



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Σχεδίαση αναλογικού ολοκληρωμένου gm-C φίλτρου Chebyshev 5^{ης} τάξης σε τεχνολογία CMOS 65nm

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Επιστήμη, Γ. Προίσκου

Επιβλέπων : Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2013



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**Σχεδίαση αναλογικού ολοκληρωμένου gm-C φίλτρου
Chebyshev 5^{ης} τάξης σε τεχνολογία CMOS 65nm**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Επιστήμη, Γ. Προΐσκου

Επιβλέπων : Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 12^η Νοεμβρίου 2013.

Αθήνα, Νοέμβριος 2013

.....
Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Π.Π. Σωτηριάδης
Επίκουρος Καθηγητής
ΕΜΠ

.....
Ε. Καγιάφας
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Επιστήμη Γ. Προίσκου

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Επιστήμη Προίσκου, 2013.

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.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη	8
Κεφάλαιο 1: Θεωρία Φίλτρων και Διαγωγών	11
1.1: Εισαγωγή στη θεωρία των φίλτρων	12
1.1.1: Περιγραφή φίλτρων	12
1.1.2: Μαθηματική προσέγγιση φίλτρων	12
1.1.3: Κατηγορίες γραμμικών φίλτρων με βάση τη συχνότητα	19
1.2: Εισαγωγή στη θεωρία των διαγωγών	22
1.2.1: Χαρακτηριστικά Διαγωγών	22
1.2.2: Πλεονεκτήματα Διαγωγών	24
1.2.3 Δομικά στοιχεία για την υλοποίηση $g_m - C$ φίλτρων	25
1.2.4: Προσομοίωση δικτύων LC	29
1.2.5: Σύγκριση κυκλωμάτων single-ended και fully balanced	32
1.3: Εργαλεία Λογισμικού	36
1.4: Σκοπός της διπλωματικής εργασίας	36
Κεφάλαιο 2: Σύνθεση των φίλτρων	37
2.1: Αρχικός σχεδιασμός gm-C φίλτρου	38
2.1.1: Παρουσίαση προδιαγραφών gm-C φίλτρου	38
2.1.2: Υλοποίηση ιδανικού gm-C φίλτρου Chebyshev με ιδανικά στοιχεία με αντίσταση πηγής και εξόδου 200 Ω m.	38

2.1.3: Υλοποίηση ιδανικού gm-C φίλτρου Chebyshev με ιδανικά στοιχεία χωρίς αντίσταση πηγής και εξόδου 200 Ωhm.	42
Κεφάλαιο 3: Σχεδίαση του ενισχυτή διαγωγιμότητας	46
3.1: Μοντέλο διαγωγού ενός πόλου	47
3.2: Διαγωγός folded cascade	50
3.2.1: Επιλογή του κατάλληλου διαγωγού folded cascode	52
3.3: Αποτελέσματα-προσομοιώσεις	59
3.3.1: Απόκριση πλάτους και απόκριση φάσης	59
3.3.2: CMRR,PSRR και άλλες προσομοιώσεις	60
Κεφάλαιο 4: Υλοποίηση του φίλτρου	77
4.1: Το φίλτρο	78
4.1.1: Απόκριση πλάτους του φίλτρου	79
4.1.2: Ευστάθεια του φίλτρου	82
4.1.3: Δυναμική περιοχή εισόδου και εξόδου	83
4.1.4: Γραμμικότητα του φίλτρου	84
4.1.5: IP3 (Interception Point)	87
4.1.6: Noise Figure (NF)	88
4.1.7: Επίδραση Μεταβολών Θερμοκρασίας Και Τροφοδοσίας	89
4.2: Συμπεράσματα	92
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	93

Περίληψη

Σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση και ανάλυση ενός αναλογικού μικροηλεκτρονικού gm-C φίλτρου με τη βοήθεια του προγράμματος Cadence. Η υλοποίηση έγινε σε τεχνολογία CMOS και συγκεκριμένα την CMOS10LPe της IBM με μήκος καναλιού τρανζίστορ τα 65n. Το φίλτρο που αναμενόταν να σχεδιαστεί ήταν ένα βαθυπερατό Chebyshev 5^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 500 MHz.

Στο 1^ο κεφάλαιο, γίνεται μια γενική αναφορά στη θεωρία των φίλτρων και των διαγωγών και παρουσιάζονται τα δομικά στοιχεία με τα οποία μπορεί να υλοποιηθεί ένα $g_m - C$ κύκλωμα, αλλά και τα πλεονεκτήματα ενός πλήρως διαφορικού εξισορροπημένου ενεργού δικτύου.

Στο 2^ο κεφάλαιο, αναλύονται τα απαραίτητα βήματα για τον σχεδιασμό του Chebyshev $g_m - C$ φίλτρου 5^{ης} τάξης, με δομικό στοιχείο του φίλτρου τον γυράτορα. Αρχικά όλες οι παράμετροι του φίλτρου ρυθμίζονται κατάλληλα με χρήση ιδανικών διαγωγών, δηλαδή πηγών ρεύματος ελεγχόμενων από τάση (vccs), έως ότου παρατηρηθεί η ιδανική συμπεριφορά που ζητείται.

Στο 3^ο κεφάλαιο, γίνεται η ανάλυση του πραγματικού διαγωγού που θα χρησιμοποιηθεί στο φίλτρο. Ο διαγωγός τελικώς, δοκιμάστηκε κατευθείαν μέσα στο φίλτρο, και έγιναν διάφορες δοκιμές, ώστε να επιτευχθεί το καλύτερο δυνατό κέρδος και η μεγαλύτερη δυνατή συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Στο τέλος του κεφαλαίου, γίνονται διάφορες προσομοιώσεις για την εύρεση των υπόλοιπων χαρακτηριστικών του διαγωγού, όπως το περιθώριο φάσης, το CMRR, το PSRR, η περιοχή σήματος εξόδου, το Slew Rate και άλλα. Ο τελικός διαγωγός, είναι ένας αντισταθμισμένος folded cascode διαγωγός, με κέρδος τάσης χαμηλών συχνοτήτων 41.7 dB, περιθώριο φάσης 33.7 deg και συχνότητα μοναδιαίου κερδους 349.6 MHz, χωρίς όμως common mode feedback κύκλωμα.

Στο 4^ο και τελευταίο κεφάλαιο, παρατίθενται προσομοιώσεις που φανερώνουν την λειτουργία του φίλτρου με τον πραγματικό διαγωγό στο φίλτρο. Η συχνότητα αποκοπής -1dB, επετεύχθη τελικώς στα 143.7 MHz αντί στα 500 MHz, και το κέρδος τάσης χαμηλών συχνοτήτων στα -323mdB αντί τα 0 dB. Τέλος, έγιναν προσομοιώσεις για να ελεγχθεί η ευστάθεια του φίλτρου, η δυναμική περιοχή εισόδου και εξόδου, η γραμμικότητα του φίλτρου, το Noise Figure, το IP3 (Interception point) και η επίδραση της μεταβολής της θερμοκρασίας και της τροφοδοσίας στην απόκριση συχνότητας του φίλτρου.

Λέξεις Κλειδιά

Chebyshev, Βαθυπερατό Φίλτρο, Διαγωγός, $g_m - C$ μέθοδος, Γυράτορας, Folded Cascode.

Abstract

The purpose of this thesis, is the design and analysis of an analog microelectronic gm-C filter using the Cadence program. The implementation will take place in a 65nm CMOS process of the IBM technology. The expected filter to be designed, is a 5th order Chebyshev low pass filter, with a cutoff frequency at 500 MHz.

In the first chapter, a general reference to the theory of filters and transconductors is made, and building blocks which can implement a gm-C circuit are presented. Also the advantages of a fully balanced differential active network are presented.

The 2nd chapter analyzes the necessary steps for designing the 5th order Chebyshev gm-C filter using gyrators as the basic building block of the filter. Initially, all filter parameters are adjusted appropriately using ideal transconductors, ie voltage controlled current sources (vccs), until there the ideal behavior of the filter is achieved according to the given specifications.

In the third chapter, the analysis of the real transconductor that will be used in the filter is done. The real transconductor, is finally tested directly into the filter, and various tests are made in order to achieve the best possible dc gain and the maximum cutoff frequency of the filter . At the end of the chapter, several simulations are taking place, in order to find other characteristics of the transconductor, such as phase margin, CMRR, PSRR, output swing, Slew Rate and more. The type of the final transconductor is a folded cascode transconductor, with a 41.7 dB low-frequency voltage gain, 33.7 degree phase margin and 349.6 MHz unity gain frequency, but without using common mode feedback circuit to the transconductor.

In the fourth and final chapter, simulations are done, in order to evaluate the filter's performance with the real transconductor this time. The -1dB cutoff frequency, is finally reached at 143.7 MHz, instead of 500 MHz that was desired from the specifications, and the voltage gain at low frequencies is at -323mdB instead of 0 dB that was also desired from the specifications. Finally, simulations were done to testify the stability of the filter, the dynamic range of input and output, the linearity of the filter, the Noise Figure, the IP3 (Interception point) and the effect of changes in temperature and voltage supply at the frequency response of the filter.

KeyWords

Chebyshev, Low Pass Filter, Transconductor, $g_m - C$ Method, Gyrator, Folded Cascode.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή κ. Ιωάννη Παπανάνο για την ανάθεση αυτής της διπλωματικής, καθώς και την ομάδα του εργαστηρίου Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων για την βοήθειά τους στην εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας. Τέλος ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένειά μου για την συμπαράσταση που μου παρείχαν κατά τη διάρκεια του μεταπτυχιακού μου προγράμματος και κατά τη διάρκεια της διπλωματικής εργασίας.

Κεφάλαιο 1^ο : Θεωρία Φίλτρων και Διαγωγών

Στο εισαγωγικό αυτό κεφάλαιο γίνεται μια γενική αναφορά στη θεωρία των φίλτρων και των διαγωγών. Αρχικά περιγράφονται τα φίλτρα με βάση τη μαθηματική προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς τους και παρουσιάζονται οι ιδανικές συναρτήσεις συστήματος των βασικών ειδών φίλτρου με βάση την απόκριση συχνότητας τους. Έπειτα, περιγράφονται τα βασικά χαρακτηριστικά των διαγωγών, τα πλεονεκτήματά τους και παρουσιάζονται τα δομικά στοιχεία με τα οποία μπορεί να υλοποιηθεί ένα $g_m - C$ κύκλωμα. Κατόπιν, γίνεται μια αναφορά στα παθητικά LC κυκλώματα και αναφέρονται τα πλεονεκτήματά ενός πλήρως διαφορικού εξισορροπημένου ενεργού δικτύου. Τέλος αναφέρεται το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε και ο σκοπός της διπλωματικής εργασίας.

1.1 Εισαγωγή στη θεωρία των Φίλτρων

1.1.1 Περιγραφή Φίλτρων

Στην επεξεργασία σήματος, φίλτρο είναι μια συσκευή ή μια διαδικασία η οποία απομακρύνει από ένα σήμα τα μη επιθυμητά στοιχεία ή χαρακτηριστικά του. Συχνά, αυτό μπορεί να αφορά την απομάκρυνση μερικών συχνοτήτων και τη διατήρηση άλλων, με στόχο την μείωση του θορύβου και την καταστολή άλλων ανεπιθύμητων σημάτων. Είναι δηλαδή ένα δικτύωμα παθητικών, ενεργών και παθητικών ή και μόνο ενεργών στοιχείων που ενεργεί επιλεκτικά, και επιτρέπει ή εμποδίζει τη διέλευση ενός σήματος σε μια ορισμένη συχνότητα ή σε μια ορισμένη περιοχή συχνοτήτων. Η επιλεκτικότητα κάθε φίλτρου όσον αφορά την συχνότητα είναι ίσως η πιο συνήθης μέθοδος κατηγοριοποίησης.

Υπάρχουν πολλοί τρόποι κατηγοριοποίησης φίλτρων. Τα φίλτρα μπορεί να είναι:

- Αναλογικά ή ψηφιακά
- Διακριτού χρόνου ή συνεχούς χρόνου
- Γραμμικά ή μη γραμμικά
- Χρονικά ανεξάρτητα ή χρονικώς εξαρτημένα
- Παθητικά ή ενεργά συνεχούς χρόνου
- Άπειρης κρουστικής απόκρισης (IIR-Infinite Impulse Response) ή πεπερασμένης βηματικής απόκρισης (FIR-Finite Impulse Response) διακριτού χρόνου

Ένα γραμμικό κύκλωμα συνεχούς χρόνου είναι αυτό που συνήθως αντιπροσωπεύει ένα φίλτρο όσον αφορά την επεξεργασία σήματος. Αυτά τα κυκλώματα είναι σχεδιασμένα να απομακρύνουν συγκεκριμένες συχνότητες και να αφήνουν άλλες να περάσουν. Ένα τέτοιο φίλτρο είναι ένα γραμμικό φίλτρο. Οποιαδήποτε μη γραμμικότητα έχει σαν αποτέλεσμα την ύπαρξη συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου, οι οποίες δεν ήταν παρούσες στην είσοδο του.

1.1.2 Μαθηματική προσέγγιση φίλτρων

Ένας άλλος τρόπος κατηγοριοποίησης φίλτρων, γίνεται με βάση τη μέθοδο μαθηματικής προσέγγισης των προδιαγραφών του. Έτσι μπορούμε να έχουμε:

- Φίλτρα Butterworth
- Φίλτρα Chebyshev

- Φίλτρα ανάστροφου Chebyshev
- Ελλειπτικά φίλτρα (Cauer)
- Φίλτρα Bessel

Η διαφορά μεταξύ τους οφείλεται στο ότι κάθε μέθοδος προσέγγισης χρησιμοποιεί διαφορετική πολωνυμική συνάρτηση για να προσεγγίσει την ιδανική απόκριση του φίλτρου, καταλήγοντας έτσι, σε διαφορετική συνάρτηση μεταφοράς κάθε φορά. Παρακάτω θα αναλυθούν οι διαφορετικές προσεγγίσεις ξεχωριστά:

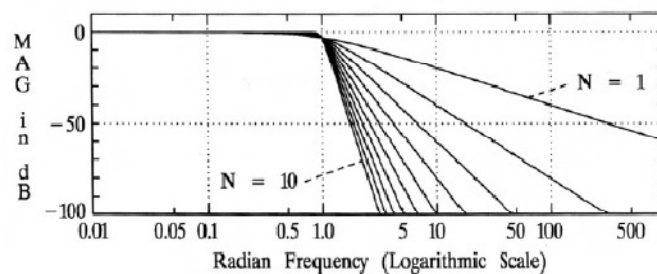
Προσέγγιση Butterworth

Η προσέγγιση Butterworth χρησιμοποιείται όταν θέλουμε να έχουμε ομαλή συμπεριφορά της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου στις χαμηλές συχνότητες. Είναι η πιο απλή από όλες τις κλασσικές μεθόδους και η γενική της συνάρτηση συστήματος N-οστού βαθμού είναι η εξής (Εξίσωση 1.1):

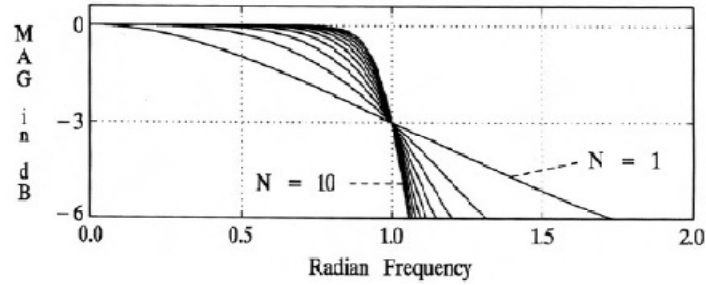
$$|H_{B,N}[j(\omega/\omega_0)]| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2(\omega/\omega_0)^{2N}}} \quad (1.1)$$

όπου ω_0 η συχνότητα διελύσεως.

Οι παράγωγοι της συνάρτησης, τίθενται ίσες με το μηδέν για συχνότητα ίση με το μηδέν. Έτσι, συγκεντρώνεται σε ένα μόνο σημείο μία μοναδική συχνότητα. Το αποτέλεσμα είναι, ότι η καμπύλη μετάβασης από την ζώνη διέλευσης στην ζώνη φραγής δεν είναι όσο απότομη θα θέλαμε. Στην Εικόνα 1.1 παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Butterworth για τάξη φίλτρου από N=1 έως 10 και στην Εικόνα 1.2 η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως:



Εικόνα 1.1: Απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Butterworth για τάξη φίλτρου από N=1 έως 10.



Εικόνα 1.2: Απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως.

Από τα παραπάνω, γίνεται φανερή η ανάγκη υλοποίησης μεγάλης τάξης Butterworth φίλτρου και αυτό είναι ένα μειονέκτημα της μεθόδου. Το κυριότερο πλεονέκτημα όμως αυτής της προσέγγισης, είναι η γραμμικότητά της όσον αφορά την απόκριση φάσης.

Προσέγγιση Chebyshev

Η προσέγγιση Chebyshev, εφαρμόζεται καθ' όλο το μήκος της ζώνης διέλευσης. Η συνάρτηση μεταφοράς της προσέγγισης αυτής είναι (Εξίσωση 1.2):

$$|H_{C,N}[j(\omega/\omega_0)]| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega/\omega_0)}} \quad (1.2)$$

Όπου:

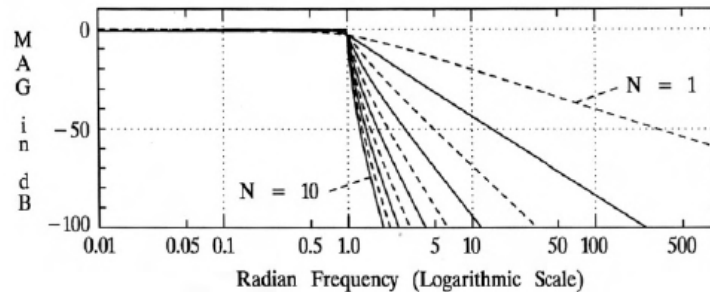
$$C_N(\omega) = \cos[n \cdot \cos^{-1}(\omega)], \quad \omega \leq 0$$

$$C_N(\omega) = \cosh[n \cdot \cosh^{-1}(\omega)], \quad \omega > 0$$

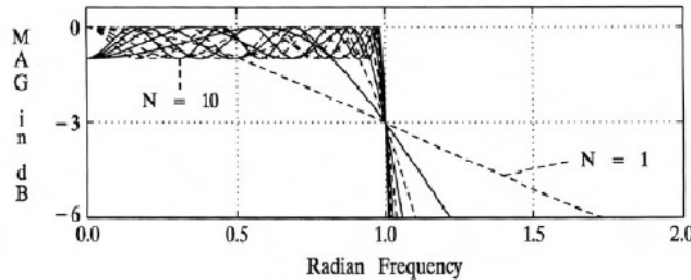
Όπου $C_N(\omega)$ το πολυώνυμο Chebyshev N-οστού βαθμού, και ω_0 η συχνότητα διελύσεως.

Η προσέγγιση αυτή, παρουσιάζει κυματισμό της συνάρτησης μεταφοράς στην ζώνη διέλευσης, ενώ η συνάρτηση γίνεται μονοτόνως φθίνουσα στην ζώνη φραγής. Ο αριθμός μεγίστων-ελαχίστων της συνάρτησης στην ζώνη διέλευσης προσδιορίζει και τον βαθμό N του φίλτρου. Για συχνότητα ίση με το μηδέν, η συνάρτηση πλάτους έχει τιμή 0 dB μόνο

στα φίλτρα περιττού βαθμού. Στις παρακάτω εικόνες, παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Chebyshev για τάξη φίλτρου από $N=1$ έως 10 (Εικόνα 1.3) και η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως (Εικόνα 1.4):



Εικόνα 1.3: Απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Chebyshev για τάξη φίλτρου από $N=1$ έως 10.



Εικόνα 1.4: Απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως.

Από τις παραπάνω εικόνες, γίνεται φανερό ότι οι συναρτήσεις Chebyshev προσεγγίζουν καλύτερα τις προδιαγραφές ενός ιδανικού φίλτρου. Η συνάρτηση Chebyshev έχει μεγαλύτερη κλίση στην ζώνη μετάβασης, από ότι μια συνάρτηση Butterworth ίδιου βαθμού και με ίδια παραμόρφωση στην ζώνη διέλευσης. Αυτό σημαίνει πως για δοθείσες προδιαγραφές για το φίλτρο, η ελάχιστη απαιτούμενη τάξη για την προσέγγιση Chebyshev δεν θα είναι ποτέ μεγαλύτερη από αυτήν της Butterworth. Αν και η προσέγγιση Butterworth δίνει καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά την απόκριση φάσης του φίλτρου. Ένα Chebyshev φίλτρο θα έχει πάντα μεγαλύτερη μέγιστη τιμή καθυστέρησης ομάδας (group delay), γύρω από την συχνότητα διελύσεως, από ένα Butterworth ίδιας τάξης. Ένα ακόμη μειονέκτημα αυτής της προσέγγισης, είναι ότι δεν μπορεί να ικανοποιήσει πολύπλοκες προδιαγραφές για την συνάρτηση μεταφοράς στην ζώνη φραγής. Η προσέγγιση αυτή, είναι αυτή που θα χρησιμοποιηθεί και στην παρούσα εργασία.

Προσέγγιση ανάστροφου Chebyshev

Η ανάστροφη συνάρτηση Chebyshev, δίνει επίπεδη απόκριση πλάτους στην ζώνη διέλευσης και την κλασσική συμπεριφορά Chebyshev στην ζώνη φραγής. Η συνάρτηση μεταφοράς της προσέγγισης ανάστροφου Chebyshev είναι η εξής (Εξίσωση 1.3):

$$|H_{I,N}[j(\omega/\omega_0)]| = \frac{\sqrt{\varepsilon_i^2 C_N^2(\omega_0/\omega)}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_N^2(\omega_0/\omega)}} \quad (1.3)$$

Όπου:

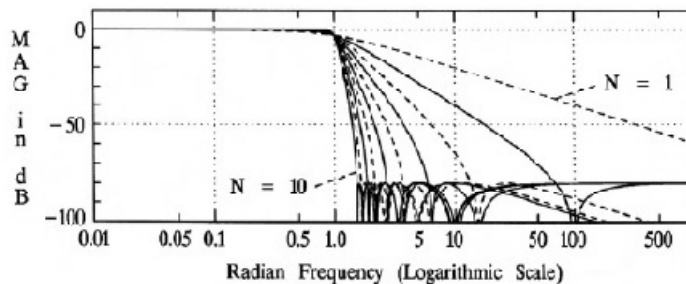
$$C_N(\omega) = \cos[n \cdot \cos^{-1}(\omega)], \quad \omega \leq 0$$

$$C_N(\omega) = \cos h[n \cdot \cosh^{-1}(\omega)], \quad \omega > 0$$

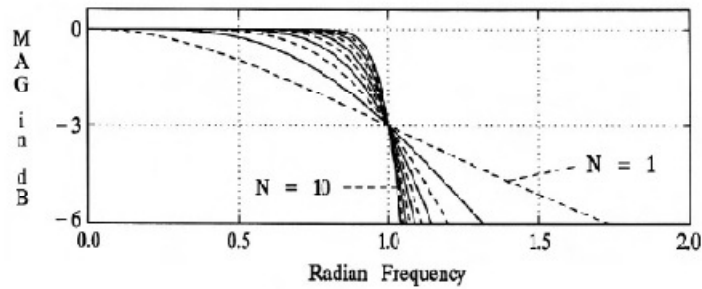
Όπου $C_N(\omega)$ το πολυώνυμο Chebyshev N-οστού βαθμού, και ω_0 η συχνότητα διελύσεως.

Η συνάρτηση ανάστροφου Chebyshev, έχει τις ίδιες ιδιότητες με την Chebyshev. Επιπλέον, έχει καλύτερες χαρακτηριστικές καθυστέρησης ομάδας από την Butterworth, και συνεπώς και από την απλή Chebyshev. Και η απλή και η ανάστροφη Chebyshev παρουσιάζουν τις ίδιες χαρακτηριστικές απόσβεσης για τον ίδιο βαθμό φίλτρου.

Στις παρακάτω εικόνες, παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς ανάστροφου Chebyshev για τάξη φίλτρου από $N=1$ έως 10 (Εικόνα 1.5) και η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως (Εικόνα 1.6):



Εικόνα 1.5: Απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς ανάστροφου Chebyshev, για τάξη φίλτρου από $N=1$ έως 10.



Εικόνα 1.6: Απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως.

Τα φίλτρα ανάστροφου Chebyshev, είναι λιγότερο ευαίσθητα σε μεταβολές από τα απλά. Παρ' όλα τα πλεονεκτήματά τους όμως, η υλοποίησή της κυκλωματικά, είναι πιο περίπλοκη απ' ότι των συναρτήσεων που έχουν μόνο πόλους.

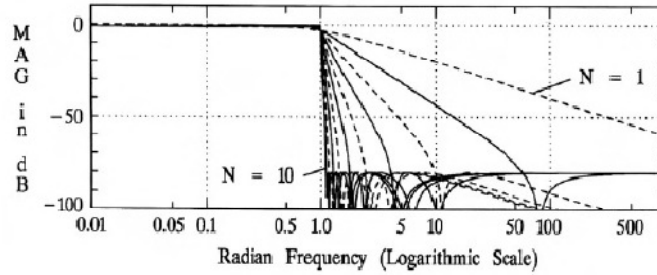
Προσέγγιση ελλειπτικών συναρτήσεων

Η φιλοσοφία των ελλειπτικών φίλτρων είναι να επιτύχουμε μεγαλύτερο ρυθμό αποκοπής μεταξύ της ζώνης διέλευσης και της ζώνης φραγής, σε σχέση με τα φίλτρα Butterworth και Chebyshev. Η συνάρτηση μεταφοράς της ελλειπτικής προσέγγισης είναι (Εξίσωση 1.4):

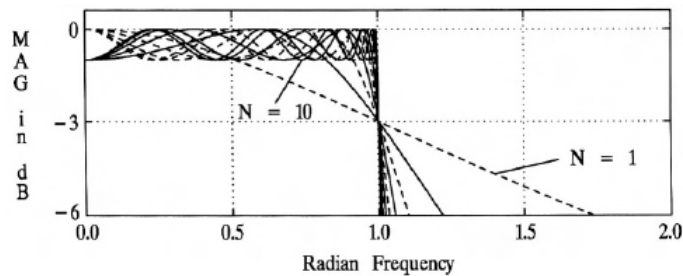
$$|H_{E,N}[j(\omega/\omega_0)]| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 R_N^2(\omega_0/\omega)}} \quad (1.4)$$

όπου ω_0 η συχνότητα διελύσεως, και R_N μία συνάρτηση Chebyshev, η οποία έχει τη μορφή κλάσματος και είναι αυτή που δίνει ένα από τα κυριότερα χαρακτηριστικά της ελλειπτικής προσέγγισης που είναι η συμπεριφορά ίσου κυματισμού και στη ζώνη διέλευσης και στη ζώνη φραγής. Επομένως η συνάρτηση μεταφοράς είναι όμοια με αυτήν της προσέγγισης Chebyshev στην ζώνη διέλευσης, ενώ στη ζώνη φραγής μοιάζει με της προσέγγισης ανάστροφου Chebyshev.

Στις παρακάτω εικόνες, παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς ελλειπτικού φίλτρου για τάξη από $N=1$ έως 10 (Εικόνα 1.7), και η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως (Εικόνα 1.8):



Εικόνα 1.7: Απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς ελλειπτικού φίλτρου για τάξη από $N=1$ έως 10.



Εικόνα 1.8: Απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως.

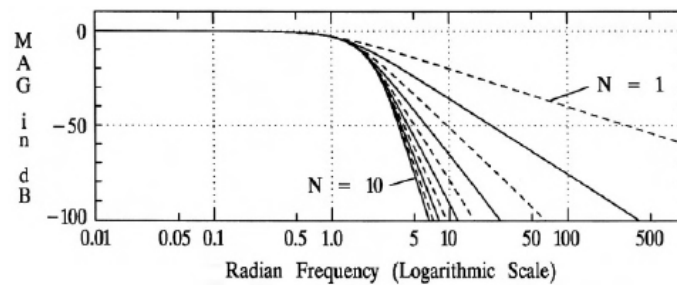
Στις παραπάνω εικόνες, διακρίνονται τα χαρακτηριστικά που αναφέραμε όσον αφορά την συμπεριφορά ίσου κυματισμού και στη ζώνη διέλευσης και στη ζώνη φραγής αλλά και η υψηλή επιλεκτικότητα του ελλειπτικού φίλτρου. Όπως και στα φίλτρα Chebyshev, για μηδενική συχνότητα, το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς είναι μηδέν, μόνο όταν το φίλτρο είναι περιττού βαθμού. Επίσης, ο αριθμός μεγίστων και ελαχίστων της συνάρτησης είναι ίσος με την τάξη του φίλτρου. Τελικά η ελλειπτική προσέγγιση, λόγω της υψηλής επιλεκτικότητας που παρουσιάζει, παρέχει πάντα το μικρότερης τάξης φίλτρο από όλες τις άλλες προσεγγιστικές μεθόδους. Όσον αφορά τώρα την απόκριση φάσης, η ελλειπτική προσέγγιση είναι η λιγότερο γραμμική. Επίσης απαιτεί την χρήση των πιο πολύπλοκων μαθηματικών συναρτήσεων για την υλοποίησή της και τα χαρακτηριστικά της είναι πολύ ευαίσθητα από τις διάφορες παραμέτρους.

Προσέγγιση Bessel

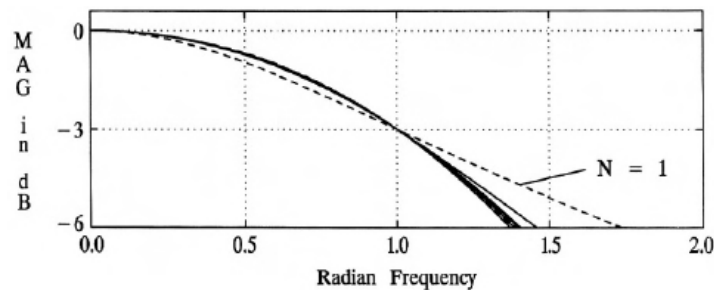
Όλες οι κλασικές προσεγγίσεις που παρουσιάστηκαν μέχρι τώρα έχουν ως στόχο την παραγωγή φίλτρων που θα ικανοποιούν δοθείσες προδιαγραφές όσον αφορά την απόκριση

πλάτους. Αυτό δεν συμβαίνει για τα φίλτρα Bessel. Αυτά σχεδιάζονται για να επιτύχουν το μέγιστο εύρος ζώνης διατηρώντας σταθερή καθυστέρηση χρόνου. Είναι δηλαδή δίκτυο σταθερής χρονικής καθυστέρησης. Τα Bessel φίλτρα δεν έχουν κάποια χρήσιμη κλειστή μορφής έκφραση της απόκρισης πλάτους τους. Υπάρχουν όμως αλγόριθμοι που παρέχουν κρίσιμα χαρακτηριστικά όπως η συχνότητα διελύσεως.

Στις παρακάτω εικόνες, παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Bessel φίλτρου για τάξη από $N=1$ έως 10 (Εικόνα 1.9), και η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως (Εικόνα 1.10):



Εικόνα 1.9: Απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Bessel φίλτρου, για τάξη από $N=1$ έως 10.



Εικόνα 1.10: Απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως.

Τα φίλτρα Bessel, όσον αφορά την καθυστέρηση φάσης και καθυστέρηση ομάδας, είναι ανώτερα από όλα τα υπόλοιπα. Αυτό κυρίως οφείλεται στην γραμμική απόκριση φάσης που τα χαρακτηρίζει στην ζώνη διέλευσης. Όμως, η απόδοσή τους όταν κύρια επιδίωξη είναι η εύκολη και οικονομική υλοποίηση, δεν είναι η επιθυμητή.

