



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων

Αναλογική Εύρεση μέσης ισχύος Εγκεφαλικών Ρυθμών σε Περιβάλλον χαμηλής κατανάλωσης

Διπλωματική Εργασία

του

Γεωργίου Ντινόπουλου

Επιβλέπων: Παύλος Π. Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2022



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής και Συστημάτων Πληροφορικής
Εργαστήριο Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων

Αναλογική Εύρεση μέσης ισχύος Εγκεφαλικών Ρυθμών σε Περιβάλλον χαμηλής κατανάλωσης

Διπλωματική Εργασία

του

Γεωργίου Ντινόπουλου

Επιβλέπων: Παύλος Π. Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή στις 5 Οκτωβρίου 2022:

.....
Παύλος Π. Σωτηριάδης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ευάγγελος Χριστοφόρου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ιωάννα Ρουσσάκη
Επίκουρος Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2022

.....
ΝΤΙΝΟΠΟΥΛΟΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Ντινόπουλος Γεώργιος, 2022.

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.

Περίληψη

Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση ενός βιοϊατρικού αναλογικού συστήματος χαμηλής κατανάλωσης που θα είναι κατάλληλο για την εξαγωγή της μέσης ισχύος κάθε εγκεφαλικού ρυθμού-συχνοτικής μπάντας. Το σύστημα αυτό θα αποτελείται από τα κατάλληλα ζωνοπερατά φίλτρα για τον διαχωρισμό κάθε μπάντας από τις delta, theta, alpha, beta, gamma. Η κάθε μπάντα θα έχει επίσης τους απαραίτητους ενισχυτές για την αύξηση του σήματος καθώς και ανορθωτές με βαθυπερατά φίλτρα στην έξοδο ώστε να εξαχθεί η μέση τιμή του ανορθωμένου σήματος. Το σύστημα θα υλοποιηθεί με χρήση MOS transistors τα οποία θα είναι πολωμένα στην περιοχή υποκατωφλίου. Η τροφοδοσία είναι στα $V_{dd}=-V_{ss}=450mV$ και τα ρεύματα πόλωσης είναι της τάξης των nA , αυτό επιτρέπει την πραγματοποίηση μεγάλων σταθερών χρόνων που είναι απαραίτητες για τις μικρές βιοϊατρικές συχνότητες. Στόχος της διπλωματικής είναι η ανάπτυξη ενός αναλογικού συστήματος το οποίο θα υπολογίζει κάποια χαρακτηριστικά-features αναλογικά και έτσι θα απαλλάσσει το ψηφιακό μέρος ενός συστήματος από τους υπολογισμούς αυτούς, οδηγώντας έτσι σε χαμηλότερη κατανάλωση. Η σχεδίαση των κυκλωμάτων έγινε με την χρήση του λογισμικού Cadence με την τεχνολογία TSMC 90nm CMOS Process. Τέλος, οι απαραίτητοι υπολογισμοί για τα φίλτρα έγιναν με χρήση του λογισμικού MATLAB.

Λέξεις κλειδιά: Αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα, Κυκλώματα χαμηλής τάσης τροφοδοσίας, χαμηλή κατανάλωση, περιοχή υποκατωφλίου, φίλτρα IFLF, μέση ισχύ, ανόρθωση, Κυκλώματα για βιοϊατρικές εφαρμογές, ΟΤΑ

Abstract

The subject of this thesis is the design of a low-power biomedical analog system that will be suitable for extracting the average power of each brain rhythm-frequency band. This system will consist of the appropriate bandpass filters to separate the EEG signal to its constituent frequency bands, namely delta, theta, alpha, beta and gamma. Each band also has the necessary amplifiers to boost the signal as well as rectifiers with lowpass filters at the output to average the rectified signal. The system will be implemented using MOS transistors biased in the subthreshold region. The supply is at $V_{dd} = -V_{ss} = 450\text{mV}$ and the bias currents are in the order of nA, this allows the implementation of the large time constants necessary for the small biomedical frequencies to be realized. The goal of this thesis is to develop an analog system that will calculate some features in the analog domain and in effect eliminate the need to calculate them in the digital-domain part of the system, thus alleviating extra power consumption. The circuits were designed and implemented using the Cadence software with TSMC 90nm CMOS Process technology. Finally, the necessary calculations for the filters were accomplished using MATLAB.

Keywords: Analog integrated circuits, Circuits with ultra low voltage supply, low power consumption, subthreshold region, IFLF filters, average power feature extraction, Circuits for Biomedical applications, OTA, analog feature extraction

Ευχαριστίες

Η εκπόνηση αυτής της διπλωματικής εργασίας σηματοδοτεί και το τέλος των προπτυχιακών μου σπουδών , κλείνοντας ένα μεγάλο κεφάλαιο στη ζωή μου.

Πρώτα από όλα, οφείλω ένα μεγάλο ευχαριστώ στον επιβλέποντα Καθηγητή μου, τον Καθηγητή Παύλο Πέτρο Σωτηριάδη, που με εισήγαγε στον κόσμο των αναλογικών ηλεκτρονικών μέσω των μαθημάτων ηλεκτρονικής αλλά κυρίως μέσω του πολύ ενδιαφέροντος μαθήματος των Analog VLSI και με άφησε να γίνω μέλος της ομάδας του εργαστηρίου του. Μια ομάδα που συνεχώς με μεράκι και καλή διάθεση προσπαθεί, δημιουργεί και επιδιώκει το καλύτερο.

Από την ομάδα αυτή ευχαριστώ βαθιά τον υποψήφιο διδάκτορα Βασίλη Αλιμήση, η καθοδήγηση του, οι συμβουλές του και η καλή διάθεση αποτέλεσε εφελκυστήριο για την εμβάθυνση μου στην μικροηλεκτρονική. Επίσης, ένα αληθινό ευχαριστώ στους υποψήφιους διδάκτορες Γεώργιο Γέννη και Ερρίκο Τσουβάλα με τους οποίους μαζί με τον Βασίλη συγκροτήθηκε μια ομάδα που συνεχώς με διάθεση μου έδινε κατευθύνσεις , συμβουλές και αντιμετώπιζε τα προβλήματα που προέκυπταν. Χάρη στην ομάδα αυτή ο χρόνος εκπόνησης της διπλωματικής μου ήταν ευχάριστος και η πιο ενδιαφέρουσα και σημαντική πορεία όλων των σπουδών μου στο Πολυτεχνείο. Τους ευχαριστώ από την καρδιά μου και τους εύχομαι ότι καλύτερο στην μετέπειτα πορεία τους. Από την ομάδα του εργαστηρίου ευχαριστώ επίσης τον Λάζαρο Στρακόση για τις συζητήσεις μας περί ηλεκτρονικής.

Στην συνέχεια, θέλω να ευχαριστήσω βαθιά την οικογένεια μου. Χωρίς την στήριξη και αγάπη των γονιών μου που είναι πάντα δίπλα μου το ταξίδι αυτό δεν θα είχε αρχίσει, η ευγνωμοσύνη μου προς εσάς είναι απaráμιλλη.

Ένα ευχαριστώ οφείλω και στους φίλους μου για τα όσα ζήσαμε αυτά τα χρόνια , αυτοί ξέρουν ποιοι είναι και την σχέση που έχω με καθέναν από αυτούς ξεχωριστά.

Κυρίως, όμως, ευχαριστώ από την καρδιά μου την κοπέλα μου, Μαρία. Η στήριξη και η αγάπη που μου έχεις προσφέρει αυτά τα χρόνια αποτέλεσαν κινητήριο μοχλό για να βελτιωθώ. Οι εμπειρίες και τα ανεκτίμητα που μου έχεις προσφέρει μου είναι αξέχαστα, το ευχαριστώ είναι λίγο.

Τέλος, την εργασία αυτή θέλω να αφιερώσω στην Γιαγιά μου που τόσο λείπει.

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή.....	10
1.1	Περιοχή υποκατωφλίου.....	10
1.2	Ρόλος αναλογικών κυκλωμάτων στα κλασικά αισθητήρια συστήματα.....	11
1.3	Υπολογισμός χαρακτηριστικών αναλογικά-Analog Feature Extraction.....	12
1.4	Εφαρμογή του analog feature extraction σε Εγκεφαλογράφημα.....	13
1.5	Εγκεφαλογράφημα και εγκεφαλικοί ρυθμοί.....	14
2	OTA.....	17
2.1	Τελεστικός Ενισχυτής διαγωγιμότητας(OTA).....	17
2.2	Δημιουργία βασικών δομικών στοιχείων.....	18
2.2.1	Υλοποίηση ολοκληρωτή.....	18
2.2.2	Υλοποίηση γειωμένης αντίστασης.....	20
2.2.3	Υλοποίηση αθροιστή με βάρη.....	20
2.3	Κυκλωματική υλοποίηση OTA.....	21
2.4	Συγχροτική εξάρτηση OTA.....	25
3	Φίλτρα.....	28
3.1	Ενεργά φίλτρα.....	28
3.2	Multiple Integrator Loop Feedback OTA-C filter topology-IFLF.....	29
3.2.1	Κυκλωματική Υλοποίηση της IFLF.....	29
3.2.2	Καθολικότητα της δομής IFLF.....	30
3.2.3	Ευελιξία και ηλεκτρονικός έλεγχος-tuning της δομής IFLF.....	31
3.3	Μετασχηματισμός συχνότητας.....	31
3.3.1	Χαρακτηριστική Butterworth.....	33
3.4	IFLF Ζωνοπερατά Φίλτρα.....	36
3.4.1	Delta waves 0.5-2Hz.....	37
3.4.2	Theta waves 4-7Hz.....	39

3.4.3	Alpha waves 9-11 Hz.....	41
3.4.4	Beta waves 18-21 Hz.....	42
3.4.5	Gamma waves 30-60 Hz.....	44
3.5	IFLF Βαθυπερατά Φίλτρα.....	45
3.5.1	Βαθυπερατό φίλτρο για delta,theta bands.....	46
3.5.2	Βαθυπερατό φίλτρο για alpha,beta,gamma bands.....	47
4	Ανορθωτής.....	49
4.1	Γενικό διάγραμμα ανόρθωσης-Ανορθωτής ρεύματος.....	49
4.2	Dynamic threshold MOS (DTMOS) transistor.....	50
4.3	Κύκλωμα ανορθωτή ρεύματος.....	51
4.4	Διόρθωση του Offset.....	58
4.5	Ανορθωτής τάσης.....	60
5	Ενισχυτές.....	63
6	Συνολικό κύκλωμα.....	69
6.1	Αποτελέσματα προσομοιώσεων.....	72
6.1.1	Φιλτραρισμένα σήματα κάθε μπάντας.....	72
6.1.2	Ανόρθωση ρεύματος.....	76
6.1.3	Ανόρθωση τάσης.....	80
6.2	Εξαγωγή μέσης ισχύος κάθε μπάντας.....	85
6.3	Κατανάλωση.....	91
7	Συμπεράσματα.....	92
7.1	Συμπεράσματα.....	92
7.2	Πιθανές προεκτάσεις του συστήματος-Μελλοντική έρευνα.....	92
8	Αναφορές-Βιβλιογραφία και Παράρτημα MATLAB.....	93

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

1.1 Περιοχή υποκατωφλίου

Η συνεχής κατασκευή και σχεδίαση ηλεκτρονικών συστημάτων και εφαρμογών στους οποίους χρησιμοποιούνται αισθητήρες για αλληλεπίδραση με το περιβάλλον τους και ανταλλαγή πληροφοριών, σε συνδυασμό με την υψηλή ζήτηση για φορητές συσκευές και την μείωση των διαστάσεων των CMOS κυκλωμάτων καθιστούν την κατανάλωση των κυκλωμάτων ζήτημα μείζονος σημασίας[1]. Προς την κατεύθυνση μείωσης της κατανάλωσης έχει μειωθεί δραματικά η τάση τροφοδοσίας των συσκευών , γεγονός που οδηγεί και σε τάσεις τροφοδοσίας που είναι μικρότερες και από την τάση κατωφλίου των mosfet ($V_{dd} < V_{th}$) . Η κατάσταση αυτή οδηγεί τα mosfet στην κατάσταση υποκατωφλίου (subthreshold) όπου κυριαρχεί εκθετική σχέση τάσης-ρεύματος που δίνεται από την (1.1) [2]:

$$I_d = \cong I_{do} \left(\frac{W}{L}\right) e^{\left(\frac{qV_{eff}}{nkT}\right)} \quad (1.1)$$

Όπου n: Ο συντελεστής κλίσης της περιοχής υποκατωφλίου με τιμές $1 < n < 2$

$$I_{do} = (n-1) \mu_n C_{ox} \left(\frac{kT}{q}\right)^2 \quad (1.2)$$

k: Η σταθερά Boltzmann

μ_n : Η κινητικότητα ηλεκτρονίων

T: Θερμοκρασία σε Kelvin

W/L: Οι διαστάσεις του mosfet

q: Το φορτίο ηλεκτρονίου

$V_{eff} = V_{gs} - V_{th}$

Στην (1.1) έχει γίνει η υπόθεση ότι $V_{ds} > 3V_T$ (V_T η θερμική τάση) , σε αντίθετη περίπτωση υπάρχει και εξάρτηση από την τάση V_{ds} και πρέπει να προστεθεί ο όρος $(1 - e^{\left(\frac{-V_{ds}}{V_T}\right)})$.

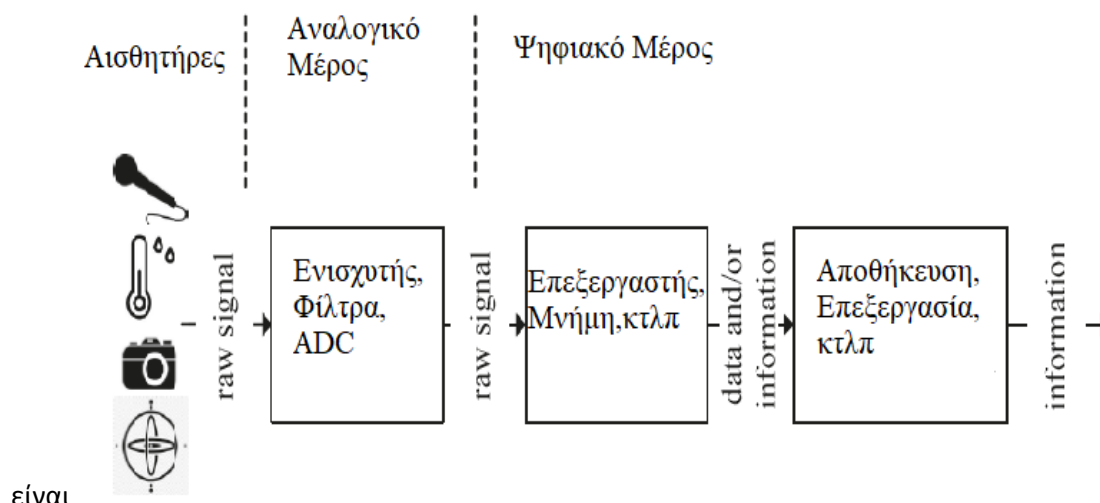
Η διαγωγιμότητα g_m στην περιοχή υποκατωφλίου αποδεικνύεται ότι έχει γραμμική εξάρτηση από το ρεύμα, σε αντίθεση και δίνεται από τον τύπο:

$$g_m = \frac{I_d}{nV_T} \quad (1.3)$$

Τα μοντέλα ασθενούς σήματος αποδεικνύεται ότι είναι αντίστοιχα, τοπολογικά, με αυτά του κορεσμού-ενεργής περιοχής [3]. Συνεπώς, όλες οι γνωστές αναλογικές διατάξεις όπως καθρέφτες ρεύματος, διαφορικά ζεύγη κτλ έχουν παρόμοια συμπεριφορά. Πρέπει να τονιστεί, ωστόσο, ότι η τιμή της διαγωγιμότητας g_m για transistor πολωμένο στην περιοχή υποκατωφλίου είναι πολύ μικρότερη αυτής σε ισχυρή πόλωση. Αυτό ήταν αναμενόμενο καθώς το ρεύμα στην περιοχή υποκατωφλίου είναι πολύ μικρότερο, συνεπώς μπορούμε να αναμένουμε ότι το κέρδος τάσης ενισχυτή στην περιοχή αυτή είναι μικρότερο από την ενεργή περιοχή, για το ίδιο φορτίο. Τα κυκλώματα επίσης στην περιοχή αυτή είναι πιο αργά, ομοίως λόγω του μικρού ρεύματος πόλωσης.

1.2 Ρόλος αναλογικών κυκλωμάτων στα κλασσικά αισθητήρια συστήματα

Στα κλασσικά αισθητήρια συστήματα η έξοδος του αισθητήρα μετατρέπεται στο ψηφιακό πεδίο μέσω των αναλογικών κυκλωμάτων. Το αναλογικό μέρος συνήθως απαρτίζεται από ενισχυτή, για την κατάλληλη αύξηση του σήματος σε επίπεδα κατάλληλα προς επεξεργασία, φίλτρα για να μειωθεί το εύρος ζώνης του σήματος πριν τροφοδοτηθεί στο τελευταίο αναλογικό μέρος που είναι το κύκλωμα αναλογικού προς ψηφιακό μετατροπέα(ADC). Αυτά φαίνονται συνοπτικά στο σχήμα 1.1.



είναι

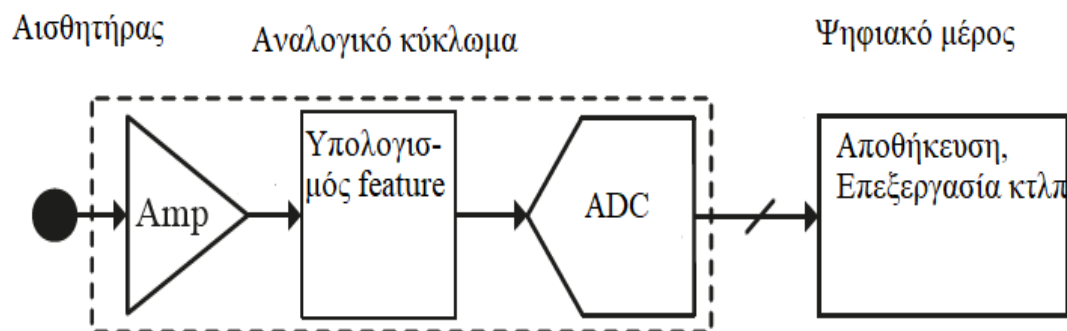
Σχήμα 1.1. Κλασσικό αισθητήριο σύστημα

Συνεπώς, το αναλογικό μέρος περιορίζεται στην μετατροπή του σήματος από τον φυσικό κόσμο στον ηλεκτρικό. Αυτή η αρχιτεκτονική καθιστά την απαραίτητα επεξεργασία για την εκάστοτε εφαρμογή να πραγματοποιείται στο ψηφιακό μέρος, με αποτέλεσμα να υπάρχει συσσώρευση πληροφοριών στην είσοδο του ψηφιακού μέρους κάποιες από τις οποίες θα είναι άχρηστες και θα οδηγήσουν σε επιπρόσθετη κατανάλωση[4]

1.3 Υπολογισμός χαρακτηριστικών αναλογικά-Analog Feature Extraction

Η μέθοδος-αρχιτεκτονική που θα χρησιμοποιηθεί ώστε να αντιμετωπίσει την συσσώρευση άχρηστων πληροφοριών στο ψηφιακό μέρος συνίσταται στον αναλογικό υπολογισμό των επιθυμητών πληροφοριών-χαρακτηριστικών(features) της εκάστοτε εφαρμογής και μετά ο ADC θα ψηφιοποιήσει τα χρήσιμα αυτά δεδομένα αντί να ψηφιοποιεί όλο το ακατέργαστο σήμα.

Η προσέγγιση αυτή μπορεί να οδηγήσει σε χαμηλότερη κατανάλωση καθώς σε αρκετά συστήματα, όπως αυτά που λαμβάνουν συνεχώς πληροφορίες-always awake sensing applications (πχ Amazon Alexa), το εύρος ζώνης του επιθυμητού χαρακτηριστικού $F_{feature}$ είναι αρκετά μικρότερο του εύρους ζώνης του ακατέργαστου σήματος F_{signal} . Συνεπώς η ψηφιοποίηση, λόγω του θεωρήματος του Nyquist, θα είναι πολύ πιο ενεργοβόρα για το ακατέργαστο σήμα. Η αρχιτεκτονική αυτή αναπαρίσταται σχηματικά στο σχήμα 1.2.



Σχήμα 1.2. Αρχιτεκτονική Analog feature extraction

1.4 Εφαρμογή του analog feature extraction σε Εγκεφαλογράφημα

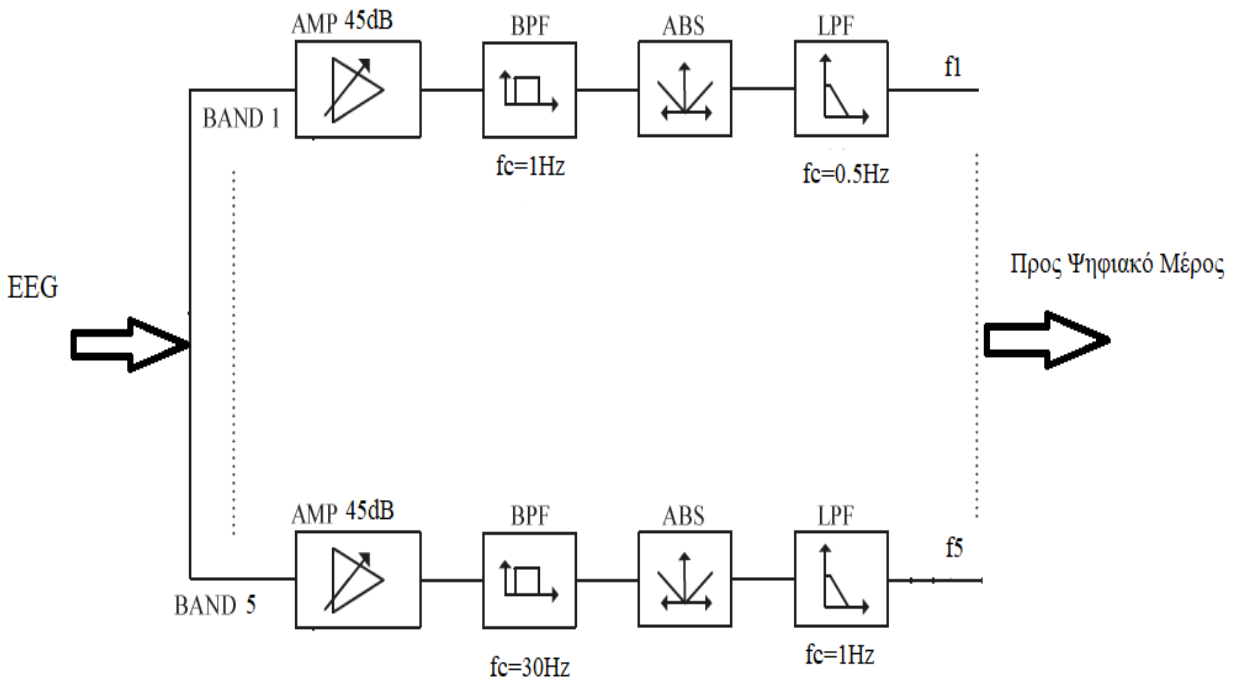
Στην εργασία αυτή σκοπός είναι να χρησιμοποιηθεί η δομή-αρχιτεκτονική του analog feature extraction, που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 1.3, ώστε το αναλογικό μέρος του συστήματος να μην αποτελεί απλά το μέσο μετατροπής από τον φυσικό κόσμο στον ηλεκτρικό (σχήμα 1.1). Πιο συγκεκριμένα το κύκλωμα θα υπολογίζει ένα μέτρο της μέσης ισχύος κάθε εγκεφαλικού ρυθμού δηλαδή τις συχνοτικές μπάντες delta, theta, alpha, beta και gamma οι οποίες θα αναλυθούν συνοπτικά στην συνέχεια(κεφάλαιο 1.5).

Για να γίνει αυτό θα πρέπει το σύστημα αφού ενισχύσει κατάλληλα το σήμα, ώστε να το φέρει σε επίπεδα κατάλληλα προς επεξεργασία για την σωστή λειτουργία των κυκλωμάτων, ύστερα να το διαχωρίσει στις διάφορες μπάντες χρησιμοποιώντας ζωνοπερατά φίλτρα. Τα σήματα αυτά τώρα (ουσιαστικά τα 5 νέα διαχωρισμένα σήματα) θα περάσουν από ανόρθωση σήματος και ύστερα από βαθυπερατό φίλτρο, το κάθε κανάλι ξεχωριστά. ώστε να εξαχθεί η μέση τιμή του ανορθωμένου σήματος. Οι μέσες τιμές αυτές (analog features) αποτελούν ουσιαστικά την μέση τιμή που υπάρχει σε κάθε εγκεφαλικό ρυθμό. Μαθηματικά το κάθε χαρακτηριστικό δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$Avg_i = \overline{|Ax(t) * h_i^{BPF}|} \quad (1.4)$$

Όπου $i=1, \dots, 5$ οι 5 διαφορετικές μπάντες A το κέρδος που δίνει ο ενισχυτής στο σήμα EEG $x(t)$, $*$ η πράξη της συνέλιξης και h_i η κρουστική απόκριση του ζωνοπερατού φίλτρου κάθε μπάνας, η απόλυτη τιμή που δημιουργεί ο ανορθωτής και η μέση τιμή που προκύπτει από το βαθυπερατό φίλτρο.

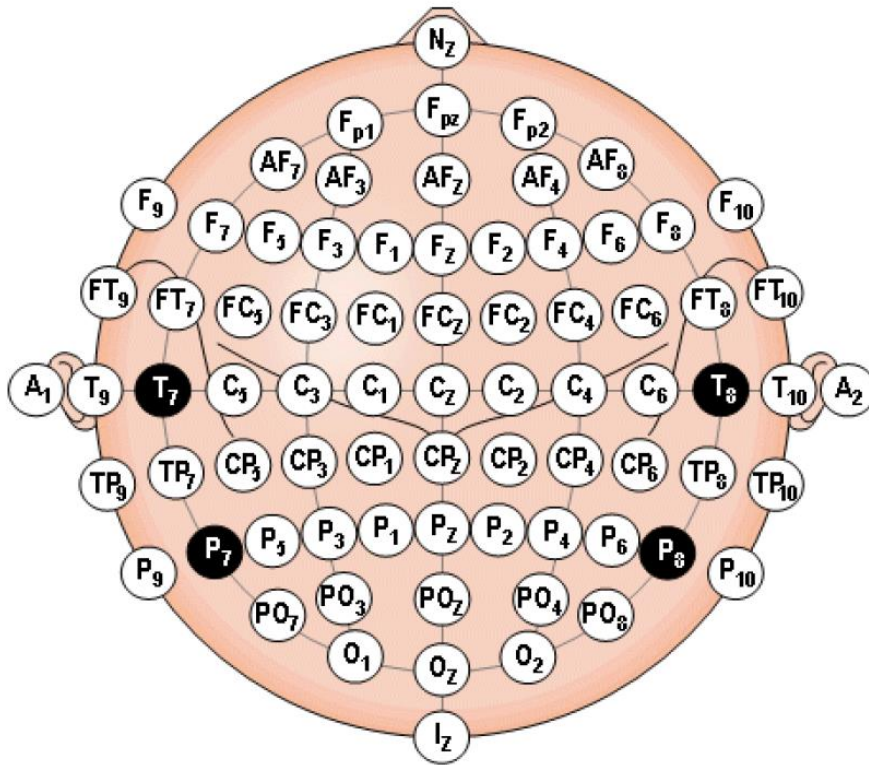
Το συνολικό κύκλωμα σε μορφή μπλοκ διαγράμματος για να φανεί η ροή του σήματος απεικονίζεται στο σχήμα 1.3.



Σχήμα 1.3. Μπλοκ διάγραμμα συνολικού κυκλώματος

1.5 Εγκεφαλογράφημα και εγκεφαλικοί ρυθμοί

Προκειμένου να μελετηθεί η εγκεφαλική δραστηριότητα ενός ατόμου εξετάζονται τα εγκεφαλικά σήματα, των οποίων η λήψη γίνεται μέσω κατάλληλων ηλεκτροδίων. Η λειτουργία στηρίζεται στην καταγραφή διαφορών δυναμικού που εντοπίζονται στην εξωτερική επιφάνεια του ανθρώπινου κρανίου. Μια τυπική τοποθέτηση των ηλεκτροδίων για την λήψη του εγκεφαλογραφήματος σύμφωνα με το πρότυπο της American Electroencephalographic Society φαίνεται στο σχήμα 1.4[5]



Σχήμα 1.4. Τοποθέτηση ηλεκτροδίων για λήψη εγκεφαλογραφήματος (<http://www.bem.fi/book/index.htm>).

Η μελέτη του ΗΕΓ συνίσταται στην μελέτη των εγκεφαλικών ρυθμών, κύριο χαρακτηριστικό των οποίων είναι το φασματικό περιεχόμενο, η κατανομή αλλά και το πλάτος. Η μελέτη των εγκεφαλικών ρυθμών οδήγησε στον διαχωρισμό τους σε φασματικές ζώνες οι οποίες είναι [6] :

- Δέλτα ρυθμός:

Έχουν μεγάλο πλάτος και χαμηλή συχνότητα (εώς 2-3Hz). Εμφανίζεται στους ενήλικες κατά την διάρκεια του ύπνου και στα νεογνά. Είναι μη φυσιολογικός ρυθμός σε καταστάσεις εγρήγορσης και σχετίζεται με επιληψίες. Οι χαμηλές συχνότητες είναι σημαντικά εμπλεκόμενες στο μηχανισμό εδραίωσης της μνήμης

- Θήτα ρυθμός:

Έχουν συχνοτικό εύρος από 4 έως 7 Hz και έχουν συσχετιστεί με την δημιουργικότητα, την μνήμη και την μάθηση. Παρατηρείται σε καταστάσεις αυτοσυγκέντρωσης, άγχους και σε κάποια στάδια του ύπνου ενώ μπορεί να παρατηρηθεί και σε καταστάσεις όπως επιληψία και εγκεφαλική βλάβη.

- Άλφα ρυθμός:

Οι ρυθμοί αυτοί κυμαίνονται στο εύρος 9 έως 11 Hz. Ο ρυθμός αυτός εκδηλώνεται όταν είμαστε ξύπνιοι, σε χαλάρωση και αντιπροσωπεύει τη δραστηριότητα του οπτικού φλοιού απουσία εξωτερικών ερεθισμών.

- Βήτα ρυθμός:

Οι συχνότητες κυμαίνονται στο διάστημα 18-21Hz και εμφανίζονται όταν είμαστε ξύπνιοι σε κατάσταση φυσιολογικής εγρήγορσης και γενικά θεωρείται φυσιολογικός ρυθμός.

- Γάμμα ρυθμός:

Έχει το μεγαλύτερο συχνοτικό εύρος και είναι συνήθως από 30-60Hz περίπου. Εμφανίζονται κατά την διάρκεια της μουσικής ακρόασης και σκέψης καθώς και σε περιπτώσεις ακουστικών παραισθήσεων λόγω σχιζοφρένειας.

Συνεπώς, αναλύοντας τα αποτελέσματα του συστήματος, δηλαδή την μέση ισχύ κάθε μπάντας, θα μπορούν να εξαχθούν συμπεράσματα σχετικά με την κατάσταση του ατόμου.

Κεφάλαιο 2

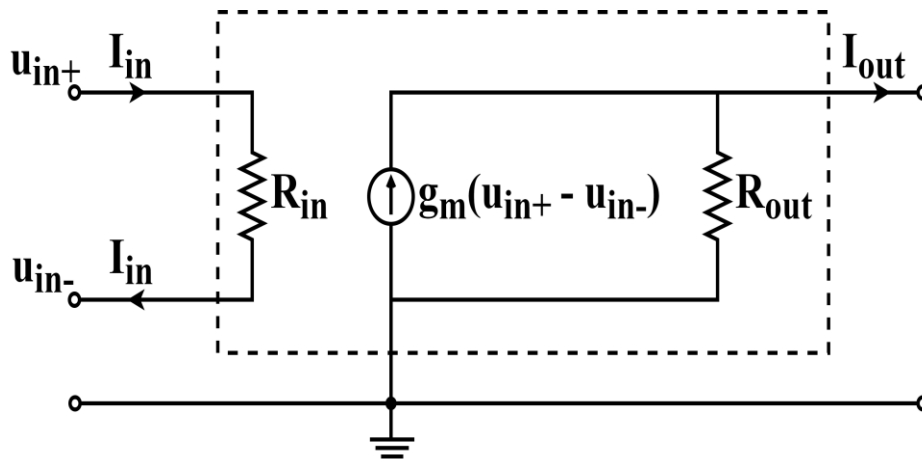
ΟΤΑ

2.1 Τελεστικός Ενισχυτής διαγωγιμότητας-ΟΤΑ(operational transconductance amplifier)

Ο ΟΤΑ πρόκειται για ένα ενεργό στοιχείο το οποίο λόγω της μεγάλης ευελιξίας του διαδραματίζει καθοριστικό ρόλο στα σύγχρονα αναλογικά συστήματα. Συγκριτικά με τον γνωστό τελεστικό ενισχυτή (op-amp) παρέχει αρκετά πλεονεκτήματα, κυριότερα από τα οποία είναι:

- Μεγαλύτερο εύρος ζώνης που τον καθιστά θεμιτό σε εφαρμογές υψηλών συχνοτήτων
- Δυνατότητα ηλεκτρονικού ελέγχου της διαγωγιμότητας (g_m) μέσω ενός ρεύματος πόλωσης.
- Πιο απλά κυκλώματα, γεγονός που συνεισφέρει επίσης στην ευκολία ελέγχου τους αλλά και στην ολοκλήρωσή τους[7].

Ουσιαστικά ο ΟΤΑ είναι μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από μια τάση στην είσοδο. Έτσι στην ιδανική περίπτωση επιζητούμε άπειρη αντίσταση εισόδου για να μην έχουμε εξασθένιση της τάσης που φτάνει στην είσοδο καθώς και άπειρη αντίσταση εξόδου ώστε να έχουμε ιδανική πηγή ρεύματος στην έξοδο. Το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος φαίνεται παρακάτω [8]:



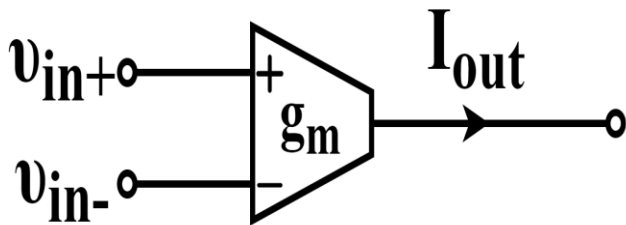
Σχήμα 2.1 Ισοδύναμο μοντέλου ασθενούς σήματος ΟΤΑ

Από το κύκλωμα παρατηρώ πως ιδανικά, για $R_{out}=\infty$, το ρεύμα εξόδου ισούται με:

$$I_{out}=g_m*(V_{in+}-V_{in-})=g_m*V_{in} \quad (2.1)$$

g_m : διαγωγιμότητα ΟΤΑ σε Siemens

Το σύμβολο του ΟΤΑ είναι:



Σχήμα 2.2 Σύμβολο του OTA

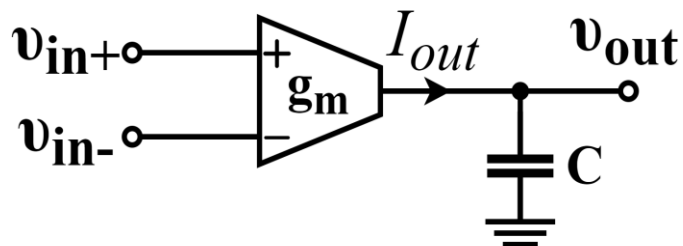
Στο κυκλωματικό σύμβολο αυτό έχουν αγνοηθεί το εξωτερικό ρεύμα πόλωσης (I_o) μέσω του οποίου θα γίνεται ο ηλεκτρονικός έλεγχος της διαγωγιμότητας g_m , καθώς και η τροφοδοσία. Στο σημείο αυτό αξίζει να αναφερθεί ότι αφού στη συγκεκριμένη εργασία πολώνουμε τα τρανζίστορ σε συνθήκες υποκατωφλίου, μπορούμε να εκμεταλλευτούμε την γραμμική εξάρτηση του g_m από το ρεύμα ($g_m = I_{sub}/nV_T$).

2.2 Δημιουργία βασικών δομικών στοιχείων

Στην συνέχεια με χρήση του OTA θα δημιουργηθούν κάποια βασικά κυκλώματα τα οποία θα χρησιμοποιηθούν στην συνέχεια της εργασίας αυτής για εκτέλεση ορισμένων μαθηματικών πράξεων.

2.2.1 Υλοποίηση ολοκληρωτή

Για την επίτευξη του ολοκληρωτή χωρίς απώλειες (lossless integrator) έχω την ακόλουθη συνδεσμολογία του σχήματος 2.3:



Σχήμα 2.3. Ολοκληρωτής χωρίς απώλειες

Παίρνοντας υπόψιν το ιδανικό μοντέλο του OTA και την σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή $\frac{1}{sC}$, με μηδενικές αρχικές συνθήκες, έχουμε στο πεδίο Laplace ότι $I_{out}=g_m \cdot V_{in}$ και $V_{out}=\frac{I_{out}}{sC}$. Από τις δύο τελευταίες εξισώσεις εύκολα προκύπτει ότι:

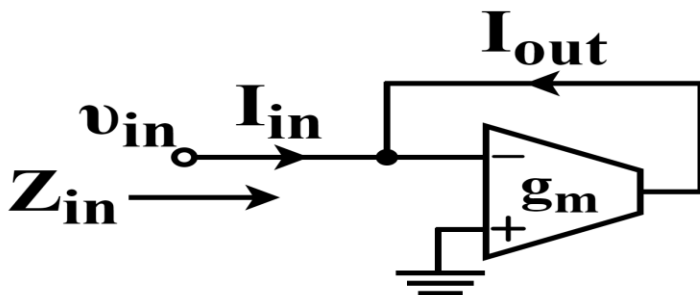
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m}{sC} \quad \text{ή} \quad \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{s\tau} \quad (2.2)$$

$$\text{με } \tau=C/g_m \text{ , η σταθερά χρόνου} \quad (2.3)$$

Σημειώνεται ότι αν επιθυμούμε αλλαγή προσήμου τότε αρκεί να γειώσουμε έναν από τους ακροδέκτες της εισόδου ώστε να έχω αναστρέφων ή μη αναστρέφων ολοκληρωτή. Εδώ φαίνεται η μεγάλη ευελιξία των OTA αφού παρατηρώ ότι μέσω της ρύθμισης εξωτερικά ενός ρεύματος πόλωσης και άρα του g_m μπορώ να έχω αλλαγή της σταθεράς χρόνου , δυνατότητα που θα χρησιμοποιηθεί εκτενώς στην εργασία μας.

2.2.2 Υλοποίηση γειωμένης αντίστασης

Ένα άλλο κύκλωμα με χρήση OTA το οποίο θα χρησιμοποιηθεί εκτενώς σε αυτή την εργασία είναι η χρήση του ενισχυτή διαγωγιμότητας για να προσομοιάσει γειωμένη αντίσταση με $Z_{in}=1/g_m$



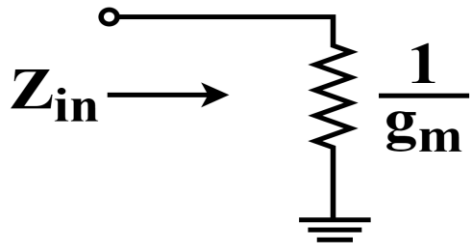
Σχήμα 2.4. OTA προσομοίωση γειωμένης αντίστασης

Αν λάβω $R_{in}=\infty$ τότε $I_{in}=-I_{out}$ και αφού $I_{out}=-g_m \cdot V_{in}$, $Z_{in}=V_{in}/I_{in}$ προκύπτει εύκολα ότι :

$$Z_{in} = 1/g_m$$

(2.4)

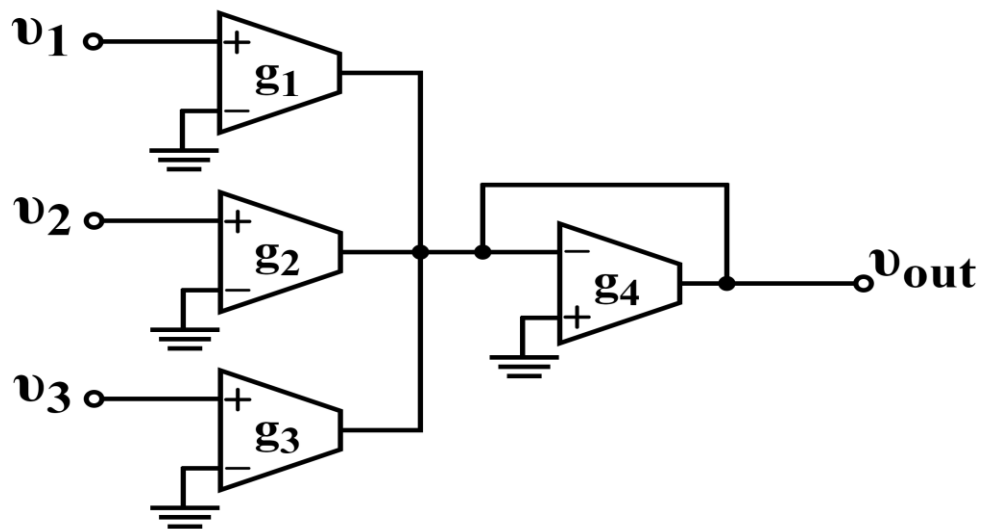
Φαίνεται ότι μπορώ μέσω του ρεύματος να ελέγξω το g_m και έτσι να πετύχω όποια τιμή αντίστασης θέλω, το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 2.5. Ισοδύναμο μοντέλο OTA σε συνδεσμολογία αντίστασης γειωμένης

2.2.3 Υλοποίηση αθροιστή με βάρη

Το τελευταίο κύκλωμα που θα εξετάσουμε το οποίο θα χρειαστεί περαιτέρω στην εργασία μας είναι ο αθροιστής με βάρη ο οποίος παρουσιάζεται κυκλωματικά στο σχήμα 2.6.



