

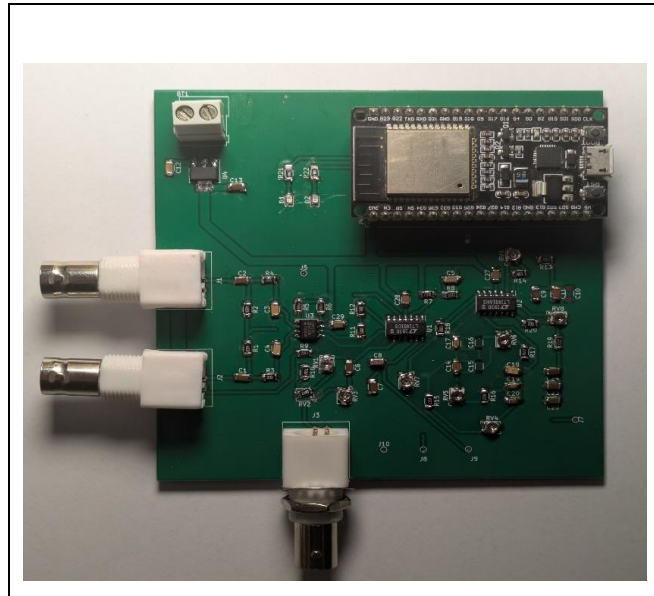


ΔΙΕΘΝΕΣ
ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ
ΤΗΣ ΕΛΛΑΔΟΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Σχεδιασμός, Υλοποίηση και Αξιολόγηση Συστήματος Διάδρασης
Εγκεφάλου-Υπολογιστή Real-Time SSVEP BCI»



Του φοιτητή
Τσιούπρου Σπυρίδων
Αρ. Μητρώου: 2019219

Επιβλέπουσα
Παπαδοπούλου Μαρία
Επίκουρη Καθηγήτρια

Ημερομηνία 28/04/2026

Τίτλος Δ.Ε: Σχεδιασμός, Υλοποίηση και Αξιολόγηση Συστήματος Διάδρασης Εγκεφάλου-
Υπολογιστή Real-Time SSVEP BCI

Κωδικός Δ.Ε: 26113

Όνοματεπώνυμο φοιτητή: Τσιούπρος Σπυρίδων

Όνοματεπώνυμο εισηγητή: Παπαδοπούλου Μαρία

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε: 16-02-2026

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε: 28-04-2026

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, έχω καταγράψει τις όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών, εικόνων και κειμένου, είτε αυτές αναφέρονται ακριβώς είτε παραφρασμένες. Επιπλέον, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία προετοιμάστηκε από εμένα προσωπικά, ειδικά ως διπλωματική εργασία, στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙ.ΠΑ.Ε.

Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία του φοιτητή Τσιούπρου Σπυρίδων που την εκπόνησε. Στο πλαίσιο της πολιτικής ανοικτής πρόσβασης, ο συγγραφέας/δημιουργός εκχωρεί στο Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος άδεια χρήσης του δικαιώματος αναπαραγωγής, δανεισμού, παρουσίασης στο κοινό και ψηφιακής διάχυσης της εργασίας διεθνώς, σε ηλεκτρονική μορφή και σε οποιοδήποτε μέσο, για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς, άνευ ανταλλάγματος. Η ανοικτή πρόσβαση στο πλήρες κείμενο της εργασίας, δεν σημαίνει καθ' οιονδήποτε τρόπο παραχώρηση δικαιωμάτων διανοητικής ιδιοκτησίας του συγγραφέα/δημιουργού, ούτε επιτρέπει την αναπαραγωγή, αναδημοσίευση, αντιγραφή, πώληση, εμπορική χρήση, διανομή, έκδοση, μεταφόρτωση (downloading), ανάρτηση (uploading), μετάφραση, τροποποίηση με οποιοδήποτε τρόπο, τμηματικά ή περιληπτικά της εργασίας, χωρίς τη ρητή προηγούμενη έγγραφη συναίνεση του συγγραφέα/δημιουργού.

Η έγκριση της διπλωματικής εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος, δεν υποδηλώνει απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα, εκ μέρους του Τμήματος.

Πρόλογος

Από την αρχή της ανθρωπότητας, σκοπός του ατόμου και της κοινωνίας είναι η συνεχής πρόοδος και η εξέλιξη. Η ανθρώπινη αυτή διαδικασία αποτελείται από δύο δράσεις, την σκέψη και την πράξη. Η γεννήτρια αυτών των δύο διαδικασιών είναι ο ανθρώπινος εγκέφαλος, ο οποίος δίνει στον άνθρωπο την ικανότητα της ευφυΐας, ώστε να επεξεργάζεται και να συνθέτει πληροφορίες από το περιβάλλον του. Τα αποτελέσματα αυτής της επεξεργασίας των πληροφοριών, μετατρέπονται σε απτά έργα με την κίνηση του σώματος, η οποία επίσης ελέγχεται από τον εγκέφαλο. Οι δύο παραπάνω λόγοι αποτελούν μεγάλο κίνητρο για μένα να ασχοληθώ με τον εγκέφαλο και πιο συγκεκριμένα με συσκευές που διαδρούν με αυτόν.

Η παρούσα διπλωματική εργασία αποτελεί την μελέτη, την υλοποίηση και την αξιολόγηση ενός Brain Computer Interface (BCI). Αυτό είναι ένα εργαλείο που επιτρέπει την άμεση επικοινωνία του εγκέφαλου με το περιβάλλον χωρίς την μεσολάβηση της μυϊκής κίνησης. Ειδικότερα, εκμεταλλεύεται την απόκριση του εγκέφαλου σε ορισμένα περιοδικά οπτικά ερεθίσματα. Αυτού του είδους οι συσκευές έχουν ραγδαία ανάπτυξη και δίνουν την ικανότητα σε ανθρώπους με περιορισμένων κινήσεων να τις ξεπεράσουν.

