

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ  
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Η/Υ

Σχεδιασμός 16GHz ταλαντωτή σε τεχνολογία 16nm

**Διπλωματική Εργασία**

Ιωάννης Φ. Ζωγραφόπουλος

Επιβλέποντες Καθηγητές: Πλέσσας Φώτιος  
Επίκουρος Καθηγητής  
Σταμούλης Γεώργιος  
Καθηγητής

Βόλος, Ιούνιος 2013





ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ  
ΠΟΛΥΤΕΧΝΙΚΗ ΣΧΟΛΗ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Η/Υ

Σχεδιασμός 16GHz ταλαντωτή σε τεχνολογία 16nm

## **Διπλωματική Εργασία**

Ιωάννης Φ. Ζωγραφόπουλος

**Επιβλέποντες Καθηγητές:** Πλέσσας Φώτιος  
Επίκουρος Καθηγητής

Σταμούλης Γεώργιος  
Καθηγητής

Εγκρίθηκε από τη διμελή εξεταστική επιτροπή την 10/07/2014

.....

Πλέσσας Φώτιος  
Επίκουρος Καθηγητής

.....

Σταμούλης Γεώργιος  
Καθηγητής

Διπλωματική Εργασία για την απόκτηση του Διπλώματος του Μηχανικού  
Ηλεκτρονικών Υπολογιστών, Τηλεπικοινωνιών και Δικτύων του  
Πανεπιστημίου Θεσσαλίας, στα πλαίσια του Προγράμματος Προπτυχιακών  
Σπουδών του Τμήματος Μηχανικών Η/Υ, Τηλεπικοινωνιών και Δικτύων του  
Πανεπιστημίου Θεσσαλίας.

.....

Ιωάννης Φ. Ζωγραφόπουλος

Διπλωματούχος Μηχανικός Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών  
Υπολογιστών

Πανεπιστημίου Θεσσαλίας

Copyright © Zographopoulos Ioannis, 2014

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας  
εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό.

Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη  
κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να  
αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα.

Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό  
πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα



Στην οικογένεια και στους φίλους μου,

## Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση αυτής της διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον επιβλέποντα καθηγητή μου, **κ. Πλέσσα Φώτιο**, για την άψογη συνεργασία που είχαμε τα τελευταία 2 χρόνια των σπουδών μου, για τις γνώσεις που μου μετέδωσε αλλά και για την εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπό μου. Είναι βέβαιο πως χωρίς την καθοδήγησή του και τις σημαντικές υποδείξεις του αυτή η εργασία δεν θα μπορούσε να περατωθεί.

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

Επιπρόσθετα, θέλω να ευχαριστήσω του φίλους μου για την υποστήριξη και βοήθειά τους σε όλη την διάρκεια των σπουδών μου. Μαζί τους αυτό το ταξίδι απόκτησης γνώσεων, αν και απαιτητικό, ήταν ευχάριστο.

Τέλος, δεν θα μπορούσα να παραλείψω την οικογένεια μου, η οποία δεν έπαψε στιγμή να με στηρίζει και να εμπιστεύεται τις ικανότητές μου. Φρόντισε να μου εξασφαλίσει όλα τα απαραίτητα εφόδια για να μπορέσω, από μέρους μου, να αφιερώσω όλο το χρόνο στις σπουδές μου.

Ιωάννης Ζωγραφόπουλος

Βόλος, 2014

# Περιεχόμενα

<b>Κατάλογος Σχημάτων</b>	v
<b>Κατάλογος Πινάκων</b>	vii
<b>Λίστα Συντομογραφιών</b>	viii
<b>Περίληψη</b>	ix
<b>Κεφάλαιο 1</b> Εισαγωγή	1
1.1 Περιγραφή του Προβλήματος .....	1
1.2 Συμβολή της εργασίας .....	2
1.3 Διάρθρωση της διπλωματικής εργασίας .....	2
<b>Κεφάλαιο 2</b> Υπόβαθρο Εργασίας	5
2.1 Εισαγωγή στους Ταλαντωτές .....	5
2.2 Ειδικότερα για τους Ταλαντωτές .....	5
2.3 Τοπολογίες Ταλαντωτών Συντονισμού(Resonant Oscillators) .....	7
2.4 Τοπολογίες Ταλαντωτών Τετραγωνικής Κυματομορφής(Waveform Oscillators) .....	10
2.5 Ταλαντωτές Συντονισμού vs Ταλαντωτές Κυματομορφής .....	12
<b>Κεφάλαιο 3</b> Σχεδιασμός Κυκλώματος	15
3.1 Διερεύνηση Δυνατοτήτων Τρανζίστορ της τεχνολογίας 16nm .....	15
3.2 Σχεδίαση Κυκλωμάτων .....	19
3.3 Προσομοίωση για διάφορες τιμές του LC-tank .....	22
3.4 Συντελεστής Ποιότητας(Q) και μη-ιδανικά πηνία/πυκνωτές .....	27
3.5 Σχεδιασμός Καθρεφτών ρεύματος για την τροφοδοσία των κυκλωμάτων .....	30



<b>Κεφάλαιο 4</b>	<b>Μελέτη Θορύβου Φάσης</b>	<b>34</b>
4.1	Εισαγωγή στο Θόρυβο Φάσης .....	34
4.2	Ειδικότερα για το Θόρυβο Φάσης .....	34
4.3	Σταθεροποίηση Συχνότητας(Harmonic Balance προσομοίωση) .....	37
4.4	Συσχέτιση Θορύβου Φάσης με το LC-tank και την κατανάλωση Ισχύος .....	40
4.5	Επίδραση του πλάτους(W) στο Θόρυβο Φάσης .....	42
4.6	Επιπλέον Βελτίωση Θορύβου Φάσης(Biasing Filtering) .....	51
<b>Κεφάλαιο 5</b>	<b>Απόδοση Κυκλωμάτων</b>	<b>56</b>
5.1	Σύγκριση τοπολογιών Ταλαντωτών .....	56
<b>Κεφάλαιο 6</b>	<b>Επίλογος</b>	<b>59</b>
6.1	Γενικά Συμπεράσματα .....	59
6.2	Πιθανές Προσθήκες .....	60
<b>Παράρτημα</b>		<b>63</b>
<b>Βιβλιογραφία</b>		<b>67</b>

# Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Συμβολή Ταλαντωτή σε <b>AM-Διαμόρφωση</b> σήματος πληροφορίας .....	6
2.1	Σύστημα θετικής ανάδρασης με δίκτυο επιλογής συχνότητας $F(s)$ .....	6
2.2	Συντονισμένος Ενισχυτής .....	7
2.3	Συντονισμένοι Ενισχυτές σε σειρά .....	7
2.4	Cross-Coupled Ταλαντωτής .....	8
2.5	Κρυσταλλικός Ταλαντωτής .....	9
2.6	Ring Ταλαντωτής .....	10
2.7	Ταλαντωτής Χαλάρωσης .....	11
3.1	Κύκλωμα Πόλωσης nMos .....	16
3.2	Χαρακτηριστικές <b>Id-Vds</b> και <b>Id-Vgs</b> για το nMos.....	16
3.3	Κύκλωμα Πόλωσης pMos .....	17
3.4	Χαρακτηριστικές <b>Id-Vds</b> και <b>Id-Vgs</b> για το pMos.....	17
3.5	Τοπολογία Nmos cross-coupled LC-tank VCO .....	19
3.6	Υλοποίηση στο ADS του Nmos cross-coupled LC-tank VCO .....	19
3.7	Τοπολογία Pmos cross-coupled LC-tank VCO .....	20
3.8	Υλοποίηση στο ADS του Pmos cross-coupled LC-tank VCO .....	20
3.9	Τοπολογία Cmos cross-coupled LC-tank VCO .....	21
3.10	Υλοποίηση στο ADS του Cmos cross-coupled LC-tank VCO .....	21
3.11	Nmos Προσομοίωση για $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$ .....	23
3.12	Nmos Προσομοίωση για $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$ .....	23
3.13	Pmos Προσομοίωση για $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$ .....	24
3.14	Pmos Προσομοίωση για $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$ .....	24
3.15	Cmos Προσομοίωση για $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA}$ .....	25
3.16	Cmos Προσομοίωση για $L = 0.3\text{nH} - C = 0.1\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$ .....	25

3.17	Τοπολογίες On chip πηνίων .....	28
3.18	Διευκρίνιση διαστάσεων για τετράγωνο πηνίο .....	29
3.19	Ιδανικά Πολωμένο Nmos Τρανζίστορ ως καθρέφτης ρεύματος .....	31
3.20	Απλός καθρέφτης ρεύματος με Nmos Τρανζίστορ(διαφορετικών διαστάσεων) .....	31
4.1	Απόκριση συχνότητας (α)Ιδανικού και (β)Πραγματικού Ταλαντωτή με αρμονικές συχνότητες .....	35
4.2	Θόρυβος φάσης στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας .....	35
4.3	Θόρυβος Φάσης στα $\Delta\omega$ Hz σε dBc/Hz .....	36
4.4	Nmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$ .....	38
4.5	Pmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$ .....	38
4.6	Cmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA}$ .....	39
4.7	Nmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA} - W=20\mu\text{m}$ .....	43
4.8	Nmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.5\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 4\text{mA} - W=18\mu\text{m}$ .....	43
4.9	Nmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.4\text{nH} - C = 0.11\text{pF} - I_{\text{bias}}=12\text{mA}-W=25\mu\text{m}$ .....	44
4.10	Nmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.4\text{nH} - C = 0.06\text{pF} - I_{\text{bias}}=12\text{mA}-W=30\mu\text{m}$ .....	44
4.11	Pmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W=20\mu\text{m}$ .....	46
4.12	Pmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.5\text{nH} - C = 0.12\text{pF} - I_{\text{bias}} = 3\text{mA} - W=18\mu\text{m}$ .....	46
4.13	Pmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.4\text{nH} - C = 0.08\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W=25\mu\text{m}$ .....	47
4.14	Pmos HB-Προσομοίωση για $L = 0.4\text{nH} - C = 0.08\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W=30\mu\text{m}$ .....	47
4.15	Εκφυλισμός με πηνίο και αντίσταση πηγής ρεύματος .....	51
4.16	Φιλτράρισμα LC για το θόρυβο στη 2 <sup>η</sup> αρμονική .....	52
4.17	Nmos cross-coupled LC-tank VCO με RD στο καθρέφτη ρεύματος .....	53
4.18	Απόκριση Θορύβου φάσης με RD στο καθρέφτη ρεύματος .....	54
4.19	Απόκριση Θορύβου φάσης χωρίς RD στο καθρέφτη ρεύματος .....	54
6.1	Απλοποιημένο διάγραμμα ενός PLL .....	60

# Κατάλογος Πινάκων

1.	Πλεονεκτήματα/Μειονεκτήματα των LC και Ring ταλαντωτών .....	13
2.	Συγκεντρωτικά Στοιχεία Μεταβατικής Ανάλυσης .....	27
3.	Συγκεντρωτικά Στοιχεία Harmonic Balance Ανάλυσης .....	39
4	Συγκεντρωτικά Στοιχεία Harmonic Balance Ανάλυσης για Nmos VCO και διαφορετικά πλάτη(W).....	45
5	Συγκεντρωτικά Στοιχεία Harmonic Balance Ανάλυσης για Pmos VCO και διαφορετικά πλάτη(W) .....	48
6	Συγκεντρωτικά Στοιχεία Προσομοιώσεων για Nmos και Pmos VCO και διαφορετικά πλάτη(W) .....	49
7	Αποτελέσματα Θορύβου Φάσης με RD και χωρίς RD .....	53

## Λίστα Συντομογραφιών

<b>pMos</b>	Positive-Channel Metal Oxide Semiconductor
<b>nMos</b>	Negative-Channel Metal Oxide Semiconductor
<b>cMos</b>	Complementary Metal Oxide Semiconductor
<b>FET</b>	Field Effect Transistor
<b>VCO</b>	Voltage Controlled Oscillator
<b>VLSI</b>	Very Large Scale Integration
<b>IC</b>	Integrated Circuits
<b>DC</b>	Direct Current
<b>CMRR</b>	Common Mode Rejection Ratio
<b>PSRR</b>	Power Supply Rejection Ratio
<b>PTM</b>	Predictive Technology Model
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>Q</b>	Quality Factor
<b>Dbc</b>	Decibels relative to the carrier
<b>PLL</b>	Phase Locked Loop
<b>HB</b>	Harmonic Balance
<b>RD</b>	Resistively Degenerated

# Περίληψη

Σκοπός αυτής της διπλωματικής είναι ο σχεδιασμός, η προσομοίωση και ταυτόχρονα η σύγκριση τριών διαφορικών τοπολογιών διαφορικών LC-tank ταλαντωτών. Οι ταλαντωτές θα μελετηθούν ως προς τα βασικά τους χαρακτηριστικά (κατανάλωση, απόκριση συχνότητας, απόκριση θορύβου) και θα γίνει προσπάθεια βελτίωσης των κυκλωμάτων, όπου αυτό είναι δυνατόν.

Η υλοποίηση και προσομοίωση των κυκλωμάτων γίνεται με χρήση του λογισμικού ADS (Advanced Design System) και η τεχνολογία που θα χρησιμοποιήσουμε για τον σχεδιασμό των κυκλωμάτων έχει μήκος καναλιού (L) 16nm και προκαθορισμένη τάση τροφοδοσίας τα 0.9V. Δυστυχώς, επειδή την περίοδο συγγραφής της διπλωματικής βιβλιοθήκες για τόσο μικρές τεχνολογίες δεν υπάρχουν διαθέσιμες, όλη η μελέτη θα βασιστεί σε μοντέλα πρόβλεψης της συμπεριφοράς των τρανζίστορ (PTMs) τα οποία είναι διαθέσιμα στο σύνδεσμο [ptm.asu.edu/](http://ptm.asu.edu/).

## Λέξεις Κλειδιά:

Ταλαντωτής, διαφορικός ταλαντωτής, cross-coupled LC-tank, CMOS 16nm, καθρέφτης ρεύματος, θόρυβος φάσης, φιλτράρισμα θορύβου, αρμονικές συχνότητες



# Κεφάλαιο 1

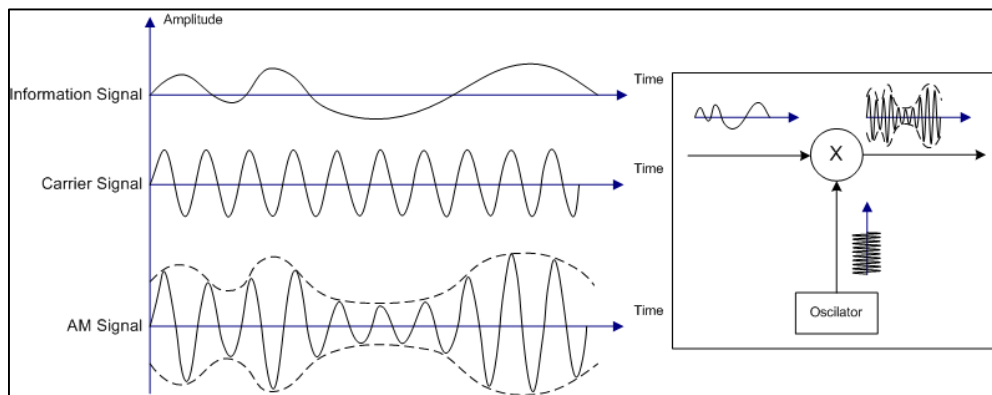
## Εισαγωγή

### 1.1 Περιγραφή του Προβλήματος

Με τη συνεχή εξέλιξη της τεχνολογίας στο τομέα των ολοκληρωμένων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων(IC) την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας τους και τη μείωση των διαστάσεων των τρανζίστορ έγινε αναγκαία η αναζήτηση τοπολογιών οι οποίες θα καλύπτουν με τον καλύτερο δυνατό τρόπο τις σχεδιαστικές απαιτήσεις.

Οι ταλαντωτές είναι ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία παράγουν περιοδικά σήματα, συνήθως ημιτονοειδή σήματα ή τετραγωνικούς παλμούς, των οποίων η συχνότητα καθορίζεται από τις τιμές των εξαρτημάτων που απαρτίζουν τους ταλαντωτές, χωρίς να εφαρμόζεται κάποιο σήμα στην είσοδό τους. Ειδικότερα, θα μπορούσαμε να πούμε ότι τα κυκλώματα ταλαντωτών μετατρέπουν το συνεχές ρεύμα(DC) με το οποίο τροφοδοτείται το κύκλωμα στην ενέργεια του εναλλασσόμενου σήματος.

Ταλαντωτές χρησιμοποιούνται ευρέως σε πολλές ηλεκτρονικές συσκευές και χαρακτηριστικά παραδείγματα είναι οι εκπομποί ραδιοσημάτων και σημάτων τηλεόρασης, τα ρολόγια αναφοράς υπολογιστών και άλλων πλακετών(ψηφιακών ή αναλογικών), ιατρικές συσκευές όπως ο βηματοδότης, οι γεννήτριες σημάτων στα ηλεκτρονικά εργαστήρια, τα ρολόγια με μηχανισμούς Quartz, τα μουσικά όργανα για παραγωγή ήχων κ.α.



Σχήμα 1.1 Συμβολή Ταλαντωτή σε **AM-Διαμόρφωση** σήματος πληροφορίας



## 1.2 Συμβολή της Εργασίας

Στην διπλωματική αυτή εργασία θα χρησιμοποιηθούν τρεις διαφορετικές τοπολογίες LC-cross coupled (pMos, nMos, cMos) ταλαντωτών οι οποίες θα αναλυθούν σε βάθος ώστε να αναδυθούν τα πλεονεκτήματα αλλά και τα μειονεκτήματα της κάθε μιας ξεχωριστά.

Σε δεύτερη φάση θα προσπαθήσουμε, έχοντας πάντα υπόψη μας τις απαιτήσεις της τεχνολογίας των 16nm αλλά και τη συχνότητας λειτουργίας (16GHz) να βελτιώσουμε κατά το δυνατόν τα κυκλώματα δίνοντας ιδιαίτερη έμφαση στην απόκριση του θορύβου φάσης, το οποίο είναι ένα από τα κεντρικά σημεία στη σχεδίαση ταλαντωτών.

Επιπρόσθετα, θα αναλύσουμε τους παράγοντες που επηρεάζουν τον θόρυβο φάσης και θα χρησιμοποιηθούν μέθοδοι φιλτραρίσματος ώστε να καταφέρουμε να μειώσουμε την επίδρασή του.

## 1.3 Διάρθρωση της Διπλωματικής Εργασίας

Στο **Κεφάλαιο 2**, αναφέρονται μερικά βασικά στοιχεία που αφορούν τους ταλαντωτές, σε ποιες κατηγορίες αυτοί χωρίζονται και ποιες οι βασικές τους διαφορές. Επίσης, παρέχεται το βασικό υπόβαθρο για τους ταλαντωτές, κάτω από ποιες συνθήκες μπορούν να ξεκινήσουν την ταλάντωση αλλά και να διατηρήσουν σταθερό το πλάτος της. Παράλληλα, καθορίζεται και ο τρόπος με τον οποίο μπορούμε να ελέγξουμε την συχνότητα της ταλάντωσης.

Στο **Κεφάλαιο 3**, περιγράφεται η διερεύνηση των δυνατοτήτων καθώς και των απαιτούμενων συνθηκών πόλωσης (biasing) των τρανζίστορ στην παρεχόμενη τεχνολογία. Επιπρόσθετα, γίνεται και ο σχεδιασμός των τριών τοπολογιών ταλαντωτών που προαναφέραμε αρχικά τροφοδοτούμενες από ιδανικές πηγές ρεύματος και στη συνέχεια με προσθήκη καθρεφτών ρεύματος για την τροφοδότησή τους.

Στο **Κεφάλαιο 4**, γίνεται αναφορά για τον θόρυβο φάσης, ποια επίδραση έχει στη σωστή λειτουργία του κυκλώματος. Μελετιούνται τα στοιχεία τα οποία έχουν άμεση σχέση και προκαλούν αύξηση του θορύβου φάσης και τέλος γίνονται προσπάθειες μείωσης της επίδρασής του με διάφορες μεθόδους και πειραματικές προσομοιώσεις.

Στο **Κεφάλαιο 5**, καταγράφονται τα συμπεράσματα τα οποία εξήχθησαν από τις προσομοιώσεις που προηγήθηκαν και καταγραφή των πλεονεκτημάτων αλλά και των μειονεκτημάτων των τοπολογιών που μελετήθηκαν.

Στο **Κεφάλαιο 6**, γίνεται μια συνοπτική αναφορά στα σημεία που μελετήθηκαν στη διπλωματική αλλά και σε μελλοντικές επεκτάσεις και προσθήκες που μπορούν να γίνουν στο κύκλωμα ανάλογα με το περιβάλλον της εφαρμογής στην οποία θα ενσωματωθεί.



## Κεφάλαιο 2

# Υπόβαθρο Εργασίας

### 2.1 Εισαγωγή στους Ταλαντωτές

Οι ταλαντωτές είναι από τα βασικότερα κυκλώματα στα ηλεκτρονικά. Χρησιμοποιούνται κατά κόρον στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα και κυρίως στους πομπούς και δέκτες σημάτων. Μπορούν να λειτουργήσουν από πολύ χαμηλές συχνότητες της τάξης των μερικών Hz και μπορούν να φτάσουν μέχρι αρκετά GHz. Ένας ταλαντωτής, ανάλογα με τις προδιαγραφές του και τον τρόπο κατασκευής του, λειτουργεί σε μια πολύ περιορισμένη περιοχή συχνοτήτων γύρω από μια κεντρική συχνότητα (ιδανικά θα θέλαμε να λειτουργεί σε μία πολύ συγκεκριμένη συχνότητα).

### 2.2 Ειδικότερα για τους Ταλαντωτές

Βασικά συστατικά μέρη ενός οποιουδήποτε ταλαντωτή και αν μελετήσουμε είναι τα ακόλουθα:

- Η πηγή τροφοδοσίας του κυκλώματος
- Ένα κύκλωμα ενισχυτή
- Ένα κύκλωμα που θα «γεννά» τις ταλαντώσεις (στην δική μας περίπτωση ένα LC-tank)
- Μια **θετική** ανάδραση

Βασική προϋπόθεση για να λειτουργήσει ένας ταλαντωτής είναι μία θετική ανάδραση, που αυτό με την σειρά του σημαίνει πως ένα μέρος του σήματος εξόδου του ενισχυτή μας επιστρέφει στην είσοδο. Αυτό όμως δεν είναι αρκετό καθώς το σήμα που επιστρέφει μέσω του βρόχου ανάδρασης θα πρέπει να έχει μηδενική διαφορά φάσης ( $0^\circ$  ή  $360^\circ$ ). Επίσης, το κέρδος τάσης στον βρόχο ανάδρασης πρέπει να είναι ίσο με την μονάδα για να διατηρηθεί η ταλάντωση.

**Σημείωση:** Όπως προαναφέραμε για να διατηρηθούν οι ταλαντώσεις χρειάζεται μία μηδενικής φάσης θετική ανάδραση καθώς και κέρδος τάσης γύρω από το βρόχο ανάδρασης ίσο με την μονάδα. Ωστόσο, για να ξεκινήσει η ταλάντωση χρειάζεται το κέρδος στο βρόχο ανάδρασης να είναι αρχικά μεγαλύτερο της μονάδας ώστε να

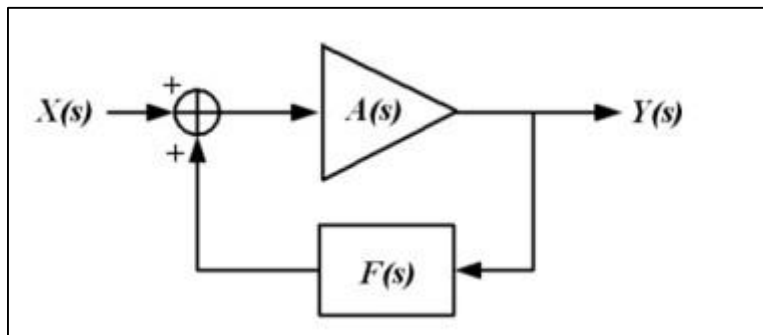
προλάβει το κύκλωμα να φτάσει σε ένα επιθυμητό επίπεδο τάσης. Όταν πια το σήμα γίνει αρκετό ο ταλαντωτής γίνεται αυτοδιεγερόμενος.

