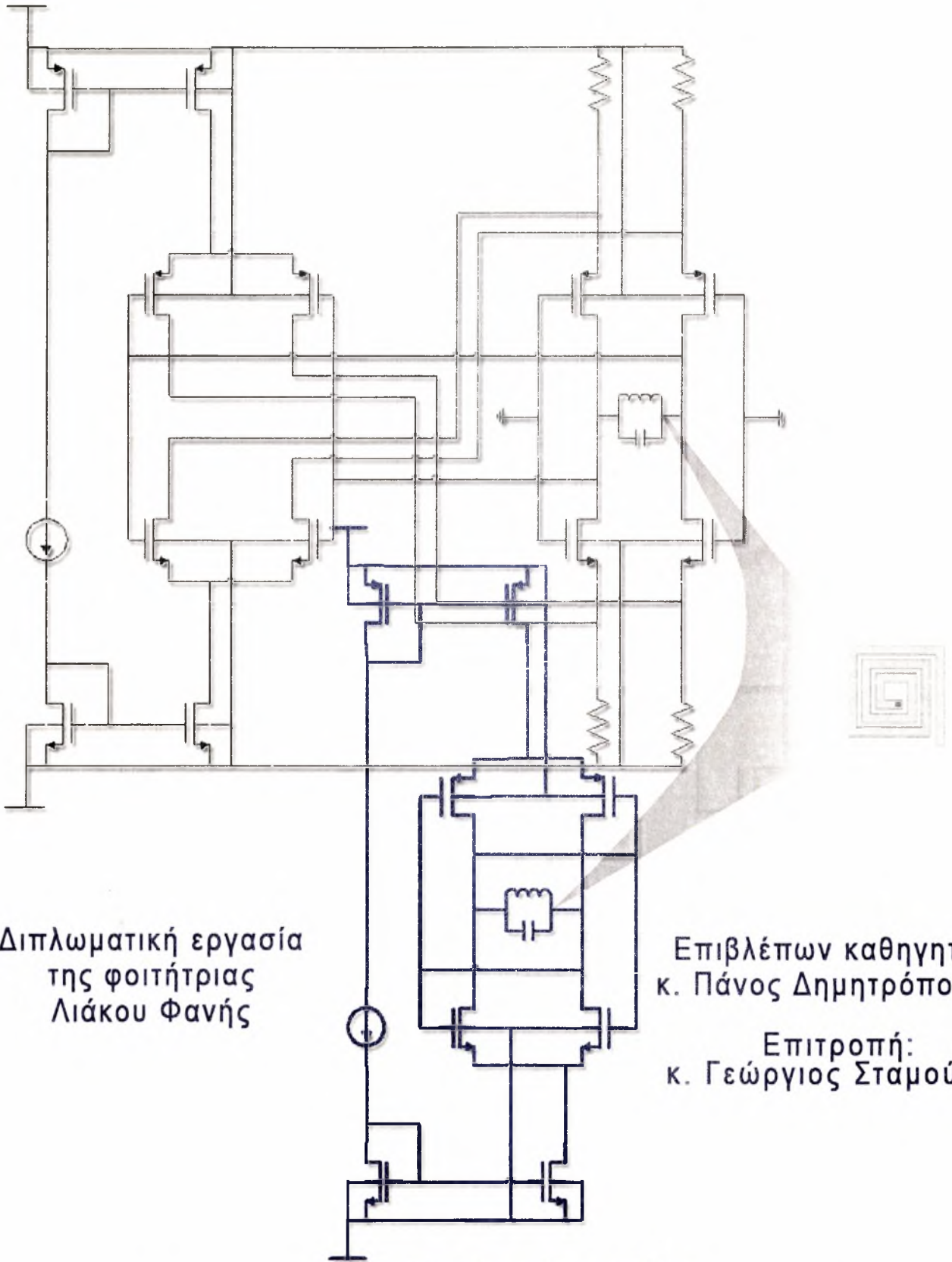


Σχεδίαση και Χαρακτηρισμός Μονολιθικού Ταλαντωτή LC Συχνότητας 2.45GHz για Χρήση σε Εφαρμογές RFID/ISO 18000



Διπλωματική εργασία
της φοιτήτριας
Λιάκου Φανής

Επιβλέπων καθηγητής:
κ. Πάνος Δημητρόπουλος

Επιτροπή:
κ. Γεώργιος Σταμούλης

Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας
Τμήμα Μηχανικών Η/Υ, Τηλεπικοινωνιών και Δικτύων



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΒΙΒΛΙΟΘΗΚΗ & ΚΕΝΤΡΟ ΠΛΗΡΟΦΟΡΗΣΗΣ
ΕΙΔΙΚΗ ΣΥΛΛΟΓΗ «ΓΚΡΙΖΑ ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ»**

Αριθ. Εισ.: 5099/1
Ημερ. Εισ.: 20-09-2007
Δωρεά: Συγγραφέα
Ταξιθετικός Κωδικός: ΠΤ – ΜΗΥΤΔ
2006
ΛΙΑ

Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας
Τμήμα Μηχανικών Η/Υ, Τηλεπικοινωνιών και
Δικτύων

Διπλωματική Εργασία με θέμα:

Σχεδίαση και Χαρακτηρισμός Μονολιθικού
Ταλαντωτή LC Συχνότητας 2.45GHz για Χρήση
σε Εφαρμογές RFID/ISO 18000

Λιάκου Φανή

Προπτυχιακή φοιτήτρια του τμήματος Μηχανικών
Η/Υ, Τηλεπικοινωνιών και Δικτύων

Επιβλέπων καθηγητής:

κ. Πάνος Δημητρόπουλος

Επιτροπή:

κ. Γεώργιος Σταμούλης

Βόλος, Οκτώβριος 2006

Στην οικογένεια μου
και σε όσους ήταν και είναι δίπλα μου

Ευχαριστίες

Κατ'αρχάς θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέπων καθηγητή της διπλωματικής μου , κ.Πάνο Δημητρόπουλο για όλα αυτά που έμαθα και για την βοήθεια έτσι ώστε η παρούσα διπλωματική να γίνει όσο το δυνατό καλύτερη. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή που είναι στην επιτροπή της διπλωματικής εργασίας , κ.Γεώργιο Σταμούλη. Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ.Σωτήρη Μπαντά.

Στην συνέχεια ευχαριστώ τον Αποστόλη(Γιαννέτσο) και τον Δημήτρη(Καραμπατζάκη) για την τεχνική υποστήριξη , την Γεωργία(Οικονομίδου) για την βοήθεια της ως προς την σύνταξη του κειμένου , τον Βασίλη(Μαυρατζά) και την Στεφανία(Νιαβή) για το εξώφυλλο. Τέλος , ευχαριστώ όλους όσους βοήθησαν έστω και λίγο.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Ο σκοπός της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση ενός ταλαντωτή σε συχνότητα 2.45GHz για RFID εφαρμογές. Ο όρος RFID αποτελεί το ακρωνύμιο του Radio Frequency Identification (Αναγνώριση Ραδιοσυχνότητας). Ένα σύστημα RFID συντίθεται από ένα σύνολο ετικετών (Tags) οι οποίες - συνήθως - διαθέτουν μνήμη εγγραφής/ανάγνωσης (NVRAM) και πομποδέκτη ασύρματης λήψης και μετάδοσης των δεδομένων της μνήμης από και προς - αντίστοιχα - ένα κεντρικό πομποδέκτη (Reader). Το γεγονός ότι η απαιτούμενη - για την εκπομπή πληροφορίας - ισχύς παρέχεται στα Tags από το ΗΜ πεδίο της κεραίας του Reader αποτελεί το κυριότερο χαρακτηριστικό των συστημάτων αυτών, το οποίο προσδίδει τη δυνατότητα στα Tags να εκτελούν το σύνολο των λειτουργιών τους - συμπεριλαμβανομένων και των λειτουργιών επεξεργασίας πληροφορίας και εγγραφής/ανάγνωσης της μνήμης - χωρίς εσωτερική πηγή ενέργειας. Τυπικά - σύμφωνα με τα ισχύοντα πρωτόκολλα επικοινωνίας - ένα Tag εκπέμπει πληροφορία, κατόπιν εντολής του Reader. Η εν λόγω εντολή αποτελεί ραδιοσήμα, το οποίο παρέχει στο Tag την απαιτούμενη ισχύ εκπομπής της πληροφορίας. Κατά συνέπεια τα συμβατικά RFID Tags δεν περιλαμβάνουν ενσωματωμένο ταλαντωτή, αλλά αντιθέτως ένα LC κύκλωμα συντονισμού, το οποίο διαμορφώνει – κατά AM - την ανακλώμενη από αυτό ακτινοβολία. Μία νέα κατηγορία εφαρμογών - ωστόσο – απαιτεί την ανάπτυξη Tags με μικρή εσωτερική πηγή ισχύος (Battery Assisted Tags), η οποία φορτίζεται από το ΗΜ πεδίο του Reader και προσδίδει στα Tags πρόσθετη λειτουργικότητα, όπως για παράδειγμα τη δυνατότητα ενσωμάτωσης σε αυτά μικροηλεκτρονικών αισθητήρων ή τη δυνατότητα αυτόνομης εκπομπής σημάτων προς το Reader, με ενσωμάτωση σε αυτά ολοκληρωμένου ταλαντωτή. Σε κάθε περίπτωση τα ηλεκτρονικά υπόσυστήματα ενός Tag θα πρέπει να είναι σχεδιασμένα, ώστε να καταναλώνουν την ελάχιστη δυνατή ισχύ (Low-Power) και να λειτουργούν με τη χαμηλότερη δυνατή τάση τροφοδοσίας (Low-Voltage). Η πρώτη προδιαγραφή δικαιολογείται από το γεγονός, ότι η ισχύς ακτινοβολίας του ΗΜ πεδίου του Reader μειώνεται αντιστρόφως ανάλογα του τετραγώνου της απόστασης του με το Tag. Η δεύτερη προδιαγραφή, επιβάλλεται δεδομένου ότι το σήμα δυναμικού στην κεραία του Tag είναι ασθενέστατο, οπότε απαιτείται ενίσχυση του πλάτους του (με κύκλωμα συντονισμού, ανόρθωση και dc-dc conversion).

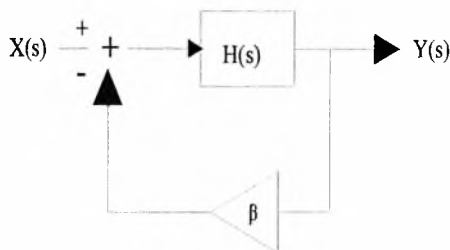
Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάζονται δύο εναλλακτικοί σχεδιασμοί ολοκληρωμένων ταλαντωτών για χρήση σε RFID Tags νέας γενιάς, οι οποίοι πληρούν τις ανωτέρω προϋποθέσεις. Οι ταλαντωτές είναι συντονισμένοι και μπορούν - κατά συνέπεια - να κάνουν χρήση του LC κυκλώματος συντονισμού της κεραίας του Tag. Η συχνότητα ταλάντωσης τους έχει επιλεγεί στα 2.45 GHz, ώστε να είναι συμβατοί με τη νέα κατηγορία πρωτοκόλλων RFID μικροκυματικών συχνοτήτων (UHF). Τα δύο κυκλώματα μελετώνται και αναλύονται διεξοδικά σε λειτουργία ανοικτού και κλειστού βρόχου, ενώ συγκρίνονται ως προς τις επιδόσεις τους σε ότι αφορά: α) το θόρυβο φάσης και β) την κατανάλωση ισχύος. Τέλος συγκρίνονται με άλλα κυκλώματα μικροκυματικών ταλαντωτών, που δημοσιεύονται σε επιστημονικά περιοδικά.

Περιεχόμενα

Ανάδραση(feedback)	7
➤ Ευστάθεια και «Barkhausen criteria».....	7
➤ Μοντέλα ενισχυτών και κυκλωμάτων ανάδρασης.....	9
➤ Μη ιδανικότητες του Διαφορικού Ενισχυτή(Ρεύματα Εκτροπής και Πόλωσης).....	10
LC ταλαντωτές	11
➤ Παρασιτικά των πηνίων και συντελεστής ποιότητας Q.....	12
➤ Μοντελοποίηση των πραγματικών πηνίων.....	12
➤ Παρασιτικά στοιχεία των τρανζίστορ.....	13
➤ Διαστάσεις των τρανζίστορ.....	13
➤ Μη-ιδανική συμπεριφορά των πραγματικών αντιστάσεων.....	14
Προδιαγραφές(-χαρακτηριστικά) ενισχυτών	14
Θόρυβος (Noise)	15
➤ Είδη θορύβου.....	15
Θόρυβος Ταλαντωτή (Oscillator Noise)	16
Low Voltage Oscillator	18
➤ Πρώτη τοπολογία.....	18
➤ DC ανάλυση.....	22
➤ ac ανάλυση	25
➤ Αντικατάσταση των ιδανικών αντιστάσεων με μη-ιδανικές.....	28
Κύκλωμα ανάδρασης	30
➤ Θόρυβος.....	32
➤ Θόρυβος(ιδανικού πηνίου και ιδανικών αντιστάσεων).....	34
Διαφορικός Ταλαντωτής με δύο ζευγάρια NMOS PMOS	37
➤ Δεύτερη τοπολογία.....	37
➤ DC ανάλυση.....	39
➤ ac ανάλυση	41
Κύκλωμα ανάδρασης	43
➤ Θόρυβος.....	45
➤ Θόρυβος(ιδανικού πηνίου).....	45
Σύγκριση των δύο κυκλωμάτων	48
➤ DC ανάλυση και σημείο λειτουργίας των κυκλωμάτων.....	48
➤ Τάση τροφοδοσίας και ρεύμα.....	48
➤ Κέρδος ανοικτού βρόχου.....	48
➤ Μεγέθη των τρανζίστορ και παρασιτικά.....	49
➤ Θόρυβος.....	49
Σύγκριση των δύο κυκλωμάτων με άλλα κυκλώματα ταλαντωτών	50

Ανάδραση(feedback)

Η Εικόνα 1 δείχνει το γενικό σχήμα ενός κυκλώματος αρνητικής ανάδρασης. Όπου $X(s)$ είναι το σήμα εισόδου και $Y(s)$ το σήμα εξόδου. Από το σχήμα φαίνεται ότι η έξοδος $Y(s)$ πολλαπλασιάζεται με β και επιστρέφει στην είσοδο, άρα η είσοδος $H(s)$ είναι ίση με $X(s) - \beta \cdot Y(s)$.



Εικόνα 1: Το γενικό σχήμα ενός κυκλώματος αρνητικής ανάδρασης

Από τα παραπάνω αποτελέσματα προκύπτει η σχέση

$$Y(s) = (X(s) - \beta \cdot Y(s)) \cdot H(s) \Leftrightarrow$$

$$Y(s) = \frac{H(s)}{1 + \beta H(s)} \cdot X(s) = A(s) \cdot X(s) \quad (1)$$

Η συνάρτηση $H(s)$ του κυκλώματος ονομάζεται συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου(open loop) και η συνάρτηση $A(s)$ ονομάζεται συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου(closed loop). Συνήθως η συνάρτηση μεταφοράς $H(s)$ αντιπροσωπεύει έναν ενισχυτή και ο συντελεστής β είναι μια σταθερά η οποία ονομάζεται συντελεστής ανάδρασης(feedback factor). Σύμφωνα με το σχήμα της ανάδρασης ένα τμήμα της εξόδου επιστρέφει στην είσοδο.

Υπάρχει επίσης η περίπτωση σε ένα κύκλωμα να υπάρχει θετική ανάδραση. Σε αυτή την περίπτωση η μόνη διαφορά είναι ότι ένα τμήμα της εξόδου προστίθεται στην είσοδο, αντί να αφαιρείται όπως συμβαίνει στην περίπτωση της αρνητικής ανάδρασης.

Ευστάθεια και «Barkhausen criteria»

Σύμφωνα με το συμπέρασμα ότι στα κυκλώματα ανάδρασης ένα τμήμα της εξόδου επιστρέφει στην είσοδο, προκύπτει ότι σε κάθε κύκλωμα στο οποίο υπάρχει ανάδραση τίθεται ζήτημα ευστάθειας. Αν για κάποια συχνότητα το μέτρο του κέρδους βρόχου είναι ίσο με την μονάδα τότε από την (1) θα πρέπει το $A(s)$ να είναι άπειρο. Αυτό σημαίνει ότι ο ενισχυτής θα έχει κάποια έξοδο για μηδενική είσοδο, δηλαδή θα είναι ταλαντωτής.

Αν αναλυθεί η (1) μπορούν να βρεθούν οι συνθήκες που κάνουν ένα κύκλωμα ανάδρασης ασταθές. Το τμήμα του κυκλώματος με απόκριση $H(s)$, είναι σε ευσταθή κατάσταση εάν οι πόλοι της συνάρτησης $H(s)$ (οι ρίζες του

πολυωνύμου του παρονομαστή της συνάρτησης μεταφοράς $H(s)$ έχουν αρνητικό πραγματικό μέρος. Στην περίπτωση που υπάρχει ανάδραση είναι πιθανό η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου $A(s)$ να έχει πόλους που να έχουν θετικό πραγματικό μέρος, ακόμη και αν η $H(s)$ είναι ευσταθής. Αυτό συμβαίνει στην περίπτωση όπου ο παρονομαστής της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου μηδενίζεται.

Στην περίπτωση της αρνητικής ανάδρασης όταν μηδενίζεται ο παρονομαστής της συνάρτησης κλειστού βρόχου προκύπτει:

$$\begin{aligned} 1 + \beta \cdot H(s) &= 0 \quad \Leftrightarrow \\ \beta \cdot H(s) &= -1 \quad \Leftrightarrow \\ F(s) &= -1 \quad (2) \end{aligned}$$

Στην περίπτωση όπου η ανάδραση είναι θετική προκύπτει αντίστοιχα:

$$\begin{aligned} 1 - \beta \cdot H(s) &= 0 \quad \Leftrightarrow \\ \beta \cdot H(s) &= 1 \quad \Leftrightarrow \\ F(s) &= 1 \quad (3) \end{aligned}$$

Στην συνέχεια αναλύονται οι παραπάνω σχέσεις έτσι ώστε να μελετηθεί κατά πόσο και υπό ποιες προϋποθέσεις είναι ευσταθές ένα κύκλωμα ανάδρασης. Για να υπάρχει ευστάθεια πρέπει οι πόλοι να βρίσκονται στο αριστερό ημιεπίπεδο του επιπέδου s .

Η συνάρτηση $F(s)$ μπορεί να γραφεί ως :

$$F(s) = |F(s)| \cdot \angle F(s) \quad (4)$$

Από την (4) προκύπτει ότι στην περίπτωση όπου η ανάδραση είναι αρνητική για να υπάρχει αστάθεια για μία συγκεκριμένη συχνότητα $s_0 = j\omega_0$ πρέπει σε αυτή την συχνότητα το κέρδος να είναι ίσο με την μονάδα και η φάση να είναι ίση με 180° . Ενώ στην περίπτωση όπου η ανάδραση είναι θετική για να υπάρχει αστάθεια για μία συγκεκριμένη συχνότητα $s_0 = j\omega_0$ πρέπει σε αυτή την συχνότητα το κέρδος να είναι ίσο με την μονάδα και η φάση ίση με 0° ή 360° .

Αν για μία συγκεκριμένη συχνότητα ω_0 το κέρδος βρόχου $F(s)$ ισούται με την μονάδα, αυτό σημαίνει ότι σε αυτή τη συχνότητα η έξοδος θα είναι άπειρη για μηδενικό σήμα εισόδου και κατά συνέπεια το κύκλωμα είναι ταλαντωτής.

Πιο συγκεκριμένα, για να βρεθεί ένα κύκλωμα ανάδρασης σε ασταθή κατάσταση και να αρχίσει να ταλαντώνει πρέπει να ισχύουν δύο προϋποθέσεις που ονομάζονται «Barkhausen criteria». Σύμφωνα με αυτά, ένα κύκλωμα ανάδρασης του οποίου το κέρδος βρόχου ικανοποιεί τις παρακάτω προϋποθέσεις

$$1. |F(j\omega_0)| \geq 1$$

$$2. \angle F(j\omega_0) = 180^\circ \text{ (στην περίπτωση που η ανάδραση είναι αρνητική). Όταν η ανάδραση είναι θετική, τότε } \angle F(j\omega_0) = 0^\circ \text{ ή πολλαπλάσιο των } 360^\circ$$

μπορεί να αρχίσει να ταλαντώνει σε συγκεκριμένη συχνότητα ίση με ω_0 .

Για να προκύψει ταλάντωση για μία συγκεκριμένη συχνότητα ω_0 θα πρέπει τα κριτήρια της ταλάντωσης να ικανοποιούνται μόνο για αυτή την συχνότητα. Σε αντίθετη περίπτωση η κυματομορφή της εξόδου δεν θα είναι ένα απλό ημίτονο.

Σύμφωνα με το πρώτο κριτήριο για να ξεκινήσει η ταλάντωση απαιτείται κέρδος βρόχου ίσο με την μονάδα. Συνήθως, για να είναι σίγουρο ότι το κύκλωμα θα ταλαντώσει κάτω από πραγματικές συνθήκες θερμοκρασίας και κατασκευής, επιλέγεται κέρδος βρόχου τουλάχιστον ίσο με δύο ή τρεις φορές την απαιτούμενη τιμή.

Σύμφωνα με το δεύτερο κριτήριο για να ξεκινήσει η ταλάντωση πρέπει να υπάρχει στο κύκλωμα η απαραίτητη μετατόπιση φάσης.

Μοντέλα ενισχυτών και κυκλωμάτων ανάδρασης

Οι ενισχυτές και τα κυκλώματα ανάδρασης μπορούν να μοντελοποιηθούν με μοντέλα δίθυρων δικτύων. Ένα δίθυρο δίκτυο περιγράφεται από τέσσερις μεταβλητές. Εάν το δίκτυο είναι σταθερό μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι δύο μεταβλητές ως ανεξάρτητες μεταβλητές εισόδου και οι άλλες δύο μεταβλητές ως εξαρτημένες μεταβλητές εξόδου.

