι οποίες δεν είναι επιθυμητές. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιείται ένα χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο αποκόπτει αυτές τις ανεπιθύμητες συχνότητες. Η έξοδος του φίλτρου είναι μία τάση η οποία πληροφορεί τον VCO είτε να αυξήσει ή να μειώσει την συχνότητα εξόδου του. Η τάση εξόδου του φίλτρου είναι ανάλογη του φορτίου των πυκνωτών του.

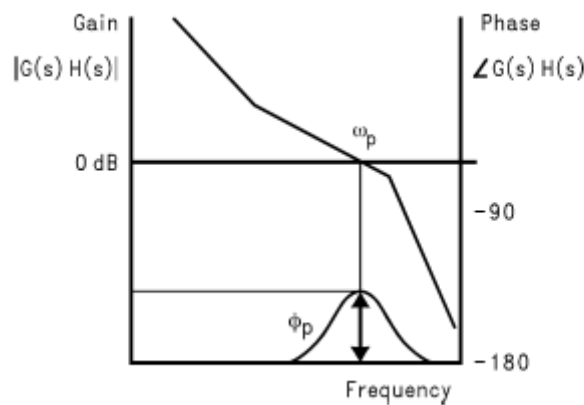
Υπάρχουν φίλτρα διαφορετικών τάξεων το οποίο εξαρτάται από το πλήθος των πόλων που παρουσιάζονται στην συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου. Ένα φίλτρο 2ης τάξης έχει τη μορφή του σχήματος 4.3.



Σχήμα 4.3 2^{ης} τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο

Η έξοδος του ανιχνευτή φάσης περνά ως είσοδος στην charge pump η οποία με τη σειρά της φορτίζει/εκφορτίζει το χαμηλοπερατό φίλτρο και μέσω αυτού μεταβάλλεται και η τάση ελέγχου του VCO. Ο πυκνωτής C1 βοηθά στην αποφυγή διακριτών τάσεων στην είσοδο του VCO εξαιτίας των στιγμιαίων αλλαγών του ρεύματος εξόδου της αντλίας φορτίου. Ένα χαμηλοπερατό φίλτρο χρειάζεται συνήθως σε συνθέτες υψηλών συχνοτήτων που απαιτούν την απόρριψη των ανεπιθύμητων πλευρικών ζωνών (sidebands), γνωστά και ως spurs.

Στο σχήμα 4.4 φαίνεται ένα διάγραμμα Bode που αναπαριστά το κέρδος και την φάση ανοιχτού βρόχου. Μέσω αυτού του σχήματος μπορούμε να βεβαιωθούμε για την ευστάθεια του βρόχου. Η σχέση της φάσης μεταξύ των πόλων και των μηδενικών επιτρέπει επίσης έναν πιο εύκολο προσδιορισμό των παραμέτρων του χαμηλοπερατού φίλτρου. Όσον αφορά το περιθώριο φάσης ένας συχνός κανόνας είναι να επιλέγεται για τον σχεδιασμό αρχικά η τιμή των 45° ως επιθυμητή προδιαγραφή.



Σχήμα 4.4 Διάγραμμα Bode

Η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου 2ης τάξης δίνεται από την εξίσωση:

$$Z(s) = \frac{s \cdot C2 \cdot R2 + 1}{s^2 \cdot C1 \cdot C2 \cdot R2 + s \cdot C1 + s \cdot C2}$$

ενώ οι αντίστοιχες σταθερές χρόνου δίνονται από τις σχέσεις:

$$T1 = R2 \cdot \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$$

$$T2 = R2 \cdot C2$$

Με βάση τα παραπάνω προκύπτει το 3ης τάξης PLL κέρδος ανοιχτού βρόχου που δίνεται από την σχέση:

$$G(s) \cdot H(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{-K\phi \cdot K_{vco} \cdot (1 + j\omega \cdot T2)}{\omega^2 \cdot C1 \cdot N \cdot (1 + j\omega \cdot T1)} \cdot \frac{T1}{T2}$$

Η σχέση που περιγράφει το περιθώριο φάσης είναι:

$$\varphi(\omega) = \tan^{-1}(\omega \cdot T2) - \tan^{-1}(\omega \cdot T1) + 180^\circ$$

Παραγωγίζοντας την παραπάνω σχέση και θέτοντας την ίση με μηδέν έχουμε

$$\frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{T2}{1 + (\omega \cdot T2)^2} - \frac{T1}{1 + (\omega \cdot T1)^2} = 0$$

οπότε προκύπτει ο τύπος για τη γωνιακή συχνότητα σε συνάρτηση με τις χρονικές σταθερές T1 και T2

$$\omega_p = 1/\sqrt{nT2 \cdot T1n}$$

Για να διασφαλιστεί η ευστάθεια του βρόγχου κλειδωμένης φάσης πρέπει το περιθώριο φάσης να είναι μέγιστο την στιγμή που το κέρδος ανοιχτού βρόγχου είναι ίσο με την μονάδα. Έτσι προκύπτει η εξής σχέση:

$$C1 = \frac{K\phi \cdot K_{vco} \cdot T1}{\omega_p^2 \cdot N \cdot T2} \cdot \left\| \frac{(1 + j\omega_p \cdot T2)}{(1 + j\omega_p \cdot T1)} \right\|$$

Με βάση τις παραπάνω σχέσεις οι εξισώσεις των σταθερών χρόνου T1 και T2 διαμορφώνονται ως εξής:

$$T1 = \frac{\sec \phi_p - \tan \phi_p}{\omega_p}$$

$$T2 = \frac{1}{\omega_p^2 \cdot T1}$$

Επίσης με βάση τις σταθερές χρόνου T1 και T2 προκύπτουν οι εξισώσεις υπολογισμού των C1,R2 και C2:

$$C1 = \frac{T1}{T2} \cdot \frac{K\phi \cdot K_{vco}}{\omega_p^2 \cdot N} \cdot \sqrt{\frac{1 + (\omega_p \cdot T2)^2}{1 + (\omega_p \cdot T1)^2}}$$

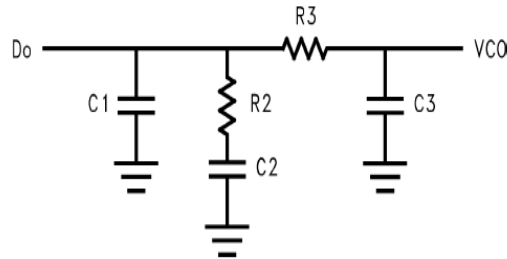
$$C2 = C1 \cdot \left(\frac{T2}{T1} - 1 \right)$$

$$R2 = \frac{T2}{C2}$$

Επειδή η αντλία φορτίου μπορεί να επιβαρύνει το σήμα της συχνότητας αναφοράς με ανεπιθύμητα FM sidebands αυτά τα sidebands μπορεί να προκαλέσουν επιπλέον θόρυβο στο κανάλι. Έτσι πολλές φορές τα reference spurs μπορεί να απαιτούν επιπλέον φιλτράρισμα. Για αυτό το λόγο μπορεί να χρειαστεί να τοποθετηθεί μία επιπλέον αντίσταση και ένας επιπλέον πυκνωτής πριν τον VCO που θα μειώνει τα ανεπιθύμητα spurs. Η χρήση ενός παθητικού φίλτρου μειώνει τον επιπλέον θόρυβο

σε σχέση με έναν τελεστικό ενισχυτή σε ένα ενεργό φίλτρο.

Ένα φίλτρο 3ης τάξης απεικονίζεται στο σχήμα 4.5, το οποίο είναι επίσης ένα RC κύκλωμα με τη διαφορά ότι έχει προστεθεί μία αντίσταση R3 σε σειρά και ένας πυκνωτής C3. Η λειτουργία αυτού του RC κυκλώματος δεν εξαρτάται από τις τιμές του πυκνωτή και της αντίστασης αλλά από το γινόμενο RC.



Σχήμα 4.5 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο

Η επιπρόσθετη απόσβεση από το χαμηλοπερατό φίλτρο είναι:

$$ATTEN = 10 \log [(2\pi \cdot F_{REF} \cdot R3 \cdot C3)^2 + 1]$$

Επιπλέον η νέα επιπρόσθετη σταθερά χρόνου του φίλτρου ορίζεται ως:

$$T3 = R3 \cdot C3$$

Η οποία σε σχέση με την απόσβεση των reference spurs εξαιτίας του νέου πόλου που προστέθηκε στο φίλτρο διαμορφώνεται ως

$$T3 = \sqrt{\frac{10^{(ATTN/10)} - 1}{(2\pi \cdot F_{REF})^2}}$$

Ο επιπλέον πόλος πρέπει να είναι κατώτερος της συχνότητας αναφοράς ώστε να υπάρχει ικανοποιητική απόσβεση των spurs, αλλά πρέπει επίσης να είναι τουλάχιστον 5 φορές υψηλότερος από το bandwidth του βρόχου αλλιώς ο βρόχος σχεδόν σίγουρα θα παρουσιάσει αστάθεια. Για να υπάρξει μία ισοστάθμιση για την επιπλέον αυτή προσθήκη που γίνεται στο χαμηλοπερατό φίλτρο οι παράμετροι του φίλτρου πρέπει να επαναπροσδιοριστούν χρησιμοποιώντας μια νέα μοναδιαία συχνότητα κέρδους ανοιχτού βρόχου, ω_c . Ο υποβιβασμός του περιθωρίου φάσης που προκλήθηκε από την τελευταία προσθήκη στο φίλτρο κατόπιν μειώνεται από την μικρή αύξηση των χωρητικοτήτων C1 και C2 και την ταυτόχρονη μείωση της τιμής της αντίστασης R2. Ο τύπος της γωνιακής συχνότητας ω_c διαμορφώνεται ως εξής:

$$\frac{1}{\omega_c^2 \cdot (T1 + T3)}$$

$$\omega_c = \frac{\tan \phi \cdot (T1 + T3)}{(T1 + T3)^2 + T1 \cdot T3} \cdot \left[\sqrt{1 + \frac{(T1 + T3)^2 + T1 \cdot T3}{[\tan \phi \cdot (T1 + T3)]^2}} - 1 \right]$$

Παρατηρούμε ότι η ω_c είναι ελαφρώς μικρότερη της ω_p , που έχει ως αποτέλεσμα να μειωθεί ο χρόνος κλειδώματος.

Η εξίσωση για τον υπολογισμό της C1 είναι:

$$C1 = \frac{T1}{T2} \cdot \frac{K\phi \cdot K_{VCO}}{\omega_c^2 \cdot N} \cdot \sqrt{\frac{1 + \omega_c^2 \cdot T2^2}{(1 + \omega_c^2 \cdot T1^2) \cdot (1 + \omega_c^2 \cdot T3^2)}}$$

Ομοίως με το 2nd order φίλτρο θα έχουμε:

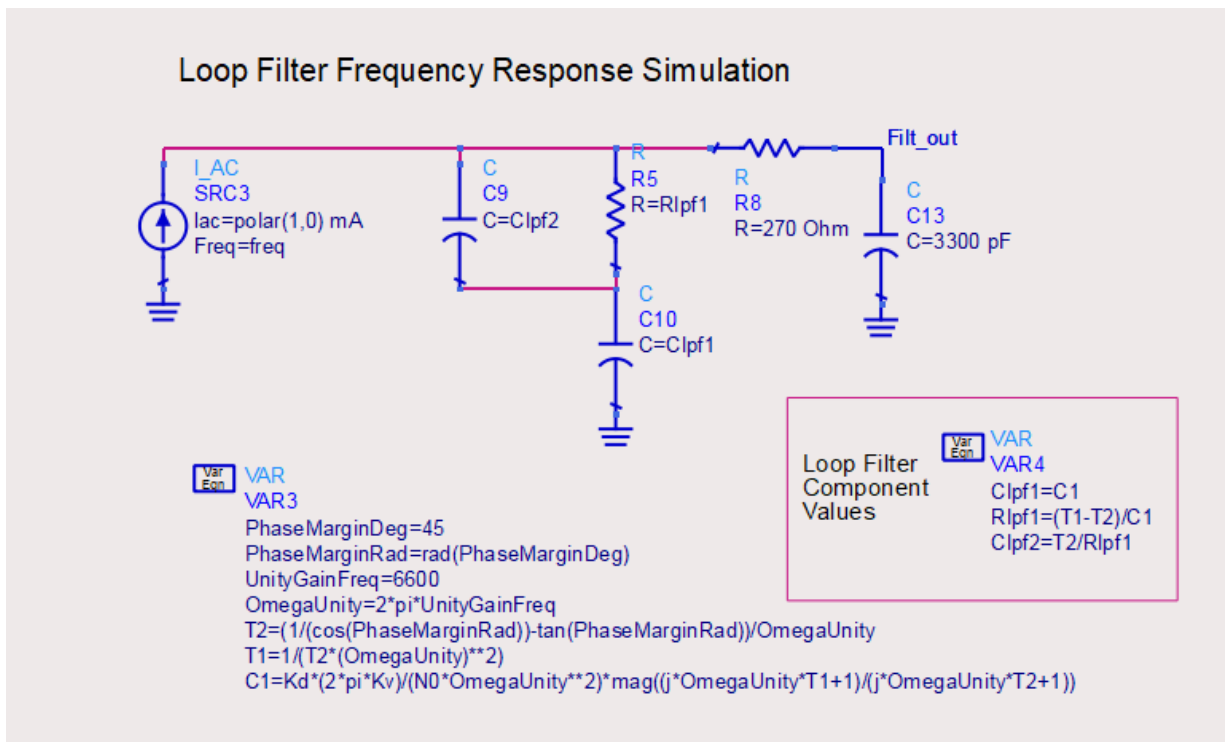
$$C2 = C1 \cdot \left(\frac{T2}{T1} - 1 \right)$$

$$R2 = \frac{T2}{C2}$$

Ένας γενικός κανόνας επιλογής των παραμέτρων του φίλτρου θα μπορούσε να είναι να επιλεγεί $C3 \leq C1/10$, διαφορετικά η σταθερά T3 θα αλληλεπιδρά με τους κύριους πόλους του φίλτρου. Ομοίως, επιλέγεται η R3 διπλάσια της R2. Κατά την επιλογή της C3 πρέπει επίσης να ληφθεί υπόψη η χωρητικότητα εισόδου του VCO εξαιτίας του varactor.

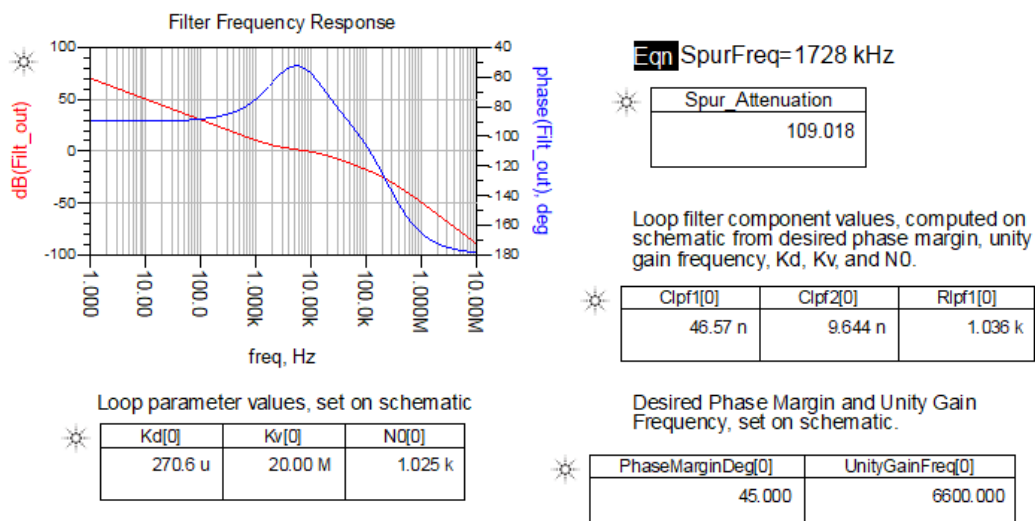
4.3 Προσομοίωση φίλτρου με τη χρήση του ADS

Το περιβάλλον προσομοιώσεων του ADS παρέχει έτοιμη προσομοίωση ενός PLL συστήματος. Το σχηματικό περιλαμβάνει την προσομοίωση απόκρισης συχνότητας κλειστού και ανοιχτού βρόχου που θα εξετάσουμε σε επόμενο κεφάλαιο, καθώς και την προσομοίωση απόκρισης συχνότητας για το 3rd order φίλτρο βρόχου. Το σχηματικό του φίλτρου φαίνεται στο σχήμα 4.6.



Σχήμα 4.6 Σχηματικό προσομοίωσης για την απόκριση συχνότητας για ένα 3^{ης} τάξης φίλτρο βρόχου

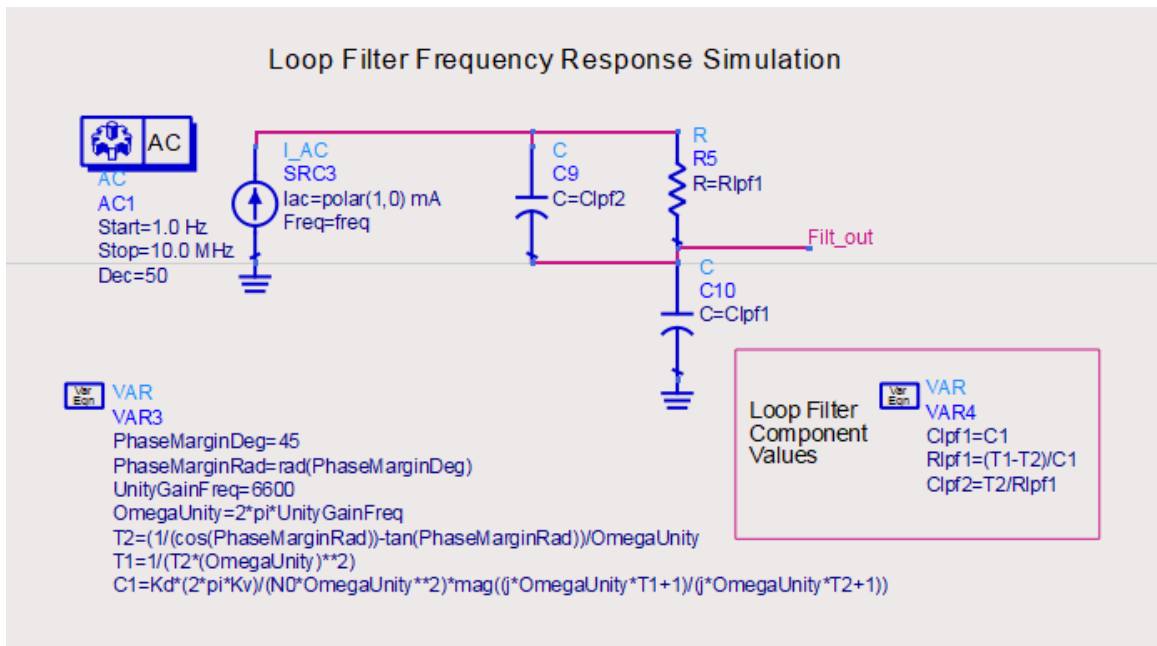
Όπως φαίνεται και από το παραπάνω σχήμα όλες οι παράμετροι του φίλτρου υπολογίζονται από το ADS. Προσομοιώνοντας το κύκλωμα του φίλτρου προκύπτει η γραφική παράσταση της απόκρισης της συχνότητας, σχήμα 4.7, όπου αναπαρίστανται το περιθώριο κέρδους και φάσης σε συνάρτηση με την συχνότητα, από όπου μπορούμε να συμπεράνουμε την ευστάθεια του κυκλώματος.



Σχήμα 4.7 Γραφική παράσταση απόκρισης συχνότητας φίλτρου 3^{ης} τάξης

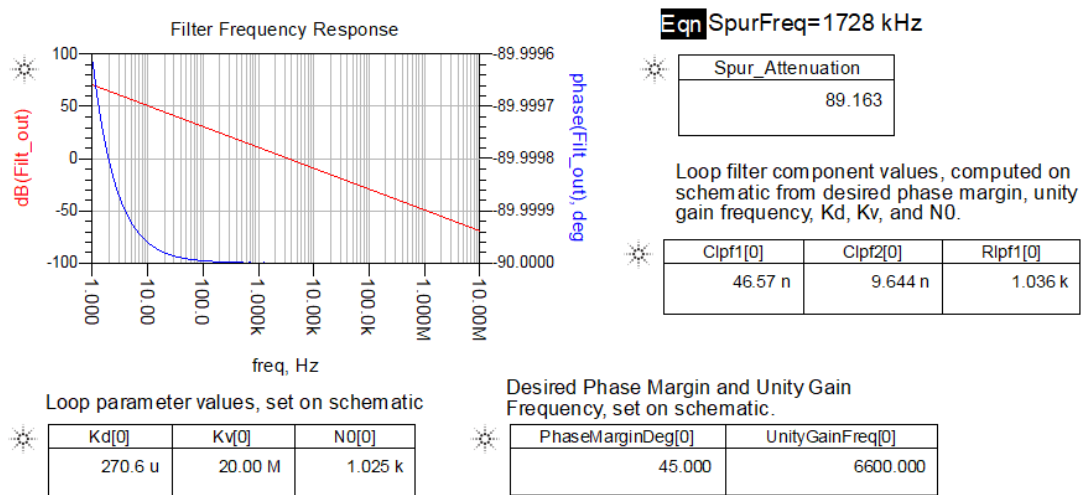
Το ADS δίνει και την δυνατότητα υπολογισμού της απόσβεσης των spurs. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, κατά την ανάλυση υπολογισμού των παραμέτρων του φίλτρου βρόχου, σε ένα 3^{ης} τάξης φίλτρο η τιμή της απόσβεσης είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την αντίστοιχη τιμή που προκύπτει από ένα φίλτρο

2^{ης} τάξης, καθώς μεγαλύτερης τάξεως φίλτρο συνεπάγεται και καλύτερο φιλτράρισμα άρα και καλύτερη απόσβεση (Spur_Attenuation). Επειδή στις προσομοιώσει για το PLL σύστημα που θα ακολουθήσουν παρακάτω, το φίλτρο βρόχου που χρησιμοποιήθηκε ήταν 2^{ης} τάξης παραθέτουμε και την αντίστοιχη προσομοίωση για το 2nd order φίλτρο.



Σχήμα 4.8 Σχηματικό προσομοίωσης για την απόκριση συχνότητας φίλτρου βρόχου 2^{ης} τάξης

Ενώ η αντίστοιχη γραφική παράσταση για την απόκριση συχνότητας του φίλτρου που προέκυψε ήταν:



Σχήμα 4.9 Γραφική παράσταση απόκρισης συχνότητας φίλτρου 2^{ης} τάξης

Όπου η τιμή της απόσβεσης, Spur_Attenuation, παρατηρούμε ότι μειώθηκε στο 2^{ης} τάξης φίλτρο.

Κεφάλαιο 5

Μελέτη και προσομοίωση ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση

5.1 Σχεδίαση και προσομοίωση ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους (Cross Coupled Oscillator)

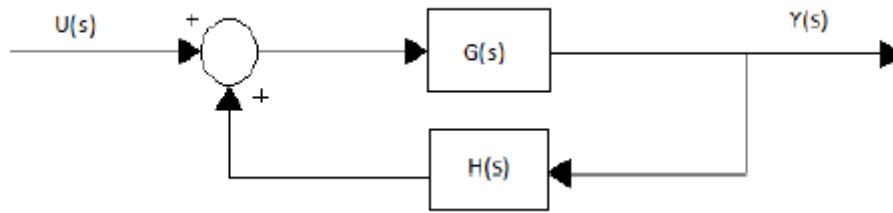
Σε αυτό το σημείο θα απομονώσουμε και θα μελετήσουμε ένα από τα βασικότερα στοιχεία ενός PLL συστήματος, τον ταλαντωτή. Στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιείται ένας ταλαντωτής διασταυρωμένου ζεύγους που ανήκει στην κατηγορία ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση. Οι προσομοιώσεις που ακολουθούν έχουν πραγματοποιηθεί με τη χρήση του εργαλείου προσομοιώσεων ADS.

5.1.1 Γενικά για τους ταλαντωτές

Οι ταλαντωτές είναι ηλεκτρονικά κυκλώματα που παράγουν περιοδικά σήματα σε μία σταθερή συχνότητα για αυτό βρίσκουν ευρεία εφαρμογή στις τηλεπικοινωνίες και όχι μόνο. Συχνά χρησιμοποιούνται ως εξαρτήματα σε πολλές εφαρμογές όπως ιατρικά εργαλεία, μουσικά όργανα και στους ηλεκτρονικούς υπολογιστές. Δημιουργούν περιοδικά σήματα που καταλαμβάνουν συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων και μπορούν να λειτουργήσουν από πολύ χαμηλές συχνότητες της τάξεως των μερικών Hz και να φτάσουν μέχρι αρκετά GHz. Ανάλογα τις προδιαγραφές του και τον τρόπο κατασκευής του ένας ταλαντωτής μπορεί να λειτουργεί σε μία συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων γύρω από μία κεντρική συχνότητα. Μερικά από τα βασικά προς μελέτη χαρακτηριστικά του είναι η συχνότητα ταλάντωσης του, η κατανάλωση ισχύος και το εύρος συντονισμού.