Περίληψη

Η ανάπτυξη του συστήματος πραγματοποιείται σε δύο διακριτά μέρη. Το πρώτο μέρος εστιάζει στο αναλογικό υποσύστημα και συγκεκριμένα στη θεωρητική σχεδίαση, την προσομοίωση και την υλοποίηση του κυκλώματος σε τυπωμένη πλακέτα (PCB). Στο στάδιο αυτό πραγματοποιούνται μετρήσεις, τα αποτελέσματα των οποίων συγκρίνονται με τις θεωρητικές τιμές και τα δεδομένα των προσομοιώσεων για την επαλήθευση της ορθής λειτουργίας.

Το δεύτερο μέρος αφορά την ανάπτυξη λογισμικού στον μικροελεγκτή ESP32. Ο μικροελεγκτής αναλαμβάνει την ψηφιοποίηση του αναλογικού σήματος και την επεξεργασία του μέσω εξειδικευμένων αλγορίθμων, με στόχο την εξαγωγή χαρακτηριστικών και την αναγνώριση της συχνότητας του σήματος SSVEP. Οι εν λόγω αλγόριθμοι αναλύονται τόσο σε θεωρητικό όσο και σε πρακτικό επίπεδο.

Τέλος, η πειραματική αξιολόγηση του συνολικού συστήματος πραγματοποιείται βάσει συγκεκριμένων μετρικών απόδοσης. Τα αποτελέσματα συγκρίνονται με αντίστοιχα συστήματα BCI και παρόμοιες εργασίες της διεθνούς βιβλιογραφίας, πιστοποιώντας τη λειτουργικότητα και την αποδοτικότητα της προτεινόμενης διάταξης.

«Design, Implementation and Evaluation of Brain-Computer Interaction System Real-Time SSVEP BCI»

«Spyridon Tsioupros»

Abstract

The development of the system takes place in two discrete parts. The first part focuses on the analog subsystem and specifically in theoretical design, simulation and implementation of the circuit on a Printed Circuit Board (PCB). In that stage, measurements take place, and the results are compared with theoretical values and simulation's data to verify proper operation.

The second part is about the software development in ESP32 microcontroller. The microcontroller undertakes the analog-to-digital conversion and the processing of discrete signal through specialized algorithms, with the aim of features extraction and the recognition of SSVEP signal's frequency. These algorithms are analyzed both at a theoretical and a practical level.

Finally, the experimental evaluation of total system takes place based on specific performance metrics. The results compared with corresponding BCI systems and similar works of international literature, verify the functionality of the proposed device.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τους συμφοιτητές μου Παπακωνσταντίνου Χρήστο, Γιαννακό Κωνσταντίνο και Πιπερά Γεώργιο για την εισαγωγή μας στον κόσμο των βιοηλεκτρικών σημάτων.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	iv
Περίληψη.....	v
Abstract	vi
Ευχαριστίες	vii
Κατάλογος Σχημάτων	xi
Κατάλογος Πινάκων.....	xiii
Συνομογραφίες.....	xiv
Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή	1
1.1 Brain Computer Interfaces	1
1.2 Real Time SSVEP BCIs	1
1.3 Στόχοι της διπλωματικής και συνεισφορά	1
1.4 Δομή της εργασίας	1
Κεφάλαιο 2ο: Εγκέφαλος και Νευρικό Σύστημα.....	3
2.1 Εισαγωγή.....	3
2.2 Ιστορική αναδρομή.....	4
2.3 Ανατομία και φυσιολογία του εγκεφάλου.....	7
2.3.1 Νευρώνας	7
2.3.2 Φλοιώδεις δομές.....	7
2.3.3 Υποφλοιώδεις δομές.....	9
2.3.4 Κύριοι νευροδιαβιβαστές και συνάψεις	10
2.4 Ηλεκτρική δραστηριότητα του εγκεφάλου	11
2.4.1 Δυναμικό ενέργειας.....	11
2.4.2 Μετασυναπτικά δυναμικά	12
2.5 Ηλεκτροεγκεφαλογράφημα (ΗΕΓ).....	13
2.5.1 Πηγή του ΗΕΓ	13
2.5.2 Εγκεφαλικοί ρυθμοί	15
2.5.3 Προκλητά δυναμικά και SSVEPs.....	18
2.6 Επίλογος.....	20
Κεφάλαιο 3ο: Αναλογικό μέρος του BCI	21
3.1 Εισαγωγή.....	21
3.2 Ηλεκτρόδια και Καλώδια	21
3.3 Τροφοδοσία του κυκλώματος	22
3.4 Τελεστικοί ενισχυτές και εφαρμογές.....	23

3.4.1	Απομονωτής τάσης και τάση αναφοράς.....	24
3.4.2	DC ενισχυτές τάσης.....	25
3.4.3	AC ενισχυτές τάσης.....	26
3.5	Ενισχυτές οργανολογίας.....	30
3.5.1	Ενισχυτές διαφοράς.....	30
3.5.2	Ενισχυτές οργανολογίας τριών τελεστικών ενισχυτών	30
3.6	Αναλογικά φίλτρα	32
3.6.1	Θεμελιώδεις έννοιες	32
3.6.2	Κατηγορίες φίλτρων	34
3.6.3	Υλοποίηση και εφαρμογή.....	35
3.7	Κύκλωμα οδήγησης δεξιού ποδιού	39
3.8	Προσομοίωση συνολικού κυκλώματος.....	41
3.8.1	Αποτελέσματα στο πεδίο του χρόνου.....	42
3.8.2	Αποτελέσματα στο πεδίο της συχνότητας.....	43
3.9	Υλοποίηση συνολικού κυκλώματος σε πλακέτα.....	44
3.10	Επιλογή εξαρτημάτων	49
3.11	Μέθοδοι ελέγχου λειτουργικότητας πλακέτας.....	51
3.11.1	Μέθοδος ΗΚΔ	52
3.11.2	Μέθοδος άλφα ρυθμών.....	53
3.11.3	Μέθοδος SSVEP	55
3.12	Επίλογος.....	57
Κεφάλαιο 4ο:	Λογισμικό και ψηφιακή επεξεργασία σήματος	58
4.1	Ο μικροελεγκτής ESP32.....	58
4.2	ADC και δειγματοληψία	59
4.3	Ψηφιακή επεξεργασία	60
4.3.1	Αποκοπή μέσης τιμής.....	60
4.3.2	Ψηφιακό χαμηλοπερατό φίλτρο	63
4.4	Αλγόριθμοι αναγνώρισης και ταξινόμησης SSVEP σήματος.....	65
4.4.1	Αλγόριθμος Goertzel και σύγκριση με FFT και DFT	65
4.4.2	Αλγόριθμος ταξινόμησης του BCI.....	68
4.4.3	Σύγκριση Αλγορίθμων ταξινόμησης.....	70
4.4.4	Αλγόριθμοι από την βιβλιογραφία	74
4.5	Επίλογος.....	78
Κεφάλαιο 5ο:	Πειραματική διαδικασία και αποτελέσματα	79
5.1	Πειραματικό πρωτόκολλο	79

