

**Design of analog filters for speech signs
processing-**

**Σχεδίαση αναλογικών φίλτρων για την
επεξεργασία σημάτων ομιλίας**

Αθανάσιος Ρούδης

Διπλωματική Εργασία

Επιβλέπουσα: Επικ. Καθηγήτρια Γεωργία Τσιριμώκου

Ιωάννινα, Οκτώβριος, 2025



**ΤΜΗΜΑ ΜΗΧ. Η/Υ & ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΙΩΑΝΝΙΝΩΝ**

**DEPARTMENT OF COMPUTER SCIENCE & ENGINEERING
UNIVERSITY OF IOANNINA**

Ευχαριστίες

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω την επιβλέπουσα επικ. καθηγήτρια κ. Γεωργία Τσιριμώκου για την καθοδήγηση και την βοήθεια της όλους αυτούς τους μήνες , που χωρίς αυτήν η εργασία δεν θα είχε φτάσει σε αυτό το σημείο. Στην συνέχεια θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια και τους φίλους μου, που με στήριξαν και έδειξαν κατανόηση όλο αυτό το διάστημα .

Ιωάννινα , Οκτώβριος 2025

Αθανάσιος Ρούδης

Περίληψη

Η επεξεργασία σήματος ομιλίας αποτελεί βασικό πεδίο της αναλογικής και ψηφιακής επεξεργασίας σήματος. Η παρούσα διπλωματική εργασία επικεντρώνεται στη σχεδίαση και υλοποίηση αναλογικών φίλτρων για την επεξεργασία σημάτων ομιλίας, με έμφαση στον εντοπισμό των συχνοτήτων Formant που χαρακτηρίζουν τα φωνήεντα της ανθρώπινης φωνής. Τα φίλτρα αυτά αποσκοπούν στο να μιμηθούν το φωνητικό σύστημα του ανθρώπου, το οποίο φιλτράρει τα σήματα της γλωττιδικής πηγής μέσω των αντηχήσεων του φωνητικού σωλήνα.

Για την αναγνώριση των βασικών συχνοτήτων (F_1, F_2, F_3), σχεδιάστηκαν φίλτρα δεύτερης τάξης με χρήση τελεστικών ενισχυτών (OpAmps) που κατασκευάστηκαν με την τεχνολογία UMC CMOS των 90 nm. Υλοποιήθηκαν δύο τοπολογίες: η Follow the Leader Feedback (FLF) και η Sallen-Key, οι οποίες προσομοιώθηκαν για τα φωνήεντα "AA" και "ER". Η παραμετροποίηση των φίλτρων έγινε με χρήση MATLAB, όπου υπολογίστηκαν οι τιμές των παθητικών στοιχείων (αντιστάσεις, πυκνωτές), ώστε να επιτευχθούν οι επιθυμητές peak συχνότητες.

Επιπλέον, η εργασία περιλαμβάνει το σχεδιασμό ενός λειτουργικού τελεστικού ενισχυτή από την αρχή, με ανάλυση μικρού και μεγάλου σήματος, υλοποίηση καθρέφτη ρεύματος και αντιστάθμιση συχνότητας για σταθερότητα. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων επιβεβαιώνουν τη θεωρητική προσέγγιση και καταδεικνύουν την πρακτική δυνατότητα κατασκευής ενός αναλογικού συστήματος χαμηλής κατανάλωσης, ικανού να αναλύει φωνητικά σήματα με ακρίβεια.

Η εργασία αυτή προσφέρει μία ολοκληρωμένη μεθοδολογία για την υλοποίηση Formant filters και μπορεί να αποτελέσει τη βάση για μελλοντικές εφαρμογές σε φωνητική συνθετική, αναγνώριση ομιλίας και συστήματα επεξεργασίας σήματος ομιλίας.

Λέξεις Κλειδιά: Επεξεργασία σήματος ομιλίας, Τελεστικός ενισχυτής, Βαθυπερατό φίλτρο, Κέρδος, απόκριση συχνότητας, συχνότητα αποκοπής, Follow the Leader Feedback, Sallen Key second order low pass filter, Formant Filters, CMOS, αντιστάσεις, πυκνωτές, resonators, καθρέφτης ρεύματος, αντιστάθμιση συχνότητας.

Abstract

Speech signal processing is a fundamental field of analog and digital signal processing. This thesis focuses on the design and implementation of analog filters for speech signal processing, with an emphasis on identifying the formant frequencies that characterize the vowels of the human voice. These filters aim to mimic the human vocal system, which filters the signals from the glottal source through the resonances of the vocal tract.

To identify the fundamental frequencies (F_1, F_2, F_3), second-order filters were designed using operational amplifiers (OpAmps) manufactured with the technology UMC CMOS 90 nm. Two topologies were implemented: Follow the Leader Feedback (FLF) and Sallen-Key, which were simulated for the vowels "AA" and "ER." The filters were parameterized using MATLAB, where the values of the passive components (resistors, capacitors) were calculated in order to achieve the desired peak frequencies.

In addition, the thesis includes the design of a functional operational amplifier from scratch, with small and large signal analysis, current mirror implementation, and frequency compensation for stability. The simulation results confirm the theoretical approach and demonstrate the practical feasibility of constructing a low-power analog system capable of accurately analyzing speech signals.

This work offers a comprehensive methodology for the implementation of formant filters and can serve as a basis for future applications in speech synthesis, speech recognition, and speech signal processing systems.

Keywords: Speech signal processing, Operational amplifier, Low pass filter, Gain, frequency response, cutoff frequency, Follow the Leader Feedback, Sallen Key second order low pass filter, Formant Filters, CMOS, resistors, capacitors, resonators, current mirror, frequency compensation.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή.....	1
1.1 Βασικές αρχές επεξεργασίας σήματος ομιλίας.....	1
1.2 Στόχοι της διπλωματικής εργασίας.....	2
1.3 Επισκόπηση της διπλωματικής εργασίας.....	2
Κεφάλαιο 2. Τοπολογίες φίλτρων πολλαπλής ανάδρασης με χρήση Τελεστικών Ενισχυτών 3	
2.1 Εισαγωγή.....	3
2.2 Τοπολογίες Follow the Leader Feedback (FLF)	3
2.3 Βασικές τοπολογίες που χρησιμοποιούν τελεστικό ενισχυτή (OpAmp)	5
2.3.1 Χαμηλοπερατό και Υψηλοπερατό φίλτρο πρώτης τάξης.....	5
2.3.2 Αναστρέφουσα τοπολογία και Μη αναστρέφουσα τοπολογία με OpAmp	8
2.3.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	9
2.4 Τοπολογίες φίλτρων 2ης τάξης που χρησιμοποιούν OpAmps.....	14
2.4.1 Φίλτρα 2ης τάξης.....	14
2.4.2 Χρήση της τοπολογίας Sallen-Key 2ης τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου ως resonator.....	16
2.4.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	17
Κεφάλαιο 3. Φίλτρα Formant.....	24
3.1 Εισαγωγή.....	24
3.2 Φίλτρα Formant που χρησιμοποιούν 2ης χαμηλοπερατό φίλτρο ως resonators	24
3.3 Χαρακτηριστικά των φίλτρων για ορισμένα τυπικά φωνήεντα - αποτελέσματα MATLAB.....	25
Κεφάλαιο 4. Σχεδίαση resonators χρησιμοποιώντας OpAmps	28
4.1 Εισαγωγή.....	28
4.2 Η υλοποίηση MOS του OpAmp.....	29
4.2.1 Πόλωση στον κορεσμό.....	29
4.2.2 Ανάλυση μικρού σήματος.....	30
4.2.3 Ανάλυση μεγάλου σήματος.....	32
4.2.4 Αντιστάθμιση	33

4.2.5	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	35
4.3	Σχεδιασμός φίλτρων Formant χρησιμοποιώντας OpAmps	41
4.3.1	Τοπολογία <i>FLF</i>	41
4.3.2	Τοπολογία <i>Sallen-key</i>	43
4.3.3	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	44
Κεφάλαιο 5.	Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία	52
5.1	Συμπεράσματα.....	52
5.2	Προτάσεις για μελλοντική εργασία	52
Βιβλιογραφία.....		54
Παράρτημα (κώδικες Matlab)		55

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

1.1 Βασικές αρχές επεξεργασίας σήματος ομιλίας

Η επεξεργασία σήματος ομιλίας είναι ένας από τους βασικούς τομείς, της αναλογικής αλλά και της ψηφιακής επεξεργασία σήματος ήχου. Με τα αποτελέσματα της να έχουν εφαρμογή σε ποικίλους τομείς και επιστημονικά πεδία.

Η ανθρώπινη φωνή αποτελείται από βασικά χαρακτηριστικά τα φωνήεντα και τα σύμφωνα. Τα φωνήεντα επειδή έχουν μικρότερες συχνότητες από σύμφωνα, άρα είναι πιο εύκολο να τα εντοπίσουμε σε ένα σήμα ομιλίας.

Η παραγωγή των φωνηέντων από το ανθρώπινο σώμα γίνεται σε δυο στάδια :

α) το στάδιο της πηγής, που δημιουργείται από τις φωνητικές χορδές που βρίσκονται στο τμήμα του λάρυγγα που ονομάζεται γλωττίδα. Όταν ο αέρας από τους πνεύμονες περνάει από μια κλειστή γλωττίδα, προκαλεί δόνηση στις φωνητικές χορδές, δημιουργώντας το κύμα της γλωττιδικής πηγής.

β) το στάδιο του φίλτρου, που δημιουργείται από τον φωνητικό σωλήνα, μέσω του οποίου περνά το γλωττιδικό κύμα. Οι διάφοροι φωνητικοί ήχοι της ομιλίας παράγονται με τη διέλευση του γλωττιδικού κύματος πηγής μέσω κατάλληλων resonators που υλοποιούνται από τον φωνητικό σωλήνα.

Ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά των φωνηέντων είναι το Formant, το οποίο είναι ένα φασματικό μέγιστο που προκύπτει από τον ακουστικό συντονισμό στον ανθρώπινο φωνητικό σωλήνα. Τα φίλτρα στη σύνθεση ομιλίας χρησιμοποιούνται για να μιμηθούν το φιλτράρισμα που πραγματοποιείται από το φωνητικό σύστημα και ονομάζονται φίλτρα formant. Συνήθως, κάθε φωνήεν καθορίζεται από τρία formant, που ονομάζονται F_1 , F_2 και F_3 και τα σχετικά εύρη ζώνης BW_1 , BW_2 και BW_3 , αντίστοιχα. Κάθε ένα από τα formant μπορεί να μοντελοποιηθεί από ένα φίλτρο δεύτερης τάξης (biquad), το οποίο θα λειτουργεί ως resonator [\[1\]](#).

1.2 Στόχοι της διπλωματικής εργασίας

Ο κύριος σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας, είναι η δημιουργία ενός φίλτρου , που θα προσομοιώνει την λειτουργία του γλωττιδικού σωλήνα. Ο στόχος αυτού του φίλτρου είναι να εντοπίζει τα τρία formant από ένα φωνήεν. Ως ενεργό κυκλωματικό στοιχείο χρησιμοποιήθηκε ένας τελεστικός ενισχυτής (OpAmp). Άρα ακόμη ένας στόχος είναι η δημιουργία και σωστή λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή .

1.3 Επισκόπηση της διπλωματικής εργασίας

Η δομή της διπλωματικής είναι η εξής:

Κεφάλαιο 2: Τοπολογίες φίλτρων πολλαπλής ανάδρασης με χρήση Τελεστικών Ενισχυτών

Αυτό το κεφάλαιο εισάγει την έννοια των τοπολογιών Follow the Leader Feedback (FLF) , την λειτουργία τους αλλά και τις εξισώσεις από τις οποίες προκύπτουν. Ακόμη γίνονται δοκιμές με διάφορες βασικές τοπολογίες ενισχυτών, καθώς και φίλτρα 1^{ης} και 2^{ης} τάξης, ώστε να βεβαιωθούμε ότι ο τελεστικός ενισχυτής που δημιουργήσαμε λειτουργεί ορθά.

Κεφάλαιο 3: Φίλτρα Formant

Αυτό το κεφάλαιο εστιάζει στην έννοια των φίλτρων formant και την επίδραση τους στην επεξεργασία σήματος ομιλίας. Επίσης με την χρήση του MATLAB υπολογίζονται οι τιμές των αντιστάσεων και των πυκνωτών που χρειαζόμαστε για τα φίλτρα.

Κεφάλαιο 4: Σχεδίαση resonators χρησιμοποιώντας τελεστικούς ενισχυτές

Αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζει την MOS υλοποίηση του τελεστικού ενισχυτή με την χρήση της τεχνολογίας CMOS των 90 nm της UMC. Την λειτουργία του στην ανάλυση μικρού και μεγάλου σήματος, αλλά παρουσιάζεται και ο λόγος που χρειάστηκε να γίνει αντιστάθμιση. Τέλος γίνεται η υλοποίηση των τοπολογιών FLF και Sallen-Key.

Κεφάλαιο 5: Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία

Η διπλωματική εργασία καταλήγει στα συμπεράσματα της έρευνας και παρατίθενται ιδέες για μελλοντικές επεκτάσεις.

Κεφάλαιο 2. Τοπολογίες φίλτρων

πολλαπλής

ανάδρασης με

χρήση Τελεστικών

Ενισχυτών

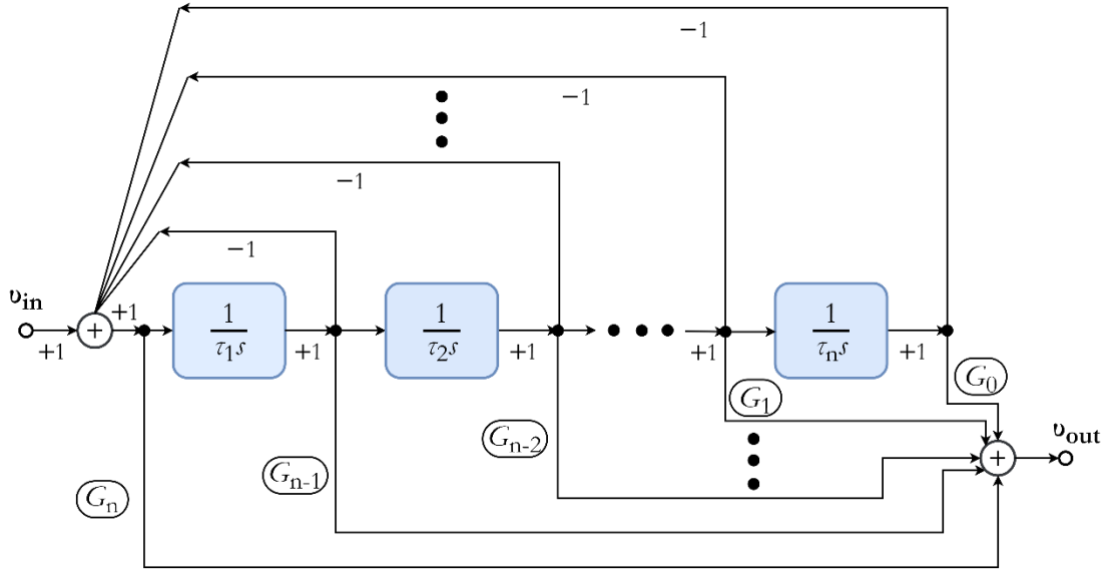
2.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα μελετήσουμε τα φίλτρα Follow the Leader Feedback (FLF). Το πως λειτουργούν και από ποια στοιχεία αποτελούνται. Ακόμη θα μελετηθεί η λειτουργία ενός τελεστικού ενισχυτή με κάποιες βασικές τοπολογίες, που είναι η βασική δομή που επιλέχθηκε για την υλοποίηση του FLF, σε συνδυασμό με αντιστάσεις και πυκνωτές.

2.2 Τοπολογίες Follow the Leader Feedback (FLF)

Οι τοπολογίες Follow the Lead Feedback (FLF) είναι μια μορφή σχεδίασης ενεργών φίλτρων, η οποία βασίζεται στην αρχή της αρνητικής ανάδρασης. Πιο αναλυτικά, η έξοδος ενός <<Leader>> καθοδηγεί το επόμενο στάδιο <<Follower>> και ταυτόχρονα

τροφοδοτείται από αυτό μέσω της αρνητικής ανάδρασης, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.1.



Εικόνα 2.1: Φίλτρο FLF νιοστής τάξης

Αν επικεντρωθούμε σε συναρτήσεις όλων των πόλων, το διάγραμμα μπλοκ FLF μπορεί να πάρει την πρακτική μορφή, στην οποία ένας τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται για να εκτελέσει το άθροισμα των τάσεων ανάδρασης, υποθέτοντας ότι δεν υπάρχει αντιστροφή πρόσημου σε κάθε μπλοκ τ_i , $i = 1, 2, \dots, n$. Οι διαφορετικές βαθμίδες τ_i , $i = 1, 2, \dots, n$ και η ανατροφοδότηση από τη βαθμίδα τ_1 μπορούν να χρησιμοποιηθούν επωφελώς ως πρόσθετοι βαθμοί ελευθερίας για τη βελτίωση της ευαισθησίας του κυκλώματος FLF [4].

Η συνάρτηση μεταφοράς του FLF είναι :

Η γενική εξίσωση :

$$H(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + b_{n-2} s^{n-2} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (1)$$

Η εξίσωση σχεδίασης :

$$H(s) = \frac{G_n s^n + \frac{G_{n-1}}{\tau_1} s^{n-1} + \frac{G_{n-2}}{\tau_1 \tau_2} s^{n-2} + \dots + \frac{G_1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1}} s + \frac{G_0}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1} \tau_n}}{s^n + \frac{1}{\tau_1} s^{n-1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s^{n-2} + \dots + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1}} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1} \tau_n}} \quad (2)$$

Όπου :

$$G_j = \frac{a_j}{b_j}, \mu \in (j = 0, \dots, n)$$

$$\text{και } \tau_i = \frac{b_{n-i+1}}{b_{n-i}}, \mu \in (i = 1, \dots, n)$$

Το κέρδος του φίλτρου πρέπει να κατανέμεται κατάλληλα μεταξύ των κλιμακωτών βαθμίδων τ_i έτσι ώστε η μέγιστη τάση που εμφανίζεται στην έξοδο κάθε βαθμίδας να είναι η ίδια σε όλες τις βαθμίδες.

2.3 Βασικές τοπολογίες που χρησιμοποιούν τελεστικό ενισχυτή (OpAmp)

2.3.1 Χαμηλοπερατό και Υψηλοπερατό φίλτρο πρώτης τάξης

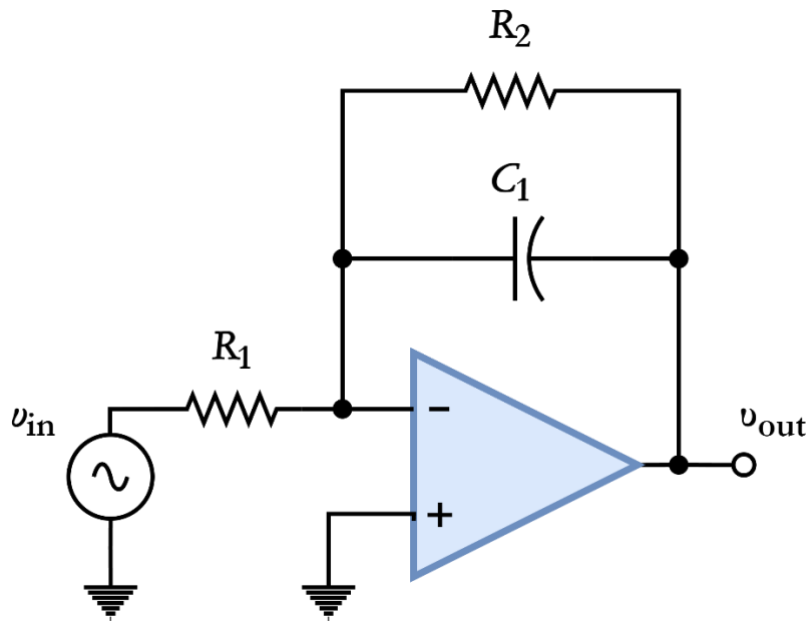
Σε αυτή την ενότητα θα μελετήσουμε τα ενεργά φίλτρα πρώτης τάξης, τα οποία σχηματίζονται χρησιμοποιώντας έναν τελεστικό ενισχυτή, αντιστάσεις και πυκνωτές. Η γενική μορφή της πρωτοβάθμιας συνάρτησης μεταφοράς είναι :

$$T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0} \quad (3)$$

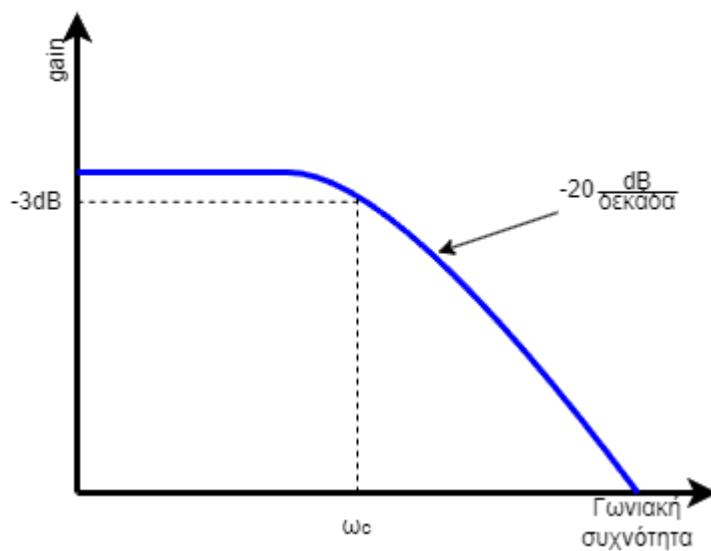
. Οι συντελεστές a_0 και a_1 καθορίζουν τον τύπο του φίλτρου (βαθυπερατό, υψηλοπερατό κτλ.). Είναι εμφανές ότι θέτοντας το κέρδος σε μία τιμή, μπορούμε να μεταβάλλουμε τις τιμές της συνάρτησης μεταφοράς, απλά αλλάζοντας τις τιμές των παθητικών στοιχείων. Αυτό είναι ένα προτέρημα των ενεργών φίλτρων σε σχέση με τα παθητικά [\[8\]](#).

2.3.1.1 Χαμηλοπερατό φίλτρο πρώτης τάξης

Η πρώτη περίπτωση πρώτης τάξης είναι το βαθυπερατό ή χαμηλοπερατό φίλτρο. Για να σχηματίσουμε το φίλτρο ακολουθούμε τις παρακάτω ενέργειες. Αρχικά συνδέουμε την R_1 , με την πηγή εναλλασσόμενης τάσης και τον αρνητικό ακροδέκτη του ενισχυτή. Έπειτα συνδέουμε παράλληλα τον πυκνωτή και την R_2 μεταξύ τους, και στην συνέχεια το ένα άκρο στον αρνητικό ακροδέκτη και το άλλο στον ακροδέκτη εξόδου. Τέλος όπως φαίνεται και στην Εικόνα 2.2.a συνδέουμε τον θετικό ακροδέκτη στην γείωση.



a)



b)

Εικόνα 2.2 α) Τοπολογία χαμηλοπερατού φίλτρου πρώτης τάξης, β) διάγραμμα Bode κέρδους

Επειδή έχουμε αρνητική ανάδραση το κέρδος κλειστού βρόγχου θα προκύπτει από τον τύπο : $A = -\frac{R_2}{R_1}$. Αρά η συνάρτηση μεταφοράς (Εξίσωση 3) θα πρέπει να τροποποιηθεί κατάλληλα, οπότε θα πάρει την μορφή :

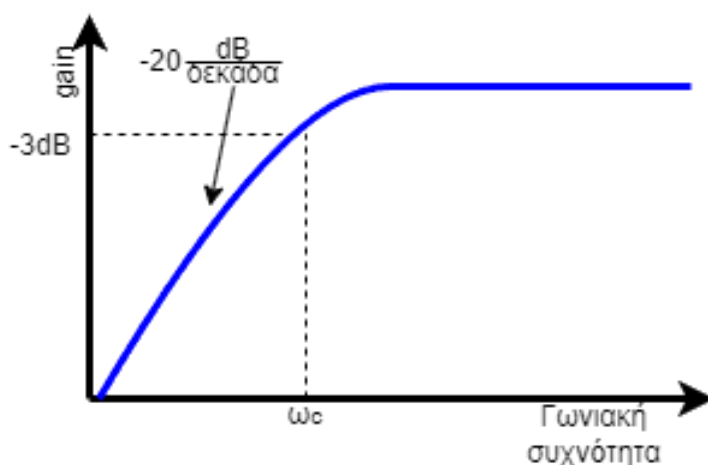
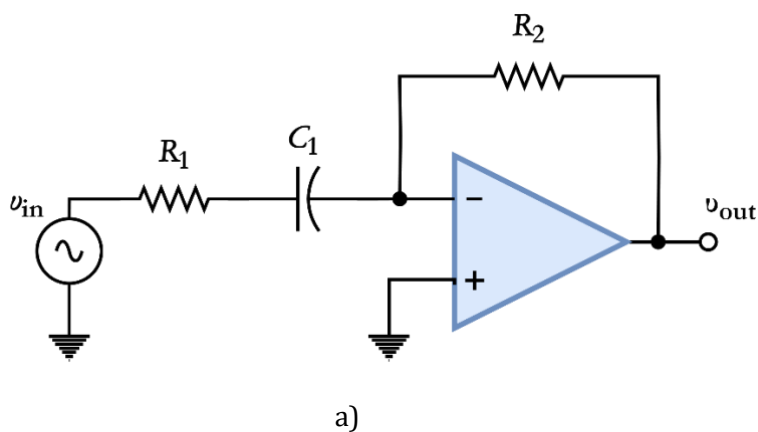
$$T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0} \quad (4)$$

Όπου $a_0 = \frac{R_2}{R_1}$ και $\omega_0 = \frac{1}{R_2 \cdot C}$. Το ω_0 ονομάζεται συχνότητα αποκοπής και καθορίζει το πότε το κέρδος σταματάει να είναι σταθερό (Εικόνα 2.2.β) και ξεκινάει να μειώνεται με

κλίση $-20 \frac{dB}{\text{δεκάδα}}$. Αυτή η συχνότητα συναντάται στα -3 dB από το σταθερό κέρδος του ενισχυτή.