### Συνθήκη Barkhausen

Η συνθήκη διατήρησης των ταλαντώσεων είναι  $|\beta \cdot A|=1$

$A$ = το κέρδος του κυκλώματος ενισχυτή

$\beta$ = το ποσοστό του σήματος που μας επιστρέφει από την ανάδραση



Σχήμα 2.1 Σύστημα θετικής ανάδρασης με δίκτυο επιλογής συχνότητας  $F(s)$

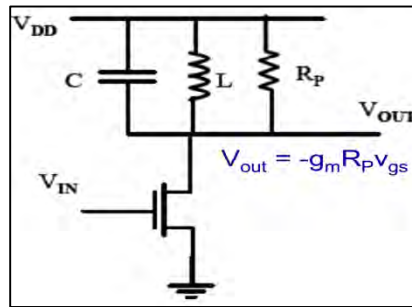
Παρακάτω αναλύονται οι δύο βασικές κατηγορίες VCO:

- Ταλαντωτές Συντονισμού
- Ταλαντωτές Κυματομορφής

Καθώς επίσης και τα πλεονεκτήματα/μειονεκτήματά τους, που μας οδηγούν στην επιλογή της καταλληλότερης τοπολογίας με βάση τις απαιτήσεις σχεδιασμού

## 2.3 Τοπολογίες Ταλαντωτών Συντονισμού(Resonant Oscillators)

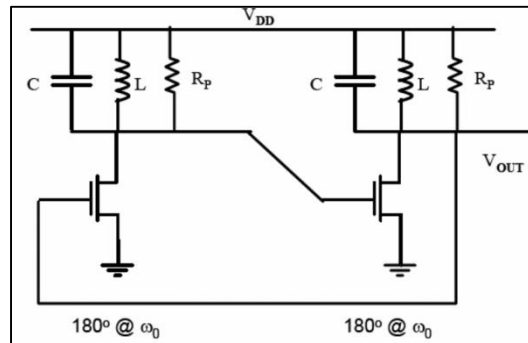
- **Συντονισμένος Ενισχυτής**



Σχήμα 2.2 Συντονισμένος Ενισχυτής

Η εμπέδηση του κυκλώματος συντονισμού(LC) φτάνει στο μέγιστό της που είναι ίσο με το  $R_p$  καθώς και η διαφορά φάσης είναι  $0^\circ$  ή  $360^\circ$  στη συχνότητα συντονισμού. Επίσης στο συντονισμό τα μιγαδικά μέρη των αγωγιμοτήτων των LC-στοιχείων μηδενίζονται.

- **Συντονισμένοι Ενισχυτές σε σειρά(με προσθήκη βρόχου ανάδρασης)**

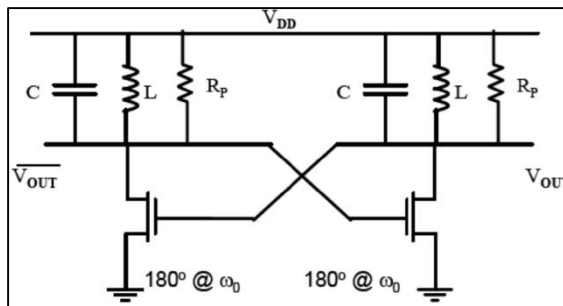


Σχήμα 2.3 Συντονισμένοι Ενισχυτές σε σειρά

Τοποθετώντας τώρα δύο συντονισμένους ενισχυτές σε σειρά παίρνουμε το παραπάνω κύκλωμα, το οποίο όπως έχουμε αναφέρει προκειμένου να αρχίσει να ταλαντώνει πρέπει να εξασφαλίσουμε πως θα έχει μια θετική ανάδραση, επιπλέον αυτή η ανάδραση πρέπει να έχει μηδενική φάση γύρω από το βρόχο καθώς και το κέρδος του βρόχου ανάδρασης πρέπει

να είναι ίσο με την μονάδα(αρχικά για την εκκίνηση της ταλάντωσης μεγαλύτερο της μονάδας). Προφανώς, το κύκλωμά μας μπορεί να ταλαντώσει μόνο στην θεμελιώδη συχνότητα  $\omega_0$  καθώς μόνο εκεί εξασφαλίζεται διαφορά φάσης  $0^\circ$ . Επίσης, η ανάδραση, η οποία έχει περάσει από το κύκλωμα ενίσχυσης, αποτελεί την «γεννήτρια» των ταλαντώσεων. Το πλάτος των ταλαντώσεων θα αρχίσει να αυξάνεται εκθετικά(όπως θα δούμε και παρακάτω με τις transient προσομοιώσεις) μέχρι να σταθεροποιηθεί λόγω περιορισμού από τη πηγή ρεύματος που τροφοδοτεί το κύκλωμά μας(θεωρητικά το πλάτος των ταλαντώσεων θα αύξανε στο άπειρο).

- **Cross-Coupled Ταλαντωτής**

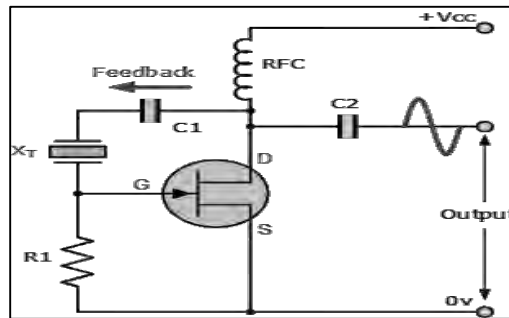


Σχήμα 2.4 Cross-Coupled Ταλαντωτής

Με μικρές αλλαγές στην τοπολογία του προηγούμενου κυκλώματος των Συντονισμένων Ενισχυτών προκύπτει το κύκλωμα του Cross-Coupled Ταλαντωτή με το οποίο θα ασχοληθούμε εκτενώς σε αυτή την διπλωματική.

Οι διαφορές που συναντούμε στην τοπολογία αυτού του κυκλώματος έχουν στόχο να αναδείξουν την διαφορετική φύση αυτού του μοντέλου ταλαντωτή. Εφόσον μιλάμε για διαφορετική συνδεσμολογία είναι απολύτως αναμενόμενο να έχουμε δύο εξόδους οι οποίες μάλιστα θα έχουν και *διαφορά φάσης  $180^\circ$*  η μία από την άλλη. Τα πλεονεκτήματα διαφορεικών τοπολογιών μας είναι γνωστά και στην περίπτωση μας, δηλαδή του ταλαντωτή, μία τέτοια συνδεσμολογία θα μπορούσε να μας εξασφαλίσει χαμηλότερα επίπεδα από θορύβου κοινού τρόπου (μεγάλο CMRR) όπως επίσης και χαμηλότερα επίπεδα θορύβου από την ισχύ τροφοδοσίας(μεγάλο PSRR) τα οποία είναι πολύ σημαντικά χαρακτηριστικά για κυκλώματα υψηλών επιδόσεων.

- **Κρυσταλλικός Ταλαντωτής(Crystal Oscillator)**



Σχήμα 2.5 Κρυσταλλικός Ταλαντωτής

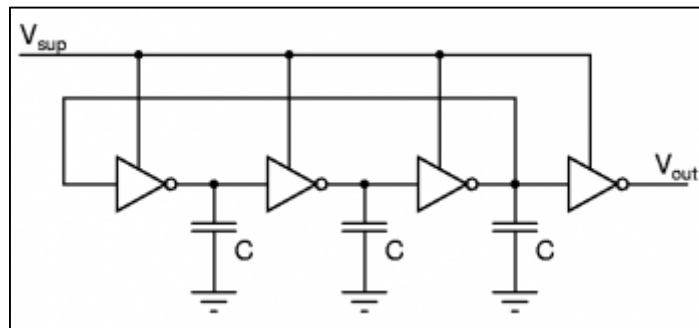
Οι κρυσταλλικοί ταλαντωτές είναι οι πιο σταθεροί από όλους τους ταλαντωτές και συνήθως χρησιμοποιούνται σε όσα τηλεπικοινωνιακά συστήματα απαιτείται πολύ υψηλή σταθερότητα. Οι ταλαντωτές αυτοί χρησιμοποιούν έναν πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο, όπως είναι ο χαλαζίας (quartz) και παρουσιάζουν επαγωγική άεργο αντίσταση πάνω σε μία πολύ στενή περιοχή συχνοτήτων. Έτσι λοιπόν γίνεται δυνατή η αντικατάσταση του πηνίου του LC συντονιζόμενου κυκλώματος με ένα κρύσταλλο, έχοντας ως αποτέλεσμα μία πολύ καλά καθορισμένη συχνότητα συντονισμού. Εξαιτίας του ότι ο κρύσταλλος διαθέτει πολύ μεγάλο συντελεστή ποιότητας Q, όταν χρησιμοποιείται ως δικτύωμα επιλογής συχνότητας επιδεικνύει σταθερά χαρακτηριστικά συντονισμού σε σχέση με τη θερμοκρασία και το χρόνο και συγχρόνως πολύ σταθερή συχνότητα λειτουργίας. Όμως, η χρησιμοποίηση

των κρυστάλλων, οι οποίοι αποτελούν εκ φύσεως στοιχεία μηχανικού συντονισμού, παρουσιάζουν το μειονέκτημά ότι μπορούν να ταλαντώνουν σε *μία μόνο συχνότητα* αποτρέποντας κατά συνέπεια τη χρήση τους σε εφαρμογές όπου απαιτείται η μεταβολή της συχνότητας λειτουργίας μέσα σε μία συγκεκριμένη περιοχή.



## 2.4 Τοπολογίες Ταλαντωτών Τετραγωνικής Κυματομορφής(Waveform Oscillators)

- Ring Ταλαντωτής

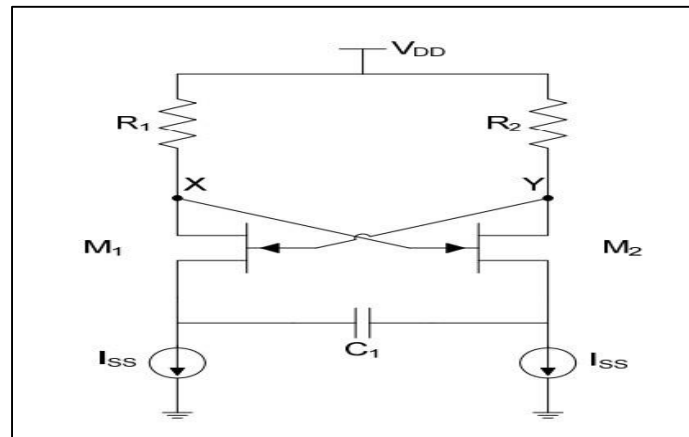


Σχήμα 2.6 Ring Ταλαντωτής

Ο Ring oscillator είναι ο πιο δημοφιλής τύπος από τους ταλαντωτές ψηφιακής εξόδου, καθώς έχει γίνει ευρέως χρησιμοποιούμενος σε εφαρμογές με μονολιθική υλοποίηση σε μία περιοχή αρκετών GHz εξαιτίας της απλότητάς του και της εύκολης ολοκλήρωσής του(integration) με άλλα ψηφιακά κυκλώματα. Οι Ring ταλαντωτές λοιπόν, καθώς η τεχνολογία αναπτύσσεται γρήγορα ως προς την απόδοση των ψηφιακών κυκλωμάτων, πλεονεκτούν και αρχίζουν να γίνονται μια βιώσιμη επιλογή για συχνότητες που απαιτούνται σε ασύρματες και υψηλής ταχύτητας δεδομένων επικοινωνίες. Ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν, είναι ότι η δομή τους αποτελείται μόνο από τρανζίστορ (δε χρειάζεται η τοποθέτηση πηνίων στον ημιαγωγό) και επομένως ο χώρος που απαιτούν οι συγκεκριμένοι ταλαντωτές είναι σημαντικά μικρότερος εν συγκρίσει με άλλους. Μελετώντας την τοπολογία ενός ring ταλαντωτή παρατηρούμε ότι πραγματοποιείται τοποθετώντας σε σειρά ένα **περιττό** αριθμό από αντιστροφείς στο βρόχο ανάδρασης. Ένας ανερχόμενος παλμός σε οποιοδήποτε κόμβο μεταδίδεται μέσα από τους αντιστροφείς στο βρόχο και

επιστρέφει σαν ένας κατερχόμενος παλμός μετά από μια καθυστέρηση που επιβάλλεται από τους αντιστροφείς. Αυτός ο κατερχόμενος παλμός στη συνέχεια μεταδίδεται και πάλι στο βρόχο και επιστρέφει ανεστραμμένος ως ένας ανερχόμενος παλμός. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται συνεχώς, με αποτέλεσμα τη δημιουργία μίας τετραγωνικής κυματομορφής ταλάντωσης.

- **Ταλαντωτής Χαλάρωσης(Relaxation Oscillator)**



Σχήμα 2.7 Ταλαντωτής Χαλάρωσης

Μία ακόμη δημοφιλής μέθοδος για την πραγματοποίηση ταλαντωτών ψηφιακής εξόδου είναι ο ταλαντωτής χαλάρωσης (relaxation oscillator), ο οποίος αποτελεί ένα κύκλωμα το οποίο κατ' επανάληψη φορτίζει ένα πυκνωτή (καθορισμένης σταθεράς χρόνου) βαθμιαία και στη συνέχεια τον αποφορτίζει απότομα. Μέσω της μεταβολής της σταθεράς χρόνου του χρησιμοποιούμενου πυκνωτή (π.χ. με τη χρήση μίας πηγής ρεύματος), μας δίνεται η δυνατότητα να μεταβάλλουμε τη συχνότητα ταλάντωσης. Η εξόδου που παράγει ο ταλαντωτής χαλάρωσης, είναι συνήθως μια τετραγωνική ή πριονωτή κυματομορφή.

## 2.5 Ταλαντωτές Συντονισμού VS Ταλαντωτές Κυματομορφής

Ιδανικά οποιαδήποτε από τις παραπάνω τοπολογίες VCO που αναφέραμε θα θέλαμε να καλύπτει τις προδιαγραφές κατά το βέλτιστο τρόπο. Τα μεγέθη/προδιαγραφές που πρέπει πάντα να έχουμε υπόψη μας κατά το σχεδιασμό και την επιλογή μίας από τις παραπάνω τοπολογίες είναι τα ακόλουθα:

- Χαμηλός θόρυβος(phase noise ή jitter)
- Χαμηλή κατανάλωση ισχύος
- Μεγάλο εύρος συντονισμού(tuning range)
- Υψηλή δυνατότητα ενσωμάτωσης(integration)
- Κατάληψη μικρής επιφάνειας στο ολοκληρωμένο(small die area)
- Υψηλή συχνότητα(GHz)

Ανάλογα με την εφαρμογή για την οποία σχεδιάζουμε τον ταλαντωτή τα παραπάνω χαρακτηριστικά λαμβάνουν διαφορετικές προτεραιότητες. Όμως, μας είναι εκ των προτέρων γνωστό πως θα χρειαστεί να θυσιάσουμε στην απόδοση κάποιων από αυτά για να μεγιστοποιήσουμε αυτά που μας ορίζουν οι προδιαγραφές(trade off).

Επίσης, ανάλογα με την κατηγορία στην οποία ανήκει η τοπολογία VCO που επιλέξαμε, συντονισμού ή κυματομορφής, έχουμε ακόμη και πριν το σχεδιασμό και την προσομοίωση μία άποψη για την απόδοση του κυκλώματος όσον αφορά τα παραπάνω χαρακτηριστικά. Ο παρακάτω πίνακας συγκεντρώνει συνοπτικά τα μειονεκτήματα και τα πλεονεκτήματα της κάθε κατηγορίας.

**Σημείωση:** Στο παρακάτω πίνακα γίνεται σύγκριση ανάμεσα στις τοπολογίες LC-tank και Ring. Σκόπιμα δεν αναφερόμαστε ούτε στους κρυσταλλικούς ταλαντωτές αλλά ούτε και στους ταλαντωτές χαλάρωσης καθώς οι δύο αυτές τοπολογίες λόγω της ιδιομορφίας τους η μία δεν μας επιτρέπει να μεταβάλλουμε τη συχνότητα λειτουργίας της(κρυσταλλικός ταλαντωτής) ενώ η άλλη έχει πάρα πολύ χαμηλή απόδοση στο θόρυβο φάσης(ταλαντωτής χαλάρωσης). Για τους δύο παραπάνω λόγους, αποφεύγουμε όπου είναι δυνατόν την χρήση των συγκεκριμένων τοπολογιών.

Ring VCO	LC-tank VCO
<b>Πλεονεκτήματα</b>	
Υψηλή ενσωμάτωση σε VLSI	Βέλτιστη Απόδοση στο θόρυβο(phase noise ή jitter)
Χαμηλή κατανάλωση ισχύος	Υψηλή συχνότητα λειτουργίας
Μεγάλο εύρος συντονισμού	
Μικρή επιφάνεια στο ολοκληρωμένο	
<b>Μειονεκτήματα</b>	
Φτωχή Απόδοση στο θόρυβο(phase noise ή jitter)	Μεγάλη επιφάνεια στο ολοκληρωμένο(λόγω των L,C)
Χαμηλή συχνότητα λειτουργίας	Χαμηλή ενσωμάτωση σε VLSI
	Υψηλή κατανάλωση ισχύος

Πίνακας 1 Πλεονεκτήματα/Μειονεκτήματα των LC και Ring ταλαντωτών

Παρά την παραπάνω κατηγοριοποίηση των τοπολογιών με βάση τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους, με κατάλληλο σχεδιασμό και πρόβλεψη μπορούμε να βελτιώσουμε ικανοποιητικά την απόδοσή τους ακόμη και εκεί που η κάθε μία από αυτές υστερεί.

Επιπλέον, από όσα προαναφέρθηκαν κατανοούμε πως οι ταλαντωτές τύπου Ring είναι οι πλέον κατάλληλοι για χαμηλής κατανάλωσης-μικρής επιφάνειας ολοκληρωμένα κυκλώματα, ενώ για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές(όπου ο χαμηλός θόρυβος φάσης είναι απαραίτητος) οι ταλαντωτές LC αποτελούν την κυρίαρχη, αν όχι την μοναδική, αρχιτεκτονική.

Σε αυτή τη διπλωματική, όλη η έμφαση δίνεται στη σχεδίαση, στη σύγκριση και στη βελτιστοποίηση **LC-tank Cross-coupled** αρχιτεκτονικών γνωρίζοντας τα μειονεκτήματά τους και έχοντας λάβει μέριμνα για ελαχιστοποίηση της επίδρασής τους.



## Κεφάλαιο 3

# Σχεδιασμός Κυκλώματος

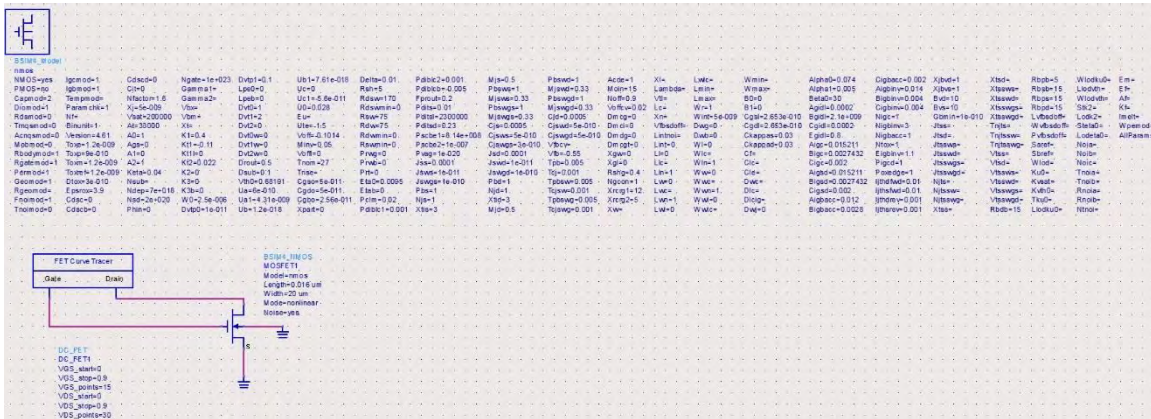
### 3.1 Διερεύνηση Δυνατοτήτων Τρανζίστορ της τεχνολογίας 16nm

Όπως έχουμε αναφέρει και προηγουμένως, η υλοποίηση και προσομοίωση των κυκλωμάτων γίνεται με χρήση του λογισμικού ADS2008(Advanced Design System) και η τεχνολογία που θα χρησιμοποιήσουμε για τον σχεδιασμό των κυκλωμάτων έχει μήκος καναλιού(L) 16nm και προκαθορισμένη τάση τροφοδοσίας τα 0.9V. Επίσης, όλη η μελέτη έχει βασιστεί σε μοντέλα πρόβλεψης της συμπεριφοράς των τρανζίστορ(PTMs) τα οποία είναι διαθέσιμα στο σύνδεσμο [ptm.asu.edu/](http://ptm.asu.edu/).

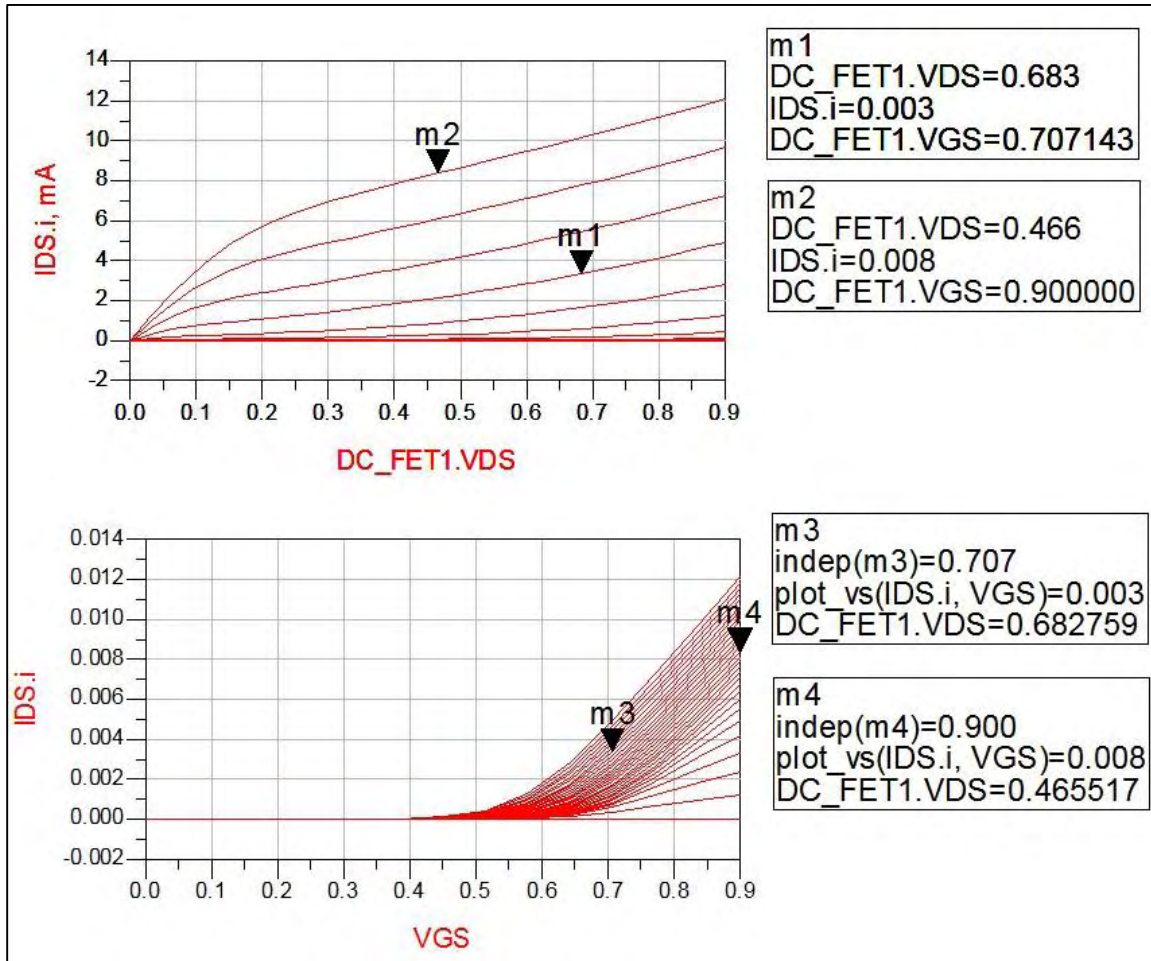
Προτού λοιπόν ξεκινήσουμε την σχεδίαση των κυκλωμάτων είναι απαραίτητο να γίνει μια πρώτη μελέτη των τρανζίστορ της συγκεκριμένης τεχνολογίας(DC ανάλυση). Ουσιαστικά, θα τα μελετήσουμε ως προς την απόδοσή τους, το DC σημείο λειτουργίας τους, την τάση κατωφλίου τους αλλά και το ρεύμα(Id) που μπορούν να δώσουν σε σχέση με τις τάσεις Vgs και Vds.

Ακολουθούν τα κυκλώματα πόλωσης τόσο για pMos αλλά και για nMos τρανζίστορ. Στο κύκλωμα του nMos χρησιμοποιήσαμε για την ανάλυση ένα έτοιμο component του λογισμικού(FET Curve Tracer) το οποίο μας παράγει για όλους τους συνδυασμούς των Vgs και Vds το ρεύμα Id. Ενώ για το pMos τρανζίστορ χρησιμοποιήσαμε έναν πιο απλό τρόπο πόλωσης με χρήση DC πηγών τάσης.

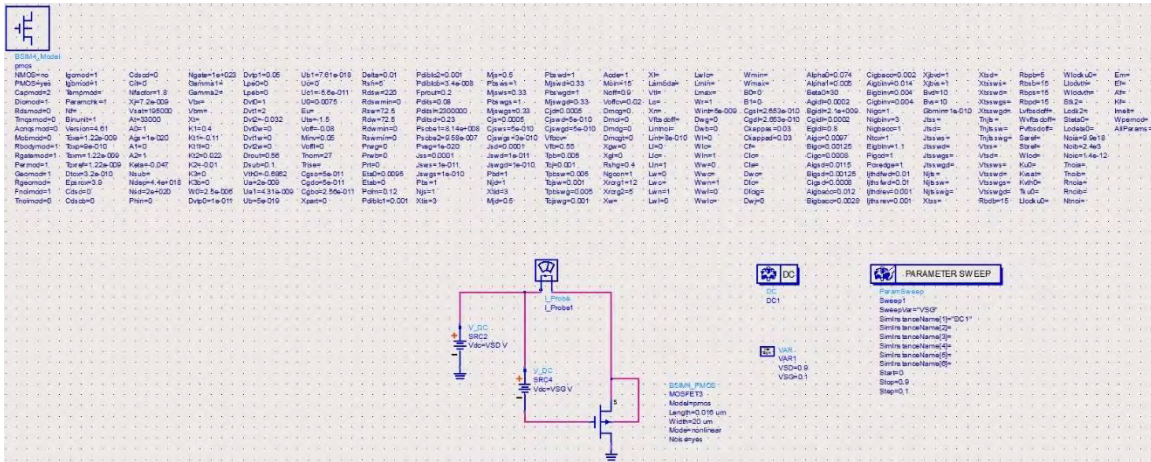
Επίσης, είναι σκόπιμο να παρατηρήσουμε πως εκτός από τα κυκλώματα πόλωσης στα σχήματα που ακολουθούν φαίνονται και τα model cards των τρανζίστορ όπου έχουν περαστεί όλα τα μεγέθη που τα χαρακτηρίζουν.