5.2	Μετρικές αξιολόγησης	80
5.2.1	SNR	80
5.2.2	ITR	81
5.3	Αποτελέσματα	82
5.3.1	Αποτελέσματα SNR	83
5.3.2	Στατιστική ανάλυση αποτελεσμάτων SNR	85
5.3.3	Αποτελέσματα ITR.....	86
5.3.4	Στατιστική ανάλυση αποτελεσμάτων ITR	87
5.4	Σύγκριση με βιβλιογραφία	88
5.5	Επίλογος και Συμπεράσματα.....	90
	Βιβλιογραφία.....	92

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2.1: Ενδεικτική απεικόνιση του ανθρώπινου νευρικού συστήματος. [4]	4
Σχήμα 2.2: Ο Hans Berger και το ΗΕΓ της κόρης του. Πάνω είναι οι άλφα ρυθμοί, στη μέση είναι οι βήτα ρυθμοί, κάτω είναι το άθροισμα των 2 σημάτων. [12].....	6
Σχήμα 2.3: Οι λοβοί του εγκεφαλικού φλοιού. [15]	9
Σχήμα 2.4: Κομμάτι της υποφλοιώδης δομής. Η συγκεκριμένη δομή είναι το μεταιχμιακό σύστημα. [15]	10
Σχήμα 2.5: Σύναψη νευρώνων και μεταφορά νευροδιαβιβαστών[16].....	11
Σχήμα 2.6: Δυναμικό ενέργειας. [18].....	12
Σχήμα 2.7: Δίκτυο νευρώνων και ροή ηλεκτρικής ώσης, οι αριστεροί νευρώνες καθίστανται προσυναπτικοί και οι άλλοι μετασυναπτικοί. [20].....	13
Σχήμα 2.8: Πυραμδικά δίπολα και η δημιουργία του ΗΕΓ στην επιφάνεια του κεφαλιού [13].	14
Σχήμα 2.9: Συγχρονισμένη δραστηριότητα πυραμδικών νευρώνων. [17].....	15
Σχήμα 2.10: Ρυθμοί θήτα και η εμφάνιση του ρυθμού γάμα [25].....	16
Σχήμα 2.11: Εικόνα πυκνότητας ενεργοποιημένων δίπολων [22].	17
Σχήμα 2.12: sEEG εικόνες από τους ρυθμούς α και β , δίπλα είναι το φασματικό τους περιεχόμενο. [30]	17
Σχήμα 2.13: (a), Τοποθέτηση των ηλεκτροδίων στον εγκέφαλο, (b) ΗΕΓ στον χρόνο, (c) αποτύπωση της ισχύς στο χρόνο-συχνότητα. [25].....	18
Σχήμα 2.14: Χαρακτηριστική μορφή Προκλητού Δυναμικού [28].	19
Σχήμα 2.15: Μερικά αποτελέσματα από το πείραμα στο [28].....	20
Σχήμα 3.1: Το ηλεκτρόδιο και τα στρώματα του δέρματος (αριστερά), το ισοδύναμο κύκλωμα (δεξιά). [37]	22
Σχήμα 3.2: Το σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή.	23
Σχήμα 3.3: Κύκλωμα απομονωτή.	24
Σχήμα 3.4: Κύκλωμα τάσης αναφοράς.	25
Σχήμα 3.5: Κύκλωμα μη αναστρέφων ενισχυτή.	26
Σχήμα 3.6: Έξοδος (πράσινο) και είσοδος (κόκκινο) του κυκλώματος.	26
Σχήμα 3.7: Τάση εξόδου χωρίς προσθήκη DC τάσης σήμα εισόδου.....	27
Σχήμα 3.8: Τάση εξόδου με ενισχυμένη την DC συνιστώσα.....	27
Σχήμα 3.9: AC μη αναστρέφων ενισχυτής.....	28
Σχήμα 3.10: Οι τάσεις εξόδου (κόκκινη) και εισόδου (πράσινη).....	28
Σχήμα 3.11: Διάγραμμα Bode στην προσομοίωση του κυκλώματος και ένδειξη συχνότητας -3dB στα 0.8 Hz.	29
Σχήμα 3.12: Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή. [39].....	30
Σχήμα 3.13: Ενισχυτής Οργανολογίας 3 Τ.Ε. [39]	31
Σχήμα 3.14: Οπτικό παράδειγμα των σημάτων x , y , z και η αποτύπωση τους στο πεδίο της συχνότητας.	33
Σχήμα 3.15: Σχεδίαση του κυκλώματος με τις θεωρητικές τιμές για συχνότητα -3dB στα 60 Hz.	35
Σχήμα 3.16: Απόκριση του φίλτρου, θεωρητικού με πράσινο, πραγματικού με κόκκινο. Διάγραμμα πλάτους (πάνω), διάγραμμα φάσης (κάτω).	36
Σχήμα 3.17: Φίλτρο Notch 50 Hz τοπολογίας Twin T.....	37
Σχήμα 3.18: Διάγραμμα Bode του φίλτρου Notch.....	38
Σχήμα 3.19: Λήψη κοινού σήματος CMV	40
Σχήμα 3.20: Ηλεκτρικό μοντέλο παρεμβολής δικτύου στο σώμα. [42].....	40

