



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ  
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

## **Ανάπτυξη Αρθρωτού Πρωτότυπου Εγκεφαλογράφου ενός Καναλιού**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Η. Λάμπρος

Επιβλέπων Καθηγητής:

Ευάγγελος Β. Χριστοφόρου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2022





## ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ  
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

### **Ανάπτυξη Αρθρωτού Πρωτότυπου Εγκεφαλογράφου ενός Καναλιού**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Η. Λάμπρος

Επιβλέπων Καθηγητής:  
Ευάγγελος Β. Χριστοφόρου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 15<sup>η</sup> Ιουλίου 2022.

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

.....  
Γεώργιος Ματσόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Παναγιώτης Τσαραμπάρης  
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2022

.....  
Δημήτριος Η.Λάμπρος

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

Copyright © Δημήτριος Λάμπρος, 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

Ο ηλεκτροεγκεφαλογράφος είναι το κατεξοχήν όργανο μέτρησης της εγκεφαλικής ηλεκτρικής δραστηριότητας με μη επεμβατικό τρόπο, δηλαδή του ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος. Έτσι, χρησιμοποιείται κατά κανόνα σε κλινικό περιβάλλον. Τα άλφα κύματα, σήματα στο εύρος συχνοτήτων 8-13 Hz του εγκεφαλογραφήματος, έχουν επιπλέον ιδιαίτερη σημασία, καθώς σχετίζονται τόσο με την ανθρώπινη υγεία, όσο και με την ποιότητα ζωής του ατόμου. Γι' αυτό το λόγο, παρατηρείται μια τάση εξατομίκευσης φορητών συσκευών ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος. Σε αυτή την εργασία θα παρουσιαστεί μια ολοκληρωμένη λύση καταγραφής άλφα κυμάτων. Σε σχέση με άλλες εργασίες, θα παρουσιαστεί μια πρωτότυπη διάταξη, όπου έμφαση θα δοθεί στο χαμηλό κόστος, στην αρθρωτότητα κατασκευής, μέσω ενισχυτή και μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC), και στην απόκτηση αποκλειστικά άλφα κυμάτων με τη χρήση ψηφιακού φίλτρου που εκτελείται σε σύστημα μικροελεγκτή.

**Λέξεις-κλειδιά:** ηλεκτροεγκεφαλογράφημα, ΗΕΓ, άλφα κύματα, μικροελεγκτής, ψηφιακό φίλτρο



# Abstract

The electroencephalograph is the predominant instrument for measuring brain electrical activity in a non-invasive way, i.e. the electroencephalogram. Thus, it is generally used in a clinical setting. Alpha waves, signals in the 8-13 Hz frequency range of the electroencephalogram, are also of particular importance, as they are related both to human health and to the quality of life of the individual. For this reason, there is a trend towards personalization of portable electroencephalogram devices. In this work, a complete solution for alpha wave recording is presented. Compared to other works, a prototype device is presented, where emphasis is placed on low cost, modularity of construction, through amplifier and analog to digital converter (ADC), and acquisition of exclusively alpha waves, using a digital filter executed on a microcontroller system.

**Keywords:** *electroencephalogram, EEG, alpha waves, microcontroller, digital filter*





# Ευχαριστίες

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή Ευάγγελο Χριστοφόρου που υπήρξε επιβλέπων της παρούσας διπλωματικής εργασίας και με τον οποίο είχαμε άριστη συνεργασία. Ευχαριστώ επίσης ιδιαίτερα τον Δρ. Σπύρο Αγγελόπουλο ο οποίος παρακολούθησε κάθε βήμα της ανάπτυξης του πρωτοτύπου στο εργαστήριο και του οποίου η βοήθεια ήταν καθοριστική στην εκπόνηση της εργασίας. Θα ήθελα τέλος να ευχαριστήσω θερμά την οικογένεια μου, τους φίλους μου, καθώς και όλους τους ανθρώπους που στάθηκαν δίπλα μου σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.



# Πίνακας περιεχομένων

Περίληψη .....	5
Abstract .....	7
Ευχαριστίες .....	9
Πίνακας περιεχομένων .....	11
1 Εισαγωγή.....	15
1.1 Δομή .....	15
1.2 Μέθοδοι .....	16
2 Θεωρητικό Μέρος.....	17
2.1 Ηλεκτροεγκεφαλογράφημα (HEΓ / EEG).....	17
2.2 Καταγραφή HEΓ .....	19
2.2.1 Unipolar Recording Reference - RR.....	21
2.2.2 Bipolar reference.....	21
2.3 Ρυθμοί χαλάρωσης HEΓ (Αυθόρμητο/Στιγμαίο/Συνεχές HEΓ).....	22
2.3.1 Πιο συνήθεις ρυθμοί.....	22
2.3.2 Σημασία HEΓ.....	23
2.3.3 Σημασία Άλφα Κυμάτων .....	23
2.4 EEG και ηλεκτρόδια .....	26
2.5 Θόρυβος .....	28
2.6 Αναλογικό-Ψηφιακό Κύκλωμα.....	28
2.7 Instrumentation Amplifier .....	29
2.8 Analog to Digital Converter και Συχνότητα Δειγματοληψίας .....	30
2.9 Αναλογικό-Ψηφιακό Φίλτρο .....	31
2.10 Σύστημα Ψηφιακής Επεξεργασίας .....	34
2.11 Επιλογή chip - Επιπλέον Παρατηρήσεις.....	34
2.12 Σύγκριση με άλλες εργασίες και εμπορικές συσκευές .....	35
2.12.1 Μειονεκτήματα παρούσας εργασίας- Πλεονεκτήματα άλλων .....	36
2.12.2 Πλεονεκτήματα παρούσας εργασίας .....	37
2.12.3 Επιπλέον διαφοροποίηση.....	38
3 Πειραματικό μέρος.....	39

3.1	Υλικά και Διαρρύθμιση διατάξεων.....	39
3.1.1	Διάταξη.....	39
3.1.2	Ηλεκτρόδια.....	40
3.1.3	Τοποθέτηση ηλεκτροδίων .....	43
3.1.4	Ρύθμιση τάσεων τροφοδοσίας .....	44
3.1.5	Ενισχυτής οργάνων (Instrumentation Amplifier) .....	45
3.1.6	Ρύθμιση gain .....	47
3.1.7	Αναλογικός σε Ψηφιακό Μετατροπέα (ADC) .....	48
3.1.8	Αναπτυξιακή πλακέτα μικροελεγκτή (MCU Development Board) .....	50
3.1.9	Ταίριασμα τάσεων ADC και MCU .....	51
3.2	Ρυθμός Δειγματοληψίας .....	52
3.2.1	Πραγματική συχνότητα ρολογιού “Master” και ρυθμός απόκτησης δεδομένων (data rate) .....	53
3.3	SPI και επικοινωνία με ADC.....	55
3.3.1	Καταχωρητές (registers).....	55
3.3.2	Κώδικας.....	57
3.3.3	Αποτέλεσμα-Έλεγχος παλμογράφου .....	60
3.4	Πραγματική δοκιμή με δεδομένα ADC .....	63
3.4.1	Αναπαράσταση στο Serial Monitor.....	63
3.4.2	Διαφορά τύπων- αναπαράσταση αριθμών σειριακά.....	63
3.4.3	Πραγματική Συχνότητα Ανανέωσης Δεδομένων- Σειριακή Ταχύτητα. ....	64
3.5	Ζωνοπερατό Φίλτρο και Δοκιμές (BandPass) .....	64
3.5.1	Δοκιμαστική προσομοίωση .....	65
3.6	Πειραματικά αποτελέσματα ψηφιακού ζωνοπερατού φίλτρου .....	67
3.7	Πραγματικές Μετρήσεις Ηλεκτροκαρδιογραφήματος .....	72
3.8	Πραγματικές Μετρήσεις άλφα κυμάτων .....	75
4	Παρατηρήσεις-Συμπεράσματα.....	77
4.1	Μελλοντική Εργασία .....	78
4.1.1	Απαλοιφή θορύβου, ενίσχυση χρήσιμου σήματος .....	78
4.1.2	Εκμετάλλευση δεδομένων EEG .....	80

4.1.3	Σύστημα διαχείρισης ενέργειας .....	80
4.1.4	Επαλήθευση του συστήματος .....	81
5	Βιβλιογραφία .....	83
6	Παράρτημα .....	87
6.1	Συνολικός Κώδικας Arduino .....	87



# 1 Εισαγωγή

---

## 1.1 Δομή

---

Η εργασία, ξεκινά με την περιγραφή του εγκεφαλογραφήματος ως τεχνική και τις βιολογικές λειτουργίες που προκαλούν το δυναμικό που μετράται στην επιφάνεια του τριχωτού της κεφαλής. Στη συνέχεια θα εξεταστεί με ποιους τρόπους και συστήματα είθισται να λαμβάνεται το εγκεφαλικό σήμα, καθώς και θα εξεταστούν αναλυτικότερα οι συνδεσμολογίες καλωδίων με τον εγκέφαλο. Έπειτα, θα αναλυθούν οι ρυθμοί του εγκεφάλου και γιατί τα άλφα κύματα είναι σημαντικά, ώστε να αξίζει να δοθεί έμφαση σε αυτά. Όσον αφορά τα αισθητήρια όργανα για τις μετρήσεις εγκεφαλογραφήματος, τα ηλεκτρόδια, θα περιγραφούν αναλυτικά και θα αναλυθούν τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα κάθε είδους. Στη συνέχεια θα συγκριθεί η παρούσα εργασία με άλλες παρόμοιες εμπορικές και μη. Έπειτα, θα αναλυθεί η θεωρία του κυκλώματος και τα κριτήρια επιλογής των ολοκληρωμένων που επιλέχθηκαν. Μετά την ολοκλήρωση της θεωρίας θα ακολουθήσει η παρουσίαση του πρακτικού μέρους όπου θα παρουσιαστεί η διάταξη που κατασκευάστηκε τόσο σε σχέδιο όσο και σε εργαστηριακό περιβάλλον. Θα παρουσιαστεί και θα αναλυθεί κάθε στοιχείο του κυκλώματος, καθώς και ο τρόπος με τον οποίο τελικά διαμορφώθηκε και σε επίπεδο υλικού και σε επίπεδο προγραμματισμού. Σε όλη τη περιγραφή θα παρουσιαστούν εικόνες που επιβεβαιώνουν τη λειτουργία του προγράμματος και του υλικού, ενώ στο τέλος θα παρουσιαστούν και πραγματικές μετρήσεις άλφα κυμάτων ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος. Τέλος, θα γίνει σχολιασμός των αποτελεσμάτων και θα περιγραφούν πιθανές μελλοντικές βελτιώσεις του πρωτοτύπου που κατασκευάστηκε.

---

## 1.2 Μέθοδοι

---

Αρχικά έγινε προσπάθεια να βρεθούν γενικότερες πληροφορίες για το εγκεφαλογράφημα. Στην αναζήτηση αυτή επιλέχθηκαν τόσο επιστημονικές δημοσιεύσεις όσο και γενικότερα άρθρα στο διαδίκτυο. Όμως, διατηρήθηκαν μόνο διαδικτυακές πηγές, πέραν των ερευνητικών δημοσιεύσεων, οι οποίες εμπεριείχαν αναφορές από επιστημονικές δημοσιεύσεις. Στη συνέχεια διερευνήθηκαν οι δημοσιεύσεις που αναφερόντουσαν για να εξαχθούν συμπεράσματα εκ νέου. Στην αναζήτηση κυρίως χρησιμοποιήθηκαν οι όροι “EEG measurements” και “electroencephalography”. Στόχος ήταν να βρεθεί ποια είναι η πηγή των μετρήσεων και με ποιον τρόπο μπορούν να ληφθούν αυτές οι μετρήσεις.

Πρώτο βήμα στην κατασκευή ήταν η έρευνα για ηλεκτρόδια που μπορούν να λάβουν σήμα εγκεφάλου. Όπως και προηγουμένως, εξετάστηκαν τόσο απευθείας επιστημονικά άρθρα όσο και διαδικτυακές δημοσιεύσεις. Επιπλέον, στις δημοσιεύσεις που αναζητήθηκαν απορρίφθηκαν αυτές που αναφέρονταν σε καινούριες μεθόδους κατασκευής ηλεκτροδίων, καθώς η παρούσα εργασία αφορά την εύρεση βέλτιστης λύσης με δεδομένες τις τρέχουσες διαθέσιμες επιλογές και πόρους. Στην αναζήτηση χρησιμοποιήθηκε κυρίως το Google Scholar. Συνηθέστεροι όροι στην αναζήτηση ήταν “EEG electrodes” όπου σε κάποιες αναζητήσεις προστέθηκε και ο όρος “comparing” για να εξεταστεί η διαφορά μεταξύ των διαφόρων τύπων ηλεκτροδίων.

Μεπαρόμοιο τρόπο αναζητήθηκαν ακόμιοι όροι “nyquist”, “sampling frequency”, “alpha waves”, “importance of alpha waves”, “eeg reference”, “eeg prototype”, “eeg single channel”, “alpha wave devices”, “noise in eeg”, “eeg artifacts”. Για την εύρεση των κατάλληλων ολοκληρωμένων αναζητήθηκαν οι όροι “ADC” και “Instrumentational Amplifier” τόσο στο διαδίκτυο για την κατανόηση των κυκλωμάτων, αλλά και σε γνωστούς προμηθευτές ολοκληρωμένων στην Ελλάδα, για την αγορά τους.



## 2 Θεωρητικό Μέρος

---

### 2.1 Ηλεκτροεγκεφαλογράφημα (ΗΕΓ / EEG)

---

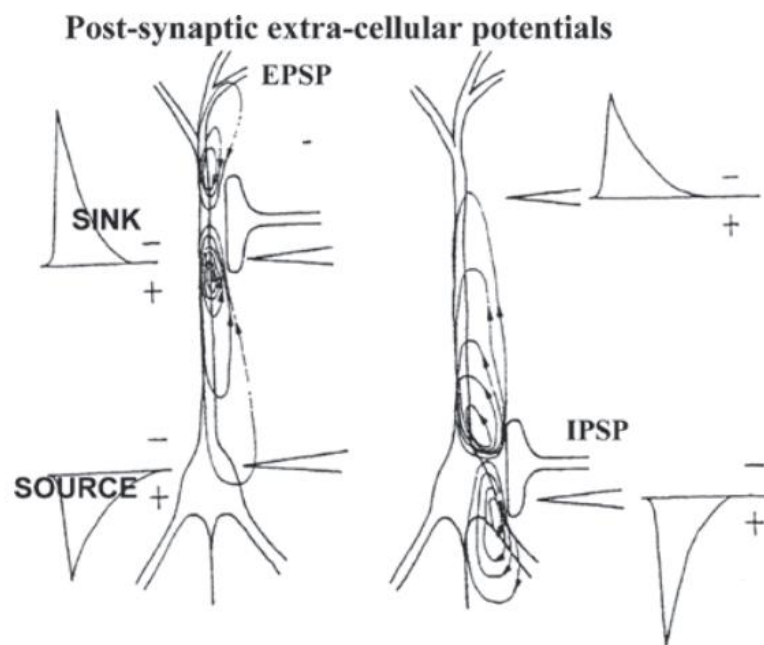
Το Ηλεκτροεγκεφαλογράφημα (ΗΕΓ) είναι μια τεχνική απεικόνισης του εγκεφάλου που μετρά ηλεκτρική δραστηριότητα και αποτελείται από το άθροισμα της ηλεκτρικής δραστηριότητας πληθυσμών νευρώνων, με μέτρια συμβολή των νευρογλοιακών κυττάρων. Οι νευρώνες είναι διεγέρσιμα κύτταρα με χαρακτηριστικές εγγενείς ηλεκτρικές ιδιότητες και η δραστηριότητά τους παράγει ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία. Αυτά τα πεδία μπορούν να καταγραφούν με τη βοήθεια ηλεκτροδίων σε μικρή απόσταση από τις πηγές (το τοπικό ΗΕΓ ή τα δυναμικά τοπικού πεδίου, LFPs-Local Field Potentials), ή από την επιφάνεια του φλοιού (το ηλεκτροκορτικογράφημα ή ECoG), ή σε μεγαλύτερες αποστάσεις, ακόμη και από το τριχωτό της κεφαλής (δηλ. το ΗΕΓ, με την πιο κοινή έννοια) [1]. Ως ένας άλλος ορισμός μπορεί να οριστεί ότι ηλεκτροεγκεφαλογράφημα ονομάζεται η συνολική καταγραφή των κυματοειδών κινήσεων στα καταγραφόμενα ηλεκτρικά δυναμικά του εγκεφάλου (εγκεφαλικά κύματα) [2].

Το ΗΕΓ είναι μακράν η πιο κοινή μη επεμβατική μέθοδος μέτρησης της ηλεκτρικής εγκεφαλικής δραστηριότητας. Μπορεί να μετρήσει τα δυναμικά του εγκεφάλου μέσω διαφόρων τύπων ηλεκτροδίων. Αυτά τα μετρούμενα δυναμικά του τριχωτού της κεφαλής είναι μια τροποποιημένη έκδοση των LFP. Η τροποποίηση έχει τουλάχιστον δύο αιτίες. Πρώτον, το ηλεκτρικό πεδίο φθίνει με το τετράγωνο της απόστασης από την πηγή και, επομένως, το LFP εξασθενεί σημαντικά όταν φτάνει στα ηλεκτρόδια του τριχωτού της κεφαλής. Δεύτερον, η κατ' όγκο αγωγιμότητα των ιστών του κεφαλιού (κυρίως εγκέφαλος, εγκεφαλικό υγρό, κρανίο και τριχωτό της κεφαλής) προκαλεί χωρική εξομάλυνση σε έκταση περίπου  $10 \text{ cm}^2$ [3].

Λόγω της εξασθένησης και της εξομάλυνσης, μόνο η σύγχρονη εγκεφαλική δραστηριότητα (δηλαδή η εγκεφαλική δραστηριότητα που αθροίζεται σε όλη την εγκεφαλική περιοχή) μπορεί να μετρηθεί σε επίπεδο τριχωτού της κεφαλής. Ρυθμοί που συμβαίνουν συγχρονισμένα είναι τυπικοί για χαμηλότερης συχνότητας LFP. Οι συνιστώσες χαμηλής συχνότητας των LFP προκαλούνται κυρίως από συσχετιζόμενες συναπτικές

μεταδόσεις και μπορούν να θεωρηθούν ως νευρωνικά δίπολα σε παράλληλες πυραμίδες κυττάρων.

Οι νευρώνες που συμβάλλουν στο EEG είναι εκείνοι που σχηματίζουν "ανοικτά πεδία" σύμφωνα με την κλασική περιγραφή του Lorente de Nó, δηλαδή, οι πυραμιδικοί νευρώνες του φλοιού, δεδομένου ότι οι τελευταίοι είναι διατεταγμένοι σε "μυτερούς φράχτες" με τους ακραίους δενδρίτες να είναι ευθυγραμμισμένοι κάθετα προς την επιφάνεια του φλοιού. Οι πυραμιδικοί νευρώνες, όταν ενεργοποιούνται με κάποιο βαθμό συγχρονισμού, δημιουργούν συνεκτικά ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία. Με τον τρόπο αυτό, οι νευρώνες αυτοί μοιάζουν με "δίπολα ρεύματος", η δραστηριότητα των οποίων μπορεί να ανιχνευθεί με ηλεκτρόδια τοποθετημένα σε σχετικά μικρές αποστάσεις από τον εγκεφαλικό φλοιό [1].



Σχήμα 1: Φλοιώδες πυραμιδικό κύτταρο [1].

Επιπλέον, το ρεύμα επιφάνειας που μετράται λόγω αυτών των διπόλων προκύπτει από θεωρητικά μοντέλα και πειραματικές διαδικασίες περίπου ίσο με 525 nA/mm [1]. Συνεπώς, αν για παράδειγμα εξεταστεί μια επιφάνεια της τάξεως του 1 cm, μπορεί να ανιχνευθεί ρεύμα της τάξεως των μΑ. Φυσικά, οι ταλαντώσεις του ΗΕΓ που καταγράφονται στο τριχωτό της κεφαλής αντιπροσωπεύουν μόνο ένα υποσύνολο της ηλεκτρικής εγκεφαλικής δραστηριότητας σε μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή. Η έρευνα δείχνει ακόμη ότι οι ταλαντώσεις χαμηλής συχνότητας (π.χ. θήτα) καλύπτουν μεγαλύτερους νευρωνικούς

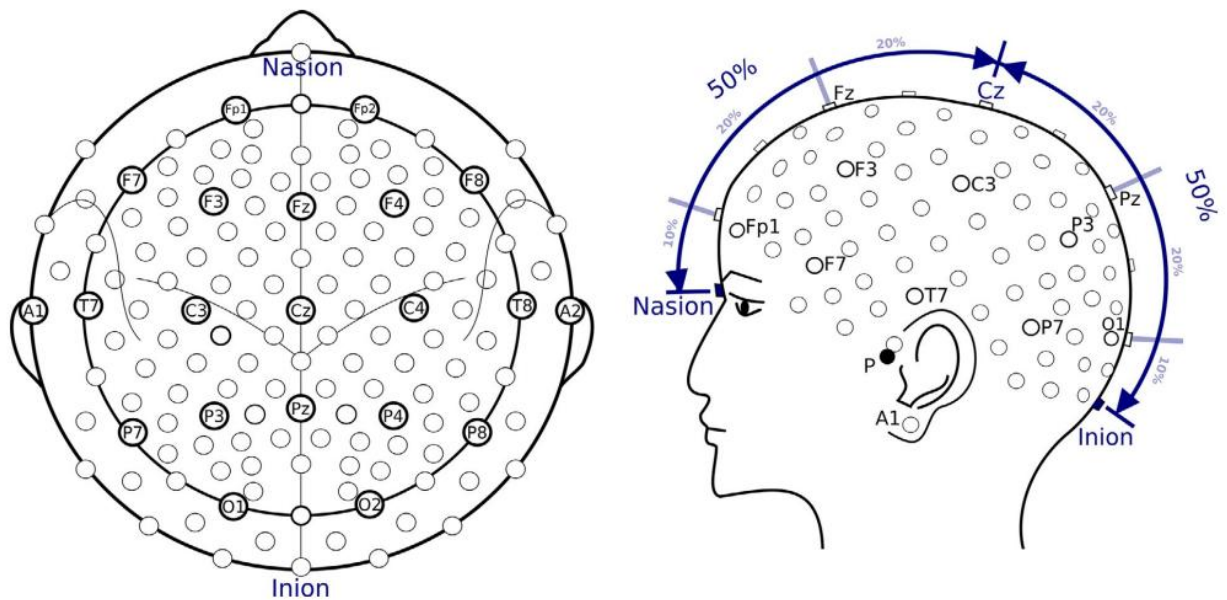
πληθυσμούς, ενώ οι ταλαντώσεις υψηλότερης συχνότητας (π.χ. γάμμα) καλύπτουν μικρότερες νευρωνικές ομάδες [3]. Θα εξεταστούν αναλυτικότερα οι ρυθμοί στη συνέχεια.

---

## 2.2 Καταγραφή ΗΕΓ

---

Στις καταγραφές ΗΕΓ, οι θέσεις των ηλεκτροδίων βασίζονται σε τυποποιημένα συστήματα θέσης. Το σύστημα 10-20 που προτάθηκε αρχικά από τον Jasper είναι μια από τις πιο αναγνωρισμένες διεθνώς μεθόδους για την περιγραφή των θέσεων των ηλεκτροδίων του τριχωτού της κεφαλής του ΗΕΓ και εξασφαλίζει ότι οι αποστάσεις μεταξύ των ηλεκτροδίων είναι ίσες. Εδώ, τα ηλεκτρόδια τοποθετούνται σε θέσεις 10% και 20% από τέσσερα ανατομικά ορόσημα: το ρινικό, το ινιακό, το αριστερό και το δεξιό προαυλικό σημείο [3]. Υπάρχουν και διαφορετικά συστήματα τα οποία δίνουν καλύτερη χωρική ανάλυση χρησιμοποιώντας περισσότερα ηλεκτρόδια, παρόλα αυτά η παρούσα εργασία θα επικεντρωθεί στο σύστημα 10-20, καθώς θα χρησιμοποιηθεί περιορισμένος αριθμός ηλεκτροδίων.



Σχήμα 2: Σύστημα 10-20 όπου φαίνονται ονομαστικά οι θέσεις των περιοχών που τοποθετούνται τα ηλεκτρόδια μέτρησης. Οι κύκλοι που δεν έχουν ονομασία περιγράφουν τις πιθανές θέσεις ηλεκτροδίων σε άλλα συστήματα [3].

Όπως είναι γνωστό από την τομογραφία, διαφορετικές περιοχές του εγκεφάλου μπορεί να σχετίζονται με διαφορετικές λειτουργίες του εγκεφάλου[4]. Ωστόσο, τα ηλεκτρόδια του τριχωτού της κεφαλής ενδέχεται να μην αντικατοπτρίζουν τις συγκεκριμένες περιοχές του φλοιού, καθώς η ακριβής θέση των ενεργών πηγών εξακολουθεί να αποτελεί ανοικτό πρόβλημα λόγω των περιορισμών που προκαλούνται από τις ανομοιογενείς ιδιότητες του κρανίου, τον διαφορετικό προσανατολισμό των πηγών του φλοιού, τη συνοχή μεταξύ των πηγών κ.λπ.[4].

Σε αυτό το σημείο να σημειωθεί ότι οι μετρούμενες τάσεις αφορούν τη διαφορά δυναμικού ανάμεσα σε ένα ηλεκτρόδιο που συνδέεται σε συγκεκριμένη περιοχή του κρανίου και σε ένα ηλεκτρόδιο αναφοράς (π.χ στο λοβό του αυτιού) όπως αναφέρεται στο [2]. Για τη σωστή μέτρηση αναφέρεται ότι απαιτούνται τουλάχιστον 3 ηλεκτρόδια. Ένα για το σήμα (ενεργό ηλεκτρόδιο), ένα για σημείο αναφοράς (ηλεκτρόδιο αναφοράς) και ένα για γείωση (ηλεκτρόδιο γείωσης) [4]. Αυτή είναι η διάταξη γνωστή και ως μονοπολική. Στη βιβλιογραφία αναφέρονται πολλές διαφορετικές τοποθετήσεις ηλεκτροδίων αναφοράς καταγραφής. Οι φυσικές αναφορές μπορούν να επιλεγούν ως κορυφή (Cz), συνδεδεμένα αυτιά, συνδεδεμένα μαστοειδή, έμπλευρο αυτί, αντίθετο αυτί, αναφορά C7, διπολικές αναφορές και άκρη της μύτης. Οι τεχνικές χωρίς αναφορά αντιπροσωπεύονται από την κοινή μέση αναφορά, τη σταθμισμένη μέση αναφορά και την παράγωγη πηγής. Κάθε τεχνική έχει τα δικά της πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Η επιλογή της αναφοράς μπορεί να προκαλέσει τοπογραφική παραμόρφωση εάν δεν χρησιμοποιηθεί σχετικά ηλεκτρικά ουδέτερη περιοχή. Η σύνδεση ηλεκτροδίων αναφοράς από δύο λοβούς αυτιών ή μαστοειδή μειώνει την πιθανότητα τεχνητής διόγκωσης της δραστηριότητας σε ένα ημισφαίριο. Ωστόσο, η χρήση αυτής της μεθόδου μπορεί να απομακρύνει την αναφορά από το επίπεδο της μέσης γραμμής, εάν η ηλεκτρική αντίσταση σε κάθε ηλεκτρόδιο διαφέρει. Η αναφορά Cz είναι πλεονεκτική όταν βρίσκεται στο μέσο μεταξύ των ενεργών ηλεκτροδίων, ωστόσο για τα κοντινά σημεία προκαλεί κακή ανάλυση. Οι τεχνικές χωρίς αναφορά δεν υποφέρουν από τα προβλήματα που συνδέονται με μια πραγματική φυσική αναφορά. Η αναφορά σε συνδεδεμένα αυτιά και κορυφή (Cz) είναι επίσης κυρίαρχη. Με τα σύγχρονα όργανα, η επιλογή ενός ηλεκτροδίου γείωσης δεν παίζει σημαντικό ρόλο όμως στη μέτρηση. Προτιμάται η τοποθέτηση στο μέτωπο (Fpz) ή στο αυτί, αλλά μερικές φορές χρησιμοποιείται επίσης ο καρπός ή το πόδι[4]. Θα εξηγηθούν παρακάτω δύο από τα κυριότερα συστήματα αναφοράς τα οποία χρησιμοποιούν μικρό

αριθμό ηλεκτροδίων και ταυτόχρονα μπορούν να αξιοποιηθούν σε μια φορητή συσκευή πραγματικού χρόνου, η οποία επεξεργάζεται τα δεδομένα της τοπικά. Αυτά είναι το μονοπολικό σύστημα αναφοράς καταγραφής (Unipolar Recording Reference - RR) και το διπολικό σύστημα (Bipolar Reference)[4].

