



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

**Σχεδίαση Ολοκληρωμένου RC Φίλτρου 90nm Με Ενισχυτή
Χαμηλής Κατανάλωσης και Αυτόματη Ρύθμιση του
Συντελεστή Ποιότητας**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Πέτρου Ν. Πέτρος

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής

Αθήνα, Ιούλιος 2009



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

Σχεδίαση Ολοκληρωμένου RC Φίλτρου 90nm Με Ενισχυτή Χαμηλής Κατανάλωσης και Αυτόματη Ρύθμιση του Συντελεστή Ποιότητας

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Πέτρου Ν. Πέτρος

Επιβλέπων: Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την..... Ιουλίου 2009

.....
Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής

.....
Μιχαήλ Θεολόγου
Καθηγητής

.....
Καγιάφας Ελευθέριος
Καθηγητής

Αθήνα, Ιούλιος 2009

..... Πέτρου Ν. Πέτρος

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Πέτρου Ν. Πέτρος, Ιούλιος 2009

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.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός αυτής της εργασίας είναι η σχεδίαση ενός αναλογικού ενεργού RC φίλτρου στην τεχνολογία των 90nm, χρησιμοποιώντας τελεστικό ενισχυτή χαμηλής κατανάλωσης και μικρού εύρους ζώνης, και παράλληλα η μελέτη ενός συστήματος που θα αντισταθμίζει αυτόματα τις συνέπειες του προκαλεί αυτός ο ενισχυτής και ρυθμίζει αυτόματα την τιμή του συντελεστή ποιότητας του φίλτρου.

Στο Κεφάλαιο 1 κάνουμε μια αναφορά στη γενική θεωρία φίλτρων και περιγράφονται τα διάφορα είδη φίλτρων, οι μέθοδοι προσέγγισης της συνάρτησης μεταφοράς καθώς και παραδείγματα των ευρέων εφαρμογών των ηλεκτρονικών φίλτρων στην σύγχρονη τεχνολογία.

Στο Κεφάλαιο 2 αναπτύσσουμε το θεωρητικό υπόβαθρο. Μελετάμε τις επιπτώσεις που έχει η μη ιδανικότητα του τελεστικού ενισχυτή στην συνάρτηση μεταφοράς ενός απλού φίλτρου και παρουσιάζουμε τρόπους αντιστάθμισης αυτών των φαινομένων. Με βάση τα αποτελέσματα διαλέγουμε την τοπολογία του φίλτρου που ταιριάζει καλύτερα στο σύστημα μας και με μοντέλα τελεστικών ενισχυτών προσομοιώνουμε την συμπεριφορά του. Τέλος παρουσιάζονται οι δύο βασικοί αλγόριθμοι για την αυτοματοποίηση της διαδικασίας αντιστάθμισης.

Στο τρίτο Κεφάλαιο παρουσιάζουμε την σχεδίαση του τελεστικού ενισχυτή. Παρουσιάζεται η τοπολογία του και αναλύονται τα χαρακτηριστικά της, δικαιολογούνται οι βασικές επιλογές της σχεδίασης και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και όλα τα απαραίτητα γραφήματα.

Τέλος στο τέταρτο και τελευταίο κατασκευάζουμε το φίλτρο χρησιμοποιώντας τον ενισχυτή που σχεδιάσαμε και μελετάμε την συμπεριφορά του. Σχεδιάζουμε τον ταλαντωτή που είναι το βασικό δομικό στοιχείο του συστήματος αυτόματης ρύθμισης και με βάση τα αποτελέσματα παρουσιάζουμε την τελική συμπεριφορά του αντισταθμισμένου φίλτρου.

Λέξεις Κλειδιά: φίλτρο, τελεστικός ενισχυτής, ταλαντωτής, συντελεστής ποιότητας, Chebyshev,

ABSTRACT

The purpose of this project is the design of an analog active RC filter in the technology of 90nm, using an operational amplifier with low power dissipation and low bandwidth. In addition we study a system that will automatically compensate for the low amplifier bandwidth and tune the quality factor of the filter.

In Chapter 1 we see the basics of filter theory and the various filter types are described along with the various methods of mathematical approach to the filter's transfer function. Also we give examples of the wide range of applications in modern technology for analog filters.

In Chapter 2 the theoretical basis is described. We study the effects of the non ideality of the operational amplifier on the transfer function of a simple filter and we propose methods to compensate those effects. Based on the results we choose the proper filter topology that fits better with our system and we simulate its behaviour using models of opamps. Finally we propose the two most common methods to automatically compensate the filter.

In Chapter 3 we present the design of our operational amplifier. The topology of the circuit is presented and its basic characteristics are analyzed, we reason the basic decisions of our design process and finally we present all the final results of our simulations with the proper plots.

In the final Chapter we build the filter using our opamp and we study its behaviour. We design the oscillator that is the basic part of our compensation system and according with the results we present the characteristics of the final compensated filter.

Key Words: filter, operational amplifier, opamp, oscillator, automatic Q tuning, Chebyshev

Ευχαριστιες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κύριο Παπανάνο που τράβηξε το ενδιαφέρον μου πάνω στον τομέα της μικροηλεκτρονικής και με έσπρωξε να ασχοληθώ με αυτόν.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω όλα τα παιδιά του εργαστηρίου μικροηλεκτρονικής που μου παρείχαν την πολύτιμη βοήθεια τους όποτε την χρειάστηκα στην διάρκεια αυτής της προσπάθειας.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου για την στήριξη τους όλα αυτά τα χρόνια.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

1	ΘΕΩΡΙΑ ΦΙΛΤΡΩΝ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ.....	12
1.1	Εισαγωγή.....	13
1.2	Μέθοδοι Προσέγγισης Συνάρτησης Μεταφοράς.....	16
1.2.1	Προσέγγιση Butterworth.....	16
1.2.2	Προσέγγιση Chebyshev.....	18
1.2.3	Προσέγγιση ανάστροφου Chebyshev.....	20
1.2.4	Προσέγγιση ελλειπτικών συναρτήσεων.....	21
1.2.5	Προσέγγιση Bessel.....	23
1.3	Εφαρμογές των Φίλτρων.....	25
1.4	Εφαρμογές στις Τηλεπικοινωνίες RF.....	26
2	ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ.....	29
2.1	Εισαγωγή.....	30
2.2	Μελέτη του μη ιδανικού ολοκληρωτή.....	30
2.3	Μελέτη και Σχεδίαση του Φίλτρου.....	32
2.4	Μελέτη της Μεταβλητής Αντίστασης.....	35
2.5	Μέθοδος Αυτόματης Ρύθμισης με MLL.....	38
2.6	Μέθοδος Αυτόματης Ρύθμισης με Ταλαντωτή.....	40
3	Ο ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	44
3.1	Εισαγωγή.....	45
3.2	Η τοπολογία του ενισχυτή.....	46
3.3	CMFB.....	50
3.4	Εξομοιώσεις και Αποτελέσματα	54
3.4.1	DC Response.....	55
3.4.2	AC Response.....	56
3.4.3	Βηματική Απόκριση.....	61
3.5	Παρατηρήσεις και Συμπεράσματα.....	62
4	ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΚΑΙ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΥΤΟΜΑΤΗΣ ΡΥΘΜΙΣΗΣ.....	63
4.1	Τελική Σχεδίαση του Φίλτρου.....	64
4.2	Ο Ταλαντωτής	71
4.3	Τελικές Μετρήσεις του Φίλτρου.....	74
4.4	Αυτοματοποίηση της διαδικασίας.....	78
4.5	Συμπεράσματα και Παρατηρήσεις.....	79

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1.1.....	Σελ. 14	Σχήμα 2.6.1.....	Σελ. 41
Σχήμα 1.1.2.....	Σελ. 14	Σχήμα 2.6.2.....	Σελ. 42
Σχήμα 1.1.3.....	Σελ. 14	Σχήμα 2.6.3.....	Σελ. 43
Σχήμα 1.1.4.....	Σελ. 15	Σχήμα 3.1.1.....	Σελ. 45
Σχήμα 1.1.5.....	Σελ. 15	Σχήμα 3.2.1.....	Σελ. 46
Σχήμα 1.2.1.....	Σελ. 17	Σχήμα 3.2.2.....	Σελ. 46
Σχήμα 1.2.2.....	Σελ. 17	Σχήμα 3.2.3.....	Σελ. 47
Σχήμα 1.2.3.....	Σελ. 19	Σχήμα 3.2.4.....	Σελ. 48
Σχήμα 1.2.4.....	Σελ. 19	Σχήμα 3.2.5.....	Σελ. 49
Σχήμα 1.2.5.....	Σελ. 21	Σχήμα 3.3.1.....	Σελ. 51
Σχήμα 1.2.6.....	Σελ. 21	Σχήμα 3.3.2.....	Σελ. 51
Σχήμα 1.2.7.....	Σελ. 22	Σχήμα 3.3.3.....	Σελ. 52
Σχήμα 1.2.8.....	Σελ. 23	Σχήμα 3.3.4.....	Σελ. 53
Σχήμα 1.2.9.....	Σελ. 24	Σχήμα 3.4.1.1.....	Σελ. 55
Σχήμα 1.2.10.....	Σελ. 24	Σχήμα 3.4.2.1.....	Σελ. 56
Σχήμα 1.3.1.....	Σελ. 25	Σχήμα 3.4.2.2.....	Σελ. 57
Σχήμα 1.3.2.....	Σελ. 26	Σχήμα 3.4.2.3.....	Σελ. 59
Σχήμα 1.4.1.....	Σελ. 27	Σχήμα 3.4.2.4.....	Σελ. 60
Σχήμα 1.4.2.....	Σελ. 28	Σχήμα 3.4.3.1.....	Σελ. 61
Σχήμα 1.4.3.....	Σελ. 28	Σχήμα 4.1.1.....	Σελ. 64
Σχήμα 2.1.1.....	Σελ. 30	Σχήμα 4.1.2.....	Σελ. 65
Σχήμα 2.2.1.....	Σελ. 31	Σχήμα 4.1.3.....	Σελ. 66
Σχήμα 2.3.1.....	Σελ. 33	Σχήμα 4.1.4.....	Σελ. 68
Σχήμα 2.3.2.....	Σελ. 34	Σχήμα 4.1.5.....	Σελ. 69
Σχήμα 2.3.3.....	Σελ. 35	Σχήμα 4.1.6.....	Σελ. 70
Σχήμα 2.4.1.....	Σελ. 36	Σχήμα 4.2.1.....	Σελ. 72
Σχήμα 2.4.2.....	Σελ. 36	Σχήμα 4.2.2.....	Σελ. 73
Σχήμα 2.4.3.....	Σελ. 37	Σχήμα 4.2.3.....	Σελ. 74
Σχήμα 2.4.4.....	Σελ. 37	Σχήμα 4.3.1.....	Σελ. 75
Σχήμα 2.5.1.....	Σελ. 38	Σχήμα 4.3.2.....	Σελ. 76
Σχήμα 2.5.2.....	Σελ. 39	Σχήμα 4.3.3.....	Σελ. 77

1 ΘΕΩΡΙΑ ΦΙΛΤΡΩΝ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

1.1 Εισαγωγή

Φίλτρο είναι ένα δικτύωμα παθητικών ή ενεργών και παθητικών στοιχείων που ενεργεί επιλεκτικά και επιτρέπει ή εμποδίζει τη διέλευση ενός σήματος σε μια ορισμένη συχνότητα ή σε μια ορισμένη περιοχή συχνοτήτων. Τα φίλτρα χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά συστήματα για να δώσουν έμφαση σε σήματα σε κάποιες περιοχές συχνοτήτων και να απορρίψουν σήματα σε άλλες περιοχές συχνοτήτων.

Η επιλεκτικότητα κάθε φίλτρου όσον αφορά την συχνότητα είναι ίσως η πιο συνήθης μέθοδος κατηγοριοποίησης. Οι τέσσερις βασικές κατηγορίες φίλτρων είναι τα βαθυπερατά (LP), τα υψιπερατά (HP), τα ζωνοπερατά ή ζωνοδιαβατά (BP) και τα ζωνοφρακτικά (BR). Επιπλέον εκτός από τις προηγούμενες κατηγορίες υπάρχουν και τα φίλτρα: βαθυπερατά σχισμής, υψιπερατά σχισμής και τα ολοδιαβατά.

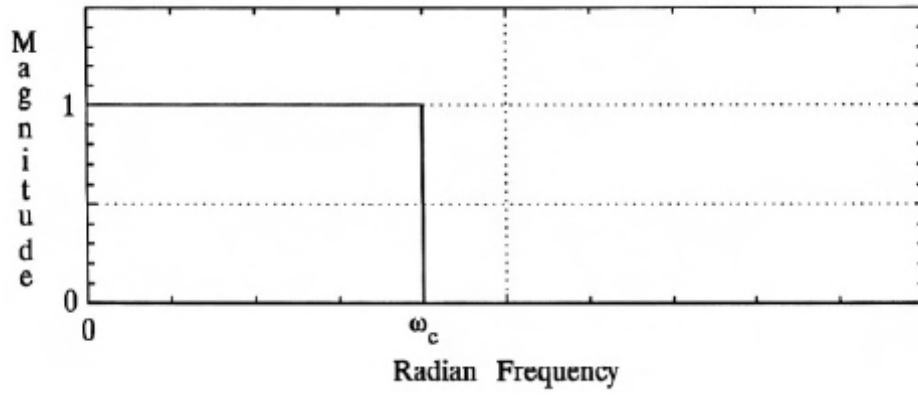
Οι τέσσερις πρώτες βασικές κατηγορίες φίλτρων επιτελούν τις εξής λειτουργίες: Τα βαθυπερατά φίλτρα αφήνουν να περάσουν απαραμόρφωτα τα σήματα μέχρι μια ορισμένη συχνότητα αποκοπής ω_c , (ζώνη διέλευσης), ενώ μηδενίζουν κάθε σήμα με συχνότητα μεγαλύτερη της ω_c (ζώνη φραγής).

Τα υψιπερατά φίλτρα αντίθετα αφήνουν να περάσουν απαραμόρφωτα τα σήματα από μια συχνότητα ω_c και πάνω ενώ αποκόπτουν κάθε σήμα με συχνότητα μικρότερη της ω_c .

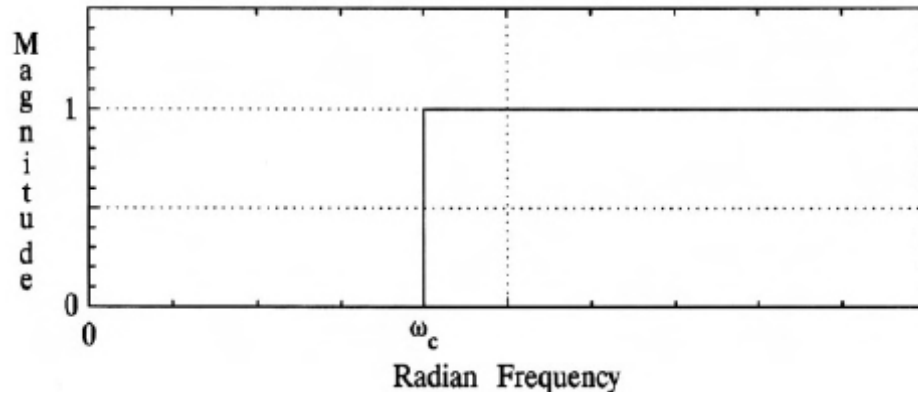
Τα ζωνοδιαβατά φίλτρα αφήνουν να περάσουν απαραμόρφωτα τα σήματα που περικλείονται σε μια ζώνη συχνοτήτων με κάτω όριο την ω_{c1} και πάνω όριο την ω_{c2} ενώ αποκόπτουν κάθε άλλο σήμα έξω από αυτή την ζώνη.

Τα ζωνοφρακτικά φίλτρα αντίθετα 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.

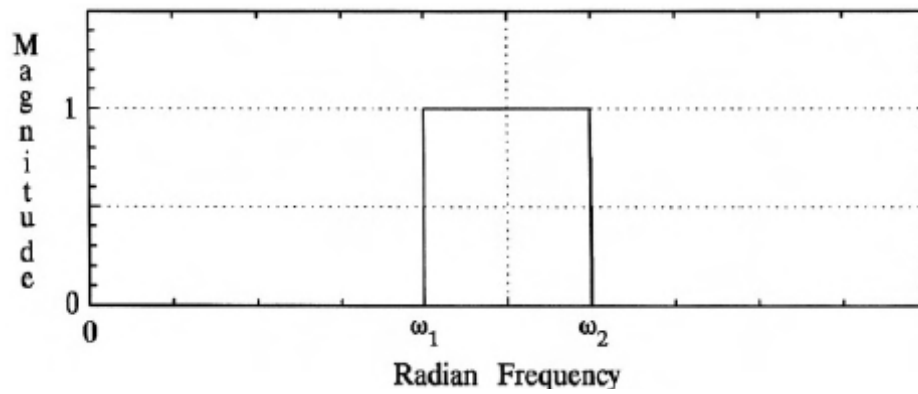
Παρακάτω παρουσιάζονται οι ιδανικές συναρτήσεις συστήματος των βασικών αυτών ειδών φίλτρου.



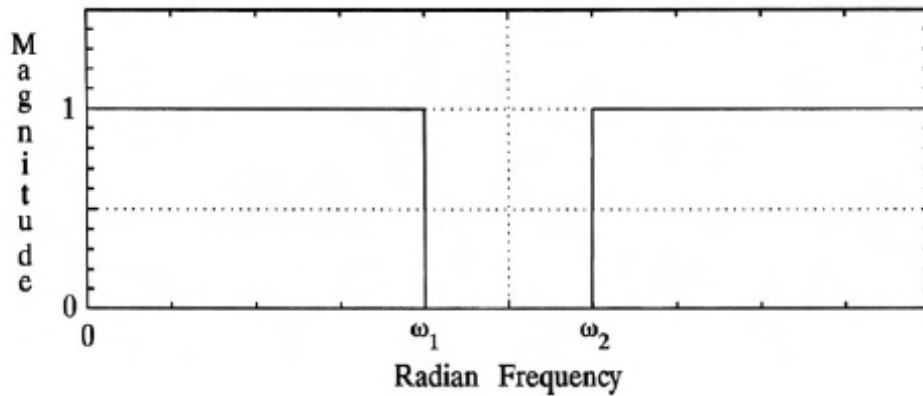
Σχήμα 1.1.1 Βαθυπερατό φίλτρο



Σχήμα 1.1.2 Υψυπερατό φίλτρο

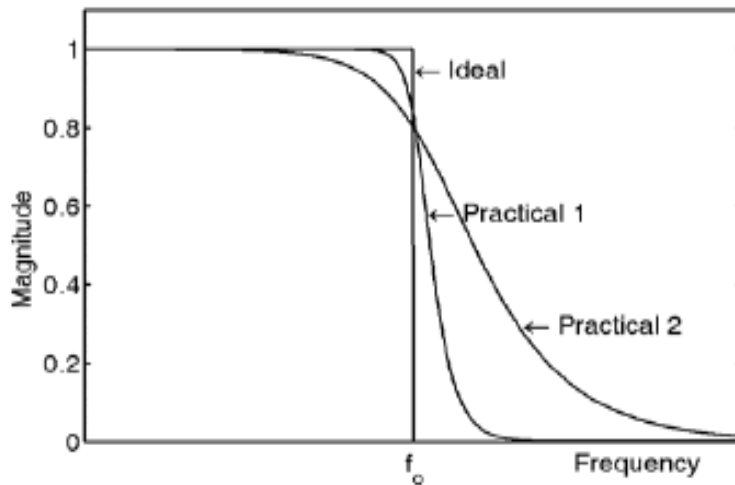


Σχήμα 1.1.3 Ζωνοπερατό φίλτρο



Σχήμα 1.1.4 Ζωνοφρακτικό φίλτρο

Είναι προφανές ότι η συμπεριφορά αυτή είναι ιδανική και δεν μπορεί στη πράξη να υλοποιηθεί παρά μόνο κατά προσέγγιση. Έτσι και στην δική μας περίπτωση, του βαθυπερατού φίλτρου, οι πρακτικές υλοποιήσεις σε σχέση με την ιδανική συμπεριφορά μπορούμε να περιμένουμε ότι θα έχουν την παρακάτω συμπεριφορά.



Σχήμα 1.1.5

Αυτή την ιδανική συμπεριφορά θα προσπαθήσουμε να προσεγγίσουμε.

1.2 Μέθοδοι Προσέγγισης Συνάρτησης Μεταφοράς

Ακόμη τα φίλτρα μπορούν να διαχωριστούν και από την μέθοδο που χρησιμοποιείται κατά την προσέγγιση της ιδανικής συμπεριφοράς τους. Κάποιες μέθοδοι προσέγγισης επιδιώκουν κυρίως την όσο το δυνατόν μικρότερη παραμόρφωση του σήματος στην ζώνη διέλευσης ενώ άλλες δίνουν έμφαση στον μηδενισμό του σήματος στην ζώνη φραγής. Κάθε μέθοδος έχει χαρακτηριστικά στοιχεία που την διαχωρίζουν από τις άλλες. Το πιο άξιο αναφοράς τέτοιο χαρακτηριστικό είναι η παρουσία ή απουσία κυματισμού στην ζώνη διέλευσης και φραγής ενός φίλτρου.

Πρέπει να σημειώσουμε βέβαια ότι η βέλτιστη κάθε φορά από πλευράς προσέγγισης συνάρτησης δεν είναι απαραίτητο να μας δίνει την καλύτερη ολοκληρωμένη λύση. Στην περίπτωση λοιπόν που μας ενδιαφέρει η τοπολογική απλότητα, μπορούμε να επιλέξουμε μία λύση που είναι χειρότερη από κάποια άλλη όσον αφορά την ικανοποίηση των προδιαγραφών, αλλά είναι ευκολότερα υλοποιήσιμη.

Οι κυριότερες μέθοδοι μαθηματικής προσέγγισης της συνάρτησης πλάτους ενός φίλτρου είναι η προσέγγιση Butterworth, η Chebyshev, η ανάστροφου Chebyshev, η Ελλειπτική και η Bessel.

1.2.1 Προσέγγιση Butterworth

Στην περίπτωση που επιθυμούμε την ομαλή συμπεριφορά της συνάρτησης μεταφοράς στις χαμηλές συχνότητες χρησιμοποιούμε την προσέγγιση Butterworth, που είναι μια ειδική περίπτωση των maximally flat συναρτήσεων, με συνάρτηση μεταφοράς που έχει μόνο πεπερασμένους πόλους και μηδενικά στο άπειρο. Αυτή είναι και η πιο απλή από όλες τις κλασσικές μεθόδους.

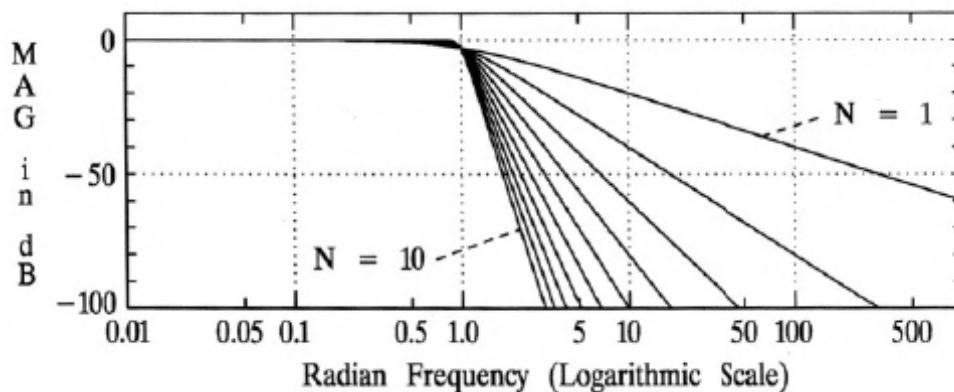
Η γενική συνάρτηση συστήματος Butterworth N-οστού βαθμού είναι η εξής

$$\left| H_{B,n} [j(\omega / \omega_o)] \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cdot (\omega / \omega_o)^{2 \cdot n}}} \quad (1.2.1)$$

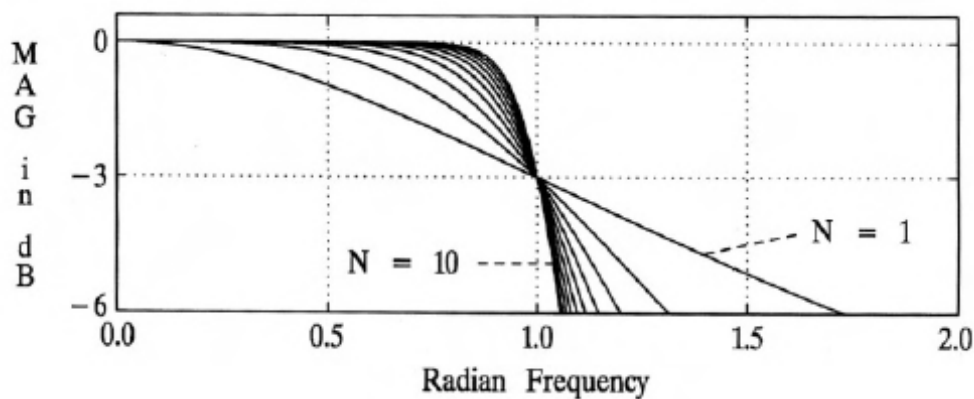
όπου ω_o η συχνότητα διελεύσεως.

Η συγκεκριμένη αυτή προσέγγιση χαρακτηρίζεται από το γεγονός ότι οι παράγωγοι της

συνάρτησης τίθενται ίσες με το μηδέν για συχνότητα ίση με το μηδέν. Έτσι συγκεντρώνεται σε ένα μόνο σημείο, μία μοναδική συχνότητα. Ένα από τα αποτελέσματα αυτού του γεγονότος είναι ότι η καμπύλη μετάβασης από την ζώνη διέλευσης στην ζώνη φραγής δεν είναι όσο απότομη όσο θα θέλαμε σε πολλές περιπτώσεις. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Butterworth για τάξη φίλτρου από $N=1$ έως 10 και στο αμέσως επόμενο η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως.



Σχήμα 1.2.1



Σχήμα 1.2.2

Στο σχήμα αυτό γίνεται φανερή η ανάγκη υλοποίησης μεγάλης τάξης Butterworth φίλτρου όταν χρειαζόμαστε απότομη μετάβαση από την ζώνη διέλευσης στην ζώνη φραγής. Επίσης φαίνεται και η ομαλότητα της συνάρτησης στις χαμηλές συχνότητες.

Το κυριότερο πλεονέκτημα της Butterworth προσέγγισης είναι η γραμμικότητά της όσον αφορά την απόκριση φάσης. Επιλέγεται λοιπόν συνήθως όταν επιδιώκεται μικρή παραμόρφωση φάσης και

δεν υπάρχει ενδιαφέρον για υψηλές τιμές επιλεκτικότητας από το φίλτρο.