Σχήμα 3.21: Συνολικό κύκλωμα RLD.....	41
Σχήμα 3.22: Συνολικό κύκλωμα εξαγωγής εγκεφαλικού σήματος.	42
Σχήμα 3.23: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο πεδίο του χρόνου. Πάνω η τάση CMV (συχνότητα 50 Hz), κάτω η έξοδος του κυρίως κυκλώματος (συχνότητα 10 Hz).	43
Σχήμα 3.24: Διάγραμμα Bode τάσης εξόδου του κυκλώματος.....	44
Σχήμα 3.25: Χαρακτηριστικά διαδρομής. [44]	45
Σχήμα 3.26: Απόσταση μεταξύ διαδρομών. [44]	46
Σχήμα 3.27: Μοντέλο πτώσης τάσης διαδρομής. [43].....	46
Σχήμα 3.28: Σχηματικό συνολικού κυκλώματος.	47
Σχήμα 3.29: Πάνω επίπεδο (αριστερά), κάτω επίπεδο (δεξιά).....	47
Σχήμα 3.30: Όλα τα επίπεδα της πλακέτας.	48
Σχήμα 3.31: Τρισδιάστατη απεικόνιση της πλακέτας.	48
Σχήμα 3.32: Περιοχές γείωσης.....	49
Σχήμα 3.33: Μπλοκ διάγραμμα του AD623. [45].....	49
Σχήμα 3.34: Καμπύλες CMRR του AD623 συναρτήσει της συχνότητας. [45]	50
Σχήμα 3.35: Καμπύλες CMRR του LT1491 συναρτήσει της συχνότητας. [46].....	50
Σχήμα 3.36: Καμπύλες αρμονικής παραμόρφωσης σήματος του LT1491A συναρτήσει της συχνότητας. [46]	51
Σχήμα 3.37: Κύκλωμα σε μορφή πλακέτας.	51
Σχήμα 3.38: ΗΚΔ που καταγράφηκε.	53
Σχήμα 3.39: Εγκεφαλικό σήμα με ανοιχτά μάτια.	54
Σχήμα 3.40: Άλφα ρυθμοί στο πεδίο του χρόνου (εγκεφαλικό σήμα με κλειστά μάτια).....	54
Σχήμα 3.41: Άλφα ρυθμοί στο πεδίο της συχνότητας.	55
Σχήμα 3.42: 10 Hz SSVEP σήμα στον χρόνο.	56
Σχήμα 3.43: 10 Hz SSVEP σήμα στη συχνότητα.	56
Σχήμα 4.1: Η αναπτυξιακή πλακέτα του ESP32.	59
Σχήμα 4.2: Διάγραμμα του SAR ADC. [49].....	60
Σχήμα 4.3: Ψηφιακό κύκλωμα της εξίσωσης 4.1.[50]	61
Σχήμα 4.4: Ταχύτητα σύγκλισης και κυμάτωση για $k=1/256$ (κόκκινο), $k=1/32$ (μπλε).....	61
Σχήμα 4.5: Συνολικό κύκλωμα μοντελοποιημένο στο Simulink.	62
Σχήμα 4.6: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο Simulink για $k=1/256$ (κίτρινο), $k=1/32$ (μωβ).	62
Σχήμα 4.7: Διάγραμμα Bode του ψηφιακού χαμηλοπερατού φίλτρου.	64
Σχήμα 4.8: Προσομοίωση ψηφιακού χαμηλοπερατού φίλτρου.	64
Σχήμα 4.9: Αποτελέσματα της προσομοίωσης του φίλτρου.	65
Σχήμα 4.10: Γραφήματα της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του κάθε αλγόριθμου και ενδεικτικές τιμές για $N=1024$, $N=2048$	67
Σχήμα 4.11: Προσομοίωση του αλγόριθμου στο Simulink.....	68
Σχήμα 4.12: Αποτελέσματα της προσομοίωσης του αλγόριθμου Goertzel.	68
Σχήμα 4.13: Κατανομή του score για μια καταγραφή.....	70
Σχήμα 4.14: Περιοδικά σήματα για την παραγωγή SSVEP, δεξιά 12 Hz, αριστερά 10 Hz.	71
Σχήμα 4.15: SNR για κεντρικές συχνότητες και 2ες αρμονικές συναρτήσει των αρχείων.....	72
Σχήμα 4.16: Ποσοστό επιτυχίας των δύο αλγορίθμων συναρτήσει των αρχείων.	73
Σχήμα 4.17: Ενδεικτική δράση των αλγορίθμων Argmax και MAD στο εγκεφαλικό σήμα.	74
Σχήμα 4.18: Δέντρο αποσύνθεσης ενός σήματος X. [53]	75
Σχήμα 4.19: Αποτελέσματα του ICA [56].	76
Σχήμα 4.20: Ποσοστό επιτυχίας των αλγορίθμων. [57].....	77

Σχήμα 5.1: Σύστημα 10-20 και οι θέσεις Oz, F8. [58].....	80
Σχήμα 5.2: Γραφική παράσταση της εξίσωσης 5.3.....	82
Σχήμα 5.3: Αρχαιοθέτηση και επιπλέον πληροφορίες για τις καταγραφές.	82
Σχήμα 5.4: Αποτελέσματα επεξεργασίας.	84
Σχήμα 5.5: Σήματα καταγραφής στο χρόνο και στη συχνότητα.	84
Σχήμα 5.6: Αποτελέσματα ITR ανά συμμετέχοντα (Μπλε: High, Argmax, γαλάζιο: High, MAD, κόκκινο: Low, Argmax, πορτοκαλί: Low, MAD).....	86
Σχήμα 5.7: Σχέση ITR, ποσοστού επιτυχίας.	87
Σχήμα 5.8: Μπλοκ διάγραμμα του EdgeSSVEP [62].	88
Σχήμα 5.9: Αποτελέσματα του Accuracy συναρτήσει του SNR στην [61].....	89

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1: Σύγκριση τιμών θεωρίας, προσομοιώσεων και πειραμάτων.	52
Πίνακας 2: Πίνακας στατιστικών SNR.	72
Πίνακας 3: Στατιστικά αποτελεσμάτων.	83
Πίνακας 4: Πίνακας με τα αποτελέσματα του RM ANOVA.	85
Πίνακας 5: Μέση τιμή και τυπική απόκλιση για κάθε περίπτωση.....	86
Πίνακας 6: Πίνακας με τις στατιστικές ροπές των τεσσάρων συνόλων που αναλύονται.	87
Πίνακας 7: Πίνακας με τα αποτελέσματα RM ANOVA.....	88