Υπάρχουν πολλά είδη ταλαντωτών και μπορούν να μοντελοποιηθούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες τους ταλαντωτές ανάδρασης και τους ταλαντωτές αρνητικής αντίστασης. Οι ταλαντωτές της δεύτερης κατηγορίας μπορούν να κατηγοριοποιηθούν περαιτέρω σε RC ταλαντωτές, σε LC ταλαντωτές, ταλαντωτές μεταβλητής χωρητικότητας και σε κρυσταλλικούς ταλαντωτές.

Το μοντέλο θετικής ανάδρασης προσεγγίζει τον ταλαντωτή ως ένα σύστημα με θετική ανάδραση όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.1.



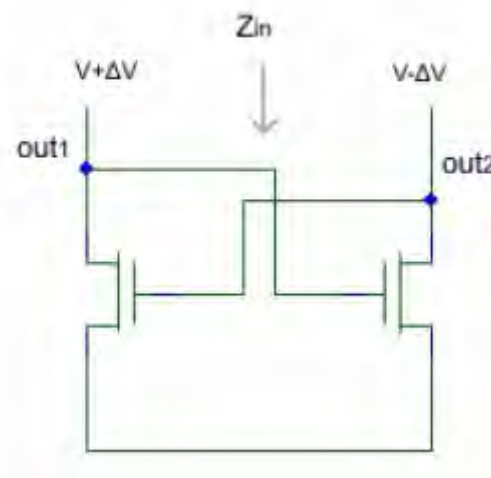
Σχήμα 5.1 Ισοδύναμο μοντέλο θετικής ανάδρασης

Όπου το $G(s)$ περιγράφει την λειτουργία ενός ενισχυτή και το $H(s)$ περιγράφει το δίκτυο που καθορίζει την συχνότητα ταλάντωσης. Με βάση τα παραπάνω προκύπτει και ο τύπος για τη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου:

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

Με βάση τον παραπάνω τύπο προκύπτουν και οι εξισώσεις που περιγράφουν το κριτήριο Barkhausen που περιγράφεται παρακάτω.

Το μοντέλο αρνητικής αντίστασης συνιστά μία δομή όπου για αυξανόμενη τάση στα άκρα της το ρεύμα μειώνεται. Μία από τις τοπολογίες για να επιτευχθεί αυτό φαίνεται στο σχήμα 5.2.



Σχήμα 5.2 Μοντέλο αρνητικής αντίστασης

Τα κυκλώματα στα οποία χρησιμοποιείται ονομάζονται ταλαντωτές διασταυρωμένου ζεύγους και τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται καλούνται cross coupled τρανζίστορς.

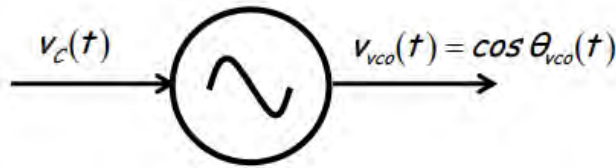
5.1.2 Εισαγωγή για τον ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση

Η επικοινωνία αποτελεί βασικό μέρος της καθημερινότητας μας και

συσκευές όπως τα κινητά τηλέφωνα, οι ηλεκτρονικοί υπολογιστές, η τηλεόραση, το ραδιόφωνο αλλά και υπηρεσίες όπως το διαδίκτυο αποτελούν βασικά παραδείγματα της. Οι ραγδαίες εξελίξεις στη βιομηχανία των τηλεπικοινωνιών και των ηλεκτρονικών συσκευών τις τελευταίες δεκαετίες έχουν δημιουργήσει την ανάγκη για αύξηση του εύρους ζώνης στην περιοχή των GHz. Για να αξιοποιηθεί όμως το εύρος ζώνης με βέλτιστο τρόπο πρέπει να γίνει η σωστή αξιοποίηση και εφαρμογή των κατάλληλων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση θεωρούνται βασικό μέρος πολλών ηλεκτρονικών συστημάτων και βρίσκουν εφαρμογή σε πολλά τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι πολλών πομποδεκτών κυρίως στα συστήματα Phase-Locked Loop (PLL). Οι VCO (Voltage Controlled Oscillator) λειτουργούν σε πολύ υψηλές συχνότητες της τάξεως των GHz και αυτό με την σειρά του εισάγει πολλές παραμέτρους σχεδίασης όπως θέματα σχετικά με το θόρυβο, την κατανάλωση και την καθαρότητα του σήματος. Γενικά οι ταλαντωτές λειτουργούν σε συγκεκριμένο φάσμα συχνοτήτων και πιο συγκεκριμένα γύρω από μία κεντρική συχνότητα.

Ένας ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση θα μπορούσαμε απλά να πούμε ότι θεωρητικά είναι μία απλή συσκευή της οποίας η συχνότητα καθορίζεται από μία τάση ελέγχου.



Σχήμα 5.3 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση

Με άλλα λόγια:

$$\frac{d\theta_{vco}(t)}{dt} = \omega_{vco} = f(v_c)$$

Έτσι, αν η τάση ελέγχου V_c είναι μία σταθερά σε σχέση με τον χρόνο τότε και η συχνότητα του ταλαντωτή θα μοιάζει με σταθερά και ο ταλαντωτής θα παράγει ένα “καθαρό” σήμα της μορφής:

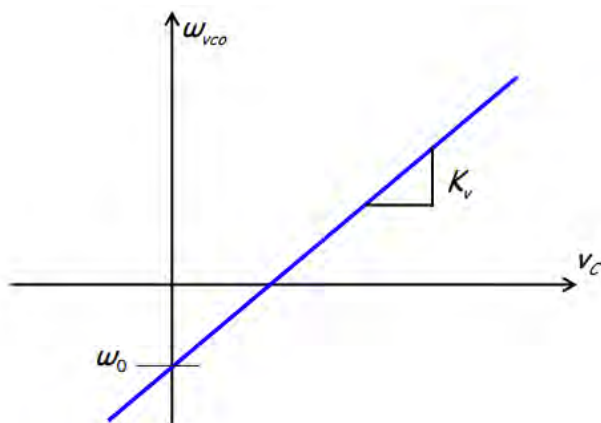
$$v_{vco}(t) = \cos(\omega_{vco} t + \theta_0)$$

Αντίστοιχα, αν η τάση ελέγχου του ταλαντωτή μεταβάλλεται με τον χρόνο τότε και η συχνότητα του θα μεταβάλλεται αντίστοιχα, οπότε το σήμα εξόδου θα είναι εξαρτώμενο από την συχνότητα ταλάντωσης.

Ιδανικά, η σχέση μεταξύ της τάσης ελέγχου του VCO, V_c και της συχνότητας ταλάντωσης ω_{vco} μπορεί απλά να εκφραστεί ως ένα πολυώνυμο 1^{ου} βαθμού:

$$\begin{aligned}\omega_{vco} &= f(v_c) \\ &= K_v v_c + \omega_0\end{aligned}$$

Όπου η σταθερά K_v έχει μονάδες μέτρησης radians / sec volt, κάποιες φορές εκφράζεται ως 2π Hz/volt. Η αντίστοιχη γραφική παράσταση που περιγράφει την παραπάνω εξίσωση φαίνεται στο σχήμα 5.4.



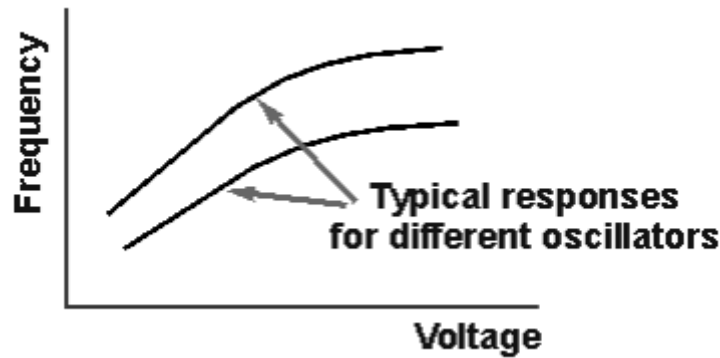
Σχήμα 5.4 Σχέση συχνότητας ταλάντωσης και τάσης ελέγχου

Υπάρχουν πολλά είδη ταλαντωτών όμως η παρούσα εργασία εστιάζει στην σχεδίαση και την προσομοίωση, με τη χρήση του εργαλείου ADS, των ταλαντωτών διασταυρωμένου ζεύγους (cross-coupled oscillators).

5.1.30 VCO για τα συστήματα PLL

Οι αυξημένες απαιτήσεις στον τομέα της Ηλεκτρονικής και των τηλεπικοινωνιών καθιστούν τους ταλαντωτές VCO που χρησιμοποιούνται στα συστήματα PLL στοιχεία κλειδιά για την καλύτερη απόδοση τους. Αυτό έχει καταστήσει πολύ σημαντική την σχεδίαση ταλαντωτών με πολύ υψηλές επιδόσεις. Οι VCO αποτελούν βασικό μέρος ενός συστήματος PLL. Για να καλυφθεί το εύρος συχνοτήτων ενός συστήματος βρόχου κλειδωμένης φάσης βασική προϋπόθεση για έναν VCO είναι να διαθέτει ένα ευρύ tuning range. Ο θόρυβος φάσης του ταλαντωτή είναι ένα ακόμα χαρακτηριστικό που πρέπει να ληφθεί υπόψη όταν ο βρόχος είναι κλειδωμένος, καθώς ο θόρυβος που προκαλείται από τον VCO επηρεάζει την κεντρική συχνότητα ταλάντωσης και για αυτό φιλτράρεται από το φίλτρο βρόχου.

Οι βασικές προϋποθέσεις για έναν VCO είναι: το tuning range, η συχνότητα ταλάντωσης, ο θόρυβος φάσης, το tuning gain και η κατανάλωση ισχύος. Ο VCO πρέπει να μπορεί να συντονίζεται με βάση τις απαιτήσεις του συστήματος στο οποίο χρησιμοποιείται ενώ η συχνότητα ταλάντωσης καθορίζεται από το σύστημα. Το tuning gain είναι μία βασική παράμετρος του ταλαντωτή και συνήθως μετράται σε Volts/Hz. Στο σχήμα 5.5 φαίνεται και η σχέση ανάμεσα στη συχνότητα ταλάντωσης και το tuning range.



Σχήμα 5.5 Σχέση συχνότητας τάσης για διαφορετικούς ταλαντωτές

Επίσης, και ο θόρυβος φάσης αποτελεί σημαντικό χαρακτηριστικό ενός VCO γιατί καθορίζει τον θόρυβο φάσης ολόκληρου του συστήματος PLL και το ίδιο ισχύει και για την κατανάλωση ισχύος, που και αυτή με τη σειρά της αποτελεί σημαντική παράμετρο κατά τη σχεδίαση ενός ταλαντωτή ή ενός συστήματος PLL.

5.2 Γενικά για τον ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους και τα χαρακτηριστικά του

Ένας ταλαντωτής είναι ένα κύκλωμα το οποίο μπορεί χωρίς είσοδο να παράγει στην έξοδο του ένα χρονικά μεταβαλλόμενο σήμα. Μία από τις βασικότερες τοπολογίες LC ταλαντωτών είναι και ο ταλαντωτής διασταυρωμένου ζεύγους, με ευρεία εφαρμογή σε πολλά σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Το μεγάλο πλεονέκτημα αυτής της τοπολογίας είναι τα χαμηλά επίπεδα θορύβου φάσης που παρουσιάζει λόγω της διαφορικής της υλοποίησης και ειδικά στις υψηλές συχνότητες η παραγωγή διαφορικών σημάτων είναι αναγκαία επιλογή για να επιτύχουμε χαμηλά επίπεδα θορύβου. Επίσης, μεγάλο πλεονέκτημα είναι ότι το κύκλωμα του συγκεκριμένου ταλαντωτή είναι αρκετά απλό στην υλοποίησή του. Σκοπός ενός ταλαντωτή είναι να παραμένει αμείωτη η ταλάντωση του. Για να εξασφαλιστεί η αμείωτη ταλάντωση εντός μίας περιόδου πρέπει η ενέργεια που χάνεται να αναπληρώνεται από τα ενεργά στοιχεία του κυκλώματος, για παράδειγμα από τα τρανζίστορ.

Τα βασικότερα χαρακτηριστικά ενός τέτοιου ταλαντωτή είναι ότι:

- Σχηματίζεται από ένα ζεύγος εγκάρσια συζευγμένων τρανζίστορ (NMOS ή PMOS).
- Είναι απλό στην υλοποίησή του
- Κατάλληλο για VCO χαμηλής τάσης.
- Διαφορική λειτουργία.
- Υψηλά επίπεδα γραμμικότητας.
- Χαμηλά επίπεδα θορύβου φάσης.
- Υψηλή συχνότητα λειτουργίας (GHz).
- Η συχνότητα ταλάντωσης προκύπτει από τον τύπο:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

όπου οι τιμές των L & C είναι αυτές που καθορίζουν την τιμή της συχνότητας ταλάντωσης του ταλαντωτή μας όπως φαίνεται και στις προσομοιώσεις παρακάτω.

- Μειονεκτήματα: υψηλή κατανάλωση ενέργειας & μεγάλο σε έκταση κύκλωμα.

5.3 Βασικές παράμετροι του ταλαντωτή

Μερικές από τις βασικές παραμέτρους ενός ταλαντωτή που πρέπει να μελετηθούν και αφορούν την λειτουργία του είναι οι εξής:

- Κεντρική Συχνότητα: είναι η συχνότητα εξόδου του VCO.
- Πλάτος Εξόδου: το πλάτος της κυματομορφής στην έξοδο του ταλαντωτή.
- Απόρριψη κοινού σήματος: εκφράζει την ευαισθησία του ταλαντωτή στον θόρυβο.
- Καθαρότητα σήματος εξόδου: η κυματομορφή εξόδου ενός ταλαντωτή VCO δεν είναι απόλυτα περιοδική ακόμη και με σταθερή τάση ελέγχου.

5.4 Κριτήριο Barkhausen

Σύμφωνα με το κριτήριο Barkhausen αναγκαία συνθήκη για να έχουμε ημιτονοειδή ταλάντωση σε μία συγκεκριμένη συχνότητα, έστω ω_0 , είναι ότι το κέρδος βρόχου του κυκλώματος θα πρέπει να είναι:

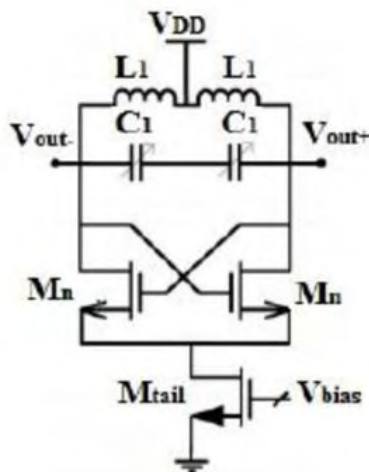
$$L(j\omega_0) = 1 \Rightarrow \begin{cases} |\beta(j\omega_0) \cdot A(j\omega_0)| = 1 \\ \arg[\beta(j\omega_0) \cdot A(j\omega_0)] = 0 \end{cases}$$

αυτό σημαίνει ότι στη συχνότητα ω_0 η φάση του κέρδους βρόχου θα πρέπει να είναι 0 και το μέτρο του κέρδους βρόχου να είναι ίσο με 1. Τα κριτήρια Barkhausen είναι αναγκαίες αλλά όχι ικανές συνθήκες για να ταλαντώσει ένα κύκλωμα ταλαντωτή. Στην πράξη για να εξασφαλιστεί η έναρξη ταλαντώσεων επιλέγεται για το κέρδος βρόχου μία τιμή μεγαλύτερη της μονάδας.

5.5 NMOS-only τοπολογία

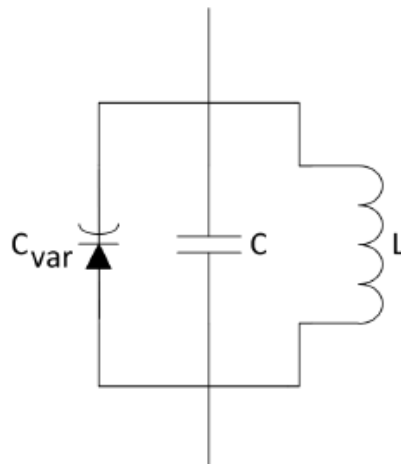
Οι ταλαντωτές διασταυρωμένου ζεύγους αποτελούν μία από τις πιο διαδεδομένες τοπολογίες ολοκληρωμένων ταλαντωτών. Παρακάτω παρουσιάζονται και μελετώνται δύο παρόμοιες τοπολογίες αρνητικής αντίστασης. Η nmos-only τοπολογία του ταλαντωτή του σχήματος 5.6 διαθέτει: 2 συζευγμένα crosscoupled nmos τρανζίστορ, 2 πηνία και 2 ταλαντωτές συνδεδεμένα με την τάση τροφοδοσίας V_{dd} και ένα τρανζίστορ M_{tail} που λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος και η οποία πολώνει κατάλληλα το κύκλωμα. Το πλάτος της ταλάντωσης θα καθορίζεται από το ρεύμα I_{tail} , που είναι το ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ M_{tail} . Αρχικά, η διαφορική τάση θα είναι μηδενική όταν όμως η τιμή της υπερβεί την αντίσταση απωλειών τότε θα υπάρξει ταλάντωση η οποία οφείλεται στη συχνότητα ω_0 που καθορίζεται από τις τιμές των L και C στοιχείων του κυκλώματος. Με την αύξηση της τιμής της V_{bias} αυξάνεται και η τιμή του I_{tail} και άρα το πλάτος της ταλάντωσης. Όταν κάποια στιγμή το τρανζίστορ M_{tail} περάσει στην περιοχή της τριόδου το

πλάτος παύει να αυξάνεται και σταθεροποιείται σε μία μέγιστη διαφορική τιμή.



Σχήμα 5.6 Nmos cross coupled ταλαντωτή

Στη συνέχεια των προσομοιώσεων θα μελετηθεί το ίδιο κύκλωμα όπου θα αντικατασταθούν οι πυκνωτές από τρανζίστορς (varactors). Σε έναν VCO η μεταβολή της τάσης συνήθως επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός στοιχείου το οποίο ονομάζεται varactor. Βασικό χαρακτηριστικό αυτού του στοιχείου είναι ότι η χωρητικότητα του μπορεί να μεταβάλλεται, σχήμα 5.7.



Σχήμα 5.7 Σχηματικό ενός LC resonator με την προσθήκη ενός varactor (variable capacitor)

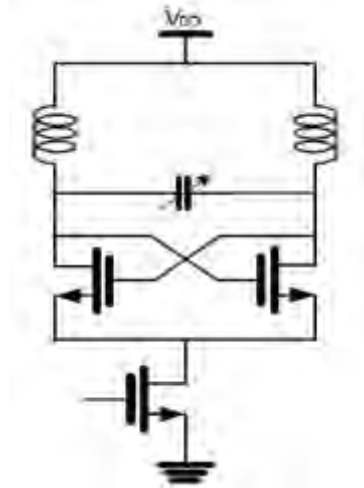
Η συχνότητα ταλάντωσης μπορεί να μεταβληθεί εφαρμόζοντας μία τάση ελέγχου που με τη σειρά της θα μεταβάλει την χωρητικότητα του varactor. Σε αυτή τη περίπτωση η συχνότητα του ταλαντωτή δίνεται από την σχέση:

$$f_{out} = f_0 + K_v v_{tune}$$

Όπου το f_{out} είναι η συχνότητα εξόδου του ταλαντωτή, K_v είναι το κέρδος του VCO και V_{tune} είναι η τάση ελέγχου που εφαρμόζεται στην είσοδο του VCO.

Ένας varactor στην ουσία είναι ένας μεταβλητός πυκνωτής ο οποίος

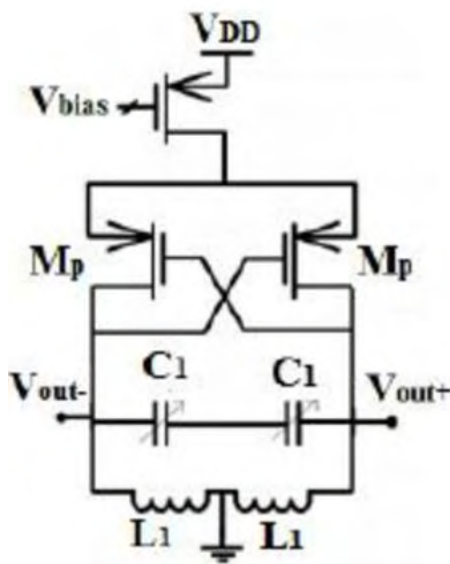
χρησιμοποιείται ως μία μέθοδος για την ρύθμιση της συχνότητας ταλάντωσης. Στο σχήμα 5.8 οι σταθερές χωρητικότητες αντικαθίστανται από μεταβλητές.



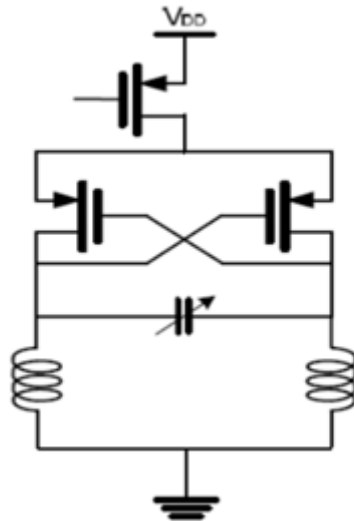
Σχήμα 5.8 Nmos cross coupled ταλαντωτής με varactor

5.6 PMOS-only τοπολογία

Η τοπολογία είναι παρόμοια με την προηγούμενη. Η βασική διαφορά είναι ότι από τη μία πλευρά η τοπολογία με την χρήση των pmos τρανζίστορ παρουσιάζει καλύτερα επίπεδα θορύβου φάσης αλλά από την άλλη πλευρά το μεγάλο της μειονέκτημα είναι ότι έχει σχεδόν το τριπλάσιο μέγεθος σε σχέση με την τοπολογία των nmos τρανζίστορ. Στα σχήματα 5.9 και 5.10 παρουσιάζονται η τοπολογία με τις σταθερές χωρητικότητες και με τους varactors αντίστοιχα.



Σχήμα 5.9 Pmos cross coupled ταλαντωτής



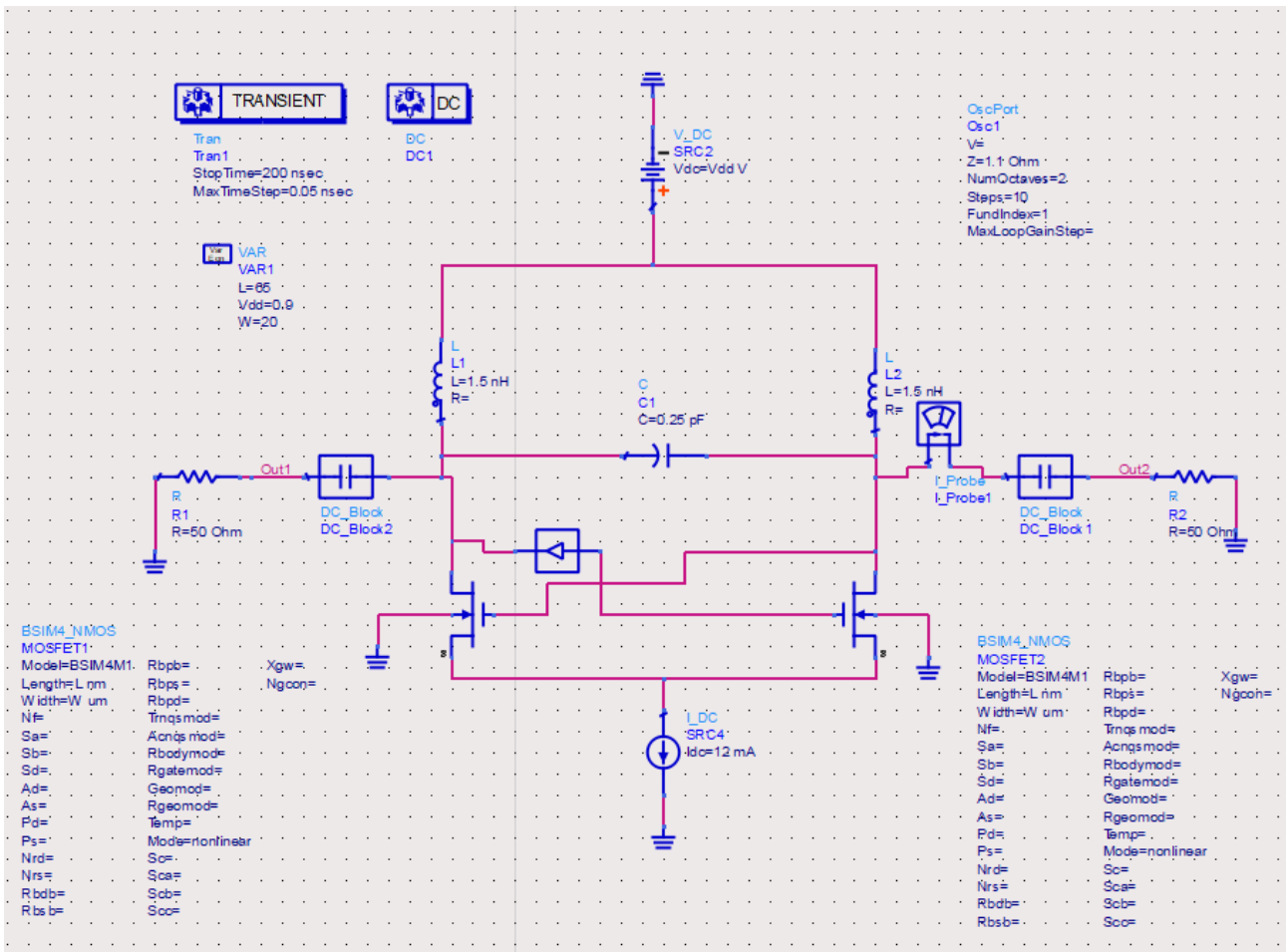
Σχήμα 5.10 Pmos cross coupled ταλαντωτής με varactor

5.7 Σχεδίαση και προσομοίωση του NMOS cross-coupled ταλαντωτή με τη χρήση του ADS

Στην ενότητα αυτή προσομοιώνονται και αναλύονται οι τοπολογίες που συζητήθηκαν στις ενότητες 6.5 και 6.6 .