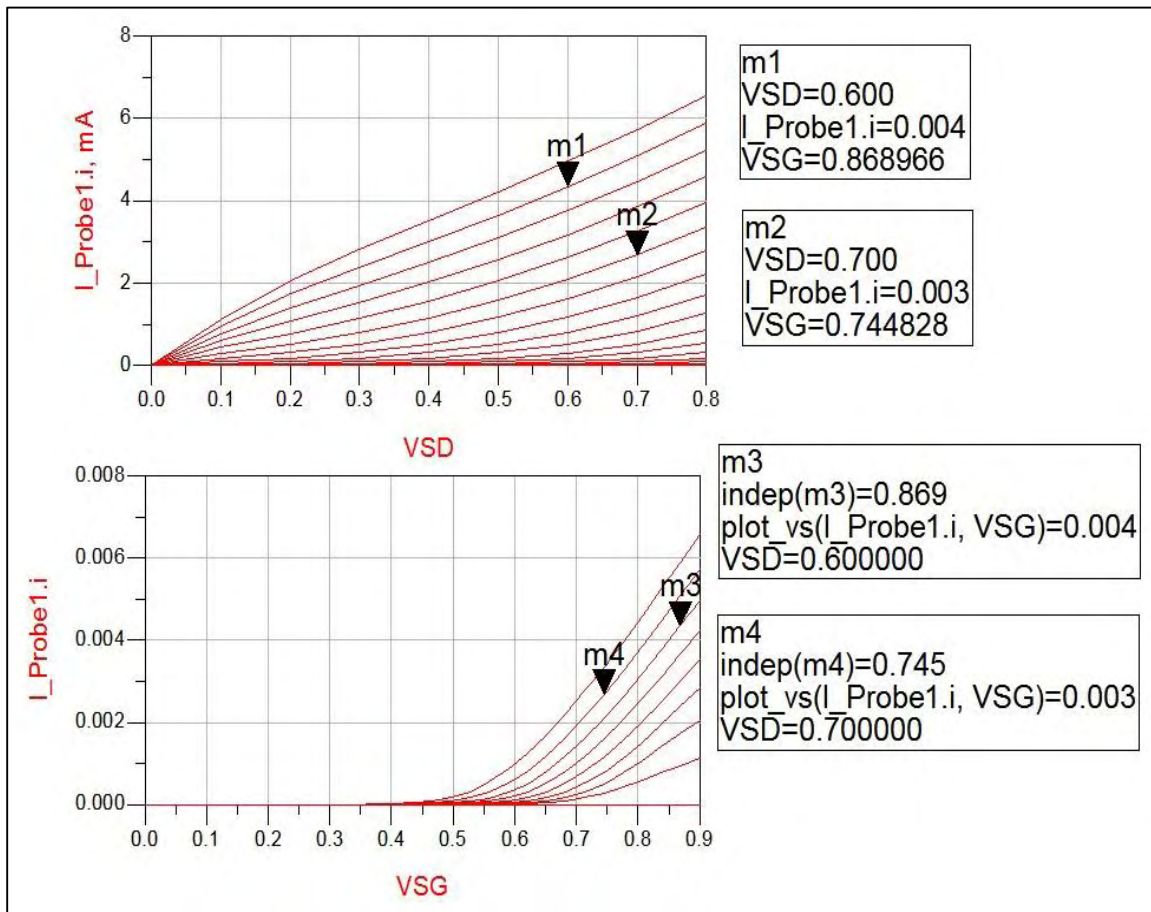
Σχήμα 3.1 Κύκλωμα Πόλωσης nMOS



Σχήμα 3.2 Χαρακτηριστικές  $I_d$ - $V_{ds}$  και  $I_d$ - $V_{gs}$  για το nMOS



Σχήμα 3.3 Κύκλωμα Πόλωσης pMOS



Σχήμα 3.4 Χαρακτηριστικές  $I_d$ - $V_{ds}$  και  $I_d$ - $V_{gs}$  για το pMOS



### Παρατηρήσεις:

- Για να έχουμε ένα ικανοποιητικό ρεύμα έχουμε θέση το πλάτος των τρανζίστορ(W) στα 20 $\mu$ m
- Χρησιμοποιούμε μη-ιδανικά μοντέλα τρανζίστορ και λαμβάνουμε υπόψη και το θόρυβο(θερμικό θόρυβο) στις προσομοιώσεις μας για να είναι όσο το δυνατόν αντικειμενικές και να ανταποκρίνονται στη πραγματικότητα
- Παρατηρούμε πως το nMos τρανζίστορ υπερτερεί του pMos και μας δίνει μεγαλύτερο ρεύμα
- Ιδιαίτερη έμφαση πρέπει να δοθεί στο γεγονός πως ενώ στη περιοχή κόρου(saturation region) των τρανζίστορ θα περιμέναμε το ρεύμα να σταθεροποιηθεί γύρω από μία τιμή, αυτό συνεχίζει να αυξάνεται, σχεδόν γραμμικά. Το φαινόμενο που είναι υπεύθυνο για την παραπάνω κατάσταση ονομάζεται φαινόμενο διαμόρφωσης μήκους καναλιού(channel length modulation). Η επίδραση του συγκεκριμένου φαινομένου γίνεται ιδιαίτερα αισθητή σε τρανζίστορ με μικρό μήκος καναλιού(L), όπως στην περίπτωση μας.
- Επίσης, επειδή τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούμε έχουν μικρό μήκος καναλιού, παρουσιάζεται και το φαινόμενο κορεσμού της ταχύτητας των φορέων. Ουσιαστικά, αυξάνοντας το Vds το Id φτάνει νωρίτερα στον κόρο, πριν δηλαδή φτάσει στη τιμή (Vgs-Vth), και το Id έχει γραμμική εξάρτηση από το Vgs, αντί για τετραγωνική που θα περιμέναμε. Όλα αυτά έχουν σαν τελικό αποτέλεσμα να έχουμε χαμηλότερο Id, από όσο θα περιμέναμε.

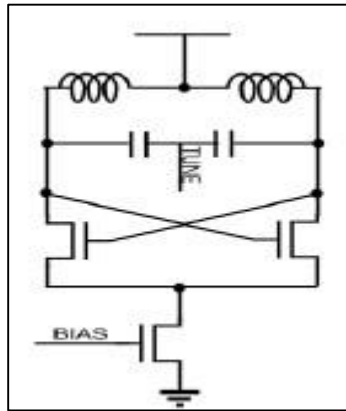
Έχοντας αποκτήσει τώρα μία καλή κατανόηση στο τρόπο λειτουργίας, στις δυνατότητες των τρανζίστορ αλλά και τις αναμενόμενες αδυναμίες τους μπορούμε να προχωρήσουμε στο σχεδιασμό των ταλαντωτών.

Για κάποια από τα προαναφερθέντα προβλήματα υπάρχουν τρόποι αντιμετώπισης όπως θα δείξουμε και παρακάτω για άλλα μας περιορίζει η τεχνολογία των 16nm, η οποία όμως είναι μία από τις σχεδιαστικές απαιτήσεις και δεν μπορούμε να την παραβλέψουμε.

### 3.2 Σχεδίαση Κυκλωμάτων

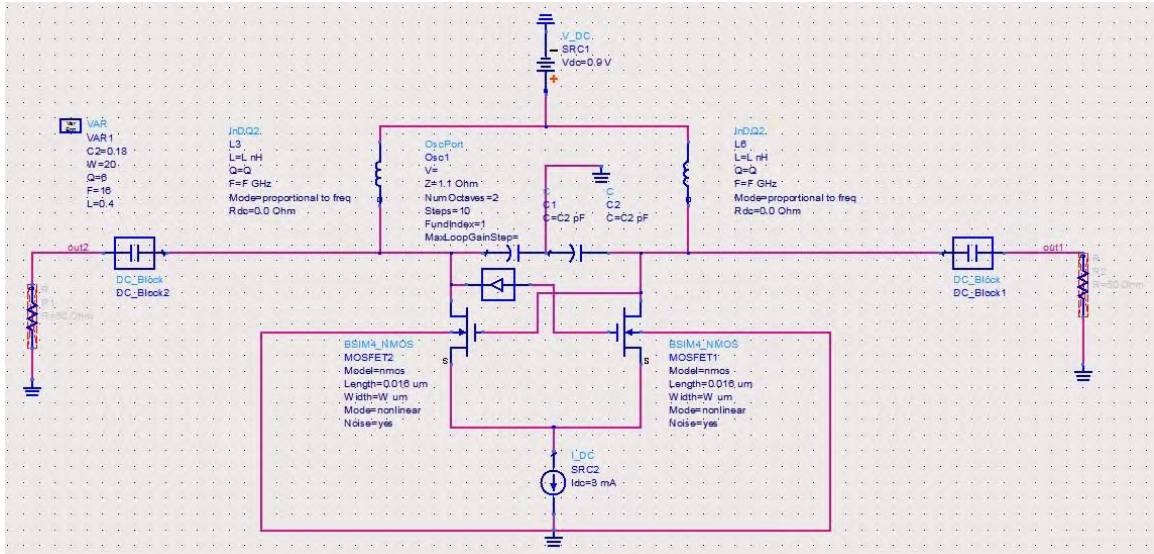
Στη συνέχεια θα προχωρήσουμε στη σχεδίαση των τριών κυκλωμάτων διαφορικών LC-tank ταλαντωτών. Όπως έχουμε αναφέρει και πιο πάνω σκοπός μας είναι, μέσω των προσομοιώσεων που θα ακολουθήσουν, να εντοπίσουμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε τοπολογίας και να επιλέξουμε αυτή που καλύπτει με καλύτερο τρόπο τις σχεδιαστικές μας προδιαγραφές. Ακολουθούν οι τρεις τοπολογίες αλλά και τα αντίστοιχα κυκλώματά τους στο ADS.

- **Nmos cross-coupled LC-tank VCO(with footer)**



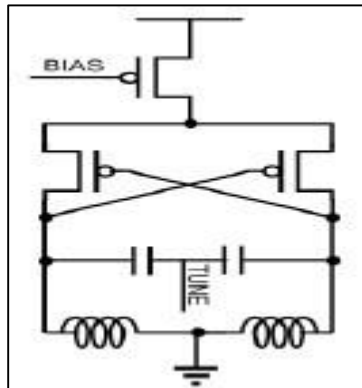
Σχήμα 3.5 Τοπολογία Nmos cross-coupled LC-tank VCO

- **Κύκλωμα στο ADS**



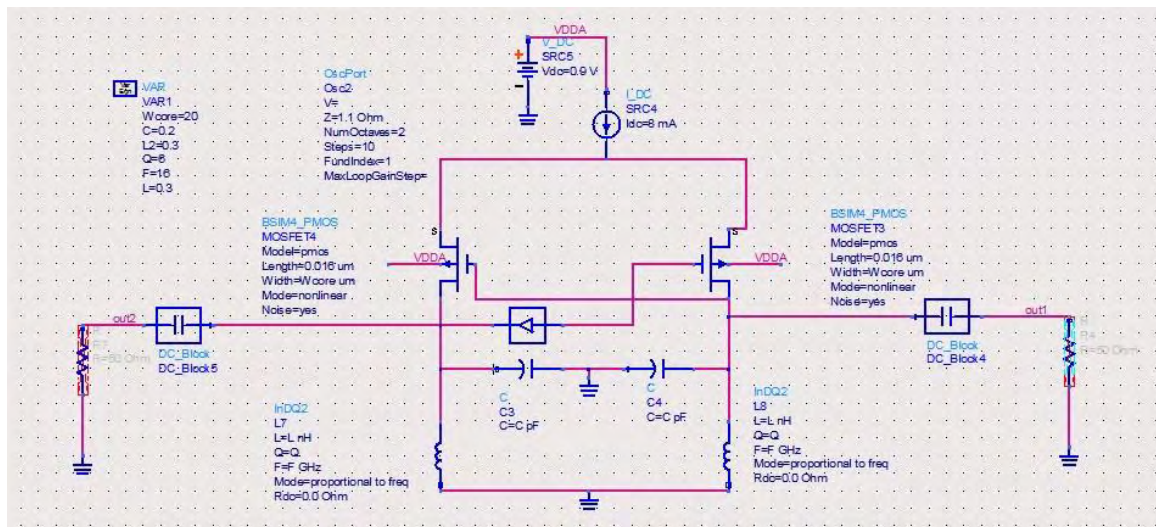
Σχήμα 3.6 Υλοποίηση στο ADS του Nmos cross-coupled LC-tank VCO

- Pmos cross-coupled LC-tank VCO(with header)



Σχήμα 3.7 Τοπολογία Pmos cross-coupled LC-tank VCO

**Κύκλωμα στο ADS**



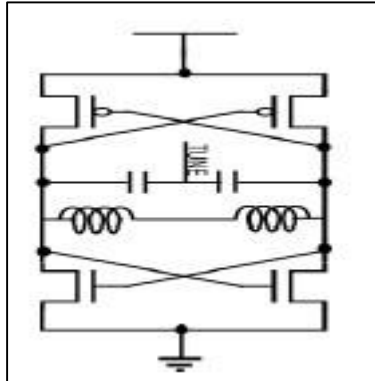
Σχήμα 3.8 Υλοποίηση στο ADS του Pmos cross-coupled LC-tank VCO

**Παρατήρηση:**

Βλέπουμε πως οι δύο προηγούμενες τοπολογίες πολώνονται από ιδανικές πηγές ρεύματος. Στην Nmos τοπολογία την έχουμε τοποθετήσει στο κάτω μέρος(footer) του κυκλώματος, ακολουθώντας την ροή του ρεύματος, και αντίστοιχα στην Pmos τοπολογία την έχουμε τοποθετήσει στο πάνω μέρος(header).

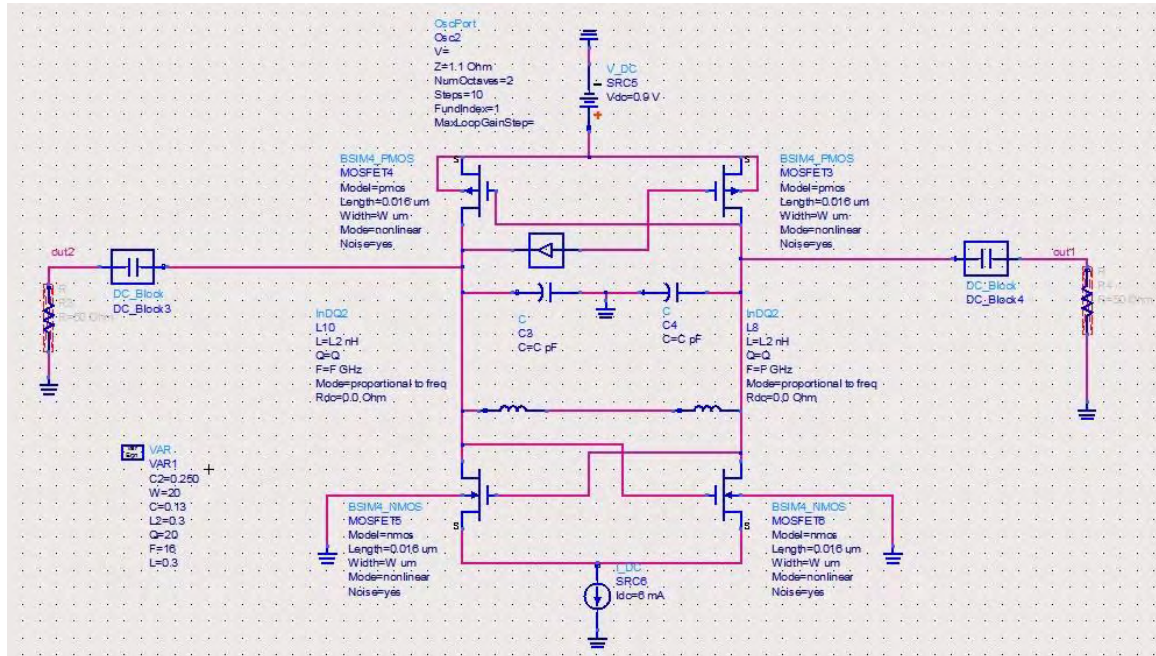
Στη Cmos τοπολογία που ακολουθεί η ιδανική πηγή ρεύματος θα μπορούσε να μπει σε οποιαδήποτε από τις δυο αυτές θέσεις(header ή footer). Εμείς επιλέξαμε να την τοποθετήσουμε στο κάτω μέρος του κυκλώματος.

- Cmos cross-coupled LC-tank VCO(with footer)



Σχήμα 3.9 Τοπολογία Cmos cross-coupled LC-tank VCO

- Κύκλωμα στο ADS



Σχήμα 3.10 Υλοποίηση στο ADS του Cmos cross-coupled LC-tank VCO

### 3.3 Προσομοίωση για διάφορες τιμές του LC-tank

Όπως αναφέραμε και παραπάνω οι ταλαντωτές είναι ηλεκτρονικά κυκλώματα τα οποία παράγουν περιοδικά σήματα, συνήθως ημιτονοειδή σήματα ή τετραγωνικούς παλμούς, των οποίων η συχνότητα καθορίζεται από τις τιμές των εξαρτημάτων που απαρτίζουν τους ταλαντωτές, χωρίς να εφαρμόζεται κάποιο σήμα στην είσοδό τους.

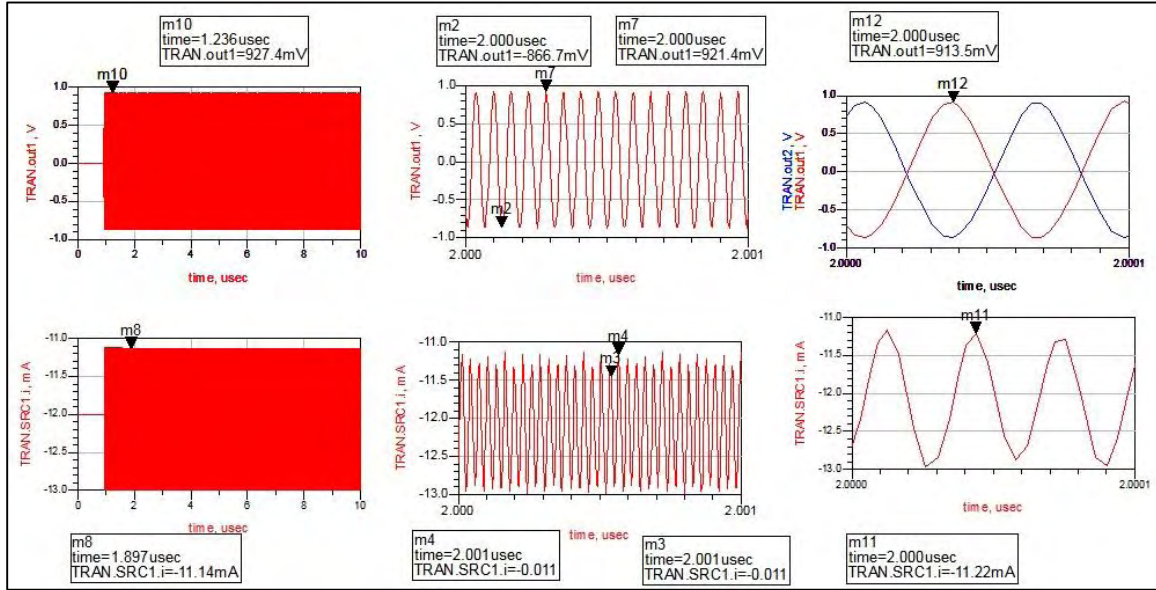
Ο λόγος γίνεται για το LC-tank, δηλαδή για το ζεύγος τιμών(χωρητικότητας πυκνωτή-αυτεπαγωγή πηνίου) που το απαρτίζουν. Οι τιμές αυτές θα καθορίσουν τη συχνότητα ταλάντωσης του κυκλώματός μας και θα είναι υπεύθυνες για να τη διατηρήσουν σταθερή. Άλλωστε η άμεση εξάρτηση της συχνότητας ταλάντωσης από το γινόμενο LC είναι εμφανής και στο παρακάτω τύπο:

$$f = \frac{1}{2\pi * \sqrt{LC}}$$

Γίνεται λοιπόν εμφανές, πως κρατώντας το γινόμενο σταθερό και αυξομειώνοντας πότε τη τιμή του πυκνωτή και πότε του πηνίου θα έχουμε σταθερή συχνότητα στη ταλάντωσή μας, αλλά με κάποιες επιπτώσεις σε κάθε περίπτωση.

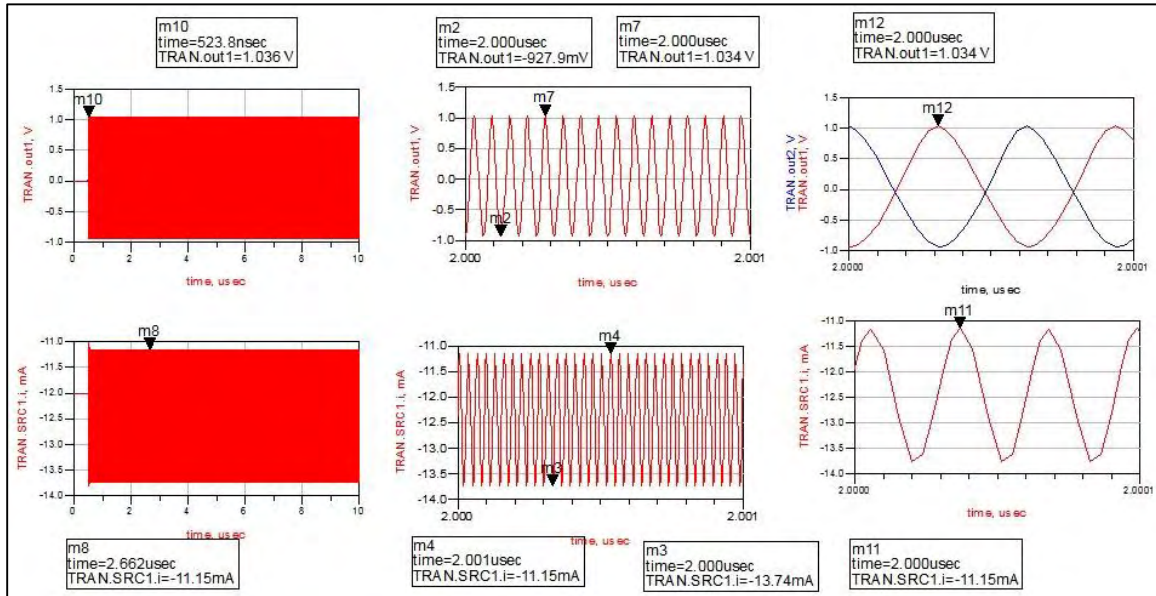
Ακολουθούν οι προσομοιώσεις μεταβατικής κατάστασης(transient simulation) των τριών τοπολογιών για συχνότητα 16GHz και διαφορετικά μεγέθη LC.