2.3.1.2 Υψιπερατό φίλτρο πρώτης τάξης

Η δεύτερη περίπτωση πρώτης τάξης είναι το υψιπερατό φίλτρο. Για σχηματίσουμε το φίλτρο ακολουθούμε τις ενέργειες που φαίνονται στην Εικόνα 2.3.α. Αρχικά συνδέουμε σε σειρά τον πυκνωτή και την R_2 , τα άκρα της εν σειρά σύνδεσης τα ενώνουμε με τον αρνητικό ακροδέκτη και τον ακροδέκτη εξόδου. Τέλος συνδέουμε τον θετικό ακροδέκτη στην γείωση. Άρα σχηματίζει αρνητική ανάδραση, οπότε το κέρδος κλειστού βρόγχου θα είναι : $A = -\frac{R_2}{R_1}$.



Εικόνα 2.3 α) Τοπολογία υψιπερατού φίλτρου πρώτης τάξης ,b)διάγραμμα Bode κέρδους

Οπότε λόγω των παραπάνω, η Εξίσωση (3) παίρνει την μορφή :

$$T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0} \quad (5)$$

Όπου $\alpha_1 = CR_2$ και $\omega_0 = \frac{1}{R_1 \cdot C}$. Το ω_0 (συχνότητα αποκοπής) καθορίζει πότε το κέρδος σταματάει να αυξάνεται με κλίση $20 \frac{dB}{δεκάδα}$ (Εικόνα 2.3.b) και ξεκινάει να είναι σταθερό. Αυτή η συχνότητα συναντάται στα $-3 dB$ από το σταθερό κέρδος του ενισχυτή.

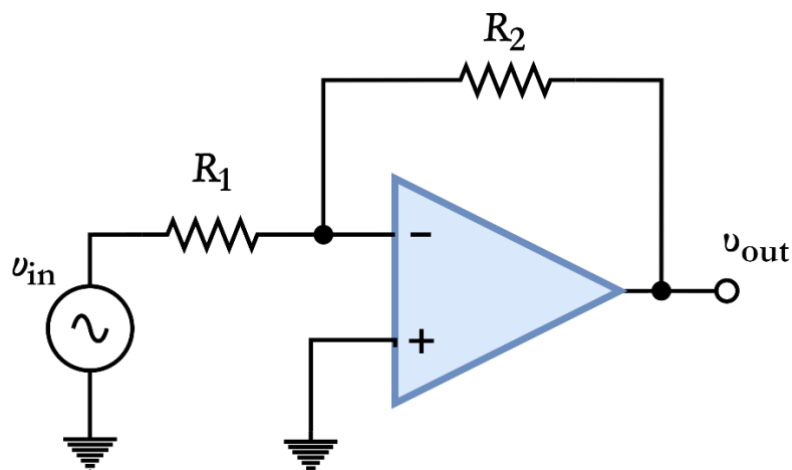
2.3.2 Αναστρέφουσα τοπολογία και Μη αναστρέφουσα τοπολογία με OpAmp

2.3.2.1 Αναστρέφουσα τοπολογία με OpAmp

Σε αυτή την ενότητα θα μελετήσουμε την αναστρέφουσα συνδεσμολογία ενός τελεστικού ενισχυτή. Αυτή η τοπολογία αποτελείται από έναν τελεστικό ενισχυτή και τις αντιστάσεις R_1 και R_2 . Η R_2 συνδέεται από αρνητικό ακροδέκτη εισόδου του ενισχυτή, στον ακροδέκτη εξόδου. Η R_1 συνδέει μια πηγή τάσης με τον αρνητικό ακροδέκτη. Η σύνθετη αντίσταση στον ακροδέκτη εξόδου ιδανικά είναι ίση με μηδέν. Επίσης τον θετικό ακροδέκτη τον έχουμε συνδέσει με την γείωση. Έτσι έχουμε αρνητική ανάδραση, δηλαδή με πιο απλά λόγια το σήμα της εισόδου αντιστρέφεται στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή. Το κέρδος κλειστού βρόγχου σε αυτή την περίπτωση θα είναι :

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$

Το οποίο είναι ανεξάρτητο από αυτό του τελεστικού ενισχυτή και μπορούμε να το διαμορφώσουμε αλλάζοντας τις αντιστάσεις.

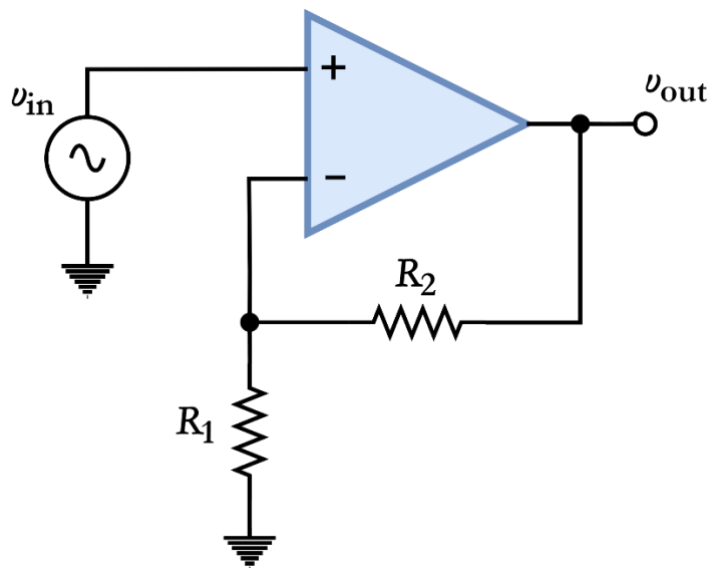


Εικόνα 2.4 Τοπολογία inverter

2.3.2.2 Μη αναστρέφουσα τοπολογία με OpAmp

Σε αυτή την ενότητα θα μελετήσουμε την μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία ενός τελεστικού ενισχυτή. Αυτή η τοπολογία αποτελείται από έναν τελεστικό ενισχυτή και τις αντιστάσεις R_1 και R_2 . Η R_2 συνδέεται από αρνητικό ακροδέκτη εισόδου του ενισχυτή, στον ακροδέκτη εξόδου. Η R_1 συνδέει την γείωση με τον αρνητικό ακροδέκτη. Η σύνθετη αντίσταση στον ακροδέκτη εξόδου ιδανικά είναι ίση με μηδέν. Επίσης τον θετικό ακροδέκτη τον έχουμε συνδέσει με μια πηγή τάσης. Σε αυτή την περίπτωση το σήμα εξόδου είναι το ίδιο με αυτό της εισόδου. Το κέρδος κλειστού βρόγχου σε αυτή την περίπτωση θα είναι :

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

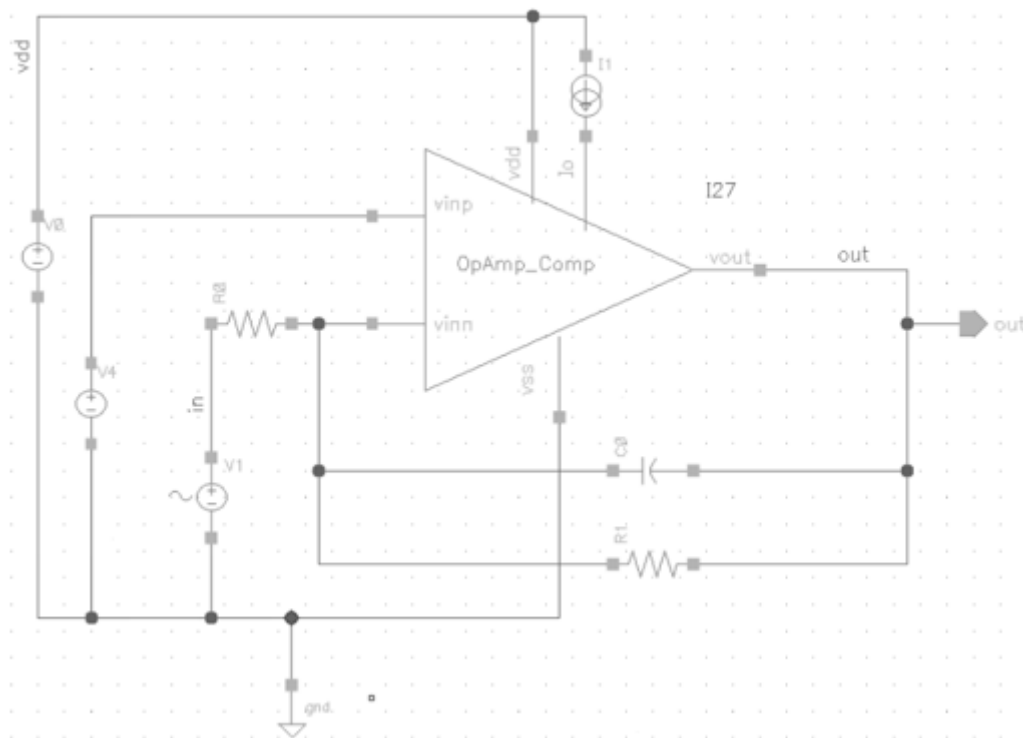


Εικόνα 2.5 Τοπολογία non-inverter

2.3.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης

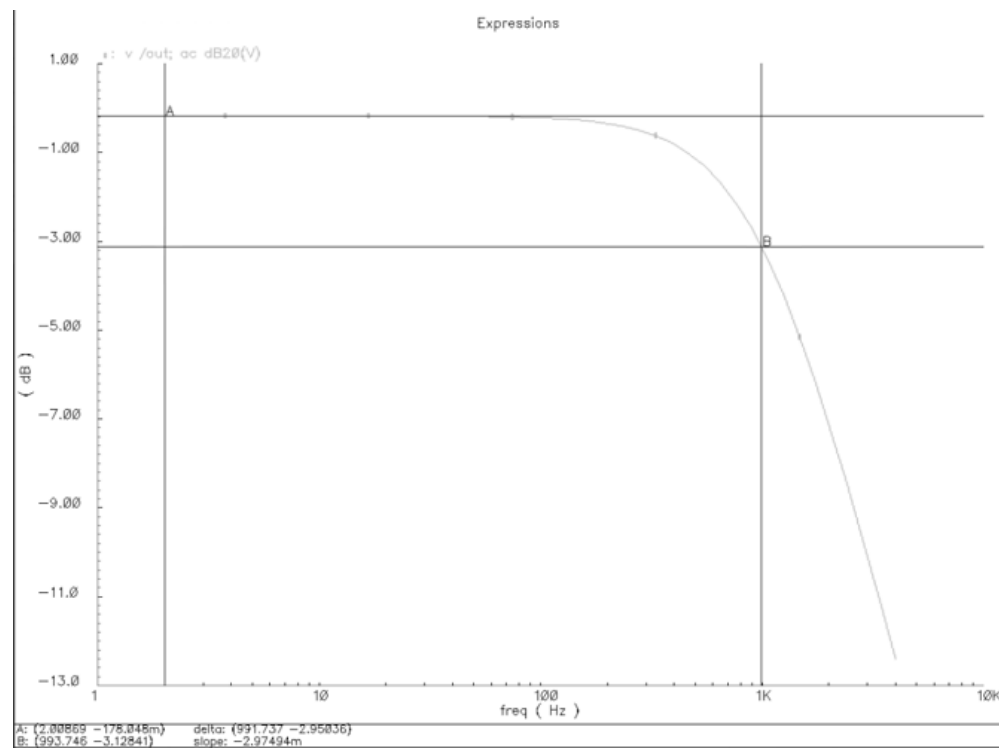
2.3.3.1 Αποτελέσματα φίλτρων πρώτης τάξης

Αρχικά φτιάξαμε ένα σχηματικό για το χαμηλοπερατό φίλτρο, στο οποίο υλοποιήσαμε το κύκλωμα που περιγράφεται στην Ενότητα 2.3.1.1. Στις αντιστάσεις R_1 και R_2 δώσαμε την τιμή των $600\text{ k}\Omega$, στον πυκνωτή 256 pF . Η πηγή εναλλασσόμενης τάσης που είναι συνδεδεμένη η R_1 έχει τα εξής χαρακτηριστικά : DC τιμή 1.65 V , AC magnitude 1 V και πλάτος 10 mV . Σε αυτή και όλες τις παρακάτω περιπτώσεις η τάση V_{dd} θα έχει την τιμή 3.3 Volt , η V_{ss} θα είναι συνδεδεμένη στην γείωση και το ρεύμα πόλωσης θα έχει την τιμή $100\text{ }\mu\text{A}$. Συνεπώς μας προκύπτει το σχηματικό της Εικόνας 2.6 .



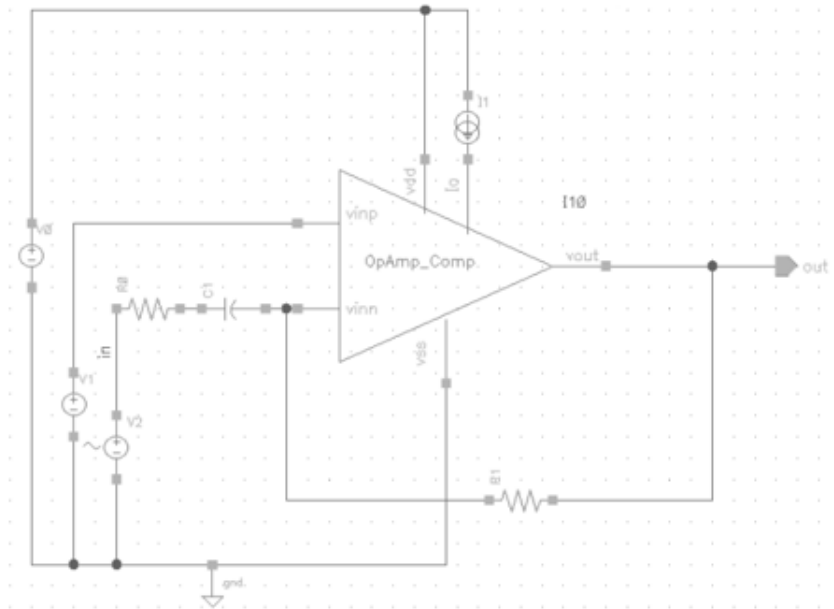
Εικόνα 2.6 Σχηματικό χαμηλοπερατού φίλτρου πρώτης τάξης

Για την προσομοίωση του κυκλώματος χρησιμοποιήσαμε AC analysis , η συχνότητα ξεκινάει από την τιμή 1Hz και φτάνει μέχρι τα 4 KHz. Οπότε παίρνουμε το διάγραμμα της Εικόνας 2.7.



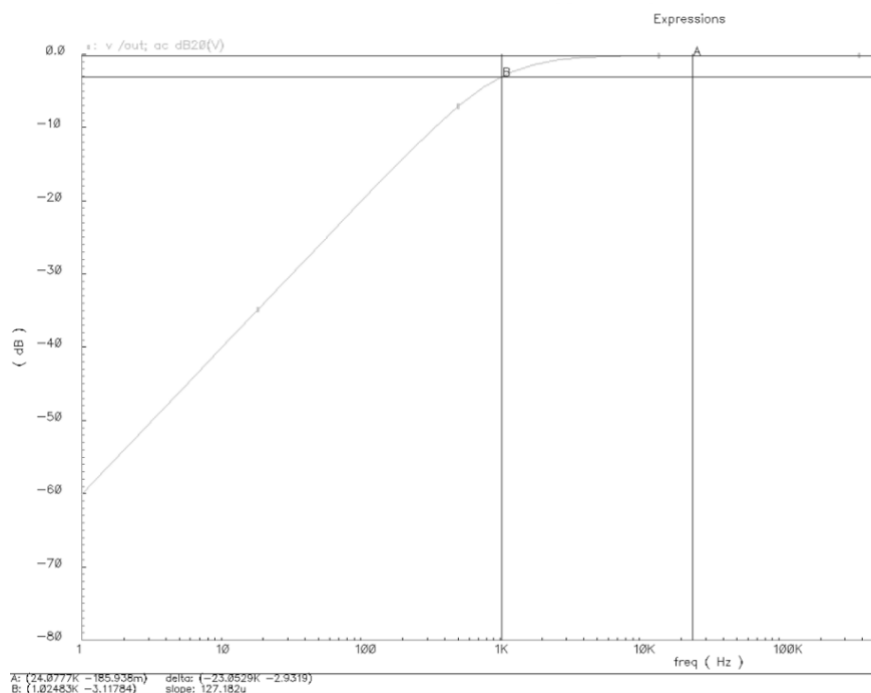
Εικόνα 2.7 Απόκριση συχνότητας χαμηλοπερατού φίλτρου πρώτης τάξης

Από την οποία βλέπουμε ξεκάθαρα ότι το κέρδος έχει τιμή κοντά στα 0 dB και η συχνότητα αποκοπής έχει τιμή 993.7 Hz , και τα δύο αποτελέσματα είναι αναμενόμενα από την θεωρία. Για το υψιπερατό χρησιμοποιήσαμε τις ίδιες τιμές και μας προέκυψε το σχηματικό της Εικόνας 2.8.



Εικόνα 2.8 Σχηματικό υψιπερατού φίλτρου πρώτης τάξης

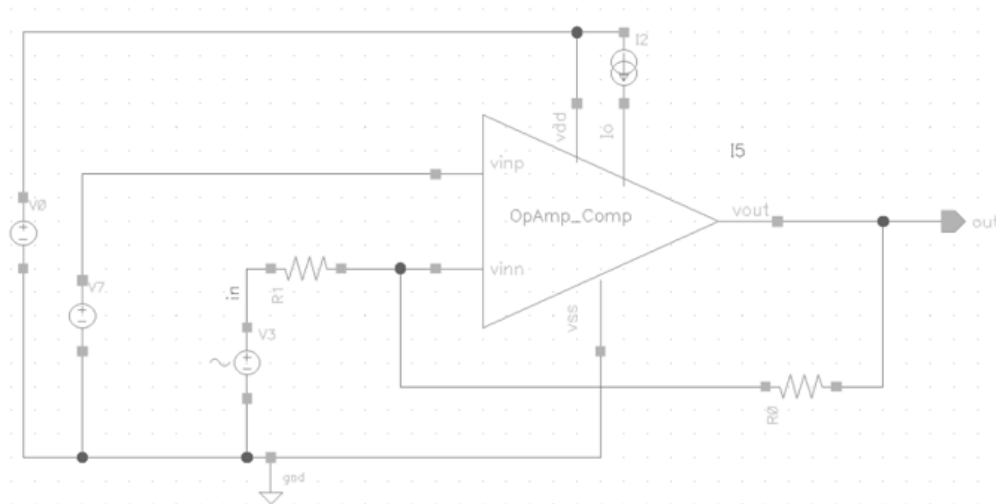
Για την προσομοίωση χρησιμοποιήσαμε και πάλι *AC analysis* και μας προέκυψε το διάγραμμα της Εικόνας 2.9. Και σε αυτή την περίπτωση τα αποτελέσματα είναι αναμενόμενα από την θεωρία και η συχνότητα αποκοπής έχει την τιμή 1.02 kHz .



Εικόνα 2.9 Απόκριση συχνότητας υψιπερατού φίλτρου πρώτης τάξης

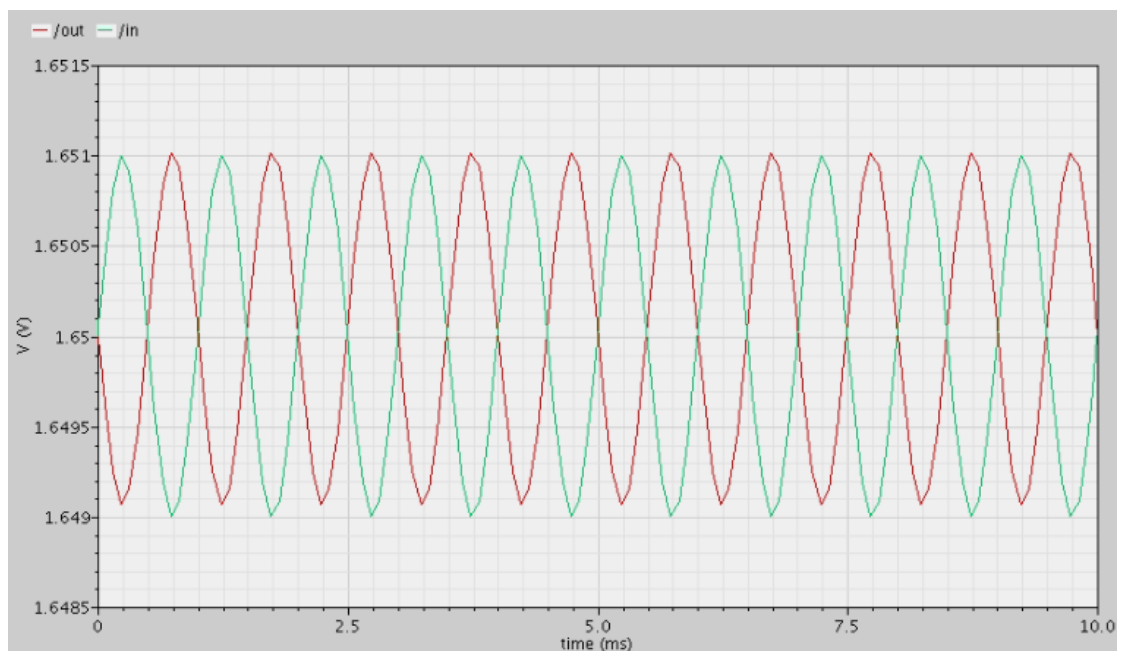
2.3.3.2 Αποτελέσματα αναστρέφουσας και μη-αναστρέφουσας τοπολογίας

Για την αναστρέφουσα τοπολογία ακολουθήσαμε το κύκλωμα της Εικόνας 2.4 και σχεδιάσαμε το παρακάτω σχηματικό (Εικόνα 2.10) . Και στις δυο αντιστάσεις δώσαμε την τιμή $1\text{ k}\Omega$.



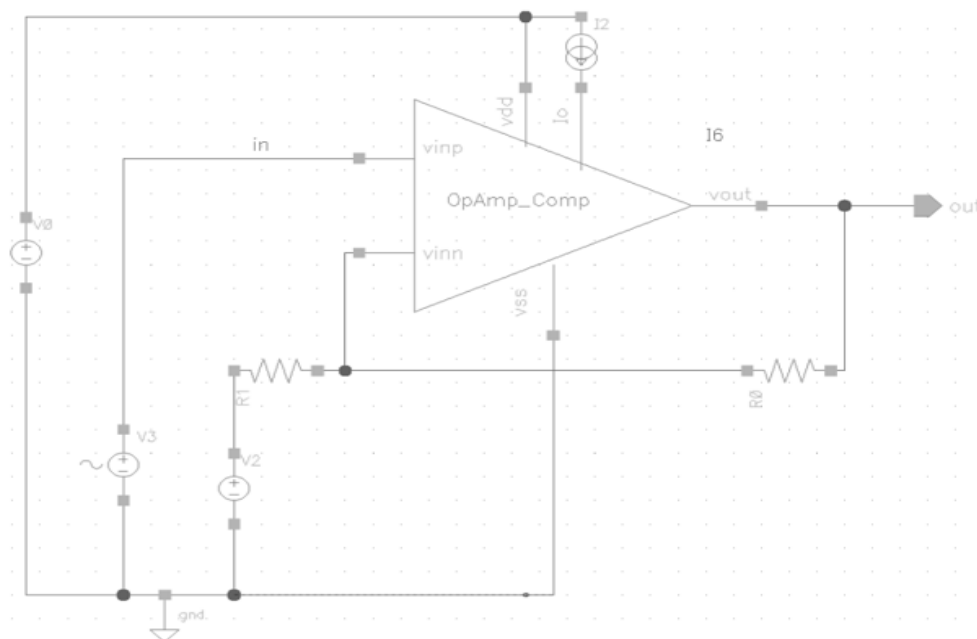
Εικόνα 2.10 Σχηματικό inverting τοπολογίας

Για την προσομοίωση του κυκλώματος χρησιμοποιήσαμε *transient analysis* , με τα εξής χαρακτηριστικά : εκκίνηση στα 0 sec , τερματισμό στα 10 msec και βήμα 0.1 msec . Έτσι προκύπτει η ακόλουθη γραφική, στην οποία βλέπουμε το σήμα εισόδου να αντιστρέφεται στην έξοδο όπως περιμέναμε από την θεωρία , το amplitude είναι 1 mV και η συχνότητα είναι 1 kHz .

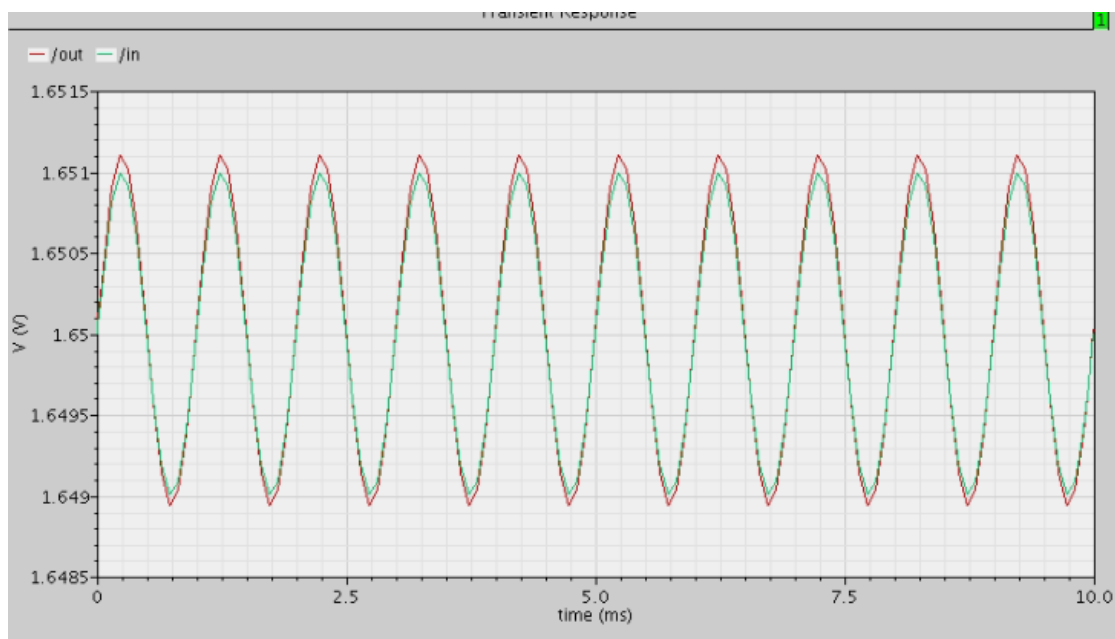


Εικόνα 2.11 Γραφική inverting τοπολογίας στο πεδίο του χρόνου

Για την μη αναστρέφουσα τοπολογία ακολουθήσαμε το κύκλωμα της Εικόνας 2.5 και σχεδιάσαμε το παρακάτω σχηματικό (Εικόνα 2.12). Και στις δυο αντιστάσεις δώσαμε την τιμή $1\text{ k}\Omega$.