Ένα σύστημα ενισχυτή $H(s)$ μπορεί να μοντελοποιηθεί με ένα από τα ακόλουθα μοντέλα:

- Ενισχυτής Ρεύματος : $X(s)$ Ρεύμα - $Y(s)$ Ρεύμα
- Ενισχυτής Διαντίστασης : $X(s)$ Ρεύμα - $Y(s)$ Τάση
- Ενισχυτής Διαγωγιμότητας : $X(s)$ Τάση - $Y(s)$ Ρεύμα
- Ενισχυτής Τάσης : $X(s)$ Τάση - $Y(s)$ Τάση

Το κύκλωμα ανάδρασης μπορεί και αυτό να περιγραφεί με ένα από τα παραπάνω μοντέλα δίθυρων δικτύων. Ο τρόπος που συνδέεται το κύκλωμα ανάδρασης με τον κυρίως ενισχυτή καθορίζει και το είδος της ανάδρασης. Πιο συγκεκριμένα υπάρχουν δύο περιπτώσεις για την σύνδεση της εισόδου του κυκλώματος ανάδρασης :

- Στην περίπτωση που η είσοδος του κυκλώματος ανάδρασης συνδέεται σε σειρά τότε ανιχνεύει το ρεύμα που διαρρέει τον κλάδο του κυρίως ενισχυτή στον οποίο συνδέεται η ανάδραση. Η ανεξάρτητη μεταβλητή εισόδου της ανάδρασης είναι το ρεύμα του κλάδου.
- Στην περίπτωση που η είσοδος του κυκλώματος ανάδρασης συνδέεται παράλληλα τότε ανιχνεύει την τάση του κόμβου του κυρίως ενισχυτή στον οποίο συνδέεται η ανάδραση. Η ανεξάρτητη μεταβλητή εισόδου της ανάδρασης είναι η τάση του κόμβου.

Αντίστοιχα, υπάρχουν δύο περιπτώσεις για την σύνδεση της εξόδου του κυκλώματος ανάδρασης :

- Στην περίπτωση που η έξοδος του κυκλώματος ανάδρασης συνδέεται σε σειρά τότε αφαιρεί τάση από τον κλάδο του κυρίως ενισχυτή στον οποίο συνδέεται. Η εξαρτημένη μεταβλητή εξόδου της ανάδρασης είναι η τάση, η οποία θεωρείται και ως ανεξάρτητη μεταβλητή εισόδου του κυρίως ενισχυτή.
- Στην περίπτωση που η έξοδος του κυκλώματος ανάδρασης συνδέεται παράλληλα τότε αφαιρεί ρεύμα από τον κόμβο του κυρίως ενισχυτή στον οποίο συνδέεται. Η εξαρτημένη μεταβλητή εξόδου της ανάδρασης είναι το ρεύμα, η οποία θεωρείται και ως ανεξάρτητη μεταβλητή εισόδου του κυρίως ενισχυτή.

Κατά συνέπεια μπορούν να οριστούν τα ακόλουθα τέσσερα είδη ανάδρασης:

- Ανάδραση Παράλληλα – Παράλληλα(Ενισχυτής Διαντίστασης)
- Ανάδραση Παράλληλα - Σε σειρά(Ενισχυτής Ρεύματος)
- Ανάδραση Σε σειρά – Σε σειρά(Ενισχυτής Διαγωγιμότητας)
- Ανάδραση Σε σειρά – Παράλληλα(Ενισχυτής Τάσης)

Καθένα από τα παραπάνω μπορεί να περιγραφεί από τις αντίστοιχες παραμέτρους δίθυρων δικτύων.

Μη ιδανικότητες του Διαφορικού Ενισχυτή(Ρεύματα Εκτροπής και Πόλωσης)

Οι ενισχυτές που αναλύονται στην συνέχεια είναι διαφορικοί ενισχυτές διαγωγιμότητας και γι αυτό τον λόγο θα γίνει ανάλυση μόνο γι αυτή την κατηγορία ενισχυτών. Ένας ενισχυτής διαγωγιμότητας έχει ως είσοδο τάση και ως έξοδο ρεύμα. Οι πραγματικοί ενισχυτές έχουν κάποιες μη-ιδανικότητες που θα αναλυθούν και θα εξηγηθούν στην συνέχεια.

Θεωρητικά όταν εφαρμόζεται μηδενική τάση στην είσοδο του ενισχυτή , θα πρέπει και τα ρεύματα στην έξοδο να είναι ίσα με μηδέν. Πρακτικά αυτό δεν συμβαίνει , υπάρχουν ρεύματα στην έξοδο που έχουν ως αποτέλεσμα την απόκλιση της συμπεριφοράς του ενισχυτή από την ιδανική συμπεριφορά. Αυτά τα ρεύματα είναι τα ρεύματα εκτροπής I_{OS} (offset current) και πόλωσης I_{CM} (bias current).

Το ρεύμα εκτροπής οφείλεται στα μη-ταιριάσματα των στοιχείων του διαφορικού κυκλώματος. Παρόλο που το κύκλωμα είναι συμμετρικό , υπάρχουν μικρές αποκλίσεις ανάμεσα στα στοιχεία του. Για την περιγραφή αυτού του φαινομένου , έστω ότι οι δύο ακροδέκτες εισόδου του ενισχυτή συνδέονται μεταξύ τους. Στην συνέχεια μετρώνται τα ρεύματα στην έξοδο του ενισχυτή και οι τιμές των ρευμάτων που προκύπτουν είναι τα ρεύματα εκτροπής εξόδου. Για να γίνουν τα ρεύματα εξόδου ίσα με μηδέν θα πρέπει στην είσοδο να συνδεθεί μια πηγή τάσης(της οποίας η πολικότητα δεν είναι δυνατό να προβλεφθεί) , η οποία να έχει την κατάλληλη τιμή έτσι ώστε να μηδενίσει αυτά τα ρεύματα. Αυτή η τάση στην είσοδο ονομάζεται τάση εκτροπής εισόδου(V_{OS}).

Θεωρητικά για τα ρεύματα εξόδου του ενισχυτή διαγωγιμότητας πρέπει να ισχύει:

$$\circ I_{OUT1} = G_m \cdot V_{DIFF} \quad (5)$$

$$\circ I_{OUT2} = -G_m \cdot V_{DIFF} \quad (6)$$

όπου I_{OUT1} , I_{OUT2} είναι τα ρεύματα εξόδου , G_m είναι η διαγωγιμότητα του ενισχυτή και V_{DIFF} είναι η διαφορική τάση εισόδου του ενισχυτή. Λόγω της τάσης εκτροπής εισόδου , οι τελικές σχέσεις που προκύπτουν για τα ρεύματα εξόδου του ενισχυτή είναι:

$$\circ I_{OUT1} = G_m \cdot (V_{DIFF} - V_{OS}) = G_m \cdot V_{DIFF} - G_m \cdot V_{OS} = G_m \cdot V_{DIFF} - I_{OS} \quad (7)$$

$$\circ I_{OUT2} = -G_m \cdot (V_{DIFF} - V_{OS}) = -G_m \cdot V_{DIFF} + G_m \cdot V_{OS} = -G_m \cdot V_{DIFF} + I_{OS} \quad (8)$$

Για την λειτουργία του ενισχυτή υπάρχουν και κάποια ρεύματα στην είσοδο που ονομάζονται ρεύματα πόλωσης εισόδου (I_{CM}). Οι τελικές τιμές των ρευμάτων στην έξοδο επηρεάζονται και από τα ρεύματα πόλωσης εισόδου. Οι τελικές τιμές των ρευμάτων στην έξοδο του ενισχυτή, εάν ληφθούν υπόψη και τα ρεύματα πόλωσης εισόδου, είναι:

$$\circ I_{OUT1} = G_m \cdot V_{DIFF} - I_{OS} + \frac{I_{CM}}{2} \quad (9)$$

$$\circ I_{OUT2} = -G_m \cdot V_{DIFF} + I_{OS} + \frac{I_{CM}}{2} \quad (10)$$

LC ταλαντωτές

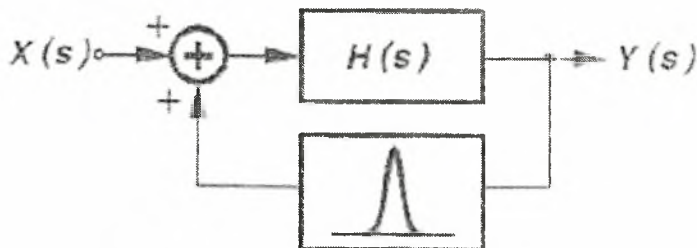
Υπάρχουν διάφορες τοπολογίες σύνδεσης κυκλωμάτων ανάδρασης και κατά συνέπεια διάφορες κατηγορίες ταλαντωτών. Μία από αυτές είναι οι LC ταλαντωτές οι οποίοι αναλύονται και χρησιμοποιούνται στην συνέχεια.

Η βασική δομή ενός ημιτονοειδούς ταλαντωτή αποτελείται από έναν ενισχυτή και ένα δίκτυο επιλογής συχνοτήτων που συνδέεται σε βρόχο θετικής ανάδρασης. Το δίκτυο επιλογής συχνοτήτων ρυθμίζει την επιθυμητή συχνότητα ω_0 στην οποία πρέπει να λειτουργεί το κύκλωμα. Για την ρύθμιση της επιθυμητής συχνότητας, στον ταλαντωτή που περιγράφεται εδώ, χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα LC. Ουσιαστικά το LC κύκλωμα λειτουργεί ως φίλτρο το οποίο επιτρέπει την διέλευση της επιθυμητής συχνότητας ω_0 . Αυτή η κατηγορία ταλαντωτών που χρησιμοποιούν LC κύκλωμα για την ρύθμιση της συχνότητας ονομάζονται LC ταλαντωτές. Για κάποιο LC κύκλωμα ταλαντωτή που πρέπει να ταλαντώνει σε συχνότητα f_0 ($\omega_0 = 2\pi f_0$) πρέπει να ισχύει μια από τις παρακάτω ισοδύναμες σχέσεις:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{ή αντίστοιχα} \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (11)$$

Σύμφωνα με την (11) πρέπει να γίνει επιλογή κατάλληλων τιμών για το πηνίο και τον πυκνωτή έτσι ώστε το κύκλωμα να λειτουργεί στην αντίστοιχη συχνότητα.

Το μοντέλο ενός LC ταλαντωτή μπορεί να ενσωματωθεί σχηματικά στο γενικό μοντέλο της ανάδρασης. Το οποίο ονομάζεται δίθυρο μοντέλο.



Εικόνα 2: Μοντέλο ανάδρασης με LC ταλαντωτή

Το κύκλωμα ταλαντώνει στην συχνότητα στην οποία ο βρόγχος ανάδρασης έχει μηδενική φάση.

Παρασιτικά των πηνίων και συντελεστής ποιότητας Q

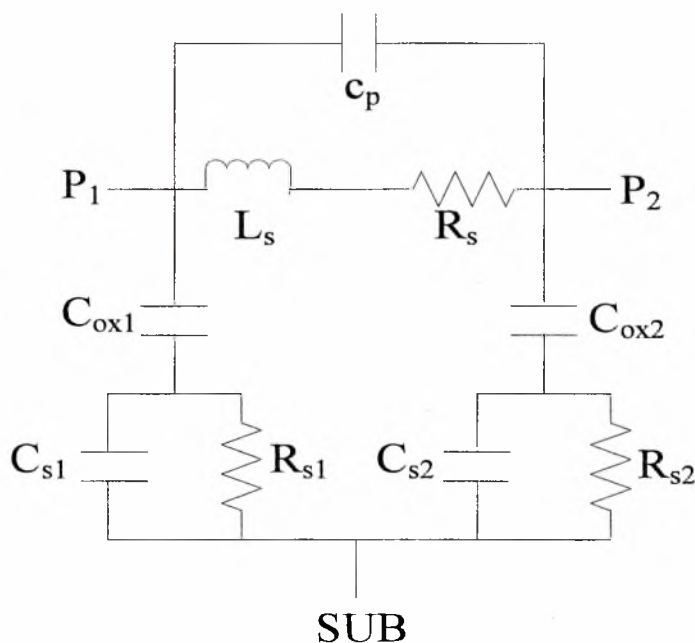
Τα πραγματικά πηνία έχουν παρασιτική αντίσταση που οφείλεται στο μέταλλο από το οποίο είναι φτιαγμένα. Η μη-ιδανική συμπεριφορά των πηνίων μπορεί να μοντελοποιηθεί και να μετρηθεί σύμφωνα με την τιμή του συντελεστή ποιότητας Q. Ο συντελεστής Q για τα πηνία ορίζεται ως $Q = (L\omega_0) / R_s(12)$, όπου R_s είναι η σε σειρά αντίσταση των πηνίων η οποία μοντελοποιεί την παρασιτική τους αντίσταση.

Ο συντελεστής ποιότητας επηρεάζει την συμπεριφορά των κυκλωμάτων που περιλαμβάνουν πηνία. Κάποιες από τις παραμέτρους που επηρεάζει είναι το κέρδος ανοικτού βρόχου και ο θόρυβος του κυκλώματος. Η τιμή του συντελεστή ποιότητας Q των πηνίων είναι επιθυμητό να είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερη. Η τιμή αυτού του συντελεστή είναι ανάλογη του κέρδους ανοικτού βρόχου και κατά συνέπεια όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή του τόσο πιο μεγάλη είναι και η τιμή του κέρδους ανοικτού βρόχου του κυκλώματος. Επίσης όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή του συντελεστή ποιότητας τόσο καλύτερη είναι η απόκριση του κυκλώματος ως προς τον θόρυβο.

Επίσης τα πηνία έχουν και παρασιτικούς πυκνωτές οι οποίοι επηρεάζουν την συμπεριφορά των κυκλωμάτων. Πιο συγκεκριμένα, η ύπαρξη των παρασιτικών πυκνωτών έχει ως αποτέλεσμα την μετατόπιση του εύρους ζώνης και της συχνότητας του κυκλώματος.

Μοντελοποίηση των πραγματικών πηνίων

Στα κυκλώματα που θα αναλυθούν στην συνέχεια, όταν γίνονται προσομοιώσεις των κυκλωμάτων με μη-ιδανικά πηνία, χρησιμοποιούνται τα έτοιμα μη-ιδανικά πηνία της βιβλιοθήκης AMS(s35d4). Τα έτοιμα μη-ιδανικά πηνία της βιβλιοθήκης λειτουργούν σε συγκεκριμένες συχνότητες και έχουν κάποιο συντελεστή ποιότητας που τα χαρακτηρίζει. Άρα το πηνίο θα επιλεγεί με βάση αυτά τα δύο κριτήρια. Το πηνίο που επιλέγεται ως βέλτιστο είναι το SPO24S250T, το οποίο έχει επαγωγή ίση με $L=2.42\text{nH}$ και συντελεστή ποιότητας $Q=9.3$ σε συχνότητα $f=2.4\text{GHz}$. Αυτά τα μη-ιδανικά πηνία μοντελοποιούνται με το κύκλωμα που φαίνεται στην Εικόνα 3.



Εικόνα 3: Μοντέλο του πηνίου

Όπου P_1, P_2 και SUB είναι οι ακροδέκτες του πηνίου. Ο πυκνωτής C_p (parallel capacitance) είναι παράλληλος πυκνωτής με το πηνίο και δημιουργείται λόγω της κατασκευής του πηνίου. Το πηνίο L_s είναι σε σειρά με την αντίσταση R_s , η οποία μοντελοποιεί την παρασιτική αντίσταση που δημιουργείται λόγω του μετάλλου από το οποίο είναι φτιαγμένο το πηνίο. Οι πυκνωτές $C_{ox1}, C_{ox2}, C_{s1}, C_{s2}$ (oxide capacitances και substrate capacitances) μοντελοποιούν τις παρασιτικές χωρητικότητες που δημιουργούνται ως προς το οξειδίο και ως προς το υπόστρωμα. Τέλος υπάρχουν και οι αντιστάσεις R_{s1}, R_{s2} (substrate resistances) που είναι παράλληλες με τους δύο παρασιτικούς (substrate) πυκνωτές. Οι παρασιτικές (substrate) χωρητικότητες οφείλονται στις παρασιτικές αντιστάσεις.

Παρασιτικά στοιχεία των τρανζίστορ

Τα τρανζίστορ έχουν κάποιες παρασιτικές χωρητικότητες οι οποίες επηρεάζουν την λειτουργία των κυκλωμάτων τα οποία περιλαμβάνουν τρανζίστορ. Αυτές οι χωρητικότητες δημιουργούνται λόγω του υλικού κατασκευής των τρανζίστορ και της αλληλεπίδρασης του με το υπόστρωμα.

Οι παρασιτικές χωρητικότητες των τρανζίστορ είναι πέντε και πιο συγκεκριμένα είναι οι $C_{GD}, C_{DB}, C_{GS}, C_{SB}, C_{GB}$. Αυτές οι παρασιτικές χωρητικότητες δημιουργούνται ανάμεσα στους ακροδέκτες των τρανζίστορ, όπως προσδιορίζεται και από τα ονόματά τους. Οι τιμές αυτών των παρασιτικών χωρητικότητων εξαρτώνται από την θερμοκρασία και από τις διαστάσεις των τρανζίστορ. Όσο πιο μεγάλες είναι οι διαστάσεις ενός τρανζίστορ τόσο πιο μεγάλες είναι και οι τιμές των παρασιτικών χωρητικότητων του. Μια ακόμη παράμετρος που επηρεάζει την τιμή των παρασιτικών χωρητικότητων είναι το φαινόμενο Miller. Λόγω αυτού του φαινομένου υπάρχει περίπτωση η τιμή κάποιας χωρητικότητας να πολλαπλασιάζεται με το κέρδος και κατά συνέπεια να αυξηθεί.

Οι παρασιτικές χωρητικότητες των τρανζίστορ επηρεάζουν την συχνότητα του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα μετατοπίζουν το εύρος ζώνης των κυκλωμάτων ενισχυτών και επηρεάζουν την συχνότητα ταλάντωσης των κυκλωμάτων ταλαντωτών.

Διαστάσεις των τρανζίστορ

Όταν είναι επιθυμητό το ρεύμα που διαρρέει ένα NMOS και ένα PMOS τρανζίστορ που είναι σε σειρά να είναι το ίδιο, πρέπει το πλάτος W των PMOS τρανζίστορ να είναι μεγαλύτερο από το αντίστοιχο πλάτος για τα NMOS. Αυτό συμβαίνει γιατί το ρεύμα των τρανζίστορ εξαρτάται από την σταθερά K για την οποία ισχύει $K = (1/2)\mu C_{ox} (W/L)$, όπου στην περίπτωση των n τρανζίστορ $\mu = \mu_n$ και στην περίπτωση των p τρανζίστορ $\mu = \mu_p$. Η σταθερά μ_n είναι γνωστή ως κινητικότητα των ηλεκτρονίων και αφορά τα ηλεκτρόνια που κινούνται μέσα στο κανάλι τύπου n , ενώ η σταθερά μ_p είναι γνωστή ως κινητικότητα των οπών και αφορά τις οπές που κινούνται στο κανάλι τύπου p . Θεωρητικά $\mu_p \approx \mu_n / 2$, που έχει ως αποτέλεσμα για τον ίδιο λόγο (W/L) η σταθερά K των p τρανζίστορ να έχει την μισή τιμή από την σταθερά K των n τρανζίστορ. Πρακτικά $\mu_p \approx \mu_n / 3$, γι αυτό τον λόγο το πλάτος W των PMOS τρανζίστορ πρέπει να είναι τριπλάσιο από το αντίστοιχο πλάτος των NMOS τρανζίστορ.

Οι πραγματικές αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα έχουν διαφορετική συμπεριφορά σε σχέση με τις ιδανικές αντιστάσεις. Πιο συγκεκριμένα, οι πραγματικές αντιστάσεις δημιουργούν παρασιτικές χωρητικότητες με το υπόστρωμα. Για να μειωθούν οι παρασιτικές χωρητικότητες, όταν φτιάχνονται οι πραγματικές αντιστάσεις πρέπει το πλάτος και το μήκος τους να μην έχουν μεγάλη διαφορά ως προς το μέγεθος. Δηλαδή, οι τιμές των διαστάσεών τους να μην έχουν μεγάλη απόκλιση.

Κάτι ακόμη, σχετικό με τον σχεδιασμό των πραγματικών αντιστάσεων, είναι η τιμή της ωμικής αντίστασης που έχουν. Δεν μπορούν να φτιαχτούν αντιστάσεις με οποιαδήποτε τιμή, οι τιμές που μπορούν να πάρουν είναι συγκεκριμένες. Συνήθως η τιμή τους προσεγγίζει την επιθυμητή τιμή, χωρίς να αποκλείεται κάποιες φορές η τιμή τους να είναι ακριβής. Για παράδειγμα, αν χρειαστεί θεωρητικά να φτιαχτεί μια ωμική αντίσταση με τιμή 250 Ωm, μπορεί τελικά η αντίσταση να έχει τιμή 249.3 Ωm. Αυτό συμβαίνει γιατί η τιμή της αντίστασης εξαρτάται από τις διαστάσεις της.

Προδιαγραφές(-χαρακτηριστικά) ενισχυτών

Στα κυκλώματα ενισχυτών θα πρέπει:

- Η τάση με την οποία λειτουργούν να είναι όσο το δυνατό μικρότερη.
- Η κατανάλωση ισχύος να είναι όσο το δυνατό μικρότερη. Σύμφωνα με αυτό τον περιορισμό η τιμή του ρεύματος θα πρέπει να είναι μικρή.
- Οι τιμές των παρασιτικών πυκνωτών των τρανζίστορ να είναι όσο το δυνατό μικρότερες. Αυτό συνεπάγεται ότι οι διαστάσεις των τρανζίστορ(και συγκεκριμένα το πλάτος W , γιατί το μήκος L καθορίζεται από την τεχνολογία κατασκευής και η τιμή του είναι συγκεκριμένη) θα πρέπει να έχουν μικρές τιμές.

Οι απαιτήσεις ως προς την κατανάλωση ισχύος και τις τιμές των παρασιτικών πυκνωτών έρχονται σε αντίθεση με τον περιορισμό για το κέρδος ανοικτού βρόχου, του οποίου η τιμή θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την μονάδα. Η τιμή του κέρδους ανοικτού βρόχου εξαρτάται από την τιμή του ρεύματος και από τα μεγέθη των τρανζίστορ. Πιο συγκεκριμένα:

- Η τιμή του κέρδους ανοικτού βρόχου είναι ανάλογη της τιμής του ρεύματος. Δηλαδή όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή του ρεύματος τόσο πιο μεγάλη είναι και η τιμή του κέρδους ανοικτού βρόχου.
- Η τιμή του κέρδους ανοικτού βρόχου είναι ανάλογη του λόγου (W/L) των διαστάσεων των τρανζίστορ, δηλαδή ουσιαστικά του μήκους W των τρανζίστορ. Όσο πιο μεγάλη είναι η τιμή του μήκους των τρανζίστορ τόσο πιο μεγάλη είναι και η τιμή του κέρδους ανοικτού βρόχου.