1.1.3 Κατηγορίες γραμμικών φίλτρων με βάση τη συχνότητα

Μερικές κατηγορίες γραμμικών φίλτρων χωρίζονται με βάση:

➤ Την **απόκριση συχνότητας (frequency response)**, η οποία φανερώνει ποιές συχνότητες περνάει (ζώνη διέλευσης-passband) και ποιές αποκόπτει (ζώνη αποκοπής-stopband) το φίλτρο. Έτσι τα φίλτρα μπορούν να χωριστούν σε:

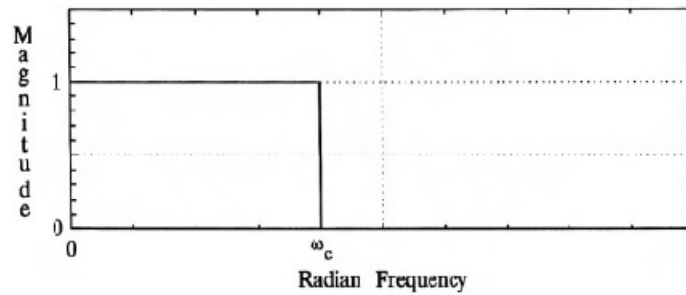
- βαθυπερατά (LP)
- υψιπερατά (HP)
- ζωνοπερατά ή ζωνοδιαβατά (BP)
- ζωνοφρακτικά (BR)
- ολοπερατά (AP)

Τα βαθυπερατά φίλτρα αφήνουν να περάσουν απαραμόρφωτα τα σήματα μέχρι μια ορισμένη συχνότητα αποκοπής ω_c (ζώνη διέλευσης), ενώ μηδενίζουν κάθε σήμα με συχνότητα μεγαλύτερη της ω_c (ζώνη αποκοπής). Τα υψιπερατά φίλτρα αντιθέτως, αφήνουν να περάσουν απαραμόρφωτα τα σήματα από μια συχνότητα ω_c και πάνω, ενώ αποκόπτουν κάθε σήμα με συχνότητα μικρότερη της ω_c . Τα ζωνοδιαβατά φίλτρα, αφήνουν να περάσουν απαραμόρφωτα τα σήματα που περικλείονται σε μια ζώνη συχνοτήτων με κάτω όριο μία συχνότητα ω_{c1} και πάνω όριο μία συχνότητα ω_{c2} , ενώ αποκόπτουν κάθε άλλο σήμα έξω από αυτή την ζώνη. Τα ζωνοφρακτικά φίλτρα αντιθέτως, αποκόπτουν τα σήματα που περικλείονται σε μια ζώνη συχνοτήτων με κάτω όριο την ω_{c1} και πάνω όριο την ω_{c2} και αφήνουν να περάσουν απαραμόρφωτα όλα τα σήματα έξω από αυτή την ζώνη. Τα ολοπερατά φίλτρα, αφήνουν όλες τις συχνότητες να περάσουν αλλά αλλάζει η φάση του σήματος στην έξοδο του φίλτρου.

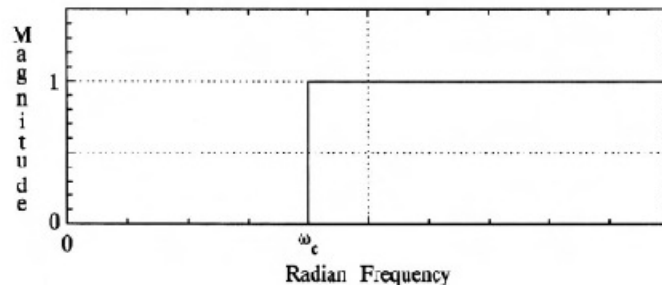
- Την **συχνότητα αποκοπής (ω_c -cutoff frequency)**, πέρα από την οποία το φίλτρο δεν περνάει σήματα. Η συχνότητα αυτή καθορίζεται στην συχνότητα όπου έχουμε απόσβεση σήματος κατά 3dB. Στα φίλτρα Chebyshev, συνήθως η συχνότητα αποκοπής ορίζεται στη συχνότητα όπου έχουμε απόσβεση σήματος κατά 1dB, όπως και έγινε στην παρούσα εργασία.
- Το **εύρος μετάβασης (transition band)**, το (συνήθως στενό) εύρος συχνοτήτων μεταξύ της ζώνης διέλευσης (passband) και της ζώνης αποκοπής (stopband).
- Τον **κυματισμό (ripple)**, δηλαδή την μεταβολή των απωλειών στη ζώνη διέλευσης.
- Την **τάξη (order)** του φίλτρου, η οποία δηλώνει το βαθμό του προσεγγιστικού πολυωνύμου. Στα παθητικά φίλτρα, αντιστοιχεί στον αριθμό των παθητικών

στοιχείων που απαιτούνται για την κατασκευή του παθητικού φίλτρου. Η αύξηση της τάξης ενός φίλτρου φέρνει την απόκριση του φίλτρου πιο κοντά στην ιδανική απόκριση.

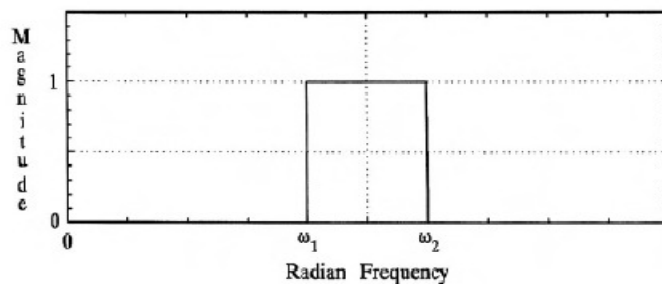
Παρακάτω, παρουσιάζονται οι ιδανικές συναρτήσεις συστήματος των βασικών ειδών φίλτρου με βάση την απόκριση συχνότητας:



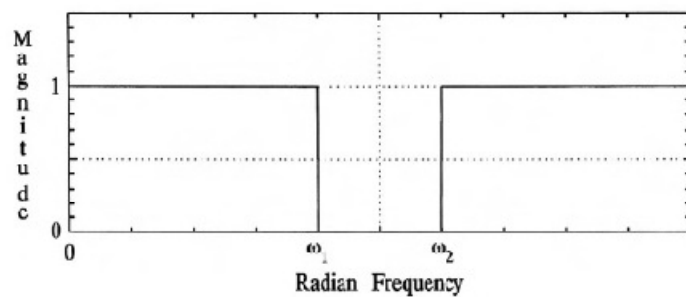
Εικόνα 1.11: Συνάρτηση συστήματος βαθυπερατού φίλτρου.



Εικόνα 1.12: Συνάρτηση συστήματος υψιπερατού φίλτρου.



Εικόνα 1.13: Συνάρτηση συστήματος ζωνοπερατού φίλτρου.



Εικόνα 1.14: Συνάρτηση συστήματος ζωνοφρακτικού φίλτρου.

1.2 Εισαγωγή στη Θεωρία των Διαγωγών

1.2.1 Χαρακτηριστικά Διαγωγών

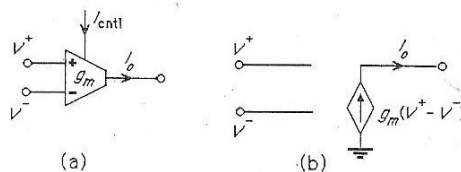
Ο ενισχυτής διαγωγιμότητας (operational transconductance amplifier-OTA) είναι ένας ενισχυτής όπου η διαφορική τάση εισόδου του, παράγει ρεύμα στην έξοδο του. Είναι δηλαδή μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση (voltage controlled current source-VCCS). Ο ενισχυτής διαγωγιμότητας, όπως και ο τελεστικός ενισχυτής, έχει μεγάλη διαφορική αντίσταση εισόδου και μπορεί να χρησιμοποιηθεί με αρνητική ανάδραση.

Το σύμβολο και το αντίστοιχο κυκλωματικό διάγραμμα ενός ιδανικού ενισχυτή διαγωγιμότητας φαίνεται στην Εικόνα 1.15. Ένας ιδανικός ενισχυτής διαγωγιμότητας είναι μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση η οποία περιγράφεται από την εξής σχέση (Εξίσωση 1.5) [1]:

$$I_o = g_m(V^+ - V^-) \quad (1.5)$$

Στους πραγματικούς διαγωγούς, η διαγωγιμότητα εξαρτάται και από τη συχνότητα, δηλαδή αντί για g_m έχουμε $g_m(s)$. Οι μονάδες είναι σε [Ampere/Volt] ή [Siemens], με συντομογραφία [S].

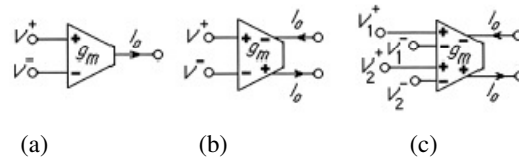
Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του είναι άπειρες, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 1.15(b). Συνήθως υπάρχει μια επιπλέον είσοδος στον ενισχυτή για να ελέγχεται η διαγωγιμότητα του μέσω ενός ρεύματος I_{cntl} (Εικόνα 1.15(a)). Στους διαγωγούς όπου υπάρχει η επιπλέον είσοδος για τον έλεγχο της διαγωγιμότητας, η διαγωγιμότητα g_m είναι ανάλογη του ρεύματος I_{cntl} έτσι ώστε $g_m = kI_{cntl}$ [1].



Εικόνα 1.15: (a) Σύμβολο και (b) το αντίστοιχο κυκλωματικό διάγραμμα ενός ιδανικού ενισχυτή διαγωγιμότητας[1].

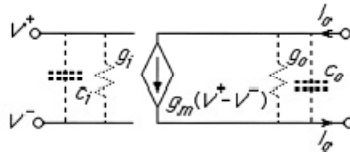
Ένας διαγωγός μπορεί να έχει πολλαπλές εισόδους και εξόδους. Τα πιο κοινά σύμβολα για διαγωγούς φαίνονται στην Εικόνα 1.16. Κυκλώματα διαγωγών με πολλαπλές

διαφορικές εισόδους και εξόδους όπως στην Εικόνα 1.16(c) είναι ήδη διαθέσιμα στην αγορά. Οδηγούν συνήθως σε πιο απλά κυκλώματα φίλτρων, σε μικρότερη κατανάλωση χώρου στο τσιπ και σε μικρότερη κατανάλωση ισχύος. Αν δύο διαγωγοί με την ίδια τιμή διαγωγιμότητας έχουν κοινό κόμβο εξόδου, αυτοί οι δύο διαγωγοί μπορούν να συγχωνευθούν σε έναν όπως στην Εικόνα 1.16(c), καταναλώνοντας έτσι μικρότερο χώρο και ισχύ[2].



Εικόνα 1.16: Σύμβολα διαγωγών με πολλαπλές εισόδους και εξόδους [2].

Οι πραγματικοί διαγωγοί επίσης, έχουν πεπερασμένη αγωγιμότητα εισόδου g_i και εξόδου g_o , όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.17, όπου έχουμε το ac ισοδύναμο κύκλωμα ενός πραγματικού διαγωγού. Σε πολλές εφαρμογές δεν είναι η ενδογενής εξάρτηση της συχνότητας από το g_m που προκαλεί περιορισμούς στη λειτουργία, αλλά οι δυο σταθερές χρόνου που προέρχονται από την αγωγιμότητα εισόδου g_i και εξόδου g_o .



Εικόνα 1.17: Ισοδύναμο κύκλωμα πραγματικού διαγωγού [2].

Για σχέδια στη CMOS τεχνολογία, η αγωγιμότητα εισόδου g_i είναι μηδενική. Οι παρασιτικές αντιστάσεις εισόδου c_i και εξόδου c_o είναι της τάξης του 0.05 pF και λιγότερο, ενώ η αντίσταση εξόδου $r_o = 1/g_o$ είναι της τάξης των 50 kΩhm μέχρι 1MΩhm. Το εύρος λειτουργίας ενός καλοσχεδιασμένου διαγωγού είναι τόσο μεγάλο, ώστε σε πολλές περιπτώσεις η διαγωγιμότητα θεωρείται σταθερή, δηλαδή $g_m(s) = g_{m0}$. Για κρίσιμες εφαρμογές όμως σε υψηλές συχνότητες, οι πόλοι του διαγωγού και κατά συνέπεια τα σφάλματα φάσης του διαγωγού, δεν πρέπει να παραμελούνται[2].

1.2.2 Πλεονεκτήματα διαγωγών

Η πλειονότητα των ενεργών φίλτρων, έχει αναπτυχθεί με βάση τους τελεστικούς ενισχυτές. Ακόμα και σήμερα τα περισσότερα διακριτά ενεργά RC φίλτρα έχουν σχεδιαστεί με τους ενισχυτές να παρέχουν το απαραίτητο κάθε φορά κέρδος. Όμως, θέματα αξιοπιστίας αλλά και οικονομικά θέματα, έχουν φέρει στην επιφάνεια την ανάγκη της σχεδίασης της πλειονότητας των αναλογικών φίλτρων σε πλήρως ολοκληρωμένη μορφή.

Πολύ σημαντικές πτυχές στον σχεδιασμό ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, είναι η απλούστευση των κυκλωμάτων, το συστηματικό layout και κυρίως η δυνατότητα του αυτόματου ηλεκτρονικού tuning. Όλες αυτές οι απαιτήσεις ικανοποιούνται πιο εύκολα με τη χρήση διαγωγών παρά με τη χρήση τελεστικών ενισχυτών. Η μεγαλύτερη εξοικείωση που υπάρχει πλέον όσον αφορά τη χρήση των διαγωγών αλλά και η μεγαλύτερη διαθεσιμότητα τους στην αγορά, έχει οδηγήσει στην αυξημένη χρήση των διαγωγών ακόμα και στα διακριτά αναλογικά φίλτρα.

Η παραδοχή ότι ένας τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός, δηλαδή ότι $A_v = \infty$, $R_{in} = \infty$, $R_{out} = 0$ προκαλεί να χρησιμοποιούνται μεγάλες ποσότητες ανατροφοδότησης ώστε το κέρδος του φίλτρου να είναι ανεξάρτητο από το κέρδος των τελεστικών ενισχυτών. Επίσης, οι περιορισμοί των τελεστικών ενισχυτών αποκλείουν τη χρήση αυτών των φίλτρων στις υψηλές συχνότητες. Οι προσπάθειες για ολοκληρωμένο σχεδιασμό αυτών των φίλτρων έχουν αποτύχει, και δεν υπάρχουν βολικά συστήματα ελέγχου ρεύματος ή τάσης για την προσαρμογή των χαρακτηριστικών του φίλτρου[3].

Επιπλέον, έχει δειχθεί ότι η χρήση διαγωγών βελτιώνει την απλότητα στη σχεδίαση, σε σύγκριση με τη χρήση τελεστικών ενισχυτών, και μειώνει τον αριθμό των στοιχείων που χρησιμοποιούνται στη σχεδίαση των φίλτρων. Πολλές από τις βασικές δομές που χρησιμοποιούν διαγωγούς αντί για τελεστικούς ενισχυτές, αποτελούνται μόνο από διαγωγούς και χωρητικότητες και έτσι είναι κατάλληλες για ολοκληρωμένο σχεδιασμό. Επίσης οι ενισχυτές διαγωγιμότητας, οι διαγωγοί δηλαδή, έχουν συνήθως απλούστερη δομή (λιγότερα ενεργά στοιχεία) από τους τελεστικούς ενισχυτές.

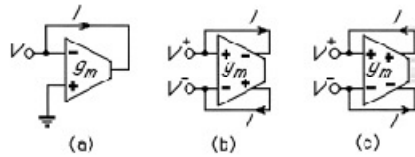
Τέλος, οι διαγωγοί σε αντίθεση με τους τελεστικούς ενισχυτές, μπορούν να λειτουργήσουν και χωρίς τη χρήση κυκλώματος ανάδρασης, δηλαδή να βρίσκονται σε open loop λειτουργία. Έτσι όμως, τα στάδια εισόδου τους χειρίζονται όλο το πλάτος του σήματος προς επεξεργασία. Το στάδιο εισόδου ενός διαγωγού, είναι ένα διαφορικό ζεύγος το οποίο έχει περιορισμένο εύρος σήματος εισόδου, και για σήματα μεγαλύτερου πλάτους από το εύρος αυτό, εισέρχονται μη γραμμικότητες που δεν είναι αποδεκτές. Έχουν αναπτυχθεί όμως κυκλώματα γραμμικοποίησης, με αποτέλεσμα οι διαγωγοί να μπορούν να χειριστούν στην

είσοδο τους σήματα τάξης μεγέθους μερικών Volt. Τα $g_m - C$ φίλτρα, τα φίλτρα που βασίζονται στη χρήση πυκνωτών και διαγωγών δηλαδή για την υλοποίησή τους, μπορεί να περιέχουν μεγάλο αριθμό διαγωγών, επομένως ο σχεδιαστής θα πρέπει να επιλέξει ένα όσο το πιο δυνατόν απλό κύκλωμα διαγωγού. Ένα απλούστερο κύκλωμα διαγωγού συμβάλει στην οικονομία χώρου στο τσιπ, και συγχρόνως βελτιώνεται η απόδοση του φίλτρου ως προς τη συχνότητα γιατί έτσι μειώνονται και οι παρασιτικές χωρητικότητες οι οποίες βρίσκονται στις κόμβους εισόδου των διαγωγών. Όταν όμως έχουμε να χειριστούμε σήματα μεγάλου γραμμικού εύρους, χρειάζονται οι τεχνικές γραμμικοποίησης που αναφέρθηκαν παραπάνω, οι οποίες απαιτούν επιπλέον κυκλωματικά στοιχεία.

Έτσι πλέον, το κυρίαρχο ενεργό στοιχείο για τη σχεδίαση ολοκληρωμένων φίλτρων συνεχούς χρόνου είναι ο διαγωγός ή αλλιώς ενισχυτής διαγωγιμότητας. Οπότε και έχουμε τα αντίστοιχα $gm-C$ ή OTA-C φίλτρα. Ο κύριος λόγος για την επικράτηση των $gm-C$ φίλτρων όπως αναφέραμε παραπάνω, φαίνεται να είναι η απλή συστηματική μέθοδος σχεδιασμού τους, και ειδικά το μεγάλο εύρος συχνοτήτων στο οποίο μπορούν να λειτουργήσουν.

1.2.3 Δομικά στοιχεία για την υλοποίηση $g_m - C$ φίλτρων

Σε αυτή την ενότητα, θα περιγραφούν τα δομικά στοιχεία με τα οποία υλοποιούνται φίλτρα τα οποία χρησιμοποιούν μόνο διαγωγούς (OTAs) και χωρητικότητες ($g_m - C$ φίλτρα). Σε ένα $g_m - C$ φίλτρο, οι διαγωγοί παρέχουν το απαραίτητο κέρδος για το φίλτρο, ενώ οι χωρητικότητες παρέχουν την απαραίτητη ολοκλήρωση. Στα φίλτρα αυτά δεν είναι απαραίτητη η ύπαρξη αντιστάσεων, καθώς σε περίπτωση που χρειάζονται αντιστάσεις, οι αντιστάσεις αυτές μπορούν να προσομοιωθούν από έναν διαγωγό: Μια αντίσταση με τιμή $1/g_m$, μπορεί να υλοποιηθεί συνδέοντας τις εξόδους του διαγωγού με τις εισόδους του, όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.18(a) και 1.18(b). Αντιστρέφοντας τις πολικότητες όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.18(c), σχηματίζεται αρνητική αντίσταση. Αυτές οι αρνητικές αντιστάσεις χρησιμοποιούνται συνήθως για να αναπληρώσουν απώλειες κέρδους, όπως για παράδειγμα να αυξήσουν το dc κέρδος των διαγωγών. Έτσι, μόνο με τη χρήση διαγωγών και πυκνωτών, μπορούν να κατασκευαστούν όλα τα απαραίτητα στοιχεία για το σχεδιασμό ενός φίλτρου, τα οποία είναι τα λεγόμενα $g_m - C$ (transconductance-C) φίλτρα[2].

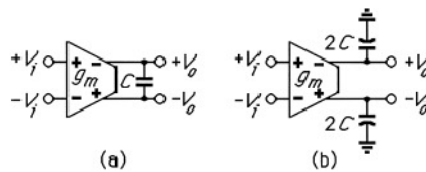


Εικόνα 1.18: Τρόποι σύνδεσης διαγωγού για την προσομοίωση αντιστάσεων[2].

Τα βασικά δομικά στοιχεία με τα οποία μπορεί να κατασκευαστεί ένα $g_m - C$ φίλτρο, είναι οι ολοκληρωτές (integrators) και οι γυράτορες (gyrators)[2]. Οι ολοκληρωτές είναι τα βασικά στοιχεία για την ανάπτυξη ενεργών φίλτρων, όσον αφορά δομές δεύτερης τάξης και cascade κυκλώματα, αλλά και για υψηλής τάξης δίκτυα LC (LC ladder simulations). Οι γυράτορες, δομικά στοιχεία τα οποία χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα εργασία για να κατασκευασθεί το φίλτρο, χρησιμοποιούνται μαζί με τους πυκνωτές για την αντικατάσταση των πηνίων στα παθητικά LC φίλτρα. Έτσι με τους γυράτορες μπορεί να γίνει κατευθείαν η μετατροπή από ένα παθητικό κύκλωμα, όπως τα LC δίκτυα, σε ένα ενεργό $g_m - C$ φίλτρο. Παρακάτω θα παρουσιαστούν πιο αναλυτικά τα δυο αυτά δομικά στοιχεία:

Ολοκληρωτές:

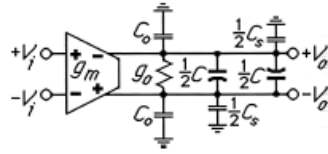
Ένας ολοκληρωτής, είναι ένας διαγωγός που έχει σαν φορτίο στην έξοδο του έναν πυκνωτή γειωμένο ή στον αέρα όπως φαίνεται και στην Εικόνα 1.19. Η δεύτερη περίπτωση απαιτεί τέσσερις φορές μεγαλύτερο πυκνωτή, και καταλαμβάνει τέσσερις φορές περισσότερο χώρο στον τσιπ.



Εικόνα 1.19: Ολοκληρωτής με πυκνωτή στον αέρα (a) ή γειωμένο (b). Ο γειωμένος πυκνωτής καταλαμβάνει τέσσερις φορές περισσότερο χώρο από τον πυκνωτή που είναι στον αέρα[2].

Ένας ολοκληρωτής υλοποιεί την παρακάτω συνάρτηση μεταφοράς (Εξίσωση 1.6) αλλά αυτή η συνάρτηση μεταφοράς είναι ευαίσθητη σε μη αναπόφευκτες παρασιτικές χωρητικότητες οι οποίες βρίσκονται στους κόμβους εξόδου του διαγωγού (Εικόνα 1.20), αλλά και στη διαγωγιμότητα εξόδου g_o του διαγωγού.

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{g_m}{sC} \quad (1.6)$$



Εικόνα 1.20: Παρασιτικές χωρητικότητες που σχετίζονται με τον $g_m - C$ ολοκληρωτή. C_o η παρασιτική χωρητικότητα στην έξοδο του διαγωγού και C_s η παρασιτική χωρητικότητα που προέρχεται από το υπόστρωμα (bottom-plate-to-substrate capacitance)[2].

Γυράτορες:

Ένας γυράτορας περιγράφεται από τις εξής σχέσεις (Εξίσωση 1.7 και Εξίσωση 1.8):

$$I_i = \frac{1}{r} V_o \quad (1.7)$$

$$I_o = -\frac{1}{r} V_i \quad (1.8)$$

όπου r είναι η αντίσταση του γυράτορα (gyration resistance).

Έτσι η αντίσταση εισόδου $Z_{in}(s)$ του γυράτορα είναι αντιστρόφως ανάλογη του της αντίστασης του φορτίου $Z_{load}(s)$ (Εξίσωση 1.9):

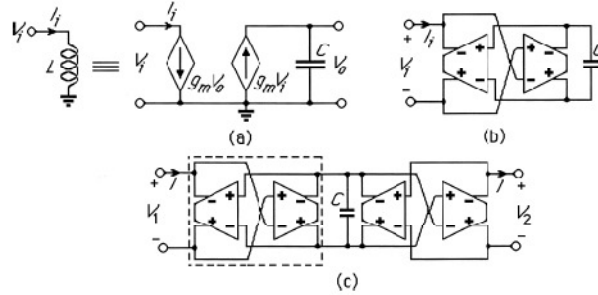
$$Z_{in}(s) = \frac{V_i}{I_i} = r^2 \frac{-I_o}{V_o} = r^2 \frac{1}{Z_{load}(s)} \quad (1.9)$$

Αν ο γυράτορας έχει φορτίο μια χωρητικότητα C , τότε $Z_{load}(s) = 1/(sC)$, οπότε η αντίσταση εισόδου του γυράτορα είναι ανάλογη της συχνότητας (Εξίσωση 1.10) καθώς:

$$Z_{in}(s) = sr^2C = sL \quad (1.10)$$

δηλαδή συμπεριφέρεται σαν πηνίο με τιμή r^2C . Σύμφωνα με την Εξίσωση 1.7 και την Εξίσωση 1.8, ένας γυράτορας μπορεί να θεωρηθεί σαν μια σύνδεση ενός αναστρέφοντα και ενός μη αναστρέφοντα διαγωγού με τιμή $g_m = 1/r$ (Εικόνα 1.21(a)). Έτσι μπορούν να κατασκευαστούν εξαιρετικοί γυράτορες με τη χρήση διαγωγών, σε αντίθεση με τους τελεστικούς ενισχυτές. Η διαθεσιμότητα καλών διαγωγών παρέχει μια βολική μέθοδο για το

σχεδιασμό ολοκληρωμένων $g_m - C$ δικτύων, αντικαθιστώντας τα πηνία σε ένα LC δίκτυο με γυράτορες.



Εικόνα 1.21: (a) υλοποίηση γειωμένου πηνίου με ελεγχόμενες πηγές ρεύματος να προσομοιάζουν γυράτορα με φόρτιο έναν πυκνωτή. (b) διαφορική $g_m - C$ υλοποίηση γειωμένου πηνίου (γυράτορας). (c) για την υλοποίηση πηνίου που βρίσκεται στον αέρα απαιτούνται δύο γυράτορες[2].

Βλέπουμε δηλαδή ότι η λειτουργία ενός γυράτορα βασίζεται εγγενώς στους διαγωγούς, δηλαδή ο σχεδιασμός αυτών των δομών γίνεται ευκολότερα με διαγωγούς που είναι πηγές ρεύματος εξαρτώμενες από τάση, παρά με τελεστικούς ενισχυτές οι οποίοι είναι πηγές τάσης εξαρτώμενες από τάση.

Αν λάβουμε υπόψη τις παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζονται στα άκρα του διαγωγού (Εικόνα 1.20), η συνολική πραγματική χωρητικότητα της Εικόνας 1.21(b) ισούται με (Εξίσωση 1.11):

$$C_{eff} = C + \frac{1}{2} \left(\frac{C_s}{2} + C_i + C_o \right) \quad (1.11)$$

όπου C_i η παρασιτική χωρητικότητα στους κόμβους εισόδου του διαγωγού (Εικόνα 1.17). Επίσης, στην είσοδο του πηνίου της Εικόνας 1.21(b), υπάρχει και η παρασιτική χωρητικότητα $C_{in} = C_i + C_o$, οπότε το πηνίο αυτό το ισούται με (Εξίσωση 1.12):

$$L_{eff} = \frac{C_{eff}}{g_m^2} \quad (1.12)$$

και έχει ιδιοσυχνότητα (Εξίσωση 1.13):

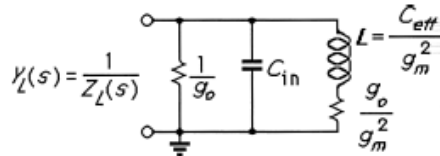
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{eff} C_{in}}} \quad (1.13)$$

Τέλος, όσον αφορά το μοντέλο του πηνίου, ένας διαγωγός έχει πεπερασμένη διαφορική αγωγιμότητα εξόδου g_o , η οποία εμφανίζεται στους ακροδέκτες της εισόδου και του

φορτίου του γυράτορα (Εικόνα 1.21(b)), έτσι ώστε η συνολική αγωγιμότητα του πηνίου να ισούται με (Εξίσωση 1.14):

$$Y_L(s) = g_o + sC_{in} + \frac{g_m^2}{sC_{eff} + g_o} \quad (1.14)$$

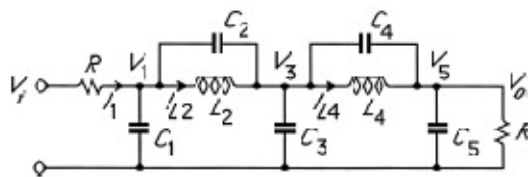
Έτσι έχουμε το ισοδύναμο κύκλωμα της Εικόνας 1.22 για το πηνίο L:



Εικόνα 1.22: Παθητικό ισοδύναμο κύκλωμα γειωμένου πηνίου το οποίο είναι προσομοιωμένο με βάση την εικόνα..(b)[2].

1.2.4 Προσομοίωση δικτύων LC

Η εξαγωγή ενός ενεργού φίλτρου από ένα ισοδύναμο παθητικό LC δίκτυο, είναι η πιο δημοφιλής μέθοδος σχεδιασμού φίλτρων, λόγω της χαμηλής ευαισθησίας αυτής της τοπολογίας στις μεταβολές των στοιχείων του. Δύο μέθοδοι είναι διαθέσιμες για την προσομοίωση δικτύων LC. Ένα παράδειγμα τέτοιου δικτύου LC φαίνεται στην Εικόνα 1.23. Η πρώτη και πιο απλή μέθοδος αντικαθιστά τα πηνία του δικτύου με γυράτορες και ονομάζεται μέθοδος αντικατάστασης στοιχείων (element replacement method), ενώ η δεύτερη μέθοδος βασίζεται στο ότι ένα πηνίο με έναν γειωμένο πυκνωτή αποτελούν μια πράξη ολοκλήρωσης, οπότε και χρησιμοποιεί ολοκληρωτές αντί για γυράτορες. Η δεύτερη μέθοδος που χρησιμοποιεί ολοκληρωτές, ονομάζεται μέθοδος ροής σήματος (signal-flow graph method). Και οι δυο μέθοδοι οδηγούν σε ίδιο ενεργό κύκλωμα οπότε χρησιμοποιείται αυτή που βολεύει κάθε φορά τον σχεδιαστή[2].



Εικόνα 1.23: Παράδειγμα δικτύου LC, το οποίο περιγράφει 5^{ης} τάξης ελλειπτικό βαθυπερατό φίλτρο.

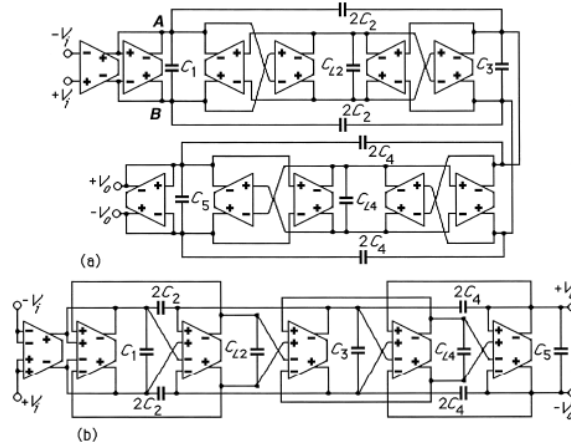
Τα παθητικά LC δίκτυα έχουν πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με άλλα παθητικά δίκτυα. Έχουν απλούστερη δομή και έχουν αναλυθεί εκτενώς σε διάφορα βιβλία. Το κυριότερο τους πλεονέκτημα είναι η χαμηλή ευαισθησία τους στις μεταβολές των στοιχείων τους όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως. Η εμφάνιση ενεργών στοιχείων, όπως οι τελεστικοί ενισχυτές και οι διαγωγοί, οδήγησε στην αντικατάσταση των ογκώδη πηνίων αλλά διατηρήθηκε η δομή των δικτύων LC λόγω των πλεονεκτημάτων τους που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Μέθοδος ροής σήματος:

Στη μέθοδο αυτή, η αρχική LC δομή περιγράφεται από εξισώσεις ρεύματος και τάσης. Τα ρεύματα και οι τάσεις είναι οι μεταβλητές κατάστασης του δικτύου. Οι τάσεις περιγράφουν τους πυκνωτές και τα ρεύματα τα πηνία. Αυτές οι εξισώσεις κατάστασης χρησιμοποιούνται από τη μέθοδο ροής σήματος (SFG-signal flow graph) και μετασχηματίζονται σε κατάλληλη μορφή ώστε να μπορούν να περιγράψουν και να αντικατασταθούν από ενεργά δομικά στοιχεία[2].