- Nmos Cross-coupled LC-tank VCO
  - $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$



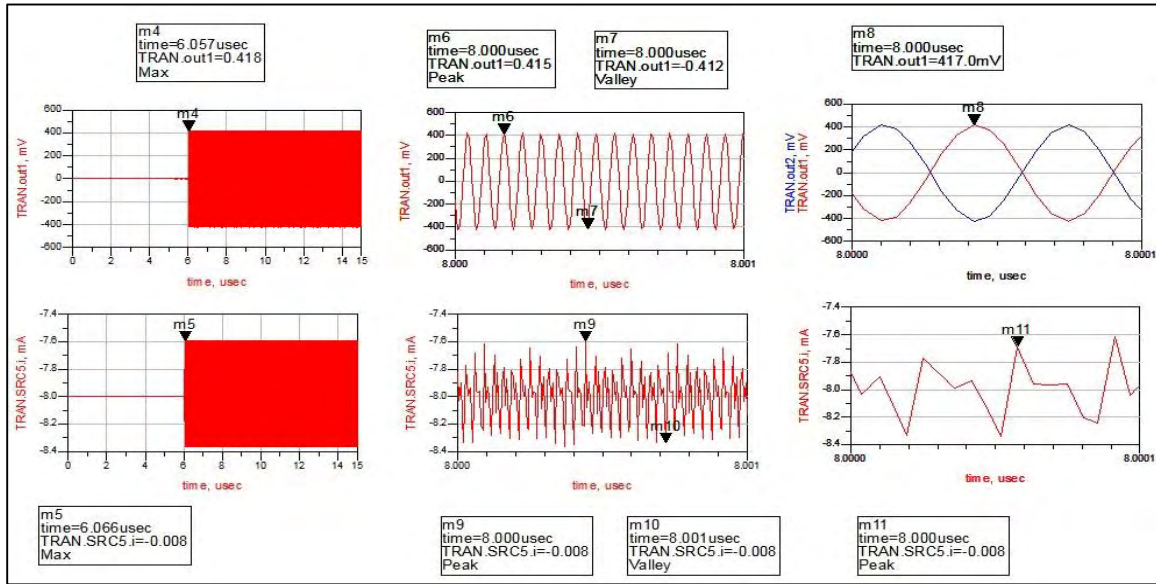
Σχήμα 3.11 Nmos Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$

- $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$



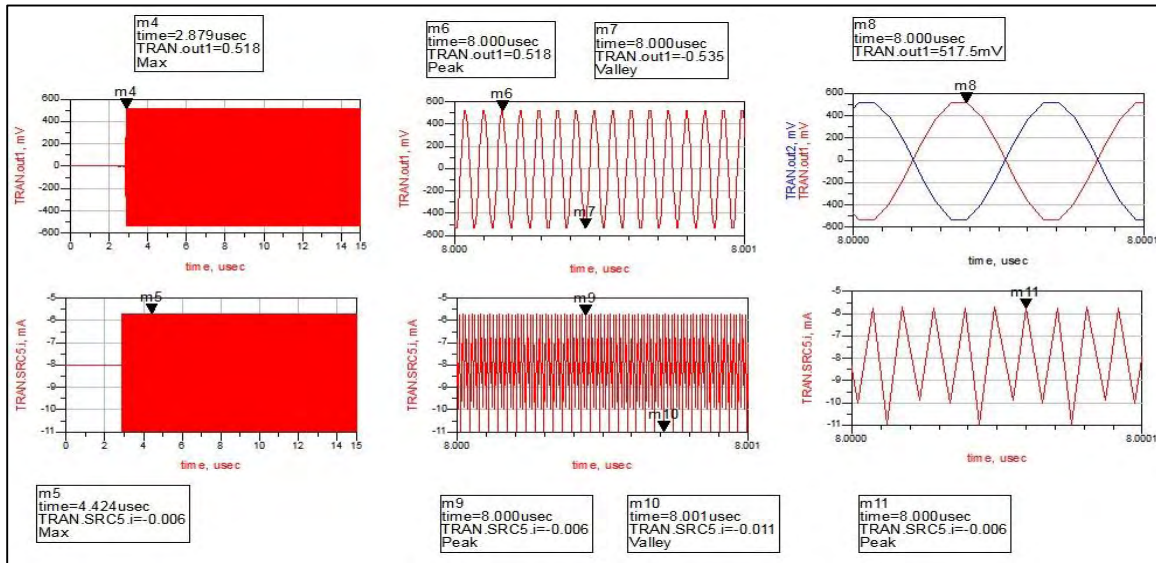
Σχήμα 3.12 Nmos Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$

- Pmos Cross-coupled LC-tank VCO
  - $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$



Σχήμα 3.13 Pmos Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$

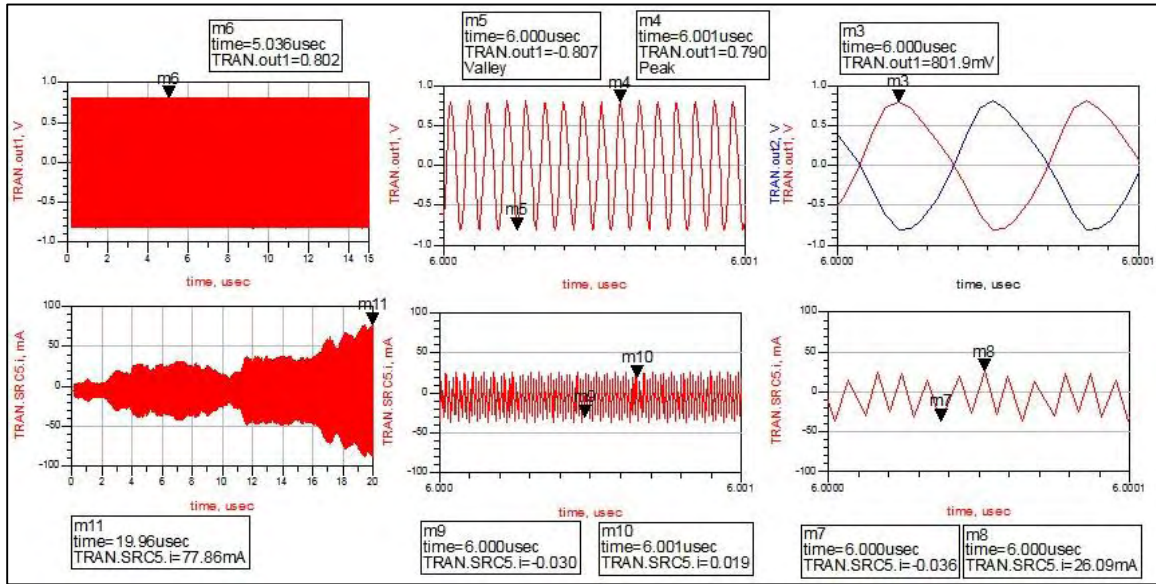
- $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$



Σχήμα 3.14 Pmos Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$

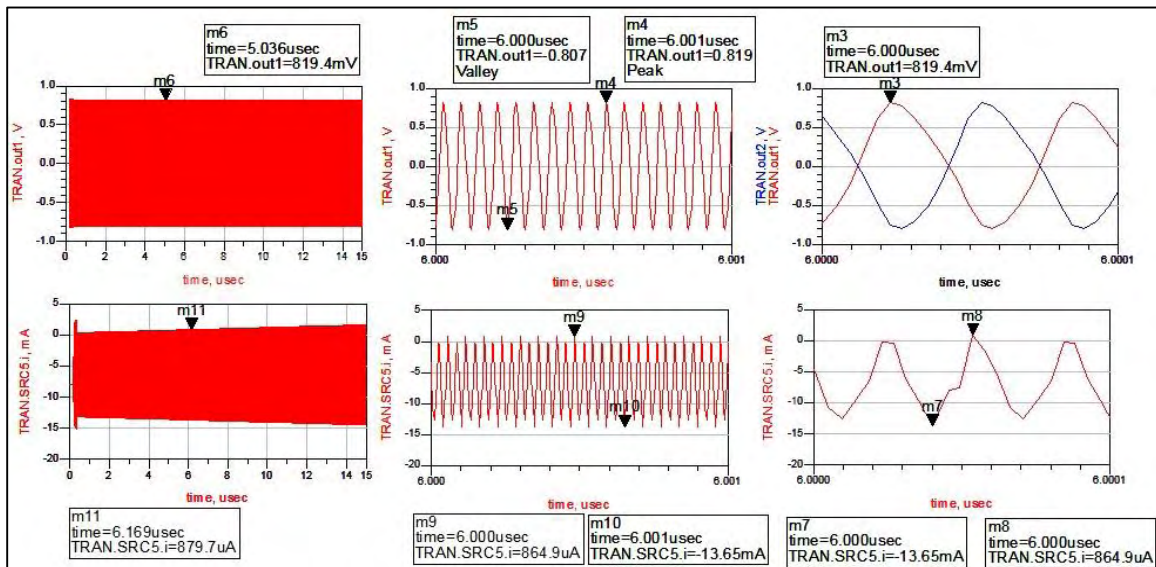
**Σημείωση:** Στο Παράρτημα υπάρχει και Pmos Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA}$

- Cmos Cross-coupled LC-tank VCO
  - $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA}$



Σχήμα 3.15 Cmos Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA}$

- $L = 0.3\text{nH} - C = 0.1\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$



Σχήμα 3.16 Cmos Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.1\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$

**Σημείωση:** Στο Παράρτημα υπάρχει και Pmos Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 7\text{mA}$



### Παρατηρήσεις:

- Για όλες τις προηγούμενες προσομοιώσεις το γινόμενο LC(χωρητικότητα-αυτεπαγωγή) μας δίνει συχνότητα ταλάντωσης για την έξοδο ίση με τη ζητούμενη, δηλαδή τα 16GHz
- Συγκρίνοντας τις δύο πρώτες τοπολογίες(Nmos-Pmos), παρατηρούμε πως όσο αυξάνουμε την αυτεπαγωγή, σε βάρος της χωρητικότητας, διατηρώντας βέβαια το LC σταθερό η ταλάντωση σταθεροποιείται και ξεκινά γρηγορότερα. Επίσης, με την αύξηση του L, η κυματομορφή του ημιτόνου τείνει να πλησιάσει το ιδανικό.
- Αυξάνοντας το L, παρατηρούμε μεγαλύτερες τάσεις εξόδου
- Ο Nmos VCO, έχει τις μεγαλύτερες απαιτήσεις σε κατανάλωση προκειμένου να ταλαντώσει σε σχέση με τις άλλες δύο τοπολογίες, ενώ η Cmos τοπολογία απαιτεί τη λιγότερη ισχύ.
- Στη Cmos τοπολογία, αυξάνοντας το  $I_{bias}$  από 6mA σε 8mA, βλέπουμε πως η «οδοντωτή» κυματομορφή του ημιτόνου στην έξοδο διορθώνεται αισθητά. Το ίδιο ισχύει και για την κυματομορφή του ρεύματος, αν συνεχίζαμε την αύξηση του  $I_{bias}$  και αυτό θα άρχιζε να τείνει σε ημίτονο.
- Το μεγαλύτερο βέβαια πλεονέκτημα της Cmos τοπολογίας, είναι το μεγάλο πλάτος διαφορικής εξόδου(διαφορά της μέγιστης τιμής εξόδου από την ελάχιστη) το οποίο είναι ιδιαίτερα επιθυμητό στους ταλαντωτές καθώς μας εξασφαλίζει μεγάλο SNR. Αν μάλιστα προσέξουμε λίγο καλύτερα τις γραφικές θα δούμε πως για το μισό  $I_{bias}$  ο Cmos VCO μας δίνει το ίδιο διαφορικό πλάτος με τον Nmos VCO. Ομοίως και για τον Pmos VCO.
- Σε όλες τις προηγούμενες τοπολογίες, αυξάνοντας, σε λογικά πλαίσια, το ρεύμα  $I_{bias}$  θα μας διόρθωνε τα ημίτονα εξόδου. Βέβαια, η συνεχής αύξηση της τροφοδοσίας δεν είναι πανάκεια καθώς η καταναλώσιμη ισχύς σε όλες τις εφαρμογές ζητείται να είναι η ελάχιστη. Επίσης, μόνο με αύξηση του  $I_{bias}$  ένα «κακό» ημίτονο διορθώνεται ελάχιστα.

Ακολουθεί ένας πίνακας με συγκεντρωμένα όλα τα στοιχεία που αναλύθηκαν παραπάνω.

Συχνότητα Λειτουργίας GHz	Αυτεπαγωγή Πηνίων (L) nH	Quality Factor(Q)	Χωρητικότητα Πυκνωτών (C) pF	Ρεύμα τροφοδοσίας(mA)	Τάση Εξόδου (mV)
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(16nm - 20um)</b>					
16.28	0.4	6	0.13	12	1034
16.41	0.3	6	0.2	12	905
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(16nm - 20um)</b>					
16.09	0.4	6	0.13	6	474
16.09	0.4	6	0.13	8	525
16.12	0.3	6	0.2	8	400
<b>complementary Cross-Coupled LC VCO(16nm - 20um)</b>					
16.02	0.3	6	0.13	6	670
16	0.3	6	0.13	7	815
16.26	0.3	6	0.1	8	726

Πίνακας 2 Συγκεντρωτικά Στοιχεία Μεταβατικής Ανάλυση

### 3.4 Συντελεστής Ποιότητας(Q) και μη-ιδανικά πηνία/πυκνωτές

Όπως αναφέραμε στην εισαγωγή, για τη τεχνολογία των 16nm δυστυχώς κατά τη συγγραφή αυτής της διπλωματικής δεν υπήρχαν βιβλιοθήκες για όλα τα στοιχεία(πυκνωτές, πηνία) που χρειαζόμαστε για τη σχεδίαση των ταλαντωτών.

Είναι ιδιαίτερα σημαντικό να γνωρίζουμε τον συντελεστή ποιότητας τόσο των πυκνωτών όσο και των πηνίων για τη τεχνολογία και τα μεγέθη που σχεδιάζουμε. Προτού όμως προχωρήσουμε σε περισσότερες λεπτομέρειες ας δώσουμε τον ορισμό του συντελεστή ποιότητας.

Ως συντελεστή ποιότητας(Q) ορίζουμε τον λόγο της ενέργειας που αποθηκεύεται στα παθητικά στοιχεία ενός κυκλώματος-συστήματος, στη δική μας περίπτωση είναι οι πυκνωτές και τα πηνία, προς την ενέργεια που χάνεται σε έναν κύκλο. Οι απώλειες οφείλονται στις μη ιδανικότητες των προαναφερθέντων στοιχείων.

$$Q = 2\pi * \frac{\text{Ενέργεια που αποθηκεύεται}}{\text{Ενέργεια που χάνεται ανά κύκλο}} = 2\pi f * \frac{\text{Ενέργεια που αποθηκεύεται}}{\text{Ισχύ που χάνεται}}$$

Ιδανικά τόσο τα πηνία που χρησιμοποιούμε όσο και οι πυκνωτές δεν θα έπρεπε να χάνουν ενέργεια και όση αποθήκευαν έπρεπε και πάλι να την διοχετεύουν

στο κύκλωμα. Επειδή όμως εμφανίζεται αντίσταση τόσο στο υλικό κατασκευής των πυκνωτών όσο και στο μέταλλο των σπειρών του πηνίου υπάρχουν τύποι που μας βοηθούν να υπολογίσουμε και το συντελεστή ποιότητας του κάθε ενός στοιχείου από αυτά ξεχωριστά.

$$Q_C = \frac{1}{\omega C R_C}$$

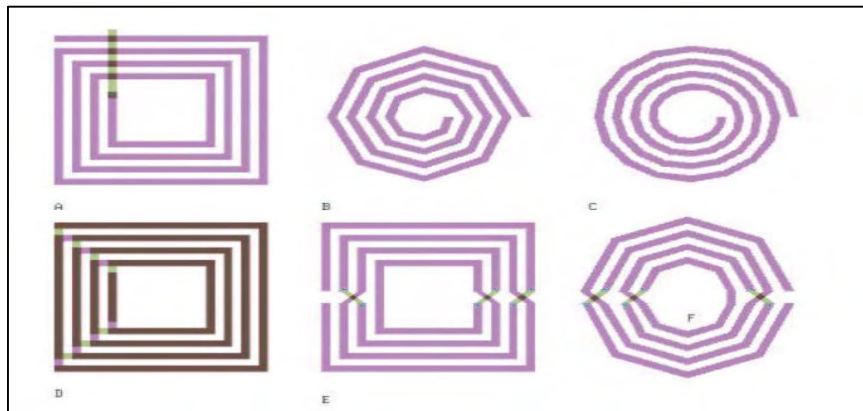
όπου  $\omega$  η συχνότητα,  $C$  η χωρητικότητα και  $R_C$  η εν σειρά αντίσταση του πυκνωτή.

Ομοίως και για το πηνίο έχουμε

$$Q_L = \frac{\omega L}{R_L}$$

όπου  $\omega$  η συχνότητα,  $L$  η αυτεπαγωγή και  $R_L$  η εν σειρά αντίσταση του πηνίου.

Παρ' όλ' αυτά, επειδή ο συντελεστής ποιότητας του πυκνωτή είναι πάντα πολύ μεγαλύτερος από αυτόν του πηνίου συνήθως τον αγνοούμε. Αντιθέτως δεν θα μπορούσαμε να κάνουμε το ίδιο και για τα πηνία. Σε πραγματικές εφαρμογές, αφού σχεδιάζαμε ένα πραγματικό πηνίο στη συνέχεια θα έπρεπε και να το «χαρακτηρίσουμε» (characterization process). Δηλαδή, να υπολογίσουμε την ακριβή αυτεπαγωγή του, να υπολογίσουμε τα παρασιτικά του (εν σειρά αντίσταση, εν σειρά χωρητικότητα και παρασιτικά υποστρώματος) και στη συνέχεια να υπολογίσουμε και το συντελεστή ποιότητάς του ( $Q$ ). Υπάρχουν διάφορες μέθοδοι για να βρούμε την αυτεπαγωγή αλλά συνήθως προτιμάται η προσέγγισή της με χρήση φυσικών μοντέλων των πηνίων στα οποία βέβαια πρέπει να λάβουμε υπόψη και τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του πηνίου (αρ. σπειρών, είδος πηνίου, πάχος μετάλλου κ.α.) καθώς υποστηρίζονται αρκετές τοπολογίες πηνίων με στόχο την επίτευξη καλύτερου  $Q$ . Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται μερικές τοπολογίες πηνίων.



Σχήμα 3.17 Τοπολογίες On chip πηνίων

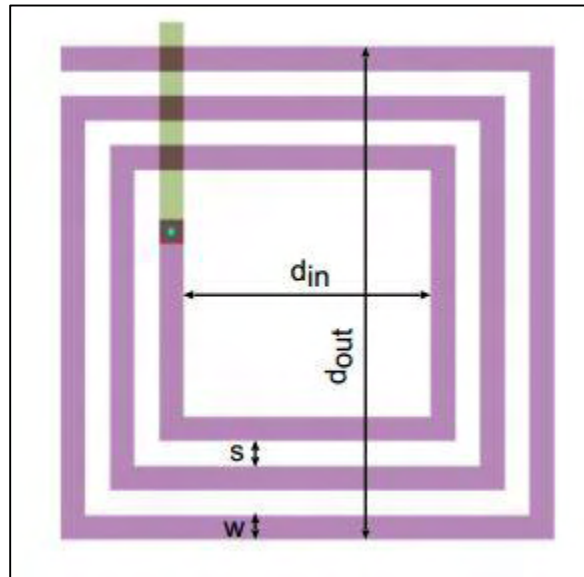
Η φόρμουλα Wheeler μας δίνει μία προσέγγιση της αυτεπαγωγής

$$L = \frac{K_1 \mu_0 n^2 d_{avg}}{1 + K_2 FR}$$

όπου  $K_1 = 2.34, K_2 = 2.75$  για τετράγωνα σπιδράλ(Σχήμα 3.17 A) και  $K_1 = 2.25, K_2 = 3.55$  για οχτάγωνα σπιδράλ(Σχήμα 3.17 B),  $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7}$  η διαπερατότητα του κενού,  $n$  ο αριθμός των σπειρών και

$$d_{avg} = \frac{d_{out} - d_{in}}{2}$$

$$FR = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}$$



Σχήμα 3.18 Διευκρίνηση διαστάσεων για τετράγωνο πηνίο

Επειδή όμως δεν έχουμε στη διάθεσή μας βιβλιοθήκες για όλα τα παραπάνω χρησιμοποιήσαμε σε όλες τις προσομοιώσεις που προηγήθηκαν και ακολουθούν μη-ιδανικά πηνία με συμπεριφορά εξαρτώμενη από τη συχνότητα ταλάντωσης και συντελεστή απόδοσης  $Q=6$  που αποτελεί μία ιδιαίτερα λογική υπόθεση. Από παρόμοιες μελέτες γνωρίζουμε πως σε αυτά τα μεγέθη και μάλιστα πηνία διαφορετικά, όπως αυτά που χρησιμοποιούμε, ο συντελεστής απόδοσής τους πλησιάζει το  $Q \approx 20$ .

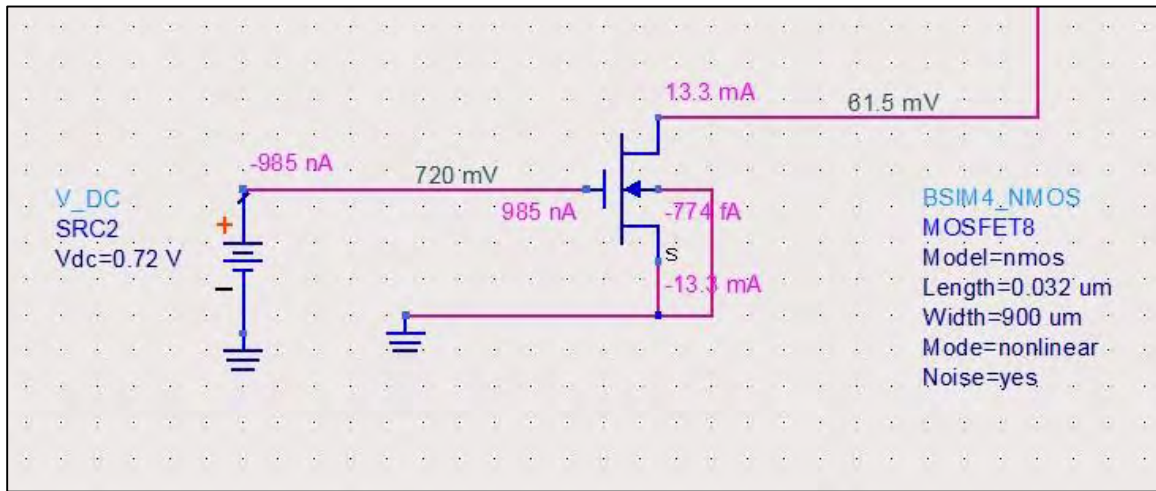
### 3.5 Σχεδιασμός Καθρεφτών ρεύματος για την τροφοδοσία των κυκλωμάτων

Μετά και τη μεταβατική ανάλυση(transient analysis), με την οποία εξακριβώσαμε τόσο ότι τα κυκλώματά μας ταλαντώνουν αλλά και το χρόνο που χρειάζονται για να ξεκινήσει η ταλάντωση όπως επίσης και την απαραίτητη τροφοδοσία ρεύματος που πρέπει να τους παρέχουμε για να μας εξασφαλίσουν μία εκμεταλλεύσιμη τάση εξόδου, το επόμενο μας βήμα είναι να αφαιρέσουμε οποιαδήποτε ιδανικότητα έχει παραμείνει στο κύκλωμά μας.

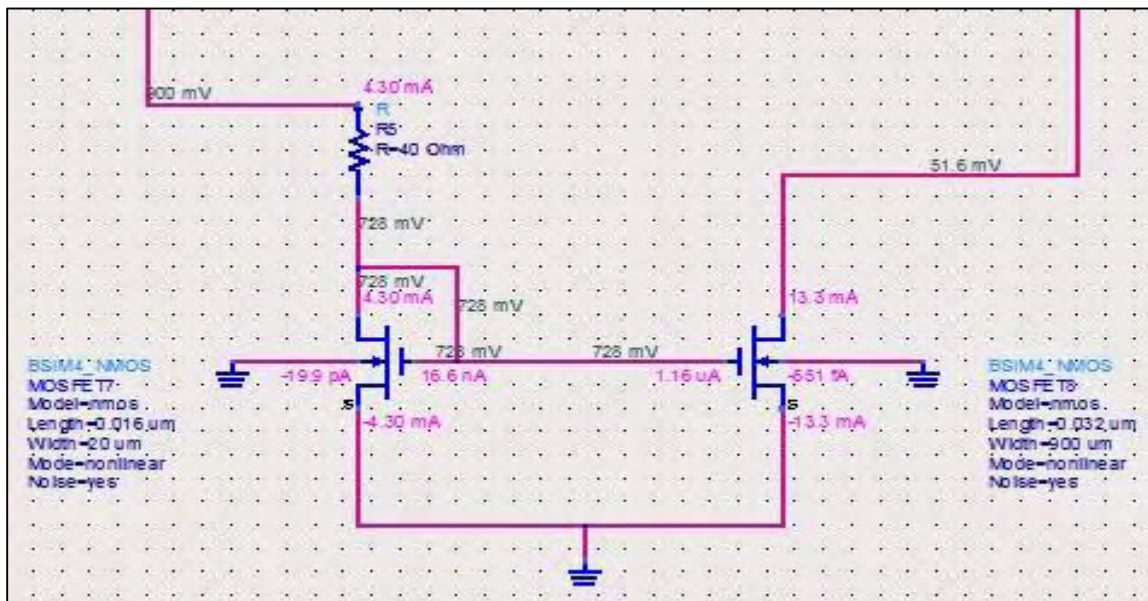
Ο λόγος γίνεται για τις ιδανικές πηγές ρεύματος, τώρα που γνωρίζουμε ακριβώς με πόσα mA χρειάζεται να τροφοδοτήσουμε τη κάθε τοπολογία δεν χρειάζεται να τις διατηρήσουμε στα κυκλώματά μας. Θα προχωρήσουμε λοιπόν, στην αντικατάσταση των ιδανικών πηγών ρεύματος από καθρέφτες ρεύματος αποτελούμενους φυσικά από τρανζίστορ της τεχνολογίας που χρησιμοποιούμε, δηλαδή των 16nm.

Φυσικά, αυτό θα έχει επίπτωση στο θόρυβο των κυκλωμάτων λόγω του ενός επιπλέον τρανζίστορ που θα προστεθεί αλλά και θα δημιουργήσει πρόβλημα, ειδικά στη Cmos τοπολογία, μιας και τώρα με μόνο 0.9Volts που μας παρέχει σαν τροφοδοσία η τεχνολογία θα θέλουμε να κρατήσουμε 3 τρανζίστορ στο κόρο(σε κάθε χρονική στιγμή 3 τρανζίστορ συμμετέχουν για την παραγωγή της τάσης εξόδου).