Από τα παραπάνω προκύπτει το συμπέρασμα ότι κατά την σχεδίαση των κυκλωμάτων ενισχυτών πρέπει να βρεθούν κατάλληλες τιμές για το ρεύμα και τα πλάτη των τρανζίστορ έτσι ώστε να ικανοποιούνται όσο το δυνατόν καλύτερα οι απαιτήσεις ως προς την κατανάλωση ισχύος, το μέγεθος των παρασιτικών πυκνωτών και το κέρδος ανοικτού βρόχου.

Θόρυβος (Noise)

Ο όρος θόρυβος χρησιμοποιείται για να περιγράψει τις ανεπιθύμητες κυματομορφές που τείνουν να ενοχλούν και να παραμορφώνουν τις αναμενόμενες κυματομορφές ενός κυκλώματος. Ο θόρυβος περιορίζει τα επίπεδα σημάτων που μπορεί να επεξεργαστεί ένα κύκλωμα. Ο θόρυβος είναι μια τυχαία διαδικασία. Αυτό σημαίνει ότι η τιμή του θορύβου δεν μπορεί να προβλεφθεί. Ο μόνος τρόπος για να μοντελοποιηθεί ο θόρυβος είναι να μετρηθεί για μεγάλα χρονικά διαστήματα και με βάση αυτές τις μετρήσεις να δημιουργηθεί ένα στατιστικό μοντέλο. Στις περισσότερες περιπτώσεις, αυτό που μπορεί να προβλεφθεί και χαρακτηρίζει τον θόρυβο είναι η μέση ισχύς του θορύβου. Αν και υπάρχουν περιπτώσεις όπου για μια τυχαία διαδικασία να μην είναι δυνατή η πρόβλεψη της μέσης ισχύος της, ευτυχώς κάτι τέτοιο είναι πολύ σπάνιο.

Κάτι ακόμη πιο χρήσιμο είναι η μέτρηση του φάσματος του θορύβου που δείχνει την ισχύ του σήματος για κάθε συχνότητα και ονομάζεται "power spectral density" (PSD). Πιο συγκεκριμένα η PSD ($S_x(f)$) μιας κυματομορφής θορύβου $x(t)$ ορίζεται ως η μέση ισχύς του σήματος $x(t)$ σε ένα εύρος ζώνης 1 Hertz γύρω από την συχνότητα f . Αν υπολογιστεί η μέση ισχύς για διαφορετικές συχνότητες προκύπτει συνολικά η PSD. Το μοντέλο θορύβου που χρησιμοποιείται συχνότερα είναι ο "λευκός θόρυβος", για τον οποίο ισχύει ότι η ισχύς του θορύβου είναι η ίδια για όλες τις συχνότητες.

Στην ανάλυση κυκλωμάτων συνήθως πρέπει να ληφθούν υπόψιν πολλές διαφορετικές πηγές θορύβου. Ο θόρυβος που παράγεται από διαφορετικές πηγές θορύβου είναι "ασυσχέτιστος". Γι αυτό τον λόγο, για την εύρεση του συνολικού θορύβου χρησιμοποιείται η υπέρθεση της ισχύος των ασυσχέτιστων πηγών θορύβου.

Είδη θορύβου:

- **Θερμικός θόρυβος** : Συναντάται στις αντιστάσεις και στα MOS τρανζίστορ.

Η τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων σε έναν αγωγό δημιουργεί εναλλαγές στην τάση στα άκρα του αγωγού, ακόμη και αν το ρεύμα είναι μηδενικό. Το φάσμα του θερμικού θορύβου είναι ανάλογο της απόλυτης θερμοκρασίας. Ο θερμικός θόρυβος ενός αντιστάτη R μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μια πηγή τάσης σε σειρά με την αντίσταση, με φασματική πυκνότητα $S_u(f) = 4kTR$, $f \geq 0$, όπου k είναι η σταθερά Boltzmann και T η θερμοκρασία. Ανάλογα με την τοπολογία του κυκλώματος, ο θερμικός θόρυβος μπορεί να μοντελοποιηθεί και ως πηγή ρεύματος παράλληλα με την αντίσταση, με φασματική πυκνότητα ίση με $4kT/R$.

Επίσης τα MOS τρανζίστορ εμφανίζουν θερμικό θόρυβο, του οποίου η πιο σημαντική πηγή θορύβου είναι ο θόρυβος που δημιουργείται στο κανάλι. Μπορεί να αποδειχτεί ότι για MOS τρανζίστορ που λειτουργούν στον κορεσμό, ο θόρυβος του καναλιού μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν μια πηγή ρεύματος που συνδέεται ανάμεσα στην υποδοχή και την πηγή και η φασματική της πυκνότητα είναι ίση με $4kT\gamma g_m$, όπου γ είναι ένας συντελεστής που εξαρτάται από την τεχνολογία και το μέγεθος των τρανζίστορ. Επίσης η πηγή, η υποδοχή και η πύλη των MOS τρανζίστορ έχουν πεπερασμένη αντίσταση, η οποία προσθέτει θερμικό θόρυβο.

- **Flicker Noise (1/f noise)**: Αυτός ο θόρυβος οφείλεται στον κρύσταλλο του πυριτίου και δεν μπορεί εύκολα να προβλεφθεί.

Ο θόρυβος flicker μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μια πηγή τάσης σε σειρά με την πύλη του τρανζίστορ και με φασματική πυκνότητα ίση με $\frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f}$, όπου K είναι μια σταθερά που εξαρτάται από την κατασκευή. Από την σχέση για την φασματική πυκνότητα προκύπτει ότι ο θόρυβος μειώνεται όσο αυξάνονται οι διαστάσεις του τρανζίστορ και όσο αυξάνεται η συχνότητα. Επίσης παρατηρείται ότι τα PMOS τρανζίστορ εμφανίζουν μικρότερο flicker θόρυβο σε σχέση με τα NMOS.

- **Θόρυβος βολής (Shot noise)** : Σχετίζεται με την ροή ρεύματος και συναντάται στις διόδους, στα MOS τρανζίστορ και στα διπολικά τρανζίστορ.

Το ρεύμα σε μία ένωση p-n οφείλεται στην κίνηση των οπών από την περιοχή p και στην κίνηση των ηλεκτρονίων από την περιοχή n, τα οποία έχουν αρκετή ενέργεια έτσι ώστε να ξεπεράσουν το φράγμα της ένωσης. Το πέρασμα των σωματιδίων κατά μήκος της ένωσης μπορεί να χαρακτηριστεί ως μια τυχαία διαδικασία, η οποία εξαρτάται από την ενέργεια των σωματιδίων και την ταχύτητα που έχουν όταν περνάνε την ένωση. Γι αυτό τον λόγο το εξωτερικό ρεύμα που δημιουργείται αποτελείται ουσιαστικά από έναν μεγάλο αριθμό ανεξάρτητων τυχαίων παλμών ρεύματος. Το ρεύμα που προκύπτει έχει PSD ίση με $2 \cdot q \cdot I$, όπου q είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου και I είναι η μέση τιμή του ρεύματος.

Μια τελευταία παρατήρηση σε σχέση με τον θόρυβο είναι ότι επειδή χρησιμοποιούνται διαφορετικοί ενισχυτές και οι πηγές θορύβου των κυκλωμάτων είναι ασυσχέτιστες, η ισχύς του θορύβου των κυκλωμάτων διαφορετικών ενισχυτών είναι μεγαλύτερη σε σχέση με την ισχύ των απλών ενισχυτών.

Θόρυβος Ταλαντωτή (Oscillator Noise)

Ο θόρυβος μπορεί να επηρεάσει το πλάτος και την φάση εξόδου ενός ταλαντωτή. Παρ' όλα αυτά, συνήθως ένα κύκλωμα ταλαντωτή έχει κάποιον μηχανισμό μείωσης και σταθεροποίησης του πλάτους, γι αυτό και ο θόρυβος που αφορά το πλάτος δεν μας απασχολεί στην μελέτη των ταλαντωτών. Ο θόρυβος ο οποίος είναι σημαντικός και μελετάται είναι ο θόρυβος φάσης. Επίσης ο θόρυβος του πλάτους είναι ίσος με τον θόρυβο της φάσης και λόγω της παραπάνω διαπίστωσης προκύπτει ότι οι ταλαντωτές μπορούν να μειώσουν τον θόρυβο στο μισό.

Μετά από μελέτη των κυκλωμάτων ιδανικών ταλαντωτών ως προς τον θόρυβο, έχουν βρεθεί κάποιες σχέσεις για τον λόγο του θορύβου προς το σήμα (noise-to-signal ratio). Από τις σχέσεις αυτές προκύπτει ότι ο λόγος αυτός είναι αντιστρόφως ανάλογος με τον συντελεστή Q του πηνίου και της ενέργειας που καταναλώνεται. Γι αυτό τον λόγο, αν είναι επιθυμητή η μείωση του θορύβου πρέπει να αυξηθούν η τιμή του συντελεστή Q του πηνίου και του πλάτους του σήματος.

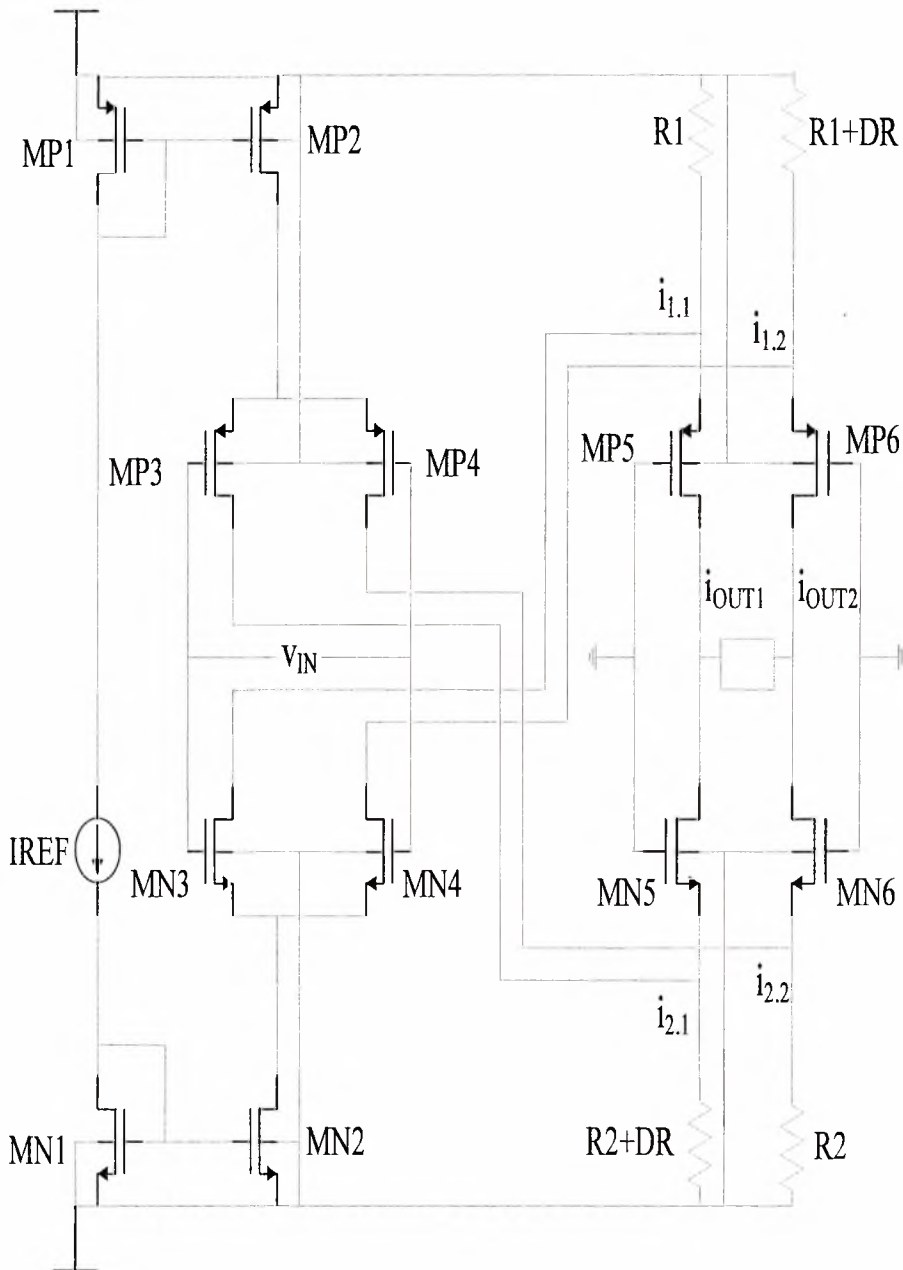
Σύμφωνα με αποτελέσματα προσομοιώσεων έχουν βρεθεί αντίστοιχα αποτελέσματα για τα πραγματικά κυκλώματα, τα οποία επαληθεύουν τους θεωρητικούς υπολογισμούς ως προς τον θόρυβο. Σύμφωνα με εμπειρικά αποτελέσματα ισχύουν τα ίδια συμπεράσματα για τον λόγο σήματος προς θόρυβο και στα πραγματικά κυκλώματα όπως και στα ιδανικά κυκλώματα. Μόνο που στην περίπτωση των πραγματικών κυκλωμάτων προστίθεται ακόμα ένας συντελεστής στον λόγο σήματος προς θόρυβο, ο οποίος έχει μετρηθεί εμπειρικά αλλά δεν έχει εξακριβωθεί ακόμη από τι εξαρτάται.

Η εμπέδιση του LC κυκλώματος του ταλαντωτή και το ρεύμα πόλωσης , καθορίζουν το πλάτος της ταλάντωσης. Για μια συγκεκριμένη τιμή της εμπέδισης του LC κυκλώματος , πρέπει να αντισταθμιστούν οι τιμές της κατανάλωσης ενέργειας και του πλάτους της ταλάντωσης. Αυτό συμβαίνει γιατί είναι επιθυμητή η μικρή κατανάλωση ενέργειας αλλά και η αύξηση στο πλάτος του σήματος η οποία έχει ως αποτέλεσμα την μείωση του θορύβου. Για να αυξηθεί το πλάτος και κατά συνέπεια να μειωθεί ο θόρυβος πρέπει να αυξηθεί και το ρεύμα πόλωσης. Αν όμως αυξηθεί το ρεύμα αυξάνεται και η κατανάλωση ισχύος , κάτι το οποίο δεν είναι επιθυμητό. Γι αυτό τον λόγο πρέπει να βρεθεί μια τιμή ρεύματος που να αντισταθμίζει τις δύο αυτές αντικρουόμενες παραμέτρους του κυκλώματος.

Η μέτρηση του θορύβου συνήθως γίνεται σε log κλίμακα ως προς το φέρον. Η μονάδα μέτρησης του θορύβου σε αυτή την περίπτωση αναφέρεται ως dBc/Hz ("decibels below the carrier per hertz") , που συνήθως συγκεκριμενοποιούνται ως προς ένα εύρος συχνότητας $\Delta\omega$ ως προς την συχνότητα ω_0 του φέροντος.

Low Voltage Oscillator

Πρώτη τοπολογία



Εικόνα 4: Low Voltage ενισχυτής διαγωγιμότητας

Ο ενισχυτής της Εικόνας 4 αποτελεί ένα διαφορικό ενισχυτή διαγωγιμότητας, ο οποίος συντίθεται από δύο στάδια.

1. Το πρώτο στάδιο (στάδιο εισόδου) αποτελείται από τα τρανζίστορ MN3, MN4, MP3, MP4 τα οποία είναι συνδεδεμένα σε τοπολογία CMOS διαφορικού ενισχυτή διαγωγιμότητας. Τα τρανζίστορ αυτά τροφοδοτούνται με

ρεύμα από δύο καθρέφτες ρεύματος, NMOS και PMOS αντίστοιχα, που αποτελούνται από τα τρανζίστορ MN1,MN2,MP1,MP2. Αυτοί οι καθρέφτες ρεύματος αντιγράφουν το ρεύμα της πηγής IREF. Η είσοδος του πρώτου σταδίου είναι το δυναμικό V_{IN} . Η έξοδος του πρώτου σταδίου είναι τα ρεύματα $i_{1,1}, i_{1,2}, i_{2,1}, i_{2,2}$.

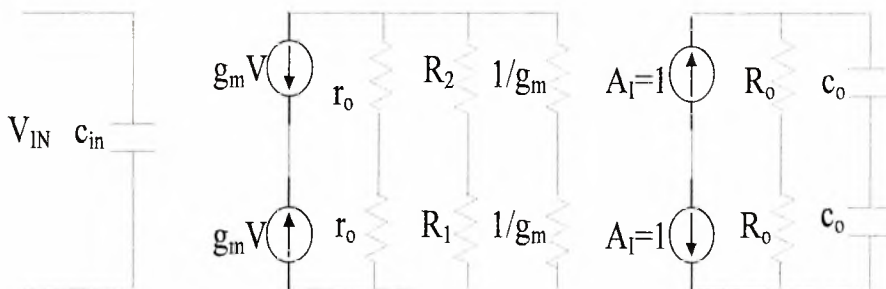
2. Το δεύτερο στάδιο του ενισχυτή (στάδιο εξόδου), αποτελείται από τα τρανζίστορ MN5,MN6,MP5,MP6. Τα τρανζίστορ αυτά συνδέονται έκαστο σε τοπολογία κοινής πύλης (common gate) και συνδυαζόμενα με τα τρανζίστορ MN3,MN4,MP3,MP4 -αντίστοιχα- του πρώτου σταδίου σχηματίζουν ισάριθμα στάδια cascode. Η είσοδος του δεύτερου σταδίου είναι τα ρεύματα $i_{1,1}, i_{1,2}, i_{2,1}, i_{2,2}$. Η έξοδος του δεύτερου σταδίου είναι το διαφορικό ρεύμα i_{OUT} .

Η τοπολογία cascode προσδίδει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα στο συνολικό κύκλωμα του ενισχυτή όπως αναλύεται ακολούθως:

- I. Μεγάλη αντίσταση εξόδου στο συνολικό ενισχυτή διαγωγιμότητας.
- II. Βελτιωμένη γραμμικότητα του συνολικού ενισχυτή διαγωγιμότητας, καθώς η αντίσταση εισόδου του δεύτερου σταδίου είναι μικρή και δεν επηρεάζει την λειτουργία του πρώτου διαφορικού ζεύγους.
- III. Αυξημένο εύρος ζώνης του συνολικού ενισχυτή καθώς ο πόλος ($1/RC$) στην έξοδο του πρώτου σταδίου μετακινείται σε υψηλές συχνότητες.

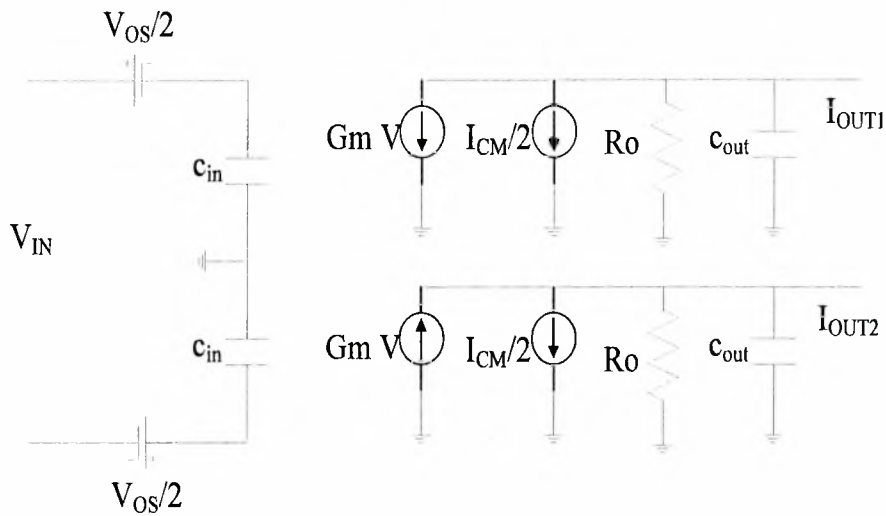
Τέλος χρησιμοποιούνται και τέσσερις αντιστάσεις, οι R_1, R_1+DR, R_2, R_2+DR . Η χρήση των αντιστάσεων βελτιώνει την συμπεριφορά του κυκλώματος ως εξής

- I. Αυξάνει το περιθώριο δυναμικού (voltage headroom) των MN5,MN6,MP5 και MP6 καθώς η πτώση τάσης στις αντιστάσεις είναι μικρότερη συγκρινόμενη με την πτώση τάσης σε MOSFET's, τα οποία συνδέονται ως πηγές ρεύματος σε τυπικές folded cascoded τοπολογίες. Η πτώση τάσης σε τέτοια MOSFET's θα μπορούσε να μειωθεί αυξάνοντας τον λόγο W/L αυτών. Ωστόσο κάτι τέτοιο αυξάνει την παρασιτική χωρητικότητα στην έξοδο του πρώτου σταδίου. Στο σημείο αυτό θα πρέπει να τονισθεί, ότι η χρήση των αντιστάσεων - αντί της κλασικής folded cascoded τοπολογίας με MOSFET's - έχει ένα μειονέκτημα, ήτοι προκαλεί μείωση του DC κέρδους του συνολικού ενισχυτή λόγω του διαιρέτη τάσης, που σχηματίζεται - στο ΙΚΑΣ του κυκλώματος- από το συνδυασμό των αντιστάσεων R_1, R_2 με τις αντιστάσεις εισόδου του δεύτερου (σταδίου) όπως φαίνεται στο ΙΚΑΣ της Εικόνας 5.



Εικόνα 5: ΙΚΑΣ του κυκλώματος

- II. Οι αντιστάσεις προσφέρουν την δυνατότητα αντιστάθμισης (trimming) των ρευμάτων I_{OS} και I_{CM} και κατά συνέπεια και της ανεπιθύμητης DC συνιστώσας του ρεύματος στην έξοδο. Με την χρήση και επιλογή κατάλληλων τιμών για τις αντιστάσεις R_1, R_2 υπάρχει η δυνατότητα να μηδενιστούν τα ρεύματα I_{CM} και αντίστοιχα με την επιλογή κατάλληλων τιμών για τις αντιστάσεις DR υπάρχει η δυνατότητα να μηδενιστούν τα ρεύματα I_{OS} .