1.2.2 Προσέγγιση Chebyshev

Τα φίλτρα Chebyshev, όπως και τα ανάστροφου Chebyshev και τα ελλειπτικά, ανήκουν στην γενική κατηγορία φίλτρων ίσου κυματισμού. Σε αυτή την κατηγορία η προσέγγιση εφαρμόζεται καθ' όλο το μήκος της ζώνης διέλευσης. Σαν μαθηματική προσέγγιση η κατηγορία αυτή είναι καλύτερη από την κατηγορία των επίπεδων φίλτρων.

Η συνάρτηση μεταφοράς της προσέγγισης Chebyshev είναι

$$\left| H_{C,n}[j(\omega / \omega_o)] \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cdot C_n^2(\omega / \omega_o)}} \quad (1.2.2)$$

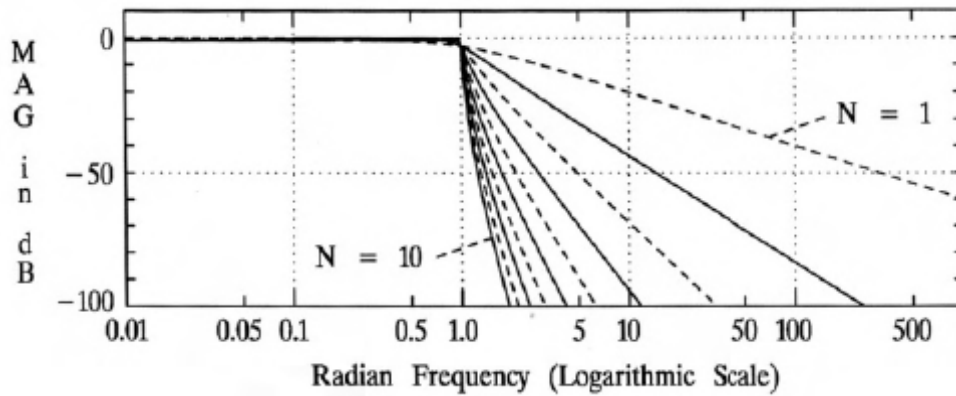
όπου ω_o η συχνότητα διελύσεως και

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

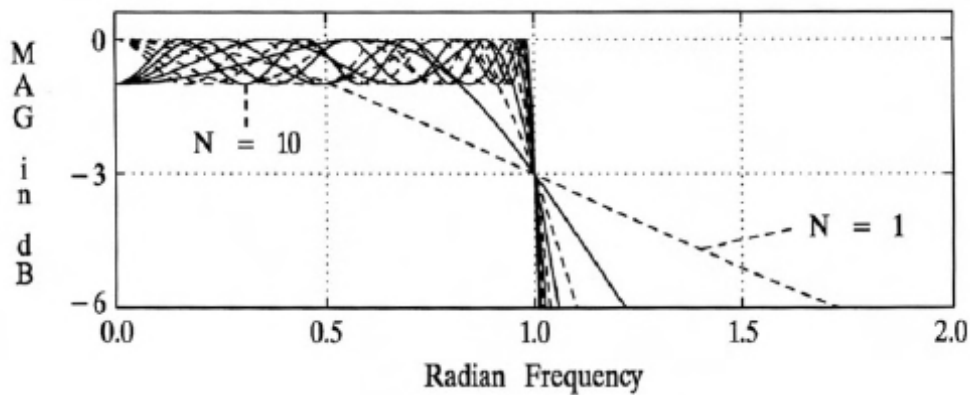
$$C_n(\omega) = \cosh[n \cdot \cosh^{-1}(\omega)], \quad \omega > 0 \quad (1.2.3)$$

$C_n(\omega)$ το πολυώνυμο Chebyshev N-οστού βαθμού.

Η προσέγγιση Chebyshev παρουσιάζει κυματισμό της συνάρτησης μεταφοράς στην ζώνη διέλευσης, ενώ η συνάρτηση γίνεται μονοτόνως φθίνουσα στην ζώνη φραγής (για βαθυπερατό φίλτρο πάντα). Ο αριθμός μεγίστων-ελαχίστων της συνάρτησης στην ζώνη διέλευσης προσδιορίζει και τον βαθμό N του φίλτρου. Μάλιστα για συχνότητα ίση με το μηδέν η συνάρτηση πλάτους έχει τιμή 0dB μόνο στα φίλτρα περιττού βαθμού. Ακόμη παρατηρούμε, λόγω της μονότονης μείωσης της συνάρτησης στην ζώνη φραγής, πως η προσέγγιση Chebyshev παρέχει συνάρτηση που έχει μόνο πόλους και μη πεπερασμένα μηδενικά. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Chebyshev για τάξη φίλτρου από N=1 έως 10 και στο αμέσως επόμενο η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως.



Σχήμα 1.2.3



Σχήμα 1.2.4

Από τα σχήματα αυτά και τα αντίστοιχα της Butterworth 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. Και λιγότερες βαθμίδες σημαίνει εξοικονόμηση στοιχείων, παράγοντας πολύ σημαντικός στην σχεδίαση φίλτρων. Ωστόσο 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 διέλευσης, 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. Παρ' όλα αυτά όμως λόγω του ότι οι

συναρτήσεις Chebyshev βρίσκονται πολύ εύκολα έτοιμες σε σχετικούς πίνακες, κρίνονται ιδιαίτερα χρήσιμες για υλοποίηση απλών προβλημάτων σύνθεσης φίλτρων.

1.2.3 Προσέγγιση ανάστροφου Chebyshev

Η ανάστροφη συνάρτηση Chebyshev δίνει επίπεδη απόκριση πλάτους στην ζώνη διέλευσης και την κλασσική συμπεριφορά Chebyshev (ίσων μεγίστων) στην ζώνη φραγής.

Η συνάρτηση μεταφοράς της προσέγγισης ανάστροφου Chebyshev είναι

$$\left| H_{I,n}[j(\omega/\omega_o)] \right| = \frac{\sqrt{\varepsilon_i^2 \cdot C_n^2(\omega_o/\omega)}}{\sqrt{1 + \varepsilon_i^2 \cdot C_n^2(\omega_o/\omega)}} \quad (1.2.4)$$

όπου ω_o η συχνότητα διελεύσεως και

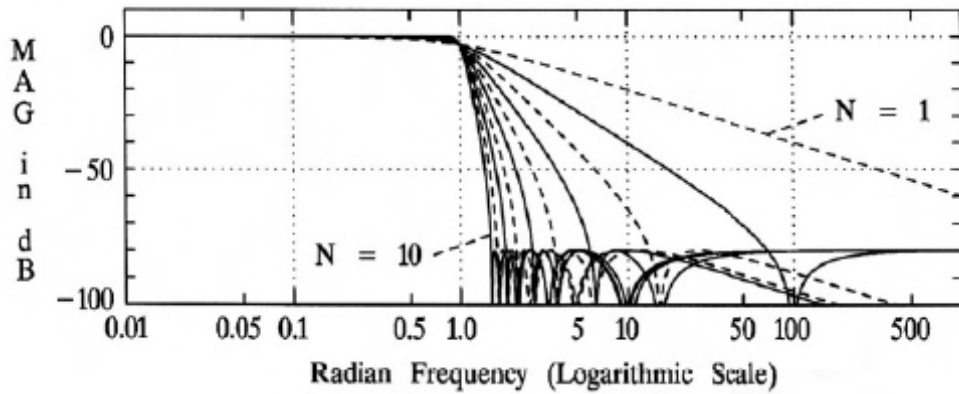
$$C_n(\omega) = \cos[n \cdot \cos^{-1}(\omega)], \quad \omega \leq 0$$

$$C_n(\omega) = \cosh[n \cdot \cosh^{-1}(\omega)], \quad \omega > 0 \quad (1.2.5)$$

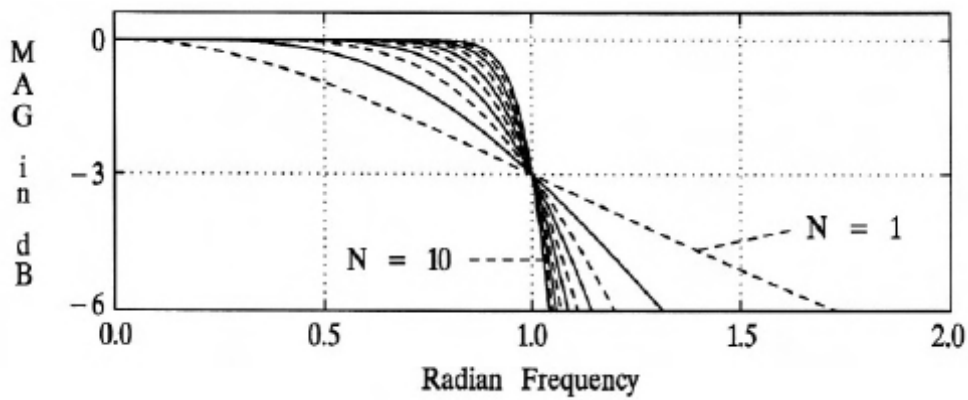
$C_n(\omega)$ το πολυώνυμο Chebyshev N-οστού βαθμού.

Λόγω ακριβώς αυτής της μορφής της, η συνάρτηση ανάστροφου Chebyshev, εν αντιθέσει με τις δύο προηγούμενες, παρουσιάζει μηδενικά πεπερασμένα. Η συνάρτηση αναστρόφου Chebyshev έχει τις ίδιες ιδιότητες με την Chebyshev, οπότε και είναι πιο «οικονομική» από την αντίστοιχη Butterworth. Ακόμα, έχει καλύτερες χαρακτηριστικές καθυστέρησης ομάδας από την Butterworth και συνεπώς και από την απλή Chebyshev. Κατά τα άλλα και η απλή και η ανάστροφη Chebyshev παρουσιάζουν τις ίδιες χαρακτηριστικές απόσβεσης για τον ίδιο βαθμό φίλτρου.

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς ανάστροφου Chebyshev για τάξη φίλτρου από N=1 έως 10 και στο αμέσως επόμενο η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελεύσεως. Σε αυτά τα σχήματα φαίνονται τα χαρακτηριστικά που αναφέραμε παραπάνω.



Σχήμα 1.2.5



Σχήμα 1.2.6

Τέλος τα φίλτρα ανάστροφου Chebyshev είναι λιγότερο ευαίσθητα σε μεταβολές από τα απλά. Όμως παρ' όλα τα πλεονεκτήματά τους και στην απόκριση πλάτους και φάσης, λόγω του ότι η χαρακτηριστική μεταφοράς τους έχει πεπερασμένα μηδενικά, οπότε η υλοποίησή της κυκλωματικά είναι πιο περίπλοκη απ' ότι των συναρτήσεων που έχουν μόνο πόλους, δύσκολα προτιμούνται από τα Butterworth ή τα απλά Chebyshev.

1.2.4 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. Για να γίνει αυτό μετακινούμε μερικά μηδενικά από το άπειρο προς το όριο της ζώνης διέλευσης. Έτσι εξασφαλίζουμε ότι η ελλειπτική προσέγγιση θα μας προσφέρει καλύτερη επιλεκτικότητα από τις

προσεγγίσεις που μελετήσαμε προηγούμενα.

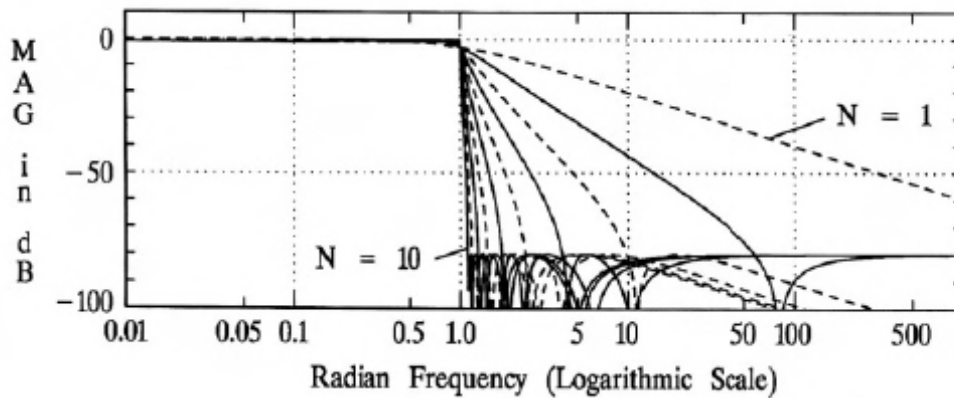
Η συνάρτηση μεταφοράς της ελλειπτικής προσέγγισης είναι

$$\left| H_{E,n}[j(\omega / \omega_o)] \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \cdot R_n^2(\omega_o / \omega)}} \quad (1.2.6)$$

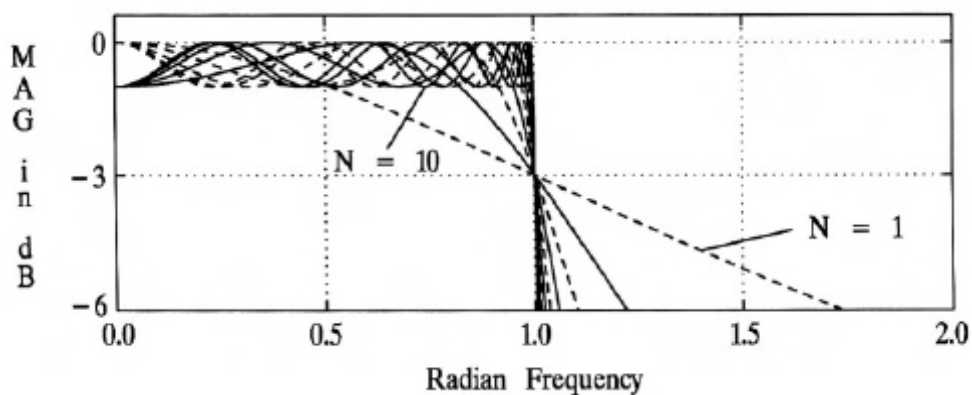
όπου ω_o η συχνότητα διελεύσεως και R_n μία συνάρτηση Chebyshev που έχει την μορφή κλάσματος.

Η R_n έχει την 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. Δηλαδή στην ζώνη διέλευσης η συνάρτηση μεταφοράς είναι όμοια με αυτήν της προσέγγισης Chebyshev ενώ στη ζώνη φραγής μοιάζει με της προσέγγισης ανάστροφου Chebyshev.

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς ελλειπτικού φίλτρου για τάξη από $N=1$ έως 10 και στο αμέσως επόμενο η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελεύσεως.



Σχήμα 1.2.7



Σχήμα 1.2.8

Στα παραπάνω σχήματα 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.

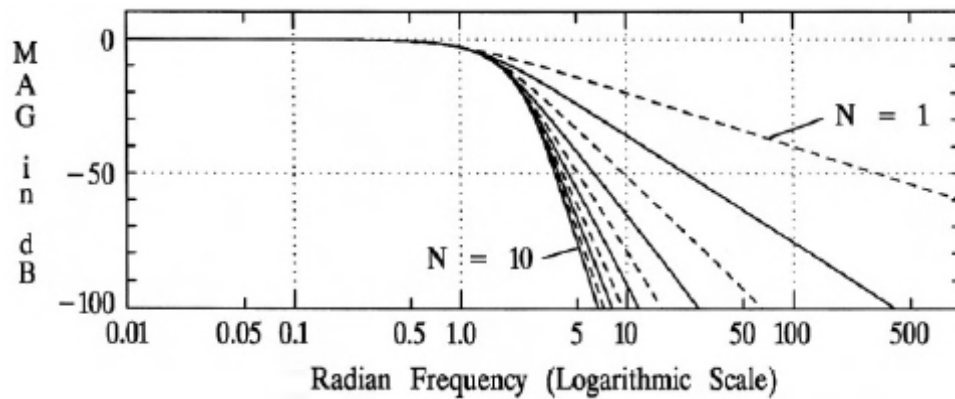
Τελικά η ελλειπτική προσέγγιση, λόγω της υψηλής επιλεκτικότητας που παρουσιάζει, παρέχει πάντα το μικρότερες τάξης φίλτρο από όλες τις άλλες προσεγγιστικές μεθόδους. Όσον αφορά τώρα την απόκριση φάσης η ελλειπτική προσέγγιση είναι η λιγότερο γραμμική από όσες μελετήσαμε ως τώρα. Επίσης απαιτεί την χρήση των πιο πολύπλοκων μαθηματικών συναρτήσεων για την υλοποίησή της και τα χαρακτηριστικά της είναι πολύ ευαίσθητα από τις διάφορες παραμέτρους. Συμπερασματικά λοιπόν κρίνεται ως δύσκολα υλοποιήσιμη και προτιμάται μόνο όταν απαιτείται μέγιστος ρυθμός αποκοπής γύρω από την συχνότητα διέλευσης.

1.2.5 Προσέγγιση Bessel

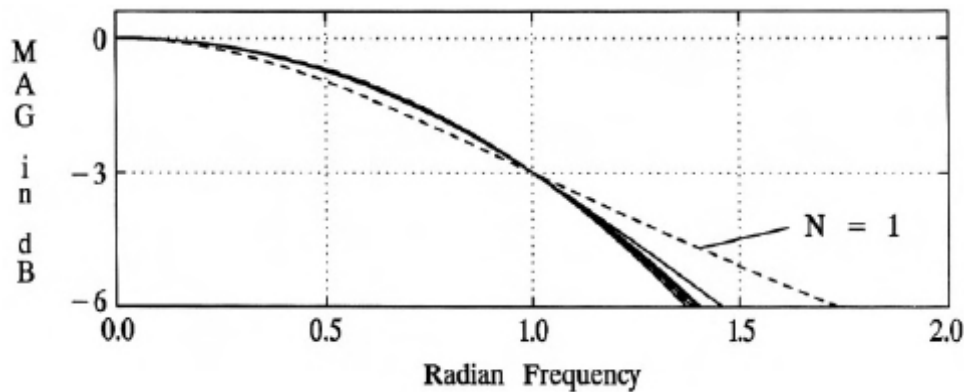
Όλες οι κλασσικές προσεγγίσεις που παρουσιάστηκαν μέχρι τώρα έχουν ως στόχο την παραγωγή φίλτρων που θα ικανοποιούν δοθείσες προδιαγραφές όσον αφορά την απόκριση πλάτους. Αυτό δεν συμβαίνει για τα φίλτρα Bessel. Αυτά σχεδιάζονται για να επιτύχουν το μέγιστο εύρος ζώνης διατηρώντας σταθερή καθυστέρηση χρόνου. Είναι δηλαδή δίκτυο σταθερής χρονικής καθυστέρησης. Παρ' όλα αυτά βέβαια καταλήγει σε βαθυπερατό φίλτρο. Τα Bessel φίλτρα δεν έχουν κάποια χρήσιμη

κλειστής μορφής έκφραση της απόκρισης πλάτους τους. Υπάρχουν όμως αλγόριθμοι που παρέχουν κρίσιμα χαρακτηριστικά όπως η συχνότητα διελύσεως.

Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς Bessel φίλτρου για τάξη από $N=1$ έως 10 και στο αμέσως επόμενο η απόκριση πλάτους γύρω από την συχνότητα διελύσεως.



Σχήμα 1.2.9

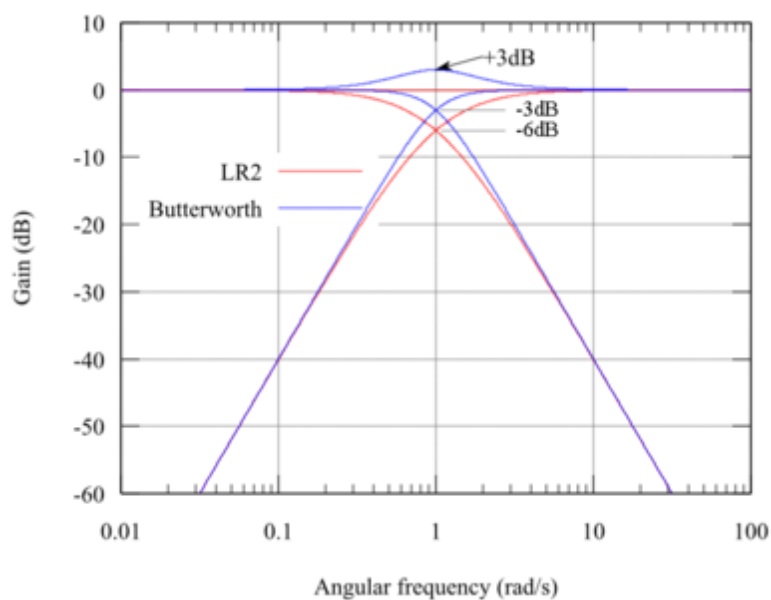


Σχήμα 1.2.10

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. Τα φίλτρα αυτά καταλήγουν στην χρήση περισσότερων βαθμίδων από τις υπόλοιπες μεθόδους για την ικανοποίηση των προδιαγραφών της συνάρτησης μεταφοράς.

1.3 Εφαρμογές των Φίλτρων

Η πιο κοινή χρήση των αναλογικών φίλτρων είναι σε εφαρμογές ήχου. Το ακουστικό φάσμα συχνοτήτων είναι 20Hz-20kHz και οι περισσότερες βαθμίδες επεξεργασίας ήχου (ενισχυτές,πομποί,δέκτες) συνοδεύονται από ένα βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής στα 20kHz για να περιορίσουν την λειτουργία τους μέσα στο ακουστικό φάσμα και να απορρίψουν ανεπιθύμητες υψηλότερες συχνότητες. Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται το φασματικό εύρος, συνεπώς και η ισχύς, του θορύβου που εισέρχεται. Άλλο χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι το crossover φίλτρο, που αποτελείται από ένα βαθυπερατό, ένα ζωνοπερατό και ένα υψυπερατό φίλτρο, συνδεδεμένα έτσι ώστε να διαχωρίζουν ένα ακουστικό σήμα σε τρεις ζώνες οδηγώντας κάθε μια στο αντίστοιχο ηχείο(woofer,midrange,tweeter αντίστοιχα).Έτσι για παράδειγμα οι χαμηλές συχνότητες οδηγούνται στο woofer, επιτρέποντας στα άλλα 2 ηχεία να μην σπαταλούν ενέργεια σε ένα φάσμα που δεν μπορούν να αποδώσουν σωστά. Με τον ίδιο τρόπο κάθε ηχείο λαμβάνει μόνο συχνότητες στις οποίες είναι πιο αποδοτικό. Το διάγραμμα Bode ενός 2-way crossover φίλτρου βλέπουμε παρακάτω.



Σχήμα 1.3.1

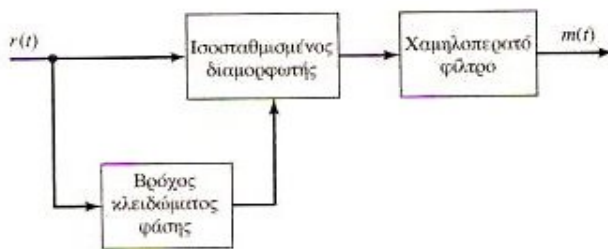
Μια παραλλαγή του crossover είναι το κοινό equalizer, που μπορεί να έχει ακόμα και 16 κανάλια

ενδιάμεσων συχνοτήτων,δίνοντας την δυνατότητα στον χρήστη να διαμορφώσει με μεγάλη λεπτομέρεια όπως αυτός θέλει το τελικό ηχητικό αποτέλεσμα.

Εκτεταμένη χρήση αναλογικών φίλτρων μπορούμε να βρούμε σε εφαρμογές επεξεργασίας σήματος. Σήματα ιατρικά (εγκεφαλογραφήματα,καρδιογραφήματα,ψηφιακές απεικονίσεις-MRI), γεωλογικά (σήματα σειсмоγράφων και άλλων αισθητήρων) και άλλα, γίνονται αντικείμενο επεξεργασίας από βαθμίδες FFT,DFT,continuous FT κλπ των οποίων βασικά δομικά στοιχεία είναι φίλτρα διαφόρων ειδών.

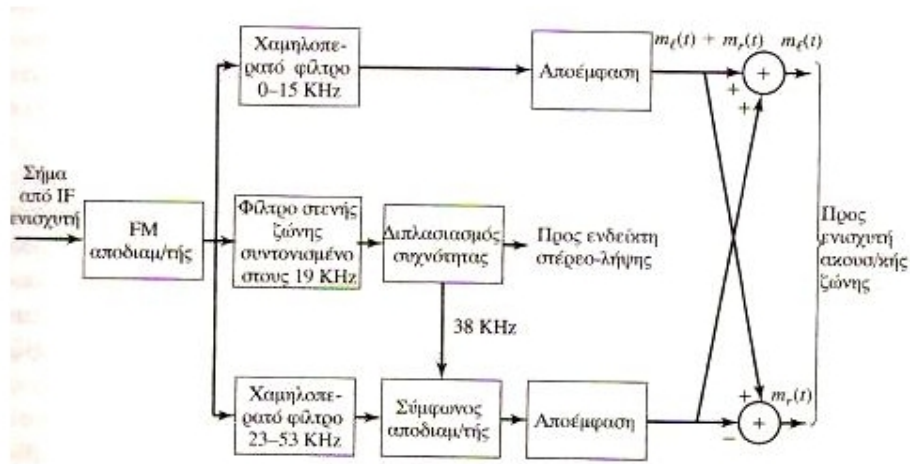
1.4 Εφαρμογές στις Τηλεπικοινωνίες RF

Τομές στον οποίο τα φίλτρα είναι βασικά εργαλεία και δομικά στοιχεία των διαφόρων συστημάτων είναι φυσικά οι τηλεπικοινωνίες, που είναι και ο τομέας ενδιαφέροντος αυτής της εργασίας. Σε όλα τα συστήματα πομπών,δεκτών,διαμορφωτών και αποδιαμορφωτών θα βρούμε εκτεταμένη χρήση φίλτρων παραδείγματα της οποίας παραθέτουμε παρακάτω.