Συντομογραφίες

ΑΝΣ	Αυτόνομο Νευρικό Σύστημα
ΔΕ	Διπλωματική Εργασία
ΔΠΙΑΕ	Διεθνές Πανεπιστήμιο Ελλάδος
ΕΟ	Ενισχυτής Οργανολογίας
ΗΕΓ	Ηλεκτροεγκεφαλογράφημα
ΗΚΔ	Ηλεκτροκαρδιογράφημα
ΗΜΓ	Ηλεκτρομυογράφημα
ΚΝΣ	Κεντρικό Νευρικό Σύστημα
ΠΕ	Πτυχιακή Εργασία
ΣΝΣ	Σωματικό Νευρικό Σύστημα
ΤΕ	Τελεστικός Ενισχυτής
AC	Alternate Current
ADC	Analog to Digital Converter
ADG	Active Driven Guard
ANOVA	Analysis of Variance
BCI	Brain Computer Interface
BLE	Bluetooth Low Energy
CCA	Canonical Correlation Analysis
CMV	Common Mode Voltage
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
CSV	Comma Separated Values
DAC	Digital to Analog Converter
DC	Direct Current
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Digital Signal Processing
DWT	Discrete Wavelet Transform
EEG	Electroencephalogram
EPSP	Excitatory Postsynaptic Potential
ERP	Event Related Potential
FBCCA	Filter Bank Canonical Correlation Analysis
FFT	Fast Fourier Transform

FIR	Finite Impulse Response
GBP	Gain-Bandwidth Product
ICA	Independent Component Analysis
IDE	integrated Development Environment
IIR	Infinite Impulse Response
IoT	Internet of Things
IPSP	Inhibitory Postsynaptic Potential
ITR	Information Transfer Rate
LDO	Low Dropout
LED	Light Emitting Diode
LFS	Low Frequency Spindles
MAC	Multiply-Accumulate
MAD	Median Absolute Deviation
MSB	Most Significant Bit
OACCA	Online Adaptive Canonical Correlation Analysis
PCB	Printed Circuit Board
PSP	Post Synaptic Potential
REM	Rapid Eye Movement
RF	Radio Frequency
RLD	Right Leg Driver
RM	Repeated Measures
RMS	Root Mean Square
ROC	Region of Convergence
RTI	Referenced To Input
SAR	Successive-Approximation Register
sEEG	Stereo electroencephalography
SNR	Signal to Noise Ratio
SSVEP	Steady-State Visual Evoked Potential
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
PWM	Pulse Width Modulation
SPI	Serial Peripheral Interface
USB	Universal Serial Bus

Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή

1.1 Brain Computer Interfaces

Με την εξέλιξη της τεχνολογίας των τελευταίων δεκαετιών, παρατηρείται η ανάπτυξη υπολογιστικών μονάδων οι οποίες χρησιμοποιούν βιοηλεκτρικά εγκεφαλικά σήματα και τα κωδικοποιούν σε εντολές. Αυτές οι υπολογιστικές μονάδες ονομάζονται Brain Computer Interfaces ή BCIs. Χρησιμοποιούν το εγκεφαλικό ηλεκτρικό σήμα και μέσα σε αυτό αναγνωρίζουν καταστάσεις του οργανισμού όπου στη συνέχεια τις κωδικοποιούν σε εντολές. Με αυτόν τον τρόπο το BCI δημιουργεί ένα κανάλι αμφίδρομης επικοινωνίας μεταξύ του ανθρώπου και του περιβάλλοντος, χωρίς την ανάγκη κάποιας μυϊκής δράσης [1]. Τα BCIs χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες, τα επεμβατικά και τα μη επεμβατικά. Η διαφορά τους έγκειται στο γεγονός πως η πρώτη κατηγορία των BCIs χρήζουν χειρουργική επέμβαση, ενώ η δεύτερη κατηγορία δεν χρειάζονται. Καθιστώντας τα μη επεμβατικά πιο εύχρηστα και πιο προσεγγίσιμα από την ακαδημαϊκή κοινότητα. Οι εφαρμογές τους εκτείνονται σε ένα φάσμα από λύσεις σε νευρολογικές παθήσεις, ψυχιατρικές διαταραχές, μυϊκές δυστροφίες μέχρι και υποβοηθήσεις σε τομείς όπως το gaming, η εικονική και η επαυξημένη πραγματικότητα [2]. Τα κύρια μέρη ενός BCI χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: το υλικό και το λογισμικό. Το υλικό σχεδιάζεται με σκοπό να εξάγει το βιοηλεκτρικό σήμα και να το μεταφέρει στο λογισμικό. Όπου με την σειρά του, με αλγόριθμους ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και ταξινόμησης, κάνει την τελική αναγνώριση του σήματος.

1.2 Real Time SSVEP BCIs

Ένα από τα μοτίβα που δημιουργούνται στο εγκέφαλο είναι το Steady-State Visual Evoked Potential ή SSVEP. Το SSVEP είναι η αντίδραση του ινιακού λοβού του εγκεφάλου, όταν διεγείρεται ο αμφιβληστροειδής με οπτικό σήμα συγκεκριμένης συχνότητας. Πιο συγκεκριμένα, η αντίδραση του εγκεφάλου είναι να δημιουργήσει ένα ημιτονοειδές σήμα στην ίδια συχνότητα του σήματος διέγερσης. Έτσι τα SSVEP BCIs, έχουν σκοπό να αναγνωρίσουν αυτό το σήμα διέγερσης και να το κωδικοποιήσουν σε εντολή. Σε πολλές εργασίες όπως η αναγνώριση και η κωδικοποίηση του σήματος σε εντολή, δεν γίνεται σε πραγματικό χρόνο, αλλά σε δευτερεύον. Στην παρούσα εργασία, η παραπάνω διαδικασία από την εξαγωγή μέχρι την κωδικοποίηση γίνεται σε πραγματικό χρόνο. Το χαρακτηριστικό του Real Time, δημιουργεί πολλούς περιορισμούς, κυρίως στην υπολογιστική ισχύ και στην καθυστέρηση, καθιστώντας την σχεδίαση του συστήματος απαιτητική.