Σχήμα 2.6. Αθροιστής με βάρη

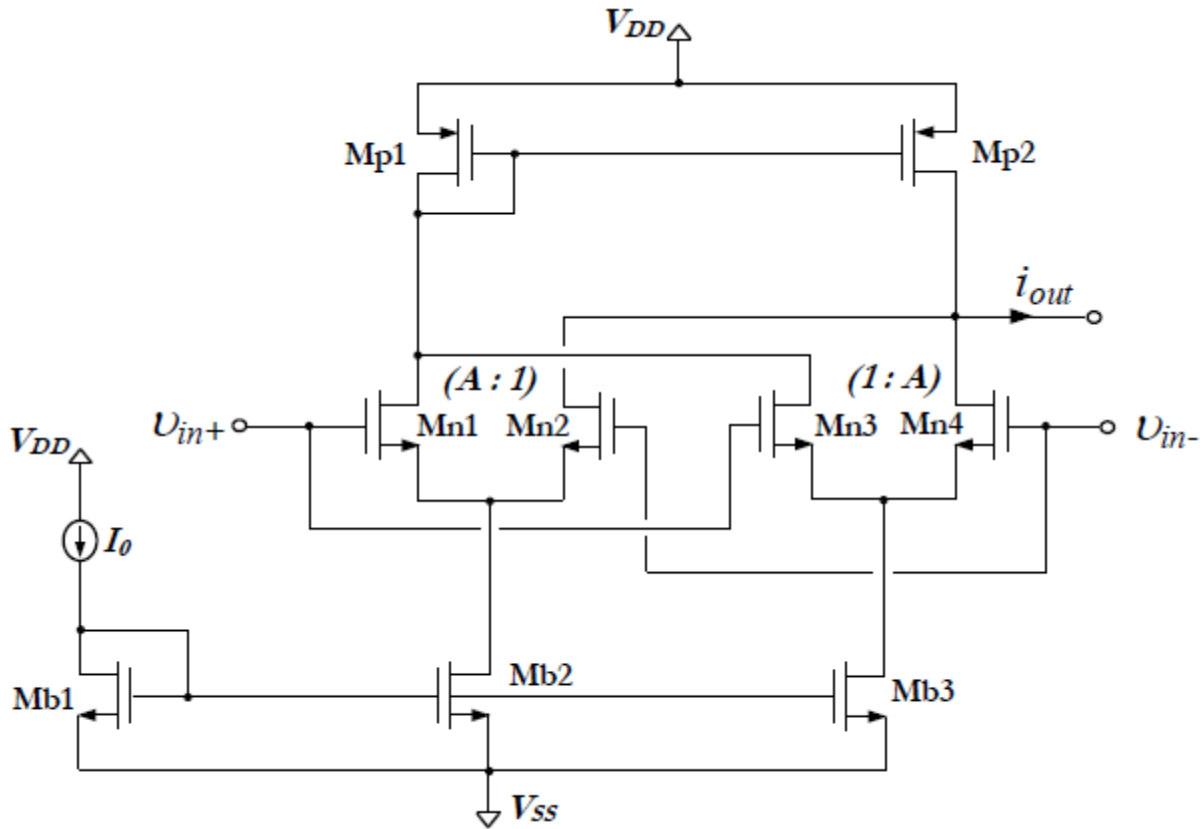
Βλέπω ότι οι 3 τάσεις v_1, v_2, v_3 μετατρέπονται μέσω των αντίστοιχων ΟΤΑ g_1, g_2, g_3 σε ρεύματα και αυτά αθροίζονται στον ΟΤΑ g_4 ο οποίος είναι σε συνδεσμολογία γειωμένης αντίστασης, η σχέση περιγραφής του κυκλώματος προκύπτει εύκολα :

$$v_{out} = \frac{1}{g_4} * (g_1 * v_1 + g_2 * v_2 + g_3 * v_3) \quad (2.5)$$

Αν επιθυμώ αλλαγή προσήμου τότε αρκεί να γειώσω τον έναν από τους δύο ακροδέκτες του αντίστοιχου ΟΤΑ. Είναι προφανές ότι μπορώ να επεκτείνω την συνδεσμολογία σε περισσότερες εισόδους. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι ο συμβολισμός g_i κάθε ΟΤΑ αντιστοιχεί σε ΟΤΑ με διαφορετικό ρεύμα πόλωσης το οποίο ρυθμίζεται εξωτερικά.

2.3 Κυκλωματική υλοποίηση ΟΤΑ

Το ιδανικό μοντέλο του ΟΤΑ προβλέπει την ιδανική σχέση $I_{out} = g_m * V_{in}$, ωστόσο στην πραγματικότητα υπάρχει ένα συγκεκριμένο εύρος μέχρι το οποίο ισχύει αυτή η σχέση, πέρα από αυτό το εύρος το g_m δεν θα είναι σταθερό. Συνεπώς είναι επιτακτική η ανάγκη να τροποποιηθούν κατάλληλα τα κυκλώματα ώστε η διαγωγιμότητα να είναι σταθερή για το ζητούμενο εύρος λειτουργίας, δηλαδή να έχω αυξημένη γραμμικότητα. Μια συχνή μέθοδος , η οποία θα χρησιμοποιηθεί και στην εργασία , είναι αυτή του cross coupled differential pair το οποίο οδηγεί σε αυξημένη γραμμικότητα. Το κύκλωμα του φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 2.7. Κυκλωματική υλοποίηση OTA cross coupled differential pair

Δεδομένου ότι επιθυμούμε χαμηλή κατανάλωση τα τρανζιστορ είναι πολωμένα στην περιοχή υποκαταφλίου και συνεπώς η διαγωγιμότητά μικρού σήματός τους είναι:

$$g_{m_0} = \frac{I_0}{nV_T} \quad (2.6)$$

Όπου I_0 το ρεύμα πόλωσης, V_T η θερμική τάση με τιμή 26mVolt σε θερμοκρασία δωματίου και n ο συντελεστής κλίσης της περιοχής υποκαταφλίου με τιμές $1 < n < 2$.

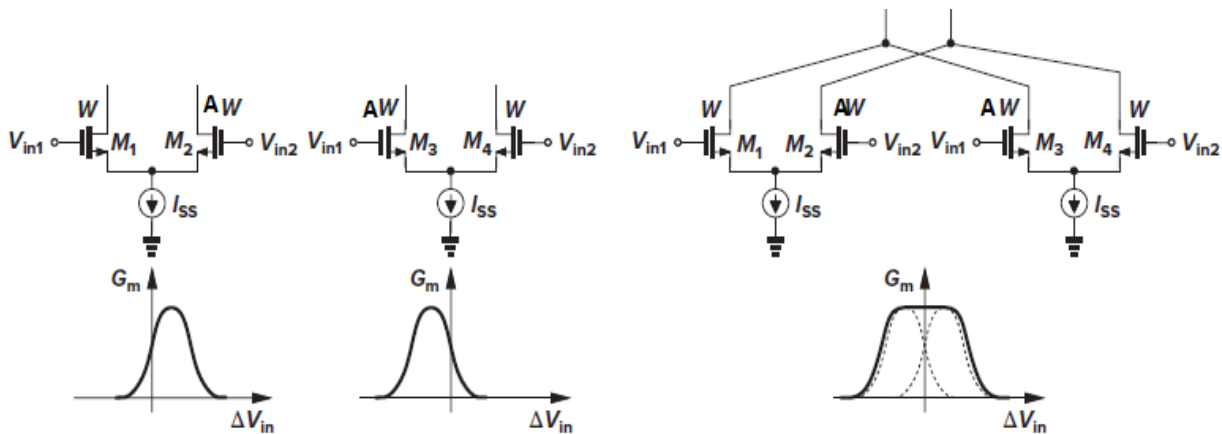
Παρατηρώντας ότι τα τρανζιστορ $Mn1, Mn2$ και $Mn3, Mn4$ έχουν σχέσεις μεγεθών $(A:1)$ και $(1:A)$ αποδεικνύεται ότι[9] η διαγωγιμότητα του συνολικού OTA δίνεται από την σχέση:

$$g_m = g_{m_0} \frac{4A}{(1+A)^2} \quad (2.7)$$

Με g_{m0} αυτό της σχέσης (2.6), οπότε τελικά προκύπτει:

$$g_m = \frac{I_0}{(nVT)} \frac{4A}{(1+A)^2} \quad (2.8)$$

Ο συντελεστής προσαύξησης A αυξάνει τη γραμμικότητα του κυκλώματος. Διασθητικά αυτό μπορεί να κατανοηθεί αν παρατηρήσει κανείς ότι μια ασυμμετρία στα πλάτη του διαφορικού ζεύγους οδηγεί σε μια οριζόντια μετατόπιση της χαρακτηριστικής $G_m=f(V_{in})$. Έτσι αν δημιουργηθεί μια θετική και αρνητική μετατόπιση κατά την ίδια ποσότητα, όπως φαίνεται παραστατικά στο σχήμα, και ύστερα προστεθούν τα ρεύμα εξόδου μέσω βραχυκύκλωσης των υποδοχών των μοςφետ θα έχω μια γραφική $G_m=f(V_{in})$ που παρουσιάζει αυξημένη γραμμικότητα[10].



Σχήμα 2.8. από Behzad Razavi - Design of Analog CMOS Integrated Circuits 2016, McGraw-Hill Education.

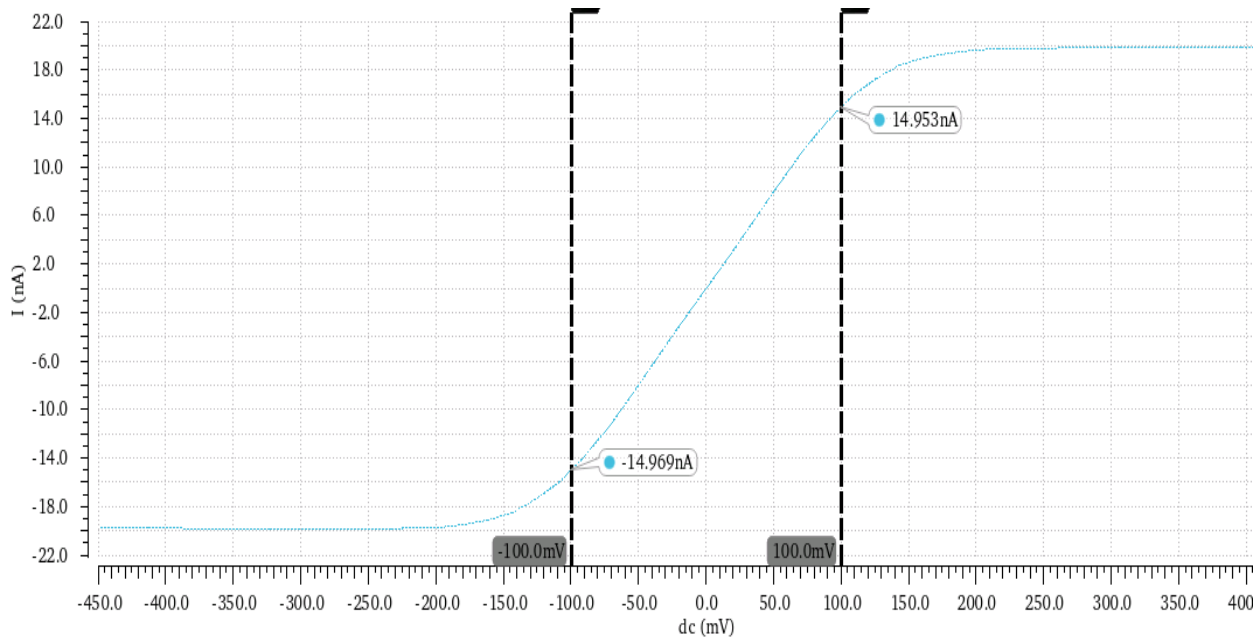
Πίνακας 4.1 Διαστάσεις transistor του OTA

Transistors	W(m)	L(m)	Multiplier
Mb1,Mb2,Mb3	120n	12u	1
Mn1,Mn4	120n	12u	5
Mn2,Mn3	120n	12u	1
Mp1,Mp2	120n	12u	20

Όπως φαίνεται από τις διαστάσεις έχει επιλεγθεί $A=5$, το οποίο οδηγεί σε μέγιστη γραμμικότητα [11]. Η τροφοδοσία επιλέχθηκε $V_{dd}=450mV$, $V_{ss}=-450mV$. Διευκρινίζεται ότι αν η περιοχή των MOS τρανζιστορ είναι μικρή τότε η ευαισθησία στις ασυμμετρίες και στις κατασκευαστικές

ατέλειες θα είναι μεγαλύτερη , ιδίως στην περιοχή υποκατωφλίου. Επίσης , εφόσον οι ΟΤΑ ιδανικά χρειάζονται άπειρη αντίσταση εξόδου και με βάση αυτήν την υπόθεση κατασκευάσαμε τα μοντέλα μας (IFLF) , είναι θεμιτό τα τρανζιστορ να έχουν μήκος(L) μεγαλύτερο από το ελάχιστο της τεχνολογίας (90nm). Λόγω των παραπάνω έχουμε και τις μεγάλες διαστάσεις που παρουσιάστηκαν στον πίνακα.

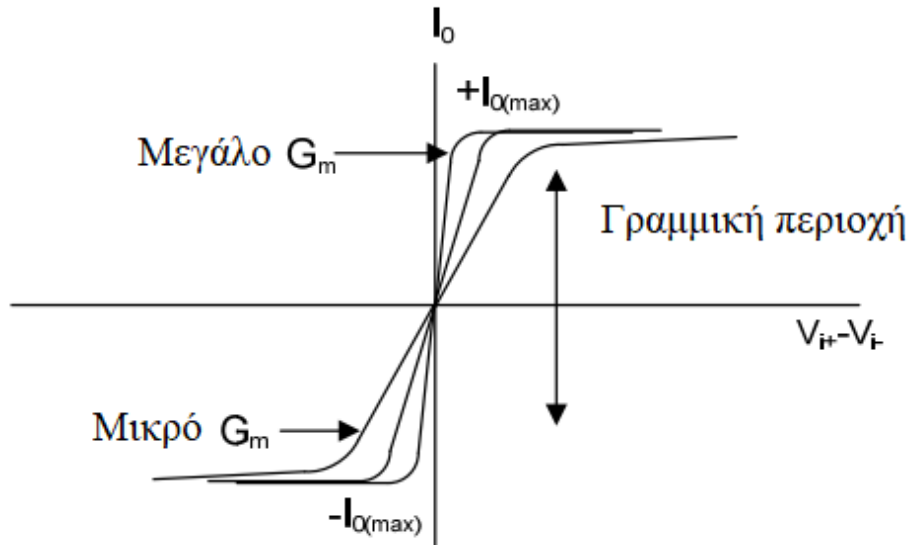
Το γραμμικό εύρος που προκύπτει για το κύκλωμα αυτό για $I_o=10nA$ (η τιμή αυτή θα χρησιμοποιηθεί στην δημιουργία του ανορθωτή που θα αναλυθεί σε επόμενο κεφάλαιο) φαίνεται παρακάτω στο σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9. Χαρακτηριστική $I(V_{in})$ του ΟΤΑ για $I_o=10nA$

Το γραμμικό εύρος λειτουργίας του ΟΤΑ είναι περίπου στο διάστημα $[-100mV-100mV]$, πέραν του διαστήματος αυτού η γραμμική σχέση πάει να ισχύει. Μάλιστα για πολύ μεγάλη τάση εισόδου(αντίστοιχα αρνητική) έχω κορεσμό του ρεύματος στην έξοδο. Αυτό διότι αν το σήμα εισόδου έχει πολύ μεγάλη τιμή DC(αντίστοιχα αρνητική) θα οδηγήσει τα $Mn2, Mn4$ σε αποκοπή και λόγω καθρεφτισμού και ισχυρής πόλωσης των $Mn1, Mn3$ θα έχω $I_{out}=I_o+I_o=2I_o=20nA$ (αντίστοιχα $-2I_o=-20nA$). Η σχετικά μικρή απόκλιση που παρατηρείται είναι λόγω της τάσης εκτροπής(DC offset). Από την γραφική μπορεί να υπολογιστεί η διαγωγιμότητα g_m ως η κλίση , έχουμε $g_m=slope=\frac{(14.953+14.969)nA}{(100+100)mV}=149.61n S$. Εναλλακτικά μέσω της σχέσης (2.8) για $I_o=10nA$, $A=5$ και $n=1.5$ [12] προκύπτει $g_m=142.45nS$, υπάρχει δηλαδή μικρή απόκλιση μεταξύ θεωρητικής τιμής και προσομοίωσης, βέβαια για να υπολογίσω το g_m στην προσομοίωση θεώρησα προσεγγιστικά το γραμμικό εύρος γεγονός που οδηγεί σε επιπρόσθετο σφάλμα.

Για οποιαδήποτε τιμή I_o ,γενικότερα, παρατηρείται ότι η αύξηση του ρεύματος πόλωσης έχει ως αποτέλεσμα μεγαλύτερο G_m άρα μεγαλύτερη κλίση και συνεπώς μείωση της γραμμικής περιοχής, όπως είναι εμφανές από την σχέση $i_{out}=G_m \cdot V_{id}$.



Σχήμα 2.10. επίδραση αλλαγής G_m στην γραμμικότητα του ΟΤΑ,εδώ $I_{o(max)}=2I_o$ (ομοίως για αρνητικό κορεσμό)

Αξίζει επίσης να αναφερθεί , όπως είναι εμφανές από την σχέση $i_{out}=G_m \cdot V_{id}$, ότι η αύξηση του ρεύματος πόλωσης έχει ως αποτέλεσμα μεγαλύτερο G_m άρα μεγαλύτερη κλίση και συνεπώς μείωση της γραμμικής περιοχής.

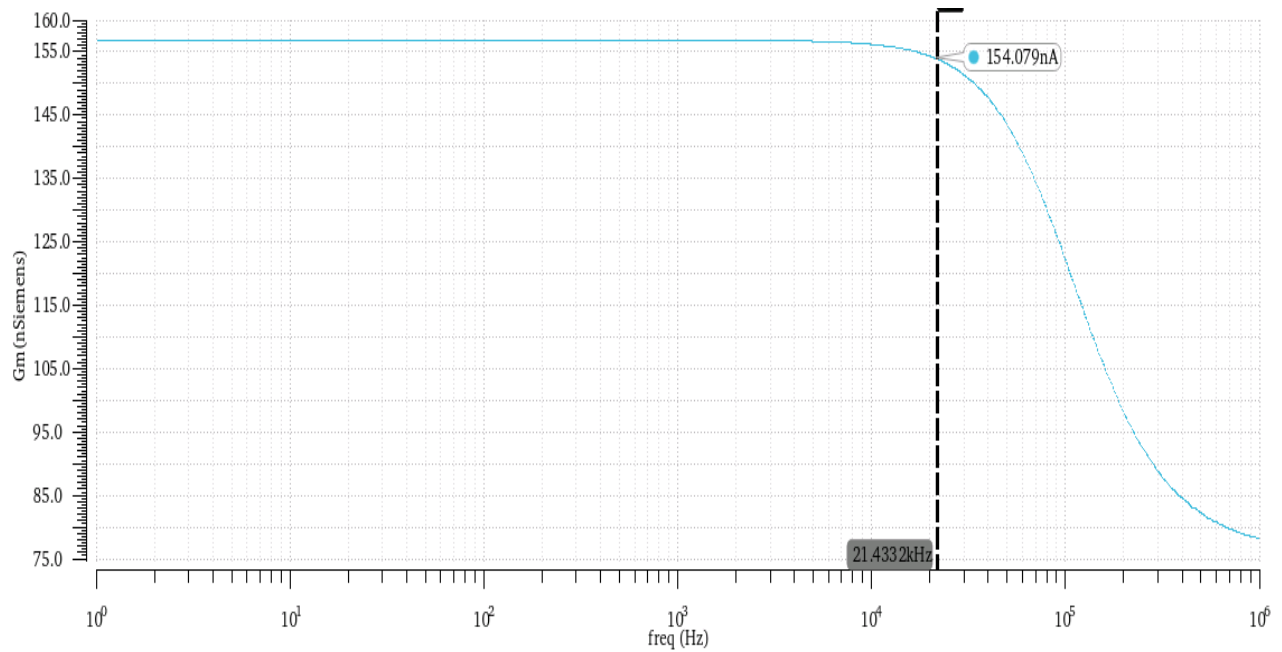
2.4 Συχνотική εξάρτηση του ΟΤΑ

Μέχρι τώρα έχει αγνοηθεί εντελώς η συχνотική απόκριση της διαγωγιμότητας του ΟΤΑ, η οποία σε περίπτωση κακού σχεδιασμού μπορεί να αποβεί μοιραία στην σωστή λειτουργία του κυκλώματος. Μαθηματικά αυτή μπορεί να περιγραφεί προσεγγιστικά με το μοντέλο ενός πόλου[13] ως εξής:

$$g_m(s)=\frac{g_{m0}}{1+s\tau} \quad (2.9)$$

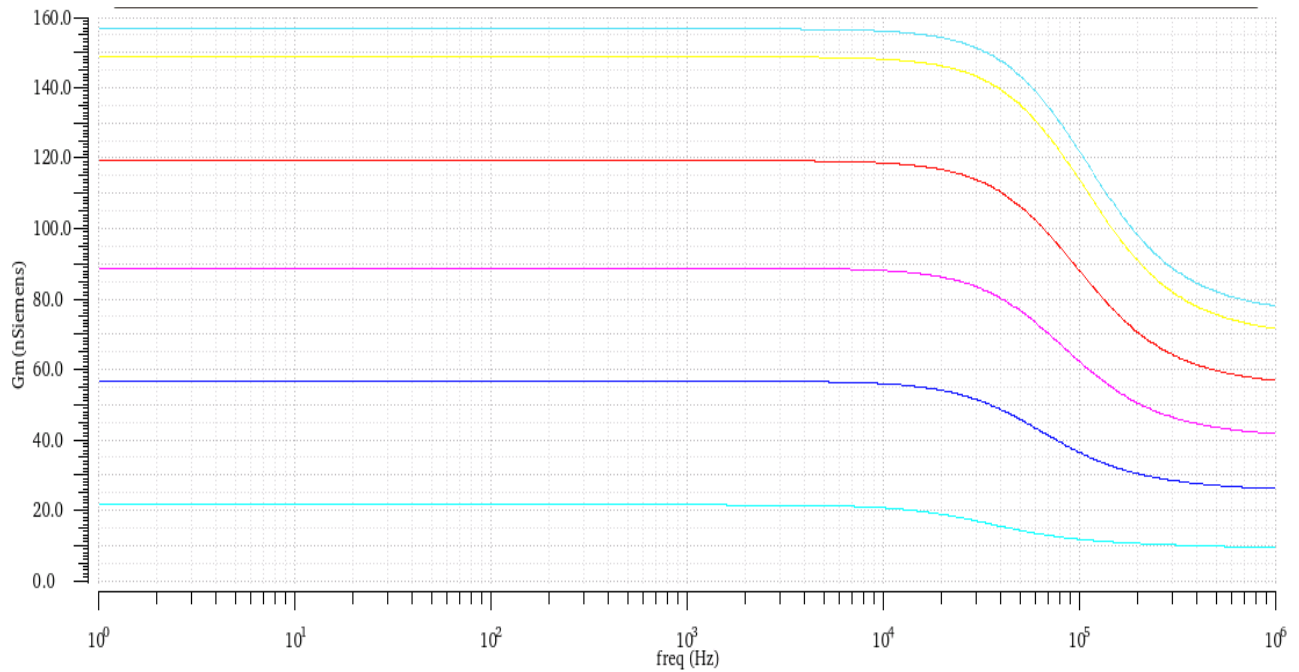
Όπου g_{m0} είναι η τιμή του g_m σε DC ($\omega=0$) και $\tau=1/\omega_b$,με ω_b το -3db εύρος ζώνης της διαγωγιμότητας.Για $I_o=10nA$ έχω στο σχήμα 2.11 την συχνотική απόκριση της διαγωγιμότητας του ΟΤΑ που χρησιμοποιήθηκε. Παρατηρούμε ότι πράγματι έχουμε απόκριση ενός πόλου με

συχνότητα πόλου στα 21.43kHz και $g_{m0}=157\text{n Siemens}$, η τελευταία τιμή είναι και αρκετά κοντά στις τιμές διαγωγιμότητας που είχαμε υπολογίσει προηγουμένως από την γραφική $I(V_{id})$ καθώς και από την σχέση (2.8).



Σχήμα 2.11. Συχνотική απόκριση g_m για $I_{bias}=10\text{nA}$

Για I_0 από 1nA-10nA που είναι και οι τιμές ρεύματος πόλωσης που θα χρησιμοποιηθούν κυρίως στην εργασία έχω τις ακόλουθες γραφικές της διαγωγιμότητας συναρτήσεϊ της συχνότητας στο σχήμα 2.12.



Σχήμα 2.12. Συχνотική απόκριση gm για $I_o=[1nA-10nA]$

Παρατηρώ ότι πράγματι η απόκριση ενός πόλου είναι ικανοποιητική για αρκετές τιμές ρεύματος πόλωσης και ότι το εύρος ζώνης είναι ικανοποιητικά μεγάλο για τις ανάγκες της εφαρμογής μας, όπου τα εγκεφαλικά σήματα είναι το πολύ της τάξης των 100Hz-gamma brainwaves. Το τεράστιο αυτό εύρος ζώνης των OTA είναι και ένα από τα πλεονεκτήματα του έναντι της χρήσης τελεστικών ενισχυτών, όπως έχει ήδη προαναφερθεί.

Κεφάλαιο 3

ΦΙΛΤΡΑ

Για τα απαραίτητα φίλτρα του συστήματος και συγκεκριμένα τα βαθυπερατά και ζωνοπερατά χρησιμοποιήθηκαν ενεργά φίλτρα , ενώ για τα υψιπερατά χρησιμοποιήθηκε απλή παθητική συνδεσμολογία για λόγους που θα εξηγηθούν αργότερα στο κεφάλαιο αυτό.

3.1 Ενεργά φίλτρα

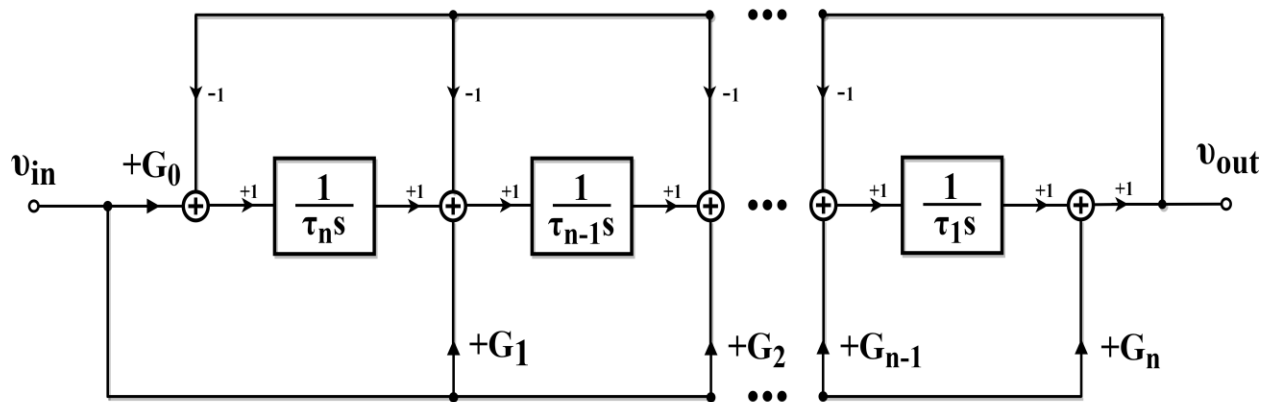
Η χρήση ενεργών φίλτρων (φίλτρα με χρήση τελεστικών ενισχυτών και OTA-operational transconductance amplifier) έχει το μεγάλο πλεονέκτημα της αποφυγής των πηνίων, τα οποία σε μικρές συχνότητες είναι απαγορευτικά λόγω κόστους αλλά και δυσκολίας κατασκευής [14]. Επίσης παρέχουν την δυνατότητα ελέγχου-tuning των χαρακτηριστικών του φίλτρου πχ μέσω του ρεύματος των ΟΤΑ, όπως θα φανεί στην συνέχεια. Στα κύρια μειονεκτήματα , ωστόσο, εμπεριέχεται η μεγαλύτερη ευαισθησία στον θόρυβο αλλά και η δυνατότητα αστάθειας του κυκλώματος.

3.2 Multiple Integrator Loop Feedback OTA-C filter topology-IFLF(Inverse-Follow-the-Leader-Feedback)

Επιθυμούμε να χρησιμοποιήσουμε ,για την κατασκευή των βαθυπερατών και ζωνοπερατών φίλτρων κάθε μάλιστα, μια γενική δομή δημιουργίας φίλτρων η οποία θα μπορεί με μικρές αλλαγές να υλοποιεί την όποια συνάρτηση μεταφοράς θέλουμε. Δηλαδή είναι θεμιτή μια δομή η οποία θα υλοποιεί στην γενική περίπτωση την συνάρτηση μεταφοράς τάξης n:

$$H_d(s) = \frac{A_n s^n + A_{n-1} s^{n-1} + \dots + A_1 s + A_0}{B_n s^n + B_{n-1} s^{n-1} + \dots + B_1 s + 1} \quad (3.1)$$

Για τον λόγο αυτό θα χρησιμοποιηθεί η γενική δομή IFLF-Inverse follow the Leader Feedback η οποία σε μορφή μπλοκ διαγράμματος φαίνεται παρακάτω στο σχήμα 3.1.



Σχήμα 3.1. Μπλοκ διάγραμμα της δομής IFLF

Η συνάρτηση μεταφοράς που υλοποιεί η δομή αυτή είναι:

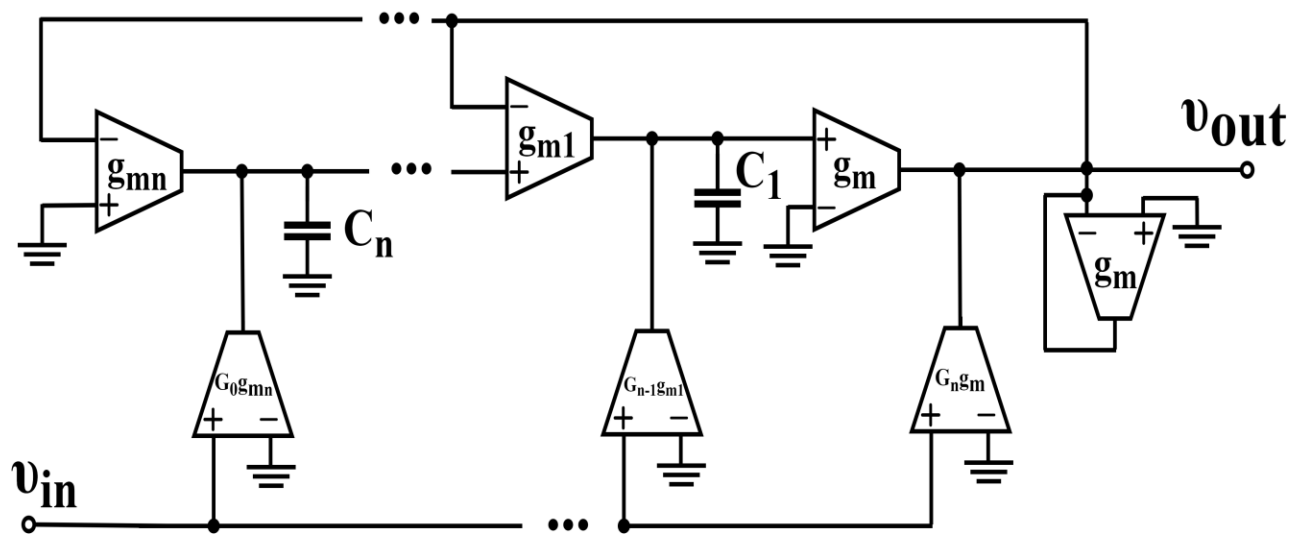
$$H(s) = \frac{G_n s^n + \frac{G_{n-1}}{\tau_1} s^{n-1} + \frac{G_{n-2}}{\tau_1 \tau_2} s^{n-2} + \dots + \frac{G_0}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1} \tau_n}}{s^n + \frac{1}{\tau_1} s^{n-1} + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s^{n-2} + \dots + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \dots \tau_{n-1} \tau_n}} \quad (3.2)$$

Συνεπώς δοσμένης μιας επιθυμητής συνάρτησης μεταφοράς ενός φίλτρου (3.1) τότε αρκεί να εξισώσουμε με τους συντελεστές της (3.2) ώστε να βρούμε τα G_j και τ_i και να δημιουργήσουμε έτσι την δομή IFLF.

Για να υλοποιηθεί η τοπολογία αυτή βλέπουμε ότι χρειαζόμαστε n ολοκληρωτές χωρίς απώλειες ($1/\tau_1 s, 1/\tau_2 s, \dots, 1/\tau_n s$) καθώς και κύκλωμα αθροιστή καθώς και έναν τρόπο ώστε να πολλαπλασιάζουμε τα σήματα με το κατάλληλο κέρδος G_j ($j=0, 1, \dots, n$) κάθε φορά. Το κατάλληλο στοιχείο για την υλοποίηση της IFLF είναι ο ΟΤΑ[15], ο οποίος αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο μαζί με τα απαραίτητα μπλοκ του ολοκληρωτή, αθροιστή και της ισοδύναμης αντίστασης.

3.2.1 Κυκλωματική Υλοποίηση της IFLF

Η κυκλωματική υλοποίηση της δομής IFLF με χρήση των ΟΤΑ φαίνεται στο σχήμα 3.2, στην γενική περίπτωση τάξης n .



Σχήμα 3.2. Κυκλωματική υλοποίηση IFLF n τάξης

Βλέπω ότι έχω τους n ολοκληρωτές με σταθερές χρόνους $\tau_i = \frac{C_i}{g_{mi}}$, τον αθροιστή με βάρη καθώς και τους $n+1$ OTA 'κάτω' για την επίτευξη των κερδών K_i . Αναφέρεται ότι η επίτευξη των κερδών επιτυγχάνεται με αντίστοιχο πολλαπλασιασμό με το ίδιο κέρδος του ρεύματος πόλωσης, για παράδειγμα ο OTA που επισημαίνεται με g_{mn} αν έχει ρεύμα πόλωσης I_n τότε ο OTA $K_0 g_{mn}$ θα έχει ρεύμα πόλωσης $K_0 * I_n$, υπενθυμίζεται ότι στην περιοχή υποκατωφλίου η διαγωγιμότητα έχει γραμμική εξάρτηση από το ρεύμα πόλωσης. Εφόσον λοιπόν μπορώ να μεταβάλλω τις διαγωγιμότητες και άρα τις σταθερές χρόνου μπορώ να έχω ηλεκτρονική ρύθμιση της συνάρτησης μεταφοράς μου και άρα του φίλτρου μου. Επισημαίνεται, ότι είναι εφικτό όλα τα 'πάνω' OTA να έχουν το ίδιο g_m , άρα ίδια τιμή ρεύματος πόλωσης [16], με αποτέλεσμα οι σταθερές χρόνου να γίνουν $\tau_i = C_i / g_m$, ωστόσο αυτό αφαιρεί βαθμούς ελευθερίας.

Τέλος, όπως είναι φανερό η δομή αυτή δεν χρησιμοποιεί ωμικές αντιστάσεις και γενικά χρειάζεται $(2n+3)$ OTA καθώς και n πυκνωτές.

3.2.2 Καθολικότητα της δομής IFLF

Όπως αναφέρθηκε η δομή της IFLF καθιστά εφικτή την δημιουργία οποιασδήποτε συνάρτησης μεταφοράς, άρα η ίδια δομή μπορεί να αποτελέσει κάθε μορφής φίλτρο. Για να γίνει αυτό πρέπει να εξετάσουμε πως μπορούμε κυκλωματικά να μεταβάλλουμε το σύστημά μας ώστε να τροποποιηθεί αναλόγως η συνάρτηση μεταφοράς. Παρατηρώντας την γενική μορφή της συνάρτησης μεταφοράς καθώς και την κυκλωματική υλοποίηση προκύπτει το εύλογο συμπέρασμα ότι αν θέλουμε να μηδενίσουμε κάποιον όρο πχ τον G_n (δηλαδή $G_n=0$ στην συνάρτηση μεταφοράς) αρκεί να διακόψουμε την αντίστοιχη σύνδεση στο κύκλωμα. Η αλλαγή

προσήμου γίνεται απλά αντιστρέφοντας τις πολικότητες στην είσοδο των ΟΤΑ , αφού αυτό οδηγεί σε αναστροφή της φοράς του ρεύματος.

3.2.3 Ευελιξία και ηλεκτρονικός έλεγχος-tuning της δομής IFLF

Η χρήση των ΟΤΑ για την δημιουργία της IFLF έχει σαν κύριο σκοπό την δυνατότητα ηλεκτρονικού ελέγχου, λόγω των ρευμάτων πόλωσης. Εκτός από την αλλαγή των σταθερών χρόνου των ολοκληρωτών, υπάρχουν και άλλοι λόγοι-ικανότητες που προσφέρει ο ηλεκτρονικός έλεγχος. Για παράδειγμα αν είναι θεμιτό να αυξηθεί το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου που έχει δημιουργήσει η IFLF για οποιονδήποτε λόγο πχ να αντισταθμίσει κάποια μη ιδανικότητα που οδηγεί σε απόκλιση από την ιδανική συμπεριφορά τότε αρκεί να αυξηθεί κάποιο κέρδος και άρα το αντίστοιχο ρεύμα πόλωσης. Άλλη σημαντική δυνατότητα είναι το tuning της κεντρική συχνότητας ενός φίλτρου , ιδίως των ζωνοπερατών φίλτρων[17]. Εφόσον η κεντρική συχνότητα είναι ανάλογη της διαγωγιμότητας και άρα του ρεύματος τότε μπορώ μέσω της σχέσης[18]:

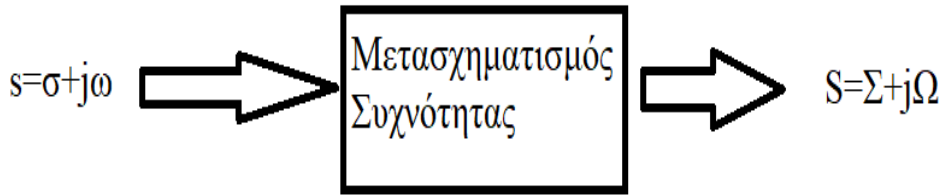
$$I_{bias_{new}} = I_{bias} \frac{f_{center_{new}}}{f_{center}} \quad (3.3)$$

να μεταβάλλω την κεντρική συχνότητα, όπου με new σημειώνονται οι νέες τιμές. Δηλαδή γνωρίζοντας την παλιά τιμή ρεύματος πόλωσης (I_{bias}) καθώς και την κεντρική συχνότητα, αν θέλω να κάνω μετατόπιση της κεντρικής συχνότητας σε μια νέα τιμή $f_{center_{new}}$ βρίσκω μέσω της σχέσης (3.3) το απαραίτητο ρεύμα πόλωσης ($I_{bias_{new}}$). Για παράδειγμα αν έχω κεντρική συχνότητα 10Hz και επιθυμώ ολίσθηση στην συχνότητα 100Hz τότε αρκεί να πολλαπλασιάσω όλα τα ρεύματα πόλωσης των ΟΤΑ επί 10 (κρατώντας όλα τα κέρδη G_i σταθερά).

3.3 Μετασχηματισμός συχνότητας

Προκειμένου να συνθέσουμε τις απαραίτητες συναρτήσεις μεταφοράς για τα ζωνοπερατά φίλτρα της κάθε μπάνας θα χρησιμοποιήσουμε την μέθοδο του μετασχηματισμού συχνοτήτων. Αναλυτικότερα αφού λάβουμε μια συνάρτηση μεταφοράς βαθυπερατού τύπου , για τις οποίες υπάρχει εκτενής βιβλιογραφία και είναι οι πλέον πιο εύκολες συναρτήσεις μεταφοράς να βρεθούν , θα εφαρμόσουμε κατάλληλο μετασχηματισμό συχνότητας για να λάβουμε νέα συνάρτηση μεταφοράς του τύπου φίλτρου που θέλουμε.

Αν συμβολίσουμε με $s = \sigma + j\omega$ την μιγαδική μεταβλητή της βαθυπεράτης συνάρτησης μεταφοράς τότε ο μετασχηματισμός συνίσταται στην δημιουργία μιας νέας μιγαδικής μεταβλητής την οποία θα συμβολίσουμε ως $S = \Sigma + j\Omega$. Δεδομένου ότι μας ενδιαφέρει η μόνιμη κατάσταση , τότε μπορούμε να ερμηνεύσουμε συνοπτικά τον μετασχηματισμό ως μετακίνηση σημείων πάνω στον j άξονα ώστε να πετύχουμε διαφορετικά χαρακτηριστικά φίλτρου(εδώ εμείς bandpass-ζωνοπερατό).



Σχήμα 3.3. Σχηματική περιγραφή του μετασχηματισμού συχνότητας στο νέο επίπεδο

Πρέπει στο σημείο αυτό να αναφερθεί ότι η μεθοδολογία αυτή δεν είναι η μοναδική για την κατασκευή ζωνοπερατών συναρτήσεων μεταφοράς-φίλτρων, ωστόσο είναι αρκετά ικανοποιητική για τις περισσότερες εφαρμογές και θα χρησιμοποιηθεί στην εργασία αυτή.