Μέθοδος αντικατάστασης στοιχείων:

Στη μέθοδο αυτή, όπως αναφέρθηκε και πριν, αντικαθιστούνται τα πηνία από γυράτορες. Αρχικά γίνεται μετατροπή της πηγής τάσης σε πηγή ρεύματος μέσω της μετατροπής Norton, μετατρέποντας έτσι και την αντίσταση εισόδου από σε σειρά, παράλληλα. Έτσι ο πρώτος διαγωγός στην Εικόνα 1.24(a), αντικαθιστά την πηγή ρεύματος, και ο δεύτερος διαγωγός είναι η γειωμένη αντίσταση εισόδου. Όλοι οι διαγωγοί του παραδείγματος στην Εικόνα 1.24 είναι πανομοιότυποι και όλοι οι πυκνωτές εκτός από τον C_2 και C_4 μπορούν να γειωθούν[2].



Εικόνα 1.24: (a) $g_m - C$ προσομοίωση με τη μέθοδο αντικατάστασης στοιχείων του 5^{ης} τάξης ελλειπτικού βαθυπερατού LC δικτύου της εικόνας 1.23. Έχουν αντικατασταθεί και οι αντιστάσεις πηγής και εξόδου του δικτύου και όλοι οι διαγωγμοί είναι πανομοιότυποι. Τα πηνία που βρίσκονταν στον αέρα έχουν αντικατασταθεί από δύο γυράτορες. (b) Το ίδιο κύκλωμα με διαγωγμούς διπλής εισόδου[2].

Οι τιμές των στοιχείων του δικτύου LC που απαιτούνται για τη δημιουργία συγκεκριμένων χαρακτηριστικών σε ένα φίλτρο, προέρχονται από δημοσιευμένους πίνακες, από τύπους ανάλογα με την προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς που θα πάρουμε ή μπορούν να εξαχθούν κατευθείαν από κατάλληλα λογισμικά. Αν θεωρήσουμε R_n , $C_{i,n}$ και $L_{i,n}$ τις κανονικοποιημένες τιμές των στοιχείων του παθητικού LC δικτύου, ο μετασχηματισμός σε πραγματικά στοιχεία σε μονάδες [F] και [H] γίνεται με βάση τις εξής εξισώσεις (Εξίσωση 1.15, Εξίσωση 1.16 και Εξίσωση 1.17):

$$R = \frac{R_n}{g_m} \quad (1.15)$$

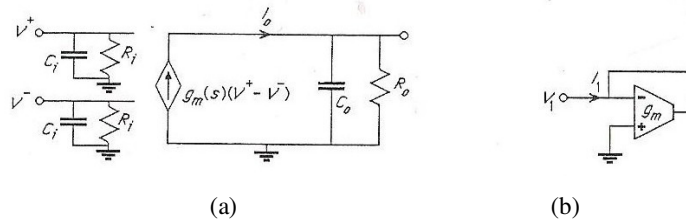
$$C_i = C_{i,n} \frac{g_m}{\omega_c} \quad (1.16)$$

$$L_i = L_{i,n} \frac{1}{g_m \omega_c} = \frac{C_{Li}}{g_m^2} \rightarrow C_{Li} = L_{i,n} \frac{g_m}{\omega_c} \quad (1.17)$$

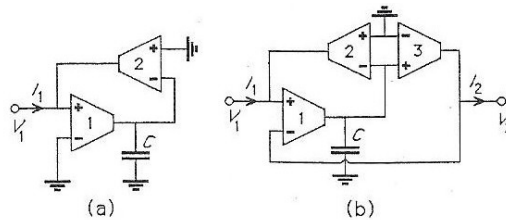
όπου g_m είναι η τιμή της διαγωγιμότητας η οποία επιλέγεται από τον σχεδιαστή, ω_c είναι η κανονικοποιημένη συχνότητα (συνήθως η καθορισμένη συχνότητα αποκοπής), και η κανονικοποιημένη τιμή R_n συνήθως τίθεται ίση με τη μονάδα ($R_n = 1$). Ένα παθητικό LC δίκτυο όμως, έχει 6 dB απώλεια κέρδους μέσα στη συνάρτηση μεταφοράς του. Αυτή η

απώλεια μπορεί να εξαλειφθεί διπλασιάζοντας την τιμή του διαγωγού που βρίσκεται στην είσοδο του κυκλώματος. Η μέθοδος αυτή, χρησιμοποιήθηκε και στην παρούσα εργασία[1].

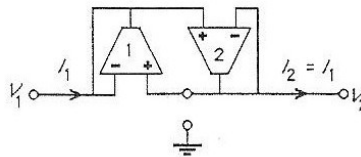
Είδαμε δηλαδή ότι όταν χρησιμοποιούμε διαγωγούς για την υλοποίηση ενός φίλτρου, έχουμε τη δυνατότητα να προσομοιώσουμε τα παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πηνία) με τη χρήση διαγωγών και πυκνωτών. Οι διαγωγοί μπορούν να προσομοιώσουν γειωμένες αντιστάσεις, αντιστάσεις που βρίσκονται στον αέρα (floating), γειωμένα πηνία και πηνία που βρίσκονται στον αέρα όπως είδαμε προηγουμένως έναν τρόπο υλοποίησης με γυράτορες. Παρακάτω (Εικόνα 1.25, Εικόνα 1.26 και Εικόνα 1.27) φαίνονται οι προσομοιώσεις αυτές με τη χρήση διαγωγών και πυκνωτών:



Εικόνα 1.25: (a) Μοντέλο διαγωγού με τη διαγωγμότητα να εξαρτάται από τη συχνότητα (μη ιδανικό μοντέλο διαγωγού), και (b) κύκλωμα διαγωγού το οποίο προσομοιώνει γειωμένη αντίσταση[1].



Εικόνα 1.26: $g_m - C$ υλοποίηση (a) γειωμένου πηνίου και (b) πηνίου που βρίσκεται στον αέρα. $g_{m2} = g_{m3} = g_m$ και $L = C / (g_m g_{m1})$ [1].



Εικόνα 1.27: Υλοποίηση αντίστασης στον αέρα με τη χρήση διαγωγών. $R = 1/g_m$ και $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ [1].

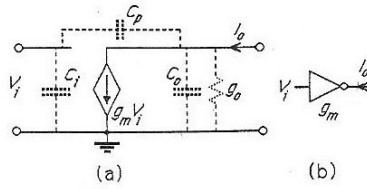
1.2.5 Σύγκριση κυκλωμάτων single-ended και fully balanced

Ο κυριότερος στόχος για την υλοποίηση αναλογικών φίλτρων σε πλήρη ολοκληρωμένη μορφή, είναι η τοποθέτηση όλων των στοιχείων ενός συστήματος σε ένα και μόνο ολοκληρωμένο κύκλωμα. Λόγω όμως αναπόφευκτων παρασιτικών σημάτων σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, υπάρχει η τάση να εισέρχονται στο αναλογικό κύκλωμα (π.χ. φίλτρο) σήματα που προέρχονται από το ψηφιακό μέρος του ολοκληρωμένου κυκλώματος (switching noise). Αυτά μπορεί να είναι ένα κύκλωμα ελέγχου ή ρύθμισης, το οποίο περιλαμβάνει ψηφιακά ή διακοπτόμενα κυκλώματα και, κυρίως, πάντα περιέχει ένα σήμα ρολογιού σαν απαραίτητο στοιχείο του κυκλώματος ελέγχου. Το γεγονός αυτό μπορεί να προκαλέσει χειροτέρευση του σηματοθορυβικού λόγου (signal-to-noise ratio), και ο θόρυβος αυτός (το ανεπιθύμητο σήμα) μπορεί να εισαχθεί στο φίλτρο είτε άμεσα, είτε μέσω του υποστρώματος ή μέσω των γειώσεων και των πηγών τροφοδότησης.

Για να αποφευχθούν τέτοια προβλήματα, τα κυκλώματα σχεδιάζονται σε διαφορεική παρά σε single-ended (μονής εισόδου-μονής εξόδου) μορφή. Ακόμα καλύτερα αποτελέσματα υπάρχουν όταν τα κυκλώματα δεν είναι απλώς σε διαφορεική μορφή, αλλά είναι πλήρως εξισορροπημένα (fully balanced), με απόλυτα συμμετρικό σχέδιο (layout) ώστε όλα τα παρασιτικά στοιχεία να εισέρχονται ισόποσα στο αναστρέφων και μη αναστρέφων μονοπάτι του κυκλώματος σαν σήματα κοινής λειτουργίας (common mode σήματα). Ένα fully balanced κύκλωμα όμως απαιτεί διπλασιασμό του μεγαλύτερου μέρους του κυκλώματος. Η διαφορεική φύση των κυκλωμάτων σε συνδυασμό με καλή τροφοδοσία και απόρριψη κοινού σήματος εξασφαλίζουν την ελάχιστη επιρροή του εξωτερικού θορύβου στο σήμα μας.

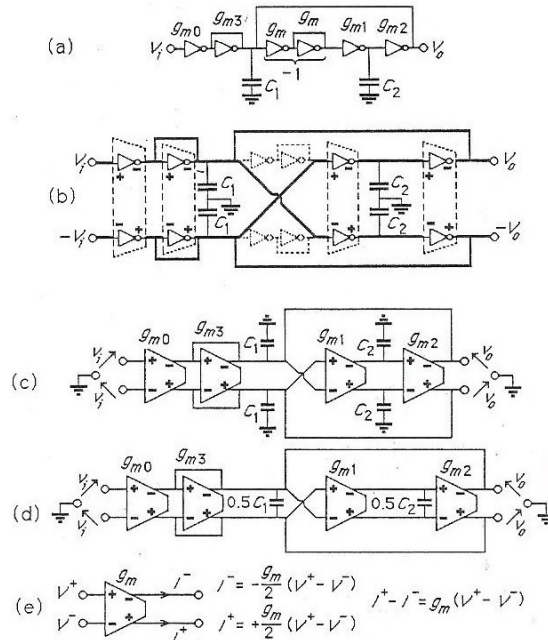
Ένα single-ended κύκλωμα μετατρέπεται σε fully differential με την εξής μέθοδο: καθρεφτίζοντας όλο το κύκλωμα ως προς τη γη, διπλασιάζοντας όλα τα στοιχεία και διαιρώντας το κέρδος όλων των ενεργών στοιχείων δια δύο. Αλλάζοντας το πρόσημο όλων των καθρεφτισμένων ενεργών στοιχείων, συγχωνεύονται τα ζευγάρια στοιχείων με τα ανεστραμμένα και μη κέρδη σε ένα ισορροπημένο στοιχείο διαφορικής εισόδου-διαφορικής εξόδου (balanced differential input-differential output device). Επειδή τώρα υπάρχουν σήματα και των δυο πολικότητων, κάθε στοιχείο που στο αρχικό κύκλωμα υλοποιούσε μια απλή αναστροφή σήματος, στο fully differential κύκλωμα υλοποιείται με μια διασταύρωση των καλωδίων[1].

Το σύμβολο του ανάστροφου διαγωγού μονής εισόδου-μονής εξόδου το οποίο θα χρησιμοποιηθεί στη συνέχεια για την υλοποίηση του fully balanced κυκλώματος είναι το εξής (Εικόνα 1.28):



Εικόνα 1.28: Ανεστραμμένος διαγωγός μονής εξόδου (single-ended) όπου $I_o = g_m V_i$. (a) Ισοδύναμο κύκλωμα. (b) Αντίστοιχο κυκλωματικό σύμβολο[1].

Ένα παράδειγμα μετατροπής κυκλώματος από διαφορικό σε πλήρως εξισοροπημένο φαίνεται στην Εικόνα 1.29, όπου από μια συνάρτηση μεταφοράς η οποία υλοποιείται από ανάστροφους διαγωγούς μονής εισόδου-μονής εξόδου, καταλήγουμε σε ένα fully balanced $g_m - C$ κύκλωμα. Η μετατροπή όμως σε πλήρως διαφορικό κύκλωμα, διπλασίασε την υπάρχουσα συνολική χωρητικότητα. Τα τρία τέταρτα του χώρου όπου καταλαμβάνει αυτή η χωρητικότητα, μπορούν να εξοικονομηθούν, αν οι χωρητικότητες ενωθούν όπως στην Εικόνα 1.29(d). Σε αυτή την περίπτωση όμως οι χωρητικότητες θα βρεθούν στον αέρα (floating), γεγονός που οδηγεί σε πιο πολύπλοκες διεργασίες κατασκευής και στην εισαγωγή επιπλέον παρασιτικών χωρητικότητας (bottom-to-plate παρασιτικές χωρητικότητες), οι οποίες δεν είναι παρούσες όταν οι χωρητικότητες είναι γειωμένες και όχι στον αέρα. Η μετατροπή δηλαδή από single-ended σε balanced κύκλωμα, γενικώς διπλασιάζει τον αριθμό των παθητικών στοιχείων, αλλά δεν αλλάζει τον αριθμό των ενεργών στοιχείων, αντιθέτως συχνά τον μειώνει. Όμως, μια πλήρως εξισοροπημένη (balanced) δομή εξαλείφει τυχόν μη γραμμικότητες και παραμορφώσεις. Ας λάβουμε υπόψη την διαφορική φύση της εισόδου και της εξόδου. Εάν $V_{out} = f(V_{in})$, τότε θα ισχύει και $-V_{out} = f(-V_{in})$, δηλαδή η διαφορική συνάρτηση μεταφοράς είναι μία περιττή συνάρτηση. Επομένως θα παρουσιάζει μη-γραμμικότητες μόνο περιττής τάξης αφού οι άρτιας τάξης θα παρουσιάζονται μεν σε κάθε μία έξοδο ξεχωριστά, αλλά στην διαφορική έξοδο θα αλληλοαναιρούνται.



Εικόνα 1.29: (a) Δεύτερης τάξης φίλτρο σχεδιασμένο με single-ended ανεστραμμένους διαγωγούς. (b) Το κύκλωμα καθρεφτισμένο ως προς τη γη. (c) Το τελικό πλήρες διαφορικό κύκλωμα με γειωμένους πυκνωτές και διαγωγούς διπλής εισόδου-διπλής εξόδου. (d) Το πλήρες διαφορικό κύκλωμα με τους πυκνωτές στον αέρα και όχι γειωμένους. (e) Το κυκλωματικό σύμβολο και οι σχέσεις που καθορίζουν τον balanced διαγωγό[1].

Κάθε διαφορικό εξισορροπημένο κύκλωμα παρέχει μεγαλύτερη δυνατότητα διακύμανσης του σήματος εξόδου από τα αντίστοιχα κυκλώματα με μία μόνο έξοδο, καθώς η μεταβολή από κορυφή σε κορυφή της τάσης εξόδου είναι διπλάσια σε αυτή την περίπτωση. Αυτό είναι ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα των διαφορικών πλήρως εξισορροπημένων δικτύων ιδιαίτερα στις υλοποιήσεις με χαμηλή τροφοδοσία που σχεδιάζονται στην εποχή μας. Αυτή η μεγαλύτερη διακύμανση της εξόδου όμως, μπορεί να οδηγήσει σε αυξημένο σηματοθορυβικό λόγο (SNR) καθώς:

$$SNR_{max} = \frac{\text{maximum output signal power}}{\text{output noise power}}$$

Επίσης, τα ενεργά κυκλώματα με διαφορικές εισόδους και διαφορικές balanced εξόδους, συχνά αποτελούνται από πιο πολύπλοκα κυκλώματα σε σχέση με τα αντίστοιχα single-ended. Αν όμως χρησιμοποιηθεί από βιβλιογραφία ενεργό single-ended κύκλωμα, η μετατροπή σε fully balanced δομή είναι πολύ εύκολη, καθώς ένας διαγωγός με διαφορική

έξοδο αποτελείται από δυο πανομοιότυπους single-ended διαγωγούς συνδεδεμένους παράλληλα.

1.3: Εργαλεία Λογισμικού

Το εργαλείο λογισμικού που χρησιμοποιήθηκε για τον σχεδιασμό και την προσομοίωση του φίλτρου είναι το πρόγραμμα Cadence (έκδοση IC6.1.5). Συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκε η τεχνολογία CMOS10LPe της εταιρίας IBM, με μήκος καναλιού του τρανζίστορ στα 65nm. Για τα τρανζίστορ nmos χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο lvtmfet_rf και για τα τρανζίστορ pmos το μοντέλο lowvtrfet_rf . Τα μοντέλα αυτά, είναι τρανζίστορ χαμηλής τάσης κατωφλίου (low threshold voltage) και για υψηλές RF συχνότητες (RF fet devices).

1.4 Σκοπός της διπλωματικής εργασίας

Ο σκοπός της διπλωματικής εργασίας, είναι η υλοποίηση ενός βαθυπερατού φίλτρου Chebyshev 5^{ης} τάξης, με τη χρήση ενισχυτών διαγωγιμότητας αντί τελεστικών ενισχυτών. Οι τελεστικοί ενισχυτές, έχουν χρησιμοποιηθεί στην εργασία [4] για την υλοποίηση φίλτρου με τα ίδια ακριβώς χαρακτηριστικά που απαιτούνται στην παρούσα εργασία. Δηλαδή θα γίνει προσπάθεια για την υλοποίηση ενός $g_m - C$ φίλτρου, αντί ενός Active-RC φίλτρου, με σκοπό όμως να πετύχουμε τις ίδιες προδιαγραφές φίλτρου με την εργασία [4], και ειδικά την προδιαγραφή στη συχνότητας αποκοπής. Το Active-RC φίλτρο που κατασκευάστηκε στην εργασία [4], σχεδιάστηκε σε τεχνολογία 90nm, για τη χρήση του σε πομποδέκτη 60 GHz για gigabit Ethernet ασύρματη μετάδοση σε απόσταση ενός χιλιομέτρου. Το τελικό φίλτρο θα είναι πιο απλό χάρη στα πλεονεκτήματα των διαγωγών που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Κεφάλαιο 2^ο : Σύνθεση του φίλτρου

Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύονται τα βήματα που ακολουθήθηκαν για τον σχεδιασμό του Chebyshev $g_m - C$ φίλτρου 5^{ης} τάξης. Παρουσιάζονται αρχικά οι δοθείσες προδιαγραφές του φίλτρου, και κατασκευάζεται το παθητικό LC δίκτυο από το οποίο θα προέρθει το ενεργό πλήρως εξισορροπημένο φίλτρο Chebyshev. Κατόπιν κατασκευάζεται το ενεργό φίλτρο από το αντίστοιχο παθητικό που σχεδιάστηκε προηγουμένως με τη χρήση ιδανικών διαγωγών και με δομικό στοιχείο τους γυράτορες, και τέλος γίνεται ο έλεγχος του φίλτρου ως προς την απόκριση συχνότητας με τα ιδανικά στοιχεία του. Αρχικά ο σχεδιασμός του φίλτρου έγινε έχοντας υπόψη τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου και σαν συχνότητα αποκοπής θεωρήθηκε η -3 dB. Κατόπιν όμως, έγινε επανασχεδιασμός του φίλτρου χωρίς τον υπολογισμό αντιστάσεων εισόδου και εξόδου και σαν συχνότητα αποκοπής θεωρήθηκε η -1 dB.

2.1 Αρχικός σχεδιασμός $g_m - C$ φίλτρου

2.1.1 Παρουσίαση προδιαγραφών $g_m - C$ φίλτρου

Οι προδιαγραφές του φίλτρου προς υλοποίηση της εργασίας [4] είναι οι εξής:

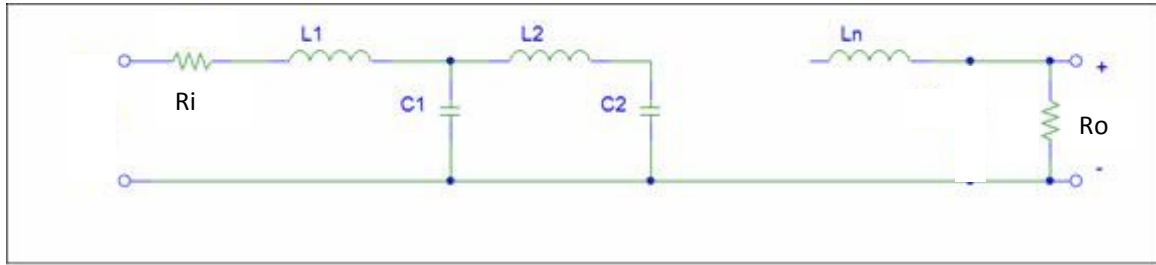
- Τύπος φίλτρου: Chebyshev
- F_{pass} : 500 MHz
- A_p : 1 dB
- Ripple: 0.5 dB
- Order: 5
- Gain: 0 dB
- IIP3: -12 dBm
- NF: 12 dB
- $R_o (= R_i)$: 200 Ω hm

Όπου $\min(20 \log|H(j\omega)|) = -A_p$ (dB) για ω στην περιοχή διέλευσης (passband)

Αρχικά ο σχεδιασμός του φίλτρου της παρούσας εργασίας έγινε με βάση την προδιαγραφή $R_o (= R_i)$: 200 Ω hm, και συχνότητα αποκοπής την -3dB. Κατόπιν όμως, σχεδιάστηκε άλλο φίλτρο χωρίς αυτή τη προδιαγραφή, δηλαδή χωρίς να λαμβάνουμε υπόψη τι θα συνδεθεί πριν και μετά το φίλτρο, και η συχνότητα αποκοπής έγινε η -1dB, το οποίο θεωρείται το πιο σύνηθες, όταν αναφερόμαστε σε φίλτρα Chebyshev.

2.1.2 Υλοποίηση $g_m - C$ φίλτρου Chebyshev με ιδανικά στοιχεία με αντίσταση πηγής και εξόδου 200 Ω hm.

Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 2.1) παρουσιάζεται το δίκτυο LC ελάχιστης χωρητικότητας που θα χρησιμοποιήσουμε, για περιττό βαθμό φίλτρου N, και λαμβάνοντας αρχικά υπόψη τη προδιαγραφή $R_o (= R_i)$: 200 Ω hm. Η έξοδος μας είναι στα άκρα της αντίστασης R_o . Σε αυτό το σημείο πρέπει να τονίσουμε πως για την μεταβίβαση της μέγιστης ισχύος από το δίκτυο απαιτείται στην κανονικοποιημένη μορφή, $R_i = R_o = 1$.



Εικόνα 2.1: Δίκτυο LC ελάχιστης χωρητικότητας.

Η R_i και η R_o είναι η αντίσταση πηγής και φορτίου αντίστοιχα. Οι τιμές για τα παθητικά στοιχεία του κανονικοποιημένου δικτύου LC, μπορούν να υπολογισθούν κατευθείαν από πίνακες, όπως και πήραμε για την παρούσα εργασία από την [6]. Έτσι λοιπόν οι κανονικοποιημένες τιμές που λάβαμε από τους πίνακες για $n=5$, $\text{ripple}=0.5\text{dB}$ και κανονικοποιημένη τιμή $R_i = 1$ είναι:

$$R_i = 1, L_1 = 1.8068, C_1 = 1.3025, L_2 = 2.6914, C_2 = 1.3025, L_3 = 1.8068.$$

Αποκανονικοποιώντας τις τιμές ως προς τη συχνότητα αποκοπής θα έχουμε:

$$\omega_p = 2\pi f_p$$

$$L'_1 = \frac{L_1}{\omega_p} = 575.12 \text{ pH}$$

$$C'_1 = \frac{C_1}{\omega_p} = 414.60 \text{ pF}$$

$$L'_2 = \frac{L_2}{\omega_p} = 856.70 \text{ pH}$$

$$C'_2 = \frac{C_2}{\omega_p} = 414.60 \text{ pF}$$

$$L'_3 = \frac{L_3}{\omega_p} = 575.12 \text{ pH}$$

Επειδή θέλουμε $R_i = R_o = 200 \Omega$, αποκανονικοποιούμε τις τιμές και ως προς την αντίσταση επίσης:

$$R''_i = R''_o = bR_i = 200 \Omega$$

$$L''_1 = bL'_1 = 115.024 \text{ nH}$$

$$C''_1 = \frac{C'_1}{b} = 2.073 \text{ pF}$$

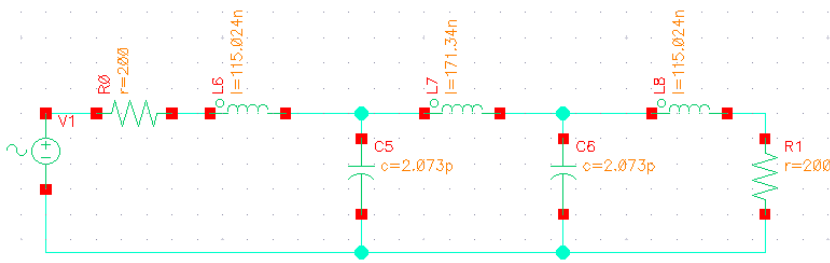
$$L''_2 = bL'_2 = 171.34 \text{ nH}$$

$$C''_2 = \frac{C'_2}{b} = 2.073 \text{ pF}$$

$$L'_3 = bL'_3 = 115.024 \text{ nH}$$

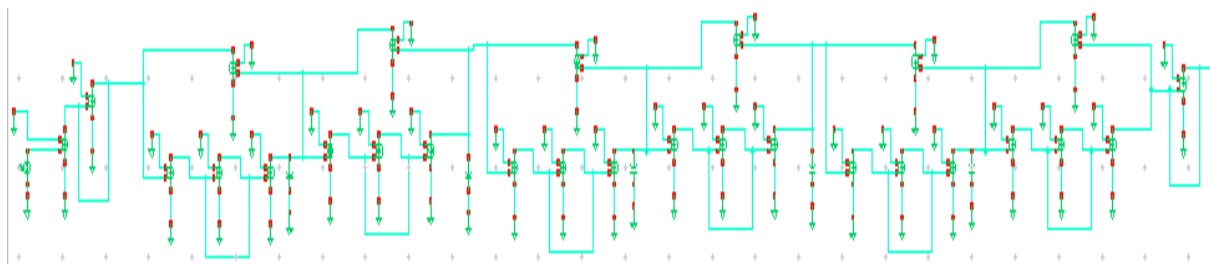
όπου $b = 200$.

Στο επόμενο βήμα, θα περάσουμε στην μετατροπή του παθητικού φίλτρου στο αντίστοιχο ενεργό $g_m - C$ που επιτελεί την λειτουργική προσομοίωσή του. Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 2.2) παρουσιάζεται το παθητικό LC δίκτυο με τις αποκανονικοποιημένες τιμές του:



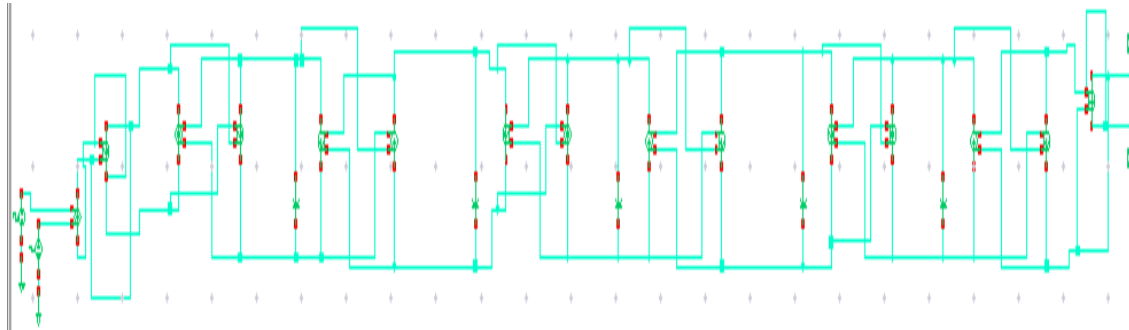
Εικόνα 2.2: Παθητικό LC δίκτυο με τις αποκανονικοποιημένες τιμές πυκνωτών και πηνίων.

Έχουμε αναφέρει πως το ενεργό κύκλωμα που θα προκύψει θα είναι από τη μέθοδο αντικατάστασης στοιχείων και συγκεκριμένα από την αντικατάσταση στοιχείων με γυράτορες. Η μέθοδος αυτή μιμείται τη λειτουργία των πηνίων, οπότε έτσι φεύγουν τα παθητικά στοιχεία από το κύκλωμα και προκύπτει το αντίστοιχο ενεργό. Έτσι με τη μέθοδο αντικατάστασης στοιχείων προκύπτει το εξής κύκλωμα (Εικόνα 2.3):



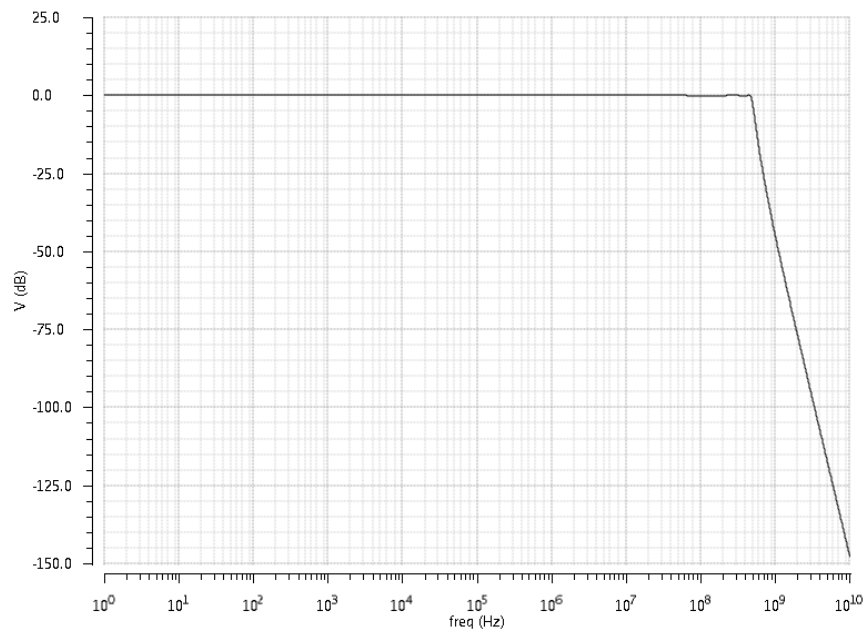
Εικόνα 2.3: Το ενεργό φίλτρο που προέκυψε από τη μέθοδο αντικατάστασης στοιχείων

Οι γυράτορες όπως είδαμε υλοποιούνται με τη χρήση ιδανικών διαγωγών, οπότε με τη μέθοδο αυτή, πολύ εύκολα, προκύπτει κατευθείαν το ενεργό $g_m - C$ κύκλωμα. Στην συνέχεια θα πρέπει να μετατρέψουμε το παραπάνω κύκλωμα σε διαφορικό πλήρως εξισορροπημένο. Σύμφωνα με τον κανόνα που αναφέραμε, κατασκευάζουμε το συμμετρικό του κύκλωμα ως προς την γη και αντικαθιστούμε κάθε στοιχείο που κάνει απλώς αντιστροφή σήματος, με μία απλή διακλάδωση καλωδίων. Με αυτόν τον τρόπο καταλήγουμε στο παρακάτω τελικό σχηματικό για το φίλτρο (Εικόνα 2.4):



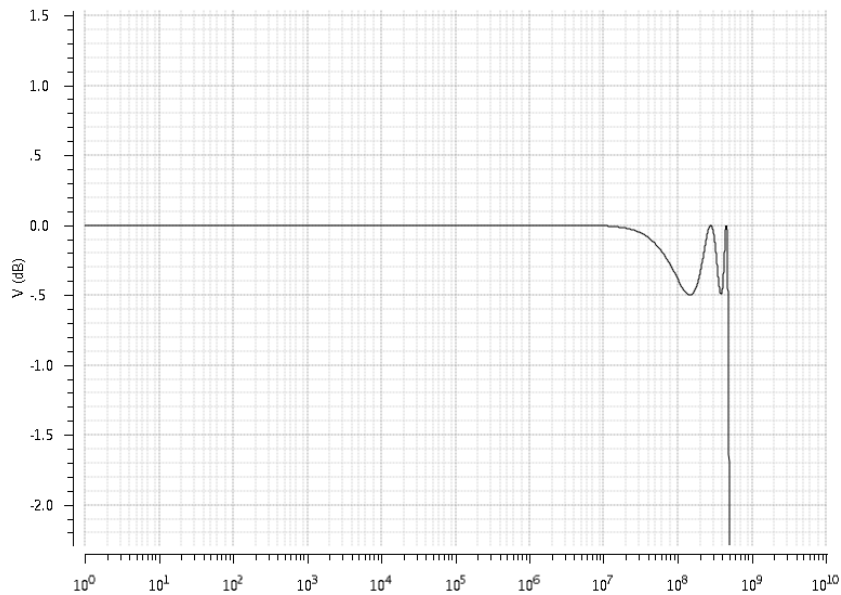
Εικόνα 2.4: Διαφορικό πλήρως εξισορροπημένο ενεργό $g_m - C$ κύκλωμα.