Εικόνα 2.12 Σχηματικό non-inverting τοπολογίας



Εικόνα 2.13 11Γραφική non-inverting τοπολογίας στο πεδίο του χρόνου

Για την προσομοίωση του κυκλώματος χρησιμοποιήσαμε transient analysis , με τα εξής χαρακτηριστικά : εκκίνηση στα 0 sec , τερματισμό στα 10 msec και βήμα 0.1 msec . Έτσι προκύπτει η γραφική της Εικόνας 2.13, στην οποία βλέπουμε το σήμα εισόδου να είναι ίδιο με αυτό της εξόδου όπως περιμέναμε, το amplitude είναι 1 mV και η συχνότητα έχει την τιμή 1 kHz .

2.4 Τοπολογίες φίλτρων 2ης τάξης που χρησιμοποιούν OpAmps

2.4.1 Φίλτρα 2ης τάξης

Σε αυτή την ενότητα θα μελετήσουμε τα ενεργά φίλτρα δεύτερης τάξης, τα οποία σχηματίζονται χρησιμοποιώντας έναν τελεστικό ενισχυτή, αντιστάσεις και πυκνωτές. Η γενική μορφή της συνάρτησης μεταφοράς είναι :

$$T(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (6)$$

Οι συντελεστές a_0 , a_1 και a_2 του αριθμητή καθορίζουν τον τύπο του φίλτρου δηλαδή άμα το φίλτρο είναι βαθυπερατό, υψιπερατό κτλ. Όπου οι μεταβλητές ω_0 και Q σχετίζονται με τους πόλους της συνάρτησης μεταφοράς :

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(R_1 + R_2)C_2} \quad (7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8)$$

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (9)$$

Η συχνότητα αποκοπής (δηλαδή η συχνότητα όπου έχουμε -3dB από το σταθερό κέρδος του φίλτρου) υπολογίζεται από τον τύπο :

$$\omega_{-3dB} = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \quad (10)$$

Για $Q < 0.707$ το φίλτρο δεν συμπεριφέρεται σαν resonator. Άμα ο συντελεστής ποιότητας $Q = 0.707$, τότε γίνεται ίση με την ω_0 και έχουμε ένα Butterworth φίλτρο. Αν $Q > 0.707$ τότε λειτουργεί σαν resonator και peak συχνότητα, η οποία προκύπτει από :

$$\omega_p = \omega_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \quad (11)$$

Και έχει κέρδος:

$$G_{\max} = Q \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \quad (12)$$

Σε αυτή την περίπτωση θα έχουμε δύο συχνότητες αποκοπής (ω_l, ω_h) οι οποίες προκύπτουν από:

$$\omega_l = \omega_0 \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) - \frac{1}{Q} \sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2}}} \quad (13)$$

και

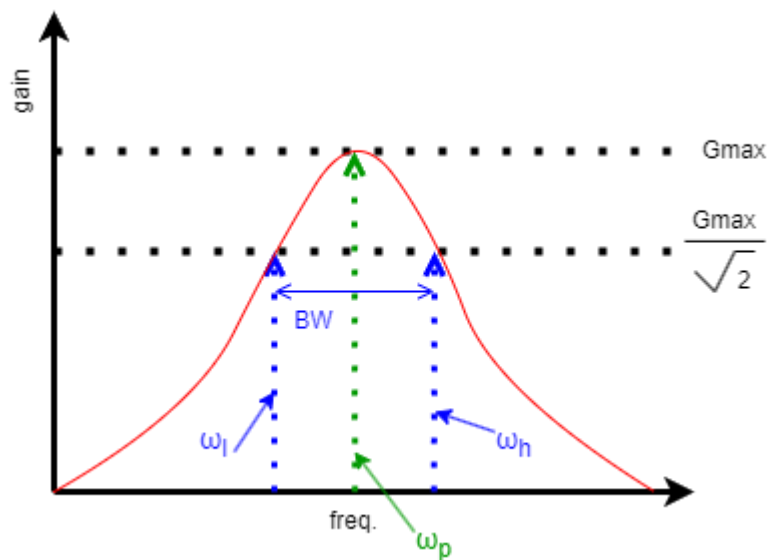
$$\omega_h = \omega_0 \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \frac{1}{Q} \sqrt{1 + \frac{1}{2Q^2}}} \quad (14)$$

Τέλος το εύρος ζώνης υπολογίζεται :

$$BW = \omega_h - \omega_l$$

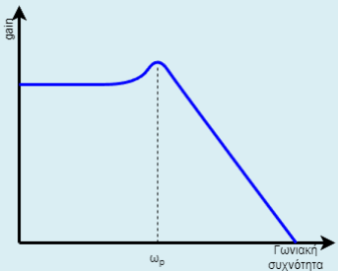
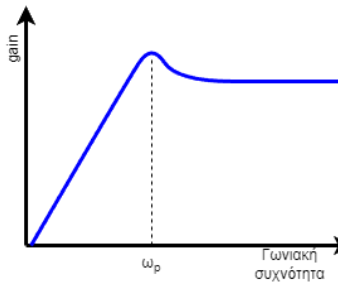
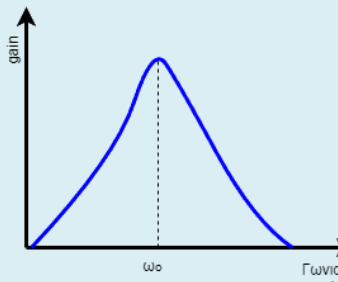
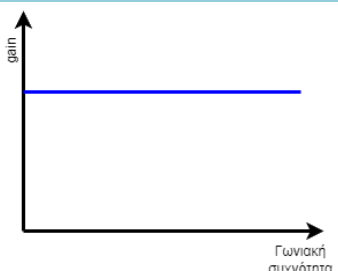
[1].

Όλα τα παραπάνω φαίνονται στην Εικόνα 2.14.



Εικόνα 2.14 Απόκριση συχνότητας ενός τυπικού resonator

Στον Πίνακα 2.1 φαίνονται οι 4 βασικοί τύποι φίλτρων 2^{ης} τάξης, που λειτουργούν σαν resonator. Είναι λογικό ότι η κλήση στα φίλτρα 2^{ης} τάξης είναι κατά απόλυτη τιμή 40 dB/δεκάδα .

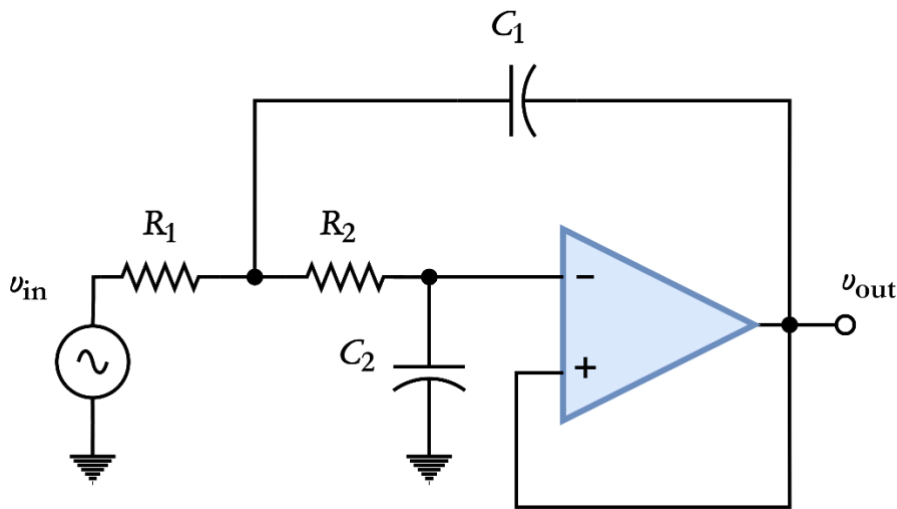
Τύπος φίλτρου	Συνάρτηση μεταφοράς	Απόκριση συχνότητας
Χαμηλοπερατό	$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}$	
Υψηλοπερατό	$T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}$	
Ζωνοπερατό	$T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}$	
Ολοπερατό	$T(s) = \frac{s^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2}$	

Πίνακας 2.1 Φίλτρα 2^{ης} τάξης

2.4.2 Χρήση της τοπολογίας Sallen-Key 2^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου ως resonator

Η τοπολογία Sallen-Key είναι ένας τρόπος σχεδιασμού φίλτρων δεύτερης τάξης, το οποίο είναι ενεργό φίλτρο λόγω του τελεστικού ενισχυτή. Μια σημαντική παράμετρος ενός τέτοιου φίλτρου είναι η συνάρτηση μεταφοράς του, η οποία έχει μελετηθεί εκτενώς και

η οποία σχετίζει την τάση εξόδου του με την τάση εισόδου του. Μια άλλη σημαντική παράμετρος είναι η σύνθετη αντίσταση εισόδου του. Δυστυχώς, έχουν γραφτεί πολύ λίγα για αυτή την αντίσταση εισόδου, παρόλο που οι σχεδιαστές πρέπει να γνωρίζουν την ελάχιστη τιμή της για να διασφαλίσουν ότι το φίλτρο δεν επιβαρύνει την πηγή ή ένα προηγούμενο στάδιο. Η αντίσταση εισόδου εξαρτάται από την αναλογία των αντιστάσεων, $r = \frac{R_2}{R_1}$ [5].



Εικόνα 2.15 Τοπολογία Sallen Key

Η συνάρτηση μεταφοράς της τοπολογίας είναι :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{s^2 + \left(\frac{(R_1 + R_2) C_1}{R_1 R_2} \right) s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}} \quad (14)$$

Η τιμή της συχνότητας προκύπτει από την εξίσωση :

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (15)$$

Ο συντελεστής ποιότητας των πόλων προκύπτει :

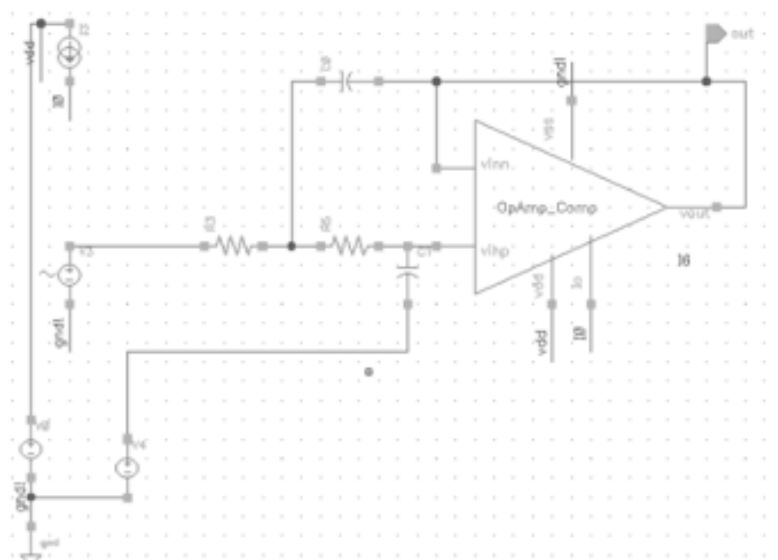
$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{(R_1 + R_2) C_2} \quad (16)$$

[3].

2.4.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης

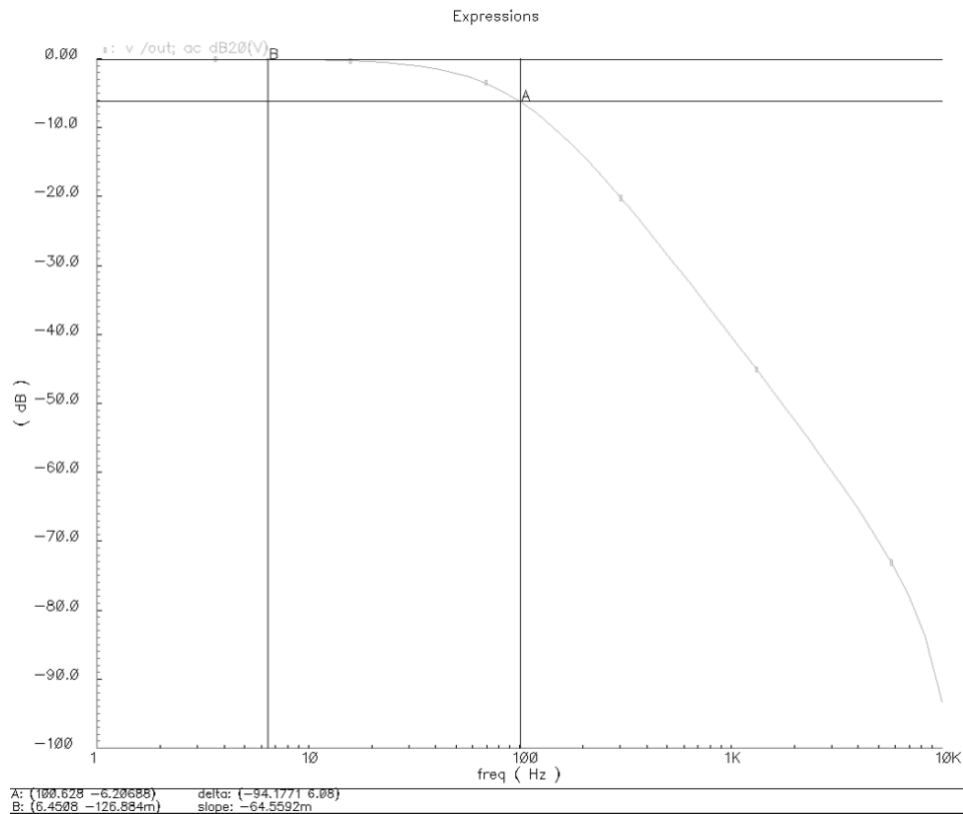
Σε αυτήν την ενότητα θα προσομοιώσουμε τις τοπολογίες φίλτρων δεύτερης τάξης και θα δούμε τι σχέση θα έχουν τα αποτελέσματα με την θεωρία. Αρχικά θα φτιάξουμε ένα

σχηματικό, το οποίο θα περιέχει ένα κύκλωμα ενεργού φίλτρου δεύτερης τάξης όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.16. Τα παθητικά στοιχεία θα έχουν τις εξής τιμές : $R_1 = 15.9\text{ k}\Omega$, $R_2 = 15.9\text{ k}\Omega$, $C_1 = 100\text{ nF}$ και $C_2 = 100\text{ nF}$. Η συνεχής τάση V_{dd} έχει την τιμή 3.3 Volt , η V_{ss} έχει συνδεθεί στην γείωση και το ρεύμα εισόδου έχει την τιμή $100\text{ }\mu\text{A}$ (αυτές οι τιμές θα χρησιμοποιηθούν και παρακάτω σε αυτή την ενότητα).



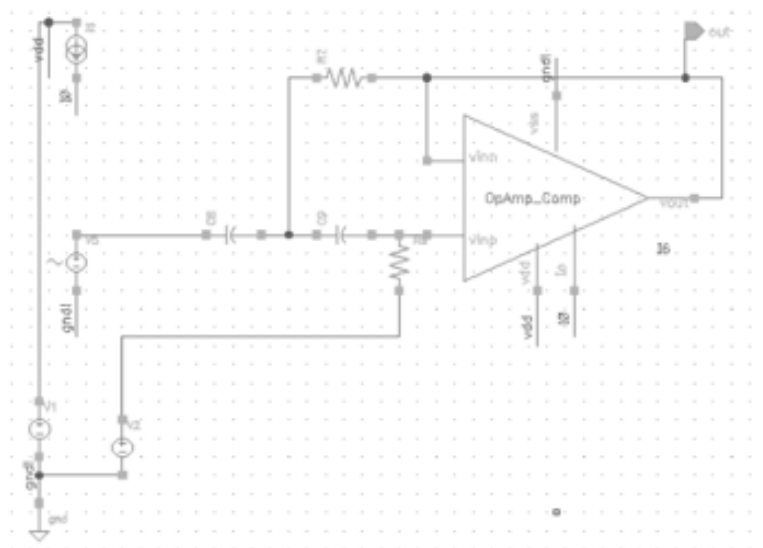
Εικόνα 2.16 Σχηματικό χαμηλοπερατού φίλτρου 2ης τάξης

Στην συνέχεια χρησιμοποιήσαμε *AC analysis* για να δούμε την απόκριση συχνότητας του κέρδους. Τα χαρακτηριστικά της *AC analysis* είναι εκκίνηση στα 1 Hz και τερματισμός στα 10 kHz . Λύνοντας την Εξίσωση (15) προκύπτει ότι $Q = 0.5$, οπότε δεν αναμένουμε να υπάρξει κάποια κορυφή στο διάγραμμα απόκρισης συχνότητας. Όπως φαίνεται στο διάγραμμα απόκρισης συχνότητας της Εικόνας 2.17, βλέπουμε ότι η συχνότητα αποκοπής είναι στα 100.628 Hz .

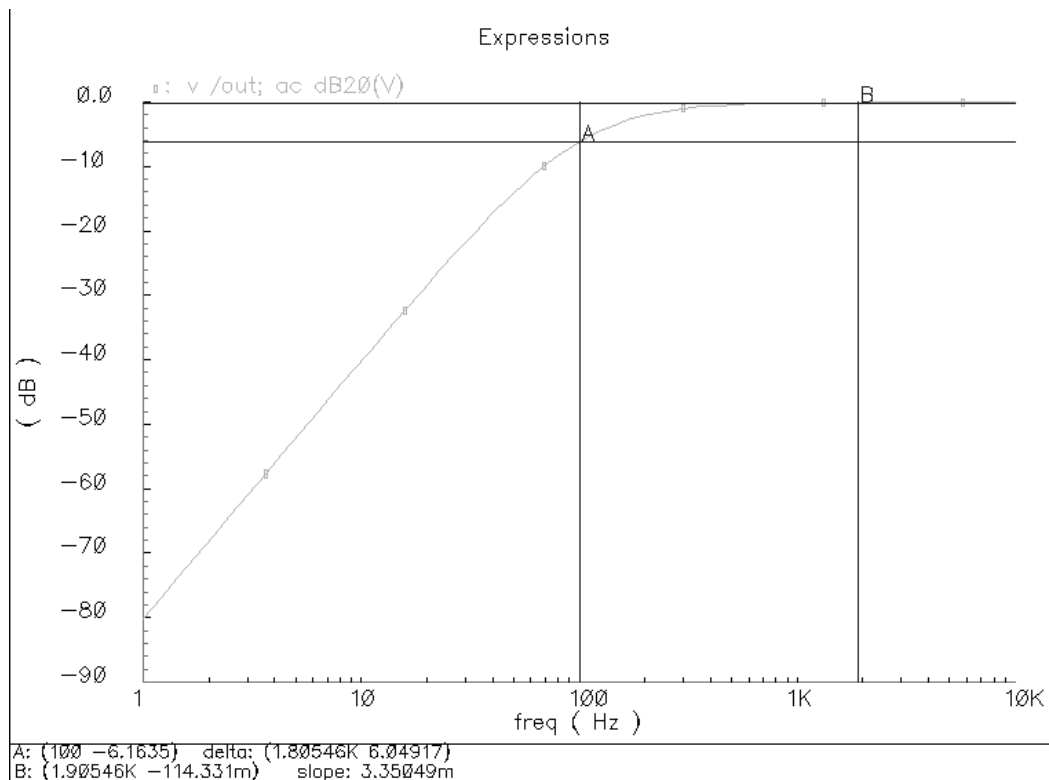


Εικόνα 2.17 Απόκριση συχνότητα 2^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου

Για το υψιπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης θα φτιάξουμε το σχηματικό της Εικόνας 2.18. Οι $R_1 = 15.9 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 15.9 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ nF}$ και $C_2 = 100 \text{ nF}$. Πάλι χρησιμοποιήσαμε AC analysis με τα ίδια χαρακτηριστικά. Λύνοντας την Εξίσωση (15) προκύπτει ότι $Q = 0.5$, οπότε δεν αναμένουμε να υπάρξει κάποια κορυφή στο διάγραμμα απόκρισης συχνότητας. Όπως βλέπουμε στην Εικόνα 2.19 η συχνότητα αποκοπής είναι 100 Hz.

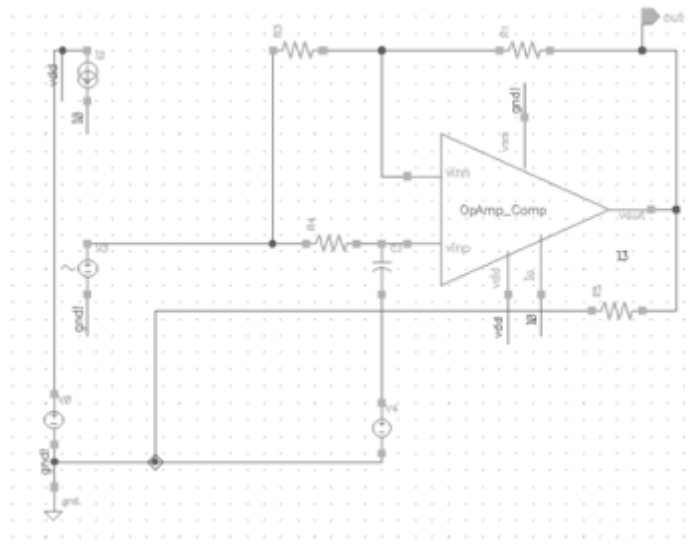


Εικόνα 2.18 Σχηματικό υψιπερατού φίλτρου

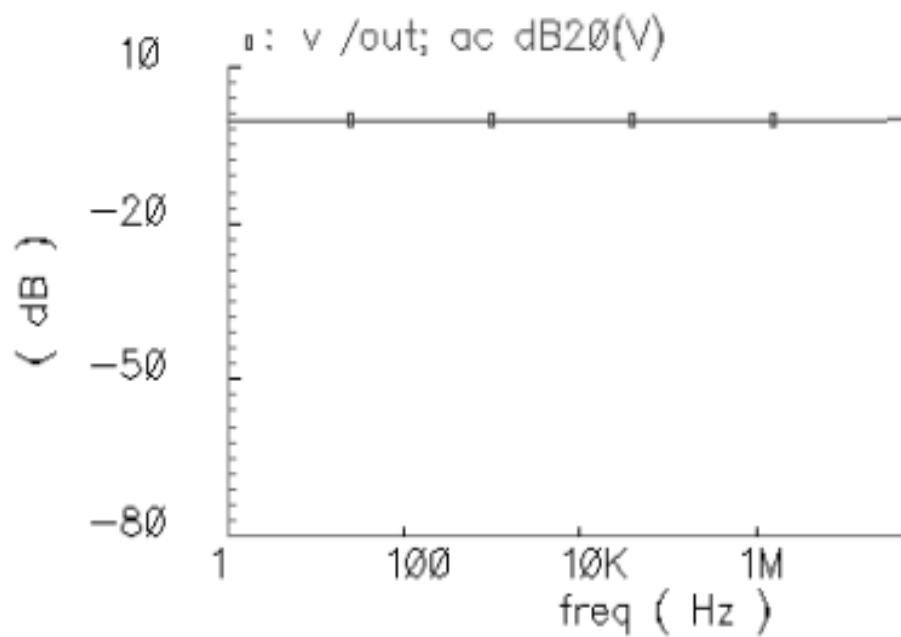


Εικόνα 2.19 Απόκριση συχνότητα 2^{ης} τάξης υψιπερατού φίλτρου

Έπειτα έρχεται η σειρά του all-pass φίλτρου. Το σχηματικό που φτιάξαμε φαίνεται στην Εικόνα 2.20.a και η απόκριση συχνότητας στην Εικόνα 2.20.b. Τα παθητικά στοιχεία έχουν τις τιμές $R_1 = 2.37 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2.37 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2.37 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 2.37 \text{ k}\Omega$ και $C = 27 \text{ nF}$.