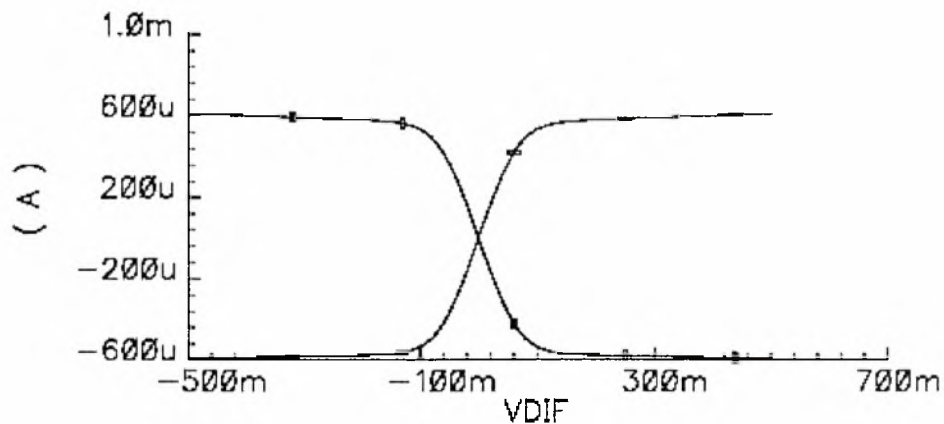
Εικόνα 6: Ισοδύναμο μοντέλο του ενισχυτή

Τα ρεύματα στην έξοδο δίνονται από τις σχέσεις (9) και (10) και είναι ίσα με

$$I_{OUT1} = G_m \cdot V_{DIFF} - I_{OS} + \frac{I_{CM}}{2} \text{ και } I_{OUT2} = -G_m \cdot V_{DIFF} + I_{OS} + \frac{I_{CM}}{2} .$$

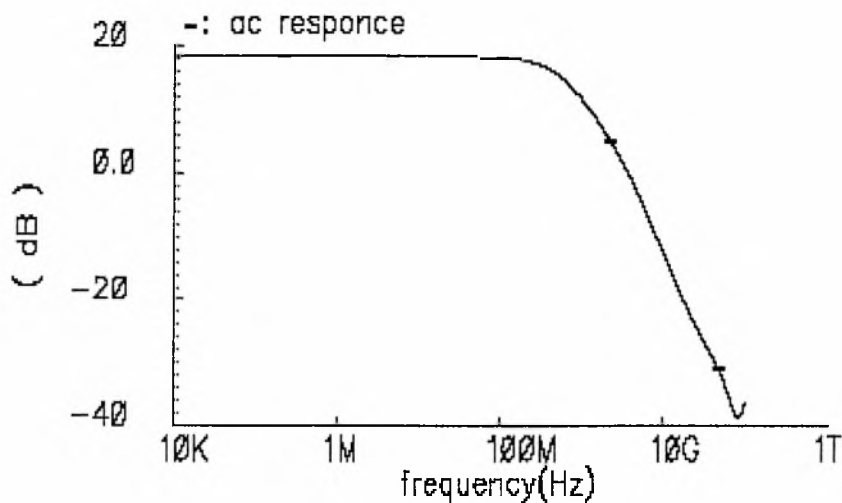
Το κύκλωμα της Εικόνας 6 με αντισταθμισμένα τα I_{OS} και I_{CM} απλοποιείται όπως παρουσιάζεται στην Εικόνα 9. Η DC ανάλυση του εν λόγω κυκλώματος παρουσιάζεται στην Εικόνα 7.

DC Response



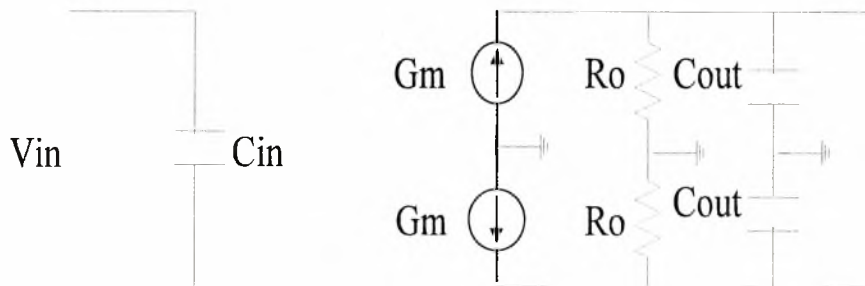
Εικόνα 7: DC απόκριση του κυκλώματος

Η έξοδος του ενισχυτή είναι ίδια με αυτή ενός κυκλώματος μιας σταθεράς χρόνου. Αυτό επιβεβαιώνεται από την ac ανάλυση, που παρουσιάζεται στην Εικόνα 8. Οι προαναφερθείσες προσομοιώσεις έγιναν με αντίσταση φορτίου $R_L=1 \text{ K}\Omega$, ρεύμα τροφοδοσίας $I_{REF}=1\text{mA}$, τα μήκη όλων των τρανζίστορ είναι ίσα και ίσα με $L=0.35\mu$, τα πλάτη των τρανζίστορ MN3, MN4 είναι $W=120\mu$, των τρανζίστορ MP3, MP4 είναι $W=360\mu$, των τρανζίστορ MN5, MN6 είναι $W=100\mu$, των τρανζίστορ MP5, MP6 είναι $W=300\mu$ και τα πλάτη των n και p τρανζίστορ στους καθρέφτες ρεύματος είναι $W=10\mu$ και $W=30\mu$ αντίστοιχα. Οι τιμές των αντιστάσεων είναι $R_1=236.2 \text{ }\Omega$, $R_2=245 \text{ }\Omega$ και $DR=0 \text{ }\Omega$.



Εικόνα 8:ac απόκριση του ενισχυτή

Με χρήση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων μπορούν να υπολογιστούν η αντίσταση εξόδου και η χωρητικότητα εξόδου με χρήση του κυκλώματος της Εικόνας 9.



Εικόνα 9:Ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος του ενισχυτή

Με δεδομένη την αντίσταση φορτίου R_L , το ρεύμα φορτίου I_L υπολογίζεται όπως παρουσιάζεται στην (13), όπου R_o είναι η αντίσταση εξόδου όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 9. Η τιμή της διαγωγιμότητας μπορεί να βρεθεί γιατί είναι ίση με την κλίση της ευθείας που απεικονίζει την σχέση του ρεύματος εξόδου ως προς την είσοδο, είναι γενικά γνωστό ότι ισχύει η σχέση (14).

$$I_L = G_{m0} \cdot V \cdot \frac{R_o}{R_o + R_L} \quad (13)$$

$$G_m = \frac{dI}{dV} \quad (14)$$

Από την DC ανάλυση του κυκλώματος (Εικόνα 7) προκύπτει ότι η τιμή της διαγωγιμότητας είναι ίση με 18mA/V(για τις συγκεκριμένες τιμές που είχαν τα στοιχεία του κυκλώματος όταν έγινε η μέτρηση). Γνωρίζοντας ότι η τιμή της R_L

έχει τεθεί ίση με 1 KΩ, μετά από αντικατάσταση προκύπτει ότι η αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ είναι ίση με 3,625 KΩ. Στην συνέχεια, αφού υπολογίστηκε η αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ, μπορεί να υπολογιστεί και η παρασιτική του χωρητικότητα. Αν αντικατασταθεί η έξοδος με το μοντέλο μικρού σήματος προκύπτει ότι η απόκριση είναι ίδια με αυτή ενός βαθυπερατού κυκλώματος. Η σταθερά χρόνου είναι ίση με το γινόμενο της αντίστασης εξόδου του τρανζίστορ και του παρασιτικού πυκνωτή. Οπότε αν βρεθεί η συχνότητα “γονάτου” μπορεί να βρεθεί και η τιμή του παρασιτικού πυκνωτή. Πιο συγκεκριμένα, με χρήση της σχέσης (15) στην οποία είναι γνωστές οι τιμές των f και R_o και άρα μπορεί να υπολογιστεί και η τιμή του πυκνωτή C η οποία είναι περίπου ίση με 0.3pF.

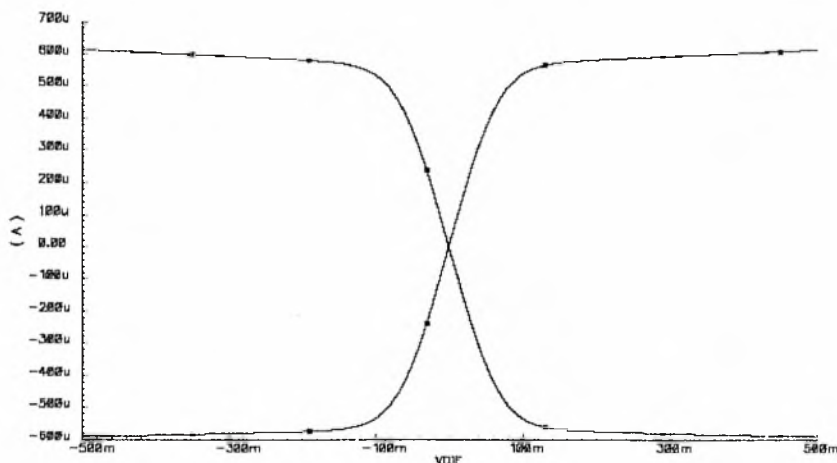
$$\tau = R_o \cdot C \Rightarrow 2 \cdot \pi \cdot f = \frac{1}{R_o C} \quad (15)$$

DC ανάλυση

Πριν από την εύρεση του σημείου λειτουργίας του κυκλώματος πρέπει να γίνει ένας βασικός έλεγχος ως προς το ρεύμα που αντιγράφεται από τους καθρέφτες ρεύματος. Τα τρανζίστορ στους καθρέφτες ρεύματος πρέπει να βρίσκονται στον κορεσμό και να αντιγράφουν το ρεύμα της πηγής ρεύματος με αρκετή ακρίβεια. Οι συγκεκριμένοι καθρέφτες ρεύματος που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα αντιγράφουν το ρεύμα των πηγών με ακρίβεια 90%. Ή αντίστροφα, υπάρχει ένα σφάλμα 10% στην αντιγραφή του ρεύματος της πηγής, από τους καθρέφτες ρεύματος.

Στην συνέχεια κατά την ανάλυση, πρέπει να βρεθούν τιμές για τις παραμέτρους του κυκλώματος έτσι ώστε το σημείο λειτουργίας (πόλωσης), για μηδενική τάση εισόδου να βρίσκεται στο μηδέν. Με άλλα λόγια πρέπει να βρεθούν τιμές για τις παραμέτρους του κυκλώματος με σκοπό να μηδενιστούν τα ρεύματα I_{OS} και I_{CM} .

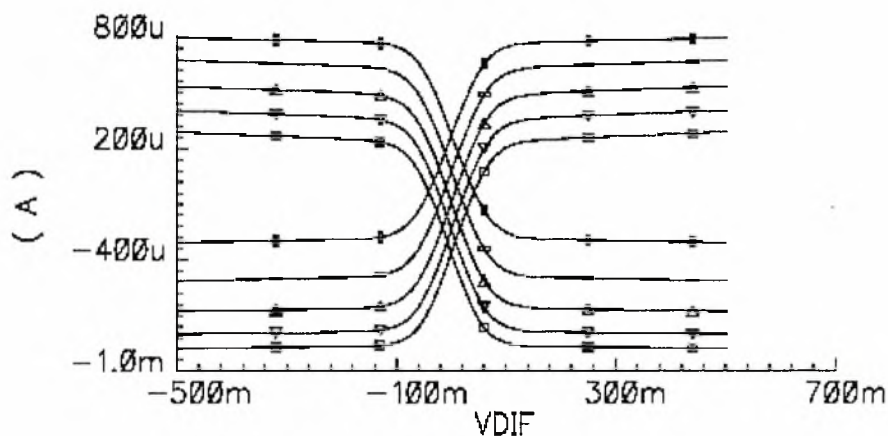
Αρχικά γίνεται προσομοίωση του κυκλώματος για ένα εύρος τιμών της διαφορικής τάσης εισόδου και την κοινή τάση εισόδου. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν από αυτή την προσομοίωση παρουσιάζονται στην Εικόνα 10.



Εικόνα 10: Τιμές ρευμάτων εξόδου του ενισχυτή ως προς την διαφορική και κοινή τάση εισόδου

Το σημείο πόλωσης του κυκλώματος όπως φαίνεται στην συνέχεια και από τις προσομοιώσεις μετακινείται στους άξονες x και y , όταν μεταβάλλονται οι τιμές των αντιστάσεων του κυκλώματος. Πιο συγκεκριμένα στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζεται η μεταβολή των τιμών των ρευμάτων στην έξοδο και η μετακίνηση του σημείου πόλωσης όταν μεταβάλλονται οι τιμές των αντιστάσεων του κυκλώματος. Οι παράμετροι ως προς τις οποίες μετρώνται τα ρεύματα εξόδου είναι οι R_1, R_2 και DR . Τα αποτελέσματα που προκύπτουν είναι τα εξής:

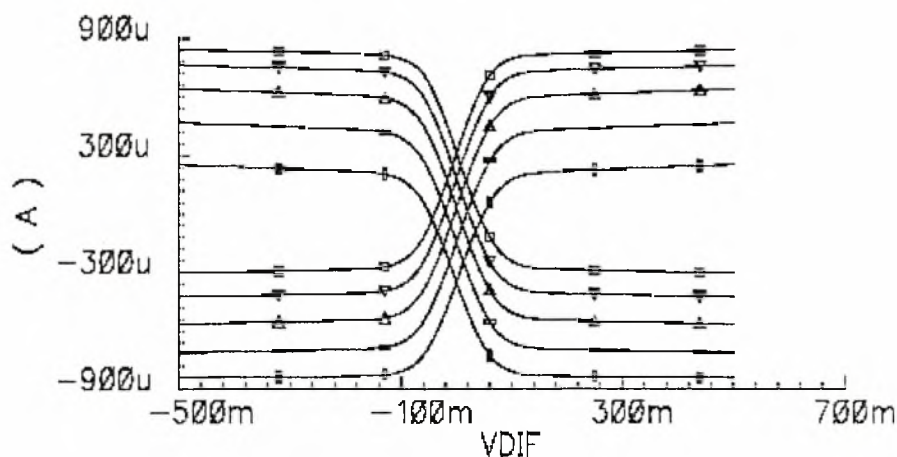
DC Response



Εικόνα 11: Τιμές ρευμάτων εξόδου του ενισχυτή για ένα εύρος τιμών διαφορικών τάσεων εισόδου και ένα εύρος τιμών της παραμέτρου R_1

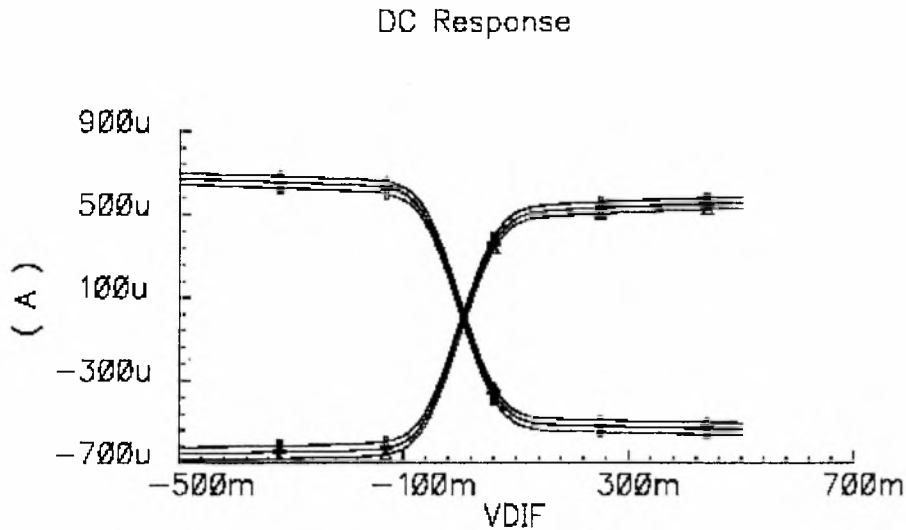
Σύμφωνα με τα αποτελέσματα που απεικονίζονται στην Εικόνα 11, καθώς μεταβάλλεται η τιμή της παραμέτρου R_1 το σημείο λειτουργίας μετακινείται πάνω στον άξονα y . Παρόμοια αποτελέσματα προκύπτουν και όταν μεταβάλλεται η τιμή της παραμέτρου R_2 , τα οποία επίσης επαληθεύονται και από την προσομοίωση του κυκλώματος και παρουσιάζονται στην Εικόνα 12.

DC Response



Εικόνα 12: Τιμές ρευμάτων εξόδου του ενισχυτή για ένα εύρος τιμών διαφορικών τάσεων εισόδου και ένα εύρος τιμών της παραμέτρου R_2

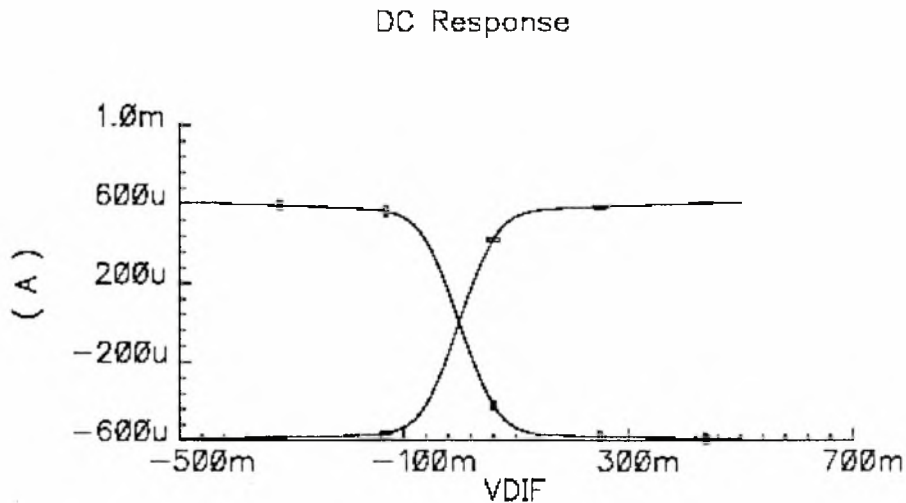
Στην συνέχεια , εάν μεταβληθεί η παράμετρος DR του κυκλώματος προκύπτει ότι το σημείο πόλωσης του κυκλώματος μετακινείται πάνω στον άξονα x. Αυτό το αποτέλεσμα επαληθεύεται σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και απεικονίζεται στην Εικόνα 13.



Εικόνα 13: Τιμές ρευμάτων εξόδου του ενισχυτή για ένα εύρος τιμών διαφορικών τάσεων εισόδου και ένα εύρος τιμών της παραμέτρου DR

Από τα παραπάνω αποτελέσματα απορρέει το συμπέρασμα ότι μπορούν να βρεθούν κατάλληλες τιμές των παραμέτρων R_1, R_2 και DR , έτσι ώστε να μετακινηθεί το σημείο πόλωσης και για μηδενική τάση στην είσοδο , τα ρεύματα στην έξοδο να είναι ίσα και ίσα με το μηδέν.

Οι τιμές που προκύπτουν ως οι καταλληλότερες σύμφωνα με τις μετρήσεις είναι $R_1=236.2 \text{ Ohm}$, $R_2= 245 \text{ Ohm}$ και $DR=0 \text{ Ohm}$. Γι αυτές τις τιμές των παραμέτρων(αντιστάσεων) , οι τιμές των ρευμάτων που μετρώνται στην έξοδο είναι $I_{OUT1}=I_{OUT2}=134\text{nA}$. Η τιμή της τάσης εισόδου είναι 1.6 V και του ρεύματος $I_{REF}=1\text{mA}$.



Εικόνα 14: DC απόκριση(ρεύματα εξόδου)

Στην συνέχεια οι ιδανικές αντιστάσεις αντικαθίστανται με τις μη-ιδανικές αντιστάσεις `rgnl2rf` της βιβλιοθήκης(AMS). Το μοντέλο της βιβλιοθήκης για αυτές τις αντιστάσεις έχει ως παραμέτρους για την κατασκευή των αντιστάσεων , το μήκος και το πλάτος τους. Για την μεταβολή των τιμών των αντιστάσεων , αλλάζει μόνο η τιμή L του μήκους τους και όχι και η τιμή W του πλάτους τους. Αυτό συμβαίνει γιατί παρατηρήθηκε ότι για την κατασκευή των τιμών των ωμικών αντιστάσεων που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα , εάν διατηρηθεί σταθερή η τιμή του πλάτους ($W=1\mu$) , οι τιμές για τα μήκη των αντιστάσεων χρειάζεται να είναι μέχρι $L=5\mu$. Αυτό το αποτέλεσμα είναι ικανοποιητικό ως προς τον περιορισμό που υπάρχει για τις διαστάσεις των αντιστάσεων , αφού το μήκος και το πλάτος τους δεν έχουν μεγάλη απόκλιση ως προς το μέγεθος.

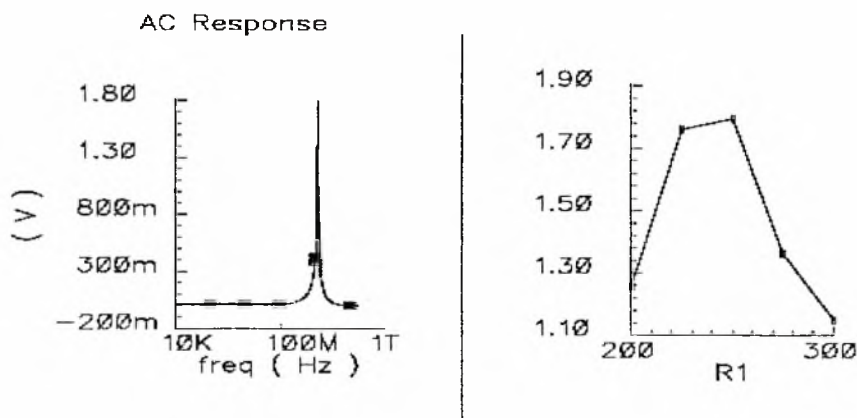
Αυτό που αρχικά παρατηρείται ως προς το σημείο λειτουργίας είναι ότι με την μεταβολή της παραμέτρου L και κατά συνέπεια και των τιμών των ωμικών αντιστάσεων , το σημείο λειτουργίας μετακινείται ως προς τους άξονες x και y με τον ίδιο τρόπο όπως και στην περίπτωση των ιδανικών αντιστάσεων. Το πρόβλημα που υπάρχει με τις μη-ιδανικές αντιστάσεις είναι ότι δεν μπορούν να έχουν τιμές ωμικών αντιστάσεων με οποιαδήποτε ακρίβεια. Αυτό το φαινόμενο δημιουργεί πρόβλημα στην προσπάθεια της μετακίνησης του σημείου λειτουργίας , έτσι ώστε να βρίσκεται στο σημείο $(0,0)$. Όπως προέκυψε από την ανάλυση για τις μη-ιδανικές αντιστάσεις , για κάποιες τιμές των αντιστάσεων και για μηδενική τάση στην είσοδο , η τιμή των ρευμάτων στην έξοδο γίνεται ικανοποιητικά μικρή. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα όταν οι μη-ιδανικές αντιστάσεις αντικατέστησαν τις ιδανικές για μηδενική τάση εισόδου , τα ρεύματα στην έξοδο είχαν μικρή τιμή αλλά όχι τόσο μικρή όπως στην περίπτωση όπου χρησιμοποιούνται ιδανικές αντιστάσεις. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι οι μη-ιδανικές αντιστάσεις μπορούν να έχουν συγκεκριμένες τιμές ανάλογα με το μέγεθός τους , και όχι οποιαδήποτε τιμή με συγκεκριμένη ακρίβεια.

ac ανάλυση

Αφού βρεθεί το σημείο λειτουργίας του κυκλώματος ακολουθεί η ac ανάλυση.