### **2.2.1 Unipolar Recording Reference - RR**

---

Μονοπολική αναφορά θεωρείται εάν όλα τα ηλεκτρόδια αναφέρονται σε μια μοναδική φυσική αναφορά ή σε μια μοναδική εικονική αναφορά. Η φυσική αναφορά είναι συνήθως το ηλεκτρόδιο που τοποθετείται πάνω από το τριχωτό της κεφαλής ή την επιφάνεια του σώματος κατά τη διάρκεια της εγκατάστασης της εκτός σύνδεσης καταγραφής. Η εικονική αναφορά είναι το γραμμικά συνδυασμένο σήμα των καταγραφών από όλα τα ηλεκτρόδια, κατά την online επεξεργασία μετά την απόκτηση δεδομένων ΗΕΓ. Τυπικά παραδείγματα εικονικών αναφορών είναι το LM, το AR και το REST. Είναι εξαιρετικά συχνό το ΗΕΓ να καταγράφεται σε σχέση με ένα μόνο φυσικό ηλεκτρόδιο αναφοράς, όπως το Cz, ο αριστερός ή ο δεξιός λοβός του αυτιού, το πηγούνι κ.λπ. Κάποιος πρέπει να επιλέξει εκ των προτέρων το σημείο αναφοράς το οποίο να είναι σχετικά ανενεργό. Για παράδειγμα, για τη διερεύνηση του νευρικού μηχανισμού της οπτικής νόησης, ορισμένοι ερευνητές μπορεί να υποθέσουν ότι οι δραστηριότητες γύρω από τα αυτιά είναι αδύναμες. Τότε ένα αυτί (μαστοειδές) λαμβάνεται ως σημείο αναφοράς και συνήθως αναλύουν μόνο τα κανάλια στη μεσαία γραμμή, όπως τα Pz, Oz και Fz, καθώς είναι λίγο μακριά από τα αυτιά[4].

### **2.2.2 Bipolar reference**

---

Οι διπολικές καταγραφές αναφοράς δεν είναι ο τρόπος για την απόκτηση του πραγματικού δυναμικού, αλλά δείχνουν την τοπική διακύμανση του επιφανειακού δυναμικού των υποκείμενων νευρικών δραστηριοτήτων ως την 1<sup>η</sup> παράγωγο των δυναμικών. Έτσι, εάν το πραγματικό δυναμικό δεν ενδιαφέρει ή τα κανάλια είναι ανεπαρκή (<10) για την εφαρμογή του REST (σύστημα αναφοράς) και το κύριο μέλημα είναι οι τοπικές δραστηριότητες, τότε οι διπολικές καταγραφές αναφοράς μπορεί να είναι αποδεκτές, όπως στη νευρολογική κλινική όπου ενδιαφέρει η διακτινική επιληπτική αιχμή ή τοπικές ανωμαλίες στο ηλεκτρικό ρεύμα. Ωστόσο, για γνωστικές και ψυχολογικές

μελέτες, ένα τέτοιο σύστημα αναφοράς δεν χρησιμοποιείται συνήθως. Το σαφές πλεονέκτημα της διπολικής καταγραφής αναφοράς είναι ότι δεν επηρεάζεται από τον αριθμό και την πυκνότητα των ηλεκτροδίων[4]. Ο συνδυασμός όλων των ενεργών ηλεκτροδίων με το ηλεκτρόδιο αναφοράς και το ηλεκτρόδιο γείωσης αποτελούν τα κανάλια. Η γενική διαμόρφωση ονομάζεται μοντάζ (montage)[4].

---

## 2.3 Ρυθμοί χαλάρωσης ΗΕΓ (Αυθόρμητο/Στιγμιαίο/Συνεχές ΗΕΓ)

---

Το αυθόρμητο ή συνεχές ΗΕΓ είναι το μετρήσιμο μέρος της εγκεφαλικής δραστηριότητας που συνεχίζεται μόνιμα στο ζωντανό άτομο [3]. Στον υγιή εγκέφαλο που βρίσκεται σε εγρήγορση, το πλάτος από κορυφή σε κορυφή αυτού του σήματος είναι συνήθως κάτω από 75  $\mu\text{V}$ , αλλά μερικές φορές αυξάνεται στα 100  $\mu\text{V}$ . Ένα σημαντικό μέρος της ισχύος του σήματος προέρχεται από ρυθμικές ταλαντώσεις σε ένα εύρος συχνοτήτων από κάτω από 1 Hz έως περίπου 40 Hz, αν και μετρήσιμες είναι και υψηλότερες συχνότητες [3]. Πιο συγκεκριμένα στο [2] αναφέρονται οι συχνότητες 0.5 έως 100 Hz. Όσον αφορά τη διάρκεια των κυμάτων ΗΕΓ μπορούν να χαρακτηριστούν μεγάλης διάρκειας, δηλαδή, 300-500 ms[2].

### 2.3.1 Πιο συνήθεις ρυθμοί

---

Ο ρυθμός άλφα χαρακτηρίζεται από δραστηριότητα μέσης συχνότητας (8-13 Hz) και γενικά υποδηλώνει καταστάσεις χαλαρής εγρήγορσης (ξύπνιο άτομο σε ήρεμη κατάσταση) σε υγιείς ενήλικες (Berger). Το πλάτος αυτών των ταλαντώσεων είναι συνήθως πολύ μεγάλο και μπορεί να φτάσει έως και μερικές δεκάδες mV. Ενδεικτικές τυπικές τιμές όμως αναφέρονται να είναι οι 20- 200  $\mu\text{V}$  [2]. Αυτός ο τύπος κυμάτων είναι επίσης κοινός κατά τη διάρκεια περιόδων ανάπαυσης στις οποίες οι άνθρωποι έχουν κλειστά τα μάτια τους, οπότε και τα πλάτη είναι μεγαλύτερα στις ινιακές περιοχές [3]. Στο [2] μάλιστα, αναφέρεται ότι η όραση οριακά διακόπτει τα κύματα άλφα.

Οι ταλαντώσεις βήτα χαρακτηρίζονται από δραστηριότητα μέσης έως υψηλής συχνότητας (13-30 Hz) που σχετίζεται με διάφορες ψυχικές καταστάσεις, όπως η ενεργός συγκέντρωση, η εμπλοκή σε εργασίες, ο ενθουσιασμός, το άγχος, η προσοχή ή η

εγρήγορη. Είναι επίσης ένας δείκτης για την αισθητικο-κινητική δραστηριότητα. Τα πλάτη αυτού του κύματος είναι συνήθως στα  $\mu\text{V}$  [3]. Εντοπίζονται κυρίως στην βρεγματική και μετωπιαία περιοχή του κρανίου [2].

Οι ταλαντώσεις γάμμα χαρακτηρίζονται από δραστηριότητα πολύ υψηλής συχνότητας (30-200 Hz). Τα πλάτη είναι μικρά και συνήθως μεταξύ 1 και 2  $\mu\text{V}$ [3].

Τα κύματα δέλτα χαρακτηρίζονται από δραστηριότητα πολύ χαμηλής συχνότητας, κάτω από 1-4 Hz, η οποία συνήθως σχετίζεται με τον βαθύ και ασυνείδητο ύπνο στους υγιείς ανθρώπους. Το πλάτος των δέλτα κυμάτων μπορεί να είναι μερικά δέκατα  $\mu\text{V}$ [3].

Τα κύματα θήτα εμφανίζονται ως δραστηριότητα χαμηλής συχνότητας (4-8 Hz) και συνήθως συνδέονται με συγκεκριμένες καταστάσεις ύπνου, υπνηλία και διαλογισμό. Ωστόσο, στη βιβλιογραφία περιγράφονται επίσης τα μετωπικά θήτα κύματα της μέσης γραμμής. Αυτός ο τύπος έχει συσχετιστεί με νοητική προσπάθεια, υποδηλώνοντας ότι η προσοχή κατευθύνεται σε ένα υπάρχον ερέθισμα. Επίσης μπορεί να εντοπιστούν και στη βρεγματική περιοχή[2]. Σε γενικές γραμμές, το πλάτος των κυμάτων θήτα κυμαίνεται συνήθως μεταξύ 8 και 10  $\mu\text{V}$ [3].

### **2.3.2 Σημασία ΗΕΓ**

---

Λόγω της ικανότητάς του να αντικατοπτρίζει τόσο τη φυσιολογική όσο και τη μη φυσιολογική ηλεκτρική δραστηριότητα του εγκεφάλου, το ΗΕΓ έχει βρεθεί να είναι ένα πολύ ισχυρό εργαλείο στον τομέα της νευρολογίας και της κλινικής νευροφυσιολογίας[4].

Σε ορισμένες περιπτώσεις ακόμη, είναι δυνατόν να διακριθούν άτομα μόνο σύμφωνα με την τυπική εγκεφαλική τους δραστηριότητα. Για παράδειγμα, τα άτομα που θεωρούν τους εαυτούς τους ως ορθολογικούς τύπους ή ως ολιστικούς/διαισθητικούς τύπους μπορεί να επιδεικνύουν ορισμένη υψηλότερη δραστηριότητα στο μετωπιαίο αριστερό και μετωπιαίο δεξιό ημισφαίριό τους αντίστοιχα[4].

### **2.3.3 Σημασία Άλφα Κυμάτων**

---

Όπως προειπώθηκε, διαφορετικές συχνότητες ΗΕΓ σχετίζονται και με διαφορετικές δραστηριότητες και εγκεφαλικές λειτουργίες. Το κάθε κύμα, έχει, λοιπόν, τη δική του σημασία, αλλά στη παρούσα διπλωματική έμφαση θα δοθεί στα άλφα κύματα.

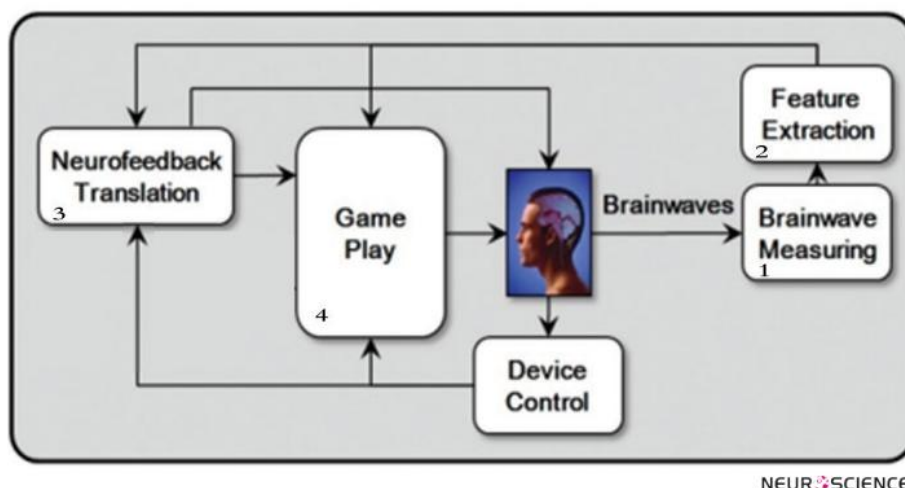
### **2.3.3.1 Μελέτη ψυχοφυσικών φαινομένων**

Αρχικά, τα άλφα κύματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη μελέτη διαφόρων ψυχοφυσικών φαινομένων, όπως την "οπτική καταστολή". Αυτό είναι ένα γνωστό φαινόμενο κατά το οποίο το οπτικό σύστημα αναστέλλει την επεξεργασία των εισερχόμενων πληροφοριών. Αποτελείται από τη μείωση της ευαισθησίας κατά τη διάρκεια οπτικών εργασιών που περιλαμβάνουν παροδικές αλλαγές, όπως σακκαδικές κινήσεις ή ανοιγοκλείσιμο των ματιών, προκειμένου να διατηρηθεί η σταθερότητα των οπτικών σκηνών και φαίνεται να εξαρτάται από κεντρικούς, ενεργούς νευρομηχανισμούς παρά να αποτελεί επιφαινόμενο της ταχύτητας της εικόνας στον αμφιβληστροειδή ή της απόκρυψης[5]. Επιπλέον, υπάρχει συσχετισμός της συχνότητας των αλφα κυμάτων με την ευαισθησία στο φυσικό πόνο, αλλά και με τον χρόνιο πόνο [6]. Τέλος, προτείνεται στο [5] η επιρροή των άλφα κυμάτων ως ένας τρόπος αντιμετώπισης της μείζονος καταθλιπτικής διαταραχής, γνωστή και ως κλινική κατάθλιψη (MDD) μέσω tACS.

### **2.3.3.2 Αύξηση συγκέντρωσης και προσοχής**

Στην εργασία [6] αναφέρεται ότι τα άλφα κύματα σχετίζονται άμεσα με τα επίπεδα συγκέντρωσης του ατόμου. Μπορεί κανείς να εκμεταλλευτεί το γεγονός αυτό για να προπονήσει τα άλφα κύματά του με νευροανάδραση και τελικά να αντιμετωπίσει ψυχικές ασθένειες που σχετίζονται με το άγχος όπως OCD, και γενικευμένη αγχώδη διαταραχή (GAD)[7]. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η έννοια της νευροανάδρασης, μέσω παιχνιδιού.





Σχήμα 3: Τα στάδια της προπόνησης με νευροανάδραση: 1. Μέτρηση εγκεφαλικών κυμάτων. 2. Εξαγωγή μοτίβων και κατανομών άλφα κυμάτων. 3. Μετατροπή εγκεφαλικών κυμάτων σε κάποιου είδους ανατροφοδότηση (π.χ. παιχνίδι) 4. Παρακολούθηση της ανατροφοδότησης από τον προπονούμενο. Σε όλα τα στάδια, η συσκευή ανατροφοδότησης ελέγχει τη διαδικασία του παιχνιδιού και μετατρέπει τα εγκεφαλικά κύματα σε ανατροφοδότηση [7].

Προς την κατεύθυνση των τεχνικών χαλάρωσης και απαλοιφής του άγχους, υπάρχει ακόμη άμεση συσχέτιση των άλφα κυμάτων με το διαλογισμό [8]. Αυτό είναι ιδιαίτερα χρήσιμο για τη βελτίωση της ανθρώπινης υγείας, ιδιαίτερα αν λάβει κανείς υπόψη ότι ο συγχρονισμός άλφα διαδραματίζει αιτιώδη ρόλο στη διαμόρφωση της προσοχής και της οπτικής επεξεργασίας [9].

### 2.3.3.3 Σύνδεση με την προσωπικότητα

Υπάρχει συσχέτιση μεταξύ συχνοτήτων άλφα κυμάτων και προσωπικότητας σύμφωνα με την έρευνα [10]. Πιο συγκεκριμένα, υπάρχουν τέσσερις ομάδες άλφα κυμάτων με τις οποίες συνδέονται 4 διαφορετικά κλασσικά «τεπεραμέντα» (αισιόδοξος, φλεγματικός, μελαγχολικός, χολερικός). Επιπλέον, το πού βρισκόταν κάθε άτομο στη στατιστική κατανομή της ομάδας συσχετίστηκε με το βαθμό εξωστρέφειάς του και το νευρωτισμό του [10]. Ακόμη, είναι γνωστό ότι τα άλφα κύματα σχετίζονται με τη δημιουργικότητα. Με την τεχνική του tACS όμως, η αύξηση των άλφα κυμάτων μπορεί να οδηγήσει στην αύξηση της δημιουργικότητας δημιουργώντας έτσι μια σχέση αιτίας αποτελέσματος [11].

Φαίνεται, λοιπόν, ότι πέραν των ιατρικών λόγων, υπάρχει μια σύνδεση των άλφα κυμάτων με το άτομο, ως μονάδα, στην καθημερινή του ζωή. Προς αυτήν την κατεύθυνση ολοένα και περισσότερες προσωπικές φορητές συσκευές φαίνεται ότι βγαίνουν στην επιφάνεια, με στόχο την ευρεία χρήση τους από το εμπορικό κοινό.

Θα αναλυθούν στη συνέχεια τα πιο τεχνικά στοιχεία του κυκλώματος.

---

## 2.4 EEG και ηλεκτρόδια

---

Δύο μεγάλες κατηγορίες ηλεκτροδίων είναι τα ενεργά (active) και τα παθητικά (passive). Στα παθητικά ηλεκτρόδια υπάρχει απευθείας σύνδεση μεταξύ του καλωδίου και του κυκλώματος φίλτρου και ενίσχυσης. Αντιθέτως στα ενεργά ηλεκτρόδια ένας μικροσκοπικός προενισχυτής βρίσκεται πάνω στο ηλεκτρόδιο και αυξάνει την ανθεκτικότητα των σημάτων πριν οδηγηθούν στον κύριο ενισχυτή [3].

Κατά τη μέτρηση του ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος, πρέπει να εισαχθεί μια αγώγιμη σύνδεση για τη γεφύρωση του χάσματος μεταξύ του ηλεκτροδίου και της επιφάνειας του δέρματος. Επί του παρόντος, υπάρχουν τρεις συνήθεις τύποι ηλεκτροδίων ως προς αυτή τη γεφύρωση: ηλεκτρόδια με βάση τη γέλη (wet), με βάση το νερό (wet) ή ξηρά ηλεκτρόδια (dry). Τα τελευταία, όπως υποδηλώνει το όνομά τους, δεν χρειάζονται πρόσθετη αγώγιμη ουσία[3].

Τα ηλεκτρόδια με βάση τη γέλη είναι συνήθως Ag/AgCl, καθώς αυτός ο τύπος πλησιάζει περισσότερο τα χαρακτηριστικά ενός ιδανικού μη πολώσιμου ηλεκτροδίου [2]. Αυτά μπορούν να υποδιαιρεθούν ανάλογα με τη χρήση λειαντικής γέλης ή υδρογέλης. Η λειαντική γέλη συνήθως χρησιμοποιείται για τα παθητικά ηλεκτρόδια, ενώ η υδρογέλη για τα ενεργά [3]. Πιο συνηθισμένη είναι η χρήση λειαντικής γέλης με ιόντα Cl<sup>-</sup>, ώστε να μειωθεί ο θόρυβος και ιδιαίτερα στις χαμηλές συχνότητες που ενδιαφέρουν για το ΗΕΓ [2].

Μια κύρια διαφορά μεταξύ αυτών των δύο τύπων τζελ είναι ότι με το λειαντικό τζελ, το ανώτερο στρώμα του δέρματος, που αποτελείται από νεκρά κύτταρα και μικρή ποσότητα λίπους, πρέπει να αφαιρεθεί σε μια χρονοβόρα διαδικασία για να μειωθεί η αντίσταση [2], [3]. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε ερεθισμό του δέρματος, μόλυνση ή φλεγμονή. Και για τους δύο τύπους τζελ, είναι απαραίτητο οι συμμετέχοντες να πλένουν τα μαλλιά τους μετά τη μέτρηση. Τα ηλεκτρόδια με βάση το νερό χρησιμοποιούν μια τσόχα ή

άλλο υφασμάτινο υλικό εμποτισμένο σε νερό ή αλατούχο διάλυμα για να συνδέσουν το ηλεκτρόδιο με το δέρμα. Η χρήση υφάσματος εμποτισμένου με νερό βρύσης για τη σύνδεση των δύο επιφανειών είναι μια σχετικά νέα και πρακτική μέθοδος[3].

Τα ξηρά ηλεκτρόδια, αντίθετα, λειτουργούν χωρίς καμία αγώγιμη ουσία. Οι ακίδες από μεταλλικό κράμα ή αγώγιμο καουτσούκ πιέζονται απευθείας πάνω στο δέρμα και βασίζονται σε μικρές ποσότητες υπάρχοντος ιδρώτα για να συνδεθούν με το δέρμα. Αρκετές μελέτες έχουν αναδείξει τα πλεονεκτήματα των διαφόρων συστημάτων που βασίζονται σε ξηρά ηλεκτρόδια. Ωστόσο, η εμπειρία δείχνει ότι ένα βασικό μειονέκτημα αυτού του τύπου ηλεκτροδίων είναι η ευαισθησία τους σε θόρυβο κίνησης [3]. Επιπροσθέτως, η υψηλή αντίσταση που δημιουργείται μεταξύ δέρματος-ηλεκτροδίου στην περίπτωση των ξηρών ηλεκτροδίων καθιστά σχεδόν απαραίτητη τη χρήση κάποιου προενισχυτή στο καλώδιο, ή αλλιώς ένα ενεργό καλώδιο [12].

Η επιλογή για τον τύπο καλωδίων εξαρτάται από πολλούς παράγοντες. Για παράδειγμα, ενώ μεν τα ηλεκτρόδια με γέλη έχουν λιγότερο θόρυβο, προκαλούν περισσότερη δυσφορία κατά τη χρήση [3]. Εν γένει υπάρχει και ο παράγοντας του κόστους των καλωδίων είτε κατασκευαστούν [13] είτε βρεθούν για απευθείας αγορά. Εκτός αυτού όμως, υπάρχει και δυσκολία στην εύρεση του κατάλληλου παρόχου καλωδίων (Είναι δύσκολο για παράδειγμα για κάποιον από Ευρωπαϊκή χώρα να παραγγείλει καλώδια από Αμερική λόγω τελωνειακού κόστους και καθυστέρηση στη παραλαβή). Λόγω της μεγαλύτερης διαθεσιμότητάς τους, είναι πολύ πιο εύκολο και φθηνό να χρησιμοποιηθούν ηλεκτρόδια ηλεκτροκαρδιογραφήματος, τουλάχιστον για τους σκοπούς της παρούσας εργασίας. Άλλωστε, αυτό που μετράει εν τέλει είναι η χαμηλή αντίσταση ηλεκτροδίου-δέρματος [14], [15], αφού υψηλή αντίσταση δημιουργεί θόρυβο και μείωση του ήδη μικρού σήματος ΗΕΓ. Η χαμηλή αντίσταση μπορεί να επιτευχθεί και με κατάλληλη προετοιμασία του δέρματος [15]. Όσον αφορά το μέγεθος του ηλεκτροδίου, αυτό έχει συνήθως 1.6 cm<sup>2</sup> επιφάνεια [12] η οποία βρίσκεται εύκολα σε κλασικά ηλεκτρόδια ΗΚΓ. Η ιδέα για χρήση καλωδίων ΗΚΓ σε αυτήν την εργασία προέκυψε πρώτη φορά από το [13].

---

## 2.5 Θόρυβος

---

Επειδή, όπως παρουσιάστηκε, το σήμα του ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος είναι μικρό σε πλάτος, πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στον διαχωρισμό του από ενδεχόμενο θόρυβο. Οι πιθανές πηγές θορύβου με τις αντίστοιχες συχνότητες μπορούν να εντοπιστούν:

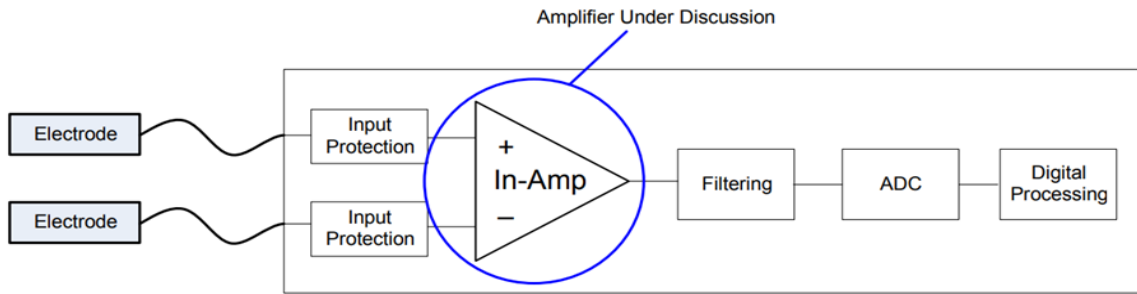
- Θόρυβος από καλώδια και ηλεκτρικά μέρη του συστήματος (DC): 0 Hz
- Θόρυβος μυών: 0-200 Hz [16] και κυρίως στα 20-35 Hz [17]
- Θόρυβος κίνησης, αναπνοής, ιδρώτα, καρδιακών χτύπων: 0-1.2 Hz [16], [17]
- Θόρυβος ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής (περιβάλλοντος-παροχής δικτύου): 50 Hz (για πηγές στην Ελλάδα) [17]
- Θόρυβος κίνησης και ΗΜ πεδίου ματιών: 0-16 Hz [18]

---

## 2.6 Αναλογικό-Ψηφιακό Κύκλωμα

---

Απαιτείται ακόμη ένα κύκλωμα ανάμεσα στα ηλεκτρόδια που συλλέγουν το αρχικό σήμα και το ψηφιακό κύκλωμα επεξεργασίας που θα υπάρχει (Digital Processing). Ένα τέτοιο σχεδιαστικό σχήμα φαίνεται παρακάτω. Σκοπός είναι να παρέχεται προστασία στον άνθρωπο και στα ηλεκτρονικά και στη συνέχεια να οδηγηθεί το σήμα ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος και να ενισχυθεί. Στο επόμενο στάδιο στόχος είναι να φιλτραριστεί οεναπομείνας θόρυβοςκαι στη συνέχεια να μετατραπεί το αναλογικό σήμα σε ψηφιακό με έναν Analog to Digital Converter (ADC). Αρχικά θα δοθεί έμφαση στον In-Amp, δηλαδή τον διαφορικό ενισχυτή (Instrumentation Amplifier) ειδικά σχεδιασμένο για μέτρηση του βιολογικού σήματος, ο οποίος θα καθορίσει και τα επόμενα στάδια και ως εκ τούτο αποτελεί το σημαντικότερο κομμάτι στην αναλογική σχεδίαση.



Σχήμα 4: Γενικό σχήμα αναλογικής επεξεργασίας σε στάδια [19].

## 2.7 Instrumentation Amplifier

Με βάση όσα προειπώθηκαν στο προηγούμενα κεφάλαια θα οριστούν κάποιες προδιαγραφές για τον ενισχυτή που θα χρησιμοποιηθεί για το κάθε πόλο ΗΕΓ σήματος.

- Υψηλή αντίσταση εισόδου ( $>100 \text{ M}\Omega$  [20]), έτσι ώστε να μειωθεί η επιρροή της αντίστασης ηλεκτροδίου.
- Μικρός θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων ( $<2 \text{ }\mu\text{V (p-p) 1-10 Hz}$  σύσταση του ECRI χωρίς αυτό να είναι περιοριστικό απαραίτητα [20]) και ταυτόχρονη υψηλή ενίσχυση (στις συχνότητες 8-13 Hz των άλφα κυμάτων).
- Υψηλός CMRR, για την απόρριψη κοινού σήματος αφού το λαμβανόμενο σήμα θα είναι διαφορικό (πάνω από 100 dB στα 60 Hz [20])
- Αρκετά καλό εύρος τιμών τάσης σε συνδυασμό με την παροχή του, έτσι ώστε να υπάρχει καλή ανάλυση του σήματος (Είσοδος στα 20-200  $\mu\text{V}$  όπως προαναφέρθηκε στο κεφάλαιο “Ρυθμοί Χαλάρωσης ΗΕΓ”).
- Σε πιο πρακτικά ζητήματα ιδανικά θα ήταν επιθυμητός ένα In-Amp με μικρή κατανάλωση και ταυτόχρονο μικρό μέγεθος έτσι ώστε να μπορεί να είναι χρήσιμος σε μικρά φορητά συστήματα.
- Ο θόρυβος nV/√Hz δεν θα επηρεάσει τόσο τις χαμηλές συχνότητες που εξετάζονται.

Βεβαίως, δεν υπάρχει κάποιο “εγχειρίδιο” για την επιλογή του κατάλληλου ενισχυτή, οπότε αναγκαστικά έγινε έρευνα στο διαδίκτυο και συγκεκριμένα άρθρα και προτάσεις από γνωστούς κατασκευαστές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Μετά από αρκετή έρευνα προέκυψαν οι εξής προδιαγραφές.

Θα απαιτηθεί:

- Υψηλό CMRR, καθώς πρέπει να αποφευχθεί το δυνατόν το μεταβαλλόμενο κοινό σήμα.
- Ελάχιστος θόρυβος 1-10 Hz, αφού τα κύματα που μετρούνται εμπίπτουν σε αυτό το εύρος συχνοτήτων.

Κατά δεύτερη προτεραιότητα θα ήταν επιθυμητά τα:

- Χαμηλό κόστος, αφού η κατασκευή γίνεται με περιορισμένο budget
- Χαμηλή κατανάλωση, επειδή θα διευκόλυνε αυτό τη μελλοντική διαμόρφωση σε φορητή συσκευή.