Ο μετασχηματισμός που θα εφαρμόσουμε είναι:

$$s = (S^2 + \Omega_0^2) / BS \quad (3.4)$$

s : Η μιγαδική μεταβλητή της βαθυπερατής συνάρτησης

S : Η νέα μιγαδική μεταβλητή στο μετασχηματισμένο επίπεδο της ζωνοπερατής συνάρτησης

Ω_0 : Η κεντρική συχνότητα

B : Το εύρος ζώνης του ζωνοπερατού φίλτρου, το οποίο θα οριστεί στην συνέχεια

Αν δηλαδή η lowpass συνάρτηση μεταφοράς είναι $H_{LP}(s)$ τότε η ζωνοπερατή συνάρτηση θα είναι $H_{BP}(S) = H_{LP}((S^2 + \Omega_0^2) / BS)$. (3.5)

Στην ημιτονική μόνιμη κατάσταση, δηλαδή πάνω στον j άξονα, κάνοντας την αντικατάσταση $s \rightarrow j\omega$ και $S \rightarrow j\Omega$ στην εξίσωση του μετασχηματισμού προκύπτει:

$$j\omega = (-\Omega^2 + \Omega_0^2) / B j \Omega \Rightarrow \Omega^2 - B\omega\Omega - \Omega_0^2 = 0. \quad (3.6)$$

Βλέπουμε ότι το σημείο $\omega=0$ μετασχηματίζεται στα $\Omega = +\Omega_0, -\Omega_0$ με άλλα λόγια ότι γινόταν στην βαθυπερατή συνάρτηση μεταφοράς στο σημείο $\omega=0$, όπου το σήμα πέρναγε χωρίς εξασθένιση, τώρα στο νέο επίπεδο θα συμβαίνει στα $\Omega = +\Omega_0, -\Omega_0$. Τα σημεία $\omega = +\infty, -\infty$ μετασχηματίζονται στα $\Omega = 0$ και $\Omega = +\infty, -\infty$ η ερμηνεία είναι όμοια.

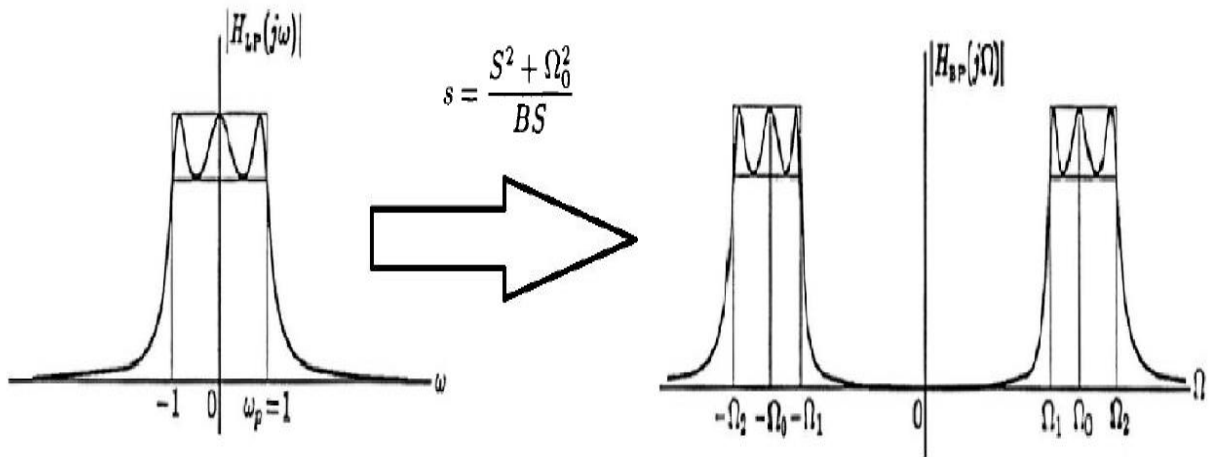
Αν θέσω $\omega = \omega_p = 1$, όπου ω_p η -3db κανονικοποιημένη συχνότητα της βαθυπερατής συνάρτησης μεταφοράς τότε θα βρω τις δύο -3db συχνότητες της bandpass συνάρτησης μεταφοράς μέσω της δευτεροβάθμιας εξίσωσης. Λύνοντας προκύπτουν:

$$\Omega_2 = \frac{B}{2} + \sqrt{\frac{B^2}{4} + \Omega_0^2} \quad (3.7)$$

$$-\Omega_1 = \frac{B}{2} - \sqrt{\frac{B^2}{4} + \Omega_0^2} \quad (3.8)$$

Εύκολα παρατηρώ ότι $B = \Omega_2 - \Omega_1$, το εύρος ζώνης, και $\Omega_0^2 = \Omega_1 * \Omega_2$ η κεντρική συχνότητα.

Χρήσιμο είναι να ορίσουμε και τον συντελεστή ποιότητας $Q = \Omega_0 / B$ ενός φίλτρου, το οποίο για μεγάλες τιμές φανερώνει ότι το φίλτρο έχει μεγάλη επιλεκτικότητα



Σχήμα 3.4. Σχηματική απεικόνιση ζωνοπερατής συνάρτησης που προκύπτει από βαθυπερατή μέσω μετασχηματισμού

Μπορούμε συνοψίζοντας να παρατηρήσουμε ότι ουσιαστικά ο μετασχηματισμός για κάθε έναν πόλο της βαθυπερατής συνάρτησης μεταφοράς δημιουργεί, λόγω της δευτεροβάθμιας εξίσωσης, δύο αντίστοιχους πόλους για την νέα ζωνοπερατή συνάρτηση. Καθίσταται εμφανές δηλαδή ότι δεν μπορούμε να έχουμε bandpass φίλτρο περιττής τάξης.

3.3.1 Χαρακτηριστική Butterworth

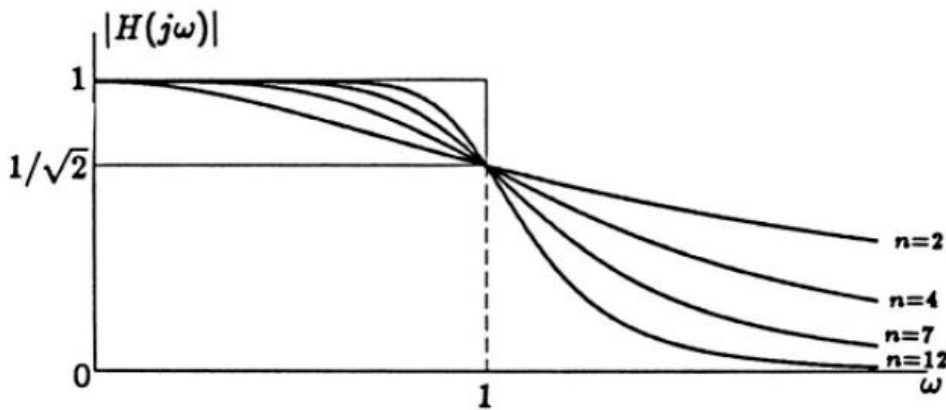
Στο σύστημα μας επιλέχθηκε να χρησιμοποιηθεί σαν προσέγγιση του πλάτους μιας βαθυπερατής συνάρτησης η χαρακτηριστική Butterworth η οποία παρουσιάζει σχετική ευκολία στην υλοποίηση

της λόγω της μαθηματικής απλότητας της σε σχέση με άλλους γνωστούς τύπους. Σε συντομία η γενική της μορφή n τάξης είναι:

$$M(\omega) = \frac{1}{[1+\omega^{2n}]^{1/2}} \quad (3.9)$$

Όπου n ακέραιος θετικός αριθμός.

Βλέπουμε ότι έχει DC κέρδος 0, $M(0)=1$, και το -3db σημείο είναι $M(1)=0.707$ ανεξαρτήτως της τάξης n. Είναι εμφανές ότι έχω μονοτονική μείωση του πλάτους για αυξανόμενα ω και μάλιστα για $\omega \gg 1$ το πλάτος θα είναι $M(\omega)=1/\omega^n$. Ένα διάγραμμα που δείχνει πως πέφτει το πλάτος για διάφορες τιμές του n φαίνεται παρακάτω στο σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5. Πλάτος της Butterworth για διάφορες τιμές του n

Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό των Butterworth συναρτήσεων είναι το πόσο οριζόντια είναι η γραφική στη ζώνη διέλευσης συχνοτήτων, και αυτό διότι οι πρώτες $2n-1$ παράγωγοι της $M(\omega)$ είναι μηδέν στο σημείο $\omega=0$. [19]

Τώρα πρέπει να βρεθεί η συνάρτηση μεταφοράς $F(s)$ η οποία θα έχει για $s=j\omega$ το ίδιο πλάτος με την $M(\omega)$ και υψώνοντας στο τετράγωνο θα πρέπει :

$$|F(j\omega)|^2 = M(\omega)^2 = F(j\omega)F(-j\omega) = \frac{1}{1+\omega^{(2n)}} \quad (3.10)$$

$$\text{Μπορούμε να γράψουμε } F(s)F(-s) = \frac{1}{1+(-1)^n s^{(2n)}} \quad (3.11)$$

Ορίζουμε τώρα συνάρτηση $P(s^2)$ ώστε:

$$P(s^2) = F(s)F(-s) \quad (3.12)$$

Άρα συνάγεται για $s=j\omega$ και από τις προηγούμενες εξισώσεις ότι:

$$M^2(\omega)=P(-\omega^2) \quad (3.13)$$

Εφόσον η $M^2(\omega)$ είναι γνωστή τότε αρχίζοντας από την τελευταία εξίσωση θέτοντας s^2 όπου $(-\omega^2)$ μπορούμε εύκολα να βρούμε την $P(s^2)$. Παρατηρούμε ότι αυτή ισούται με το γινόμενο $F(s)F(-s)$ και ότι οι πόλοι της $F(s)$ είναι συμμετρικοί με τους πόλους της $F(-s)$ γύρω από τον $j\omega$ άξονα. Προκειμένου η $F(s)$ που ψάχνουμε να είναι πραγματοποιήσιμη συνάρτηση φίλτρου και άρα χρήσιμη θα πρέπει να είναι ευσταθής, δηλαδή θα πρέπει το πραγματικό μέρος των πόλων της να είναι αρνητικό και άρα οι πόλοι της $F(s)$ θα είναι αυτοί της $P(s^2)$ με αρνητικό πραγματικό μέρος.

Για να βρούμε τους πόλους της $P(s^2)$ αρκεί να βρούμε τις ρίζες της εξίσωσης:

$$1+(-1)^n s^{2n}=0 \quad (3.14)$$

Οι λύσεις αποδεικνύεται [19] ότι είναι:

$$s_k=\sigma_k+j\omega_k=-\sin\left(\frac{2k-1}{2n}\pi\right)+j\cos\left(\frac{2k-1}{2n}\pi\right) \quad (3.15)$$

Με $k=1,2,\dots,2n$

Για τους n πόλους της $F(s)$ θα λάβω αυτούς που έχουν αρνητικό πραγματικό μέρος.

Για το σύστημα μας, για λόγους που θα εξηγηθούν αργότερα στο κεφάλαιο αυτό, επειδή θα χρησιμοποιήσουμε ζωνοπερατό φίλτρο 4ης τάξης και ο μετασχηματισμός συχνότητας από lowpass σε bandpass δημιουργεί 2 πόλους για κάθε έναν πόλο της βαθυπερατής συνάρτησης θα πρέπει η βαθυπερατή συνάρτηση να είναι απαραίτητα 2ης τάξης.

Ακολουθώντας την προαναφερθείσα διαδικασία δημιουργίας Butterworth συναρτήσεων αρκεί να βρούμε την κατάλληλη $F(s)$ για $n=2$, οπότε η $M(\omega)$ στην γενική της μορφή για $n=2$ δίνει:

$$M(\omega)=\frac{1}{(1+\omega^4)^{\frac{1}{2}}}\Rightarrow M(\omega)^2=\frac{1}{(1+\omega^4)}$$

$$\text{Άρα θα πρέπει } P(s^2)=\frac{1}{(1+s^4)}$$

Χρησιμοποιώντας τον τύπο (3.14) για να βρούμε τους πόλους της $P(s^2)$ προκύπτουν:

$$s_1=-\sin(\pi/4)+j\cos(\pi/4)=-0.707+j0.707, \text{ δεκτή}$$

$$s_2=-\sin(3\pi/4)+j\cos(3\pi/4)=-0.707-j0.707, \text{ δεκτή}$$

$$s_3=-\sin(5\pi/4)+j\cos(5\pi/4)=0.707-j0.707, \text{ απορρίπτεται λόγω θετικού πραγματικού μέρους}$$

$$s_4=-\sin(7\pi/4)+j\cos(7\pi/4)=0.707+j0.707, \text{ απορρίπτεται ομοίως}$$

Άρα δεκτές οι λύσεις s_1, s_2 οι οποίες είναι συζυγείς μιγαδικές.

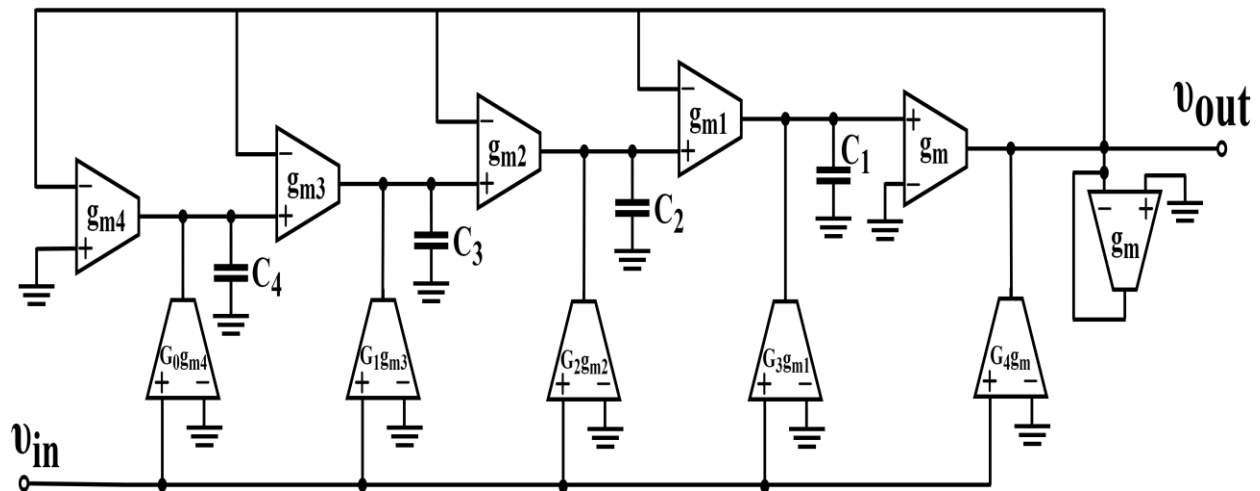
$$\text{Οπότε } F(s) = \frac{1}{(s-s_1)(s-s_2)} = \frac{1}{s^2 + 1.414214s + 1} \quad (3.16)$$

Η οποία είναι και η βαθυπεράτη συνάρτηση που θα χρησιμοποιηθεί ώστε να γίνει ύστερα ο μετασχηματισμός συχνότητας για την δημιουργία των ζωνοπερατών 4ης τάξης.

3.4 IFLF Ζωνοπερατά Φίλτρα

Το σύστημα μας έχει 5 διαφορετικές μπάντες συχνοτήτων (delta, theta, alpha, beta, gamma) και για να γίνει ο διαχωρισμός του συστήματος στις μπάντες αυτές είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν αντίστοιχα 5 ζωνοπερατά φίλτρα. Επειδή οι μπάντες αυτές των συχνοτήτων είναι αρκετά κοντά συχνοτικά μεταξύ τους (πχ delta 0.5-2Hz και theta 4-7Hz) καθίσταται απαραίτητο τα φίλτρα να έχουν επαρκή εξασθένιση για τον καλύτερο διαχωρισμό τους, συνεπώς αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθούν ζωνοπερατά φίλτρα 4ης τάξης. Εξηγήθηκε ήδη ότι δεν μπορούμε να έχουμε bandpass φίλτρο περιττής τάξης, έτσι εξηγείται και η επιλογή μας να χρησιμοποιήσουμε στην εργασία μας IFLF bandpass 4ης τάξης καθώς η χρήση μικρότερης τάξης-2ης- δεν δίνει αρκετή εξασθένιση για τον κατάλληλο διαχωρισμό ανάμεσα στις μπάντες και η χρήση μεγαλύτερης -πχ 6ης- χρησιμοποιεί περισσότερους ΟΤΑ και πυκνωτές και άρα οδηγεί σε αρκετά μεγαλύτερη κατανάλωση αλλά και χρήση στοιχείων.

Η κυκλωματική δομή της IFLF 4ης τάξης, γενικά, μαζί με την συνάρτηση μεταφοράς είναι:



Σχήμα 3.6. IFLF 4ης τάξης

$$H(s) = \frac{G_4 s^4 + \frac{G_3}{\tau_1} s^3 + \frac{G_2}{\tau_1 \tau_2} s^2 + \frac{G_1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3} s + \frac{G_0}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 \tau_4}}{s^4 + \frac{1}{\tau_1} s^3 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2} s^2 + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 \tau_4}} \quad (3.17)$$

Επισημαίνεται ότι για όλες τις μπάντες συχνοτήτων-εγκεφαλικά κύματα το G_0 θα πρέπει να είναι ίσο με μηδέν ή αρκετά μικρό αφού θέλουμε η μηδενική συχνότητα (DC) να αποκόπτεται διότι για $s=0$ από την (3.16) $H(0)=G_0$, συνεπώς θα αποκοπεί αυτή η σύνδεση.

Θα χρησιμοποιηθεί ελάχιστο ρεύμα πόλωσης $1nA$ για τα ΟΤΑ το οποίο, για αυτό το ρεύμα, από προσομοίωση βρέθηκε να έχει τιμή διαγωγιμότητας $gm=18.8761nS$. Το ρεύμα αυτό επιλέχθηκε αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν τα φαινόμενα ρευμάτων διαρροής[20].

3.4.1 Delta waves 0.5-2Hz

Για την delta μπάντα συχνοτήτων επιλέγω εύρος ζώνης $B=2Hz$, κεντρική συχνότητα $1Hz$ και εφαρμόζω μετασχηματισμό συχνότητας στην βαθυπερατή συνάρτηση μεταφοράς 2^{ns} τάξης Butterworth (3.16) ώστε να προκύψει η 4^{ns} τάξης ζωνοπερατή που θέλω. Ο μετασχηματισμός αυτός θα γίνει στο λογισμικό MATLAB με κώδικα που υπάρχει στο παράρτημα της εργασίας, ο οποίος υπολογίζει τους απαραίτητους πυκνωτές και την συνάρτηση μεταφοράς. Η συνάρτηση μεταφοράς για την μπάντα αυτή προκύπτει:

G =

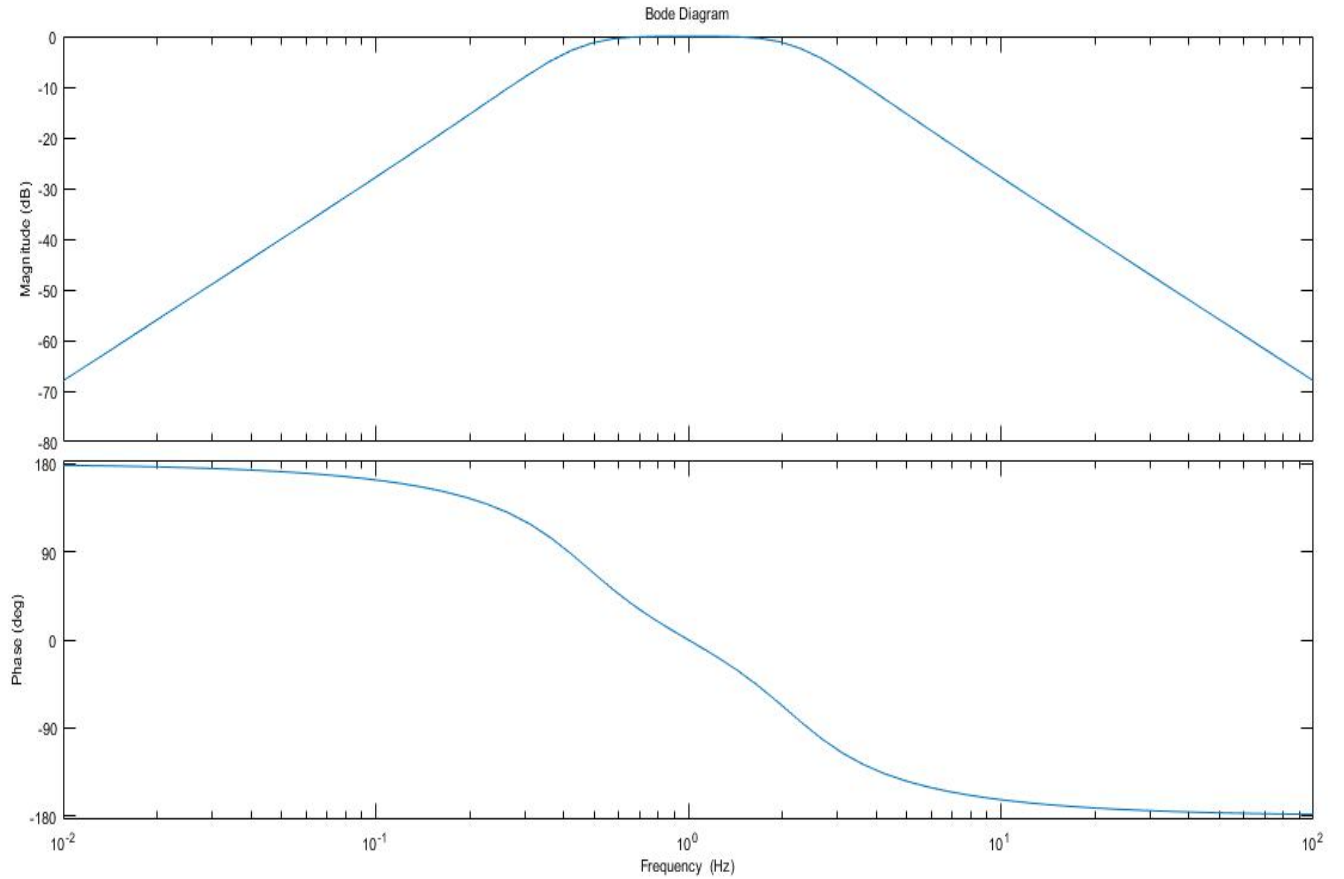
$$\frac{157.9 s^2 - 3.941e-13}{s^4 + 17.77 s^3 + 236.9 s^2 + 701.6 s + 1559}$$

Παρατηρώ ότι πράγματι είναι 4^{ns} τάξης, εξισώνοντας συντελεστές με την γενική εξίσωση (3.17) υπολογίζω τις χρονικές σταθερές καθώς και τα κέρδη. Προκύπτουν:

$$G_2=0.66, G_0 \sim 0, G_1=G_3=G_4=0, t_1=0.056sec, t_2=0.075sec, t_3=0.338sec, t_4=0.4501sec.$$

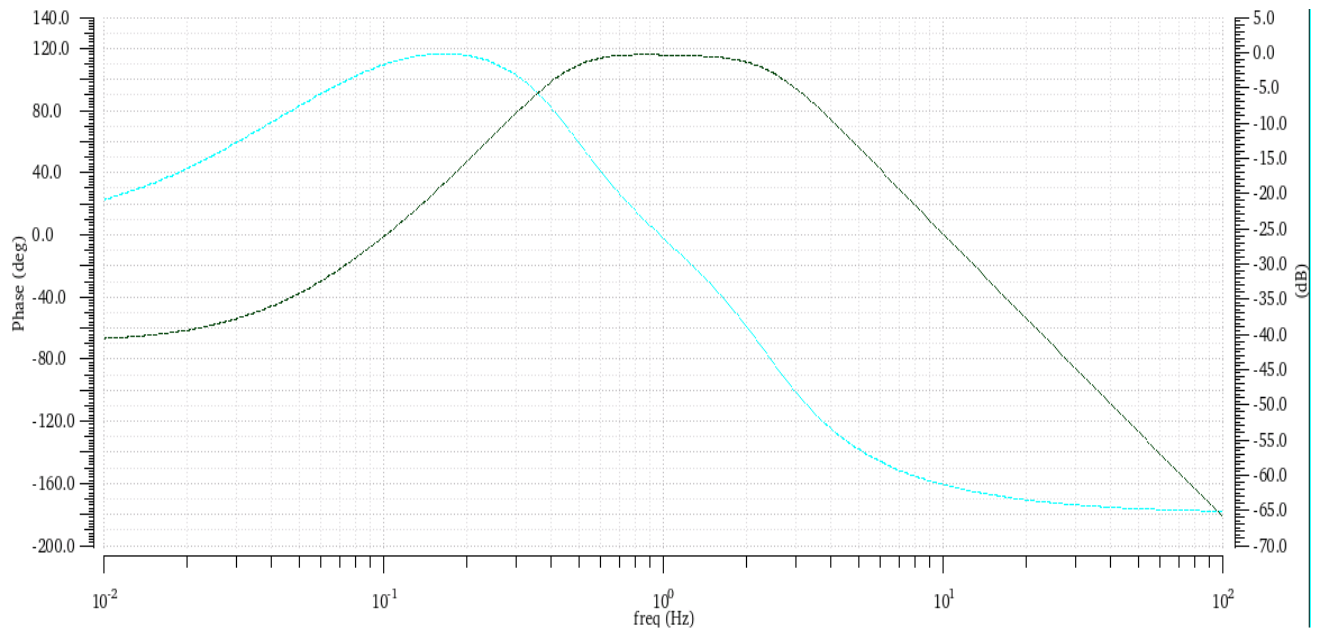
Γνωρίζοντας ότι $gm=18.8761nSiemens$ υπολογίζω με χρήση της σχέσης $\tau=C/gm$ τους απαραίτητους πυκνωτές. Προκύπτουν $C_1=1.06nF$, $C_2=1.4162nF$, $C_3=6.3729nF$, $C_4=8.4972nF$.

Η τιμή του κέρδους G_2 οδηγεί σε αντίστοιχο ρεύμα $G_2 \cdot I_{bias} = 0.66 \cdot 1nA = 0.66nA = 660pA$, για ανάγκες tuning της συνάρτησης μεταφοράς αυξάνω αυτήν την τιμή, για να έχω μεγαλύτερο κέρδος, στην τιμή $800pA$. Τα υπόλοιπα ρεύματα είναι στο $1nA$. Το θεωρητικό bode διάγραμμα(matlab) καθώς και αυτό που προκύπτει από το κύκλωμα στο Cadence φαίνονται παρακάτω.



Σχήμα 3.7. Θεωρητικό bode διάγραμμα πλάτους και φάσης για την delta bandpass στο Matlab

Η πρακτική υλοποίηση της συνάρτησης μέσω της IFLF στο cadence για τις τιμές που υπολογίσθηκαν δίνει, με μαύρο το πλάτος:

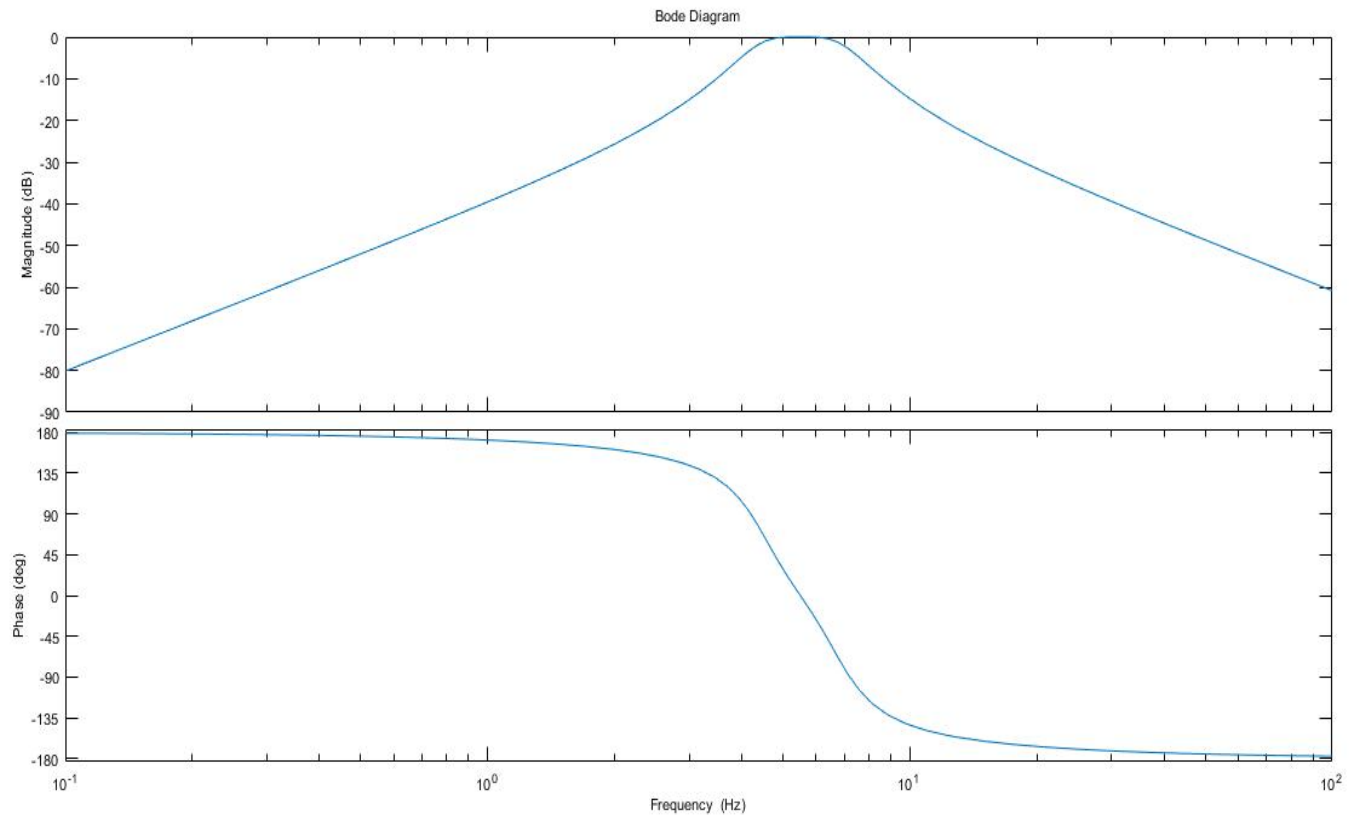


Σχήμα 3.8. Bode διάγραμμα της IFLF ζωνοπερατής σ.μεταφοράς delta μέσω Cadence, με μαύρο το πλάτος

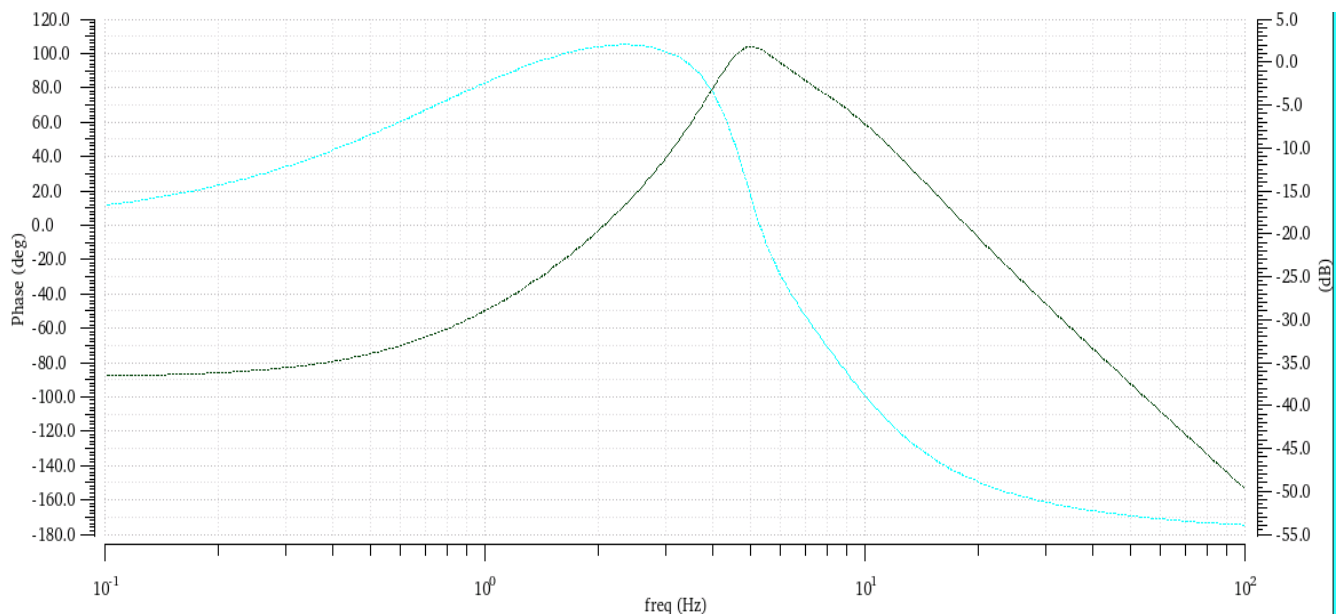
Είναι φανερό ότι η θεωρητική (MATLAB) με την κυκλωματική προσέγγιση μέσω της IFLF είναι αρκετά κοντά μεταξύ τους, το μεγαλύτερο σφάλμα-απόκλιση με την θεωρητική εμφανίζεται στις μικρές συχνότητες τόσο σε φάση όσο και σε κέρδος. Αυτό οφείλεται εν μέρει στο γεγονός ότι έγινε η προσέγγιση $G_o=0$ στο κύκλωμα και διακόπηκε η αντίστοιχη σύνδεση αλλά κυρίως στο γεγονός ότι η αντίσταση εξόδου δεν είναι άπειρη και ως αποτέλεσμα θα υπάρξει σφάλμα στην συνάρτηση μεταφοράς που θα υλοποιείται, αφού όλα τα επιμέρους μπλοκ που χρησιμοποιήθηκαν για την δημιουργία της IFLF είχαν σαν υπόθεση ιδανική πηγή ρεύματος στην έξοδο. Η υπόθεση άπειρης αντίστασης εισόδου είναι αρκετά πιο εύλογη δεδομένου ότι στην είσοδο του ΟΤΑ βλέπουμε την πύλη mosfet η οποία έχει αρκετά μεγάλη αντίσταση. Άλλη πηγή σφάλματος αποτελούν και οι παράσιτες χωρητικότητες, ωστόσο εδώ για μικρές συχνότητες η συνεισφορά τους είναι μικρή.

3.4.2 Theta waves 4-7Hz

Για τα εγκεφαλικά κύματα της theta μάλιστα έχουμε ακολουθώντας την ίδια διαδικασία τιμές πυκνωτών: $C_4=421.35\text{pF}$, $C_3=1.6269\text{nF}$, $C_2=183.39\text{pF}$, $C_1=708.1\text{pF}$ και $G_2 \cdot I_{\text{bias}}=300\text{pA}$, τα υπόλοιπα κέρδη είναι μηδέν οπότε και διακόπτονται οι αντίστοιχες συνδέσεις. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων φαίνονται παρακάτω.



Σχήμα 3.9. Θεωρητικό bode διάγραμμα πλάτους και φάσης για την theta bandpass στο Matlab

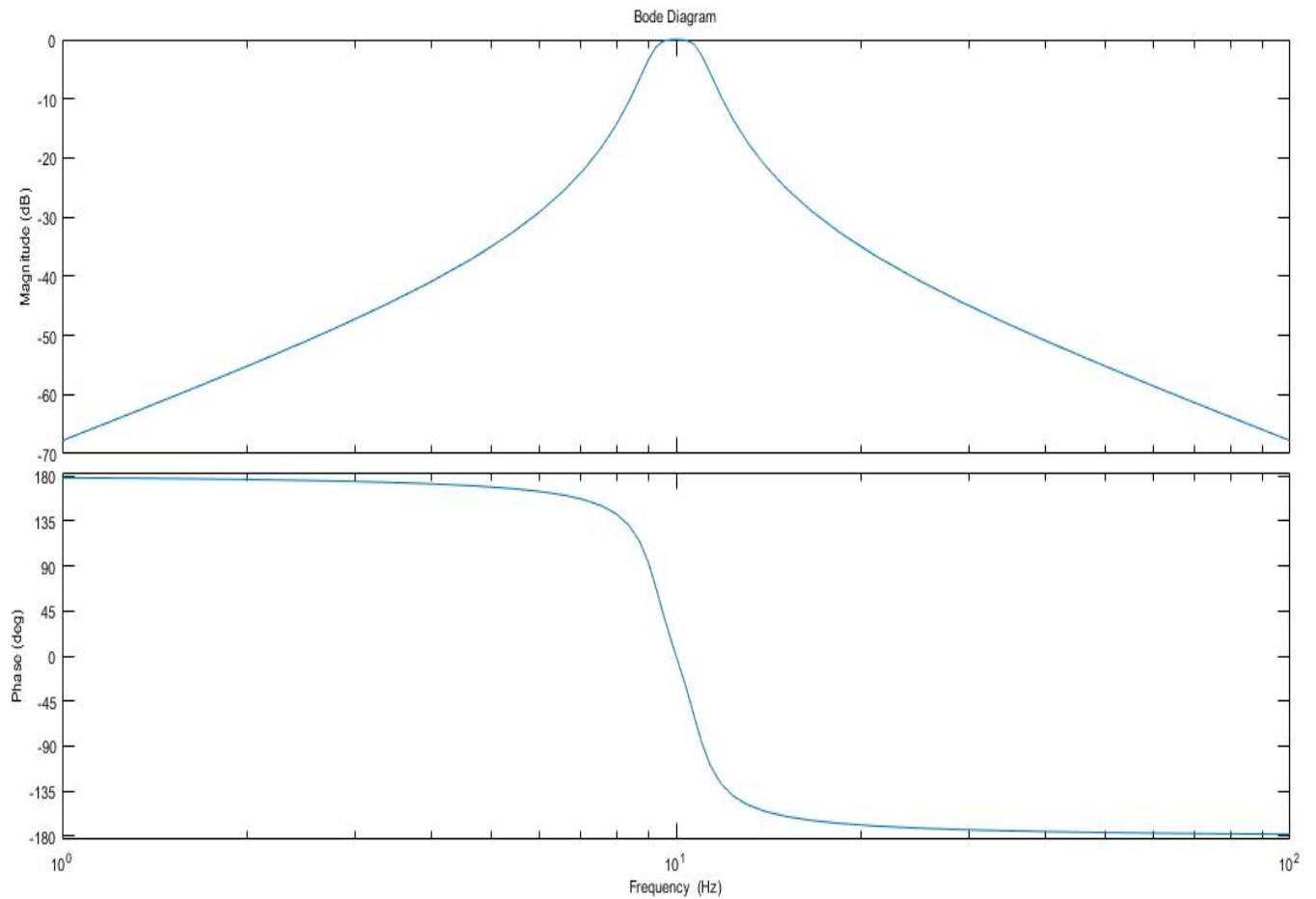


Σχήμα 3.10. Bode διάγραμμα της IFLF ζωνοπερατής σ.μεταφοράς theta μέσω Cadence, με μαύρο το πλάτος

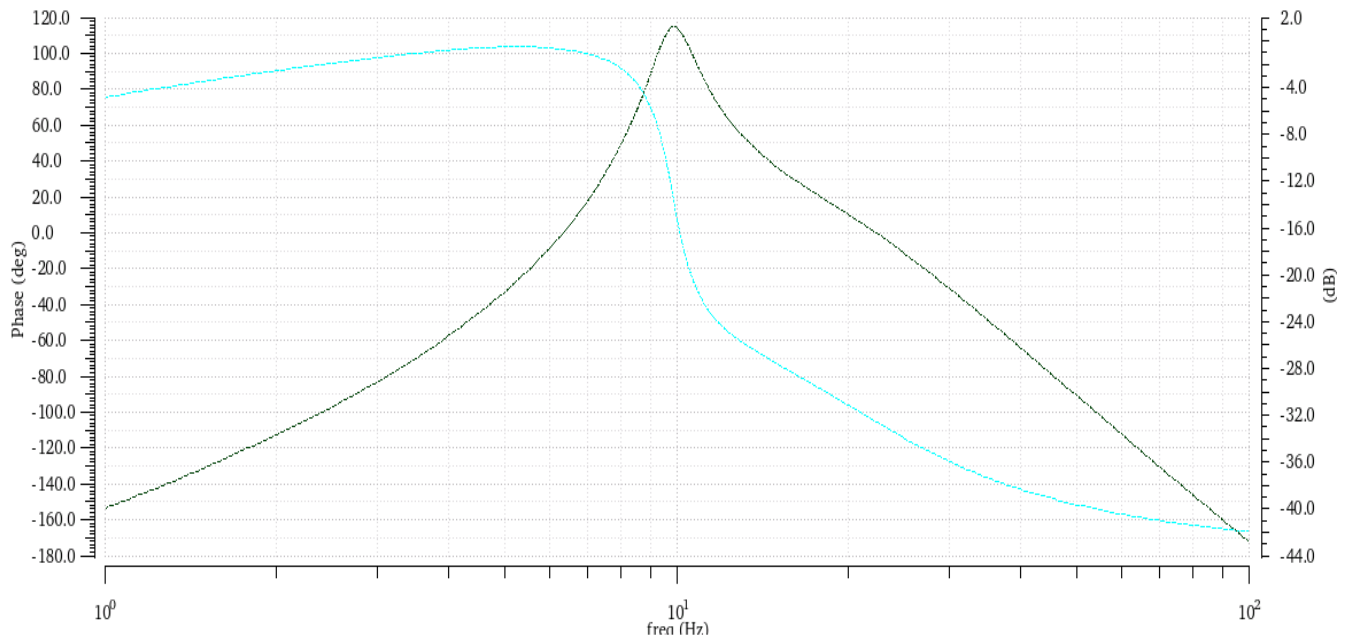
Ομοίως με την εξήγηση για τα κύματα theta τα σφάλματα έχουν τις ίδιες αιτίες.

3.4.3 Alpha waves 9-11 Hz

Για τα εγκεφαλικά κύματα της alpha μπάντας προκύπτουν: $C4=84.972\text{pF}$, $C3=2.1668\text{nF}$, $C2=41.653\text{pF}$, $C1=1.0622\text{nF}$. Για τα ρεύματα πραγματοποιήθηκε ολίσθηση συχνότητας (κεφάλαιο 3.2.2) και οι τιμές είναι $I=1.25\text{nA}$ και $G2*I=125\text{pA}$.