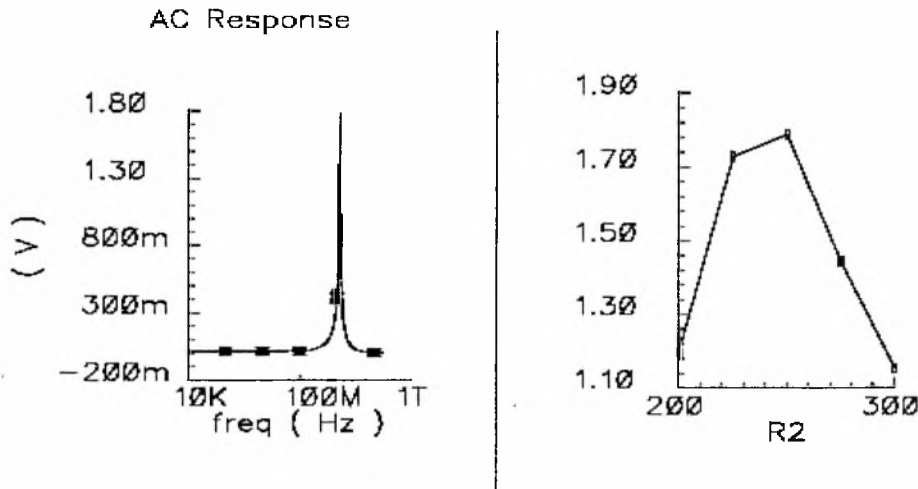
Αρχικά μετρώνται οι τιμές του κέρδους ανοικτού βρόχου για κάποιο εύρος τιμών των στοιχείων του κυκλώματος , όπως είναι οι αντιστάσεις και τα πλάτη των τρανζίστορ. Με βάση αυτές τις μετρήσεις επιλέγονται τιμές για τα στοιχεία του κυκλώματος οι οποίες να δίνουν επαρκές κέρδος ανοικτού βρόχου έτσι ώστε να εξασφαλιστεί ότι το κύκλωμα μπορεί να ταλαντώσει.

Αρχικά γίνεται ανάλυση του κέρδους ως προς την τιμή των αντιστάσεων και για να γίνει η ανάλυση χρησιμοποιούνται ιδανικές αντιστάσεις . Στις παρακάτω εικόνες φαίνεται το κέρδος ανοικτού βρόχου και η ac απόκριση του κυκλώματος ως προς τις ιδανικές αντιστάσεις.



Εικόνα 15: ac απόκριση και κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο R_1

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα που απεικονίζονται στην Εικόνα 15 το κέρδος ανοικτού βρόχου του κυκλώματος του ενισχυτή έχει την μεγαλύτερη τιμή του , που είναι περίπου ίση με 1.8 , για τιμές της αντίστασης R_1 ίσες με 225-250 Ohm.



Εικόνα 16: ac απόκριση και κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο R_2

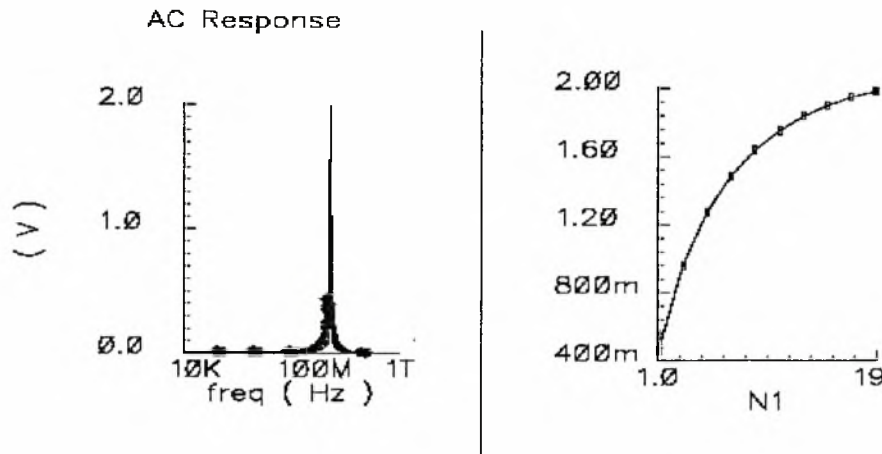
Τα αντίστοιχα αποτελέσματα ως προς την αντίσταση R_2 απεικονίζονται στην Εικόνα 16. Το κέρδος ανοικτού βρόχου έχει την μεγαλύτερη τιμή του , που και σε αυτή την περίπτωση είναι περίπου ίσο με 1.8 , για τιμές της αντίστασης R_2 ίσες με 225-250 Ohm.

Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα πρέπει να βρεθούν τιμές για τις τέσσερις αντιστάσεις έτσι ώστε να υπάρχει το επιθυμητό κέρδος σε συνδυασμό με ικανοποιητική DC απόκριση. Οι τιμές που επιλέγονται στην προκειμένη περίπτωση για τις αντιστάσεις είναι 236.2 Ohm για τις αντιστάσεις R_1 και 245 Ohm για τις αντιστάσεις R_2 . Οι τιμές που επιλέγονται δεν είναι απαραίτητα αυτές που δίνουν το μεγαλύτερο δυνατό κέρδος όπως συμβαίνει για παράδειγμα στην περίπτωση των τιμών της παραμέτρου R_2 . Αυτό συμβαίνει γιατί σε κάποιες περιπτώσεις η τιμή του κέρδους δεν είναι πολύ διαφορετική για ένα εύρος τιμών της παραμέτρου που εξετάζεται στην εκάστοτε περίπτωση . Συνήθως επιλέγεται μια επαρκής τιμή για το κέρδος , η οποία να είναι βέλτιστη ως προς το εκάστοτε αποτέλεσμα και σε συνδυασμό με τα αποτελέσματα που έχουν επιλεγεί κατά την DC ανάλυση. Για παράδειγμα , στην περίπτωση της ανάλυσης του κέρδους ως προς την παράμετρο R_2 , όπως φαίνεται στα παραπάνω αποτελέσματα , η μέγιστη τιμή του κέρδους προκύπτει για $R_2=250$ Ohm. Δεν επιλέγεται όμως αυτή η τιμή για την αντίσταση R_2 . Αυτό συμβαίνει γιατί η τιμή του κέρδους ανοικτού βρόχου είναι σχεδόν σταθερή και περίπου ίση με 1.8 για ένα εύρος τιμών αυτής της παραμέτρου και από αυτές τις τιμές επιλέγεται η καταλληλότερη σε συνδυασμό και με την DC ανάλυση.

Στην συνέχεια γίνεται ανάλυση του κέρδους ανοικτού βρόχου με παράμετρο τα πλάτη των οκτώ τρανζίστορ , δηλαδή όλων των τρανζίστορ εκτός από αυτά που ανήκουν στους καθρέφτες ρεύματος. Σε όλα τα κυκλώματα χρησιμοποιούνται τα μοντέλα των RF τρανζίστορ της βιβλιοθήκης. Η τιμή του μήκους των τρανζίστορ καθορίζεται από την τεχνολογία και στην προκειμένη περίπτωση είναι συγκεκριμένη και σταθερή και ίση με $L=0.35\mu$. Η τιμή του πλάτους των τρανζίστορ μπορεί να μεταβληθεί και χρησιμοποιείται σαν παράμετρος. Για τα τρανζίστορ της βιβλιοθήκης που έχουν επιλεγεί , για την τιμή του πλάτους υπάρχει το χαρακτηριστικό `number_of_gates` το οποίο μπορεί να λάβει ακέραιες τιμές και καθορίζει το πλάτος των τρανζίστορ. Αυτό το χαρακτηριστικό υπάρχει η δυνατότητα να πολλαπλασιαστεί με τις τιμές 5μ ή

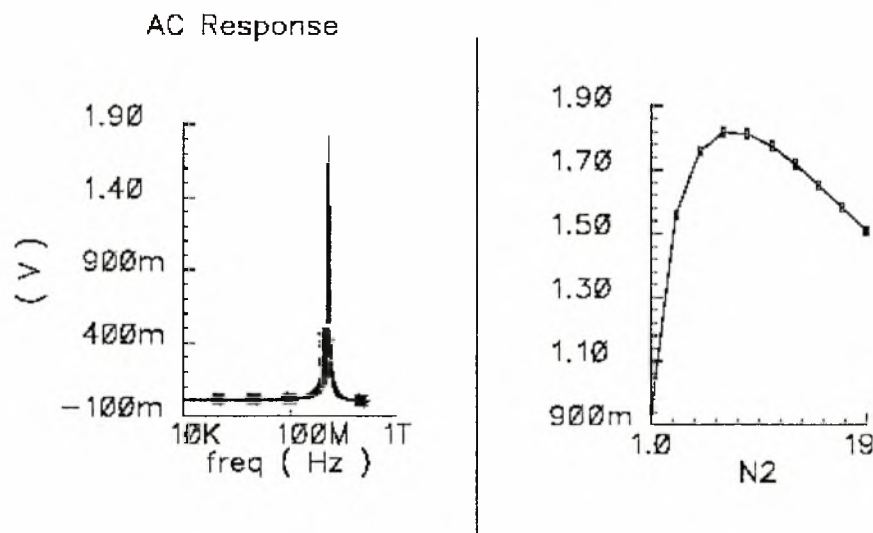
10u. Για την ανάλυση των κυκλωμάτων που γίνεται στην συνέχεια χρησιμοποιείται η τιμή 10u.

Στην Εικόνα 17 απεικονίζεται η ac ανάλυση και το κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο N_1 του πλάτους των τρανζίστορ MN3,MN4,MP3,MP4. Η παράμετρος N_1 λαμβάνει τις τιμές 1-19.



Εικόνα 17: ac απόκριση και κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο N_1

Στην Εικόνα 18 απεικονίζεται η ac ανάλυση και το κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο N_2 του πλάτους των τρανζίστορ MN5,MN6,MP5,MP6. Η παράμετρος N_2 λαμβάνει τις τιμές 1-19.



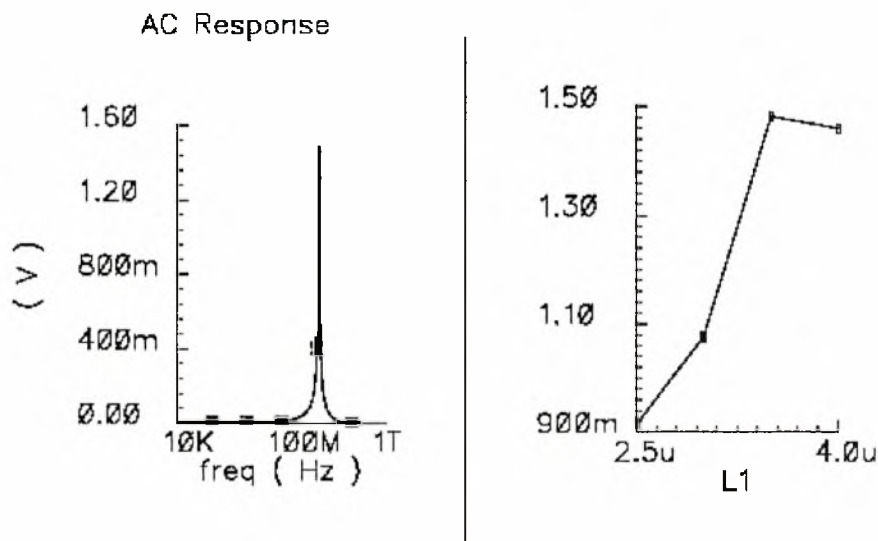
Εικόνα 18: ac απόκριση και κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο N_2

Όπου οι παράμετροι N_1 και N_2 είναι οι αντίστοιχες τιμές της παραμέτρου `number_of_gates` στο μοντέλο των τρανζίστορ για τα n τρανζίστορ και πολλαπλασιάζονται και επί τρία για τα p τρανζίστορ. Οι τιμές που επιλέχθηκαν ως βέλτιστες σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι $N_1=12$ και $N_2=10$. Δηλαδή, οι διαστάσεις των τρανζίστορ MN3,MN4 είναι $W=120u$ και

$L=0.35\mu$ και οι διαστάσεις των τρανζίστορ MP3,MP4 είναι $W=360\mu$ και $L=0.35\mu$. Οι διαστάσεις των τρανζίστορ MN5,MN6 είναι $W=100\mu$ και $L=0.35\mu$ και οι διαστάσεις των τρανζίστορ MP5,MP6 είναι $W=300\mu$ και $L=0.35\mu$. Οι διαστάσεις των η τρανζίστορ στον καθρέφτη ρεύματος είναι $W=10\mu$ και $L=0.35\mu$ και οι διαστάσεις των ρ τρανζίστορ στον καθρέφτη ρεύματος είναι $W=30\mu$ και $L=0.35\mu$.

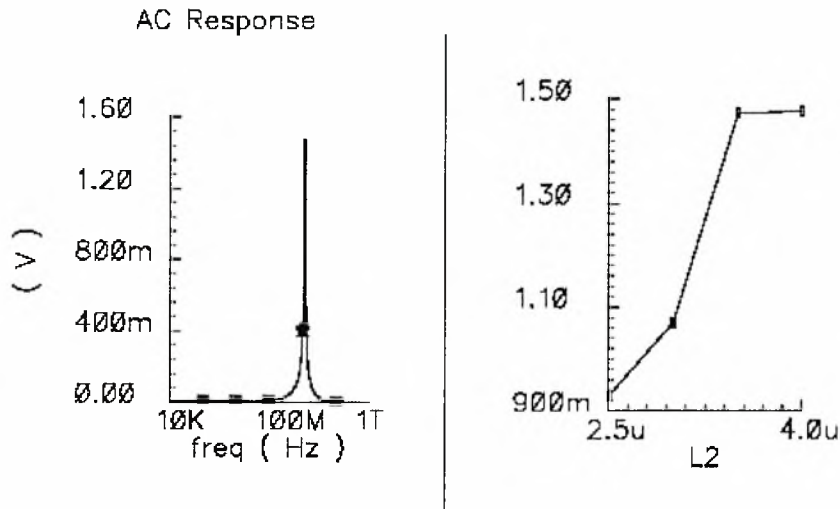
Αντικατάσταση των ιδανικών αντιστάσεων με μη-ιδανικές

Εάν οι ιδανικές αντιστάσεις αντικατασταθούν με τις μη-ιδανικές και μετρηθεί το κέρδος ανοικτού βρόχου, προκύπτει ότι η τιμή του κέρδους είναι μικρότερη παρόλο που οι τιμές των μη-ιδανικών ωμικών αντιστάσεων είναι περίπου ίσες με τις τιμές των ιδανικών αντιστάσεων. Ως παράμετρος στην μέτρηση είναι το μήκος L των αντιστάσεων. Πιο συγκεκριμένα η παράμετρος L_1 αντιστοιχίζεται στο μήκος των αντιστάσεων R_1 και η παράμετρος L_2 στο μήκος των αντιστάσεων R_2 . Στην Εικόνα 19 απεικονίζεται το κέρδος ανοικτού βρόχου όταν στο κύκλωμα χρησιμοποιούνται μη-ιδανικές αντιστάσεις.



Εικόνα 19: ac απόκριση και κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο L_1

Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα το κέρδος ανοικτού βρόχου του κυκλώματος του ενισχυτή έχει την μεγαλύτερη τιμή του, που είναι περίπου ίση με 1.5, για τιμές της παραμέτρου $L_1=2.5\mu-4\mu$. Ενδεικτικά, οι τιμές των ωμικών αντιστάσεων για αυτές τις τιμές της παραμέτρου είναι ίσες με $166.667\ \Omega$ ($W=1\mu$ και $L=2.5\mu$) και $266.667\ \Omega$ ($W=1\mu$ και $L=4\mu$).



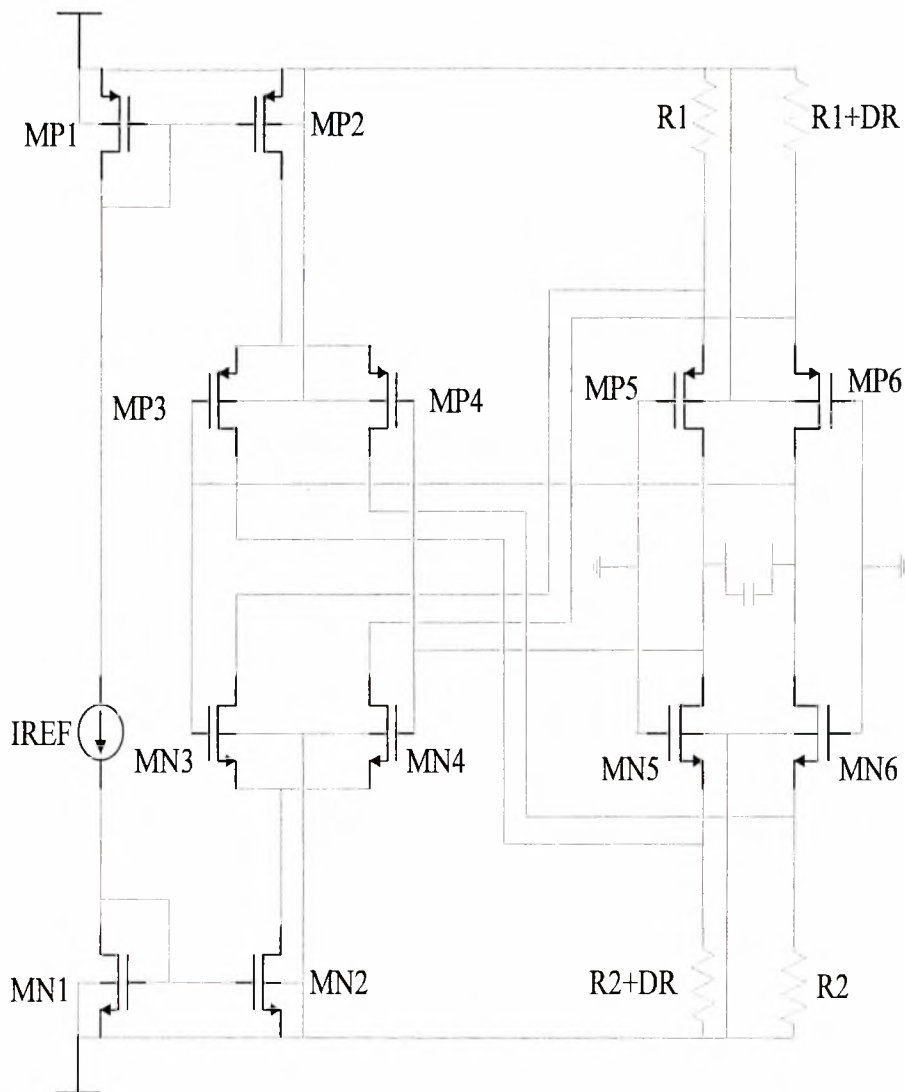
Εικόνα 20: ac απόκριση και κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο L_2

Η ανάλυση για ένα εύρος τιμών της αντίστασης R_2 παρουσιάζεται στην Εικόνα 20. Το κέρδος ανοικτού βρόχου έχει την μεγαλύτερη τιμή του, που και σε αυτή την περίπτωση είναι περίπου ίσο με 1.5, για τιμές της παραμέτρου $L_2=2.5u-4u$.

Οι τιμές που επιλέγονται ως βέλτιστες για τις παραμέτρους W, L_1, L_2 των μη-ιδανικών αντιστάσεων, σε συνδυασμό και με τα αποτελέσματα της DC ανάλυσης, είναι $W=1u$, $L_1=3.65u$, $L_2=3.8u$. Για αυτές τις τιμές των παραμέτρων οι τιμές των αντιστάσεων που προκύπτουν είναι $R_1=243.333 \text{ Ohm}$ και $R_2=253.333 \text{ Ohm}$. Η τιμή της παραμέτρου DR είναι ίση με 0 Ohm.

Κύκλωμα ανάδρασης

Το κύκλωμα ανάδρασης απεικονίζεται στην Εικόνα 21.



Εικόνα 21: κύκλωμα ανάδρασης

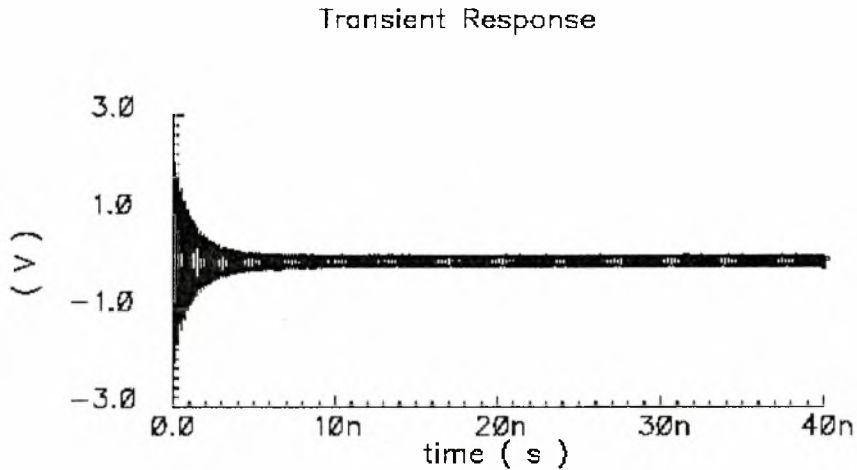
Η εξαρτημένη μεταβλητή εισόδου του κυκλώματος ανάδρασης είναι ίδια με την ανεξάρτητη μεταβλητή εξόδου του κυρίως ενισχυτή. Κατά συνέπεια η ανεξάρτητη μεταβλητή εισόδου του κυκλώματος ανάδρασης είναι το ρεύμα. Η εξαρτημένη μεταβλητή εξόδου του κυκλώματος ανάδρασης είναι η τάση.