Το επόμενο βήμα στην πορεία υλοποίησης του φίλτρου είναι ο έλεγχος της λειτουργίας του με ιδανικούς διαγωγούς που σχεδιάσαμε προηγουμένως. Ως ιδανικούς τελεστικούς χρησιμοποιήσαμε τα στοιχεία vccs (voltage controlled current sources) από την analoglib του Cadence. Αυτά λειτουργούν σαν διαγωγοί διαφορικής εισόδου-διαφορικής εξόδου, με ρυθμιζόμενο (μεγάλο) κέρδος και άπειρο εύρος λειτουργίας. Στην έξοδο του κυκλώματος λαμβάνεται και μετρείται η διαφορά των δύο σημάτων εξόδου. Είναι φανερό από την παρακάτω χαρακτηριστική (Εικόνα 2.5) πως το ενεργό φίλτρο με ιδανικά στοιχεία ικανοποιεί πλήρως τις προδιαγραφές για ένα βαθυπερατό Chebyshev φίλτρο 5^{ης} τάξης με 0.5dB κυματισμό στην ζώνη διέλευσης και συχνότητα αποκοπής 500MHz, η οποία ορίστηκε στα -3dB.

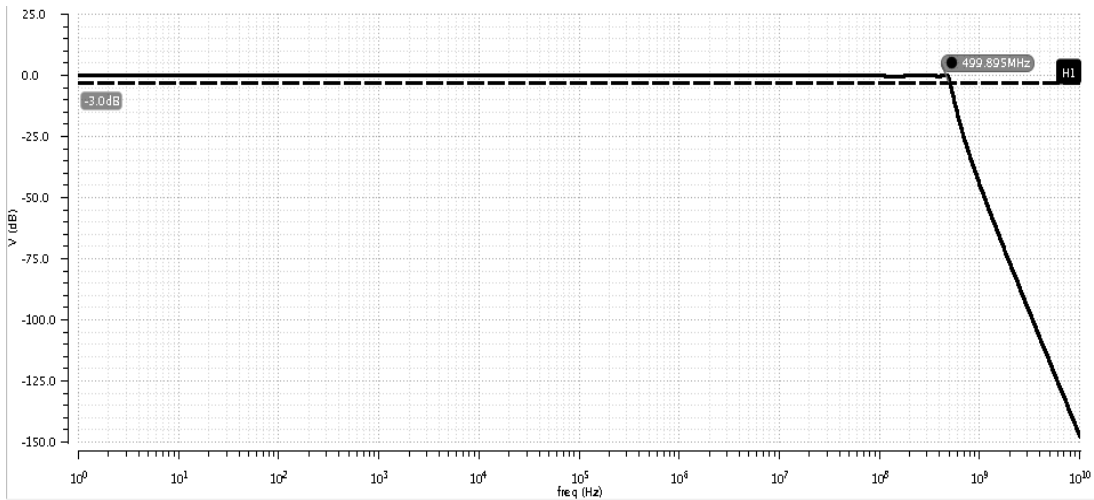


Εικόνα 2.5: Απόκριση συχνότητας ιδανικού φίλτρου.

Ο 0.5dB κυματισμός και η συχνότητα -3dB φαίνονται πιο καθαρά στις παρακάτω εικόνες (Εικόνα 2.6 και Εικόνα 2.7):



Εικόνα 2.6: 0.5dB κυματισμός ιδανικού φίλτρου.



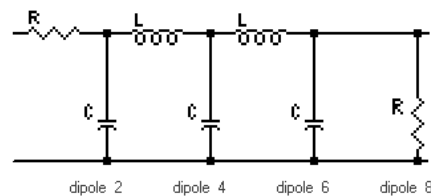
Εικόνα 2.7: -3dB συχνότητα αποκοπής ιδανικού φίλτρου.

2.1.3: Υλοποίηση $g_m - C$ φίλτρου Chebyshev με ιδανικά στοιχεία χωρίς αντίσταση πηγής και εξόδου 200 Ω hm.

Τελικώς, έγινε ο επανασχεδιασμός του φίλτρου, καθώς θεωρήσαμε ότι στην παρούσα εργασία γίνεται απλώς η μελέτη του φίλτρου με έναν διαφορετικό τρόπο υλοποίησης και το φίλτρο αυτό δε θα χρησιμοποιηθεί κάπου, οπότε δεν έχουμε δεδομένη αντίσταση πηγής ούτε και δεδομένη αντίσταση εξόδου. Οπότε και επαναλήφθηκαν τα παραπάνω βήματα, με

δίκτυο LC ελάχιστης επαγωγής αυτή τη φορά, το οποίο μας οδήγησε στη χρήση λιγότερων ενεργών στοιχείων, και αφαιρώντας την αντίσταση εισόδου και εξόδου, που μας οδήγησε πάλι στη χρήση ακόμα λιγότερων ενεργών στοιχείων. Επίσης έγινε αλλαγή της συχνότητας αποκοπής, η οποία έχει καθοριστεί στα 500MHz, από τα -3dB στα -1dB όπως συνηθίζεται στα φίλτρα Chebyshev. Όμως, έπρεπε να γίνει από την αρχή υπολογισμός των διαγωγιμοτήτων και των χωρητικοτήτων του φίλτρου, και αυτή τη φορά έγινε με διαφορετικό τρόπο από τον προηγούμενο, που θα εξηγηθεί παρακάτω.

Χρησιμοποιώντας το δωρεάν πρόγραμμα AADE Filter Design, και εισάγοντας τις προδιαγραφές του φίλτρου προς υλοποίηση, έχουμε τις εξής αποκανονικοποιημένες τιμές ως προς τη ζητούμενη συχνότητα αποκοπής για το LC φίλτρο ελάχιστης επαγωγής (Εικόνα 2.8). Η αντίσταση της πηγής επιλέχθηκε 50Ωm και στο πρόγραμμα Cadence θα ενσωματωθεί στο port που θα χρησιμοποιήσουμε, και στην αντίσταση εξόδου βάλαμε μια πολύ μεγάλη τιμή αντίστασης για να θεωρηθεί ως ανοιχτοκύκλωμα.



```

DIPOLE 1
R 1=50.

DIPOLE 2
C 2=5.42963pF

DIPOLE 3
L 3=.022745uHy

DIPOLE 4
C 4=11.5494pF

DIPOLE 5
L 5=.026143uHy

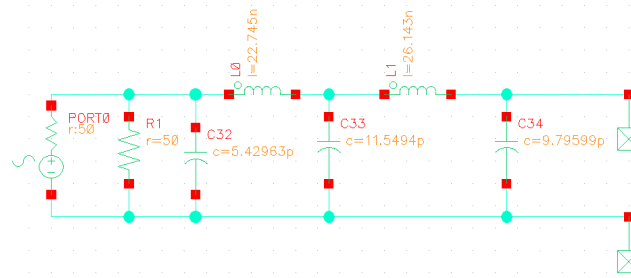
DIPOLE 6
C 6=9.79599pF

DIPOLE 8
R 8=100.M

```

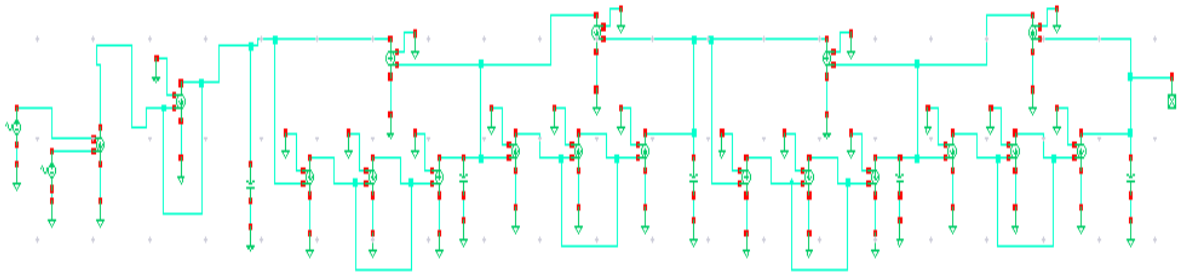
Εικόνα 2.8: Τιμές δικτύου LC από το λογισμικό AADE.

Έτσι έχουμε το εξής ιδανικό LC κύκλωμα από το πρόγραμμα Cadence (Εικόνα 2.9). Η παράλληλη αντίσταση 50 Ωm χρησιμοποιήθηκε ώστε να προσαρμόσουμε το dc κέρδος στα 0 dB. Το port έχει ενσωματωμένη αντίσταση 50 Ωm.



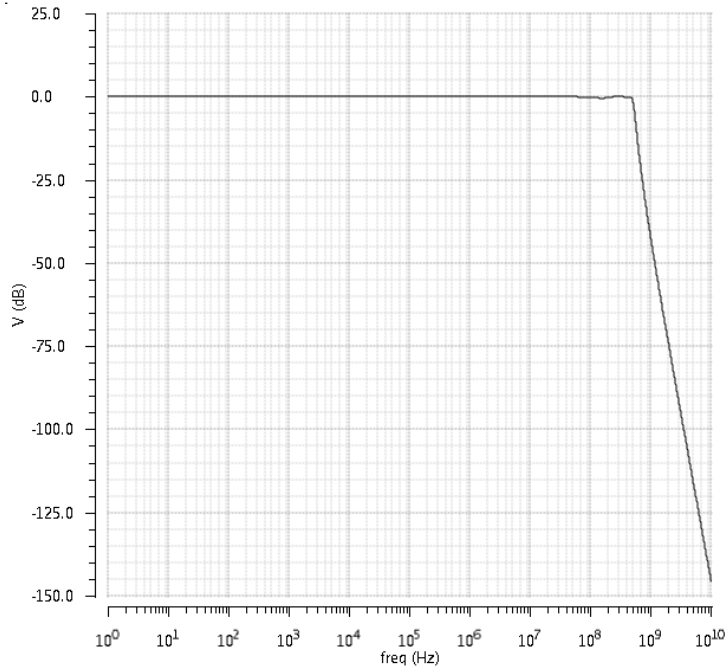
Εικόνα 2.9: Παθητικό LC φίλτρο.

Οπότε και προέκυψε το αντίστοιχο single ended ενεργό φίλτρο (Εικόνα 2.10). Μετά από προσομοιώσεις στο single ended φίλτρο, επιλέχθηκε η τιμή 20 mS για τους διαγωγούς ώστε να ικανοποιούνται οι προδιαγραφές που θέλουμε. Οι προσομοιώσεις έγιναν στο single ended κύκλωμα του φίλτρου, επομένως στο fully balanced κύκλωμα η τιμή του διαγωγού θα είναι 10 mS.



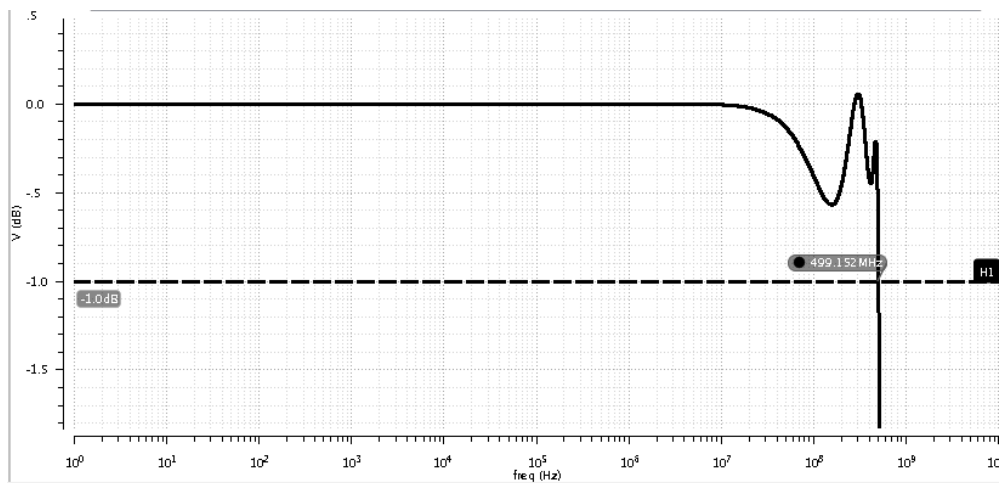
Εικόνα 2.10: Ιδανικό single-ended φίλτρο, το οποίο προέκυψε από το αντίστοιχο LC με αντικατάσταση των πηνίων από γυράτορες.

Για να υπολογισθούν οι τιμές των χωρητικότητων των πυκνωτών C_{L1} και C_{L2} των δυο γυράτορων του παραπάνω ιδανικού single ended φίλτρου που προσομοιώνουν τα δυο πηνία του παθητικού LC κυκλώματος, έγιναν παραμετρικές προσομοιώσεις ως προς τις χωρητικότητες αυτές, ώστε να βρεθούν οι κατάλληλες τιμές που δίνουν στο ιδανικό φίλτρο τις προδιαγραφές που επιθυμούνται. Οι τιμές που επιλέχθηκαν ήταν $C_{L1} = 9pF$ και $C_{L2} = 10.5555pF$. Έτσι παρακάτω έχουμε την απόκριση συχνότητας του παραπάνω ιδανικού single ended φίλτρου:



Εικόνα 2.11: Απόκριση συχνότητας του ιδανικού single-ended φίλτρου.

Παρακάτω φαίνεται η συχνότητα -1dB και η κυμάτωση 0.5dB που επετεύχθη για $C_{L1} = 9\text{pF}$ και $C_{L2} = 10.5555\text{pF}$:



Εικόνα 2.12: Κυμάτωση 0.5dB και συχνότητα -1dB του ιδανικού single-ended φίλτρου.

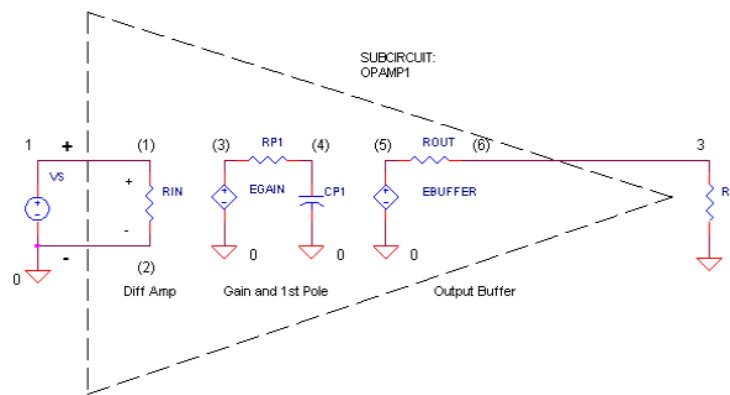
Οπότε βλέπουμε από τα παραπάνω, με τη χρήση ιδανικών στοιχείων, ικανοποιούνται πολύ καλά οι απαιτήσεις για την κυμάτωση και τη συχνότητα αποκοπής.

Κεφάλαιο 3^ο : Σχεδίαση του ενισχυτή διαγωγιμότητας

Σε αυτό το κεφάλαιο θα γίνει η ανάλυση του διαγωγού που θα χρησιμοποιηθεί για την υλοποίηση του φίλτρου. Αρχικά, κατασκευάστηκε ένα απλούστερο μοντέλο το οποίο μπορεί να αντιπροσωπεύσει τις βασικές συμπεριφορές ενός διαγωγού στην απόκριση συχνότητας ανοιχτού βρόχου, και με βάση τις προδιαγραφές αυτού του μοντέλου, σχεδιάστηκε ο διαγωγός ο οποίος όμως τελικά δεν ικανοποιούσε τις δοθείσες προδιαγραφές του φίλτρου. Έτσι, δοκιμάστηκε ο διαγωγός κατευθείαν μέσα στο φίλτρο, και έγιναν διάφορες δοκιμές, ώστε να πετύχουμε το καλύτερο δυνατό κέρδος και τη μεγαλύτερη συχνότητα αποκοπής που μπορούσαμε στο φίλτρο. Ο διαγωγός που σχεδιάστηκε είναι ένας αντισταθμισμένος folded cascode διαγωγός με κέρδος τάσης χαμηλών συχνοτήτων 41.7 dB, περιθώριο φάσης 33.7 deg και συχνότητα μοναδιαίου κερδους 349.6 MHz, χωρίς όμως common mode feedback κύκλωμα. Στο τέλος του κεφαλαίου έγιναν διάφορες προσομοιώσεις για την εύρεση των υπόλοιπων χαρακτηριστικών του διαγωγού όπως η περιοχή σήματος εξόδου, ο ρυθμός ανόδου, το CMRR, το PSRR και άλλα.

3.1 Μοντέλο διαγωγού ενός πόλου

Για να δούμε αρχικά τα χαρακτηριστικά του διαγωγού που απαιτούνται, ώστε όταν ο διαγωγός συνδεθεί με το φίλτρο να ικανοποιεί το φίλτρο τις δοθείσες προδιαγραφές, κατασκευάστηκε στο Cadence ένα σύμβολο με βάση το μοντέλο διαγωγού ενός πόλου. Κατασκευάστηκε δηλαδή αρχικά, ένα απλούστερο μοντέλο το οποίο μπορεί να αντιπροσωπεύσει τις βασικές συμπεριφορές ενός διαγωγού στην απόκριση συχνότητας ανοιχτού βρόχου. Δηλαδή το κέρδος χαμηλών συχνοτήτων και τη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους. Το μοντέλο αυτό (Εικόνα 3.1), αποτελείται από έναν ενισχυτή τάσης EGAIN ελεγχόμενου από τάση (vcvs) με υψηλό κέρδος τάσης, ένα βαθυπερατό φίλτρο ενός πόλου (RP1 και CP1), και έναν απομονωτή (EBUFFER).



Εικόνα 3.1: Βασικό μοντέλο ενισχυτή ενός πόλου.

Ο απομονωτής (buffer) στην έξοδο, χρησιμοποιείται για να απομονώνει το στοιχείο του κέρδους τάσης και το βαθυπερατό φίλτρο ενός πόλου από την έξοδο. Το EGAIN ή αλλιώς A_{ol} (A_{ol} -open loop gain) καθορίζει το dc κέρδος του διαγωγού. Υψηλότερο κέρδος ανοιχτού βρόχου στον διαγωγό σημαίνει μεγαλύτερο εύρος ζώνης στον διαγωγό. Τέλος, το βαθυπερατό RC κύκλωμα ρίχνει το κέρδος ανοιχτού βρόχου σε τιμή μικρότερη της μονάδας στις υψηλές συχνότητες, ώστε να μη ταλαντωθεί ο διαγωγός και καθορίζει τη συχνότητα f_{p1} (f_{p1} -first pole frequency) στην οποία αρχίζει να πέφτει το κέρδος τάσης ανοιχτού βρόχου. Ένα απλό δίκτυο RC αποτελεί ένα βαθυπερατό φίλτρο με τη συχνότητα του f_{p1} να ισούται με (Εξίσωση 3.1):

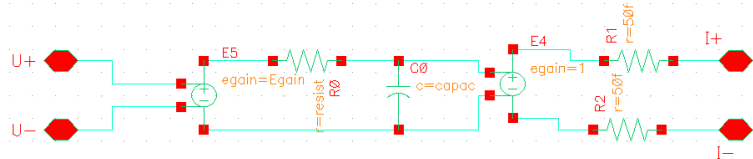
$$f_{p1} = 1/2\pi RC \quad (3.1)$$

Επομένως, η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_u του διαγωγού (unity gain frequency- f_u) ισούται με (Εξίσωση 3.2):

$$f_u = A_{ol} \times f_{p1} \quad (3.2)$$

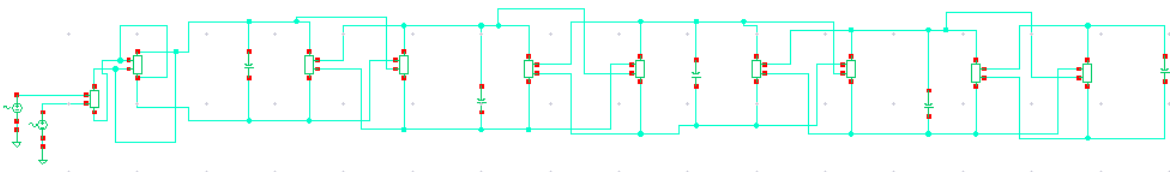
Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_u του διαγωγού ισούται με το gain bandwidth product του διαγωγού, το οποίο ισούται με (Εξίσωση 3.3):

$$\text{gain bandwidth product} = (\text{Egain}) \times \text{cutoff freq}(f_{p1}) \quad (3.3)$$



Εικόνα 3.2: Μοντέλο ενός πόλου του διαγωγού στο Cadence.

Έτσι, φτιάχνοντας στο Cadence το σύμβολο ενός πόλου του διαγωγού το οποίο φαίνεται στην παραπάνω εικόνα (Εικόνα 3.2), και αντικαθιστώντας τις ιδανικές πηγές ρεύματος με το σύμβολο αυτό, έχουμε το παρακάτω fully balanced κύκλωμα του φίλτρου (Εικόνα 3.3). Οι προσομοιώσεις έγιναν ως προς την αντίσταση ($R_0=\text{resist}$), τη χωρητικότητα ($C_0=\text{capac}$) και το κέρδος (E_{gain}) του συμβόλου, ώστε να καταλήξουμε στα χαρακτηριστικά του διαγωγού που απαιτούνται για το φίλτρο.

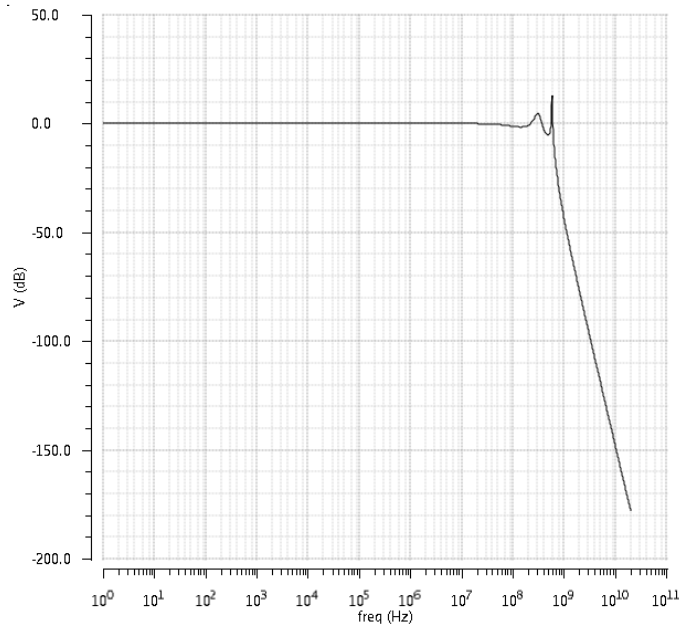


Εικόνα 3.3: Fully balanced φίλτρο, με το μοντέλο ενός πόλου του διαγωγού.

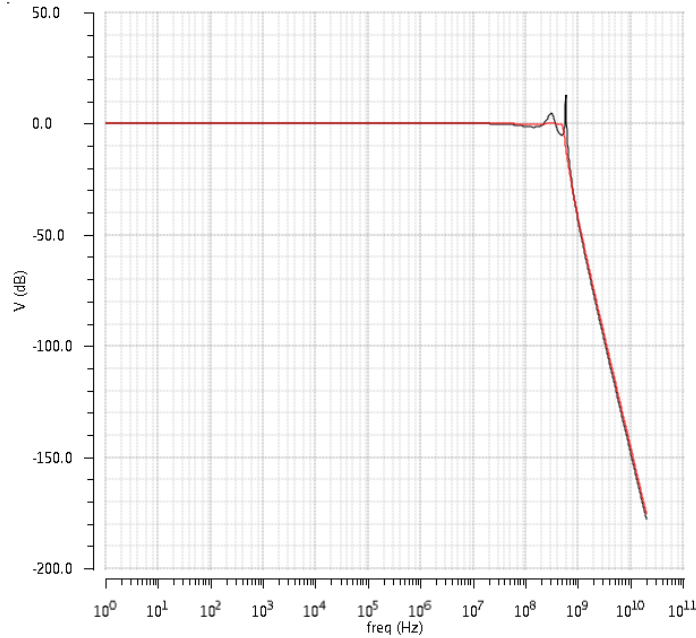
Έπειτα από αρκετές προσομοιώσεις ως προς τις μεταβλητές R_0, C_0 και E_{gain} , βρέθηκε ότι επαρκές κέρδος του διαγωγού για να είναι το dc κέρδος του φίλτρου όσο πιο κοντά γίνεται στα 0 dB, είναι $E_{\text{gain}}=500$ και σε λογαριθμική κλίμακα $20\log(500)=54$ dB. Επίσης, η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου είναι στα 500 MHz, όταν οι μεταβλητές R_0 και C_0 παίρνουν τις τιμές $R_0=127.5$ mΩ και $C_0=1$ uF. Επομένως, η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους του διαγωγού που θα σχεδιαστεί πρέπει να είναι στα 624 MHz, καθώς:

$$f_u = dc \text{ gain} \times (1/2\pi RC) = 500 \times \left(\frac{1}{2\pi \cdot 127.5m \cdot 1u} \right) = 624 \text{ MHz}$$

Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου με το μοντέλο ενός πόλου του διαγωγού φαίνεται στην Εικόνα 3.4. Στην Εικόνα 3.5, η απόκριση συχνότητας του φίλτρου με το μοντέλο ενός πόλου (μαύρη χαρακτηριστική) συγκρίνεται με την απόκριση συχνότητας του φίλτρου με ιδανικά στοιχεία (κόκκινη χαρακτηριστική). Παρατηρούμε ότι οι δύο χαρακτηριστικές ταυτίζονται αρκετά, οπότε και περιμένουμε ο διαγωγός που θα σχεδιαστεί με βάση τις παραπάνω τιμές που βρέθηκαν, να παράγει χαρακτηριστική ίδια με τη χαρακτηριστική του φίλτρου με τα ιδανικά στοιχεία.



Εικόνα 3.4: Απόκριση συχνότητας του φίλτρου με το μοντέλο ενός πόλου του διαγωγού.



Εικόνα 3.5: Σύγκριση της απόκριση συχνότητας του φίλτρου με το μοντέλο ενός πόλου του διαγωγού (μαύρη χαρακτηριστική), με την απόκριση συχνότητας του φίλτρου με ιδανικά στοιχεία (κόκκινη χαρακτηριστική).

3.2 Διαγωγός folded cascode

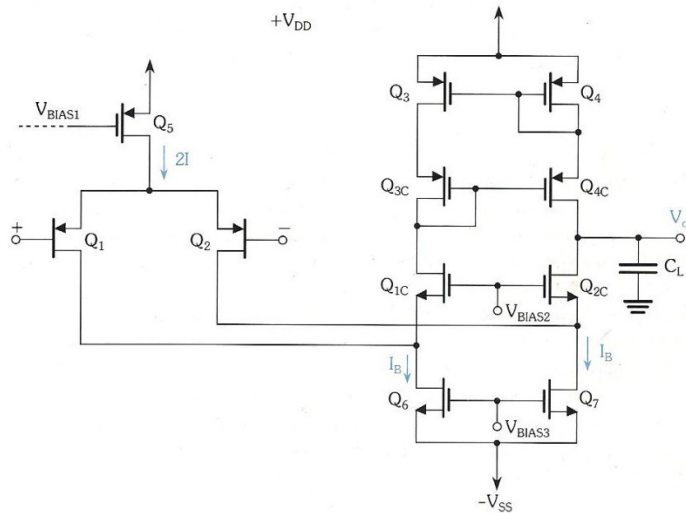
Ο διαγωγός που επιλέχθηκε για να υλοποιηθεί το φίλτρο, είναι ένας folded cascode διαγωγός (Εικόνα 3.6) . Ο λόγος που χρησιμοποιήθηκε τοπολογία διαγωγού τύπου cascode είναι γιατί μας ενδιαφέρει το υψηλό κέρδος τάσης. Το κύκλωμα του folded cascode χρησιμοποιείται συνήθως ως τελεστικός ενισχυτής ενός σταδίου. Το κέρδος τάσης του είναι (Εξίσωση 3.4):

$$A = g_{m1}R_o \quad (3.4)$$

Όπου R_o είναι η αντίσταση εξόδου του (Εξίσωση 3.5):

$$R_o = R_{o2c} \parallel R_{o4c} = [g_{m2c}r_{o2c}(r_{o7} \parallel r_{o2})] \parallel (g_{m4c}r_{o4c}r_{o3}) \quad (3.5)$$

όπου g_m είναι η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ και r_o η αντίσταση εξόδου των τρανζίστορ ($r_o = 1/g_d$ όπου g_d η αγωγιμότητα των τρανζίστορ) της παρακάτω εικόνας (Εικόνα 3.6):



Εικόνα 3.6: Τελεστικός ενισχυτής CMOS folded cascode. Τα nmos τρανζίστορ Q_{1C} και Q_{2C} είναι σε συνδεσμολογία κοινής βάσης. Τα Q_3, Q_4, Q_{3C} και Q_{4C} συνιστούν ένα καθρέφτη Wilson που είναι το φορτίο του σταδίου κέρδους [7].

Ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα του ενισχυτή folded cascode είναι ότι η συχνότητα του επικρατούντος πόλου καθορίζεται από τη συνολική χωρητικότητα στον κόμβο εξόδου, C_L , όπου η C_L περιλαμβάνει και τη χωρητικότητα φορτίου. Συγκεκριμένα αν ω_D είναι η συχνότητα του επικρατούντος πόλου, τότε ισχύει (Εξίσωση 3.6):

$$\omega_D = 1/C_L R_o \quad (3.6)$$

Συνεπώς η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους είναι (Εξίσωση 3.7):

$$\omega_t = A\omega_D = \frac{g_{m1}}{C_L} \quad (3.7)$$

Το κύκλωμα έχει φυσικά δευτερεύοντες πόλους, αλλά είναι σε συχνότητες μεγαλύτερες από ω_t . Αν αυτό δεν αληθεύει ή το περιθώριο φάσης στη συχνότητα ω_t δεν επαρκεί, μπορούμε να αυξήσουμε τον πυκνωτή φορτίου έτσι ώστε να μειωθεί η ω_t και να αυξηθεί το περιθώριο φάσης. Παρατηρείται ότι στην περίπτωση αυτή η αύξηση του πυκνωτή φορτίου έχει το αντίθετο αποτέλεσμα συγκριτικά με τη περίπτωση του διασταδιακού τελεστικού ενισχυτή. Η συγκεκριμένη ιδιότητα σε συνδυασμό με το γεγονός ότι δε χρειάζεται κανένα ειδικό δίκτυο αντιστάθμισης συχνότητας, καθιστά τον τελεστικό ενισχυτή folded cascode κατάλληλο για εφαρμογές υψηλής συχνότητας [7].