Φυσικά για την τελική επιλογή έπαιξε ρόλο και η διαθεσιμότητα του τσιπ από τοπικούς προμηθευτές.

---

## 2.8 Analog to Digital Converter και Συχνότητα Δειγματοληψίας

---

Αν και η μέγιστη συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος ενδιαφέροντος είναι τα 13 Hz, το bandwidth που ερευνάται είναι  $13-8=5$ . Συνεπώς, σύμφωνα με το θεώρημα Nyquist-Shannon, απαιτείται τουλάχιστον συχνότητα δειγματοληψίας  $2 \times 5 = 10$  samples per second, για να αποφευχθεί το aliasing. Έτσι, θεωρητικά ένας ADC (Analog to Digital Converter) με συχνότητα δειγματοληψίας  $\geq 10$  sps αρκεί. Βέβαια, όπως αναφέρεται και στο [21], μια συχνότητα ακριβώς στο nyquist ρυθμό δεν δίνει απαραίτητα την βέλτιστη πιστότητα, τουλάχιστον όσον αφορά τη χρονική αναπαράσταση του σήματος και όχι τη φασματική ανακατασκευή. Ειδικά αν είναι επιθυμητό στη συνέχεια να προστεθεί και κάποιο σύστημα ελέγχου, είναι απαραίτητο το σύστημα άντλησης σήματος που θα κατασκευαστεί να είναι το δυνατόν όσο πιο πραγματικού χρόνου (real-time) γίνεται. Με άλλα λόγια, είναι επιθυμητό να μην υπάρχει καθυστέρηση στα σημεία που αντλούνται. Αυτό λύνεται εν μέρει με αύξηση της συχνότητας δειγματοληψίας. Κατα πόσο βέβαια είναι αναγκαίο να αυξηθεί η δειγματοληψία είναι ξανα αντικείμενο προς διερεύνηση. Στο [21] συστήνεται μια υπερ-δειγματοληψία της τάξεως των 10-20 φορές παραπάνω από τον “κανονικό” (έστω nyquist, δηλαδή  $2F_{max}$ ) ρυθμό δειγματοληψίας. Βέβαια, κοιτώντας τα διάφορα φύλλα δεδομένων διαφόρων ADC είναι εμφανές ότι αύξηση του ρυθμού δειγματοληψίας αυξάνει και τον θόρυβο στην έξοδο. Αυτός είναι θόρυβος που δε μπορεί να αφαιρεθεί και κατα συνέπεια μειώνει τη συνολική ωφέλιμη ανάλυση (resolution) της εξόδου του αναλογικού

προς ψηφιακό μετατροπέα. Στο [22] γίνεται επιπλέον μια σύγκριση μεταξύ υπερ-δειγματοληψίας (oversampling:  $F_{\text{sampling}} > 2F_{\text{max}}$ ) και υπό-δειγματοληψίας (undersampling:  $F_{\text{sampling}} > 2 \times \text{Bandwidth}$ ). Εκεί αναφέρεται ότι η υπερ-δειγματοληψία καθιστά το chip πιο ακριβό, κάτι που διαπιστώνεται και από έρευνα σε γνωστούς προμηθευτές τσιπ. Φυσικά όμως αυξάνεται έτσι ο αριθμός δειγμάτων. Αυτό κατά συνέπεια καθιστά το σύστημά περισσότερο πραγματικού χρόνου (real-time), όπως ήδη προαναφέρθηκε. Επιπλέον δίνει και άλλο ένα σημαντικό πλεονέκτημα: Το γεγονός ότι οποιοδήποτε φίλτρο μπορεί να εφαρμοστεί εκ των υστέρων ψηφιακά. Αυτό έχει τα δικά του πλεονεκτήματα όπως ότι είναι λιγότερο επιρρεπές σε θορύβους, αλλά και ότι ελαχιστοποιείται ο φυσικός χώρος που καταλαμβάνει το συνολικό σύστημα. Παρ' όλα αυτά η εφαρμογή του εισάγει μια χρονική καθυστέρηση στην τελική έξοδο του συστήματος. Χρονική καθυστέρηση όμως προκύπτει και από το αναλογικό φίλτρο που προηγείται του ADC, αν αυτό επιλεγεί να υλοποιηθεί στο σύστημα. Αυτό θα αναφερθεί αμέσως παρακάτω, αν και προηγείται της βαθμίδας του ADC στον κλασικό σχεδιασμό που φάνηκε στο σχήμα 4.

Τα κριτήρια με τα οποία αρχικά αναζητήθηκε ADC είναι

- High resolution
- High sampling rate
- Low noise
- 2 channel

---

## 2.9 Αναλογικό-Ψηφιακό Φίλτρο

---

Ιδανικά, λαμβάνοντας υπόψη όσα έχουν ειπωθεί στην υποενότητα “θόρυβος” είναι επιθυμητό ένα ζωνοπερατό (bandpass) φίλτρο στα 8-13 Hz. Αυτό το φίλτρο θα πρέπει να είναι αρκετά ιδανικό-απότομο, καθώς σήματα θορύβου βρίσκονται πολύ κοντά συχνοτικά. Επειδή θα ληφθεί σήμα από την ινιακή περιοχή, θα περιοριστεί αρκετά η κίνηση μυών αλλά και η ηλεκτρική δραστηριότητα ματιού. Έτσι, ο θόρυβος θα περιοριστεί αρκετά στις συχνότητες 0-2 Hz και 50 Hz. Είναι εμφανές ότι είτε υλοποιηθεί αυτό το φίλτρο ψηφιακά είτε αναλογικά οι συχνότητες αποκοπής πρέπει να είναι πολύ αυστηρά ορισμένες και να επιτυγχάνεται απότομη εξασθένηση του θορύβου. Στην περίπτωση όμως που

χρησιμοποιηθεί υπερ-δειγματοληψία, η απαίτηση για απότομη αποκοπή μειώνεται, ανεκμεταλλευτούν οι ζώνες nyquist.

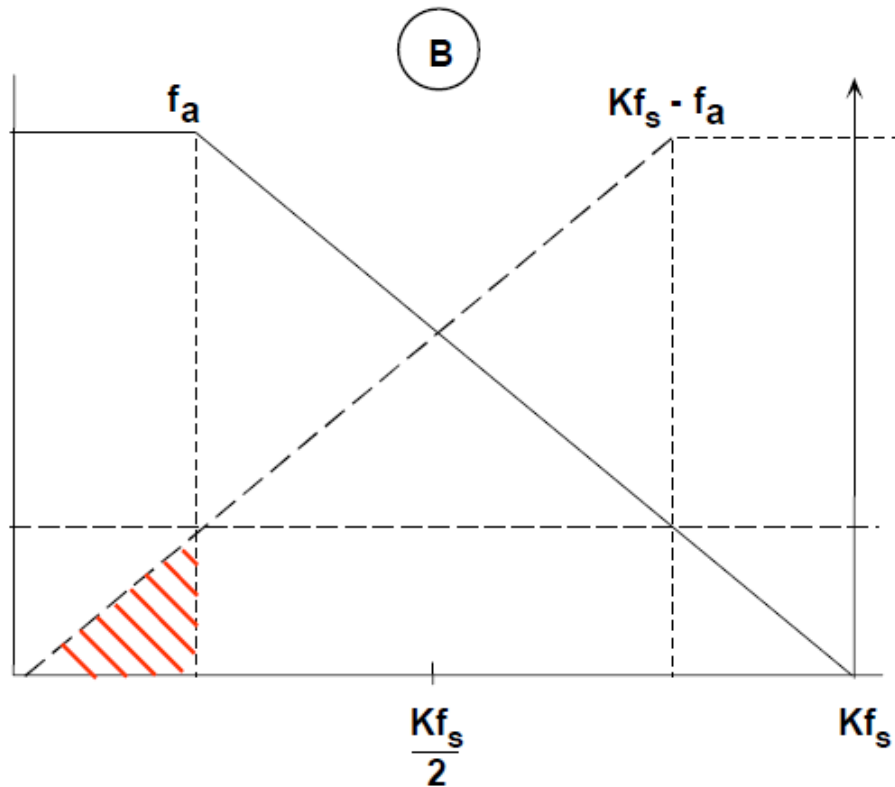
Για να δειγματοληπτηθεί το σήμα 8-13 Hz μπορούν να συνδυαστούν οι μέθοδοι υπερ και υπο-δειγματοληψίας. Αρχικά θα τεθεί ως βασική συχνότητα δειγματοληψίας η  $2 \times (8-13) = 2 \times 5 = 10$  Hz. Το “ψεύτικο” - aliased - σήμα θα εμφανιστεί σε συχνότητα  $F_s - F_{in}$  κάθε φορά όπου  $F_s$  η συχνότητα δειγματοληψίας και  $F_{in}$  η συχνότητα σήματος εισόδου που κυμαίνεται από 8 έως 13 Hz, αλλά μπορεί να αποτελείται και από θόρυβο. Με υπερ-δειγματοληψία τώρα θα επιλεγεί μονή ζώνη Nyquist, ώστε το σήμα να μην είναι ανεστραμμένο [23]. Θα επιλεγεί (αν υπάρχει η δυνατότητα) η μέγιστη συχνότητα ανάλογα με το ολοκληρωμένο που θα χρησιμοποιηθεί, με σκοπό να κεντραριστεί το δυνατόν το σήμα στη συχνότητα  $f_c = 10$  Hz σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση [23].

$$f_s = \frac{4f_c}{2NZ - 1} \quad (1)$$

Όπου  $f_s$  η συχνότητα δειγματοληψίας,  $f_c$  η κεντρική συχνότητα ενδιαφέροντος και  $NZ$  η ζώνη nyquist (καθαρός αριθμός).

Αυτό θα επιτρέψει στη συνέχεια να εφαρμοστεί ψηφιακό φίλτρο “χαμηλών” πόλων, αφού η αποκοπή δε χρειάζεται να είναι τόσο απότομη. Παρακάτω φαίνεται στο Σχήμα 5 αυτό που εξυπηρετεί το Oversampling.





Σχήμα 5: Μεγέθυνση του εύρους ωφέλιμου σήματος με αύξηση της δειγματοληψίας κατά παράγοντα  $K$  [23].

Σε περίπτωση που η συχνότητα δειγματοληψίας δεν επαρκεί για να αποτρέψει aliased σήματα από το να εισέλθουν στη βασική ζώνη Nyquist που έχει το σήμα ενδιαφέροντος 8-13 Hz, επιπλέον του band-pass φίλτρου είναι επιθυμητό να καθαριστεί και το σήμα στις συχνότητες 8-13 Hz από οποιονδήποτε θόρυβο συμπίπτει σε αυτές τις συχνότητες. Ένας καλός και αποδοτικός τρόπος για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο είναι ένα φίλτρο κινούμενου μέσου όρου [24]. Εν γένει θα προτιμηθούν φίλτρα IIR (αναδρομικού αλγορίθμου), επειδή αυτά τα φίλτρα σε ψηφιακό περιβάλλον μπορούν να υλοποιηθούν γρηγορότερα. Για τα ακριβή φίλτρα, τάξεις και υλοποιήσεις θα γίνει αναφορά παρακάτω στο πειραματικό μέρος της εργασίας και στο κεφάλαιο μελλοντική εργασία, όπου θα παρουσιαστούν και συγκεκριμένες τιμές συχνότητας δειγματοληψίας και ταχύτητας μικροελεγκτή.

---

## 2.10 Σύστημα Ψηφιακής Επεξεργασίας

---

Όσον αφορά τις επιλογές για την ψηφιακή επεξεργασία σήματος υπάρχουν 3 κύριες διαθέσιμες επιλογές

1. Μικροελεγκτής
2. DSP (Digital Signal Processor)
3. FPGA

Επειδή το σήμα είναι χαμηλών σχετικά συχνοτήτων, άρα και η απαιτούμενη δειγματοληψία δεν θα ξεπεράσει τα όρια των Hz, η ταχύτητα που θα έδινε το FPGA είναι περιττή. Επιπλέον, τα ψηφιακά φίλτρα που θα σχεδιαστούν στη συνέχεια δικαιολογούν μεν τη χρήση DSP, αλλά μπορούν να υλοποιηθούν και σε ένα σύστημα γενικού σκοπού όπως ένας μικροελεγκτής. Ένα σύστημα μικροελεγκτή επίσης συνήθως εμπεριέχεται σε μια αναπτυξιακή πλακέτα η οποία προσφέρει ευκολία στην ανάπτυξη του συστήματος, καθώς περιέχει ρυθμιστή τάσης, συνοδευτικά ηλεκτρονικά για τη σωστή λειτουργία του μικροκυκλώματος και επιπλέον Modules-κυκλώματα όπως flash μνήμη ή Bluetooth. Όσον αφορά το αναπτυξιακό περιβάλλον κώδικα, σε αρκετά μοντέλα αναπτυξιακών πλακετών με μικροελεγκτή υποστηρίζεται το Arduino, το οποίο επιταχύνει και διευκολύνει αρκετά την ανάπτυξη του συνοδευτικού λογισμικού. Αυτό θα αποτελέσει επίσης έναν παράγοντα επιλογής στη τελική απόφαση για το σύστημα ψηφιακής επεξεργασίας.

---

## 2.11 Επιλογή chip - Επιπλέον Παρατηρήσεις

---

Προτού παρουσιαστούν προδιαγραφές (specifications) για τα φίλτρα, θα εξεταστεί πρώτα τι συχνότητα θα βρεθεί στη δειγματοληψία του ADC και τι ενσωματωμένα φίλτρα μπορεί να έχει ο ίδιος ο ADC. Ταυτόχρονα, δεν αρκεί απλά να βρεθεί το βέλτιστο instrumentation amplifier και το βέλτιστο ADC κύκλωμα, αλλά πρέπει να εξεταστεί και η μεταξύ τους συμβατότητα (π.χ. κανάλια-επίπεδα τάσης κλπ). Επιπλέον, επειδή είναι επιθυμητό να διατηρηθεί χαμηλά το κόστος της κατασκευής, θα γίνει κατασκευή με 1 κανάλι (ένα για το κύριο σημείο άντλησης άλφα κυμάτων στην ινιακή περιοχή στο

σύστημα). Παρόλα αυτά για να διατηρηθεί ανοιχτό το ενδεχόμενο πιθανής επέκτασης προς άντληση άλφα κυμάτων και απο τη δεύτερη κύρια ινιακή περιοχή, θα γίνει έρευνα σε ολοκληρωμένα που έχουν διαφορικές εισόδους 2 καναλιών.

Επίσης, μεγάλο ρόλο στην επιλογή των τσιπ έπαιξε και η άμεση διαθεσιμότητά τους. Για παράδειγμα ο ενισχυτής (αν και 1 καναλιού) INA828 έχει αρκετά ικανοποιητικά χαρακτηριστικά για την εφαρμογή που εξετάζεται. Παρόλα αυτά δεν ήταν άμεσα διαθέσιμος τη στιγμή που εκπονούνταν η διπλωματική. Το ίδιο και με τον ADC AD7177-2.

Τέλος, υπάρχουν επιλογές όπως ο ADS1298 για πιο compact σχεδιασμούς που περιέχει όλη την αναλογική επεξεργασία και την αναλογική προς ψηφιακή μετατροπή. Παρόλα αυτά η παρούσα εργασία θα επικεντρωθεί στην ανάπτυξη του σήματος με διαφορετικά Modules-διακριτά ολοκληρωμένα, έτσι ώστε να δημιουργηθεί με κριτήριο την μεγαλύτερη ευελιξία.

Υποσημείωση: Είναι προφανές ότι κατά τη σχεδίαση του συστήματος η επιλογή των components και των σχεδιαστικών επιλογών δεν ήταν μια γραμμική διαδικασία.

---

## 2.12 Σύγκριση με άλλες εργασίες και εμπορικές συσκευές

---

Όπως έχει προειπωθεί θα δοθεί έμφαση σε συσκευές που είτε είναι είτε δυνητικά θα μπορούσαν να είναι φορητές και προσωπικές. Αρχικά θα παρατεθεί ένας συγκριτικός πίνακας, ενώ στη συνέχεια θα αναλυθούν τα πλεονεκτήματα της παρούσας εργασίας σε σύγκριση με άλλες παρόμοιες.

*Πίνακας 1 : Συνοπτικός συγκριτικός πίνακας εμπορικών και μη κατασκευών εγκεφαλογραφήματος.*

Συσκευή	Αριθμός Αισθητήρων	LSB resolution	Εύρος Συχνοτήτων	Sample Rate	Electrodes
INSIGHT 2.0 (EMOTIV)	5	0.1275 $\mu$ V	0.5 - 43 Hz	128 SPS	DRY

MindWave Mobile2 (Neurosky)	1	439.5 $\mu$ V	3-100 Hz	512 SPS	DRY
MUSE 2 (MUSE)	4	0.805 $\mu$ V	-	256 SPS	DRY
Prototype EEG[25]	1	610.5 $\mu$ V	0-60 Hz	256 SPS	Active (DRY)
Low Cost EEG[26]	1	805.66 $\mu$ V	3-75 Hz	256 SPS	WET
EEG IOT[27]	1		4.7-29.2 Hz	200 SPS	WET
Single Channel Portable[28]	1	-	1-100 Hz	-	-
Παρούσα Εργασία	1	0.14 $\mu$ V	8-13 Hz	129 SPS	WET

Σημείωση: Οι τιμές LSBresolution, δηλαδή οι διακριτικές ικανότητες των συσκευών, δεν προέκυψαν για όλες τις συσκευές από τα φύλλα δεδομένων των κατασκευαστών ή από τις αντίστοιχες δημοσιεύσεις. Ορισμένες προέκυψαν από την εκτίμηση του συγγραφέα για την Δυναμική περιοχή τάσης που έχουν αυτές οι συσκευές βάση της τροφοδοσίας που χρησιμοποιούν.

### 2.12.1 Μειονεκτήματα παρούσας εργασίας- Πλεονεκτήματα άλλων

- Έρευνες όπως η [27] έχουν συγκεκριμένο πρωτόκολλο ελέγχου της λειτουργίας της συσκευής τους και βασίζονται σε πολλούς διαφορετικούς δοκιμαστές για την

επιβεβαίωση της λειτουργίας τους. Αυτό είναι κάτι που σίγουρα πρέπει να γίνει μελλοντικά και για την παρούσα εργασία.

- Εμπορικές συσκευές (INSIGHT 2.0 και MUSE), αλλά και άλλες συσκευές που δεν αναφέρονται παραπάνω, συνήθως χρησιμοποιούν μεγαλύτερο πλήθος ηλεκτροδίων για τη μέτρηση των εγκεφαλικών βιοσημάτων. Αυτό δίνει καλύτερη χωρική ανάλυση, κάτι που δεν λαμβάνεται υπόψη στη παρούσα εργασία.

### 2.12.2 Πλεονεκτήματα παρούσας εργασίας

---

- Σε καμία από τις παραπάνω δημοσιεύσεις δεν γίνεται αναφορά σε ψηφιακό φίλτρο που να εκτελείται τοπικά στον μικροελεγκτή. Αυτό αποδίδει στην συσκευή που παρουσιάζεται το πλεονέκτημα ότι μπορεί τοπικά να φιλτράρει το «χρήσιμο» περιεχόμενο του λαμβανόμενου σήματος. Αυτό για μια φορητή συσκευή μπορεί να έχει πολλά πλεονεκτήματα, όπως για παράδειγμα άμεση αλληλεπίδραση με εξωτερική συσκευή σε πραγματικό χρόνο μέσω συγκεκριμένων συχνοτήτων. Επιπλέον, απορροφώντας μόνο το χρήσιμο περιεχόμενο τοπικά η συσκευή δίνει τη δυνατότητα στην εξοικονόμηση χρόνου και ενέργειας στις συσκευές που θα μπορούσε δυνητικά να παραδώσει το σήμα σε επόμενο στάδιο.
- Επιπλέον, όπως φαίνεται και από τον παραπάνω συγκριτικό πίνακα, λόγω του 24-bit ADC που χρησιμοποιήθηκε (θα αναφερθεί στη συνέχεια), η παρούσα προτεινόμενη συσκευή έχει πάρα πολύ καλή διακριτική ικανότητα. Αυτό επιτρέπει προς το παρόν την άντληση πολύ ασθενών σημάτων, όπως αυτό του εγκεφαλογραφήματος, ακόμη και αν το σύστημα άντλησης πληροφορίας είναι πολύ χαμηλής ποιότητας. Επιπρόσθετα, μελλοντικά τέτοια ακρίβεια θα μπορούσε να δημιουργήσει πολλαπλά επίπεδα τάσης, γεγονός που μπορεί να βοηθήσει σε αρκετές εφαρμογές.
- Τέλος, σε ελάχιστες εργασίες, όπως η [26], γίνεται αναφορά στο κόστος της διάταξης. Εν γένει, εμπορικές συσκευές όπως το Muse 2 για παράδειγμα έχουν υψηλό κόστος. Στη παρούσα εργασία, το συνολικό κόστος υλικών δεν ξεπερνάει τα 70 ευρώ.

- Ένα ακόμη θετικό χαρακτηριστικό της παρούσας εργασίας θα μπορούσε να χαρακτηριστεί και η αρθρωτότητά της. Το γεγονός, δηλαδή, ότι χρησιμοποιεί 2 εμπορικά διαθέσιμα ολοκληρωμένα για τη λειτουργία της. Αυτό αποτελεί πλεονέκτημα, καθώς εύκολα κάποιος μπορεί να την αναπαράγει, ή και να μεταβάλει στοιχεία της, καθώς και να προσθέσει ενδιάμεσα ή μετέπειτα στάδια στην αλυσίδα σήματος. Επίσης, είναι ευκολότερη η επέκτασή της σε μεγαλύτερο αριθμό καναλιών.

### **2.12.3 Επιπλέον διαφοροποίηση**

---

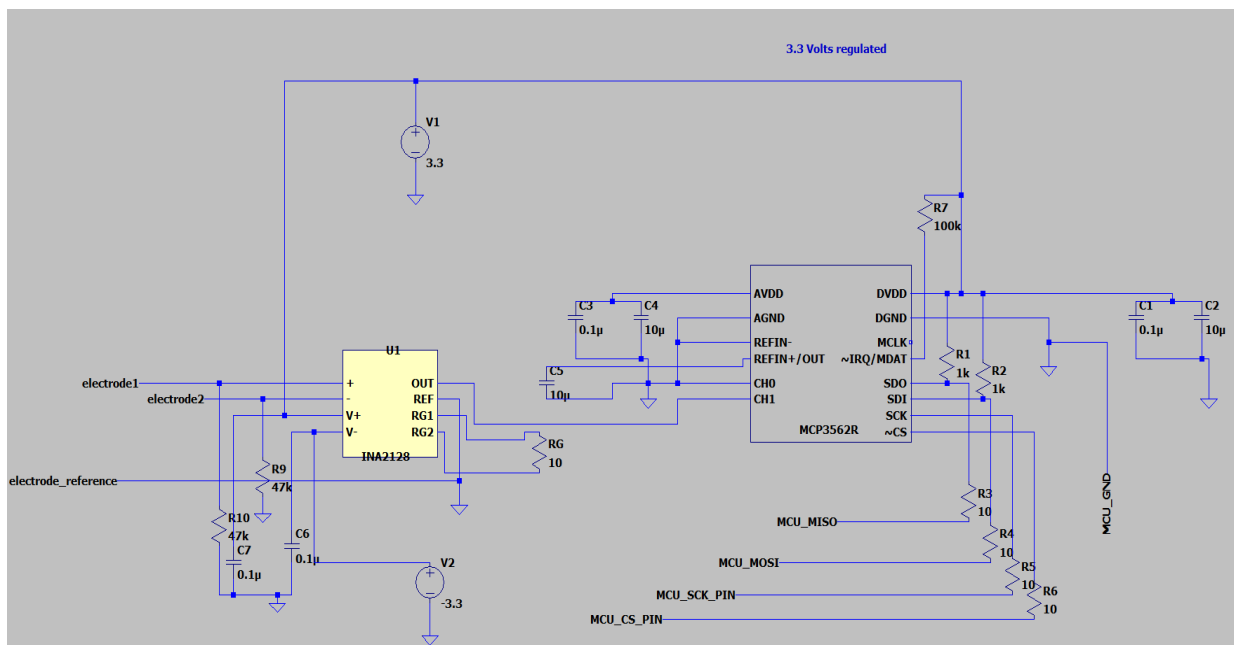
Οι περισσότερες εργασίες εμπεριέχουν εξεζητημένα αναλογικά φίλτρα στα κυκλώματά τους. Επιλέχθηκε η παρούσα εργασία να μην έχει αναλογικό φίλτρο, αλλά ψηφιακό, γεγονός που μεν αυξάνει τον θόρυβο στο σύστημα, αλλά βελτιώνει την χρονική απόκριση, μειώνει το συνολικό κόστος και μειώνει την περιπλοκότητα του συστήματος.

# 3 Πειραματικό μέρος

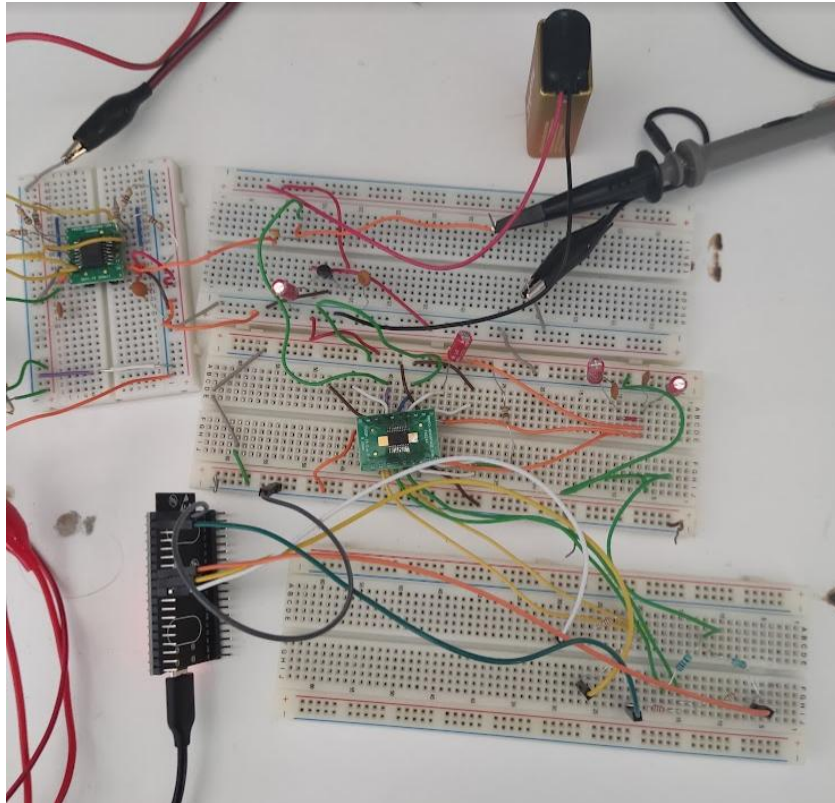
## 3.1 Υλικά και Διαρρύθμιση διατάξεων

### 3.1.1 Διάταξη

Αρχικά θα παρουσιαστεί ολόκληρη η διάταξη στο σχεδιαστικό πρόγραμμα LTSPICE και στη συνέχεια η πειραματική διάταξη σε breadboard. Έπειτα, θα παρουσιαστούν τα επιμέρους στοιχεία και οι αντίστοιχες συνδέσεις τους.



Σχήμα 6: Κύκλωμα στο LTSPICE που περιέχει τα στοιχεία του ενισχυτή και του ADC με τις κατάλληλες κυκλωματικές συνδέσεις τους, τις μεταξύ τους συνδέσεις, τις συνδέσεις με τα ηλεκτρόδια και τις εξωτερικές συνδέσεις με την αναπτυξιακή πλακέτα του μικροελεγκτή (MCU Pins).