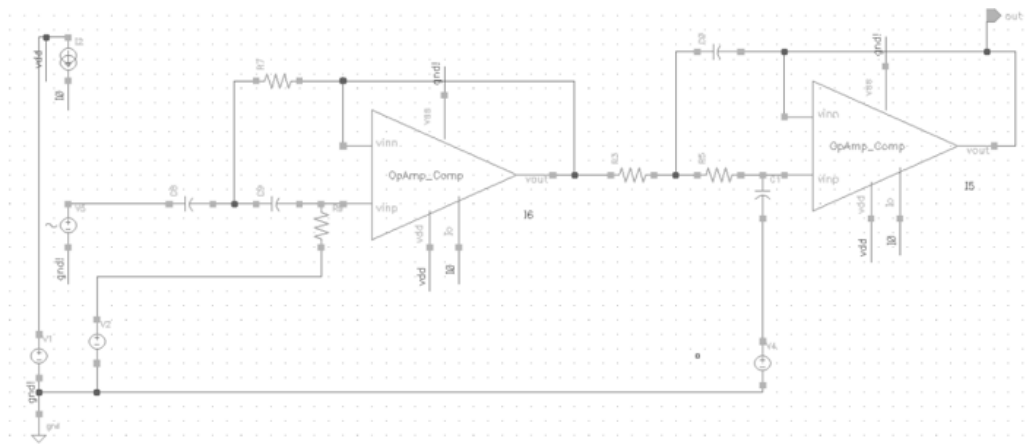
a)



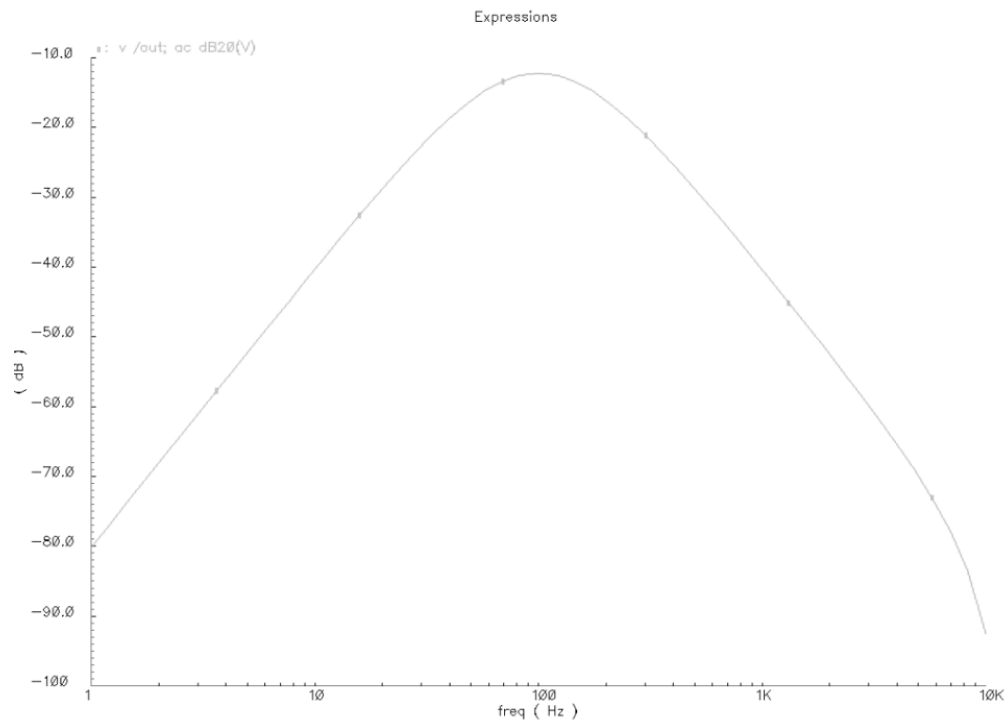
b)

Εικόνα 2.20 Σχηματικό και απόκριση συχνότητα 2ης τάξης all-pass φίλτρου

Στην συνέχεια έχει σειρά το band-pass φίλτρο. Το σχηματικό που φτιάξαμε αποτελείται από ένα υψιπερατό και ένα χαμηλοπερατό φίλτρο συνδεδεμένα σε σειρά όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.21.a και το διάγραμμα απόκριση συχνότητας στην Εικόνα 2.21.b. Τα παθητικά στοιχεία έχουν τις εξής τιμές: όλες οι αντιστάσεις είναι $15.9\text{ k}\Omega$ και οι πυκνωτές 100 nF . Η κεντρική συχνότητα είναι 103.2 Hz όπως φαίνεται στο διάγραμμα απόκρισης συχνότητας.



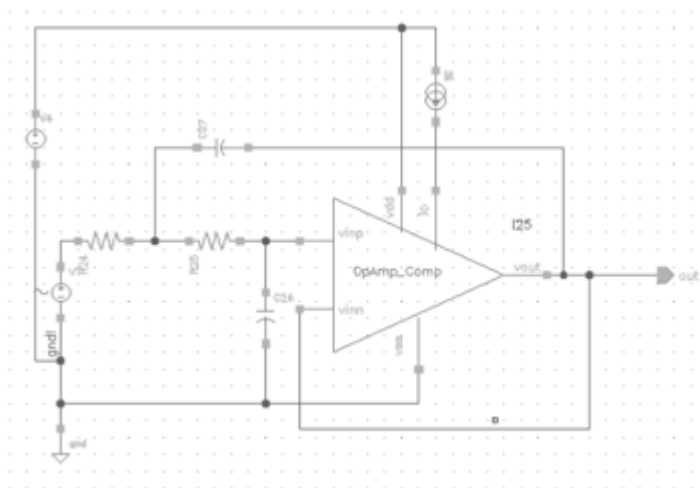
a)



b)

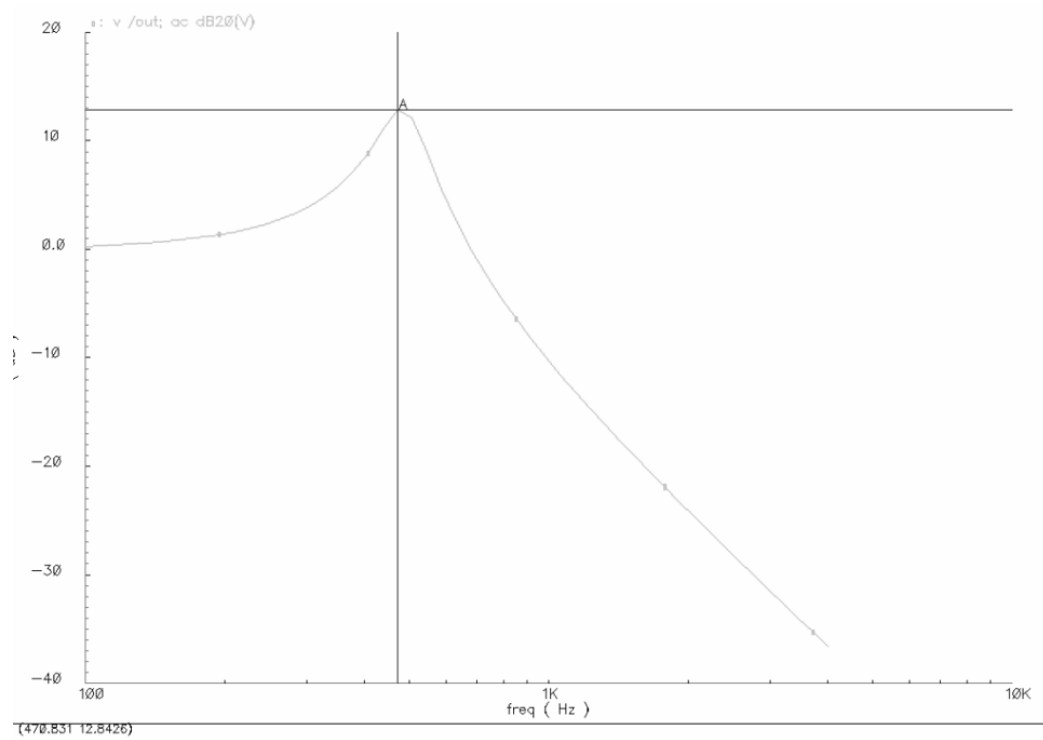
Εικόνα 2.21 Σχηματικό και απόκριση συχνότητα 2^{ης} τάξης band-pass φίλτρου

Για να προσομοιώσουμε την τοπολογία Sallen-Key βασιστήκαμε στην Εικόνα 2.15 και φτιάξαμε το αντίστοιχο σχηματικό. Στα παθητικά στοιχεία δόθηκαν οι τιμές $R_1 = 700\text{ k}\Omega$, $R_2 = 7.5\text{ k}\Omega$, $C_1 = 642\text{ nF}$ και $C_2 = 31.3\text{ pF}$ όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.22.



Εικόνα 2.22 Σχηματικό Sallen Key

Άμα κάνουμε αντικατάσταση στην Εξίσωση (15) και λύνοντας την εξίσωση $\omega = 2\pi f$, παίρνουμε ότι η peak συχνότητα είναι 470.8 Hz κάτι που φαίνεται ξεκάθαρα στο διάγραμμα απόκρισης συχνότητας της Εικόνας 2.23.



Εικόνα 2.23 Απόκριση συχνότητα Sallen Key

Κεφάλαιο 3. Φίλτρα Formant

3.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα μελετήσουμε τι είναι τα φίλτρα Formant. Πως λειτουργούν και αλλά και πως εφαρμόζονται στην επεξεργασία σήματος ομιλίας. Ακόμη θα δούμε από ποια κυκλωματικά στοιχεία θα αποτελείται το φίλτρο.

3.2 Φίλτρα Formant που χρησιμοποιούν 2ης χαμηλοπερατό φίλτρο ως resonators

Στη σύνθεση ομιλίας, τα φίλτρα Formant χρησιμοποιούνται για να μιμηθούν το φιλτράρισμα σχηματισμού από το φωνητικό σωλήνα. Καθώς η απόκριση συχνότητας περιλαμβάνει έναν αριθμό κορυφαίων συχνοτήτων F_1, F_2, \dots, F_n (Formants), με τα σχετικά εύρη ζώνης BW_1, BW_2, \dots, BW_n , πρέπει να συνδυαστούν κατάλληλοι resonators για την υλοποίηση της επιθυμητής απόκρισης συχνότητας. Η υλοποίηση των φίλτρων μπορεί να γίνει είτε με σειριακή είτε με παράλληλη στοίχιση [2]. Στην παρούσα διπλωματική εργασία επιλέχθηκε η σειριακή στοίχιση. Για το εκάστοτε φωνήεν χρειάζονται τρία χαμηλοπερατά φίλτρα δεύτερης τάξης, τα οποία θα συνδεθούν σε σειρά από αναφέραμε νωρίτερα. Για την υλοποίηση αυτών των φίλτρων θα χρειαστούν τα κατάλληλα ενεργητικά αλλά και παθητικά κυκλωματικά στοιχεία. Τα παθητικά στοιχεία θα είναι δυο αντιστάσεις και δύο πυκνωτές, ώστε να προκύψουν τα μηδενικά και οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς.

Η συνάρτηση μεταφοράς :

$$H_i(s) = \frac{\omega_{0k}^2}{s^2 + \frac{\omega_{0k}}{Q_k}s + \omega_{0k}^2} \quad (k = 1, 2, 3) \quad (17)$$

Οι πόλοι αυτής της συνάρτησης είναι :

$$p_{1k,2k} = -\frac{\omega_{0k}}{2Q_k} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4Q_k^2} \right) \quad (18)$$

Η peak frequency προκύπτει από την εξίσωση :

$$\omega_{pk} = \omega_{0k} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_k^2}} \quad (19)$$

Το κέρδος στην συγκεκριμένη συχνότητα υπολογίζεται από :

$$G_k = Q_k \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_k^2}} \quad (20)$$

Η χαμηλή και η υψηλή συχνότητα αποκοπής προκύπτουν από τους έξεις τύπους :

$$\omega_{lk} = \frac{\omega_{ok}}{Q_k} \cdot \left(\sqrt{Q_k^2 - \frac{1}{2}} - \sqrt{Q_k^2 + \frac{1}{2}} \right), \quad (21)$$

$$\omega_{hk} = \frac{\omega_{ok}}{Q_k} \cdot \left(\sqrt{Q_k^2 - \frac{1}{2}} + \sqrt{Q_k^2 + \frac{1}{2}} \right) \quad (22)$$

Άρα το εύρος ζώνης σε κάθε περίπτωση θα είναι :

$$BW_i = \omega_{hi} - \omega_{li} \quad (23)$$

Ως ενεργητικό στοιχείο μπορεί να χρησιμοποιηθεί κάποιος ενισχυτής π.χ. ενισχυτής λειτουργικής διαγωγιμότητας (OTA) ή τελεστικός ενισχυτής (OpAmp). Για να τις ανάγκες της παρούσας διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκε τελεστικός ενισχυτής.

3.3 Χαρακτηριστικά των φίλτρων για ορισμένα τυπικά φωνήεντα - αποτελέσματα MATLAB

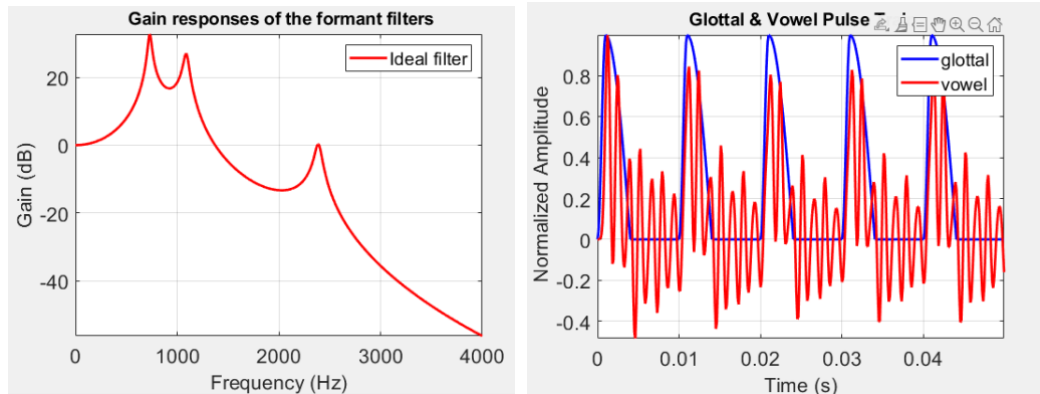
Χρησιμοποιώντας τον κώδικα MATLAB του [παραρτήματος](#), υπολογίστηκαν τα χαρακτηριστικά των φίλτρων για το εκάστοτε φωνήεν. Αυτά τα χαρακτηριστικά είναι οι συχνότητες, οι αντιστάσεις R_1 & R_2 και οι πυκνωτές C_1 & C_2 . Το εκάστοτε φωνήεν αλλά και τα χαρακτηριστικά παρουσιάζονται στον Πίνακα 3.1. Αυτός ο κώδικας MATLAB προσομοιώνει τη σύνθεση φωνηέντων χρησιμοποιώντας ένα αναλογικό μοντέλο του ανθρώπινου φωνητικού συστήματος. Δημιουργεί έναν παλμό Rosenberg, δημιουργεί μια περιοδική ακολουθία παλμών και την περνάει μέσα από μια σειρά τριών resonator αναλογικών φίλτρων που αντιπροσωπεύουν τα formant φωνήεντα. Τα φίλτρα έχουν σχεδιαστεί χρησιμοποιώντας συμβολικές εξισώσεις βασισμένες στις συχνότητες των φωνηέντων που έχουν επιλεγεί, με τις τιμές των συστατικών να στρογγυλοποιούνται στις τυπικές τιμές της σειράς IEC 60063. Το σήμα που προκύπτει μιμείται έναν φυσικό φωνητικό ήχο, ο οποίος στη συνέχεια αναπαράγεται και οπτικοποιείται μέσω διαγραμμάτων χρόνου και απόκρισης συχνότητας.

Γράμματα	Συχνότητες (Hz)	R1(Ω)	R2(Ω)	C1(F)	C2(F)
IY	270	681K	23.7K	6.98e-09	3.01e-09
	2290	316K	1500	1e-08	1e-09
	3010	845K	2210	3.01e-09	4.99e-10

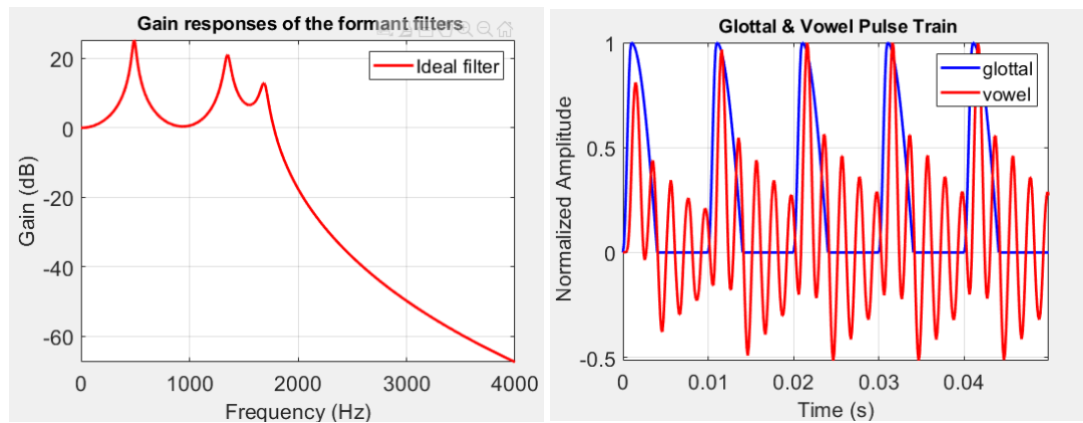
IH	390	681K	11.5K	6.98e-09	3.01e-09
	1990	316K	2000	1e-08	1e-09
	2550	845K	3090	3.01e-09	4.99e-10
EH	530	681K	6190	6.98e-09	3.01e-09
	1840	316K	2320	1e-08	1e-09
	2480	845K	3240	3.01e-09	4.99e-10
AE	660	681K	4020	6.98e-09	3.01e-09
	1720	316K	2670	1e-08	1e-09
	2410	845K	3400	3.01e-09	4.99e-10
AH	520	681K	6490	6.98e-09	3.01e-09
	1190	316K	5620	1e-08	1e-09
	2390	845K	3480	3.01e-09	4.99e-10
AA	730	681K	3320	6.98e-09	3.01e-09
	1090	316K	6650	1e-08	1e-09
	2390	845K	3480	3.01e-09	4.99e-10
AO	490	681K	5360	6.98e-09	3.01e-09
	1350	316K	11300	1e-08	1e-09
	1690	845K	3400	3.01e-09	4.99e-10
ER	490	681K	7320	6.98e-09	3.01e-09
	1350	316K	4320	1e-08	1e-09
	1690	845K	6980	3.01e-09	4.99e-10
UH	440	681K	9090	6.98e-09	3.01e-09
	1020	316K	7680	1e-08	1e-09
	2240	845K	3920	3.01e-09	4.99e-10
UW	300	681K	19.6K	6.98e-09	3.01e-09
	870	316K	10.5K	1e-08	1e-09
	2240	845K	3920	3.01e-09	4.99e-10
OO	300	681K	19.6K	6.98e-09	3.01e-09
	870	316K	10.5K	1e-08	1e-09
	2240	845K	3920	3.01e-09	4.99e-10
Neutral	500	681K	6980	6.98e-09	3.01e-09
	1500	316K	3480	1e-08	1e-09
	2500	845K	3160	3.01e-09	4.99e-10

Πίνακας 3.1 Χαρακτηριστικά των παθητικών στοιχείων των φίλτρων

Για τις ανάγκες της διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκε τα φωνήεντα 'ΑΑ' και το 'ΕΡ', με τα χαρακτηριστικά ώστε στην συνέχεια να δημιουργήσουμε το φίλτρο. Επίσης ο κώδικας από το MATLAB μας δίνει και ένα διάγραμμα κέρδους, έτσι ώστε να ξέρουμε τι περίπου να αναμένουμε από το φίλτρο.



Εικόνα 3.1 Διαγράμματα του 'ΑΑ'



Εικόνα 3.2 Διαγράμματα του 'ΕΡ'

Κεφάλαιο 4. Σχεδίαση resonators

χρησιμοποιώντας

OpAmps

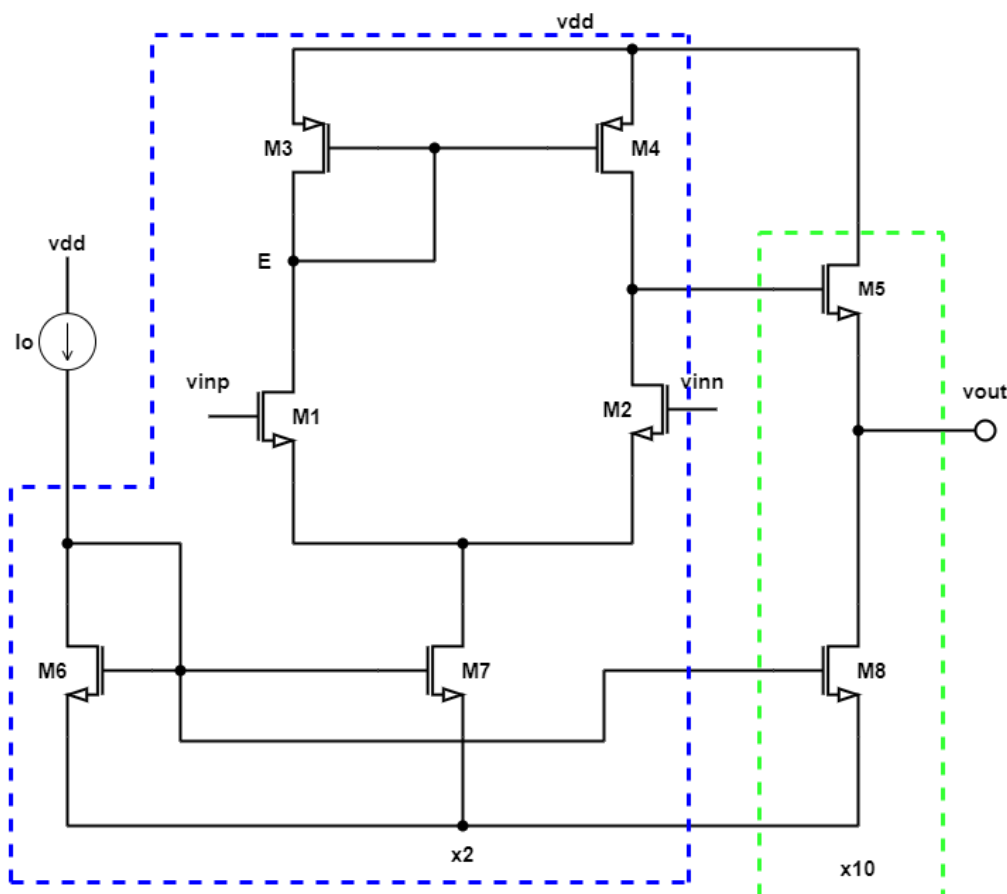
4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα δημιουργήσουμε έναν τελεστικό ενισχυτή (OpAmp). Στην συνέχεια θα δούμε το πως συμπεριφέρεται στην ανάλυση μικρού και μεγάλου σήματος . Αλλά και τον λόγο που χρειάζεται αντιστάθμιση και το πως εφαρμόζεται και τα θετικά αποτελέσματα που θα έχει στην λειτουργία του ενισχυτή. Τέλος θα δούμε πως θα μας χρησιμεύσει ο ενισχυτής, στο να σχεδιάσουμε ένα φίλτρο με τις τεχνικές FLF και Sallen-Key και θα συγκρίνουμε τα αποτελέσματά τους.

4.2 Η υλοποίηση MOS του OpAmp

4.2.1 Πόλωση στον κορεσμό

Για τις ανάγκες της παρούσας διπλωματικής σχεδιάστηκε ο τελεστικός ενισχυτής της Εικόνας 4.1 χρησιμοποιώντας *PMOS* και *NMOS* transistors. Πιο συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκε η τεχνολογία *CMOS* της *UMC* στα 90 nm , από την οποία επιλέχθηκαν τα transistor *N_33_GOX52* και *P_33_GOX52*, τα οποία για να λειτουργήσουν στον κόρο θα πρέπει να δέχονται τάση τροφοδοσίας 3.3 Volt και ρεύμα ίσο με $100\text{ }\mu\text{A}$ αλλά και να έχουν τις διαστάσεις που θα αναφερθούν στην συνέχεια. Οι διαστάσεις των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν είναι οι εξής: για τα M_1 και M_2 είναι $160\mu\text{m}/2\mu\text{m}$, για τα M_3 και M_4 είναι $20\mu\text{m}/1\mu\text{m}$, για το M_5 είναι $55\mu\text{m}/400\text{nm}$ και για το M_6 είναι $20\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ και τέλος το M_7 είναι διπλάσιο σε μέγεθος από το M_6 , ενώ το M_8 δεκαπλάσιο.



Εικόνα 4.1: Το κύκλωμα του ενισχυτή

Το κύκλωμα αποτελείται από δυο στάδια κέρδους : το πρώτο που απαρτίζεται από το διαφορικό ζεύγος και τον καθρέφτη ρεύματος και το δεύτερο στάδιο από δυο transistor κοινής πηγής. Τα transistor M_1 , M_2 , M_3 και M_4 αποτελούν το διαφορικό ζεύγος του ενισχυτή. Στο διαφορικό ζεύγος η διαδρομή που αποτελείται από τα M_3 και M_4

περιλαμβάνει έναν πόλο στον κόμβο E, αυτός ο πόλος ονομάζεται πόλος καθρέφτη. Τα M_6 και M_7 δημιουργούν έναν καθρέφτη ρεύματος. Τα M_5 και M_8 δημιουργούν πόλωση κοινής πηγής, ακόμη αυτό θα είναι το στάδιο που εμπλακεί στην αντιστάθμιση συχνότητας την οποία θα αναλύσουμε στην Ενότητα 4.2.4. Ακόμη το πρώτο στάδιο παρέχει υψηλό κέρδος, ενώ το δεύτερο μεγάλες ταλαντώσεις. Κάθε στάδιο εισάγει στην συνάρτηση μεταφοράς τουλάχιστον έναν καινούργιο πόλο [\[6\]](#).