1.3 Στόχοι της διπλωματικής και συνεισφορά

Ο στόχος της παρούσας ΔΕ είναι: πρώτον, η ανάδειξη και η ανάλυση των σταδίων της κατασκευής ενός Real Time SSVEP BCI. Δηλαδή, να επεξηγηθούν όλα τα τμήματα του συστήματος, τόσο του υλικού όσο και του λογισμικού. Δεύτερον, η αξιολόγηση του τελικού προϊόντος, αυτή θα γίνει με βάση δύο μετρικές την SNR και την ITR. Οι τιμές των μετρικών αυτών θα εξαχθούν μέσα από μια πειραματική διαδικασία που θα γίνει σε ένα δείγμα ανθρώπων.

Μέσω αυτής της διαδικασίας, η παρούσα ΔΕ θα εξηγήσει και θα ξεκαθαρίσει, τον τρόπο που τα χαρακτηριστικά ενός BCI επηρεάζουν την τελική ποιότητα του. Συνεισφέροντας έτσι γνώσεις τόσο στην σχεδίαση όσο και στην υλοποίηση ενός BCI.

1.4 Δομή της εργασίας

Η δομή της διπλωματικής είναι τέτοια ώστε, να εξηγήσει στο δεύτερο κεφάλαιο, την φυσιολογία και τα μέρη του εγκεφάλου και του ΚΝΣ. Διότι, μέσω αυτής της ανάλυσης θα κατανοηθεί η εμφάνιση και τα χαρακτηριστικά του SSVEP που δημιουργείται στον ινιακό λοβό. Το τρίτο κεφάλαιο θα είναι η

θεωρητική σχεδίαση και η πρακτική υλοποίηση του Real-Time SSVEP BCI. Σε αυτό, θα επεξηγηθούν και θα αιτιολογηθούν όλα τα κυκλώματα που χρησιμοποιήθηκαν. Στο τέταρτο κεφάλαιο, θα αναλυθούν οι αλγόριθμοι ψηφιακής επεξεργασίας του σήματος και η σχεδίαση τους σε λογισμικό. Επιπλέον, θα αναλυθούν και τα χαρακτηριστικά του μικροελεγκτή. Το τελευταίο κεφάλαιο, θα περιγράψει την πειραματική διαδικασία μέσω της οποίας εξήχθησαν τα δεδομένα. Σε αυτό το κεφάλαιο θα εξηγηθούν οι δύο μετρικές SNR, ITR του κάθε πειράματος και θα ακολουθήσει μια στατιστική ανάλυση των δεδομένων. Τέλος, θα ακολουθήσει η ερμηνεία των αποτελεσμάτων και η σύγκριση τους με άλλες παρόμοιες εργασίες της βιβλιογραφίας.