5.7.1 Τοπολογία NMOS Cross-Coupled Ταλαντωτή

Αρχικά, σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε η pmos τοπολογία όπου χρησιμοποιήθηκαν δύο pmos cross coupled τρανζίστορ, δύο πηνία και ένα σταθερής χωρητικότητας πυκνωτής. Το κύκλωμα όπως σχεδιάστηκε στο ADS φαίνεται παρακάτω:

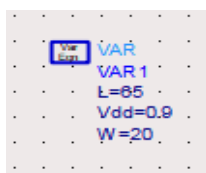


Σχήμα 5.11 Βασική τοπολογία nmos cross coupled ταλαντωτή σχεδιασμένη στο ADS

Για τα τρανζίστορ επιλέχθηκε το μοντέλο BSIM4:

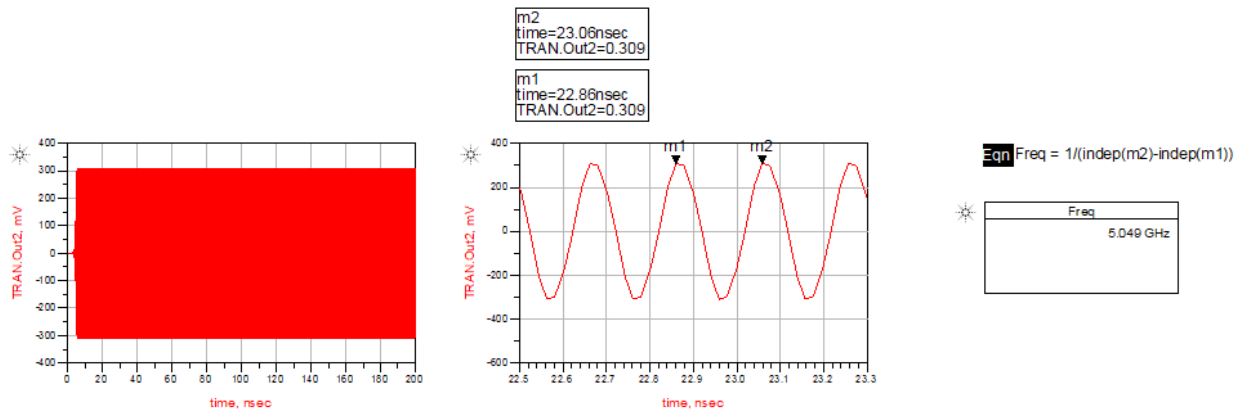
Σχήμα 5.12 Μοντέλο τρανζίστορ BSIM4

Οι τιμές των παραμέτρων L(um) και W(um) των τρανζίστορ καθώς και της τάσης τροφοδοσίας Vdd (V) ορίστηκαν ως εξής:



Σχήμα 5.13 Τιμές πλάτους, μήκους καναλιού των τρανζίστορ και τάση τροφοδοσίας

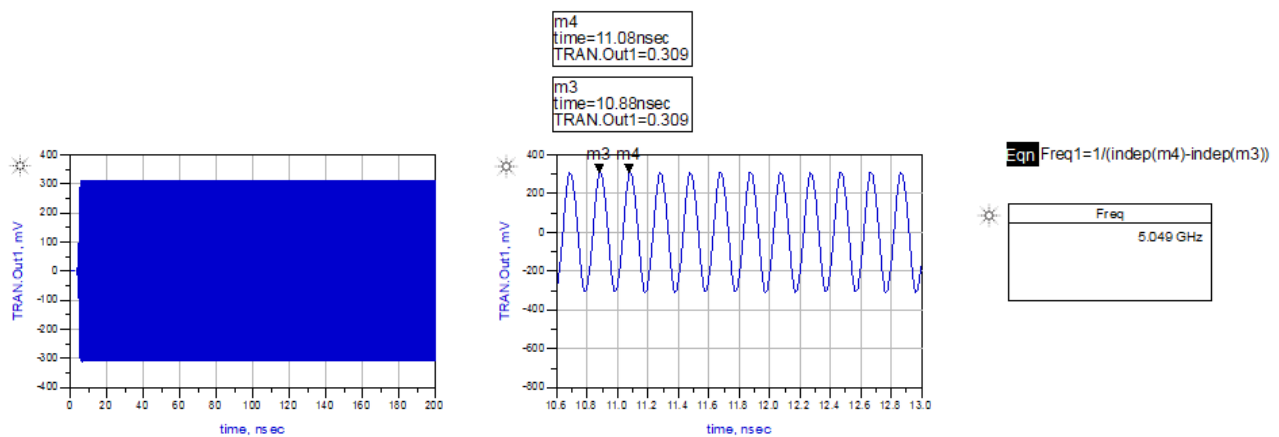
Η τιμή του συντελεστή αυτεπαγωγής ορίστηκε ως $L = 1.5 \text{ nH}$, η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή ως $C = 0,25 \text{ pF}$ και η τιμή του ρεύματος πόλωσης ως $I_{bias} = 12 \text{ mA}$. Η επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης θέλουμε να είναι ίση με 5 GHz . Από την transient προσομοίωση προέκυψε η εξής γραφική παράσταση για το σήμα εξόδου Out2:



Σχήμα 5.14 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$ και $I_{bias} = 12 \text{ mA}$, σήματος εξόδου Out2

Όπου παρατηρούμε ότι το σήμα εξόδου του ταλαντωτή είναι ημιτονοειδές και η συχνότητα ταλάντωσης είναι ίση με 5 GHz , δηλαδή την επιθυμητή. Για την προσομοίωση κρατήσαμε σταθερό ρεύμα πόλωσης και σταθερά πλάτη για τα τρανζίστορ και δοκιμάσαμε διάφορες τιμές για τα L και C ώστε να διατηρήσουμε σταθερό το γινόμενο LC αφού σύμφωνα με την σχέση που μας δίνει τη συχνότητα ταλάντωσης παρατηρούμε ότι το γινόμενο LC είναι αυτό που καθορίζει την τιμή της συχνότητας.

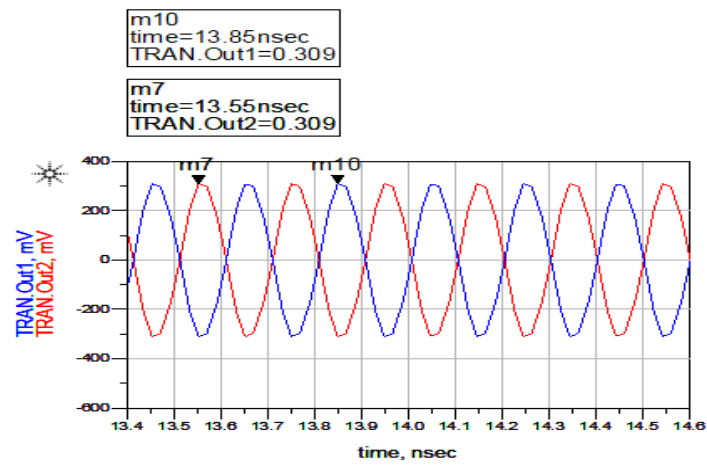
Αντίστοιχα η γραφική παράσταση για το σήμα εξόδου Out1 ήταν:



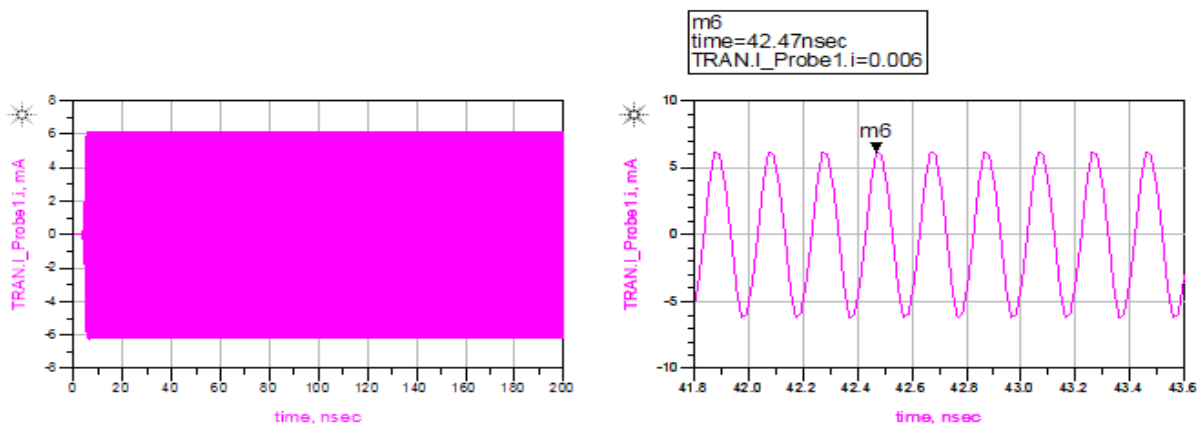
Σχήμα 5.15 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$ και $I_{bias} = 12 \text{ mA}$, σήματος εξόδου Out1

ενώ η κοινή γραφική παράσταση των Out1 και Out2 και η γραφική παράσταση του

ρεύματος ήταν:

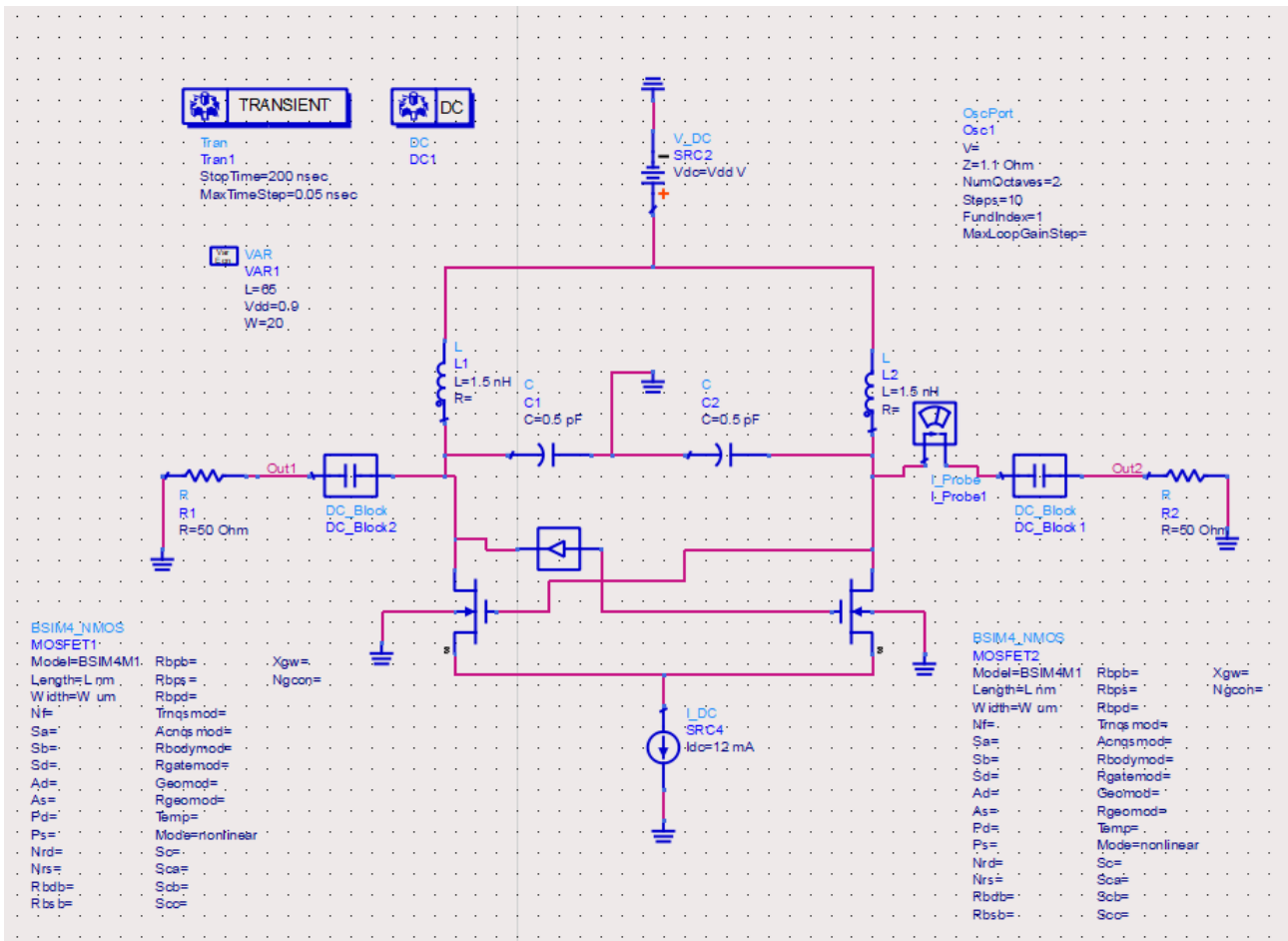


Σχήμα 5.16 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$ και $I_{bias} = 12\text{mA}$, κοινή γραφική παράσταση των Out1 & Out2



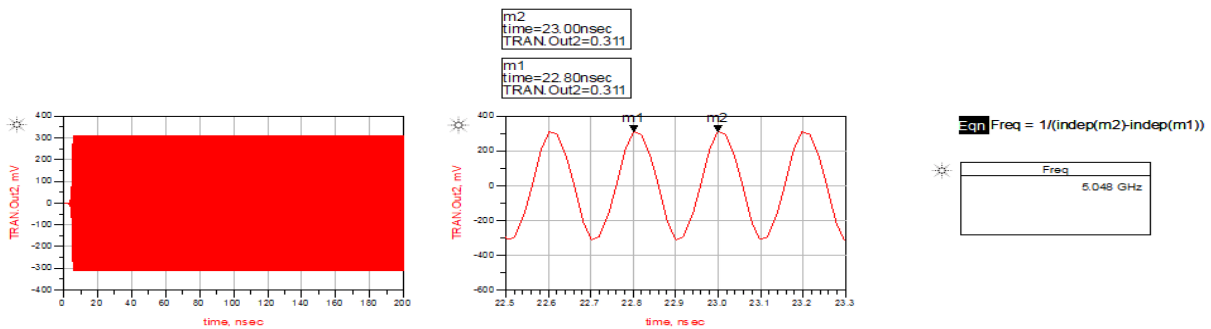
Σχήμα 5.17 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$ και $I_{bias} = 12\text{mA}$, γραφική παράσταση για το ρεύμα

Στη συνέχεια προσθέτουμε στο αρχικό μας κύκλωμα έναν ακόμη πυκνωτή, διατηρώντας ίδιες τις τιμές όλων των υπολοίπων παραμέτρων. Για να πετύχουμε πάλι συχνότητα ίση με 5 GHz διατηρούμε την τιμή του συντελεστή αυτεπαγωγής, L , των πηνίων στα $1,5 \text{ nH}$ και οι τιμές των χωρητικοτήτων των πυκνωτών ρυθμίζονται στα $0,5 \text{ pF}$. Το κύκλωμα μας έχει διαμορφωθεί ως εξής:

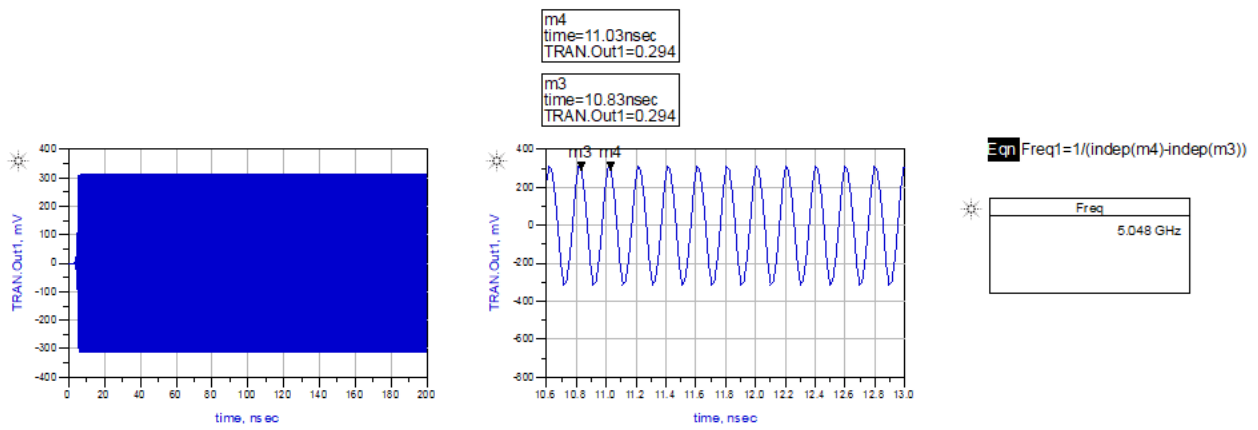


Σχήμα 5.18 Τοπολογία nmos cross coupled ταλαντωτή μετά την προσθήκη ενός επιπλέον πυκνωτή

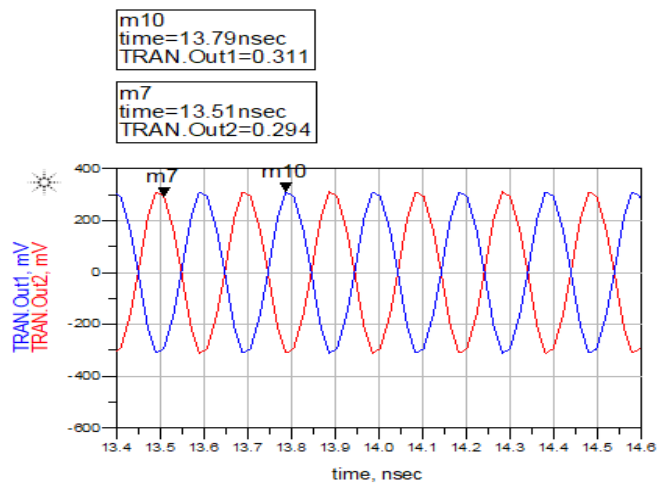
Προσομοιώνοντας για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C=0,5 \text{ pF}$ & $I_{bias} = 12\text{mA}$ προέκυψαν οι παρακάτω γραφικές για τα σήματα Out2, Out1 και για το ρεύμα:



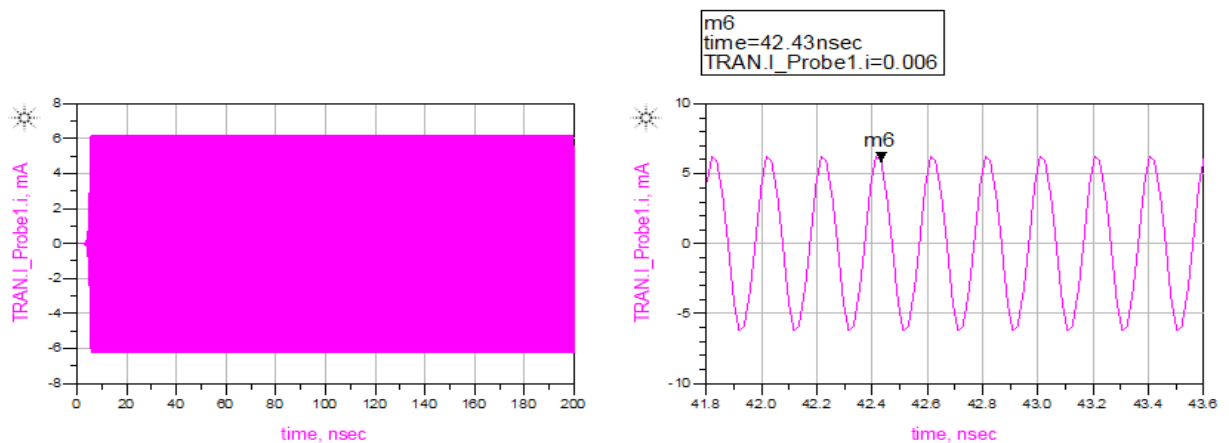
α)



β)



γ)



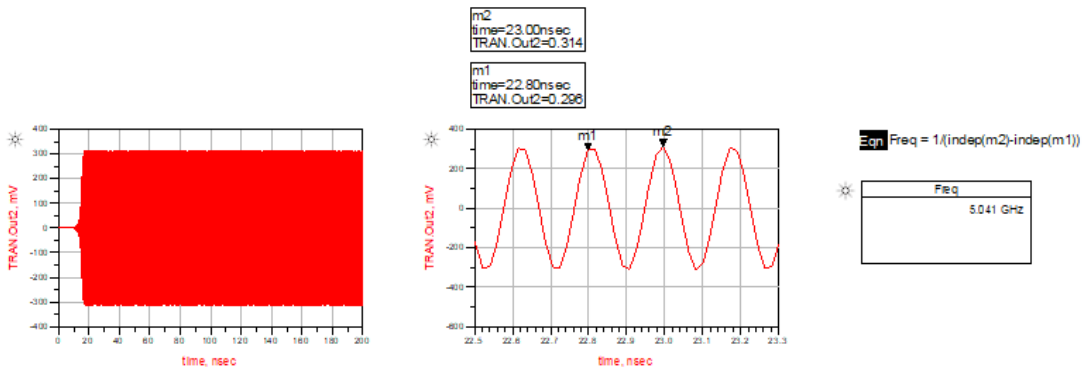
δ)

Σχήμα 5.19 Nmos προσομοίωση για $L = 1.5 \text{ nH}$, $C=0,5 \text{ pF}$ & $I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) σήμα εξόδου Out1, γ) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και δ) γραφική παράσταση ρεύματος

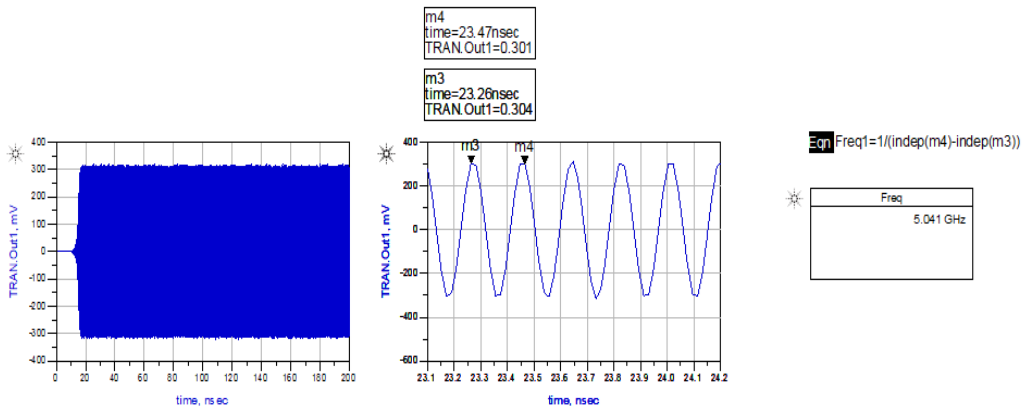
Παρατηρούμε λοιπόν ότι με την προσθήκη του επιπλέον πυκνωτή και με κατάλληλη ρύθμιση της τιμής του C η συχνότητα παρέμεινε στα 5GHz και το

πλάτος ταλάντωσης παρέμεινε σταθερό.