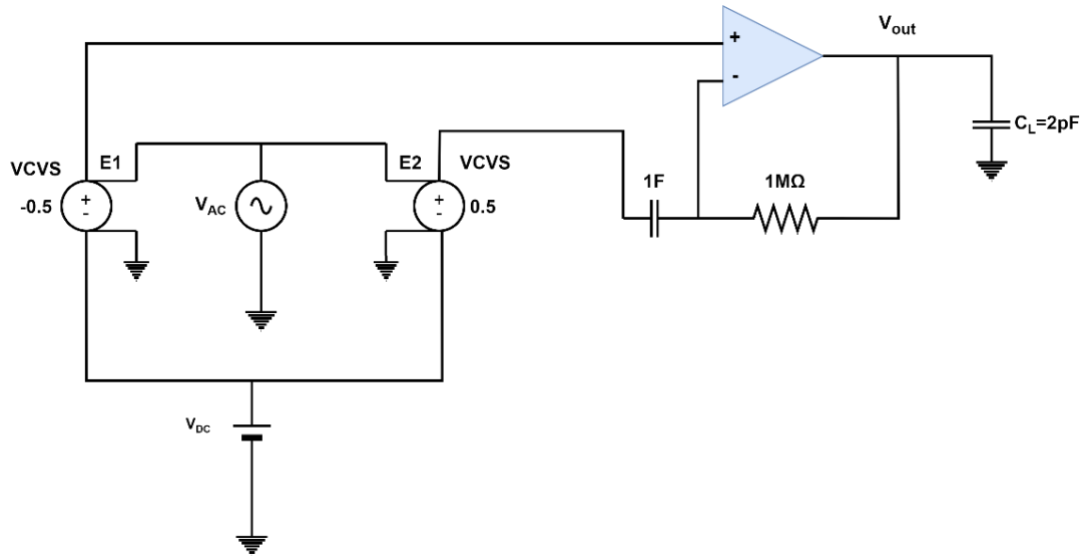
Στον Πίνακα 4.1 αναγράφονται οι τιμές για τα χαρακτηριστικά του κάθε transistor στον κορεσμό.

transistor Name	w/L (m)	gm (S)	gds (S)	Ids (A)	Vgs (V)	vds (V)	Vth (V)	ro (Ω)
M ₁	160μ/2μ	1.51m	1.8μ	100.62μ	686.6m	1.52	594.5m	663
M ₂	160μ/2μ	1.51m	1.8μ	100.62μ	686.6m	1.52	594.5m	663
M ₃	20μ/1μ	424.65m	12.35μ	-100.62μ	-817.9m	-817.9m	-407.9m	2.35
M ₄	20μ/1μ	424.65m	12.35μ	-100.62μ	-817.9m	-817.9m	-407.9m	2.35
M ₅	55μ/400n	7.54m	135.22μ	1.02m	830m	1.65	614m	132
M ₆	20μ/2μ	562.2μ	3.39μ	100μ	750m	750m	415.86m	1780
M ₇	40μ/2μ	1.13m	5.07μ	201.25μ	750m	963.4m	415.86m	885
M ₈	200μ/2μ	5.73m	14.5μ	1.02m	750m	1.65	415.86m	174

Πίνακας 4.1: Χαρακτηριστικά των transistor στον κορεσμό

4.2.2 Ανάλυση μικρού σήματος

Σε αυτή την ενότητα θα μελετήσουμε την συμπεριφορά του τελεστικού ενισχυτή στην ανάλυση μεγάλου σήματος, δηλαδή την συμπεριφορά του όταν δέχεται στην είσοδο αναμενόμενη τάση. Αρχικά θα τον μελετήσουμε στην τοπολογία του ανοιχτού βρόγχου που φαίνεται στη Εικόνα 4.2.



Εικόνα 4.2 : Κυκλώματα ανάλυσης μικρού σήματος ανοιχτού βρόγχου

Από την προσομοίωση αυτού του κυκλώματος θα βρούμε το phase margin στην Ενότητα 4.2.5. Γνωρίζοντας τα χαρακτηριστικά των τρανζίστορ από τον Πίνακα 4.2.1 μπορούμε εύκολα να υπολογίσουμε το θεωρητικό κέρδος όπως φαίνεται παρακάτω :

$$R_{out} = (r_{ds2} \cdot r_{ds4}) / (r_{ds2} + r_{ds4}) = (4.516712 \times 10^4) / 636856.41 = 70700 \, \Omega$$

$$A = g_m \cdot R_{out} = 1.51 \, \text{mS} \cdot 70.7 \, \text{k}\Omega = 106.8$$

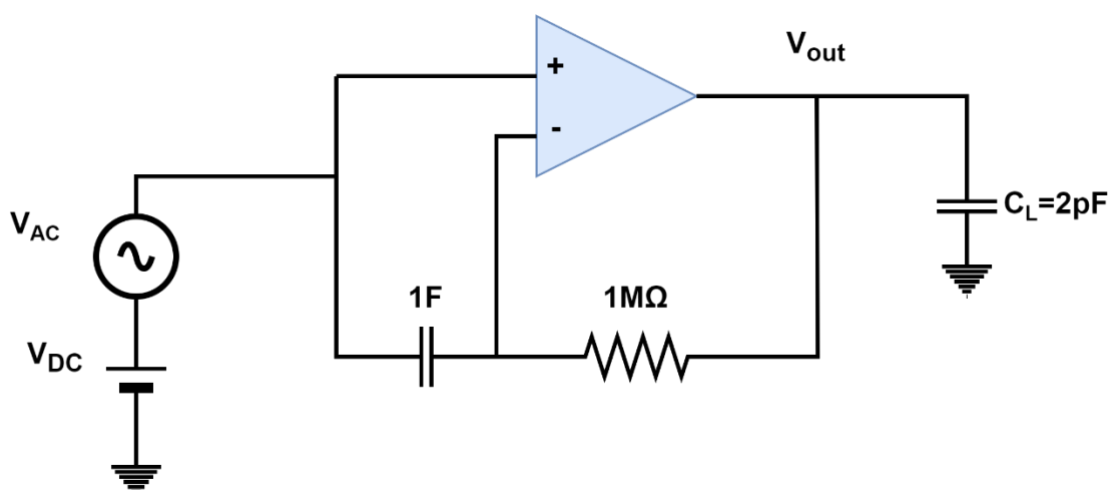
$$20 \log_{10}(A) = 20 \log_{10}(106.8) = 40.56 \, \text{dB}$$

Άρα οι τιμές του κέρδους που θα αναμένουμε στην Ενότητα 4.2.5 θα πρέπει να είναι κοντά στα 40 dB . Επίσης μπορούμε να υπολογίσουμε τον λόγο απόρριψης κοινού κέρδους CMRR από τον τύπο:

$$CMRR = [g_{m1}(r_{o2} \parallel r_{o4})][2g_{m3}R_{SS}]$$

Η R_{SS} είναι η αντίσταση εξόδου της πηγής ρεύματος πόλωσης M_7 (r_{o7}). Οπότε η τιμή του CMRR είναι 8.49 dB. Στην συνέχεια θα μελετήσουμε την συμπεριφορά στην περίπτωση

του ανοιχτού βρόγχου στην λειτουργία κοινής πηγής της Εικόνας 4.3.

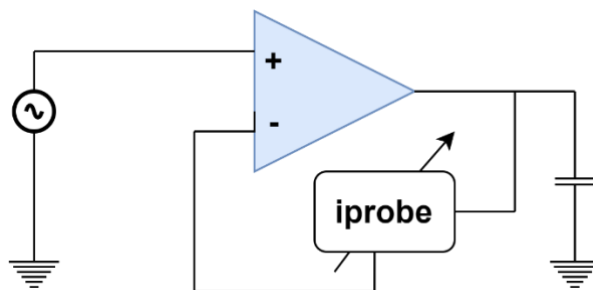


Εικόνα 4.3 : Κυκλώματα ανάλυσης μικρού σήματος ανοιχτού βρόγχου με κοινή πηγή

Πιο αναλυτικά, στην παρούσα τοπολογία και στις δυο εισόδους του ενισχυτή βάζουμε την ίδια τάση . Το μέτρο της θα το υπολογίσουμε από την εξής ανισότητα :

$$-V_{SS} + V_{ov3} + V_{tp} - |V_{tn}| \leq V_{in} \leq V_{DD} - |V_{tn}| - |V_{ov1}| - |V_{ov7}|$$

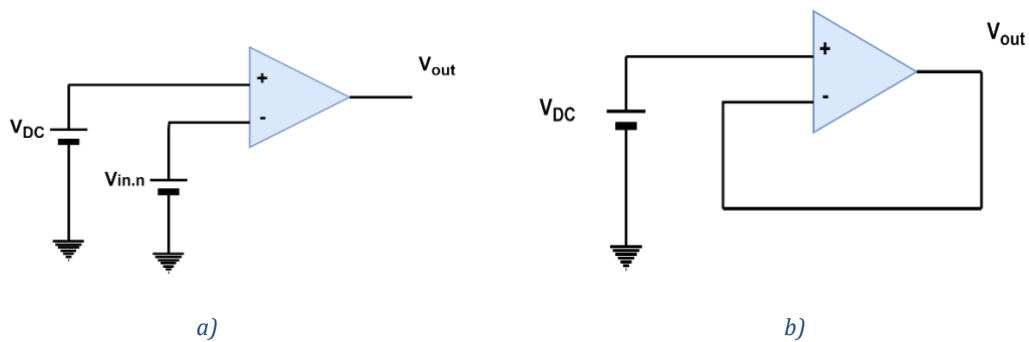
Έπειτα από τις κατάλληλες πράξεις προκύπτει ότι $V_{in}=1.65 \text{ Volt}$. Έπειτα θα μελετήσουμε την συμπεριφορά κλειστού βρόγχου της Εικόνας 4.4 .



Εικόνα 4.4 : Κυκλώματα ανάλυσης μικρού σήματος κλειστού βρόγχου

4.2.3 Ανάλυση μεγάλου σήματος

Σε αυτή την ενότητα θα μελετήσουμε την συμπεριφορά του τελεστικού ενισχυτή στην ανάλυση μεγάλου σήματος , δηλαδή την συμπεριφορά του όταν δέχεται στην είσοδο μόνο συνεχής τάση ,όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.5.a .

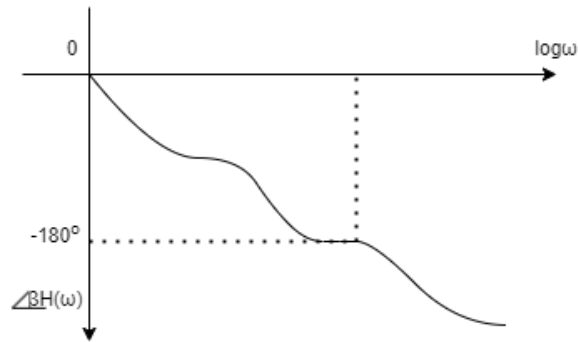


Εικόνα 4.5 : Κυκλώματα ανάλυσης μεγάλου σήματος

Στην Εικόνα 4.5.b ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί ως απομονωτής (buffer). Πιο αναλυτικά, ο απομονωτής δεν χρειάζεται να έχει κέρδος τάσης, συνεπώς θέτουμε στην μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία της Ενότητας 2.3.2.2 τις εξής τιμές, $R_2 = 0$ και $R_1 = \infty$ έτσι δημιουργούμε έναν ενισχυτή μοναδιαίου κέρδους. Το συγκεκριμένο κύκλωμα αποκαλείται ακόλουθος τάσης. Ιδανικά αναμένουμε $V_{out} = V_{in}$, $R_{in} = \infty$ και $R_{out} = 0$. Το κύκλωμα έχει 100% αρνητική ανάδραση, γιατί ολόκληρη η έξοδος ανατροφοδοτείται στην αναστρέφουσα είσοδο [7].

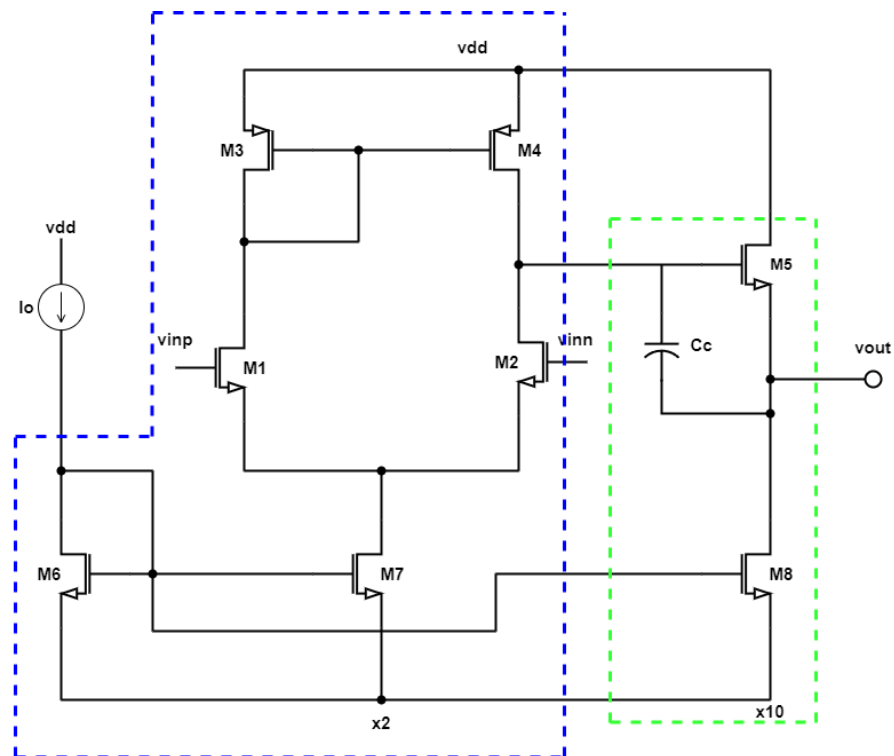
4.2.4 Αντιστάθμιση

Σε αυτή την ενότητα θα ασχοληθούμε με την αντιστάθμιση συχνότητας. Αρχικά όταν η συνάρτηση μεταφοράς $H(s)$ ενός κυκλώματος έχει τρεις ή περισσότερους πόλους χρειάζεται αντιστάθμιση. Πιο αναλυτικά η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού κυκλώματος θα πρέπει να τροποποιηθεί κατάλληλα ώστε να είναι ευσταθής για οποιαδήποτε τιμή του κέρδους κλειστού βρόχου. Σε έναν ενισχυτή συνήθως τα στάδια κέρδους είναι συνδεδεμένα σε σειρά, με κάθε ένα στάδιο να είναι υπεύθυνο για έναν ή περισσότερους πόλους της συνάρτησης μεταφοράς [7]. Η ανάγκη για αντιστάθμιση προκύπτει επειδή στο διάγραμμα της φάσης παρατηρούμε ότι, το $|\beta H|$ δεν πέφτει στην μονάδα αρκετά πριν το $\angle \beta H$ φθάσει την τιμή -180° . Υπάρχουν δυο τρόποι να πετύχουμε την ευστάθεια: α) ελαχιστοποιώντας τη συνολική ολίσθηση φάσης, βγάζοντας έξω τη διασταύρωση φάσης και β) μειώνοντας το κέρδος με τη συχνότητα, φέρνοντας μέσα τη διασταύρωση κέρδους.



Εικόνα 4.6: Διάγραμμα φάσης

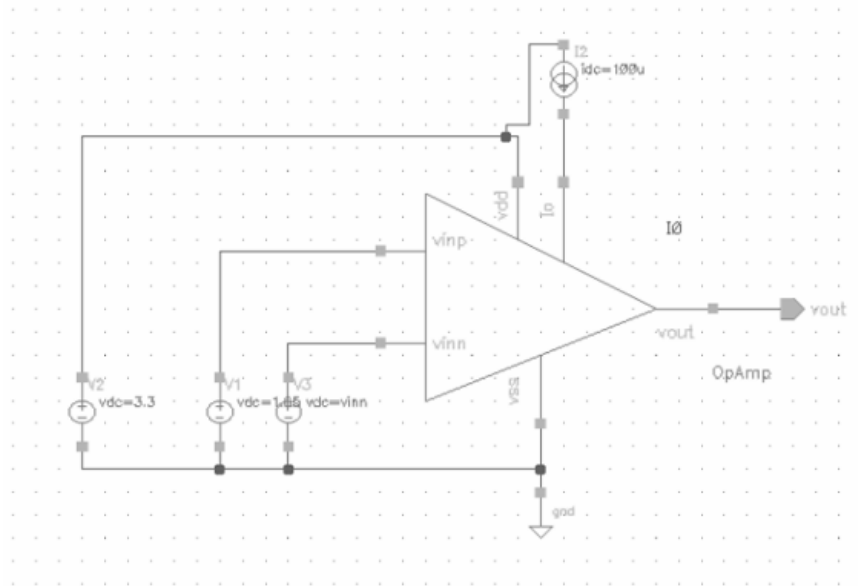
Στην πράξη , πρώτα προσπαθούμε να σχεδιάσουμε έναν τελεστικό ενισχυτή ώστε να ελαχιστοποιηθεί ο αριθμός των πόλων ενώ πληρούνται οι άλλες απαιτήσεις . Επειδή το κύκλωμα που προκύπτει μπορεί και πάλι να έχει ανεπαρκές περιθώριο φάσης , προσφέρουμε αντιστάθμιση στον τελεστικό ενισχυτή τροποποιώντας τη σχεδίαση έτσι ώστε να μετακινήσουμε τη διασταύρωση κέρδους προς την αρχή των αξόνων [6]. Για να το καταφέρουμε αυτό στον δικό μας ενισχυτή, θα χρειαστεί να εισάγουμε έναν πόλο σε μία χαμηλή συχνότητα . Στο κύκλωμα θα υλοποιηθεί αυτός ο πόλος , χρησιμοποιώντας τον πυκνωτή αντιστάθμισης C_c (Εικόνα 4.7), ο οποίος συνδέεται στην διαδρομή αρνητικής ανάδρασης του τρανζίστορ ενίσχυσης M_5 του δευτέρου σταδίου. Αυτή η χωρητικότητα, μαζί με την C_{gd5} πολλαπλασιάζονται εξαιτίας του φαινομένου Miller με το κέρδος του δευτέρου σταδίου.



Εικόνα 4.7: Τοπολογία OpAmp με την αντιστάθμιση

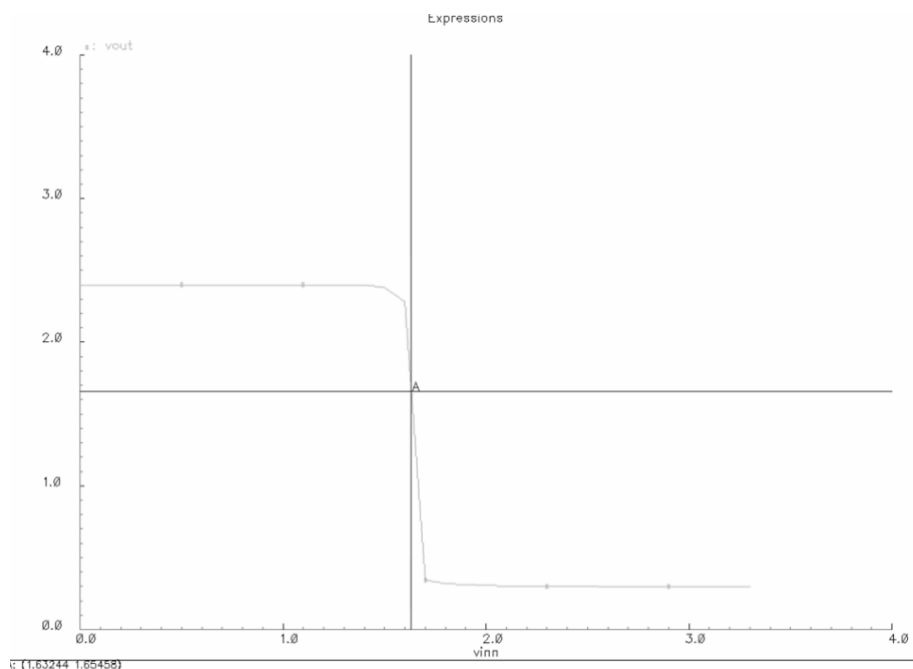
4.2.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Αρχικά για να ελέγξουμε την πόλωση στον κορεσμό φτιάξαμε το σχηματικό της Εικόνας 4.8. Πιο αναλυτικά, και στους δύο ακροδέκτες εισόδου του ενισχυτή βάλουμε συνεχή τάση της τάξης του 1.65 Volt , τα αποτελέσματα που καταγράψαμε φαίνονται στον Πίνακα 4.1.



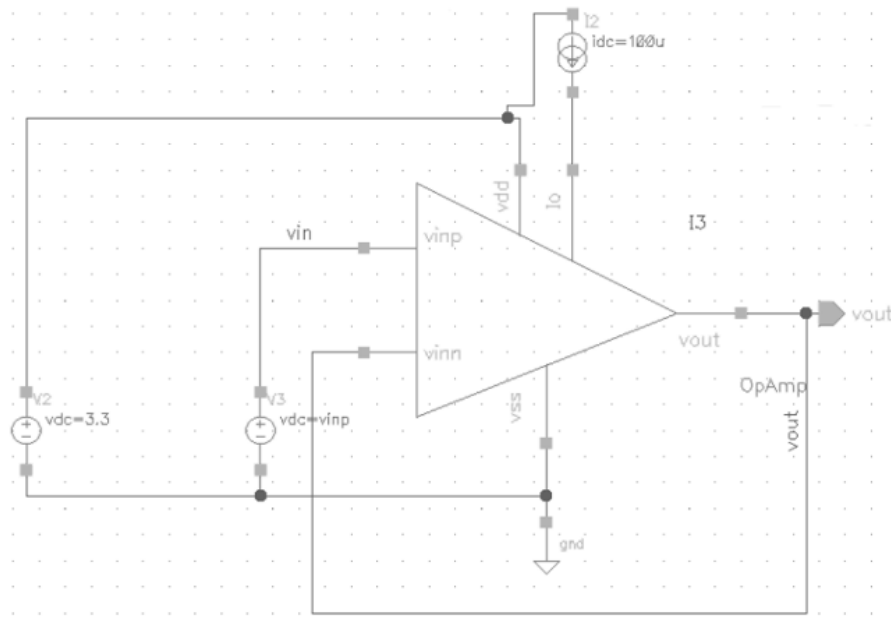
Εικόνα 4.8: Σχηματικό ανοιχτού βρόγχου μεγάλου σήματος

Για την ανάλυση μεγάλου σήματος σε ανοιχτό βρόγχο κάναμε παραμετρική ανάλυσή. Πιο συγκεκριμένα κάναμε sweep στην μεταβλητή $Vinn$, ξεκινώντας από 0 Volt και φτάνουμε σε 3.3 Volt με βήμα 0.1 Volt , η οποία είναι η πηγή συνεχούς τάσης που συνδέεται στον αρνητικό ακροδέκτη του τελεστικού ενισχυτή. Το αποτέλεσμα φαίνεται στην Εικόνα 4.9.



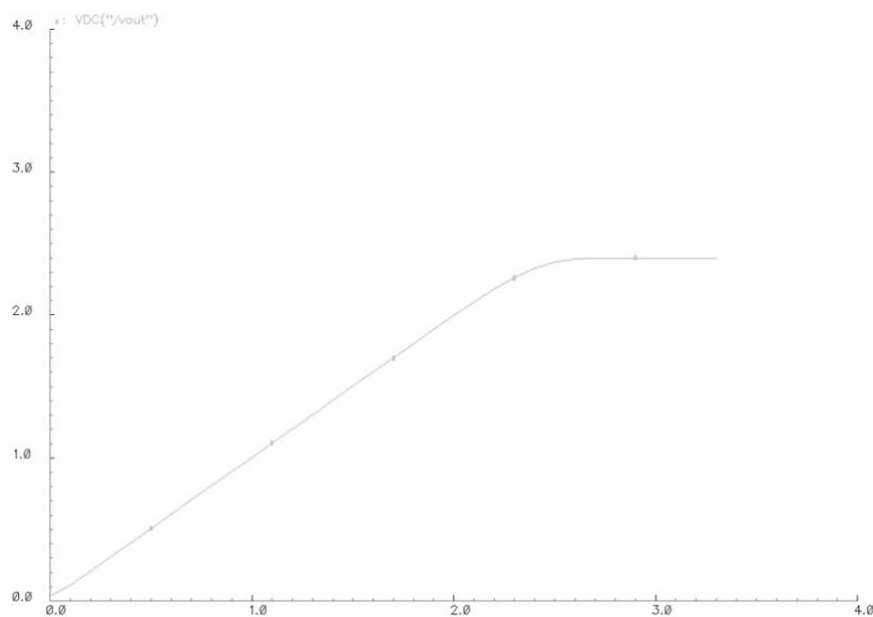
Εικόνα 4.9: Γραφική ανοιχτού βρόγχου μεγάλου σήματος

Στην συνέχεια θα κάνουμε σχηματικό για την μελέτη του κλειστού βρόχου. Τον θετικό ακροδέκτη του ενισχυτή τον συνδέουμε με την πηγή συνεχούς τάσης (Εικόνα 4.10) ,η οποία σαν τιμή έχει την μεταβλητή V_{inp} .



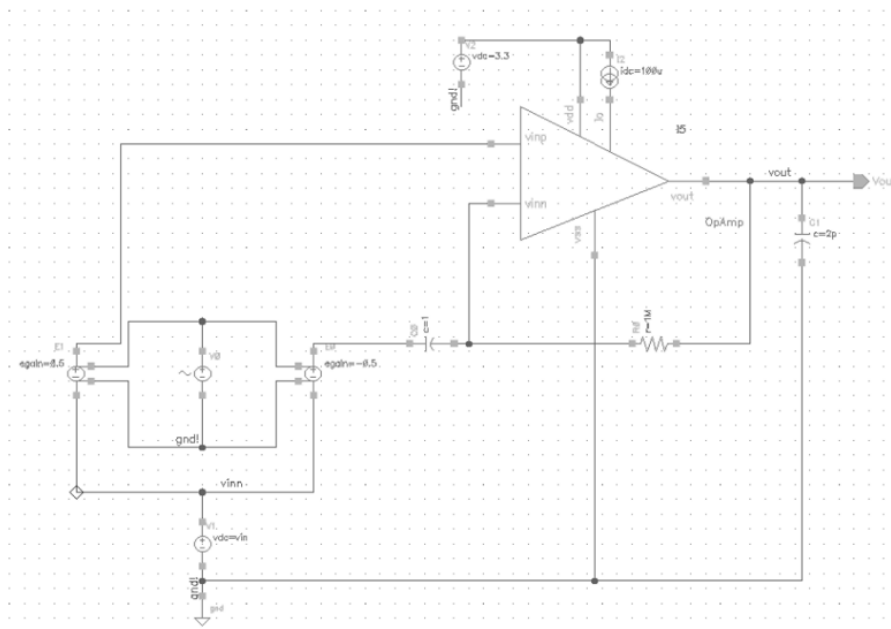
Εικόνα 4.10: Σχηματικό buffer

Για την προσομοίωση του κάναμε παραμετρική ανάλυσή. Πιο συγκεκριμένα κάναμε sweep στην μεταβλητή $vinp$,ξεκινώντας από 0 Volt και φτάνουμε σε 3.3 Volt με βήμα 0.1 Volt , η οποία είναι η πηγή συνεχούς τάσης που συνδέεται στον αρνητικό ακροδέκτη του τελεστικού ενισχυτή . Το αποτέλεσμα φαίνεται στην Εικόνα 4.11 .