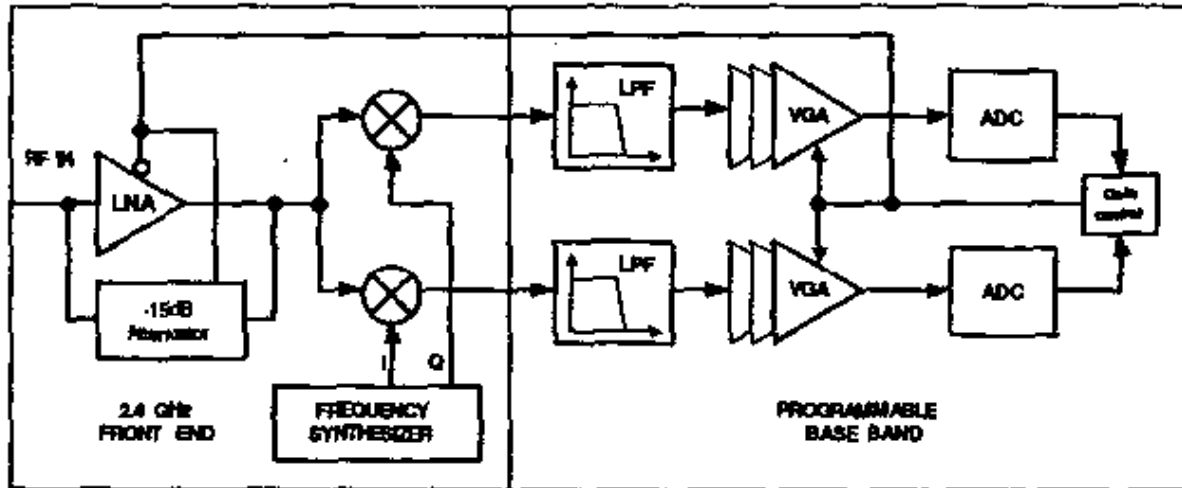
Σχήμα 1.4.1

Στο παραπάνω σχήμα βλέπουμε το μπλοκ διάγραμμα ενός αποδιαμορφωτή AM σήματος DSB-SC που είναι και η πιο απλή περίπτωση διαμόρφωσης. Το φίλτρο έχει εύρος ζώνης ίσο με το εύρος ζώνης της μεταδιδόμενης πληροφορίας (π.χ 20KHz για ακουστικά σήματα. Μια πιο πολύπλοκη εφαρμογή είναι ο στερεοφωνικός FM δέκτης που βλέπουμε παρακάτω.



Σχήμα 1.4.2

Στη συγκεκριμένη εργασία θα σχεδιάσουμε ένα χαμηλοπερατό φίλτρο 20MHz το οποίο προορίζεται για πομποδέκτες του πρωτοκόλλου WLAN. Στα πρωτόκολλα 802.11a/b/g που χρησιμοποιούνται ευρύτατα μέχρι σήμερα, το πλάτος του καναλιού είναι 20MHz. Όταν χρησιμοποιείται η αρχιτεκτονική ευθείας μετατροπής χρειάζεται ένα LPF φίλτρο 10/20 MHz. Παράδειγμα ενός τέτοιου συστήματος βλέπουμε παρακάτω.



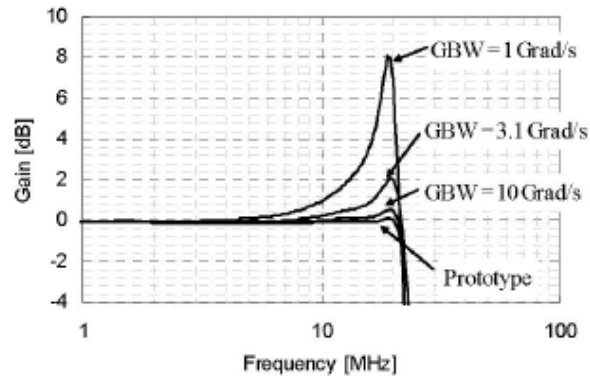
Σχήμα 1.4.3

Στο συγκεκριμένο παράδειγμα βλέπουμε έναν δέκτη διπλής λειτουργίας, που υποστηρίζει τα πρωτόκολλα WiFi και Bluetooth. Στην WiFi λειτουργία τα φίλτρα επιλογής καναλιού είναι συντονισμένα στα 20MHz.

2 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ

2.1 Εισαγωγή

Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε την απόκριση συχνότητας ενός ενεργού φίλτρου Chebyshev πέμπτου βαθμού για διάφορες τιμές του GBW του τελεστικού ενισχυτή που χρησιμοποιείται.

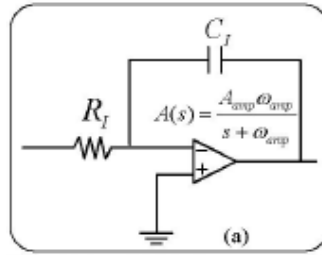


Σχήμα 2.1.1

Βλέπουμε ότι χρήση τελεστικού με μικρό εύρος ζώνης προκαλεί ανεπιθύμητη αύξηση του Q του φίλτρου μέχρι και 8dB. Επίσης φαίνεται πως για να κρατήσουμε την απόκριση του φίλτρου κοντά στην ιδανική συμπεριφορά του LCR πρωτότυπου πρέπει να χρησιμοποιήσουμε έναν τελεστικό με GBW μέχρι και 10Grad/s. Ένας τέτοιος ενισχυτής θα απαιτούσε πολύ υψηλή κατανάλωση ρεύματος. Για να κρατήσουμε την κατανάλωση χαμηλά θα μελετήσουμε ένα τρόπο αντιστάθμισης της συμπεριφοράς του φίλτρου ώστε να γίνει ανεκτή η χρήση ενός “χειρότερου” ενισχυτή.

2.2 Μελέτη του μη ιδανικού ολοκληρωτή

Το βασικό δομικό στοιχείο του φίλτρου μας θα είναι ο γνωστός ολοκληρωτής. Για αυτό το λόγο θα μελετήσουμε την συμπεριφορά του με έναν μη ιδανικό τελεστικό.



Σχήμα 2.2.1

Στο παραπάνω σχήμα βλέπουμε τον ολοκληρωτή του οποίου η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$H_F(s) = -\frac{A(s)}{1 + sC_I R_I (1 + A(s))}$$

Όπου $A(s)$ η συνάρτηση μεταφοράς του τελεστικού. Ας υποθέσουμε μη ιδανικό τελεστικό με πεπερασμένο κέρδος A_{amp} και ένα πόλο στην συχνότητα ω_{amp} . Τότε θα έχουμε :

$$A(s) = \frac{A_{amp} \omega_{amp}}{s + \omega_{amp}}$$

Και αντικαθιστώντας στην πρώτη σχέση:

$$H_F(s) = -\frac{1}{\frac{1}{A_{amp}} + sC_I R_I \left(1 + \frac{1}{A_{amp}} + \frac{1}{A_{amp} \omega_{amp} C_I R_I} + \frac{s}{A_{amp} \omega_{amp}} \right)}$$

Εδώ μπορούμε να κάνουμε κάποιες απλοποιήσεις θεωρώντας ότι το GBW $A_{amp} \omega_{amp}$ είναι πολύ μεγαλύτερο από την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου έχουμε :

$$A_{amp} \omega_{amp} C_I R_I \gg 1$$

και επίσης $A_{amp} \gg 1$. Έτσι αντικαθιστώντας έχουμε:

$$H_F(s) \approx -\frac{1}{sC_I R_I (1 + s/A_{amp} \omega_{amp})}$$

Βλέπουμε λοιπόν ότι εισάγεται ένας πόλος στο σύστημα στη συχνότητα $A_{amp} \omega_{amp}$. Θα προσπαθήσουμε να μεταβάλουμε έτσι την συνάρτηση μεταφοράς ώστε να εισάγουμε ένα μηδενικό στην ίδια συχνότητα, το οποίο θα αντισταθμίσει τον παρασιτικό πόλο. Για να γίνει αυτό, προσθέτουμε μια αντίσταση R_C σε σειρά με τον πυκνωτή.

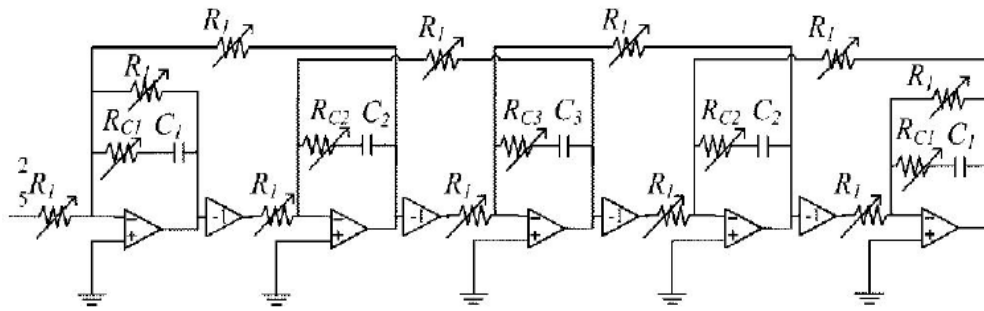
Τότε η συνάρτηση μεταφοράς γίνεται:

$$H_F = \frac{1 + sC_I R_C}{sR_I C_I (1 + s/A_{amp} \omega_{amp})}$$

Αν λοιπόν η τιμή της αντίστασης R_C ικανοποιεί τη σχέση $R_C = 1/(C_I A_{amp} \omega_{amp})$ τότε ο πόλος αντισταθμίζεται και η απόκριση του κυκλώματος προσεγγίζει την απόκριση του ιδανικού ολοκληρωτή.

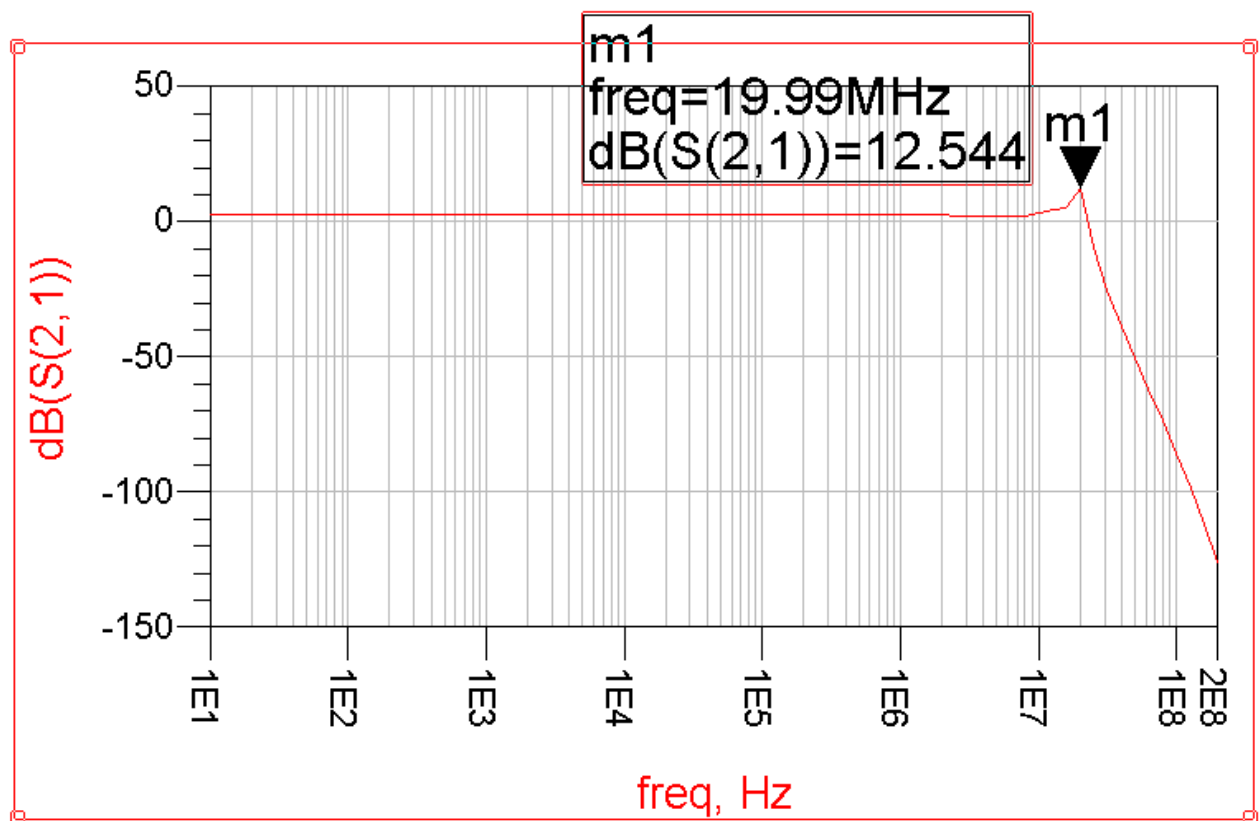
2.3 Μελέτη και Σχεδίαση του Φίλτρου

Το κύκλωμα του φίλτρου που θα χρησιμοποιήσουμε φαίνεται παρακάτω.



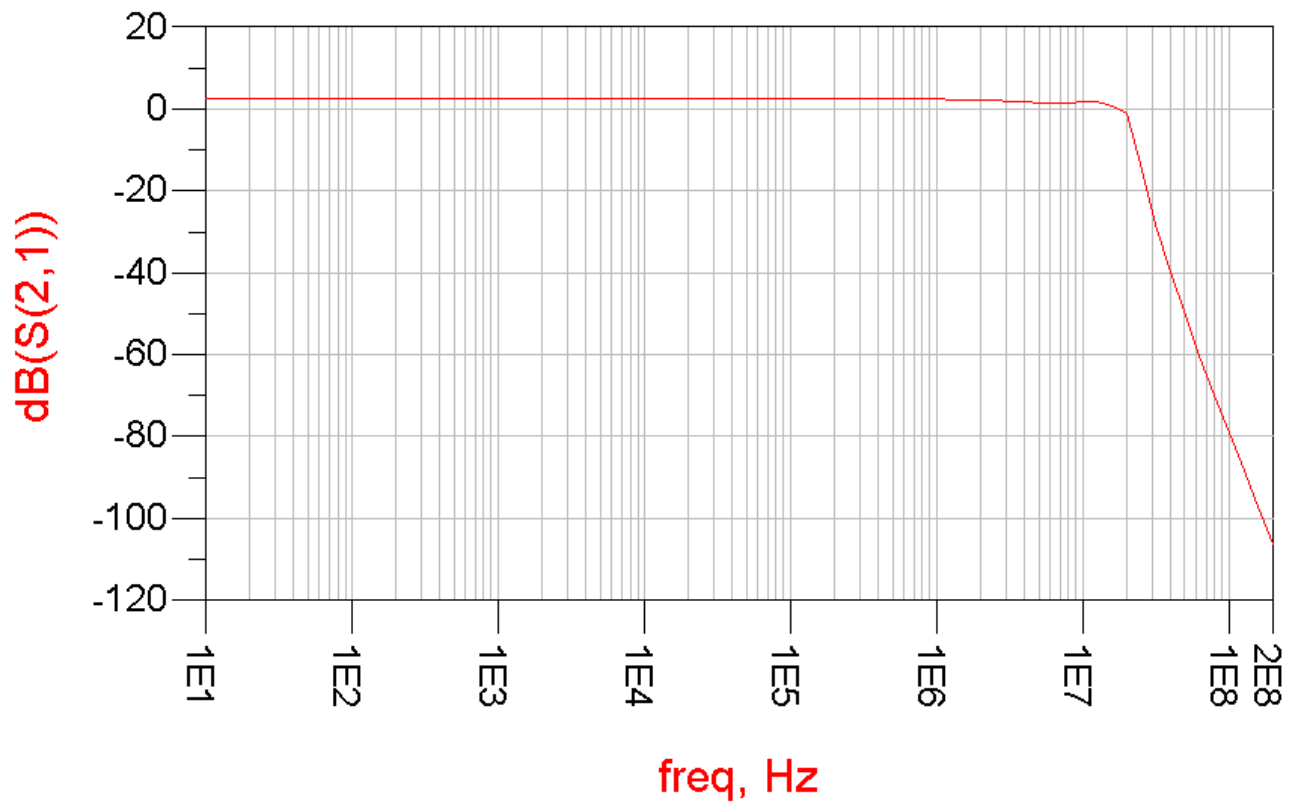
Σχήμα 2.3.1

Είναι ένα φίλτρο 5^{ου} βαθμού και οι πόλοι τοποθετούνται έτσι ώστε να επιτευχθεί συνάρτηση μεταφοράς Chebyshev με συχνότητα αποκοπής 20MHz, DC κέρδος 2dB και κυμμάτωση 0.1dB. Έτσι η τιμή της αντίστασης R_1 επιλέγεται στα 12.5kΩ και οι πυκνωτές C_1, C_2, C_3 υπολογίζονται 0.77pF, 0.92pF και 1.33pF αντίστοιχα. Σημειώνουμε ότι τελικά το φίλτρο θα κατασκευαστεί σε πλήρως διαφορική μορφή, αλλά εδώ μελετάμε για λόγους απλότητας την single-ended εκδοχή του. Η αντίσταση R_1 είναι μεταβλητή δίνοντας έτσι την δυνατότητα ρύθμισης του εύρους ζώνης του φίλτρου. Για να το εξομειώσουμε, το κατασκευάζουμε στο πρόγραμμα ADS χρησιμοποιώντας μοντέλα τελεστικών ενισχυτών. Αρχικά αφαιρούμε τις αντιστάσεις αντιστάθμισης και επιλέγουμε κέρδος 80dB και εύρος ζώνης 300MHz για τους ενισχυτές. Η απόκριση φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 2.3.2

Όπως είχαμε προβλέψει το φίλτρο παρουσιάζει αυξημένο Q που φτάνει τα 10.5dB. Η απόσβεση στη ζώνη αποκοπής είναι περίπου 125dB/δεκάδα. Για να βελτιώσουμε την απόκριση του φίλτρου θα εισάγουμε τις αντιστάσεις αντιστάθμισης. Όπως φαίνεται το φίλτρο αποτελείται από τρεις διαφορετικούς ολοκληρωτές με πυκνωτές C_1, C_2 και C_3 . Από τα χαρακτηριστικά των ενισχυτών που επιλέξαμε υπολογίζεται η συχνότητα πόλου που παρουσιάζουν στα 30kHz. Έτσι από την σχέση $R_C=1/(C_I A_{amp} \omega_{amp})$ βρίσκουμε τις τιμές των αντιστάσεων R_{C1}, R_{C2}, R_{C3} , 0.69,0.58,0.4 kΩ αντίστοιχα. Θέτοντας αυτές τις τιμές στις αντιστάσεις βλέπουμε την νέα απόκριση του κυκλώματος.

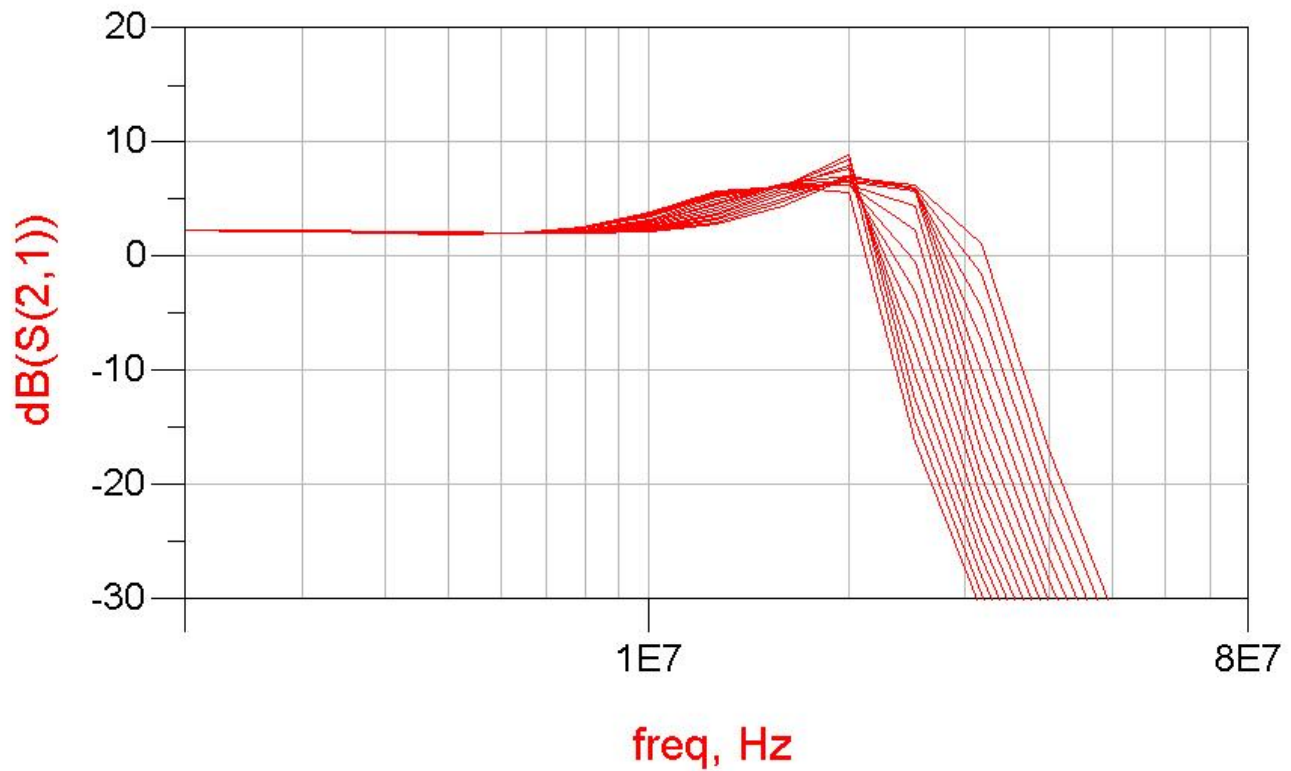


Σχήμα 2.3.3

Παρατηρούμε ότι έχει αντισταθμιστεί πλήρως και ο συντελεστής ποιότητας έχει κατέβει στα 0dB, με μόνο μειονέκτημα την μείωση της απόσβεσης στα 110dB/δεκάδα. Αυτή η τιμή της απόσβεσης θεωρείται παρόλα αυτά ανεκτή για 5ου βαθμού φίλτρο. Συνεπώς η μέθοδος αντιστάθμισης φαίνεται ότι λειτουργεί όπως ακριβώς επιθυμούμε.

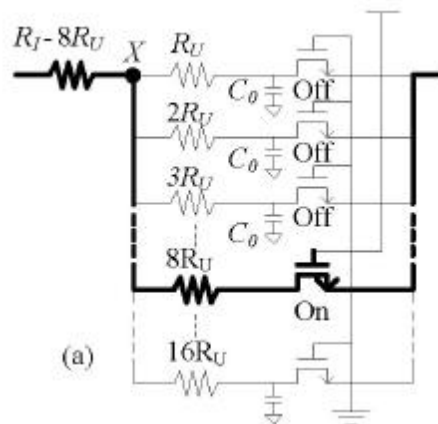
2.4 Μελέτη της Μεταβλητής Αντίστασης

Όπως είπαμε, για να υπάρχει η επιλογή συντονισμού της συχνότητας του φίλτρου σε ένα φάσμα γύρω από τα 20 MHz θέλουμε την δυνατότητα μεταβολής της τιμής της R_i . Αλλάζοντας την τιμή της απο 9kΩ έως 16kΩ (χωρίς χρήση της αντιστάθμισης) η απόκριση του φίλτρου φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 2.4.1

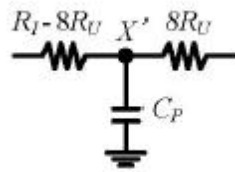
Μια μεταβλητή αντίσταση μπορεί να κατασκευαστεί σε ολοκληρωμένη μορφή σαν resistor bank όπως αυτό στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.4.2

Η τελική τιμή της αντίστασης καθορίζεται από τον κλάδο που θα επιλεγθεί σε λειτουργία ON. Η τιμή της μπορεί να ελέγχεται από μια 4-bit λέξη εισόδου (αφού έχουμε 16 διαφορετικές τιμές) και έναν 4x16 αποπλέκτη που θα διαλέγει τον χρησιμοποιούμενο κλάδο. Το μοντέλο ac λειτουργίας (για

την τιμή της αντίστασης που παρουσιάζεται στο σχήμα) φαίνεται παρακάτω.

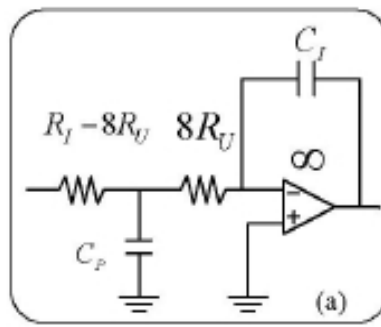


Σχήμα 2.4.3

Το συγκεκριμένο μοντέλο παρουσιάζει πόλο στην συχνότητα :

$$\omega_{PR} = \frac{R_I}{8C_P R_U (R_I - 8R_U)}$$

Για να δούμε πως αυτό επηρεάζει την λειτουργία του ολοκληρωτή μας αντικαθιστούμε την συγκεκριμένη αντίσταση στο αρχικό κύκλωμα και έχουμε:



Σχήμα 2.4.4

Η συνάρτηση μεταφοράς τώρα με βάση την προηγούμενη σχέση γίνεται:

$$H = -\frac{1}{sC_I R_I (1 + s/\omega_p)}$$

Ακριβώς όπως και στην προηγούμενη περίπτωση βλέπουμε ότι εισάγεται ένας ανεπιθύμητος πόλος αυτή τη φορά στη συχνότητα ω_p . Προσθέτοντας την αντίσταση αντιστάθμισης R_C δίπλα στον πυκνωτή η σχέση θα γίνει και πάλι

$$H_F = \frac{1 + sC_I R_C}{sR_I C_I (1 + s/\omega_p)}$$

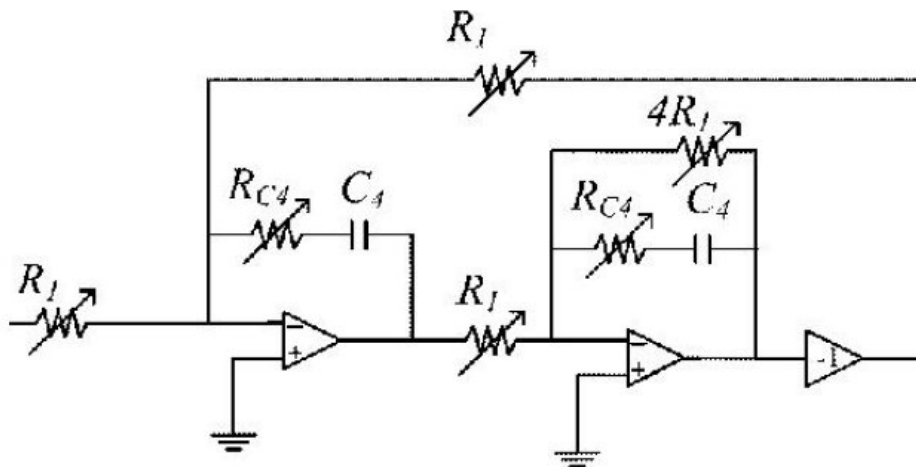
Συνεπώς αν ισχύει η σχέση $R_C=1/(\omega_p C_I)$ η απόκριση θα προσεγγίσει αυτήν του ιδανικού ολοκληρωτή. Βλέπουμε λοιπόν ότι έχουμε δύο ανεπιθύμητους πόλους να αντισταθμίσουμε και αυτό δεν μπορεί να γίνει με ένα μηδενικό, τουλάχιστον όχι σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Αν παρ'όλα αυτά είμαστε στην περιοχή της συχνότητας αποκοπής τότε και οι δύο πόλοι μπορούν να εξαλειφθούν προσεγγιστικά αν η R_C ικανοποιεί την σχέση

$$R_C = \frac{1}{A_{amp} \omega_{amp} C_I} + \frac{1}{\omega_p C_I}$$

Για να το επιτύχουμε αυτό θα χρειαστεί η τιμή της αντίστασης να επιλεγθεί αυτόματα και η ρύθμιση να γίνει κοντά στην συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Η αυτόματη επιλογή της τιμής της είναι επίσης αναγκαία καθώς η ιδανική τιμή εξαρτάται με μεγάλη ευαισθησία από κατασκευαστικές σταθερές όπως η παρασιτική χωρητικότητα της μεταβλητής αντίστασης και ο πρωτεύων πόλος που θα παρουσιάσει ο τελεστικός ενισχυτής.