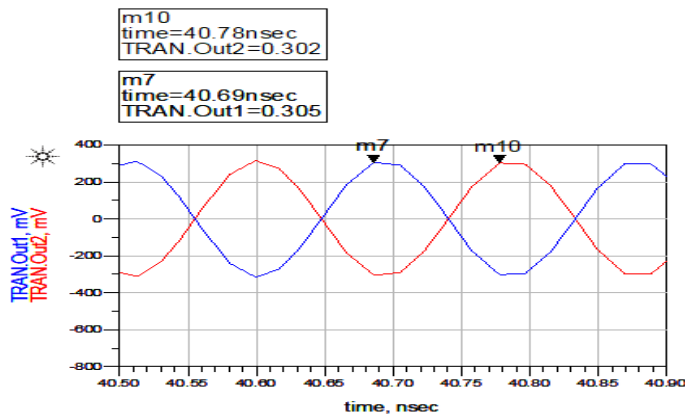
Όπως γνωρίζουμε το γινόμενο των L & C καθορίζει την συχνότητα ταλάντωσης, επειδή όμως όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του L τόσο περισσότερο χώρο πρακτικά θα καταλαμβάνει το πηνίο στο κύκλωμα μπορούμε να μειώσουμε την τιμή του L των πηνίων και να αυξήσουμε την τιμή του C των πυκνωτών έτσι ώστε να διατηρήσουμε το γινόμενο LC σταθερό και άρα την συχνότητα ταλάντωσης. Συνεπώς αν προσομοιάσουμε το κύκλωμα μας για $L = 0.5 \text{ nH}$, $C = 1,5 \text{ pF}$ & $I_{\text{bias}} = 12 \text{ mA}$ θα δούμε ότι προκύπτουν οι ίδιες γραφικές παραστάσεις για τα σήματα εξόδου και η συχνότητα παραμένει ίση με 5 GHz .



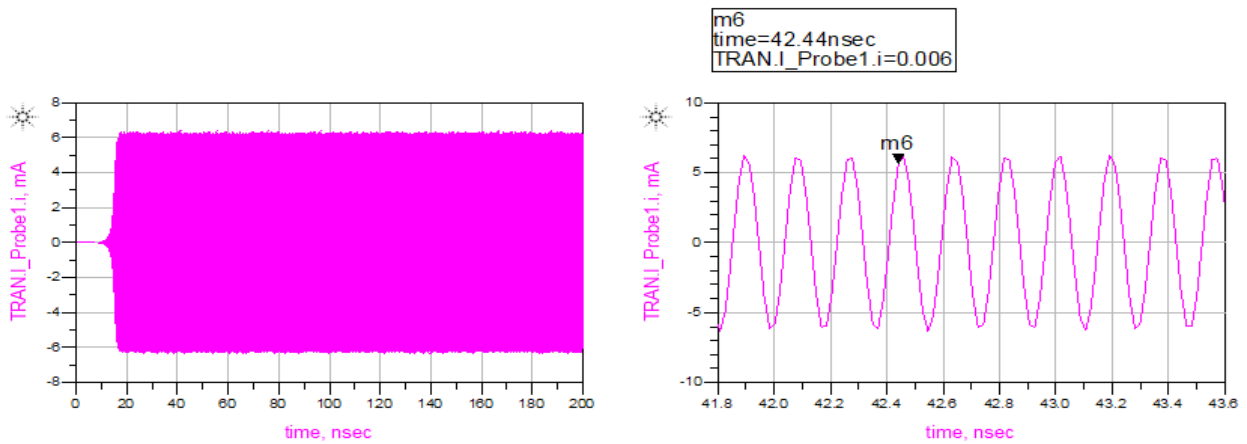
α)



β)



γ)



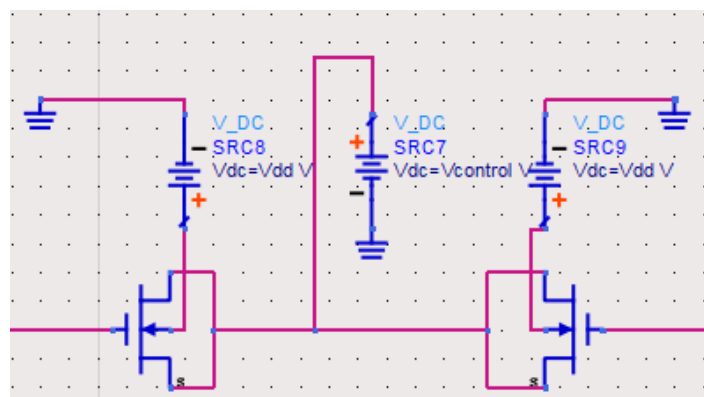
δ)

Σχήμα 5.20 Nmos προσομοίωση $L = 0.5 \text{ nH}$, $C = 1.5 \text{ pF}$ & $I_{\text{bias}} = 12 \text{ mA}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) σήμα εξόδου Out1, γ) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και δ) γραφική παράσταση ρεύματος

Είναι εμφανές λοιπόν ότι όσο αυξάνεται η τιμή του πυκνωτή και μειώνεται η τιμή του πηνίου αντίστοιχα δημιουργείται μία καθυστέρηση στην εκκίνηση της ταλάντωσης. Παρόλα αυτά όμως το πλάτος ταλάντωσης αλλά και η συχνότητα παραμένουν ίδια με πριν.

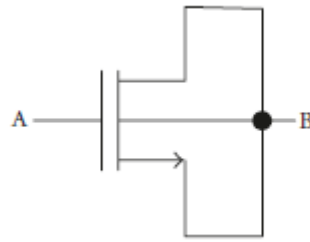
5.7.2 Αντικατάσταση των πυκνωτών από τρανζίστορ (nmos varactor)

Οι varactors, δηλαδή οι μεταβαλλόμενοι πυκνωτές αποτελούν πολύ σημαντικά στοιχεία σε έναν ταλαντωτή αφού προσφέρουν τη δυνατότητα αλλαγής της συχνότητας εξόδου με μεταβολή της χωρητικότητας τους, μέσω ρύθμισης της τάσης στα άκρα τους. Για τις επόμενες προσομοιώσεις αντικαθιστούμε τους πυκνωτές με nmos varactors, στο σχήμα 5.21 φαίνεται ο nmos varactor που σχεδιάστηκε στο ADS.



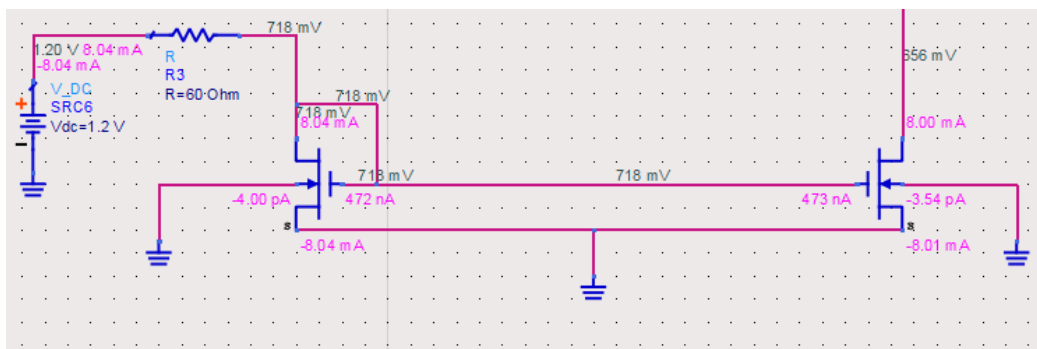
Σχήμα 5.21 Συνδεσμολογία nmos varactors

Ένας nmos varactor μπορεί να έχει την ίδια δομή όπως ένα nmos τρανζίστορ, με το gate ως πρώτο terminal και το drain, το source και το bulk συνδεδεμένα μεταξύ τους για να σχηματίσουν το δεύτερο terminal, σχήμα 5.22. Οι MOS varactors λειτουργούν σε 4 περιοχές που βασίζονται στο σημείο πόλωσης (η τάση ελέγχου που συνδέει τα terminals των varactors). Οι τέσσερις αυτές περιοχές είναι: η περιοχή accumulation, η περιοχή depletion, η weak inversion και η strong inversion. Οι περισσότεροι varactors είναι σχεδιασμένοι να λειτουργούν στις περιοχές accumulation και strong inversion. Επιπλέον, έχει αποδειχτεί ότι οι LC ταλαντωτές των οποίων οι varactors που χρησιμοποιούν, λειτουργούν στην περιοχή accumulation παρουσιάζουν χαμηλότερα επίπεδα κατανάλωσης ισχύος και χαμηλότερα επίπεδα θορύβου φάσης σε σχέση με όσους λειτουργούν στην περιοχή strong inversion.



Σχήμα 5.22 Nmos varactor

Επίσης, αντικαταστήσαμε την ιδανική πηγή ρεύματος που χρησιμοποιούσαμε στις προηγούμενες προσομοιώσεις με ένα καθρέπτη ρεύματος, σχήμα 5.23. Στις προηγούμενες προσομοιώσεις μας χρησιμοποιήσαμε ιδανικές πηγές ρεύματος, συνεπώς γνωρίζουμε με πόσα mA πρέπει να τροφοδοτήσουμε την κάθε τοπολογία μας. Αντικαθιστώντας τις ιδανικές πηγές ρεύματος με τον καθρέπτη ρεύματος αφαιρούμε κάθε ιδανικότητα που είχαν τα κυκλώματά μας. Επειδή θα προσθέσουμε ένα ακόμα τρανζίστορ στο κύκλωμα μας για την δημιουργία του καθρέπτη θα δούμε σε επόμενες προσομοιώσεις ότι αυτό έχει επίδραση στον θόρυβο του κυκλώματος.

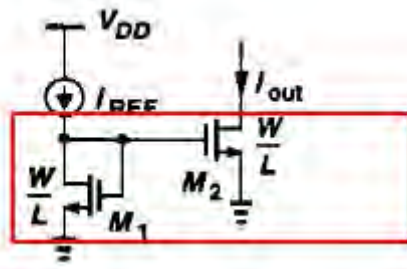


Σχήμα 5.23 Απλός καθρέπτης ρεύματος με nmos τρανζίστορ

Για τα τρανζίστορ του καθρέπτη το L ορίστηκε στα 200nm και το W στα 60um. Όπως παρατηρούμε η τιμή του L είναι αρκετά μεγάλη, ο λόγος είναι γιατί όσο μεγαλύτερη η τιμή του μήκους καναλιού του τρανζίστορ τόσο καλύτερο «ματσάρισμα» επιτυγχάνεται στα ρεύματα των τρανζίστορ του καθρέπτη. Γενικά γνωρίζουμε ότι σε έναν απλό καθρέπτη ρεύματος το ρεύμα συνδέεται με το ρεύμα αναφοράς μέσω της σχέσης:

$$I_{out} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF}$$

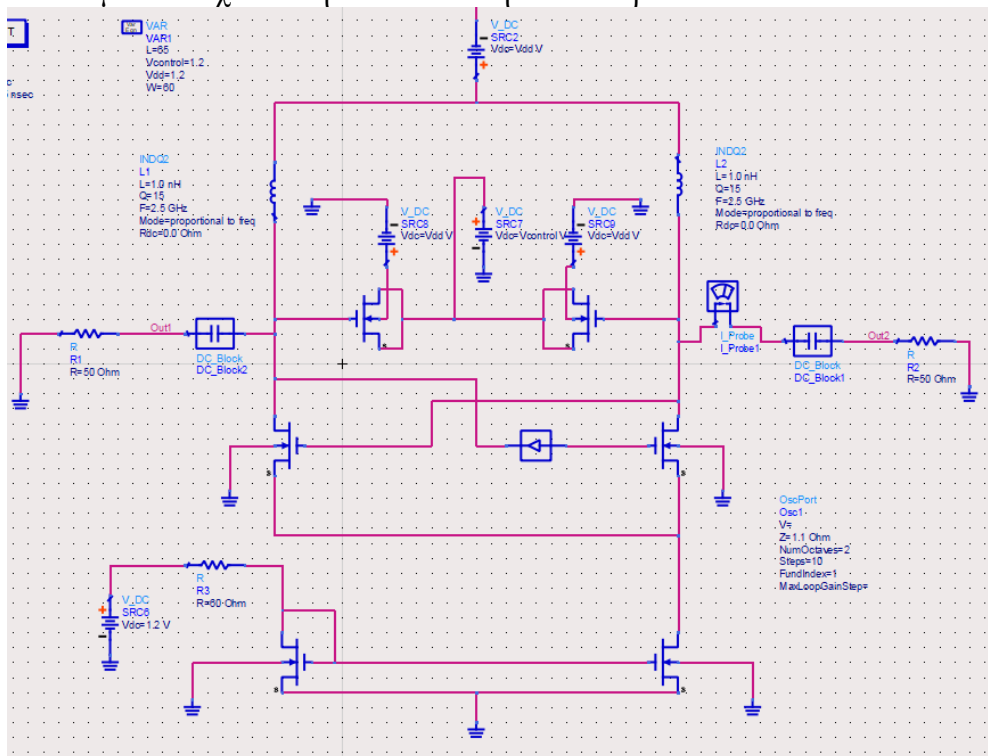
Ένας απλός καθρέπτης ρεύματος φαίνεται και στο σχήμα 5.24.



Σχήμα 5.24 Απλός καθρέπτης ρεύματος

Όπου παρατηρούμε ότι το W_2 και το L_2 είναι το πλάτος και το μήκος καναλιού του τρανζίστορ που διαρρέεται από το ρεύμα I_{out} ενώ το W_1 και L_1 είναι το πλάτος και το μήκος καναλιού του τρανζίστορ που διαρρέεται από το ρεύμα I_{ref} .

Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε στο ADS ήταν το παρακάτω:

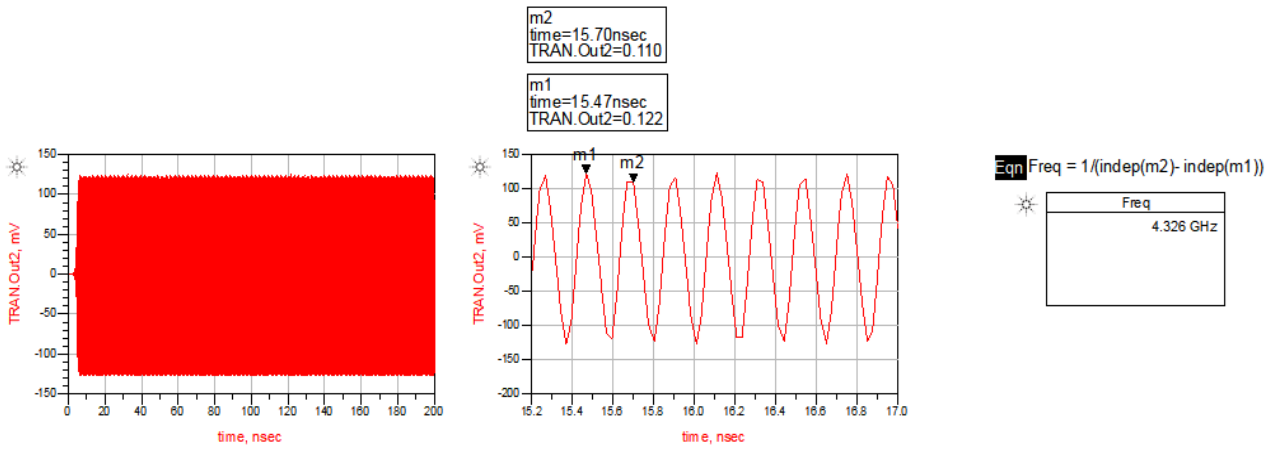


Σχήμα 5.25 Τοπολογία nmos cross coupled ταλαντωτή υλοποιημένο με varactors

Για $L = 1\text{ nH}$, $W = 60\text{ }\mu\text{m}$ & $L = 65\text{ nm}$, ενώ το W των τρανζίστορ varactor είχε την τιμή $200\text{ }\mu\text{m}$, V_{dd} κυκλώματος ίση με $1,2\text{ V}$. Μεταβάλαμε την τιμή της τάσης τροφοδοσίας που έχουμε εφαρμόσει μεταξύ των nmos τρανζίστορ που λειτουργούν ως varactors, δίνοντας διάφορες τιμές από $0-1,2\text{ V}$ και παρατηρώντας

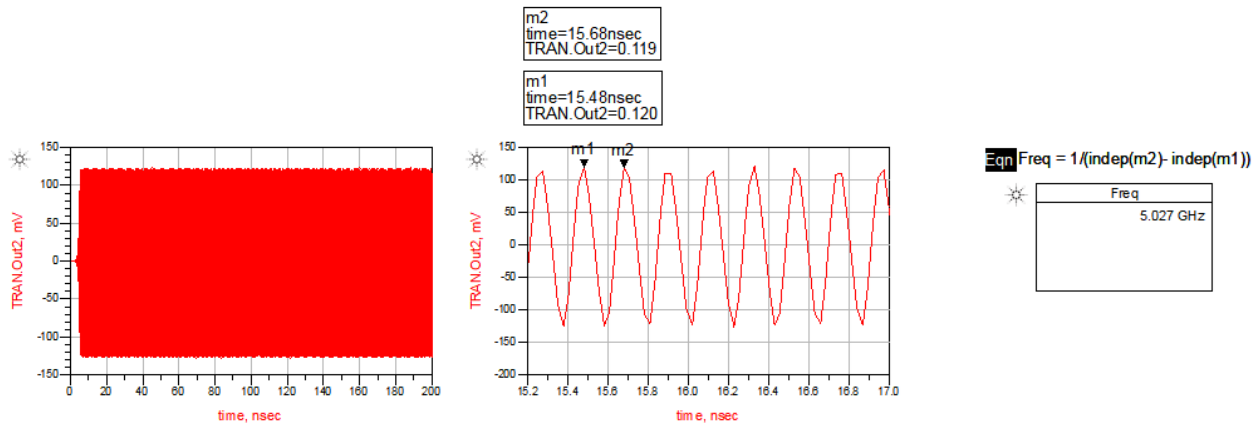
το πλάτος του σήματος εξόδου Out2 και την τιμή της συχνότητας.

Για $V_{\text{control}} = 0.1 \text{ V}$:



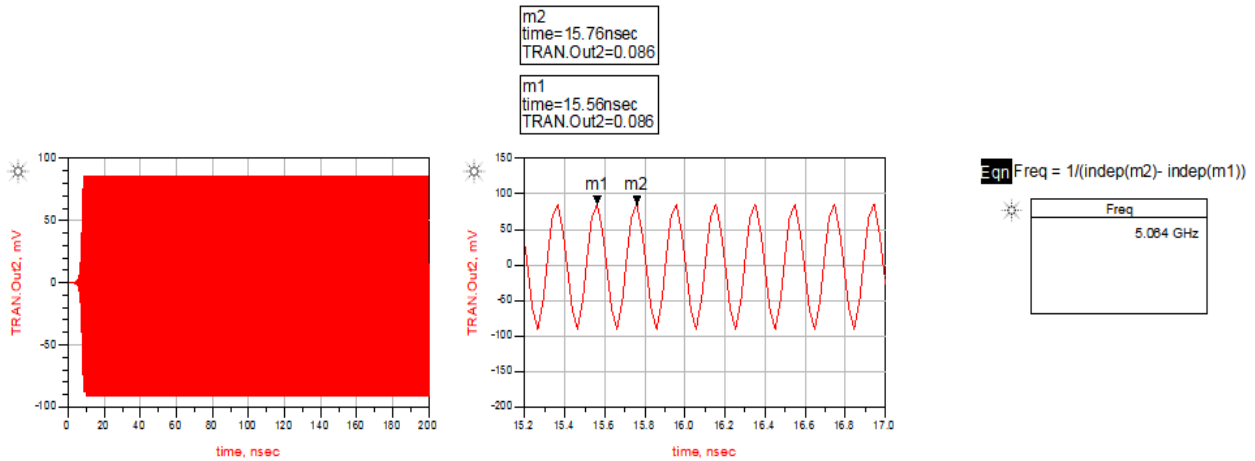
α)

Για $V_{\text{control}} = 0.4 \text{ V}$:



β)

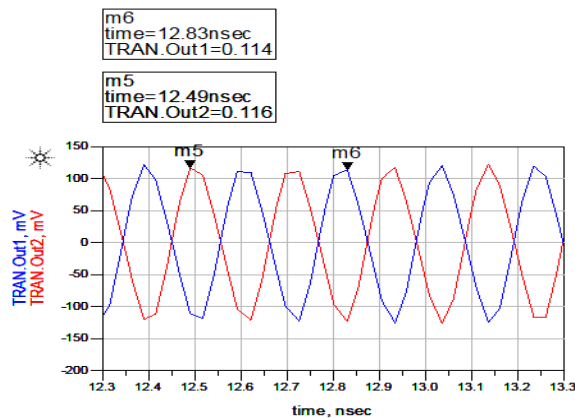
Για $V_{\text{control}} = 1.2 \text{ V}$:



γ)

Παρατηρούμε λοιπόν ότι ανάλογα με την τάση που εφαρμόζεται μεταξύ των nmos varactor έχουμε και αντίστοιχες διακυμάνσεις στη συχνότητα εξόδου.

Τέλος, η γραφική για το Out1 σε σχέση με το Out2, για $V_{\text{dc}} = 0,4\text{V}$ & $F =$



5GHz ήταν:

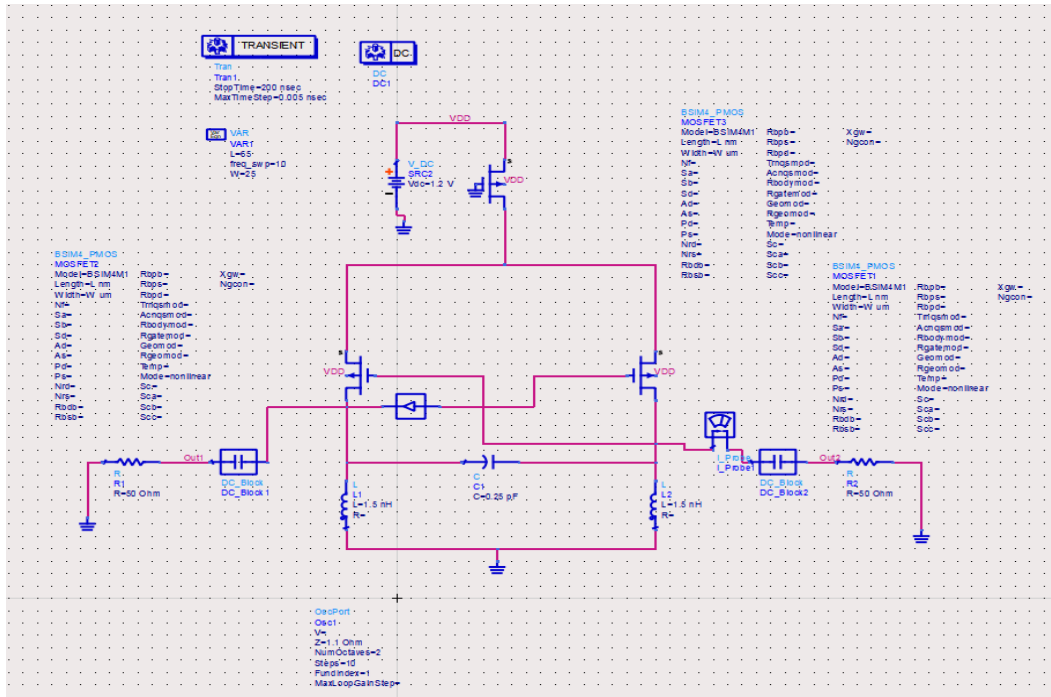
δ)

Σχήμα 5.26 Nmos προσομοίωση για $L = 1\text{ nH}$, $W = 60 \text{ um}$ & $L = 65\text{ nm}$, ενώ το W των τρανζίστορ varactor είχε την τιμή 200 um : α) σήμα εξόδου Out2 για $V_{\text{control}} = 0.1 \text{ V}$, β) σήμα εξόδου Out2 για $V_{\text{control}} = 0.4 \text{ V}$, γ) σήμα εξόδου Out2 για $V_{\text{control}} = 1.2 \text{ V}$ και δ) η γραφική για το Out1 σε σχέση με το Out2, για $V_{\text{control}} = 0,4\text{V}$ & $F = 5\text{GHz}$

5.8 Σχεδίαση και προσομοίωση του PMOS cross-coupled ταλαντωτή με τη χρήση του ADS

5.8.1 Τοπολογία PMOS Cross-Coupled Ταλαντωτή

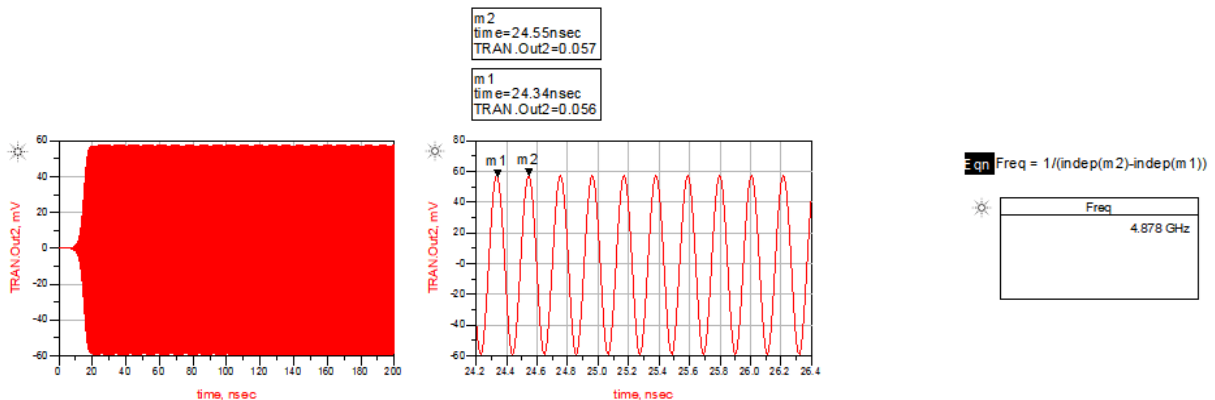
Παρακάτω σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε το σχήμα pmos cross coupled ταλαντωτή που παρουσιάζει την τοπολογία ενός pmos-only ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους. Το κύκλωμα που σχεδιάστηκε στο ADS ήταν το παρακάτω:



Σχήμα 5.27 Τοπολογία pmos cross coupled ταλαντωτή στο ADS

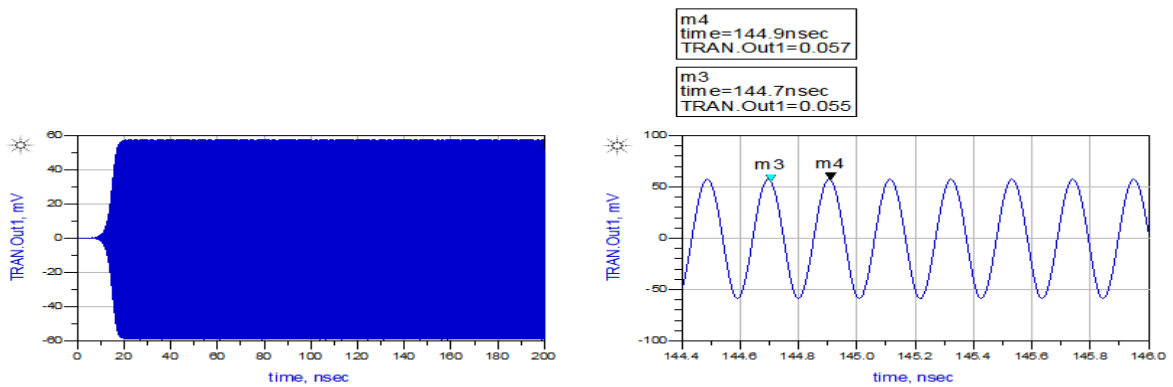
Το μοντέλο των τρανζίστορ είναι το ίδιο με αυτό που χρησιμοποιήθηκε και για τις pmos τοπολογίες.