Για τη προσθήκη των καθρεφτών ρεύματος θα ακολουθήσουμε την παρακάτω διαδικασία. Πρώτα θα χρησιμοποιήσουμε ένα μόνο τρανζίστορ, το οποίο θα το πολώσουμε με ιδανική πηγή τάσης μέχρι να εξασφαλίσουμε τα απαιτούμε mA αλλά και για να είμαστε σίγουροι πως θα παραμείνει στην ενεργό περιοχή. Στη συνέχεια θα φτιάξουμε το στάδιο αντιγραφής με δεύτερο τρανζίστορ(current copier) και μεταβάλλοντας τις διαστάσεις των τρανζίστορ(W,L), τα οποία καθορίζουν το ρεύμα εξόδου σε σχέση με αυτό της αναφοράς, θα σταθεροποιήσουμε το ρεύμα πόλωσης στο απαιτούμενο για κάθε τοπολογία. Στα σχέδια που ακολουθούν παρουσιάζεται η παρακάτω διαδικασία για τον Nmos καθρέφτη ρεύματος, ενώ ομοίως λειτουργήσαμε και για τον αντίστοιχο Pmos .



Σχήμα 3.19 Ιδανικά Πολωμένο Nmos Τρανζίστορ ως καθρέφτης ρεύματος



Σχήμα 3.20 Απλός καθρέφτης ρεύματος με Nmos Τρανζίστορ(διαφορετικών διαστάσεων)

### Παρατηρήσεις:

- Υπενθυμίζουμε πως το αρχικό μας κύκλωμα για τον Nmos cross-coupled VCO είχε ρεύμα πόλωσης ίσο με 12mA, με την προσθήκη του καθρέφτη ξεπεράσαμε λίγο αυτή τη τιμή για να «ισοσταθμίσουμε» και το θόρυβο που πρόσθεσε το επιπλέον τρανζίστορ.
- Επίσης, γνωρίζουμε ότι στον απλό καθρέφτη ρεύματος το ρεύμα με το ρεύμα αναφοράς συνδέονται με την παρακάτω σχέση.

$$I_{out} = \frac{\left(\frac{W_2}{L_2}\right)}{\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} * I_{ref}$$

όπου  $W_2, L_2$  το πλάτος και το μήκος καναλιού για το τρανζίστορ που διαρρέεται από το ρεύμα  $I_{out}$  και  $W_1, L_1$  το πλάτος και το μήκος καναλιού για το τρανζίστορ που διαρρέεται από το ρεύμα  $I_{ref}$

- Βλέπουμε βέβαια πως η παραπάνω σχέση δεν επαληθεύεται από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και αυτό οφείλεται κυρίως σε δύο λόγους. Πρώτον, τα μοντέλα των τρανζίστορ που χρησιμοποιούμε είναι μη-ιδανικά και δεύτερον το φαινόμενο διαμόρφωσης καναλιού έχει και εδώ μεγάλη επίδραση λόγω της μικρής τεχνολογίας.
- Αυτός είναι και ο λόγος που αυξήσαμε το μήκος(L) στα 32nm στο ένα εκ των δύο τρανζίστορ γεγονός που μας διόρθωσε αρκετά, ειδικά σε σχέση με προηγούμενες προσπάθειες που κάναμε όπου το  $L=16\text{nm}$ , αλλά σε καμία περίπτωση δεν μας έλυσε το πρόβλημα.

Υπενθυμίζουμε πως το φαινόμενο διαμόρφωσης καναλιού εντείνεται όσο μικραίνουν οι τεχνολογίες και ειδικά όσο μικραίνει το μήκος καναλιού των τρανζίστορ(L).

- Παρόμοιες είναι και οι παρατηρήσεις που κάνουμε κατά το σχεδιασμό του απλού καθρέφτη ρεύματος με Pmos Τρανζίστορ(τα σχήματα για τη κατασκευή του βρίσκονται στο Παράρτημα)

### Σημείωση:

Στη προηγούμενη διαδικασία σχεδίασης των καθρεφτών δεν έγινε καθόλου λόγος για την τοπολογία Cmos. Όπως προαναφέραμε με την χαμηλή τάση τροφοδοσίας(0.9V) που μας περιορίζει η τεχνολογία δεν μπορούμε να κρατήσουμε και τα τρία τρανζίστορ στο κόρο, γεγονός που μας κάνει να απορρίψουμε την τοπολογία αυτή από περαιτέρω διερεύνηση(παρόλο που φαίνονταν πολλά υποσχόμενη).





## Κεφάλαιο 4

# Μελέτη Θορύβου Φάσης

### 4.1 Εισαγωγή στο Θόρυβο Φάσης

Ο Θόρυβος Φάσης αποτελεί κεντρικό σημείο των τηλεπικοινωνιακών και των συστημάτων ραδιοσυχνοτήτων καθώς μπορεί να επηρεάσει σοβαρά την απόδοσή τους. Παρόλο που από θεωρητική άποψη μπορούμε να μελετάμε τέλεια σήματα χωρίς καθόλου θόρυβο φάσης, τα οποία έχουν μόνο μία κεντρική συχνότητα, στη πραγματικότητα αυτό είναι αδύνατο. Σε κάθε περίπτωση ένα σήμα, στο πραγματικό κόσμο, θα μεταφέρει μαζί του και μία συνιστώσα θορύβου, η οποία άλλες φορές είναι αμελητέα και μπορούμε να την αγνοήσουμε ενώ σε μερικές περιπτώσεις είναι πολύ σημαντική και θα πρέπει να την μελετήσουμε με μεγάλη προσοχή και να τη λάβουμε σοβαρά υπόψη μας.

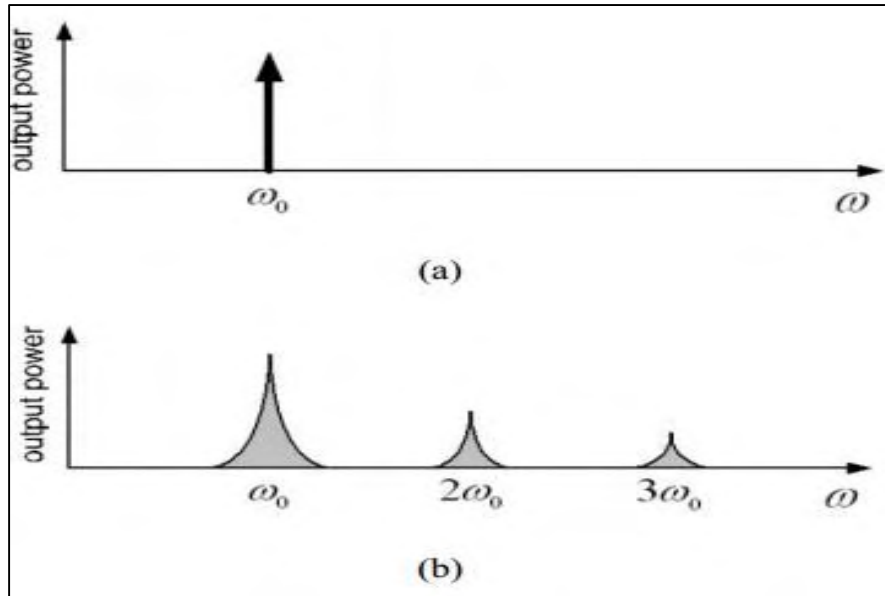
Όσον αφορά τους δέκτες ραδιοσυχνοτήτων, ο θόρυβος φάσης στο τοπικό τους ταλαντωτή μπορεί να επηρεάσει σοβαρά το προς αποδιαμόρφωση σήμα. Παρομοίως, στους εκπομπούς ο θόρυβος που αποστέλλεται μαζί με το σήμα μπορεί να αλλοιώσει σοβαρά την ποιότητα της πληροφορίας αυξάνοντας το Bit Error Rate και δημιουργώντας σοβαρά προβλήματα στην ανάγνωση του σήματος.

### 4.2 Ειδικότερα για το Θόρυβο Φάσης

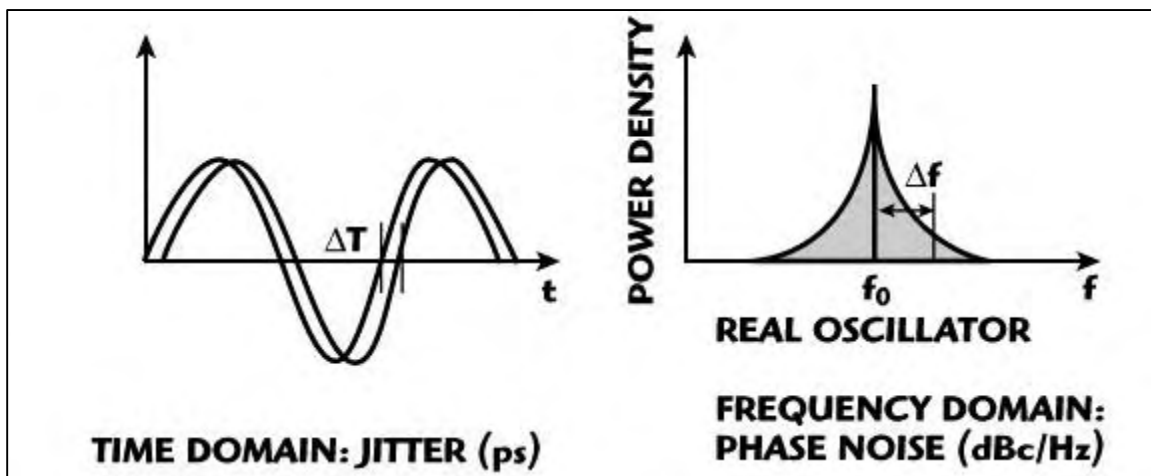
Ο θόρυβος σε έναν ταλαντωτή προστίθεται από τα στοιχεία που τον αποτελούν τόσο τα ενεργητικά (τρανζίστορ) όσο και τα παθητικά (πυκνωτές, πηνία). Όσο υψηλότερο είναι το  $Q$  από το LC-tank μας τόσο μικρότερη είναι η επίπτωσή του στο θόρυβο φάσης. Από τον θόρυβο φάσης επηρεάζεται τόσο το πλάτος όσο και η συχνότητα της ταλάντωσης. Οι αυξομειώσεις όμως που δημιουργεί στο πλάτος είναι εύκολο να αντιμετωπιστούν, όμως δεν συμβαίνει το ίδιο και στη συχνότητα.

Υψηλός θόρυβος φάσης εισάγει (τυχαία) μεγάλη απόκλιση στη συχνότητα, το οποίο εμείς μπορούμε πρακτικά να το δούμε (στο πεδίο του χρόνου) ως μια μετακίνηση, είτε προς τα εμπρός είτε προς τα πίσω, στα σημεία που η κυματομορφή του ημιτόνου μας τέμνει τον άξονα του χρόνου.

Στο Σχήμα 4.1, φαίνεται η απόκριση στο πεδίο της συχνότητας ενός ιδανικού αλλά και ενός πραγματικού ταλαντωτή, ενώ στο σχήμα 4.2 μπορούμε να δούμε και να διακρίνουμε την επίπτωση που έχει ο προστιθέμενος θόρυβος φάσης στο πεδίο της συχνότητας και πως αυτή επηρεάζει το ημίτονό μας στο πεδίο του χρόνο εμφανίζοντας τις μετακινήσεις που προαναφέραμε.



Σχήμα 4.1 Απόκριση συχνότητας (a)Ιδανικού και (b)Πραγματικού Ταλαντωτή με αρμονικές συχνότητες



Σχήμα 4.2 Θόρυβος φάσης στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας

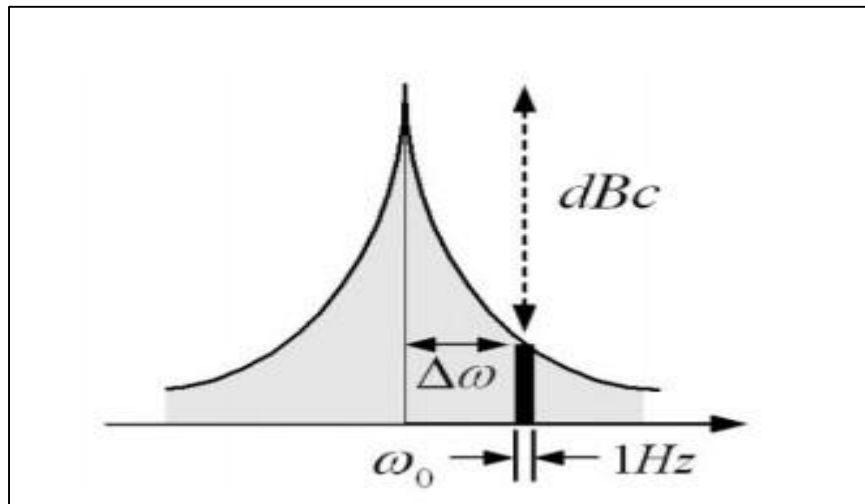
Επειδή λοιπόν ο Θόρυβος Φάσης αποτελεί ίσως το σημαντικότερο χαρακτηριστικό ενός ταλαντωτή δημιουργείται και η ανάγκη να το μετρήσουμε και να χαρακτηρίσουμε την ποιότητα της κάθε τοπολογίας ως προς αυτό το μέγεθος.

Η μέτρηση του θορύβου φάσης γίνεται σε ένα φάσμα (bandwidth)  $\Delta\omega$  μακριά από την κεντρική συχνότητα ταλάντωσής του. Υπολογίζουμε λοιπόν την ισχύ του θορύβου σε αυτό το φάσμα συχνοτήτων και στη συνέχεια την διαιρούμε με τη μέση ισχύ του φέροντος σήματος. Η μονάδα μέτρησης του θορύβου φάσης είναι το dBc/Hz, το οποίο επειδή είναι πάντα ένας αρνητικός αριθμός, μας δείχνει την εξασθένιση της ισχύς του θορύβου σε λογαριθμική κλίμακα καθώς απομακρυνόμαστε από τη κεντρική συχνότητα σε σχέση με την ισχύ του φέροντος σήματος. Ένα παράδειγμα απαίτησης θορύβου φάσης είναι το GSM το οποίο απαιτεί -128dBc/Hz στα 600KHz απόσταση από τη φέρουσα συχνότητα. Ακολουθεί και ο ακριβής τύπος υπολογισμού

$$L(\Delta\omega) = 10 \log \left[ \frac{\text{ισχύς θορύβου σε φάσμα } 1\text{Hz στη συχνότητα } \omega_0 + \Delta\omega}{\text{ισχύς φέροντος σήματος}} \right]$$

όπου  $\omega_0$  η κεντρική συχνότητα ταλάντωσης του VCO

Επίσης, στο Σχήμα 4.3 γίνεται ακόμη πιο κατανοητός ο τρόπος με τον οποίο υπολογίζουμε την μείωση στην ισχύ του θορύβου όσο απομακρυνόμαστε από την συχνότητα ταλάντωσης και συγκεκριμένα στα  $\Delta\omega$  Hz μακριά από αυτή.



Σχήμα 4.3 Θόρυβος Φάσης στα  $\Delta\omega$  Hz σε dBc/Hz

### 4.3 Σταθεροποίηση Συχνότητας (Harmonic Balance προσομοίωση)

Έχοντας πια εξηγήσει επαρκώς το θόρυβο Φάσης και την επίπτωσή του στους ταλαντωτές αλλά και έχοντας τρέξει τις προσομοιώσεις μεταβατικής κατάστασης και επαληθεύσει τη σωστή συχνότητα λειτουργίας των κυκλωμάτων μας αυτό που μας μένει είναι να τρέξουμε και Harmonic Balance προσομοιώσεις για να δούμε τις αποκρίσεις των τοπολογιών μας στο πεδίο της συχνότητας.

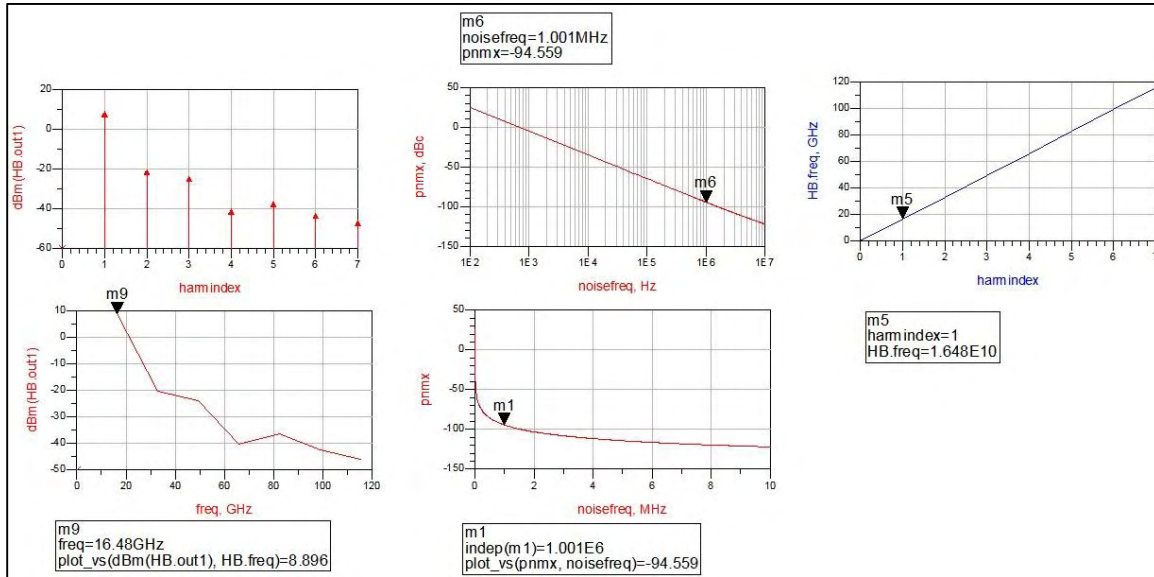
Παρόλο που την CMOS τοπολογία την απορρίψαμε λόγω μη επαρκούς τάσης τροφοδοσίας στις Harmonic Balance προσομοιώσεις που ακολουθούν θα τη λάβουμε και αυτή υπόψη μας καθώς αναμένουμε να έχει την καλύτερη απόδοση στο θόρυβο.

Η Harmonic Balance, που μας παρέχει το λογισμικό ADS, προσομοιώνει την απόκριση συχνότητας του κυκλώματός μας γύρω από μια συγκεκριμένη συχνότητα και για αυτό έπρεπε οπωσδήποτε να προηγηθούν οι transient προσομοιώσεις για να επαληθεύσουμε την κεντρική μας συχνότητα, δηλαδή τα 16GHz. Επίσης, μας δείχνει το θόρυβο φάσης του κυκλώματός μας αλλά και τα πλάτη των αρμονικών συχνοτήτων, μιας και σχεδιάζουμε μη αρμονικούς ταλαντωτές.

Ακολουθούν τρεις Harmonic Balance προσομοιώσεις για τις τοπολογίες που μελετάμε καθώς και ο εμπλουτισμένος Πίνακας 2 με τα αποτελέσματα ως προς τον θόρυβο φάσης για τα διάφορα LC-tanks που μελετήσαμε. Σημαντικό είναι και εδώ να αναφέρουμε πως το Q των πηνίων το έχουμε θέσει 6, ενώ η αύξησή του σε κάθε περίπτωση μας έδωσε μεγάλη βελτίωση στο θόρυβο φάσης πλησιάζοντας την λειτουργία του ιδανικού ταλαντωτή (δηλαδή πλησίασε την απόκριση της συνάρτησης δέλτα του Dirac).

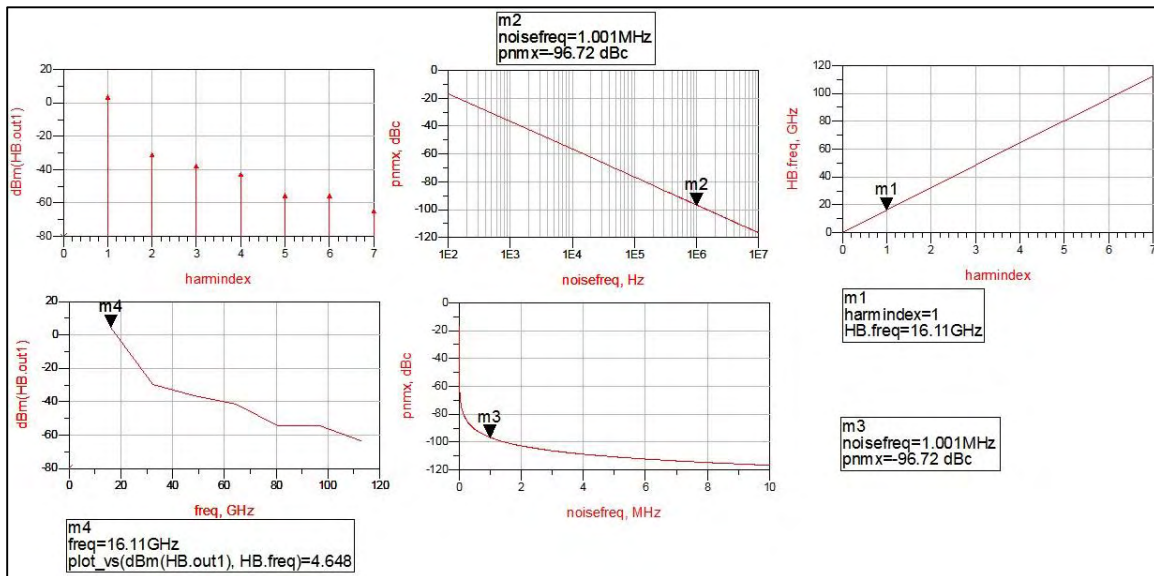
Επίσης, για να αποφύγουμε τη συνεχή τροποποίηση των καθρεφτών ρεύματος καθώς στις δοκιμές χρησιμοποιήσαμε και διάφορα  $I_{bias}$  οι πηγές ρεύματος είναι ιδανικές. Κάνουμε αυτή τη παραδοχή γνωρίζοντας πως η αντικατάστασή τους με τους αντίστοιχους καθρέφτες θα αύξανε κατά λίγο τον θόρυβο φάσης χωρίς να επηρεάσει τα συμπεράσματα που θα εξάγουμε.

- Nmos Cross-coupled LC-tank VCO
  - $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA} - F = 16.41\text{GHz}$



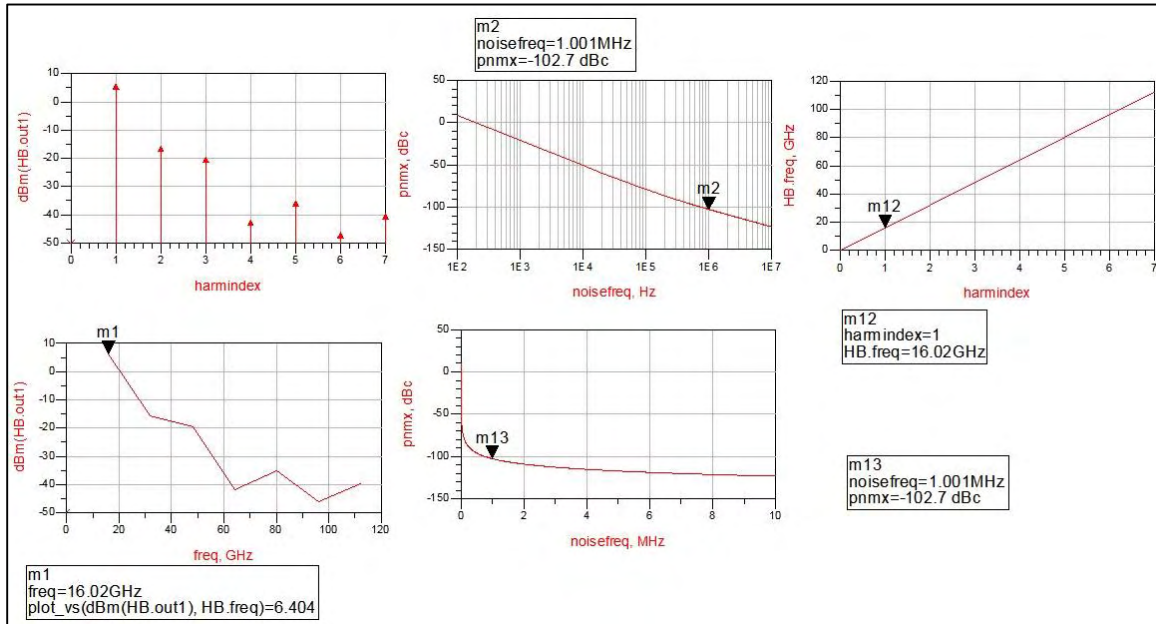
Σχήμα 4.4 Nmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA}$

- Pmos Cross-coupled LC-tank VCO
  - $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - F = 16.11\text{GHz}$



Σχήμα 4.5 Pmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA}$

- Cmos Cross-coupled LC-tank VCO
  - $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA} - F = 16.02\text{GHz}$



Σχήμα 4.6 Cmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA}$

Συχνότητα Λειτουργίας GHz	Αυτεπαγωγή Πηνίων (L) nH	Quality Factor(Q)	Χωρητικότητα Πυκνωτών (C) pF	Ρεύμα τροφοδοσίας(mA)	Τάση Εξόδου (mV)	Θόρυβος Φάσης@1MHz(dBc)
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(16nm - 20um)</b>						
16.28	0.4	6	0.13	12	1034	-94.319
16.41	0.3	6	0.2	12	905	-94.559
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(16nm - 20um)</b>						
16.09	0.4	6	0.13	6	474	-95.901
16.11	0.4	6	0.13	8	525	-96.713
16.12	0.3	6	0.2	8	400	-95.244
<b>complementary Cross-Coupled LC VCO(16nm - 20um)</b>						
16.02	0.3	6	0.13	6	670	-102.72
16	0.3	6	0.13	7	815	-102.205
16.26	0.3	6	0.1	8	726	-101.316

Πίνακας 3 Συγκεντρωτικά Στοιχεία Harmonic Balance Ανάλυσης

**Σημείωση:**

Στο παράρτημα υπάρχει και Cmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA}$  και  $Q = 20$

## 4.4 Συσχέτιση Θορύβου Φάσης με το LC-tank και τη κατανάλωση Ισχύος

Ο χαμηλός θόρυβος φάσης είναι βασική προϋπόθεση για τις περισσότερες συσκευές ειδικά στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Για αυτό το λόγο προσπαθούμε να σχεδιάζουμε κυκλώματα και να χρησιμοποιούμε στοιχεία τα οποία προσθέτουν όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο στο κύκλωμα.