Ο ρυθμός ανόδου του folded cascode είναι (Εξίσωση 3.8):

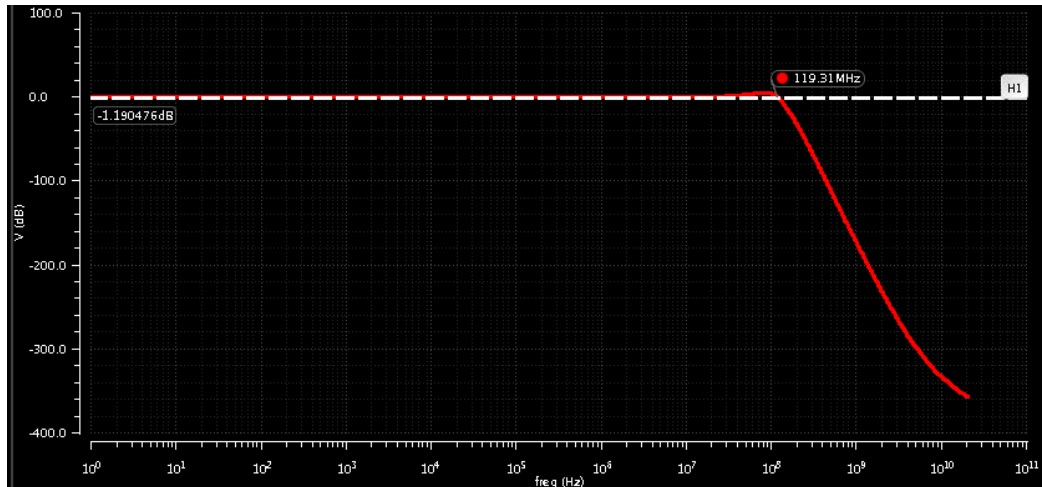
$$SR = 2I/C_L \quad (3.8)$$

Ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα του κυκλώματος folded cascode είναι ότι είναι η μικρότερη ευπάθεια στο θόρυβο υψηλών συχνοτήτων που αναπτύσσεται πάνω στην αρνητική γραμμή τροφοδοσίας. Συνεπώς ο ενισχυτής folded cascode έχει μεγαλύτερο λόγο απόρριψης του θορύβου στις γραμμές τροφοδοσίας (PSRR-power supply rejection ratio) από ότι ο ενισχυτής δύο σταδίων.

Ένα μειονέκτημα του folded cascode είναι η περιορισμένη περιοχή σήματος εξόδου, καθώς σε κάθε κλάδο μεταξύ της εξόδου και των γραμμών τροφοδοσίας υπάρχουν δύο τρανζίστορ αντί του ενός στον ενισχυτή CMOS δύο σταδίων [7].

3.2.1 Επιλογή του κατάλληλου διαγωγού folded cascode

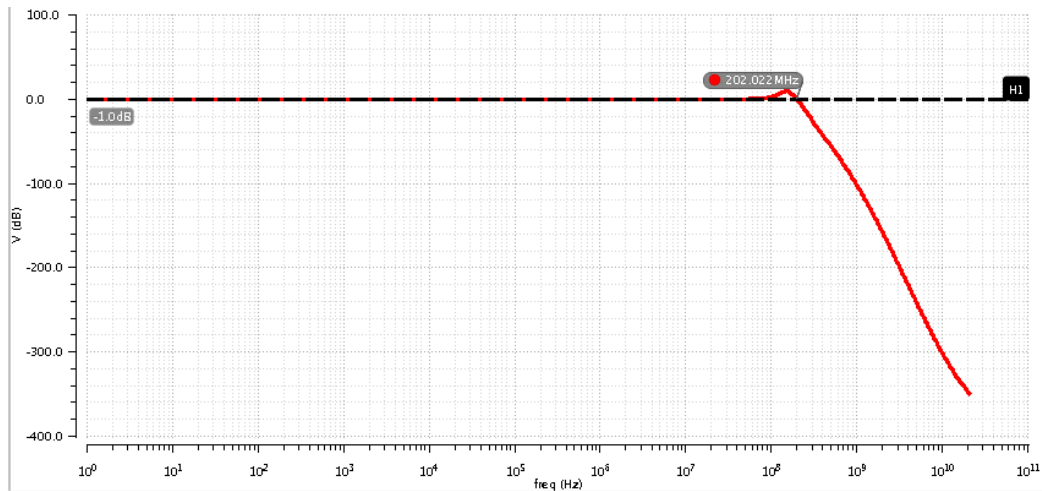
Δοκιμάζοντας στο φίλτρο folded cascode διαγωγό με dc κέρδος γύρω στα 45 dB και συχνότητα μοναδιαίου κέρδους γύρω στα 600 MHz, χαρακτηριστικά τα οποία είναι αρκετά ικανοποιητικά, δηλαδή κοντά στα χαρακτηριστικά που βρέθηκαν με βάση τις προσομοιώσεις που έγιναν στο φίλτρο με διαγωγό σύμφωνα με το μοντέλο ενός πόλου, η χαρακτηριστική του φίλτρου δεν ήταν καθόλου ικανοποιητική (Εικόνα 3.7). Επίσης επετεύχθη και διαγωγιμότητα κοντά στα 10 mS όπως στους ιδανικούς διαγωγούς που είχαμε στο φίλτρο με τα ιδανικά στοιχεία. Η συχνότητα -1 dB του φίλτρου, αντί να είναι στα 500 MHz όπως είχε προβλεφθεί, έπεσε γύρω στα 120 MHz. Το κέρδος χαμηλών συχνοτήτων του φίλτρου ήταν κοντά στα 0 dB όπως και επιθυμούσαμε, αλλά η χαμηλή συχνότητα αποκοπής δεν ήταν καθόλου ικανοποιητική.



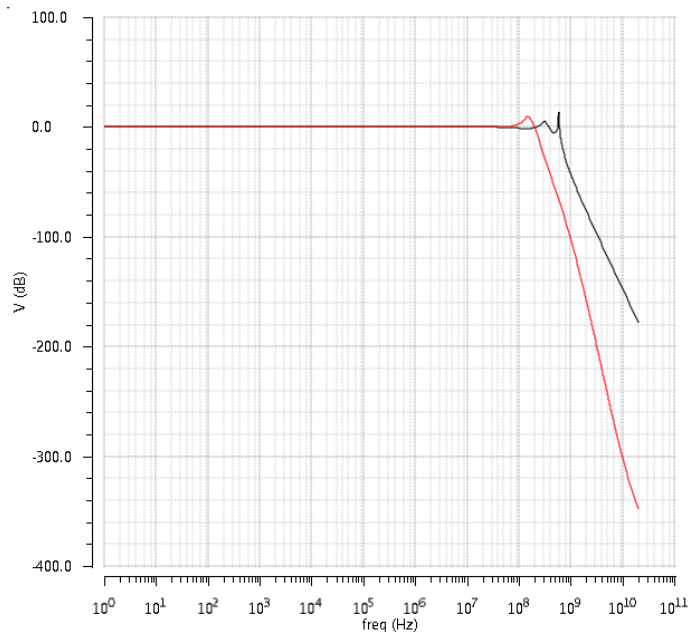
Εικόνα 3.7: Απόκριση συχνότητας του φίλτρου με χρήση διαγωγού με χαρακτηριστικά σύμφωνα με τις προσομοιώσεις που έγιναν από το μοντέλο ενός πόλου. Από τη συχνότητα αποκοπής φαίνεται ότι ο διαγωγός αυτός δεν ικανοποιεί τις προδιαγραφές του φίλτρου τελικά.

Οπότε, αφού δεν βρέθηκε ο κατάλληλος διαγωγός σύμφωνα με το μοντέλο ενός πόλου, ακολουθήθηκε άλλη τεχνική ώστε να βρεθεί ο κατάλληλος διαγωγός που θα ικανοποιεί τις προδιαγραφές του φίλτρου. Δοκιμάστηκε δηλαδή ο διαγωγός κατευθείαν μέσα στο φίλτρο, και έγιναν διάφορες δοκιμές ως προς τις διαγωγιμότητες g_{m1} , g_{m2c} και g_{m4c} ώστε να πετύχουμε το καλύτερο δυνατό κέρδος και τη μεγαλύτερη συχνότητα αποκοπής. Δηλαδή ουσιαστικά έγιναν διάφορες δοκιμές ως προς την κατανάλωση του ρεύματος του διαγωγού και για διάφορους λόγους W/L των τρανζίστορ.

Έπειτα από πολλές δοκιμές, παρατηρήθηκε ότι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου δεν μπορούσε να ξεπεράσει τα 200 MHz όσες αλλαγές και να έγιναν στον διαγωγό όσον αφορά τις παραπάνω μεταβλητές. Όσο δηλαδή και να αυξανόταν ή και να μειωνόταν η κατανάλωση του ρεύματος στο διαγωγό, αλλά και όσες αλλαγές και να γίνονταν στους λόγους των τρανζίστορ, η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου δεν μπορούσε να ξεπεράσει τα 200 MHz. Οπότε και επιλέχθηκε στο τέλος, μετά από πολλές δοκιμές μέσα στο φίλτρο, ένας folded cascode διαγωγός ο οποίος έχει dc κέρδος 45 dB, συχνότητα μοναδιαίου κέρδους 2.58 GHz και διαγωγιμότητα 8 mS. Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου με βάση τον διαγωγό αυτό, φαίνεται στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.8) όπου έχει σημειωθεί η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου (συχνότητα -1 dB) η οποία είναι στα 200 MHz. Επίσης, συγκρίνονται οι δυο αποκρίσεις συχνότητας του φίλτρου με βάση το διαγωγό αυτό και με βάση το μοντέλο ενός πόλου του διαγωγού (Εικόνα 3.9).



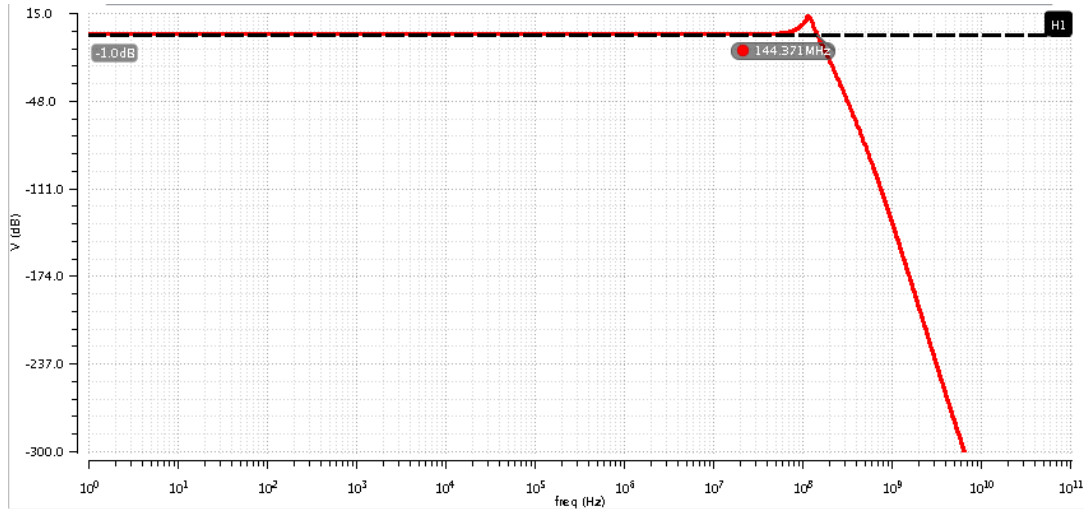
Εικόνα 3.8: Απόκριση συχνότητας του φίλτρου με τον διαγωγό που επιλέχθηκε μετά από δοκιμές μέσα στο φίλτρο.



Εικόνα 3.9: Σύγκριση της απόκριση συχνότητας του φίλτρου με τον διαγωγό που επιλέχθηκε μετά από δοκιμές μέσα στο φίλτρο (κόκκινη χαρακτηριστική), με την απόκριση συχνότητας του φίλτρου με το μοντέλο ενός πόλου του διαγωγού (μαύρη χαρακτηριστική).

Διαπιστώθηκε όμως αργότερα ότι το περιθώριο φάσης του διαγωγού δεν ήταν το επιθυμητό, και έτσι ο διαγωγός θα ήταν ασταθής. Καθώς χρησιμοποιήθηκε ενισχυτής folded cascode, όπως αναφέρθηκε στη θεωρία σε προηγούμενη παράγραφο, δε χρειάστηκε κάποιο ειδικό δίκτυο αντιστάθμισης συχνότητας. Το περιθώριο φάσης βελτιώθηκε προσθέτοντας πυκνωτές στις εξόδους του διαγωγού. Μετά από επαναλήψεις και ελέγχοντας το περιθώριο φάσης, φτάσαμε στην επιθυμητή τιμή των πυκνωτών C_L στις εξόδους του

διαγωγού, η οποία είναι $C_L=2.5\text{pF}$, ώστε να έχουμε περιθώριο φάσης 33.7 deg. Επόμενο όμως ήταν, η απόκριση συχνότητας του φίλτρου να μεταβληθεί και η συχνότητα αποκοπής να μειωθεί στα 144 MHz όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.10).



Εικόνα 3.10: Απόκριση συχνότητας του φίλτρου με το τελικό κύκλωμα του διαγωγού που επιλέχθηκε

Επομένως, το τελικό κύκλωμα του διαγωγού φαίνεται στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.11):

Στην περιοχή λειτουργίας αυτών των τρανζίστορ, δηλαδή στον κόρο, ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις (Εξίσωση 3.9 και Εξίσωση 3.10):

$$g_m = 2k' \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t) \quad (3.9)$$

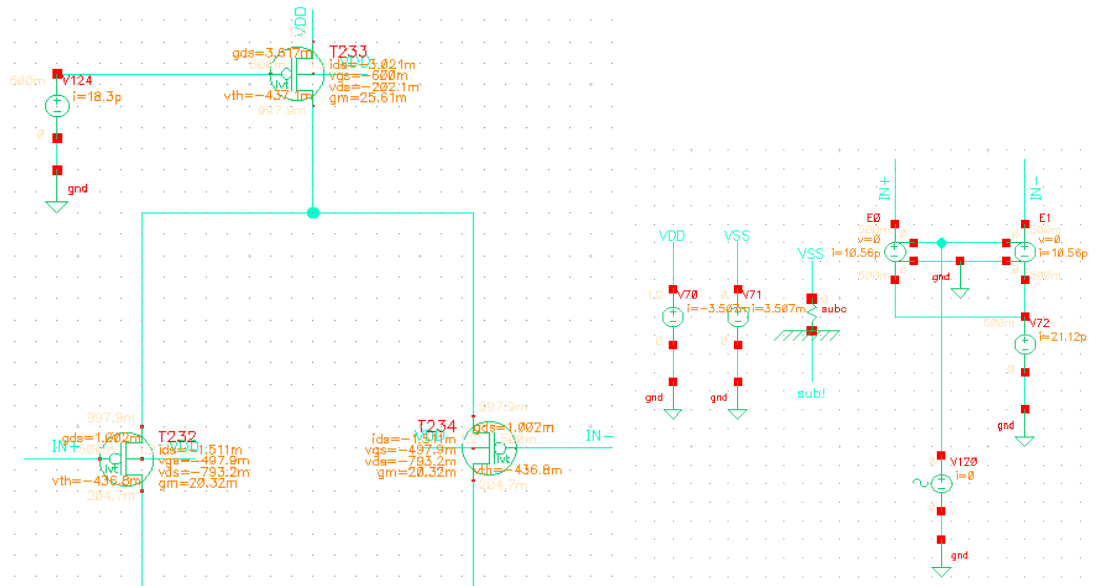
$$g_d = \frac{I_D}{V_A} \quad (3.10)$$

όπου g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ, g_d η αγωγιμότητα του τρανζίστορ, V_A η τάση Early και k' σταθερά που εξαρτάται από την κινητικότητα μ των ηλεκτρονίων και από την χωρητικότητα οξειδίου ανά μονάδα επιφάνειας C'_{ox} .

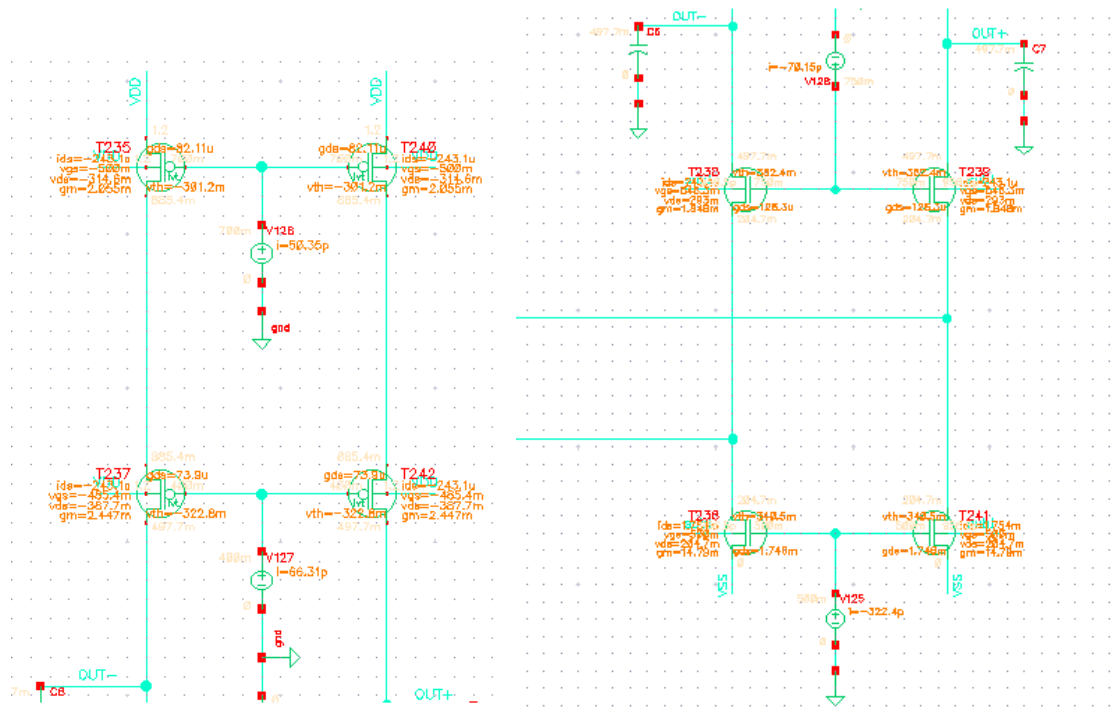
Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι διαστάσεις των τρανζίστορ και τα κυριότερα χαρακτηριστικά της λειτουργίας τους έπειτα από dc ανάλυση με το Cadence. Επειδή το κύκλωμα το διαγωγού είναι διαφορικό, στον πίνακα παρουσιάζονται τα τρανζίστορ του διαφορικού ημικυκλώματος της Εικόνας 3.6. Τα υπόλοιπα τρανζίστορ του άλλου διαφορικού ημικυκλώματος έχουν προφανώς τις ίδιες διαστάσεις και χαρακτηριστικά.

	Q_5	Q_1	Q_4	Q_{4c}	Q_{2c}	Q_7
W	210u	240u	80u	110u	14.3u	120u
L	120n	120n	1u	1u	600n	500n
V_{gs}	-600m	-497.9m	-500m	-485.4m	545.3m	500m
V_t	-437.1m	-436.8m	-301.2m	-322.8m	352.4m	340.5m
V_{ds}	-202.1m	-793.2m	-314.6m	-387.7m	293m	204.7m
g_m	25.61m	20.32m	2.055m	2.447m	1.848m	11.79m
g_d	3.617m	1.002m	82.11u	73.9u	126.3u	1.746m
I_d	-3.021m	-1.511m	-243.1u	-243.1u	243.1u	1.754u

Στις παρακάτω εικόνες (Εικόνα 3.12 και Εικόνα 3.13) φαίνονται τα χαρακτηριστικά της λειτουργίας του διαγωγού μετά από dc ανάλυση αλλά και το κύκλωμα πόλωσης της εισόδου του διαγωγού:



Εικόνα 3.12: Διαφορικό στάδιο εισόδου του διαγωγού και κύκλωμα πόλωσης του σταδίου εισόδου.

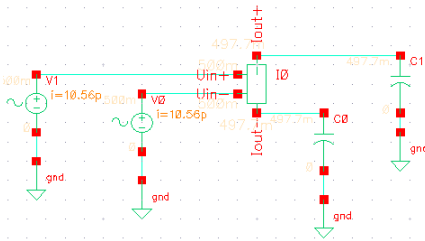


Εικόνα 3.13: Κασκοδικό ζεύγος του διαγωγού.

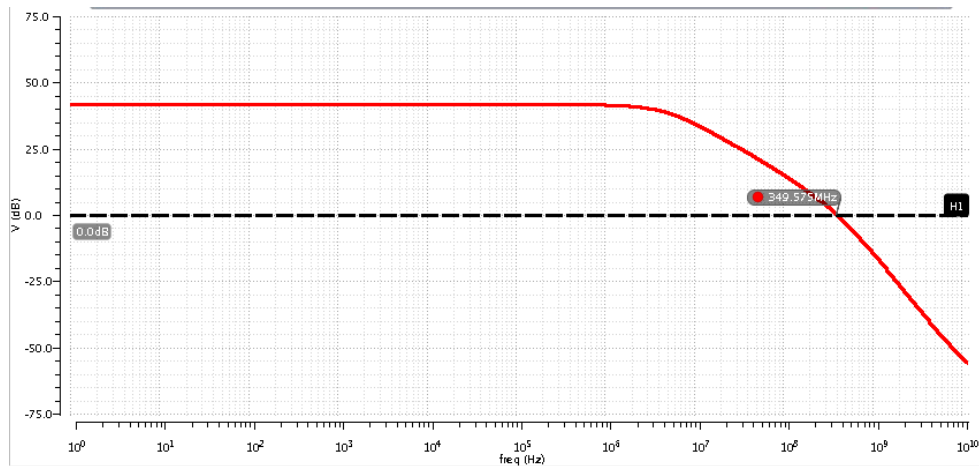
3.3 Αποτελέσματα-προσομοιώσεις

3.3.1 Απόκριση πλάτους και απόκριση φάσης

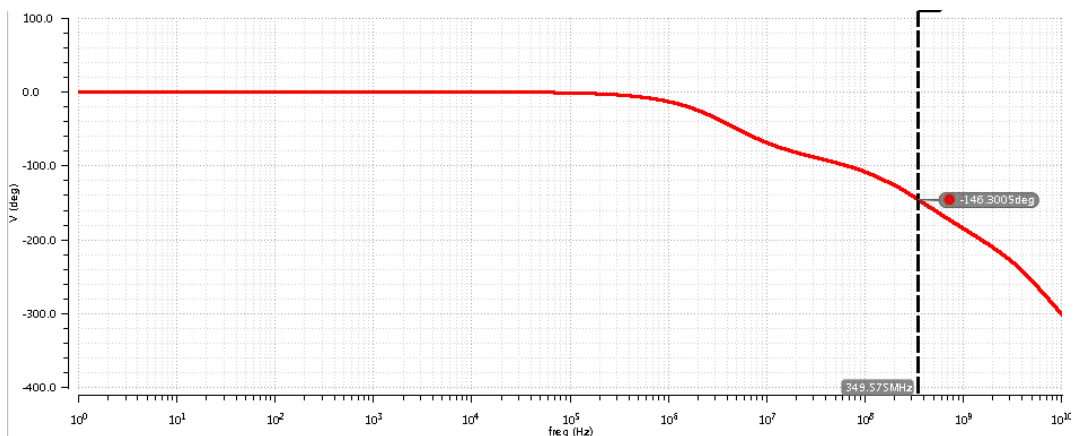
Για να εξαχθούν συμπεράσματα όσων αφορά την απόκριση συχνότητας του διαγωγού αλλά και την ευστάθεια του διαγωγού, κατασκευάστηκε το διάγραμμα bode κέρδους και φάσης του διαγωγού (Εικόνα 3.15 και Εικόνα 3.16). Ένας τρόπος για να μελετήσουμε την ευστάθεια και να εκφράσουμε το βαθμό της είναι να εξετάσουμε το διάγραμμα Bode στην συχνότητα στην οποία το διάγραμμα κέρδους περνά από την γραμμή των 0 dB. Εάν στη συχνότητα αυτή η γωνία φάσης είναι μικρότερη (σε μέτρο) από 180° , τότε ο διαγωγός είναι ευσταθής. Η διαφορά ανάμεσα στη γωνία φάσης σε αυτή τη συχνότητα και στις 180° καλείται περιθώριο φάσης. Το περιθώριο φάσης του διαγωγού βελτιώθηκε όπως είπαμε προηγουμένως με τους πυκνωτές C_L στις εξόδους του. Έτσι στις παρακάτω εικόνες έχουμε το διάγραμμα πλάτους και φάσης του διαγωγού. Το Test bench κύκλωμα του διαγωγού για την εξαγωγή του διαγράμματος bode φαίνεται στην Εικόνα 3.14 Το κέρδος χαμηλών συχνοτήτων του διαγωγού είναι 41.7 dB και το περιθώριο φάσης του είναι 33.7 deg το οποίο είναι αρκετά ικανοποιητικό. Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_u του διαγωγού είναι 349.575 MHz.



Εικόνα 3.14: Test bench κύκλωμα του διαγωγού για την εξαγωγή του διαγράμματος bode.



Εικόνα 3.15: Διάγραμμα κέρδους του διαγωγού όπου διακρίνεται και η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους.



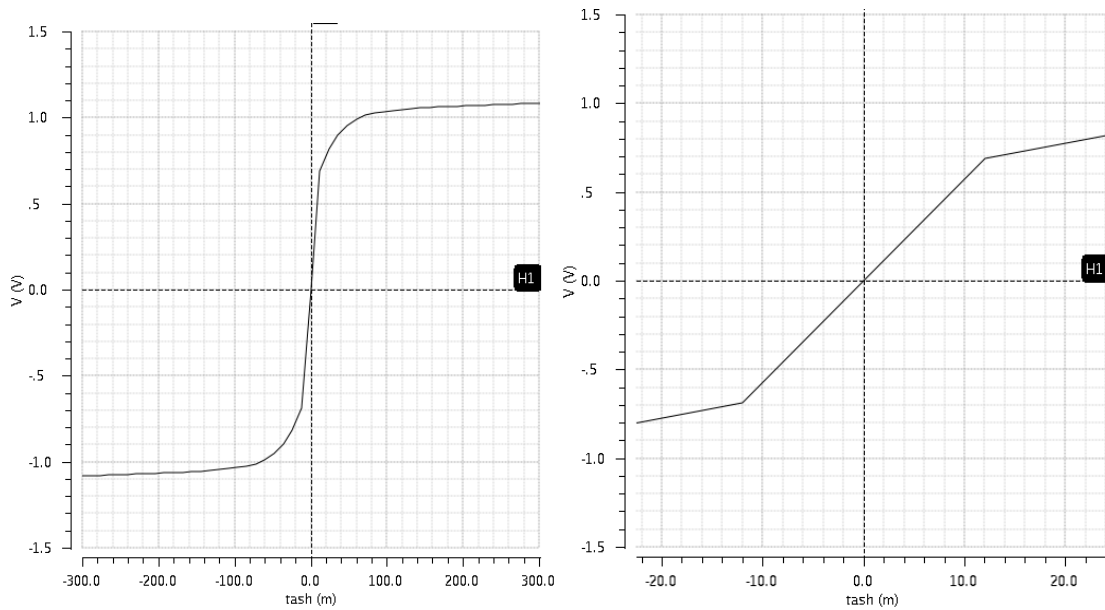
Εικόνα 3.16: Διάγραμμα φάσης του διαγωγού και υπολογισμός του περιθωρίου φάσης.

3.3.2 CMRR, PSRR και άλλες προσομοιώσεις

DC χαρακτηριστική μεταφοράς (ICMR και input offset voltage):

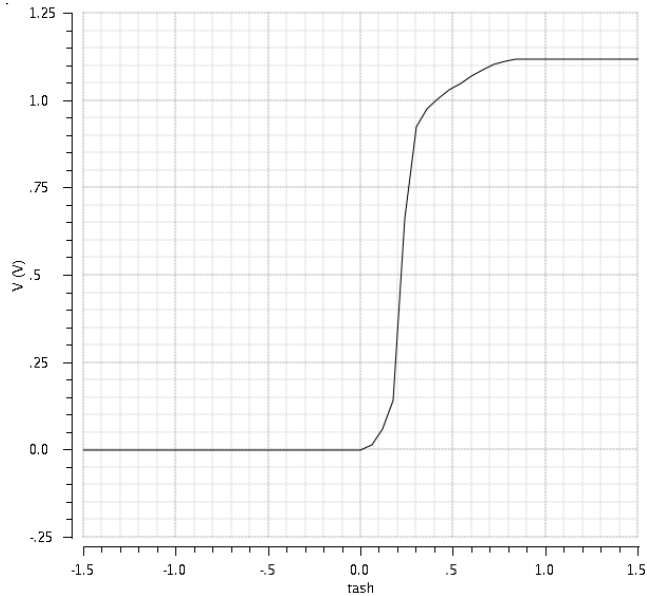
Η παράμετρος input offset voltage καθορίζει τη διαφορική dc τάση που χρειάζεται στις εισόδους ενός ενισχυτή, ώστε η έξοδος να είναι στα 0 V. Ένας διαφορικός ενισχυτής ενισχύει το διαφορικό σήμα εισόδου. Αν η διαφορική είσοδος είναι 0 V, δηλαδή και οι δυο εισοδοί του ενισχυτή είναι στο ίδιο επίπεδο τάσης ως προς τη γη, η έξοδος θα πρέπει να είναι μηδενική. Ωστόσο, κατά την κατασκευή του ενισχυτή, τα τρανζίστορ του διαφορικού σταδίου του ενισχυτή μπορεί να μην είναι πανομοιότυπα με αποτέλεσμα η έξοδος του ενισχυτή να είναι μηδενική σε μη μηδενική διαφορική είσοδο. Αυτή η μη μηδενική διαφορική είσοδος ονομάζεται input offset voltage.

Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.17), φαίνεται η χαρακτηριστική μεταφοράς μετά από dc sweep ανάλυση. Το input offset voltage είναι στα 90 nV, δηλαδή ουσιαστικά για μηδενική διαφορική είσοδο, έχουμε και μηδενική έξοδο. Επίσης παρατηρείται ότι η γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής μεταφοράς είναι για τιμές της τάσης εισόδου από -12 mV έως 12 mV.



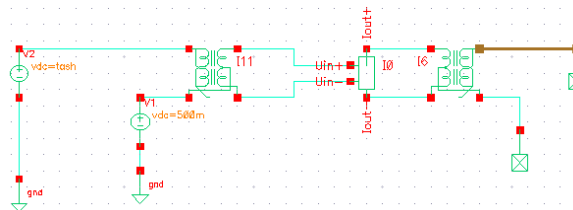
Εικόνα 3.17: Dc χαρακτηριστική μεταφοράς του διαγωγού, όπου φαίνεται το input offset voltage (αριστερά) και η γραμμική περιοχή της χαρακτηριστικής (δεξιά).

Το ICMR, δείχνει το εύρος της dc τάσης εισόδου που εφαρμόζεται στον διαγωγό ώστε τα τρανζίστορ του σταδίου εισόδου του διαγωγού να βρίσκονται στον κόρο. Αυτό φανερώνεται από τη γραμμική σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου. Το ICMR του συγκεκριμένου τελεστικού ενισχυτή φαίνεται στην Εικόνα 3.18 η οποία δείχνει ότι η τάση εξόδου πάει γραμμικά με την είσοδο σε εύρος εισόδου 0.1 V (από 0.2 V έως 0.3 V) το οποίο είναι και το ICMR του ενισχυτή.



Εικόνα 3.18: Dc χαρακτηριστική μεταφοράς του διαγωγού, για τον υπολογισμό του ICMR.

Παρακάτω φαίνεται το test bench κύκλωμα του διαγωγού για την εξαγωγή της dc χαρακτηριστικής μεταφοράς του διαγωγού, όπου κάναμε dc sweep στην τάση εισόδου (Εικόνα 3.19):



Εικόνα 3.19: Test bench κύκλωμα του διαγωγού για την εξαγωγή της dc χαρακτηριστικής μεταφοράς του διαγωγού.

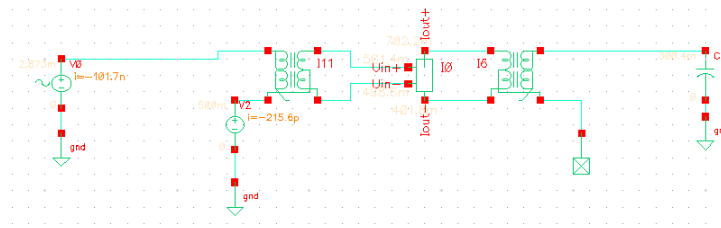
Output swing:

Η έξοδος κάθε ηλεκτρονικού κυκλώματος περιορίζεται αρχικά από το επίπεδο της τροφοδοσίας του. Όμως, συνήθως ανάμεσα στην τροφοδοσία και το σημείο από όπου λαμβάνουμε την έξοδο του κυκλώματος, παρεμβάλλεται τουλάχιστον ένα τρανζίστορ με λειτουργία στον κορεσμό. Επομένως περιορίζεται ακόμη περισσότερο η έξοδος λόγω του μέγιστου ή ελάχιστου δυναμικού που μπορεί να έχει ο αντίστοιχος ακροδέκτης αυτού του τρανζίστορ. Για τον έλεγχο του διαγωγού όσον αφορά το output swing εφαρμόστηκε ημιτονικό σήμα διαφόρων μικρών πλατών, έως ότου διαπιστωθεί ότι κάποιο από τα τρανζίστορ του κασκοδικού ζεύγους φύγει από τον κορεσμό. Το μέγιστο πλάτος του

σήματος εισόδου για το οποίο όλα τα τρανζίστορ είναι στην περιοχή κορεσμού είναι τα 5 mV, δηλαδή 10 mVp-p.