Οι προσομοιώσεις αρχικά έγιναν για $L = 1,5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$, $W = 25 \text{ um}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{dd} = 1,2\text{V}$. Παρακάτω φαίνονται και οι γραφικές παραστάσεις των σημάτων Out2, Out1 και του ρεύματος αντίστοιχα. Για το Out2:



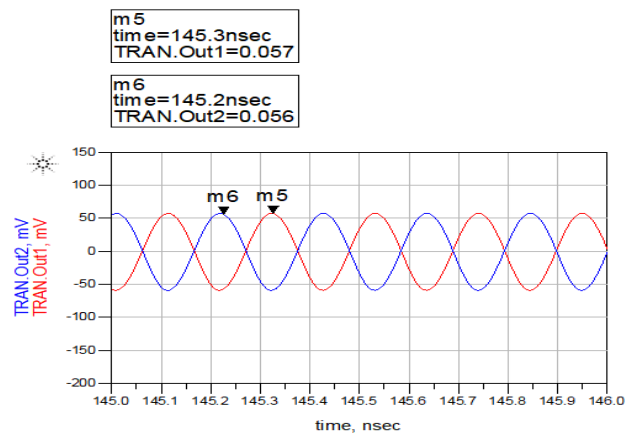
α)

Για το Out1:



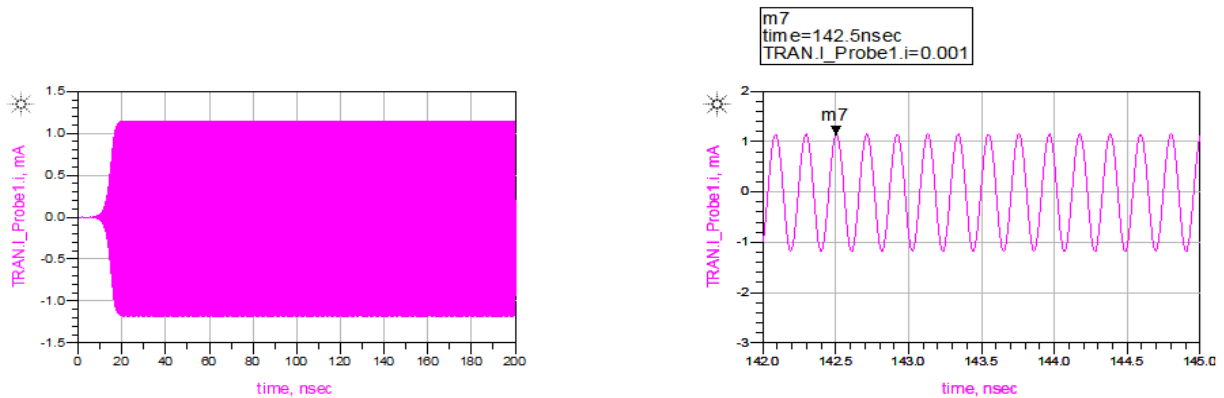
β)

Το Out1 σε σχέση με το Out2:



γ)

Και τέλος η γραφική παράσταση για το ρεύμα:



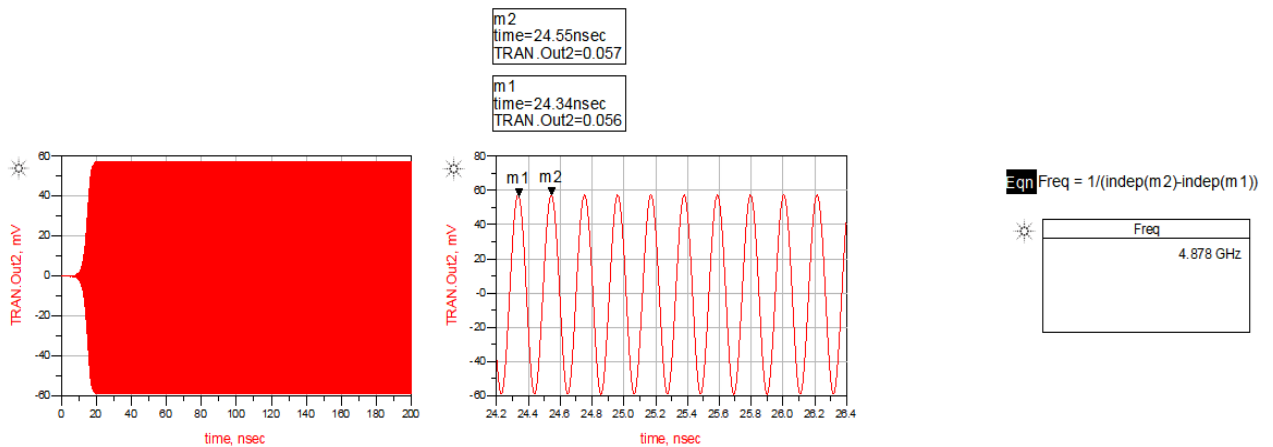
δ)

Σχήμα 5.28 Pmos προσομοίωση για $L = 1,5 \text{ nH}$, $C = 0,25 \text{ pF}$, $W = 25 \text{ um}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{dd} = 1,2\text{V}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) σήμα εξόδου Out1, γ) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και δ) γραφική παράσταση ρεύματος

Παρατηρούμε ότι, όπως και στα NMOS, το γινόμενο LC είναι αυτό που καθορίζει την συχνότητα ταλάντωσης. Και εδώ η συχνότητα είναι ίση με 5GHz η διαφορά είναι ότι ο ταλαντωτής αργεί να ξεκινήσει την ταλάντωση σε σχέση με την αντίστοιχη NMOS τοπολογία.

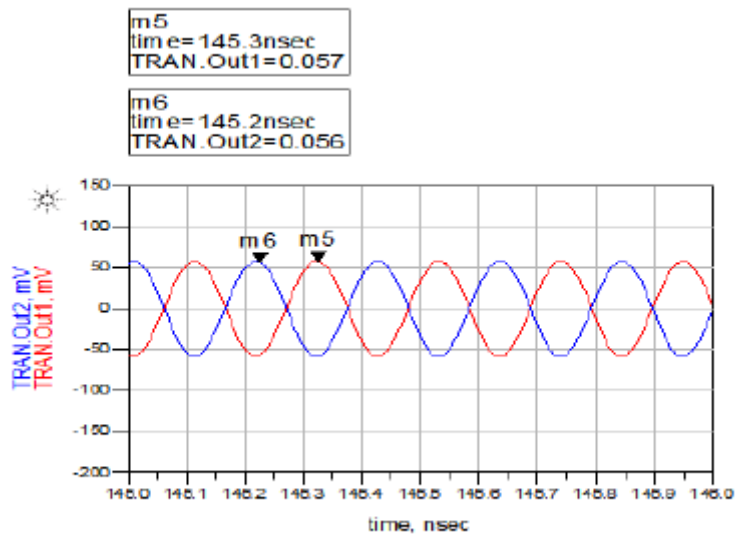
Στη συνέχεια προσθέτουμε στο κύκλωμα έναν ακόμη πυκνωτή. Για $L = 1,5\text{nH}$, $C = 0,5 \text{ pF}$, $W = 25 \text{ um}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{dd} = 1,2\text{V}$ προέκυψαν τα παρακάτω αποτελέσματα:

Για το Out2:



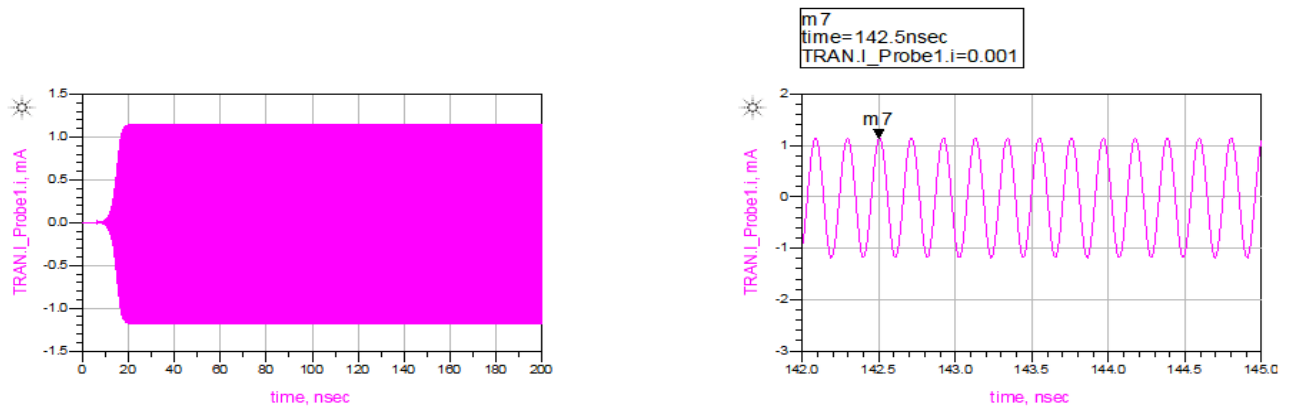
α)

Για το Out1 σε σχέση με το Out2:



β)

Και για το ρεύμα:



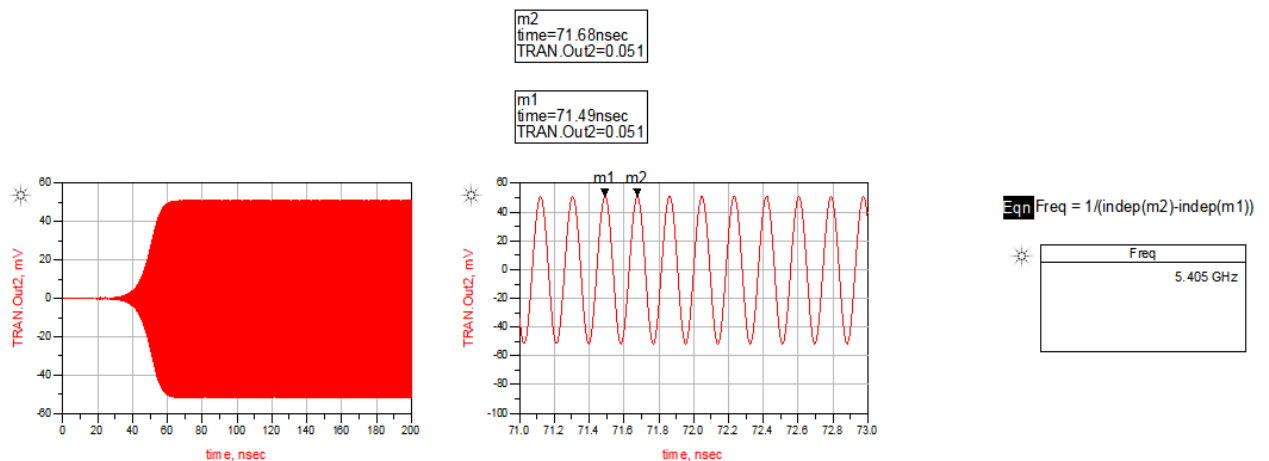
γ)

Σχήμα 5.29 Ρmos προσομοίωση για $L = 1,5\text{nH}$, $C = 0,5\text{ pF}$, $W = 25\text{ }\mu\text{m}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{dd} = 1,2\text{V}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και γ) γραφική παράσταση ρεύματος

Παρατηρούμε ότι η συχνότητα ταλάντωσης διατηρείται στα 5 GHz και άρα τα δύο κυκλώματα θα μπορούσαμε να πούμε ότι είναι ισοδύναμα.

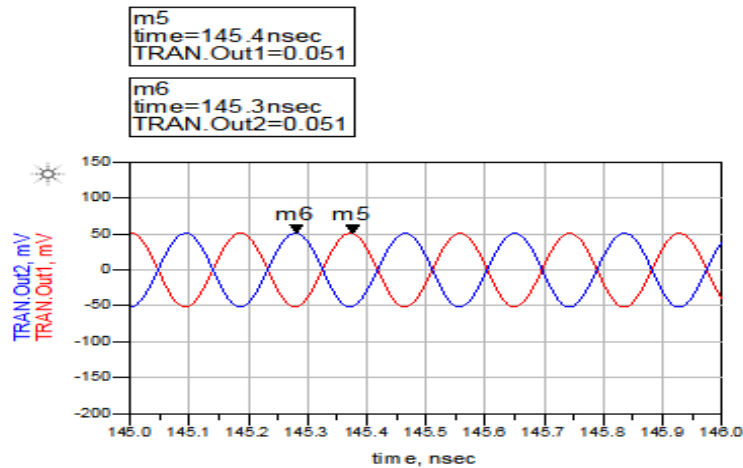
Για $L = 0,5\text{nH}$, $C = 1,5\text{ pF}$, $W = 25\text{ }\mu\text{m}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{dd} = 1,2\text{ V}$ προέκυψαν τα παρακάτω αποτελέσματα:

Για το Out2:



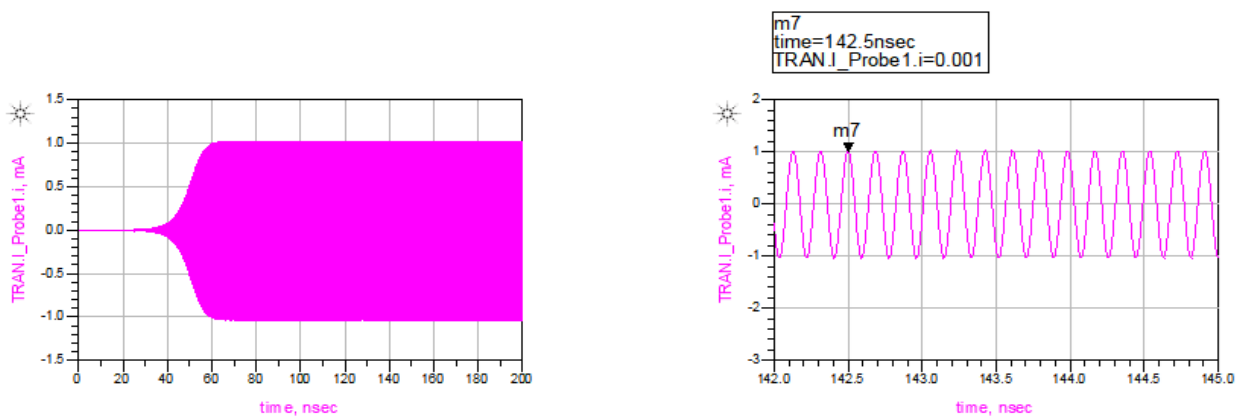
α)

Για το Out1 σε σχέση με το Out2:



β)

Και για το ρεύμα:



γ)

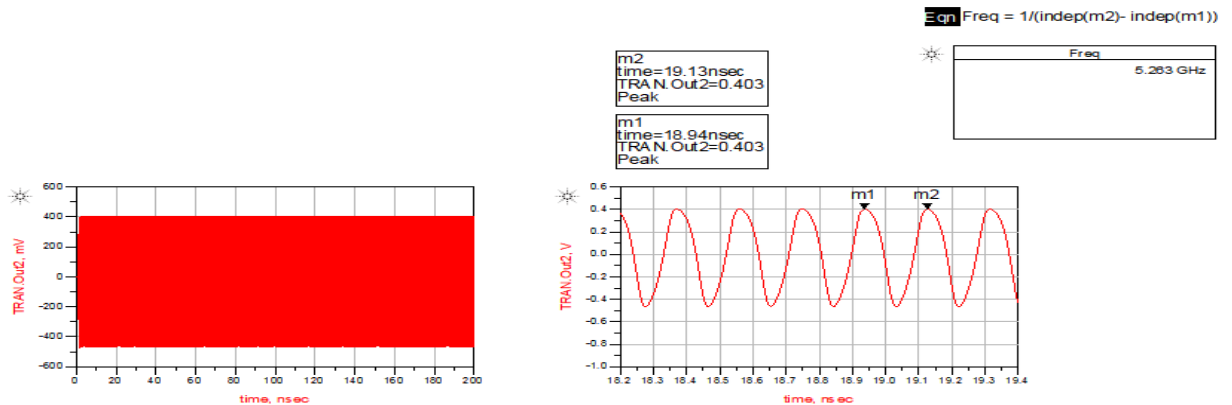
Σχήμα 5.30 Pmos προσομοίωση για $L = 0,5\text{nH}$, $C = 1,5\text{ pF}$, $W = 25\text{ }\mu\text{m}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{\text{dd}} = 1,2\text{ V}$: α) σήμα εξόδου Out2, β) κοινή γραφική παράσταση για τα σήματα εξόδου και γ) γραφική παράσταση ρεύματος

“Πειράζοντας” λοιπόν τις τιμές των L και C παρατηρούμε ότι η συχνότητα μεταβάλλεται ελαφρώς και ο ταλαντωτής αργεί περισσότερο μέχρι να ξεκινήσει να ταλαντώνει.

5.8.2 Αντικατάσταση των πυκνωτών από τρανζίστορ

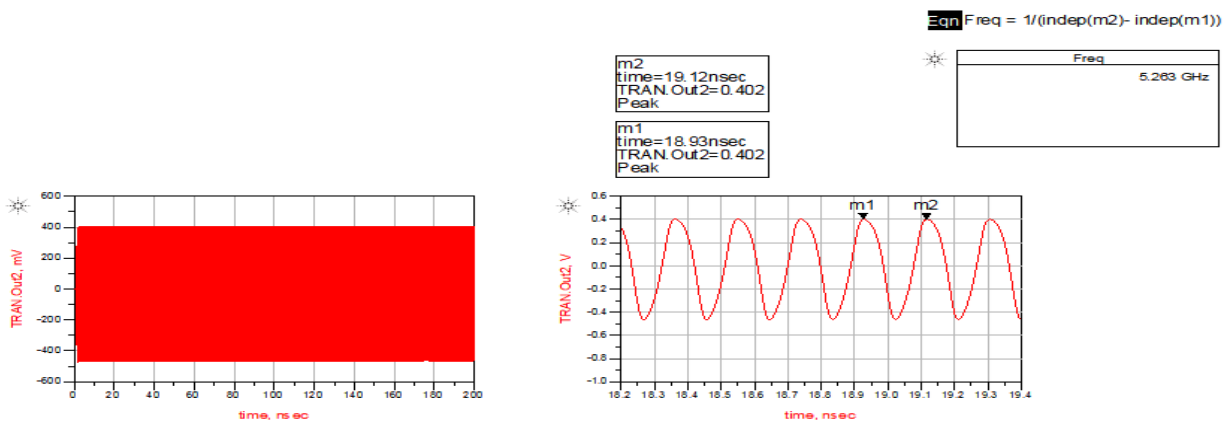
Στην υποενότητα αυτή σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε η τοπολογία του σχήματος pmos cross-coupled, που αναπαριστά την τοπολογία ενός pmos cross coupled ταλαντωτή όπου οι σταθερές χωρητικότητες αντικαταστάθηκαν από pmos varactors.

Για $V_{dc} = 0,5 \text{ V}$:



β)

Για $V_{dc} = 1,2 \text{ V}$:



γ)

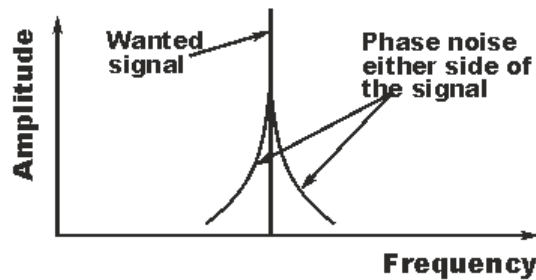
Σχήμα 5.32 Pmos προσομοίωση για $L = 3\text{nH}$, $W = 25\mu\text{m}$ & $L=65\text{nm}$, $W(\text{varactor}) = 50 \mu\text{m}$, $V_{dd} = 1,2$: α) σήμα εξόδου Out2 για $V_{dc} = 0,1 \text{ V}$, β) για $V_{dc} = 0,5 \text{ V}$ και γ) για $V_{dc} = 1,2 \text{ V}$

Να σημειωθεί ότι για την μελέτη του πλάτους ταλάντωσης όλων των παραπάνω pmos και rmos τοπολογιών χρησιμοποιήθηκε η transient προσομοίωση που παρέχει το εργαλείο προσομοιώσεων ADS.

5.9 Μελέτη Θορύβου Φάσης

5.9.1 Εισαγωγή στο θόρυβο φάσης

Θόρυβος φάσης στα ηλεκτρονικά κυκλώματα ορίζεται ως ο θόρυβος που προκύπτει από τις σύντομες διακυμάνσεις της φάσης που συμβαίνουν σε ένα σήμα. Οι διακυμάνσεις αυτές εκδηλώνονται ως sidebands που εμφανίζονται ως φάσμα θορύβου και εκτείνονται σε κάθε πλευρά του σήματος. Ο όρος θόρυβος φάσης χρησιμοποιείται συνήθως για να περιγράψει τις μεταβολές της φάσης που είναι αποτέλεσμα των τυχαίων εναλλαγών στη συχνότητα του σήματος. Ο θόρυβος φάσης εισάγεται στα ηλεκτρονικά κυκλώματα με πολλούς διαφορετικούς τρόπους και ειδικότερα όταν χρησιμοποιούνται συνθέτες συχνοτήτων.



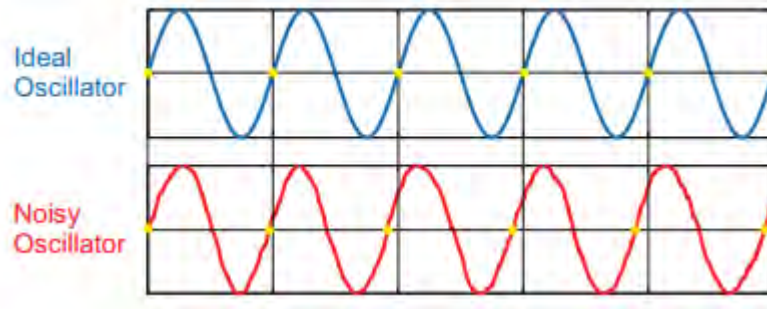
Σχήμα 5.33 Φάσμα πραγματικού ταλαντωτή

Ο θόρυβος στα ηλεκτρονικά κυκλώματα διακρίνεται σε ηλεκτρικό και τεχνητό. Εμείς θα μελετήσουμε την πρώτη κατηγορία, δηλαδή τον ηλεκτρικό θόρυβο, που είναι η κύρια πηγή θορύβου στα κυκλώματα ταλαντωτών. Όσον αφορά τον ηλεκτρικό θόρυβο μπορούμε να τον εντοπίσουμε με τις εξής μορφές: τον θερμικό θόρυβο, τον θόρυβο απόσβεσης και τον θόρυβο βολής.