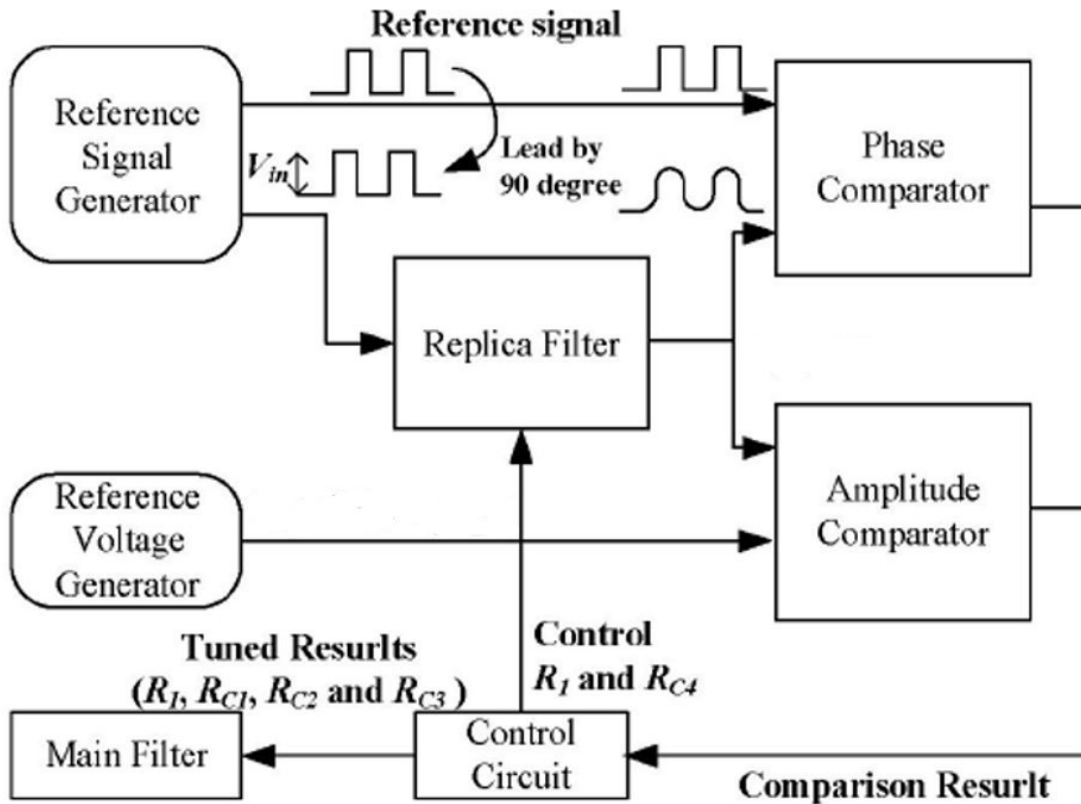
2.5 Μέθοδος Αυτόματης Ρύθμισης με MLL

Σε αυτή τη μέθοδο χρησιμοποιούμε ένα δεύτερο μικρότερο φίλτρο (replica filter ή αλλιώς master filter) του οποίου την έξοδο παρακολουθούμε και το ρυθμίζουμε έτσι ώστε να προσεγγίσει την επιθυμητή. Το αποτέλεσμα αυτής της ρύθμισης μετά περνάμε στο κύριο φίλτρο (slave filter) ώστε να λειτουργεί όπως ακριβώς επιθυμούμε. Έχουμε για παράδειγμα το παρακάτω φίλτρο δευτέρου βαθμού:



Σχήμα 2.5.1

Βλέπουμε ότι η δομή του είναι ακριβώς η ίδια με αυτήν του κύριου φίλτρου. Αποτελείται δηλαδή από δύο ολοκληρωτές. Επίσης οι τελεστικοί ενισχυτές πρέπει φυσικά να είναι ακριβώς ίδιοι με αυτούς του κύριου φίλτρου ώστε τα αποτελέσματα της ρύθμισης του να είναι εφαρμόσιμα και εκεί. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το μπλοκ διάγραμμα του αλγόριθμου ρύθμισης.



Σχήμα 2.5.2

Πρώτα συντονίζουμε τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, μεταβάλλοντας την τιμή της R_1 και συγκρίνοντας την έξοδο του με το σήμα αναφοράς το οποίο προηγείται 90 μοίρες του σήματος εισόδου του φίλτρου ενώ η συχνότητα του είναι 20 MHz. Όταν ελαχιστοποιηθεί η διαφορά φάσης ανάμεσα στα δύο σήματα σημαίνει ότι η συχνότητα αποκοπής είναι ακριβώς σε αυτήν την τιμή. Το επόμενο βήμα είναι να ρυθμίσουμε το Q. Αυτό γίνεται με έλεγχο του πλάτους εξόδου. Ως γνωστόν το Q είναι η τιμή του κέρδους στην συχνότητα αποκοπής, συνεπώς αφού αυτή έχει ρυθμιστεί αρχικά με ακρίβεια θα ισχύει: $|V_{out}|=Q|V_{in}|$. Έτσι αν θέλουμε το Q να είναι 0db δηλαδή $Q=1$ τότε διαλέγουμε την

τιμή της τάσης αναφοράς ίση με το πλάτος του σήματος εισόδου. Μεταβάλλουμε την αντίσταση αντιστάθμισης R_{C4} μέχρι να ελαχιστοποιηθεί η διαφορά των δύο σημάτων. Οι δύο τελικές τιμές της R_I και R_{C4} θα χρησιμοποιηθούν για να βρούμε τις αντίστοιχες τιμές του κύριου φίλτρου. Συγκεκριμένα η R_I θα περαστεί στο φίλτρο με την ίδια τιμή ενώ για της αντιστάσεις αντιστάθμισης όπως είδαμε θα ισχύει η σχέση :

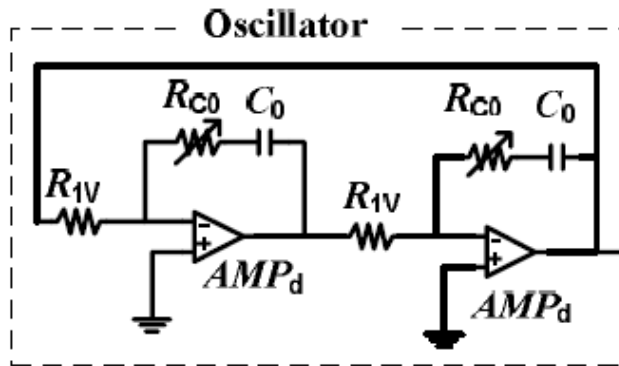
$$R_{C1}C_1=R_{C2}C_2=R_{C3}C_3=R_{C4}C_4$$

Με βάση αυτή τη σχέση υπολογίζονται οι τιμές των τριών αντιστάσεων. Όλη την διαδικασία του tuning και τον υπολογισμό των τελικών τιμών των μεταβλητών αντιστάσεων αναλαμβάνει ένας μικροελεγκτής PIC. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα απλό μοντέλο του εμπορίου.

Αυτή η διαδικασία μπορεί να ρυθμίσει την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου καθώς και τον συντελεστή ποιότητας με μεγάλη ακρίβεια αλλά έχει ένα βασικό μειονέκτημα και αυτό είναι η πολυπλοκότητα του συστήματος. Όπως βλέπουμε και από το μπλοκ διάγραμμα απαιτείται η κατασκευή ενός συγκριτή φάσης , ενός συγκριτή πλάτους , μια γεννήτριας των σημάτων και των τάσεων αναφοράς καθώς και ένα κεντρικό ρολόι που θα συγχρονίζει τα σήματα αναφοράς έτσι ώστε να μην απαιτείται ένας επιπρόσθετος ανιχνευτής κορυφών για την σύγκριση πλάτους. Όλα αυτά τα συστήματα θα αυξήσουν σε αξιοσημείωτο βαθμό την συνολική κατανάλωση, κάτι που έχουμε σαν πρωταρχικό σκοπό να αποφύγουμε. Για αυτό θα εξετάσουμε μια μικρή παραλλαγή του συστήματος που θα μας δώσει την ευκαιρία να το απλοποιήσουμε σημαντικά.

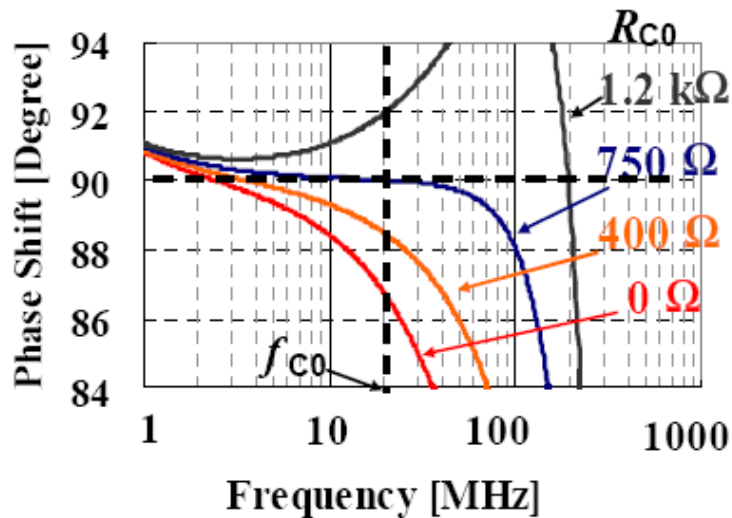
2.6 Μέθοδος Αυτόματης Ρύθμισης με Ταλαντωτή

Στην προηγούμενη παράγραφο χρησιμοποιήσαμε ένα φίλτρο δευτέρου βαθμού παρόμοιας αρχιτεκτονικής με το κεντρικό μας φίλτρο σαν master filter. Όπως είδαμε αποτελείται ουσιαστικά από δύο ολοκληρωτές σε σειρά. Ως γνωστών ο ιδανικός ολοκληρωτής έχει μια μετατόπιση φάσης 90 μοιρών. Συνεπώς σε σειρά οι δύο ολοκληρωτές ιδανικά μετατοπίζουν το σήμα κατά 180 μοίρες. Έτσι με την προσθήκη μοναδιαίας ανάδρασης μπορούμε να μετατρέψουμε το κύκλωμα σε ταλαντωτή. Ένα παράδειγμα βλέπουμε παρακάτω.



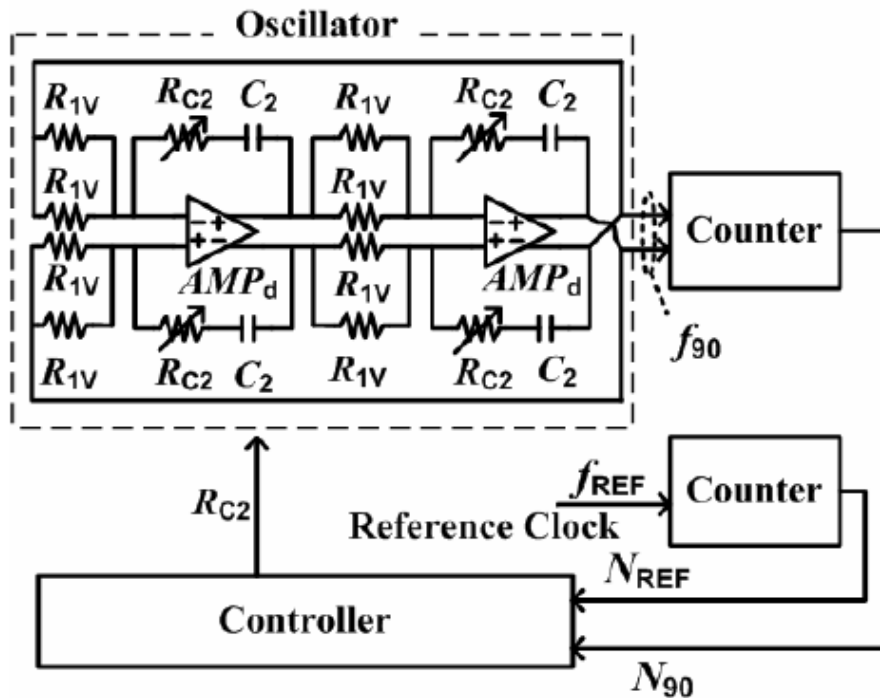
Σχήμα 2.6.1

Όπως βλέπουμε στους δύο ολοκληρωτές έχει προστεθεί η γνωστή μας αντίσταση ρύθμισης. Αυτό γιατί η μετατόπιση φάσης του ολοκληρωτή επηρεάζεται από την μη ιδανικότητα του ενισχυτή και την εμφάνιση του μη επιθυμητού πόλου που είδαμε προηγουμένως, Συνεπώς αλλάζει και η συχνότητα ταλάντωσης του συστήματος. Αν λοιπόν ρυθμίσουμε την αντίσταση έτσι ώστε η ταλάντωση να είναι στο επιθυμητό επίπεδο των 20 MHz θα έχουμε αντισταθμίσει τον ανεπιθύμητο πόλο. Στο παρακάτω διάγραμμα βλέπουμε πως μεταβάλλεται η μετατόπιση φάσης του ενός ολοκληρωτή σε σχέση με την τιμή της αντίστασης R_{c0} . (χρησιμοποιώντας ένα μοντέλο μη ιδανικού ενισχυτή)



Σχήμα 2.6.2

Παρατηρούμε ότι αν αφήσουμε την αντίσταση στο 0 , η μετατόπιση φάσης δεν είναι αυτή του ιδανικού ολοκληρωτή αλλά έχει πέσει στις 87 μοίρες περίπου. Μεταβάλλοντας την τιμή της αντίστασης βλέπουμε ότι μπορούμε να επιτύχουμε 90 μοίρες μετατόπιση στα 750Ω περίπου. Φυσικά αυτή η τιμή ισχύει για το συγκεκριμένο μοντέλο ενισχυτή που χρησιμοποιήσαμε για την δοκιμαστική εξομοίωση. Συνεπώς η μέτρηση της μετατόπισης φάσης είναι το κλειδί για να βρούμε την ιδανική τιμή της αντίστασης. Η μέτρηση όμως αυτής της μετατόπισης είναι αρκετά δύσκολο να γίνει αυτόματα. Για αυτό και καταφεύγουμε στη λύση του ταλαντωτή, η συχνότητα ταλάντωσης του οποίου εξαρτάται ευθέως από αυτήν την μετατόπιση. Θα προσπαθήσουμε λοιπόν να μετρήσουμε αυτή την συχνότητα. Τον αλγόριθμο της αυτοματοποίησης του συστήματος μπορούμε να δούμε στο παρακάτω μπλοκ διάγραμμα.



Σχήμα 2.6.3

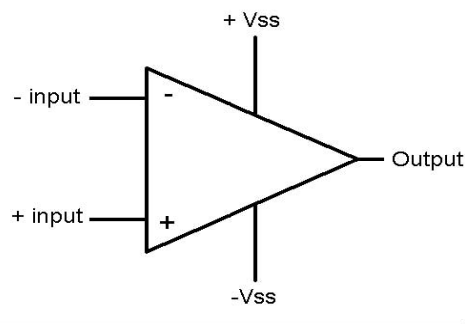
Αμέσως μπορούμε να δούμε την διαφορά στην απλότητα της υλοποίησης σε σχέση με το σύστημα της προηγούμενης παραγράφου. Χρησιμοποιούμε μόνο δύο μετρητές. Ο ένας μετράει τις κορυφές της συχνότητας ταλάντωσης και ο άλλος αυτές της συχνότητας αναφοράς. Τα δύο αποτελέσματα συγκρίνονται από τον μικροελεγκτή PIC, ο οποίος αλλάζει τις διαφορές δυνατές τιμές της R_{c2} . Όταν βρεθεί η ιδανική τιμή με την οποία το αποτέλεσμα της σύγκρισης ελαχιστοποιείται τότε ο ελεγκτής θα περάσει το αποτέλεσμα στο κύριο φίλτρο με βάση την σχέση που είδαμε :

$$R_{c1}C_1 = R_{c2}C_2 = R_{c3}C_3$$

3 Ο ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

3.1 Εισαγωγή

Η καρδιά ενός RC αναλογικού φίλτρου είναι φυσικά ο τελεστικός ενισχυτής του οποίου την σχεδίαση θα μελετήσουμε σε αυτό το κεφάλαιο. Όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, για την κατασκευή ενός βαθυπερατού φίλτρου συνήθως χρειάζεται ένας ενισχυτής με συχνότητα μοναδιαίου κέρδους έως και 10 φορές μεγαλύτερη από την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, δηλαδή στην συγκεκριμένη περίπτωση περί τα 2GHz. Κάτι τέτοιο θα απαιτούσε ένα πολύπλοκο κύκλωμα μεγάλης κατανάλωσης αλλά και μεγάλης επιφάνειας στο chip. Παρ' όλα αυτά με τις μεθόδους αντιστάθμισης που παρουσιάστηκαν, μετά από εξομοιώσεις με μοντέλα ενισχυτών στο περιβάλλον ADS, υπολογίστηκε ότι μπορεί το αντισταθμισμένο φίλτρο να λειτουργήσει ικανοποιητικά με έναν ενισχυτή με κέρδος μεγαλύτερο των 45 dB και εύρος ζώνης μεγαλύτερο των 90MHz. Αυτές οι δύο προδιαγραφές θα αποτελέσουν και τους βασικούς άξονες και στόχους κατά την διάρκεια της σχεδίασης.



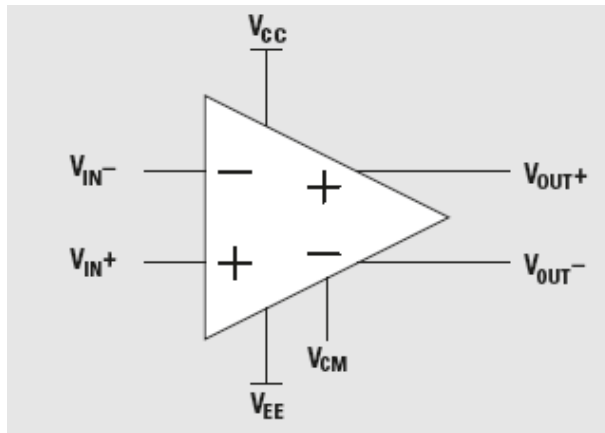
Σχήμα 3.1.1 Ο Τελεστικός Ενισχυτής

Μεγάλο βάρος θα δοθεί στην κατανάλωση του συστήματος, που είναι και το βασικό αντικείμενο της εργασίας. Έτσι θα προσπαθήσουμε να επιτύχουμε αυτούς τους στόχους κρατώντας την κατανάλωση ισχύος όσο το δυνατόν πιο χαμηλά, κοντά στο 1 mW. Επίσης με βάση την τοπολογία του φίλτρου που έχουμε επιλέξει θα καταφύγουμε στο πρότυπο του πλήρους διαφορικού ενισχυτή. Η σχεδίαση θα γίνει με χρήση της τεχνολογίας 90nm της IBM, μια πολύ σύγχρονη τεχνολογία που μπορεί να δώσει μεγάλο εύρος ζώνης λόγω των μειωμένων παρασιτικών. Στην επόμενη παράγραφο θα δούμε την επιλογή της κατάλληλης τοπολογίας και θα αναλύσουμε τα πλεονεκτήματά της. Ακολούθως θα δούμε την εφαρμογή της στα τρία βασικά στάδια του ενισχυτή και θα παρουσιάσουμε την διαδικασία σχεδίασης και τέλος θα παρουσιάσουμε σε πίνακες και διαγράμματα την απόδοση του τελικού κυκλώματος μέσα

από όλες τις απαραίτητες εξομοιώσεις.

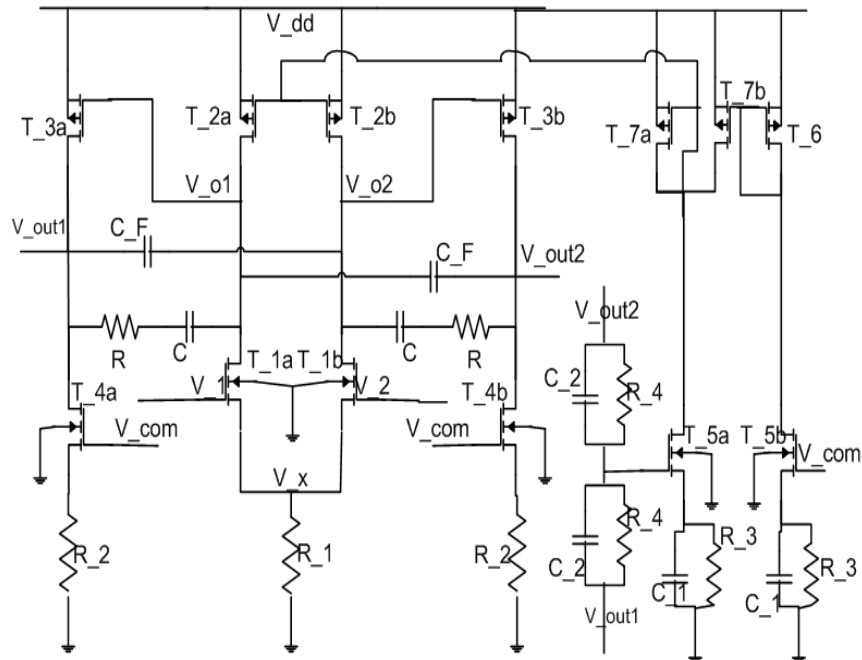
3.2 Η τοπολογία του ενισχυτή

Όπως είδαμε θέλουμε να σχεδιάσουμε τον ενισχυτή σε πλήρως διαφορική μορφή, δηλαδή με διαφορική είσοδο και διαφορική έξοδο όπως φαίνεται παρακάτω στο αντίστοιχο σύμβολο.



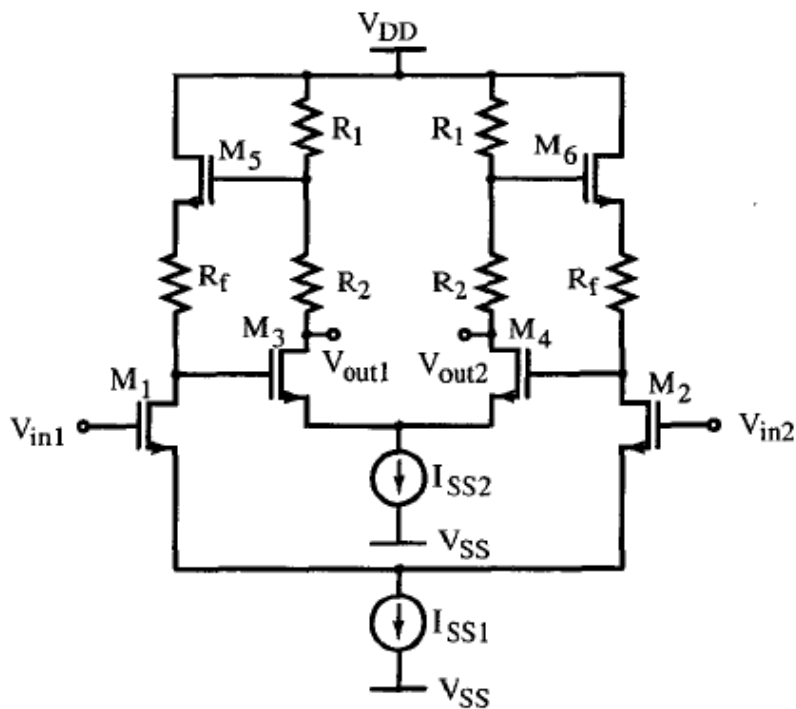
Σχήμα 3.2.1

Στην βιβλιογραφία υπάρχουν πολλές προτάσεις για ένα τέτοιο κύκλωμα κυρίως σε παραλλαγές του κλασικού διασταδιακού ενισχυτή στο μοτίβο διαφορικό ζευγάρι/αναστροφέας. Ένα παράδειγμα τέτοιου κυκλώματος βλέπουμε παρακάτω



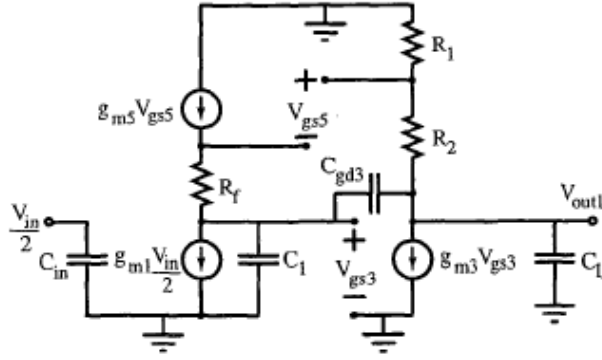
Σχήμα 3.2.2

Σε αυτό το σχήμα φαίνεται το κλασσικό μοτίβο με ένα διαφορικό ζευγάρι για πρώτο στάδιο ακολουθούμενο από έναν αντιστοφέα ανά κλάδο εξόδου. Επίσης φαίνεται και το απαραίτητο σε αυτήν την περίπτωση κύκλωμα Common Mode Feedback. Είναι το πιο κλασσικό κύκλωμα που εφαρμόζεται πάρα πολύ συχνά. Παρ' όλα αυτά στην βιβλιογραφία βρίσκουμε μια πιο σύγχρονη πρόταση που ταιριάζει απόλυτα στις απαιτήσεις της συγκεκριμένης εφαρμογής. Αυτό είναι το Modified Cherry-Hooper που φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 3.2.3