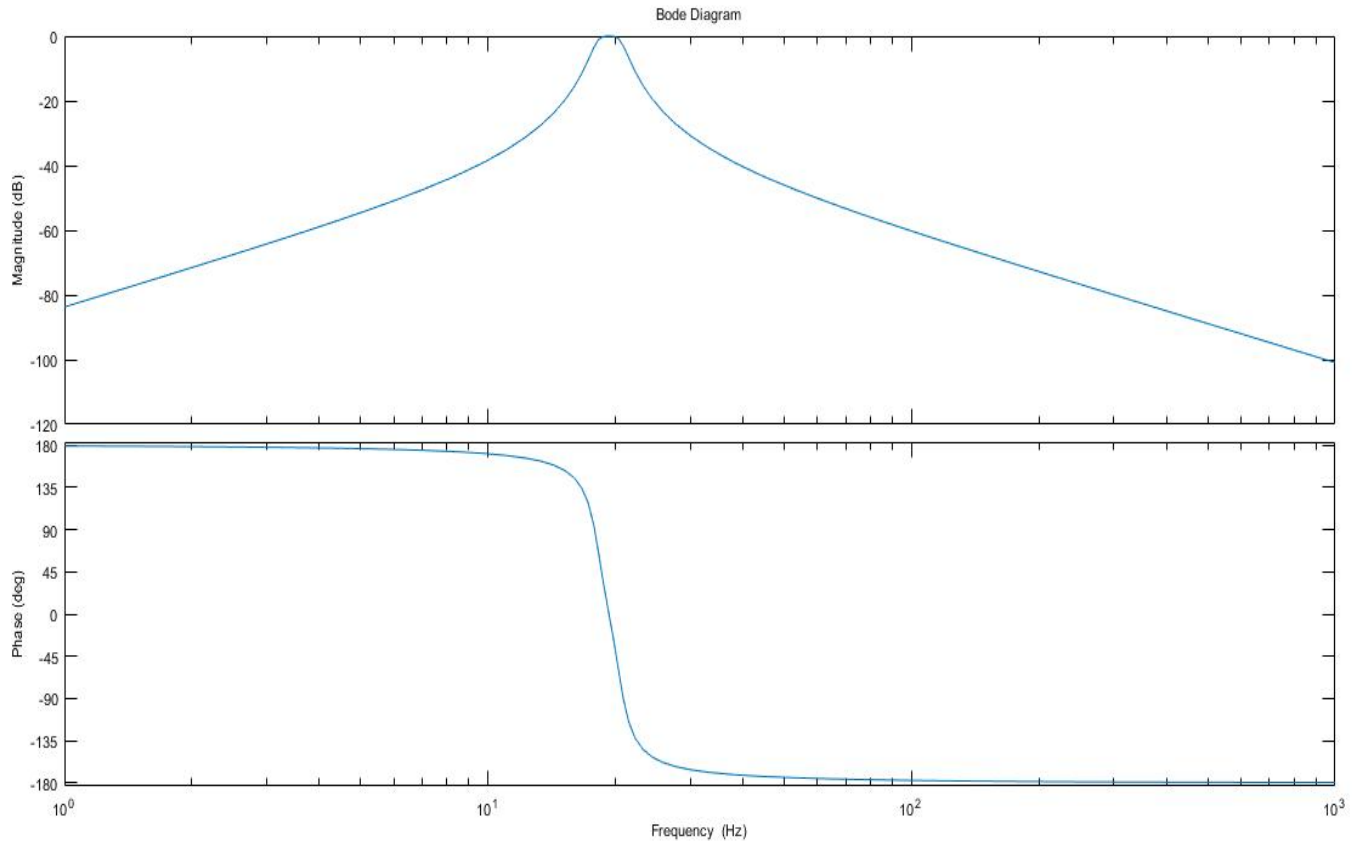
Σχήμα 3.11.Θεωρητικό bode διάγραμμα πλάτους και φάσης για την alpha bandpass στο Matlab



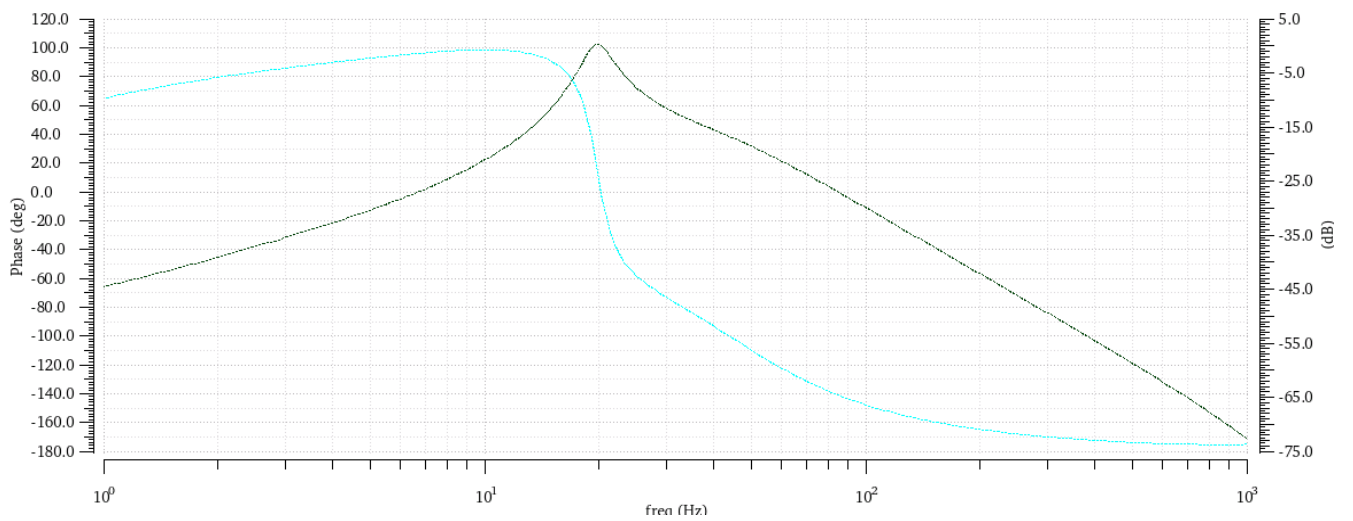
Σχήμα 3.12. Bode διάγραμμα της IFLF ζωνοπερατής σ.μεταφοράς alpha μέσω Cadence, με μαύρο το πλάτος

3.4.4 Beta waves 18-21 Hz

Για τα εγκεφαλικά κύματα της beta μάντας προκύπτουν: $C4=33.52\text{pF}$, $C3=1.433\text{nF}$, $C2=16.564\text{pF}$, $C1=708.1\text{pF}$. Για τα ρεύματα πραγματοποιήθηκε ολίσθηση συχνότητας και οι τιμές είναι $I=1.348\text{nA}$ και $G2*I=150\text{pA}$.



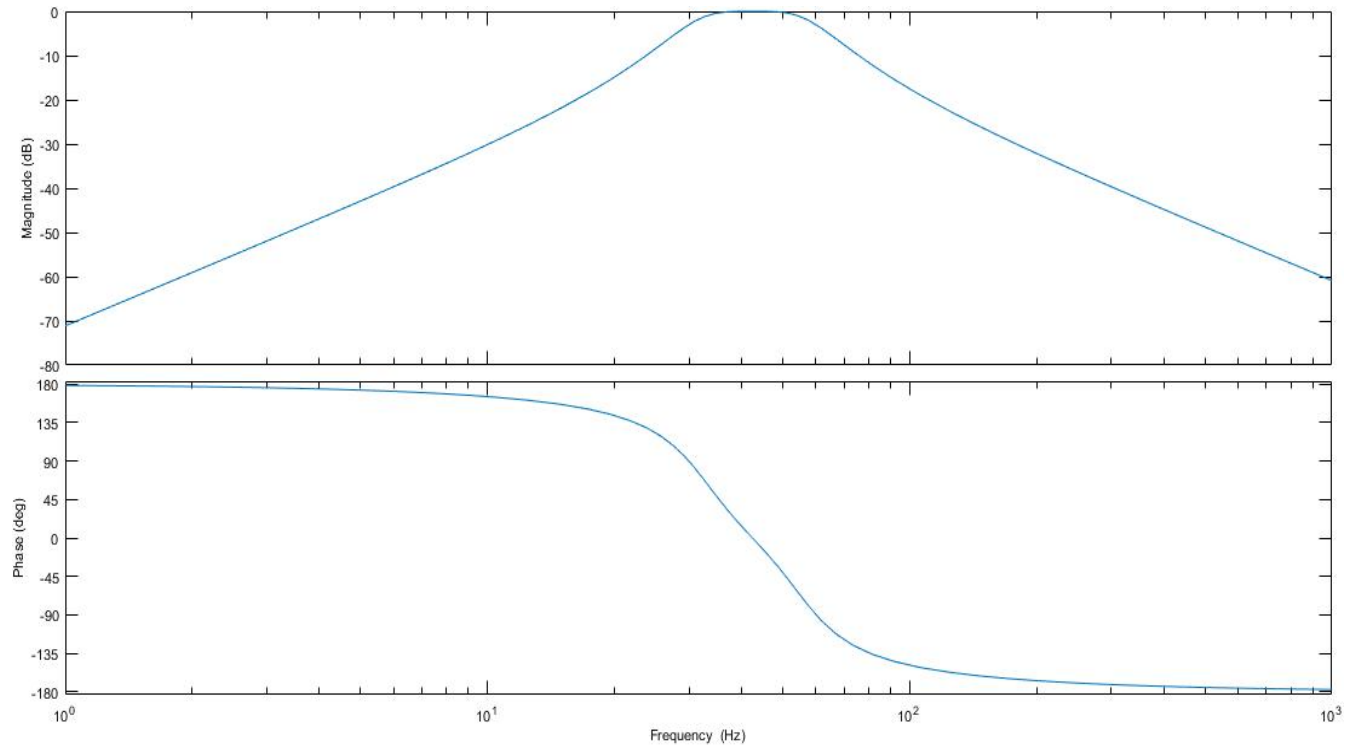
Σχήμα 3.13. Θεωρητικό bode διάγραμμα πλάτους και φάσης για την beta bandpass στο Matlab



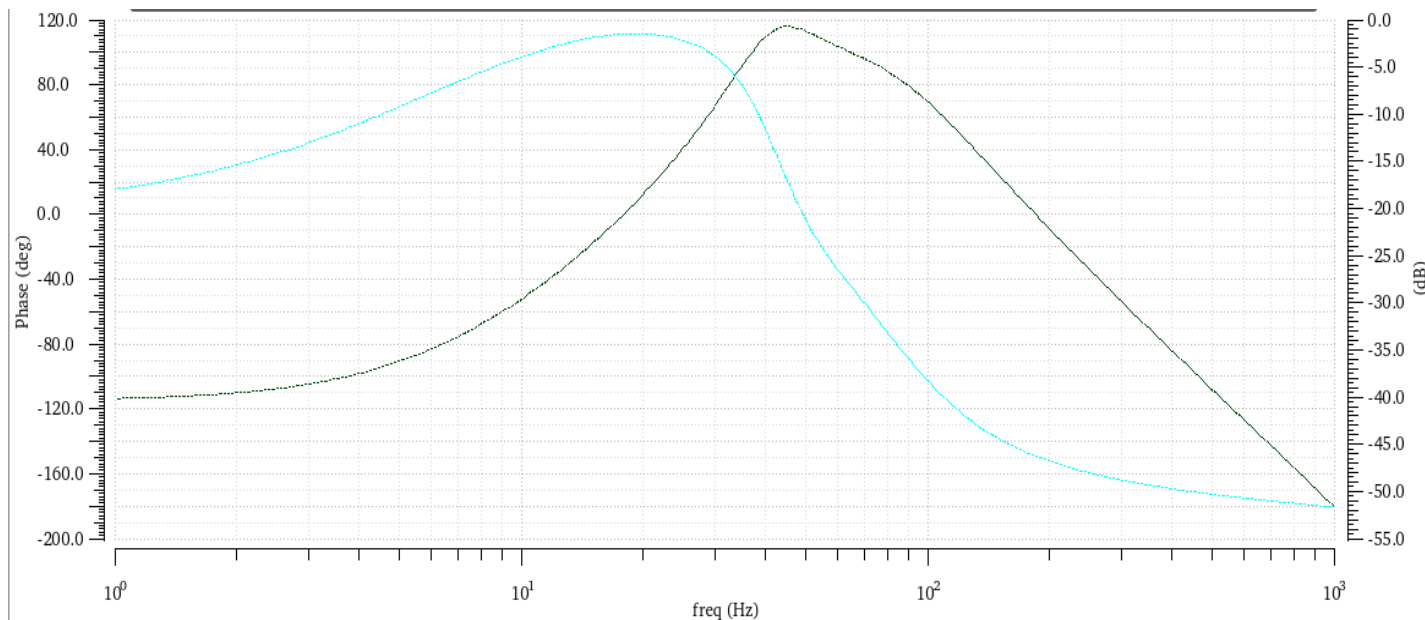
Σχήμα 3.14. Bode διάγραμμα της IFLF ζωνοπερατής σ.μεταφοράς beta μέσω Cadence, με μαύρο το πλάτος

3.4.5 Gamma waves 30-60 Hz

Για τα εγκεφαλικά κύματα της gamma μπάντας προκύπτουν: $C4=62.942\text{pF}$, $C3=173.09\text{pF}$, $C2=25.749\text{pF}$, $C1=70.81\text{pF}$. Για τα ρεύματα πραγματοποιήθηκε ολίσθηση συχνότητας και οι τιμές είναι $I=1.15\text{nA}$ και $G2*I=309\text{pA}$.



Σχήμα 3.15. Θεωρητικό bode διάγραμμα πλάτους και φάσης για την gamma bandpass στο Matlab



Σχήμα 3.16. Bode διάγραμμα της IFLF ζωνοπερατής σ.μεταφοράς gamma μέσω Cadence, με μαύρο το πλάτος

Αξίζει να παρατηρήσουμε ότι η φάση των bode διαγραμμάτων στις συχνότητες διέλευσης σε κάθε μπάνα είναι πρακτικά γραμμική, κάτι που οδηγεί σε ελάχιστη παραμόρφωση κατά την διέλευση του σήματος-εγκεφαλογραφήματος.

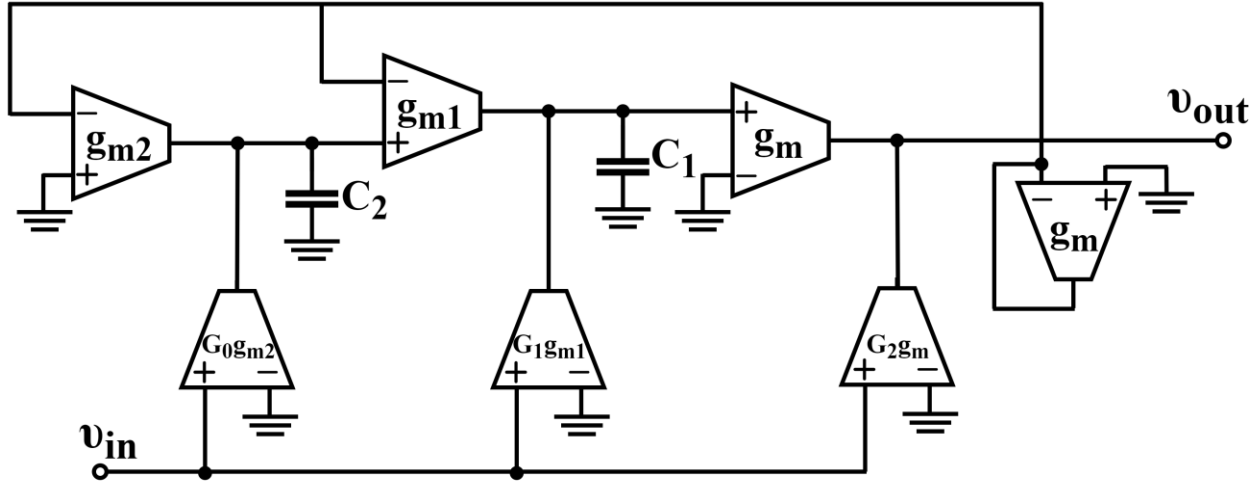
3.5 IFLF Βαθυπερατά Φίλτρα

Για το σύστημα μας χρειαζόμαστε ένα βαθυπερατό φίλτρο (low pass) για να εξάγουμε την μέση τιμή του ανορθωμένου σήματος-το οποίο είναι και το analog feature που θέλουμε- σε κάθε μπάνα, δηλαδή πρακτικά την μέση ισχύ που υπάρχει σε κάθε συχνοτική μπάνα από τις πέντε[21]. Η έξοδος κάθε βαθυπερατού φίλτρου, δηλαδή το χαρακτηριστικά-feature που θέλουμε, στο πεδίο του χρόνου δίνεται από την εξίσωση:

$$\text{avg}_i = \overline{|Ax(t) * h_i^{BPF}|} \quad (3.18)$$

Όπου $i=1, \dots, 5$ οι 5 διαφορετικές μπάντες A το κέρδος που δίνει ο ενισχυτής στο σήμα EEG $x(t)$, * η πράξη της συνέλιξης και h_i^{BPF} η κρουστική απόκριση του ζωνοπερατού φίλτρου κάθε μπάντας, $|x|$ η απόλυτη τιμή που δημιουργεί ο ανορθωτής και \bar{x} η μέση τιμή που προκύπτει από το βαθυπερατό φίλτρο.

Για τον σκοπό αυτό το βαθυπερατό φίλτρο επιλέχθηκε να είναι 2ης τάξης IFLF, μεγαλύτερης τάξης θα δημιουργούσε επιπρόσθετη κατανάλωση και χρήση περισσότερων πυκνωτών, κάτι το οποίο κρίθηκε μη θεμιτό. Το κύκλωμα IFLF 2ης τάξης καθώς και η συνάρτηση μεταφοράς στην γενική περίπτωση είναι:



Σχήμα 3.17 IFLF κύκλωμα 2^{ης} τάξης

$$H(s) = \frac{G_2 s^2 + \frac{G_1}{\tau_1} s + \frac{G_0}{\tau_1 \tau_2}}{s^2 + \frac{1}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.19)$$

Η σχέση (3.19) μπορεί να γραφεί και ως:

$$H(s) = \frac{G_2 s^2 + G_1 \frac{\omega_0}{Q} s + G_0 \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.20)$$

$$\text{Με } Q = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \quad \text{και } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \quad (3.21)$$

Η γενική μορφή ενός βαθυπερατού φίλτρου 2^{ης} τάξης είναι:

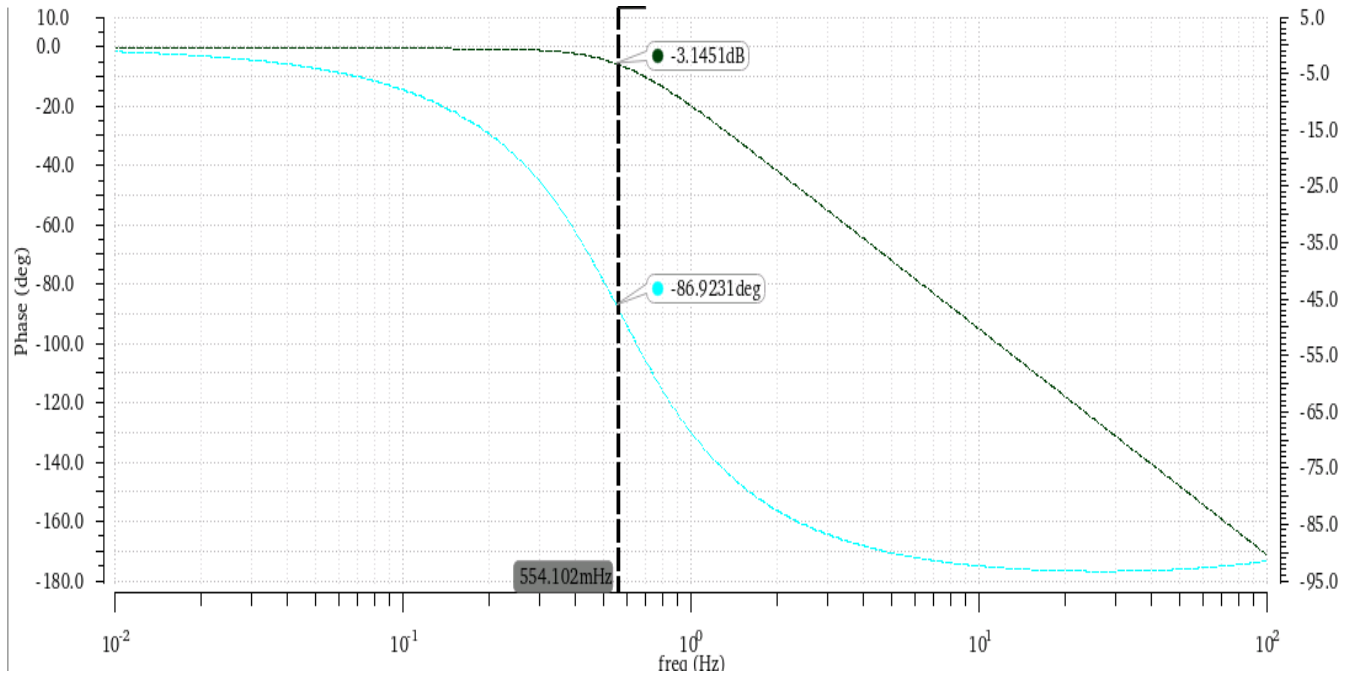
$$H_{LP}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2} \quad (3.22)$$

Συνεπώς προκειμένου η IFLF 2^{ης} τάξης να είναι βαθυπερατό φίλτρο θα πρέπει να έχει τη μορφή της (3.22), εξισώνοντας συντελεστές με την (3.20) προκύπτει $G_2 = G_1 = 0$ και $G_0 = 1$. Οπότε θα διακοπούν οι συνδέσεις των ΟΤΑ G_1, G_2 και ο ΟΤΑ G_0 λόγω κέρδους 1 θα έχει ρεύμα πόλωσης ίσο με τον 'πάνω' ΟΤΑ του σχήματος 3.17 (και ίσο με τα υπόλοιπα διότι θα επιλέξω όλοι οι ΟΤΑ να έχουν ίδιο ρεύμα πόλωσης).

Για όλα τα βαθυπερατά φίλτρα θα επιλέξω απόκριση Butterworth, δηλαδή $Q = 0.7071$ και έτσι από την (3.21) έχω $\tau_1 = \tau_2 * 0.5$ καθώς και $\tau_1 \tau_2 = \frac{1}{\omega_0^2} \Rightarrow \tau_1^2 = \frac{1}{2\omega_0^2}$ (3.23)

3.5.1 Βαθυπερατό φίλτρο για delta, theta bands

Για τις μπάντες delta(0.5-2Hz) και theta(4-7Hz) θα χρησιμοποιήσω βαθυπερατό φίλτρο με την ίδια συχνότητα αποκοπής $f_o=0.5\text{Hz} \Rightarrow \omega_o=\pi$. Επιλέγω $I_o=10\text{nA}$ για το ρεύμα πόλωσης το οποίο μέσω προσομοίωσης βρίσκω ότι δίνει $g_m=142.761\text{nSiemens}$. Η (3.23) δίνει $\tau_1=0.2252\text{sec}$ και $\tau_2=0.4504\text{sec}$, έτσι λόγω των ολοκληρωτών $\tau=C/g_m$ προκύπτουν $C_1=32.149\text{nF}$ και $C_2=64.3\text{nF}$. Η γραφική-bode διάγραμμα μέσω του Cadence δίνεται παρακάτω στο σχήμα (3.18).

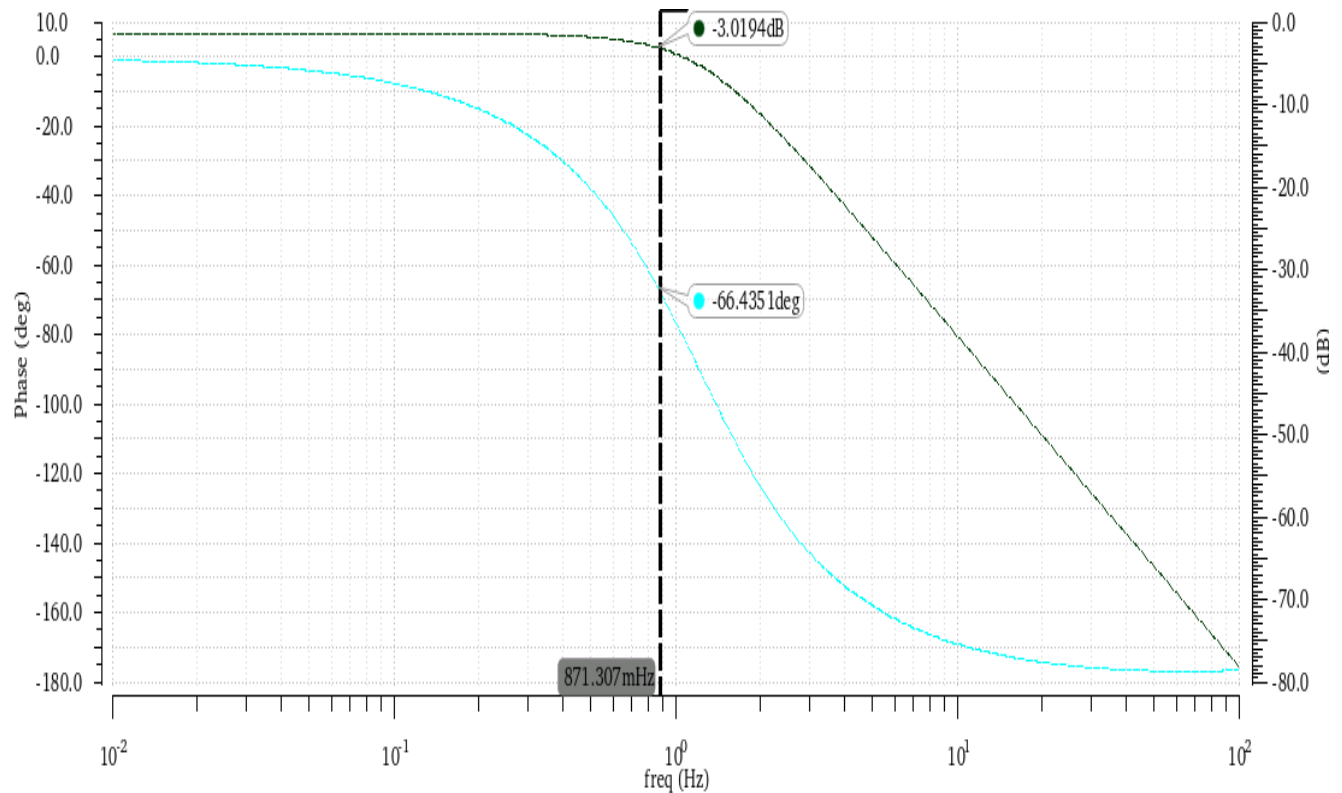


Σχήμα 3.18. Bode διάγραμμα lowpass με $f_o=0.5\text{Hz}$

Παρατηρείται ότι πράγματι στα περίπου 0.5Hz έχουμε την συχνότητα αποκοπής(-3db), στην φάση στο σημείο του πόλου(δηλαδή στα 0.5Hz) έχουμε περίπου -90° που είναι το αποτέλεσμα του διπλού πόλου, αφού ο κάθε πόλος δημιουργεί περίπου -45° φάση στην συνάρτηση μεταφοράς συνεπώς $-45^\circ+(-45)^\circ=-90^\circ$. Τέλος, για $\omega \rightarrow \infty$ έχουμε φάση -180° το οποίο ήταν επίσης αναμενόμενο αφού μακριά από τον κάθε πόλο θα είχαμε -90° και εφόσον ο πόλος είναι διπλός θα δημιουργήσει διαφορά φάσης $-90^\circ+(-90)^\circ=-180^\circ$.

3.5.2 Βαθυπερατό φίλτρο για alpha,beta,gamma bands

Για τις υπόλοιπες μπάντες θα χρησιμοποιήσω κεντρική συχνότητα $f_o=1\text{Hz}$ και ρεύμα $I_{bias}=1\text{nA} \Rightarrow g_m=18.8761\text{nSiemens}$. Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία με προηγούμενως προκύπτουν: $C_1=2.124\text{nF}$, $C_2=4.2486\text{nF}$. Η γραφική-bode διάγραμμα μέσω του Cadence δίνεται παρακάτω στο σχήμα (3.19).



Σχήμα 3.19. Bode διάγραμμα lowpass με $f_0=1\text{Hz}$

Οι παρατηρήσεις είναι όμοιες με προηγουμένως. Αξίζει να αναφερθεί ότι και εδώ χρησιμοποιήθηκε πολύ μικρή κεντρική συχνότητα και αυτό διότι θέλουμε το φίλτρο να αποκόπτει όσο το δυνατόν περισσότερες αρμονικές και άρα να δίνει καλύτερη τη DC τιμή-μέση τιμή χωρίς μεγάλες διακυμάνσεις. Ωστόσο αυτό οδηγεί σε μεγαλύτερες τιμές πυκνωτών και σε μεγαλύτερο χρόνο ανόδου (rise time) αφού γενικά ισχύει ότι το εύρος ζώνης(στο βαθυπερατό η κεντρική συχνότητα) ενός φίλτρου και ο χρόνος ανόδου είναι αντιστρόφως ανάλογα[22]:

$$\text{Tr} \cdot \text{BW} = \text{σταθερά}, \quad (3.24)$$

Όπου Tr ο χρόνος ανόδου και BW το εύρος ζώνης.

Κεφάλαιο 4

ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ

Για να εξάγουμε την μέση ισχύ του εγκεφαλογραφήματος από κάθε μάντα, που είναι και το χαρακτηριστικό-feature το οποίο είναι επιθυμητό, θα πρέπει, πρώτα τα ζωνοπερατά φίλτρα να ανορθωθούν, δηλαδή να εκτελεστεί η πράξη $|x|$, και ύστερα να περάσουν από το βαθυπερατό φίλτρο (lowpass) το οποίο θα δώσει την μέση τιμή-ισχύ του σήματος. Αυτό διότι αν υποθέσουμε ότι τα κύματα είναι ημίτονα, εύλογη υπόθεση λόγω θεωρίας Fourier, τότε χωρίς την ανόρθωση το βαθυπερατό φίλτρο θα έδινε ιδανικά μηδενική τιμή καθώς τα τέλεια ημίτονα έχουν μηδενική μέση τιμή. Με αποτέλεσμα, να μην μπορούμε να εξάγουμε κάποιο χαρακτηριστικό-πληροφορία για την εκάστοτε μάντα συχνοτήτων του εγκεφαλογραφήματος.

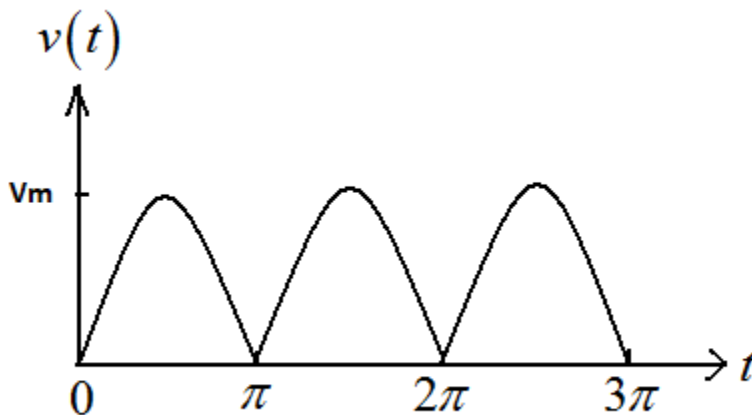
Η μέση τιμή ενός περιοδικού σήματος $x(t)$ με περίοδο T ορίζεται ως:

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt \quad (4.1)$$

Αποδεικνύεται ότι για ένα πλήρως ανορθωμένο ημίτονο (σχήμα 4.1) η μέση τιμή προκύπτει από την (4.1) ίση με:

$$\bar{x} = \frac{2Vm}{\pi} \quad (4.2)$$

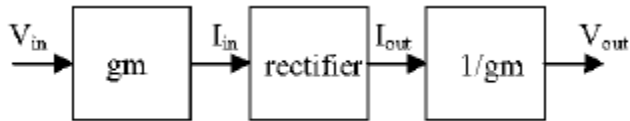
Η τιμή αυτή είναι και ο πρώτος DC-όρος της σειράς Fourier, όρος τον οποίο θέλουμε να δώσει το βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο κάθε μάντας. Συνεπώς, ανορθώνοντας πρώτα τα σήματα καταφέρνουμε μετά μέσω του βαθυπερατού φίλτρου να εξάγουμε την μέση ισχύ του σήματος,



Σχήμα 4.1. Πλήρως ανορθωμένο ημίτονο

4.1 Γενικό διάγραμμα ανόρθωσης-Ανορθωτής ρεύματος

Η λειτουργία της ανόρθωσης στο σήμα της τάσης έχει το μειονέκτημα του αυξημένου dead-zone[23]. Σαν ‘dead-zone’ νοείται η απαραίτητη τάση που χρειάζεται μια δίοδος ή ένα μοςφετ προκειμένου να άγει και έτσι αυτή η πτώση τάσης δημιουργεί ατέλειες στην λειτουργία της ανόρθωσης. Για αυτόν τον λόγο επιλέχθηκε η ανόρθωση να πραγματοποιηθεί στο σήμα του ρεύματος (current-mode rectifier). Έτσι, θα πρέπει η τάση που εξέρχεται από το ζωνοπερατό φίλτρο κάθε μπάντας να μετατραπεί σε ρεύμα για να γίνει ύστερα η πλήρης ανόρθωση του ρεύματος. Ύστερα η μετατροπή του ρεύματος εξόδου σε τάση στην έξοδο θα γίνει μέσω αντίστασης. Η μετατροπή σε ρεύμα θα εκτελεστεί μέσω ΟΤΑ(gm) οπότε το ρεύμα που θα μπαίνει σαν είσοδος στον ανορθωτή θα έχει τιμή $I_{in}=gm*V_{in}$, ύστερα η λειτουργία της ανόρθωσης θα δημιουργήσει ρεύμα στην έξοδο $I_{out}=|I_{in}|=gm*|V_{in}|$. Προκειμένου να ληφθεί στην έξοδο τάση $|V_{in}|$ ώστε να επιτευχθεί η ανόρθωση του αρχικού σήματος τάσης θα πρέπει η αντίσταση στην έξοδο να έχει τιμή $R=1/gm$, έτσι $V_{out}=I_{out}*(1/gm)$ και λόγω $I_{out}=gm*|V_{in}|$ τελικά $V_{out}=|V_{in}|$ αφού εξαλείφεται ο όρος gm της διαγωγιμότητας. Μια προφανής επιλογή για την αντίσταση είναι να χρησιμοποιήσουμε τον ΟΤΑ ισοδύναμης αντίστασης $R_{eq}=1/gm$ που αναλύθηκε στο 2^ο κεφάλαιο, ο ΟΤΑ αυτός θα πρέπει να έχει το ίδιο ρεύμα πόλωσης με τον ΟΤΑ που χρησιμοποιείται για να μετατρέψει την τάση εισόδου σε ρεύμα και αυτό ώστε να απαλειφθεί στο τέλος ο όρος της διαγωγιμότητας. Σχηματικά η όλη λειτουργία περιγράφεται στο σχήμα 4.2.



Σχήμα 4.2. Σχήμα ανόρθωσης

4.2 Dynamic threshold MOS (DTMOS) transistor

Πρωτού εξηγηθεί το κύκλωμα του ανορθωτή ρεύματος που χρησιμοποιήθηκε, θα εισαχθεί η έννοια του Dynamic Threshold(DTMOS) transistor. Πρόκειται για μία τεχνική που οδηγεί σε χαμηλότερη κατανάλωση και χρήση χαμηλότερης τροφοδοσίας τάσης. [24, 25] Αυτό διότι στα DTMOS transistor συνδέεται η πύλη(gate) του mosfet με το σώμα(body) και αυτό έχει επίδραση στην τάση κατωφλίου του mosfet, η επίδραση αυτή μπορεί να κατανοηθεί εξετάζοντας την εξίσωση που διέπει την τάση κατωφλίου ενός mosfet[26]:

$$V_t = V_{t0} + \gamma [\sqrt{2\phi_f + V_{bs}} - \sqrt{2\phi_f}] \quad (4.3)$$

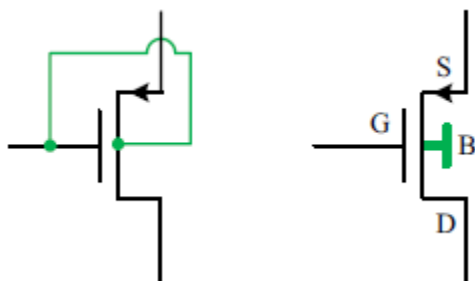
Όπου V_{t0} είναι η τάση κατωφλίου για $V_{bs}=0$, ϕ_f είναι μία φυσική παράμετρος και γ είναι μία παράμετρος εξαρτώμενη από την τεχνολογία κατασκευής. Η σχέση αυτή ισχύει για pmos, για nmos αντικαθιστούμε το V_{bs} με το V_{sb} , το γ για PMOS είναι αρνητικό ενώ για NMOS θετικό.

Έστω ότι το pmos χρησιμοποιείται σε κατάσταση αγωγής άρα θα έχει στην πύλη του(gate) χαμηλή τάση(low) συνεπώς για body=gate θα έχουμε V_{bs} χαμηλό και άρα θα πέσει η τάση κατωφλίου από την (4.3) κάνοντας το pmos έτσι πιο αγωγίμο. Αντίθετα, αν θέλουμε το Pmos να είναι σε αποκοπή και εφαρμόσουμε υψηλή τάση στην πύλη του, τότε λόγω της σύνδεσης body=gate θα έχουμε υψηλό V_{bs} και άρα θα ανέβει η τάση κατωφλίου στέλνοντας το pmos πιο μακριά στην

ακοπή γεγονός επιθυμητό. Αντίστοιχα ισχύουν για το nmos. Τα παραπάνω δε θα μπορούσαν να επιτευχθούν αν είχαμε $V_{bs}=0$, όπως στην κλασική περίπτωση, άρα με σταθερή τάση κατωφλίου. Η παραπάνω ανάλυση καθιστά σαφές ότι τα DTMOS είναι κατάλληλα για λειτουργία σε subthreshold και ότι κάτω από τις ίδιες συνθήκες τα DTMOS καταφέρνουν χαμηλότερη κατανάλωση από τα κλασικά mosfet[27].

Είναι σημαντικό να επισημανθεί ότι τα pmos προτιμώνται για την συνδεσμολογία DTMOS από τα nmos και αυτό διότι για τα τελευταία είναι απαραίτητη η τεχνολογία triple-well process η οποία δεν είναι τόσο αποδοτική σε θέμα χώρου.

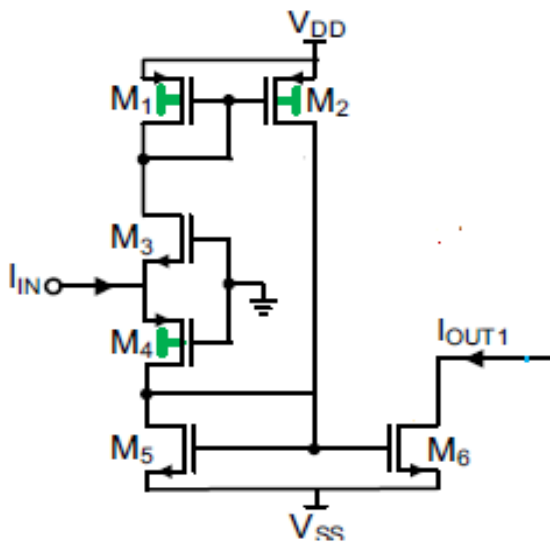
Η σύνδεση DTMOS καθώς και το κυκλωματικό σύμβολο φαίνονται στο σχήμα 4.3.



Σχήμα 4.3. DTMOS συνδεσμολογία και κυκλωματικό σύμβολο

4.3 Κύκλωμα ανορθωτή ρεύματος

Το κύκλωμα του ανορθωτή ρεύματος που θα χρησιμοποιηθεί προτάθηκε από τον Melih Yildirim [28] και απεικονίζεται στο σχήμα 4.4.



Σχήμα 4.4. Συνδεσμολογία ανορθωτή ρεύματος

Στο κύκλωμα μόνο τα pmos μετατράπηκαν σε DTMOS , θεωρώντας φτηνότερη τεχνολογία n-well. Η λειτουργία του κυκλώματος έχει ως εξής: θεωρώντας την φορά του ρεύματος I_{in} που απεικονίζεται στο σχήμα 4.4 έχω από νόμο ρευμάτων στον κόμβο που εισέρχεται το I_{in} :

$$I_{in} + I_{m3} = I_{m4} \Rightarrow I_{in} = I_{m4} - I_{m3} \quad (4.4)$$

Όπου $m3, m4$ τα ρεύμα των mosfet M3, M4 αντίστοιχα. Το ρεύμα I_{m3} με φορά που εισέρχεται στον κόμβο και το I_{m4} με φορά που εξέρχεται από τον κόμβο.

Αν το ρεύμα εισόδου είναι θετικό, $I_{in} > 0$, τότε από την (4.4) $I_{m4} > I_{m3}$ και η τάση V_{sg4} θα αρχίσει να αυξάνεται κάνοντας το M4 πιο αγωγίμο και αφού $V_{g4} = 0V$ θα έχω μόνο αύξηση του V_{s4} , αφού $V_{s4} = V_{s3}$ θα έχω έτσι αύξηση του V_{s3} με αποτέλεσμα να πάει το M3 στην αποκοπή (αφού είναι NMOS). Το ρεύμα έτσι θα περάσει μέσω του M4 στον καθρέπτη ρεύματος που σχηματίζουν τα M5-M6 και θα καθρεφτεί στην έξοδο έτσι ώστε $I_{out} = I_{in}$.

Αντίστοιχα αν $I_{in} < 0$ από την (4.4) $I_{m3} > I_{m4}$ και η τάση V_{GS3} θα αυξηθεί στέλνοντας το M3 στην αγωγή, αλλά αφού $V_{G3} = 0V$ θα έχω μείωση του $V_{s3} = V_{s4}$ στέλνοντας έτσι το M4 στην αποκοπή. Το ρεύμα θα περάσει μέσω του M3 και ύστερα στον καθρέπτη ρεύματος M1-M2 τα οποία θα στείλουν το ρεύμα μέσω της πηγής ρεύματος M2 στον καθρέπτη M5-M6 ο οποίος θα το καθρεφτίσει στην έξοδο, οπότε $I_{out} = -I_{in} > 0$.

Είναι σαφές, λοιπόν, ότι το κύκλωμα εκτελεί την πράξη $I_{out} = |I_{in}|$, που είναι και η πράξη της πλήρους ανόρθωσης.