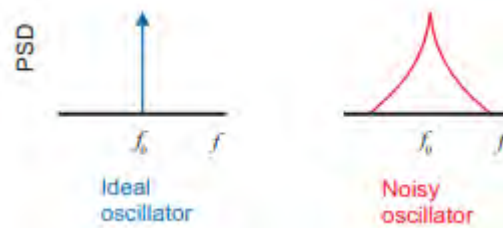
Θόρυβος παρατηρείται σχεδόν σε όλα τα ηλεκτρονικά κυκλώματα προκαλώντας σημαντικές επιπτώσεις στην απόδοση τους και για αυτό το λόγο είναι ιδιαίτερα σημαντικής σημασίας για τους σχεδιαστές RF κυκλωμάτων. Πέρα όμως των ηλεκτρικών κυκλωμάτων ο θόρυβος φάσης ή το phase jitter είναι ιδιαίτερα σημαντικά και στο πεδίο των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων γιατί όχι μόνο αλλοιώνεται η ποιότητα των σημάτων αλλά αυξάνεται και το ποσοστό σφάλματος των επικοινωνιακών συνδέσεων.

Οι ταλαντωτές όπως και κάθε αναλογικό κύκλωμα είναι ευπαθής στον θόρυβο. Αυτός ο θόρυβος μπορεί να προέρχεται από κάποιο συστατικό του μέρους ή από κάποιο εξωτερικό παράγοντα και μπορεί να έχει επίδραση όχι μόνο στην συχνότητα αλλά και στο πλάτος του σήματος εξόδου του. Οι επιπτώσεις στο πλάτος αντιμετωπίζονται ευκολότερα σε σχέση με αυτές στη συχνότητα. Συνήθως σε ένα ταλαντωτή ο θόρυβος φάσης προστίθεται από τα στοιχεία του είτε τα ενεργητικά, όπως για παράδειγμα τα τρανζίστορ είτε από τα παθητικά, όπως οι πυκνωτές και τα πηνία.

Στην πράξη αν θέλουμε να παρατηρήσουμε τον θόρυβο φάσης μπορούμε να τον εντοπίσουμε στο πεδίο του χρόνου ως μία μετακίνηση είτε προς τα μπρος είτε προς τα πίσω όπου η ημιτονοειδής κυματομορφή τέμνει τον άξονα του χρόνου, σχήμα 5.34 και 5.35. Επειδή λοιπόν ο θόρυβος φάσης είναι ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό των ταλαντωτών δημιουργείται η ανάγκη υπολογισμού του και μελέτης του. Εμείς για την προσομοίωση του θορύβου φάσης του ταλαντωτή μας χρησιμοποιούμε την Harmonic Balance που μας παρέχεται μέσω του ADS.



Σχήμα 5.34 Η επίδραση του θορύβου φάσης στο σήμα εξόδου ενός ταλαντωτή

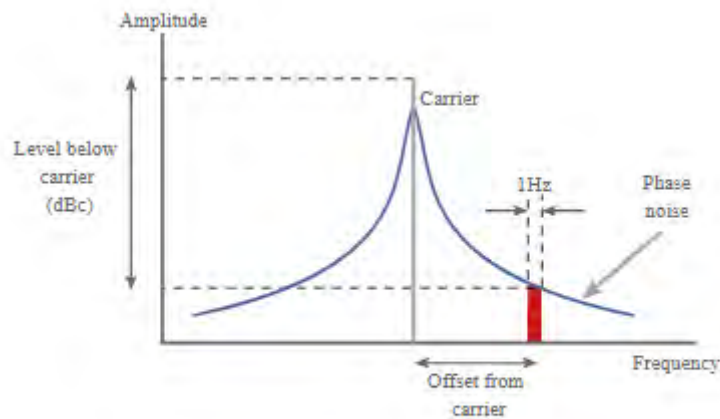


Σχήμα 5.35 Επίδραση του θορύβου φάσης στη φασματική πυκνότητα ισχύος του ταλαντωτή

Θεωρητικά αν θέλαμε να υπολογίσουμε τον θόρυβο ενός κυκλώματος ταλαντωτή θα έπρεπε αρχικά να υπολογίσουμε την ισχύ του θορύβου σε ένα φάσμα συχνοτήτων, έστω $\Delta\omega$, μακριά από την κεντρική συχνότητα του ταλαντωτή και στην συνέχεια να διαιρέσουμε την τιμή αυτή με την ισχύ του φέροντος σήματος όπως φαίνεται από τον παρακάτω τύπο:

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

Ο θόρυβος φάσης μετριέται σε dBc/Hz, όπου ο δείκτης c αναφέρεται στην ισχύς θορύβου που έχει κανονικοποιηθεί ως προς την ισχύς του φέροντος. Ο όρος $P_{sideband}(\omega_0 + \Delta\omega, 1 \text{ Hz})$ αφορά την ισχύ μονής πλευρικής ζώνης σε απόσταση $\Delta\omega$ από τη συχνότητα του φέροντος υπολογισμένη σε εύρος 1 Hz, σχήμα 5.36.



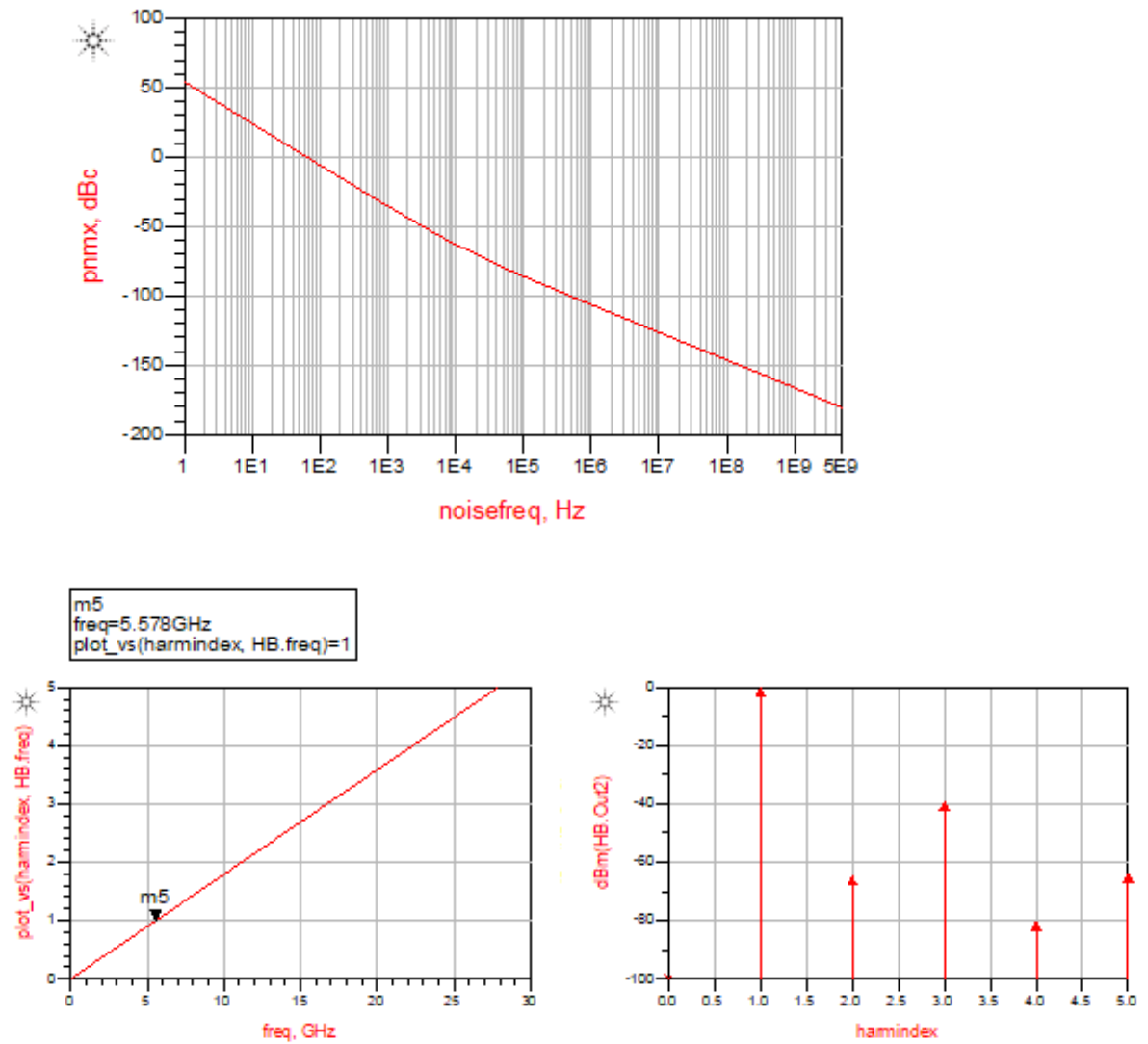
Single sideband phase noise measurement
Key specification points

Σχήμα 5.36 Μέτρηση θορύβου φάσης

5.9.2 Θόρυβος φάσης για την τοπολογία του nmos cross-coupled ταλαντωτή

Η Harmonic Balance (HB) είναι μία frequency-domain τεχνική ανάλυσης για την προσομοίωση των παραμορφώσεων σε μη γραμμικά κυκλώματα και συστήματα. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται συχνά για την προσομοίωση αναλογικών RF και μικροκυματικών προβλημάτων δεδομένου ότι τα προβλήματα αυτά συνήθως τα μελετάμε στο πεδίο της συχνότητας. Η HB στο πλαίσιο των προσομοιώσεων κυκλωμάτων και συστημάτων υψηλών συχνοτήτων προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με την transient ανάλυση και χρησιμοποιείται για την προσομοίωση και την ανάλυση του γραμμικού θορύβου των κυκλωμάτων. Σε αυτή την ενότητα θα μελετήσουμε το output voltage spectrum και το phase noise των τοπολογιών που μελετήθηκαν παραπάνω χρησιμοποιώντας την harmonic balance προσομοίωση.

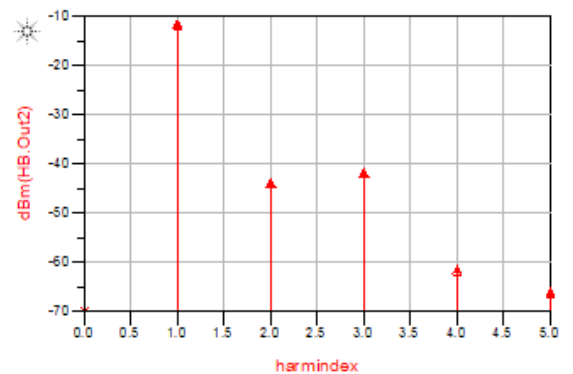
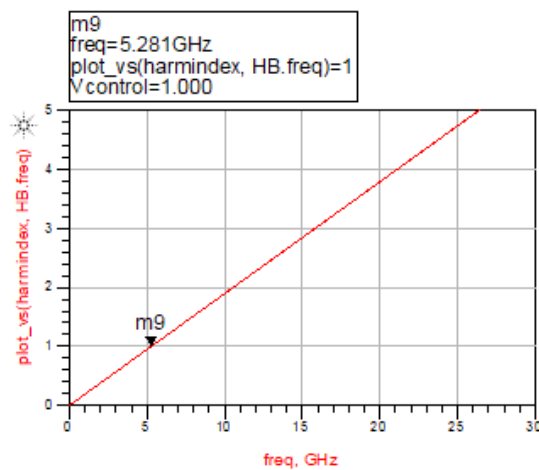
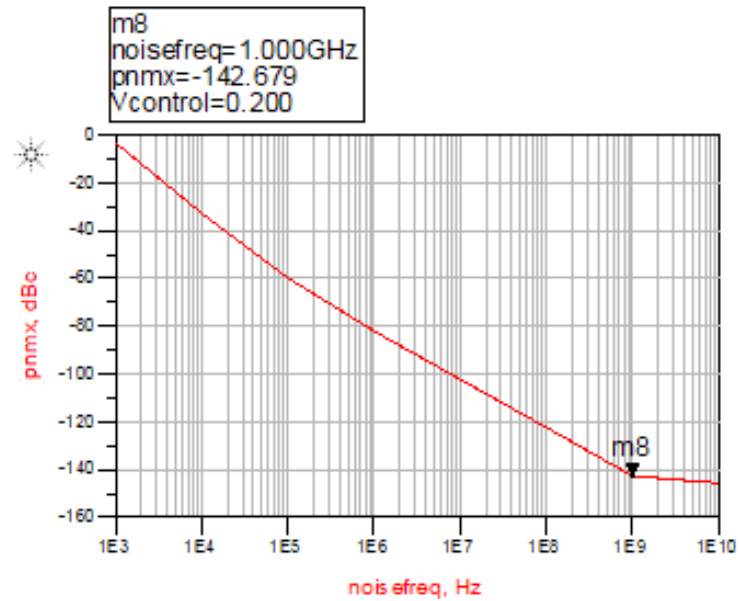
Για την nmos-only τοπολογία του σχήματος (ADS nmos only πυκνωτές) και για $L = 0.5 \text{ nH}$, $C = 1,5 \text{ pF}$ και $f = 5 \text{ GHz}$ προέκυψαν οι παρακάτω γραφικές παραστάσεις για τον θόρυβο φάσης και το output voltage spectrum αντίστοιχα:



Σχήμα 5.37 Γραφική παράσταση θορύβου φάσης και output voltage spectrum από την προσομοίωση της τοπολογίας του σχήματος 5.18

Επειδή τα πηνία και οι πυκνωτές που χρησιμοποιήθηκαν για τα κυκλώματα ήταν ιδανικά παρατηρούμε ότι η γραφική που προκύπτει για τον θόρυβο είναι επίσης ιδανική.

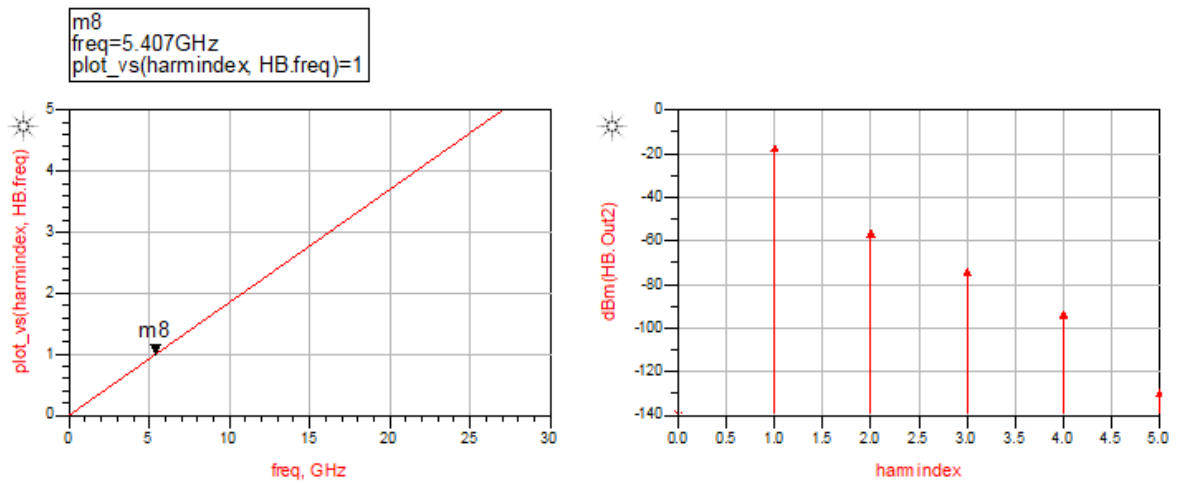
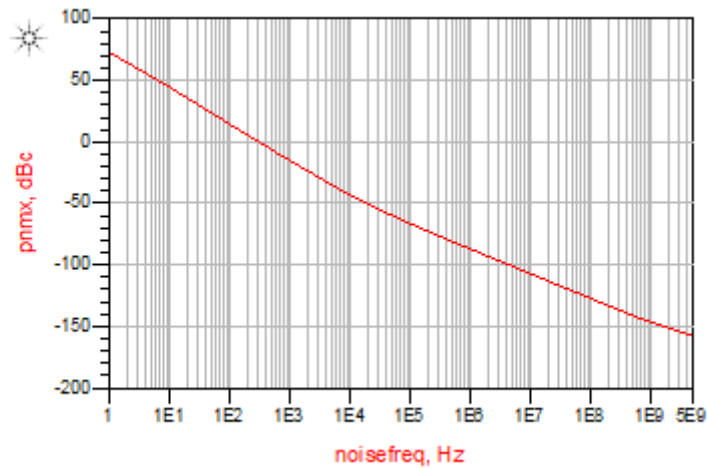
Αντίστοιχα για το κύκλωμα της τοπολογίας του σχήματος (varactor) με τα nmos τρανζίστορ μεταβλητής χωρητικότητας με $L = 1\text{nH}$, $W = 60\text{um}$ & $L = 65\text{nm}$, ενώ το W για τα nmos τρανζίστορ του varactor έχει την τιμή των 200um , η γραφική παράσταση του θορύβου φάσης που προέκυψε από την προσομοίωση ήταν:



Σχήμα 5.38 Γραφική παράσταση θορύβου φάσης και output voltage spectrum από την προσομοίωση της τοπολογίας του σχήματος 5.25

5.9.3 Θόρυβος φάσης για την τοπολογία του pmos cross-coupled ταλαντωτή

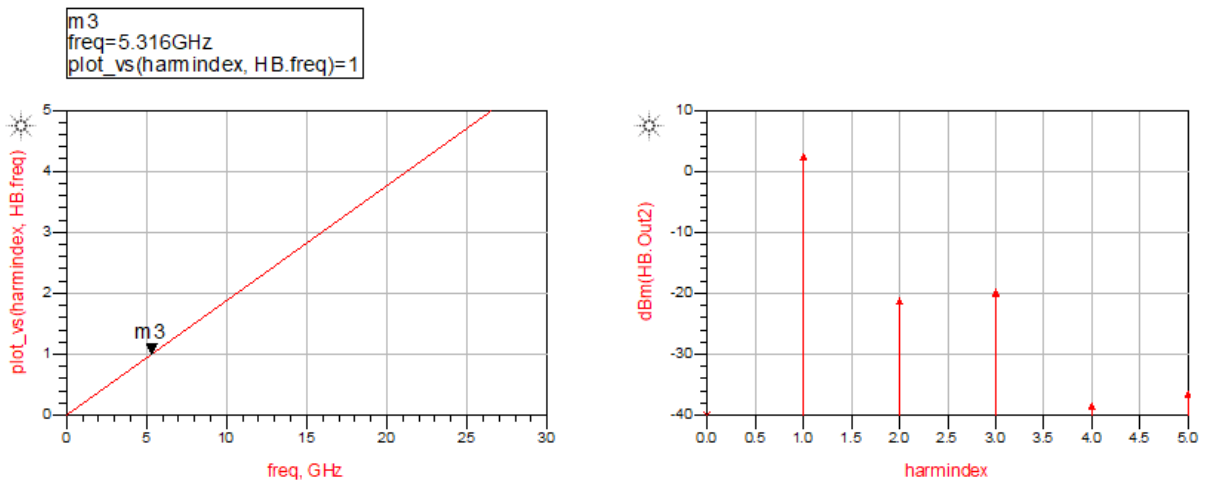
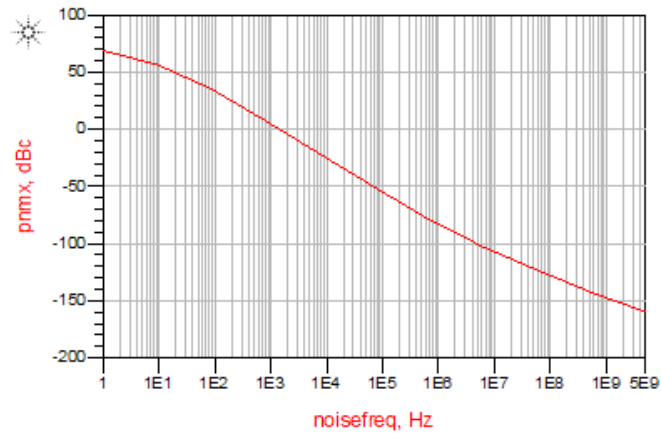
Οι αντίστοιχες προσομοιώσεις για τον έλεγχο του θορύβου φάσης και του output voltage spectrum πραγματοποιήθηκαν και για τις ανάλογες pmos τοπολογίες. Σύμφωνα με την τοπολογία του σχήματος() και για $L = 0,5\text{nH}$, $C = 1,5\text{ pF}$, $W = 25\text{ }\mu\text{m}$, $L = 65\text{nm}$ & $V_{\text{dd}} = 1,2\text{ V}$ προέκυψαν τα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 5.39 Γραφική παράσταση θορύβου φάσης και output voltage spectrum από την προσομοίωση της τοπολογίας του pmos cross coupled ταλαντωτή με την προσθήκη ενός επιπλέον πυκνωτή

Παρατηρούμε ότι και εδώ όπως και στην pmos-only τοπολογία η γραφική παράσταση του θορύβου φάσης είναι αρκετά ιδανική εξαιτίας των ιδανικών στοιχείων του κυκλώματος.

Αντίστοιχα για την τοπολογία με τα pmos τρανζίστορ και τους pmos varactor οι γραφικές για τον θόρυβο φάσης και το output voltage spectrum είναι:



Σχήμα 5.40 Γραφική παράσταση θορύβου φάσης και output voltage spectrum από την προσομοίωση της τοπολογίας του σχήματος 5.31

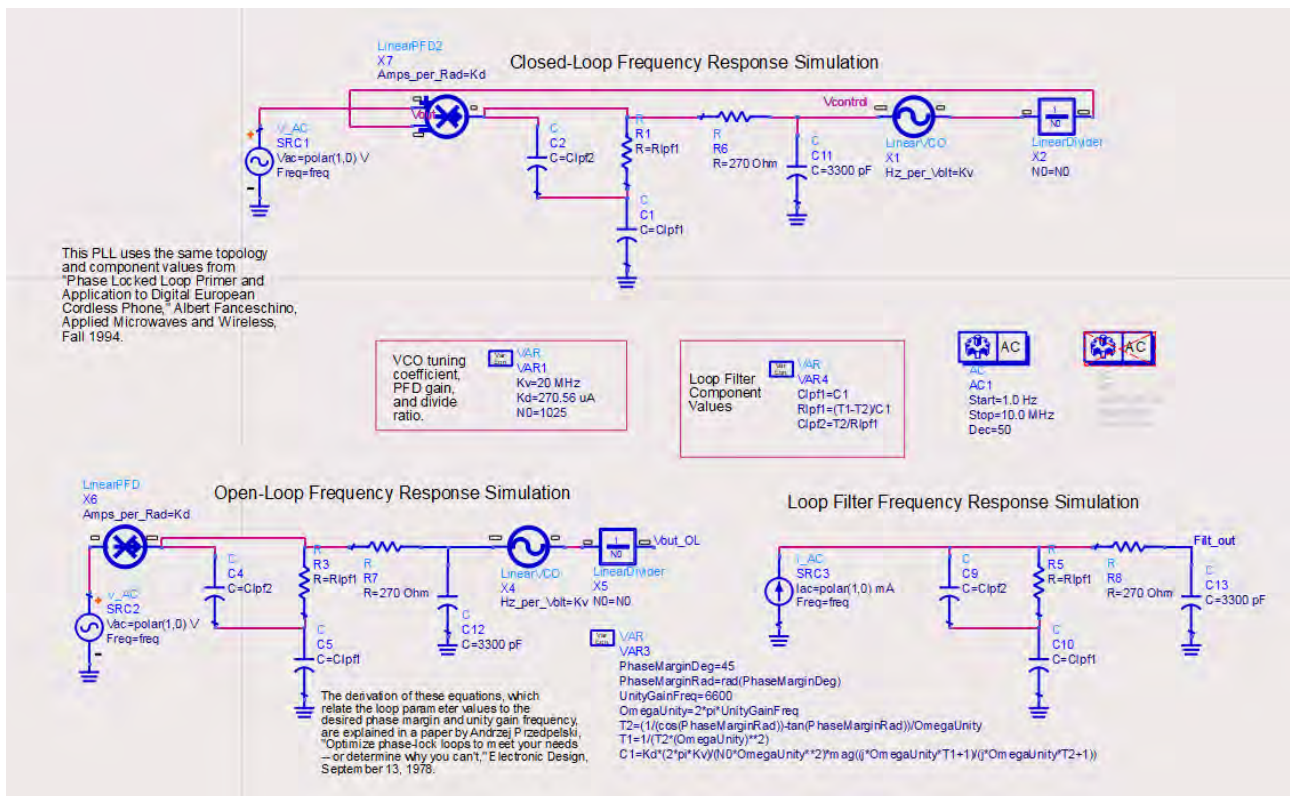
Οι γραφικές παραστάσεις προκύπτουν ιδανικές λόγω των ιδανικών στοιχείων των κυκλωμάτων.