Στο κύκλωμα της ανάδρασης γίνεται προσομοίωση των τάσεων στην έξοδο ως προς τον χρόνο από όπου φαίνεται ότι το κύκλωμα είναι ταλαντωτής και η συχνότητα που ταλαντώνει είναι ίση με 2.5GHz. Γι αυτήν την συχνότητα ταλάντωσης η χωρητικότητα του πυκνωτή του LC κυκλώματος είναι $C=1.3\text{pF}$. Το πηνίο του LC κυκλώματος που χρησιμοποιείται στο κύκλωμα ανήκει σε βιβλιοθήκη μη-ιδανικών πηνίων. Για την επιλογή του κατάλληλου πηνίου από τα έτοιμα μη-ιδανικά πηνία της βιβλιοθήκης πρέπει να ληφθεί υπόψιν ο συντελεστής ποιότητας Q του πηνίου για την επιθυμητή συχνότητα στην οποία πρέπει να λειτουργεί. Το συγκεκριμένο πηνίο σε συχνότητα 2.4GHz έχει συντελεστή ποιότητας $Q=9.3$ και επαγωγή ίση με $L=2.42\text{nH}$ και στην

προκειμένη περίπτωση κρίνεται ως το καταλληλότερο σε σύγκριση με τα υπόλοιπα πηνία της βιβλιοθήκης.

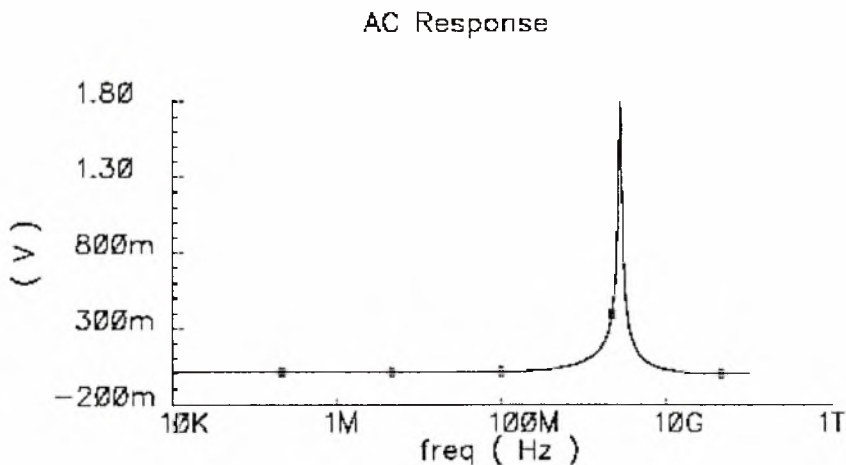
Από τις παραπάνω τιμές για τις παραμέτρους του πηνίου και με χρήση της σχέσης $Q=(L \cdot \omega_0) / R_s$ (12), μπορεί να υπολογιστεί προσεγγιστικά η αντίσταση R_s του πηνίου. Μετά από πράξεις προκύπτει ότι $R_s=3.9 \text{ Ohm}$.

Στην Εικόνα 22 απεικονίζεται η transient απόκριση του κυκλώματος του ταλαντωτή.



Εικόνα 22: transient ανάλυση του ταλαντωτή

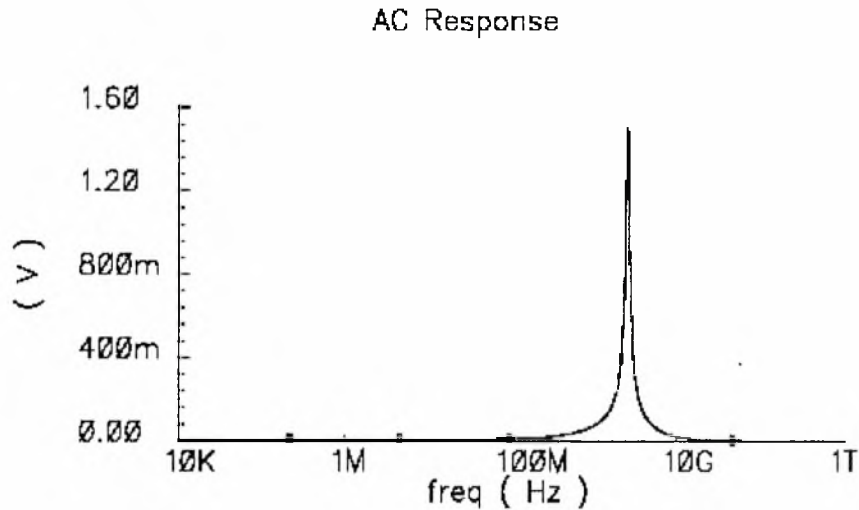
Στην Εικόνα 23 απεικονίζεται η ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου, όπου η συχνότητα στην κορυφή(δηλαδή στο σημείο συντονισμού) είναι ίση με 2.69GHz. Το κέρδος ανοικτού βρόχου είναι περίπου ίσο με 1.79.



Εικόνα 23: ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου

Στην συνέχεια αντικαθίστανται πάλι οι ιδανικές αντιστάσεις με μη-ιδανικές , με σκοπό να μετρηθούν και σε αυτή την εκδοχή του κυκλώματος η συχνότητα συντονισμού και το κέρδος ανοικτού βρόχου. Πρέπει να σημειωθεί ότι για την ac ανάλυση έχουν χρησιμοποιηθεί οι τιμές των μη-ιδανικών αντιστάσεων που έχουν επιλεγεί ως οι καλύτερες σύμφωνα με τα αποτελέσματα του συνδυασμού των ac και DC αναλύσεων.

Στην Εικόνα 24 απεικονίζεται η ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου , όπου η συχνότητα στην κορυφή(δηλαδή στο σημείο συντονισμού) είναι 2.55GHz. Το κέρδος ανοικτού βρόχου είναι περίπου ίσο με 1.5.

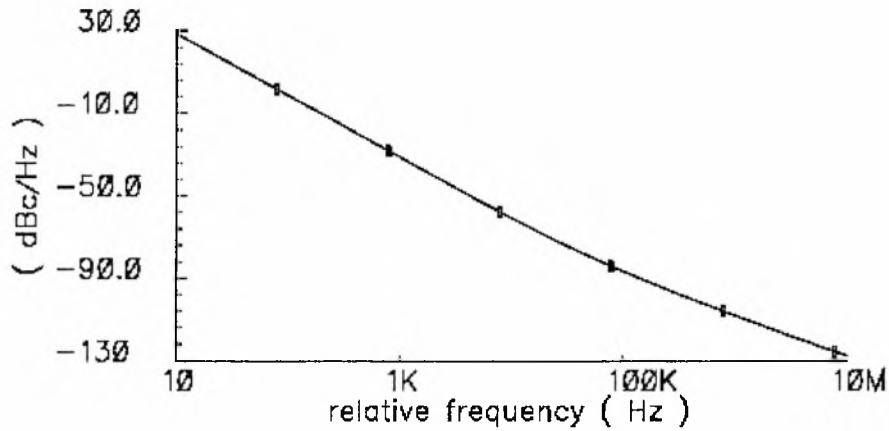


Εικόνα 24: ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου με μη-ιδανικές αντιστάσεις

Από τα παραπάνω αποτελέσματα προκύπτει το συμπέρασμα ότι η συχνότητα συντονισμού στην περίπτωση των μη-ιδανικών αντιστάσεων είναι μικρότερη από την αντίστοιχη συχνότητα για τις ιδανικές αντιστάσεις. Επίσης το κέρδος ανοικτού βρόχου στην περίπτωση των μη-ιδανικών αντιστάσεων είναι μικρότερο σε σχέση με το αντίστοιχο κέρδος για την περίπτωση όπου χρησιμοποιούνται ιδανικές αντιστάσεις.

Θόρυβος

Τέλος πρέπει να μετρηθεί ο θόρυβος του κυκλώματος. Η απόκριση του θορύβου απεικονίζεται στην Εικόνα 25.

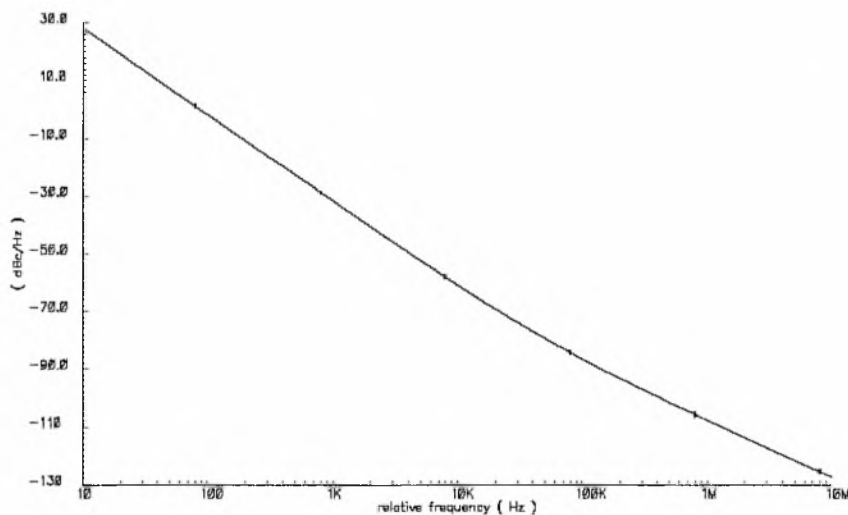


Εικόνα 25: απόκριση θορύβου με μη-ιδανικό πηνίο

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σε σχετική συχνότητα ίση με 1K , ο θόρυβος είναι -31.16 dBc/Hz.

Σε σχετική συχνότητα ίση με 600K , ο θόρυβος είναι -103.3 dBc/Hz.

Στην συνέχεια αντικαθίστανται οι ιδανικές αντιστάσεις από τις μη-ιδανικές αντιστάσεις και μετράται ο θόρυβος. Η απόκριση θορύβου όταν στο κύκλωμα χρησιμοποιούνται μη-ιδανικές αντιστάσεις απεικονίζεται στην Εικόνα 26.



Εικόνα 26: απόκριση θορύβου με μη-ιδανικό πηνίο και μη-ιδανικές αντιστάσεις

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σε σχετική συχνότητα ίση με 1K , ο θόρυβος είναι -31.8 dBc/Hz.

Σε σχετική συχνότητα ίση με 600K , ο θόρυβος είναι -103.3 dBc/Hz.

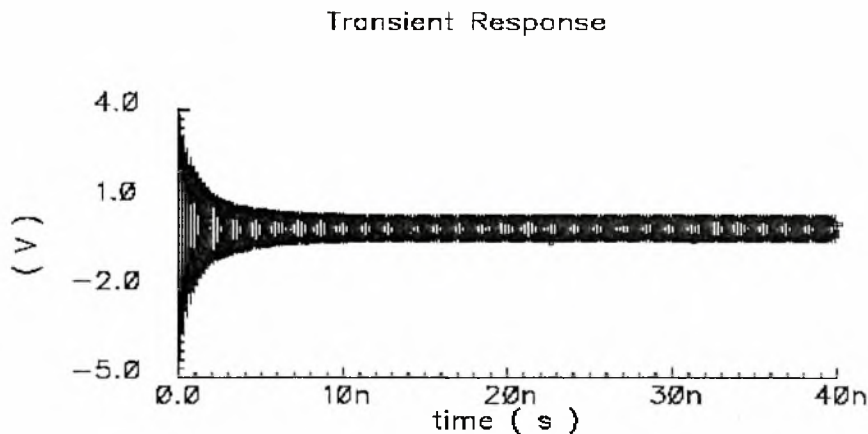
Από αυτό το αποτέλεσμα απορρέει το συμπέρασμα ότι ο θόρυβος του ταλαντωτή είναι σχεδόν ίδιος όταν στο κύκλωμα χρησιμοποιούνται ιδανικές αντιστάσεις και όταν χρησιμοποιούνται μη-ιδανικές αντιστάσεις.

Θόρυβος(ιδανικού πηνίου και ιδανικών αντιστάσεων)

Στην συνέχεια αντικαθίσταται το μη-ιδανικό πηνίο με ένα ιδανικό πηνίο , το οποίο θεωρητικά έχει άπειρο συντελεστή ποιότητας Q. Για την νέα εκδοχή του κυκλώματος μετρώνται το κέρδος ανοικτού βρόχου και ο θόρυβος του ταλαντωτή. Το ιδανικό πηνίο έχει επαγωγή $L=2.5nH$, οπότε για να ταλαντώνει το κύκλωμα σε συχνότητα $f=2.5GHz$ αλλάζει και η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή και γίνεται ίση με $C=1.2pF$. Επίσης επειδή το πηνίο είναι ιδανικό, προστίθεται και μια αντίσταση σε σειρά με το πηνίο ίση με $R_s=1 \Omega m$. Μπορεί προσεγγιστικά να υπολογιστεί ο συντελεστής ποιότητας του ιδανικού πηνίου σύμφωνα με την σχέση (12). Αν γίνει αντικατάσταση των τιμών $L=2.5nH$, $\omega_0=2 \cdot \pi \cdot f_0 = 15.7 \cdot 10^9$ και $R_s=1 \Omega m$, στην σχέση (12) προκύπτει ότι ο συντελεστής Q είναι ίσος με $Q=39.25$. Από αυτό το αποτέλεσμα προκύπτει ότι η τιμή του συντελεστή ποιότητας του ιδανικού πηνίου είναι μεγαλύτερη , περίπου τετραπλάσια , από την αντίστοιχη τιμή για τον συντελεστή ποιότητας του μη-ιδανικού πηνίου.

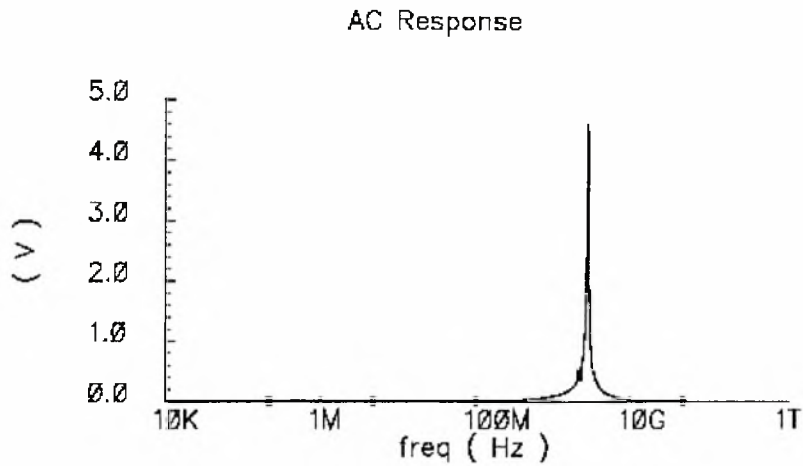
Οι τιμές των υπόλοιπων στοιχείων του κυκλώματος είναι οι ίδιες όπως και στην περίπτωση όπου στο κύκλωμα χρησιμοποιείται μη-ιδανικό πηνίο. Πιο συγκεκριμένα οι τιμές των αντιστάσεων , των μεγεθών των τρανζίστορ , του ρεύματος και της τάσης παραμένουν ίδιες.

Στην Εικόνα 27 απεικονίζονται τα αποτελέσματα της transient απόκρισης του κυκλώματος , στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται ιδανικό πηνίο και ιδανικές αντιστάσεις.



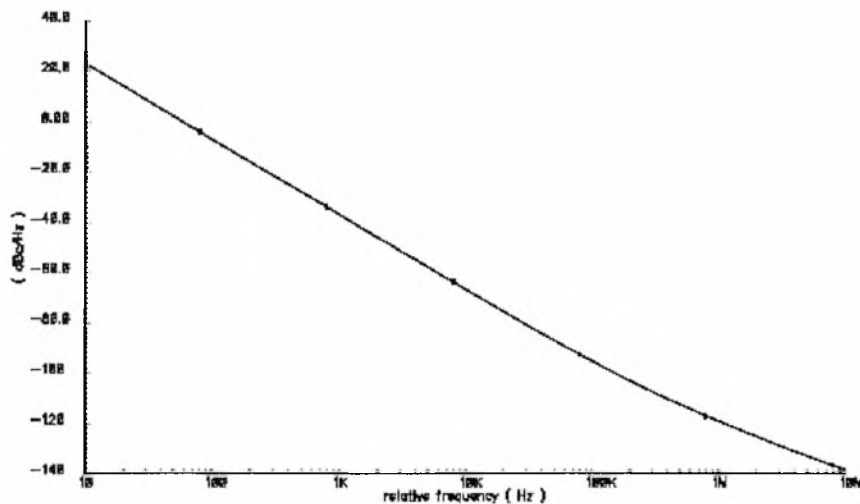
Εικόνα 27: transient ανάλυση του ταλαντωτή με ιδανικό πηνίο

Η συχνότητα ανοικτού βρόχου του κυκλώματος είναι ίση με $f=2.7GHz$ και το κέρδος ανοικτού βρόχου είναι ίσο με 4.5. Η ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου απεικονίζεται στην Εικόνα 28.



Εικόνα 28: ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου με ιδανικό πηνίο

Στην συνέχεια γίνεται μέτρηση του θορύβου στο κύκλωμα με το ιδανικό πηνίο. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κυκλώματος ως προς τον θόρυβο απεικονίζονται στην Εικόνα 29.



Εικόνα 29: απόκριση θορύβου με ιδανικό πηνίο

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σε σχετική συχνότητα ίση με 1K , ο θόρυβος είναι -36.79 dBc/Hz.

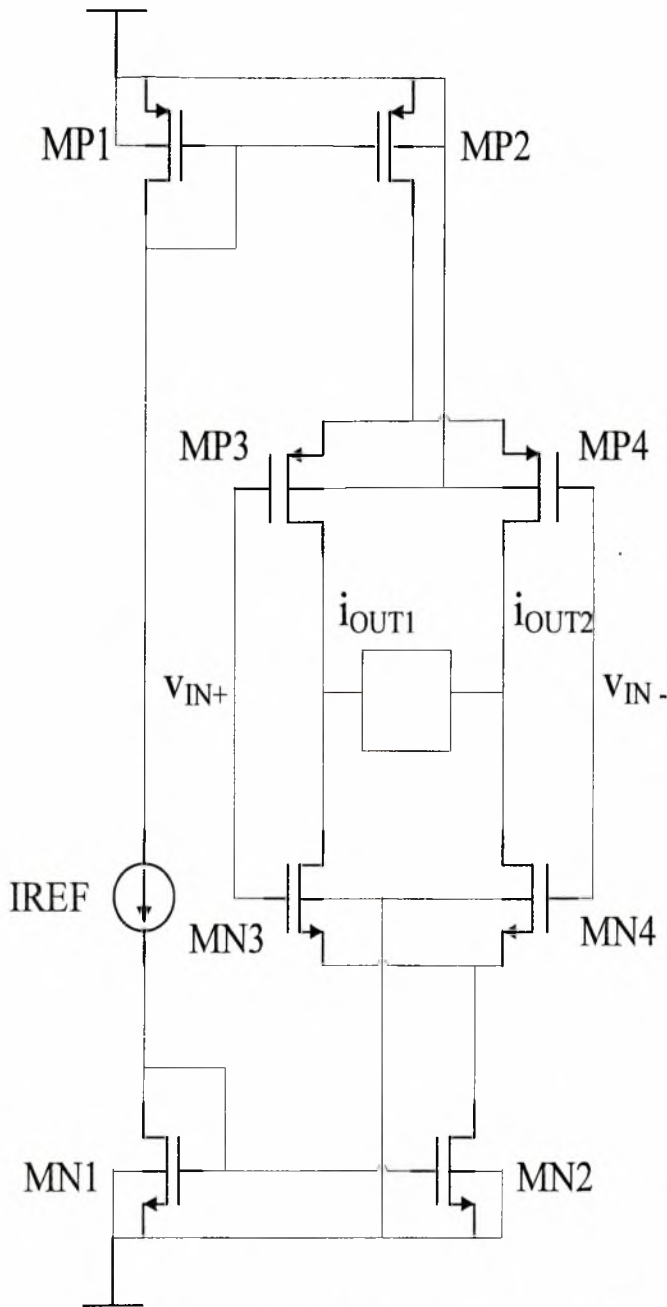
Σε σχετική συχνότητα ίση με 600K , ο θόρυβος είναι -114.2 dBc/Hz.

Από το παραπάνω αποτέλεσμα σε σύγκριση με το αποτέλεσμα για την τιμή του θορύβου στην περίπτωση που χρησιμοποιείται μη-ιδανικό πηνίο , προκύπτει το συμπέρασμα ότι η τιμή του θορύβου είναι καλύτερη στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται ιδανικό πηνίο.

Μια ακόμη διαφορά που υπάρχει ανάμεσα στα ιδανικά και στα μη-ιδανικά πηνία είναι ότι τα ιδανικά πηνία , ως προς το σχήμα τους , είναι συμμετρικά , ενώ τα μη-ιδανικά πηνία δεν είναι συμμετρικά. Αυτή η παράμετρος επηρεάζει επίσης των θόρυβο και συγκεκριμένα τα ιδανικά πηνία λόγω της συμμετρίας τους έχουν καλύτερη απόκριση θορύβου. [5]

Διαφορικός ταλαντωτής με δύο ζευγάρια NMOS PMOS

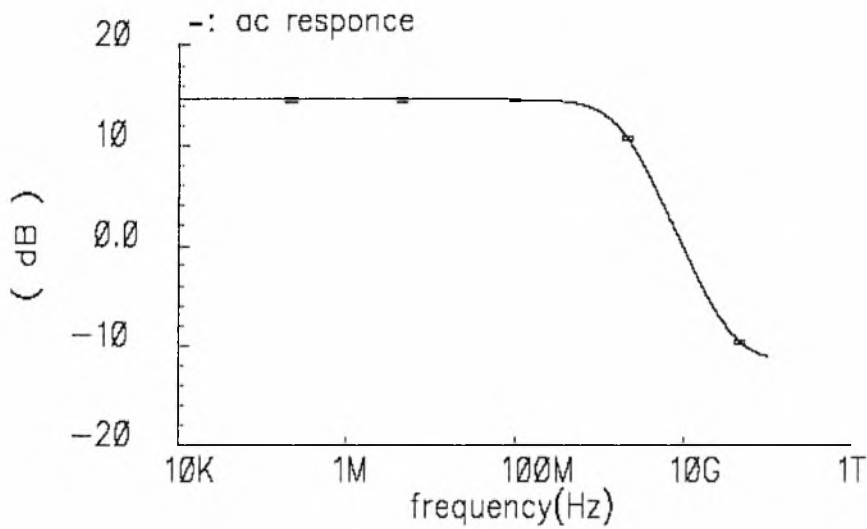
Δεύτερη τοπολογία



Εικόνα 30: NMOS PMOS ενισχυτής διαγωγιμότητας

Ο ενισχυτής της Εικόνας 30 αποτελείται από δύο ζευγάρια NMOS PMOS τρανζίστορ. Ο ενισχυτής αποτελείται από τα τρανζίστορ MN3, MN4, MP3, MP4, τα οποία είναι συνδεδεμένα σε τοπολογία κοινής πηγής (common source). Η είσοδος του ενισχυτή είναι η τάση v_{IN} . Η έξοδος του ενισχυτή είναι τα διαφορικά ρεύματα i_{OUT1} , i_{OUT2} . Στο κύκλωμα συμπεριλαμβάνονται επίσης τα τρανζίστορ MN1, MN2, MP1, MP2 τα οποία είναι συνδεδεμένα ως καθρέφτες ρεύματος και αντιγράφουν το ρεύμα της πηγής I_{REF} .