*Σχήμα 7: Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για έλεγχο στο εργαστήριο. Πάνω αριστερά φαίνεται το κύκλωμα του ενισχυτή. Στην κεντρική πλακέτα φαίνεται το κύκλωμα του ADC. Εκτός breadboard φαίνονται οι άκρες των καλωδίων EEG, τα καλώδια του παλμογράφου για μετρήσεις, η αναπτυξιακή πλακέτα του ESP32 και μια εξωτερική μπαταρία για τροφοδοσία του σταθεροποιητή.*

### **3.1.2 Ηλεκτρόδια**

Τα ηλεκτρόδια που τελικά χρησιμοποιήθηκαν είναι τυπικά ηλεκτροκαρδιογραφήματος που βασίζονται κυρίως στη μηχανική επαφή, παρά την κόλληση, λόγω υλικού κατασκευής. Δοκιμάστηκαν δυο τρόποι ένωσης ηλεκτροδίου με καλώδιο κυκλώματος. Ένας με ένωση με κροκοδειλάκι-καλώδιο και ένας με κόλληση απλού μονόκλωνου καλωδίου με το πάνω μέρος του ηλεκτροδίου. Επιπλέον, κάθε ηλεκτρόδιο μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε με το σφουγγαράκι του που είναι εμποτισμένο με αγωγικό τζελ (wet passive electrode) είτε απλά με την ωμική του επαφή (dry passive electrode). Στις τελικές μετρήσεις χρησιμοποιήθηκε κολλημένο μονόκλωνο καλώδιο με ηλεκτρόδιο με σφουγγαράκι. Παρακάτω φαίνονται σε εικόνες αυτά που επεξηγήθηκαν.





*Σχήμα 8: Οπίσθια όψη ηλεκτροδίου όπου φαίνεται η επαφή για τη σύνδεση με το κύκλωμα.*



*Σχήμα 9: Εμπρόσθια όψη ηλεκτροδίου που ενώνεται με το δέρμα μέσω σφουγγαριού εμποτισμένου σε τζελ.*



Σχήμα 10: Εμπρόσθια όψη ηλεκτροδίου όπου φαίνεται η ωμική του επαφή και δίπλα ακριβώς το σφουγγαράκι που αφαιρέθηκε.



Σχήμα 11: Οπίσθια όψη ηλεκτροδίου μαζί με μονόκλωνο κολλημένο καλώδιο.

### 3.1.3 Τοποθέτηση ηλεκτροδίων

---

Η τοποθέτηση έγινε με βάση το σύστημα 10-20 που αναλύθηκε στη θεωρία. Το ηλεκτρόδιο σήματος (+) τοποθετήθηκε στην θέση O1, δηλαδή, λίγο πάνω από το αυτί και λίγο αριστερότερα από το κέντρο του πίσω μέρους του κεφαλιού. Αυτό έγινε, επειδή αυτή η θέση έχει εντονότερα άλφα κύματα. Το ηλεκτρόδιο αναφοράς τοποθετήθηκε πίσω από το αριστερό αυτί (left mastoid), ενώ το ηλεκτρόδιο γείωσης πίσω από το δεξί αυτί (right mastoid), σύμφωνα ξανά με τη θεωρία. Δεν υπήρξε ιδιαίτερη προετοιμασία του δέρματος, παρά ξύρισμα και απλός εμποτισμός της κεφαλής με τζελ υπερήχων όπως θα αναφερθεί στη συνέχεια.



Σχήμα 12: Ηλεκτρόδια μαζί με καλώδια σήματος O1 (κόκκινο) και αναφοράς πίσω από το αριστερό αυτί (μαύρο).

### 3.1.4 Ρύθμιση τάσεων τροφοδοσίας

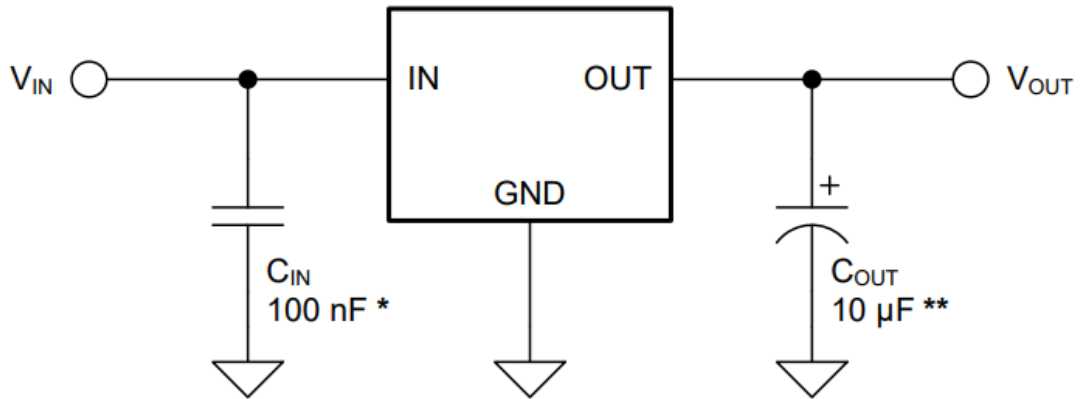
---

Ο διαφορικός ενισχυτής οργάνων που θα χρησιμοποιηθεί έχει δυο πηγές τροφοδοσίας V+ και V-. Από αυτές εξαρτάται και το εύρος τιμών εισόδου που μπορεί να λαμβάνει ο ενισχυτής, ώστε να μη φτάσει τον κορεσμό. Αν και μπορεί να λειτουργήσει ο ενισχυτής και με τάση χαμηλή  $\pm 2.25$  V (σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων), θα επιλεγεί η πιο «τυπική» τιμή των 3.3 V. Αυτό θα γίνει για δυο κυρίως λόγους. Αρχικά, μια τέτοια τροφοδοσία είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί και για το chip του ADC στο επόμενο στάδιο. Επιπλέον, αν και υπάρχει απόρριψη κοινού σήματος και άρα και κάποιων ισχυρών ενδεχόμενων DC συνιστωσών, η διεύρυνση ορίων του ενισχυτή, διασφαλίζει ότι ακόμη και με ενδεχόμενη DC τάση δε θα φτάσει σε κορεσμό. Για την ταυτόχρονη ύπαρξη θετικής και αρνητικής τροφοδοσίας (Dual Supply) θα χρησιμοποιηθούν δυο μπαταρίες 9 V σε συνδυασμό με LDO regulators (σταθεροποιητές τάσης) στα 3.3 και στα -3.3 V. Σε περιβάλλον εργαστηρίου για τα -3.3 V χρησιμοποιήθηκαν είτε μπαταρίες χωρίς σταθεροποιητή είτε εργαστηριακό τροφοδοτικό. Αυτά τα στοιχεία τροφοδοσίας προκαλούν εκ νέο θόρυβο στο σύστημα. Αυτό, μετριάζεται μεν με τη χρήση πυκνωτών, αλλά δεν παύει να είναι παράγοντας θορύβου.

Παρακάτω φαίνεται ο LDO που θα χρησιμοποιηθεί στο σύστημα για τα 3.3 V.



Σχήμα 13: Ο σταθεροποιητής τάσης σε 3.3 V LM2936.



Σχήμα 14: Σχηματικό διάγραμμα LM2936.

### 3.1.5 Ενισχυτής οργάνων (Instrumentation Amplifier)

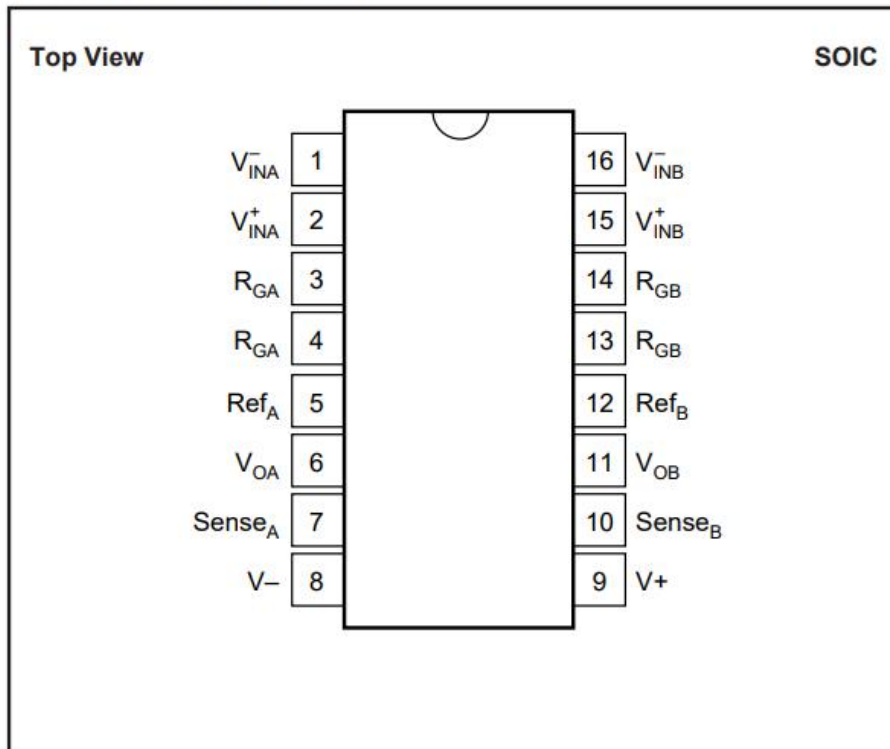
Για τον IN-AMP επιλέχθηκε ο INA2128U, καθώς έχει

- Ικανοποιητικό gain έως και 10000
- 120 dB CMRR στις χαμηλές συχνότητες και σε gain από 100 V/V
- χαμηλό θόρυβο χαμηλών συχνοτήτων 0.2  $\mu\text{V}$  p-p
- Διαφορική Λειτουργία



Σχήμα 15: INA 2128 σε θήκη-board SOIC to DIP.

## PIN CONFIGURATION



Σχήμα 16: Διαμόρφωση PIN στη SOIC μορφή του INA2128U.

Θα χρησιμοποιηθούν μόνο τα κανάλια που αφορούν το κανάλι B. Τα  $V_{in}$  αφορούν τις εξόδους των ηλεκτροδίων που συνδέονται με το σώμα. Σε αυτές τις εισόδους του ενισχυτή πρέπει να προστεθούν και αντιστάσεις για το ρεύμα Bias, της τάξεως των kΩ. Επιλέχθηκαν αντιστάσεις των 47 kΩ, όπως παρουσιάζεται στο φύλλο δεδομένων. Το pin  $V_{OB}$  συνδέεται με το  $SENSEB$  απευθείας. Οι τροφοδοσίες  $V^+$  και  $V^-$  συνδέονται με τα 3.3 V και -3.3 V αντίστοιχα, ενώ έχουν και Bypass πυκνωτές προς τη γη (Κοινό σημείο τροφοδοσιών) της τάξεως των 100 nF (0.1μF). Το REF pin συνδέεται με τη γη επίσης, αλλά ταυτόχρονα και με το ηλεκτρόδιο αναφοράς που συνδέεται στο ανθρώπινο σώμα. Αυτή η τελευταία σύνδεση εξυπηρετεί στο να γειωθεί το ανθρώπινο σώμα και με αυτόν τον τρόπο να απορριφθούν μεγάλες DC συνιστώσες στην τελική έξοδο που θα μπορούσαν δυνητικά να οδηγήσουν σε κορεσμό του ενισχυτή. Η αναφορά στα PINS RG θα γίνει ευθύς αμέσως παρακάτω.

### 3.1.6 Ρύθμιση gain

---

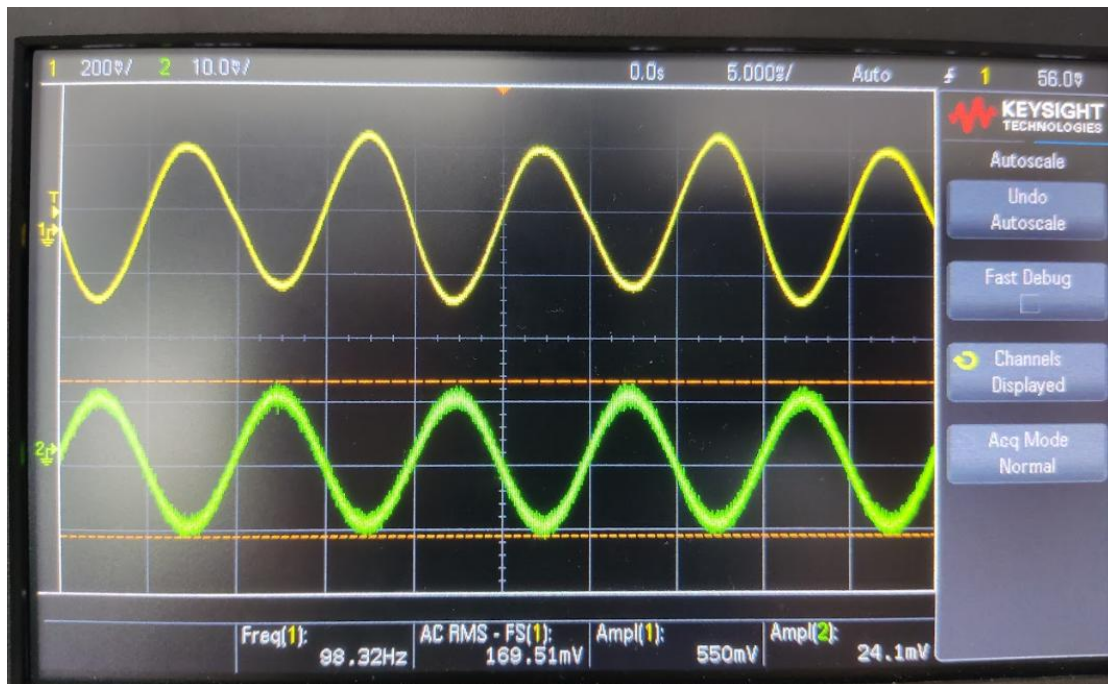
Σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων του ενισχυτή INA2128 η ενίσχυση ορίζεται μέσω μιας αντίστασης  $R_g$  και συγκεκριμένα μέσω της παρακάτω εξίσωσης.

$$Gain = 1 + \frac{50k\Omega}{R_g} \quad (2)$$

Να σημειωθεί ότι το gain αναφέρεται στην ενίσχυση της διαφοράς του  $V_{in+}$  με το  $V_{in-}$  (διαφορικό σήμα  $V_{in+} - V_{in-}$ ). Σε συνθήκες δοκιμής η αντίσταση  $R_g$  ρυθμίστηκε στα  $2k\Omega$ , έτσι ώστε το gain να είναι 26 (μικρό), ενώ στις πραγματικές συνθήκες άντλησης εγκεφαλικού σήματος επιλέχθηκε αντίσταση  $50\Omega$  για να καθοριστεί gain  $1000 V/V$ . Αυτό εξυπηρετεί, ώστε το εγκεφαλικό σήμα να ενισχυθεί από τάξη  $\mu V$  σε τάξη  $mV$  και να μπορέσει να «εξυπηρετηθεί» από το επόμενο στάδιο, του ADC.

Αρχικά ο ενισχυτής δοκιμάστηκε σε εργαστηριακό περιβάλλον. Στο εργαστήριο η γεννήτρια συχνοτήτων δεν ήταν δυνατόν να προσομοιώσει σήματα της τάξεως των  $\mu V$  όπως, δηλαδή, τα πραγματικά σήματα που λαμβάνονται από τον εγκεφαλικό φλοιό. Έτσι, ορίστηκε η γεννήτρια στα  $20 mV_{pp}$  και το gain του ενισχυτή  $\times 26$  για να ελεγχθεί η σωστή λειτουργία του. Το θετικό καλώδιο της γεννήτριας ενώθηκε με το  $V_{in+}$ , ενώ η γείωση της γεννήτριας ταυτίστηκε με το Ref, δηλαδή τη γείωση (gnd) των μπαταριών. Το  $V_{in-}$  επίσης γειώθηκε στο gnd. Το αποτέλεσμα φαίνεται παρακάτω στο Σχήμα 17. Με πράσινο χρώμα φαίνεται η είσοδος γεννήτριας και με κίτρινο η έξοδος του ενισχυτή. Θα παρατηρηθούν τα εξής:

Το σήμα εισόδου δεν είναι καθαρό  $20 mV_{pp}$ , αλλά ούτε και το σήμα εξόδου είναι ίσο με  $input \times gain = 20 \times 26 = 520 mV_{pp}$ . Αυτό αποδίδεται σε 2 αιτίες. Πρώτον υπάρχει θόρυβος στη μέτρηση περίπου  $4 mV$ . Κατα δεύτερον, θα παρατηρηθεί ότι τη στιγμή της μέτρησης υπήρχε μια αστάθεια στη μέτρηση της κυματομορφής (κίτρινης). Συνεπώς, τα  $550 mV_{pp}$  που παρουσιάζονται από τη λειτουργία measure ανταποκρίνονται και στο autoscale και σε αυτήν την αστάθεια και στο θόρυβο μέτρησης και αφορούν το μέσο όρο του μετρούμενου σήματος.



Σχήμα 17: Εργαστηριακός έλεγχος ενισχυτή. Με πράσινο το σήμα εισόδου στα 20,1 mVpp και με κίτρινο φαίνεται το αποτέλεσμα του ενισχυτή στα 550 mVpp.

### 3.1.7 Αναλογικός σε Ψηφιακό Μετατροπέα (ADC)

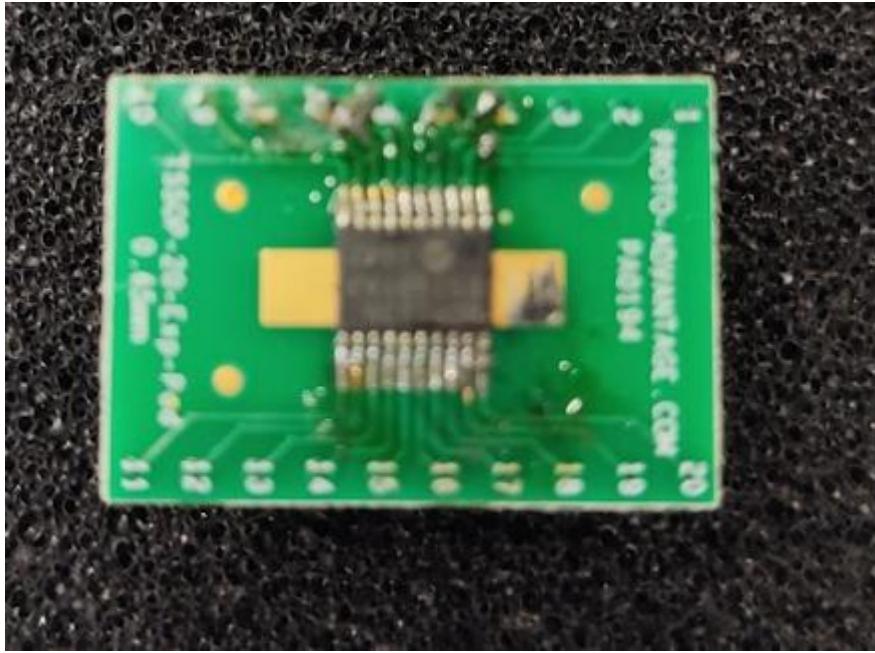
Επιλέχθηκε ο MCP3562R-E/ST, λόγω

- Διαφορικής λειτουργίας
- Υψηλής ακρίβειας 24 bit

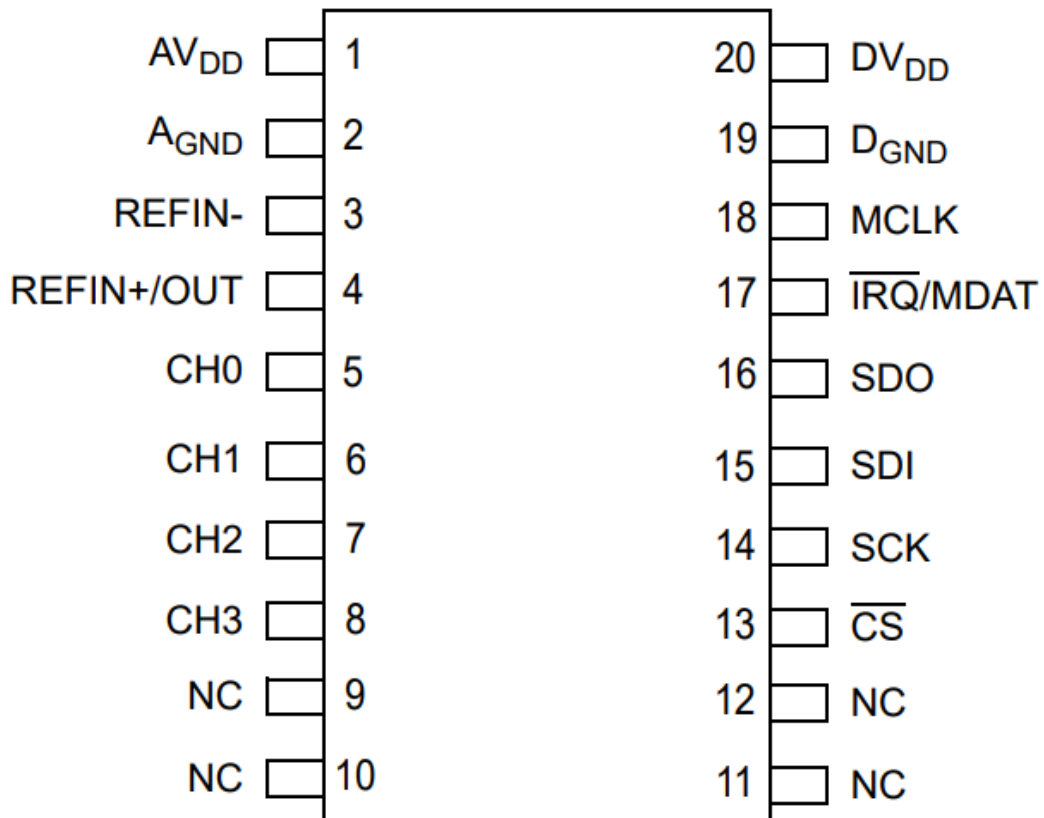
Με εσωτερική σταθερή αναφορά στα 2.4 V αυτό αντιστοιχεί σε 0.000000143 V ακρίβεια, δηλαδή σε 0.14  $\mu$ V. Αυτό επιτρέπει με μεγάλη άνεση την ανίχνευση του σήματός.

- Ικανοποιητική μέγιστη συχνότητα δειγματοληψίας 153.6 KSPS
- Ικανοποιητικό SNR στα 107.2 dB





Σχήμα 18: Ο MCP3562R ADC σε board TSSOP to DIP, έτσι ώστε να μπορεί να ελεγχθεί η λειτουργία του σε breadboard.



Σχήμα 19: Διαμόρφωση PIN του ADC MCP3562R που είναι δυο καναλιών.

Αρχικά, τα PINS ψηφιακής και αναλογικής τροφοδοσίας θα είναι στην ουσία βραχυκυκλωμένα, καθώς όπως θα δειχθεί και παρακάτω στην ενότητα «Ταίριασμα τάσεων ADC και MCU» η τάση 3.3 V εξυπηρετεί και την αναλογική, αλλά και την ψηφιακή λειτουργία του ADC. Για λόγους σταθερότητας οι πηγές τροφοδοσίας θα συνδεθούν με παράλληλους πυκνωτές 0.1  $\mu\text{F}$  και 10  $\mu\text{F}$  προς τη κοινή γή (ίδια μεενισχυτή και μικροελεγκτή). Τα αναλογικά και ψηφιακά gnd του ADC θα συνδεθούν απευθείας με τη κοινή γη. Τα REF είναι PINS δημιουργίας τάσης αναφοράς για τις μετατροπές του ADC, αλλά δεν θα χρησιμοποιηθούν, καθώς θα γίνει χρήση της εσωτερικής αναφοράς του chip, 2.4 V. Έτσι, το REFIN- θα ενωθεί απευθείας με τη κοινή γη, ενώ το REFIN+ θα συνδεθεί στη γη μέσω πυκνωτή 10  $\mu\text{F}$ , σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων. Το MCLK δεν χρειάζεται να χρησιμοποιηθεί, εφόσον ούτε εισάγεται εξωτερικό master ρολόι ούτε χρησιμοποιείται το εσωτερικό ρολόι του ADC για να τροφοδοτηθεί κάποιο άλλο κύκλωμα. Τα interrupts επίσης δεν θα χρησιμοποιηθούν, οπότε και το PIN του IRQ πρέπει να συνδεθεί με pull-up αντίσταση της τάξεως των 100 K $\Omega$  (χρησιμοποιήθηκε 100K) με την ψηφιακή τροφοδοσία DVDD. Τα PINS του SPI, δηλαδή, τα SDO, SDI, SCK,  $\sim$ CS θα συνδεθούν, μέσω αντιστάσεων 10  $\Omega$  για λόγους σταθερότητας, με τα αντίστοιχα PINS της αναπτυξιακής πλακέτας του ESP32 που θα αναφερθεί παρακάτω. Όπως, επίσης θα αναλυθεί περαιτέρω παρακάτω τα SDO, SDI κρίθηκε απαραίτητο να συνδεθούν με pull-up αντιστάσεις 1 k $\Omega$  με την ψηφιακή τροφοδοσία.

### 3.1.8 Αναπτυξιακή πλακέτα μικροελεγκτή (MCU Development Board)

---

Επιλέχθηκε η πλακέτα ESP32 Development Board - DEVKITCV4 για τις υψηλές δυνατότητες της για Low power edge iot, δηλαδή:

- 240MHz ταχύτητα ρολογιού
- Ενσωματωμένο αποθηκευτικό χώρο μνήμης flash
- Bluetooth
- Wifi
- Υψηλό pin count και υποστήριξη όλων των συνηθέστερων πρωτοκόλλων επικοινωνίας (πχ. SPI που θα χρησιμοποιηθεί για τον ADC)
- Δυνατότητα για απευθείας χρήση αναπτυξιακού περιβάλλοντος και λογισμικού Arduino.



Σχήμα 20: Διαμόρφωση PIN του ESP32 DEVKITC V4.

Όσον αφορά την αναπτυξιακή πλακέτα, αυτή θα τροφοδοτείται από το USB, καθώς πρώτον εμπεριέχει δικό της regulator τάσης 3.3 V και επιπλέον η χρήση USB είναι απαραίτητη για την μεταφορά των δεδομένων στον υπολογιστή μέσω σειριακής επικοινωνίας.

Επιπλέον, τα μοναδικά PINs που θα χρειαστούν από την αναπτυξιακή πλακέτα είναι αυτά που χρειάζονται για τη σειριακή επικοινωνία SPI με τον ADC. Αναλυτικότερα,

- PIN 23 MOSI → Σύνδεση με SDI ADC
- PIN 19 MISO → Σύνδεση με SDO
- PIN 18 SCK → Σύνδεση με SCK ADC
- PIN 5 SS → Σύνδεση με CS ADC

### 3.1.9 Ταίριασμα τάσεων ADC και MCU

---

#### 3.1.9.1 Ψηφιακές τάσεις DEVKITC:

- Digital High:  $0.75 \times VDD = 2.475 \text{ V (min)}$
- Digital Low:  $0.25 \times VDD = 0.825 \text{ V (max)}$

Αυτές είναι διαμορφωμένες έτσι επειδή το devkitc είναι regulated στα 3.3 V τροφοδοσία, δηλαδή  $VDD=3.3 \text{ V}$ .

#### 3.1.9.2 Ψηφιακές τάσεις MCP3562R

- Digital High:  $0.8 \times dVDD = 2.64 \text{ V (min)}$
- Digital Low:  $0.2 \times dVDD = 0.66 \text{ V (max)}$

εφόσον τέθηκε regulated 3.3 V στην ψηφιακή τροφοδοσία dVDD του chip.

Τα παραπάνω σημαίνουν ότι: Στην χειρότερη περίπτωση ο ADC βγάζει 2.64 V για υψηλή τάση την οποία αναγνωρίζει ο ESP32 στην χειρότερη περίπτωση αφού  $2.64 > 2.475$  V. Επίσης, στην χειρότερη περίπτωση ο ADC βγάζει 0.66 V για χαμηλό επίπεδο το οποίο όμως πάλι αντιλαμβάνεται ο ESP32 ως χαμηλό αφού  $0.825 > 0.66$  V.

Σημείωση: Η παραπάνω διαδικασία έρευνας του ταιριάγματος των τάσεων έγινε προτού επιλεγούν τα chips και όχι εκ των υστέρων.