Κεφάλαιο 6

Προσδιορισμός παραμέτρων PLL συστήματος

6.1 Παράμετροι PLL συστήματος

Για να προσομοιώσουμε το βρόχο κλειδωμένης φάσης βασιστήκαμε σε έτοιμα παραδείγματα που υπάρχουν ήδη στο ADS. Το ADS μας παρέχει το εξής σύστημα PLL:



Σχήμα 6.1 Σχηματικά για την προσομοίωση απόκρισης συχνότητας ανοιχτού και κλειστού βρόχου και για την απόκριση συχνότητας του φίλτρου βρόχου

Το οποίο περιλαμβάνει προσομοίωση για την απόκριση συχνότητας κλειστού και ανοιχτού βρόχου και την απόκριση συχνότητας του χαμηλοπερατού φίλτρου που χρησιμοποιείται μέσα στο PLL. Στο παραπάνω σύστημα μας δίνεται η δυνατότητα να μεταβάλλουμε τις παραμέτρους του και να προσομοιώσουμε με ό,τι παραμέτρους επιθυμούμε. Από την προσομοίωση του παραπάνω σχηματικού θα προκύψουν οι γραφικές παραστάσεις τόσο για την απόκριση του πλάτους ανοιχτού και κλειστού βρόχου όσο και για την απόκριση φάσης. Επίσης, προκύπτουν βάση έτοιμων Equations το unity gain, το phase margin και το spur attenuation, με βάση τα οποία και σε συνδυασμό με τις γραφικές παραστάσεις, μπορούμε να κρίνουμε αν το σύστημα μας είναι ευσταθές ή όχι.

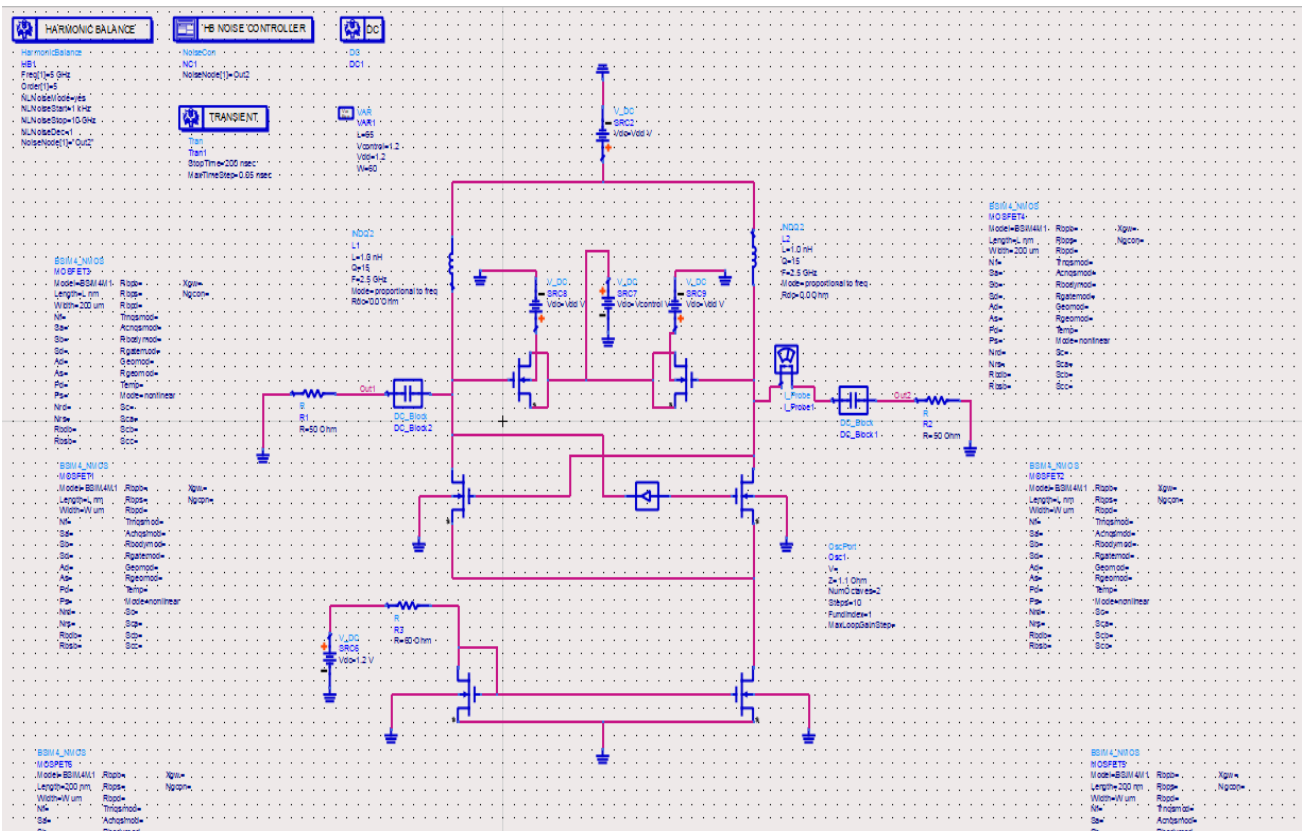
Οι παράμετροι που πρέπει να προσδιοριστούν πριν την προσομοίωση είναι οι εξής:

1. Το κέρδος του ταλαντωτή VCO, K_v σε Hz/Volt.
2. Το κέρδος του συγκριτή φάσης, K_d σε Amp/rad.
3. Η σταθερά του διαιρέτη, N_0
4. Η συχνότητα αναφοράς του συστήματος

6.2 Υπολογισμός του κέρδους του VCO (K_v)

Για τον υπολογισμό του K_v χρησιμοποιήθηκε η αντίστοιχη προσομοίωση του ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους.

Το σχηματικό του ταλαντωτή στο ADS:



Σχήμα 6.2 Τοπολογία nmos cross coupled ταλαντωτή

όπου $V_{dd} = 1,2V$ (τάση τροφοδοσίας)

$V_{control} = 1,2 V$ (τάση ελέγχου μεταξύ των varactors)

καθώς και η τάση στην είσοδο του καθρέφτη ορίστηκε στα 1.2 V

Το πλάτος όλων των τρανζίστορ είναι ορισμένο στα 60 um ενώ των varactor είναι ίσο με 200 um.

Το μήκος όλων των τρανζίστορ είναι ορισμένο στα 65 nm με εξαίρεση αυτό των τρανζίστορ του καθρέφτη που είναι ίσο με 200 nm.

Τα πηνία έχουν αυτεπαγωγή ίση με 1 nH για να πετύχουμε σε συνδιασμό με τους

varactor συχνότητα ταλάντωσης ίση με 5 GHz.

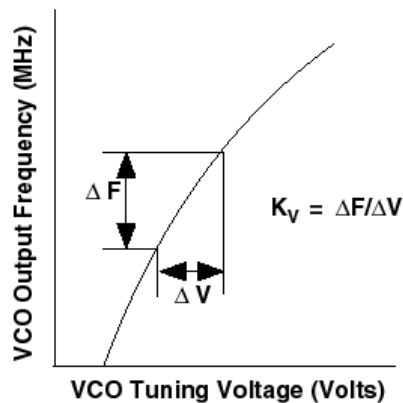
Με βάση την γραφική παράσταση της συχνότητας σε σχέση με την V_{control} μπορούμε να υπολογίσουμε το K_v , σχήμα 6.3. Το κέρδος του VCO ορίζεται ως η μεταβολή της συχνότητας ανά Volt και δίνεται από τον τύπο:

$$K_{vco} = \frac{\Delta F}{\Delta V}$$

Που δείχνει ότι το κέρδος του ταλαντωτή ισούται με την μεταβολή της συχνότητας στην έξοδο προς την μεταβολή της τάσης ελέγχου. Συνεπώς με βάση τον παραπάνω τύπο προκύπτει ότι:

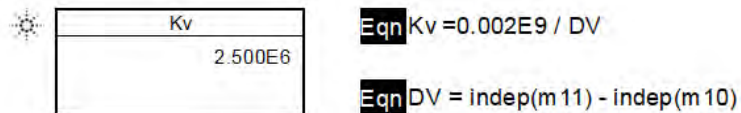
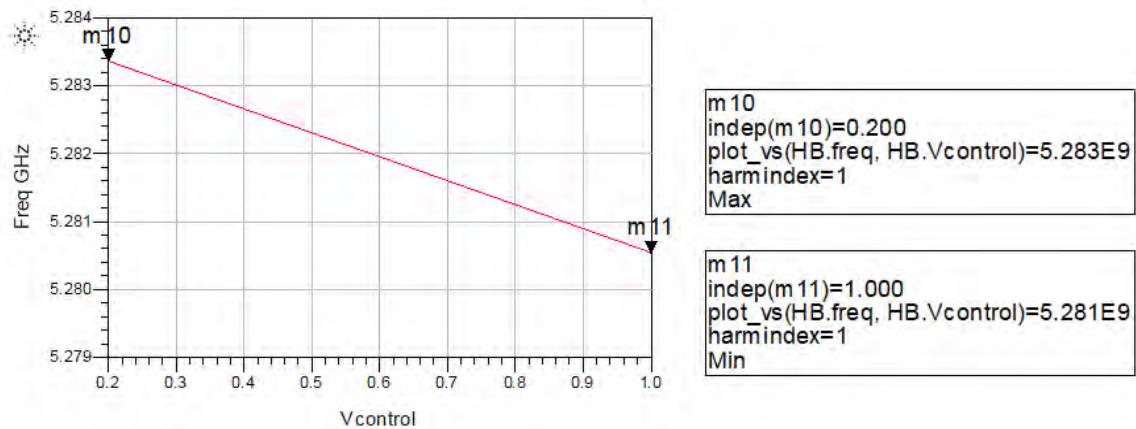
$$K_v = \Delta F / \Delta V = (5.283 * 10^9 - 5.281 * 10^9) / (1 - 0.2) = 2.500 * 10^6 = 2.5 \text{ MHz/V.}$$

όπου το ΔV είναι το εύρος της τάσης V_{control} το οποίο ορίζουμε εμείς να κυμαίνεται μεταξύ των 0,2 V και του 1 V.



Σχήμα 6.3 Σχέση της τάσης ελέγχου του VCO και της συχνότητας εξόδου του

Η αντίστοιχη γραφική παράσταση που προέκυψε από την προσομοίωση του κυκλώματος του ταλαντωτή στο ADS είναι η παρακάτω:

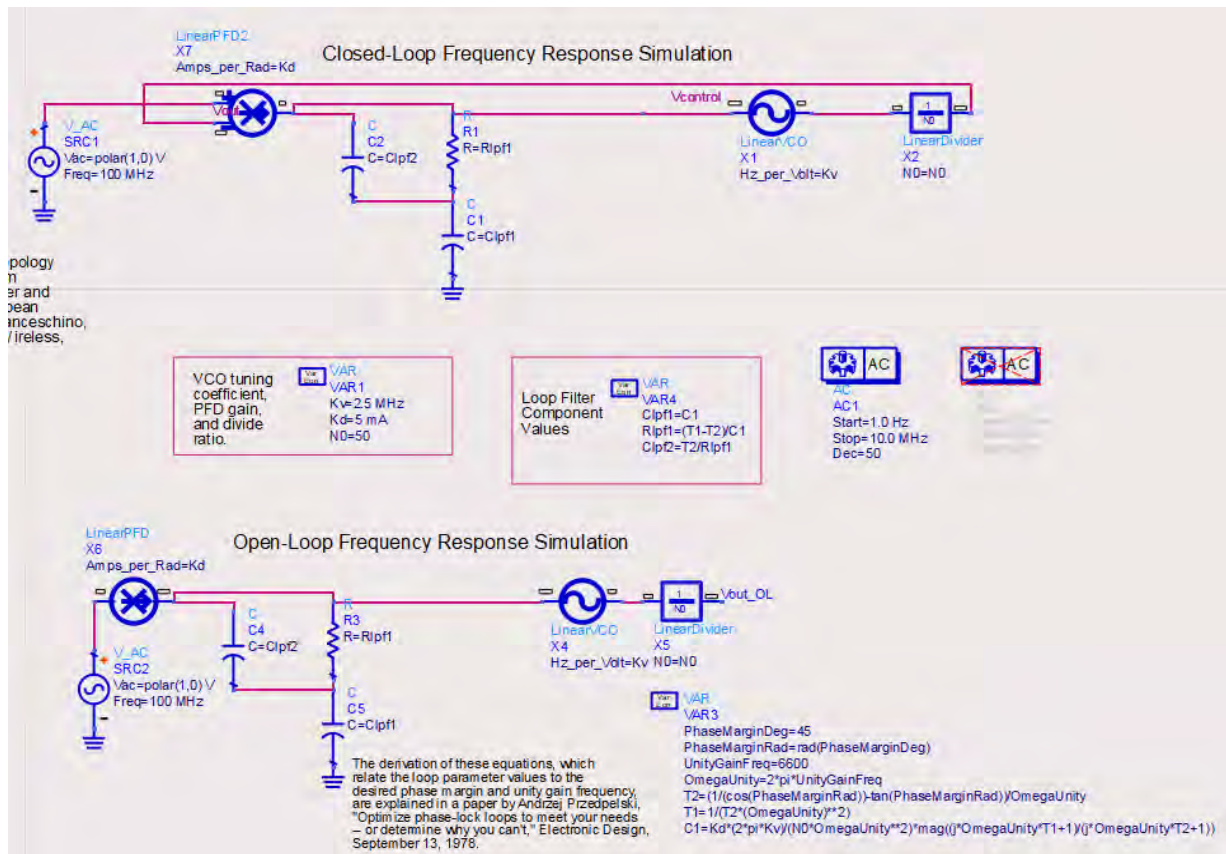


Σχήμα 6.4 Σχέση της τάσης ελέγχου του VCO και της συχνότητας εξόδου του από την προσομοίωση στο ADS

Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται η τιμή της V_{control} η συχνότητα εξόδου παρουσιάζει πτώση.

6.3 Ορισμός των υπολοίπων παραμέτρων και προσομοίωση του συστήματος

Το σχηματικό του PLL στο ADS φαίνεται στο παρακάτω σχήμα όπου έχει σχεδιαστεί το σύστημα ανοιχτού και κλειστού βρόχου.



Σχήμα 6.5 Τοπολογία Open και Closed Loop με φίλτρο βρόχου 2^{ης} τάξης

Οι παράμετροι του συστήματος για την προσομοίωση ορίστηκαν ως εξής: η τιμή της συχνότητας αναφοράς, ορίστηκε ως $F_{ref} = 100 \text{ MHz}$, αξίζει να σημειωθεί ότι για να εξασφαλίσουμε τον περιορισμό των sidebands και spurs πρέπει να δώσουμε μικρή τιμή στη συχνότητα αναφοράς του συστήματος. Η τιμή για το κέρδος του ταλαντωτή ορίστηκε σύμφωνα με του υπολογισμούς της προηγούμενης ενότητας ως $K_v = 2,5 \text{ MHz}$. Η τιμή του κέρδους του charge pump detector, K_d , προκύπτει από τον τύπο:

$$K_d = \frac{I_d}{2\pi} \dots \left(\frac{\text{Amps}}{\text{radian}} \right)$$

Όπου I_d είναι το ρεύμα της charge pump σε Amps. Με βάση λοιπόν την παραπάνω εξίσωση προέκυψε ότι $K_d = 5 \text{ mA}$.

Τέλος, η τιμή για τον PLL loop divider, N_0 , ορίστηκε ως $N_0 = 50$. Η τιμή αυτή προέκυψε από την εξίσωση:

$$f_{out} = N \cdot f_{ref}$$

Η οποία αν λυθεί ως προς N τότε γίνεται της μορφής $N = f_{out}/f_{ref} = 5\text{GHz}/100\text{MHz} = 50$,

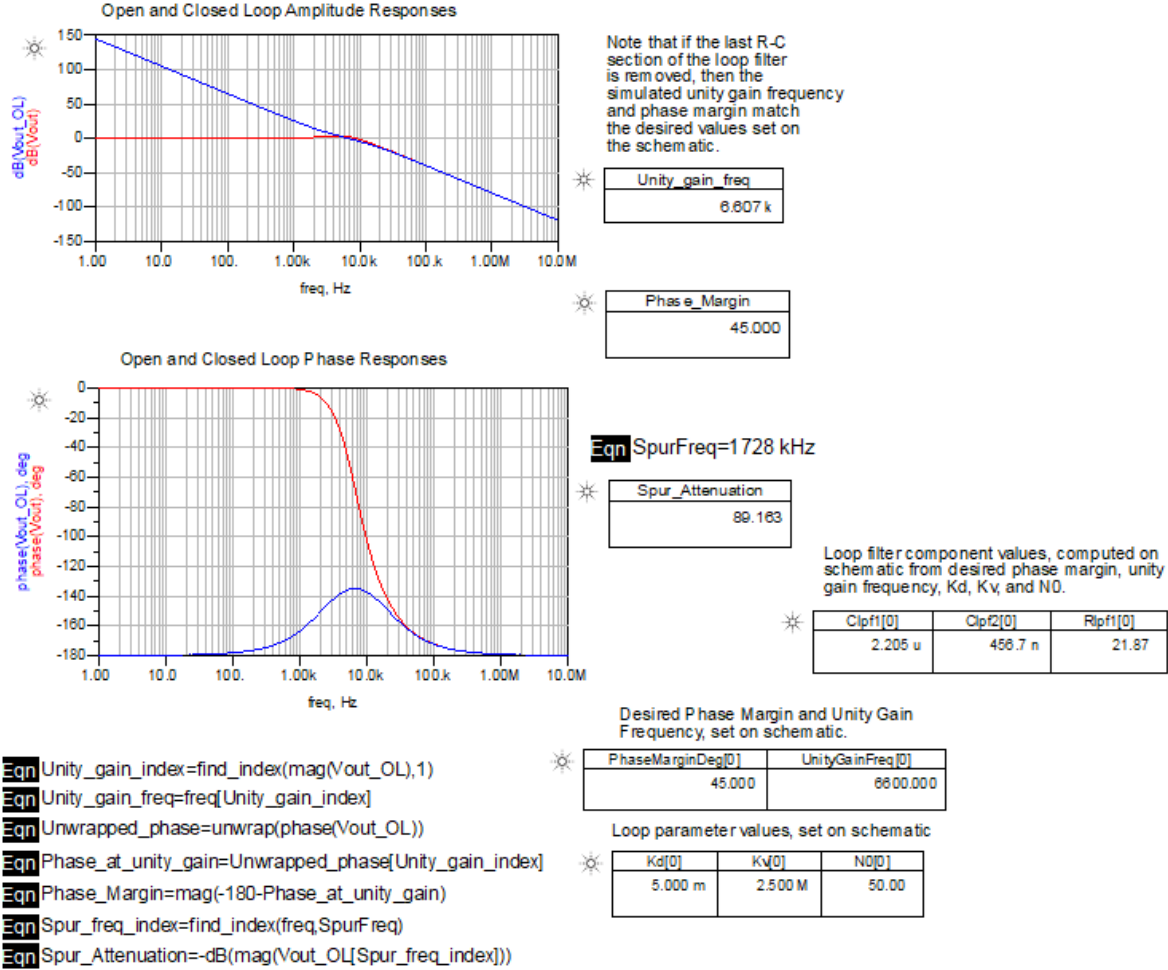
Όπου το f_{out} είναι η συχνότητα εξόδου του VCO και f_{ref} είναι η συχνότητα αναφοράς.

VCO tuning coefficient, PFD gain, and divide ratio.	Var Eqn	VAR
		VAR1
		Kv=2.5 MHz
		Kd=5 mA
		N0=50

Σχήμα 6.6 Παράμετροι του συστήματος

Πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι το αρχικό κύκλωμα του ADS διέθεται 3rd order φίλτρο το οποίο όμως αντικαταστάθηκε με ένα 2nd order φίλτρο για την προσομοίωση που θέλουμε να κάνουμε, σχήμα 4.8.

Με την προσομοίωση του συστήματος προέκυψαν οι παρακάτω γραφικές



παραστάσεις:

Σχήμα 6.7 Γραφικές παραστάσεις για το κέρδος και το περιθώριο φάσης

Παραπάνω προκύπτουν οι τιμές για το Unity_Gain και για το Phase Margin

τα οποία σε συνδυασμό με το Κριτήριο Ευστάθειας μέσω διαγραμμάτων Bode μας δίνει τη δυνατότητα να συμπεράνουμε αν ένα σύστημα είναι ευσταθές. Από τη στιγμή που το περιθώριο κέρδους είναι $>0\text{dB}$ (6.607 k) και το περιθώριο φάσης >0 μοίρες (45°) το σύστημα θεωρείται ευσταθές και οι τιμές που προέκυψαν συμφωνούν με τις επιθυμητές τιμές όπως αυτές ορίστηκαν μέσω του σχηματικού του ADS.

6.4 Μελέτη θορύβου φάσης συστήματος PLL

6.4.1 Γενικά για το θόρυβο φάσης

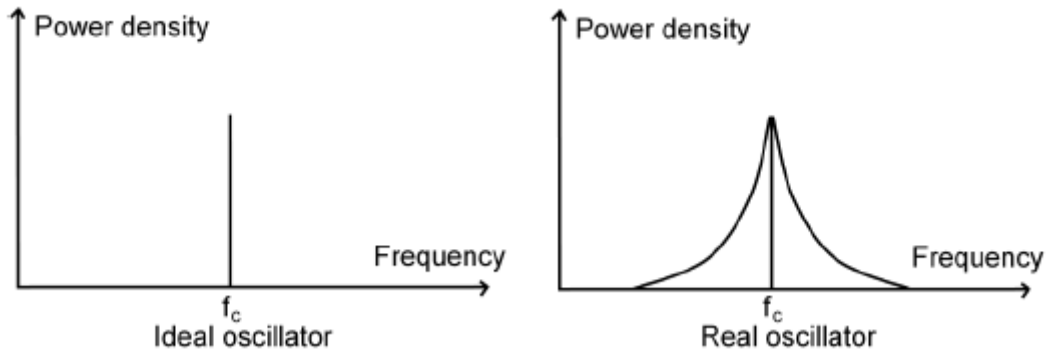
Ο θόρυβος όπως αναφέραμε και σε αντίστοιχη ενότητα στους ταλαντωτές, αποτελεί αναπόσπαστη ιδιότητα των ηλεκτρικών κυκλωμάτων. Θόρυβος πρακτικά σημαίνει ότι εκτός από την επιθυμητή τάση θα υπάρχει και ένα μεταβαλλόμενο στοιχείο θορύβου, αντισταθμίζοντας έτσι το επιθυμητό επίπεδο τάσης.

Θεωρητικά, η έξοδος ενός ταλαντωτή μπορεί να περιγραφεί ως ένα απλό ημιτονοειδές σήμα. Στην πράξη όμως δεν υπάρχουν ιδανικοί ταλαντωτές. Όλοι οι ταλαντωτές εμφανίζουν προβλήματα θορύβου σε κάποιο βαθμό, γεγονός που οδηγεί σε αποκλίσεις από την συμπεριφορά ενός ιδανικού ταλαντωτή. Μια τέτοια απόκλιση θεωρείται και ο θόρυβος φάσης. Έτσι η έξοδος ενός μη ιδανικού ταλαντωτή μπορεί να περιγραφεί από την εξίσωση:

$$s(t) = A(t)\cos(\omega_0 t + \Phi(t))$$

Όπου το $A(t)$ περιγράφει τη μεταβολή του πλάτους και το $\Phi(t)$ περιγράφει την μεταβολή της φάσης. Το amplitude noise δεν αποτελεί τόσο σημαντικό πρόβλημα, καθώς είναι αρκετά μικρό, όσο το phase noise και είναι πιο εύκολο να φιλτραριστεί και να περιοριστεί. Αντιθέτως, το phase noise είναι δύσκολο να περιοριστεί σε ικανοποιητικό βαθμό.

Οι τυχαίες μεταβολές της φάσης έχουν ως αποτέλεσμα την διεύρυνση της κεντρικής συχνότητας όπως αυτή αναπαρίσταται σε ένα γράφημα που απεικονίζει την πυκνότητα του φάσματος ισχύος, σχήμα 6.8. Αυτό σημαίνει ότι ο ταλαντωτής εξάγει ενέργεια όχι μόνο στη συχνότητα ταλάντωσης αλλά και σε συχνότητες κοντά σε αυτή (και σε ορισμένες περιπτώσεις αρκετά μακριά της). Ο θόρυβος φάσης κοντά στην κεντρική συχνότητα είναι γνωστός και ως «close-in» phase noise ενώ ο θόρυβος φάσης που είναι πιο απομακρυσμένος από την κεντρική συχνότητα ταλάντωσης ονομάζεται broadband phase noise.