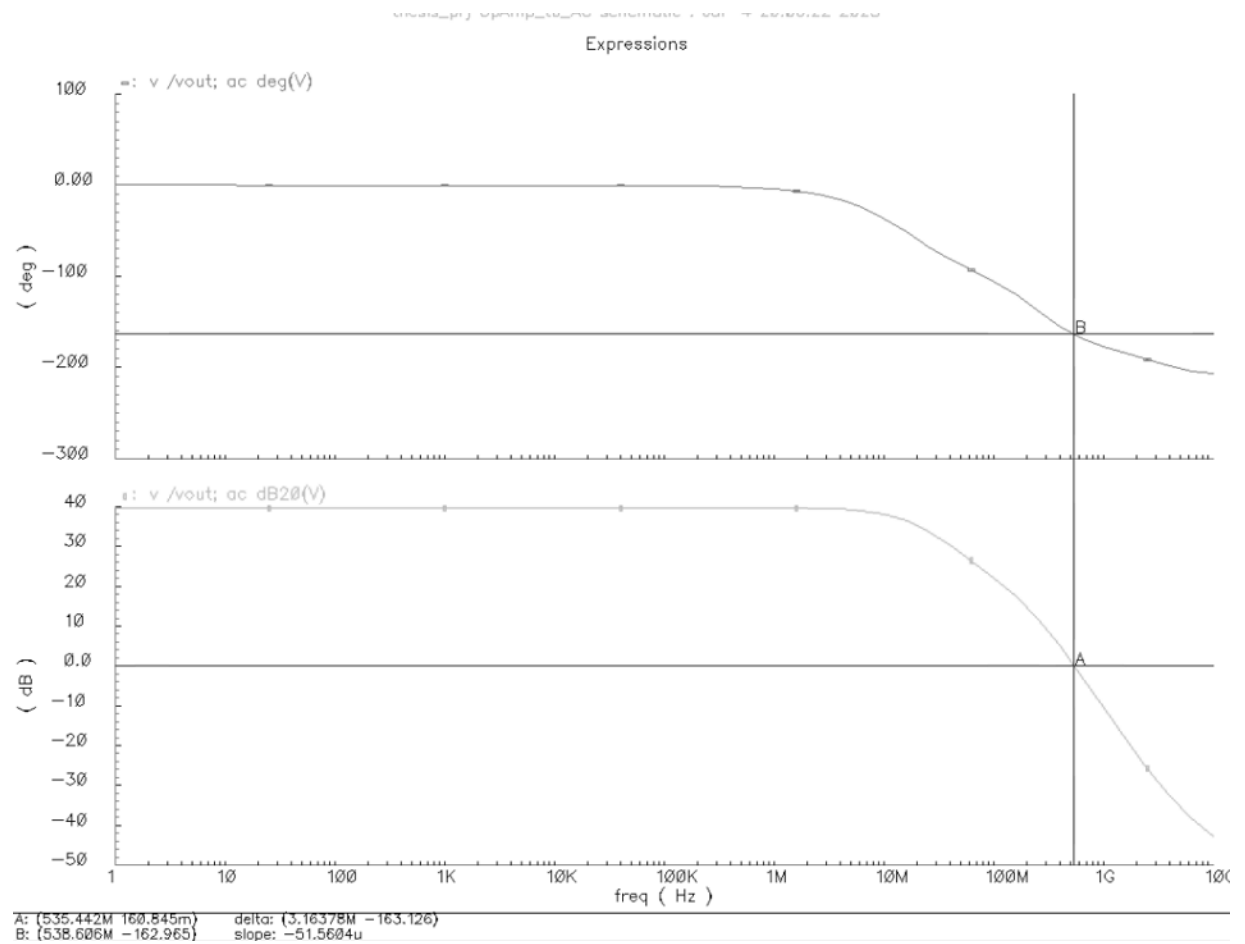
Εικόνα 4.11: Γραφική buffer

Έπειτα θα φτιάξουμε ένα σχηματικό για να προσομοιώσουμε την συμπεριφοράς μικρού σήματος ανοιχτού βρόχου .Τα χαρακτηριστικά της πηγής εναλλασσόμενης τάσης είναι : DC τιμή 1.65 V , $AC\text{ magnitude } 1\text{ V}$ και πλάτος 10 mV (αυτά τα χαρακτηριστικά θα έχει σε όλες τις περιπτώσεις του μικρού σήματος). Οι τιμές των παθητικών στοιχείων είναι οι εξής : $C = 1\text{ F}$, $R = 1\text{ M}\Omega$, $CL = 2\text{ pF}$, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.12 .



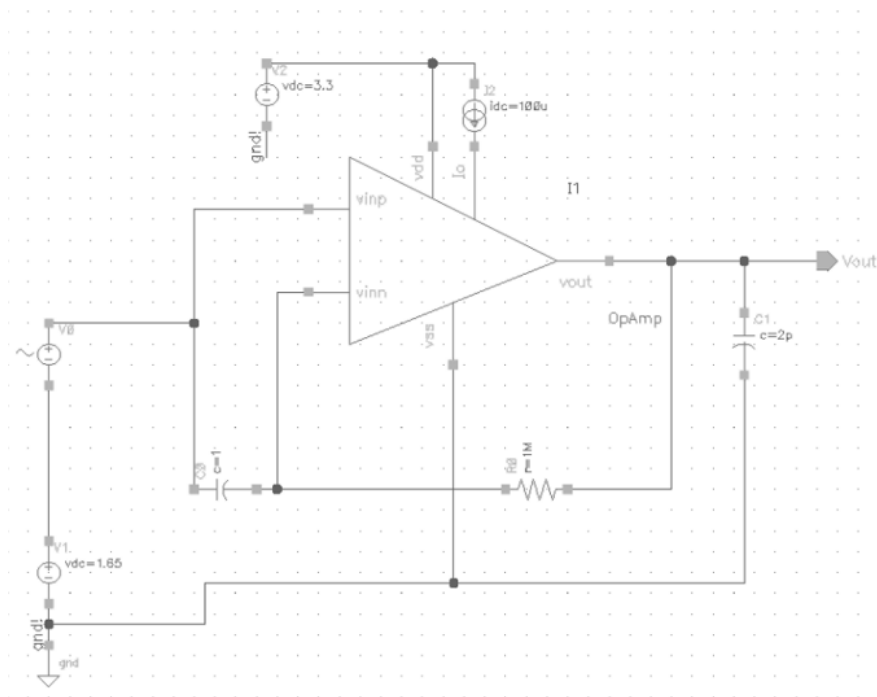
Εικόνα 4.12: Σχηματικό ανάλυσης μικρού σήματος ανοιχτού βρόχου

Για την προσομοίωση του κυκλώματος χρησιμοποιήσαμε AC analysis : με τα εξής χαρακτηριστικά, έναρξη στα 1 Hz και τερματισμό στα 10 GHz . Από την απόκριση συχνότητας μπορούμε να δούμε ότι το κέρδος είναι 39.7 dB , αναμενόμενη τιμή από την θεωρία. Στην συνέχεια θα υπολογίσουμε το $phase\ margin$. Αρχικά θα δούμε σε ποια συχνότητα το κέρδος θα γίνει 0 dB . Στην συνέχεια θα δούμε ποια τιμή έχει η φάση στην συγκεκριμένη συχνότητα , όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.13. Τέλος θα λύσουμε την εξίσωση $PM=180^\circ+\varphi$ και θα βρούμε ότι η τιμή του θα είναι 17° , κάτι που μας δείχνει ότι θα χρειαστεί να κάνουμε αντιστάθμιση συχνότητας .



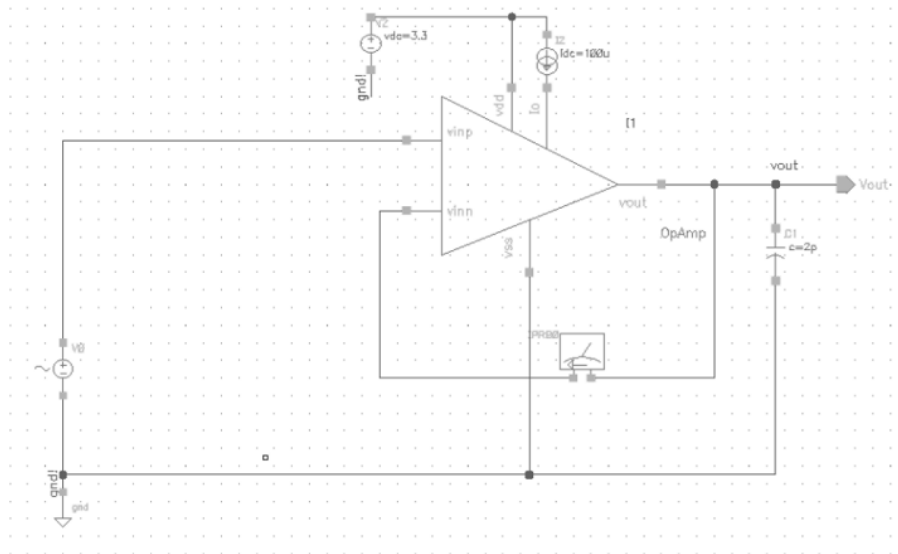
Εικόνα 4.13: Γραφικές ανάλυσης μικρού σήματος σε ανοιχτό βρόγχο

Στην συνέχεια θα μελετήσουμε την συμπεριφορά κοινής λειτουργίας και για αυτό θα φτιάξουμε το ακόλουθο σχηματικό.



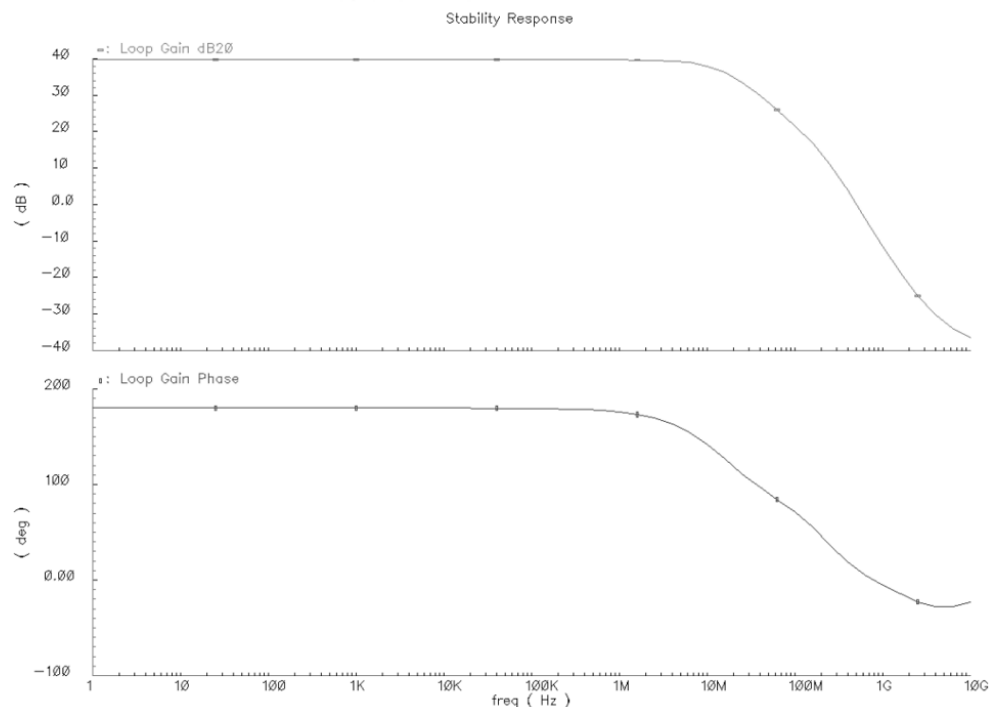
Εικόνα 4.14: Σχηματικό common mode

Έπειτα θα φτιάξουμε ένα σχηματικό για την ανάλυση μικρού σήματος σε κλειστό βρόγχο. Ο πυκνωτής CL έχει την τιμή 2 pF .



Εικόνα 4.15: Σχηματικό ανάλυσης μικρού σήματος κλειστού βρόγχου

Για την προσομοίωση του σχηματικού χρησιμοποιήσαμε stability analysis : με τα εξής χαρακτηριστικά, έναρξη στα 1 Hz και τερματισμό στα 10 GHz . Στην γραφική παράσταση της απόκρισης συχνότητας της Εικόνας 4.16 φαίνεται ότι το κέρδος έχει τιμή κοντά στα 40 dB .



Εικόνα 4.16: Γραφικές ανάλυσης μικρού σήματος κλειστού βρόγχου

Από τις προσομοιώσεις της ανάλυσης μικρού σήματος προκύπτει ο Πίνακας 4.2, ο οποίος περιέχει τα αποτελέσματα από κάποιες μετρήσεις.

Characteristics			Unit	
Small signal				
Differential voltage gain ⁽¹⁾	A_o	39.7	dB	without R _L @ low frequencies
Closed loop gain	A_{CL}	39.7	dB	without R _L @ low frequencies
Unity gain frequency ⁽¹⁾	f_{UGB}	540	MHz	without R _L
Unity gain frequency ⁽²⁾	f_{UGB}	506	MHz	without R _L
Phase Margin ⁽¹⁾	PM	17	(°)	without R _L
Common-mode rejection ratio ⁽¹⁾	CMRR	8.49	dB	without R _L
Bias				
Power Supply ⁽²⁾	V_{DD}	3.3	V	
Current Consumption ⁽²⁾	I_{DD}	1.33m	A	
Output Voltage ⁽²⁾	V_o	1.65002	V	
Large signal				
Systematic input deviation ^(1, 2)	V_{off}	16.5	mV	without R _L

(1) open loop, (2) closed loop

Πίνακας 4.2:Χαρακτηριστικές τιμές του OpAmp

Τέλος θα κάνουμε την απαιτούμενη αντιστάθμιση συχνότητας στον ενισχυτή δηλαδή με πιο απλά λόγια θα βάλουμε έναν πυκνωτή $C_c=1\text{ pF}$ όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.7 στο σχηματικό του ενισχυτή. Έπειτα θα επαναλάβουμε όλες τις μετρήσεις για την ανάλυση μικρού σήματος, ώστε να φτιάξουμε έναν Πίνακα με τα σωστά αποτελέσματα.

Characteristics			Unit	
Small signal				
Differential voltage gain ⁽¹⁾	A_o	39.7	dB	without R _L @ low frequencies
Closed loop gain	A_{CL}	39.7	dB	without R _L @ low frequencies
Unity gain frequency ⁽¹⁾	f_{UGB}	115	MHz	without R _L
Unity gain frequency ⁽²⁾	f_{UGB}	100	MHz	without R _L
Phase Margin ⁽¹⁾	PM	60	(°)	without R _L
Common-mode rejection ratio ⁽¹⁾	CMRR	8.49	dB	without R _L
Bias				
Power Supply ⁽²⁾	V_{DD}	3.3	V	
Current Consumption ⁽²⁾	I_{DD}	1.33m	A	
Output Voltage ⁽²⁾	V_o	1.6500 2	V	
Large signal				
Systematic input deviation ^(1, 2)	V_{off}	2	mV	without R _L

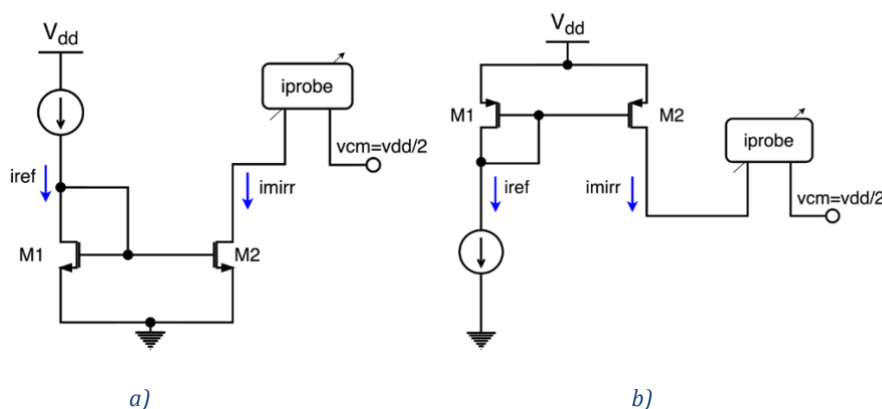
(1)open loop, (2) closed loop

Πίνακας 4.3:Χαρακτηριστικές τιμές του OpAmp μετά την αντιστάθμιση

4.3 Σχεδιασμός φίλτρων Formant χρησιμοποιώντας OpAmps

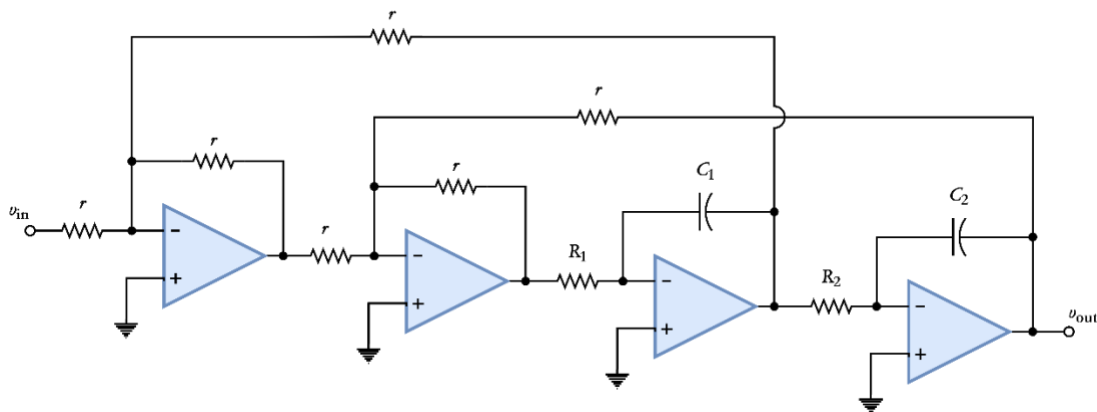
4.3.1 Τοπολογία FLF

Αρχικά για την παρούσα υποενότητα, αλλά και για την επόμενη θα χρειαστούμε να φτιάξουμε έναν καθρέφτη ρεύματος, ο οποίος θα κατανέμει το ρεύμα ισότιμα σε όλους του ενισχυτές. Έτσι δεν θα χρειαστεί να χρησιμοποιήσουμε η ιδανικές ρεύματος, αλλά μια άρα θα έχουμε χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος. Ακόμη δεν θα ήταν ορθό να χρησιμοποιηθεί μια πηγή ρεύματος χωρίς τον καθρέφτη λόγω του νόμου ρευμάτων του Kirchhoff $\sum_{k=1}^n I_k = 0$. Αρχικά για να δοκιμάσουμε ποιος τύπος transistor, αλλά και ποια μεγέθη κάνουν το καλύτερο καθρέφτισμα ρεύματος, χρησιμοποιήσαμε τα κυκλώματα των Εικόνων 4.17.a και 4.17.b .



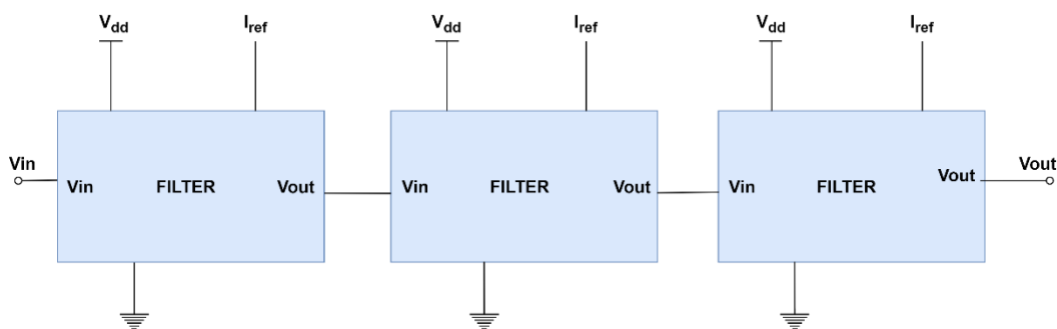
Εικόνες 4.17.a και 4.17.b: απλοί καθρέφτες ρεύματος

Αφού πρώτα βρήκαμε τον κατάλληλο τύπο, αλλά και μεγέθη σχεδιάσαμε στο λογισμικό Virtuosο το κύκλωμα της εικόνας 4.18, όπου παίρνουμε σαν είσοδο την ιδανική πηγή ρεύματος και την καθρεφτίζουμε, ώστε να παράγουμε δώδεκα πηγές με περίπου το ίδιο ρεύμα με το αρχικό. Οι διαστάσεις των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν είναι : *PMOS* πλάτος $W = 55 \mu m$, μήκος $L = 15 \mu m$ και *NMOS* πλάτος $W = 4 \mu m$, μήκος $L = 3.6 \mu m$. Στην συνέχεια δημιουργούμε ένα μπλοκ ώστε να χρησιμοποιήσουμε τον καθρέφτη που φτιάξαμε παρακάτω.



Εικόνα 4.19 Τοπολογία FLF 2ης τάξης

Στην εκάστοτε περίπτωση θα βάλουμε τις κατάλληλες τιμές σε κάθε πυκνωτή και αντίσταση (οι οποίες έχουν προκύψει με την χρήση του κώδικα, από το [παράρτημα](#)), ώστε να έχουμε την επιθυμητή peak συχνότητα. Έπειτα θα φτιάξουμε ένα μπλοκ για το φίλτρο. Στην συνέχεια θα ενώσουμε τις προαναφερθείσες δομές στις κατάλληλες υποδοχές αλλά και με τις κατάλληλες πηγές. Οπότε θα μας προκύψει το κύκλωμα της Εικόνας 4.20.

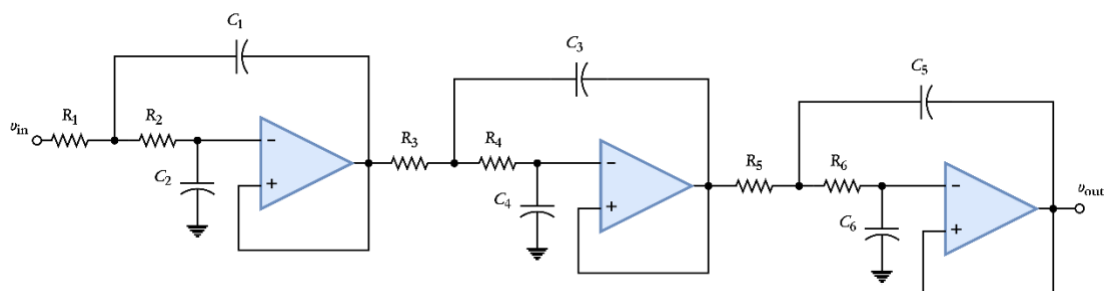


Εικόνα 4.20 Ολοκληρωμένο φίλτρο FLF

4.3.2 Τοπολογία Sallen-key

Για να φτιάξουμε ένα φίλτρο, το οποίο θα εντοπίζει τις τρεις συχνότητες του εκάστοτε φωνήεν, θα πρέπει να ενώσουμε τρεις τοπολογίες (όπως αυτή της Εικόνας 2.4.2) στην σειρά και σχηματίσουμε το μπλοκ διάγραμμα της Εικόνας 4.19. Η επιλογή των τιμών των παθητικών στοιχείων γίνεται με τον εξής τρόπο: χρησιμοποιούμε το MATLAB για να μας δώσει την συχνότητα και τον συντελεστή ποιότητας, στην συνέχεια με αυτά τα δυο

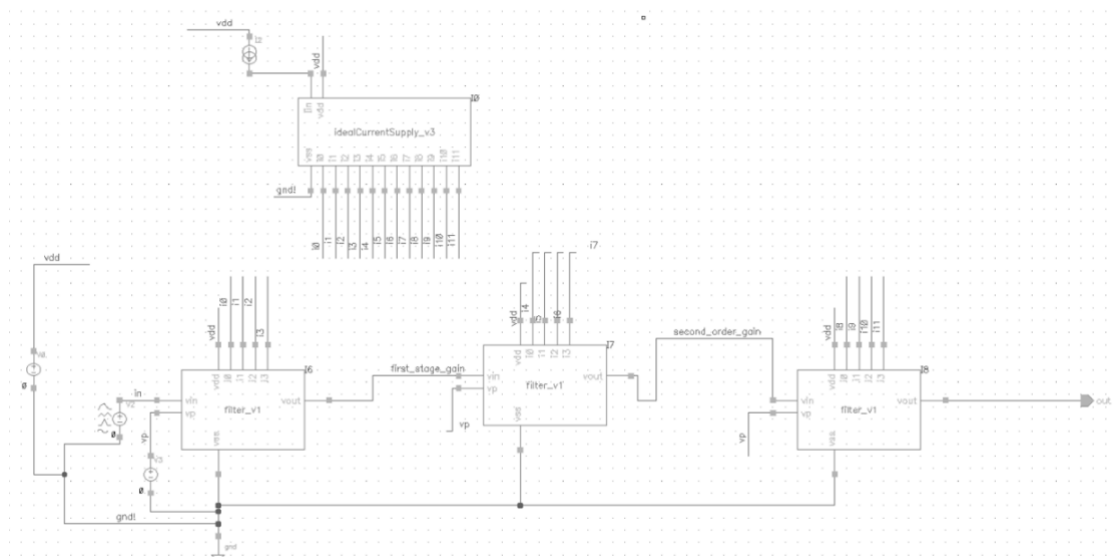
δεδομένα λύνουμε τις Εξισώσεις 15 και 16. Έτσι καταλήγουμε στο κύκλωμα της Εικόνας 4.21. Επίσης και σε αυτή την περίπτωση θα χρειαστούμε να φτιάξουμε έναν καθρέφτη ρεύματος, απλά θα έχει 3 εξόδους.