---

## 3.2 Ρυθμός Δειγματοληψίας

---

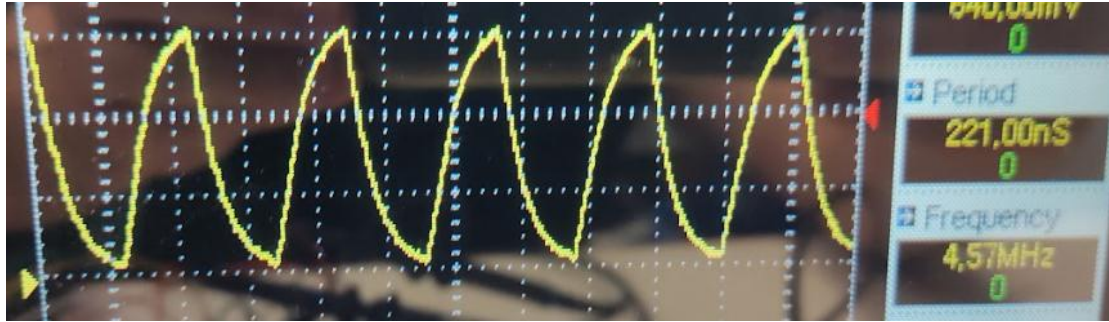
Αρχικά, αξίζει να σημειωθεί ότι ο MCP3562R-E/ST έχει ενσωματωμένο sinc φίλτρο. Παρόλα αυτά η χρησιμότητά του περιορίζεται αρκετά στο να αποκόψει τη συχνότητα 50 Hz ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής γραμμής. Σε αυτό το πλαίσιο θα επιλεγεί ένα oversampling rate που να δίνει ταυτόχρονα 24 bits ακρίβεια και υψηλό ρυθμό δειγματοληψίας στην ελάχιστη ταχύτητα ρολογιού σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων του MCP3562R-E/ST ADC, ώστε να επιδιώκεται παράλληλα ελαχιστοποίηση του θορύβου. Ο αντίστοιχος πίνακας φαίνεται στο Σχήμα 21 και με βάση τα παραπάνω η συχνότητα δειγματοληψίας που θα επιλεγεί είναι η 4800 Hz για συχνότητα ρολογιού 4.9152 Mhz.

OSR[3:0]	OSR <sub>3</sub>	OSR <sub>1</sub>	Total OSR	ADC Resolution in Bits (No Missing Codes)	Conversion Time (T <sub>CONV</sub> )	Data Rate in Continuous Conversion Mode	
						Data Rate (Hz) with MCLK = 4.9152 MHz	Fastest Data Rate (Hz) with MCLK = 19.6608 MHz
0 0 0 0	32	1	32	16	96/DMCLK	38400	153600
0 0 0 1	64	1	64	19	192/DMCLK	19200	76800
0 0 1 0	128	1	128	22	384/DMCLK	9600	38400
0 0 1 1	256	1	256	24	768/DMCLK	4800	19200
0 1 0 0	512	1	512	24	1536/DMCLK	2400	9600
0 1 0 1	512	2	1024	24	2048/DMCLK	1200	4800
0 1 1 0	512	4	2048	24	3072/DMCLK	600	2400
0 1 1 1	512	8	4096	24	5120/DMCLK	300	1200
1 0 0 0	512	16	8192	24	9216/DMCLK	150	600
1 0 0 1	512	32	16384	24	17408/DMCLK	75	300
1 0 1 0	512	40	20480	24	21504/DMCLK	60	240
1 0 1 1	512	48	24576	24	25600/DMCLK	50	200
1 1 0 0	512	80	40960	24	41984/DMCLK	30	120
1 1 0 1	512	96	49152	24	50176/DMCLK	25	100
1 1 1 0	512	160	81920	24	82944/DMCLK	15	60
1 1 1 1	512	192	98304	24	99328/DMCLK	12.5	50

Σχήμα 21: Πίνακας ακρίβειας-δειγματοληψίας του MCP3562R-E/ST αναλογικού σε ψηφιακού μετατροπέα (ADC) που βρίσκεται στο φύλλο δεδομένων του MCP3562R-E/ST.

### 3.2.1 Πραγματική συχνότητα ρολογιού “Master” και ρυθμός απόκτησης δεδομένων (data rate)

Όπως αναφέρεται στο φύλλο δεδομένων του συγκεκριμένου ADC είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί ο εσωτερικός ταλαντωτής του. Η συχνότητα λειτουργίας αυτού του ταλαντωτή δεν είναι ορισμένη ακριβώς εκ των προτέρων, οπότε και έπρεπε να μετρηθεί. Με ρύθμιση των κατάλληλων καταχωρητών μετρήθηκε η συχνότητα από το pin MCLK του τσιπ στα 4.57 MHz όπως φαίνεται και στο Σχήμα 22.



Σχήμα 22: Παλμοσειρά εξόδου στο pin MCLK που αντιστοιχεί στην εσωτερική συχνότητα Master ρολογιού των 4.57 MHz.

Η σχέση η οποία συνδέει τη σχέση μεταξύ MCLK και Data rate (ρυθμού εξόδου δεδομένων- ρυθμός «δειγματοληψίας») δίνεται από την εξίσωση 4-3 στο φύλλο δεδομένων του MCP3562R-E/ST που φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση.

$$DRCLK = \frac{DMCLK}{OSR} = \frac{AMCLK}{4 * OSR} = \frac{MCLK}{4 * OSR * Prescale} \quad (3)$$

Όπου DRCLK ο ρυθμός δεδομένων εξόδου (Hz), DMCLK ρυθμός ψηφαικού ρολογιού (MHz) , AMCLK ο ρυθμός αναλογικού ρολογιού σε MHz και MCLK ο ρυθμός κύριου (master) ρολογιού σε MHz επίσης. Τα παραπάνω ορίστηκαν ως:

- MCLK = 4.57 MHz
- Prescale =1 (default)
- OSR=256 (Θα οριστεί παρακάτω στον αντίστοιχο εσωτερικό καταχωρητή του ADC, μέσω πρωτοκόλλου SPI)

Έτσι, προκύπτει ένας «πραγματικός» ρυθμός εξόδου DRCLK = 4462 Hz.

Αυτός, δεν αποτελεί και τον τελικό πραγματικό ρυθμό διαθέσιμων δειγμάτων ανα περίοδο όπως θα αναλυθεί παρακάτω.

---

## 3.3 SPI και επικοινωνία με ADC

---

Η συσκευή MCP3562R χρησιμοποιεί SPI δυο τύπων:

1. SPI 0,0
2. SPI 1,1

και έχει μέγιστη ταχύτητα ρολογιού στα 20 Mhz.

Επιπλέον έχει CS αρνητικής λογικής και λειτουργία τόσο με interrupts όσο και με συνεχή λειτουργία αποστολής δεδομένων. Στη συγκεκριμένη διπλωματική επιλέχθηκε η συνεχή λειτουργία, έτσι ώστε να υπάρχει αδιάλειπτη συλλογή δεδομένων με pipeline τρόπο.

### 3.3.1 Καταχωρητές (registers)

---

Υπάρχουν συνολικά 16 καταχωρητές που καθορίζουν τις εσωτερικές ρυθμίσεις και λειτουργίες του ADC. Περίληπτικά το τι καθορίζει ο κάθε register φαίνεται στο Σχήμα 23.

Address	Register Name	No. of Bits	R/W	Description
0x0	ADCDATA	4/24/32	R	Latest A/D conversion data output value (24 or 32 bits depending on DATA_FORMAT[1:0]) or modulator output stream (4-bit wide) in MDAT Output mode
0x1	CONFIG0	8	R/W	ADC Operating mode, Master Clock mode and Input Bias Current Source mode
0x2	CONFIG1	8	R/W	Prescale and OSR settings
0x3	CONFIG2	8	R/W	ADC boost and gain settings, auto-zeroing settings for analog multiplexer, voltage reference and ADC
0x4	CONFIG3	8	R/W	Conversion mode, data and CRC format settings; enable for CRC on communications, enable for digital offset and gain error calibrations
0x5	IRQ	8	R/W	IRQ Status bits and IRQ mode settings; enable for Fast commands and for conversion start pulse
0x6	MUX	8	R/W	Analog multiplexer input selection (MUX mode only)
0x7	SCAN	24	R/W	SCAN mode settings
0x8	TIMER	24	R/W	Delay value for TIMER between SCAN cycles
0x9	OFFSETCAL	24	R/W	ADC digital offset calibration value
0xA	GAINCAL	24	R/W	ADC digital gain calibration value
0xB	RESERVED	24	R/W	Reserved
0xC	RESERVED	8	R/W	Reserved
0xD	LOCK	8	R/W	Password value for SPI Write mode locking
0xE	RESERVED	16	R/W	Reserved
0xF	CRCCFG	16	R	CRC checksum for device configuration

Σχήμα 23: Περίληψη λειτουργικότητας που καθορίζουν οι εσωτερικοί καταχωρητές του MCP3562R-E/ST όπως παρουσιάζονται στο φύλλο δεδομένων.

Θα αναφερθούν ενδεικτικά μερικές από τις ρυθμίσεις που πειράξαμε και καθορίζουν την έξοδο του μετατροπέα.

### **3.3.1.1 Καταχωρητής: CONFIG0**

1. Ρύθμιση τάσης αναφοράς στην εσωτερική τάση 2.4 V
2. Χρήση εσωτερικού ρολογιού
3. Ρύθμιση λειτουργίας ADC σε συνεχή μετατροπή

### **3.3.1.2 Καταχωρητής: CONFIG1**

1. Ρύθμιση OSR (Oversampling rate) στα 256 και κατά συνέπεια του ρυθμού εξόδου δεδομένων
2. Ρύθμιση AMCLK=MCLK, οπότε και συνεπώς ο ρυθμός εξόδου δεδομένων εξαρτάται από το (εσωτερικό) ρολόι του συστήματος.

### **3.3.1.3 Καταχωρητής: CONFIG2**

1. Ρύθμιση gain (Μόνο αναλογικού) στα χ1.

### **3.3.1.4 Καταχωρητής: CONFIG3**

1. Ενεργοποίηση συνεχούς λειτουργίας μετατροπής
2. Ρύθμιση εξόδου ADC σε 32 bits συνολικά, δηλαδή, 24 bits + sign extension μορφή όπως φαίνεται στο Σχήμα 24.

SGN ext (8-bit)	DATA[23:0]
-----------------	------------

*Σχήμα 24: Μορφή εξόδου ADC σε 32 bits όπως παρουσιάζεται στο φύλλο δεδομένων του MCP3562R-E/ST.*

### **3.3.1.5 Καταχωρητής: MUX**

1. Ρύθμιση διαφορικού καναλιού Ch1-Ch0 (Vin+ - Vin-). Κυκλωματικά το Vin- θα ρυθμιστεί στο σημείο γείωσης πίσω από το δεξί αυτί (ground voltage).



## 3.3.2 Κώδικας

---

### 3.3.2.1 Setup

Σε επίπεδο κώδικα χρησιμοποιήθηκε η βιβλιοθήκη `arduino SPI.h`

Αφού τέθηκαν τα PINS κατάλληλα σε Input και Output με την εντολή `pinmode` τέθηκε το `Chip Select High`, ώστε να μπορέσει να ξεκινήσει η λειτουργία του πρωτοκόλλου SPI σύμφωνα με το `datasheet` και τη χρήση των εντολών

- `SPI.begin();`
- `SPI.beginTransaction(SPISettings(1000000, MSBFIRST, SPI_MODE0));`

όπου τέθηκε ταχύτητα SPI στα 1Mhz, μορφή μετάδοσης δεδομένων με πρώτο το MSB (όπως ορίζει το φύλλο δεδομένων) και τύπο SPI 0,0. Στη συνέχεια έγιναν οι αρχικοποιήσεις των καταχωρητών, ώστε να επιτευχθούν οι επιθυμητές ρυθμίσεις, μερικές από τις οποίες προαναφέρθηκαν.

Προς διευκόλυνση του προγραμματισμού σε c++ (`arduino`) ορίστηκαν αρχικά οι διευθύνσεις και έπειτα τα διάφορα πεδία των καταχωρητών με τη βοήθεια του `#define`, `globally`.

Πιο συγκεκριμένα όσο αφορά τους καταχωρητές, για να επιτευχθεί αυτό ορίστηκε κάθε πεδίο των `registers` με `#define` «όνομα\_πεδίου» `τιμή_πεδίου_σε_μορφή_bits(0bxxx)` << θέση\_πεδίου στον καταχωρητή. Για παράδειγμα η εντολή

- `#define VREF_SEL 1<<7// set internal ref voltage to 2.4`

Ορίζει το πεδίο «`VREF_SEL`» (που αφορά τον καταχωρητή `CONFIG0`) στη τιμή 1, 7 θέσεις αριστερά από το LSB. Δηλαδή, στη θέση MSB του συγκεκριμένου καταχωρητή.

### 3.3.2.2 Byte εντολής

Κάθε ανάγνωση και εγγραφή εσωτερικών καταχωρητών του ADC (`read` και `write`) απαιτεί πρώτα την αποστολή ενός `byte` (8 bits) «εντολής» (`command byte` όπως αναφέρεται στο φύλλο δεδομένων) όπως φαίνεται παρακάτω στο σχήμα.

CMD[7]	CMD[6]	CMD[5]	CMD[4]	CMD[3]	CMD[2]	CMD[1]	CMD[0]
Device Address Bits		Register Address/Fast Command Bits				Command Type Bits	

Σχήμα 25: Byte Εντολής (Command Byte) που προηγείται κάθε εντολής στη χρήση SPI για επικοινωνία με τον ADC όπως παρουσιάζεται στο φύλλο δεδομένων του MCP3562R-E/ST.

Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 25, στα 2 MSBs καταχωρείται η διεύθυνση της συσκευής, η οποία είναι η 0b01, εκτός κι αν γίνει ειδική παραγγελία από τον κατασκευαστή. Στα επόμενα 4 bits θα χρησιμοποιηθεί η διεύθυνση του καταχωρητή που θα επηρεαστεί (διαβαστεί ή γραφεί) και στα τελευταία 2 bits, LSBs, θα οριστεί κάθε φορά ο τύπος εντολής (εν γένει γράψιμο ή ανάγνωση).

### 3.3.2.3 Συνάρτηση `spi_device_init()` – Incremental Write

Πρόκειται για τη συνάρτηση αρχικοποίησης της επικοινωνίας μεταξύ ADC και ESP32 mcu μέσω πρωτοκόλλου SPI.

Εδώ ως command type επιλέγεται το incremental write (0b10), έτσι ώστε να μειωθεί ο συνολικός χρόνος εγγραφής στους καταχωρητές. Αρχικά διαμορφώνεται το command byte ως

- `byte command=device_address | running_address | (0b10 & 0x3);`

και για κάθε καταχωρητή διαμορφώνεται το/τα byte(s) εγγραφής με τη χρήση ξανά του bitwise or, όπως πχ

- `byte write_byte= VREF_SEL | config0 | CLK_SEL | CS_SEL | ADC_MODE ;`

Σε κάθε μεταφορά Byte χρησιμοποιείται η συνάρτηση `SPI.transfer(byte);`

### 3.3.2.4 Chip Select

Πρέπει επίσης πρώτου σταλεί το command byte να τεθεί το chip select στο χαμηλό επίπεδο με την εντολή.

- `digitalWrite(chipSelectPin, LOW);`

Πρέπει ακόμη, αφότου γίνει η παραπάνω εντολή να περάσει αρκετός χρόνος, ώστε να μπορούν να σταλούν δεδομένα. Σε διαφορετική περίπτωση η ανταλλαγή δεδομένων θα γίνει λανθασμένα. Προγραμματιστικά αυτός ο χρόνος αναμονής πρώτου την ανταλλαγή δεδομένων ορίζεται με την εντολή `delayMicroseconds(1);` σε 1  $\mu$ S.

### 3.3.2.5 Συνάρτηση `setup_read()` – Static Read

Εδώ αρχικοποιείται ο καταχωρητής ACCDATA, ώστε να διαβαστούν τα δεδομένα που λαμβάνει ο ADC από τον ενισχυτή.

Ξανά με την ίδια διαδικασία όπως πριν αυτή τη φορά τα Command type bits ορίζονται σε 01, έτσι ώστε να δοθεί η εντολή για στατικό διάβασμα του register.

Σημείωση για κυκλωματική διαμόρφωση SPI PINs:

Στο συγκεκριμένο chip ADC τα PINs που χρησιμοποιούνται για το πρωτόκολλο SPI MISO και MOSI μπαίνουν σε απροσδιόριστη κατάσταση (high impedance) κατά την ανάγνωση του καταχωρητή δεδομένων ACCDATA για ορισμένο χρόνο. Έτσι, πρέπει αυτή η κατάσταση να καθορίζεται ακόμη και σε αυτά τα χρονικά διαστήματα με τη βοήθεια Pull-up αντιστάσεων 1 kΩ που θέτουν τα PINs στο λογικό 1 (3.3 V).

### 3.3.2.6 Συνάρτηση `readDATA()`

Αφού έχουν γίνει τα

- `spi_device_init();`
- `setup_read();`

αναμένεται τώρα να υπάρχει συνεχής ροή δεδομένων ADC.

Ο τρόπος που θα γίνει το διάβασμα εξαρτάται αρχικά από τον τρόπο που λαμβάνονται τα δεδομένα από τον ADC. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 24 κάθε πακέτο πληροφορίας 24-bit λαμβάνεται σε sign-extended μορφή (μορφή επέκτασης προσήμου) 32 bits. Για αυτό το λόγο η συνάρτηση `readDATA` είναι τύπου `long` και επιστρέφει `long`. Η μεταφορά 32 bits μέσω πρωτοκόλλου SPI θα γίνει σε κομμάτια των 8 bits μέσω της συνάρτησης `SPI.transfer()`. Όμως, το SPI πρωτόκολλο είναι διπλής κατεύθυνσης, οπότε ο τρόπος για να ληφθεί κάθε byte (8 bits) πληροφορίας είναι στέλνοντας 0, δηλαδή,

- `inByte0=SPI.transfer(0) ;`

Αφού ληφθούν τώρα 4 bytes = 32 bits πληροφορίας με `4 inByteX=SPI.transfer(0) ;` πρέπει να τοποθετηθούν σε σωστή σειρά στο τελικό αποτέλεσμα, αφού σύμφωνα με το φύλλο

δεδομένων λαμβάνονται πρώτα τα Περισσότερο Σημαντικά Byte (Most Significant Bytes). Έτσι, διαμορφώνεται με λογική μετατόπιση (logical shift) το αποτέλεσμα ως εξής:

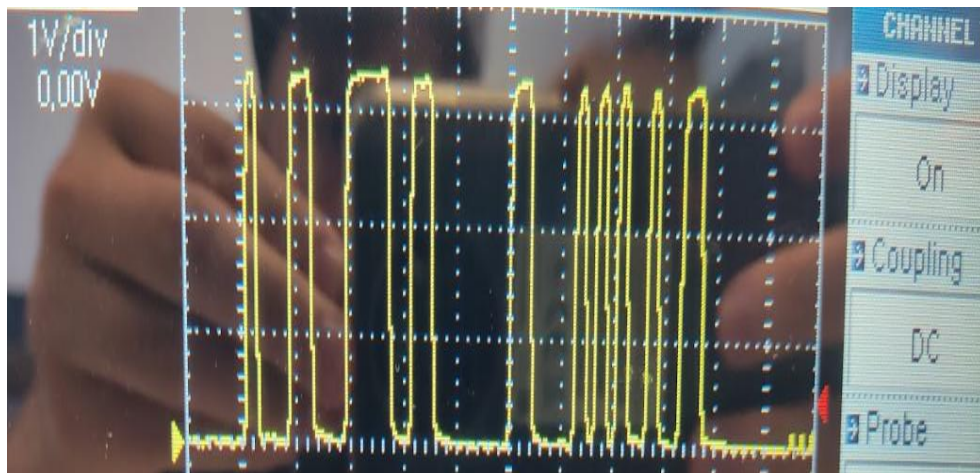
- $result = (inByte0 \ll 24) | inByte1 \ll 16 | inByte2 \ll 8 | inByte3 ;$

Αυτή η συνάρτηση τρέχει «επ αορίστου» σε μια while loop στο κύριο πρόγραμμα, με τρόπο τέτοιο ώστε λαμβάνονται σε μορφή long τα δεδομένα pipelined και διαρκώς.

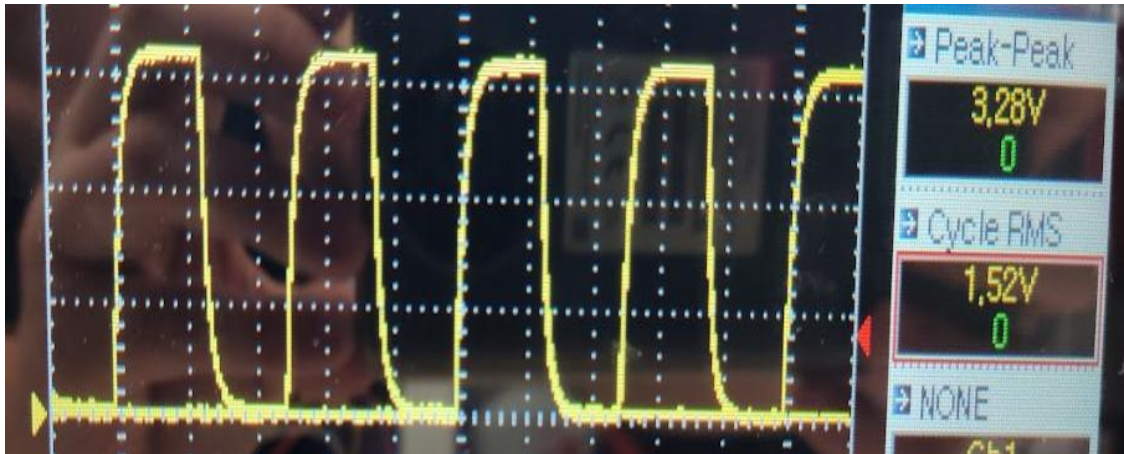
### 3.3.3 Αποτέλεσμα-Έλεγχος παλμογράφου

---

Το σωστό αποτέλεσμα στον παλμογράφο όσο αφορά τα Pins MISO και MOSI φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 26: Έξοδος MISO pin όπου φαίνεται η τάση 3.3 V και η μορφή τετραγωνικού παλμού όπου η κατάσταση “high” αντιπροσωπεύει το λογικό 1 και η κατάσταση “low” το λογικό 0 κατά τη διάρκεια αποστολής δεδομένων.



Σχήμα 27: Έξοδος PIN ρολογιού SCK. Κάθε χτύπος ρολογιού, δηλαδή, λογικό «1», αντιστοιχεί και σε ανταλλαγή 1 bit δεδομένων.

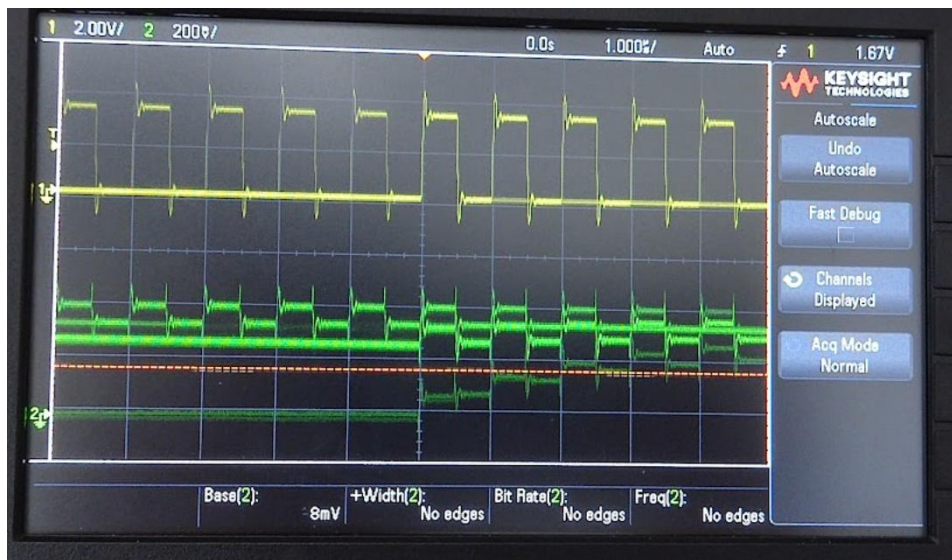
Θα παρατεθούν τώρα μερικά προβλήματα που συναντήθηκαν κατά τη διάρκεια της εγκατάστασης του SPI.

1. Υψηλή ταχύτητα SPI ορισμένη στα SPI.settings(). Αν και τα δεδομένα μπορούσαν να σταλούν «σωστά», δε μπορούσαν να αναγνωριστούν σωστά στον μικροελεγκτή (λάθος αποτελέσματα στο serial monitor του arduino). Έτσι ορίστηκε η μέγιστη ταχύτητα SPI στα 10KHz, παρά το γεγονός ότι το ADC chip μπορεί να προσφέρει μέγιστη ταχύτητα 2 MHz σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων του.
2. Λάθος σύνδεση κοινού GND. Η αναπτυξιακή πλακέτα του ESP32 και το ADC chip (όπως και το κύκλωμα ενισχυτή στο προηγούμενο στάδιο) εκτός από τα MISO, MOSI, CS και SCLK pins, πρέπει να μοιράζονται και κοινό σημείο αναφοράς τάσης 0 (gnd). Σε περίπτωση που δε συμβεί αυτό, το αποτέλεσμα στο παλμογράφο φαίνεται στο Σχήμα 28 και όπως είναι λογικό δεν αναγνωρίζεται σχεδόν ποτέ το λογικό 1, οπότε και λαμβάνεται σαν πληροφορία μόνο το 0.



Σχήμα 28: MOSI και MISO pins λανθασμένη έξοδος, λόγω ασυμμετρίας στο GND.

3. Μη σύνδεση MOSI και MISO με pull-up αντιστάσεις στο VDD (στο «high» ). Αυτό έχει ως συνέπεια μια αστάθεια στα επίπεδα των Pins και κατα συνέπεια απόδοση μη έγκυρων αποτελεσμάτων δεδομένων. Αυτό φάνηκε με τη βοήθεια του παλμογράφου όπως φαίνεται στο Σχήμα 29 κυρίως με τη πράσινη κυματομορφή.



Σχήμα 29: Στη πράσινη κυματομορφή φαίνεται η αστάθεια στο MISO pin, λόγω έλλειψης αντίστασης pull-up.

---

## 3.4 Πραγματική δοκιμή με δεδομένα ADC

---

### 3.4.1 Αναπαράσταση στο Serial Monitor

---

Χρησιμοποιείται σειριακή επικοινωνία μέσω USB της αναπτυξιακής πλακέτας του ESP32. Προγραμματιστικά αυτή επιτελείται με τις ακόλουθες εντολές arduino.

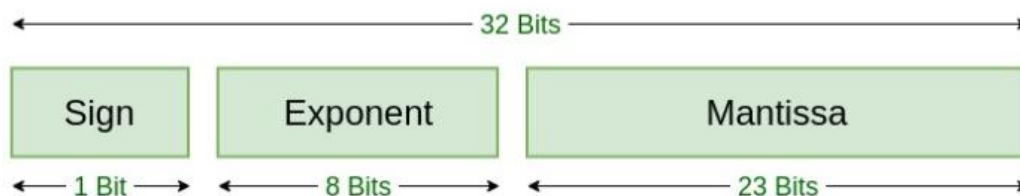
- `Serial.print(readDATA());`
- `Serial.print(" ");`
- `Serial.println(bandpassing(readDATA()));`

Αξίζει σε αυτό το σημείο να σημειωθούν τα εξής:

### 3.4.2 Διαφορά τύπων- αναπαράσταση αριθμών σειριακά.

---

Αρχικά θα παρατηρηθεί ότι η συνάρτηση φίλτρου `bandpassing` λαμβάνει ως όρισμα float αριθμούς και αντίστοιχα δίνει στην έξοδο float αποτέλεσμα, ενώ η συνάρτηση `readDATA` δίνει αποτέλεσμα long. Ένας τύπος float αναπαρίσταται διαφορετικά από έναν τύπο long στον υπολογιστή, όπως φαίνεται στο Σχήμα 30.



Σχήμα 30: Αναπαράσταση σε 32 bits ενός float type [29].

Η αναπαράσταση όμως του long type που δίνει η `readDATA` δόθηκε προηγουμένως. Το σημείο ενδιαφέροντος ανάμεσα σε αυτούς τους 2 τύπους έγκειται στην πληροφορία που εμπεριέχει ο long η οποία είναι τα 24 bits που δίνει ο ADC και στην πληροφορία που δίνει η Mantissa που είναι 23 bits. Αυτή η διαφορά στο 1 bit πληροφορίας πρακτικά σημαίνει ότι χάνεται 1 bit πληροφορίας. Φυσικά, αυτό το bit είναι το ελάχιστο σημαντικό, οπότε δεν επηρεάζει σημαντικά το αποτέλεσμα, αλλά αξίζει να το ληφθεί υπόψιν. Επιπροσθέτως, το

serial.Print, στην default μορφή του, έχει ακρίβεια float δύο δεκαδικών ψηφίων. Αυτήν η ακρίβεια θα χρησιμοποιηθεί στην ψηφιακή αναπαράσταση, χωρίς να χάνεται όμως η ουσιαστική πληροφορία του σήματος (τάξη μεγέθους πλάτος και συχνότητα).