Κεφάλαιο 2ο: Εγκέφαλος και Νευρικό Σύστημα

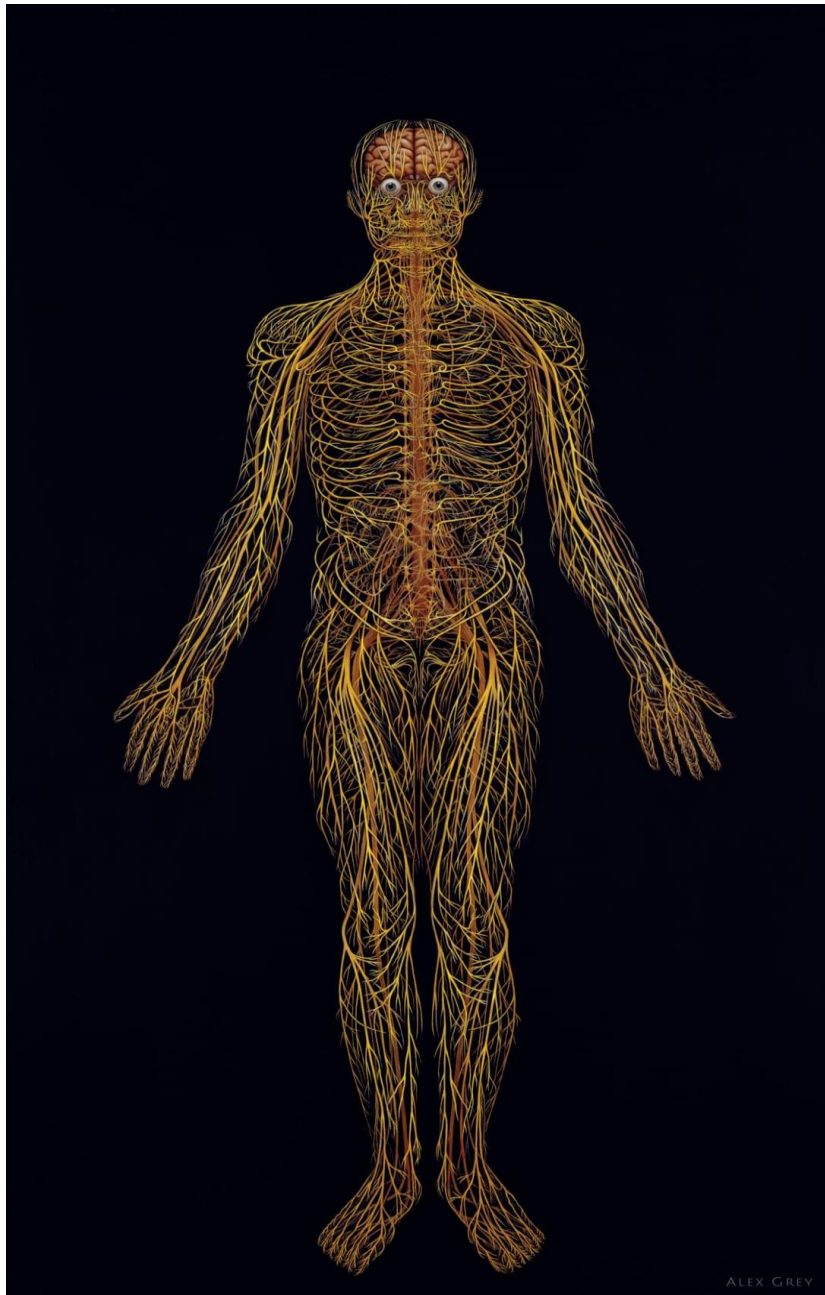
2.1 Εισαγωγή

Το Κεντρικό Νευρικό Σύστημα (ΚΝΣ) αποτελεί το κέντρο ελέγχου και αποφάσεων του ανθρώπινου σώματος. Το ΚΝΣ προστατεύεται από το κρανίο και τη σπονδυλική στήλη και πιο συγκεκριμένα από τις μήνιγγες. Αυτό το σύστημα αποτελείται από 2 κύρια υποσυστήματα, όπου το κάθε ένα έχει διαφορετική λειτουργία και εδράζει σε διαφορετικό χώρο του ανθρώπινου σώματος. Αυτά τα 2 υποσυστήματα είναι ο εγκέφαλος κι ο νωτιαίος μυελός, τα οποία αποτελούν τον κεντρικό πυλώνα στη λειτουργία της μάθησης. Αυτό επιτυγχάνεται με την μερική αντιγραφή "επιπέδων λειτουργίας", δηλαδή τη διαδικασία όπου τα νεότερα επίπεδα αντιγράφουν ένα ποσοστό νευρώνων των παλαιότερων επιπέδων. Για παράδειγμα, στις πρώτες τάξεις του δημοτικού το παιδί μαθαίνει την αλφαβήτα, κι αφού μάθει την αλφαβήτα αφομοιώνει λέξεις και προτάσεις, διατηρώντας όμως τις ήδη υπάρχουσες απλές γνώσεις πάνω στην αλφαβήτα. Σε επόμενες τάξεις το παιδί θα ξεκινήσει να διαβάζει Όμηρο που αποτελείται από πολύπλοκους συνδυασμούς λέξεων και φράσεων ([3] σελ 58). Κάτι τέτοιο παρατηρείται και με την κίνηση, όπου όσο πιο πολλά "επίπεδα λειτουργίας" υπάρχουν για μια κίνηση, τόσο πιο λεπτομερής και ακριβής γίνεται. Αυτά είναι δύο χαρακτηριστικά παραδείγματα της απλούστερης, αλλά και πιο σύνθετης λειτουργίας του ΚΝΣ.

Ο νωτιαίος μυελός διαδραματίζει έναν πολύ σημαντικό ρόλο στην πραγματοποίηση κινήσεων του σώματος, κι αυτό διότι ενεργοποιεί και τα άλλα μέρη του ΚΝΣ. Ειδικότερα, ο νωτιαίος μυελός συναντά τον εγκέφαλο στο κατώτερο άκρο του. Έτσι, όλα τα νεύρα του σώματος περνάνε από τον νωτιαίο μυελό στο εγκέφαλο και συγκεκριμένα στο εγκεφαλικό στέλεχος. Χαρακτηριστική είναι η κίνηση του αν υπάρξει χτύπημα στην επιγονατίδα, στο σημείο ανάμεσα από την επιγονατίδα και την κνήμη. Τότε το πόδι από το γόνατο και κάτω θα πραγματοποιήσει μια αντανακλαστική έκταση που δεν μπορεί να ελεγχθεί συνειδητά από τον άνθρωπο.

Επίσης αποτυπώνει τον κόσμο όπως τον αντιλαμβανόμαστε μέσω των αισθήσεων μας. Ο πρόσθιος εγκέφαλος είναι η μεγαλύτερη περιοχή του εγκεφάλου των θηλαστικών, αποτελεί τις φλοιώδεις και τις υποφλοιώδεις δομές. Είναι το μέρος του ΚΝΣ που βασίζονται αναπτυγμένες λειτουργίες όπως η σκέψη και οι γλωσσικές ικανότητες. Κατά κύριο λόγο οι αποφάσεις και οι επενεργήσεις του ανθρώπου οφείλονται σε διεργασίες του πρόσθιου εγκεφάλου. Που όπως αναφέρεται και παραπάνω είναι μέρος του εγκεφάλου, που αυτός με τη σειρά του ανήκει στο ΚΝΣ.

Εκτός του ΚΝΣ, το νευρικό σύστημα διαθέτει και άλλα 2 υποσυστήματα, αυτά είναι τα: Σωματικό Νευρικό Σύστημα (ΣΝΣ) και το Αυτόνομο Νευρικό Σύστημα (ΑΝΣ). Το ΣΝΣ αποτελείται από τα κρανιακά νεύρα, όπου περιορίζονται στο μέρος της κεφαλής και του λαιμού. Αυτά τα νεύρα μεταφέρουν πληροφορίες από και προς το ΚΝΣ και έχουν σχέση με τα μάτια, την μύτη, μυς του προσώπου και άλλα νεύρα. Ταυτόχρονα, το ΣΝΣ διαθέτει και τα νωτιαία νεύρα που μεταφέρουν πληροφορίες από το ΚΝΣ προς το υπόλοιπο σώμα και αντίστροφα. Το ΑΝΣ είναι υπεύθυνο για ζωτικές λειτουργίες όπως τον έλεγχο των παλμών της καρδιάς, την ρύθμιση του πεπτικού συστήματος και γενικά των εσωτερικών οργάνων και αδένων του σώματος. Οι πληροφορίες αυτού του υποσυστήματος στέλνονται αρχικά στο ΣΝΣ κι έπειτα στο ΚΝΣ. Τα δύο υποσυστήματα του ΑΝΣ είναι το συμπαθητικό και το παρασυμπαθητικό. Αυτά λειτουργούν εντελώς αντίστροφα, καθότι το παρασυμπαθητικό δρα για την ηρεμία του σώματος, ενώ το συμπαθητικό θέτει τον οργανισμό σε ετοιμότητα.