Δεν πρέπει να ξεχνάμε πως η βασική πηγή θορύβου στα κυκλώματά μας είναι τα τρανζίστορ. Αυτό βέβαια θα μπορούσαμε να το διορθώσουμε αυξάνοντας το μέγεθός τους και πολώνοντάς τα καταλλήλα. Για παράδειγμα, ο θερμικός θόρυβος που εισάγεται από το Gate και το Drain των τρανζίστορ μπορεί να μειωθεί αν αυξήσουμε το μέγεθός τους και μειώσουμε το ρεύμα πόλωσης του. Όμως, το πρώτο μας αυξάνει τα παρασιτικά και το δεύτερο μειώνει το πλάτος της τάσης εξόδου(voltage swing), οπότε και πάλι είμαστε αντιμέτωποι με ένα trade off. Φυσικά, υπάρχουν περιπτώσεις που από τις προδιαγραφές των κυκλωμάτων δεν μπορούμε να τροποποιήσουμε κάποιο από τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά.

Επιπρόσθετα αυξάνοντας τις διαστάσεις του LC-tank μας μπορούμε να εξασφαλίσουμε καλύτερο συντελεστή ποιότητας Q με όλα τα επακόλουθα, δηλαδή καλό voltage swing, σταθεροποίηση της συχνότητας με μικρό θόρυβο φάσης γρηγορότερη έναρξη της ταλάντωσης. Παρ' όλ' αυτά οι πυκνωτές και τα πηνία είναι τεράστια στοιχεία ειδικά όταν τα χρησιμοποιούμε πάνω σε ολοκληρωμένα(IC) και αν η επιφάνεια που έχουμε για το κύκλωμά μας είναι περιορισμένη από τις προδιαγραφές λίγα είναι αυτά που μπορούμε να κάνουμε προς αυτή τη κατεύθυνση.

Μια επιπλέον απαίτηση των σύγχρονων συσκευών(π.χ. κινητών) είναι οι μεγάλοι χρόνοι αναμονής. Η συγκεκριμένη απαίτηση κάνει επιτακτική τη σχεδίαση κυκλωμάτων με την ελάχιστη δυνατή κατανάλωση ισχύος. Όμως, έχουμε αναφέρει και παραπάνω πως είναι πολύ δύσκολο να καταφέρουμε να επιτύχουμε πολύ καλή απόκριση στο θόρυβο και ταυτόχρονα μικρή κατανάλωση ισχύος που συνεπάγεται μικρό ρεύμα πόλωσης. Παρουσιάζομαστε και εδώ αντιμέτωποι με ένα trade off ανάμεσα στο θόρυβο φάσης και την κατανάλωση ισχύος.

Ένα κύκλωμα που καταφέρνει να συνδυάσει πολύ καλό θόρυβο φάσης και συγχρόνως χαμηλή κατανάλωση ισχύος είναι η CMOS τοπολογία που συζητήσαμε παραπάνω. Επίσης, λόγω της διαφορετικής της φύσης καταφέρνει να μας εξασφαλίσει υψηλό CMRR και καθώς σε κάθε περίπτωση λειτουργεί το ένα ημικύκλωμα και ο καθρέφτης που το τροφοδοτεί, σε κάθε χρονική στιγμή διαρρέονται από όλο το ρεύμα πόλωσης  $I_{bias}$  (εναλλάσσοντας τιμές μεταξύ του  $I_{bias}$  και του  $-I_{bias}$ ) εξασφαλίζοντας μας έτσι διπλάσιο πλάτος στη τάση εξόδου με την ίδια τροφοδοσία. Εξαιτίας των παραπάνω όσο εμείς αυξάνουμε το  $I_{bias}$  τόσο αυξάνεται και η τάση εξόδου, με αποτέλεσμα να μειώνεται ο θόρυβος φάσης ακόμη περισσότερο. Φυσικά, δεν μπορούμε να αυξάνουμε επ' άπειρο το  $I_{bias}$  καθώς τα τρανζίστορ έχουν πεπερασμένες δυνατότητες και δίνουν συγκεκριμένο  $I_D$  ανάλογα την πόλωση.

Βέβαια, ούτε από αυτή τη τοπολογία λείπουν τα μειονεκτήματα. Ένα από αυτά είναι πως η προσθήκη επιπλέον τρανζίστορ έχει επίπτωση με τη σειρά της στο θόρυβο φάσης. Επίσης, καταλαμβάνει μεγαλύτερη επιφάνεια πάνω στο ολοκληρωμένο λόγω της προσθήκης των παραπάνω τρανζίστορ, το οποίο μπορεί να μας το περιορίζουν οι προδιαγραφές. Επιπλέον, απαιτείται μεγαλύτερη τάση τροφοδοσίας για να διατηρήσει και τα τρία τρανζίστορ στο κόρο γεγονός που σημαίνει πως όσο μικραίνουν οι τεχνολογίες η χρησιμοποίησή της καθίσταται αδύνατη.

Όντως και στη δική μας περίπτωση τα 0.9V δεν ήταν αρκετά για να για να κρατήσουν στο κόρο τα τρανζίστορ και επειδή η τάση τροφοδοσία ήταν σχεδιαστική απαίτηση αναγκαστήκαμε εξ' αρχής να απορρίψουμε αυτή τη τοπολογία αν και στο θόρυβο φάσης και στη κατανάλωση ισχύος ήταν η πιο πολλά υποσχόμενη.



## 4.5 Επίδραση του πλάτους( $W$ ) στο Θόρυβο Φάσης

Οι προσομοιώσεις που ακολουθούν αποσκοπούν στο να μας δώσουν τη σχέση που συνδέει το θόρυβο φάσης με τη διάσταση του τρανζίστορ και πιο ειδικά με το πλάτος καναλιού του( $W$ ).

Θα μελετήσουμε την μεταβολή που θα έχουμε στο θόρυβο φάσης τόσο αυξάνοντας το  $W$  όσο και μειώνοντάς το. Επειδή, δεν θέλουμε να αυξήσουμε τη κατανάλωση ισχύος στα κυκλώματα των ταλαντωτών αλλά και για να είναι πιο εύκολη η μελέτη τους θα διατηρήσουμε την τροφοδοσία ρεύματος σταθερή κατά τις αυξομειώσεις του  $W$ , όπου αυτό είναι δυνατόν. Επειδή γνωρίζουμε πως το  $I_D$  των τρανζίστορ εξαρτάται(είναι ανάλογο) από το λόγο ( $W/L$ ) θα προσέξουμε, ειδικά όταν μειώνουμε το  $W$  το τρανζίστορ να μπορεί να μας δώσει το ρεύμα που χρησιμοποιούμε στις προσομοιώσεις. Το ίδιο πρόβλημα δεν το έχουμε όταν αυξάνουμε το  $W$  καθώς σε αυτές τις περιπτώσεις το  $I_D$  θα μπορούσε κάλλιστα να είναι και μεγαλύτερο.

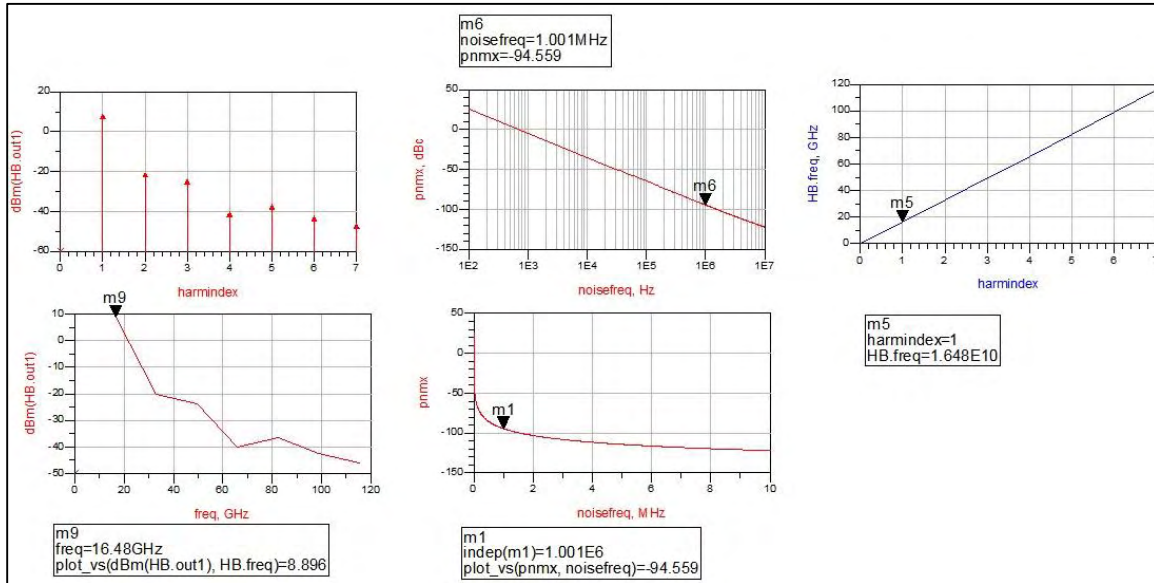
Παρ' όλ' αυτά θα αποφύγουμε να αλλάζουμε *ταυτόχρονα* και το  $I_D$  αλλά και το  $W$  γιατί σε τέτοια περίπτωση η εξαγωγή αντικειμενικών συμπερασμάτων, για τη σχέση πλάτους-θόρυβου φάσης, θα ήταν αδύνατη.

Επίσης, σε μερικές προσομοιώσεις για να υπενθυμίσουμε και την επίδραση που έχει ο συντελεστής ποιότητας( $Q$ ) θα τον αυξήσουμε ελαφρώς για να δούμε πόσο μεγάλη διαφορά θα μας δώσει αυτός με την σειρά του στο θόρυβο φάσης.

Ακολουθούν, προσομοιώσεις για τον Nmos και Pmos VCO και διαφορετικά πλάτη( $W$ ), ενώ τη Cmos τοπολογία δεν τη διερευνήσαμε καθώς την έχουμε απορρίψει λόγω μη επαρκούς τάσης τροφοδοσίας. Επίσης, στο τέλος θα παρατεθεί και ένας συνολικός πίνακας με τα αποτελέσματα ως προς όλα τα χαρακτηριστικά που έχουν μελετηθεί οι ταλαντωτές, συμπεριλαμβανομένου και του πλάτους.

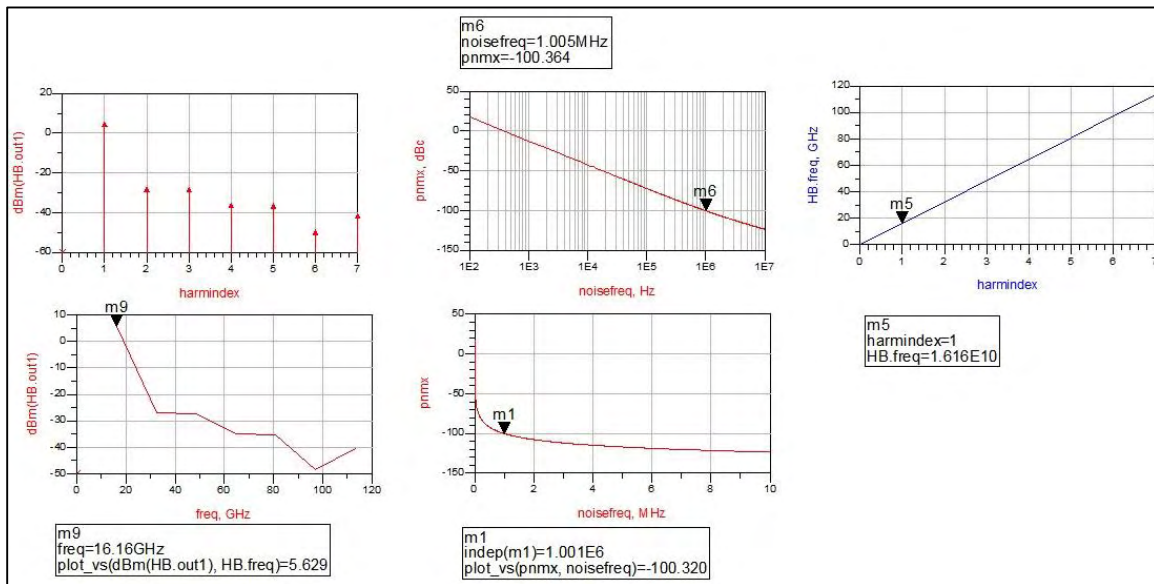
## Nmos Cross-coupled LC-tank VCO

- $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA} - W = 20\mu\text{m}$



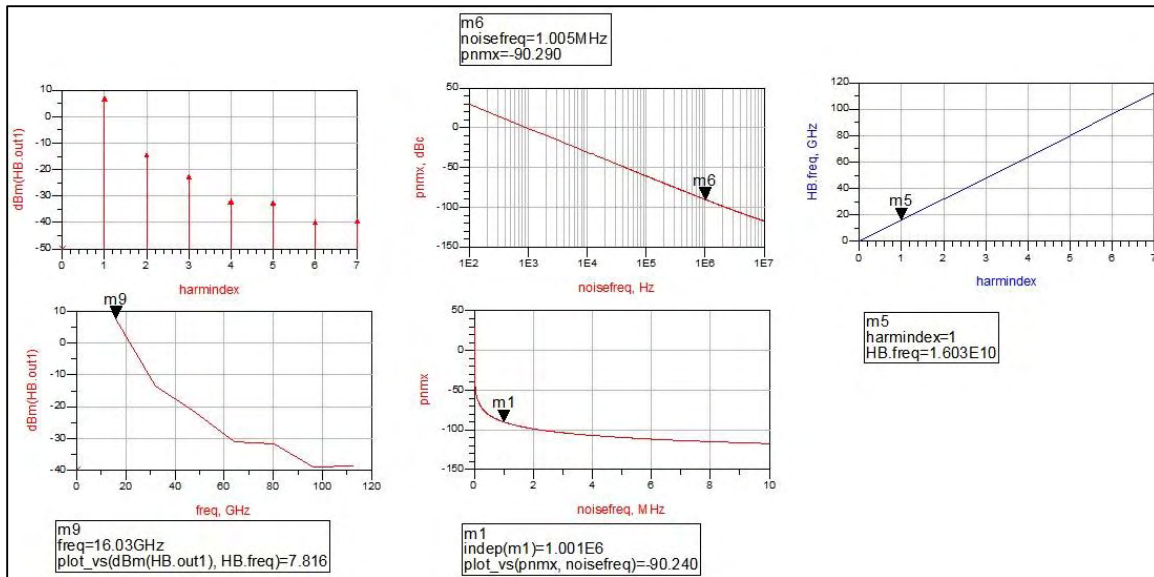
Σχήμα 4.7 Nmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.3\text{nH} - C = 0.2\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA} - W = 20\mu\text{m}$

- $L = 0.5\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 4\text{mA} - W = 18\mu\text{m}(\mu\text{κρ}ότερο)$



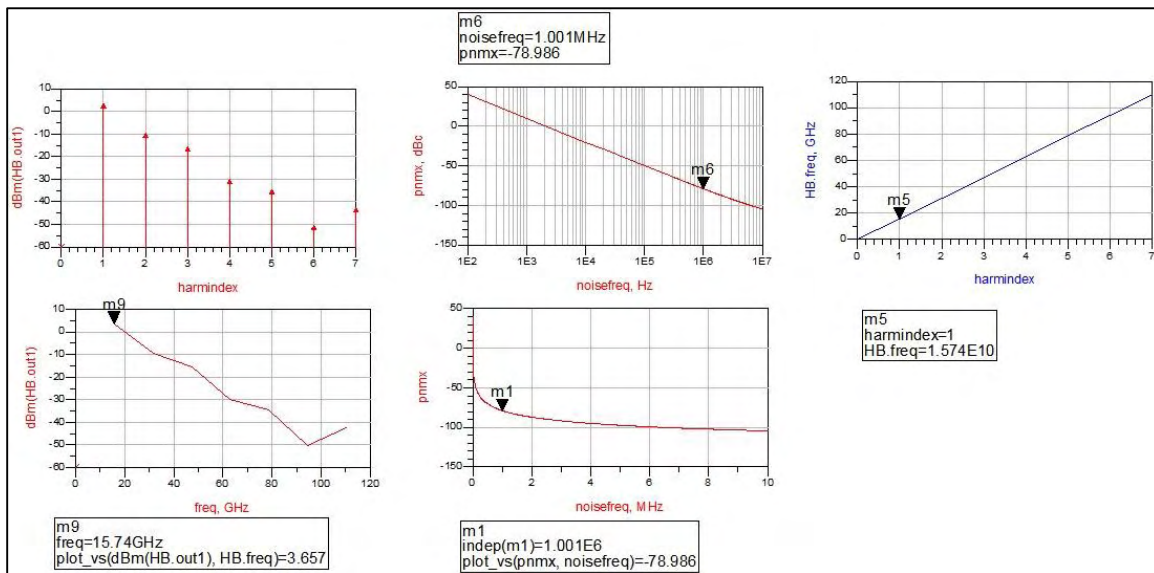
Σχήμα 4.8 Nmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.5\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 4\text{mA} - W = 18\mu\text{m}$

- $L = 0.4\text{nH} - C = 0.11\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA} - W = 25\mu\text{m}(\text{μεγαλύτερο})$



Σχήμα 4.9 Nmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.11\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA} - W=25\mu\text{m}$

- $L = 0.4\text{nH} - C = 0.06\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA} - W = 30\mu\text{m}(\text{μεγαλύτερο})$



Σχήμα 4.10 Nmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.06\text{pF} - I_{\text{bias}} = 12\text{mA} - W=30\mu\text{m}$

Ακολουθεί πίνακας με τα αποτελέσματα από επιπλέον δοκιμές για διάφορα πλάτη(W) στην Nmos Cross-Coupled LC-tank VCO τοπολογία

Συχνότητα Λειτουργίας GHz	Αυτεπαγωγή Πηνίων (L) pH	Quality Factor(Q)	Χωρητικότητα Πυκνωτών (C) pF	Ρεύμα τροφοδοσίας(mA)	Τάση Εξόδου (mV)	Θόρυβος Φάσης@1MHz(dBc)
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm · W=18um)</b>						
16.37	0.5	26	0.13	3	860	-112.317
16.41	0.5	6	0.13	3	495	-97.684
16.16	0.5	6	0.13	4	608	-100.318
16.17	0.4	6	0.18	3	400	-94.774
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm · W=20um)</b>						
16.28	0.4	6	0.13	12	1034	-94.319
16.48	0.3	6	0.2	12	905	-94.559
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm · W=25um)</b>						
16.03	0.4	6	0.11	12	875	-90.29
16.43	0.4	6	0.1	12	865	-89.609
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm · W=30um)</b>						
15.29	0.4	6	0.08	12	568	-81.101
15.74	0.4	6	0.06	12	561	-78.986
16.27	0.3	6	0.06	12	338	-74.527

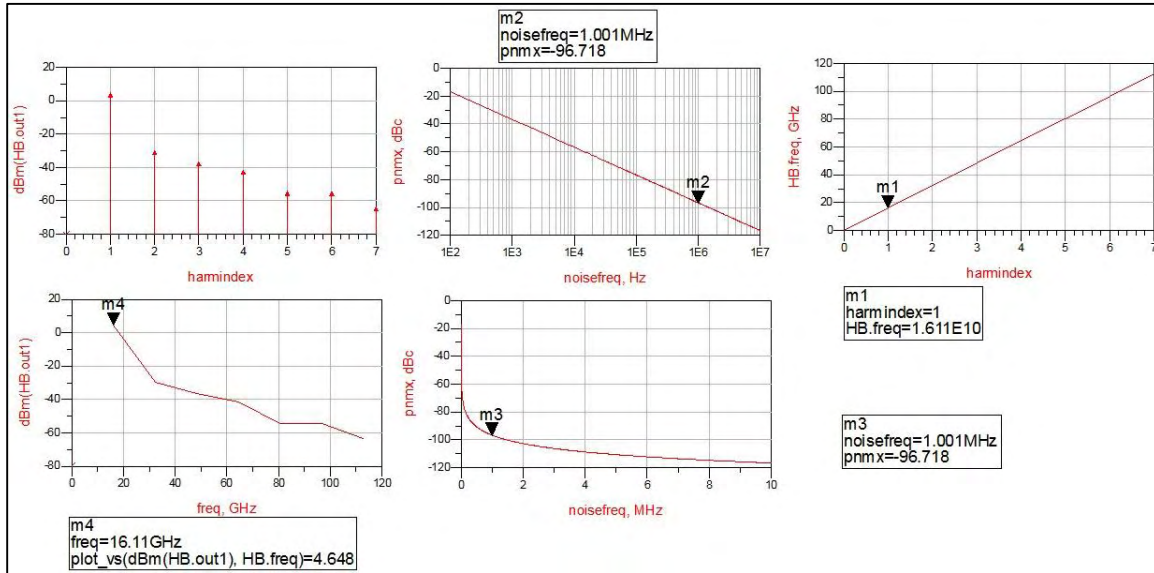
Πίνακας 4 Συγκεντρωτικά Στοιχεία Harmonic Balance Ανάλυσης για Nmos VCO και διαφορετικά πλάτη(W)

### Σημείωση:

Αξίζει να σημειώσουμε τη μεγάλη βελτίωση που έχουμε στο θόρυβο φάσης τόσο όταν αυξήσαμε το **Q** σε 26 αλλά και όταν αμυδρά αυξήσαμε το **I<sub>bias</sub>** σε 4 mA στις προσομοιώσεις για πλάτος W=18um.