Με μια επισκόπηση βλέπουμε ότι πρόκειται για 2 διαφορικά ζευγάρια σε σειρά (M1M2/M3M4) με μεταξύ τους ανάδραση ακόλουθου πηγής μέσω των τρανζίστορ M5M6. Επίσης παρατηρούμε ότι αποτελείται αποκλειστικά από npn τρανζίστορς. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η πιθανή εμφάνιση μη επιθυμητής χωρητικότητας στους κόμβους εξόδου που μπορεί να προκληθεί από pnp τρανζίστορς. Σύμφωνα με την βιβλιογραφία ένας πλήρης τελεστικός ενισχυτής μπορεί να σχεδιαστεί με τοποθέτηση σε σειρά μερικών τέτοιων σταδίων ώστε να επιτευχθεί το επιθυμητό κέρδος. Το κέρδος ενός τέτοιου σταδίου ανάλογα με την τεχνολογία μπορεί να κυμανθεί στα 10-20dB. Το γραμμικό διαφορικό μοντέλο αυτού του κυκλώματος είναι:



Σχήμα 3.2.4

Το κέρδος χαμηλών συχνοτήτων αυτού του κυκλώματος είναι:

$$\frac{V_{out1}}{V_{in}} = \frac{g_{m1}(R_1 + R_2)(1/g_{m5} + R_f)}{2(1/g_{m3} + R_1)}$$

Η συνολική συνάρτηση μεταφοράς υπολογίζεται στο παρακάτω σύστημα εξισώσεων:

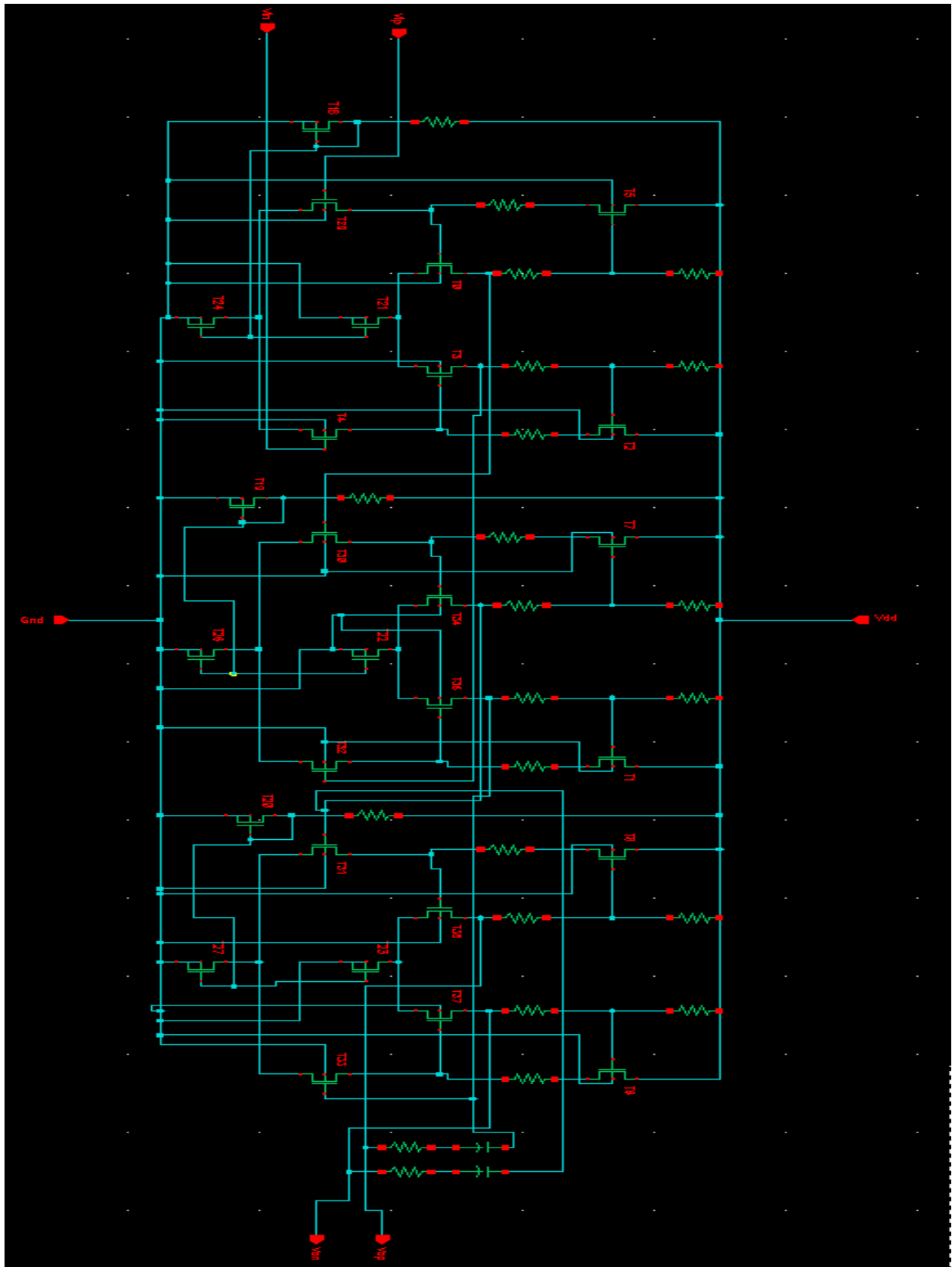
$$\frac{V_{out1}}{V_{in}} = \frac{1}{A(1 + sR_f C_{in})} \frac{g_{m1}(R_1 + R_2)(1 + g_{m5}R_f)(g_{m3} - sC_{gd3})}{s^2 + \frac{s}{A} \{C_1(R_f g_{m5} + 1) + C_L g_{m5}(R_1 + R_2) + C_{gd3}B\} + \frac{g_{m5}}{A}(1 + g_{m3}R_1)}$$

$$A = (R_1 + R_2)(1 + R_f g_{m5})(C_1 C_L + C_1 C_{gd3} + C_L C_{gd3})$$

$$B = 1 + R_f g_{m5} + R_2 g_{m3} + R_1 g_{m3}(1 + g_{m5}R_f) + R_2 g_{m5}(1 + g_{m3}R_f)$$

Με μια πρώτη ματιά φαίνεται ότι το σύστημα έχει τρεις πόλους και ένα μηδενικό. Στην πράξη δεν είναι ακριβώς έτσι. Ο πόλος που δημιουργείται από την χωρητικότητα εισόδου σε συνδυασμό με την αντίσταση εξόδου του όποιου προηγούμενου σταδίου δημιουργεί ένα πόλο που κατά την σχεδίαση μπορεί να τοποθετηθεί σε σχετικά μεγάλη συχνότητα σε σχέση με τους πόλους που δημιουργούνται από τις χωρητικότητες C_1 , C_{gd3} και C_L . Το ίδιο συμβαίνει και με το μηδενικό της χωρητικότητας C_{gd3} που φαίνεται στον αριθμητή. Με αυτόν τον τρόπο το σύστημα έχει δύο επικρατούντες πόλους και είναι έτσι ένα σύστημα δευτέρου βαθμού κατά προσέγγιση.

Όπως προαναφέραμε ο ενισχυτής θα δημιουργηθεί από τοποθέτηση σε σειρά τριών τέτοιων σταδίων. Στις αρχικές εξομοιώσεις ένα τέτοιο στάδιο μπορούσε να φτάσει μέχρι τα 20dB σε κέρδος, οπότε 3 τέτοια στάδια είναι αρκετά για να δώσουν το ελάχιστο επιθυμητό κέρδος των 45 dB. Το τελικό κύκλωμα παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα:



Σχήμα 3.2.5

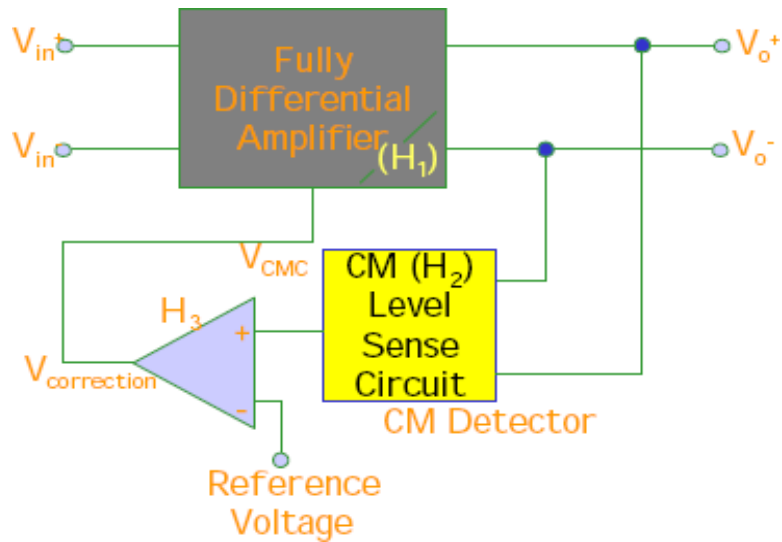
Στο σχήμα μπορούν να παρατηρηθούν τα τρία όμοια στάδια του ενισχυτή. Το κάθε ένα συνοδεύεται από έναν κλάδο που λειτουργεί ως καθρέφτης ρεύματος και δίνει σε κάθε στάδιο τα απαραίτητα ρεύματα πόλωσης I_{SS1} και I_{SS2} . Επίσης στο τελικό στάδιο φαίνεται ένας κλάδος ανάδρασης ανά κλάδο εξόδου. Πρόκειται για την ανάδραση Miller που συμβάλει στην ευστάθεια του συστήματος. Όλες οι παράμετροι της σχεδίασης παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

	ΣΤΑΔΙΟ 1	ΣΤΑΔΙΟ 2	ΣΤΑΔΙΟ 3
M1/M2 (W/L)	150u/250n	80u/250n	100u/250n
M3/M4 (W/L)	200u/250n	150u/250n	60u/250n
M5/M6 (W/L)	6.4u/4u	6.6u/4u	6.4u/4u
R1 (Ω)	7k	1.1k	2k
R2 (Ω)	13.8k	14k	10k
R_f (Ω)	1k	2k	1k

Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι το ελάχιστο μήκος καναλιού για τα τρανζίστορ επιλέχθηκε στα 250nm, αρκετά ψηλότερα από το ελάχιστο μήκος που επιτρέπει η τεχνολογία (100nm). Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η εμφάνιση φαινομένων στενού καναλιού και εξασφαλίζονται μεγάλα g_{ds} . Στην ανάδραση Miller έχουμε $C_M=10pF$ και $R_M=1.4k\Omega$. Τα ρεύματα πόλωσης I_{SS1} και I_{SS2} είναι 100 και 200 μA αντίστοιχα.

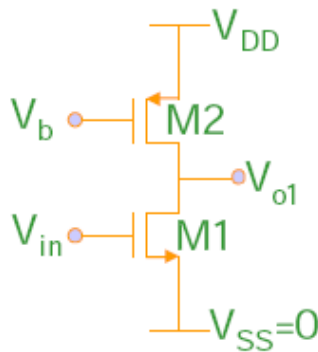
3.3 CMFB

Στο κύκλωμα μπορεί να παρατηρηθεί η έλλειψη του συνηθισμένου σε πλήρως διαφορικούς ενισχυτές κύκλωμα Common Mode Feedback. Συνήθως ένας διαφορικός ενισχυτής συνοδεύεται από ένα τέτοιο κύκλωμα ανάδρασης όπως στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.3.1

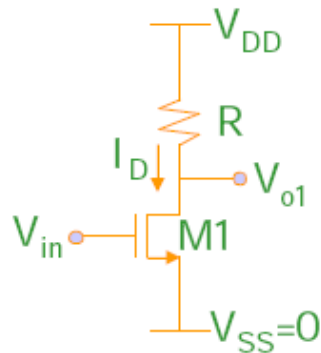
Η χρησιμότητα αυτού του κυκλώματος είναι στο να θέσει σταθερά την dc τάση των κόμβων εξόδου (το κοινό σήμα εξόδου δηλαδή) που συνήθως είναι πολύ ευαίσθητη σε process variations. Αυτό βέβαια είναι αναγκαίο στα περισσότερα κυκλώματα των οποίων το στάδιο εξόδου είναι ένας cmos αντιστροφείας ,συνήθως κάπως έτσι:



Σχήμα 3.3.2

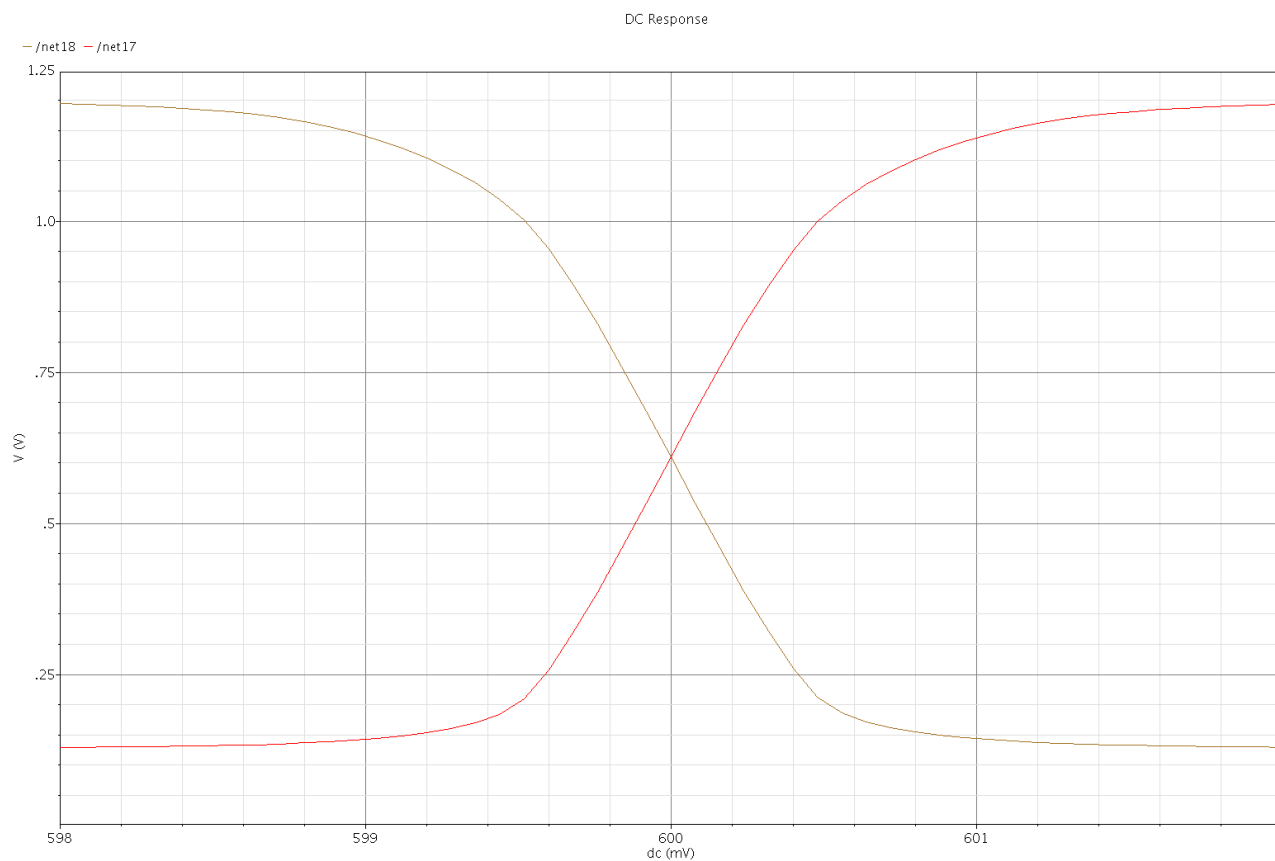
Εδώ η τάση V_{o1} είναι πολύ δύσκολο να τεθεί σωστά και είναι πολύ ευαίσθητη σε μεταβολές του σήματος εισόδου ή σε μεταβολές του φορτίου. Όταν μάλιστα μιλάμε για διαφορική έξοδο τότε είναι πολύ δύσκολο η κοινή τάση εξόδου να πολωθεί σωστά. Έτσι χρησιμοποιείται το CMFB το οποίο όπως φαίνεται και στο προηγούμενο σχήμα εντοπίζει το κοινό σήμα εξόδου, το συγκρίνει με την επιθυμητή στάθμη και αν υπάρχει διαφορά επεμβαίνει στην τάση πόλωσης κάποιων τρανζίστορ (στο προηγούμενο σχήμα για παράδειγμα στην τάση V_b αλλάζοντας το ρεύμα του κλάδου μέχρι να επιτευχθεί η επιθυμητή τάση.

Αμέσως παρατηρούμε ότι στο δικό μας κύκλωμα δεν υπάρχουν τρανζίστορ που να πολώνονται από σταθερή dc τάση εκτός από τα τρανζίστορ M1 και M2 στην είσοδο του πρώτου σταδίου που αναγκαστικά χρειάζονται μια στάθμη στα μισά της τροφοδοσίας, μιας και χρησιμοποιούμε μονή τροφοδοσία. Η πόλωση του κυκλώματος έρχεται μόνο από τις πηγές ρεύματος. Απο εκεί και πέρα επιλέξαμε τα κατάλληλα μήκη και πλάτη καναλιών ώστε όλα τα τρανζίστορ να βρίσκονται στην ενεργή περιοχή. Ένα ακόμη χαρακτηριστικό που παρατηρούμε είναι ότι ο κλάδος εξόδου στο δικό μας κύκλωμα μπορεί να παρασταθεί απο το παρακάτω μοντέλο:



Σχήμα 3.3.3

Βλέπουμε δηλαδή ότι για φορτίο έχουμε μια αντίσταση αντί για τρανζίστορ. Συγκεκριμένα αφού το ρεύμα εισόδου των τρανζίστορ M5,M6 είναι φυσικά αμελητέο έχουμε μια αντίσταση $R1+R2$ σε σειρά με το τρανζίστορ κέρδους. Αυτό σημαίνει ότι η στάθμη εξόδου μπορεί να υπολογιστεί πολύ εύκολα απλά από τον νόμο του Ohm. Έχοντας δηλαδή εγγυημένα σταθερό ρεύμα στον κλάδο λόγω της I_{SS2} το μόνο που χρειάζεται είναι να κρατήσουμε το άθροισμα των δύο αυτών αντιστάσεων στην αναγκαία τιμή που θα μας δώσει την επιθυμητή στάθμη. Συγκεκριμένα από τον προηγούμενο πίνακα βλέπουμε ότι το εν λόγω άθροισμα στο τελικό στάδιο είναι $12k\Omega$, και σε συνδυασμό με τα $50\mu A$ που έχουμε ανά κλάδο επιτυγχάνουμε τάση εξόδου στα $600mV$ στα μισά δηλαδή της τροφοδοσίας μας που είναι $1.2V$. Η τελική dc συμπεριφορά του ενισχυτή φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα dc sweep:



Σχήμα 3.3.4

Παρατηρούμε ότι η στάθμη εξόδου είναι τοποθετημένη στα 600mV όπως ακριβώς θέλουμε. Όπως θα δούμε και στο επόμενο κεφάλαιο αυτή η τάση παραμένει σταθερή παρά τα φορτία στην έξοδο και έτσι κάθε ενισχυτής μπορεί να πολώσει τα τρανζίστορ εισόδου του επόμενου εν σειρά συνδεδεμένου τελεστικού χωρίς απώλειες

3.4 Εξομοιώσεις και Αποτελέσματα

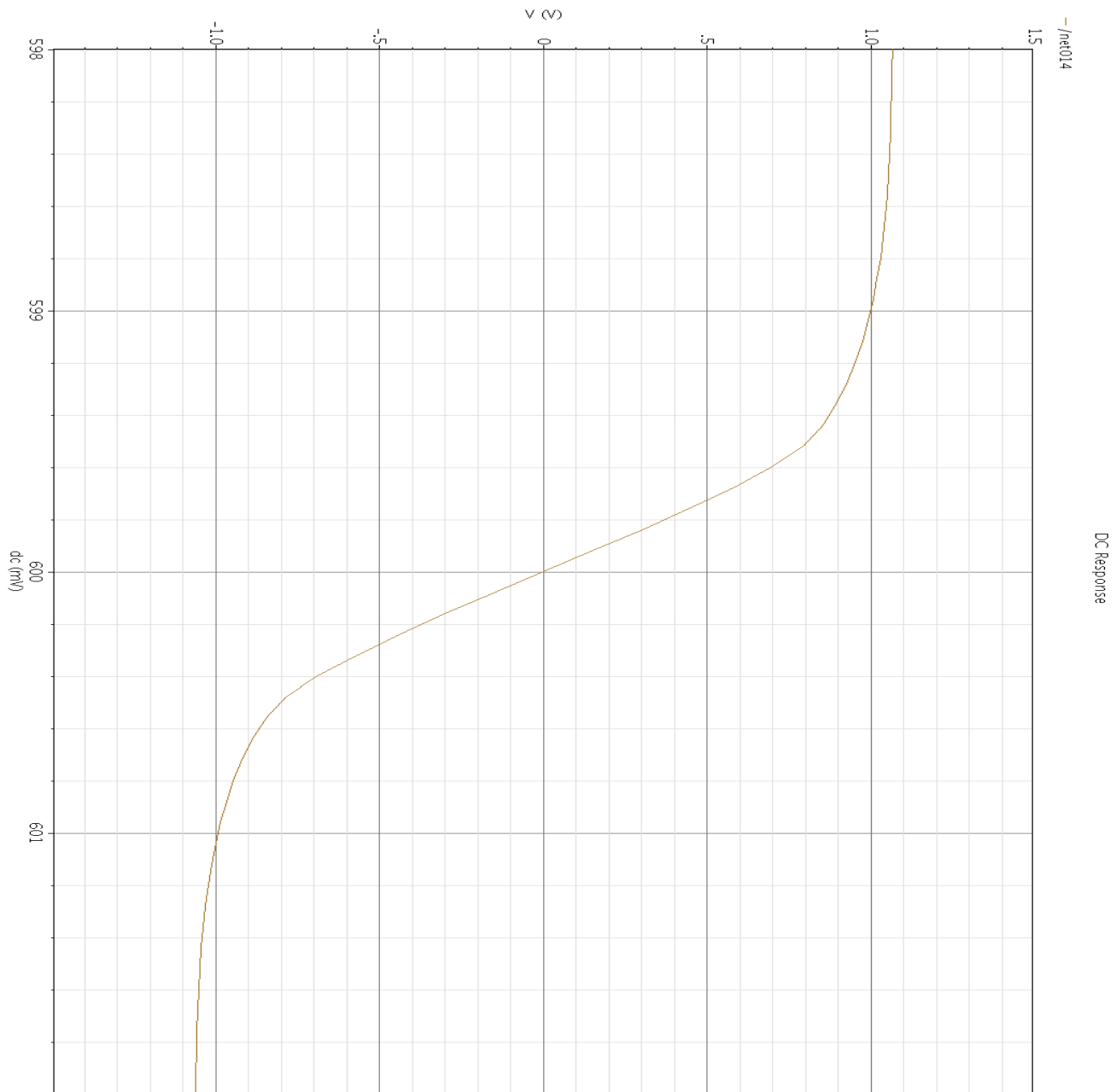
Τα βασικά χαρακτηριστικά του ενισχυτή παρατίθενται στον παρακάτω πίνακα:

Κατανάλωση Ισχύος	1.12mA-1.35mW
Input Voltage Offset	10.1 uV
Input Offset Current	78pA
Γραμμική Περιοχή Εισόδου	(-0.5mV)-(+0.5 mV)
Step Response Overshoot	24.6mV (7%)
Step Response Settling time (99%)	400ns
Step Response Slew Rate	5.22 V/us
AC Gain	54 dB
Συχνότητα Μοναδιαίου Κέρδους (f_t)	149 MHz
Περιθωριο Φάσης	61 degrees
CMRR	67dB
PSRR	42dB

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι το επιθυμητό εύρος ζώνης που είναι σχετικά μικρό για την συγκεκριμένη τεχνολογία θα μπορούσε να είχε επιτευχθεί και με ακόμα μικρότερη κατανάλωση. Παρά ταύτα επιλέξαμε να αυξήσουμε ελαφρώς τα ρεύματα του ενισχυτή δίνοντας έτσι καλύτερο slew rate ,που δίνει την δυνατότητα στο φίλτρο να οδηγήσει χωρίς παραμόρφωση μεγαλύτερα σήματα. Επίσης αυξάνοντας τα ρεύματα κερδίσαμε σε ευστάθεια μέσω του περιθωρίου φάσης, και όπως φαίνεται πετύχαμε ακόμα μεγαλύτερο εύρος ζώνης από το ελάχιστο επιθυμητό, καταλήγοντας τελικά σε έναν συνολικά καλύτερο ενισχυτή.

3.4.1 DC Response

.Είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο την έξοδο των δύο κόμβων σε ένα dc sweep. Στο παρακάτω διάγραμμα φαίνεται η έξοδος και σε διαφορική μορφή

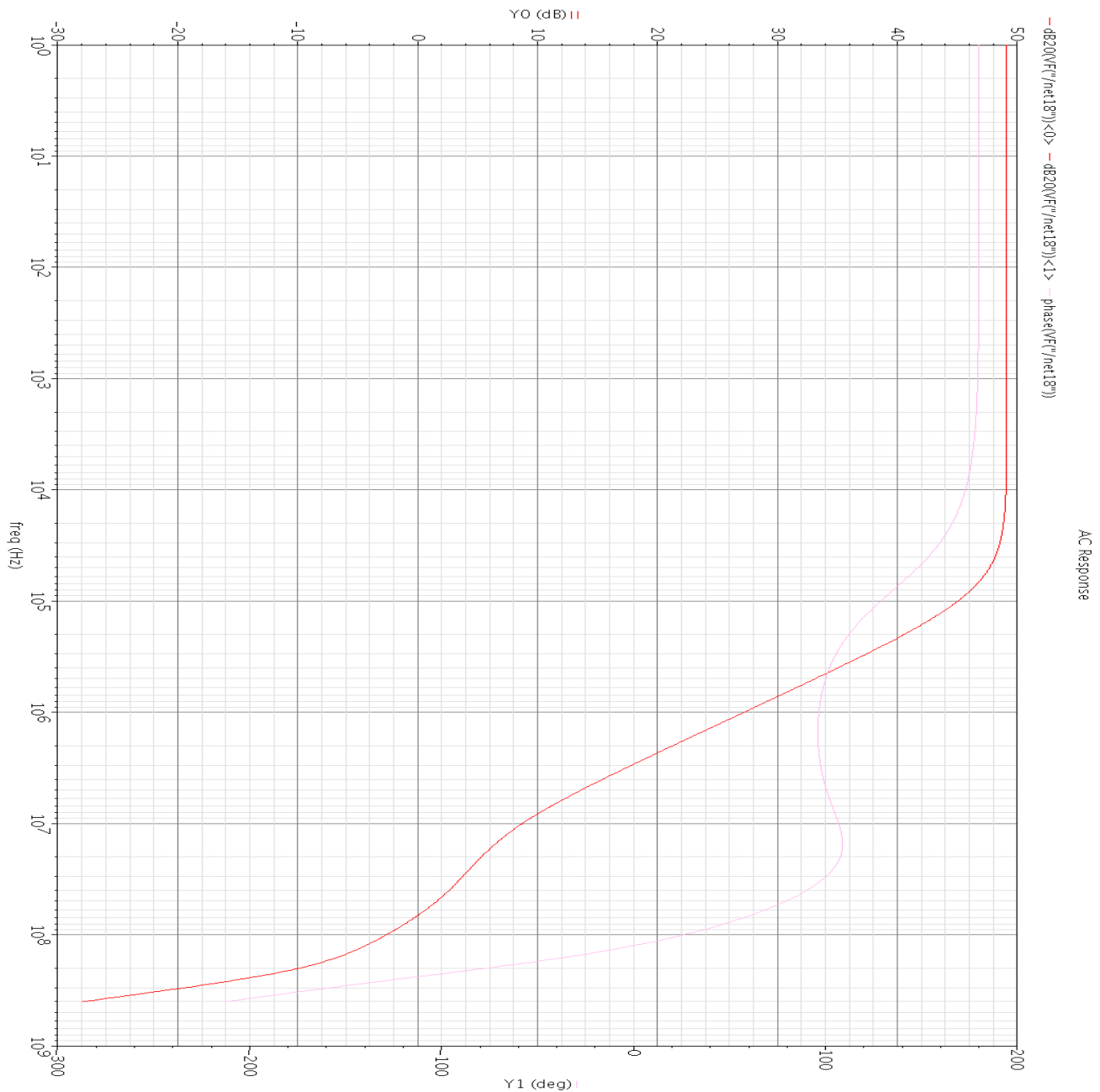


Σχήμα 3.4.1.1

Και σε αυτό το διάγραμμα φαίνεται η γραμμική περιοχή εισόδου που είναι (-0,5mV)-(+0,5mV), καθώς επίσης και η γραμμική περιοχή της διαφορικής εξόδου που είναι (-0,75V)-(+0,75V) δίνοντας έτσι ένα μέγιστο γραμμικό output swing στα 1.5V peak-to-peak.