Επιπροσθέτως το κύκλωμα έχει αντίσταση εισόδου:

$$R_{in} \approx \frac{1}{g_{m3}} // \frac{1}{g_{m4}} \quad (4.4)$$

Τιμή σχετικά μικρή, χαρακτηριστικό θεμιτό για απομονωτή ρεύματος.

Η αντίσταση εξόδου είναι η r_{o6} του M6, η οποία πρέπει να είναι μεγάλη για καλή πηγή ρεύματος στην έξοδο.

Για τις διαστάσεις των mosfet έχουμε:

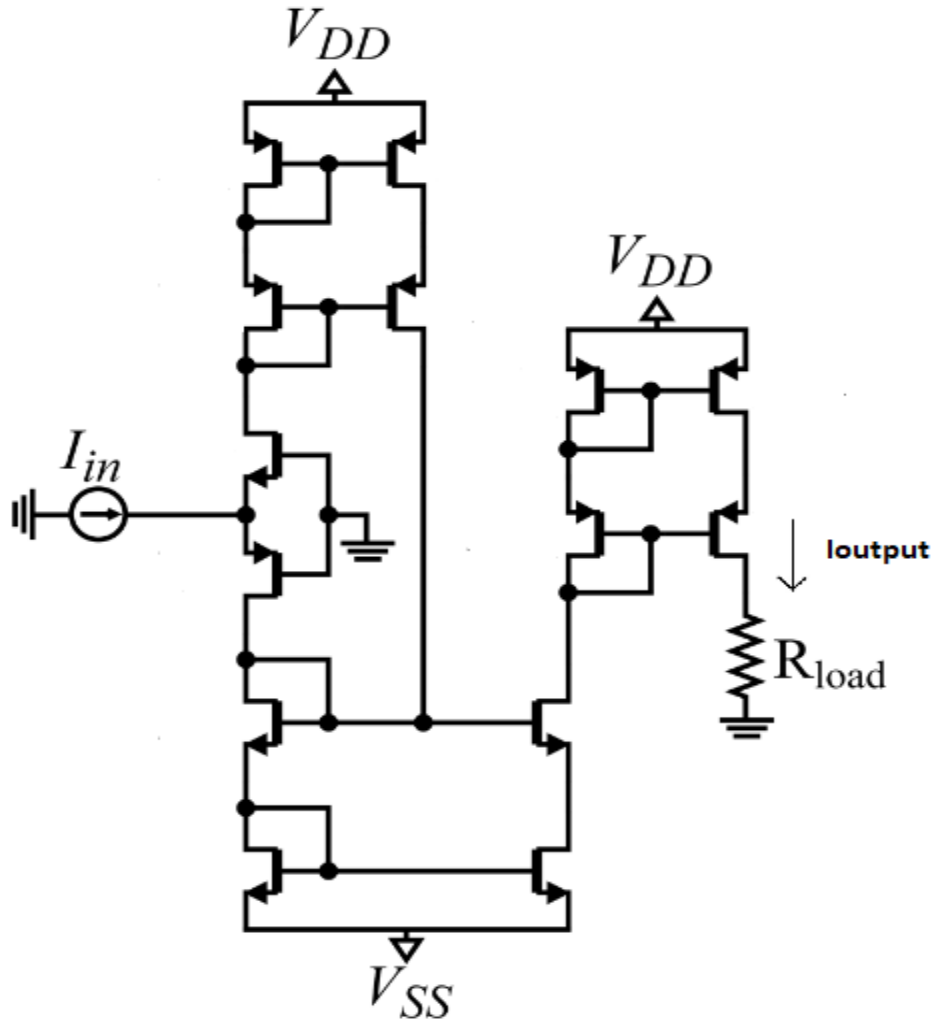
Mosfet	W/L(m)
M1-M2	200n/2μ
M5-M6	200n/2μ
M3	200n/2μ
M4	200n/2μ

Πίνακας 4.1 Διαστάσεις ανορθωτή

Με τροφοδοσία, αυτή που χρησιμοποιούμε σε όλο μας το σύστημα, $V_{dd} = -V_{ss} = 450mV$.

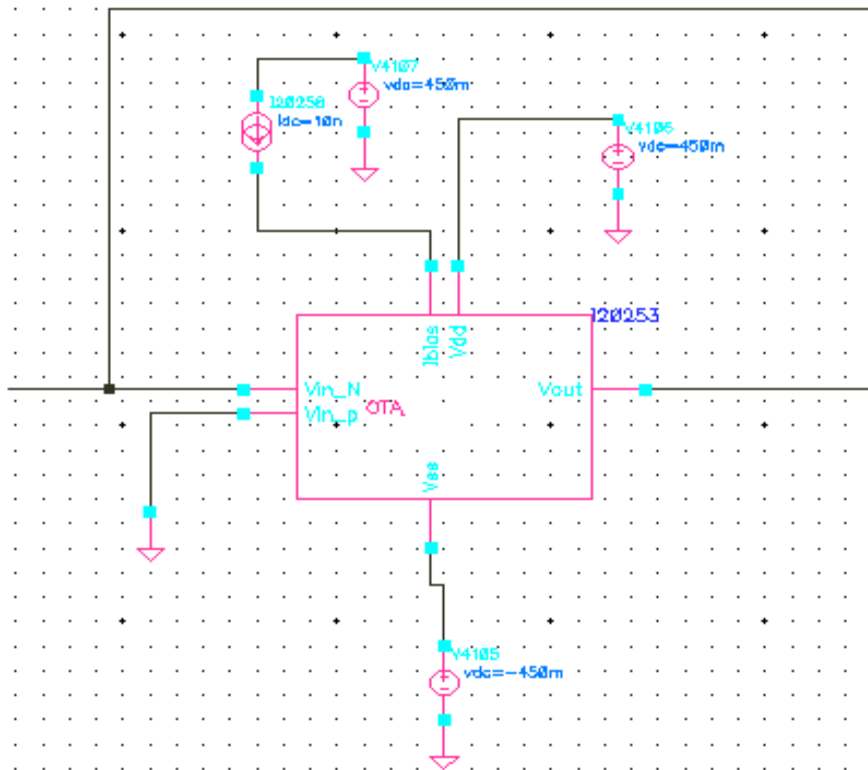
Για την βελτίωση της απόδοσης του κυκλώματος οι καθρέφτες ρεύματος μετατράπηκαν σε cascode, με προφανώς τις ίδιες διαστάσεις με τα αντίστοιχα mosfet πριν την κασκοδική συνδεσμολογία του πίνακα 4.1. Επίσης, σύμφωνα με το σχήμα 4.2 θέλουμε το ρεύμα εξόδου να πηγαινεί στην αντίσταση-φορτίο (στην περίπτωση μας στην ισοδύναμη αντίσταση $1/g_m$ του ΟΤΑ σχήμα 2.4 του κεφαλαίου 2). Για να γίνει αυτό θα πρέπει το ρεύμα I_{out} του κυκλώματος 4.4 να πηγαινεί σε pmos καθρέφτη ρεύματος ο οποίος μετά θα δουλεύει σαν πηγή ρεύματος για να

στέλνει το ρεύμα εξόδου στο φορτίο το οποίο θα είναι καταβόθρα ρεύματος(current sink). Ο pmos αυτός καθρέφτης ρεύματος θα είναι επίσης cascode με ίδιες διαστάσεις με τον πίνακα 4.1. Το κύκλωμα λοιπόν τροποποιημένο φαίνεται στο σχήμα 4.5. Η αντίσταση εξόδου με την συνδεσμολογία cascode έχει αυξηθεί τώρα κατά τον παράγοντα $gm \cdot r_o$.

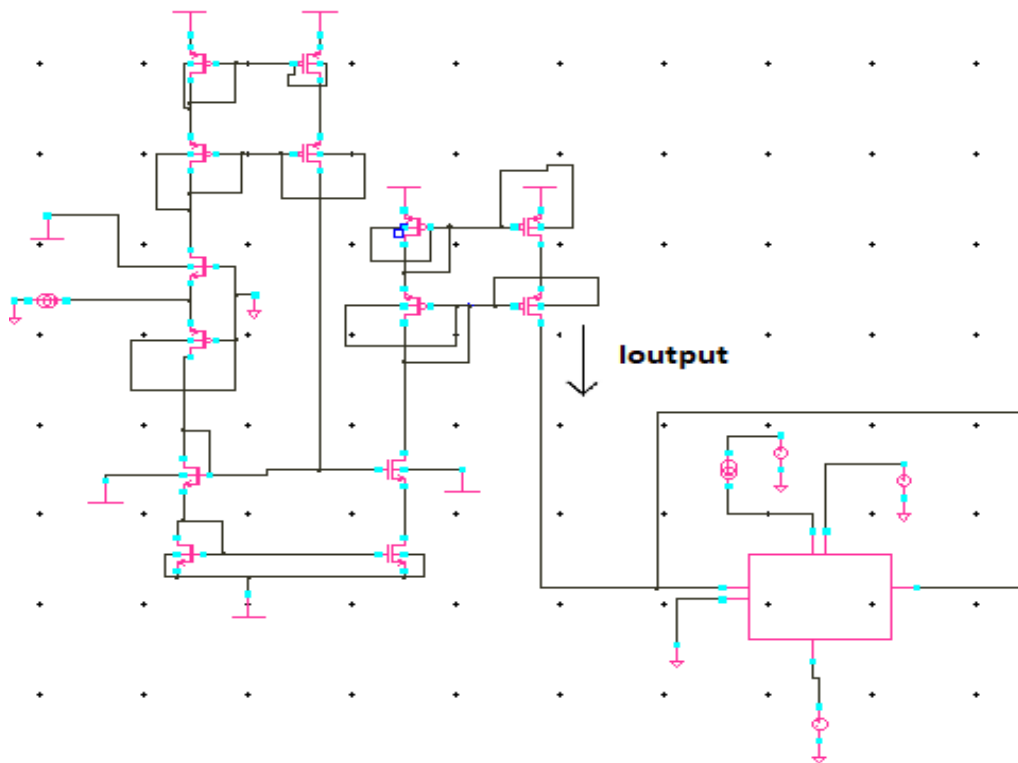


Σχήμα 4.5. Τελικό κύκλωμα ανορθωτή ρεύματος με cascode καθρέφτες, υπονοείται ότι τα pmos έχουν το σώμα συνδεδεμένο στη πύλη(DTMOS) και τα nmos στο Vss

Η αντίσταση-φορτίο θα έχει τιμή $R=1/gm$, λόγω της συνδεσμολογίας του OTA σαν γειωμένη αντίσταση (βλέπε εξίσωση 2.4). Δεδομένου ότι έχουμε ρεύμα σαν πηγή-σήμα (το Ioutput) θέλουμε να οδηγεί φορτίο χαμηλής τιμής, δηλαδή χαμηλή αντίσταση, ώστε να μην έχουμε εξασθένιση του σήματος(αφού θα δημιουργείται διαιρέτης ρεύματος μεταξύ Ioutput,Rout και Rload).Για να είναι μικρή η αντίσταση φορτίου $R_{load}=1/gm$ θα πρέπει το gm να είναι μεγάλο το οποίο μεταφράζεται σε μεγάλο ρεύμα. Για να ικανοποιηθεί η ανάγκη αυτή αλλά και η ανάγκη της μικρής κατανάλωσης που είναι και το βασικό απαιτούμενο του συστήματος θα χρησιμοποιηθεί $I_{bias}=10nA$ για τον OTA.

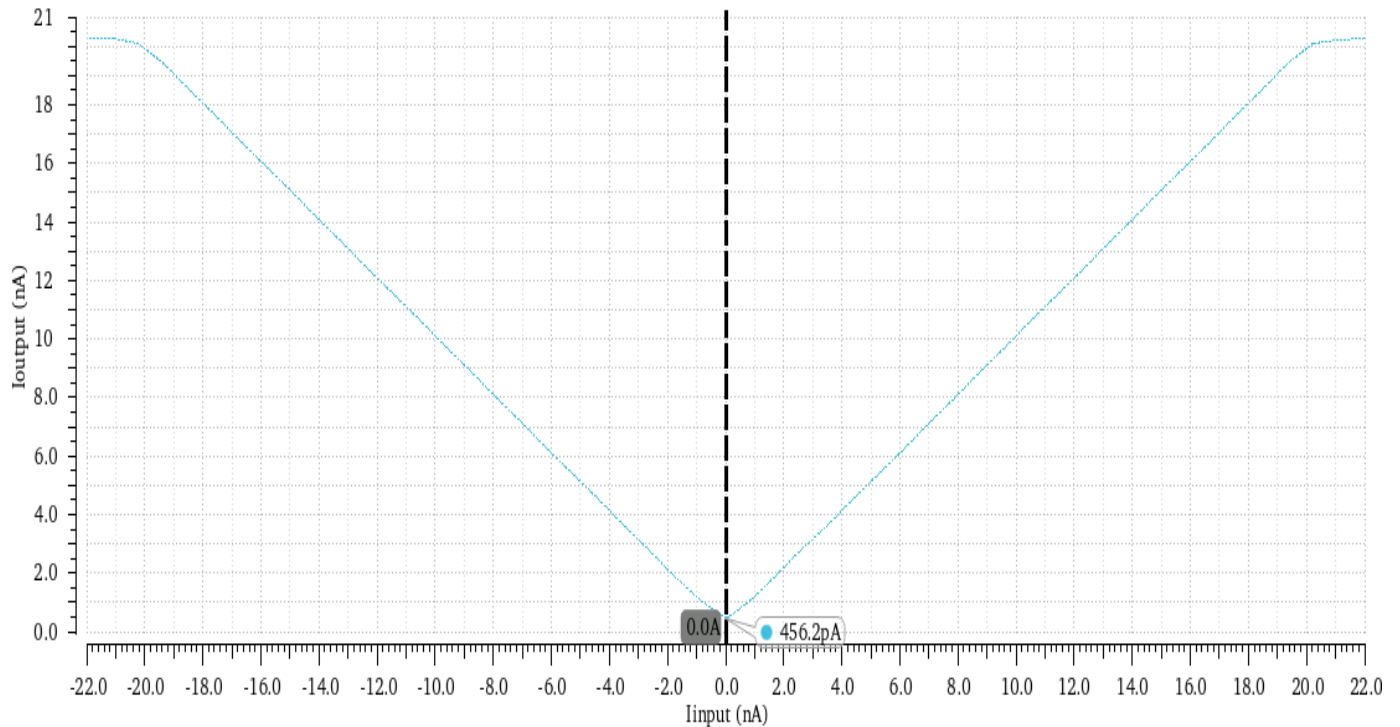


Σχήμα 4.6. ο OTA σαν ισodύναμη γειωμένη αντίσταση-φορτίο του ανορθωτή



Σχήμα 4.7. Ο συνολικός ανορθωτής ρεύματος μαζί με την ισodύναμη αντίσταση-OTA

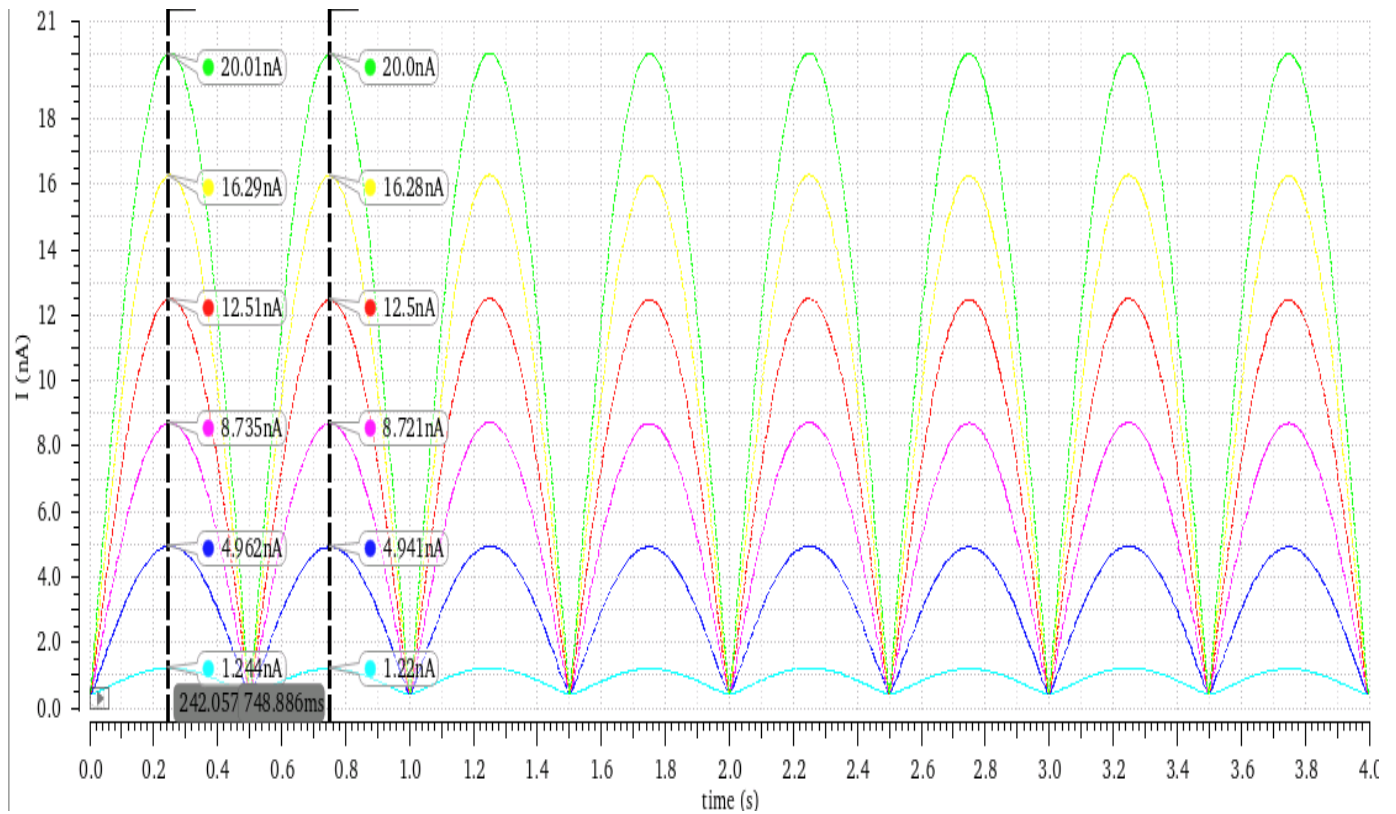
Η dc χαρακτηριστική του ανορθωτή ρεύματος μαζί με τον ΟΤΑ-αντίσταση σαν φορτίο φαίνεται στο σχήμα 4.8.



Σχήμα 4.8. DC χαρακτηριστική του ανορθωτή ρεύματος

Η γραφική φαίνεται ότι έχει την μορφή της συνάρτησης απόλυτου, δηλαδή $I_{out}=|I_{input}|$. Το εύρος λειτουργίας ρευμάτων εισόδου είναι από -20nA έως 20nA το οποίο ταυτίζεται με $-2I_{bias}$ έως $2I_{bias}$, όπου εδώ $I_{bias}=10\text{nA}$ το ρεύμα πόλωσης του ΟΤΑ. Αυτό είναι λογικό και αναμενόμενο καθώς ο ΟΤΑ στην έξοδο του δεν μπορεί να δεχτεί ρεύμα πάνω από $2I_{bias}$, όπως εξηγήθηκε στο κεφάλαιο 2.3. Τέλος, το DC ρεύμα εκτροπής (offset), δηλαδή το ρεύμα στην έξοδο για $I_{input}=0\text{A}$, είναι 456.2pA .

Στο επόμενο σχήμα διαφαίνονται τα ρεύματα εξόδου του ανορθωτή για ρεύματα εισόδου $1\text{n}, 5\text{n}, 9\text{n}, 13\text{n}, 16\text{n}, 20\text{n}$ με συχνότητα 1 Hz . Οι αντίστοιχες καταναλώσεις, συμπεριλαμβάνοντας και τον ΟΤΑ, είναι $23.61\text{nW}, 29.72\text{nW}, 35.12\text{nW}, 40.5\text{nW}, 44.5\text{nW}, 49.7\text{nW}$.

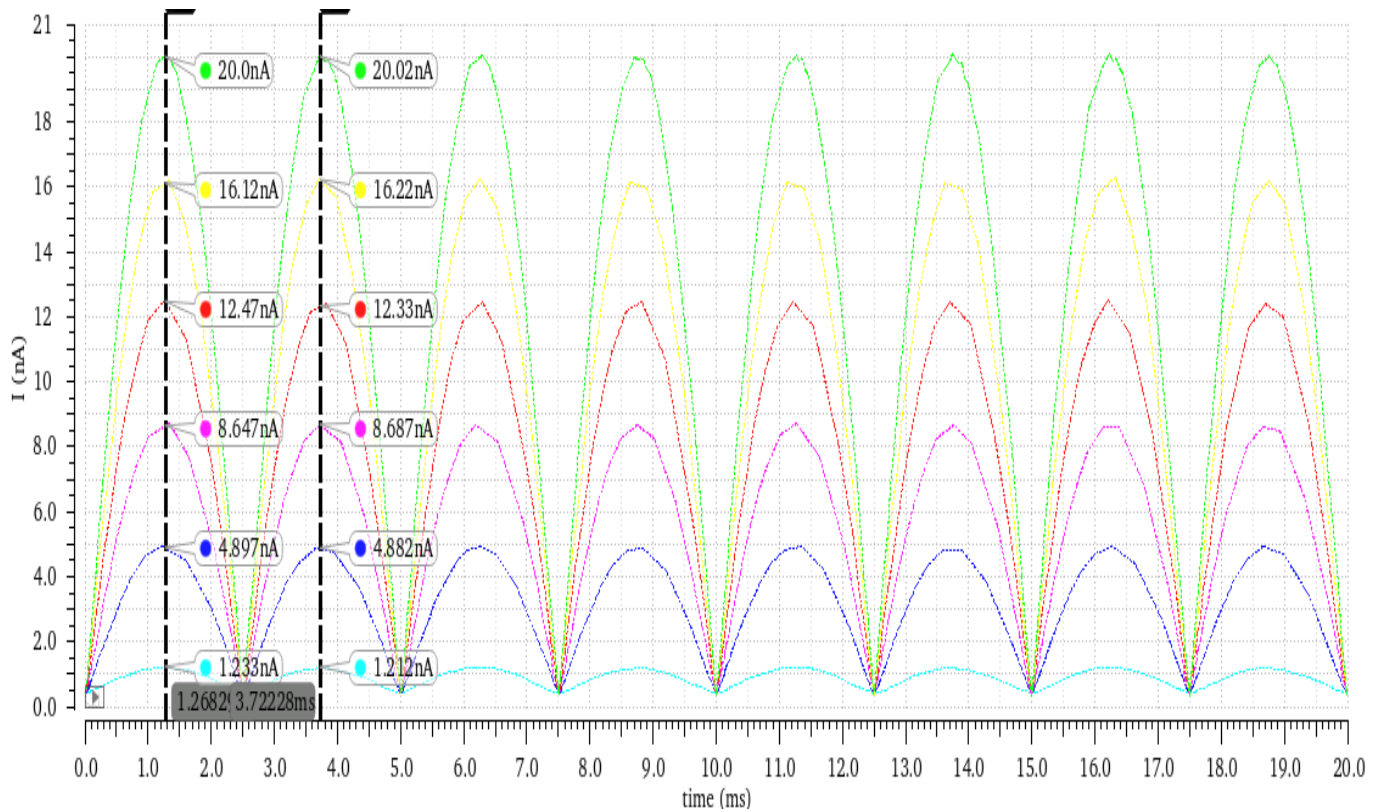


Σχήμα 4.9. Διάφορα ρεύματα εξόδου του ανορθωτή για συχνότητα εισόδου 1Hz

Είναι άξιο παρατήρησης ότι το θετικό και το αρνητικό μέρος της ανόρθωσης δεν είναι πλήρως ίσο-συμμετρικό, αυτό οφείλεται στην εγγενή φυσική διαφορά της διαδρομής του σήματος για $I_{in} > 0$ και για $I_{in} < 0$.

Είναι σκόπιμο να εξεταστεί η λειτουργία του ανορθωτή ρεύματος και σε μεγαλύτερες συχνότητες ώστε να εξεταστεί η παραμόρφωση που θα προκύψει, λόγω της διαφοράς φάσης που θα εισάγουν οι παρασιτικές χωρητικότητες αφού η επίδραση τους θα είναι μεγαλύτερη όσο αυξάνεται η συχνότητα. Στο σύστημα οι μεγαλύτερες συχνότητες είναι του εύρους 30-200Hz της μπάντας gamma του εγκεφαλογραφήματος, άρα αρκεί να εξεταστεί η μεγαλύτερη συχνότητα των 200Hz.

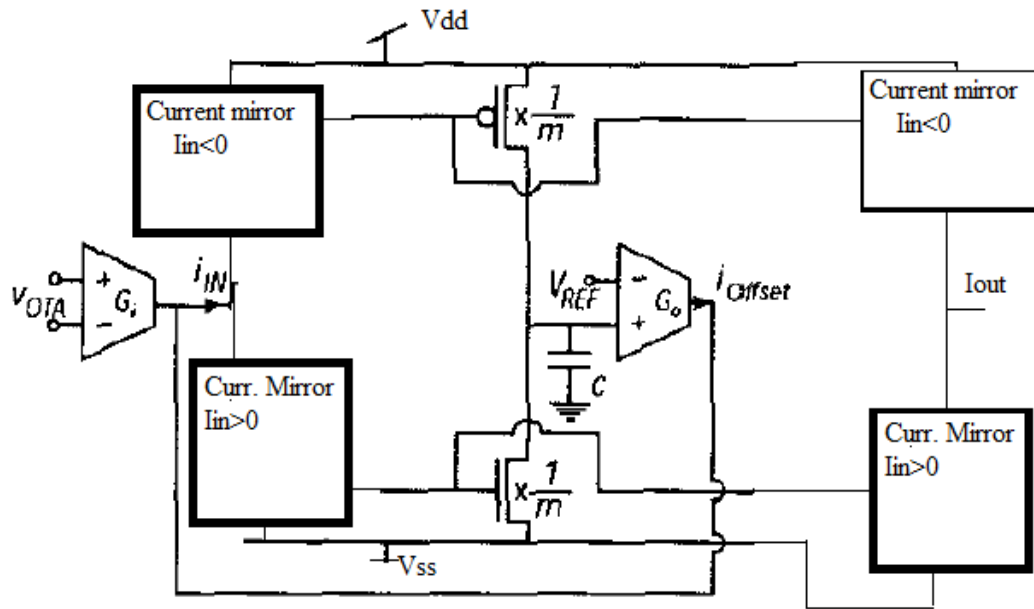
Στο σχήμα 4.10 φαίνονται οι διάφορες κυματομορφές εξόδου του ανορθωτή ρεύματος για ίδιες τιμές εισόδου με το σχήμα 4.9 αλλά με συχνότητα εισόδου 200Hz. Είναι φανερό ότι η παραμόρφωση είναι αμελητέα.



Σχήμα 4.10. Διάφορα ρεύματα εξόδου του ανορθωτή για συχνότητα εισόδου 200Hz

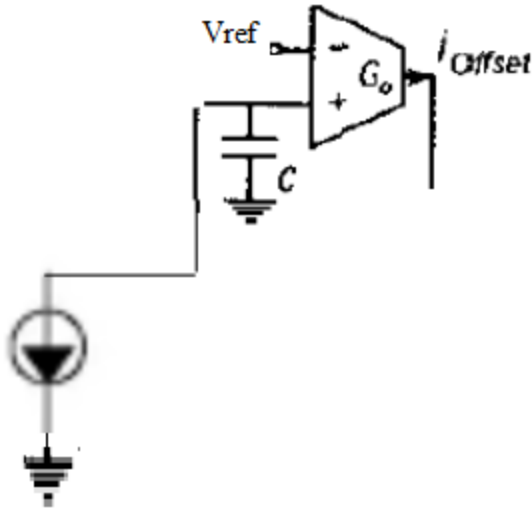
4.4 Διόρθωση του Offset

Η παρουσία του offset του ανορθωτή ρεύματος αλλά ιδίως του offset του OTA στην είσοδο, που θα κάνει μετατροπή της τάσης εισόδου σε ρεύμα εισόδου για τον ανορθωτή ρεύματος, μπορεί να εξασθενίσει σημαντικά την λειτουργία του κυκλώματος. Κάνοντας έτσι την ανόρθωση μικρών σημάτων δύσκολη έως αδύνατη. Για τον λόγο αυτό θα χρησιμοποιηθεί ένα διορθωτικό κύκλωμα, που θα προσταθεί στην ήδη υπάρχουσα τοπολογία που αναλύθηκε, ώστε να εκμηδενίζει αυτό το offset. Το κύκλωμα που θα χρησιμοποιηθεί προτάθηκε από[29] και συνίσταται ουσιαστικά στην χρήση ενός επιπλέον OTA που θα μετράει την DC εκτροπή και θα προσθέτει το ρεύμα εξόδου του, έστω i_{offset} , στο ρεύμα εισόδου ώστε να ελαττώσει το DC offset. Η τοπολογία συνοπτικά φαίνεται στο σχήμα 4.11.



Σχήμα 4.11 Προσθήκη κυκλώματος διόρθωσης της DC εκτροπής

Τα κυκλώματα που ήδη αναλύθηκαν αντικαταστάθηκαν με μπλοκ διάγραμμα για απλούστευση, όπου για $I_{in} < 0$ έχουμε αγωγή των πάνω και για $I_{in} > 0$ αγωγή των κάτω. Προστέθηκε ο ΟΤΑ G_o και νέοι καθρέφτες ρεύματος (πάνω και κάτω αντίστοιχα) με λόγο καθρεφτισμού $1/m$. Η λειτουργία του κυκλώματος διόρθωσης της DC εκτροπής συνοπτικά έχει ως εξής: για συχνότητα 0(DC) έχω μια σταθερή τιμή ρεύματος offset στην είσοδο αυτή επειδή είναι θετική (αν ήταν αρνητική θα είχα αντίστοιχη λειτουργία) θα άγει τον κάτω καθρέφτη ρεύματος και θα περάσει μέσω των νέων καθρεφτών στον ΟΤΑ τροφοδοτώντας τον πυκνωτή. Η κατάσταση που θα δημιουργηθεί, εφόσον δεν θα άγουν τα 'πάνω' κυκλώματα είναι η εξής:



Σχήμα 4.12 Κατάσταση κυκλώματος διόρθωσης εκτροπής στο DC

Σε αυτήν την περίπτωση λόγω φοράς του ρεύματος ο πυκνωτής θα φορτιστεί με αρνητική τάση και λόγω σταθερής τιμής της πηγής ρεύματος θα φορτίζει με κλίση $-(1/C)$ μέχρις ότου το σήμα εισόδου αλλάξει φορά. Ο πυκνωτής θα αντιστέκεται στις μεταβολές και θα προσπαθήσει να κρατήσει την αρνητική τιμή τάσης που αποθήκευσε σχετικά σταθερή. Η τάση αυτή ταυτίζεται με τον θετικό ακροδέκτη του OTA και το ρεύμα στην έξοδο θα είναι $i_{offset} = g_m(V_{cap} - V_{ref})$, επιλέγοντας $V_{ref} = 0$ θα ισχύει από την τελευταία σχέση $i_{offset} = g_m * V_{cap} < 0$, λόγω αρνητικής τιμής τάσης πυκνωτή. Άρα το ρεύμα εισόδου που θα μπαίνει στον ανορθωτή ρεύματος θα είναι: $I_{in} = I_{ota} - i_{offset}$, όπου I_{ota} το ρεύμα του OTA στην είσοδο. Με λίγα λόγια ο ανορθωτής θα βλέπει μια σχεδόν ιδανική πηγή ρεύματος i_{offset} με φορά προς τα κάτω η οποία θα αφαιρεί το συστημικό offset. Ο λόγος καθρεφτισμού προς τον OTA G_o διαλέχθηκε $m=1$, επίσης έχει $I_{bias} = 1nA$ και τιμή πυκνωτή $2nF$.

Πρέπει να τονιστεί ότι ο OTA δεν μπορεί, όπως έχει ήδη εξηγηθεί, να δώσει ρεύμα παραπάνω από $2 * I_{bias}$ (κατά απόλυτο) δηλαδή εδώ έχω $-2nA < i_{offset} < 2nA$.

4.5 Ανορθωτής τάσης

Αφού αναλύθηκε ο ανορθωτής ρεύματος, θα υλοποιηθεί ο ανορθωτής τάσης ο οποίος από το σχήμα 4.2 θα χρειαστεί έναν μετατροπέα τάσης σε ρεύματα, δηλαδή OTA, για να μετατρέψει την τάση εισόδου σε ρεύμα. Ο OTA αυτός θα έχει ίδιο g_m με τον OTA που έχει υλοποιηθεί σαν ισοδύναμη αντίσταση. Το συνολικό κύκλωμα μαζί με την διόρθωση της εκτροπής που αναλύθηκε αναπαρίσταται στο σχήμα 4.13

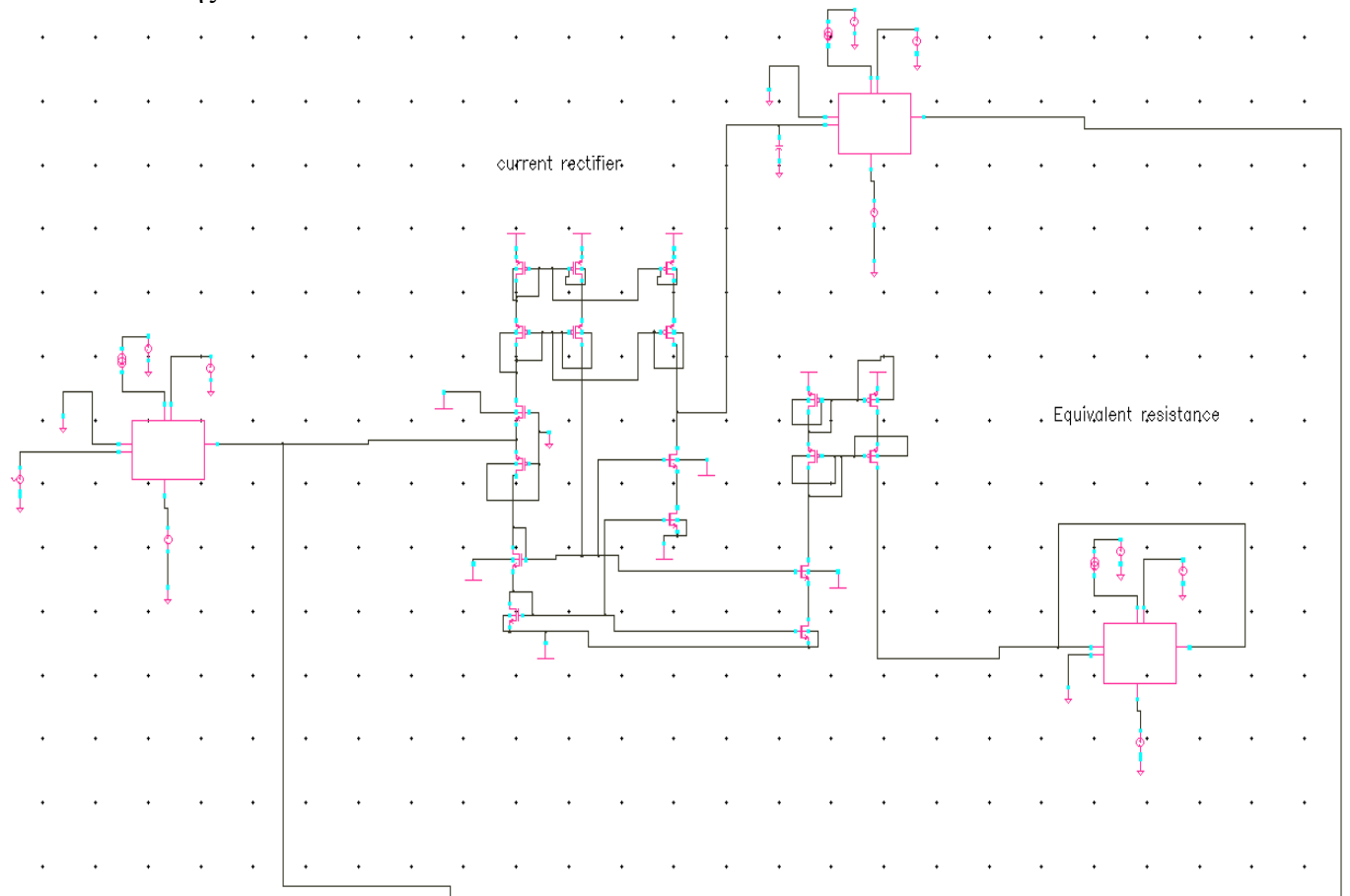
Από την DC χαρακτηριστική του ανορθωτή ρεύματος διαπιστώθηκε ότι θα πρέπει το ρεύμα εισόδου να είναι κατά απόλυτο μικρότερο ή ίσο των $20nA$. Αυτό θέτει περιορισμούς στις τιμές που μπορεί να λάβει η τάση εισόδου στον OTA, ώστε το ρεύμα εξόδου του να μην υπερβεί τα $20nA$. Πρέπει, δηλαδή, $|g_m V_{in}| \leq 20nA$ με $g_m = 143nS$ για $I_{bias} = 10nA$, όπως μετρήθηκε από προσομοίωση. Συνεπώς προκύπτει:

$$|V_{in}| \leq 139.86 \text{mV} \text{olt}$$

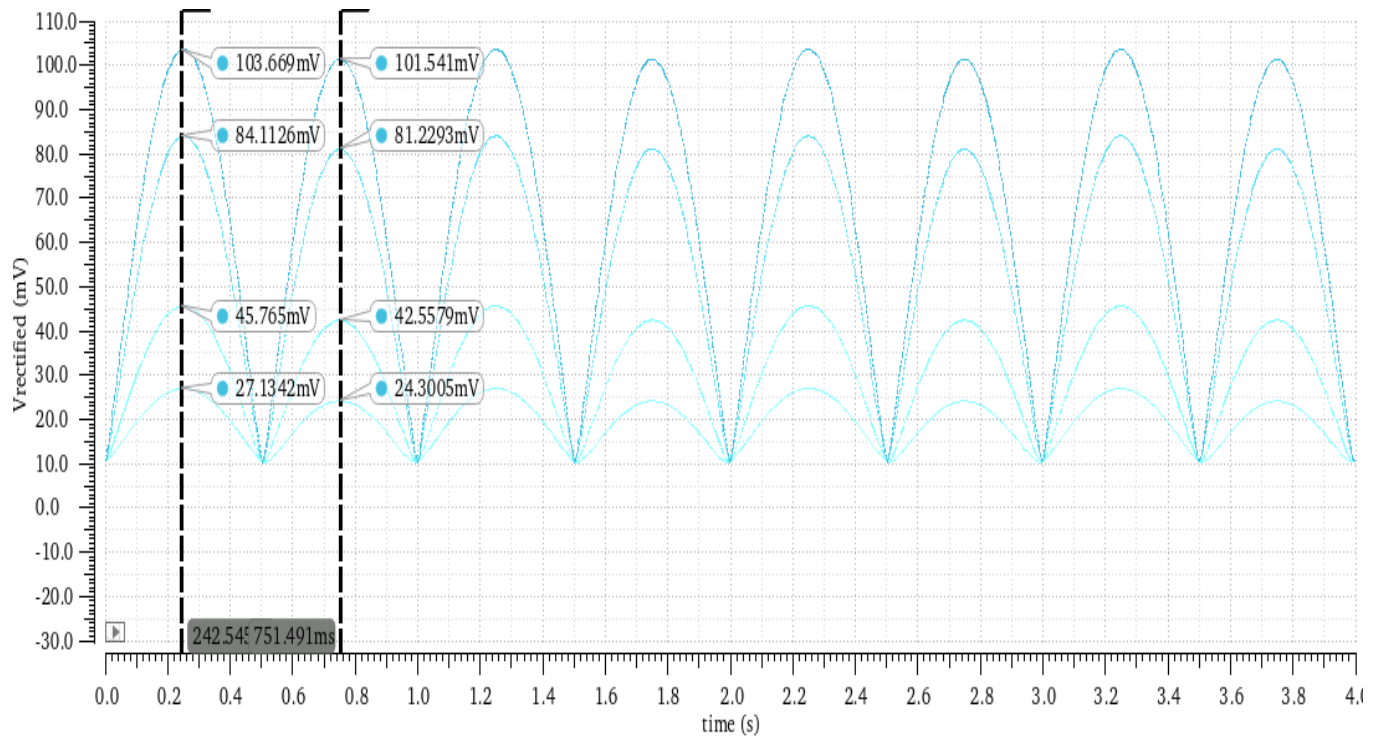
(4.5)

Ωστόσο, στο κεφάλαιο 2 αποδείχθηκε ότι το γραμμικό εύρος λειτουργίας του ΟΤΑ με $I_{bias}=10\text{nA}$ είναι $[-100\text{mV},100\text{mV}]$. Ο περιορισμός αυτός μαζί με την (4.5) συναληθεύοντας, οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η είσοδος πρέπει να βρίσκεται στο διάστημα $[-100\text{mV},100\text{mV}]$.

Στο σχήμα 4.12 διαφαίνονται οι τάσεις εξόδου του ανορθωτή για τάση εισόδου $20\text{mV},40\text{mV},80\text{mV}$ και 100mV με συχνότητα 1Hz . Παρατηρώ ότι έχω ένα σταθερό-συστημικό DC offset τάσης.