Εικόνα 4.21 Τοπολογία με 3 Sallen Key

4.3.3 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Αρχικά για να προσομοιώσουμε το κύκλωμα της Εικόνας 4.20 , θα χρειαστούμε και το αντίστοιχο σχηματικό .Η συνεχής τάση V_{dd} έχει την τιμή 3.3 Volt , ο ακροδέκτης V_{ss} είναι συνδεδεμένος με την γείωση και το ρεύμα τροφοδοσίας έχει την τιμή $100\text{ }\mu\text{A}$ όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.21. Τα χαρακτηριστικά της πηγής εναλλασσόμενης τάσης είναι : DC τιμή 1.65 V ,AC magnitude 1 V και πλάτος 10 mV .



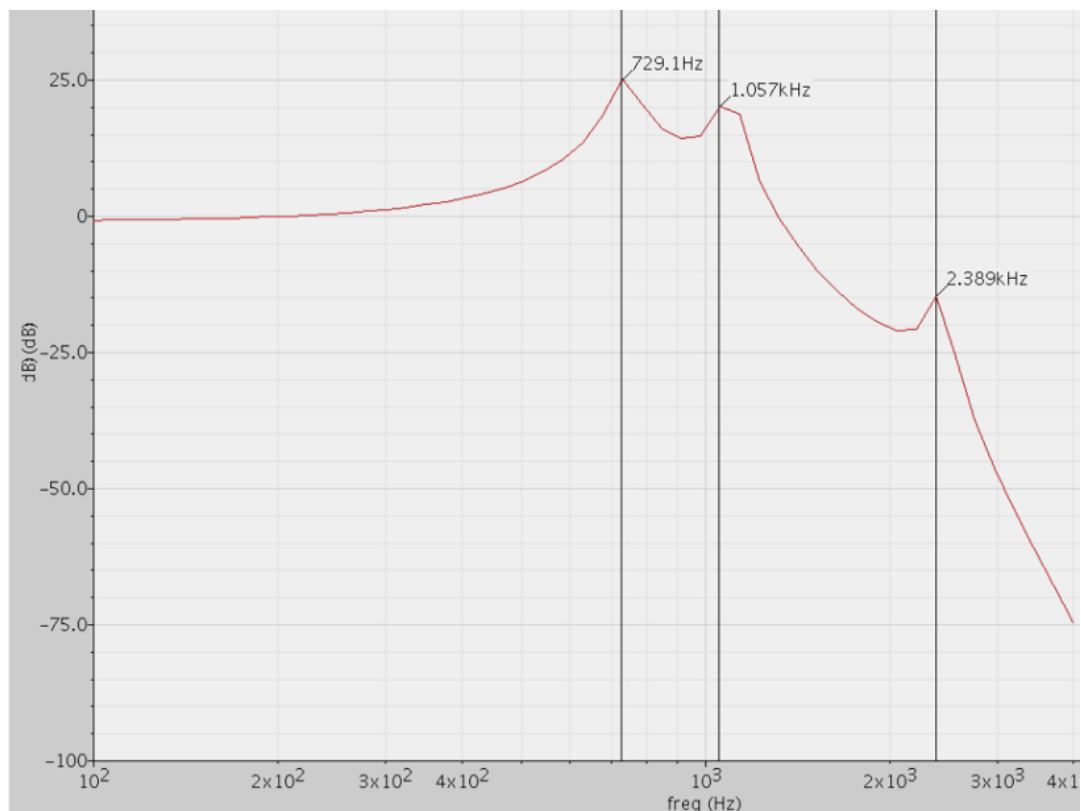
Εικόνα 4.21 Σχηματικό FLF

Το φίλτρο χωρίζεται σε τρία στάδια , αυτό συμβαίνει , επειδή κάθε φωνήεν έχει τρεις συχνότητες. Συνεπώς κάθε στάδιο θα έχει διαφορετικές τιμές στα παθητικά του στοιχεία. Το φίλτρο δοκιμάστηκε με τα γράμματα 'ΑΑ' και 'ΕΡ'. Οι τιμές των παθητικών στοιχείων έχουν τροποποιηθεί συγκριτικά με τις τιμές που βλέπουμε στον Πίνακα 3.3 , ώστε οι peak συχνότητες να προσεγγίζουν όσο το δυνατόν περισσότερο τις τιμές στους από την θεωρία. Αυτές οι καινούριες τιμές φαίνονται στον Πίνακα 4.4.

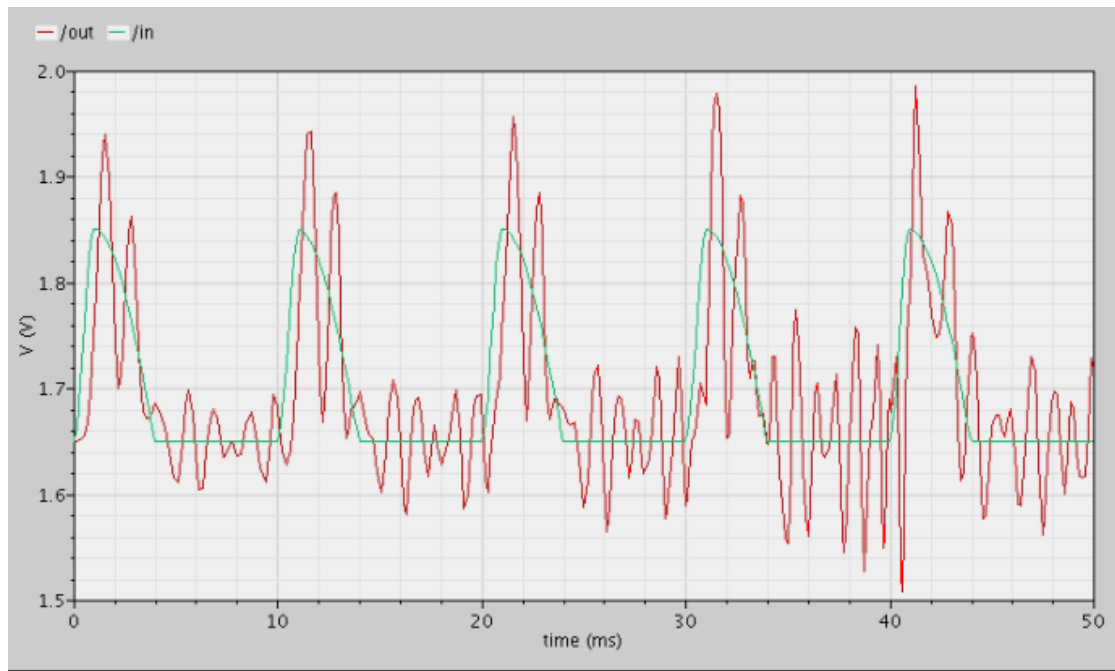
Γράμμα	Συχνότητα(Hz)	R1(Ω)	R2(Ω)	C1(F)	C2(F)
AA	730	700 k	3 k	6.9 n	3 n
	1090	280 k	6.7 k	10 n	1 n
	2390	850 k	3.8 k	3 n	300 p
ER	490	700 k	7.5 k	6.9 n	3 n
	1350	280 k	4.5 k	10 n	1 n
	690	850 k	7 k	3 n	300 p

Πίνακας 4.4 Τιμές παθητικών στοιχείων για το FLF φίλτρο

Για την παρομοίωση χρησιμοποιήθηκε AC analysis με χαρακτηριστικά : εκκίνηση στα 1Hz και τερματισμό στα 4 kHz . Η απόκριση συχνότητα του 'AA' φαίνεται στη Εικόνα 4.21.a και του 'ER' στην Εικόνα 4.322.a. Στις Εικόνες 4.21.b και 4.22.b βλέπουμε πως συμπεριφέρονται να φίλτρα με είσοδο τον παλμό Rosenberg σε *time domain*.

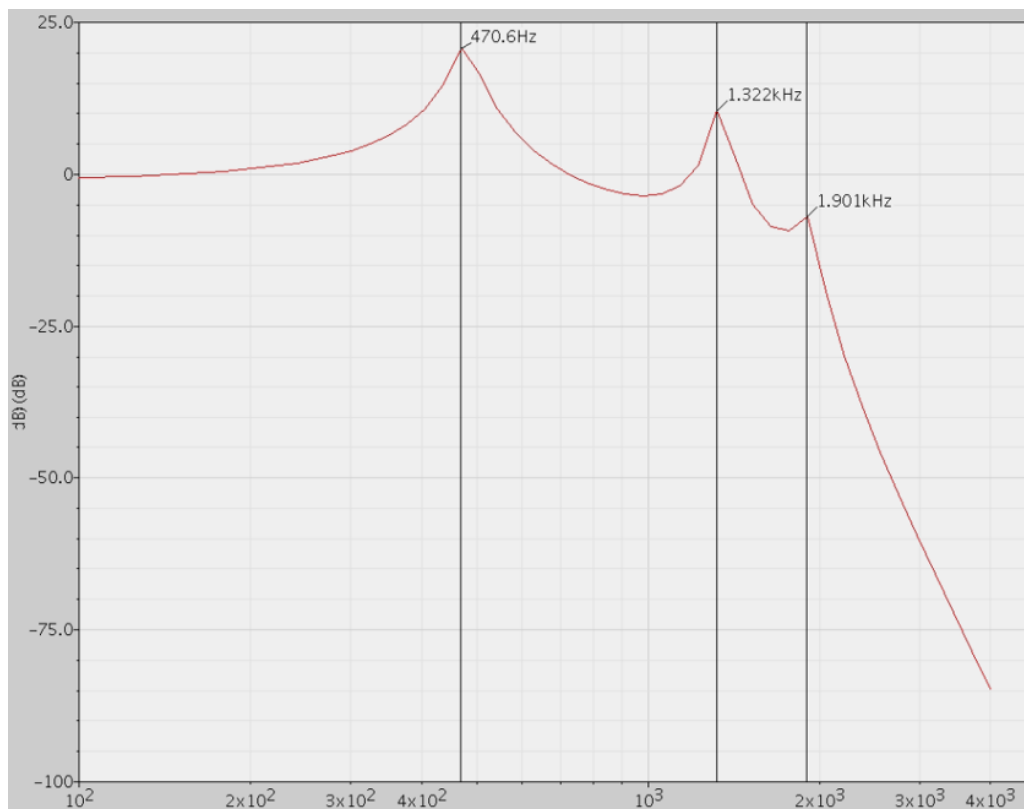


a)

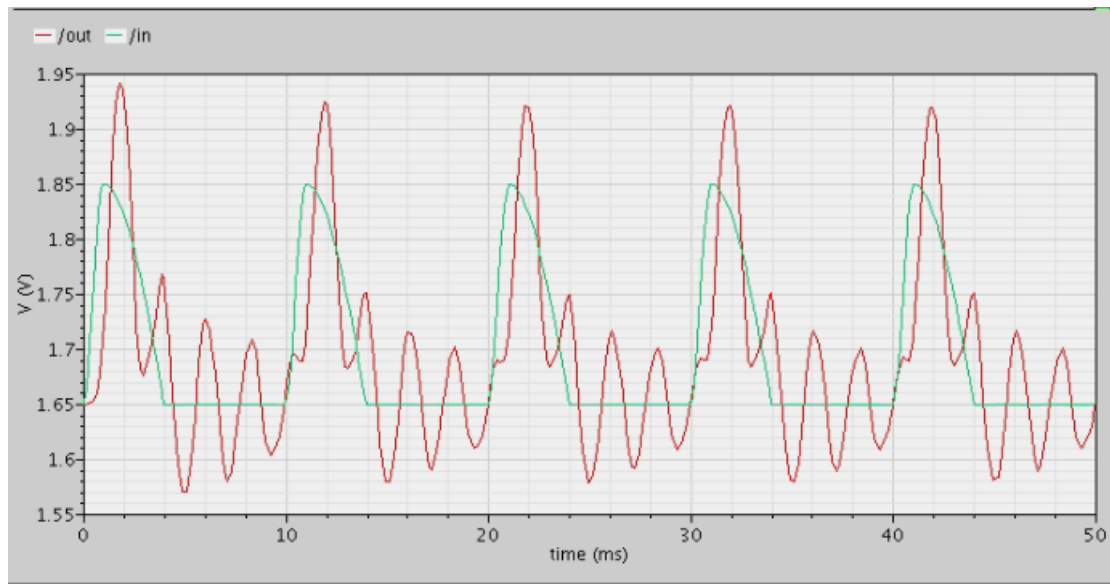


b)

Εικόνα 4.21 Διαγράμματα του 'ΑΑ'



a)



b)

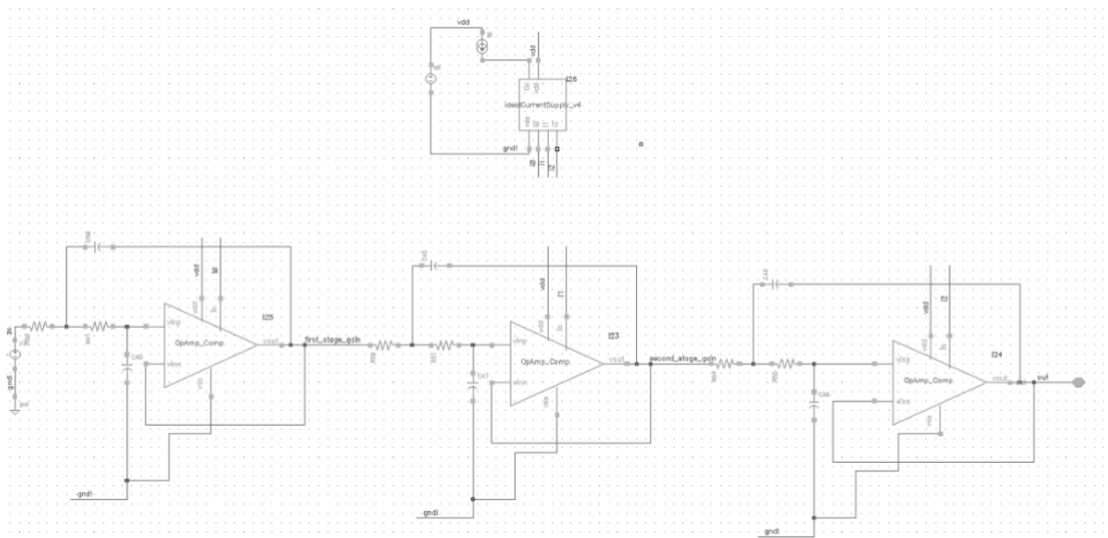
Εικόνα 4.22 Διαγράμματα του 'ER'

Στον Πίνακα 4.5 παρουσιάζονται οι πειραματικές τιμές συχνότητων συγκριτικά με τις ιδανικές στην περίπτωση του FLF φίλτρου.

Γράμμα	Ιδανική συχνότητα (Hz)	Πειραματική συχνότητα (Hz)
AA	730	729.1
	1090	1057
	2390	2389
ER	490	470.6
	1350	1322
	1690	1901

Πίνακας 4.5 Τιμές ιδανικών και πειραματικών συχνότητων για το FLF φίλτρο

Τώρα έχει σειρά το φίλτρο που χρησιμοποιεί την τοπολογία Sallen-Key (Εικόνα 4.23). Επειδή και σε αυτή την περίπτωση έχουμε τρία στάδια επειδή το κάθε φωνήεν έχει τρία Formant Όμως τώρα οι τιμές των παθητικών στοιχείων υπολογίζονται με την χρήση των Εξισώσεων 15 και 16, γνωρίζοντας από το MATLAB την συχνότητα και τον συντελεστή ποιότητας του φίλτρου.



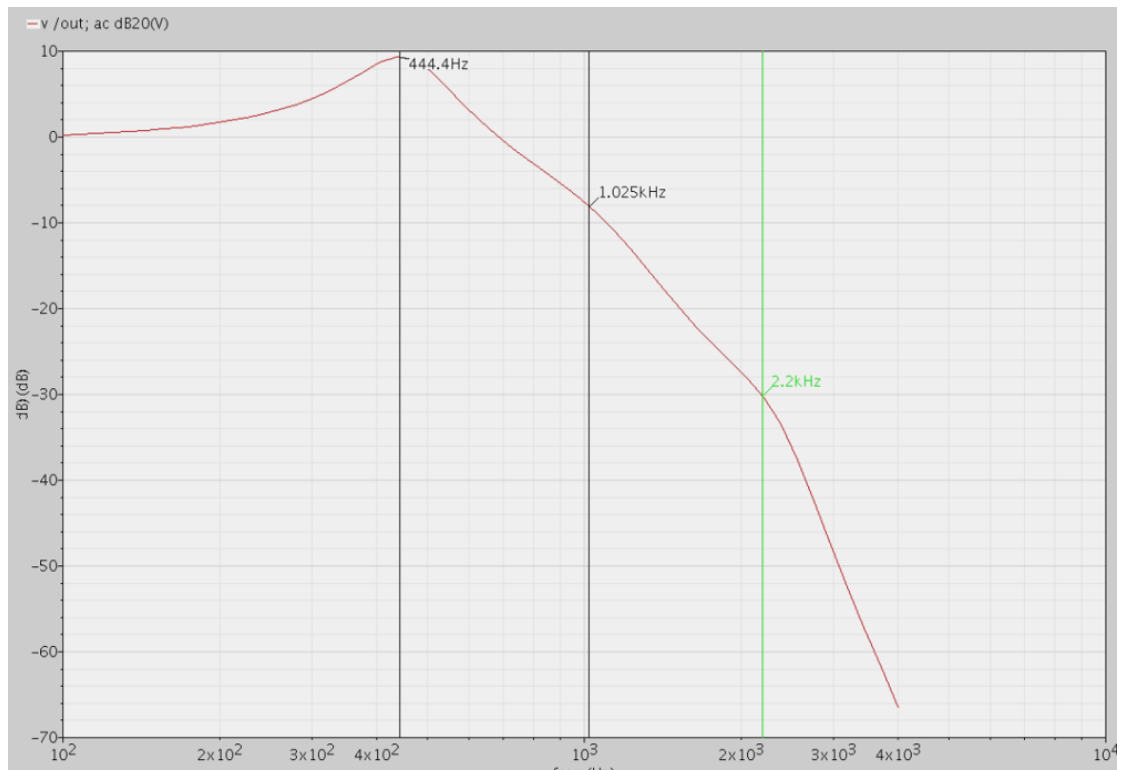
Εικόνα 4.23 Σχηματικό Sallen-Key

Ωστόσο επειδή έχουμε τέσσερις αγνώστους θα πρέπει να δώσουμε εμείς τιμές σε δυο από τα παθητικά στοιχεία, π.χ. στις δυο αντιστάσεις και στην συνέχεια με πράξεις να βρούμε τα άλλα δυο, στο παράδειγμά μας τους πυκνωτές. Όλες αυτές οι τιμές παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.6.

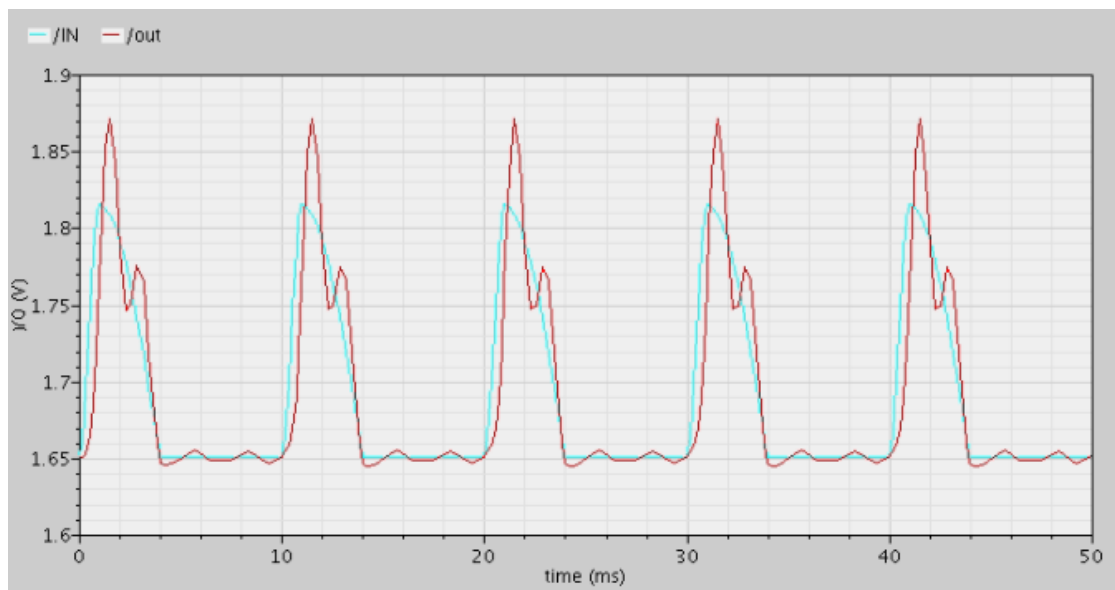
Γράμμα	Συχνότητα(Hz)	Q	R1(Ω)	R2(Ω)	C1(F)	C2(F)
AA	730	22	700 k	3 k	1.6 μ	14.1 p
	1090	21.8	316 k	6.7 k	1.56 μ	7.3 p
	2390	38.3	845 k	3.8 k	668 n	2.05 p
ER	490	14.7	700 k	7.5 k	642 n	31.3 p
	1350	27	316 k	4.5 k	225.3 n	42.75 p
	1690	27.1	845 k	7 k	116.3 n	12.91 p

Πίνακας 4.6 Τιμές παθητικών στοιχείων για το Sallen-Key φίλτρο

Για την παρομοίωση χρησιμοποιήθηκε *AC analysis* με χαρακτηριστικά : εκκίνηση στα 1Hz και τερματισμό στα 4 kHz. Η απόκριση συχνότητα του 'AA' φαίνεται στη εικόνα 4.24.a και του 'ER' στην Εικόνα 4.24.a. Στις Εικόνες 4.24.b και 4.25.b βλέπουμε πως συμπεριφέρονται να φίλτρα με είσοδο τον παλμό Rosenberg σε *time domain*.

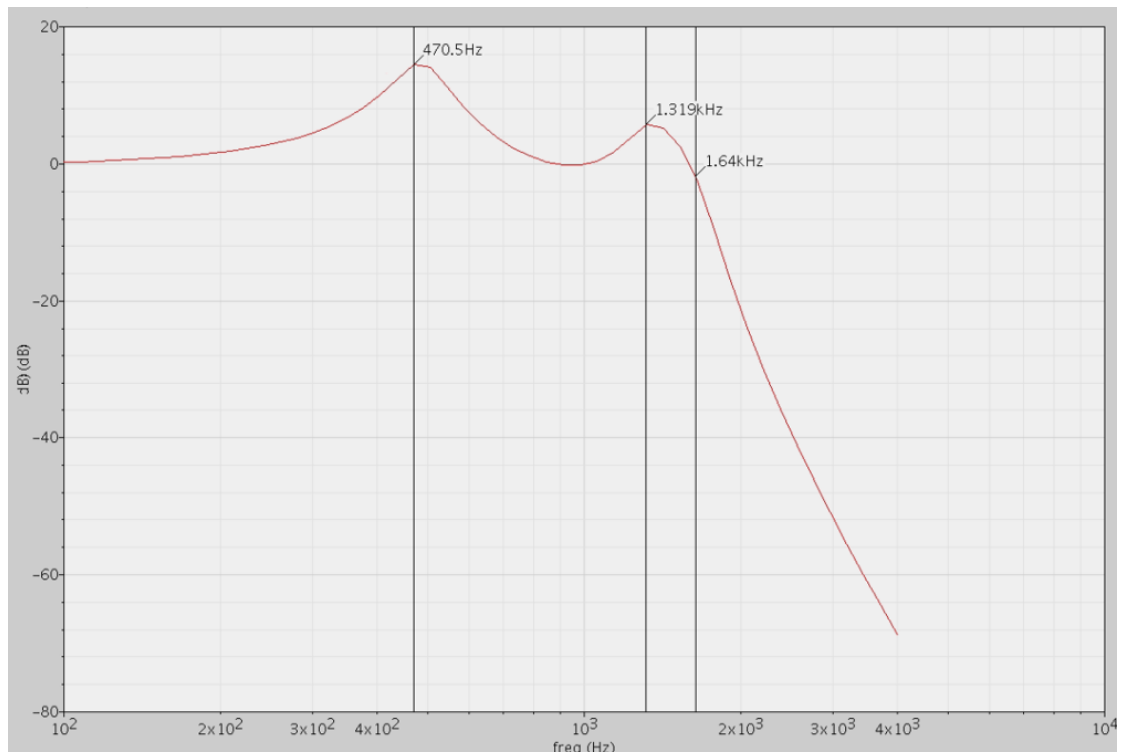


a)

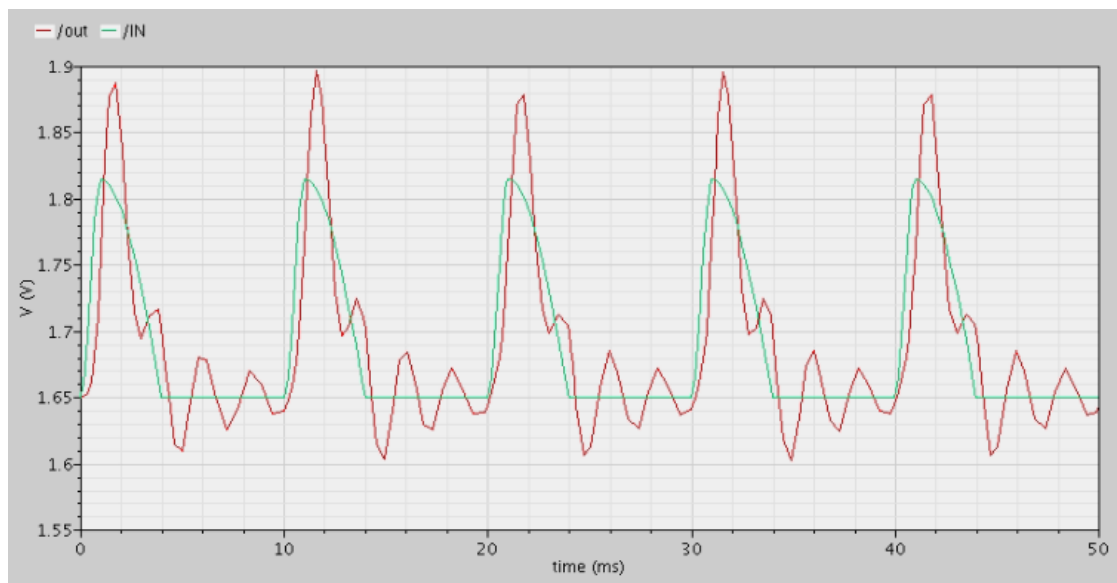


b)

Εικόνα 4.24 Διαγράμματα του 'ΑΑ'



a)



b)

Εικόνα 4.25 Διαγράμματα του 'ER'

Στον Πίνακα 4.7 παρουσιάζονται οι πειραματικές τιμές συχνοτήτων συγκριτικά με τις ιδανικές στην περίπτωση του Sallen-Key φίλτρου.