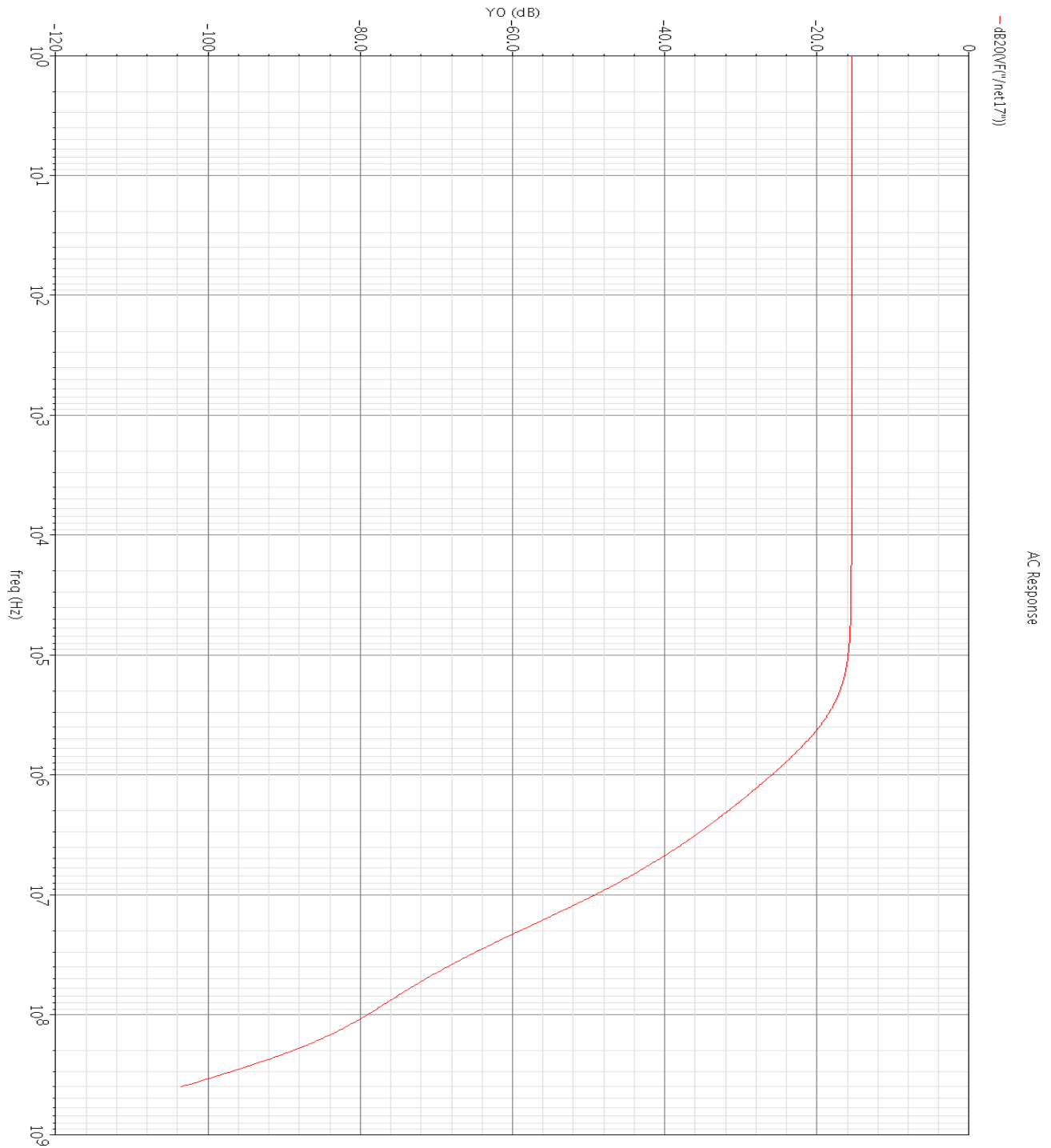
3.4.2 AC Response

Στο επόμενο σχήμα βλέπουμε το διάγραμμα bode του ενισχυτή:



Σχήμα 3.4.2.1

Σημειώνουμε ότι εδώ πρόκειται για το κέρδος της διαφορικής εξόδου και μπορεί να παρατηρηθεί ότι το κέρδος στις χαμηλές συχνότητες είναι 54dB ενώ η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους 149 MHz. Η συχνότητα του επικρατούντος πρώτου πόλου είναι περίπου 75KHz. Στο επόμενο διάγραμμα βλέπουμε την ac απόκριση σε έναν κλάδο εξόδου όπου έχουμε προσθέσει και την καμπύλη της φάσης.



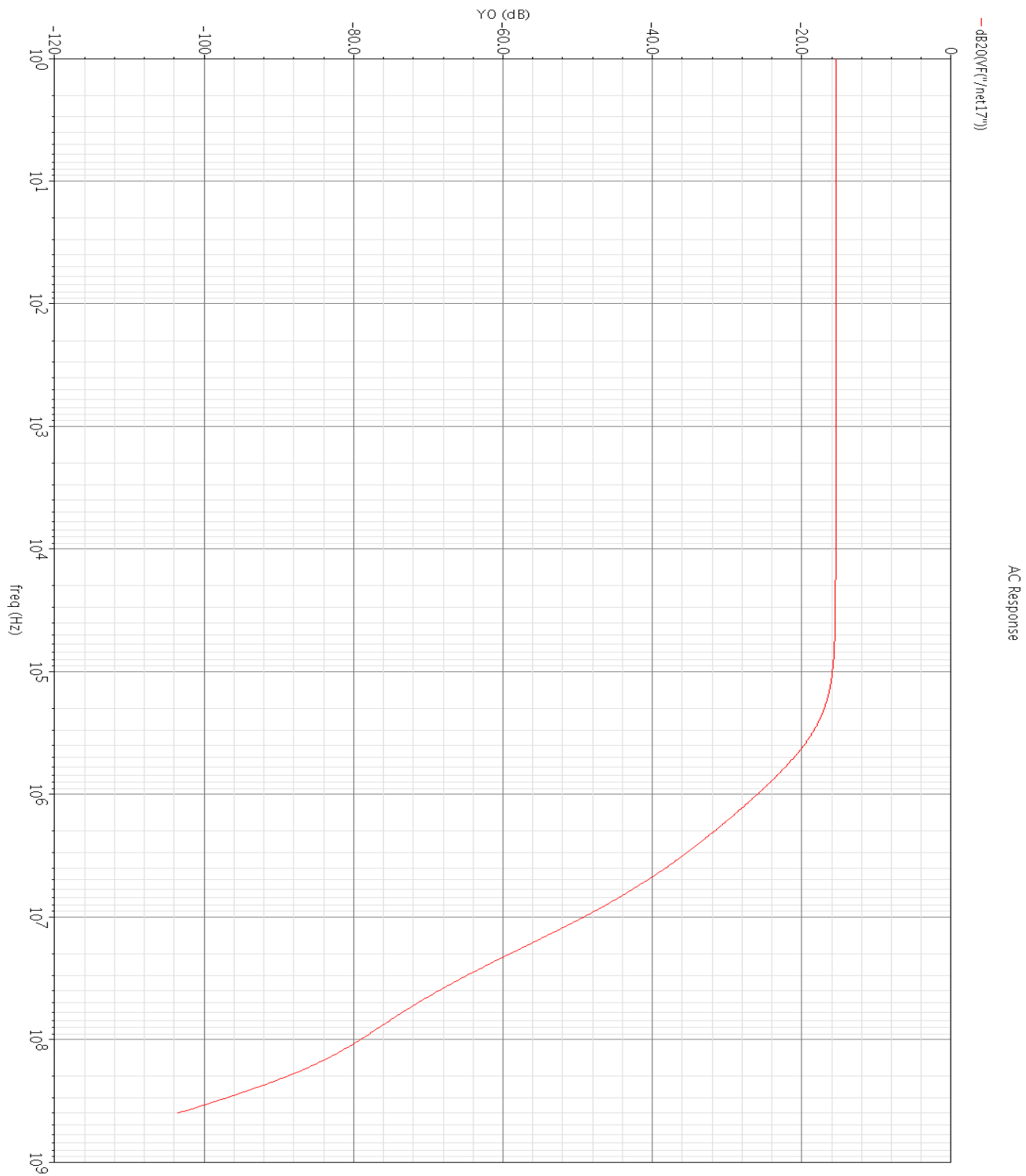
Σχήμα 3.4.2.2

Το κέρδος στον ένα κόμβο ως προς την γη είναι προφανώς μικρότερο , ελαφρός κάτω από τα 50dB. Φυσικά αυτό δεν μας απασχολεί εδώ, καθώς μιλάμε για διαφορικό ενισχυτή και το effective κέρδος

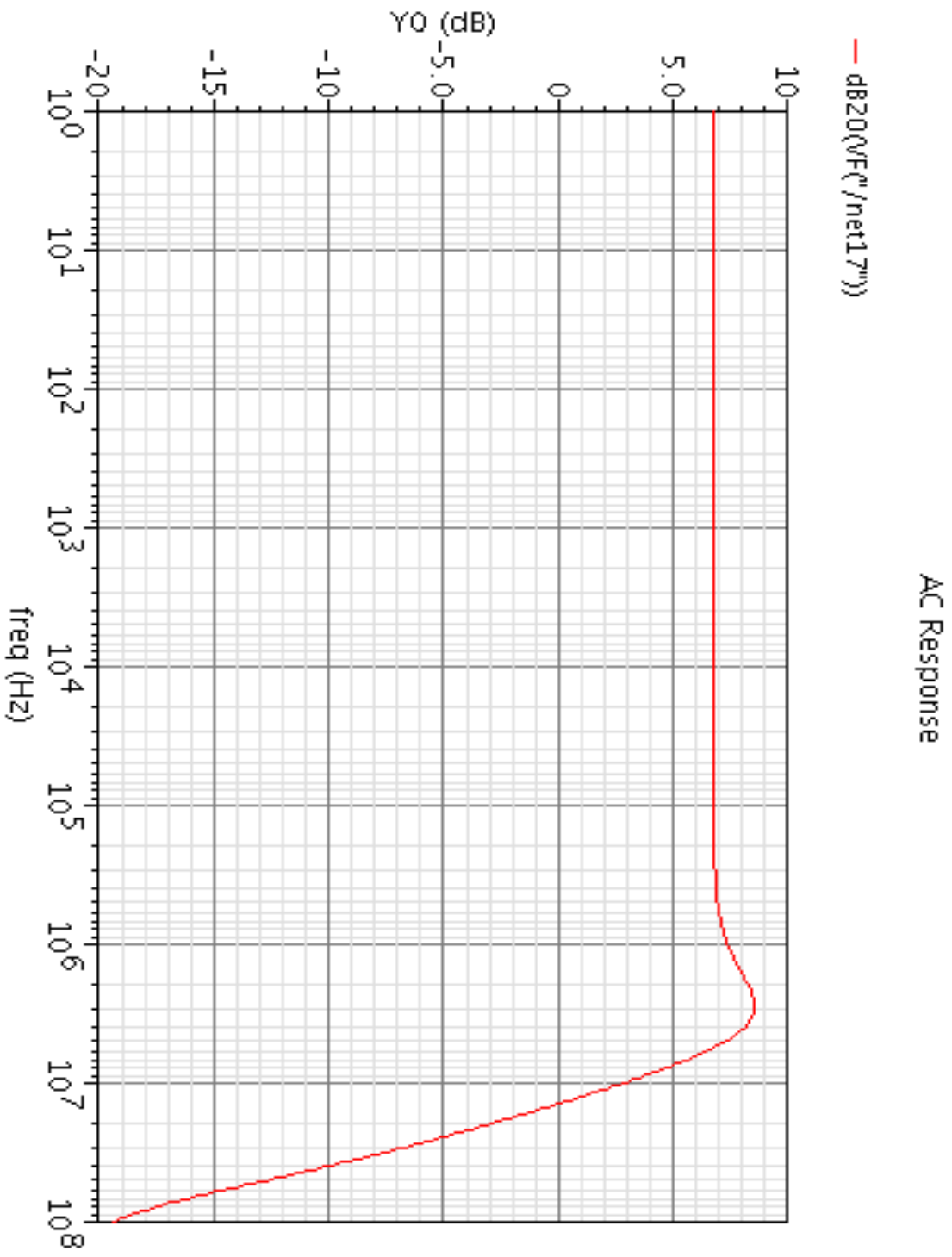
που μας ενδιαφέρει είναι αυτό της διαφορικής εξόδου. Σε αυτό το διάγραμμα το ενδιαφέρον παρουσιάζεται στο περιθώριο φάσης, την απόσταση δηλαδή της φάσης από τις 180 μοίρες όταν το κέρδος είναι 0 dB. Αυτό υπολογίζεται στις 61 μοίρες που είναι εξαιρετικό δείγμα ευστάθειας.

Εδώ πρέπει εξηγηθεί γιατί μετράμε το περιθώριο φάσης σε έναν κόμβο και όχι διαφορικά. Την ευστάθεια όπως θα δούμε και παρακάτω την βλέπουμε συνδέοντας τον ενισχυτή σε συνδεσμολογία buffer (ακόλουθου τάσης) και δίνοντας του μια βηματική είσοδο. Στην συγκεκριμένη περίπτωση για να το κάνουμε αυτό θα αγνοήσουμε τον έναν κόμβο εξόδου και θα χρησιμοποιήσουμε τον άλλον για την ανάδραση και την έξοδο του απομονωτή. Αυτό σημαίνει ότι μας ενδιαφέρει ο κάθε κόμβος ξεχωριστά να μην ταλαντώνει και να έχει καλό settling time. Αν και οι 2 κόμβοι είναι ευσταθείς τότε προφανώς και σε διαφορική λειτουργία έχουμε ευστάθεια.

Τέλος στα 2 επόμενα διαγράμματα παρουσιάζονται τα μεγέθη CMRR και PSRR. Στο πρώτο σχήμα βλέπουμε το κέρδος ανά κόμβο όταν στην είσοδο έχουμε κοινό σήμα. Προφανώς όταν η διαφορική είσοδος είναι 0 τότε και η διαφορική έξοδος είναι επίσης 0. Γι αυτό και τα δύο αυτά μεγέθη τα μετράμε σε έναν κόμβο εξόδου. Έτσι στο πρώτο σχήμα βλέπουμε το κέρδος σε dB σε σχέση με το σήμα εισόδου. Αυτήν την τιμή την αφαιρούμε από το πραγματικό κέρδος του ενισχυτή και προκύπτει το CMRR. Παρόμοια στο δεύτερο σχήμα βλέπουμε το κέρδος ως προς ανεπιθύμητες ταλαντώσεις τις τροφοδοσίας. Επίσης αφαιρώντας από το πραγματικό κέρδος έχουμε το PSRR.



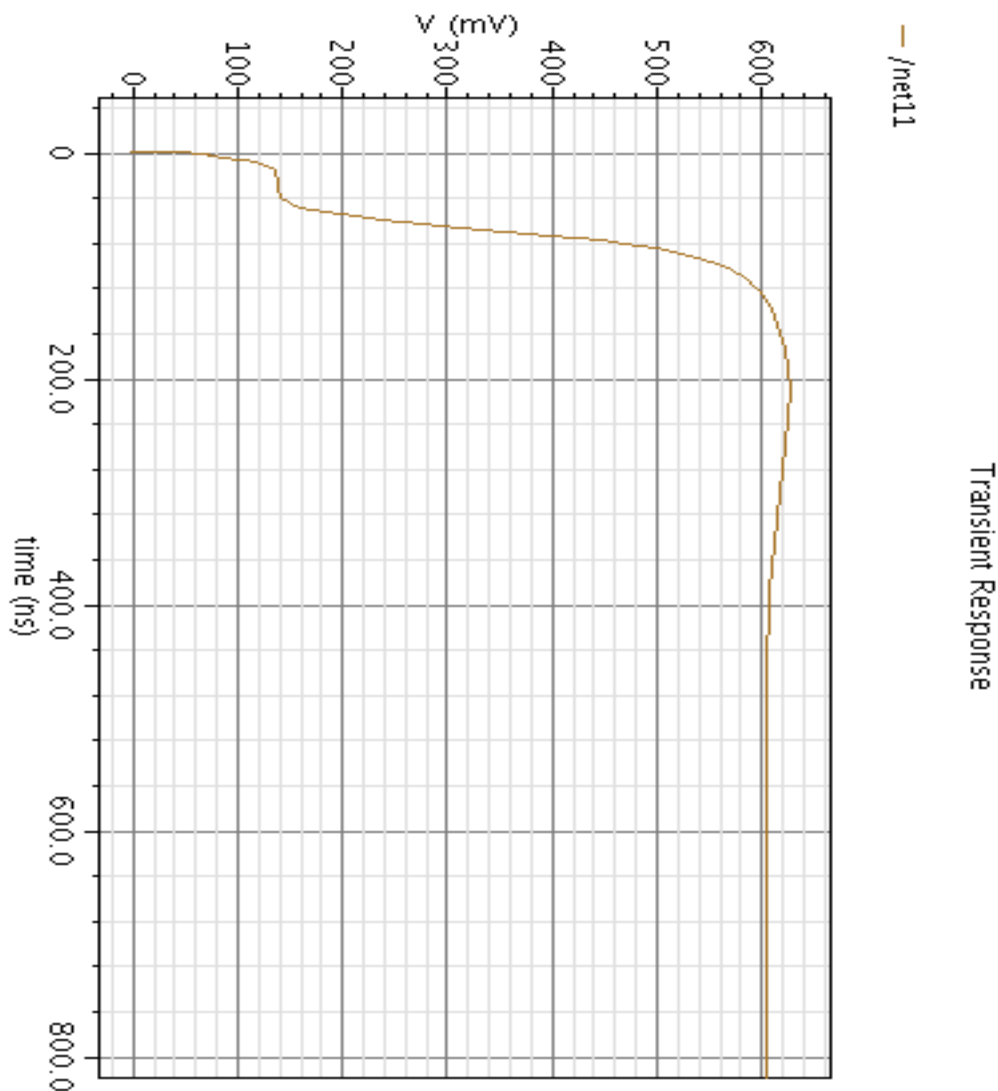
Σχήμα 3.4.2.3



Σχήμα 3.4.2.4

3.4.3 Βηματική Απόκριση

Όπως προαναφέραμε για την βηματική απόκριση τοποθετούμε τον ενισχυτή σε τοπολογία απομονωτή και του δίνουμε μια βηματική συνάρτηση στην έξοδο. Χρησιμοποιήσαμε σήμα πλάτους 600mV με όσο μικρότερο rise time μπορούσε να δώσει το περιβάλλον εξομοίωσης και συνδέσαμε φορτίο 3pF. Το αποτέλεσμα στην έξοδο είναι το παρακάτω:



Σχήμα 3.4.3.1

Αυτό που παρατηρούμε είναι το πλεονέκτημα που αποκτήσαμε με την επιλογή μας να ανεβάσουμε τα ρεύματα του ενισχυτή. Βλέπουμε ότι έχουμε πετύχει ένα εξαιρετικό slew rate που φτάνει τα 5.22V/us.

Ταυτόχρονα το settling time είναι 400ns και το overshoot που κάνει ο παλμός πάνω από την τελική τιμή είναι 4%.

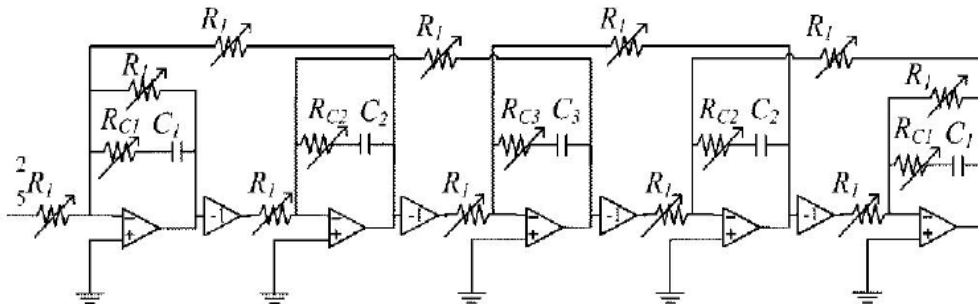
3.5 Παρατηρήσεις και Συμπεράσματα

Συνολικά πρέπει να επισημάνουμε ότι δεν είναι ο καλύτερος δυνατός ενισχυτής που μπορεί να δώσει αυτή η τεχνολογία. Παρ' όλα αυτά είναι ιδανικός για την συγκεκριμένη εργασία και την μελέτη που κάνουμε. Σχεδιάσαμε έναν τελεστικό ενισχυτή με εύρος ζώνης μόλις 149 MHz και κέρδος 54 dB και θα δείξουμε πως μπορούμε να τον χρησιμοποιήσουμε σε ένα φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τα 20 MHz κάτι που υπό κανονικές συνθήκες είναι αδύνατον. Όπως προαναφέραμε ένα τέτοιο φίλτρο θα απαιτούσε ενισχυτή με εύρος τουλάχιστον 1-2 GHz. Επιλέξαμε να μην κρατήσουμε την κατανάλωση τόσο χαμηλά όσο μας επέτρεπε η τεχνολογία και πετύχαμε έτσι αρκετά καλά χαρακτηριστικά στον τομέα της ευστάθειας και της βηματικής απόκρισης. Τέλος, σύμφωνα με τα σύγχρονα πρότυπα το κύκλωμα σχεδιάστηκε πλήρως διαφορικό και εξισορροπημένο κάτι που μας δίνει ένα πολύ μεγάλο εύρος κυματισμού στην διαφορική έξοδο, και καλύτερη συμπεριφορά στον τομέα του θορύβου λόγω του averaging μεταξύ των δύο εξόδων. Στο επόμενο κεφάλαιο θα δούμε πως συμπεριφέρεται ο ενισχυτής μέσα στο φίλτρο μας και θα μελετήσουμε την μέθοδο αντιστάθμισης που αναφεραμε στο δεύτερο κεφάλαιο.

4 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΚΑΙ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΑΥΤΟΜΑΤΗΣ ΡΥΘΜΙΣΗΣ

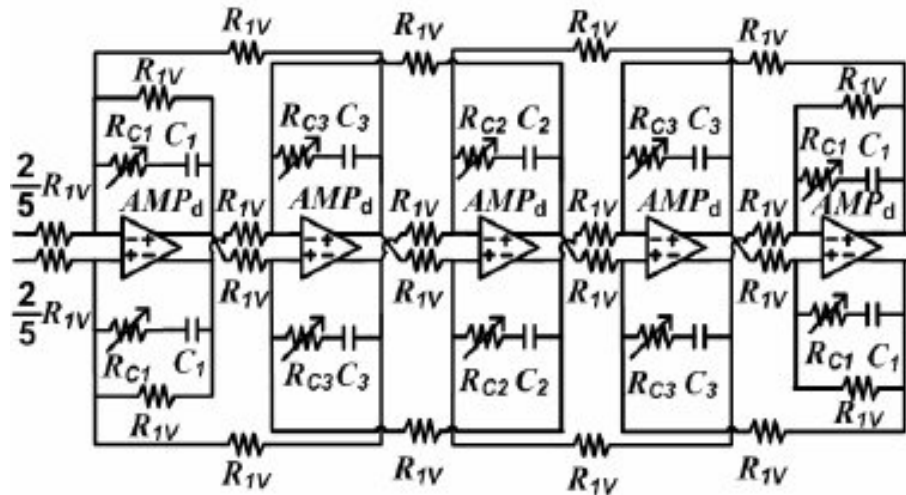
4.1 Τελική Σχεδίαση του Φίλτρου

Έχοντας έτοιμο τον τελεστικό ενισχυτή θα προχωρήσουμε στη σύνθεση του φίλτρου που περιγράψαμε στο δεύτερο κεφάλαιο. Όπως προαναφέραμε διαλέξαμε την συγκεκριμένη τοπολογία γιατί έχει σαν βασικό δομικό στοιχείο τον ολοκληρωτή Miller του οποίου την αντιστάθμιση έχουμε δείξει ότι μπορούμε να πετύχουμε με τον συγκεκριμένο ενισχυτή. Πρόκειται για ένα φίλτρο 5ου βαθμού, και οι τιμές των πυκνωτών έχουν επιλεγεί έτσι ώστε να έχουμε προσέγγιση Chebyshev, με κέρδος χαμηλών συχνοτήτων 2 dB και συχνότητα γονάτου 20 MHz. Οι τιμές των πυκνωτών C_1, C_2, C_3 υπολογίζονται 0.77pF, 0.92pF και 1.33pF αντίστοιχα. Η αντίσταση R_i (όλες οι αντιστάσεις του φίλτρου δηλαδή εκτός από τις αντιστάθμισης) έχουν nominal τιμή 12.5kΩ. Ωστόσο μπορούν να τοποθετηθούν μεταβλητές αντιστάσεις που δίνουν τη δυνατότητα μετακίνησης της συχνότητας αποκοπής γύρω από τα 20 MHz σε ένα μικρό φάσμα χωρίς να επηρεαστεί σημαντικά η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου. Για λόγους ευκολίας υπενθυμίζουμε εδώ το single ended μοντέλο του φίλτρου ώστε να αναφερόμαστε εύκολα στα διάφορα στοιχεία του.