Σχήμα 4.13. Ανορθωτής τάσης



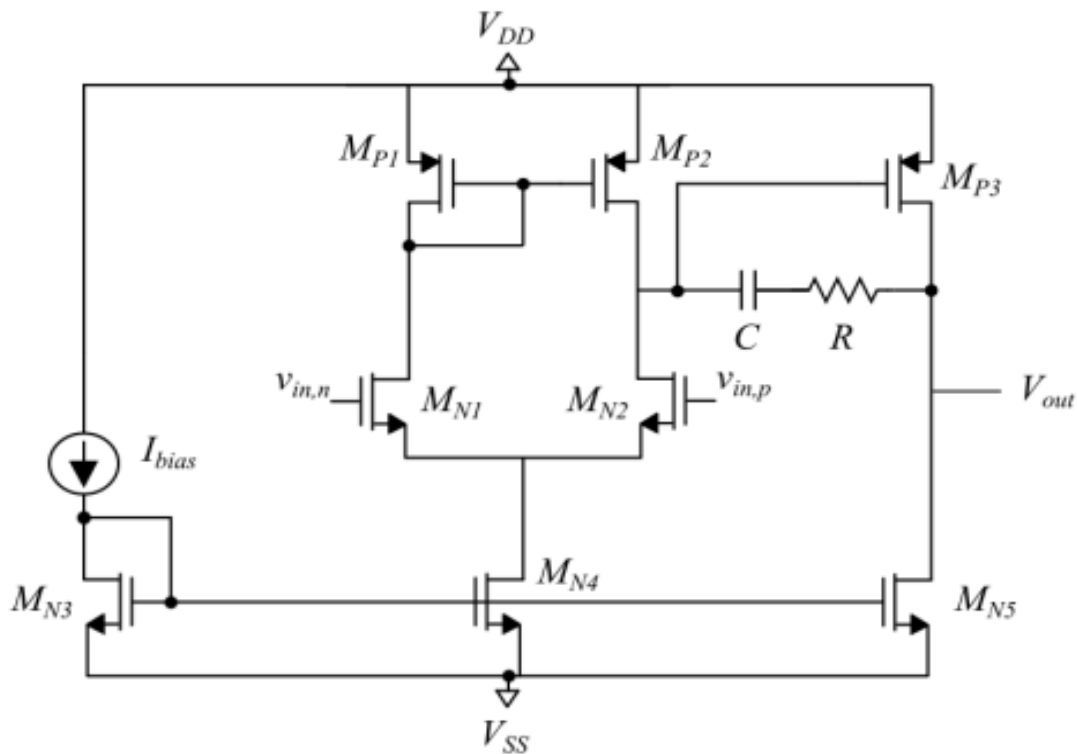
Σχήμα 4.14. Ανορθωμένες τάσεις εξόδου

Κεφάλαιο 5

Ενισχυτές

Ένα τυπικό εγκεφαλογράφημα (EEG) έχει τιμές στο εύρος $[10\mu\text{V}-100\mu\text{V}]$ [30]. Οι τιμές αυτές είναι αρκετά μικρότερες από τα DC offset του συστήματος και επίσης είναι κοντά σε επίπεδα θορύβου, κάνοντας την χρήση τους δύσκολη έως αδύνατη για το σύστημα αφού θα είναι αδύνατος έτσι ο διαχωρισμός του χρήσιμου σήματος.

Η τοπολογία του ενισχυτή επιλέχθηκε, για λόγους χαμηλής κατανάλωσης, να είναι απλή. Για τον λόγο αυτό επιλέχθηκε τοπολογία τελεστικού ενισχυτή δύο σταδίων (σχήμα 5.1). Διαφαίνεται και η πυκνωτής αντιστάθμισης και η αντίσταση που χρησιμοποιούνται για τις ανάγκες ευστάθειας του συστήματος. Ο κυρίαρχος πόλος που δημιουργεί ο πυκνωτής αναγκάζει την συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου να προσομοιάσει συνάρτηση πρώτης τάξης, οι οποίες είναι ευσταθείς άνευ όρων αφού ο ένας πόλος οδηγεί σε περιθώριο φάσης περίπου 90 μοίρες (πρωτοτάξια συστήματα έχουν φάση που δεν πέφτει κάτω από -90 μοίρες).



Σχήμα 5.1. Κύκλωμα ενισχυτή

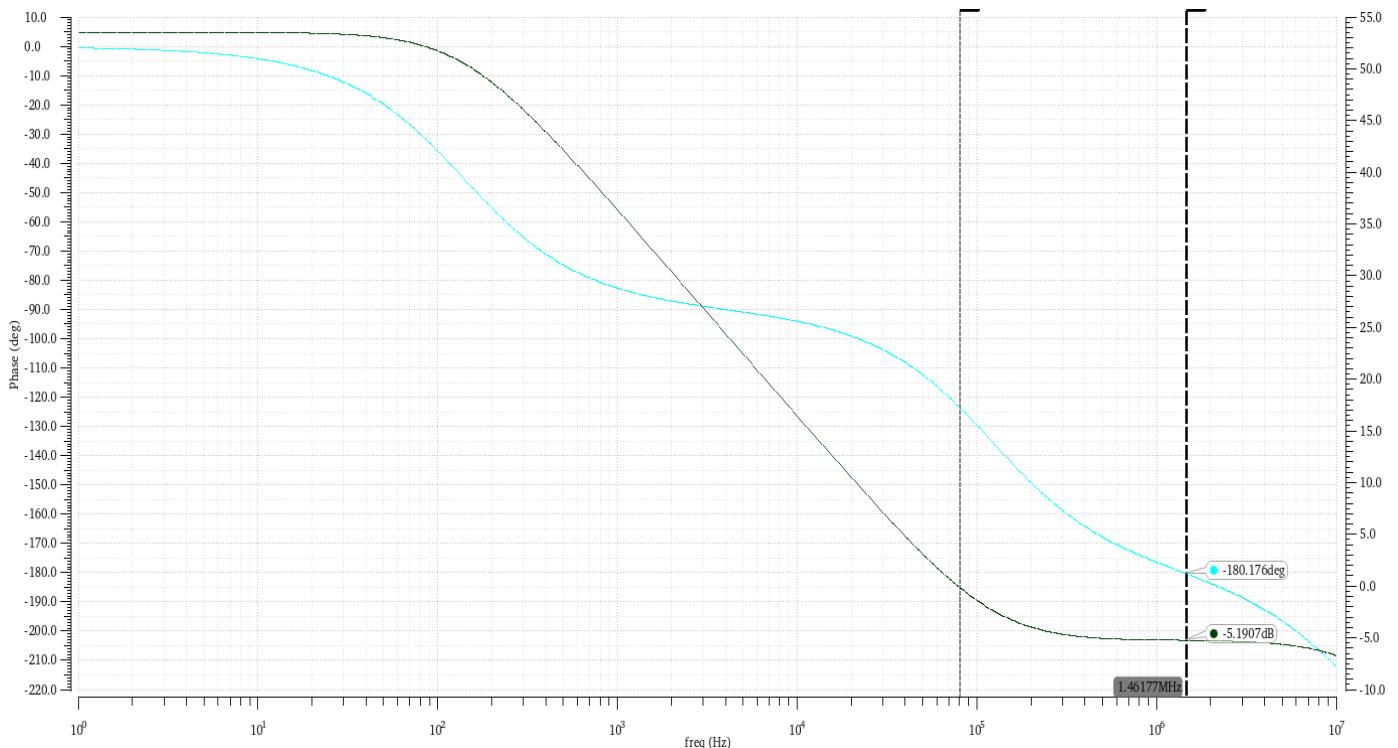
Για τις διαστάσεις του κυκλώματος έχω

	Width	Length	Number of Fingers	Total width	Multiplier
Mn1,Mn2	200nm	1μm	2	400nm	1
Mp1,Mp2	200nm	1μm	2	400nm	1
Mn3	200nm	1μm	2	400nm	1
Mn4	200nm	1μm	2	400nm	10
Mn5	200nm	1μm	2	400nm	5
Mp3	200nm	1μm	2	400nm	1

Πίνακας 5.1. Μεγέθη των mosfet του ενισχυτή

Η τιμή του πυκνωτή και της αντίστασης αντιστάθμισης είναι αντίστοιχα 1pF και 500kOhm. Το ρεύμα πόλωσης είναι στα 3nA και η τροφοδοσία είναι αυτή του συστήματος στα +450mVolt. Ο θετικός ακροδέκτης εισόδου είναι αυτός της πύλης του mosfet Mn2 καθώς αύξηση της τάσης αυτής οδηγεί σε μείωση της τάσης υποδοχής του Mn2 και ύστερα λόγω της συνδεσμολογίας κοινής πηγής του Mp3 έχω αύξηση του Vout.

Το κέρδος και η φάση του ενισχυτή (open-loop) σε bode διάγραμμα καταδεικνύουν ότι ο ενισχυτής έχει περιθώριο φάσης PM=57° και περιθώριο κέρδους GM=5.2db. Το DC κέρδος του ενισχυτή είναι H(0)=54dB και η -3db συχνότητα είναι $f_{-3db}=100\text{Hz}$.



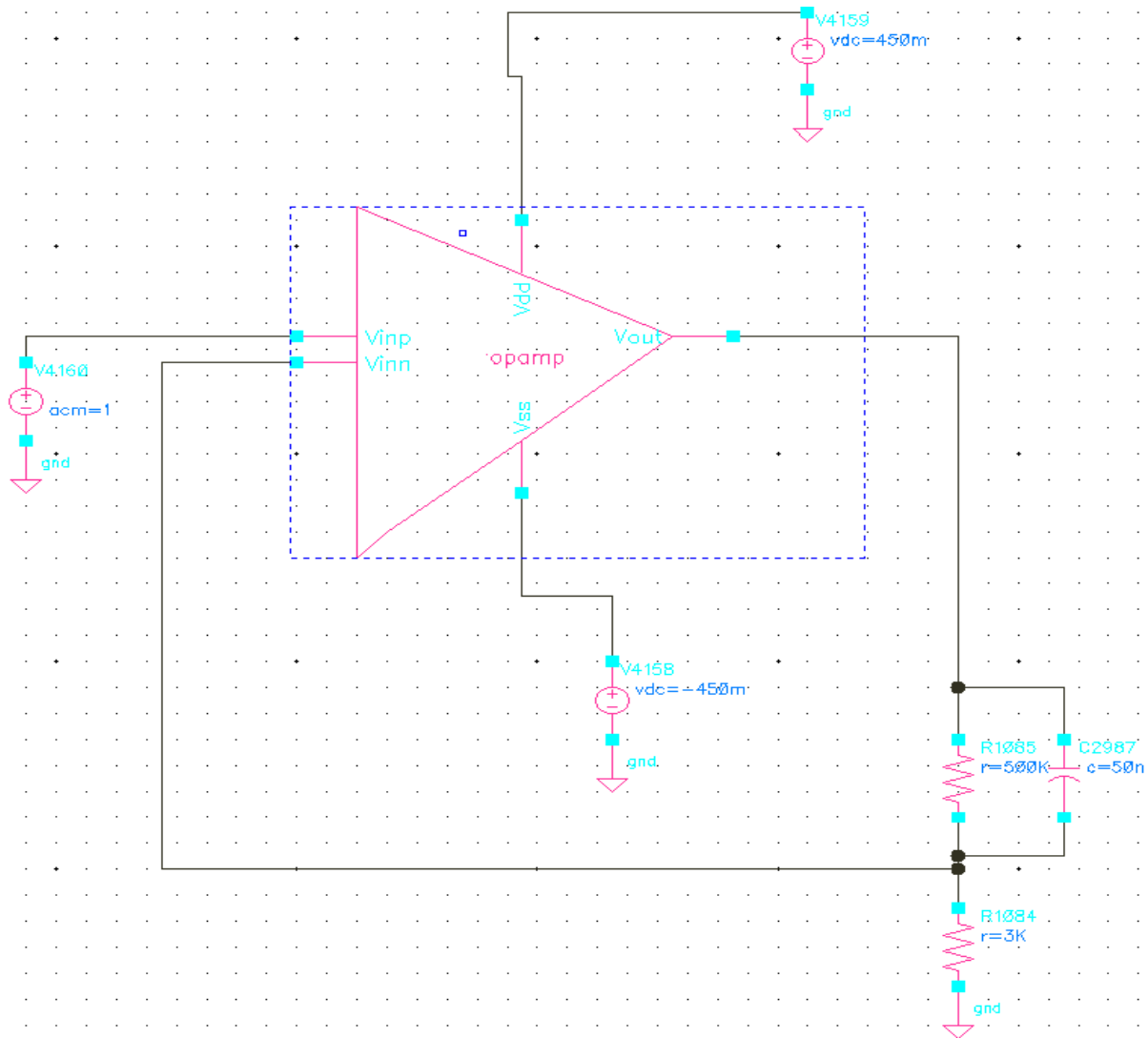
Σχήμα 5.2. Κέρδος και φάση ενισχυτή ανοιχτού βρόχου

Σε κλειστό βρόγχο θα χρησιμοποιηθεί η συνδεσμολογία μη-αναστρέφοντα ενισχυτή. Ωστόσο, για κάθε μπάντα συχνοτήτων του EEG είναι θεμιτό να υπάρχει έλεγχος του εύρους ζώνης του ενισχυτή κλειστού βρόγχου. Σε αντίθετη περίπτωση θα έχω ενίσχυση και μη επιθυμητών συχνοτήτων, γεγονός που έρχεται σε αντίθεση με την λειτουργία των ζωνοπερατών φίλτρων που υπάρχουν στη συνέχεια κατά τη ροή του σήματος. Για να μειωθεί το εύρος ζώνης λοιπόν, ανάλογα την κάθε μπάντα, θα χρησιμοποιηθεί πυκνωτής κατάλληλης τιμής παράλληλα στην αντίσταση ανάδρασης. Όσο μεγαλώνει η συχνότητα του σήματος η σύνθετη εμπέδηση του πυκνωτή θα μειώνεται και εφόσον είναι παράλληλος με την αντίσταση ανάδρασης θα κυριαρχεί και το κέρδος θα μειώνεται αφού αυτό ιδανικά δίνεται από την σχέση :

$$A=1+ \frac{Rf\parallel\left(\frac{1}{sC}\right)}{Ri} \quad (5.1)$$

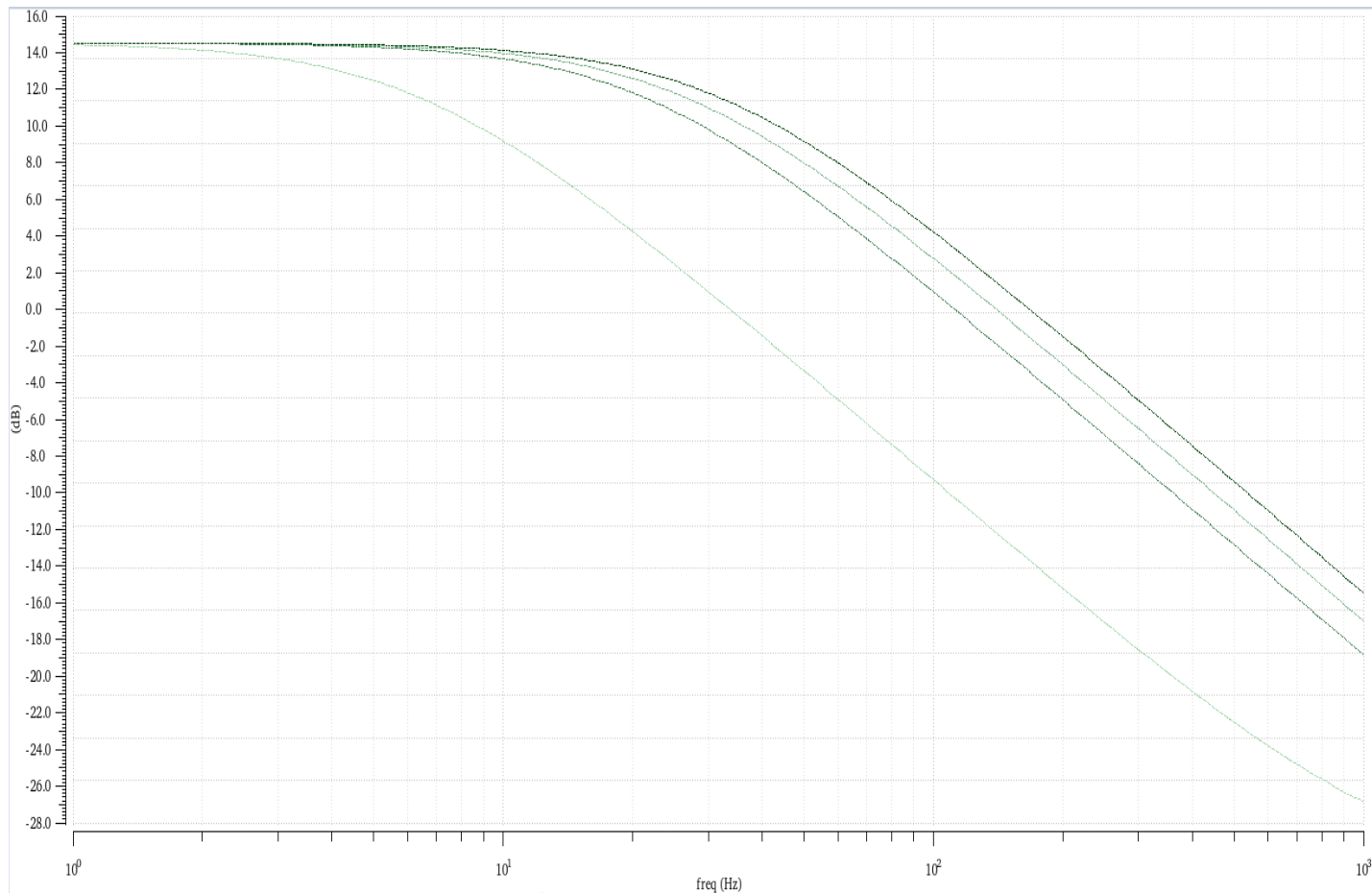
Επιπλέον ο πυκνωτής βοηθάει στην εξασθένιση σημάτων υψηλής συχνότητας.

Η συνδεσμολογία μαζί με τις τιμές για την μπάντα delta στο σχήμα 5.3.



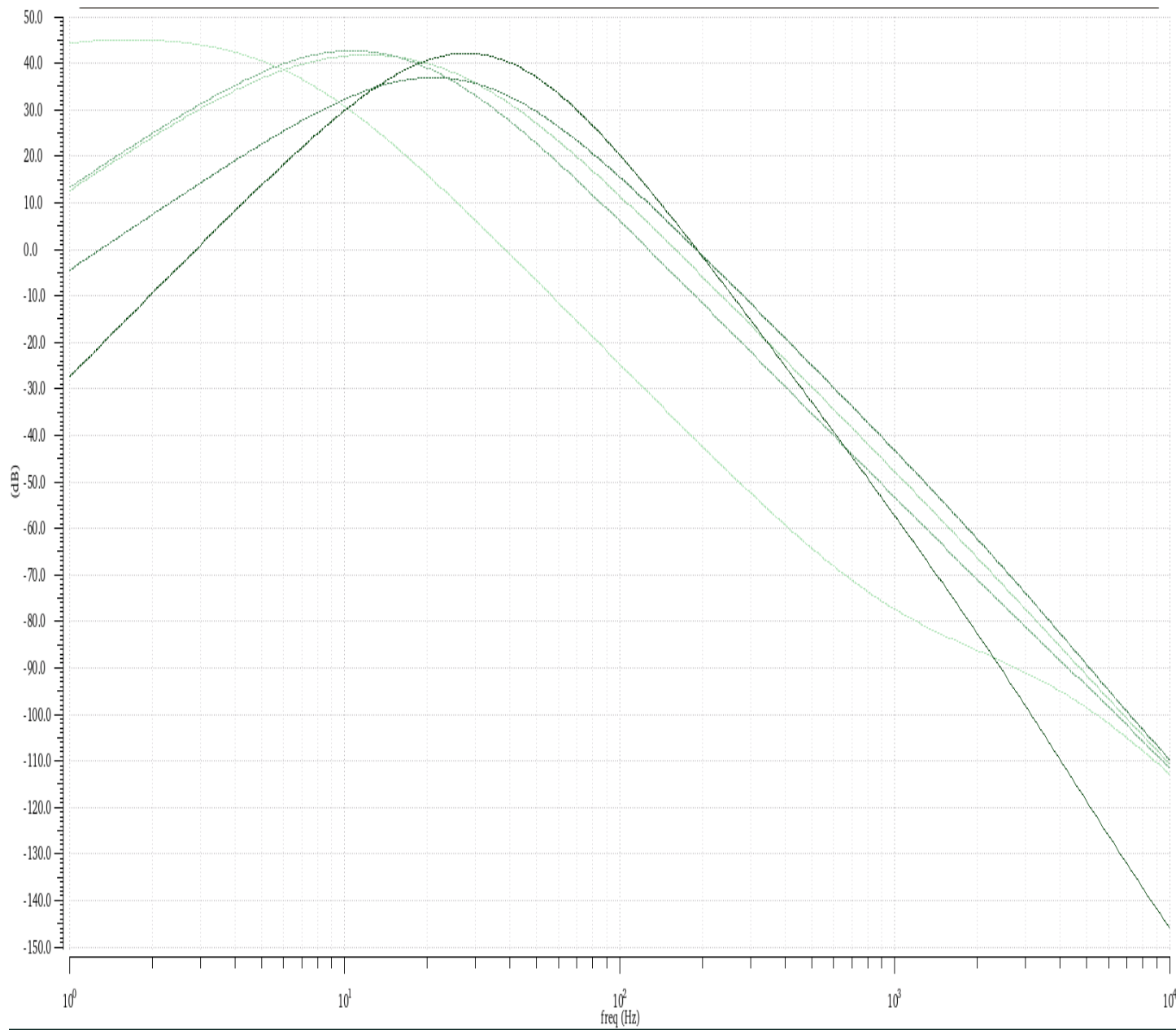
Σχήμα 5.3. Ενισχυτής κλειστού βρόχου για την μάντα delta.

Για τις μάντες theta, alpha, beta και gamma η τιμή του πυκνωτή επιλέχθηκε 12nF, 15nF, 10nF, 10nF αντίστοιχα. Η μετακίνηση του εύρους ζώνης που προκαλεί ο πυκνωτής φαίνεται στο σχήμα 5.4.



Σχήμα 5.4. Κέρδος κλειστού βρόγχου για τις διάφορες τιμές του πυκνωτή ανάδρασης.

Για την επίτευξη μεγαλύτερου κέρδους συνδέθηκαν σε σειρά-cascade οι ενισχυτές κλειστού βρόγχου για συνολικό κέρδος περίπου 45db για κάθε μπάντα, με high pass RC φίλτρο (κατάλληλης τιμής για κάθε μπάντα) μετά από κάθε ενισχυτή ώστε να αποκοπεί το συστηματικό DC offset του κάθε τελεστικού. Αυτά αναπόφευκτα θα έχουν μεγάλες τιμές στοιχείων λόγω των μικρών -3db συχνοτήτων. Στο σχήμα 5.5 απεικονίζεται το συνολικό κέρδος των ενισχυτών κάθε μπάντας, η ζωνοπερατή μορφή οφείλεται στην εν σειρά σύνδεση χαρακτηριστικής low-pass (τελεστικού) με το high-pass RC φίλτρο. Η αντίσταση είναι απαραίτητη ώστε να υπάρχει DC διαδρομή προς την γη.

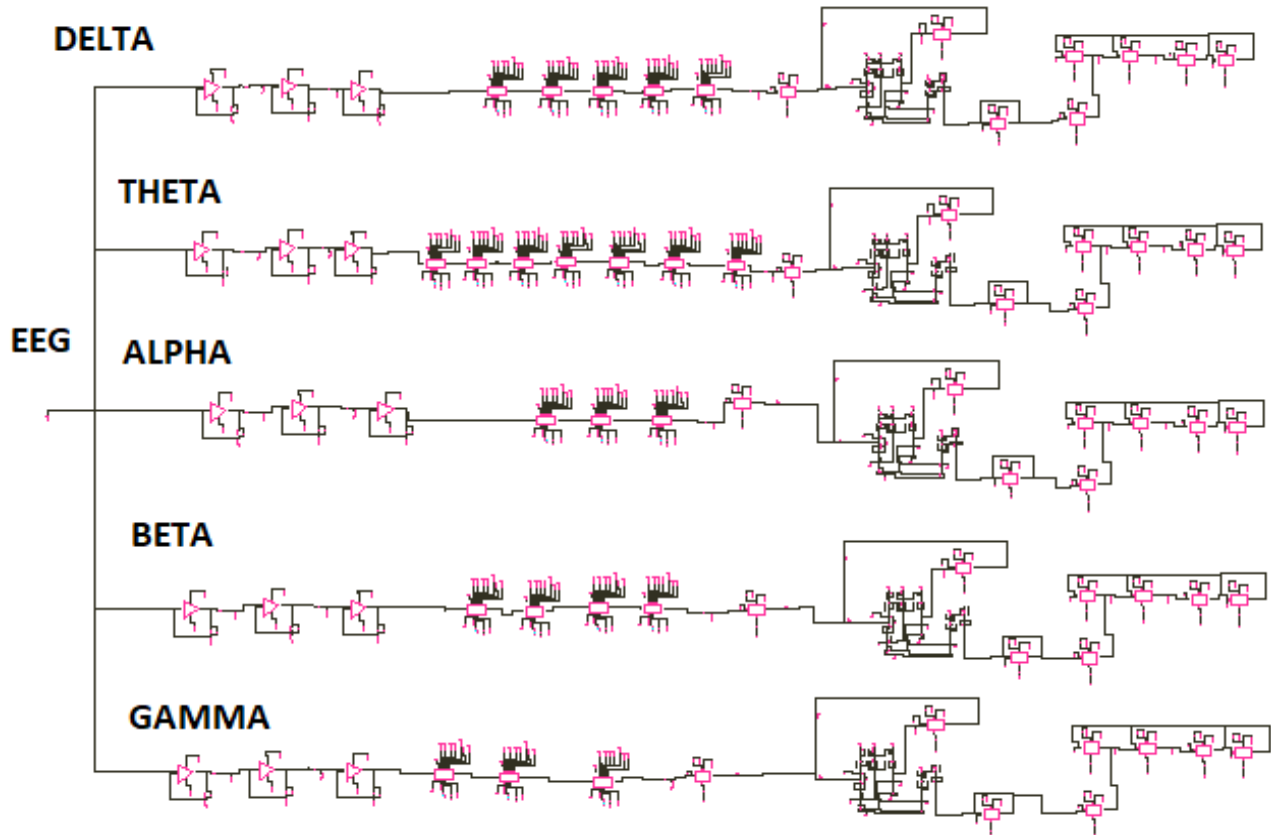


Σχήμα 5.5. Κέρδος cascade ενισχυτή .

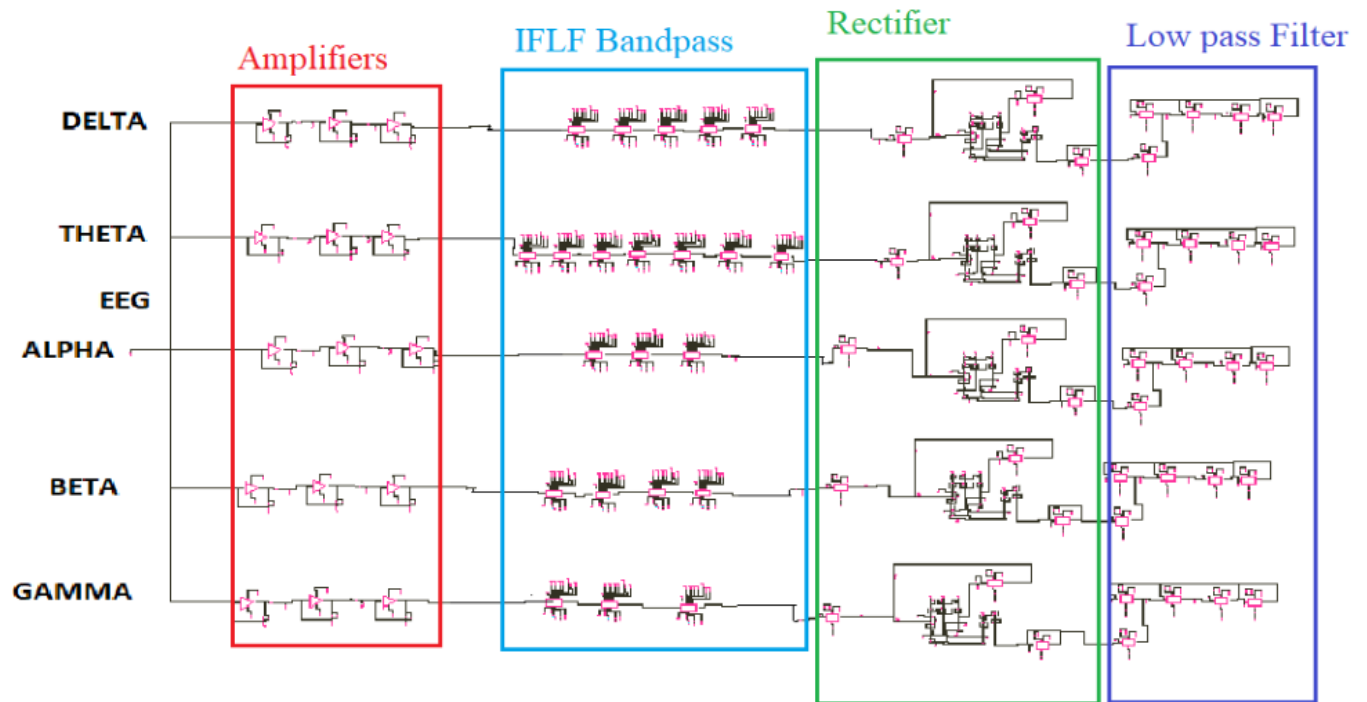
Κεφάλαιο 6

Συνολικό κύκλωμα

Το συνολικό σύστημα για την εξαγωγή της μέσης ισχύος κάθε μπάντας, τα επιμέρους κυκλώματα του οποίου έχουν ήδη αναλυθεί, απεικονίζεται στη συνέχεια. Στην είσοδο του οποίου διαφαίνεται το εγκεφαλογράφημα EEG, το οποίο έχει ληφθεί από dataset [31].

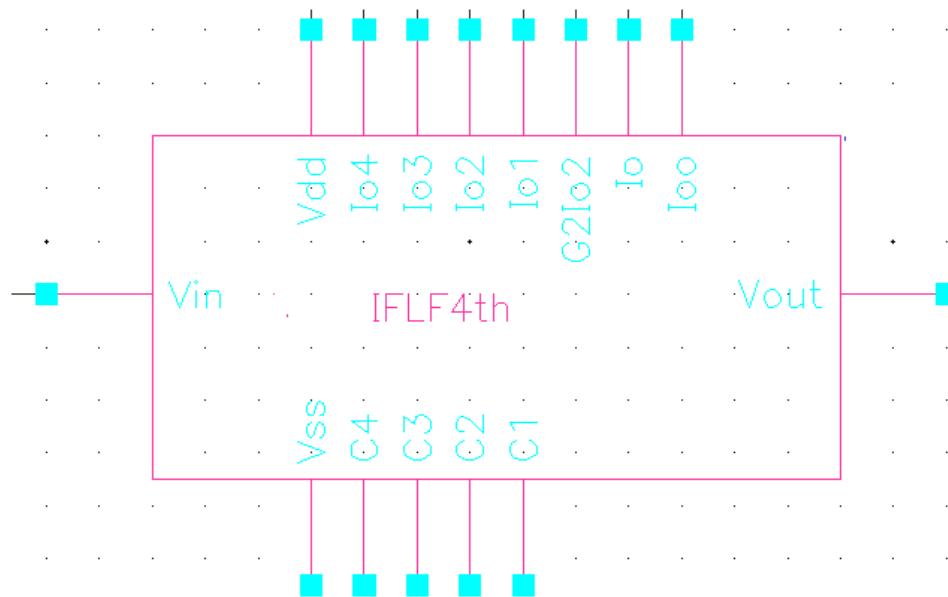


Σχήμα 6.1. Τελική διάταξη-συνολικό κύκλωμα



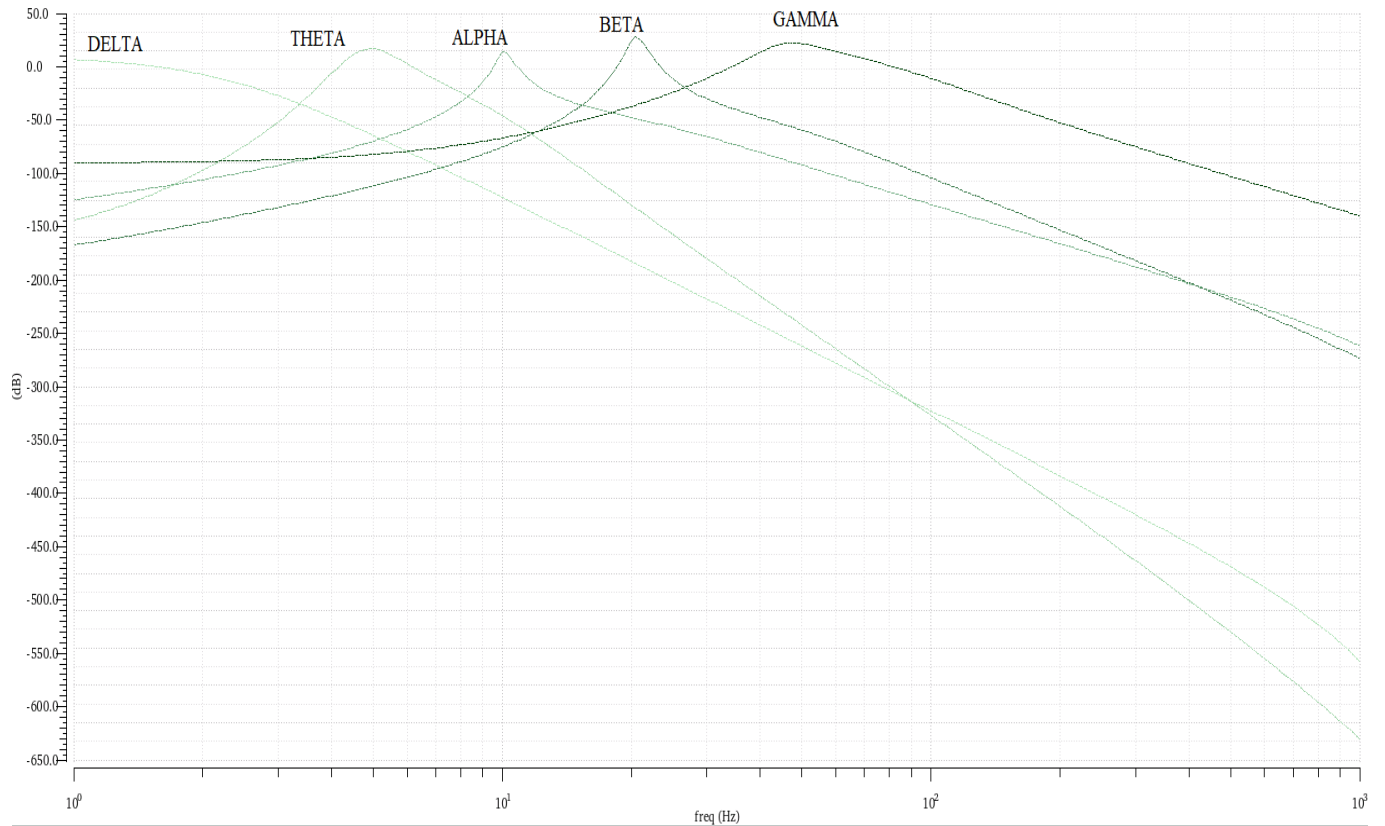
Σχήμα 6.2. Τελική διάταξη-συνολικό κύκλωμα

Η Iflf 4ης τάξης χρησιμοποιήθηκε σαν γενικευμένη δομή-block στο cadence, με την αναπαράσταση του σχήματος 6.3.



Σχήμα 6.3. Μπλοκ-διάγραμμα της IFLF 4ης τάξης

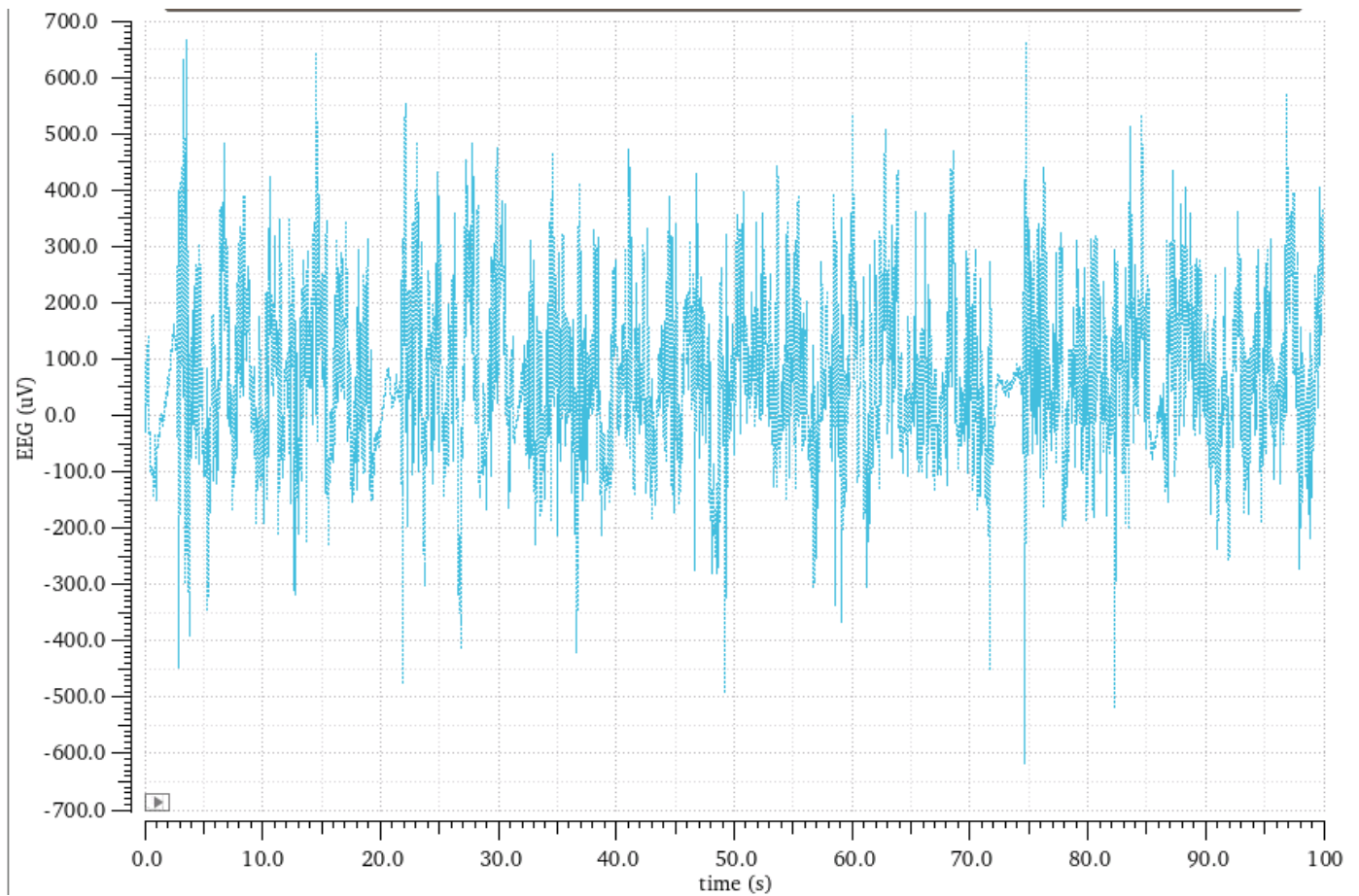
Από την συνολική διάταξη είναι φανερό ότι χρησιμοποιήθηκαν σε κάθε μπάντα ζωνοπερατά IFLF σε σειρά-cascade . Αυτό διότι λόγω του μεγάλου κέρδους (45db), που είναι απαραίτητο για την σωστή λειτουργία του κυκλώματος, δεν θα μπορούν τα ζωνοπερατά φίλτρα που παρουσιάστηκαν στο 3ο κεφάλαιο να δώσουν αρκετή εξασθένιση στα μη επιθυμητά εύρη συχνοτήτων και συνεπώς ο σωστός διαχωρισμός μεταξύ κάθε μπάντας θα είναι δύσκολος. Κάνοντας cascade τα IFLF που έχουν ήδη υλοποιηθεί μπορεί να επέλθει επίλυση αυτού του κωλύματος. Στο επόμενο σχήμα έχουμε τα bode διαγράμματα κέρδους και των πέντε συναρτήσεων μεταφοράς των cascade IFLF. Είναι φανερό ότι επιτυγχάνεται επαρκής διαχωρισμός της κάθε μπάντας.



Σχήμα 6.4. Bode διαγράμματα κέρδους των cascade ζωνοπερατών φίλτρων

Η cascade υλοποίηση αυτή καθιστά απαραίτητη την χρήση υπερερατών φίλτρων ώστε να αποκοπούν τα συστηματικά DC offset που θα προκύψουν , τα υπερερατά αυτά φίλτρα θα τοποθετηθούν πριν από την είσοδο του ΟΤΑ που θα μετατρέψει το σήμα τάσης σε ρεύμα για τον ανорθωτή ρεύματος .

Το EEG σήμα που θα εισέλθει σαν είσοδος στο σύστημα μας είναι αυτό του σχήματος 6.5 για τα πρώτα 100 δευτερόλεπτα.