Γράμμα	Ιδανική συχνότητα (Hz)	Πειραματική συχνότητα (Hz)
--------	------------------------	----------------------------

ΑΑ	730	444.4
	1090	1025
	2390	2200
ΕΡ	490	470
	1350	1319
	1690	1640

Πίνακας 4.7 Τιμές ιδανικών και πειραματικών συχνοτήτων για το Sallen-Key φίλτρο

Κεφάλαιο 5. Συμπεράσματα και μελλοντική εργασία

5.1 Συμπεράσματα

Στη διπλωματική εργασία σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε ένα αναλογικό φίλτρο που μπορεί να εντοπίζει τις τρεις βασικές συχνότητες Formant (F1, F2, F3) ενός φωνήεντος, μέσω της σύνδεσης τριών φίλτρων δεύτερης τάξης σε σειρά. Η υλοποίηση έγινε με τη χρήση τελεστικών ενισχυτών (OpAmps) που σχεδιάστηκαν με τεχνολογία *CMOS 90nm* της *UMC*. Για τη λειτουργική επαλήθευση του συστήματος πραγματοποιήθηκαν αναλυτικές προσομοιώσεις τόσο σε τοπολογίες FLF όσο και Sallen-Key. Οι τοπολογίες FLF έχει περισσότερη ακρίβεια στις peak συχνότητες συγκριτικά με τις Sallen-Key τοπολογίες.

Για να υλοποιηθούν οι παραπάνω τοπολογίες χρησιμοποιήθηκε ένας τελεστικός ενισχυτής. Ο τελεστικός ενισχυτής από το μηδέν και βελτιστοποιήθηκε μέσω αντιστάθμισης συχνότητας, ώστε να παρέχει κατάλληλο περιθώριο φάσης και σταθερότητα. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων επιβεβαιώνουν τη θεωρητική ανάλυση και αποδεικνύουν τη δυνατότητα υλοποίησης φίλτρων Formant με αναλογικά μέσα και χαμηλή κατανάλωση ισχύος.

Το σύστημα δοκιμάστηκε επιτυχώς σε φωνήεντα όπως τα 'ΑΑ' και 'ΕΡ'. Η εργασία απέδειξε πως είναι εφικτό να κατασκευαστεί ένα αναλογικό φίλτρο που μιμείται τη λειτουργία του ανθρώπινου φωνητικού σωλήνα.

5.2 Προτάσεις για μελλοντική εργασία

Αρχικά για να καλυφτούν όλα τα γράμματα θα ήταν ορθό να δημιουργηθούν τα αντίστοιχα φίλτρα και για τα σύμφωνα. Έτσι θα δημιουργηθεί ένα φίλτρο που θα εντοπίζει ολόκληρες λέξεις ή και φράσεις και όχι μόνο ένα μεμονωμένο γράμμα. Έπειτα θα πρέπει να γίνει και η αντίστοιχη δουλειά σε επίπεδο layout. Ακόμη λόγω της συνεχούς εξέλιξης της τεχνητής νοημοσύνης και των νευρωνικών δικτύων, θα δημιουργηθεί ένα μοντέλο, το οποίο θα αποφασίζει από μόνο του ποιο φίλτρο θα δημιουργηθεί. Στην

συνέχεια θα υπολογίζει τις κατάλληλες τιμές για τα παθητικά στοιχεία , λύνοντας τις κατάλληλες εξισώσεις.

Βιβλιογραφία

- [1] J. Nako and C. Psychalinos, “Formant filters designs with adjustable characteristics” in Proceedings of the Panhellenic Conference on Electronics & Telecommunications, Mar. 28–29, 2024, pp. 1–4.
- [2] J. Nako, G. Tsirimokou, and C. Psychalinos, “Adjustable resonator and anti-resonator designs for speech signal processing” AEU – International Journal of Electronics and Communications, vol. 183, article 155382, Jun. 2024.
- [3] J. Nako, G. Tsirimokou, and C. Psychalinos, “Minimum active component count formant and inverse formant filters designs” in Proceedings of the 47th International Conference on Telecommunications and Signal Processing, Jul. 10–12, 2024, pp. 183–186.
- [4] Theodore L. Deliyannis , Yichuang Sun , J. Kel Fidler , Continuous-Time Active Filter Design, 1st ed., Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1999 , pp 191-192 .
- [5] K. V. Cartwright and E. J. Kaminsky, “Finding the minimum input impedance of a second-order unity-gain Sallen-Key low-pass filter without calculus” Latin American Journal of Physics Education, vol. 7, no. 4, Dec. 2013, pp. 525–535.
- [6] B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits, Boston: McGraw-Hill, 2001.
- [7] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith ,Microelectronics circuits ,7th edition , New York : Oxford University Press,2014.
- [8] Giorgio Rizzoni , James Kearns, Christos Christidis, Principles and applications of electrical engineering,New York : McGraw-Hill ,2016

Παράρτημα (κώδικες Matlab)

Κώδικας Formant Lp resonators.m :

```
clc;
clear all;
close all;
clearvars;
format shortEng;
syms p1 p2 p3 q1 q2 q3 x y
s=tf('s');
format shortEng;
series='E96'; % for truncation
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%USER CODE FOR THE VARIABLES AND CALLBACKS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Initialize Variables
fpitch=100; %pitch frequency in Hz (this determines the frequency of the
Rosenburg pulse train)
num_per=5; % number of periods to be displayed
num_per_sound=10; % number of periods for hearing purposes
alpha1=10; % percentage rise time of Rosenburg pulse
alpha2=30; % percentage fall time time of Rosenburg pulse

fs=8.192E+03; % sampling frequency
nfft=1024; % size of FFT

% frequency range
f_min=0;
f_max=4E+03;

vowel_index=8; % choice of the vowel (between 1-12) from the Table below

%% vowels
vowels=['IY'; 'IH'; 'EH'; 'AE'; 'AH'; 'AA'; 'AO'; 'ER'; 'UH'; 'UW'; 'OO';
'Ne'];
F=...
    [270 2290 3010; % 1-->IY
    390 1990 2550; % 2-->IH
    530 1840 2480; % 3-->EH
    660 1720 2410; % 4-->AE
    520 1190 2390; % 5-->AH
    730 1090 2390; % 6-->AA
    570 840 2410; % 7-->AO
    490 1350 1690; % 8-->ER
    440 1020 2240; % 9-->UH
    300 870 2240; % 10-->UW
    300 870 2240; % 11-->OO
    500 1500 2500]; % 12-->Neutral

BW=[40 60 75]; % bandwidths
```

```

%% Conversions and Initializations
    period=round(fs/fpitch); % duration of single glottal pulse in number
of samples
    fsd=num_per_sound*period;
    freq=0:fs/nfft:fs/2; % frequency range for FFT etc.
    w=2*pi.*freq;
    fk=F(vowel_index,:); % selection of F1 F2 and F3
    alpha1=alpha1/100; % converting alpha to percentage
    alpha2=alpha2/100; % converting beta to percentage
    hn=[]; % initialization
    g=[]; % initialization of glottal pulse
%% Rosenberg glottal single pulse

% time-domain
    n1=round(period*alpha1);
    n2=round(period*alpha2);
    g=[];
    x1=0:n1;
    g=[g 0.5*(1-cos(pi*x1/n1))];
    x2=1:n2;
    g=[g cos(pi*x2/(2*n2))];
    g=[g zeros(1,period-length(g))];

%% Pulse train using Rosenberg pulse

% periodic pulse train of impulses with total length of fsd samples
    imp_train_sound=zeros(1,fsd); % initialization of the impulse train
    imp_train_sound(1:period:fsd)=1; % creation of the impulse train

    % convolution of the glottal pulse with the impulse train
    pulse_train_sound=conv(g,imp_train_sound); % convolution for obtaining
the glottal pulse train
    pulse_train_sound=pulse_train_sound(1:fsd); % resizing the pulse train
for obtaining fsd samples
    imp_train_sound= imp_train_sound';
    pulse_train_sound=pulse_train_sound';

%% determination of the time frames and signals
% time frames
    time_sound=(0:1/fs:(length(pulse_train_sound)-1)/fs); % determination of
the time for hearing
    time_per=(0:1/fs:(period-1)/fs); % determination of the time for one
period of the pulse
    time=(0:1/fs:(num_per*period-1)/fs); % determination of the time for
analysis
    time_inverted_table=time(:);
% signals
    imp_train=imp_train_sound(1:length(time)); % impulse train for analysis
    pulse_train=pulse_train_sound(1:length(time)); % pulse train for analysis

%% analog implementation
%% stage #1
eqn1 =(2*pi*fk(1))-p1*sqrt(1-1/(2*(q1^2)))== 0;
term1=1-1/(2*(q1^2))+sqrt(2/(q1^2)+1/(2*(q1^4)));
term2=1-1/(2*(q1^2))-sqrt(1/(q1^2)+1/(2*(q1^4)));
eqn2=(2*pi*BW(1))-p1*sqrt(term1)+p1*sqrt(term2)==0;

```

```

[solX, solY] = vpasolve([eqn1 eqn2],[p1 q1],[5000; 2]);
w01=double(solX);
Q1=double(solY);
f01=w01/(2*pi);
% Calculate BW
BW1=w01/Q1;
% 2nd-order LP resonator
tf_analog1=(2*pi*f01)^2/(s^2+(2*pi*f01/Q1)*s+(2*pi*f01)^2)

% % Define capacitance
C1 = 7e-9;
C2 = 3e-9;
C1=round60063(C1,series);
C2=round60063(C2,series);
% % Design equations
syms R1 R2
eqn1 = BW1 == 1/(R1*C1);
eqn2 = w01 == 1/sqrt(R1*R2*C1*C2);
% % Solve for R1 and R2
sol = vpasolve([eqn1, eqn2], [R1, R2]);
% % Extract solutions
R1_sol = double(sol.R1);
R2_sol = double(sol.R2);
R1=round60063(R1_sol,series);
R2=round60063(R2_sol,series);

% Display calculated BW,f0,Q factor
disp(['Bandwidth BW1 = ', num2str(BW1/(2*pi)), ' Hz']);
disp(['f01 = ', num2str(w01/(2*pi)), ' Hz']);
disp(['Q1 = ', num2str(Q1), '']);

% Display passive elements values
disp(['R1 = ', num2str(R1), ' Ohms']);
disp(['R2 = ', num2str(R2), ' Ohms']);
disp(['C1 = ', num2str(C1), ' Farad']);
disp(['C2 = ', num2str(C2), ' Farad']);

%% stage #2
eqn1 =(2*pi*fk(2))-p2*sqrt(1-1/(2*(q2^2)))== 0;
term1=1-1/(2*(q2^2))+sqrt(2/(q2^2)+1/(2*(q2^4)));
term2=1-1/(2*(q2^2))-sqrt(1/(q2^2)+1/(2*(q2^4)));
eqn2=(2*pi*BW(2))-p2*sqrt(term1)+p2*sqrt(term2)==0;
[solX, solY] = vpasolve([eqn1 eqn2],[p2 q2],[5000; 2]);
w02=double(solX);
Q2=double(solY);
% Calculate BW
BW2 = w02/Q2;
% 2nd-order LP resonator
tf_analog2=w02^2/(s^2+(w02/Q2)*s+w02^2)

% % Define capacitance
C3 = 10e-9;
C4 = 1e-9;
C3=round60063(C3,series);
C4=round60063(C4,series);
%
% % Design equations
syms R3 R4

```



```

eqn1 = BW2 == 1/(R3*C3);
eqn2 = w02 == 1/sqrt(R3*R4*C3*C4);
% % % Solve for R3 and R4
sol = vpasolve([eqn1, eqn2], [R3, R4]);
% % % Extract solutions
R3_sol = double(sol.R3);
R4_sol = double(sol.R4);
R3=round60063(R3_sol,series);
R4=round60063(R4_sol,series);

% Display calculated BW,f0,Q factor
disp(['Bandwidth BW2 = ', num2str(BW2/(2*pi)), 'Hz']);
disp(['f02 = ', num2str(w02/(2*pi)), 'Hz']);
disp(['Q2 = ', num2str(Q2), '']);

% % Display passive elements values
disp(['R3 = ', num2str(R3), ' Ohms']);
disp(['R4 = ', num2str(R4), ' Ohms']);
disp(['C3 = ', num2str(C3), ' Farad']);
disp(['C4 = ', num2str(C4), ' Farad']);

% stage #3
eqn1 =(2*pi*fk(3))-p3*sqrt(1-1/(2*(q3^2)))== 0;
term1=1-1/(2*(q3^2))+sqrt(2/(q3^2)+1/(2*(q3^4)));
term2=1-1/(2*(q3^2))-sqrt(1/(q3^2)+1/(2*(q3^4)));
eqn2=(2*pi*BW(3))-p3*sqrt(term1)+p3*sqrt(term2)==0;
[solX, solY] = vpasolve([eqn1 eqn2],[p3 q3],[5000; 2]);
w03=double(solX);
Q3=double(solY);
% Calculate BW
BW3 = w03/Q3;
% 2nd-order LP resonator
tf_analog3=w03^2/(s^2+(w03/Q3)*s+w03^2)

% % Define capacitance
C5 = 3e-9;
C6 = 0.5e-9;
C5=round60063(C5,series);
C6=round60063(C6,series);
%
% % Design equations
syms R5 R6
eqn1 = BW3 == 1/(R5*C5);
eqn2 = w03 == 1/sqrt(R5*R6*C5*C6);
% % Solve for R1 and R2
sol = vpasolve([eqn1, eqn2], [R5, R6]);
% % Extract solutions
R5_sol = double(sol.R5);
R6_sol = double(sol.R6);
R5=round60063(R5_sol,series);
R6=round60063(R6_sol,series);

% Display calculated BW,f0,Q factor
disp(['Bandwidth BW3 = ', num2str(BW3/(2*pi)), 'Hz']);
disp(['f03 = ', num2str(w03/(2*pi)), 'Hz']);
disp(['Q3 = ', num2str(Q3), '']);

```

```

%% % Display passive elements values
disp(['R5 = ', num2str(R5), ' Ohms']);
disp(['R6 = ', num2str(R6), ' Ohms']);
disp(['C5 = ', num2str(C5), ' Farad']);
disp(['C6 = ', num2str(C6), ' Farad']);

%% total analog function as cascade

tf_analog=tf_analog1*tf_analog2*tf_analog3;
[num_analog,den_analog]=tfdata(tf_analog,'v');

%% perform filtering

vowel_analog_sound= lsim(tf_analog,pulse_train_sound,time_sound);
vowel_analog= lsim(tf_analog,pulse_train,time);
vowel_analog_norm=vowel_analog/max(abs(vowel_analog)); % normalized

%% playing the vowel

disp('PAUSING for 3sec.....'); pause(3);
soundsc(vowel_analog_sound,8192); % hear analog vowel

%% Time-domain plots

% Plot glottal & vowels pulse train
figure
plot(time,pulse_train(1:num_per*period),'b','LineWidth',2);
hold on
plot(time,vowel_analog_norm(1:num_per*period),'r','LineWidth',2);
axis tight
grid on
title('\fontsize{14} Glottal & Vowel Pulse Train','FontSize',14)
set(gca,'fontsize',16)
xlabel('Time (s)','FontSize',16);
ylabel(' Normalized Amplitude','FontSize',16);
legend('glottal','vowel');

%% Frequency response of the formant filters

% analog filter
[mag_analog,phase_analog,w]=bode(tf_analog,w);
mag_analog=mag_analog(:,:);
mag_analog=squeeze(mag_analog);
mag_analog_dB=mag2db(mag_analog);
% inverse filter
[mag_analog_inv,phase_analog_inv,w]=bode(1/tf_analog,w);
mag_analog_inv=mag_analog_inv(:,:);
mag_analog_inv=squeeze(mag_analog_inv);
mag_analog_dB_inv=mag2db(mag_analog_inv);

% plot of the frequency responses
figure
plot(freq,mag_analog_dB,'r','MarkerSize',18,'LineWidth',2);
hold on
plot(freq,mag_analog_dB_inv,'b','MarkerSize',18,'LineWidth',2);

```

```

grid on
axis tight;
title('\fontsize{14} Gain responses of the formant filters','FontSize',14)
set(gca,'fontsize',16)
xlabel('Frequency (Hz)','FontSize',16);
ylabel('Gain (dB)','FontSize',16);
xlim([f_min f_max]);
legend('Normal filter','Inverse filter','best');

```

Κώδικας round60063.m :

```

function [Y,pns,edg,idx,rnd] = round60063(X,ser,rnd)
% Round numeric values to IEC 60063 E-Series (resistor and capacitor
% values).
%
% (c) 2014-2020 Stephen Cobeldick
%
% Round the input element values to standard electronic component values
% from any IEC 60063 series. The supported E-Series are E3, E6, E12, E24,
% E48, E96, and E192. For example E6 = [...10,15,22,33,47,68,100,150,220...].
% <X> must be a real numeric array (e.g. matrix): any negative, zero, Inf,
% or NaN elements in <X> are returned as NaN in both <Y> & <idx> outputs.
%
% To best match the component tolerance limits the rounding bin edges are
% calculated internally as the harmonic mean of adjacent E-Series values.
% Alternatively, the rounding bin edges may be selected using input <rnd>
% as one of: 'harmonic' (default), 'arithmetic', 'up', or 'down'.
%
%% Syntax:
% Y = round60063(X,ser)
% Y = round60063(X,ser,rnd)
% [Y,pns,edg,idx] = round60063(...)
%
% <Y> contains the elements of <X> rounded to the values of the E-series
% selected by input <ser>. <pns> is a vector of contiguous E-Series values
% that includes all values of <Y>. <edg> is the vector of bin-edges that
% were used to bin the <X> values (generated from the values of <pns>).
% <idx> is an index of the rounded values in <Y>, such that Y = pns(idx).
%
%% Examples %%
%
% >> round60063(500, 'E12')
% ans = 470
%
% >> round60063([5,42,18,100], 'E12')
% ans = [4.7, 39, 18, 100]
%
% >> round60063([5,42,18,100], 'E6') % default = 'harmonic'
% ans = [4.7, 47, 22, 100]
% >> round60063([5,42,18,100], 'E6', 'up')
% ans = [6.8, 47, 22, 100]
% >> round60063([5,42,18,100], 'E6', 'down')
% ans = [4.7, 33, 15, 100]
% >> round60063([5,42,18,100], 'E6', 'arithmetic')
% ans = [4.7, 47, 15, 100]
%
% >> [Y,pns,edg,idx] = round60063([5,42,18,100], 'E3')

```

```

% Y = [4.7, 47, 22, 100]
% pns = [4.7; 10; 22; 47; 100]
% edg = [2.997; 6.395; 13.75; 29.97; 63.95; 137.5]
% idx = [1, 4, 3, 5]
%
% >> [Y,pns,edg,idx] = round60063([-Inf,Inf,NaN; -1, 0, 1], 'E3')
% Y = [NaN, NaN, NaN; NaN, NaN, 1]
% pns = 1
% edg = [0.63946; 1.375]
% idx = [NaN, NaN, NaN; NaN, NaN, 1]
%
%% Input and Output Arguments %%
%
%% Inputs (*==default):
% X = Numeric Array (scalar/vector/matrix/ND), with values to be
rounded.
% ser = Char vector, to select the E-series. One of
E3/E6/E12/E24/E48/E96/E192.
% rnd = Char vector, to select the rounding. One of
*harmonic/arithmetic/up/down.
%
%% Outputs:
% Y = Numeric, the same size as <X>, with values rounded to <ser> E-
Series.
% pns = Numeric Vector, the consecutive E-Series values with all <Y>
values.
% edg = Numeric Vector, the bin edges generated from adjacent <pns>
values.
% idx = Numeric, the same size as <X>, the index such that Y = pns(idx).
%
% See also NUM2CIRCUIT NUM2SIP NUM2BIP SIP2NUM BIP2NUM ROUND HISTC
HISTCOUNTS

%% Input Wrangling %%
%
assert(isnumeric(X)&&isreal(X),'First input <X> must be a real numeric
array.')
assert(ischar(ser)&&isrow(ser),'Second input <ser> must be a 1xN char.')
%
if nargin<3
    rnd = 'harmonic';
else
    assert(ischar(rnd)&&isrow(rnd),'Third input <rnd> must be a 1xN
char.')
end
%
% Select IEC 60063 Preferred Number Sequence (PNS):
switch ser
    case 'E3'
        P = [100;220;470];
    case 'E6'
        P = [100;150;220;330;470;680];
    case 'E12'
        P = [100;120;150;180;220;270;330;390;470;560;680;820];
    case 'E24'
        P = [100;110;120;130;150;160;180;200;220;240;270;300;...
            330;360;390;430;470;510;560;620;680;750;820;910];
    case 'E48'
        P = [100;105;110;115;121;127;133;140;147;154;162;169;...

```

```

178;187;196;205;215;226;237;249;261;274;287;301; ...
316;332;348;365;383;402;422;442;464;487;511;536; ...
562;590;619;649;681;715;750;787;825;866;909;953];
case 'E96'
    P =[100;102;105;107;110;113;115;118;121;124;127;130;...
        133;137;140;143;147;150;154;158;162;165;169;174;...
        178;182;187;191;196;200;205;210;215;221;226;232;...
        237;243;249;255;261;267;274;280;287;294;301;309;...
        316;324;332;340;348;357;365;374;383;392;402;412;...
        422;432;442;453;464;475;487;499;511;523;536;549;...
        562;576;590;604;619;634;649;665;681;698;715;732;...
        750;768;787;806;825;845;866;887;909;931;953;976];
case 'E192'
    P =[100;101;102;104;105;106;107;109;110;111;113;114;...
        115;117;118;120;121;123;124;126;127;129;130;132;...
        133;135;137;138;140;142;143;145;147;149;150;152;...
        154;156;158;160;162;164;165;167;169;172;174;176;...
        178;180;182;184;187;189;191;193;196;198;200;203;...
        205;208;210;213;215;218;221;223;226;229;232;234;...
        237;240;243;246;249;252;255;258;261;264;267;271;...
        274;277;280;284;287;291;294;298;301;305;309;312;...
        316;320;324;328;332;336;340;344;348;352;357;361;...
        365;370;374;379;383;388;392;397;402;407;412;417;...
        422;427;432;437;442;448;453;459;464;470;475;481;...
        487;493;499;505;511;517;523;530;536;542;549;556;...
        562;569;576;583;590;597;604;612;619;626;634;642;...
        649;657;665;673;681;690;698;706;715;723;732;741;...
        750;759;768;777;787;796;806;816;825;835;845;856;...
        866;876;887;898;909;920;931;942;953;965;976;988];
otherwise
    error('Series "%s" is not supported.',ser)
end
%
%% Preallocate Output Arrays %%
%
Y = NaN(size(X));
pns = [];
edg = [];
idx = Y;
%
%% Calculate Rounded Values %%
%
pwr = log10(double(X(:)));
%
idr = isfinite(pwr)&imag(pwr)==0;
%
if any(idr)
    %
    % Determine the order of PNS magnitude required:
    omn = floor(min(pwr(idr)));
    omx = ceil(max(pwr(idr)));
    %
    % Extrapolate the PNS vector to cover all input values:
    pns = P*10.^(omn:omx);
    pns = [P(end-1:end).*10^(omn-1);pns(:);P(1:2).*10^(omx+1)]./100;
    %
    % Generate bin edge values:
    switch lower(rnd)

```

```

        case 'harmonic' % harmonic mean = simulate component tolerance
limits.
            edg = 2*pns(1:end-1).*pns(2:end)./(pns(1:end-
1)+pns(2:end));
        case 'arithmetic' % arithmetic mean = mid point between PNS
values.
            edg = (pns(1:end-1)+pns(2:end))/2;
        case {'up','down'} % round up/down to PNS values.
            edg = pns(2:end);
        otherwise
            error('Rounding method "%s" is not supported.',rnd)
    end
    %
    idp = edg>0 & isfinite(edg);
    %
    if any(idp)
        %
        edg = edg(idp);
        pns = pns([idp;true]);
        %
        % Place values of X into PNS bins:
        if strcmpi(rnd,'up')
            [~,bin] = histc(-X(idr),-edg(end:-1:1));
            bin = numel(pns)-bin;
        else
            [~,bin] = histc(X(idr),edg);
        end
        %
        idb = bin>0;
        idr(idr) = idb;
        bin = bin(idb);
        %
        % Use the bin indices to select output values from the PNS:
        Y(idr) = pns(1+bin);
        %
        % Remove superfluous PNS and bin edge values from vectors:
        pns = pns(1+min(bin):max(bin)+1);
        edg = edg(0+min(bin):max(bin)+1);
        idx(idr) = 1+bin-min(bin);
        %
    end
end
%
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
round60063

```