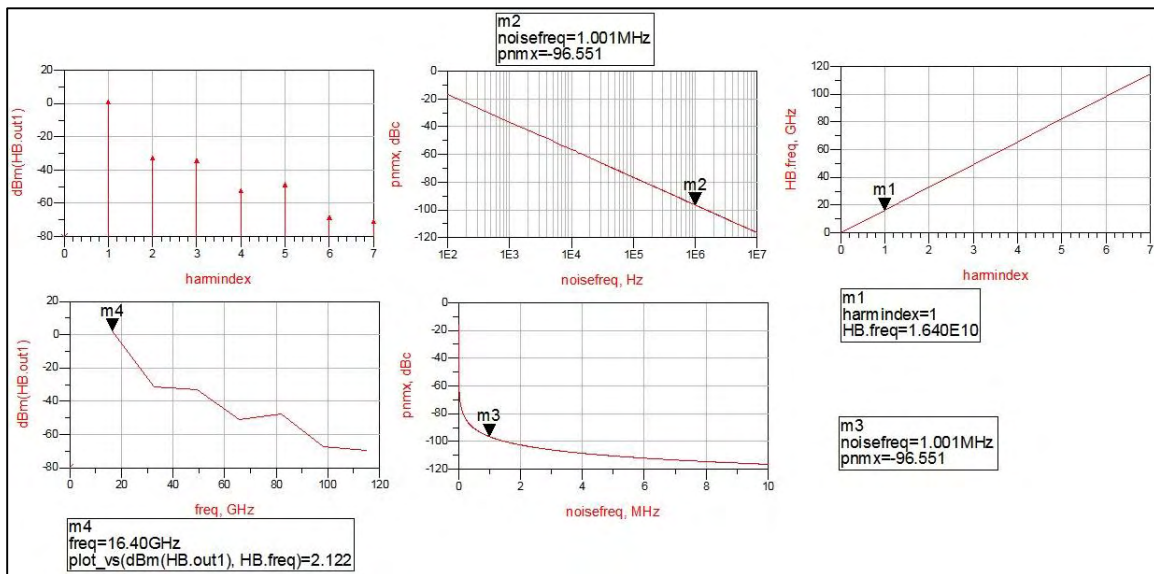
## Pmos Cross-coupled LC-tank VCO

- $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W = 20\mu\text{m}$



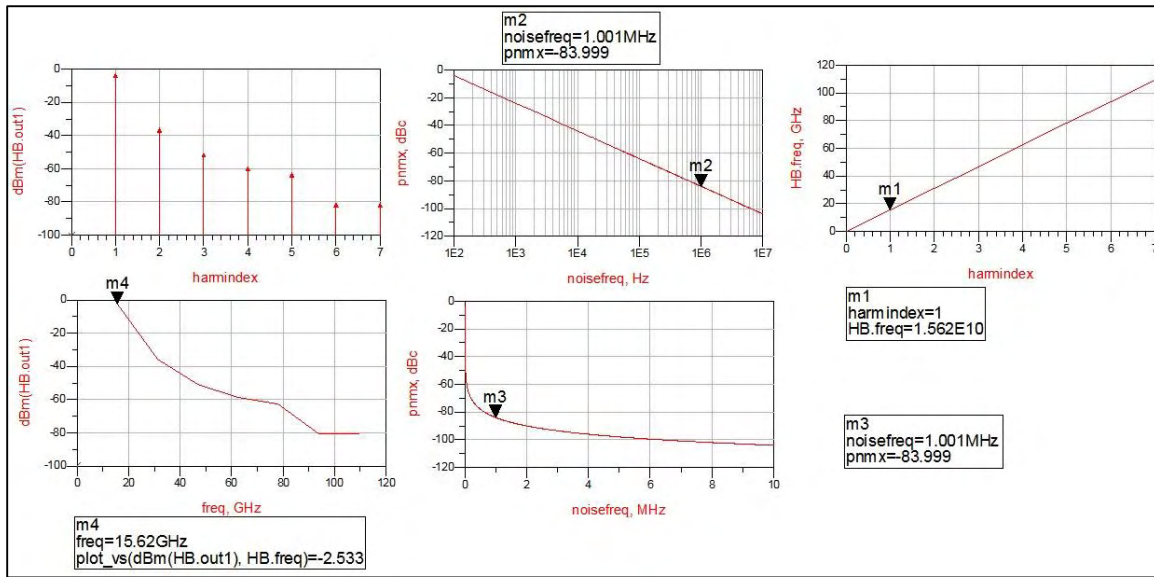
Σχήμα 4.11 Pmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W = 20\mu\text{m}$

- $L = 0.5\text{nH} - C = 0.12\text{pF} - I_{\text{bias}} = 3\text{mA} - W = 18\mu\text{m}(\mu\text{κρ}ότερο)$



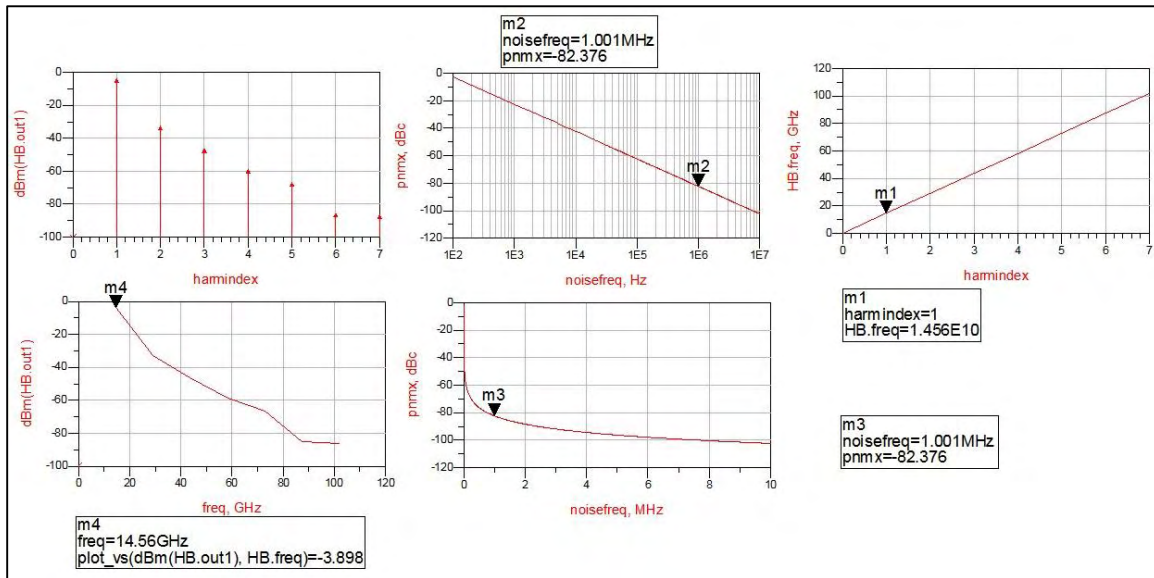
Σχήμα 4.12 Pmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.5\text{nH} - C = 0.12\text{pF} - I_{\text{bias}} = 3\text{mA} - W = 18\mu\text{m}$

- $L = 0.4\text{nH} - C = 0.08\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W = 25\mu\text{m}(\text{μεγαλύτερο})$



Σχήμα 4.13 Pmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.08\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W = 25\mu\text{m}$

- $L = 0.4\text{nH} - C = 0.08\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W = 30\mu\text{m}(\text{μεγαλύτερο}), Q = 26$



Σχήμα 4.14 Pmos HB-Προσομοίωση για  $L = 0.4\text{nH} - C = 0.08\text{pF} - I_{\text{bias}} = 8\text{mA} - W = 30\mu\text{m}$

## Κεφάλαιο 4<sup>ο</sup>: Μελέτη Θορύβου Φάσης

Ακολουθεί πίνακας με τα αποτελέσματα από επιπλέον δοκιμές για διάφορα πλάτη(W) στην Pmos Cross-Coupled LC-tank VCO τοπολογία

Συχνότητα Λειτουργίας GHz	Αυτεπαγωγή Πηνίων (L) nH	Quality Factor(Q)	Χωρητικότητα Πυκνωτών (C) pF	Ρεύμα τροφοδοσίας(mA)	Τάση Εξόδου (mV)	Θόρυβος Φάσης@1MHz(dBc)
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=18um)</b>						
16.62	0.5	26	0.13	2	694	-112.064
15.97	0.5	6	0.13	2	258	-91.877
16.4	0.5	6	0.12	3	405	-96.551
16.41	0.4	6	0.16	2	200	-89.808
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=20um)</b>						
16.09	0.4	6	0.13	6	474	-95.901
16.11	0.4	6	0.13	8	525	-96.718
16.12	0.3	6	0.2	8	400	-95.244
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=25um)</b>						
15.62	0.4	6	0.08	8	232	-83.999
16.31	0.4	6	0.06	8	185	-81.964
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=30um)</b>						
13.69	0.4	26	0.15	8	364	-87.454
13.92	0.4	26	0.13	8	328	-85.563
14.27	0.4	26	0.1	8	256	-83.66
14.56	0.4	26	0.08	8	195	-82.375

Πίνακας 5 Συγκεντρωτικά Στοιχεία Harmonic Balance Ανάλυσης για Pmos VCO και διαφορετικά πλάτη(W)

### Σημείωση:

Αξίζει να σημειώσουμε τη μεγάλη βελτίωση που έχουμε στο θόρυβο φάσης τόσο όταν αυξήσαμε το **Q** σε 26 αλλά και όταν αμυδρά αυξήσαμε το **I<sub>bias</sub>** σε 3 mA στις προσομοιώσεις για πλάτος W=18um.

## Κεφάλαιο 4ο: Μελέτη Θορύβου Φάσης

Ακολουθεί η σύμπτυξη των πινάκων 4 και 5 ώστε να μπορούμε να κάνουμε μία καλύτερη σύγκριση για την απόδοση των δύο τοπολογιών, Nmos και Pmos, αλλά και να παρατηρήσουμε την επίπτωση που έχει η μεταβολή του πλάτους των τρανζίστορ στο θόρυβο φάσης.

Συχνότητα Λειτουργίας GHz	Αυτεπαγωγή Πηνίων (L) nH	Quality Factor(Q)	Χωρητικότητα Πυκνωτών (C) pF	Ρεύμα τροφοδοσίας(mA)	Τάση Εξόδου (mV)	Θόρυβος Φάσης@1MHz(dBc)
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=18um)</b>						
16.37	0.5	26	0.13	3	860	-112.317
16.41	0.5	6	0.13	3	495	-97.684
16.16	0.5	6	0.13	4	608	-100.318
16.17	0.4	6	0.18	3	400	-94.774
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=20um)</b>						
16.28	0.4	6	0.13	12	1034	-94.319
16.48	0.3	6	0.2	12	905	-94.559
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=25um)</b>						
16.03	0.4	6	0.11	12	875	-90.29
16.43	0.4	6	0.1	12	865	-89.609
<b>nmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=30um)</b>						
15.29	0.4	6	0.08	12	568	-81.101
15.74	0.4	6	0.06	12	561	-78.986
16.27	0.3	6	0.06	12	338	-74.527
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=18um)</b>						
16.62	0.5	26	0.13	2	694	-112.064
15.97	0.5	6	0.13	2	258	-91.877
16.4	0.5	6	0.12	3	405	-96.551
16.41	0.4	6	0.16	2	200	-89.808
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=20um)</b>						
16.09	0.4	6	0.13	6	474	-95.901
16.11	0.4	6	0.13	8	525	-96.718
16.12	0.3	6	0.2	8	400	-95.244
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=25um)</b>						
15.62	0.4	6	0.08	8	232	-83.999
16.31	0.4	6	0.06	8	185	-81.964
<b>pmos Cross-Coupled LC VCO(L=16nm - W=30um)</b>						
13.69	0.4	26	0.15	8	364	-87.454
13.92	0.4	26	0.13	8	328	-85.563
14.27	0.4	26	0.1	8	256	-83.66
14.56	0.4	26	0.08	8	195	-82.375

Πίνακας 6 Συγκεντρωτικά Στοιχεία Προσομοιώσεων για Nmos και Pmos VCO και διαφορετικά πλάτη(W)

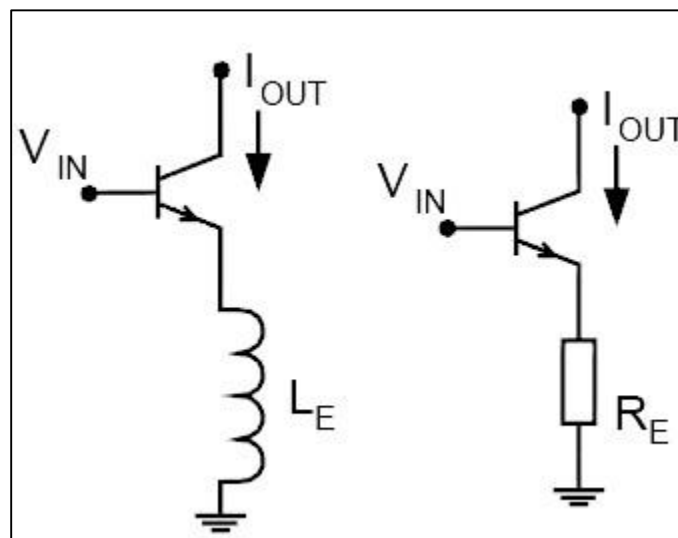


## Παρατηρήσεις:

- Βλέπουμε πως ενώ για το πλάτος που εμείς επιλέξαμε,  $W=20\mu\text{m}$ , η  $P_{\text{mos}}$  τοπολογία υπερτερεί απέναντι στην αντίστοιχη  $N_{\text{mos}}$  όσον αφορά το θόρυβο φάσης, όταν μειώσαμε το πλάτος στα  $18\mu\text{m}$  οι διαφορές τους σχεδόν απαλείφθηκαν.
- Επιπλέον, παρατηρούμε πως αύξηση του  $Q$  του LC-tank μας δίνει κατά πολύ καλύτερη απόδοση στο θόρυβο φάσης.
- Μειώνοντας, το πλάτος όντως πετύχαμε καλύτερο θόρυβο φάσης όμως αυτό σε πολλές περιπτώσεις δεν είναι το μοναδικό μας μέλημα. Μειώνοντας το πλάτος, σαν φυσικό επακόλουθο έχουμε και μικρότερο  $I_D$  άρα και μικρότερη τάση στην έξοδο. Αν από τις σχεδιαστικές απαιτήσεις μας ζητούσαν συγκεκριμένο επίπεδο τάσης εξόδου και αυτό δεν μπορούσαμε να το πετύχουμε με το συγκεκριμένο πλάτος θα αναγκαζόμασταν να αυξήσουμε το  $W$  με ότι αυτό συνεπάγεται για το θόρυβο φάσης.
- Αυξάνοντας το  $W$  βλέπουμε πως η απόδοση στο θόρυβο μειώθηκε σημαντικά. Εν μέρει για αυτό οφείλεται το γεγονός πως διατηρήσαμε σταθερό το  $I_{\text{bias}}$  καθώς θα έπρεπε να το αυξήσουμε και αυτό αντιστοίχως. Βέβαια, η αύξηση του  $I_{\text{bias}}$  σημαίνει και αύξηση στη κατανάλωση ισχύος. Συναντούμε και πάλι ένα trade off, σε περίπτωση που το κύκλωμά μας έπρεπε να έχει από τις προδιαγραφές του συγκεκριμένη κατανάλωση, η αύξηση του  $I_{\text{bias}}$  δεν θα αποτελούσε λύση. Σε αυτή τη περίπτωση ίσως έπρεπε να σκεφτούμε το ενδεχόμενο μείωσης του  $W$ .
- Επίσης, ειδικά στη  $P_{\text{mos}}$  τοπολογία και για  $W=30\mu\text{m}$  προκειμένου να ταλαντώσει το κύκλωμα και έχοντας ως ρεύμα πόλωσης μόνο  $8\text{mA}$  χρειάστηκε να αυξήσουμε το  $Q$  έτσι ώστε να μειώσουμε τις απώλειες από το LC-tank. Αυτό στη πραγματικότητα δεν αποτελεί λύση καθώς τα χαρακτηριστικά του LC-tank και ειδικά το  $Q$  δεν μπορούμε να το μεταβάλουμε. Το μόνο που μπορούμε να κάνουμε είναι εξ' αρχής να επιλέξουμε στοιχεία με το μεγαλύτερο δυνατό  $Q$  τα οποία να ικανοποιούν φυσικά και τις προϋποθέσεις για την επίτευξη της επιθυμητής συχνότητας ταλάντωσης.

## 4.6 Επιπλέον Βελτίωση Θορύβου Φάσης(Biasing Filtering)

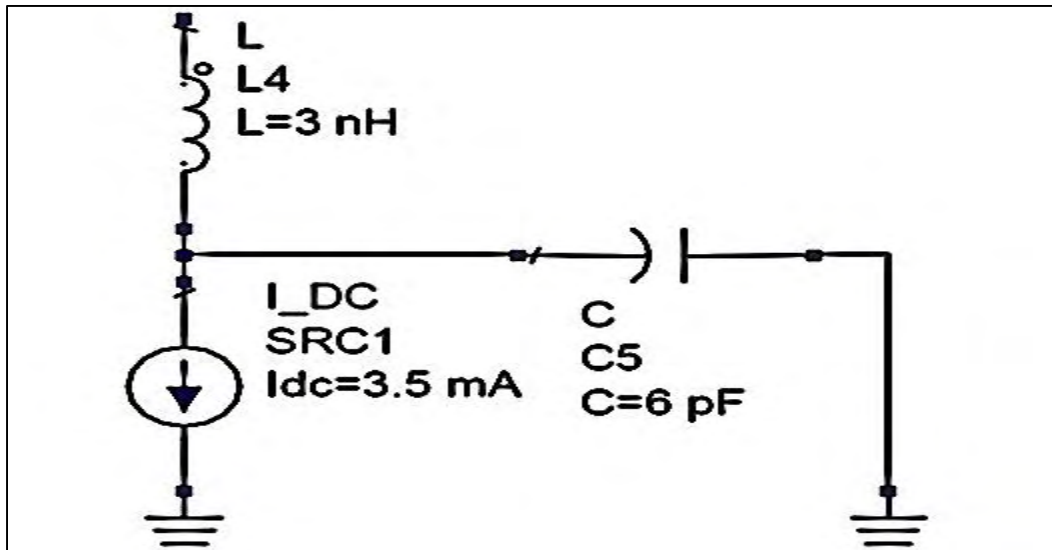
Επειδή όπως γνωρίζουμε η συμβολή του θορύβου που εισάγει η πηγή ρεύματος στο κύκλωμά είναι μεγάλη και ευθύνεται σε μεγάλο μέρος και για τον αυξημένο θόρυβο φάσης διάφορες τεχνικές έχουν αναπτυχθεί για να αντιμετωπιστεί αυτό το φαινόμενο. Δύο από αυτές είναι ο επαγωγικός εκφυλισμός(inductively degenerated) και ο εκφυλισμός με αντίσταση(resistively degenerated) της πηγής του τρανζίστορ. Στο παρακάτω Σχήμα 4.15 παρουσιάζονται οι δύο αυτοί τρόποι εκφυλισμού, δεξιά με πηνίο(επαγωγικά) και αριστερά με αντίσταση.



Σχήμα 4.15 Εκφυλισμός με πηνίο και αντίσταση πηγής ρεύματος

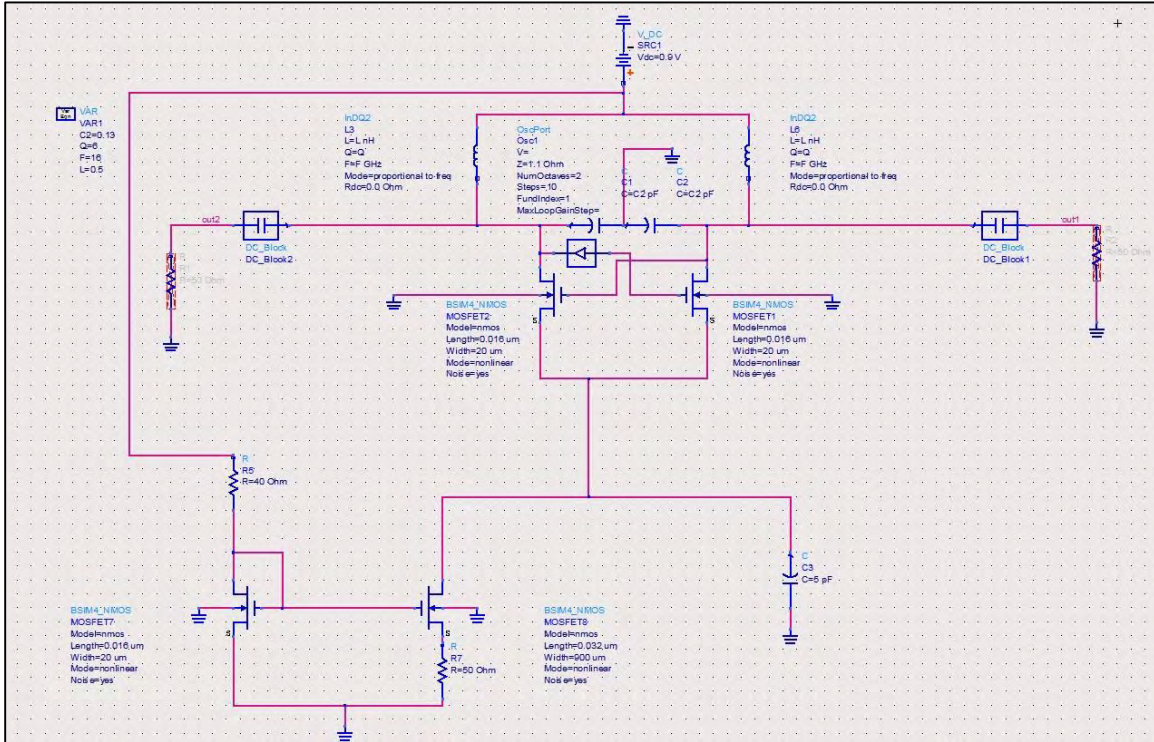
Τη μεγαλύτερη συμβολή στο θόρυβο φάσης των προκαλεί ο θόρυβος(flicker noise) της πηγής ρεύματος στη δεύτερη αρμονική συχνότητα του ταλαντωτή μας, δηλαδή στο  $2\omega_0$ . Μία άλλη μέθοδος για να αντιμετωπίσουμε αυτό το φαινόμενο είναι το φιλτράρισμα με κύκλωμα LC όπως φαίνεται και στο παρακάτω Σχήμα 4.16.

Ουσιαστικά, ένας μεγάλος πυκνωτής συνδέεται παράλληλα με τη πηγή ρεύματος ώστε να βραχυκυκλώσει τις συχνότητες θορύβου γύρω από τη δεύτερη αρμονική( $2\omega_0$ ). Επίσης, ένα πηνίο τοποθετείται μεταξύ της πηγής ρεύματος και του μονοπατιού κοινού τρόπου του διαφορικού ζεύγους ώστε να αυξήσει την εμπέδηση του κυκλώματος.



Σχήμα 4.16 Φιλτράρισμα LC για το θόρυβο στη 2<sup>η</sup> αρμονική

Εμείς χρησιμοποιήσαμε τη μέθοδο εκφυλισμού της πηγής ρεύματος με αντίσταση στη πηγή(S) των τρανζίστορ και παρακάτω φαίνονται τα αποτελέσματα στο θόρυβο φάσης με και χωρίς αυτή. Επίσης, παραθέτουμε και το κύκλωμα του Nmos cross-coupled LC-tank VCO με RD στο καθρέφτη ρεύματος



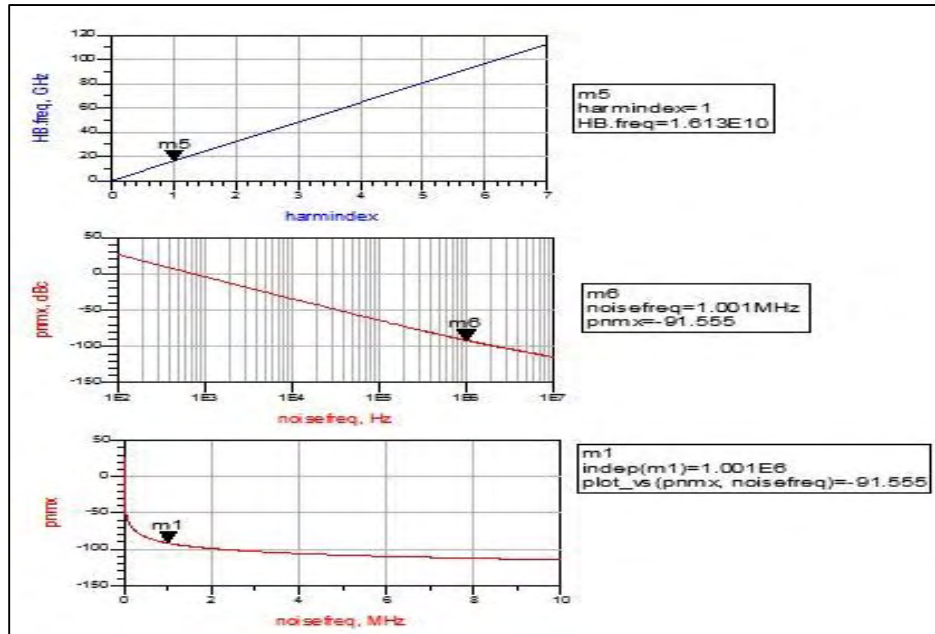
Σχήμα 4.17 Nmos cross-coupled LC-tank VCO με RD στο καθρέφτη ρεύματος

Επίσης, στον ακόλουθο Πίνακα 7 φαίνεται και η βελτίωση που σημειώνεται στο θόρυβο φάσης με την παραπάνω τεχνική.

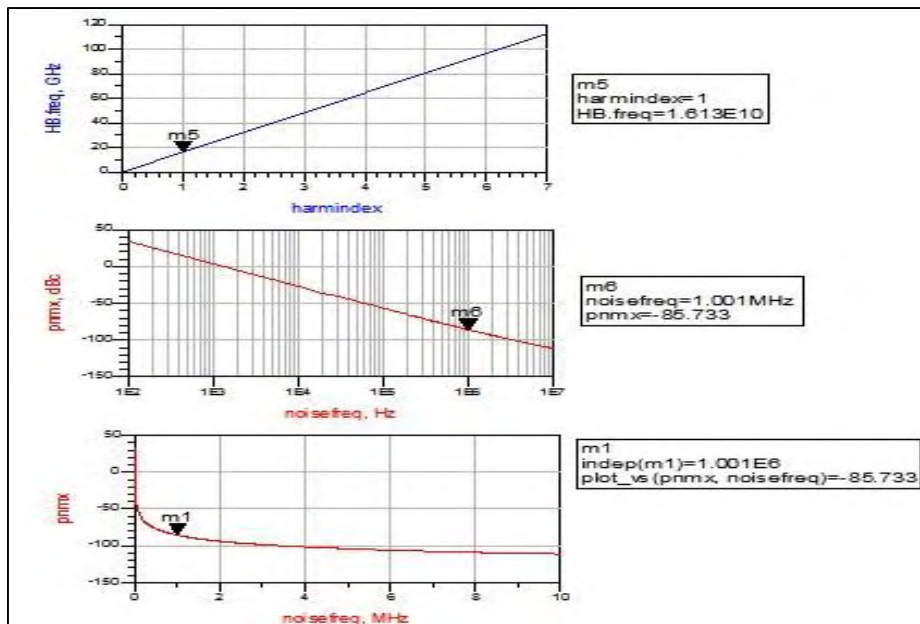
Μέθοδος	Αυτεπαγωγή L(nH)	Χωρητικότητα C(pF)	Συχνότητα F(GHz)	Phase Noise@1MHz (dBc/Hz)
<b>Με RD</b>	0.4	0.17	16.13	<b>-91.555</b>
<b>ΧωρίςRD</b>	0.4	0.12	16.13	<b>-85.733</b>

Πίνακας 7 Αποτελέσματα Θορύβου Φάσης με RD και χωρίς RD

Ακολουθούν και τα σχήματα με τις γραφικές του θορύβου φάσης με και χωρίς RD στο καθρέφτη ρεύματος



Σχήμα 4.18 Απόκριση Θορύβου φάσης με RD στο καθρέφτη ρεύματος



Σχήμα 4.19 Απόκριση Θορύβου φάσης χωρίς RD στο καθρέφτη ρεύματος



## Κεφάλαιο 5

# Απόδοση Κυκλωμάτων

### 5.1 Σύγκριση τοπολογιών Ταλαντωτών

Παρακάτω παρατίθενται τα συνοπτικά τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των τριών τοπολογιών cross-coupled LC-tank VCO όπως αυτά προέκυψαν από τις προσομοιώσεις που εκτελέσαμε. Η τεχνολογία που χρησιμοποιήσαμε για το σχεδιασμό έχει μήκος καναλιού(L) 16nm και η συχνότητα λειτουργίας τους είναι τα 16GHz.