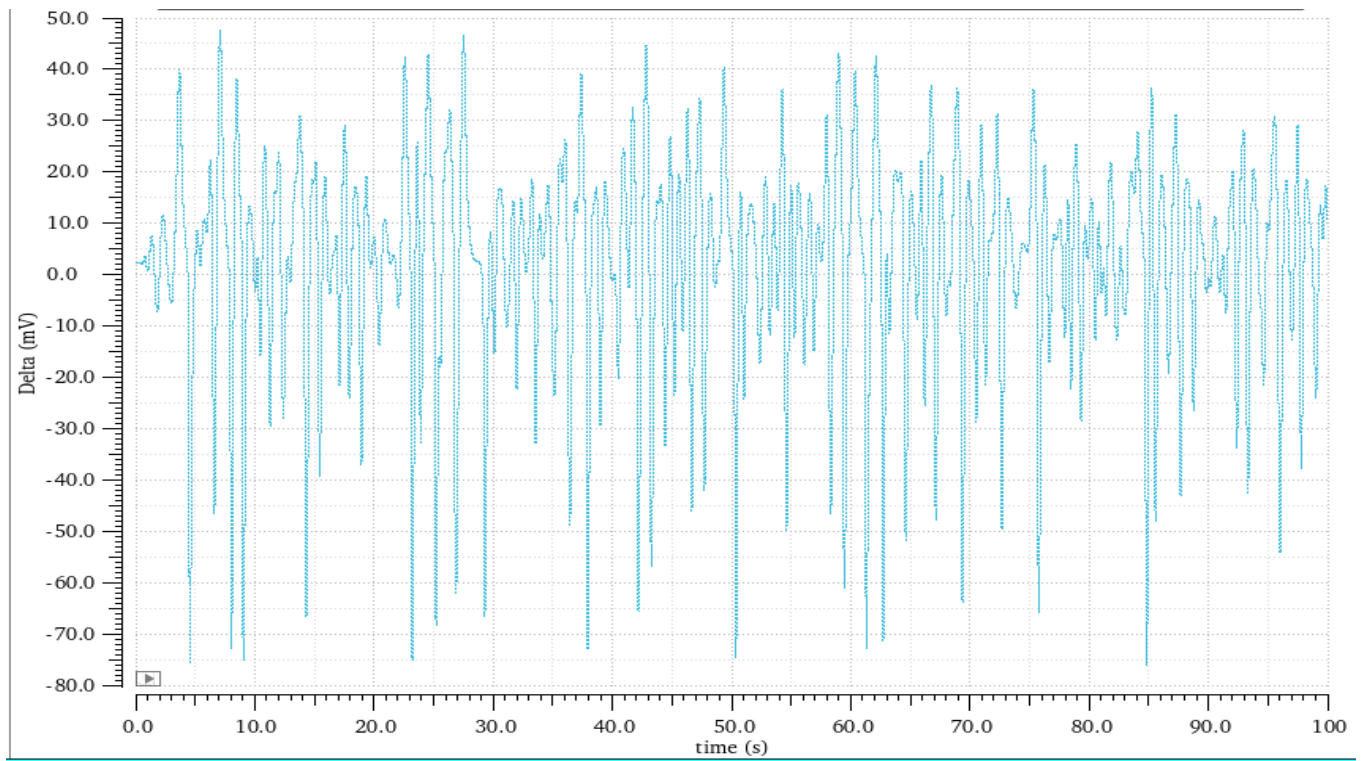


Σχήμα 6.5. EEG για τα πρώτα 100 δεύτερα

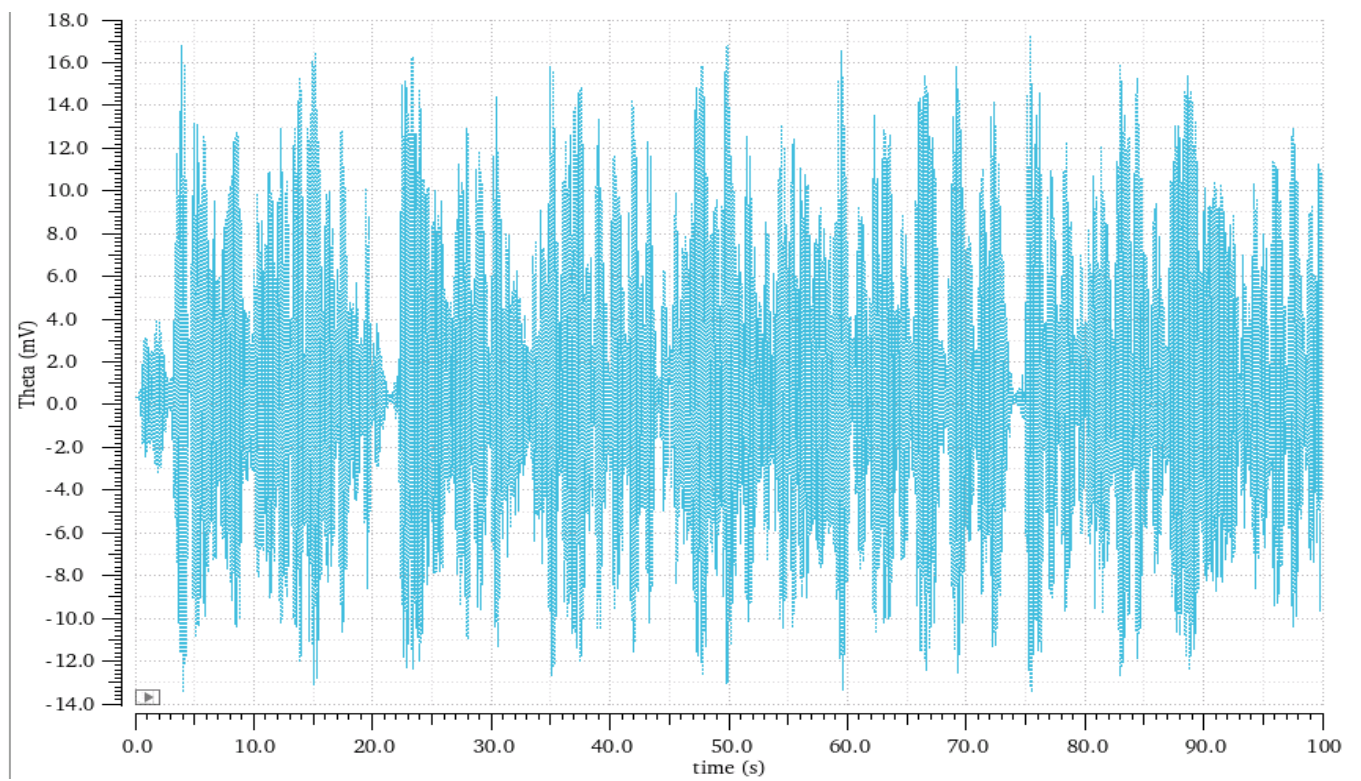
6.1 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

6.1.1 Φιλτραρισμένα σήματα κάθε μάντας

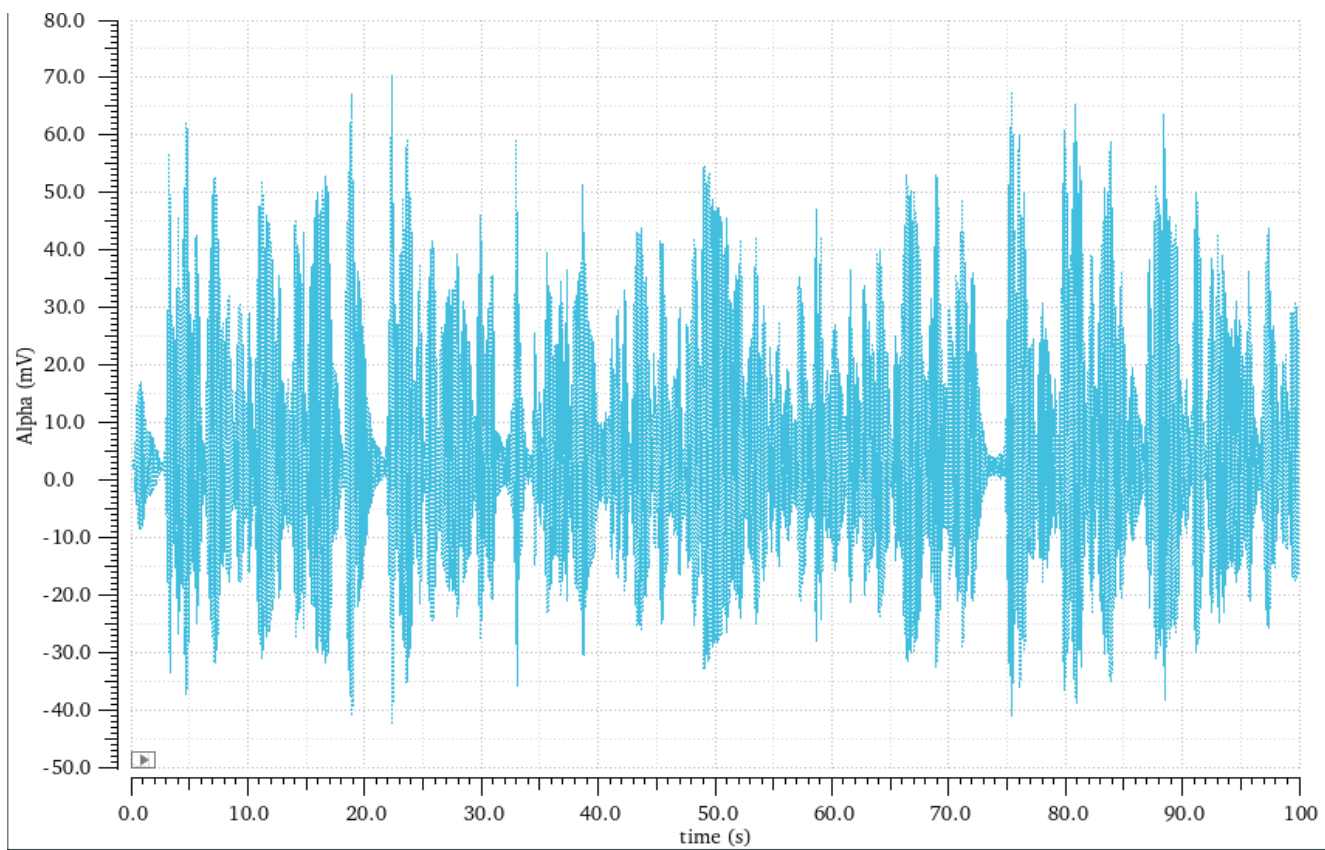
Τα σήματα σε καθεμία από τις πέντε διαφορετικές μάντες συχνοτήτων μετά από τα αντίστοιχα ζωνοπερατά φίλτρα, που είναι και η είσοδοι των ΟΤΑ πριν από τους ανορθωτές ρεύματος, φαίνονται στο σχήμα 6.6.



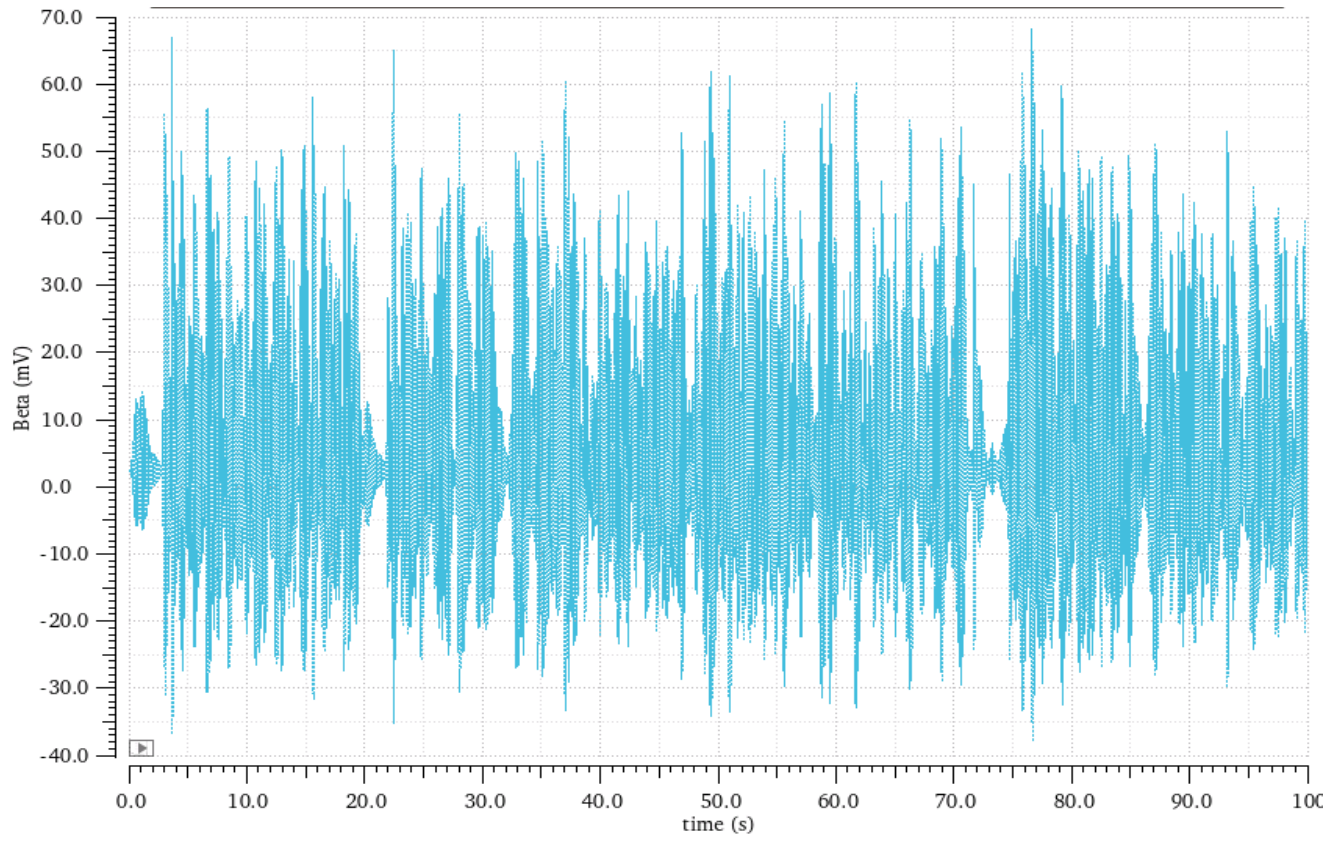
(α)



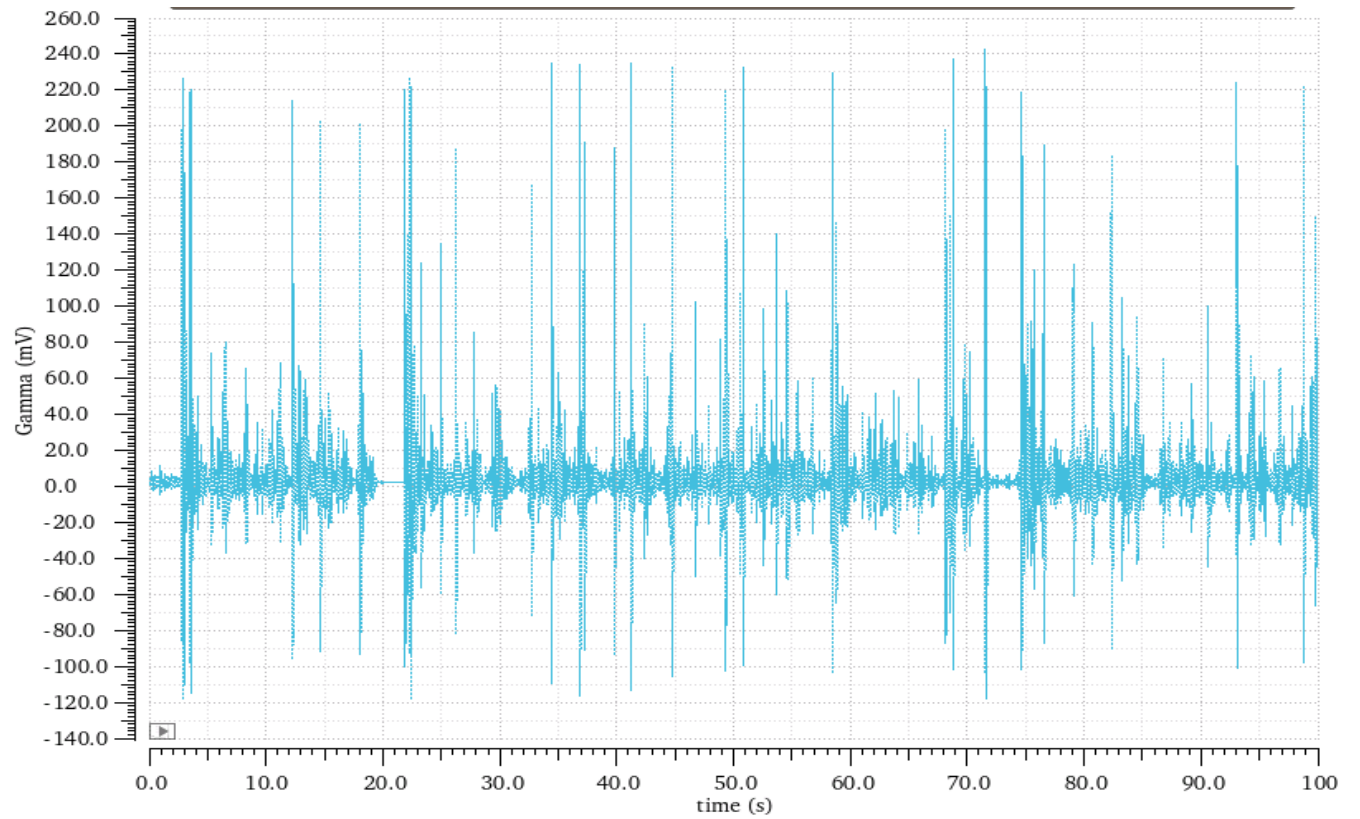
(β)



(γ)



(δ)

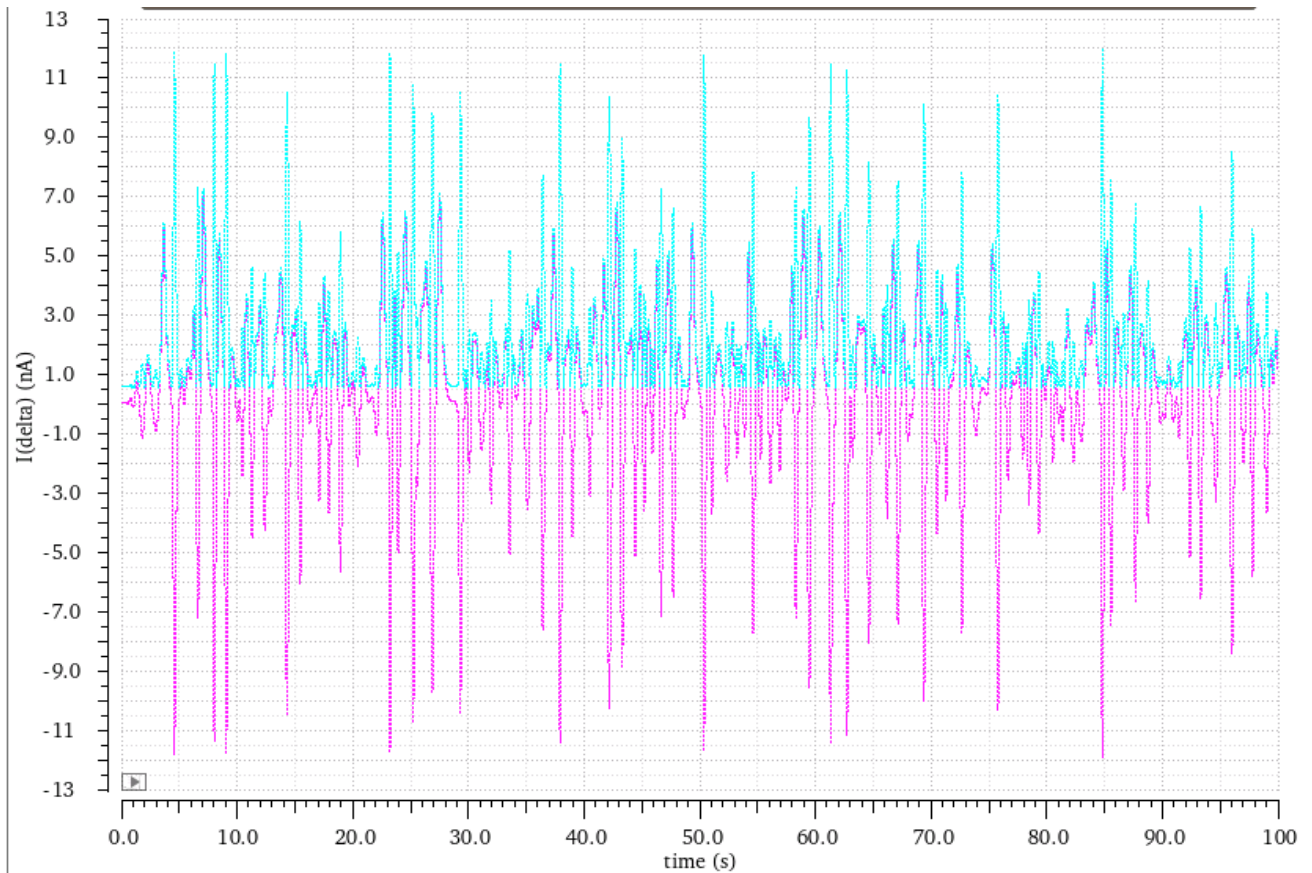


(ε)

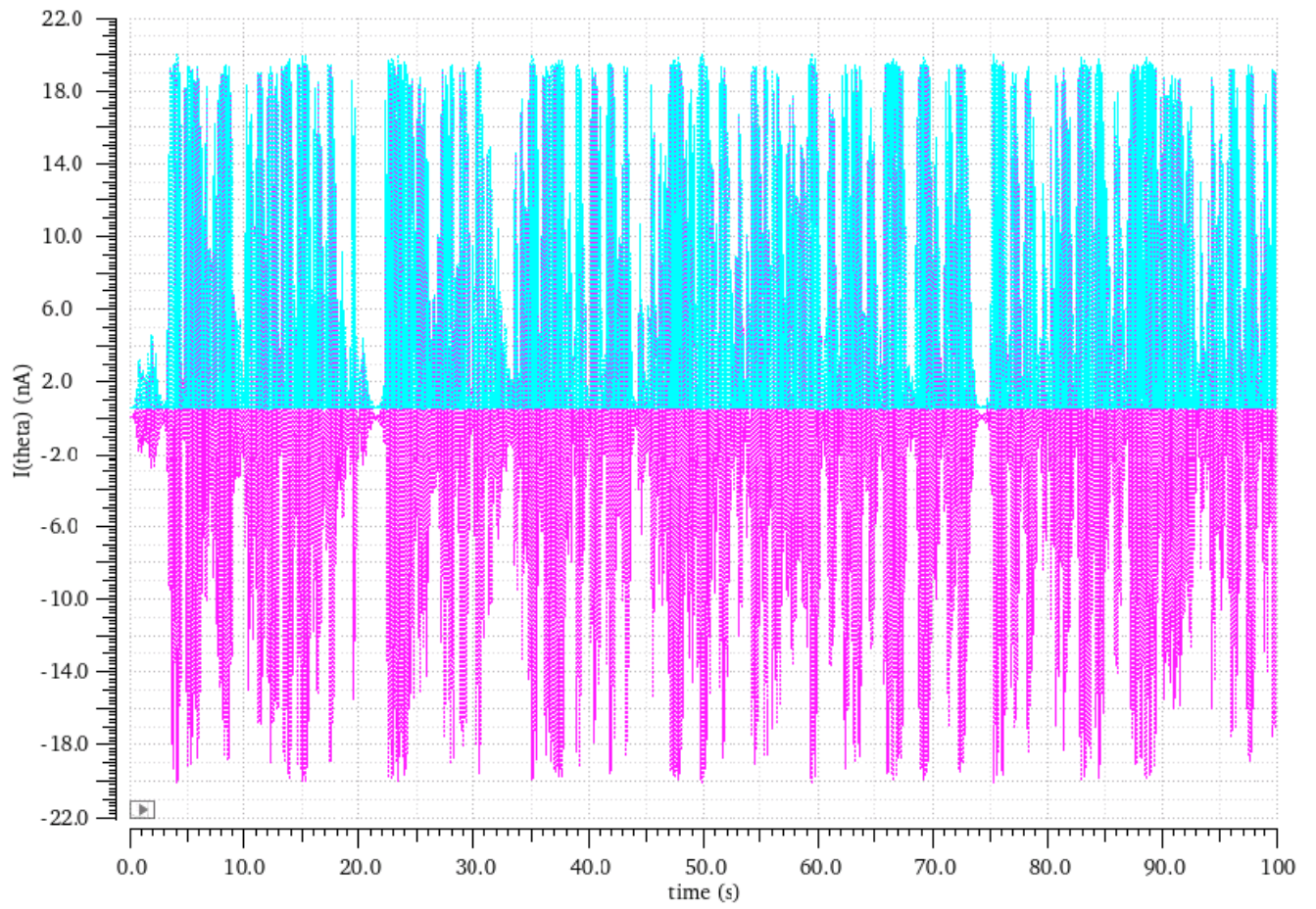
Σχήμα 6.6. Φιλτραρισμένα σήματα EEG για τις μπάντες συχνοτήτων (α) delta, (β) theta, (γ) alpha, (δ) beta και (ε) gamma αντίστοιχα.

6.1.2 Ανόρθωση ρεύματος

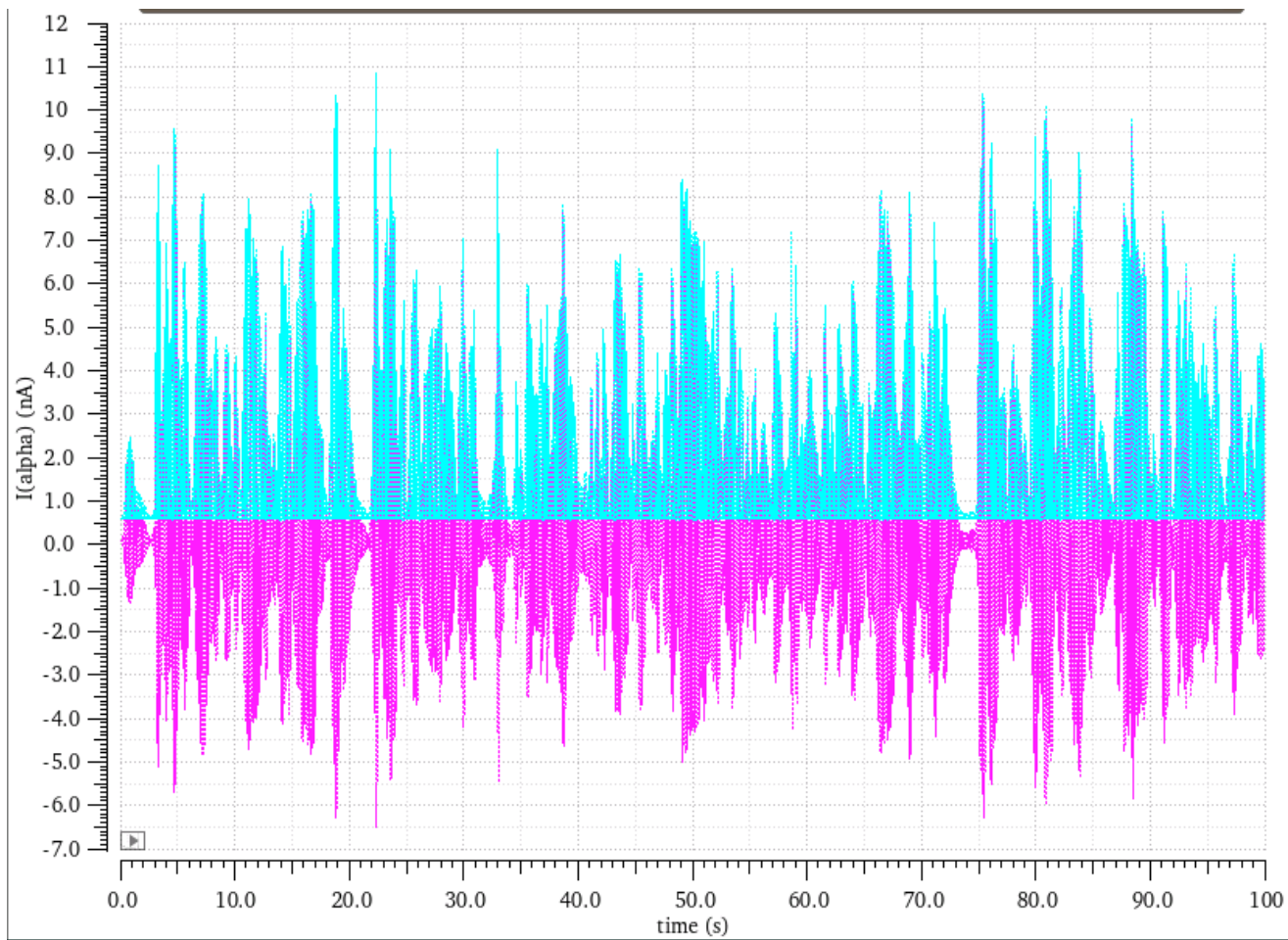
Η ευστοχία της λειτουργίας της ανόρθωσης του ρεύματος παρουσιάζεται στο σχήμα 6.7.



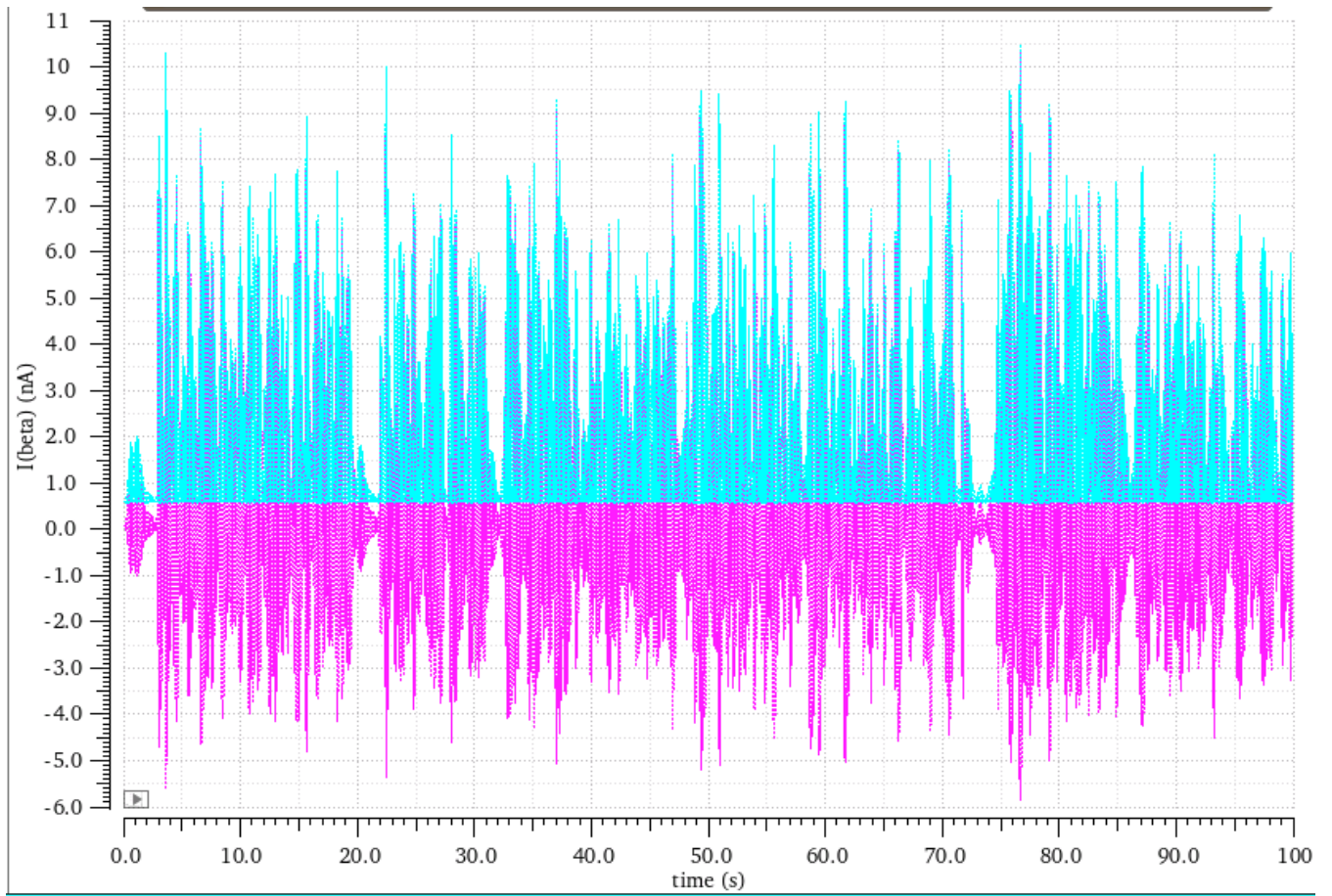
(α)



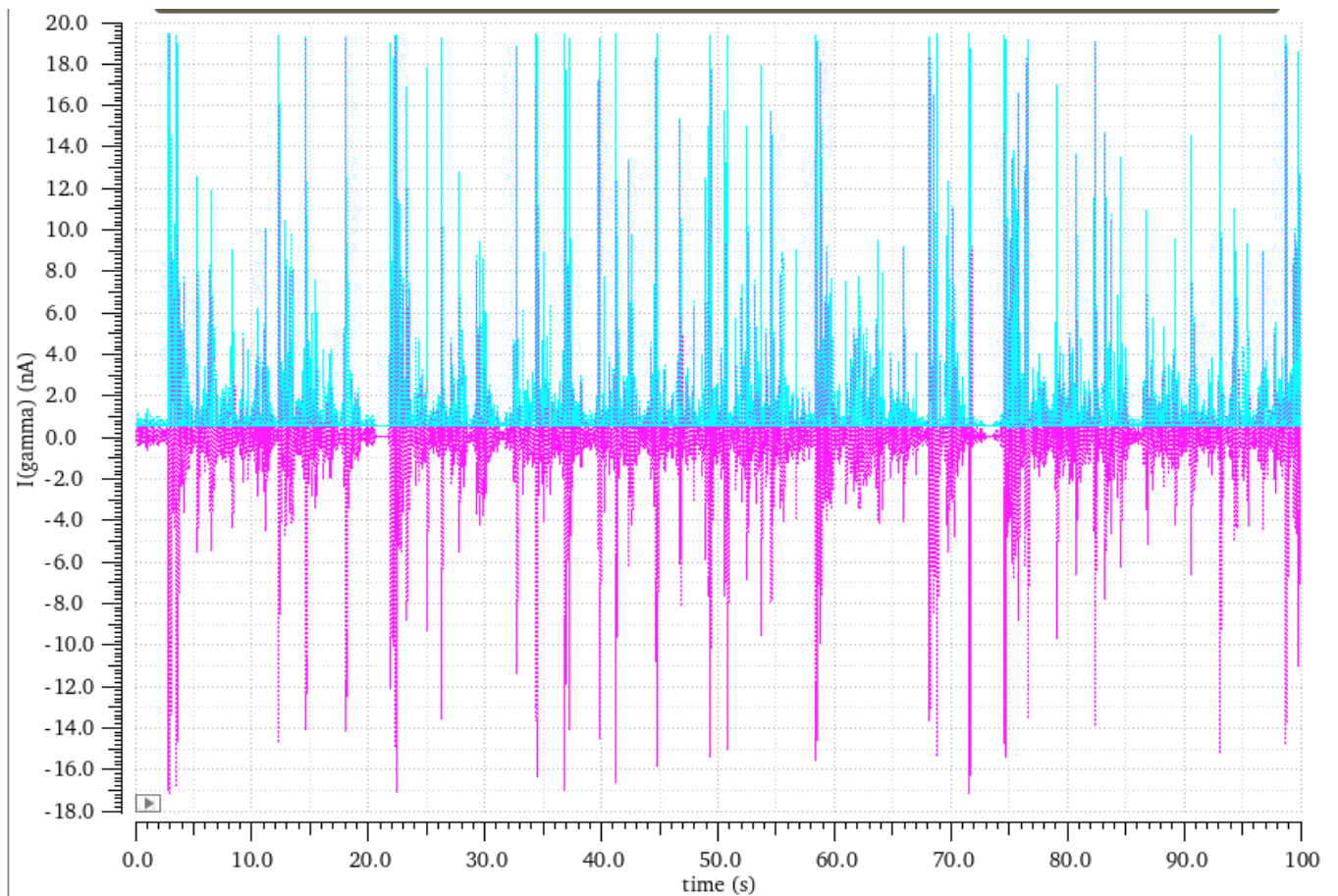
(β)



(γ)



(δ)



(ε)

Σχήμα 6.7. Ρεύματα εισόδου στον ανορθωτή και ανορθωμένα(με μπλε) για τις μπάντες συχνοτήτων (α) delta, (β) theta, (γ) alpha, (δ) beta και (ε) gamma αντίστοιχα

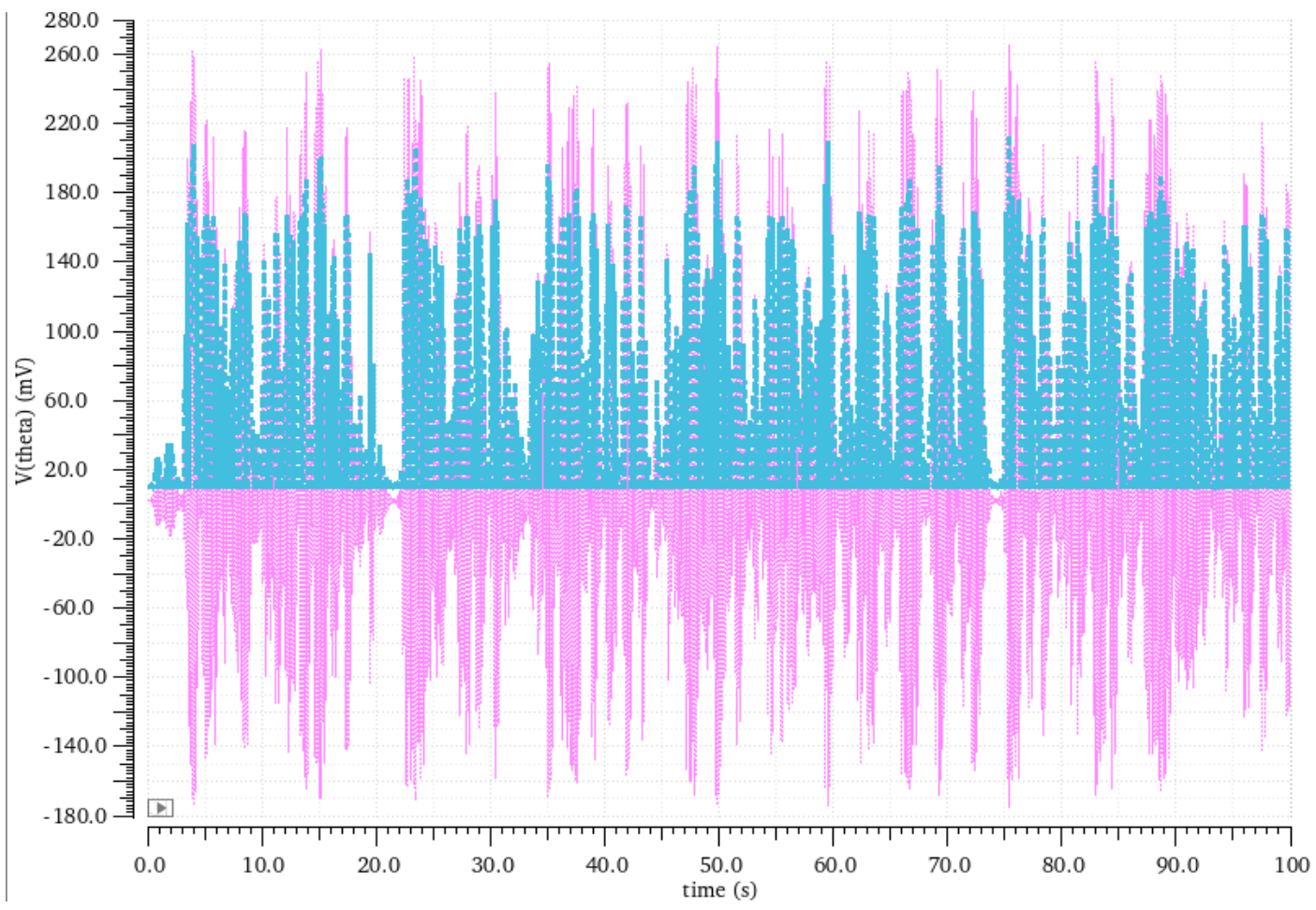
Παρατηρείται ότι η ανόρθωση ρεύματος είναι αποτελεσματική για όλες τις ζώνες συχνοτήτων, καθώς και ότι το ρεύμα εισόδου (με μωβ) έχει πρακτικά μηδενικό DC offset καθιστώντας την λειτουργία της ανόρθωσης πιο αποδοτική.

6.1.3 Ανόρθωση τάσης

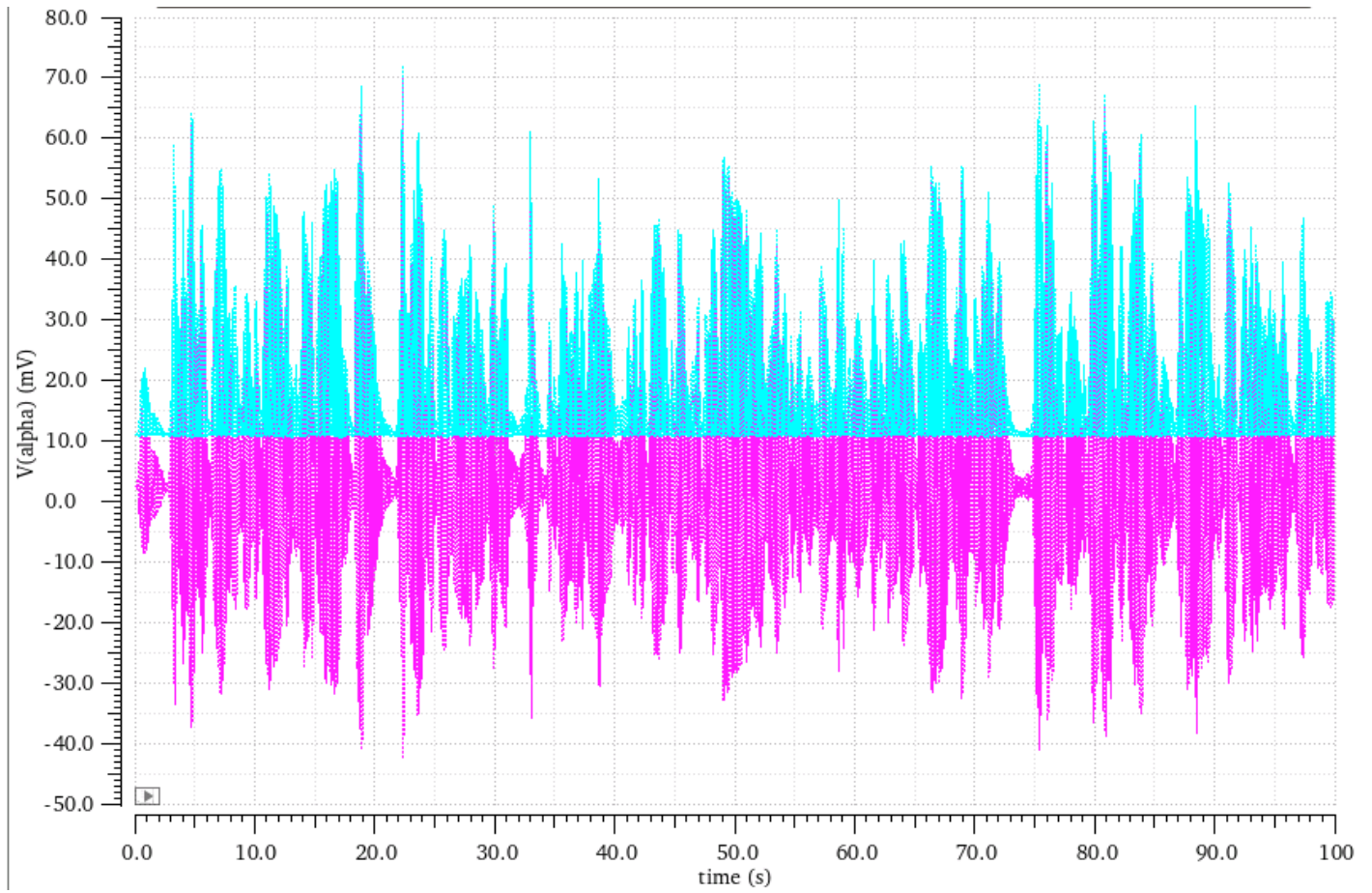
Η ανόρθωση της τάσης παρουσιάζεται στο σχήμα 6.8.