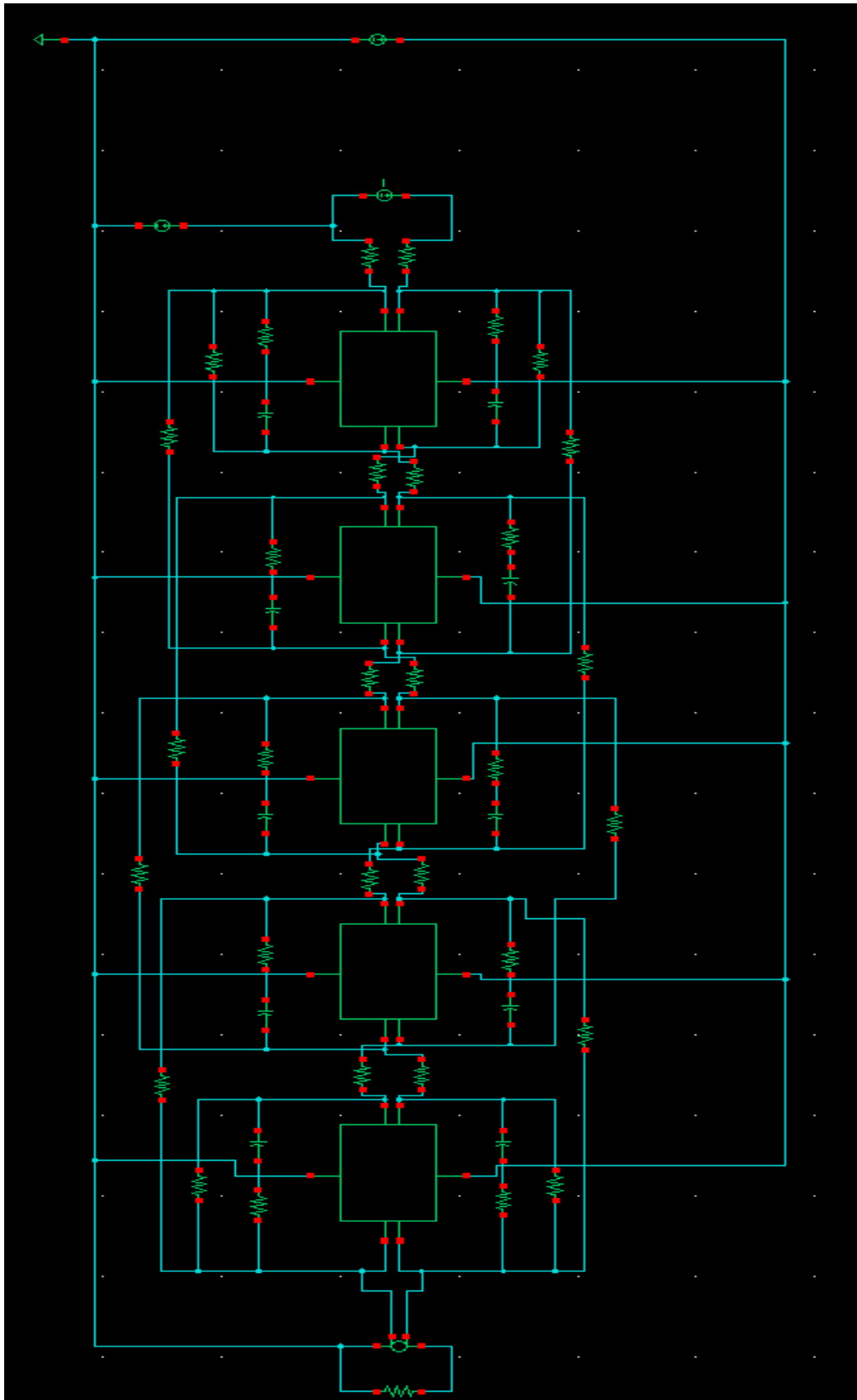
Σχήμα 4.1.1

Η πλήρως διαφορεική εκδοχή του συστήματος φαίνεται στο επόμενο σχήμα



Σχήμα 4.1.2

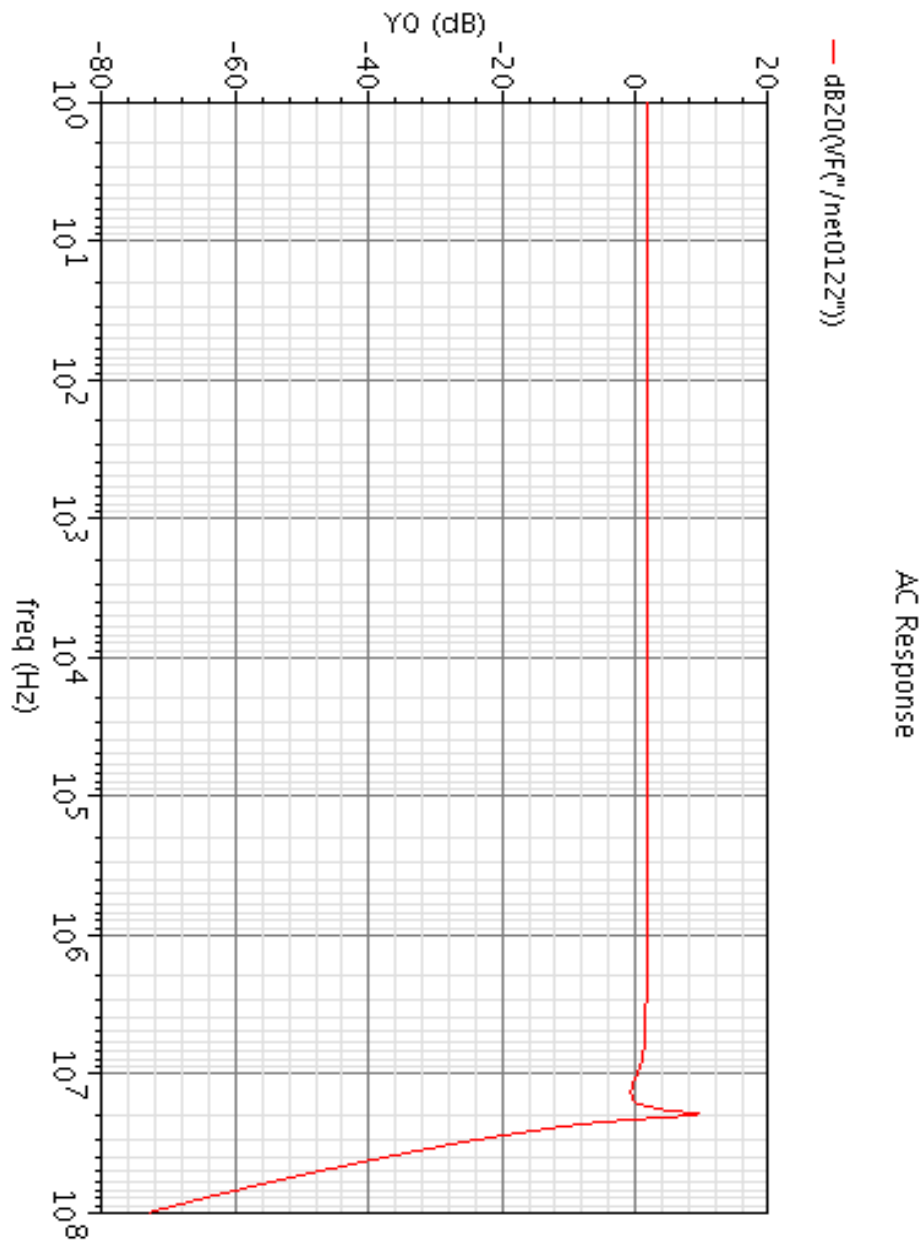
Και στα δύο παραπάνω σχήματα φαίνονται και οι αντιστάσεις αντιστάθμισης που έχουμε προς το παρόν απενεργοποιημένες ώστε να δούμε την συμπεριφορά του φίλτρου πριν την ρύθμιση. Το τελικό κύκλωμα στο περιβάλλον εξομοίωσης με χρήση του τελεστικού που σχεδιάσαμε φαίνεται στο σχήμα της επόμενης σελίδας (4.1.3).



Σχήμα 4.1.3

Εκτός από το φίλτρο στο σχήμα φαίνεται η πηγή τροφοδοσίας των ενισχυτών (1.2V), η πηγή που παρέχει το σήμα εισόδου για τις μετρήσεις μας καθώς και η πηγή πόλωσης της εισόδου στα 600mV. Αξίζει να σημειωθεί ότι μόνο ο πρώτος τελεστικός χρειάζεται πόλωση στην είσοδό του καθώς από εκεί και πέρα η στάθμη της τάσης εξόδου είναι τοποθετημένη έτσι ώστε να πολώνει ο κάθε ένας τον επόμενο του. Πάνω στις αναδράσεις δεν υπάρχουν dc ρεύματα καθώς όλοι οι κόμβοι έχουν ισορροπήσει στα 603mV, μόλις 3mV μακριά από την ιδανική τιμή στο μέσον της τροφοδοσίας. Τέλος στην έξοδο έχουμε τοποθετήσει μια εξαρτημένη πηγή v_{cnv} χωρίς κέρδος μια αντίσταση φορτίου 1kΩ που μας δίνει την δυνατότητα να βλέπουμε άμεσα την διαφορική έξοδο του φίλτρου.

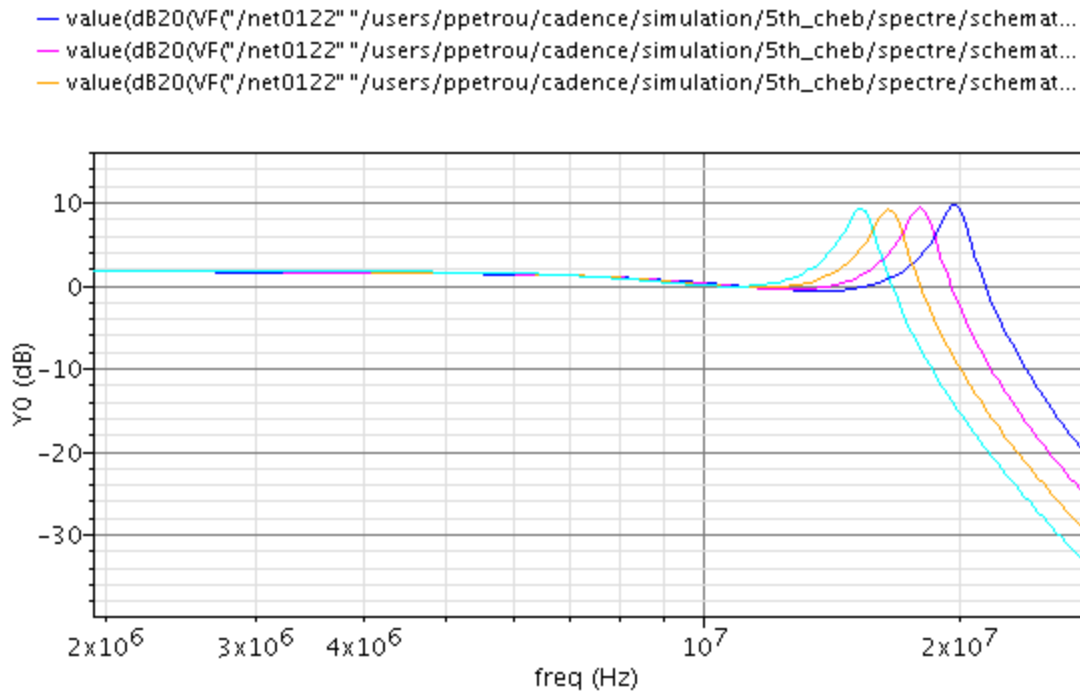
Έχοντας λοιπόν απενεργοποιημένες τις αντιστάσεις αντιστάθμισης κάνουμε μια ac ανάλυση για να δούμε την συνάρτηση μεταφοράς. Το διάγραμμα bode φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 4.1.4

Άμεσα μπορεί να παρατηρηθεί το πρόβλημα. Το κέρδος στη συχνότητα γονάτου φτάνει τα 10dB , δίνοντας έτσι έναν συντελεστή ποιότητας $Q=8\text{dB}$. Ακριβώς όπως είχαμε προβλέψει στο δεύτερο κεφάλαιο χωρίς την αντιστάθμιση η συμπεριφορά του φίλτρου είναι μη αποδεκτή. Το in band κέρδος είναι όπως έχει σχεδιαστεί στα 2dB και η συχνότητα γονάτου ακριβώς στα 20 MHz. Βέβαια όπως είπαμε αυτή η συχνότητα έχει την δυνατότητα να μετακινηθεί γύρω από αυτό το σημείο. Με μια μεταβολή σε διάφορες τιμές της αντίστασης R_{1V} παίρνουμε το παρακάτω αποτέλεσμα.

AC Response



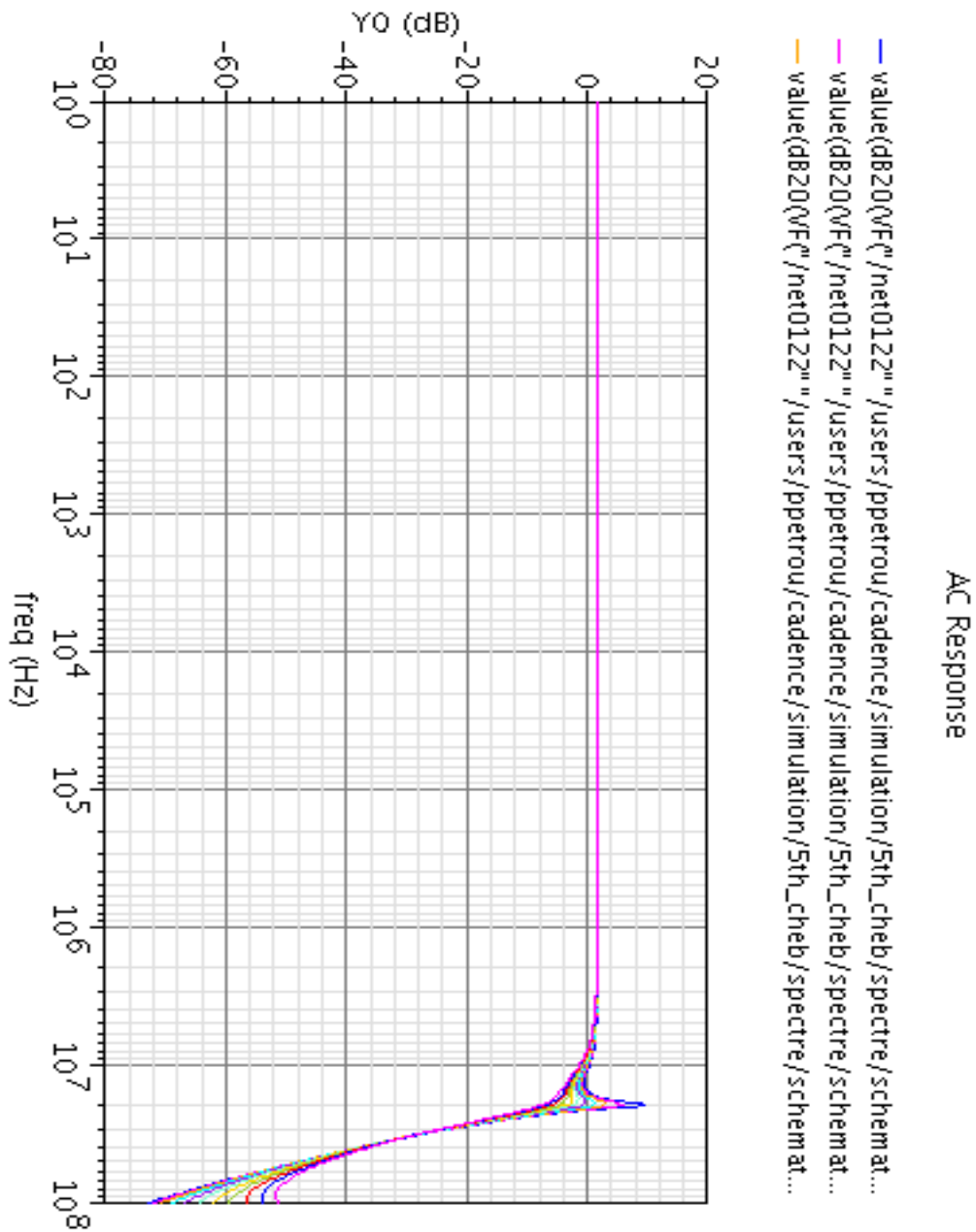
Σχήμα 4.1.5

Μπορεί να παρατηρηθεί το φαινόμενο που επισημάναμε στο δεύτερο κεφάλαιο, ότι δηλαδή όσο μετακινούμε την συχνότητα γονάτου σε μεγαλύτερες συχνότητες ο συντελεστής ποιότητας αυξάνει.

Για να δούμε τώρα πως θα αντιδράσει το κύκλωμα στην μέθοδο αντιστάθμισης εισάγουμε τις αντιστάσεις R_{C1}, R_{C2}, R_{C3} σε σειρά με τους αντίστοιχους πυκνωτές. Για την τιμή αυτών των αντιστάσεων διατηρούμε πάντα τον κανόνα

$$R_{C1}C_1=R_{C2}C_2=R_{C3}C_3$$

Με αυτόν τον τρόπο κάθε τελεστικός αντισταθμίζεται με την ίδια συχνότητα πρόσθετου μηδενικού. Αφού οι ενισχυτές είναι απόλυτα όμοιοι ο πόλος που προσθέτουν στο σύστημα είναι για όλους ο ίδιος, οπότε με τις σχέσεις που περιγράφηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο όλοι οι ολοκληρωτές θα αντισταθμιστούν για τον ίδιο πόλο. Κρατώντας λοιπόν αυτήν την αναλογία σταθερή κάνουμε μια παραμετρική ανάλυση ως προς την τιμή αυτών των αντιστάσεων και παίρνουμε το παρακάτω αποτέλεσμα:



Σχήμα 4.1.6

Με μια πρώτη ματιά βλέπουμε ότι το κύκλωμα μπορεί να αντισταθμιστεί πολύ ικανοποιητικά. Ωστόσο χρειάζεται προσοχή καθώς αν αυξηθεί αρκετά η τιμή της αντίστασης τότε επηρεάζεται και το εύρος ζώνης του φίλτρου καθώς και η απόσβεση του σήματος στην ζώνη αποκοπής. Στο σχήμα φαίνεται ότι από την μέγιστη έως την ελάχιστη τιμή των αντιστάσεων υπάρχει μια μείωση της απόσβεσης κατά 20 dB κάτι που πρέπει να αποφύγουμε. Φυσικά μια μικρή τέτοια μεταβολή είναι

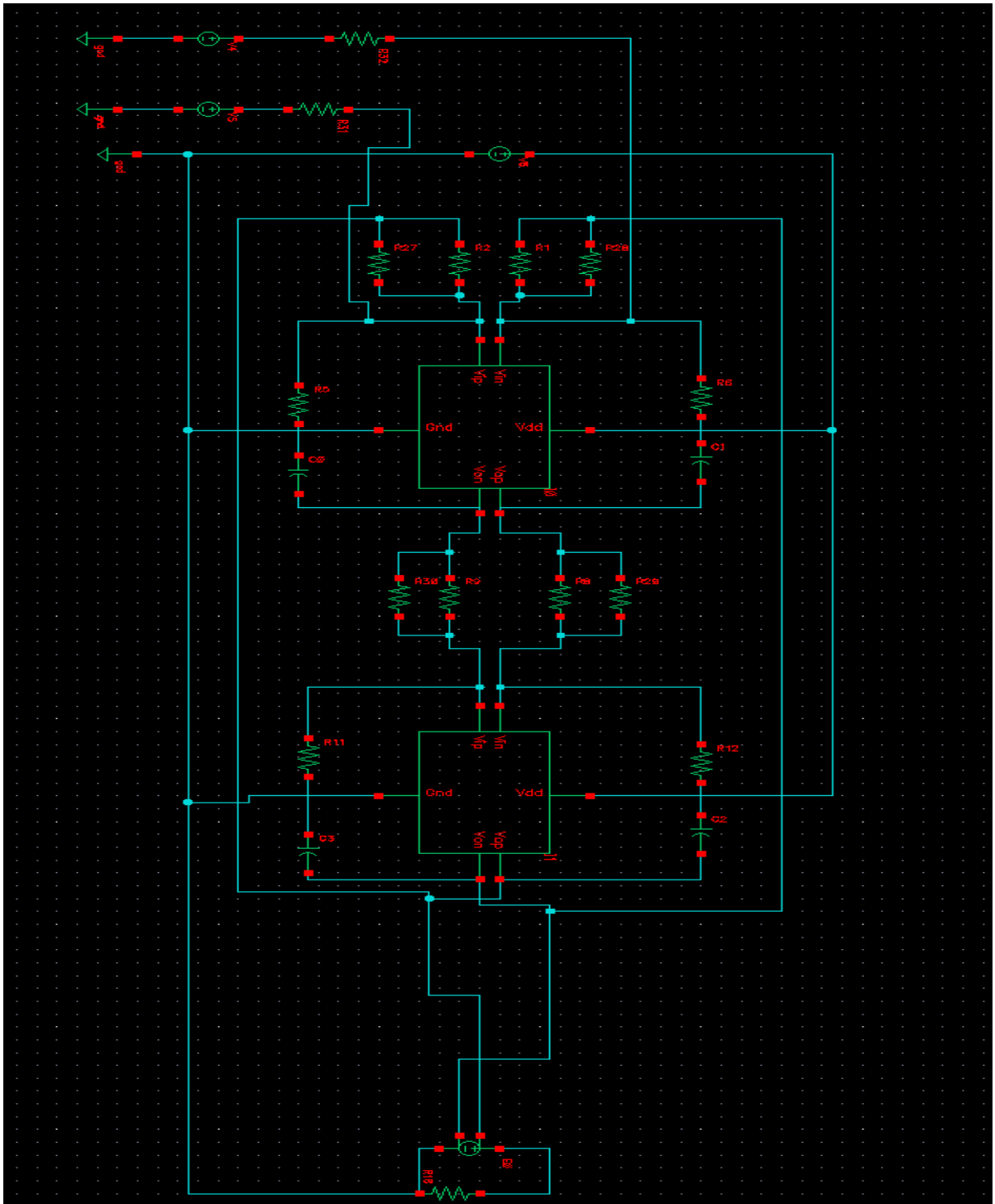
αναπόφευκτη και απλά θα πρέπει να την κρατήσουμε μέσα στα ανεκτά πλαίσια. Αυτά τα στοιχεία μας δείχνουν ότι οι δυνατότητες της μεθόδου δεν είναι άπειρες. Δεν μπορούμε δηλαδή για οποιοδήποτε συνδυασμό ενισχυτή και φίλτρου να βρούμε μια τιμή αντίστασης που να μειώνει τον συντελεστή ποιότητας ικανοποιητικά και ταυτόχρονα να μην επηρεάζει τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του φίλτρου. Ωστόσο σε αυτήν την περίπτωση από τις δοκιμές με μοντέλα ενισχυτών που έγιναν νωρίτερα υπολογίσαμε τις προδιαγραφές του ενισχυτή μας και καθορίσαμε πως η μέθοδος θα έχει αποτέλεσμα.

Με την παραμετρική ανάλυση που δείξαμε προηγουμένως μπορούμε να βρούμε την ιδανική τιμή της αντίστασης για την συγκεκριμένη περίπτωση. Ωστόσο κάτι τέτοιο δεν θα λειτουργούσε υπό κανονικές συνθήκες παραγωγής του κυκλώματος σε chip. Όπως δείξαμε στο δεύτερο κεφάλαιο η ιδανική τιμή της αντίστασης είναι εξαιρετικά ευαίσθητη σε process variations (τα παρασιτικά του ενισχυτή δηλαδή). Μικρές αλλαγές σε αυτά τα μεγέθη θα αχρήστευαν τον προϋπολογισμό της αντίστασης. Γι αυτό όπως αναφέραμε πρέπει να εφαρμόσουμε έναν αλγόριθμο αυτοματοποίησης. Οι αντιστάσεις αντιστάθμισης πρέπει να είναι μεταβλητές και εξωτερικά ελεγχόμενες ώστε το φίλτρο τελικά να είναι αυτορυθμιζόμενο. Αυτήν την μέθοδο αυτοματοποίησης που ήδη παρουσιάσαμε στην παράγραφο 2.6 θα μελετήσουμε στην επόμενη παράγραφο σε πραγματικά δεδομένα.

4.2 Ο Ταλαντωτής

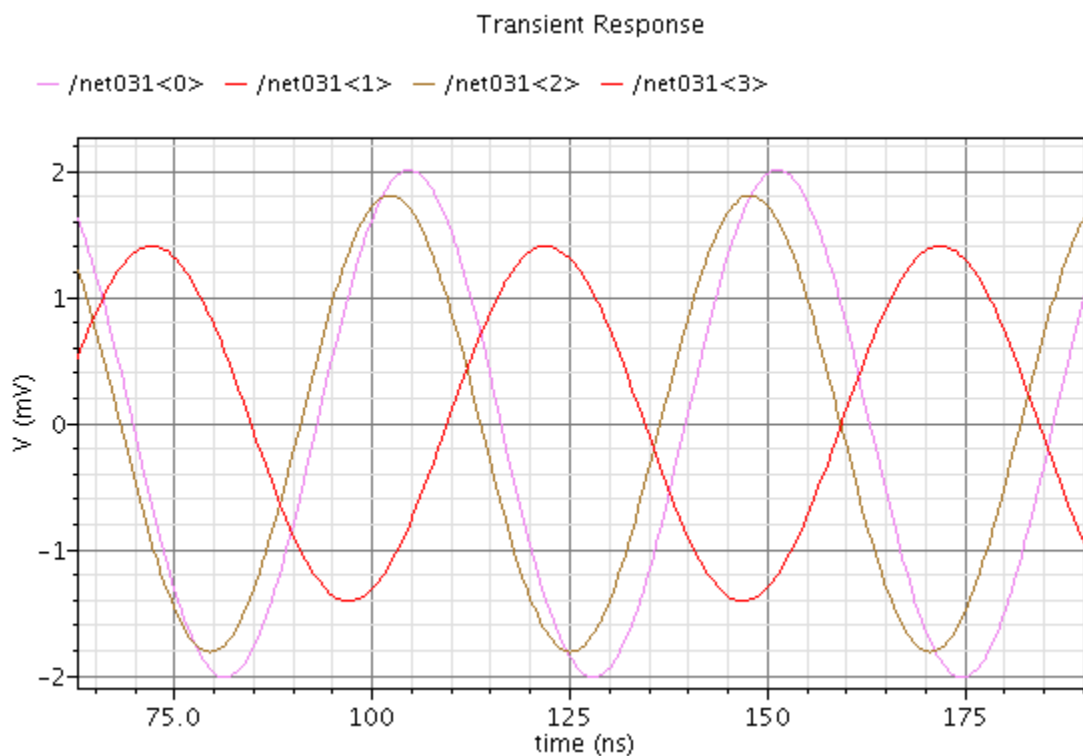
Όπως αναλύσαμε στο δεύτερο κεφάλαιο η μη ιδανικότητα του ενισχυτή επηρεάζει την μετατόπιση φάσης του ολοκληρωτή Miller και επειδή είναι δύσκολο αυτή η μετατόπιση φάσης να μετρηθεί, αντί για αυτήν θα μετρηθεί η συχνότητα στην οποία η μετατόπιση γίνεται 90 μοίρες. Αυτή η συχνότητα είναι η συχνότητα στην οποία θα ταλαντώσει ένας ολοκληρωτής δακτυλίου (ring oscillator) που αποτελείται από 2 ολοκληρωτές εν σειρά με μια μοναδιαία ανάδραση. Υπό ιδανικές συνθήκες αυτή η συχνότητα ταλάντωσης (δηλαδή η συχνότητα στην οποία η συνολική μετατόπιση φάσης των δύο ολοκληρωτών γίνεται 180 μοίρες) θα ήταν η συχνότητα αποκοπής των ολοκληρωτών. Επειδή όμως η μη ιδανικότητα του ενισχυτή έχει μεταβάλει αυτήν την μετατόπιση εισάγουμε στους ολοκληρωτές την μεταβλητή αντίσταση που θα αντισταθμίσει αυτό το φαινόμενο. Η ιδανική τιμή αυτής της αντίστασης θα μας δώσει και τις τιμές των αντιστάσεων που θα περάσουμε στο κύριο φίλτρο.