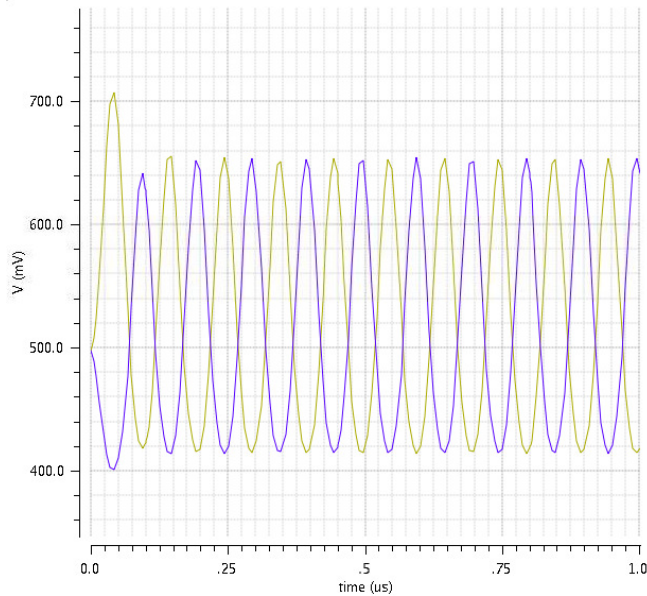
Καθώς ο διαγωγός είναι διαφορικής εισόδου-διαφορικής εξόδου, θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί και CMFB κύκλωμα. Έτσι θα μπορούσαμε να κάνουμε και προσομοίωση του διαγωγού σε συνδεσμολογία μοναδιαίου κέρδους. Το CMFB κύκλωμα θα ακύρωνε τις διαφορές μεταξύ διαφορετικών common mode σταθμών. Τώρα χωρίς CMFB κύκλωμα, κάνοντας dc sweep ανάλυση σε συνδεσμολογία μοναδιαίου κέρδους δεν μπορούμε να βγάλουμε κανένα συμπέρασμα για το output swing, όπως και για το settling time και το slew rate που θα δούμε παρακάτω. Οπότε για να βγάλουμε συμπέρασμα για το output swing του διαγωγού, θέσαμε ως κριτήριο όλα τα τρανζίστορ του κασκοδικού ζεύγους να βρίσκονται στην περιοχή κορεσμού.

Στην Εικόνα 3.20 παρουσιάζεται το test bench κύκλωμα του διαγωγού για την transient ανάλυση:



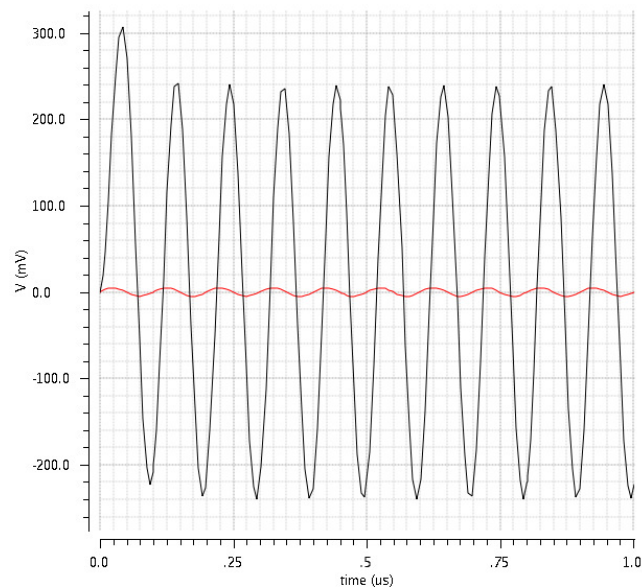
Εικόνα 3.20: Test bench κύκλωμα του διαγωγού για transient ανάλυση.

Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.21) φαίνονται οι κυματομορφές στις δύο εξόδους του διαγωγού οι οποίες κυμαίνονται γύρω από τα 500 mV.



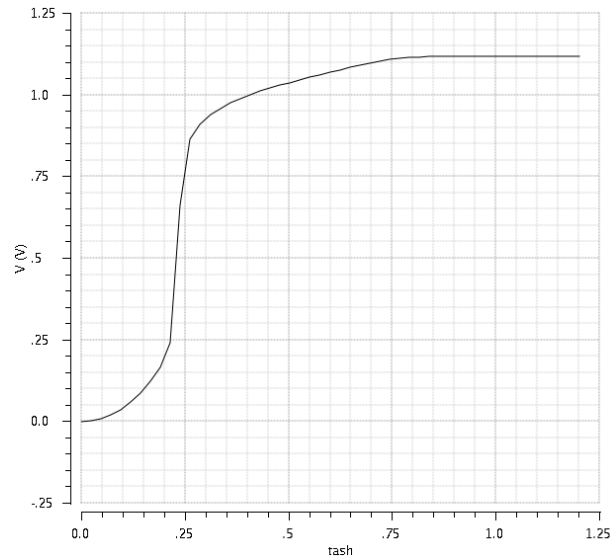
Εικόνα 3.21: Οι κυματομορφές από τη θετική και αρνητική έξοδο του διαγωγού.

Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.22), φαίνεται η διαφορική έξοδος του διαγωγού για τα 5 mV είσοδο (10 mV_{p-p}), η οποία όπως ελέγξαμε είναι το μέγιστο πλάτος τάσης εισόδου που μπορούμε να εφαρμόσουμε στην είσοδο του διαγωγού, ώστε όλα τα τρανζίστορ να είναι στον κόρο. Αναμενόμενο είναι η διαφορική έξοδος να κυμαίνεται γύρω από τα 0 V, καθώς οι δύο έξοδοι του διαγωγού έχουν επιλεγθεί να βρίσκονται σε dc λειτουργία στα 500 mV. Οπότε το output swing του διαγωγού κυμαίνεται από τα -240 mV έως τα 240 mV, δηλαδή το output swing του διαγωγού είναι 480 mV.



Εικόνα 3.22: Εναλλασσόμενη είσοδος πλάτους 5mV και η αντίστοιχη έξοδος του διαγωγού.

Ένας άλλος τρόπος για να συμπεράνουμε για το output swing του διαγωγού, είναι μέσω dc sweep ανάλυσης από τη χαρακτηριστική μεταφοράς του. Από την παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.23), το output swing του διαγωγού κυμαίνεται από 250 mV έως 850 mV.



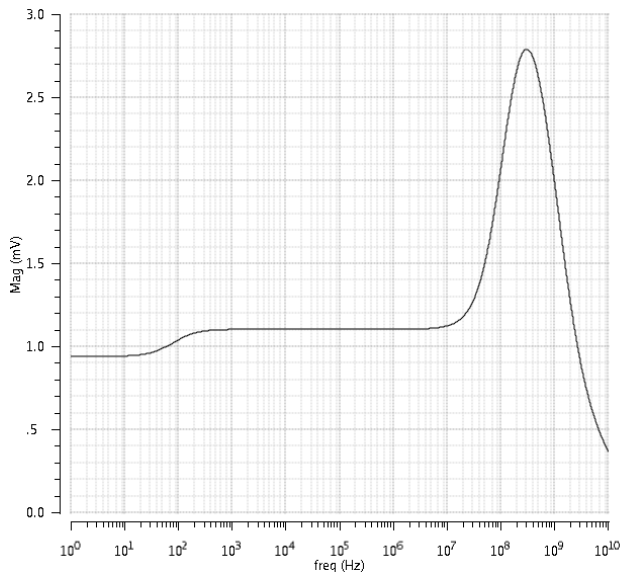
Εικόνα 3.23: Dc χαρακτηριστική μεταφοράς του διαγωγού, για τον υπολογισμό του output swing.

CMRR:

Ο όρος common-mode rejection ratio (CMRR) ενός διαφορικού ενισχυτή, δείχνει την ικανότητα που έχει ένας διαφορικός ενισχυτής να απορρίπτει τα κοινά σήματα εισόδου του ενισχυτή, δηλαδή αυτά που εφαρμόζονται και στις δύο εισόδους του. Ο όρος αυτός υπολογίζεται από την σχέση (Εξίσωση 3.11):

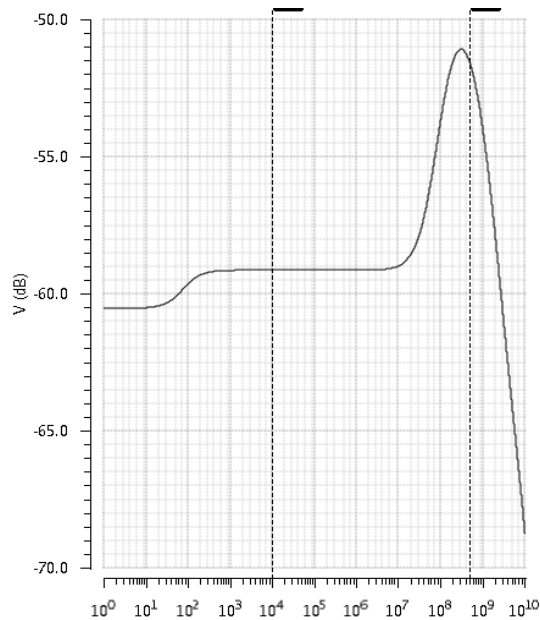
$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_d}{|A_{cm}|} \right) = 20 \log A_d - 20 \log |A_{cm}| \text{ (dB)} \quad (3.11)$$

Όπου A_d είναι το διαφορικό κέρδος του ενισχυτή, το κέρδος δηλαδή όταν εφαρμόζεται ένα διαφορικό σήμα στις εισόδους του ενισχυτή, και A_{cm} είναι το κέρδος κοινού σήματος. Το διαφορικό κέρδος πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το κοινό κέρδος, έτσι το $CMRR$ θα έχει θετική τιμή και όσο πιο υψηλό είναι τόσο το καλύτερο. Ιδανικά το $CMRR$ πρέπει να έχει άπειρη τιμή. Με εφαρμογή κοινού ac σήματος και στις δύο εισόδους πλάτους 0.5 V, μετά από ac ανάλυση ως προς τη συχνότητα, η τάση στην έξοδο του διαγωγού φαίνεται στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.24):



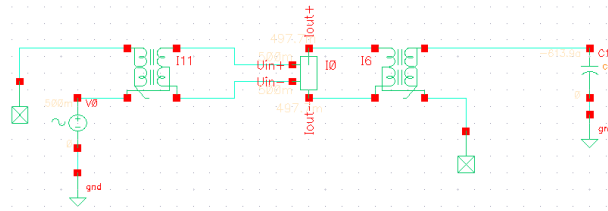
Εικόνα 3.24: Έξοδος του τελεστικού ενισχυτή ως προς τη συχνότητα έπειτα από εφαρμογή κοινού ac σήματος στις εισόδους του ενισχυτή.

Βλέπουμε ότι το κοινό σήμα απορρίπτεται στις υψηλές συχνότητες. Για να υπολογιστεί το CMRR ως προς διάφορες συχνότητες, βρίσκουμε το κοινό κέρδος ($20\log A_{cm}$) το οποίο φαίνεται στην Εικόνα 3.25. Επομένως στα 10 kHz: $CMRR = 20\log A_d - 20\log |A_{cm}| = 41.7\text{ dB} - (-59.1\text{ dB}) = 100.8\text{ dB}$ στις χαμηλές συχνότητες, και στα 500 MHz: $CMRR = 20\log A_d - 20\log |A_{cm}| = (-5.2\text{ dB}) - (-51.6\text{ dB}) = 46.4\text{ dB}$ στις υψηλές συχνότητες.



Εικόνα 3.25: Κοινό κέρδος του τελεστικού ενισχυτή (A_{cm}) ως προς διάφορες συχνότητες.

Παρακάτω φαίνεται το test bench κύκλωμα του διαγωγού για την εξαγωγή του CMRR (Εικόνα 3.26).



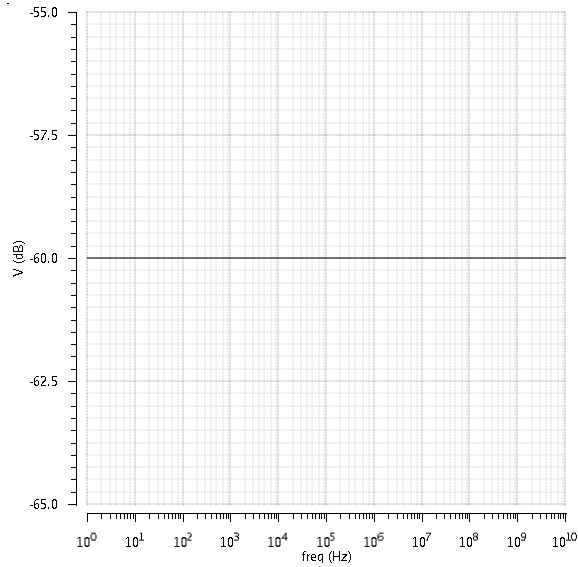
Εικόνα 3.26: Test bench κύκλωμα του διαγωγού για την εξαγωγή του CMRR.

PSRR:

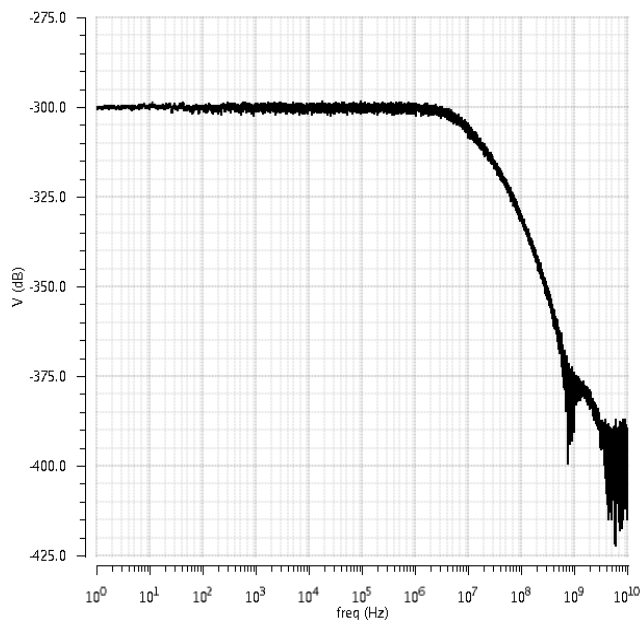
Το PSRR υπολογίζεται τοποθετώντας στην τροφοδοσία του διαγωγού ένα ημιτονικό σήμα και βλέποντας στην έξοδο την επίδραση του ημιτόνου αυτού. Συγκεκριμένα ορίζεται ως ο λόγος του εφαρμοζόμενου ημιτόνου ως προς την έξοδο του ενισχυτή, και συνήθως εκφράζεται σε decibel (dB) (Εξίσωση 3.12):

$$PSRR = 20 \log \left(\frac{V_{+/-}}{V_{out}} \right) = 20 \log(V_{+/-}) - 20 \log V_{out} \quad (dB) \quad (3.12)$$

Το PSRR υπολογίζεται χωρίς να έχουμε κανένα σήμα στην είσοδο του διαγωγού, αλλά μόνο τις πολώσεις. Έτσι, εισάγοντας 1mV στην πάνω τροφοδοσία (Vdd) του ενισχυτή, τα διαγράμματα ως προς τη συχνότητα της τροφοδοσίας Vdd (Εικόνα 3.27) και της εξόδου (Εικόνα 3.28) αντίστοιχα, δείχνουν ότι για τις χαμηλές συχνότητες το PSRR (+) είναι: $PSRR(+)=20 \log(V_{+})-20 \log V_{out}=-60 \text{ dB}-(-300.1 \text{ dB})=240.1 \text{ dB}$ (Στα 10kHz-χαμηλές συχνότητες).

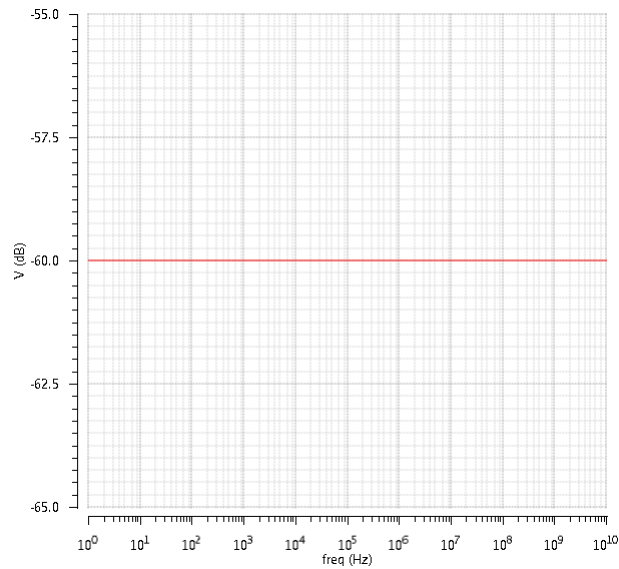


Εικόνα 3.27: Διάγραμμα ως προς τη συχνότητα της πάνω τροφοδοσίας, εισάγοντας 1mV στην πάνω τροφοδοσία.

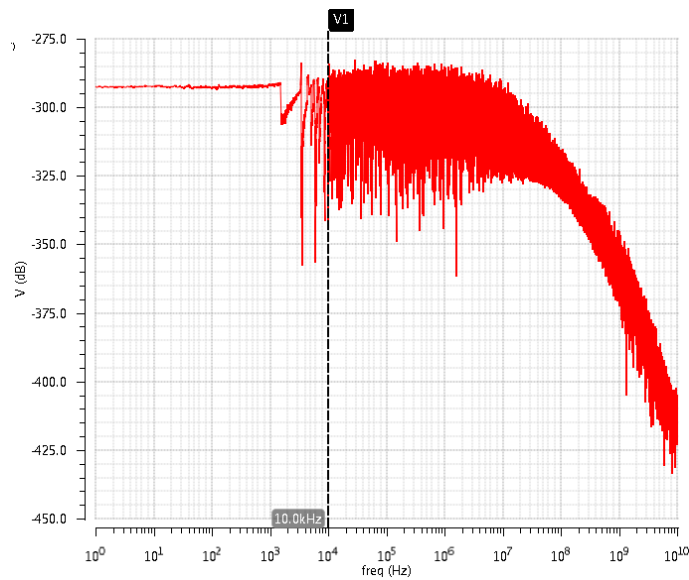


Εικόνα 3.28: Διάγραμμα ως προς τη συχνότητα της εξόδου, εισάγοντας 1mV στην πάνω τροφοδοσία.

Επίσης, εισάγοντας 1mV στην κάτω τροφοδοσία (V_{ss}) του διαγωγού, τα διαγράμματα ως προς τη συχνότητα της κάτω τροφοδοσίας (Εικόνα 3.29) και της εξόδου (Εικόνα 3.30) δείχνουν ότι για τις χαμηλές συχνότητες το PSRR (-) είναι: $PSRR(-) = 20 \log(V_{-}) - 20 \log V_{out} = -60 \text{ dB} - (-294.8) \text{ dB} = 234.8 \text{ dB}$ (Στα 10kHz-χαμηλές συχνότητες).



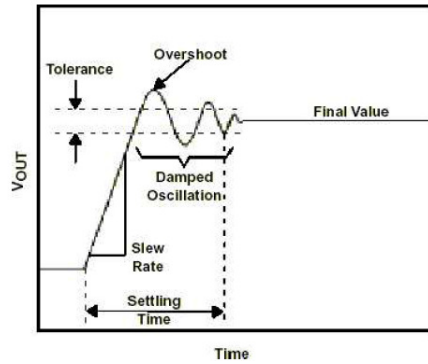
Εικόνα 3.29: Διάγραμμα ως προς τη συχνότητα της κάτω τροφοδοσίας, εισάγοντας 1mV στην κάτω τροφοδοσία.



Εικόνα 3.30: Διάγραμμα ως προς τη συχνότητα της εξόδου, εισάγοντας 1mV στην κάτω τροφοδοσία.

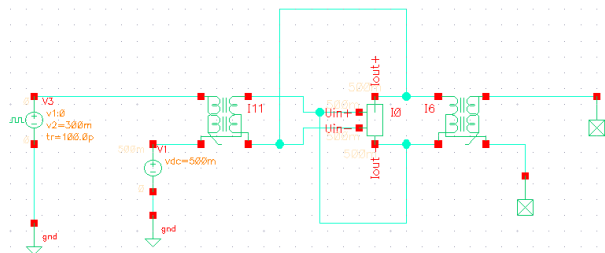
Settling Time και Slew Rate:

Το Settling Time ενός ενισχυτή (Εικόνα 3.31), είναι ο χρόνος από την εφαρμογή μιας βηματικής τάσης στην είσοδο του ενισχυτή, έως το χρόνο όπου η έξοδος να καταφέρει να ακολουθήσει αυτή την τάση και να βρίσκεται ταυτόχρονα μέσα σε ένα επιτρεπτό εύρος συμμετρικό γύρω από την τελική τιμή της βηματικής αυτής τάσης.

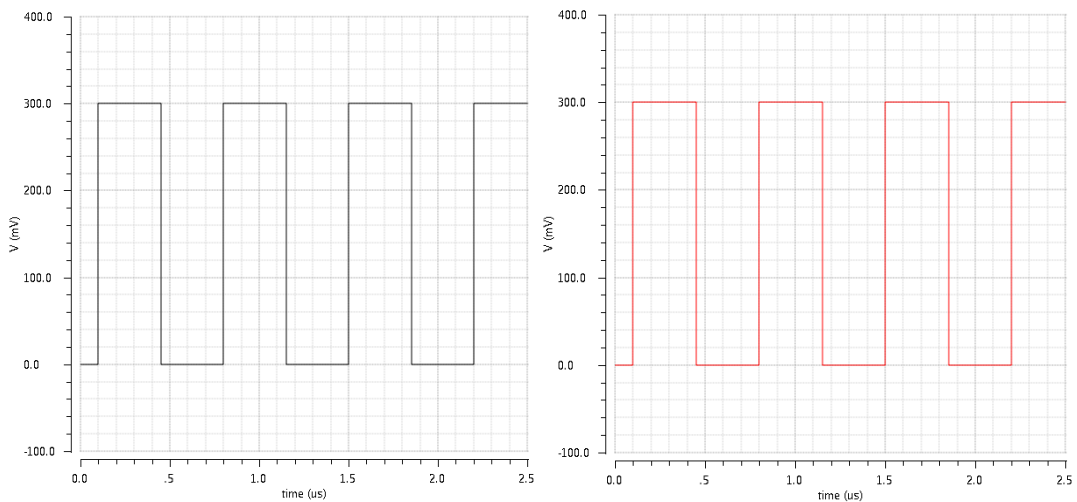


Εικόνα 3.31: Υπολογισμός του settling time και το slew rate μέσω βηματικής συνάρτησης.

Συνδέοντας τον διαγωγό ως απομονωτή (Εικόνα 3.32) όπως και θα έπρεπε για το έλεγχο του settling time και του slew rate, δεν βγάλαμε συμπεράσματα για τα χαρακτηριστικά αυτά, καθώς η απόκριση της εξόδου ταυτιζόταν ακριβώς με την απόκριση στην είσοδο του διαγωγού (Εικόνα 3.33)

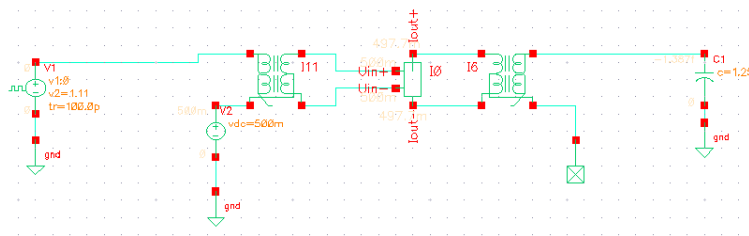


Εικόνα 3.32: Σύνδεση του διαγωγού ως απομονωτή.



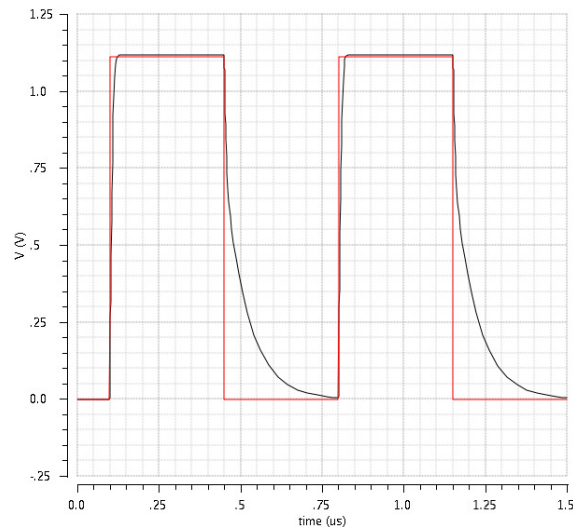
Εικόνα 3.33: Απόκριση εισόδου και εξόδου του διαγωγού σε transient ανάλυση, όταν ο διαγωγός είναι συνδεδεμένος ως απομονωτής.

Το test bench κύκλωμα για τον υπολογισμό του settling time φαίνεται παρακάτω (Εικόνα 3.34). Δεν μπορέσαμε να συνδέσουμε τον διαγωγό σαν απομονωτή όπως αναφέρθηκε παραπάνω, οπότε και εφαρμόσαμε έναν παλμό εισόδου ο οποίος κυμαίνεται από τα 0 V έως τα 1.1 V, ώστε να ταυτίζεται το πλάτος της εξόδου του διαγωγού με τον παλμό που εφαρμόστηκε. Χρησιμοποιήθηκε ένα ideal_balun ώστε να πάρουμε τη διαφορική έξοδο από ένα σημείο.

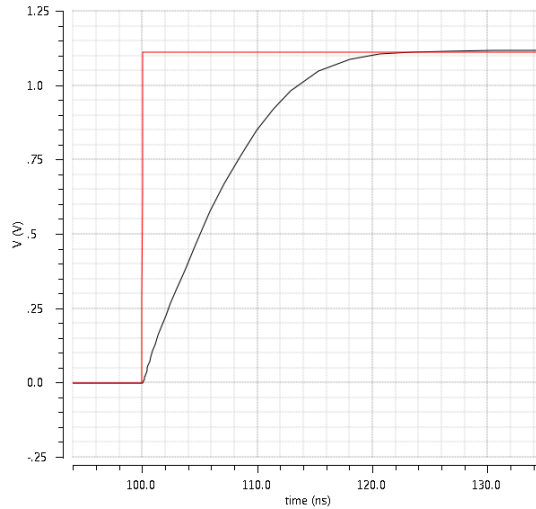


Εικόνα 3.34: test bench κύκλωμα για τον υπολογισμό του settling time.

Ύστερα από εφαρμογή ενός περιοδικού παλμού στην είσοδο του διαγωγού (κόκκινος παλμός), το κύκλωμα αντιδράει (μαύρος παλμός) όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.35, οπότε και το settling time υπολογίστηκε ότι είναι 23ns (Εικόνα 3.36).



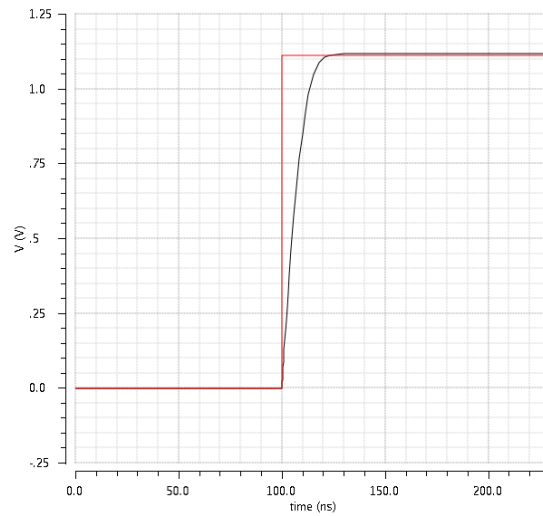
Εικόνα 3.35: Εφαρμογή περιοδικού παλμού στην είσοδο του διαγωγού και η αντίστοιχη έξοδος.



Εικόνα 3.36: Υπολογισμός του settling time από την εφαρμογή της .

Ο ρυθμός ανόδου (Slew Rate) υπολογίζεται επίσης από την κυματομορφή εξόδου. Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.37), φαίνεται πιο καθαρά η περιοχή της κυματομορφής από όπου υπολογίσαμε τον ρυθμό ανόδου. Οπότε και το Slew Rate ισούται με:

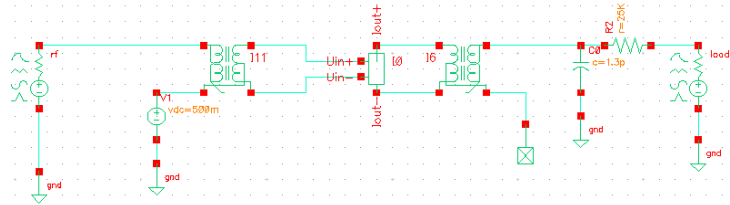
$$SR = \frac{927.2mV - 125.7mV}{111.6ns - 101.1ns} = 76.3 V/\mu s$$



Εικόνα 3.37: κυματομορφή του σήματος στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή για τον υπολογισμό του ρυθμού ανόδου (Slew Rate).

Γραμμικότητα διαγωγού

Η γραμμικότητα που παρουσιάζει ένας διαγωγός είναι ιδιαίτερα σημαντική για την γραμμική συμπεριφορά του φίλτρου. Για την μελέτη της γραμμικότητας του διαγωγού χρησιμοποιήθηκε το test bench που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.38). Εφαρμόστηκε στην είσοδο του διαγωγού ένας τόνος με συχνότητα 1 MHz και έγινε μελέτη της αρμονικής παραμόρφωσης που εισάγει ο διαγωγός στο σήμα. Μετρήθηκε το σημείο συμπίεσης 1 dB και η ολική αρμονική παραμόρφωση THD σε ποσοστό επί τοις εκατό. Μελέτη μη αρμονικής παραμόρφωσης θα γίνει μόνο στο φίλτρο και θα παρουσιαστεί στο κεφάλαιο 4.



Εικόνα 3.38: Test bench κύκλωμα του διαγωγού για τη μελέτη της γραμμικότητας του.