Σχήμα 6.8 Φασματική πυκνότητα ισχύος ενός ιδανικού και ενός πραγματικού ταλαντωτή. Το φάσμα του πραγματικού ταλαντωτή είναι εμφανώς πιο πλατύ λόγω του θορύβου φάσης

Για τον προσδιορισμό του θορύβου φάσης ενός ταλαντωτή συνήθως χρησιμοποιείται ο τύπος:

$$L(f) = \frac{1}{2} S_{\phi}(f)$$

Όπου $S_{\phi}(f)$ περιγράφει το single sideband power spectral density του $\Phi(t)$.

6.4.2 Πηγές θορύβου φάσης σε ένα PLL σύστημα

Ο θόρυβος φάσης μπορεί να είναι αποτέλεσμα διαφορετικών ειδών θορύβου (θερμικού θορύβου, θορύβου βολής ή flicker noise), τα οποία μπορεί να προέρχονται είτε από τα ενεργητικά είτε από τα παθητικά στοιχεία του συστήματος. Εμείς θα εστιάσουμε στο θόρυβο που προέρχεται από τα επιμέρους στοιχεία του συστήματος, όπως το κύκλωμα του ταλαντωτή αναφοράς, το κύκλωμα του VCO και τον phase detector.

Όσον αφορά τον θόρυβο φάσης που προέρχεται από τον ταλαντωτή αναφοράς μπορεί να υπολογιστεί με βάση τον τύπο του Leeson:

$$S_{ref}(f_m)[dBc/Hz] = 10 \log \left[\frac{FkT}{2A} \left(1 + \frac{1}{f_m^2} \left(\frac{f_0}{2Q} \right)^2 \right) \left(1 + \frac{f_f}{f_m} \right) \right]$$

Όπου f_m είναι το frequency offset, F είναι το noise figure του ταλαντωτή, k είναι η σταθερά Boltzmann που ισούται με $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K, T αναπαριστά την απόλυτη τιμή της θερμοκρασίας, A είναι ισχύς εξόδου του ταλαντωτή, Q είναι ο συντελεστής ποιότητας, f_0 είναι η κεντρική συχνότητα και f_f είναι η flicker corner frequency. Η συνάρτηση μεταφοράς του ταλαντωτή αναφοράς για τον θόρυβο που εισάγει στο σύστημα PLL θα έχει την μορφή:

$$S_{ref,out}(f) = S_{ref}(f) \left(\frac{1}{H(f)} \right)^2 \left| \frac{G(f)H(f)}{1+G(f)H(f)} \right|^2$$

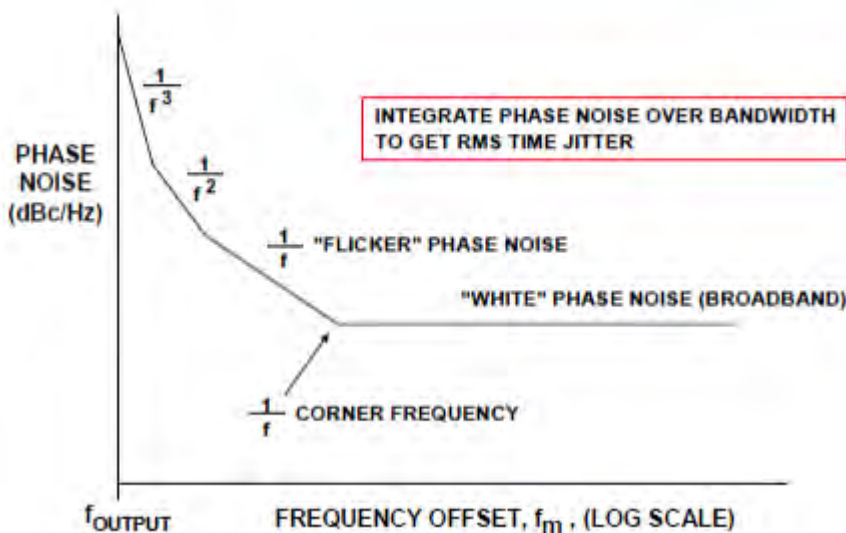
$$= S_{ref}(f) N^2 |G_{LPF}(f)|^2.$$

Αντίστοιχα ο θόρυβος φάσης που προέρχεται από τον VCO θα δίνεται από την εξίσωση του Leeson και θα συμβολίζεται ως S_{VCO} και η αντίστοιχη συνάρτηση μεταφοράς που δείχνει τον θόρυβο που μεταβιβάζεται στην έξοδο από τον ταλαντωτή VCO, θα έχει την μορφή:

$$S_{VCO,out}(f) = S_{VCO}(f) \left| \frac{1}{1+G(f)H(f)} \right|^2 = S_{VCO}(f) |G_{HPF}(f)|^2$$

Σε αυτό το σημείο αξίζει να σημειωθεί ότι εκτός από το θόρυβο φάσης, η γραφική παράσταση που αναπαριστά την φασματική πυκνότητα ισχύος ενός VCO, όπως στο σχήμα 6.8, ενδέχεται να εμφανίζει και ανεπιθύμητες κορυφές γύρω από την κεντρική συχνότητα ταλάντωσης. Οι κορυφές αυτές είναι γνωστές ως spurs, τα οποία μπορούν να προκληθούν από πολλούς διαφορετικούς παράγοντες. Τα spurs εμφανίζονται πάντοτε αλλά μπορούν να φιλτραριστούν σχετικά εύκολα όταν είναι απομακρυσμένα από την κεντρική συχνότητα. Όταν ένας VCO χρησιμοποιείται ως στοιχείο σε ένα PLL σύστημα είναι πολύ πιθανό να εμφανιστεί ένας μεγάλος αριθμός spurs στη γραφική παράσταση της φασματικής πυκνότητας ισχύος.

Η πηγή θορύβου φάσης σε ένα κύκλωμα ταλαντωτή είναι λόγω του θερμικού θορύβου και του flicker noise ή αλλιώς 1/f noise. Αυτό φαίνεται και στο σχήμα 6.9 που δείχνει το single-sideband phase noise.



Σχήμα 6.9 Θόρυβος φάσης vs. frequency offset

Ο phase detector μαζί με την charge pump αποτελούν και αυτά μία πηγή θορύβου καθώς δημιουργούν μικρά spurs στην φασματική πυκνότητα ισχύος, λόγω των τρανζίστορ που τα αποτελούν είτε λόγω κακής απομόνωσης όσον αφορά τον

PD.

Συμπερασματικά, λοιπόν, καταλαβαίνουμε ότι ο θόρυβος σε οποιαδήποτε μορφή είτε ως θερμικός θόρυβος, είτε ως spurious noise ή ως flicker noise μπορεί να οδηγήσει ένα κύκλωμα VCO ή ένα σύστημα PLL σε ανεπιθύμητη συμπεριφορά.

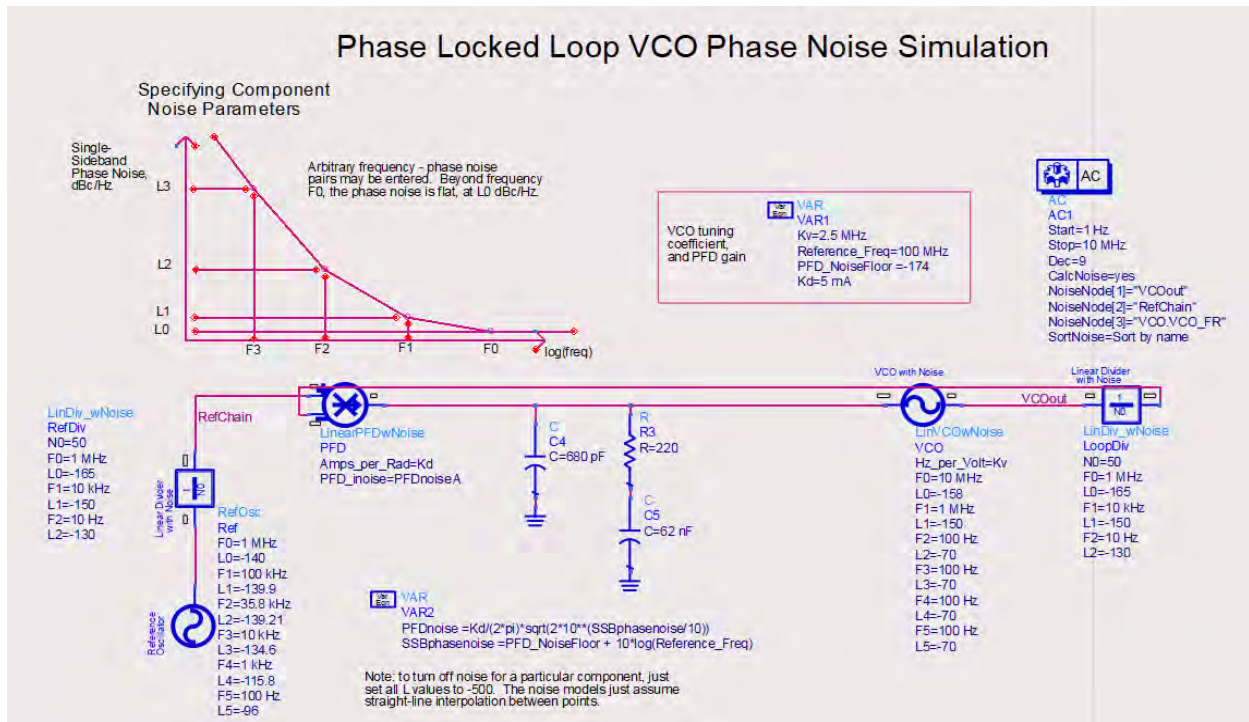
6.4.3 Προσομοίωση θορύβου φάσης

Για να μελετήσει κάποιος τον θόρυβο φάσης υπάρχουν πολύ διαφορετικοί τρόποι. Ένας από αυτούς είναι χρησιμοποιήσει τους μαθηματικούς τύπους από την θεωρία, όπως αναφέραμε παραπάνω. Στις περισσότερες περιπτώσεις όμως είναι προτιμότερο να χρησιμοποιηθεί ένα εργαλείο προσομοιώσεων.

Εμείς για την μελέτη του θορύβου φάσης στο σύστημα PLL που εξετάζουμε χρησιμοποιήσαμε το εργαλείο προσομοιώσεων ADS, όπως και προηγουμένως. Για την προσομοίωση του phase noise βασιστήκαμε σε ένα έτοιμο παράδειγμα που μας παρέχει το περιβάλλον του ADS. Μέσω αυτού του παραδείγματος μπορούμε να προσομοιώσουμε και να εξάγουμε συμπεράσματα για την απόκριση του phase noise του PLL απλά δίνοντας του τις επιθυμητές παραμέτρους. Με την προσομοίωση αυτή μπορούμε να μελετήσουμε τον θόρυβο φάσης αναφοράς (που προέρχεται από τον ταλαντωτή που παράγει το σήμα αναφοράς του συστήματος), τον θόρυβο φάσης του VCO, του φίλτρου βρόχου κλπ. Αυτού του τύπου η ανάλυση δεν απαιτεί προσομοίωση στο πεδίο του χρόνου και μπορεί να υπολογιστεί με πολύ απλό τρόπο μέσα από τις συναρτήσεις μεταφοράς που προκύπτουν από την θεωρία.

Η steady state προσομοίωση ενός PLL έχει ως στόχο την προσομοίωση χαρακτηριστικών που δε μεταβάλλονται στο πεδίο του χρόνου, όπως είναι η απόκριση του θορύβου φάσης ενός PLL. Με δεδομένα τον θόρυβο φάσης του σήματος αναφοράς, τον θόρυβο φάσης του VCO, του phase detector και του φίλτρου, είναι εύκολο να βγάλουμε συμπεράσματα σχετικά με την καμπύλη του phase noise στην έξοδο, που θα προκύψει από την προσομοίωση του συστήματος. Επίσης, δίνεται η δυνατότητα να συμπεριληφθούν τα αντίστοιχα αποτελέσματα για το θόρυβο φάσης των dividers, αλλά γενικά ο θόρυβος που παράγουν οι διαιρέτες δεν είναι ιδιαίτερης σημασίας σε σχέση με τον θόρυβο των υπόλοιπων στοιχείων του συστήματος.

Το σχηματικό του συστήματος PLL που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του θορύβου φάσης φαίνεται παρακάτω, σχήμα 6.10.



Σχήμα 6.10 Σχηματικό του συστήματος PLL-steady state phase noise response

Για να προσαρμόσουμε το παράδειγμα με βάση τις επιθυμητές παραμέτρους του συστήματος έγιναν κάποιες μετατροπές. Έτσι, ορίσαμε ένα VAR item για τον υπολογισμό του θορύβου του ανιχνευτή φάσης. Για τον υπολογισμό του θορύβου του phase detector χρησιμοποιήθηκε ο τύπος:

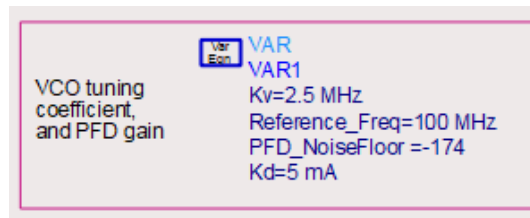
$$i_{PFD} = \frac{K_d}{2\pi} \sqrt{2 \times 10^{\frac{L_{PFD}}{10}}}$$

όπου

$$L_{SSB} = L_{PFD, f_{om}} + 10 \log(f_{ref})$$

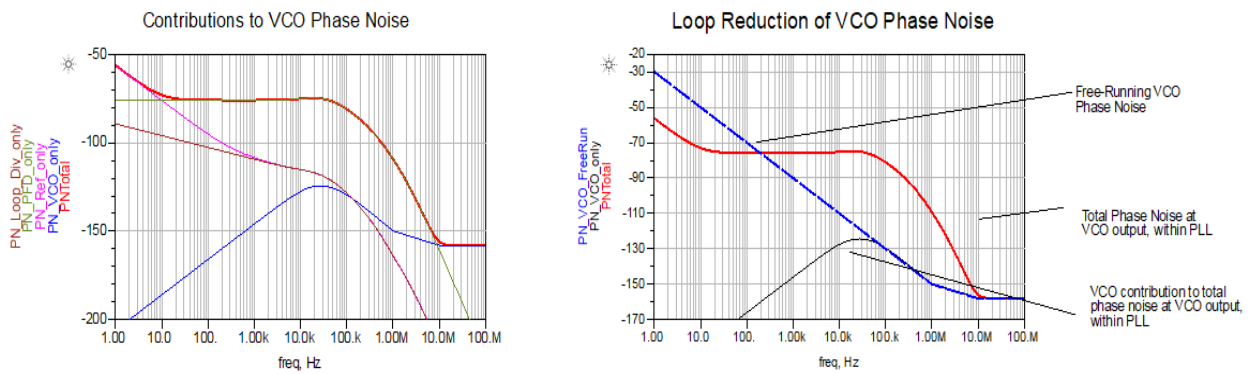
και το $L_{PFD, f_{om}}$ είναι το PFD noise figure of merit σε dBc/Hz.

Μελετώντας το σχηματικό στο ADS, σχήμα 6.10, από τα αριστερά βλέπουμε το σήμα αναφοράς, με προκαθορισμένο phase noise mask. Το σήμα αναφοράς στη συνέχεια παρατηρούμε ότι περνά σε έναν διαιρέτη και από εκεί συνεχίζει στον ανιχνευτή φάσης. Αντίστοιχα η έξοδος του PD φιλτράρεται από το χαμηλοπερατό φίλτρο βρόχου, που αποτελείται από απλά στοιχεία RLC, ενώ μετά το φίλτρο περνά στον VCO και τέλος ακολουθεί ένας ακόμα διαιρέτης και το feedback line, που ολοκληρώνει τον βρόχο κλειδωμένης φάσης. Οι παράμετροι του συστήματος ορίστηκαν ως εξής:



Σχήμα 6.11 Παράμετροι PLL στο ADS

Τα αποτελέσματα από την προσομοίωση του συστήματος φαίνονται στο σχήμα 6.12. Με βάση τις γραφικές παραστάσεις που προκύπτουν μπορεί κάποιος να βγάλει συμπεράσματα για το θόρυβο φάσης του συστήματος και των επιμέρους στοιχείων του και πώς αυτά επηρεάζουν το συνολικό θόρυβο φάσης.



Σχήμα 6.12 Θόρυβος φάσης συστήματος και των επιμέρους στοιχείων του

Παρατηρούμε ότι αρχικά ο θόρυβος της αναφοράς επικρατεί όλων των άλλων στοιχείων και μετά τα 10Hz η κύρια πηγή θορύβου είναι ο phase detector, ενώ από τα 10MHz και μετά επικρατεί ο θόρυβος φάσης του VCO. Τέλος, αξίζει να παρουσιάσουμε το σχήμα 6.13 που είναι ένα πινακάκι με βάση τους υπολογισμούς του ADS που δείχνει την μεταβολή του συνολικού θορύβου φάσης του συστήματος σε σχέση με τη συχνότητα.

freq	PNTotal[0::maxindex]
1.000 Hz	-56.348
10.00 Hz	-73.037
100.0 Hz	-75.923
1.000 kHz	-75.966
10.00 kHz	-75.161
100.0 kHz	-81.026
1.000 MHz	-109.211
10.00 MHz	-156.117
100.0 MHz	-158.000

Σχήμα 6.13 Πίνακας συνολικού θορύβου φάσης σε σχέση με την συχνότητα.

Συμπεράσματα

Κλείνοντας την παρούσα διπλωματική εργασία είναι χρήσιμο να γίνει η συνολική ανασκόπηση της. Αρχικά, αφού έγινε μία γενική εισαγωγή για τα συστήματα βρόχου κλειδωμένης φάσης και παρουσιάστηκαν τα επιμέρους στοιχεία που συνθέτουν τα συστήματα PLL έγινε μία αναλυτική περιγραφή των περιοχών λειτουργίας και η γραμμική ανάλυση του συστήματος. Επίσης, παρουσιάστηκε το κριτήριο ευστάθειας μέσω διαγραμμάτων Bode, καθώς η ευστάθεια αποτελεί το βασικότερο χαρακτηριστικό ενός PLL συστήματος. Στη συνέχεια ακολούθησε η μαθηματική ανάλυση των παραμέτρων του φίλτρου βρόχου καθώς το φίλτρο αποκόπτει όλες τις υψηλές συχνότητες που δημιουργούνται και είναι ανεπιθύμητες και έγιναν οι αντίστοιχες προσομοιώσεις στο ADS για φίλτρα 2ης και 3ης τάξης.

Το επόμενο και ίσως ένα από τα σημαντικότερα στοιχεία ενός PLL συστήματος το οποίο αναλύθηκε ήταν ο VCO. Στην παρούσα διπλωματική σχεδιάστηκε και προσομοιώθηκε ένας ταλαντωτής διασταυρωμένου ζεύγους, όπου μελετήθηκαν διαφορετικές τοπολογίες αυτού του κυκλώματος. Στόχος ήταν ο ταλαντωτής να λειτουργεί στη συχνότητα των 5GHz. Οι τοπολογίες που παρουσιάστηκαν και προσομοιώθηκαν αρχικά στο ADS αποτελούνταν από ιδανικά παθητικά στοιχεία τα οποία στη συνέχεια αντικαταστάθηκαν από μη ιδανικά τρανζίστορες, προσεγγίζοντας έτσι ένα πιο ρεαλιστικό κύκλωμα. Για να επιτύχουμε την επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης αρχικά επιλέξαμε συγκεκριμένες τιμές για τα L και C στοιχεία του κυκλώματος. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα να μεγιστοποιηθεί η ισχύς του σήματος εισόδου και να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος φάσης. Η ανάγκη όμως για μεταβλητή συχνότητα ταλάντωσης μας οδήγησε στην χρήση των varactors. Στο τέλος αυτού του κεφαλαίου επίσης προστέθηκαν και προσομοιώσεις του θορύβου φάσης του ταλαντωτή που σχεδιάσαμε, καθώς ο θόρυβος είναι ένα από τα κυρίαρχα χαρακτηριστικά των κυκλωμάτων αυτών.

Στο τελευταίο κεφάλαιο έγινε η προσομοίωση και μελέτη του βρόχου κλειδωμένης φάσης με βάση το εργαλείο προσομοιώσεων ADS. Αρχικά, υπολογίστηκαν οι παράμετροι του συστήματος, όπου η παράμετρος K_v που αποτελεί το κέρδος του ταλαντωτή VCO υπολογίστηκε με βάση τις προσομοιώσεις για τον ταλαντωτή διασταυρωμένου ζεύγους που προσομοιώθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Με την προσομοίωση της απόκρισης συχνότητας κλειστού και ανοιχτού βρόχου αποδείξαμε ότι το σύστημα είναι ευσταθές με βάση τις παραμέτρους που ορίσαμε. Τέλος, έγινε η προσομοίωση του θορύβου φάσης για να προσδιορίσουμε τόσο το συνολικό θόρυβο φάσης του συστήματος όσο και το θόρυβο φάσης που εισάγουν όλα τα επιμέρους στοιχεία ενός συστήματος PLL.

Με βάση όλα τα παραπάνω μπορούμε να συμπεράνουμε, πρώτον ότι ένας cross coupled ταλαντωτής μπορεί όντως να αποτελέσει μέρος ενός συστήματος, όπως είναι το PLL και δεύτερον ότι ένα σύστημα PLL μπορεί να αποτελεί με τη σειρά του απαραίτητο στοιχείο για τη σύνθεση συχνοτήτων, τον συγχρονισμό φάσης ή για carrier recovery. Πιθανότατα όλα αυτά ίσως στο μέλλον να υλοποιούνται από διαφορετικά στοιχεία, προς το παρόν όμως και όσον αφορά το άμεσο μέλλον, τα συστήματα PLL είναι ένα από τα βασικότερα συστήματα στον τομέα της ηλεκτρονικής και βρίσκουν πάρα πολλές εφαρμογές.

Βιβλιογραφία

- Banerjee, D. (2006). PLL Performance, Simulation, and Design. Retrieved from:
[https://courses.ece.uth.gr/CE433/tutorials/PLL%20Performance%20Simulation%20and%20Design%20\(Dean%20Banerjee\).pdf](https://courses.ece.uth.gr/CE433/tutorials/PLL%20Performance%20Simulation%20and%20Design%20(Dean%20Banerjee).pdf)
- Faxér, M. (2011). Modelling PLLs used for frequency generation in radio base stations (Master' Thesis). Retrieved from:
<http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/148213.pdf>
- Khanzadi, R. (2013). Modeling and Estimation of Phase Noise in Oscillators with Colored Noise Sources (Thesis for degree). Retrieved from:
<http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/182416/182416.pdf>
- Margaris, N. (2004). *Theory of the Non-linear Analogue Phase Locked Loops*. Berlin Heidelberg, DE: Springer-Verlag.
- Meyer, R. Gray, P. Hurst, P. Lewis, S. (2007). *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. California, CA: John Wiley & Sons.
- Przedpelski, A. (1994). Analyze, don't estimate, phase-lock-loop. Retrieved from:
<https://archive.org/details/PhaseLockedLoop-AR-245DPhase-LockedLoopDesignArticlesOCR>
- Stiles, J. (2010). Voltage Controlled Oscillator. Retrieved from:
https://people.eecs.ku.edu/~callen58/501/Voltage-Controlled_Oscillator.pdf
- Texas Instruments. (1996). *AN-1001 An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter Design Technique for Charge Pump PLL's*. Retrieved from:
<https://www.changpuak.ch/electronics/pll/an-1001.pdf>
- Valenta, V. Baudoin, G. Villegas, M. (2012). Phase Noise Analysis of PLL Based Frequency Synthesizers for Multi-Radio Mobile Terminals. Retrieved from:
<https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00447428>
- Zeyem, J. (2016). VCO for PLL Frequency Synthesizer (Thesis for degree). Retrieved from:
https://www.theseus.fi/bitstream/handle/10024/110680/Thesis_Justin_Final.pdf?sequence=1
- Ραγκούση, Μ. (2018). Ευστάθεια Συστήματος. Retrieved from:
<http://eclass.teipir.gr/openececlass/modules/document/file.php/ENGI120/05.%20%CE%95%CF%85%CF%83%CF%84%CE%AC%CE%B8%CE%B5%CE%B9%CE%B1%20%CE%A3%CF%85%CF%83%CF%84%CE%AE%CE%BC%CE%B1%CF%84%CE%BF%CF%82%20-%20%CE%9C%CE%AD%CF%81%CE%BF%CF%82%20%CE%94%27.pdf>