### 3.4.3 Πραγματική Συχνότητα Ανανέωσης Δεδομένων- Σειριακή Ταχύτητα.

---

Στην ενότητα “Ρυθμός Δειγματοληψίας” αναφέρθηκε ένας ρυθμός ανανέωσης δεδομένων 4462 Hz. Αυτός όμως, δεν είναι ο ρυθμός ανανέωσης των δεδομένων στη σειριακή θύρα εν τέλει, ούτε ο ρυθμός με τον οποίο θα πρέπει να λειτουργήσει το ζωνοπερατό ψηφιακό φίλτρο bandpassing. Ο πραγματικός ρυθμός ανανέωσης δεδομένων είναι 129 Hz. Αυτό συμβαίνει, διότι η χρήση των 3 εντολών Serial.print μαζί με το διάβασμα των δεδομένων μέσω SPI μέσω της readDATA και επιπλέον συνδυαστικά με τη χρήση του φίλτρου απαιτούν αρκετό χρόνο. Πιο συγκεκριμένα, αυτός ο χρόνος μετρήθηκε στα 7740 uS, ή αλλιώς, επανάληψη της ρουτίνας κάθε  $\frac{1}{7740} * 10^6 = 129.198$  Hz. Ο τρόπος που έγινε η μέτρηση είναι μέσω της συνάρτησης esp\_timer\_get\_time() της βιβλιοθήκης "esp\_timer.h". Η συνάρτηση αυτή λαμβάνει το χρόνο του προγράμματος σε uSeconds και μετρώντας τη διαφορά στο χρόνο μεταξύ πρώτου και τρίτου serial.print βρίσκεται το συνολικό χρονικό διάστημα επεξεργασίας, άρα και ανανέωσης δεδομένων, 7740 uS. Αυτός είναι ο λόγος που και το τελικό ψηφιακό φίλτρο θα οριστεί για συχνότητα δειγματοληψίας στα 129 Hz, παρότι ο ρυθμός δεδομένων από τον ADC είναι πολύ μεγαλύτερος. Η συχνότητα αυτή, αν και μικρότερη από την θεωρητικά αναμενόμενη, αποδίδει μεν ένα σήμα λιγότερο «real-time», αλλά χωρίς αυτό να είναι αλλοιωμένο. Δηλαδή, υπερκαλύπτει τη συχνότητα nyquist-shannon = 2x BW και επιπλέον το aliased σήμα θορύβου μέγιστης συχνότητας 50 Hz γίνεται aliased στα 129-50=79 Hz που βρίσκονται εκτός πεδίου ενδιαφέροντος 8-13 Hz, οπότε και θα αποκοπούν από το φίλτρο μας.

---

## 3.5 Ζωνοπερατό Φίλτρο και Δοκιμές (BandPass)

---

Ο σκοπός είναι να σχεδιαστεί ένα ζωνοπερατό φίλτρο στα 8-13 Hz που είναι οι συχνότητες των άλφα κυμάτων. Για τη σχεδιάσή του θα χρησιμοποιηθεί κώδικας Python



(Python script) [30] που βρίσκει τους συντελεστές για την ψηφιακή υλοποίηση ενός φίλτρου Butterworth.

### 3.5.1 Δοκιμαστική προσομοίωση

---

Εκτελέστηκε το παραπάνω script με διάφορες παραμέτρους, αλλά θα παρουσιαστεί μόνο η περίπτωση με τις εξής παραμέτρους:

- type bandpass
- rate 100
- order 2
- freq 10
- width 5
- name bandpassing

με τις οποίες ορίστηκε ένα φίλτρο με κεντρική συχνότητα 10Hz και εύρος 5, δηλαδή ένα BandPass στα [7.5, 12.5] Hz, 2ης τάξης για σήμα που δειγματοληπτείται στα 100 Hz. Η συνάρτηση που το υλοποιεί ονομάζεται bandpassing και λαμβάνει ως είσοδο μια μεταβλητή float (32 bits) κάθε φορά: float bandpassing(float input)

Ελέγχθηκε αρχικά η απόδοση του φίλτρου σε ένα εικονικό περιβάλλον (Arduino IDE) με ένα τεχνητό σήμα. Το τεχνητό σήμα που δημιουργήθηκε είναι το

- float = micros()/1.0e6;
- float xn = sin(10\*PI\*2\*t) + 0.2\*sin(50\*PI\*2\*t)+ 0.4\*sin(2\*PI\*2\*t) +3;

με την ιδέα να προέρχεται από το [31].

Το παραπάνω σήμα που κατασκευάστηκε προσομοιώνει:

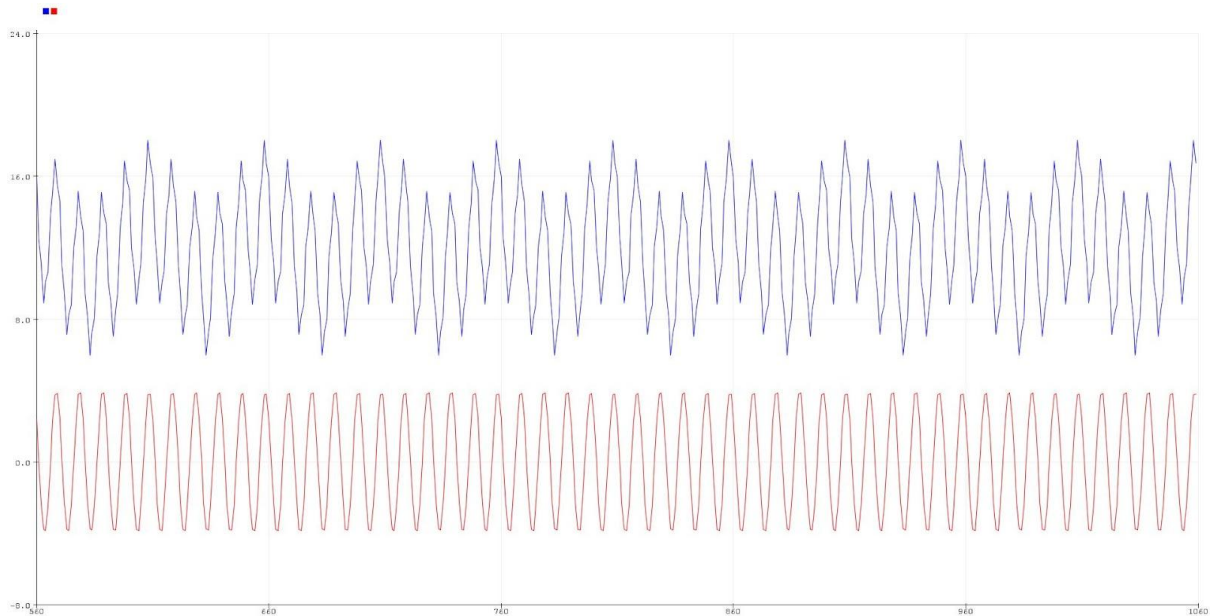
- Μια συχνότητα ενδιαφέροντος στα 10 Hz.
- Θόρυβο ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής στα 50 Hz
- Θόρυβο DC από διάφορες πηγές που μπορεί να έχει φτάσει στο τελικό στάδιο (+3 V DC)
- Ποικίλο θόρυβο 2 Hz (Εν γένει χαμηλών συχνοτήτων)

Αυτό θα περαστεί από το φίλτρο butterworth που περιγράφηκε παραπάνω και θα δώσει το σήμα

- float yn=bandpassing(xn);

Όλα τα παραπάνω είναι σε μια Infinite loop του προγράμματος η οποία τρέχει με καθυστέρηση 10 millisecond (`delay(10);`), έτσι ώστε να προσομοιώνεται η δειγματοληψία με συχνότητα 100 Hz.

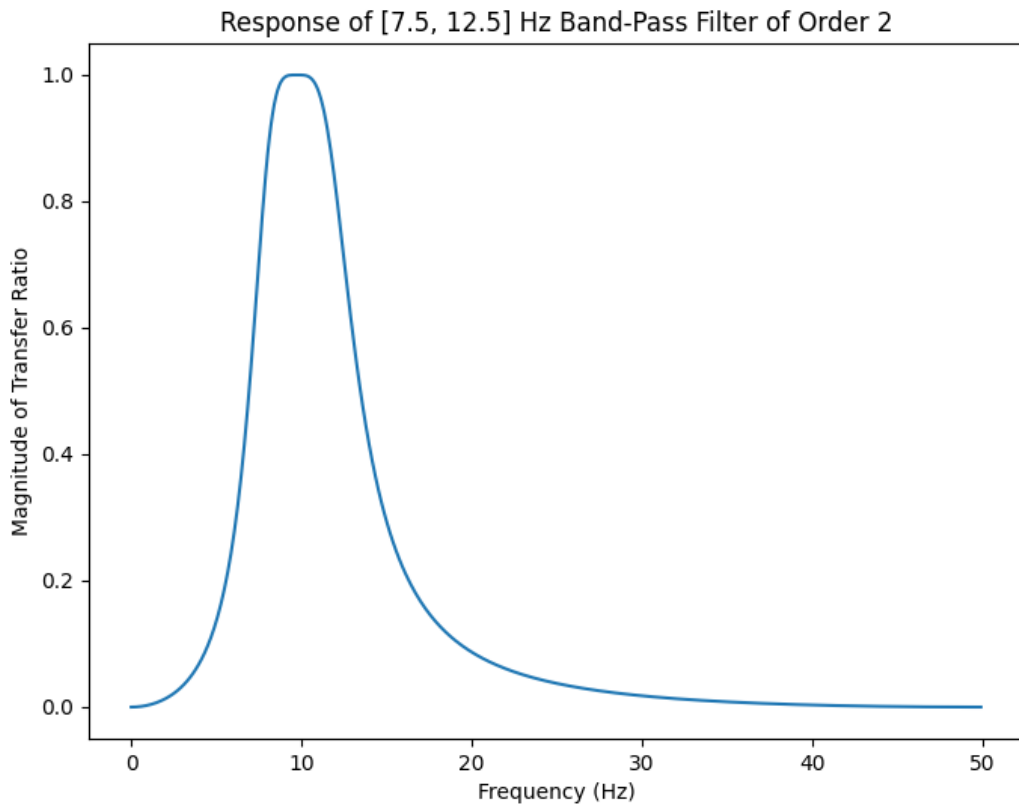
Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης φαίνεται παρακάτω



*Σχήμα 31: Προσομοίωση μη επεξεργασμένου σήματος (μπλε) σε σύγκριση με το τελικό σήμα περασμένο από ζωνοπερατό φίλτρο (κόκκινο).*

Όπου με μπλε χρώμα φαίνεται το μη επεξεργασμένο σήμα και το οποίο επεξεργάζεται με το ζωνοπερατό φίλτρο που περιγράφηκε παραπάνω και καταλήγει στο `float yn = bandpassing(xn);` που αναπαρίσταται με κόκκινο χρώμα. Αυτά τα σήματα φαίνονται στο serial monitor του Arduino IDE.

Παρατηρείται ότι η συνιστώσα DC +3 V έχει εξαλειφθεί σχεδόν ολοκληρωτικά, αλλά και το σήμα ενδιαφέροντος έχει καθαρίσει σε μεγάλο βαθμό από παράσιτα. Έτσι, φαίνεται από την προσομοίωση ότι ένα φίλτρο Butterworth IIR 2ης τάξης να είναι αρκετό για να υλοποιηθεί το ζωνοπερατό φίλτρο που αναζητείται. Στο Σχήμα 32 φαίνεται μέσω της `matplotlib` και η απόκριση του φίλτρου που σχεδιάστηκε.



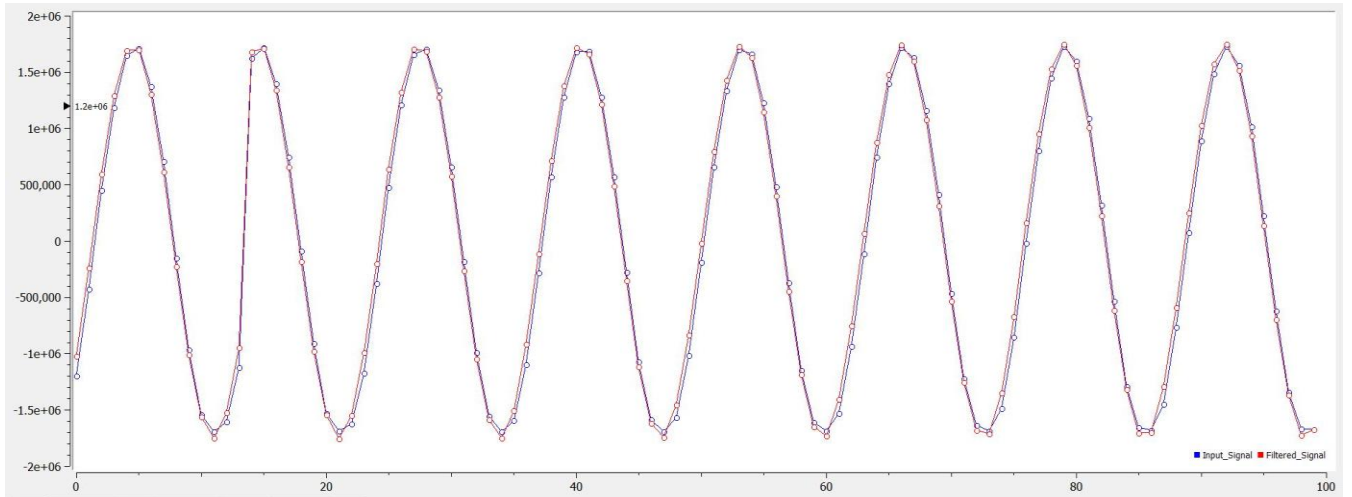
Σχήμα 32: Απόκριση ζωνοπερατού ψηφιακού φίλτρου Butterworth 2ης τάξης στο εύρος συχνοτήτων 7.5 με 12.5 Hz.

---

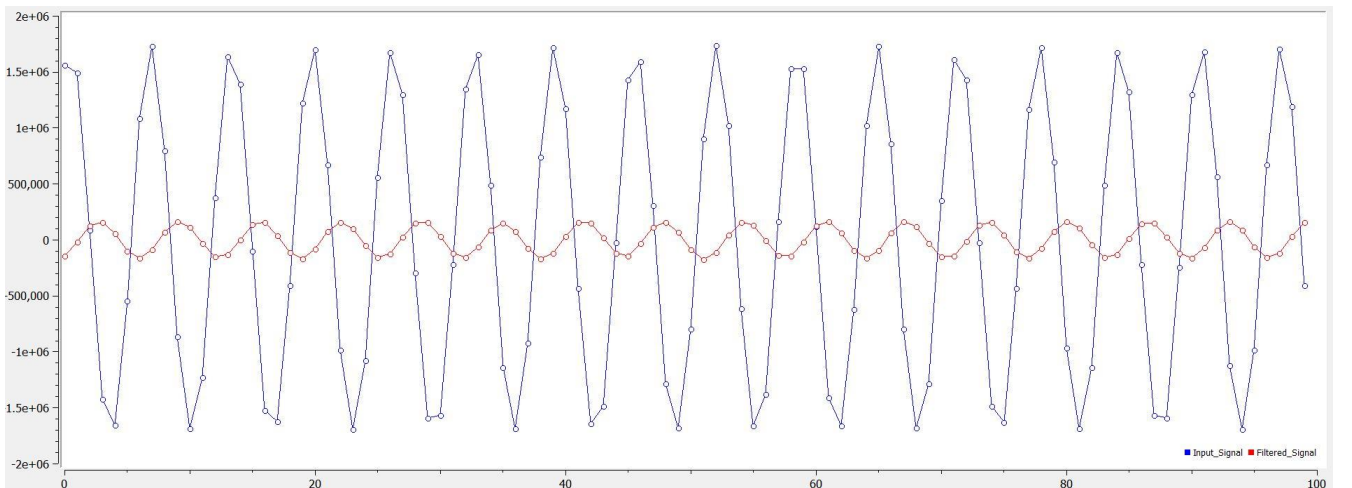
### 3.6 Πειραματικά αποτελέσματα ψηφιακού ζωνοπερατού φίλτρου

---

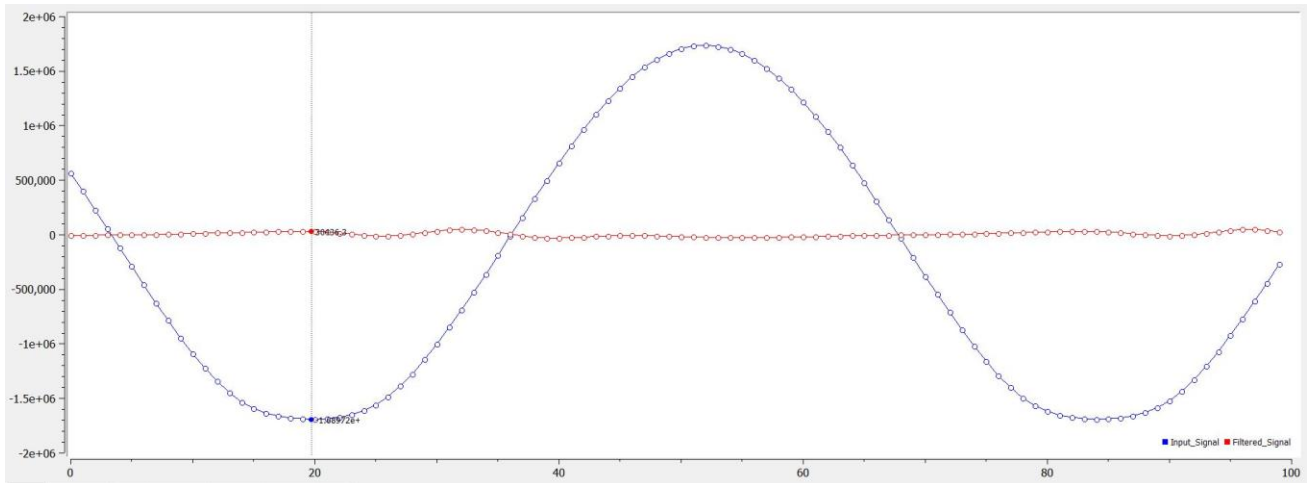
Παρακάτω θα παρατεθούν στην ίδια γραφική παράσταση πραγματικά σήματα εισόδου, που λαμβάνονται από τον ADC και αναπαρίστανται μέσω σειριακής επικοινωνίας με υπολογιστή, και φιλτραρισμένα σήματα ζωνοπερατού φίλτρου που προαναφέρθηκε. Με μπλε παρουσιάζεται κάθε φορά το σήμα εισόδου, ενώ με κόκκινο το αποτέλεσμα του φίλτρου. Η αναπαράσταση έχει γίνει με τη βοήθεια του προγράμματος SerialPlot.



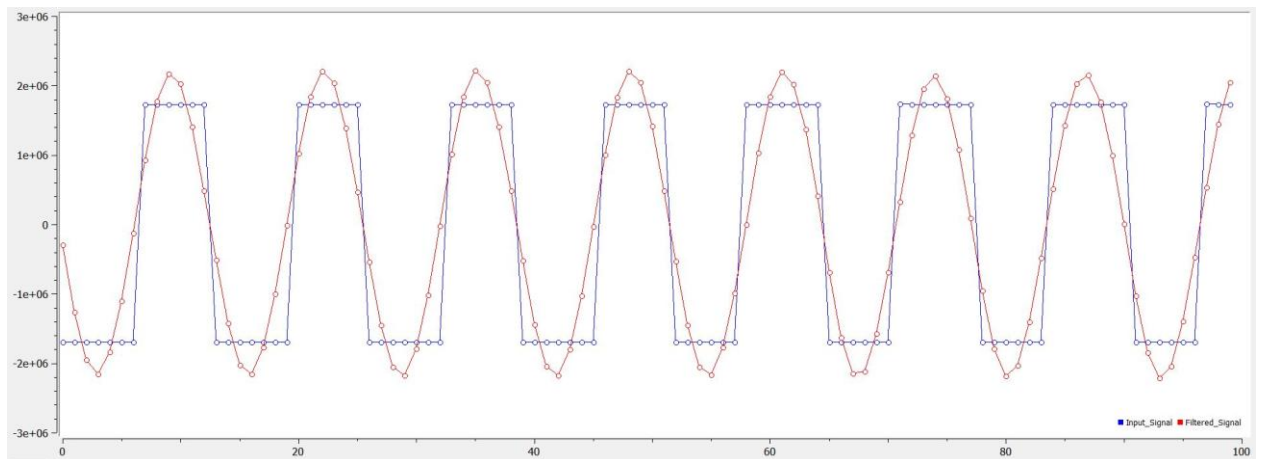
Σχήμα 33: Απόκριση φίλτρου (κόκκινο) για σήμα εισόδου (μπλέ) ημιτονοειδές 10 Hz 500 mVpp.



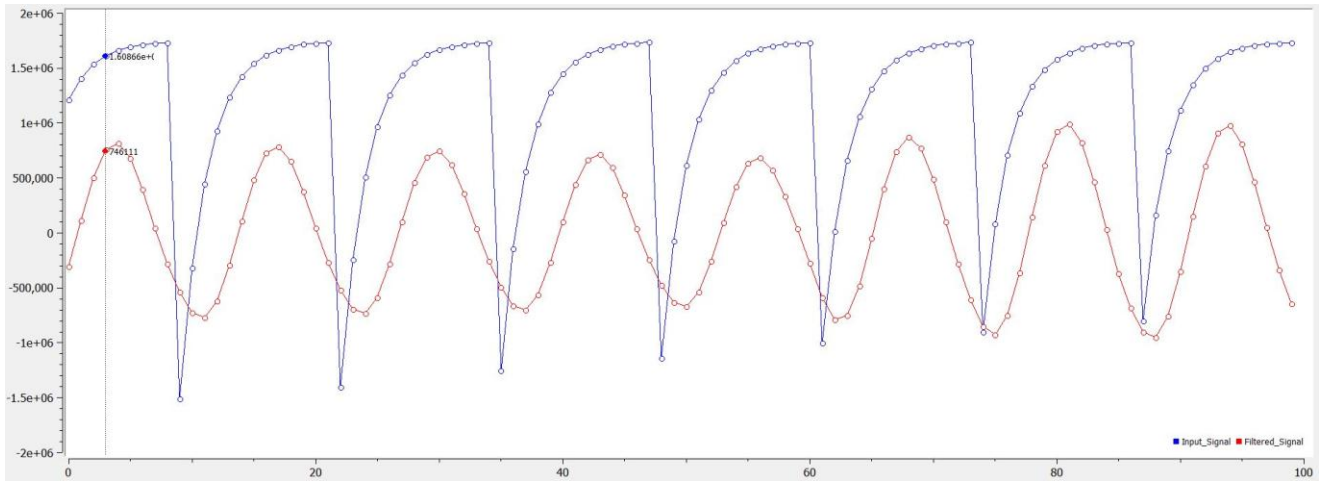
Σχήμα 34: Απόκριση φίλτρου (κόκκινο) για σήμα εισόδου(μπλέ) ημιτονοειδές 20 Hz 500 mVpp.



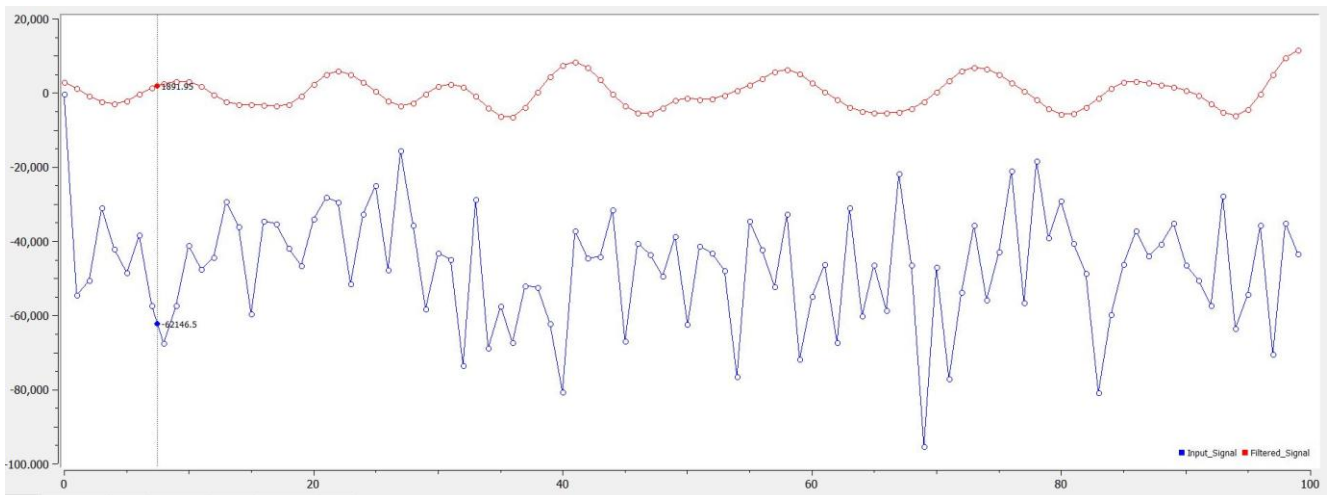
Σχήμα 35: Απόκριση φίλτρου (κόκκινο) για σήμα εισόδου(μπλέ) ημιτονοειδές 2 Hz 500 mVpp.



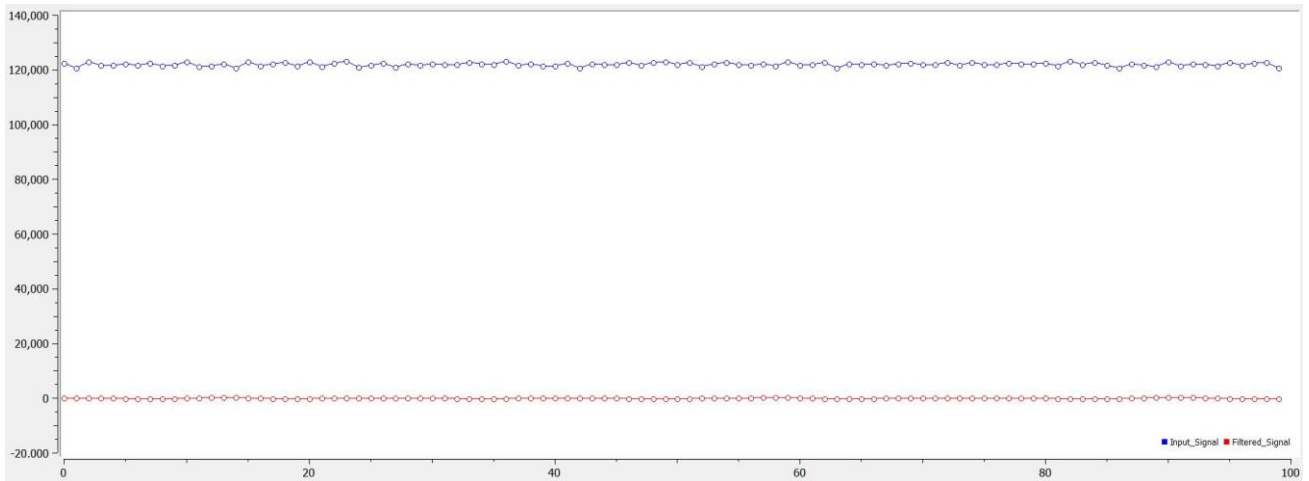
Σχήμα 36: Απόκριση φίλτρου (κόκκινο) για σήμα εισόδου(μπλέ) τετραγωνικό 10 Hz 500 mVpp.



Σχήμα 37: Απόκριση φίλτρου (κόκκινο) για σήμα εισόδου(μπλέ) τυχαίο κύμα 500 mVpp.



Σχήμα 38: Απόκριση φίλτρου (κόκκινο) για σήμα εισόδου(μπλέ) τεχνητά δημιουργημένο θόρυβο.



Σχήμα 39: Απόκριση φίλτρου (κόκκινο) για σήμα εισόδου(μπλέ) φυσικό,πραγματικό, θόρυβο.