Η έξοδος του ενισχυτή είναι ίδια με αυτή ενός κυκλώματος μιας σταθεράς χρόνου. Η έξοδος του ενισχυτή απεικονίζεται στην Εικόνα 31.



Εικόνα 31:ac απόκριση του ενισχυτή

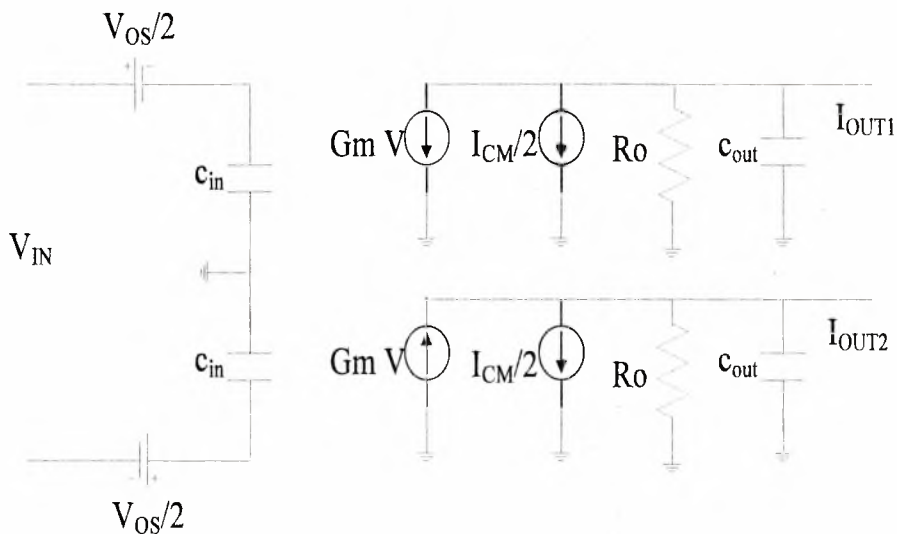
Με τον ίδιο τρόπο , όπως και για το προηγούμενο κύκλωμα , μπορούν να μετρηθούν η αντίσταση εξόδου και οι παρασιτικές χωρητικότητες. Σε αυτό το κύκλωμα η αντίσταση εξόδου του τρανζίστορ είναι περίπου ίση με 3 KOhm. Στην συνέχεια μπορεί να υπολογιστεί και η παρασιτική χωρητικότητα. Πιο συγκεκριμένα , με χρήση της (15)

$$\tau = R_o \cdot C \Rightarrow$$

$$2 \cdot \pi \cdot f = \frac{1}{R_o C} \quad (15)$$

Είναι γνωστές οι τιμές των f και R_o και άρα μπορεί να υπολογιστεί και η τιμή του πυκνωτή C η οποία είναι περίπου ίση με 0.04pF.

Το ισοδύναμο μοντέλο του ενισχυτή αυτής της τοπολογίας σχεδιάζεται στην παρακάτω Εικόνα 32 και είναι το ίδιο με το μοντέλο του ενισχυτή της πρώτης τοπολογίας.



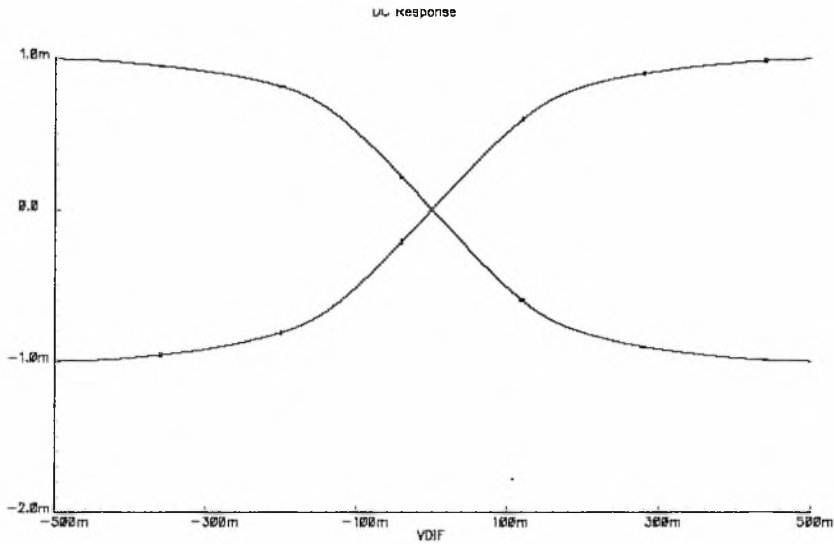
Εικόνα 32:Ισοδύναμο μοντέλο του ενισχυτή

Τα ρεύματα στην έξοδο δίνονται από τις σχέσεις (9) και (10) και είναι ίσα με

$$I_{OUT1} = G_m \cdot V_{DIFF} - I_{OS} + \frac{I_{CM}}{2} \quad \text{και} \quad I_{OUT2} = -G_m \cdot V_{DIFF} + I_{OS} + \frac{I_{CM}}{2} .$$

Το μειονέκτημα αυτής της τοπολογίας του ενισχυτή είναι ότι δεν είναι εύκολο να εξαλειφθούν τα ρεύματα I_{OS} και I_{CM} .

Η DC ανάλυση του εν λόγω κυκλώματος παρουσιάζεται στην Εικόνα 33.



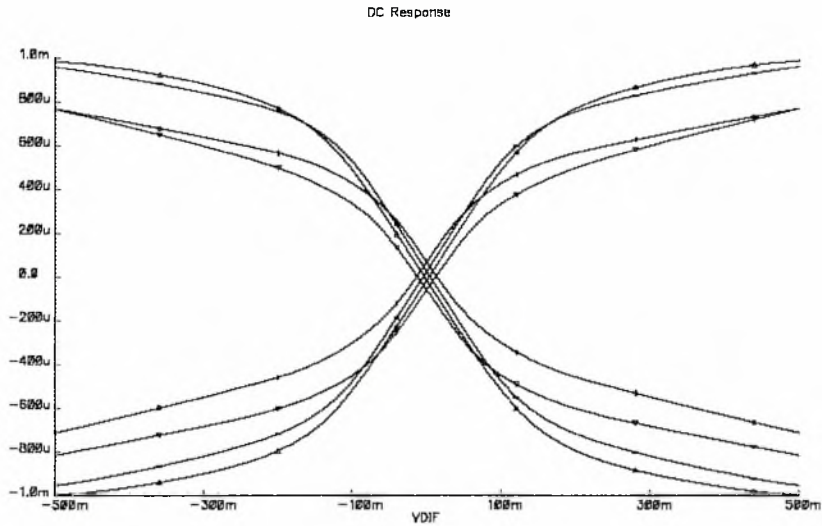
Εικόνα 33: DC απόκριση(ρεύματα εξόδου)

Οι προαναφερθείσες προσομοιώσεις έγιναν με αντίσταση φορτίου $R_L = 1\text{K}\Omega$ και ρεύμα $I_{REF}=1\text{mA}$. Τα μήκη των τρανζίστορ είναι όλα ίσα και ίσα με $L=0.35\mu$, τα πλάτη των τρανζίστορ MN3,MN4 είναι ίσα με $W=30\mu$ και τα πλάτη των τρανζίστορ MP3,MP4 αντίστοιχα είναι τριπλάσια, δηλαδή ίσα με $W=90\mu$. Τα η τρανζίστορ στον καθρέφτη ρεύματος έχουν πλάτη ίσα με $W=10\mu$ και τα η τρανζίστορ στον καθρέφτη ρεύματος έχουν πλάτη ίσα με $W=30\mu$.

DC ανάλυση

Αρχικά πρέπει να γίνει έλεγχος για το πόσο καλά αντιγράφεται το ρεύμα από τους καθρέφτες ρεύματος. Το ρεύμα αντιγράφεται με ακρίβεια 99%. Με άλλα λόγια, υπάρχει σφάλμα 1% στην αντιγραφή του ρεύματος.

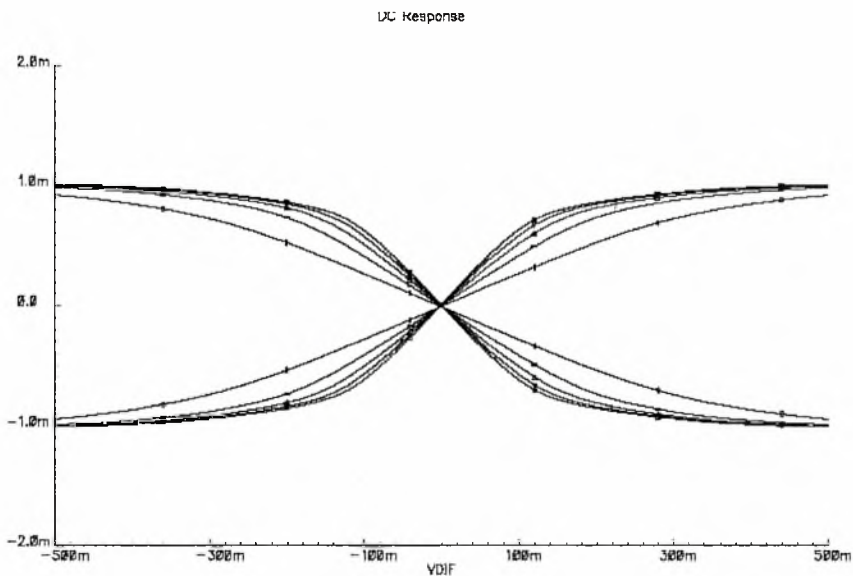
Στην Εικόνα 34 απεικονίζονται τα ρεύματα στην έξοδο για κάποιο εύρος τιμών της διαφορικής τάσης εισόδου και την κοινής τάσης εισόδου.



Εικόνα 34: Τιμές ρευμάτων εξόδου του ενισχυτή ως προς την διαφορική και κοινή τάση εισόδου

Στην συνέχεια μετράται η απόκριση των ρευμάτων στην έξοδο για ένα εύρος τιμών της διαφορικής τάσης εισόδου και για ένα εύρος τιμών του πλάτους W των τρανζίστορ MN3,MN4,MP3,MP4. Για την μεταβολή του πλάτους των τρανζίστορ , επειδή και σε αυτό το κύκλωμα χρησιμοποιούνται τα μοντέλα των RF τρανζίστορ , μεταβάλλεται η παράμετρος number_of_gates αυτών των μοντέλων. Αυτή η παράμετρος έχει την δυνατότητα να πολλαπλασιαστεί με τις τιμές 5u ή 10u και στην προκειμένη περίπτωση επιλέγεται η τιμή 10u. Επίσης το πλάτος των PMOS τρανζίστορ είναι τριπλάσιο από το πλάτος των NMOS τρανζίστορ λόγω της διαφοράς στην κινητικότητα των οπών και των ηλεκτρονίων. Οπότε η παράμετρος που χρησιμοποιείται και πολλαπλασιάζεται με 10u για τα n τρανζίστορ και με 30u για τα p τρανζίστορ είναι η N_1 .

Στην Εικόνα 35 απεικονίζεται η απόκριση των ρευμάτων στην έξοδο για ένα εύρος τιμών της παραμέτρου N_1 .

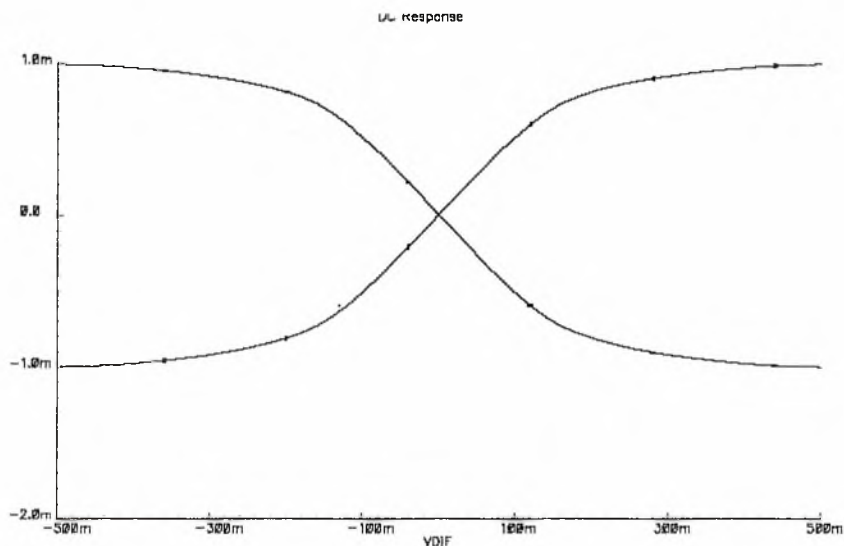


Εικόνα 35: Τιμές ρευμάτων εξόδου του ενισχυτή ως προς την διαφορική τάση εισόδου και την παράμετρο N_1

Για κάποιες τιμές της παραμέτρου N_1 έγινε μέτρηση των ρευμάτων στην έξοδο , πιο συγκεκριμένα:

- Για $N_1=3$ προκύπτει $I_{OUT1}=I_{OUT2}=4.4\mu$
- Για $N_1=5$ προκύπτει $I_{OUT1}=I_{OUT2}=7.5\mu$
- Για $N_1=7$ προκύπτει $I_{OUT1}=I_{OUT2}=9.2\mu$

Τελικά η τιμή της παραμέτρου N_1 που επιλέγεται ως βέλτιστη , σε συνδυασμό και με την ac ανάλυση που ακολουθεί , είναι $N_1=3$. Η DC απόκριση του κυκλώματος για τις τελικές τιμές των παραμέτρων που επιλέχθηκαν απεικονίζεται στην Εικόνα 36.



Εικόνα 36: DC απόκριση(ρεύματα εξόδου)

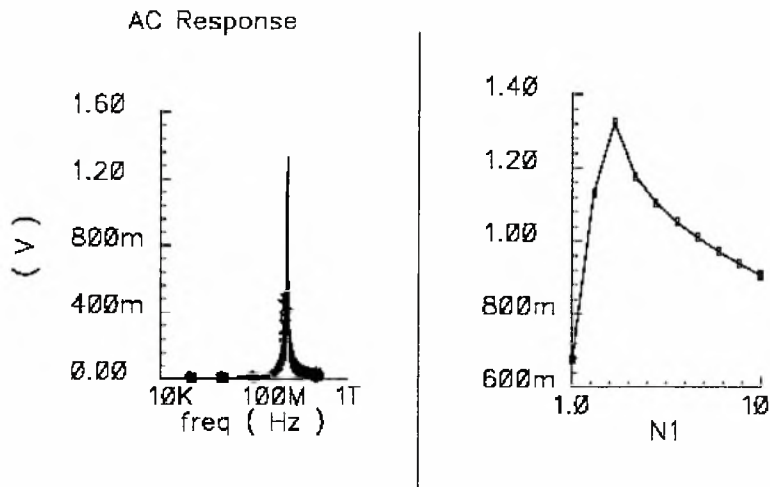
Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για μηδενική τάση στην είσοδο , στην έξοδο $I_{OUT1}=I_{OUT2} = 4.4\mu$.

Η τιμή της τάσης τροφοδοσίας του κυκλώματος είναι ίση με $VDC=2.5V$ και το ρεύμα είναι ίσο με $IREF=1mA$.

Στην συνέχεια γίνεται ανάλυση της απόκρισης για ένα εύρος συχνοτήτων και προσδιορισμός του κέρδους ανοικτού βρόχου ως προς το πλάτος των τρανζίστορ MN3,MN4,MP3,MP4.

ac ανάλυση

Στην Εικόνα 37 απεικονίζεται η ac ανάλυση και το κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο N_1 . Η παράμετρος N_1 λαμβάνει τις τιμές 1-10.



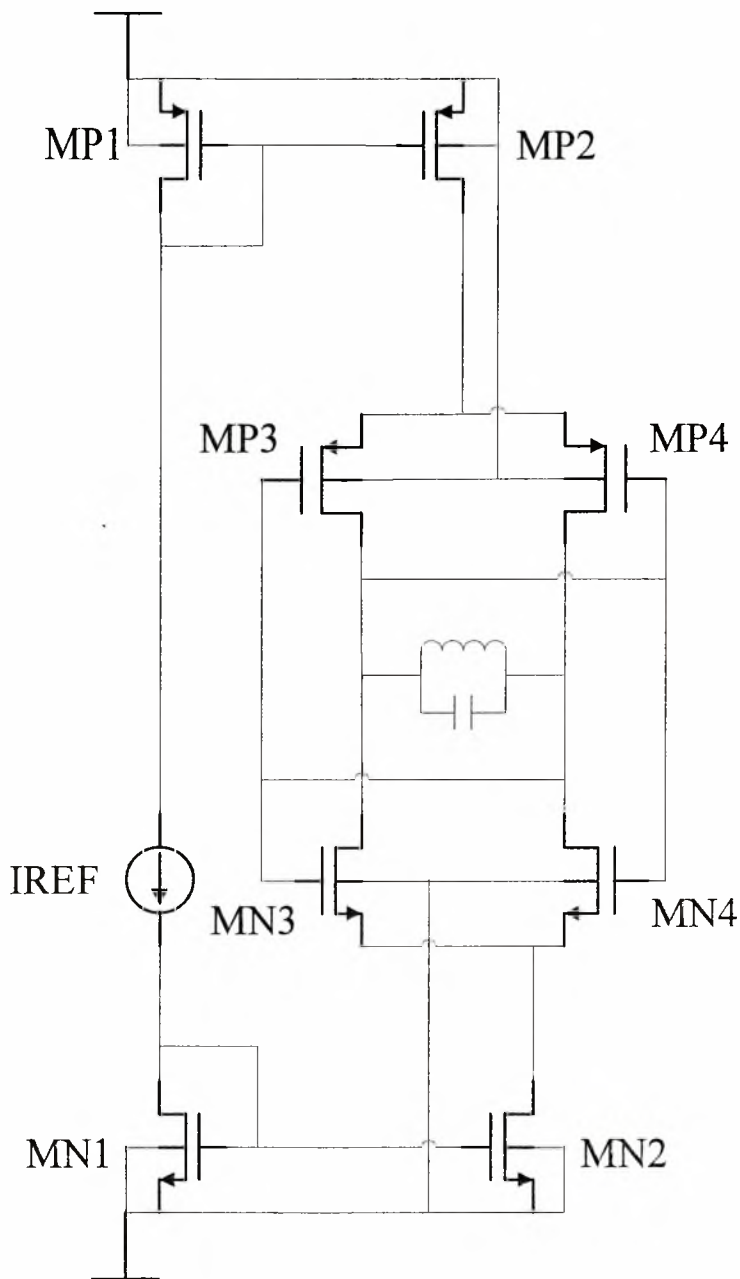
Εικόνα 37: ac απόκριση και κέρδος ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο N_1

Από την αναπαράσταση του κέρδους ανοικτού βρόχου ως προς την παράμετρο N_1 προκύπτει ότι η κορυφή της παράστασης του κέρδους αντιστοιχεί στην τιμή $N_1=3$, δηλαδή το κέρδος έχει την μέγιστη τιμή του για $N_1=3$. Άρα η τιμή που κρίνεται ως βέλτιστη για την παράμετρο N_1 και επιλέγεται, σε συνδυασμό και με τα αποτελέσματα της DC ανάλυσης, είναι $N_1=3$.

Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα τα τρανζίστορ MN3, MN4 έχουν μήκη $L=0.35\mu$ και πλάτη $W=30\mu$ και τα τρανζίστορ MP3, MP4 έχουν μήκη $L=0.35\mu$ και πλάτη $W=90\mu$. Τα η τρανζίστορ MN1, MN2 στους καθρέφτες ρεύματος έχουν μήκη $L=0.35\mu$ και πλάτη $W=10\mu$ και αντίστοιχα τα p τρανζίστορ MP1, MP2 έχουν μήκη $L=0.35\mu$ και πλάτη $W=30\mu$.

Κύκλωμα ανάδρασης

Το κύκλωμα του ταλαντωτή απεικονίζεται στην Εικόνα 38.