Η αρμονική παραμόρφωση HD_n (Εξίσωση 3.13) μπορεί να παρατηρηθεί πλοτάροντας το φάσμα της τάσης οποιοδήποτε κόμβου. Η αρμονική παραμόρφωση χαρακτηρίζεται ως ο λόγος του συντελεστή c_n μιας αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου, προς τον συντελεστή c_1 της θεμελιώδους συνιστώσας. Δηλαδή αν η τάση εξόδου ισούται με:

$$u_{od} = \sum_0^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

τότε:

$$HD_n = \frac{c_n}{c_1} \quad (3.13)$$

Η ολική αρμονική παραμόρφωση (Εξίσωση 3.14) ισούται με τον λόγο του αθροίσματος των τετραγώνων των συντελεστών c_n των αρμονικών συνιστωσών της τάσης εξόδου, προς τον συντελεστή c_1 της θεμελιώδους συνιστώσας.:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} c_n^2}}{c_1} \quad (3.14)$$

Επίσης, η ολική αρμονική παραμόρφωση μπορεί να οριστεί σαν ο λόγος του αθροίσματος των ισχύων των αρμονικών σημάτων της εξόδου εκτός της θεμελιώδους, ως προς την ισχύ του θεμελιώδους αυτής ισχύος, δηλαδή (Εξίσωση 3.15):

$$THD = \frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_\infty}{P_1} = \frac{\sum_{i=2}^{\infty} P_i}{P_1} \quad (3.15)$$

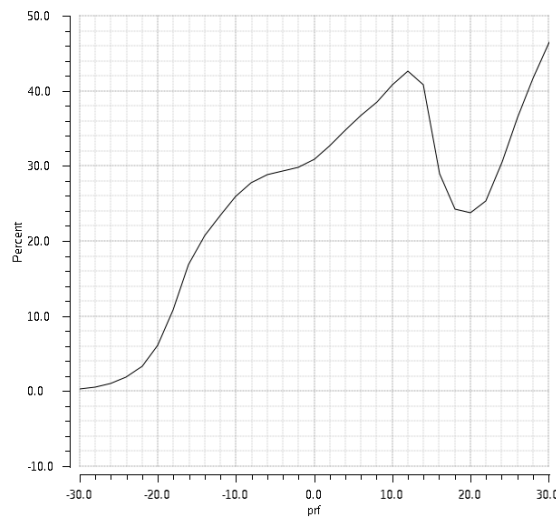
ή αλλιώς:

$$THD = \frac{P_{total} - P_1}{P_1}$$

Ένα άλλο χαρακτηριστικό που συνήθως ενδιαφέρει, είναι το σημείο συμπίεσης 1 dB. Η συμπίεση του κέρδους παρατηρείται, γιατί το σήμα εξόδου (τάσης, ρεύματος, ισχύς) περιορίζεται λόγω της τάσης τροφοδοσίας ή του ρεύματος πόλωσης. Πλοτάροντας το κέρδος σαν συνάρτηση της ισχύος εισόδου, καθορίζεται έτσι το σημείο όπου το κέρδος έχει πέσει κατά 1 dB. Αυτό το σημείο, είναι το σημείο συμπίεσης 1 dB.

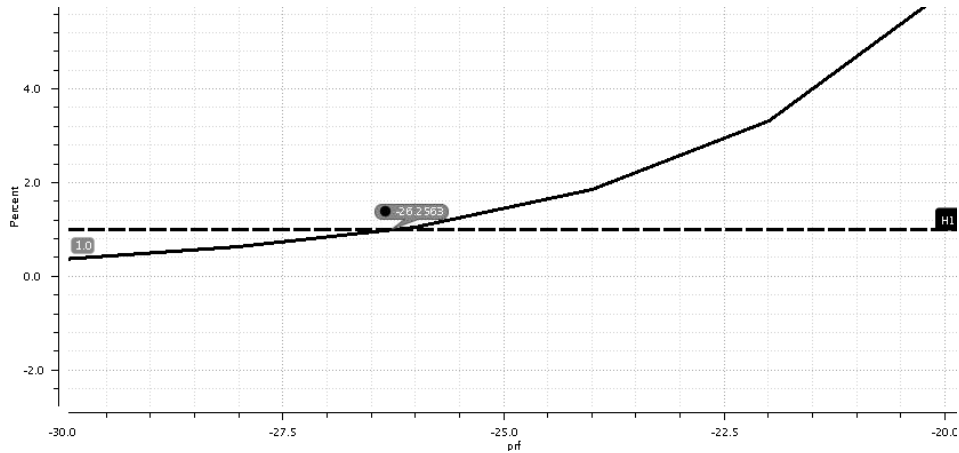
Στις παρακάτω εικόνες, παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές για την ολική αρμονική παραμόρφωση THD σε ποσοστό επί τοις εκατό (Εικόνα 3.39 και Εικόνα 3.40) και για το σημείο συμπίεσης 1dB (Εικόνα 3.14).

Για διάφορες τιμές ισχύος σήματος εισόδου, υπολογίστηκε η THD σε % τιμές και προέκυψε η παρακάτω χαρακτηριστική (Εικόνα 3.39):



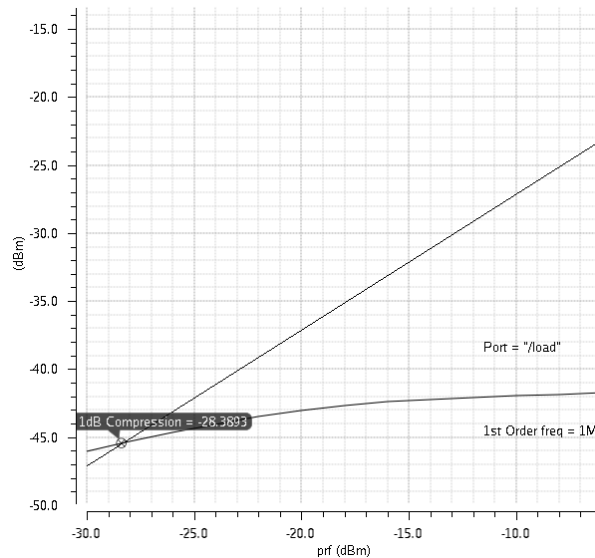
Εικόνα 3.39: THD % συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 3.40) φαίνονται οι τιμές της ισχύος εισόδου για τις οποίες η ολική αρμονική παραμόρφωση είναι μικρότερη του 1% (THD < 1%):



Εικόνα 3.40: Ισχύς εισόδου για την οποία η THD % γίνεται μονάδα.

Το σημείο συμπίεσης 1dB, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, είναι το επίπεδο ισχύος του σήματος εισόδου για το οποίο η πραγματική ισχύς εξόδου του τόνου που εισάγουμε στην είσοδο της διάταξης είναι μικρότερη από την θεωρητική κατά 1dB. Έτσι, εισάγοντας στην είσοδο του διαγωγού έναν τόνο συχνότητας 1 MHz, και για διάφορες τιμές ισχύος σήματος εισόδου, μετρήθηκε η ισχύς του σήματος στην έξοδο για την θεμελιώδη αυτή συνιστώσα 1 MHz και προέκυψε η παρακάτω χαρακτηριστική (Εικόνα 3.41):



Εικόνα 3.41: Σημείο συμπίεσης 1 dB.

Από τις παραπάνω εικόνες φαίνεται ότι το σημείο συμπίεσης 1dB είναι για ισχύς εισόδου $P_{in} = -28.4$ dBm και THD < 1% για ισχύς εισόδου $P_{in} = -26.3$ dBm. Αν μετατρέψουμε την

ισχύ σε πλάτος σήματος θα έχουμε τις εξής αντιστοιχίες $-28.4 \text{ dBm} = 8.5 \text{ mV}$ ($V_{p-p} = 17 \text{ mV}$) και $-26.3 \text{ dBm} = 10.8 \text{ mV}$ ($V_{p-p} = 21.6 \text{ mV}$).

Κατανάλωση ισχύος και τελικές επιδόσεις του διαγωγού:

Ο ενισχυτής “τραβάει” από τη θετική τροφοδοσία ρεύμα 3.5072 mA . Επομένως η ισχύς που καταναλώνεται στον ενισχυτή είναι $P = V \cdot I = 1.2 \text{ V} \cdot 3.5072 \text{ mA} = 4.20864 \text{ mW}$. Η ολική απόδοση του τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται στον παρακάτω πίνακα:

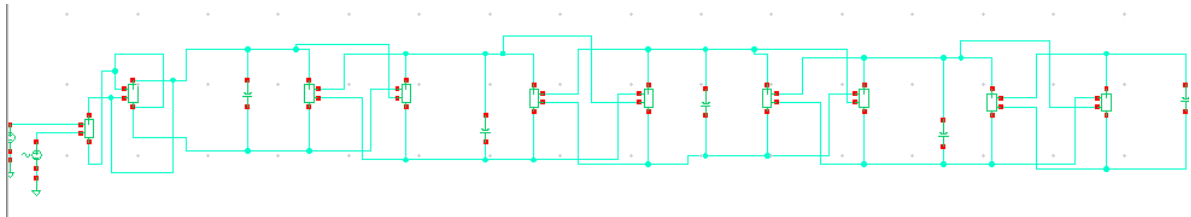
Τάσεις τροφοδοσίας	+1.2 V απλή
Κέρδος τάσης χαμηλών συχνοτήτων	41.7 dB
Περιθώριο φάσης	33.7 deg
Συχνότητα μοναδιαίου κέρδους	349.575 MHz
Περιοχή σήματος εξόδου (Output Swing)	Από -240 mV έως 240 mV (480 mV output swing)
Περιοχή κοινού σήματος εισόδου (ICMR)	Από 0.2 V έως 0.3 V
Ρυθμός ανόδου (Slew Rate-SR)	76.3 V/μs
Χρόνος αποκατάστασης (Settling Time)	23ns για χωρητικότητα φορτίου 2.5 pF και βηματική μεταβολή της τάσης εισόδου από 0 σε 1.1 V
CMRR	100.8 dB στις χαμηλές συχνότητες 46.4 dB στις υψηλές συχνότητες
Κατανάλωση ισχύος	4.2 mW
PSRR	238 dB

Κεφάλαιο 4^ο: Υλοποίηση του φίλτρου

Στο τελευταίο κεφάλαιο, το κεφάλαιο 4, την θέση του ιδανικού ενισχυτή πάνω στο φίλτρο θα πάρει ο διαγωγός που σχεδιάσαμε στο Κεφάλαιο 3. Με τον πραγματικό ενισχυτή στο φίλτρο, θα δούμε την απόκριση πλάτους του φίλτρου, η συχνότητα αποκοπής -1dB της οποίας τελικώς επετεύχθη στα 143.7 MHz . Επίσης έγιναν προσομοιώσεις για να ελεγχθεί η ευστάθεια του φίλτρου, η δυναμική περιοχή εισόδου και εξόδου, η γραμμικότητα του φίλτρου, το Noise Figure, το IP3 (Interception point) και η επίδραση της μεταβολής της θερμοκρασίας και της τροφοδοσίας στην απόκριση συχνότητας του φίλτρου. Τέλος, με βάση τις παραπάνω προσομοιώσεις, θα σχολιαστεί η απόδοση του φίλτρου.

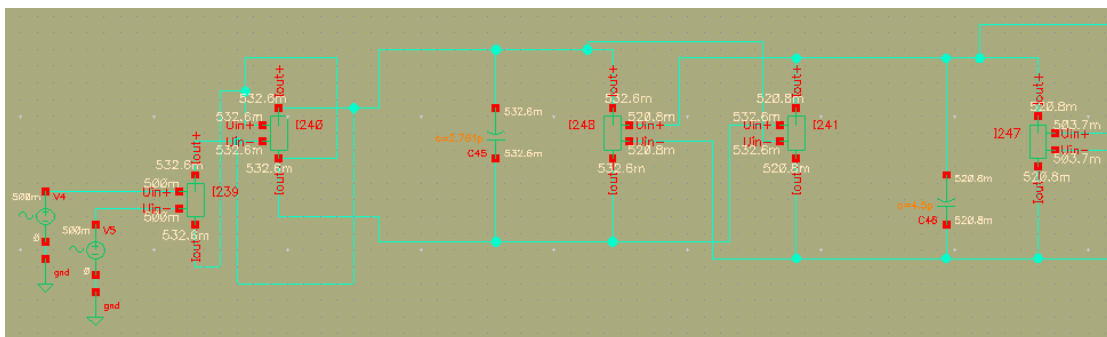
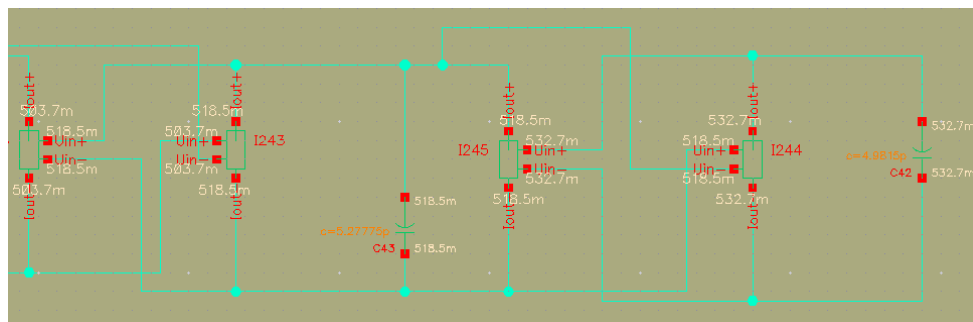
4.1: Το φίλτρο

Στην επόμενη εικόνα (Εικόνα 4.1), δίνεται το κύκλωμα του φίλτρου όπως σχεδιάστηκε στο Cadence:



Εικόνα 4.1: Το κύκλωμα του φίλτρου όπως σχεδιάστηκε στο Cadence, με τον τελικό διαγωγό.

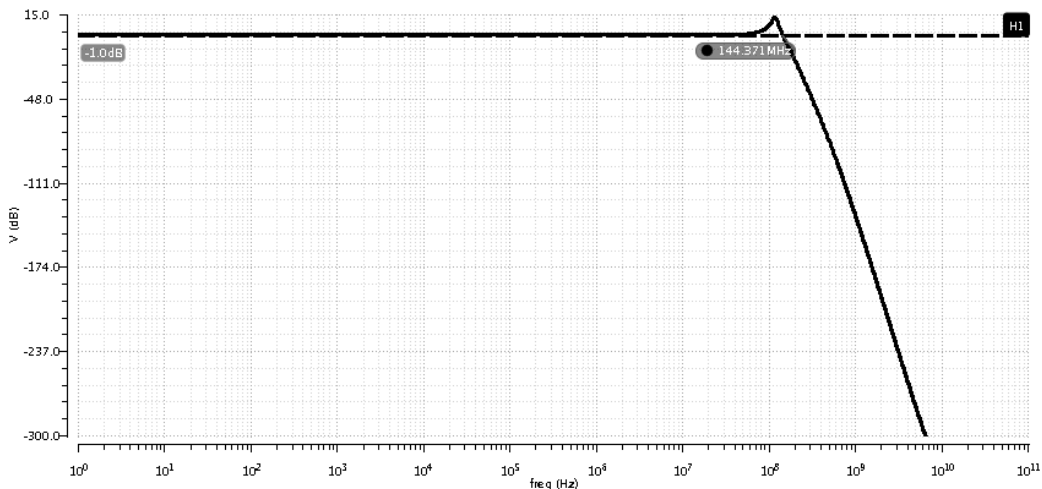
Τα δυναμικά των κόμβων του φίλτρου όταν κάνουμε dc ανάλυση στο Cadence, φαίνονται στις παρακάτω εικόνες. Στις εισόδους του φίλτρου, εκτός από την εναλλασσόμενη τάση εφαρμόστηκε και dc τάση 500 mV ώστε να πολώσουμε την είσοδο του πρώτου διαγωγού. Οι επόμενοι διαγωγοί πολώνονται από μόνοι τους, από την dc τάση εξόδου των προηγούμενων διαγωγών. Βλέπουμε ότι όντως η dc τάση παραμένει περίπου στα 500 mV με μια μικρή διακύμανση των 30 mV περίπου.



Εικόνα 4.2: Τα δυναμικά των κόμβων του φίλτρου μετά από dc ανάλυση. Στις εισόδους του φίλτρου έχει εφαρμοστεί dc τάση 500 mV για την πόλωση του πρώτου διαγωγού. Η έξοδος του φίλτρου είναι στα 532 mV.

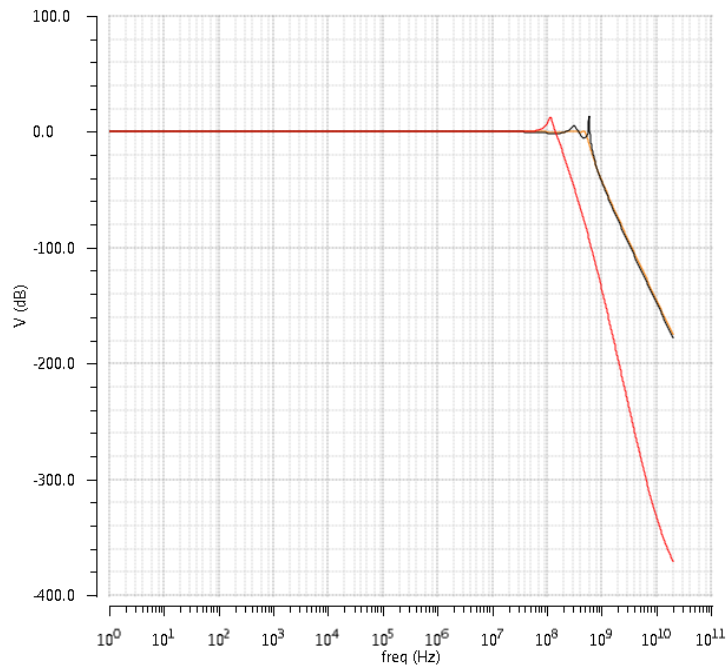
4.1.1: Απόκριση πλάτους του φίλτρου

Η πιο σημαντική προσομοίωση της λειτουργίας ενός φίλτρου είναι η απόκριση πλάτους του φίλτρου αυτού. Παρακάτω φαίνεται η απόκριση πλάτους του φίλτρου που σχεδιάστηκε με τον διαγωγό folded cascode ο οποίος αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο (Εικόνα 4.3):

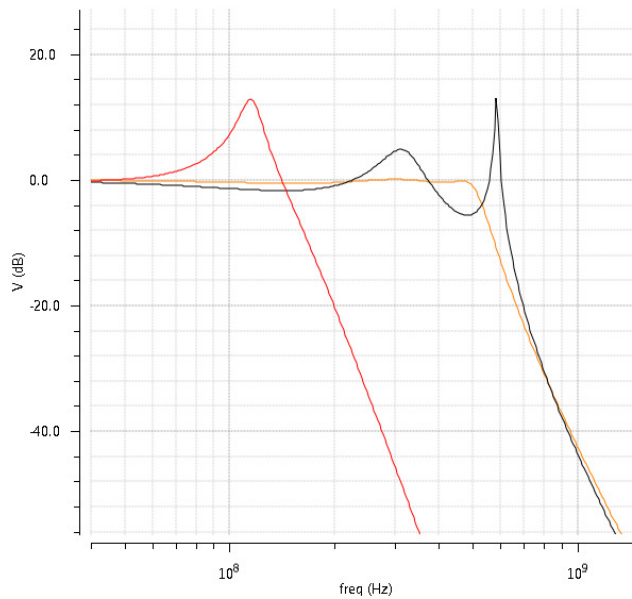


Εικόνα 4.3: Απόκριση πλάτους του φίλτρου με τον τελικό διαγωγό, όπου φαίνεται η συχνότητα αποκοπής του.

Το πιο σημαντικό χαρακτηριστικό της απόκρισης πλάτους του φίλτρου είναι η συχνότητα αποκοπής -1 dB, η οποία τελικώς επετεύχθη στα 144 MHz. Στις παρακάτω εικόνες (Εικόνα 4.4 και Εικόνα 4.5), η απόκριση πλάτους του φίλτρου που σχεδιάστηκε με τη χρήση του folded cascode διαγωγού, θα συγκριθεί με την απόκριση πλάτους του φίλτρου με τη χρήση του μοντέλου ενός πόλου του διαγωγού και με την απόκριση πλάτους του φίλτρου με τη χρήση ιδανικών διαγωγών (vccs).



Εικόνα 4.4: Σύγκριση της απόκρισης πλάτους του φίλτρου (κόκκινη χαρακτηριστική) με την απόκριση πλάτους του φίλτρου με το μοντέλο ενός πόλου (μαύρη χαρακτηριστική) και με την απόκριση πλάτους του φίλτρου με ιδανικά στοιχεία (πορτοκαλί χαρακτηριστική).

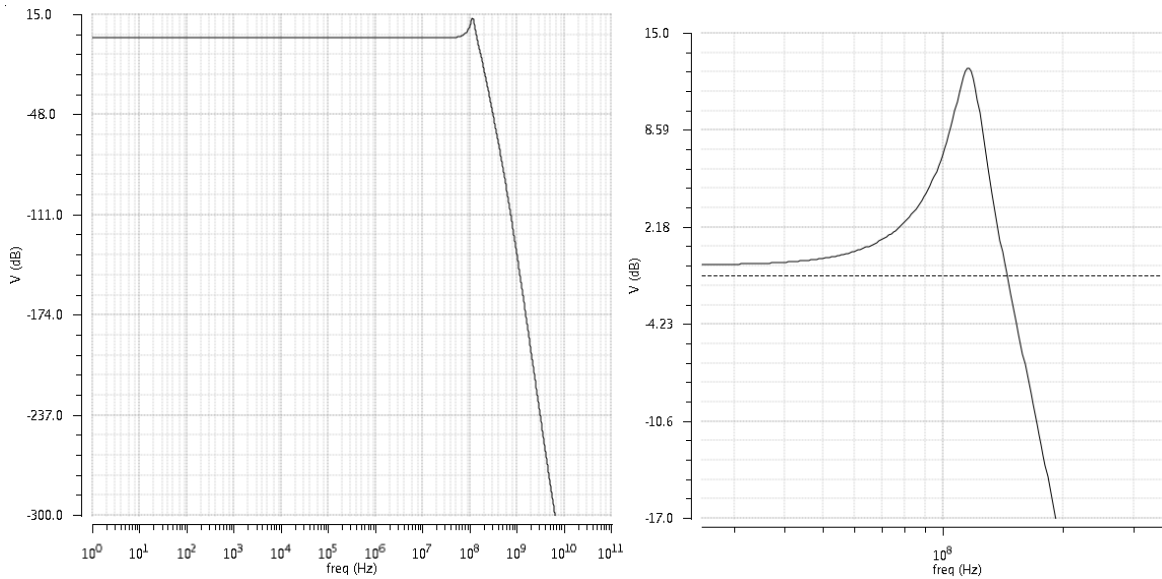


Εικόνα 4.5: Σύγκριση της απόκρισης πλάτους του φίλτρου (κόκκινη χαρακτηριστική) με την απόκριση πλάτους του φίλτρου με το μοντέλο ενός πόλου (μαύρη χαρακτηριστική) και με την απόκριση πλάτους του φίλτρου με ιδανικά στοιχεία (πορτοκαλί χαρακτηριστική), γύρω από τη συχνότητα αποκοπής.

Από τις παραπάνω εικόνες παρατηρούμε τις εξής βασικές διαφορές. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, αλλά και η συμπεριφορά του φίλτρου κοντά στη συχνότητα

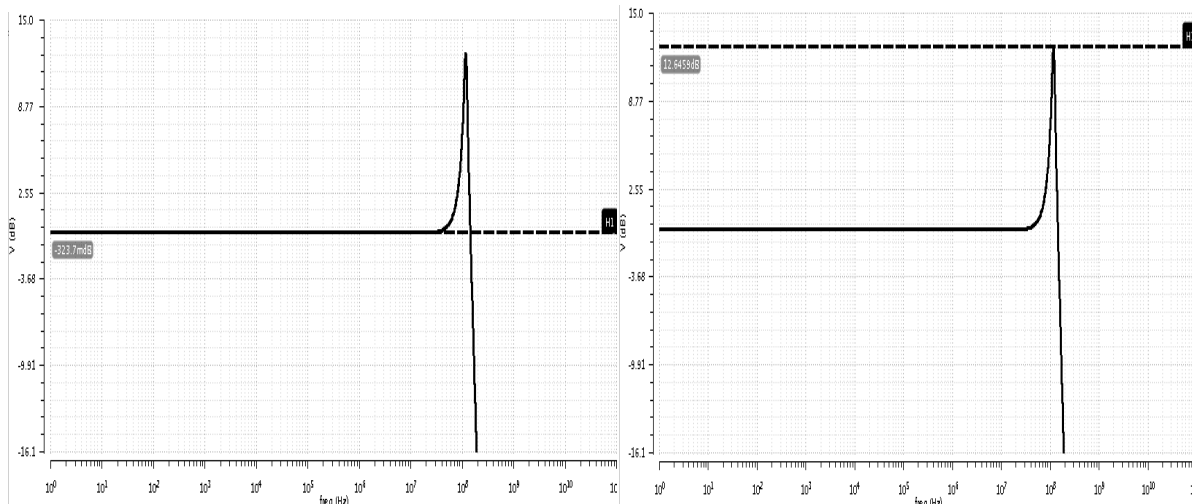
αποκοπής, δεν είναι ικανοποιητικές και δεν πλησιάζουν τις επιθυμητές τεχνικές προδιαγραφές. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, όπως αναφέραμε και προηγουμένως, είναι σαφώς πιο μικρή από αυτή που θέλαμε να πετύχουμε, αλλά και το ripple είναι πολύ μεγαλύτερο από τα 0.5 dB που θα θέλαμε να πετύχουμε.

Παρακάτω (Εικόνα 4.6) φαίνεται μόνο η χαρακτηριστική μεταφοράς του φίλτρου με τη χρήση του folded cascode διαγωγού και η συμπεριφορά του φίλτρου γύρω από τη συχνότητα αποκοπής:



Εικόνα 4.6: Απόκριση πλάτους του τελικού φίλτρου με τη χρήση του folded cascode διαγωγού, όπου φαίνεται πιο καθαρά η συμπεριφορά του φίλτρου γύρω από τη συχνότητα αποκοπής (δεξιά εικόνα).

Επίσης, στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 4.7), διακρίνεται πιο καθαρά το κέρδος του φίλτρου στις χαμηλές συχνότητες, αλλά και το peak το οποίο εμφανίζεται στις κοντινές συχνότητες γύρω από τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Το peak που εμφανίζει η χαρακτηριστική του φίλτρου γύρω από τη συχνότητα αποκοπής, φτάνει μέχρι τα 12.6 dB και απέχει πολύ από το ripple που θέλαμε να ήταν στα 0.5 dB. Επίσης, το κέρδος χαμηλών συχνοτήτων δεν είναι ακριβώς στα 0 dB αλλά στα -323 mdB λόγω του ότι δεν πετύχαμε πολύ υψηλό κέρδος στον διαγωγό.



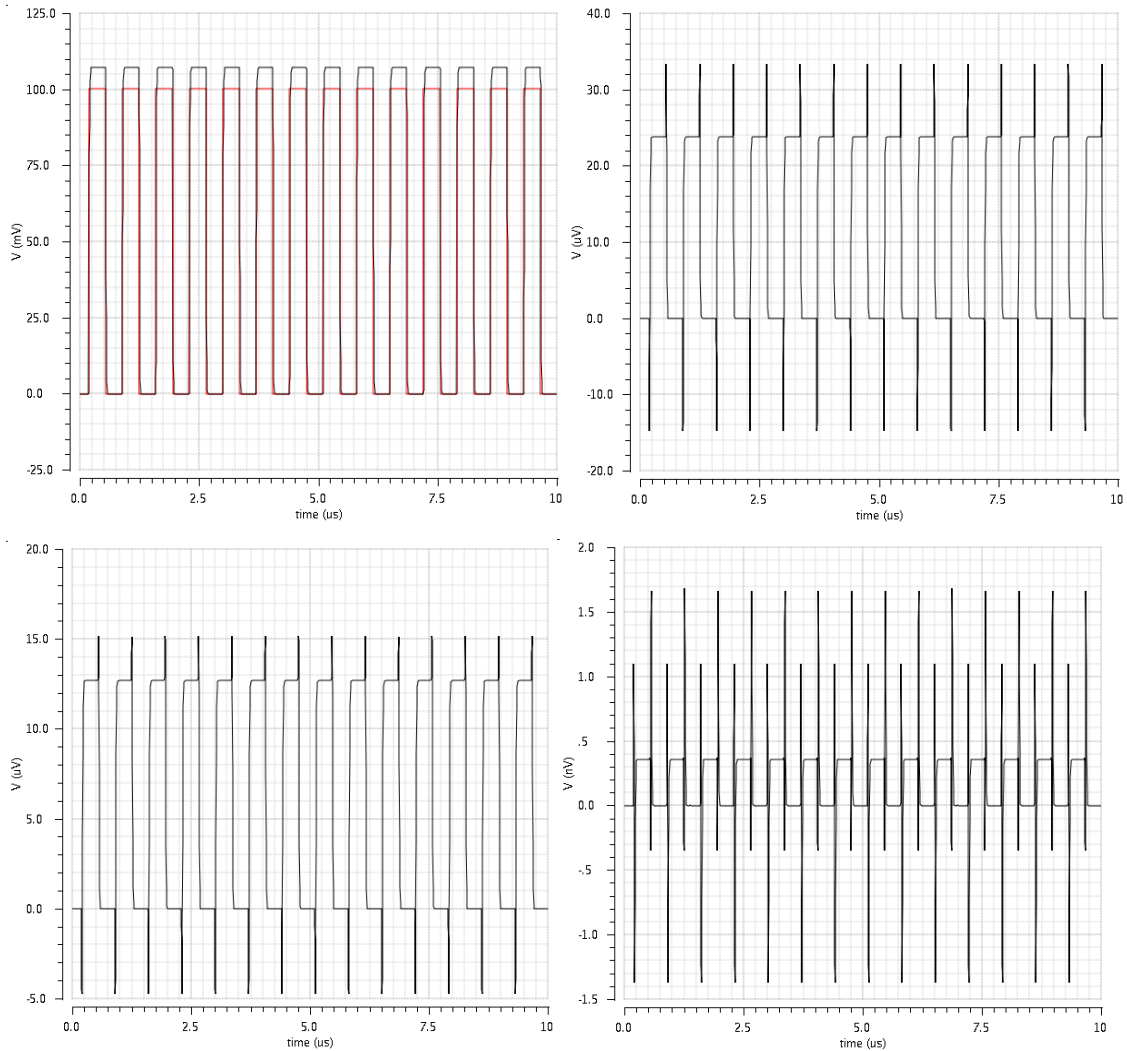
Εικόνα 4.7: Το κέρδος του φίλτρου στις χαμηλές συχνότητες είναι στα -323 mdB και το peak το οποίο εμφανίζεται στις κοντινές συχνότητες γύρω από τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου φτάνει μέχρι τα 12.6 dB .

Το σημείο κοντά στη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, είναι το σημείο όπου συγκεντρώνονται όλες οι ευαισθησίες του κυκλώματός, κάτι απόλυτα λογικό αν αναλογιστούμε ότι αποτελεί ουσιαστικά το σημείο μετάβασης από ένα σημείο λειτουργίας σε ένα άλλο, εντελώς διαφορετικό. Οι αποκλίσεις αυτές οφείλονται στο περιορισμένο γινόμενο κέρδους-εύρους ενός πραγματικού ενισχυτή αλλά και στις μη-γραμμικότητες που παρουσιάζει ο διαγωγός. Οι μη γραμμικότητες οφείλονται στα τρανζίστορ που είναι εν γένει μη γραμμικά στοιχεία.

4.1.2: Ευστάθεια του φίλτρου

Για κάθε ηλεκτρονικό κύκλωμα που περιέχει ανάδραση, δηλαδή ανατροφοδότηση της εξόδου στην είσοδο, υπάρχει η πιθανότητα να λειτουργεί ως ταλαντωτής. Ο ταλαντωτής είναι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που ανεξάρτητα από την είσοδο θα παρέχει στην έξοδο ένα καθορισμένο ημιτονικό σήμα. Το φίλτρο που σχεδιάστηκε στην παρούσα εργασία, δεν περιέχει αναδράσεις, οπότε και δεν αναμένεται να λειτουργήσει ως ταλαντωτής, άρα δεν κρίνεται αναγκαίος ο έλεγχος της ευστάθειάς του.

Θα παρατηρηθεί απλώς η συμπεριφορά του, όταν εφαρμόζεται στην είσοδό του τετραγωνικός παλμός. Μετά από transient ανάλυση, παρατηρείται ότι ο τετραγωνικός παλμός χάνεται καθώς διέρχεται μέσα από τα στάδια του φίλτρου. Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 4.8), φαίνεται ο παλμός σε διάφορα στάδια του φίλτρου μέχρι την έξοδο του, όπου ουσιαστικά μηδενίζεται.