Τον ταλαντωτή τον δημιουργούμε χρησιμοποιώντας 2 ολοκληρωτές από το ίδιο μας το φίλτρο. Συγκεκριμένα χρησιμοποιούμε τους ολοκληρωτές με τον πυκνωτή C_2 . Έχουμε ουσιαστικά ένα φίλτρο δευτέρου βαθμού με συχνότητα αποκοπής 21.5 MHz. Αυτή είναι και η συχνότητα στην οποία πρέπει να ταλαντώσει το σύστημα όταν η μετατόπιση φάσης είναι ακριβώς 180 μοίρες. Το κύκλωμα του ταλαντωτή όπως το στήσαμε στο περιβάλλον εξομοίωσης φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:

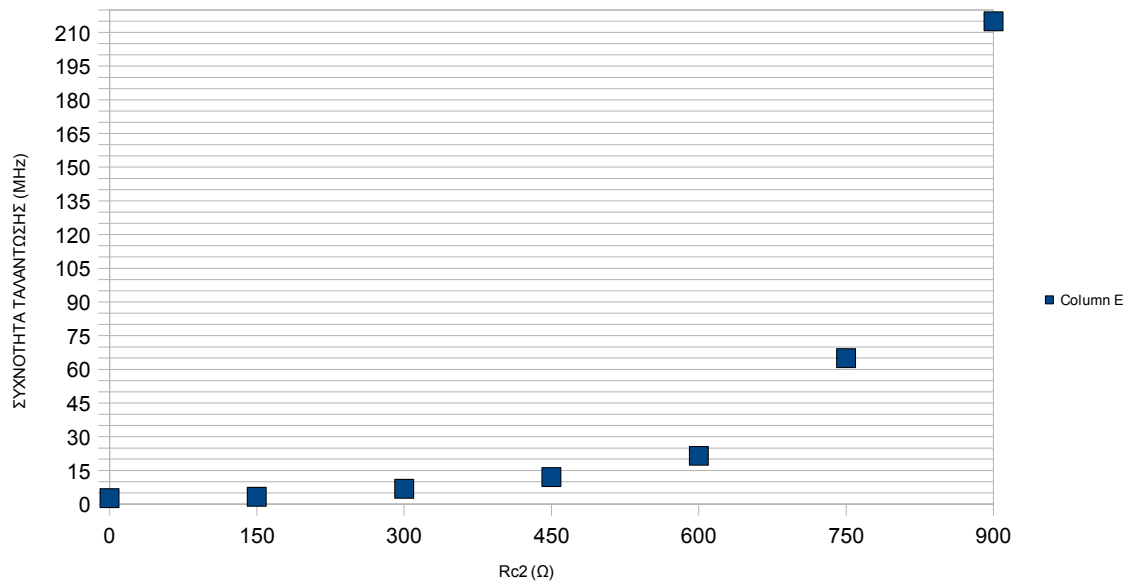


Σχήμα 4.2.1

Όπως και στην περίπτωση του φίλτρου παρατηρούμε τις πηγές τροφοδοσίας και πόλωσης καθώς και την πηγή v_{cvs} στην έξοδο καθώς και εδώ μιλάμε για διαφορικό κύκλωμα. Με τις κατάλληλες αρχικές συνθήκες δίνουμε στο σύστημα τον “ερεθισμό” για να ταλαντώσει και μετράμε την συχνότητα ταλάντωσης για διάφορες τιμές της αντίστασης R_{C2} . Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο επόμενο διάγραμμα. Επίσης στο επόμενο σχήμα φαίνεται η έξοδος της ταλάντωσης για μερικές τιμές.



Σχήμα4.2.2

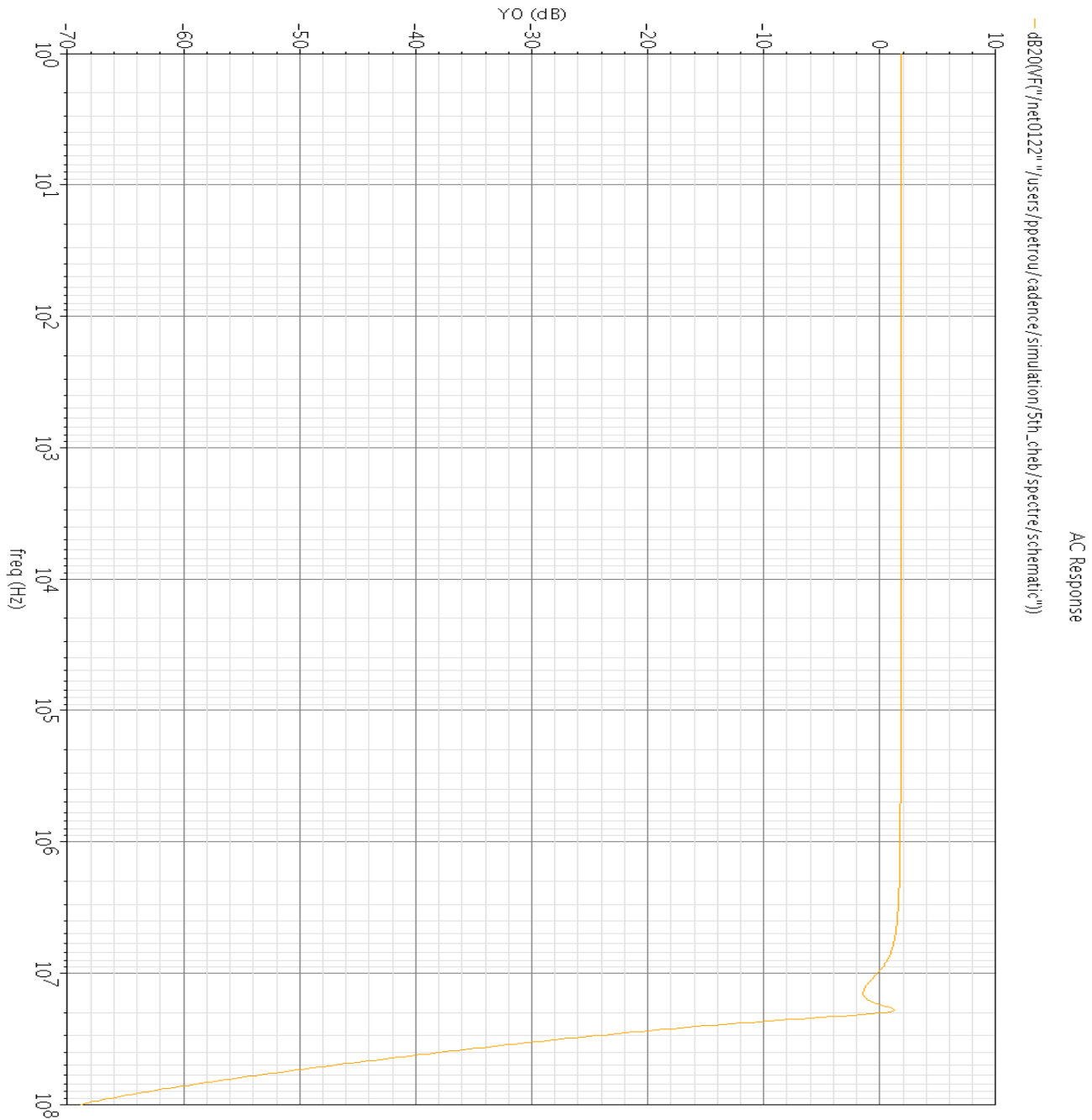


Σχήμα 4.2.3

Στο γράφημα παρατηρούμε ότι η συχνότητα ταλάντωσης αυξάνεται υπεργραμμικά (σχεδόν εκθετικά) με την αύξηση της τιμής της αντίστασης. Η αύξηση γίνεται με σταθερά βήματα των 150Ω για καλύτερη προσέγγιση της συμπεριφοράς του resistor bank.. Από το γράφημα προκύπτει ότι η επιθυμητή συχνότητα ταλάντωσης των 21.5 Mhz προσεγγίζεται βέλτιστα με την τιμή των 600Ω. Αυτή θα είναι και η τιμή αναφοράς για όλες τις μεταβλητές αντιστάσεις του κύριου φίλτρου.

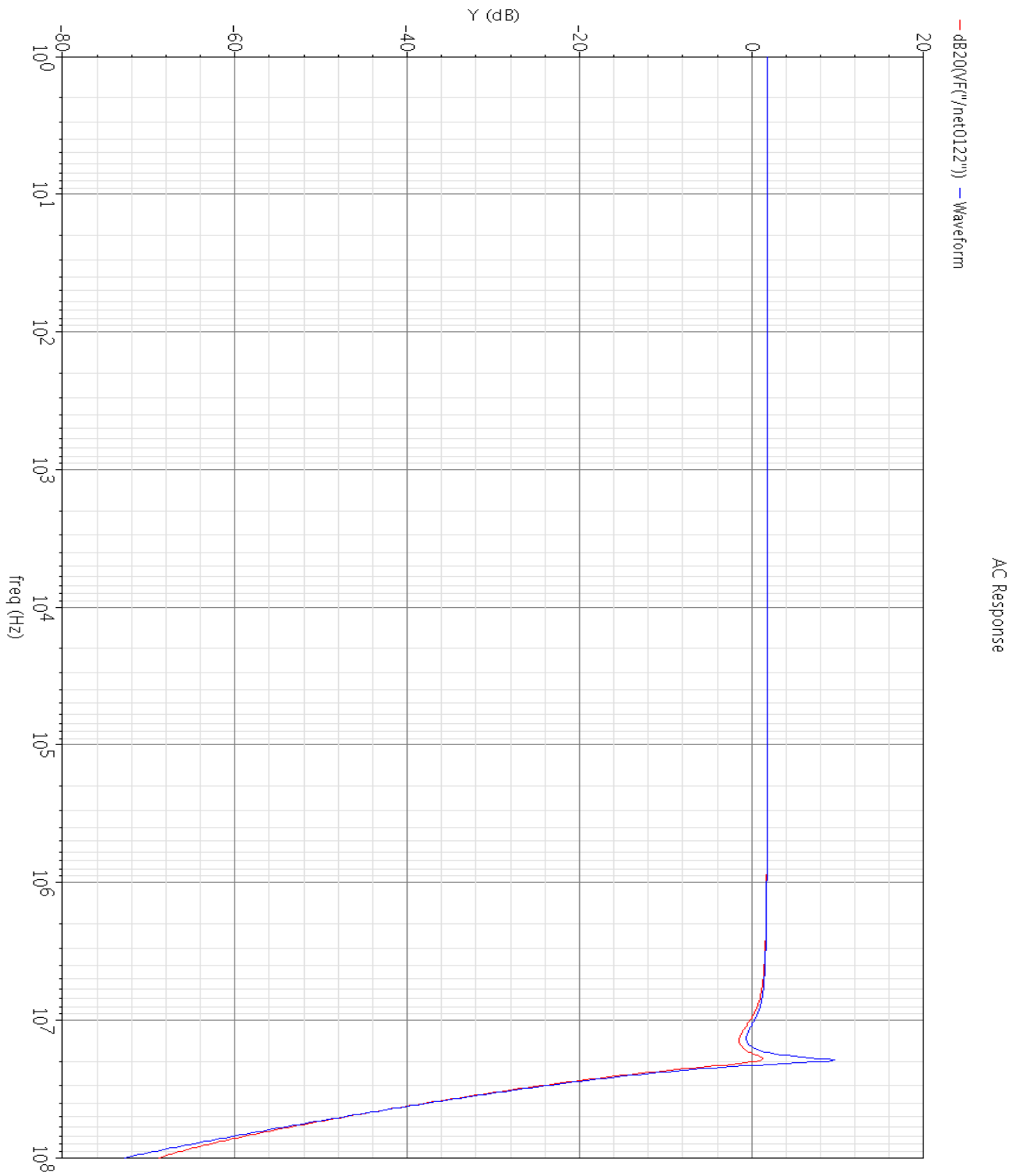
4.3 Τελικές Μετρήσεις του Φίλτρου

Όπως είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο η τιμή της R_{C2} για την οποία έχουμε ιδανική ταλάντωση είναι 600Ω. Από αυτήν την τιμή και τον κανόνα αναλογίας $R_{C1}C_1=R_{C2}C_2=R_{C3}C_3$ υπολογίζονται και οι τιμές των άλλων δύο αντιστάσεων $R_{C1}=714\Omega$ και $R_{C2}=414\Omega$. Περνώντας αυτές τις τιμές στο κύριο φίλτρο και ξανακάνουμε το bode κέρδους. Το αποτέλεσμα είναι το παρακάτω:



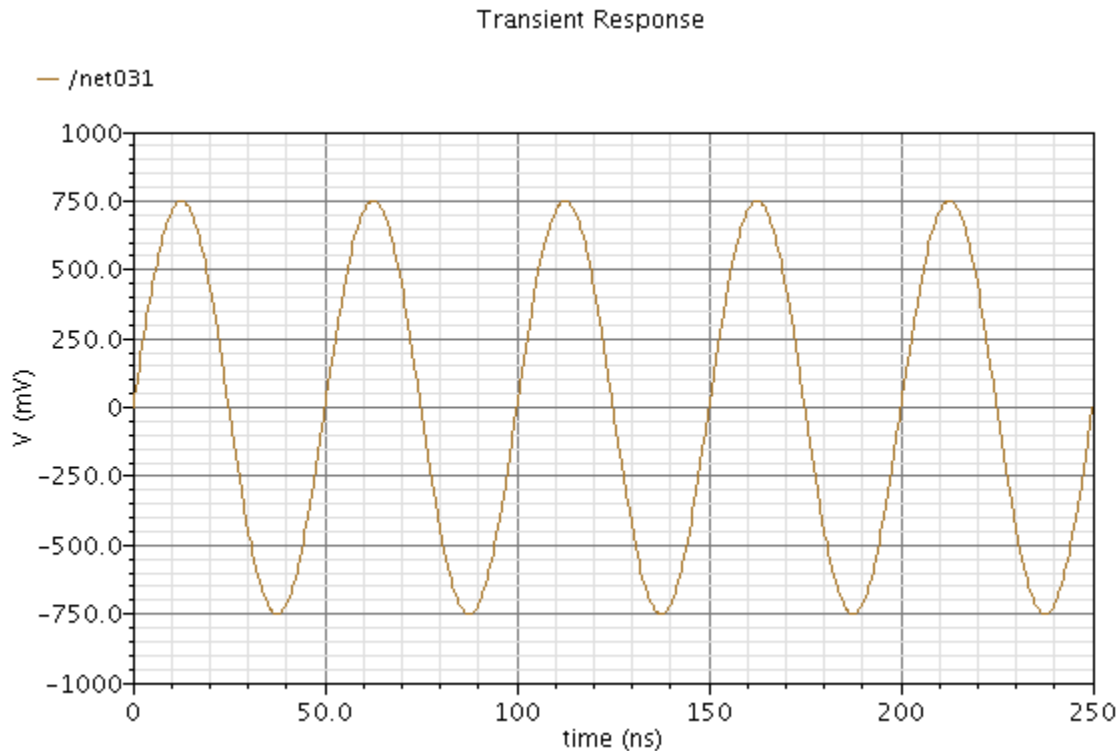
Σχήμα 4.3.1

Βλέπουμε ότι καταφέραμε να φέρουμε το κέρδος στην συχνότητα γονάτου στα 2dB όσο δηλαδή και το in band κέρδος και έχουμε έτσι $Q=0$ dB. Παράλληλα η απόσβεση έχει μειωθεί κατά 5 μόνο dB κάνοντας την τελική συμπεριφορά του φίλτρου ιδιαίτερα ικανοποιητική. Στο επόμενο σχήμα φαίνεται η σύγκριση με την αρχική συνάρτηση μεταφοράς και η βελτίωση είναι εμφανής.



Σχήμα 4.3.2

Στο επόμενο διάγραμμα παρουσιάζεται η απόκριση του φίλτρου στο επίπεδο του χρόνου όταν στην είσοδο του θέσουμε ένα ημίτονο στην συχνότητα γονάτου των 20 MHz και πλάτους 1.2V peak to peak.



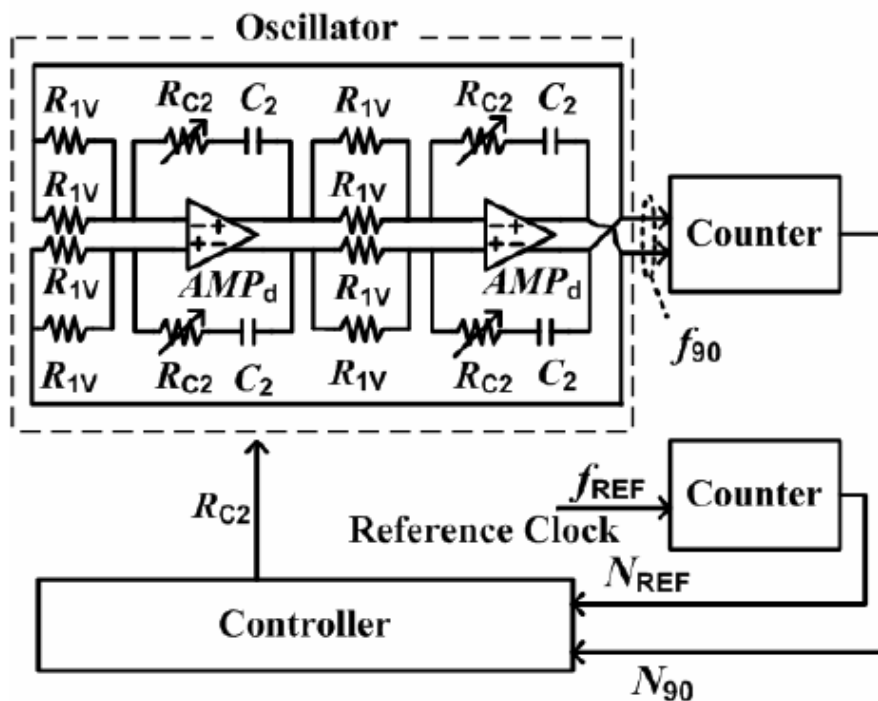
Σχήμα 4.3.3

Το πλάτος στην έξοδο είναι περίπου 1.5V peak to peak λόγω των 2 dB κέρδος που δίνει το φίλτρο σε αυτήν την συχνότητα. Αυτό είναι και το μέγιστο πλάτος γραμμικού κυματισμού στην έξοδο, όσο δηλαδή είναι και το αντίστοιχο του τελεστικού ενισχυτή μας. Στον επόμενο πίνακα δίνουμε συνοπτικά τα τεχνικά χαρακτηριστικά του φίλτρου.

Κατανάλωση Ισχύος	6.75mW
Κέρδος Χαμηλών Συχνοτήτων	2dB
Συχνότητα Αποκοπής	20MHz
Απόσβεση Ζώνης Αποκοπής	36dB/octave
Output Swing	(-0.75V)-(+0.75V)

4.4 Αυτοματοποίηση της διαδικασίας

Όπως αναφέραμε η διαδικασία που κάναμε “χειροκίνητα” στις 2 προηγούμενες παραγράφους στόχο έχει να γίνεται αυτόματα. Η αυτοματοποίηση γίνεται από έναν ελεγκτή που αλλάζει όλες τις δυνατές τιμές της R_{C2} συγκρίνει την συχνότητα της ταλάντωσης με ένα σήμα αναφοράς βρίσκει την βέλτιστη τιμή και με βάση αυτήν την τιμή ελέγχει όλες τις τιμές των αντιστάσεων του κύριου φίλτρου. Ο αλγόριθμος αυτός υπενθυμίζεται στο επόμενο σχήμα όπως το είδαμε και στο δεύτερο κεφάλαιο:



Σχήμα 4.4.1

Αυτή η συνολικά αυτόματη διαδικασία φυσικά δεν παρουσιάζεται σε αυτήν την εργασία αφού κάτι τέτοιο θα απαιτούσε την παραγωγή του κυκλώματος σε chip και την ανάπτυξη του ολοκληρωμένου συστήματος μαζί με έναν ελεγκτή PIC του εμπορίου που να ικανοποιεί τις προδιαγραφές. Εδώ απλά δείχνουμε την αρχή λειτουργίας του συστήματος, αφού το έχουμε μελετήσει πλήρως και έχουμε αποδείξει την λειτουργικότητά του. Θα μπορούσαμε στο περιβάλλον του Cadence να φτιάξουμε έναν “ψευδοελεγκτή”, ένα κουτί δηλαδή που θα προγραμματίζαμε να κάνει την διαδικασία που κάναμε χειροκίνητα. Κάτι τέτοιο όμως δεν θα είχε να μας δώσει κάποιο παραπάνω συμπέρασμα όσον αφορά

την απόδοση του συστήματος πέραν τούτων που έχουμε ήδη εξάγει. Τέτοιες παραπάνω πληροφορίες (όπως την τελική κατανάλωση του συνολικού αυτορυθμιζόμενου συστήματος καθώς και τον χρόνο μέσα στον οποίον επιτυγχάνεται η ρύθμιση) θα είχαμε μόνο με το πραγματικό κύκλωμα στα χέρια μας.

4.5 Συμπεράσματα και Παρατηρήσεις

Δείξαμε λοιπόν πως μπορούμε να σχεδιάσουμε ένα βαθυπερατό φίλτρο ευρέως φάσματος χρησιμοποιώντας έναν τελεστικό ενισχυτή με σχετικά χαμηλό εύρος ζώνης. Υπό κανονικές συνθήκες ένας τέτοιος ενισχυτής προκαλεί αύξηση του κέρδους στην συχνότητα γονάτου (του συντελεστή ποιότητας δηλαδή) όπως είδαμε κατά 8dB τουλάχιστον χειροτερεύοντας σημαντικά την απόδοση του φίλτρου. Ωστόσο με την μέθοδο αντιστάθμισης το φαινόμενο αυτό εξαλείφθηκε πλήρως και ο συντελεστής ποιότητας έπεσε στην ιδανική τιμή των 0dB. Έτσι δείξαμε πως μας δίνεται η δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε έναν ενισχυτή με εύρος ζώνης μέχρι και 8 φορές μικρότερο από όσο θεωρητικά χρειάζεται. Κάτι τέτοιο σημαίνει μείωση της κατανάλωσης κατά περίπου 80-90% δεδομένου ότι το ρεύμα είναι συνήθως ανάλογο του τετραγώνου του εύρος ζώνης κατά προσέγγιση. Βέβαια στην συνολική κατανάλωση πρέπει να συνυπολογίσουμε και την επιπρόσθετη που προέρχεται από το σύστημα αυτόματης ρύθμισης που συμπεριλαμβάνει τον ολοκληρωτή και τον μικροελεγκτή. Βέβαια πρέπει να τονίσουμε ότι ένα τέτοιο σύστημα έχει την δυνατότητα να ελέγχει και να ρυθμίζει ταυτόχρονα περισσότερα από ένα φίλτρα που βρίσκονται στο ίδιο chip εξισορροπώντας έτσι σε μεγάλο βαθμό την πρόσθετη κατανάλωση που μας κοστίζει.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Shoushei Kousai, Mototsugu Hamada, Rui Ito, Tetsuro Itakura “A 19.7 MHz, Fifth-Order Active-RC Chebyshev LPF for Draft IEEE802.11n With Automatic Quality-Factor Tuning Scheme” , IEEE J. Solid State Circuits, vol.42 No.11 November 2007
- [2] Shoushei Kousai, Mototsugu Hamada, Rui Ito, Tetsuro Itakura “ A Novel Quality Factor Tuning Scheme for Active-RC Filters” [33rd European Solid State Circuits Conference, 2007. ESSCIRC](#) 11-13 Sept. 2007 Page(s):496 - 499
- [3] Chris D. Holdenried, Michael W. Lynch, James W. Haslett “Modified CMOS Cherry-Hooper Amplifiers with Source Follower Feedback in 0.35 μ m Technology” [Solid-State Circuits Conference, 2003. ESSCIRC '03. Proceedings of the 29th European](#) 16-18 Sept. 2003 Page(s):553 - 556
- [4] Stevenson, J.-M.; Sanchez-Sinencio, E. “An accurate quality factor tuning scheme for IF and high-Q continuous-time filters” [Solid-State Circuits, IEEE Journal of](#) Volume 33, [Issue 12](#), Dec. 1998 Page(s):1970 - 1978
- [5] Tsividis “Αναλογικά Κυκλώματα VLSI”.
- [6] Behzad Razavi “Design Of Analog CMOS Integrated Circuits”.
- [7] Gray, Hurst, Lewis, Meyer “Analysis And Design Of Analog Integrated Circuits”.
- [8] Steve Winder “Analog And Digital filter Design”.
- [9] Χαράλαμπος Χ. Κυριακόπουλος “Σχεδίαση Ολοκληρωμένου CMOS Φίλτρου Με Την Μέθοδο Leapfrog Σε Τροφοδοσία 1 Volt” Διπλωματική Εργασία, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών ΕΜΠ, Οκτώβριος 2006