- **Nmos Cross-coupled LC-tank VCO**

#### Πλεονεκτήματα

- απλή τοπολογία
- μεγάλο Voltage Swing
- μικρό χώρο ολοκλήρωσης
- μικρή απαίτηση σε τάση τροφοδοσίας( $V_{DD}$ )

#### Μειονεκτήματα

- φτωχή απόδοση στο θόρυβο φάσης
- υψηλή απαίτηση σε ρεύμα πόλωσης/υψηλή κατανάλωση ισχύος

- **Pmos Cross-coupled LC-tank VCO**

**Πλεονεκτήματα**

- απλή τοπολογία
- μικρό χώρο ολοκλήρωσης
- μικρή απαίτηση σε τάση τροφοδοσίας( $V_{DD}$ )
- μικρή απαίτηση σε ρεύμα πόλωσης/μικρή κατανάλωση ισχύος
- καλή απόδοση στο θόρυβο φάσης(καλύτερη του Nmos)

**Μειονεκτήματα**

- μικρό Voltage Swing(μικρότερο του Nmos)

- **Cmos Cross-coupled LC-tank VCO**

**Πλεονεκτήματα**

- μεγάλο Voltage Swing(καλύτερο από Nmos, Pmos)
- μικρή απαίτηση σε ρεύμα πόλωσης/μικρή κατανάλωση ισχύος
- καλή απόδοση στο θόρυβο φάσης(καλύτερη από Nmos, Pmos)

**Μειονεκτήματα**

- πιο σύνθετη τοπολογία
- μεγαλύτερο χώρο ολοκλήρωσης
- μεγαλύτερη απαίτηση σε τάση τροφοδοσίας( $V_{DD}$ ) από τις Nmos, Pmos

Όλα όσα καταγράψαμε παραπάνω μπορούμε εύκολα να τα παρατηρήσουμε και στο Πίνακα 3. Όπως έχουμε αναφέρει δεν υπάρχει κάποια βέλτιστη τοπολογία η οποία να έχει τέλεια συμπεριφορά απέναντι σε όλα τα μεγέθη/σχεδιαστικές απαιτήσεις που μελετάμε. Ο σχεδιαστής είναι αυτός ο οποίος γνωρίζοντας τις δυνατότητες της κάθε τοπολογίας αλλά και λαμβάνοντας υπόψη τις απαιτήσεις σχεδιασμού θα επιλέξει την τοπολογία που τις καλύπτει με το βέλτιστο τρόπο.





## Κεφάλαιο 6

### Επίλογος

#### 6.1 Γενικά Συμπεράσματα

Καταλήγοντας, σκοπός αυτής της διπλωματικής ήταν να παρουσιάσει όλα τα στάδια από τα οποία περνάει η σχεδίαση ενός διαφορικού LC-tank ταλαντωτή καθώς και τις σχεδιαστικές παραμέτρους που πρέπει να λάβουμε υπόψη μας σε αυτή τη διαδικασία. Παρουσιάστηκαν τρεις διαφορετικές τοπολογίες οι οποίες αναλύθηκαν σε μεγάλο βαθμό και παρουσιάστηκαν τα σημεία που υπερτερούσε και υστερούσε η κάθε μια τους.

Παράλληλα δόθηκε μεγάλη έμφαση στα στοιχεία τα οποία απαρτίζουν τους ταλαντωτές και σε ποιο βαθμό η κατάλληλη επιλογή τους μπορεί να μας οδηγήσει σε κύκλωμα με τη βέλτιστη συμπεριφορά. Παρουσιάστηκαν επίσης τεχνικές βελτιστοποίησης της απόκρισης του κυκλώματος ως προς το θόρυβο φάσης.

Οι δικές μας προδιαγραφές ζητούσαν τη σχεδίαση ενός διαφορικού LC VCO στα 16GHz και στη τεχνολογία των 16nm με όσους περιορισμούς αυτή εισάγει. Από νωρίς λόγω μη-επαρκούς τάσης τροφοδοσίας απορρίψαμε την Cmos τοπολογία μένοντας να διαλέξουμε ανάμεσα στη Nmos και τη Pmos.

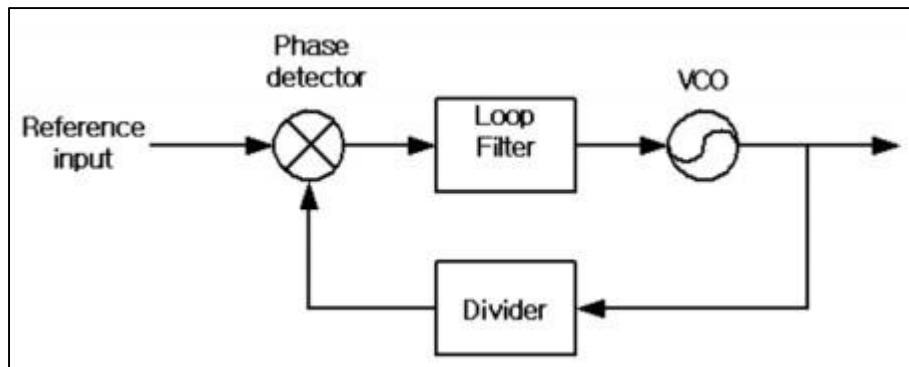
Οι δύο αυτές τοπολογίες κάλυψαν επιτυχώς τις σχεδιαστικές μας απαιτήσεις, οπότε για να επιλέξουμε ανάμεσα σε αυτές θα έπρεπε να δούμε ποια ήταν αυτή που κατάφερε να επιτύχει τα καλύτερα αποτελέσματα. Ανάμεσα στις δυο εναπομείνασες τοπολογίες η Pmos κατάφερε να επιτύχει καλύτερα επίπεδα θορύβου φάσης και μάλιστα με μικρότερο ρεύμα πόλωσης που συνεπάγεται και μικρότερη κατανάλωση ισχύος. Φυσικά, δεν κατάφερε να φτάσει το πλάτος εξόδου της Nmos τοπολογίας όμως τα δύο παραπάνω χαρακτηριστικά θα ήταν καθοριστικά για την επιλογή της ως βέλτιστη εκ των δύο.

## 6.2 Πιθανές Προσθήκες

Σε προσπάθεια για βελτίωση των κυκλωμάτων θα μπορούσαμε να δοκιμάσουμε και RID ή LC φιλτράρισμα στο καθρέφτη ρεύματος για επίτευξη ακόμη χαμηλότερου επιπέδου θόρυβου φάσης σε περίπτωση που αυτό απαιτούνταν ρητά από τις προδιαγραφές μας.

Ένα ακόμη βήμα για την περαιτέρω βελτίωση του κυκλώματος θα ήταν η τοποθέτηση ακολούθων πηγής(source followers) στις διαφορικές εξόδους του ταλαντωτή μας κάτι το οποίο θα τον απομόνωνε από τα υπόλοιπα κυκλώματα που έπονται. Δεν πρέπει να ξεχνάμε πως ο ταλαντωτής μας, στην απλούστερη περίπτωση, αποτελεί απλά ένα block του ολικού κυκλώματος ενός πομπού ή δέκτη, και παράγει ένα σταθερό ημίτονο το οποίο χρησιμοποιείται για την μίξη και αποστολή ή για την αποδιαμόρφωση ενός ληφθέντος σήματος.

Επιπλέον θα μπορούσε να ενσωματωθεί σε ένα PLL(Phase Locked Loop) για την βέλτιστη σταθεροποίηση της συχνότητάς του αλλά και για την ακόμη μεγαλύτερη απόρριψη θορύβου φάσης



Σχήμα 6.1 Απλοποιημένο διάγραμμα ενός PLL

Σε έναν τυπικό βρόχο κλειδώματος φάσης, η έξοδος του ελεγχόμενου από τάση ταλαντωτή (VCO) διαιρείται από ένα διαιρέτη συχνοτήτων σε μία χαμηλότερη συχνότητα, στην οποία λειτουργεί ο κρυσταλλικός ταλαντωτής (όπως ο κρυσταλλικός ταλαντωτής). Ο ρόλος δηλαδή του διαιρέτη συχνοτήτων είναι να μετατρέπει τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή  $f_{LO}$  σε μία συχνότητα  $f_{ref}$  με ένα λόγο  $N$ , καθώς στα περισσότερα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα ισχύει

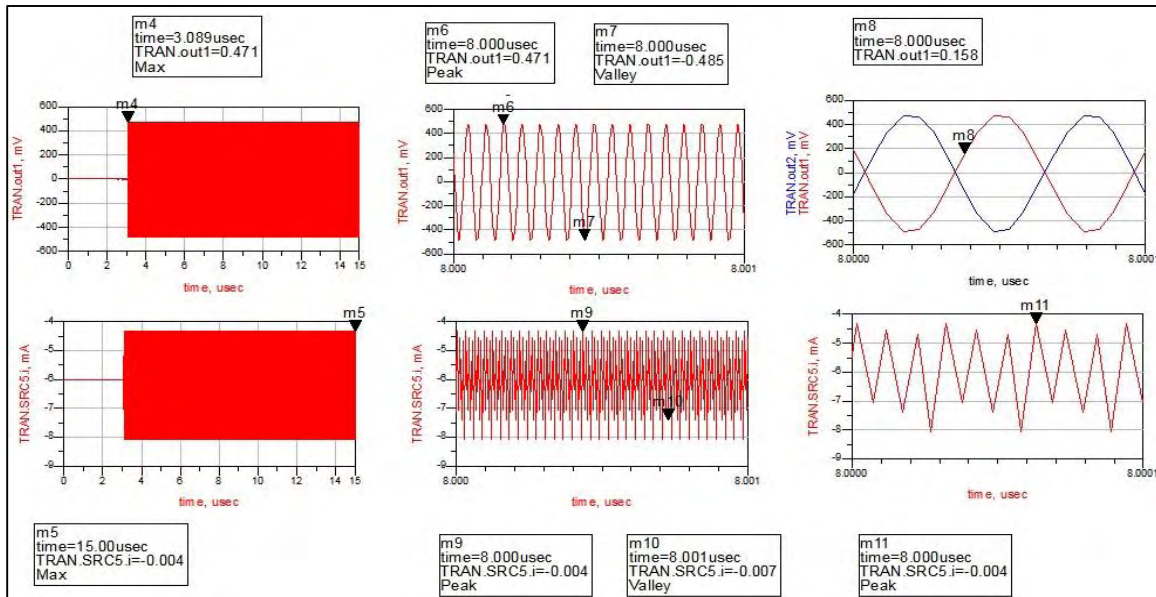
ότι  $f_{LO} \gg f_{ref}$ . Η τελευταία αυτή σχέση οφείλεται στο γεγονός ότι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή  $f_{LO}$  είναι κοντά στη συχνότητα του φορέα, ιδιαίτερα στην περιοχή των GHz και ότι η συχνότητα  $f_{ref}$  παράγεται από ένα κρυσταλλικό ταλαντωτή και βρίσκεται πρακτικά στη περιοχή των MHz, εξαιτίας του περιορισμού που τίθεται από το φυσικό μέγεθος και τη σταθερότητα του κρυστάλλου. Για την επίτευξη της λειτουργίας της διαίρεσης επιλέγεται συχνά ένα κύκλωμα διαίρεσης δια-δύο (Divide-by-two circuits- DTCs) ως το πρώτο κομμάτι μιας αλυσίδας διαιρετών, καθώς τα κυκλώματα αυτά επιτυγχάνουν υψηλότερη ταχύτητα σε σχέση με διαιρέτες διαφορετικού λόγου διαίρεσης. Έτσι λοιπόν ένα DTC ακολουθεί τον VCO μέσα στο βρόχο, με σκοπό να χαμηλώσει τη συχνότητα σε μία περιοχή που μπορεί να εφαρμοστεί σε ένα προγραμματιζόμενο διαιρέτη με μικρά βήματα. Βέβαια, στην περίπτωση εφαρμογών υψηλής συχνότητας όπου η συχνότητα του φορέα γίνεται υψηλότερη, απαιτείται ένας μεγάλος λόγος διαίρεσης N. Για την επίτευξη του λόγου αυτού, χρησιμοποιούμε συνήθως αρκετά στάδια διαιρετών με αποτέλεσμα ο διαιρέτης να γίνεται η κυριότερη πηγή κατανάλωσης ισχύος στο συνθέτη συχνοτήτων. Η λύση λοιπόν αυτού του προβλήματος, η οποία βασίζεται στην τεχνική σχεδίασης χαμηλής ισχύος και υψηλής ταχύτητας διαιρετών συχνότητας αποτελεί περιοχή διερεύνησης.

Στη συνέχεια λοιπόν το διαιρεμένο σήμα και το σήμα από τον κρυσταλλικό ταλαντωτή τροφοδοτούνται στον ανιχνευτή φάσης (Phase Detector) έτσι ώστε να τα συγκρίνει και η διαφορά φάσης της εξόδου, χρησιμοποιείται για να ρυθμίσει τη συχνότητα εξόδου του VCO.

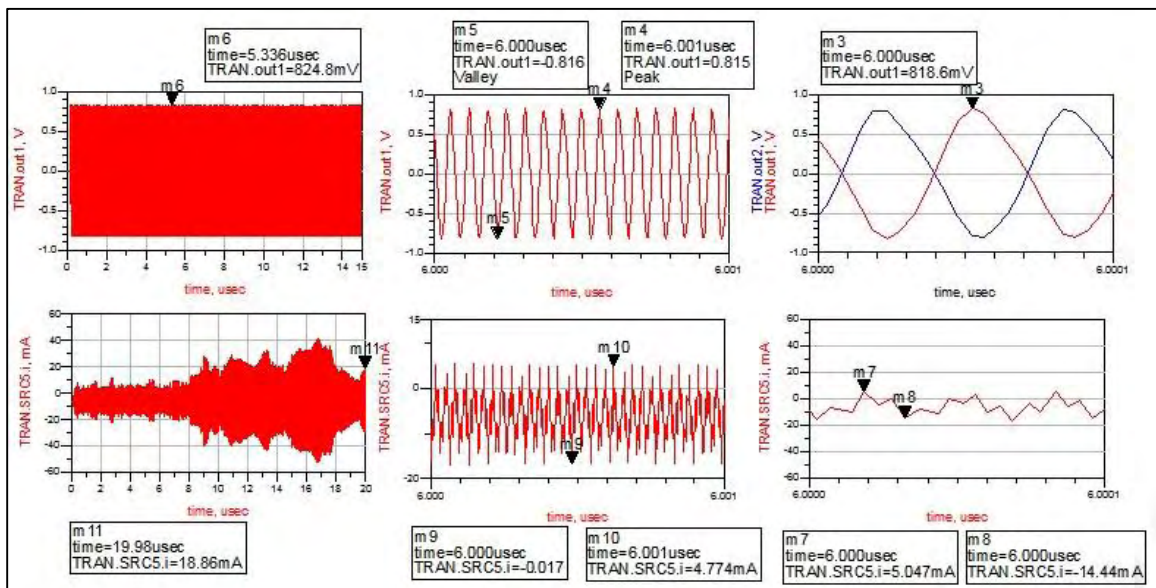


# Παράρτημα

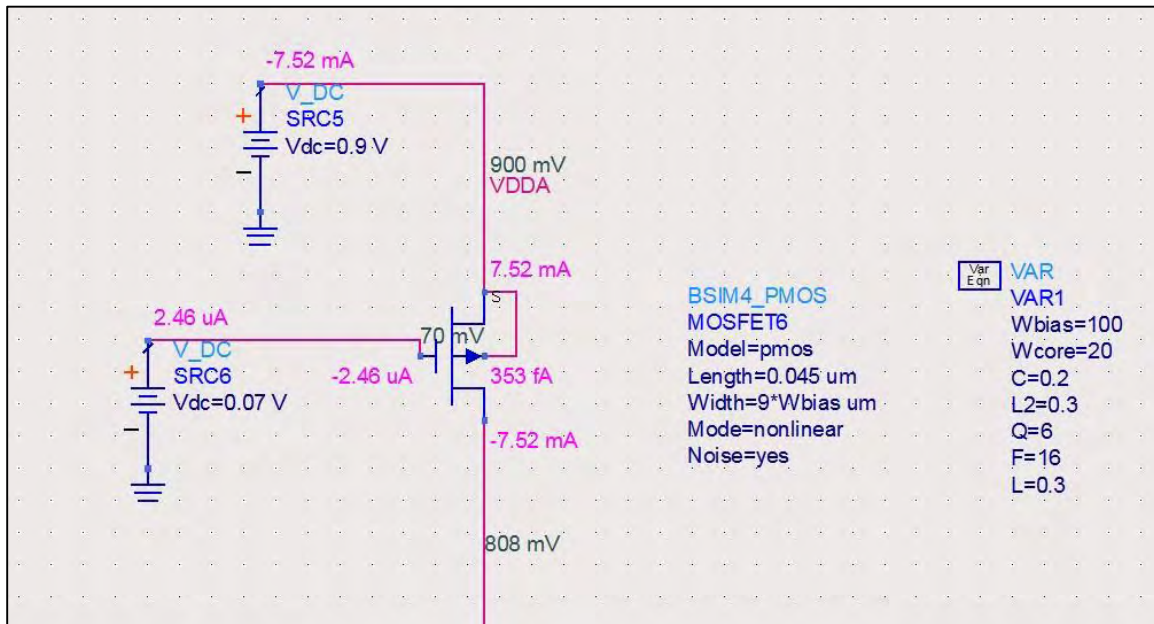
- Pmos Cross-coupled LC-tank VCO
  - $L = 0.4\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA}$



- Cmos Cross-coupled LC-tank VCO
  - $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 7\text{mA}$



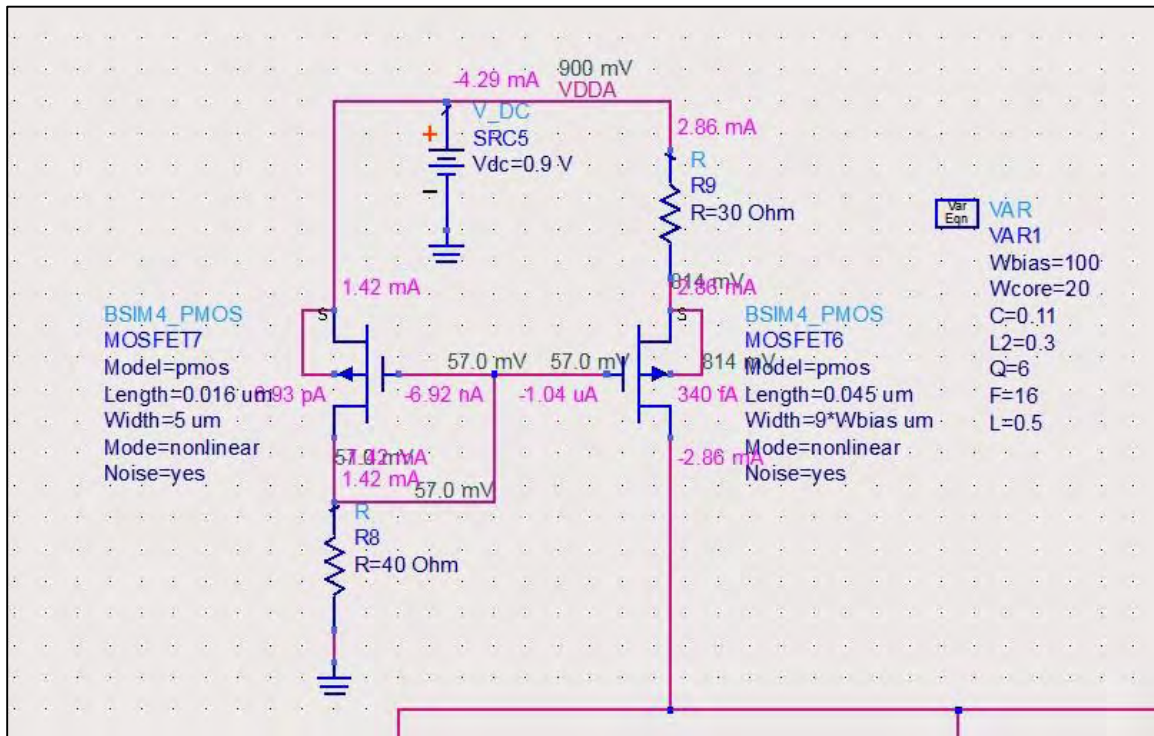
- Ιδανικά Πολωμένο Pmos Τρανζίστορ ως καθρέφτης ρεύματος



**Παρατήρηση:**

Πόλωση με ιδανική πηγή τάσης του Gate του τρανζίστορ με αποτέλεσμα αυτό να λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος

- Απλός καθρέφτης ρεύματος με Pmos Τρανζίστορ(διαφορετικών διαστάσεων)



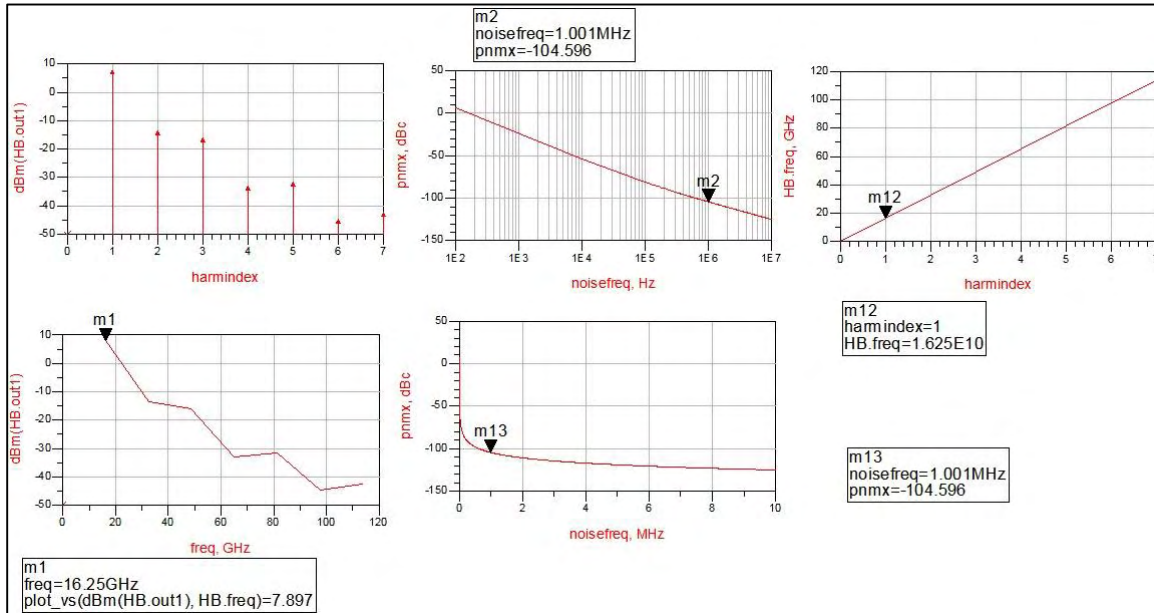
**Παρατήρηση:**

- Σχεδίαση καθρέφτη ρεύματος για τη τροφοδοσία του Pmos Cross-coupled LC-tank VCO. Αξίζει να προσέξουμε πως χρησιμοποιήθηκαν διαφορετικά W,L στα τρανζίστορ που τον απαρτίζουν για να πάρουμε το επιθυμητό ρεύμα πόλωσης.



- Cmos Cross-coupled LC-tank VCO

- $L = 0.3\text{nH} - C = 0.13\text{pF} - I_{\text{bias}} = 6\text{mA} - F = 16.02\text{GHz} - Q = 20$



**Παρατήρηση:**

Βλέπουμε πως με την αύξηση του  $Q=20$ , αυξάνεται και η απόρριψη θορύβου φάσης σε σχέση με την αντίστοιχη προσομοίωση με  $Q=6$

## Βιβλιογραφία

- [1] Abhishek Arun, Design and Analysis of CMOS LC Voltage Controlled Oscillator in 32nm SOI Process
- [2] Quality Factor and Inductance in Differential IC Implementations
- [3] John Starr Hamel, LC Tank Voltage Controlled Oscillator Tutorial
- [4] Jayanta Mukherjee, Analysis of LC oscillator Operating Point and Phase Noise in light of the Kurokawa Theory
- [5] Axel Dominique Berny, Analysis and Design of Wideband LC VCOs
- [6] Markus Tormanen and Henrik Sjoland, A 25-GHz Differential LC-VCO in 90-nm CMOS
- [7] Sangwoong Yoon, LC-tank CMOS Voltage-Controlled Oscillators using High Quality Inductors Embedded in Advanced Packaging Technologies
- [8] Aleksandar Tasic, Wouter A. Serdijn and John R. Long, Low-Noise Biasing Of Voltage-Controlled Oscillators By Means Of Resonant Inductive Degeneration
- [9] C.Huang, L.C.N de Vreede, A.Akhnoukh and J.N.Burghartz, Low Phase Noise LC Oscillators
- [10] Walt Kester, Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter
- [11] Ali M. Niknejad, Oscillator Phase Noise
- [12] Wu Xiushan, Wang Zhigong, Li Zhiqun, Xia Jun and Li Qing, Design and realization of an ultra-low-power low-phase-noise CMOS LC-VCO
- [13] Joel Phillips and Ken Kundert, Noise in Mixers, Oscillators, Samplers, and Logic, An Introduction to Cyclostationary Noise
- [14] Παπαπολύζος Αντώνης, Υλοποίηση υψίσυχνου ταλαντωτή εμβολής για πομποδέκτη ευρείας ζώνης για εφαρμογές σε WLANs
- [15] J P Silver, L.C oscillator Tutorial
- [16] Wikipedia, LC circuit
- [17] Wikipedia, Voltage-Controlled Oscillator
- [18] Wikipedia, Electronic Oscillator
- [19] Wikipedia, Q Factor
- [20] Wikipedia, Phase Locked Loop