Θα γίνουν τώρα οι εξής παρατηρήσεις:

1. Συχνότητες Αποκοπής και περάσματος: Για τη συχνότητα που αφορά τα καθαρά σήματα ημιτόνου είναι εμφανές ότι η συχνότητα 10 Hz είναι αυτή που περνάει αυτούσια μέσα από το φίλτρο. Με άλλα λόγια, στα 10 Hz το σήμα εξόδου σχεδόν ταυτίζεται με το σήμα εισόδου του φίλτρου (με μια μικρή καθυστέρηση στα σημεία). Αυτό είναι αναμενόμενο, αφού τα 10 Hz είναι κεντρική συχνότητα στο φίλτρο που έχει κατασκευαστεί. Αντιθέτως παρατηρείται ότι τα 2 Hz και τα 20 Hz ημιτόνου αποκόπτονται σχεδόν πλήρως στην έξοδο. Επιπλέον, κυματομορφές που εμπεριέχουν μέσα διάφορες συχνότητες, όπως η τυχαία ή η τετραγωνική κυματομορφή, μετριάζονται αρκετά και είναι εμφανές ότι ο παράγοντας που περνάει το φίλτρο είναι μόνο αυτός των 10 Hz. Το ίδιο συμβαίνει και με τον τυχαίο τεχνητό θόρυβο, ενώ για τον πραγματικό θόρυβο ο οποίος είναι DC, παρατηρείται σχεδόν πλήρης αποκοπή.
2. Επίπεδα τάσης: Όσον αφορά τις τιμές που δίνει ο ADC και κατά πόσο αυτές ανταποκρίνονται στην πραγματικότητα θα αναφερθούν τα εξής. Ξεκινώντας από την εικόνα θορύβου, θα παρατηρηθεί μια τιμή απεικόνισης κοντά στα 120000. Αυτό αντιστοιχεί σε  $120000 * 0.14 \mu V = 0.0168 V = 16.8 mV$ . Αυτά τα 16.8 mV σφάλμα εμπεριέχουν μέσα

- Σφάλμα μέτρησης παλμογράφου
- Σφάλμα καλωδίων
- Σφάλμα μετατροπών αριθμητικών δεδομένων
- Σφάλμα σειριακής αναπαράστασης.
- Σφάλμα κυκλωμάτων

Βέβαια, όπως παρατηρήθηκε και όπως προοριζόταν, αυτό το DC σφάλμα τελικώς αποκόπτεται. Δεν παύει όμως να είναι υπαρκτό στο ακαθάριστο σήμα και να αποτελεί μια ρεαλιστική τιμή θορύβου. Όσον αφορά τώρα το σήμα εισόδου που εισάγεται κάθε φορά με τη γεννήτρια παρατηρείται μια μέγιστη αρνητική τιμή κοντά στα  $1.68 \cdot 10^6$  που αντιστοιχεί σε πραγματική τιμή τάσης  $1.68 \cdot 10^6 \cdot 0.14 \cdot 10^{-6} = 0.2352 \text{ V}$ . Αυτή η τιμή διαφέρει από την θεωρητική τιμή που έχει εισαχθεί κατά  $0.250 - 0.2352 = 0.0148 \text{ V}$ , δηλαδή, 14.8 mV. Αυτή η διαφορά είναι πολύ κοντά στο σφάλμα DC που μετρήθηκε προηγουμένως. Επομένως, μπορεί να θεωρηθεί ότι και αυτό το αποτέλεσμα είναι αρκετά ρεαλιστικό και αναμενόμενο. Έχει, λοιπόν, αποδειχθεί τόσο η λειτουργία του ADC όσο και η σωστή λειτουργία του ψηφιακού φίλτρου. Απομένει τώρα η παρουσίαση των αποτελεσμάτων με πραγματικό σήμα εγκεφαλογράφου.

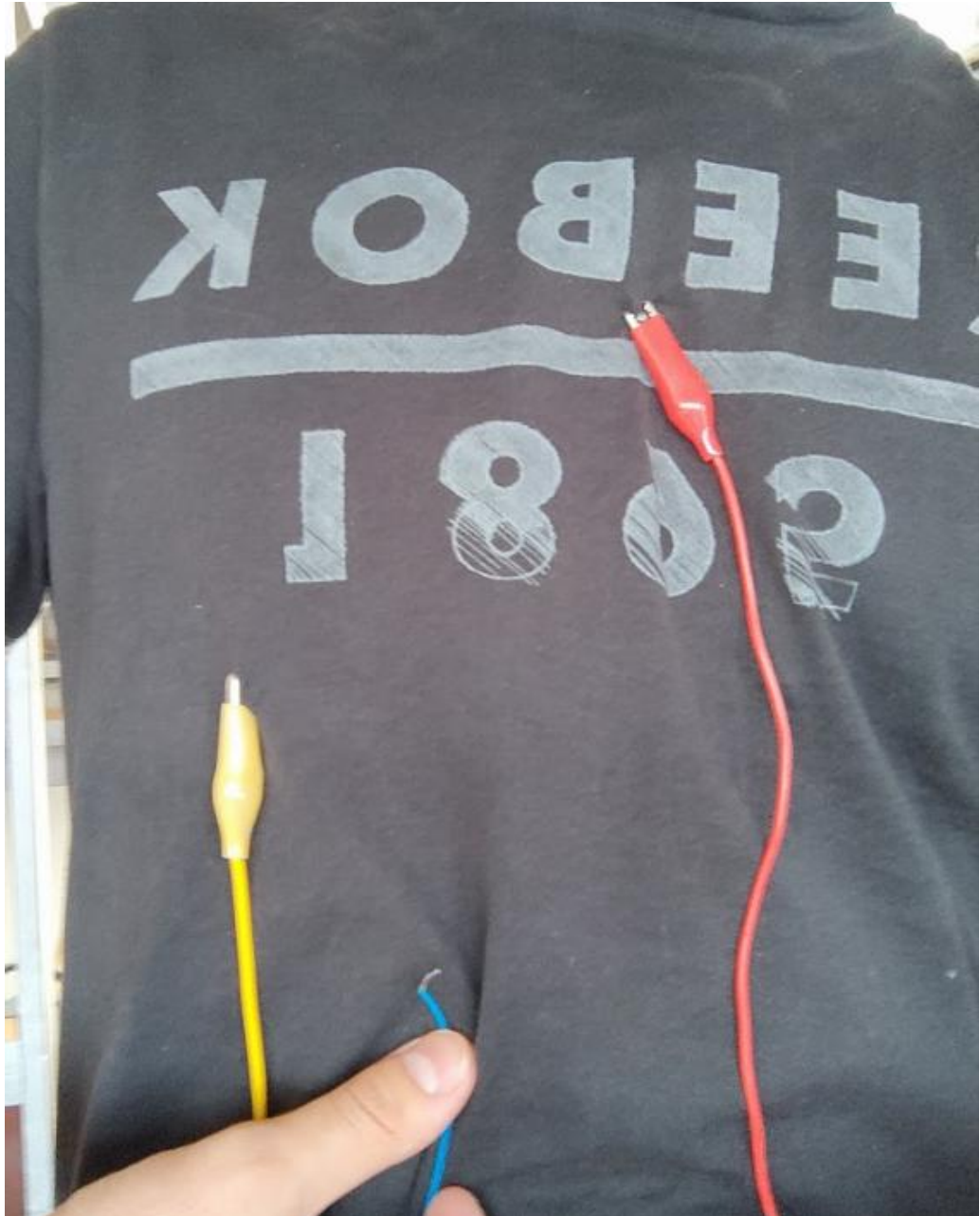
---

### 3.7 Πραγματικές Μετρήσεις Ηλεκτροκαρδιογραφήματος

---

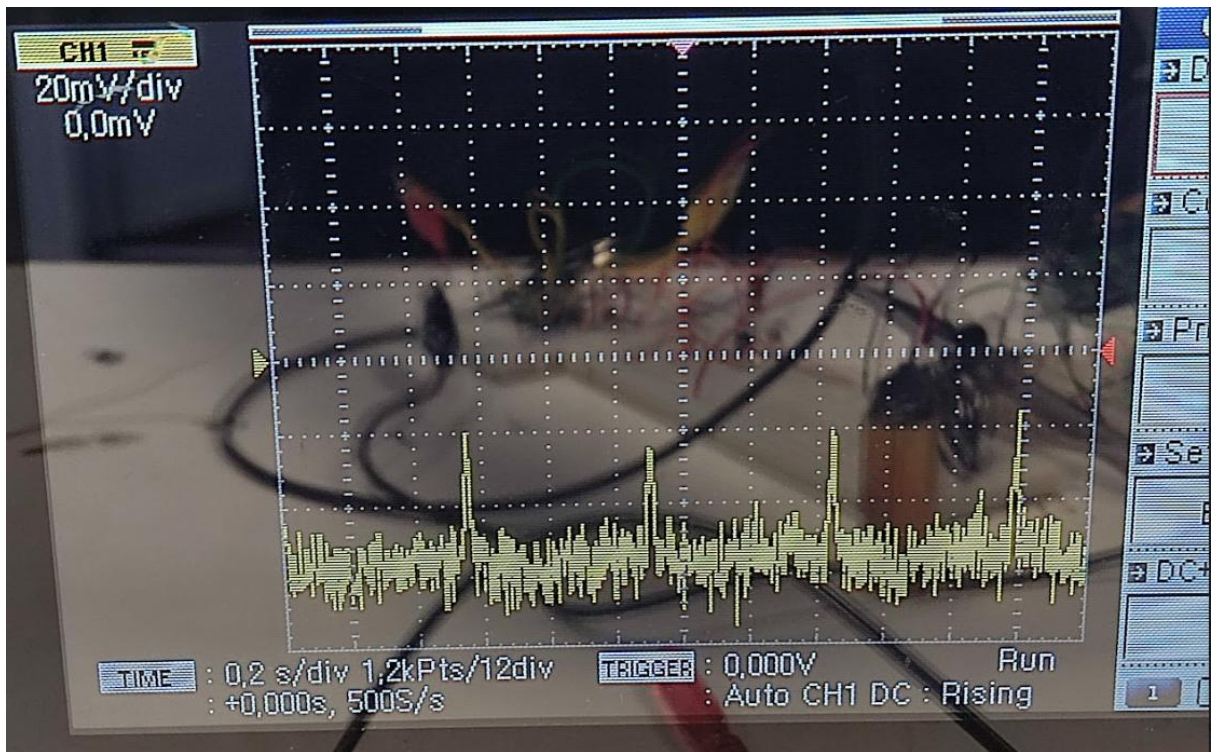
Το σύστημα που έχει δημιουργηθεί μπορεί μεν να προορίζεται για ανίχνευση άλφα εγκεφαλικών κυμάτων, όμως δεν παύει να είναι και ένας βιοενισχυτής με την έννοια ότι μπορεί να αναγνωρίσει κι άλλα βιοσήματα. Επειδή ως κυματομορφή αυτή του ηλεκτροκαρδιογραφήματος είναι περισσότερο αναγνωρίσιμη και περιοδική, έγιναν αρχικά μετρήσεις καρδιακού σήματος με μοναδικό σκοπό να επαληθευτεί η ορθή λειτουργία του συστήματος. Θα παρουσιαστεί ευθύς αμέσως η συνδεσμολογία των 3 καλωδίων για την απόκτηση του καρδιογραφήματος και στη συνέχεια η απεικόνιση του λαμβανόμενου σήματος τόσο στον παλμογράφο όσο και στο serial monitor του Arduino IDE.



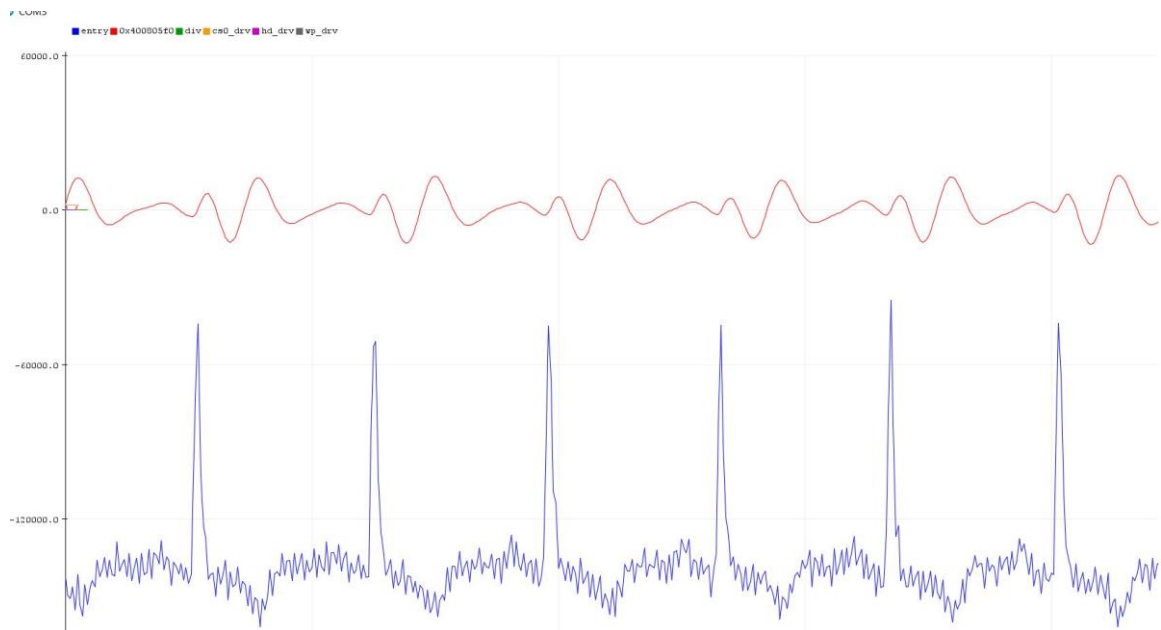


*Σχήμα 40: Παρουσιάζεται η θέση των ηλεκτροδίων που τοποθετήθηκαν για την απόκτηση καρδιακού σήματος. Με κόκκινο καλώδιο συνδέθηκε το Vin+ του ενισχυτή, με το κίτρινο καλώδιο το Vin- του ενισχυτή, ενώ με μπλε καλώδιο γειώθηκε το σώμα στο gnd του κυκλώματος.*

Σημείωση: Τα καλώδια δείχνουν απλώς τη θέση των ηλεκτροδίων. Οι πραγματικές μετρήσεις έγιναν με τα καλώδια ενωμένα στα ηλεκτρόδια (κάτω από την μπλούζα) που έχουν άμεση επαφή με το σώμα .



Σχήμα 41: Απεικόνιση καρδιακού σήματος στο παλμογράφο.



Σχήμα 42: Αναπαράσταση στο serial monitor του Arduino IDE. Με μπλε παρουσιάζεται το αφιλτράριστο σήμα ηλεκτροκαρδιογραφήματος, ενώ με κόκκινο το σήμα που διαπερνά το ψηφιακό φίλτρο 8-13 Hz.

Αρχικά παρατηρείται ότι το χρονικό διάστημα μεταξύ δυο παλμών είναι περίπου 0.6 seconds, οπότε 100 παλμούς το λεπτό. Αυτός ο ρυθμός ναι μεν είναι αυξημένος, αλλά αντιστοιχεί σε ρυθμό φυσιολογικού καρδιογραφήματος. Επίσης, το σχήμα των

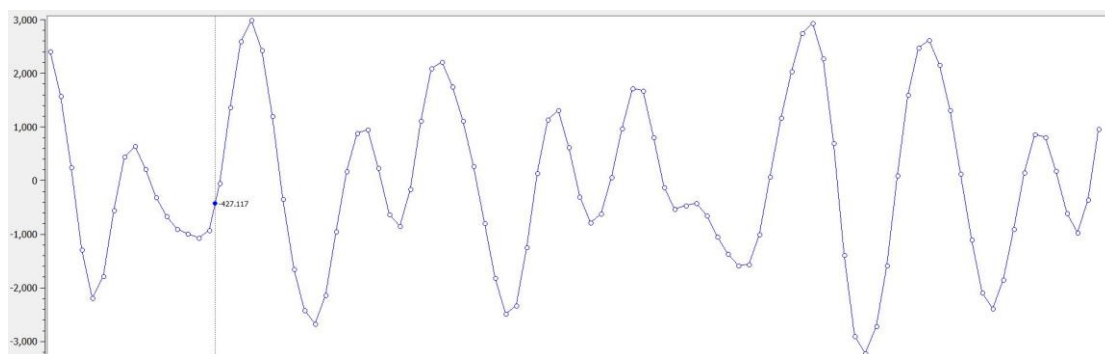
κυματομορφών, ιδιαίτερα όπως αυτό παρουσιάζεται στο serial monitor, μοιάζει πολύ στο ιδανικό σήμα καρδιογραφήματος. Συνεπώς, μπορεί να εξάγει το συμπέρασμα ότι ο βιοενισχυτής που έχει κατασκευαστεί έχει ορθή λειτουργία.

---

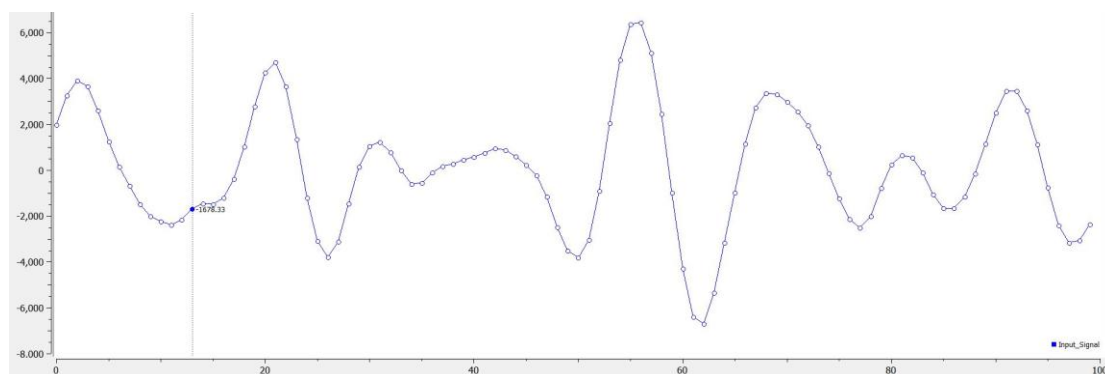
### 3.8 Πραγματικές Μετρήσεις άλφα κυμάτων

---

Θα παρουσιαστούν αρχικά οι μετρήσεις σε εικόνες συγκριτικά με κλειστά και ανοιχτά μάτια και θα ακολουθήσει σχολιασμός των αποτελεσμάτων.

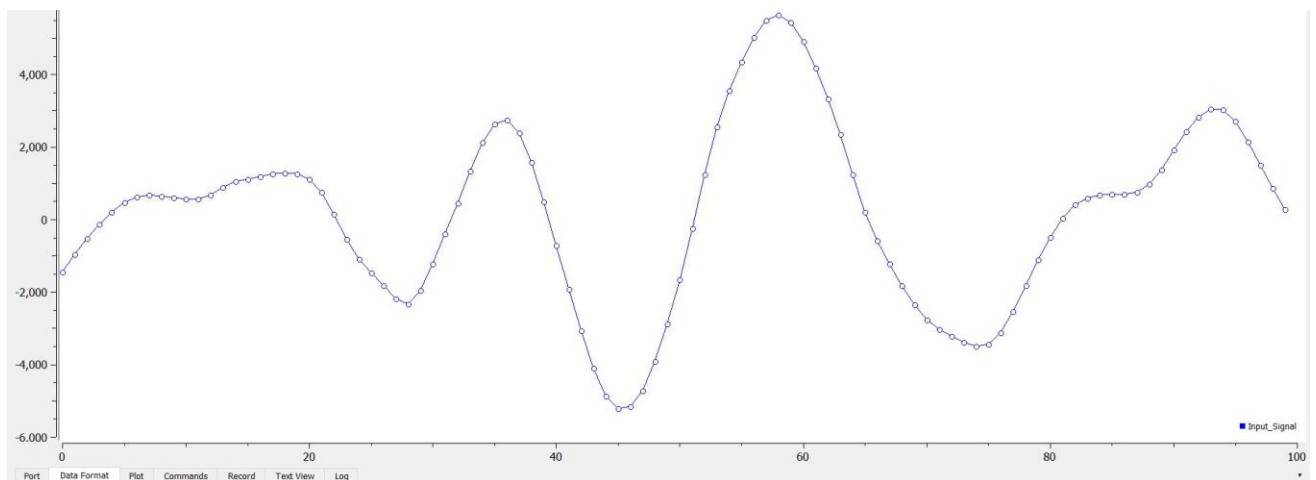


Σχήμα 43: Απεικόνιση στον υπολογιστή μέτρησης άλφα κυμάτων, αφού περαστούν από ψηφιακό φίλτρο 8-13 Hz και οι οποίες έγιναν με ανοιχτά μάτια (χωρίς επιπλέον τζελ).

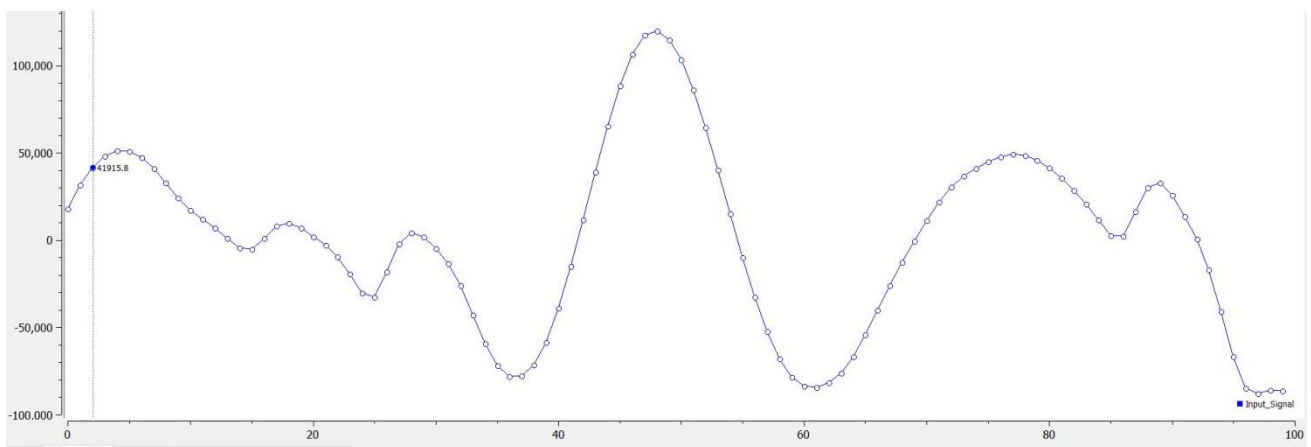


Σχήμα 44: Απεικόνιση στον υπολογιστή μέτρησης άλφα κυμάτων, αφού περαστούν από ψηφιακό φίλτρο 8-13 Hz και οι οποίες έγιναν με κλειστά μάτια (χωρίς επιπλέον τζελ).

Στις παρακάτω μετρήσεις εφαρμόζεται καθαριστικό τζελ υπερήχων προτού γίνουν οι μετρήσεις.



Σχήμα 45: Απεικόνιση στον υπολογιστή μέτρησης άλφα κυμάτων, αφού περαστούν από ψηφιακό φίλτρο 8-13 Hz και οι οποίες έγιναν με ανοιχτά μάτια (επιπλέον τζελ).



Σχήμα 46: Απεικόνιση στον υπολογιστή μέτρησης άλφα κυμάτων, αφού περαστούν από ψηφιακό φίλτρο 8-13 Hz και οι οποίες έγιναν με κλειστά μάτια (επιπλέον τζελ).

## 4 Παρατηρήσεις-Συμπεράσματα

Συγκριτικά με ανοιχτά και κλειστά μάτια, θα παρατηρηθεί ότι υπάρχει αυξημένο πλάτος στην περίπτωση των κλειστών ματιών, όπως και ήταν αναμενόμενο από τη θεωρία. Στην περίπτωση χωρίς εξτρα τζελ και με κλειστά μάτια το μέγιστο πλάτος που παρατηρείται στην απεικόνιση υπολογιστή είναι περίπου  $6000 \times 0.14 \mu\text{V} = 0.84 \text{ mV}$ . Επειδή το αρχικό σήμα έχει ενισχυθεί κατά παράγοντα περίπου 1000, μπορεί να υποθεθεί ότι το αρχικό σήμα που μετρήθηκε είναι περίπου  $0.84 \mu\text{V}$ . Με ανοιχτά μάτια η αντίστοιχη απεικονιζόμενη τιμή αντιστοιχεί σε  $30000.14 \mu\text{V} / 1000 = 0.42 \mu\text{V}$  αρχικού σήματος. Στην περίπτωση που προστέθηκε επιπλέον γέλη τώρα, ενώ η τιμή με ανοιχτά μάτια παραμένει σχεδόν ίδια, η τιμή με κλειστά μάτια φαίνεται να ξεπερνάει τον αριθμό 100000 στην απεικόνιση, δηλαδή, φτάνει κοντά στα  $0.14 \mu\text{V} \times 100000 = 14 \text{ mV}$ . Αυτό αντιστοιχεί σε αρχική τιμή  $14 \mu\text{V}$  που είναι περισσότερο κοντά στις αναμενόμενες τιμές εγκεφαλογραφήματος. Τα σήματα αυτά που λαμβάνονται είναι εξαιρετικά μικρά, γεγονός το οποίο αποδίδεται στη μικρή ενίσχυση που επιλέχθηκε και στη μεγάλη εμπέδηση ηλεκτροδίων/δέρματος, αλλά και γενικότερα όλων των καλωδίων του κυκλώματος.

Επιπλέον, όσον αφορά το σχήμα των κυματομορφών, μπορεί να θεωρηθεί ότι βρίσκεται εντός αποδεκτών πλαισίων, καθώς το ψηφιακό φίλτρο που χρησιμοποιείται αφορά εύρος συχνοτήτων και όχι μια συγκεκριμένη συχνότητα. Έτσι, είναι λογικό να φαίνεται μια κυματομορφή με διαφορετικά πλάτη που να μην εμφανίζει περιοδικότητα. Παρόλα αυτά, έγινε προσπάθεια να αποθανατιστούν στιγμιότυπα ανάμεσα στα κλειστά και ανοιχτά μάτια που μοιάζουν στη μορφή, ώστε να επιβεβαιωθεί ότι πρόκειται για το ίδιο μετρήσιμο σήμα. Επίσης, φαίνεται καθαρά ότι υπάρχουν κάποια «peaks» τάσης και κάποια σημεία που η τάση φτάνει σχεδόν στο μηδέν. Μια ερμηνεία αυτού είναι ότι οι συχνότητες κοντά στη κεντρική συχνότητα του ψηφιακού φίλτρου 10 Hz, όχι μόνο δεν αποκόπτονται σχεδόν καθόλου, αλλά και είναι πιο έντονες στο συγκεκριμένο άτομο που έγιναν οι μετρήσεις (συγγραφέας) για τη χρονική περίοδο που έγιναν οι μετρήσεις.

Όσον αφορά την καθαρότητα του σήματος, είναι κάτι το οποίο δε μπορεί να απαντηθεί καθοριστικά. Το ψηφιακό φίλτρο που δημιουργήθηκε, μπορεί μεν να έχει καλή απόκριση, όμως σε τόσο χαμηλά σήματα είναι εύλογο ότι δεν υπάρχει πλήρης αποκοπή του θορύβου στις συχνότητες 8-13 Hz. Κάποιες συνιστώσεις θορύβου θα εξακολουθούν να υπάρχουν στη

τελική απεικόνιση. Αυτός είναι και ο λόγος που δεν επιλέχθηκε μεγαλύτερη ενίσχυση στον διαφορικό ενισχυτή. Με άλλα λόγια, μεγαλύτερη ενίσχυση θα ενίσχυε και συνιστώσες θορύβου 8-13 Hz που υπάρχουν στην είσοδο.