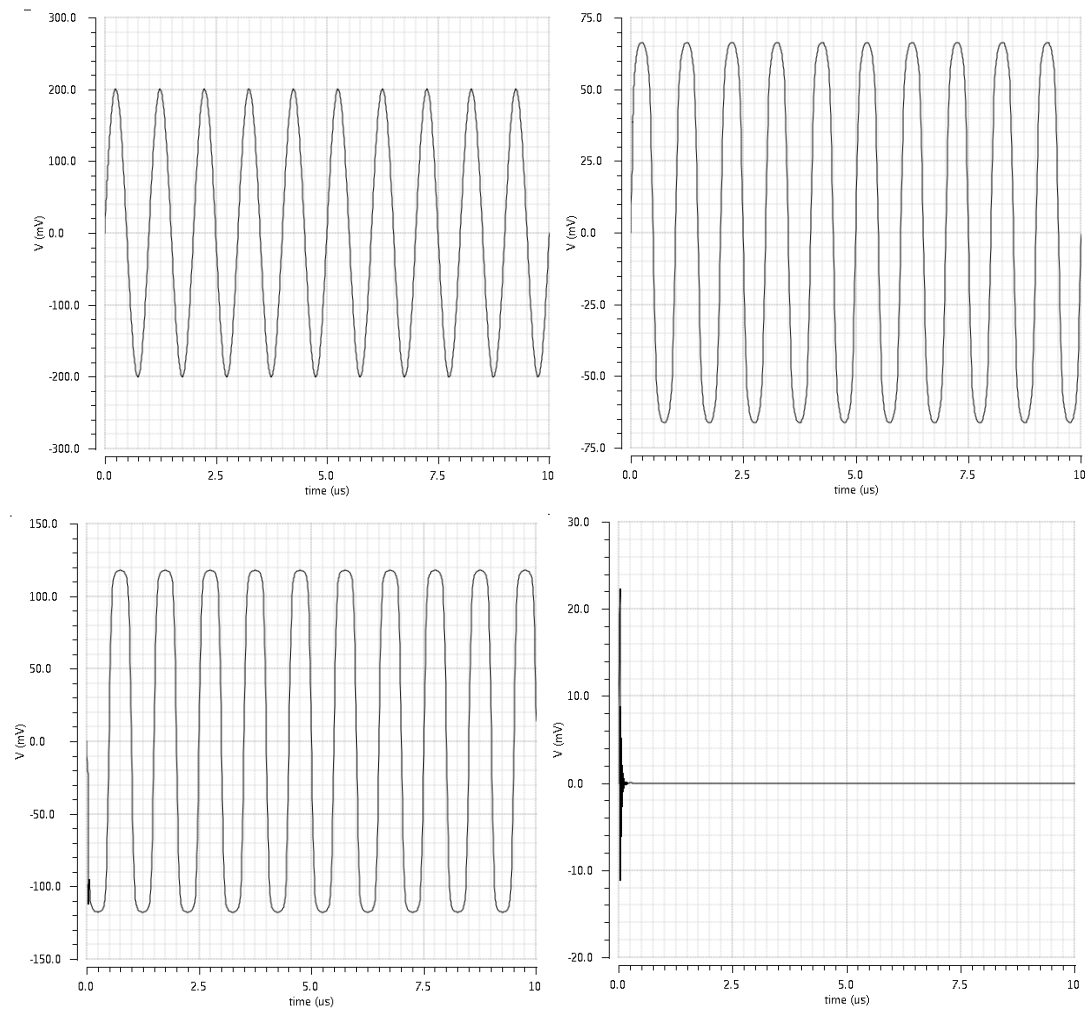


Εικόνα 4.8: Εισάγοντας βηματική είσοδο πλάτους 100 mV στο φίλτρο, ο βηματικός αυτός παλμός μειώνεται δραματικά καθώς διέρχεται από τα στάδια του φίλτρου, μέχρι να φτάσει στην έξοδο του φίλτρου όπου ουσιαστικά μηδενίζεται όπως φαίνεται και από την τελευταία εικόνα.

4.1.3: Δυναμική Περιοχή Εισόδου Και Εξόδου

Για να βγάλουμε συμπεράσματα για τη δυναμική περιοχή εισόδου και εξόδου του φίλτρου, αρκεί να εφαρμοσθεί μια εναλλασσόμενη τάση στην είσοδο του φίλτρου, να δούμε στην έξοδο του φίλτρου σε ποιες τάσεις ψαλιδίζεται η εναλλασσόμενη αυτή τάση, και έτσι να καθοριστεί η δυναμική περιοχή εξόδου του φίλτρου. Η δυναμική περιοχή εισόδου του φίλτρου, εφόσον το φίλτρο είναι μια διάταξη με κέρδος μονάδα, θα είναι ίδια με τη δυναμική περιοχή εξόδου. Εισάγοντας εναλλασσόμενη τάση πλάτους 200 mV στο φίλτρο, η εναλλασσόμενη αυτή τάση μειώθηκε δραματικά καθώς διέρχεται από τα στάδια του

φίλτρου, και στην έξοδο του φίλτρου μηδενίστηκε όπως φαίνεται και από την παρακάτω εικόνα (Εικόνα 4.9).



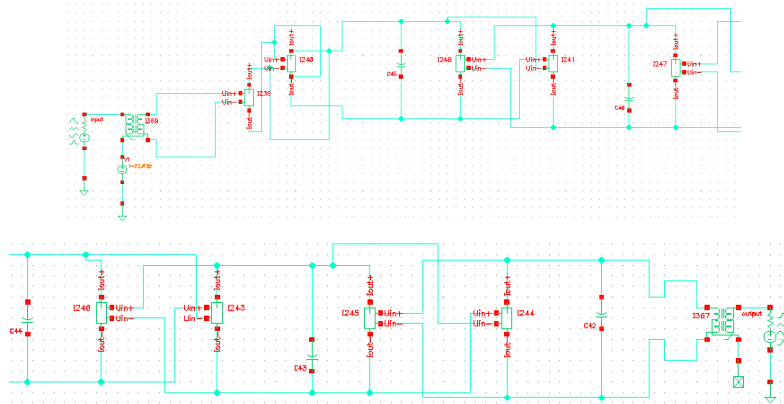
Εικόνα 4.9: Εισάγοντας εναλλασσόμενη τάση πλάτους 200 mV στο φίλτρο, η εναλλασσόμενη αυτή τάση μειώνεται δραματικά καθώς διέρχεται από τα στάδια του φίλτρου, μέχρι να φτάσει στην έξοδο του φίλτρου όπου μηδενίζεται όπως φαίνεται και από την τελευταία εικόνα.

4.1.4: Γραμμικότητα φίλτρου

Αρμονική παραμόρφωση (Harmonic distortion):

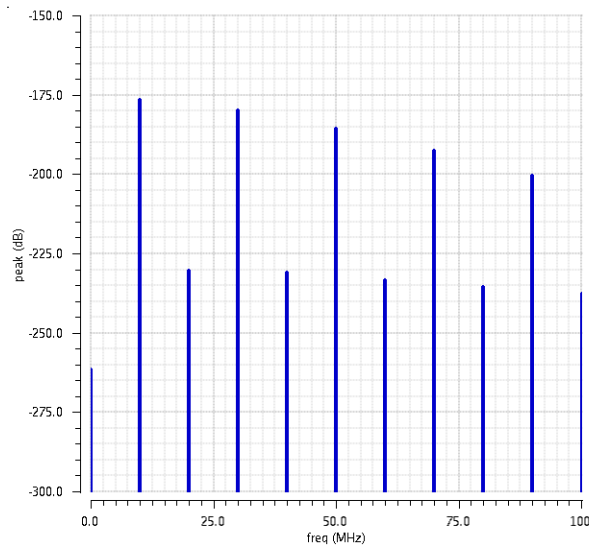
Για να υπολογίσουμε την αρμονική παραμόρφωση του φίλτρου με τη βοήθεια του Cadence, τοποθετήθηκαν στην είσοδο και στην έξοδο του φίλτρου ports. Το test bench για

τον υπολογισμό της αρμονικής παραμόρφωσης αλλά και της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης φαίνεται παρακάτω (Εικόνα 4.10):



Εικόνα 4.10: Test bench για τον υπολογισμό της αρμονικής παραμόρφωσης και της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης.

Έτσι, εφαρμόζοντας στην είσοδο του φίλτρου ισχύ θεμελιώδους συχνότητας 10 MHz, παίρνουμε το παρακάτω συχνοτικό φάσμα της εξόδου (Εικόνα 4.11):

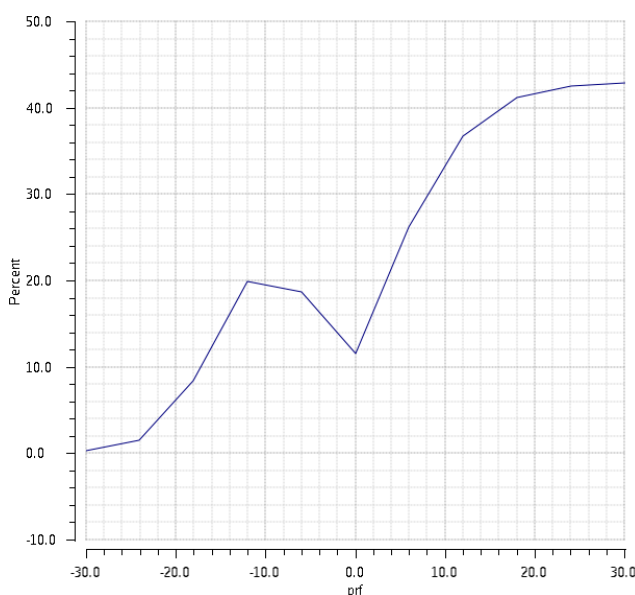


Εικόνα 4.11: Συχνοτικό φάσμα της εξόδου του φίλτρου.

Εδώ φαίνεται μία από τις βασικότερες ιδιότητες των διαφορικών κυκλωμάτων που αφορά την καταπίεση των αρμονικών συνιστωσών άρτιας τάξης. Οι τιμές του πλάτους των τόνων άρτιας τάξης είναι ιδιαίτερα μειωμένες σε σχέση με τους τόνους περιττής τάξης. Στον παρακάτω πίνακα σημειώνονται τα πλάτη σε dB των αρμονικών συνιστωσών του σήματος εξόδου:

Τόνοι (Hz)	10M	20M	30M	40M	50M	60M	70M	80M	90M	100M
Πλάτη (dB)	-177	-230	-190	-231	-186	-233	-192	-235	-200	-237

Με τον ίδιο τρόπο υπολογίστηκε και ο ολική αρμονική παραμόρφωση σε ποσοστό επί τοις εκατό, συναρτήσει της ισχύος εισόδου, η οποία φαίνεται παρακάτω (Εικόνα 4.12):

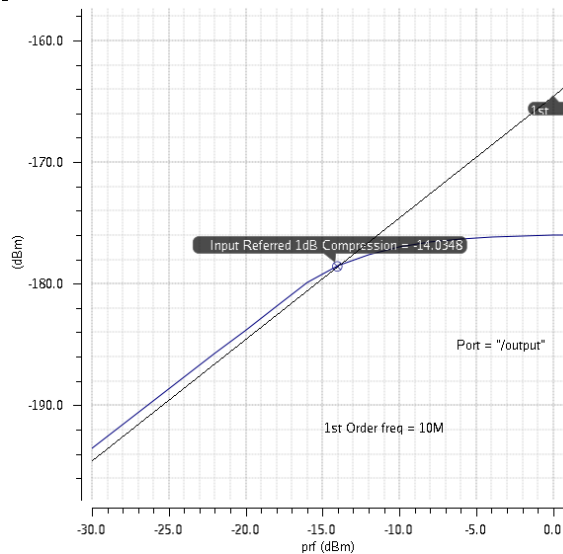


Εικόνα 4.12: THD % συναρτήσει της ισχύος εισόδου.

Έχουμε δηλαδή όπως βλέπουμε από την παραπάνω εικόνα, συνολική αρμονική παραμόρφωση $THD \leq 1\%$ για ισχύς σήματος εισόδου $P_{in} = -24.1dBm$. Αν μετατρέψουμε την ισχύ σε πλάτος σήματος θα έχουμε $-24.1dBm = 13.9mV$ ($V_{p-p} = 27.8 mV$).

Σημείο συμπίεσης 1 dB:

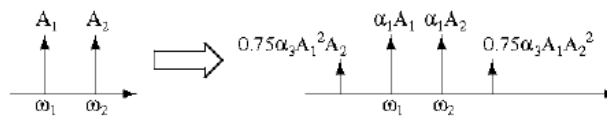
Το σημείο συμπίεσης 1 dB, όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, μας δίνει την ισχύ εισόδου για την οποία η ισχύς εξόδου μειώνεται κατά 1 dB. Από την παρακάτω εικόνα (Εικόνα 4.13) φαίνεται ότι αυτό ισχύει για ισχύς εισόδου $-14.038 mdB$, δηλαδή για είσοδο πλάτους $44.4 mV$.



Εικόνα 4.13: Σημείο συμπίεσης 1 dB.

4.1.5: IP3 (3rd order Intercept Point)

Το IP3 ορίζεται ως το σημείο όπου ταυτίζονται η ισχύς των τόνων πρώτης τάξης ω_1 και ω_2 με την ισχύ των τόνων 3^{ης} τάξης $2\omega_1 - \omega_2$ και $2\omega_2 - \omega_1$ στο φορτίο. Στην παρακάτω εικόνα (Εικόνα 4.14) φαίνεται ένα παράδειγμα τόνων πρώτης και τρίτης τάξης για τον υπολογισμό του IP3.

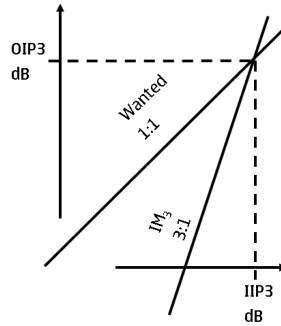


Εικόνα 4.14: Τόνοι πρώτης και τρίτης τάξης για τον υπολογισμό του IP3.

Όταν $A_1 = A_2$, τα δύο στοιχεία πρώτης όσο και τρίτης τάξης έχουν το ίδιο πλάτος μεταξύ τους. Εφ' όσον τα στοιχεία πρώτης τάξης αυξάνονται γραμμικά και τα στοιχεία τρίτης τάξης αυξάνονται εις τον κύβο, τελικώς τα στοιχεία τρίτης και πρώτης τάξης παρεμβάλλονται μεταξύ τους, καθώς αυξάνεται το επίπεδο A της ισχύς εισόδου. Έτσι, το IP3 είναι το σημείο όπου τέμνονται οι δύο καμπύλες ισχύος. Το σημείο αυτό, προσδιορίζεται γραφικά πλοτάροντας την ισχύ εξόδου ως προς την ισχύ εισόδου, και παράγοντας δύο καμπύλες. Μια για το γραμμικώς ενισχυμένο σήμα στη συχνότητα του τόνου εισόδου και μια για το μη γραμμικό στοιχείο τρίτης τάξης. Το γραμμικώς ενισχυμένο σήμα θα παρουσιάσει κλίση ίση με τη μονάδα, και το μη γραμμικό στοιχείο τρίτης τάξης,

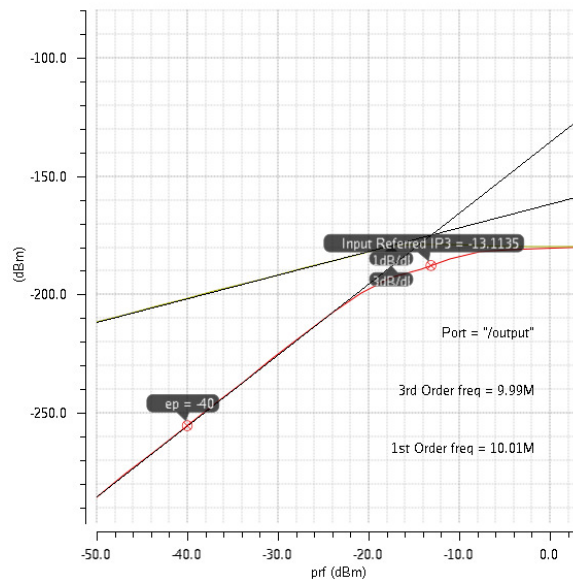
παρουσιάζει κλίση ίση με 3. Το μη γραμμικό στοιχείο τρίτης τάξης θα αυξηθεί κατά 3 dB σε ισχύ όταν η ισχύς εισόδου αυξάνεται κατά 1 dB.

Και οι δύο καμπύλες ακολουθούνται από ευθείες γραμμές οι οποίες ακολουθούν την κλίση αυτών των καμπυλών. Στο σημείο όπου αυτές οι καμπύλες τέμνονται, είναι το στοιχείο IP3 (input intercept point) που ζητάμε (Εικόνα 4.15).



Εικόνα 4.15: Προσδιορισμός του σημείο IP3 από τις κλίσεις των καμπυλών πρώτης και τρίτης τάξης.

Έτσι, εισάγοντας στο φίλτρο δύο τόνους οι οποίοι έχουν μικρή διαφορά συχνότητας μεταξύ τους, παίρνουμε την παρακάτω χαρακτηριστική η οποία και μας προσδιορίζει το IP3 (Εικόνα 4.16) το οποίο ισούται με -13.1135 dBm.



Εικόνα 4.16: Προσδιορισμός του σημείο IP3 με τη βοήθεια του Cadence.

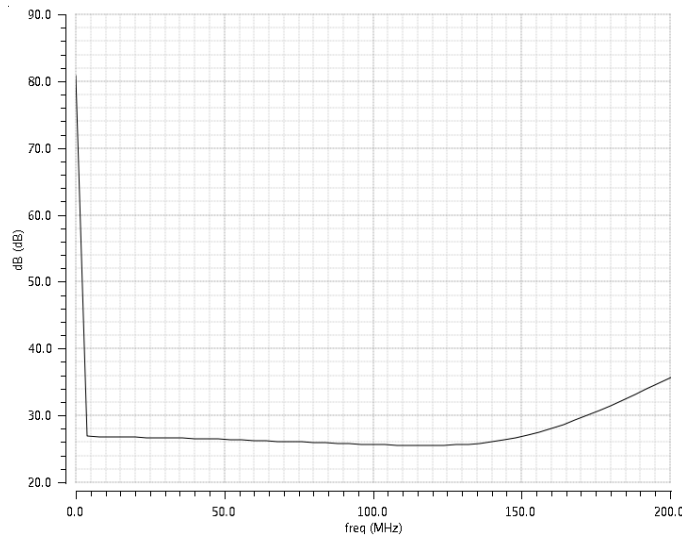
4.1.6: Noise Figure (NF)

Οι όροι Noise figure (NF) και noise factor (F), δείχνουν την υποβάθμιση του λόγου σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio-SNR). Ο όρος noise factor (F) καθορίζεται ως ο

λόγος του σηματοθορυβικού λόγου στην είσοδο μιας διάταξης, ως προς το σηματοθορυβικό λόγο στην έξοδο της διάταξης αυτής. Ο όρος Noise figure (NF), είναι ουσιαστικά ο noise factor (F) εκφρασμένος σε decibels (dB) (Εξίσωση 4.1):

$$NF = 10 \log(F) = 10 \log\left(\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}\right) = SNR_{in,dB} - SNR_{out,dB} \quad (4.1)$$

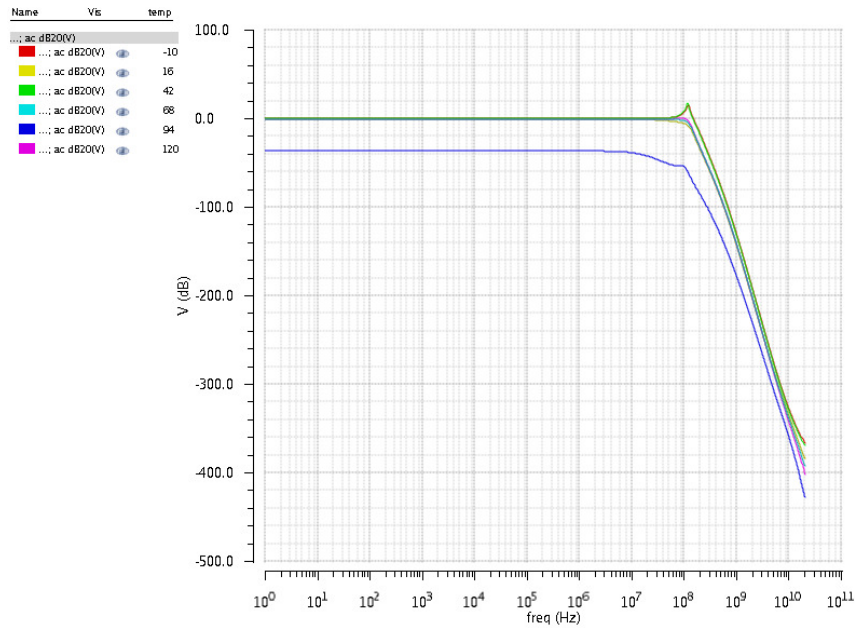
Έτσι, με τη βοήθεια του Cadence εξάχθηκε το Noise Figure (Εικόνα 4.17), και παρατηρείται ότι από τα 5 MHz μέχρι τα 145 MHz, όπου και είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, μέσα στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου δηλαδή, το Noise Figure κυμαίνεται στα 26 dB. Συγκεκριμένα κυμαίνεται από τα 25.6 dB μέχρι τα 26.8 dB.



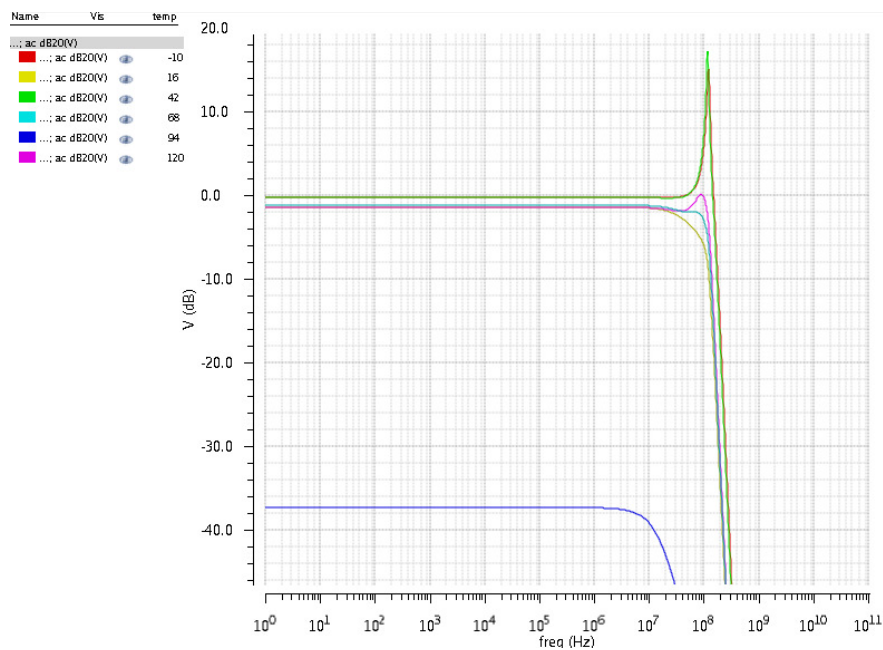
Εικόνα 4.17: Εξαγωγή του Noise Figure για συχνότητες μέσα στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου.

4.1.7: Επίδραση Μεταβολών Θερμοκρασίας Και Τροφοδοσίας

Κατά τον έλεγχο της λειτουργίας του φίλτρου δεν προχωρήσαμε σε corner προσομοιώσεις. Οι corner προσομοιώσεις αφορούν συνδυασμούς μεταβολών στην τροφοδοσία, στην θερμοκρασία, στις τιμές αντιστάσεων και πυκνωτών, στις διαστάσεις των τρανζίστορ, οι οποίες είναι αναπόφευκτες στην διαδικασία κατασκευής ενός ολοκληρωμένου ηλεκτρονικού κυκλώματος. Παρ' όλα αυτά, μελετήθηκαν οι συνέπειες που μπορεί να προκαλέσει η μεταβολή της θερμοκρασίας ή της τροφοδοσίας του φίλτρου ξεχωριστά. Στις επόμενες εικόνες (Εικόνα 4.18 και Εικόνα 4.19) παρουσιάζονται οι αποκρίσεις πλάτους του φίλτρου, για θερμοκρασίες από -10°C έως 120°C :



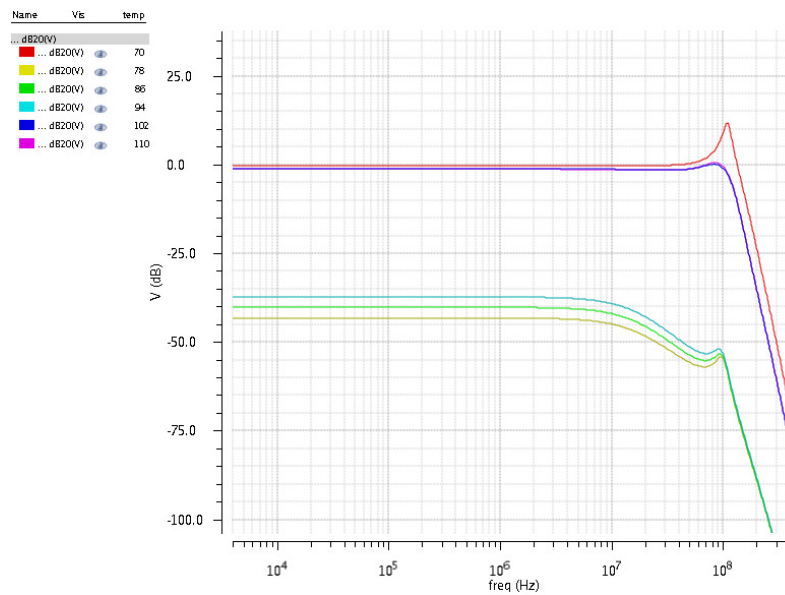
Εικόνα 4.18: Απόκριση συχνότητας του φίλτρου για διάφορες τιμές της θερμοκρασίας.



Εικόνα 4.19: Απόκριση συχνότητας του φίλτρου για διάφορες τιμές της θερμοκρασίας, όπου φαίνεται πιο καθαρά το dc κέρδος κάθε χαρακτηριστικής.

Από τις παραπάνω εικόνες, φαίνεται ότι σε θερμοκρασίες κοντά στους 94 °C το dc κέρδος πέφτει πάρα πολύ. Στις υπόλοιπες θερμοκρασίες όπου έγινε η προσομοίωση παρατηρήθηκε πάλι μείωση στο dc κέρδος το οποίο έφτασε στα -1.4 dB στη χειρότερη περίπτωση. Για να δούμε τη συμπεριφορά του φίλτρου κοντά στη θερμοκρασία όπου παρατηρήθηκε μεγάλη

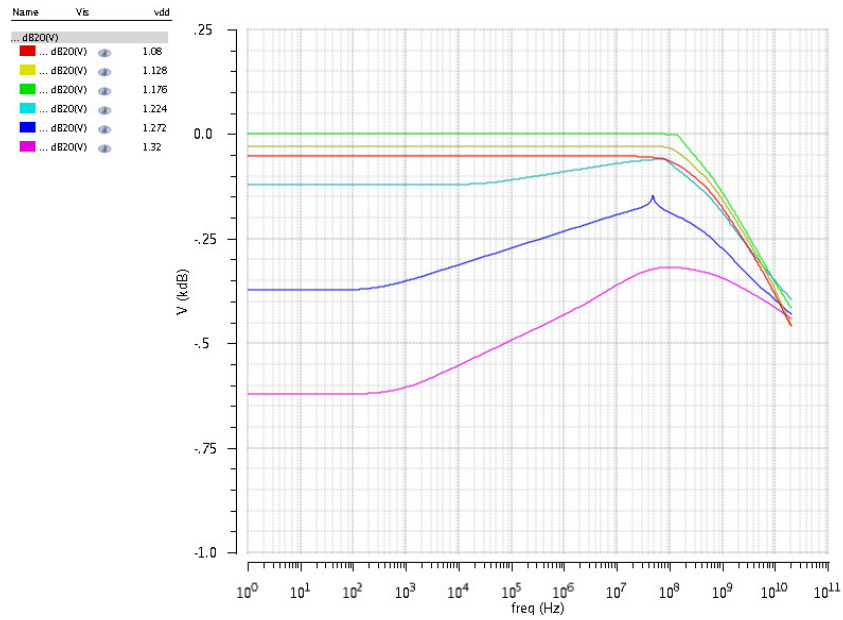
μείωση στο dc κέρδος, έγινε πάλι transient ανάλυση για θερμοκρασίες γύρω από τους 90 °C. Έτσι είχαμε τις παρακάτω χαρακτηριστικές (Εικόνα 4.20):



Εικόνα 4.20: Απόκριση συχνότητας του φίλτρου για διάφορες τιμές της θερμοκρασίας από 70 °C έως 110 °C.

Οπότε παρατηρείται ότι το πρόβλημα της απόκρισης του φίλτρου είναι περίπου στις θερμοκρασίες από 80 °C μέχρι 90 °C.

Για μεταβολές της τροφοδοσίας στο $\pm 10\%$ της τροφοδοσίας Vdd, έχουμε τις παρακάτω ac αποκρίσεις του φίλτρου (Εικόνα 4.21), οι οποίες δείχνουν ότι ακόμα και μια μικρή μεταβολή στην τροφοδοσία του φίλτρου έχει καταστροφικές συνέπειες για τη χαρακτηριστική του φίλτρου.



Εικόνα 4.21: Απόκριση συχνότητας του φίλτρου για μεταβολές της τροφοδοσίας Vdd στο $\pm 10\%$.

4.2: Συμπεράσματα

Από τις προηγούμενες αναλύσεις που έγιναν πάνω στο φίλτρο που σχεδιάστηκε για την παρούσα εργασία, το κυριότερο πρόβλημα ήταν ότι δεν μπόρεσε να καθοριστεί η δυναμική περιοχή εισόδου και εξόδου του φίλτρου. Βάζοντας εναλλασσόμενη τάση στην είσοδο του φίλτρου, παρατηρήθηκε, όπως και στην περίπτωση που εφαρμόστηκε τετραγωνικός παλμός στην είσοδο του φίλτρου, ότι το σήμα χαλάει και ότι το πρόβλημα βρίσκεται στον 2^ο γυράτορα του φίλτρου, αλλά δεν υπήρχε ο χρόνος για περαιτέρω μελέτη ώστε να διαπιστωθεί τι φταίει σε αυτή την περίπτωση. Η απόκριση πλάτους του φίλτρου παρουσιάζει μεγάλες αποκλίσεις από την ιδανική και ειδικά στην περιοχή γύρω από τη συχνότητα αποκοπής. Περαιτέρω μελέτη θα μπορούσε να γίνει και σε αυτό το πρόβλημα ώστε να διαπιστωθεί τι ακριβώς μπορεί να φταίει σε αυτή την περίπτωση και να διορθωθεί. Επίσης οι μεταβολές στη θερμοκρασία και την τροφοδοσία επηρεάζουν την απόκριση του φίλτρου. Όσον αφορά τη γραμμικότητα του φίλτρου, το σημείο συμπίεσης 1 dB εμφανίζεται σε χαμηλές τιμές ισχύος εισόδου, δηλαδή σε μικρά πλάτη σήματος εισόδου (-14 dBm) και η μη αρμονική παραμόρφωση IIP3 παρουσιάζεται σε τιμές μεγαλύτερες από -13 dBm, πάλι δηλαδή σε μικρά πλάτη σήματος εισόδου.

Βιβλιογραφία

- [1] Rolf Schaumann, M.S. Ghauri, Kenneth R. Laker. Design of analog filters: passive, active RC, and switched capacitor. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, c1990.
- [2] Wai-Kai Chen. The Circuits and Filters Handbook, Second Edition Chapter 84. Continuous-Time Integrated Filters Rolf Schaumann. CRC Press 2002
- [3] R. L. Geiger and E. Sánchez-Sinencio, "Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial, "IEEE Circuits and Devices Magazine, Vol. 1, pp.20-32, March 1985
- [4] Dimitrios Psyllos and Yannis Papananos. Active-RC Chebyshev Low-Pass Filter with 500MHz Passband Frequency in 90nm Standard CMOS. 2nd Pan-Hellenic Conference on Electronics and Telecommunications-PACET '12. March 16-18, 2012 Thessaloniki Greece
- [5] Stefano D'Amico, Matteo Conta, and Andrea Baschiroto, Senior Member, IEEE. A 4.1-mW 10-MHz Fourth-Order Source-Follower-Based Continuous-Time Filter With 79-dB DR. IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 41, NO. 12, DECEMBER 2006
- [6] Anatol I. Zverev. Handbook of filter synthesis
- [7] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith. Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα. Αθήνα 1994