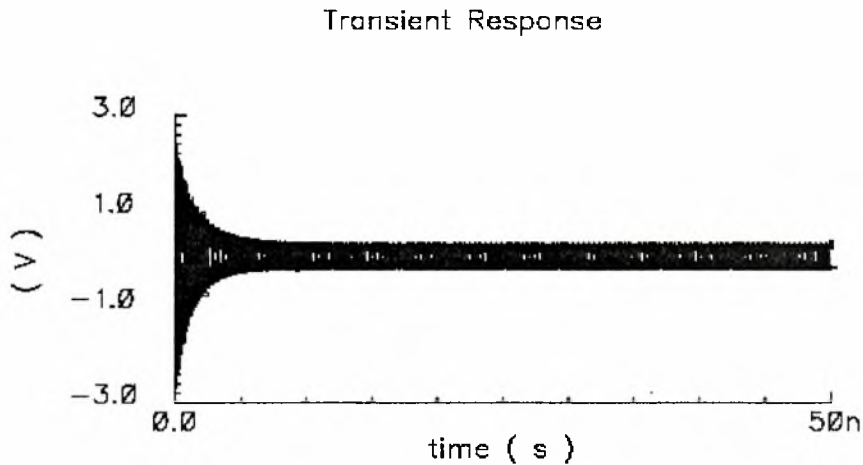


Εικόνα 38: κύκλωμα ταλαντωτή(κύκλωμα ανάδρασης)

Αρχικά γίνεται προσομοίωση της διαφορικής εξόδου του κυκλώματος ανάδρασης ως προς τον χρόνο. Το κύκλωμα ταλαντώνει σε συχνότητα 2.5GHz. Για αυτή την συχνότητα η χωρητικότητα του πυκνωτή είναι $C=1.5\text{pF}$. Το πηνίο που χρησιμοποιείται και σε αυτό το κύκλωμα είναι το ίδιο όπως και στο προηγούμενο κύκλωμα. Δηλαδή, είναι μη-ιδανικό πηνίο της βιβλιοθήκης το

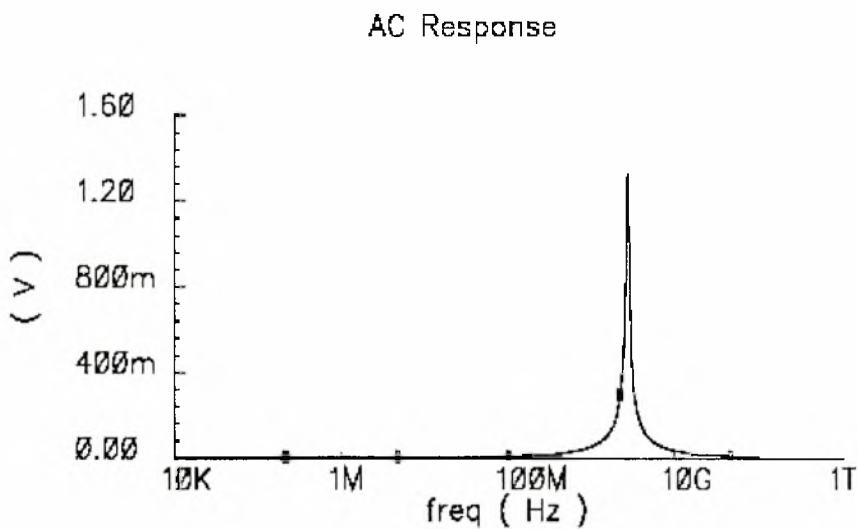
οποίο σε συχνότητα 2.4GHz έχει συντελεστή ποιότητας $Q=9.3$ και επαγωγή $L=2.42nH$.

Στην Εικόνα 39 απεικονίζεται η transient απόκριση του ταλαντωτή.



Εικόνα 39: transient ανάλυση του ταλαντωτή

Η ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου απεικονίζεται στην Εικόνα 40. Το κέρδος ανοικτού βρόχου είναι ίσο με 1.3.

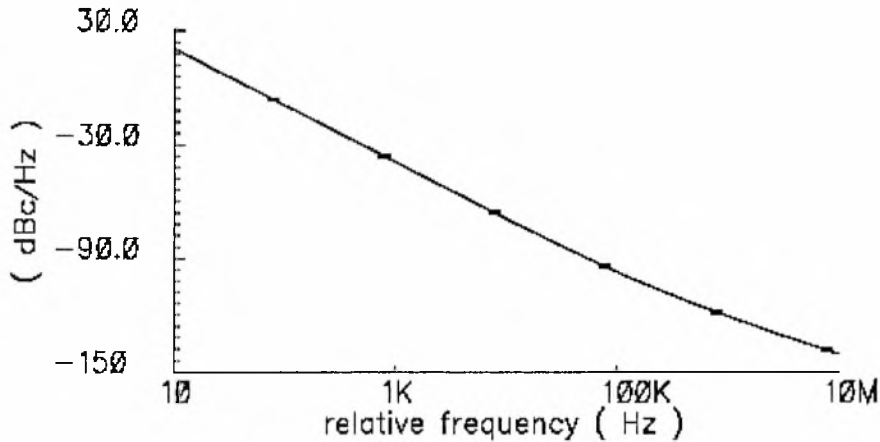


Εικόνα 40: ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου

Η συχνότητα του κυκλώματος ανοικτού βρόχου είναι ίση με 2.6GHz. Ενώ η συχνότητα ταλάντωσης είναι ίση με 2.5GHz. Άρα προκύπτει ότι η συχνότητα συντονισμού ανοικτού βρόχου είναι μεγαλύτερη από την συχνότητα ταλάντωσης.

Θόρυβος

Η απόκριση ως προς τον θόρυβο του κυκλώματος του ταλαντωτή απεικονίζεται στην Εικόνα 41.



Εικόνα 41: απόκριση θορύβου με πραγματικό πηνίο

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σε σχετική συχνότητα ίση με 1K , ο θόρυβος είναι -39.2dBc/Hz.

Σε σχετική συχνότητα ίση με 600K , ο θόρυβος είναι -115.9dBc/Hz

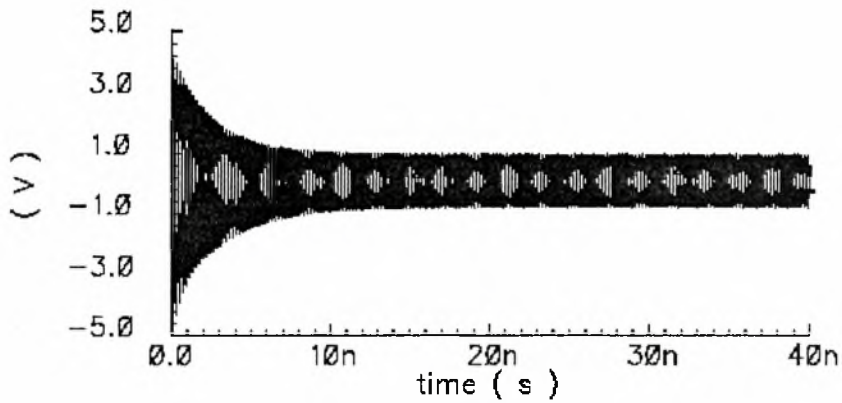
Θόρυβος(ιδανικού πηνίου)

Στην συνέχεια αντικαθίσταται το μη-ιδανικό πηνίο της βιβλιοθήκης με ιδανικό πηνίο , το οποίο θεωρητικά έχει άπειρο συντελεστή ποιότητας. Για αυτή την εκδοχή του κυκλώματος μετρώνται το κέρδος ανοικτού βρόχου και ο θόρυβος του ταλαντωτή. Η τιμή της επαγωγής του ιδανικού πηνίου είναι $L=2.5nH$, οπότε για να ταλαντώσει το κύκλωμα σε συχνότητα $f=2.5GHz$ η τιμή του πυκνωτή του LC κυκλώματος είναι ίση με $C=1.5pF$. Επίσης επειδή το πηνίο είναι ιδανικό , προστίθεται και μια αντίσταση σε σειρά με το πηνίο ίση με $R_s=1 Ohm$. Αν χρησιμοποιηθεί η σχέση (12) για να βρεθεί ο συντελεστής ποιότητας του ιδανικού πηνίου προκύπτει ότι η τιμή του είναι η ίδια με την τιμή που υπολογίστηκε για το προηγούμενο κύκλωμα ταλαντωτή της πρώτης τοπολογίας , δηλαδή $Q=39.25$.

Οι τιμές των υπόλοιπων στοιχείων του κυκλώματος είναι οι ίδιες όπως και στην περίπτωση όπου στο κύκλωμα χρησιμοποιείται μη-ιδανικό πηνίο. Πιο συγκεκριμένα οι τιμές των μεγεθών των τρανζίστορ , του ρεύματος και της τάσης παραμένουν ίδιες.

Η transient απόκριση του κυκλώματος απεικονίζεται στην Εικόνα 42.

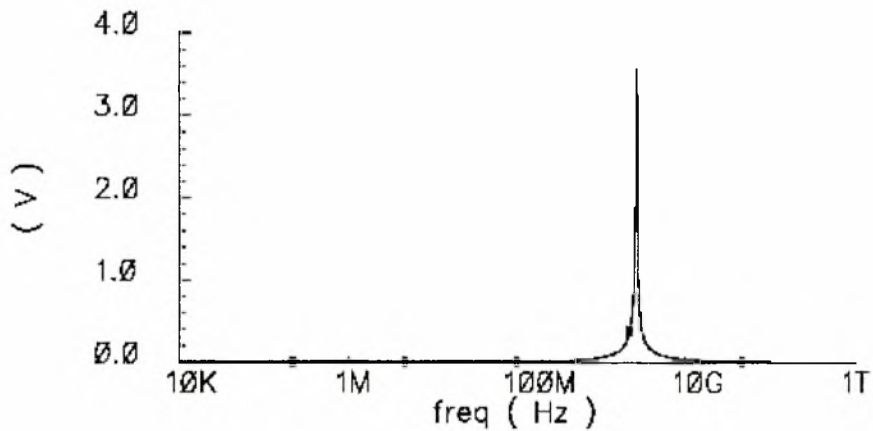
Transient Response



Εικόνα 42: transient ανάλυση του ταλαντωτή με ιδανικό πηνίο

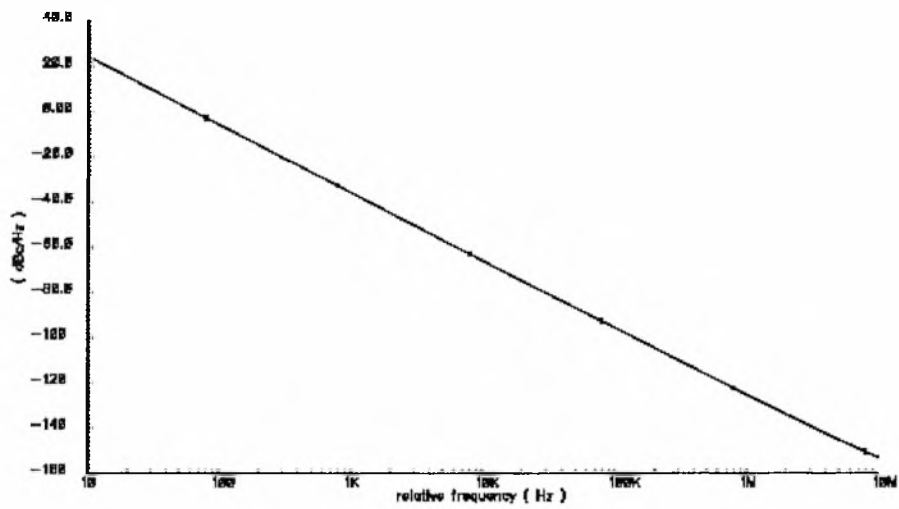
Η ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου απεικονίζεται στην Εικόνα 43. Η συχνότητα ανοικτού βρόχου του κυκλώματος είναι ίση με $f=2.55\text{GHz}$ και το κέρδος ανοικτού βρόχου είναι ίσο με 3.5.

AC Response



Εικόνα 43: ac απόκριση του κυκλώματος ανοικτού βρόχου με ιδανικό πηνίο

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ως προς την απόκριση θορύβου του κυκλώματος απεικονίζονται στην Εικόνα 44.



Εικόνα 44: απόκριση θορύβου με ιδανικό πηνίο

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα σε σχετική συχνότητα ίση με 1K , ο θόρυβος είναι -35.62dBc/Hz.

Σε σχετική συχνότητα ίση με 600K , ο θόρυβος είναι -118.7dBc/Hz.

Σύγκριση των δύο κυκλωμάτων

Στην συνέχεια θα γίνει σύγκριση των κυκλωμάτων των δύο τοπολογιών. Ως προς το κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας, για να γίνει η σύγκριση, θα χρησιμοποιηθεί η εκδοχή του κυκλώματος που περιλαμβάνει ιδανικές αντιστάσεις.

Τα κυκλώματα θα συγκριθούν ως προς:

- Την DC ανάλυση και το σημείο λειτουργίας
- Τάση τροφοδοσίας και ρεύμα
- Το κέρδος ανοικτού βρόχου
- Μεγέθη των τρανζίστορ και παρασιτικά
- Τον θόρυβο

DC ανάλυση και σημείο λειτουργίας των κυκλωμάτων

Η συμπεριφορά του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας είναι καλύτερη ως προς την DC ανάλυση σε σχέση με το κύκλωμα της δεύτερης τοπολογίας.

Αυτό συμβαίνει γιατί στο κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας υπάρχει η δυνατότητα αντιστάθμισης των ρευμάτων I_{OS} και I_{CM} , που οφείλεται στις αντιστάσεις του κυκλώματος.

Τάση τροφοδοσίας και ρεύμα

Για το κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας η τάση τροφοδοσίας είναι ίση με 1.6V και το ρεύμα ίσο με 1mA. Ενώ για το κύκλωμα της δεύτερης τοπολογίας η τάση τροφοδοσίας είναι ίση με 2.5V και το ρεύμα ίσο με 1mA. Αν και το ρεύμα αναφοράς έχει την ίδια τιμή και στα δύο κυκλώματα, η τάση τροφοδοσίας είναι μικρότερη για το κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας.

Επειδή για τα κυκλώματα που αναλύονται είναι επιθυμητό το ρεύμα και η τάση τροφοδοσίας να έχουν όσο το δυνατό χαμηλότερες τιμές, προκύπτει ότι το κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας είναι καλύτερο ως προς αυτές τις παραμέτρους.

Κέρδος ανοικτού βρόχου

Όταν στα δύο κυκλώματα χρησιμοποιούνται ιδανικά πηνία το κέρδος ανοικτού βρόχου του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας είναι ίσο με 4.5 και το αντίστοιχο κέρδος για το κύκλωμα της δεύτερης τοπολογίας είναι ίσο με 3.5.

Όταν στα δύο κυκλώματα χρησιμοποιούνται μη-ιδανικά πηνία το κέρδος ανοικτού βρόχου του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας είναι ίσο με 1.79 και το αντίστοιχο κέρδος για το κύκλωμα της δεύτερης τοπολογίας είναι ίσο με 1.3.

Το κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας έχει μεγαλύτερο κέρδος ανοικτού βρόχου σε σχέση με το δεύτερο κύκλωμα, είτε χρησιμοποιούνται ιδανικά είτε μη-ιδανικά πηνία.

Σύμφωνα με τα παραπάνω αποτελέσματα προκύπτει ότι το κέρδος ανοικτού βρόχου, και για τα δύο κυκλώματα, είναι μεγαλύτερο όταν χρησιμοποιείται

ιδανικό πηνίο. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το ιδανικό πηνίο έχει μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας Q σε σχέση με το μη-ιδανικό πηνίο.

Μεγέθη των τρανζίστορ και παρασιτικά

Όπως αναφέρθηκε, η τιμή των παρασιτικών χωρητικοτήτων των τρανζίστορ είναι ανάλογη του μεγέθους τους και για αυτό είναι επιθυμητό το πλάτος W των τρανζίστορ να είναι όσο το δυνατό μικρότερο. Τα πλάτη των τρανζίστορ του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας είναι μεγαλύτερα από τα αντίστοιχα πλάτη για τα τρανζίστορ του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας.

Κάτι ακόμη που επηρεάζει τις τιμές των παρασιτικών χωρητικοτήτων είναι το φαινόμενο Miller. Το στάδιο εξόδου του πρώτου κυκλώματος είναι ουσιαστικά σε τοπολογία κοινής πύλης (common gate) ενώ το στάδιο εξόδου του δεύτερου κυκλώματος είναι σε τοπολογία κοινής πηγής (common source). Στην τοπολογία κοινής πύλης, όπου η πύλη είναι γειωμένη, οι παρασιτικές χωρητικότητες C_{gd} και C_{gs} είναι γειωμένες. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ότι στο πρώτο κύκλωμα δεν υπάρχει το φαινόμενο Miller, ενώ το δεύτερο κύκλωμα παρουσιάζει το φαινόμενο Miller.

Οι παρασιτικές χωρητικότητες των τρανζίστορ επηρεάζουν την συχνότητα του κυκλώματος. Αυτό το αποτέλεσμα μπορεί να επαληθευτεί σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Η συχνότητα στην οποία ταλαντώνουν τα κυκλώματα είναι μικρότερη σε σχέση με την συχνότητα συντονισμού ανοικτού βρόχου. Αυτό το αποτέλεσμα προκύπτει γιατί όταν κλείνει ο βρόγχος προστίθενται παράλληλα οι παρασιτικές χωρητικότητες της εξόδου με τις παρασιτικές χωρητικότητες της εισόδου και κατά συνέπεια η συνολική χωρητικότητα αυξάνεται.

Κάτι αντίστοιχο συμβαίνει και όταν αντικαθίστανται τα ιδανικά πηνία με μη-ιδανικά. Τα μη-ιδανικά πηνία έχουν κάποιες παρασιτικές χωρητικότητες, με αποτέλεσμα να επηρεάζουν την συχνότητα.

Θόρυβος

Αρχικά γίνεται η σύγκριση των δύο τοπολογιών για την περίπτωση όπου χρησιμοποιούνται μη-ιδανικά πηνία. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων τα ποσοστά του θορύβου είναι καλύτερα για το κύκλωμα της δεύτερης τοπολογίας σε σχέση με το κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας σε σχετική συχνότητα ίση με $1K$ και σε σχετική συχνότητα ίση με $600K$.

Στην συνέχεια γίνεται σύγκριση των δύο τοπολογιών για την περίπτωση όπου χρησιμοποιούνται ιδανικά πηνία. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων σε σχετική συχνότητα ίση με $1K$ το κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας είναι καλύτερο ως προς την απόκριση θορύβου. Ενώ σε σχετική συχνότητα ίση με $600K$ το κύκλωμα της δεύτερης τοπολογίας είναι καλύτερο ως προς την απόκριση θορύβου.

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα, για το κύκλωμα της δεύτερης τοπολογίας, προκύπτει ότι σε σχετική συχνότητα ίση με $1K$ ο θόρυβος που μετράται είναι χειρότερος στην περίπτωση που χρησιμοποιείται ιδανικό πηνίο. Αυτό το αποτέλεσμα, βρέθηκε ότι οφείλεται στο κύκλωμα με το οποίο μοντελοποιείται το μη-ιδανικό πηνίο. Πιο συγκεκριμένα, αυτό το αποτέλεσμα οφείλεται στους παρασιτικούς πυκνωτές C_{ox1}, C_{ox2} που χρησιμοποιούνται για την μοντελοποίηση των μη-ιδανικών πηνίων.

Σύγκριση των δύο κυκλωμάτων με άλλα κυκλώματα ταλαντωτών

Το πρώτο προς σύγκριση κύκλωμα είναι ένας LC-VCO ταλαντωτής σε τεχνολογία CMOS , ο οποίος λειτουργεί με τάση τροφοδοσίας ίση με 2.5V και ο θόρυβος που μετράται σε αυτόν στην χειρότερη περίπτωση σε σχετική συχνότητα ίση με 3MHz είναι -143dBc/Hz. Το κύκλωμα ταλαντώνει σε συχνότητες 1.71-1.99GHz. Επίσης το πηνίο του LC κυκλώματος είναι ένα διαφορικό πηνίο.[6]

- Η τάση τροφοδοσίας αυτού του κυκλώματος είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη τάση του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας και ίση με την αντίστοιχη τάση του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας.
- Η απόκριση θορύβου αυτού του κυκλώματος είναι καλύτερη σε σχέση με την απόκριση θορύβου του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας(-117.4dBc/Hz σε σχετική συχνότητα 3MHz). Επίσης είναι καλύτερη από την απόκριση θορύβου του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας(-130.6dBc/Hz σε σχετική συχνότητα 3MHz)

Το επόμενο προς σύγκριση κύκλωμα είναι ένας LC-VCO ταλαντωτής σε τεχνολογία CMOS , του οποίου η τάση τροφοδοσίας είναι ίση με 3V και η κατανάλωση ρεύματος είναι ίση με 2.1mA. Το κύκλωμα ταλαντώνει σε συχνότητες 2.78-2.57GHz. Ο θόρυβος που μετράται ως προς το φέρον σε συχνότητα ίση με 2.57GHz είναι ίσος με -121dBc/Hz σε σχετική συχνότητα ίση με 600K.[8]

- Η τάση τροφοδοσίας αυτού του κυκλώματος είναι μεγαλύτερη από την τάση του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας και είναι επίσης μεγαλύτερη και από την τάση τροφοδοσίας του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας.
- Η κατανάλωση ρεύματος αυτού του κυκλώματος είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη κατανάλωση του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας , αλλά και από την κατανάλωση του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας.
- Η απόκριση θορύβου αυτού του κυκλώματος είναι καλύτερη σε σχέση με τον θόρυβο που μετράται για το κύκλωμα της πρώτης τοπολογίας. Επίσης η απόκριση θορύβου αυτού του κυκλώματος είναι καλύτερη και από αυτήν του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας.

Το επόμενο κύκλωμα είναι ένας LC-VCO ταλαντωτής σε τεχνολογία CMOS , του οποίου η τάση τροφοδοσίας είναι ίση με 1.8V , η κατανάλωση ρεύματός του είναι 5mA και ο θόρυβος που μετράται σε σχετική συχνότητα ίση με 100KHz είναι ίσος με -100dBc/Hz. Το κύκλωμα ταλαντώνει σε συχνότητα 3GHz.[7]

- Η τάση τροφοδοσίας αυτού του κυκλώματος είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη τάση του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας και μικρότερη από την αντίστοιχη τάση του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας.
- Η κατανάλωση ρεύματος αυτού του κυκλώματος είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη κατανάλωση του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας και επίσης είναι μεγαλύτερη από αυτήν του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας.
- Η απόκριση θορύβου αυτού του κυκλώματος είναι καλύτερη από την απόκριση θορύβου του κυκλώματος της πρώτης τοπολογίας(-86.38dBc/Hz σε σχετική συχνότητα 100KHz). Επίσης η απόκριση θορύβου αυτού του κυκλώματος είναι καλύτερη από την αντίστοιχη του κυκλώματος της δεύτερης τοπολογίας(-97.15dBc/Hz σε σχετική συχνότητα 100KHz).

Βιβλιογραφία και Αναφορές

1. **“Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα” , Sendra/Smith**
2. **“Design of Analog CMOS Integrated Circuits” , Behzad Razavi**
3. **“RF Microelectronics” , Behzad Razavi**
4. **“Analysis and Design of Analog Integrated Circuits” , Gray/Hurst/Lewis/Meyer**
5. **“Oscillator Phase Noise: A Tutorial” , Thomas H. Lee/Ali Hajimiri**
6. **“Low-Power Low-Phase-Noise Differentially Tuned Quadrature VCO Design in Standard CMOS” , Marc Tiebout**
7. **” Simulation Methodology for Analysis of Substrate Noise Impact on Analog/RF Circuits Including Interconnect Resistance”**
8. **”A Low-Power Low-Phase-Noise LC VCO With MEMS Cu Inductors”**



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ
ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ



004000085809