---

## 4.1 Μελλοντική Εργασία

---

### 4.1.1 Απαλοιφή θορύβου, ενίσχυση χρήσιμου σήματος

---

Θόρυβος προκύπτει από διάφορα στοιχεία του κυκλώματος. Μελλοντικά κρίνεται απαραίτητο αυτός ο θόρυβος να μετρηθεί, αλλά και να ελαττωθεί. Αρχικό και βασικό σημείο βελτίωσης αποτελεί η διάταξη η οποία έχει υλοποιηθεί σε breadboard για λόγους ευκολίας στον έλεγχο της. Παρόλα αυτά μια πλακέτα PCB θα μείωνε σημαντικά το θόρυβο λόγω καλωδίων Breadboard και θα διασφάλιζε την καλύτερη επαφή μεταξύ των διαφόρων στοιχείων. Επιπροσθέτως, μεγάλο ρόλο στο θόρυβο, αλλά και στην άντληση χρήσιμου σήματος, διαδραματίζει όπως προαναφέρθηκε και η εμπέδηση καλωδίου-δέρματος. Αυτή μπορεί να βελτιωθεί με το καθαρισμό του δέρματος καλύτερα από τρίχες και ιδρώτα, με καλύτερη εφαρμογή των ηλεκτροδίων στην επιφάνεια του κρανίου, με επιπλέον προσθήκη ηλεκτρολυτικής γέλης και με καλώδια τα οποία να εφάπτονται καλύτερα στα ηλεκτρόδια (με καλύτερη κόλληση και όχι μόνο μηχανική επαφή). Εν γένει, είναι επιθυμητό και το ταίριαγμα των εμπεδήσεων των διαφορετικών καλωδίων που εφάπτονται στο ανθρώπινο σώμα, έτσι ώστε να είναι ευκολότερη η απόρριψη του κοινού θορύβου. Συνεπώς, ως επέκταση της παρούσας εργασίας μπορεί να θεωρηθεί και ένα σύστημα μέτρησης εμπέδησης ηλεκτροδίου-δέρματος. Επίσης, για την απόρριψη κοινού σήματος λόγω φόρτισης του ανθρώπινου σώματος, αντί να συνδεθεί το άτομο που φοράει τη συσκευή απευθείας με τη γείωση του κυκλώματος, συχνά χρησιμοποιείται ένα επιπλέον κύκλωμα, γνωστό ως «DRL» (DrivenRightLeg) [32]. Επιπλέον θόρυβος δημιουργείται από τα κυκλώματα τροφοδοσίας, αφού ο LDO +3.3 V και το τροφοδοτικό -3.3 V έχουν το δικό τους εγγενή θόρυβο. Για όλους τους τύπους θορύβων που μπορεί να εμπεριέχονται στα 8-13 Hz ένας ακόμη χρήσιμος τρόπος απαλοιφής τους είναι η δημιουργία ενός επιπλέον ψηφιακού φίλτρου. Ένα φίλτρο κινούμενου μέσου όρου (moving average filter) θα προσέφερε μια τέτοια λειτουργικότητα, αν υπήρχε τρόπος να αυξηθεί ο ρυθμός

δειγματοληψίας. Παρακάτω θα αναλυθεί ένα τέτοιο φίλτρο σε θεωρητικό επίπεδο που θα χρησιμοποιεί συχνότητα δειγματοληψίας ADC τα 4800 Hz.

Θα υλοποιηθεί σε μορφή IIR (recursive) έτσι ώστε να μειωθεί ο αριθμός δειγμάτων που χρειάζονται στους υπολογισμούς αλλά και να επιταχυνθεί ο υπολογισμός της εξόδου. Για την υλοποίησή του χρειάζεται ο υπολογισμός του πλήθους σημείων που θα χρησιμοποιηθούν για να καθορίσουν τον μέσο όρο. Θεωρητικά και ιδανικά θα ήταν επιθυμητά άπειρα τέτοια σημεία, ώστε να υπάρξει ελαχιστοποίηση του θορύβου. Παρ'όλα αυτά ο αριθμός τους περιορίζεται από 3 κυρίως παράγοντες

1. Ταχύτητα απόκρισης
2. Αριθμός διαθέσιμων δειγμάτων
3. Ύπαρξη συχνότητας αποκοπής υψηλών συχνοτήτων

Οι παράγοντες αυτοί θα επεξηγηθούν αμέσως παρακάτω.

1. Ταχύτητα απόκρισης

Παρά τη χρήση αναδρομικότητας, στο αρχικό σήμα εξόδου θα χρειαστούν N υπολογισμοί πρόσθεσης για N σημεία. Αυτό ίσως αποτελέσει πρόβλημα σε real-time συστήματα ελέγχου. Είναι ένας υπαρκτός, αλλά όχι τόσο καθοριστικός παράγοντας.

2. Αριθμός διαθέσιμων δειγμάτων

Αναλόγως τη συχνότητα δειγματοληψίας σε κάθε περίοδο σήματος είναι διαθέσιμος περιορισμένος αριθμός δειγμάτων. Με τη χρήση του Movingaverage φίλτρου κάποιος αριθμός N από αυτά θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί για την υλοποίηση του φίλτρου και επομένως ο τελικός αριθμός δειγμάτων στην έξοδο θα είναι μειωμένος κατά N. Αυτό είναι σημαντικότερο πρόβλημα από το 1., αλλά το σημαντικότερο είναι το 3.

3. Ύπαρξη συχνότητας αποκοπής υψηλών συχνοτήτων

Το ψηφιακό φίλτρο κινούμενο μέσου όρου μπορεί να είναι ένα φίλτρο πεδίου χρόνου, αλλά δεν παύει να έχει και απόκριση συχνότητας μόνο σε περιορισμένο εύρος. Με άλλα λόγια, αποτελεί ένα “κακό” φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων (Low pass filter). Η μαθηματική έκφραση για την απόκριση συχνότητάς του δίνεται από την παρακάτω εξίσωση [24].

$$h(f) = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot N)}{N \cdot \sin(\pi \cdot f)} \quad (4)$$

Όπου  $f$  μπορεί να οριστεί ως  $F_{\text{cut-off}} / F_{\text{sampling}}$  και  $H[f]$  η απόκριση του φίλτρου στην  $F_{\text{cut-off}}$ . Η  $F_{\text{cut-off}}$  είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου και  $F_{\text{sampling}}$  η συχνότητα δειγματοληψίας του ADC. Μονάδες μέτρησης για όλες τις συχνότητες που προαναφέρθηκαν είναι τα Hz. Ο αριθμός  $N$  αντιπροσωπεύει το πλήθος των σημείων του φίλτρου (καθαρός αριθμός).

Είναι προφανές ότι υπάρχει ένα “trade-off” μεταξύ πλήθους σημείων και αποκοπής. Δηλαδή, όσο περισσότερα σημεία λαμβάνονται τόσο πιο έντονη είναι η αποκοπή. Επίσης, εξακολουθεί να ισχύει ταυτόχρονα και η συνθήκη 2. Δηλαδή, για αριθμό  $N = F_{\text{sampling}}$ , τότε η αποκοπή είναι καθολική σε όλες τις συχνότητες.

Αφού λοιπόν έχει τεθεί συχνότητα  $F_{\text{sampling}} = 4800 - N$  (χάνονται  $N$  δείγματα όπως αναφέρθηκε στο παράγοντα 2 παραπάνω), δοκιμάζονται διάφορες τιμές του  $N$  για να φανεί η απόκριση  $H(f)$  σε συχνότητα  $F_{\text{cut-off}} = 13$  Hz (που είναι το άνω άκρο του bandwidth ενδιαφέροντος).

Είναι επιθυμητό ιδανικά να ισχύει  $h(f) = 1$  στα 13 Hz με ταυτόχρονα μεγάλο αριθμό  $N$ , αφού  $N$  δείγματα μειώνουν το θόρυβο κατά παράγοντα  $N$ .

Βρέθηκε ότι με  $N=50$  το πλάτος στα 13 Hz είναι κοντά στο 96% του αρχικού. Αυτό το ποσοστό είναι ικανοποιητικό και ταυτόχρονα μειώνεται με αυτόν τον τρόπο ο θόρυβος κατά παράγοντα 7.

#### **4.1.2 Εκμετάλλευση δεδομένων EEG**

---

Μέχρι στιγμής έχει δημιουργηθεί ένα σύστημα απόκτησης κυματομορφών EEG. Θα ήταν επιθυμητό για την ολοκλήρωση μιας portable συσκευής να υπήρχε και ένας τρόπος αποθήκευσης ή/και αποστολής των δεδομένων. Η παρούσα εργασία μπορεί να επεκταθεί προς αυτήν την κατεύθυνση άμεσα, καθώς η αναπτυξιακή πλακέτα διαθέτει flash μνήμη, Wifi και Bluetooth.

#### **4.1.3 Σύστημα διαχείρισης ενέργειας**

---

Προς την κατεύθυνση της φορητότητας είναι σημαντικό να προστεθεί και σύστημα διαχείρισης της μπαταρίας. Έτσι, για παράδειγμα θα μπορούσε να προστεθεί σύστημα διαχείρισης επαναφορτιζόμενης μπαταρίας, σύστημα παρακολούθησης της στάθμης της



μπαταρίας, αλλά και να ληφθεί μέριμνα στον κώδικα για την εξοικονόμηση ενέργειας. Ιδιαίτερα στο σύστημα ESP32, μελλοντικά θα μπορούσε να γίνει χρήση του DeepSleepmode που διαθέτει, έτσι ώστε να καταναλώνεται ελάχιστη ενέργεια όταν το σύστημα δε λαμβάνει μετρήσεις.

#### **4.1.4 Επαλήθευση του συστήματος**

---

Οι συνθήκες με τις οποίες έγιναν οι μετρήσεις δεν λήφθηκαν υπόψη στο τελικό αποτέλεσμα. Για την επιβεβαίωση της λειτουργίας του συστήματος είναι ανάγκη να γίνουν πολλά πειράματα με διαφορετικούς ανθρώπους και σε συγκεκριμένες συνθήκες. Για παράδειγμα, σε περιβάλλον με κλωβό Faraday οι μετρήσεις θα είναι σχεδόν απαλλαγμένες από ενδεχόμενες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές.



## 5 Βιβλιογραφία

- [1] F. L. Da Silva, "EEG: Origin and measurement," *EEG - fMRI Physiol. Basis, Tech. Appl.*, pp. 19–38, 2010, doi: 10.1007/978-3-540-87919-0\_2/COVER/.
- [2] J. G. Webster, *Medical Instrumentation: Application and Design*, Third Edit. Wiley, 1997.
- [3] G. R. Müller-Putz, "Electroencephalography," *Handb. Clin. Neurol.*, vol. 168, pp. 249–262, Jan. 2020, doi: 10.1016/B978-0-444-63934-9.00018-4.
- [4] M. Teplan, "FUNDAMENTALS OF EEG MEASUREMENT," *Meas. Sci. Rev.*, vol. 2, no. 2, 2002.
- [5] M. L. Alexander *et al.*, "Double-blind, randomized pilot clinical trial targeting alpha oscillations with transcranial alternating current stimulation (tACS) for the treatment of major depressive disorder (MDD)," *Transl. Psychiatry*, vol. 9, no. 1, pp. 1–12, Mar. 2019, doi: 10.1038/s41398-019-0439-0.
- [6] M. D. Sacchet *et al.*, "Attention Drives Synchronization of Alpha and Beta Rhythms between Right Inferior Frontal and Primary Sensory Neocortex," *J. Neurosci.*, vol. 35, no. 5, pp. 2074–2082, Feb. 2015, doi: 10.1523/JNEUROSCI.1292-14.2015.
- [7] M. Dadashi, B. Birashak, F. Taremian, A. A. Asgarnejad, and S. Momtazi, "Effects of Increase in Amplitude of Occipital Alpha & Theta Brain Waves on Global Functioning Level of Patients with GAD," *Basic Clin. Neurosci.*, vol. 6, no. 1, p. 14, 2015, Accessed: Jun. 30, 2022. [Online]. Available: /pmc/articles/PMC4741268/.
- [8] J. Lagopoulos *et al.*, "Increased theta and alpha EEG activity during nondirective meditation," *J. Altern. Complement. Med.*, vol. 15, no. 11, pp. 1187–1192, Nov. 2009, doi: 10.1089/acm.2009.0113.
- [9] Y. Bagherzadeh, D. Baldauf, D. Pantazis, and R. Desimone, "Alpha Synchrony and the Neurofeedback Control of Spatial Attention," *Neuron*, vol. 105, no. 3, pp. 577-587.e5, Feb. 2020, doi: 10.1016/J.NEURON.2019.11.001.
- [10] T. Johannisson, "Correlations between personality traits and specific groups of alpha waves in the human EEG," *PeerJ*, vol. 2016, no. 7, 2016, doi: 10.7717/PEERJ.2245/SUPP-2.

- [11] C. Lustenberger, M. R. Boyle, A. A. Foulser, J. M. Mellin, and F. Fröhlich, “Functional role of frontal alpha oscillations in creativity,” *Cortex*, vol. 67, pp. 74–82, Jun. 2015, doi: 10.1016/J.CORTEX.2015.03.012.
- [12] M. A. Lopez-Gordo, D. Sanchez Morillo, and F. Pelayo Valle, “Dry EEG electrodes,” *Sensors (Basel)*, vol. 14, no. 7, pp. 12847–12870, Jul. 2014, doi: 10.3390/S140712847.
- [13] “OpenEEG Electrodes.” <http://openeeg.sourceforge.net/doc/hw/electrodes/> (accessed Jul. 01, 2022).
- [14] A. Albulbul, “Evaluating Major Electrode Types for Idle Biological Signal Measurements for Modern Medical Technology,” *Bioeng. (Basel, Switzerland)*, vol. 3, no. 3, Sep. 2016, doi: 10.3390/BIOENGINEERING3030020.
- [15] E. Seitsonen, A. Yli-Hankala, and K. Korttila, “Are electrocardiogram electrodes acceptable for electroencephalogram bispectral index monitoring?,” *Acta Anaesthesiol. Scand.*, vol. 44, no. 10, pp. 1266–1270, 2000, doi: 10.1034/J.1399-6576.2000.441014.X.
- [16] X. Jiang, G. Bin Bian, and Z. Tian, “Removal of Artifacts from EEG Signals: A Review,” *Sensors (Basel)*, vol. 19, no. 5, Mar. 2019, doi: 10.3390/S19050987.
- [17] M. Sazgar and M. G. Young, “EEG Artifacts BT - Absolute Epilepsy and EEG Rotation Review: Essentials for Trainees,” M. Sazgar and M. G. Young, Eds. Cham: Springer International Publishing, 2019, pp. 149–162.
- [18] V. Krishnaveni, S. Jayaraman, S. Aravind, V. Hariharasudhan, and K. Ramadoss, “Automatic Identification and Removal of Ocular Artifacts from EEG using Wavelet Transform,” *Meas. Sci. Rev.*, vol. 6, no. 2, 2006.
- [19] “Discussion Between CareFusion and Analog Devices: Optimizing Performance and Lowering Power in an EEG Amplifier | Analog Devices.” <https://www.analog.com/en/technical-articles/optimizing-performance-and-lowering-power-in-an-eeeg-amplifier.html> (accessed Jul. 01, 2022).
- [20] C. Becchetti and A. (Alessandro) Neri, “Medical instrument design and development : from requirements to market placements,” 2014.
- [21] T. Wescott, “Sampling: What Nyquist Didn’t Say, and What to Do About It,” 2018.
- [22] Purnachandar Poshala, “Why Oversample when Undersampling can do the Job?,” 2013. Accessed: Jul. 01, 2022. [Online]. Available: [www.ti.com](http://www.ti.com).
- [23] W. Kester, “MT-002 TUTORIAL What the Nyquist Criterion Means to Your Sampled

- Data System Design.”
- [24] S. W. Smith, *The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing*, vol. Chapter 15, no. Second Edition. 1999.
- [25] M. Engin, T. Dalbasti, M. Güldüren, E. Davasli, and E. Z. Engin, “A prototype portable system for EEG measurements,” *Measurement*, vol. 40, no. 9–10, pp. 936–942, Nov. 2007, doi: 10.1016/J.MEASUREMENT.2006.10.018.
- [26] “GitHub - RonanB96/Low-Cost-EEG-Based-BCI: Low Cost Electroencephalogram Based Brain-Computer-Interface.” <https://github.com/RonanB96/Low-Cost-EEG-Based-BCI> (accessed Jul. 01, 2022).
- [27] F. Laport, A. Dapena, P. M. Castro, F. J. Vazquez-Araujo, and D. Iglesia, “A Prototype of EEG System for IoT,” <https://doi.org/10.1142/S0129065720500185>, vol. 30, no. 7, p. 2050018, May 2020, doi: 10.1142/S0129065720500185.
- [28] A. J. Bhagawati and R. Chutia, “Design of Single Channel Portable EEG Signal Acquisition System for Brain Computer Interface Application,” *Int. J. Biomed. Eng. Sci.*, vol. 3, no. 1, pp. 37–44, Jan. 2016, doi: 10.5121/IJBES.2016.3103.
- [29] “IEEE Standard 754 Floating Point Numbers - GeeksforGeeks.” <https://www.geeksforgeeks.org/ieee-standard-754-floating-point-numbers/> (accessed Jul. 03, 2022).
- [30] Carnegie Mellon University, “Butterworth Filter generator.” [https://courses.ideate.cmu.edu/16-223/f2020/Arduino/FilterDemos/filter\\_gen.py](https://courses.ideate.cmu.edu/16-223/f2020/Arduino/FilterDemos/filter_gen.py) (accessed Jul. 01, 2022).
- [31] “ArduinoTutorials/LowPassExample.ino at main · curiores/ArduinoTutorials · GitHub.” <https://github.com/curiores/ArduinoTutorials/blob/main/ButterworthFilter/ArduinoExamples/LowPassExample.ino> (accessed Jul. 01, 2022).
- [32] B. B. Winter and B. B. Winter, “Driven-Right-Leg Circuit Design,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. BME-30, no. 1, pp. 62–66, 1983, doi: 10.1109/TBME.1983.325168.



# 6 Παράρτημα

---

## 6.1 Συνολικός Κώδικας Arduino

---

```
#include<SPI.h>
#include"esp_timer.h"

/* Register Addresses */
#define ADCDATA0x0
#define CONFIG0x1
#define CONFIG10x2
#define CONFIG20x3
#define CONFIG30x4
#define IRQ0x5
#define MUX0x6
#define SCAN0x7
#define TIMER0x8
#define OFFSETCAL 0x9
#define GAINCAL0xA
#define RESERVED1 0xB
#define RESERVED2 0xC
#define LOCK0xD
#define RESERVED3 0xE
#define CRCCFG0xF

//-----CMD BYTE-----//
#define device_address 0b01<<6 //default spi device -- check device for number
of address. datasheet page 103
// bits 2-5 register address
// bits 0-1 command type bits
//--command-type-bits--
// 01 --> static read
// 10 incremental write starting at register addr
// 11 incremental read starting at register addr

//--Configuration bits--

// CONFIG 0

#define VREF_SEL 1<<7// set internal ref voltage to 2.4
```

```

#define config0 1<<6 // if config0==0, then devices goes to partial shutdown
mode
#define CLK_SEL 0b10<<4 // use internal clk, no output clks
#define CS_SEL 0b00<<2 // no sensor bias. AKA no current source applied to ADC
inputs (default)
#define ADC_MODE 0b11 // ADC conversion mode

// CONFIG1

#define PRE 0b00<<6 //prescaler for analog clock. set to 0 amclk==mclk
#define OSR 0b0011<<2 //256 OSR
#define reserved_config1 0b00<<0

// CONFIG2

#define BOOST 0b10<<6 //adc bias current is x1 (default)
#define GAIN 0b001<<3//gain x1 ||| if 0b101 <<3 //gain is set to x16 (reducing
noise) only analog gain
#define AZ_MUX 0<<2 // analog input MUXx auto-zeroing
#define AZ_REF 0<<1 // internal voltage reference buffer chopping auto-zeroing
disabled
#define RESERVED_config2 1

//CONFIG3
#define CONV_MODE 0b11<<6 // continuous conversion mode/ continuous conversion
cycle in SCAN mode
#define DATA_FORMAT 0b10<<4 //0x0800000 to 0x1800000 normal range: sng
ext(8bits)&data[23:0] (32 bits format for data_format==10)
//Over- Range: 0x0FFFFFFF to 0x10000000 (+=16.777.215)
#define CRC_FORMAT 0b0<<3 // 16-bit wide, default
#define EN_CRCCOM 0b0<<2 // crc on comms disables (default)
#define EN_OFFCAL 0b0<<1 //digital offset calibration disabled (default)
#define EN_GAINCAL 0b0 // digital gain calibration disabled

// IRQ REGISTER
#define unimplemented 0<<7

//read only, so not set
#define DR_STATUS 1<<6 //0 --> new accdata ready for reading
#define CRCCFG_STATUS 1<<5 // 1 --> CRC error has not occurred
#define POR_STATUS 1<<4 // 1 --> por HAS NOT OCCURED

// not set, RW available
#define IRQ_MODE_1 0<<3 //0--> !IRQ output is selected. All interrupts can
appear on the !IRQ/MDAT pin. 1--> MDAT output is selected. Only POR and CRC
interrupts can be present on this pin and take priority over the MDAT output.

```



```

#define IRQ_MODE_0 0<<2 //1--> inactive state is logic high (no pull-up
resistor to DVDD required) 0--> inactive state is high-z (requires pull-up
resistor to DVDD)
#define EN_FASTCMD 0<<1 // enable (1) or disable (0) fast commands in command
byte
#define EN_STP 1 // enable (1) conversion start interrupt output (default
enabled)

// MUX REGISTER - not set
#define VIN_plus_selection 0b0001<<4 //4 bits number: 0 is channel 0, 1 is
channel 1 etc
#define VIN_minus_selection 0b0000 //4 bits number: 0 is channel 0, 1 is
channel 1 etc

// SCAN REGISTER //24 bits

#define DLY 0b000<<21 // no delay between each conversion scan cycle (default)
#define reserved_scan 0<<20
#define unim_scan 0b0000<<16
#define SCAN_CH_SELECT 0b00000000 //8 bits--> 2 times needed. select channel -
-> table 5-15 page 62

// timer register

#define timer 0 // no time (0==default) between two consecutive scan cycles

//offsetcal register

#define offsetcal 0

//gaincal register

#define gaincal 0

//reserved register 812

#define register812 0x900000

//reserved register 813

#define register813 0x30

//reserved lock

#define lock_pw 0xA5 //unlocks full register map

//reserved register815

#define register815 0x000D

```

```

//CRCCFG read only register for checksum

#define chipSelectPin 5

//-----SPI_FUNCTIONS-----
-----
void spi_device_init()
{
byte running_address= ( (CONFIG0 &0xF ) <<2 ) ;
// doing an incremental write command to init the device
byte command=device_address | running_address | (0b10&0x3 ) ;

digitalWrite(chipSelectPin, LOW);

delayMicroseconds(1); //////////////////////////////////////-----
THIS FIXED THE CMD BUG!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
SPI.transfer(command);

//config0
byte write_byte= VREF_SEL | config0 | CLK_SEL | CS_SEL | ADC_MODE ;

SPI.transfer(write_byte);

//config1
write_byte = PRE | OSR | reserved_config1 ;
SPI.transfer(write_byte); //Send byte to register
//addr++;

//config2
write_byte = BOOST | GAIN| AZ_MUX | AZ_REF | RESERVED_config2;
SPI.transfer(write_byte); //Send byte to register
//addr++;

//config3
write_byte = CONV_MODE| DATA_FORMAT| CRC_FORMAT | EN_CRCCOM | EN_OFFCAL |
EN_GAINCAL ;
SPI.transfer(write_byte); //Send byte to register
//addr++;

// IRQ REGISTER
write_byte = unimplemented| DR_STATUS | CRCCFG_STATUS |POR_STATUS
|IRQ_MODE_1| IRQ_MODE_0 | EN_FASTCMD | EN_STP ;

```

```

    SPI.transfer(write_byte); //Send byte to register
    //addr++;

    //MUX -- setting this is just a dummy way for the address to increment
    write_byte = VIN_plus_selection | VIN_minus_selection;
    SPI.transfer(write_byte); //Send byte to register
    //addr++;

    // SCAN REGISTER

    byte write_1_byte = DLY | reserved_scan| ( unim_scan );

    write_1_byte= SPI.transfer( 0 ); //Send byte to register

    // Serial.println(write_1_byte);

    byte write_2_byte = SCAN_CH_SELECT ;
    //write_3_byte=write_3_byte<<8;

    SPI.transfer(0); //Send byte to register
    SPI.transfer(0); //Send byte to register
    //addr++;

    // timer register

    SPI.transfer(0);

    SPI.transfer16(0);

    //offsetcal register
    SPI.transfer(0);

    SPI.transfer16(0);

    //gaincal register
    SPI.transfer(0x80);

    SPI.transfer16(0);

    byte write_3_byte;
    //reserved register 812
    write_3_byte=0x90;

    SPI.transfer( write_3_byte); //Send byte to register

    SPI.transfer16(0);

```

```

//reserved register 813
SPI.transfer(register813);

//reserved lock
SPI.transfer(lock_pw);

// at this point write increment loop has stopped, so...

// take the chip select high to de-select:
digitalWrite(chipSelectPin, HIGH);

//reserved 3 (register 815)
/* ----- This register is out of loop and is reserved, R-ONLY -----
----
//-----
command=device_address | RESERVED3 | (0b10 & 0x3 ) ;

digitalWrite(chipSelectPin, LOW);
delayMicroseconds(1);

//SPI.transfer(command);
SPI.transfer16(register815);

SPI.transfer(0);

// take the chip select high to de-select:
digitalWrite(chipSelectPin, HIGH);

*/

//-----
command=device_address | CRCCFG | (0b10&0x3 ) ;

digitalWrite(chipSelectPin, LOW);
delayMicroseconds(1);

SPI.transfer(command);

SPI.transfer16(0);

SPI.transfer(0);

// take the chip select high to de-select:
digitalWrite(chipSelectPin, HIGH);

//-----

```

```

}

void setup_read()
{

byte running_address= ( (ADCDATA &0xF ) <<2 ) ;
// doing a static read command to read continuously from accumulator of ADC in
24-bit format
byte command=device_address | running_address | (0b01&0x3 ) ;
// take the chip select low to select the device:
digitalWrite(chipSelectPin, LOW);
delayMicroseconds(1);
// send the device the register you want to read:
SPI.transfer(command);

}

//32 bits. need 24 bits.
long readDATA()
{

//in each read, 3 bytes are needed (3*8=24 bits + sign 1 more byte)

byte inByte0 = 0; // incoming byte from the SPI
byte inByte1 = 0; // incoming byte from the SPI
byte inByte2 = 0; // incoming byte from the SPI
byte inByte3 = 0; // incoming byte from the SPI
long result = 0; // result to return

inByte0=SPI.transfer(0) ;
inByte1=SPI.transfer(0) ;
inByte2=SPI.transfer(0) ;
inByte3=SPI.transfer(0) ;
//byte byte0_fixed=inByte0&(0b10000000);
result =(inByte0<<24)|inByte1 <<16 | inByte2<<8 | inByte3 ;

//-- Not pulling chip select pin high, so data is automatically appearing at
the SDO -- (pipelined)
// take the chip select high to de-select:
// digitalWrite(chipSelectPin, HIGH);

// Serial.println(byte0_fixed);
// 2128 program / 182 RAM:-
/*
for (int i = 7; i >= 0; i--)
{

```

```

bool b = bitRead(inByte0, i);
Serial.print(b);
}
Serial.println(" ");
*/
// return the result:
//if (byte0_fixed==0)
return (result);
//else
//return 0;

}

// Band-Pass Butterworth IIR digital filter, generated using filter_gen.py.
// Sampling rate: 252.0 Hz, frequency: [7.5, 12.5] Hz.
// Filter is order 2, implemented as second-order sections (biquads).
// Reference:
https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.signal.butter.html
floatbandpassing(floatinput)
{
float output = input;
{
staticfloat z1, z2; // filter section state
float x = output - -1.82162404*z1 - 0.90126790*z2;
output = 0.00356679*x + 0.00713358*z1 + 0.00356679*z2;
z2 = z1;
z1 = x;
}
{
staticfloat z1, z2; // filter section state
float x = output - -1.89143168*z1 - 0.93020426*z2;
output = 1.00000000*x + -2.00000000*z1 + 1.00000000*z2;
z2 = z1;
z1 = x;
}
return output;
}

voidsetup() {

// put your setup code here, to run once:
// put your setup code here, to run once:
Serial.begin(115200); //230400, 115200

pinMode(MOSI, OUTPUT);

pinMode(MISO, INPUT);

pinMode(SCK,OUTPUT);

```

```

pinMode(SS,OUTPUT);
digitalWrite(chipSelectPin, HIGH);
//MCP3562R-E/ST supports "00" SPI mode and is MSB_First. It also has a max
operating frequency of 20 Mhz.1 Mhz will be used here
//communication is between #CS falling edge and #CS rising edge
//communication always starts with communication byte: register
address,register address and command-type bits are all included in this byte
SPI.begin();

SPI.beginTransaction(SPISettings(10000, MSBFIRST, SPI_MODE0));

digitalWrite(chipSelectPin, LOW);

}

unsignedlong time_one=0;

unsignedlong time_zero=0;

voidloop() {
// put your main code here, to run repeatedly:

spi_device_init();
setup_read();
// Serial.print((readDATA()));

while(true)
{
//removed filter
//time_zero=esp_timer_get_time();

//

Serial.print(readDATA());
//readDATA();

Serial.print(" ");
// Serial.print(" ");
Serial.println(bandpassing(readDATA()));
//serial printing gives enough time space between consecutive data outputs
(datasheet tdoor)
//readDATA();

// time_one=esp_timer_get_time ();
// Serial.print("What time is it?: ");
// Serial.println(time_one-time_zero);

```

```
//delayMicroseconds(499); // 2000 DATA RATE (500 actually is, but left 499 for  
now)  
  
}  
  
SPI.endTransaction();  
  
// -NOT ACTUAL COMMAND sleep() ;  
}
```