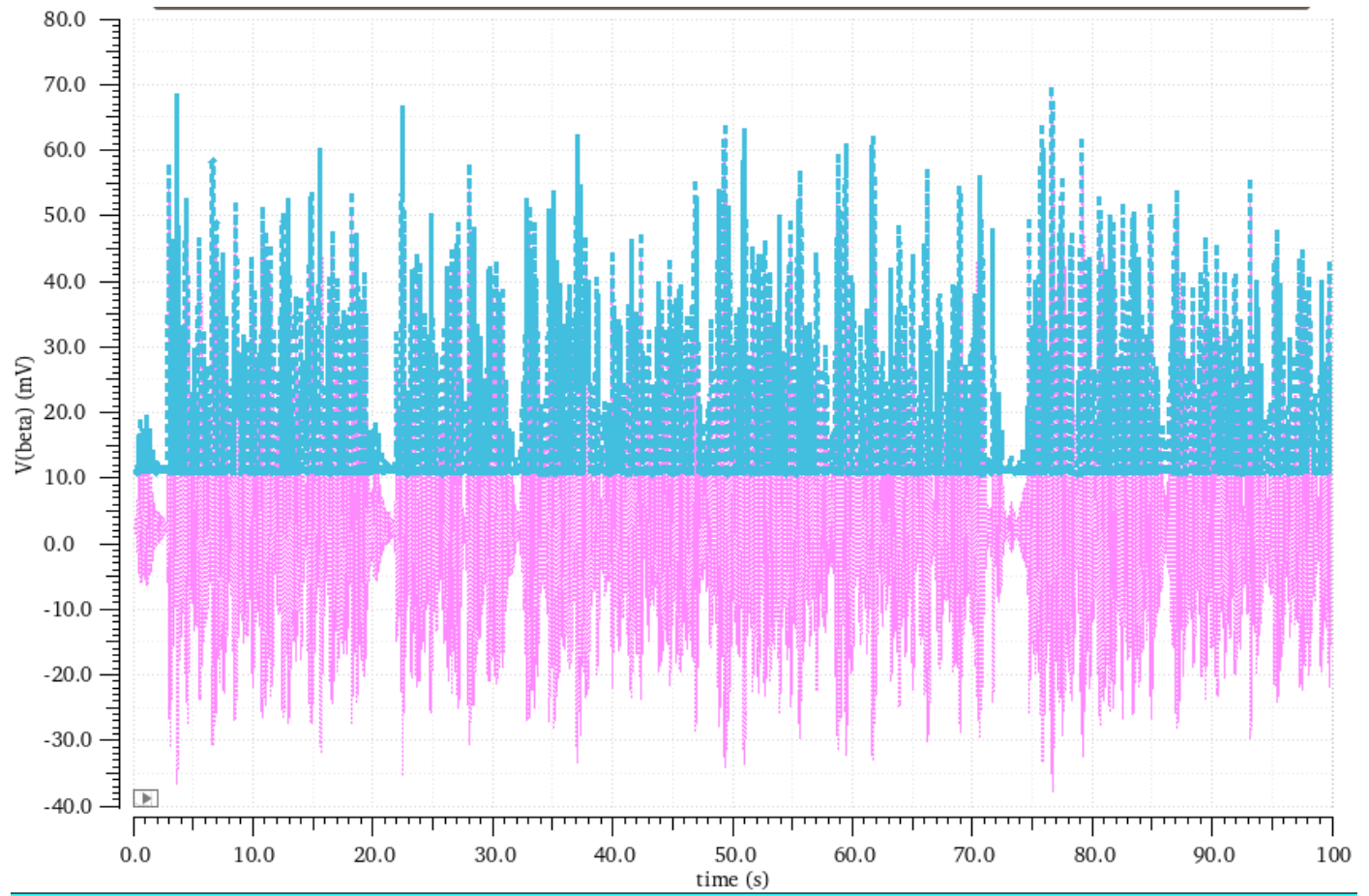
(α)



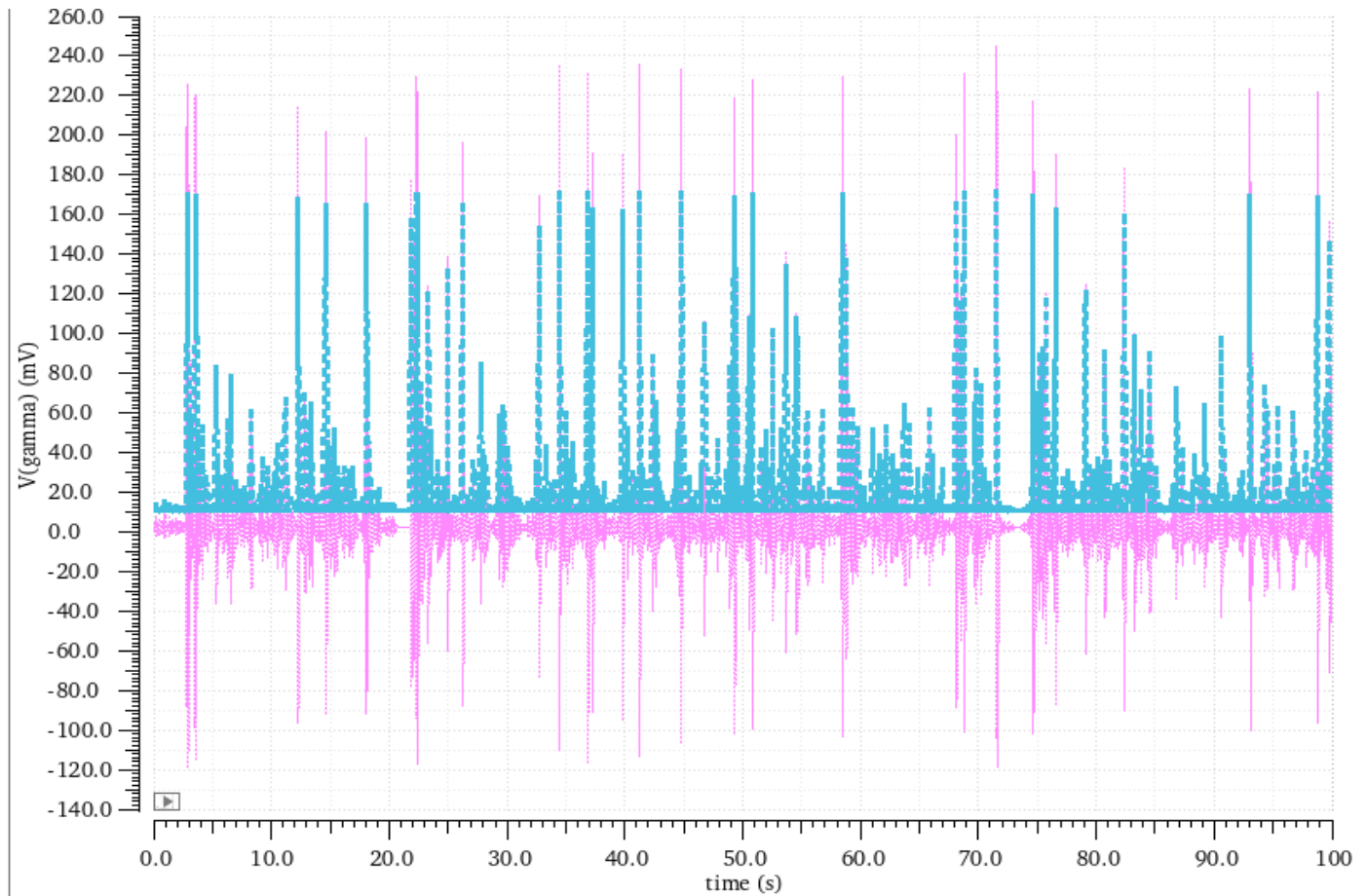
(β)



(γ)



(δ)



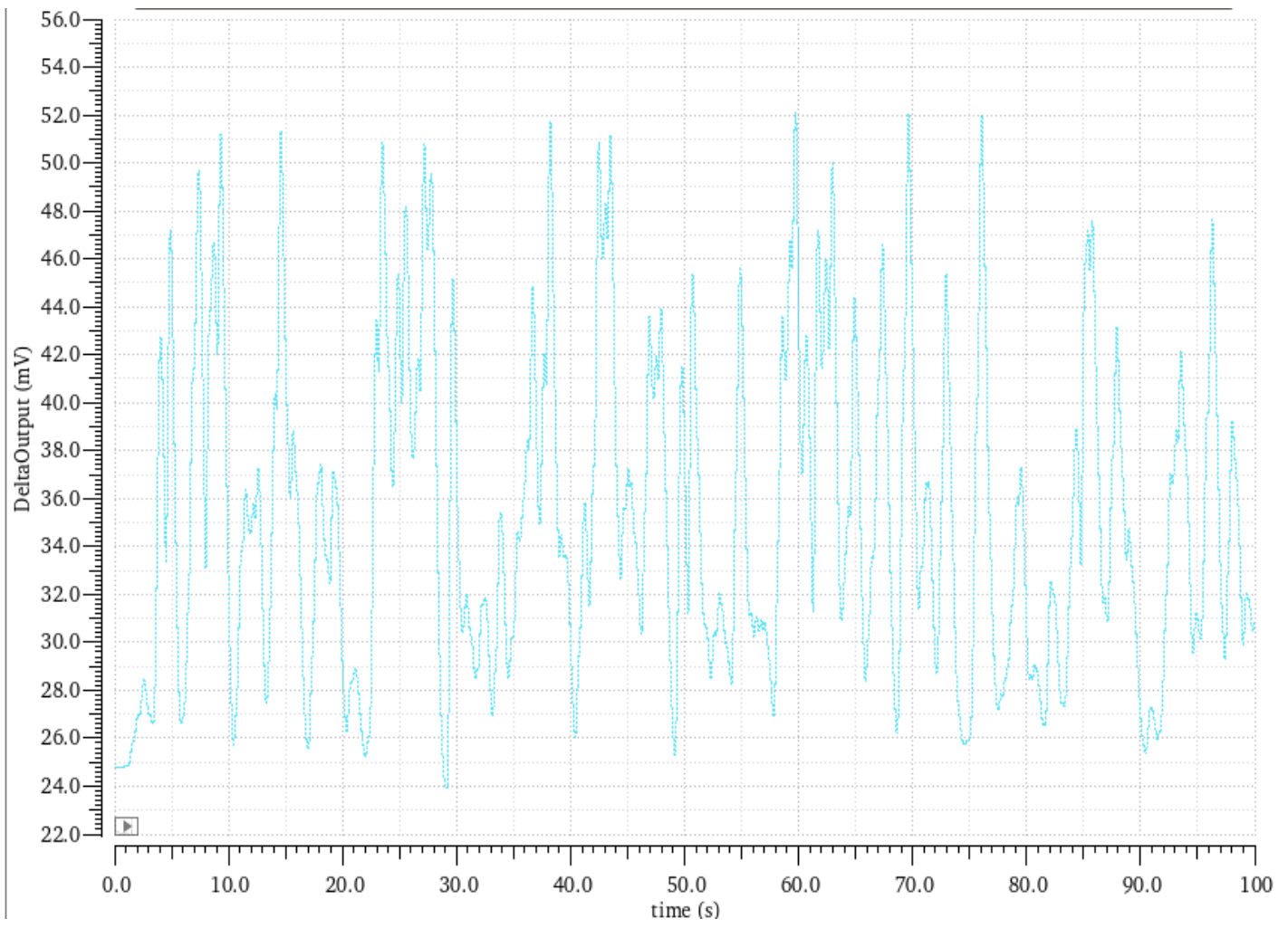
(ε)

Σχήμα 6.8. Τάσεις εισόδου στους ΟΤΑ και ανορθωμένες(με μπλε) τάσεις εξόδου για τις μάντες συχνοτήτων (α) delta, (β) theta, (γ) alpha, (δ) beta και (ε) gamma αντίστοιχα

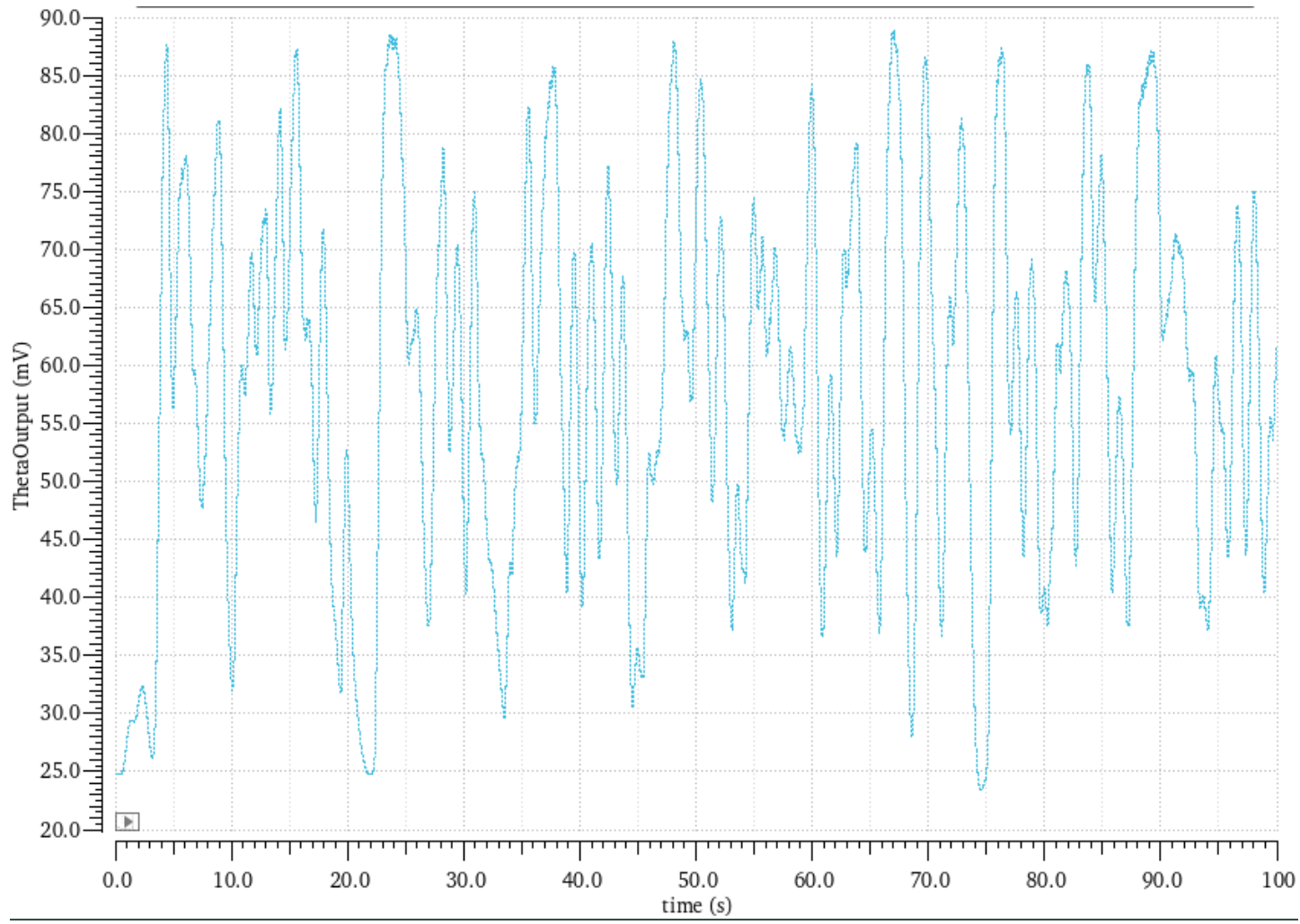
Η ανόρθωση τάσης έχει πραγματοποιηθεί σε κάθε μάντα με εμφανές ένα σταθερό-συστηματικό offset στην έξοδο τιμής 11mV.

6.2 Εξαγωγή μέσης ισχύος κάθε μάντας

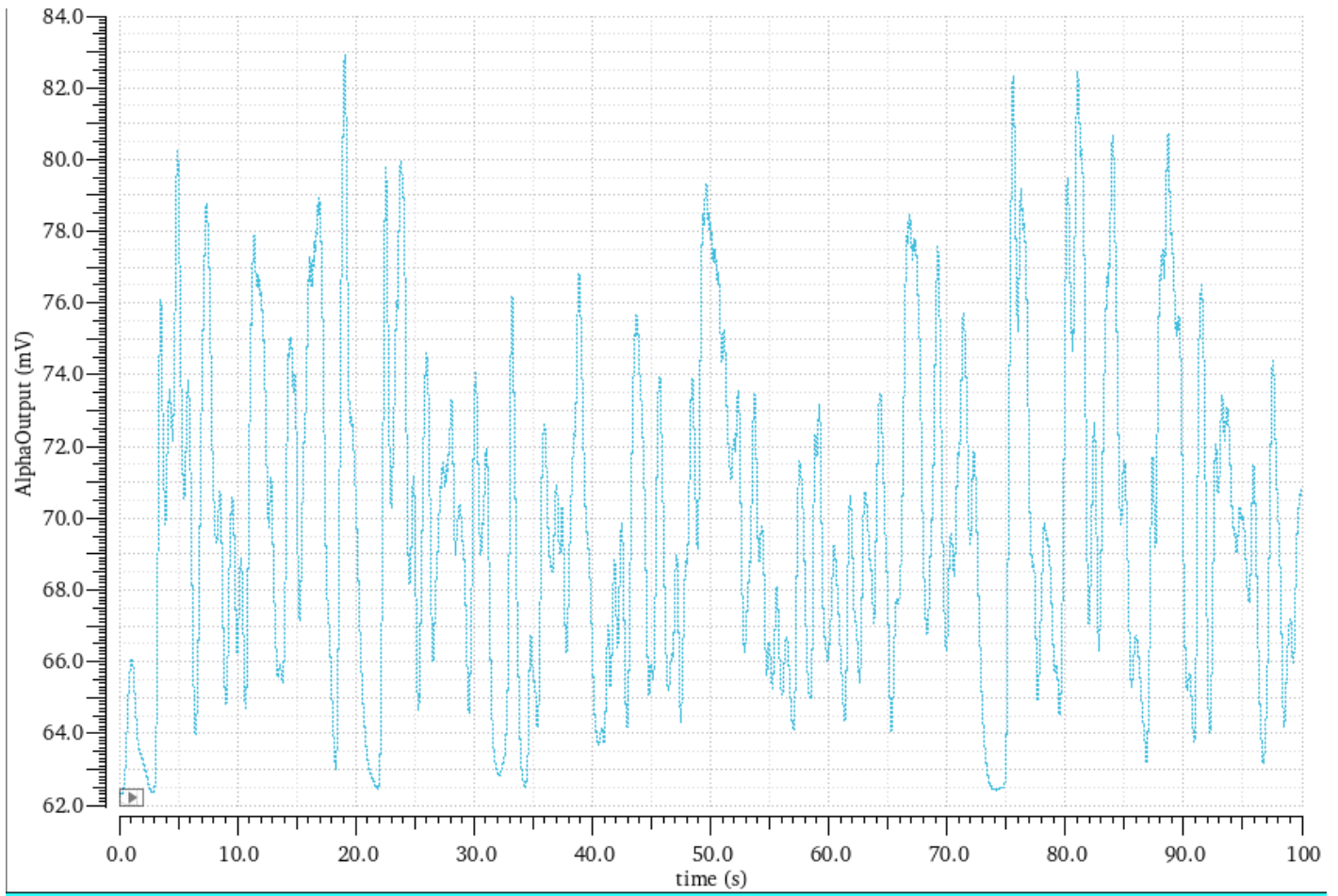
Η εξαγωγή της μέσης ισχύος κάθε ζώνης συχνοτήτων, που είναι και το αναλογικό χαρακτηριστικό που θέλουμε, παρουσιάζεται στα επόμενα γραφήματα.



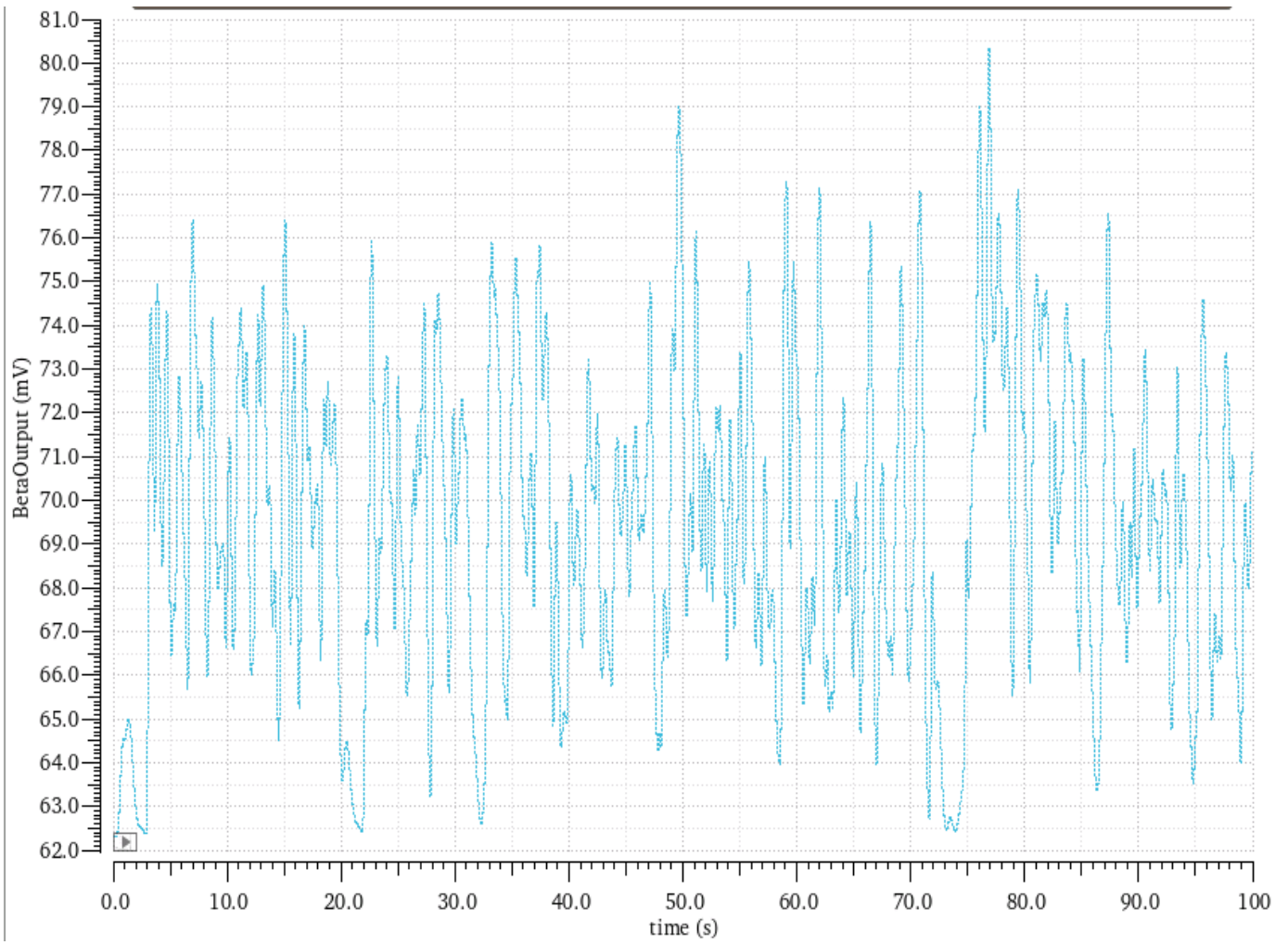
(α)



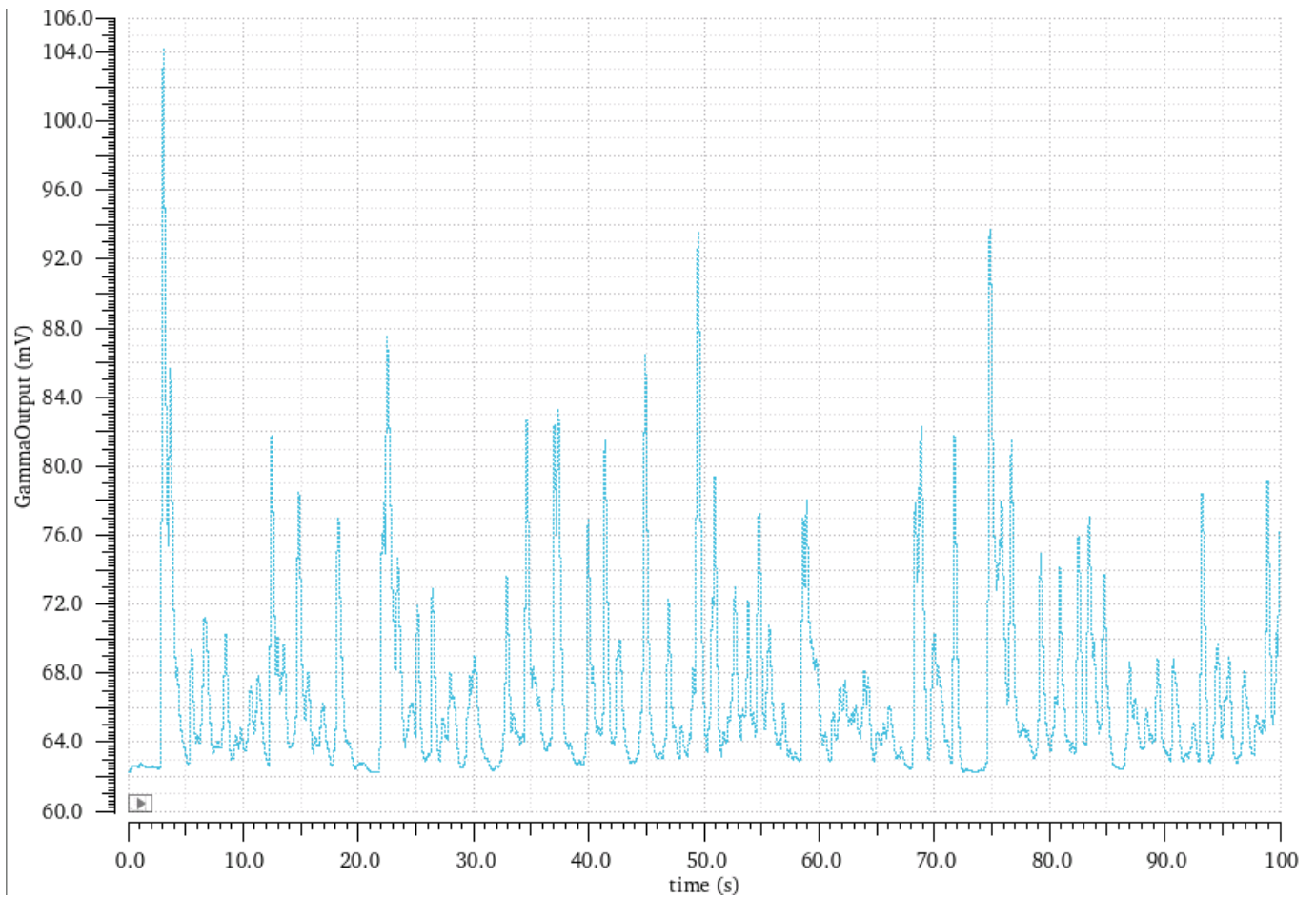
(β)



(γ)



(δ)



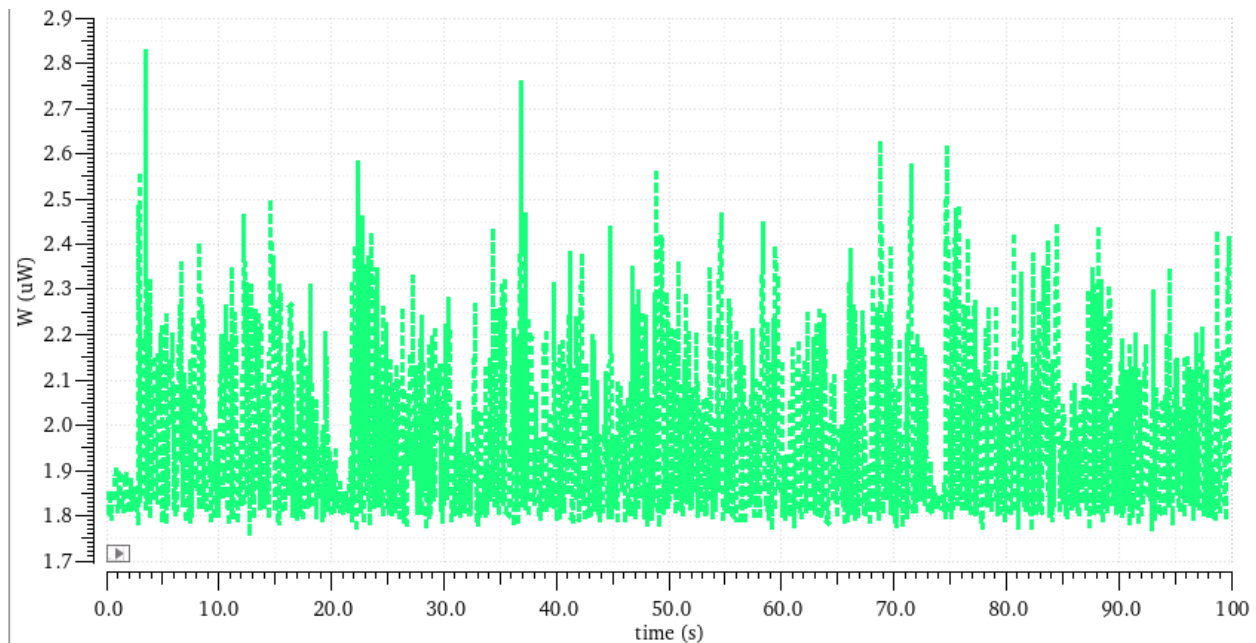
(ε)

Σχήμα 6.9. Μέση ισχύ για κάθε μπάντα των (α) delta, (β) theta, (γ) alpha, (δ) beta και (ε) gamma αντίστοιχα

Το αναλογικό σύστημα, συνεπώς, παράγει την μέση ισχύ κάθε ζώνης συχνοτήτων και μπορεί ύστερα να δώσει τα σήματα αυτά στο ψηφιακό μέρος για περαιτέρω επεξεργασία.

6.3 Συνολική Κατανάλωση

Η συνολική κατανάλωση του κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 6.10 για τα 100 δεύτερα του EEG.



Σχήμα 6.10. Συνολική κατανάλωση κυκλώματος για 100sec

Η μέγιστη τιμή της κατανάλωσης είναι $P_{max}=2.83\mu W$, η ελάχιστη $P_{min}=1.76\mu W$ και η μέση κατανάλωση είναι $P_{avg}=1.938\mu W$.

Κεφάλαιο 7

7.1 Συμπεράσματα

Στην εργασία αυτή αναπτύχθηκε ένα σύστημα εξαγωγής της μέσης ισχύος για καθεμία από τις μπάντες συχνοτήτων ενός εγκεφαλογραφήματος. Η συμπεριφορά του συστήματος μελετήθηκε με χρήση του Analog Design Environment του λογισμικού Cadence. Το σύστημα που υλοποιήθηκε παρουσιάζει τα εξής πλεονεκτήματα:

- Χρήση πολύ χαμηλής τάσης τροφοδοσίας 450mV.
- Χρήση ζωνοπερατών φίλτρων εύκολα ελέγξιμων και ρυθμίσιμων μέσω ρεύματος πόλωσης, τα οποία χρησιμοποιούν επίσης μόνο γειωμένους πυκνωτές οι οποίοι είναι πιο εύκολα υλοποιήσιμοι και μπορούν να μειώσουν την επίδραση των παρασιτικών πυκνωτών(εφόσον οι τελευταίοι έχουν μικρότερη τιμή).
- Ζωνοπερατά και βαθυπερατά φίλτρα που αποφεύγουν την χρήση αντιστάσεων.
- Χρήση χαμηλών ρευμάτων και πόλωση όλων των τρανζίστορ στην περιοχή υποκατωφλίου για επίτευξη χαμηλής κατανάλωσης

7.2 Πιθανές προεκτάσεις του συστήματος-Μελλοντική έρευνα

Με βάση τα συμπεράσματα και την δουλειά που πραγματοποιήθηκε σε αυτήν την εργασία οι προτάσεις για πιθανές προεκτάσεις του συνολικού κυκλώματος αλλά και μελλοντική έρευνα συνοψίζονται στα παρακάτω:

- Περαιτέρω μείωση των DC τάσεων εκτροπής αποφεύγοντας ολοκληρωτικά την χρήση αντιστάσεων.
- Χρήση ταξινομητή στο επόμενο στάδιο του συστήματος το οποίο θα μάθει για τις τάσεις εκτροπής, κατά την διαδικασία εκμάθησης, και έτσι θα αποφευχθεί η χρήση τεχνικών εξάλειψης των τελευταίων.
- Κατασκευή του συστήματος εξ'ολοκλήρου στο πεδίο του ρεύματος μόνο(current mode) το οποίο προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με το πεδίο της τάσης.
- Χρήση του συστήματος αυτού , με τις απαραίτητες αλλαγές , σε άλλες εφαρμογές βιοιατρικής αλλά και ακουστικών σημάτων (πχ αναγνώριση ανθρώπινης φωνής μέσω εξαγωγής ισχύος σημάτων).

ΑΝΑΦΟΡΕΣ-ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] A. Wang, B. H. Calhoun, A. Chandrakasan, “Sub-threshold Design for Ultra Low-Power Systems”, Springer, ISBN 978-0-387-34501-7, 2006
- [2] T. Chan Carusone, D. A. Johns, and K. W. Martin, Analog Integrated Circuit Design, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2012
- [3] Subthreshold MOSFET Transistor Amplifier Operation Sherif M. Sharroush, Yasser S. Abdalla, Ahmed A. Dessouki, and El-Sayed A. El-Badawy
- [4] Power Efficient Analog and Mixed-Signal Architectures for Sensing Systems Komail BADAMI
- [5] <http://www.teiath.gr/userfiles/akanellou/phys2%20fyll3%20electoegefalogamm.Pdf>
- [6] A. Pineda: “The functional significance of mu rhythms: translating “seeing” and hearing into doing” .Brain Research Reviews, 50(1):57–68, (2005)
- [7] T. Deliyannis, Yichuang Sun, et al., Continuous-Time Active Filter Design (1998)
- [8] Kendal Analog filters
- [9] Barrie Gilbert, The Multi-tanh Principle: A Tutorial Overview, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 33, NO. 1, JANUARY 1998
- [10] Behzad Razavi - Design of Analog CMOS Integrated Circuits 2016, McGraw-Hill Education
- [11] P. Corbishley, E. Rodriguez-Villegas, “A nano-power bandpass filter for detection of an acoustic signal in a wearable breathing detector,” IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems 1 (3) (2007) 163–171
- [12] T. Chan Carusone, D. A. Johns, and K. W. Martin, Analog Integrated Circuit Design, 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 2012..p.42
- [13] T. Deliyannis, Yichuang Sun, et al., Continuous-Time Active Filter Design, Chapter 3 (1998)
- [14] Design of Analog Filters by Rolf Schaumann (Author), the late Mac E. Van Valkenburg
- [15] G. Tsirimokou, A. Kartci, J. Kotov, N. Herencsar, and C. Psychalinos, "Comparative studies of fractional-order differentiators and integrators," in *40th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP)*, Barcelona, 2017

- [16] I. Dimeas, “Design of an integrated fractional-order controller,” Master’s thesis, University of Patras, 2017
- [17] Fractional-order electronically controlled generalized filters Georgia Tsirimokou, Costas Psychalinos, and Ahmed S. Elwakil
- [18] A Nanopower Bandpass Filter for Detection of an Acoustic Signal in a Wearable Breathing Detector Phil Corbishley and Esther Rodriguez Villegas
- [19] T. Deliyannis, Yichuang Sun, et al., Continuous-Time Active Filter Design, Chapter 2 (1998)
- [20] Electronically Tunable Fractional-Order Highpass Filter for Phantom Electroencephalographic System Model Implementation Kleoniki Baxevanaki, Stavroula Kapoulea, Costas Psychalinos, Ahmed S. Elwakil
- [21] Power Efficient Analog and Mixed-Signal Architectures for Sensing Systems Komail BADAMI
- [22] Network Analysis and Synthesis, December 1, 1966 by Franklin F Kuo
- [23] A Low Power Low Voltage Rectifier Circuit Phil Corbishley and Esther Rodriguez-Villegas Dept. Electrical & Electronic Engineering Imperial College London, UK
- [24] Babacan, Y. (2018). Ultra-low voltage-power DT MOS based full-wave rectifier. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 91, 18–23
- [25] Yesil, A., Konal, M., & Kacar, F. (2019). A low-voltage lowpower full-wave rectifier based on dynamic threshold voltage MOSFET. *Journal of Nanoelectronics and Optoelectronics*, 14(9), 1326–1330
- [26] *Microelectronic Circuits (The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering)* 7th edition by Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith
- [27] Babacan, Y. (2019). Ultra-low voltage and low-power voltage-mode DT MOS-based four-quadrant analog multiplier. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 99(1), 39–45
- [28] Design of low-voltage and low-power current-mode DT MOS transistor based full-wave/half-wave rectifier Melih Yildirim
- [29] A MICROPOWER ENVELOPE DETECTOR FOR AUDIO APPLICATIONS Michael W. Baker, Serhii Zhak, Rahul Sarpeshkar
- [30] Aurlien, H; Gjerde, I.O; Aarseth, J.H; Eldøen, G; Karlsen, B; Skeidsvoll, H; Gilhus, N.E (2004). "EEG background activity described by a large computerized database". *Clinical Neurophysiology*. 115 (3): 665–73
- [31] H.-C. Lee and C.-W. Jung, “Vital recorder—a free research tool for automatic recording of high-resolution time-synchronised physiological data from multiple anaesthesia devices,” *Scientific reports*, vol. 8, no. 1, pp. 1–8, 2018

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Κώδικες MATLAB

Παρακάτω έχω τους κώδικες Matlab που χρησιμοποιήθηκαν για τα φίλτρα

Delta wave Bandpass:

```
>> num=1;
den=[1 1.414214 1]; %Low pass t.f.
format short e;
Wo=1*2*pi; %center frequency
Bw=2*2*pi; %bandwidth
[numt, dent]=lp2bp(num, den, Wo, Bw); %frequency transformation
G=tf(numt, dent);
t1=1/(dent(2)); %integrator time constants
t2=dent(2)/(dent(3));
t3=dent(3)/(dent(4));
t4=dent(4)/(dent(5));
gm=18.8761e-09; %OTA transconductance for Ibias=lnA
C1=t1*gm %capacitor values derived from equivalent
C2=t2*gm %integrator time constants
C3=t3*gm
C4=t4*gm
options=bodeoptions;
options.FreqUnits='Hz';
bode(G, options)
```

Theta wave Bandpass:

```

>> num=1;
den=[1 1.414214 1];
format short e;
Wo=5.5*2*pi;
Bw=3*2*pi;
[numt, dent]=lp2bp(num, den, Wo, Bw);
G=tf(numt, dent);
t1=1/(dent(2));
t2=dent(2)/(dent(3));
t3=dent(3)/(dent(4));
t4=dent(4)/(dent(5));
gm=18.8761e-09;
C1=t1*gm
C2=t2*gm
C3=t3*gm
C4=t4*gm
options=bodeoptions;
options.FreqUnits='Hz';
bode(G, options)

```

Alpha wave Bandpass:

```

>> num=1;
den=[1 1.414214 1];
format short e;
Wo=10*2*pi;
Bw=2*2*pi;
[numt, dent]=lp2bp(num, den, Wo, Bw);
G=tf(numt, dent);
t1=1/(dent(2));
t2=dent(2)/(dent(3));
t3=dent(3)/(dent(4));
t4=dent(4)/(dent(5));
gm=18.8761e-09;
C1=t1*gm
C2=t2*gm
C3=t3*gm
C4=t4*gm
options=bodeoptions;
options.FreqUnits='Hz';
bode(G, options)

```

Beta wave Bandpass:


```

>> num=1;
den=[1 1.414214 1];
format short e;
Wo=19.5*2*pi;
Bw=3*2*pi;
[numt, dent]=lp2bp(num, den, Wo, Bw);
G=tf(numt, dent);
t1=1/(dent(2));
t2=dent(2)/(dent(3));
t3=dent(3)/(dent(4));
t4=dent(4)/(dent(5));
gm=18.8761e-09;
C1=t1*gm
C2=t2*gm
C3=t3*gm
C4=t4*gm
options=bodeoptions;
options.FreqUnits='Hz';
bode(G, options)

```

Gamma wave bandpass:

```

>> num=1;
den=[1 1.414214 1];
format short e;
Wo=45*2*pi;
Bw=30*2*pi;
[numt, dent]=lp2bp(num, den, Wo, Bw);
G=tf(numt, dent);
t1=1/(dent(2));
t2=dent(2)/(dent(3));
t3=dent(3)/(dent(4));
t4=dent(4)/(dent(5));
gm=18.8761e-09;
C1=t1*gm
C2=t2*gm
C3=t3*gm
C4=t4*gm
options=bodeoptions;
options.FreqUnits='Hz';
bode(G, options)

```