Σχήμα 2.1: Ενδεικτική απεικόνιση του ανθρώπινου νευρικού συστήματος. [4]

2.2 Ιστορική αναδρομή

Η αρχαιότερη γραπτή αναφορά στον εγκέφαλο σαν όργανο έχει βρεθεί στον χειρουργικό πάπυρο του Edwin Smith. Αυτός ο πάπυρος έπεσε στα χέρια του Edwin Smith το 1862 στο Λούξορ της Αιγύπτου. Ο Edwin ήταν έμπορος και επιστήμονας αιγυπτιολογίας [5] ο οποίος απέκτησε τον πάπυρο, πιθανότατα αγοράζοντας τον από έναν τοπικό έμπορο με όνομα Mustapha Aga. Έπειτα, ο Smith αναγνωρίζοντας την σημαντικότητα αυτού του κειμηλίου, ξεκίνησε την προσπάθεια του να το μεταφράσει, χωρίς όμως να το καταφέρει. Με τον θάνατο του το 1906 η κόρη του δώρισε τον πάπυρο στην Ιστορική Κοινότητα της Νέας Υόρκης [6].

Μετά από 24 χρόνια, το 1930 ο πάπυρος βρέθηκε στα χέρια του James Henry Breast όπου ήταν Αμερικανός αιγυπτιολόγος, αρχαιολόγος και ιστορικός. Ως συνεχιστής της δουλειάς του Smith και με τη βοήθεια άλλων επιστημόνων, κατάφερε να μεταφράσει όλες τις επιγραφές που περιείχονταν στον

πάπυρο, δημοσιεύοντας την μελέτη αυτή σε 2 τόμους. Σχετικά με τον πάπυρο, αυτός χρονολογείται τον 17^ο αιώνα π.Χ. αλλά λέγεται πως είναι αντίγραφο που βασίζεται σε παλαιότερα γραπτά από την Εποχή των Πυραμίδων (2500 π.Χ. – 3000 π.Χ.). Ο πάπυρος αυτός διαιρείται σε 48 χειρουργικές περιπτώσεις και η κάθε περίπτωση χωρίζεται σε 4 ή 5 μέρη: Τίτλος, εξέταση, διάγνωση, θεραπεία, gloss (που είναι η επεξήγηση κάποιων δυσνόητων όρων) [6], [7].

Η πρώτη περιγραφή του εγκεφάλου εμφανίζεται στον πάπυρο κι αναφέρεται συγκεκριμένα στην περίπτωση 6 «...σαν αυτές τις αυλακώσεις που δημιουργεί ο λιωμένος χαλκός...», σε επόμενο μέρος του παπύρου (Case 6, Gloss B) εξηγεί ότι η παραπάνω φράση αναφέρεται στην σκουριά που δημιουργείται και επιπλέει στην επιφάνεια του λιωμένου χαλκού. Αυτή η σκουριά δημιουργεί αυλακώσεις, κάνοντας έτσι μια παρομοίωση με την εικόνα του εγκεφάλου [6], [7].

Ήταν θέμα χρόνου βέβαια να αρχίσουν να καταλαβαίνουν οι άνθρωποι την σημαντικότητα και τις λειτουργίες του εγκεφάλου. Αναλυτικότερα, ο προ-σωκρατικός φιλόσοφος Αλκμαιών ήταν ένας από τους πρωτοπόρους που σύνδεσαν τις αισθήσεις και τη συμπεριφορά με τον εγκέφαλο. Γεννημένος στον Κρότωνα της Νότιας Ιταλίας, έζησε το 510 π.Χ. – 440 π.Χ., σε μία περιοχή με μεγάλη ανάπτυξη, που εκεί έδρευε και η σχολή του Πυθαγόρα. Ο ίδιος είχε σχέσεις με τον γνωστό Έλληνα φιλόσοφο, αλλά δεν είναι σίγουρο αν ήταν και μαθητής του [8].

«Όλες οι αισθήσεις συνδέονται κατά κάποιον τρόπο με τον εγκέφαλο.» η παραπάνω είναι φράση του Αλκμαιών που είχε αναφέρει ο Θεόφραστος. Πιο συγκεκριμένα, ο Αλκμαιών είχε κατανοήσει σε σημαντικό βαθμό την αίσθηση της ακοής, αφού δίνει πολύ λεπτομερείς περιγραφές για την γεωμετρία του αυτιού και την αίσθηση του ήχου. Επιπλέον, σε άλλα έγγραφα περιγράφει τη διαφορά στην απαλότητα των σημείων της γλώσσας, η οποία είναι υπεύθυνη για τις διαφορετικές γεύσεις που υπάρχουν. Επιπροσθέτως είχε διακρίνει τα νεύρα που ενώνουν τον εγκέφαλο με τα μάτια. Τέλος, παρότι οι περισσότεροι αρχαίοι λαοί και φιλόσοφοι πίστευαν πως η καρδιά ή το διάφραγμα είναι το κέντρο της ψυχής και της νόησης, ο Πλούταρχος είχε αναφέρει σε έργο του: «Ο Αλκμαίων πιστεύει ότι το κύριο μέρος της ψυχής κατοικεί στον εγκέφαλο...» [8].

Σε αυτή την ενότητα δε θα μπορούσε να λείπει το μεγαλύτερο όνομα της ιατρικής, που είναι ο Ιπποκράτης. Ο Ιπποκράτης γεννήθηκε στην Κω με τη γέννηση του να χρονολογείται το 460 π.Χ.. Ο Ιπποκράτης απάλλαξε την κοινωνία περισσότερο από κάθε άλλον από τις δεισιδαιμονίες σχετικά με τις ανθρώπινες ασθένειες, υποστηρίζοντας την ιδέα πως η υγεία είναι μια φυσική διαδικασία που μπορεί να κατανοηθεί μέσω της παρατήρησης και της λογικής. Μετά τον θάνατο του τα έγγραφα του συλλέχθηκαν στην βιβλιοθήκη της Αλεξάνδρειας με τίτλο «Corpus Hippocraticum», με το πιο γνωστό κείμενο του να είναι αυτό με το όνομα «Για την ιερή ασθένεια», όπου πραγματεύεται την επιληψία. Το πιο επιδραστικό κομμάτι αυτού του κειμένου είναι το πρώτο μέρος που ενημερώνει τον αναγνώστη ότι υπεύθυνος για την νοητική μας δραστηριότητα είναι ουσιαστικά ο εγκέφαλος [9].

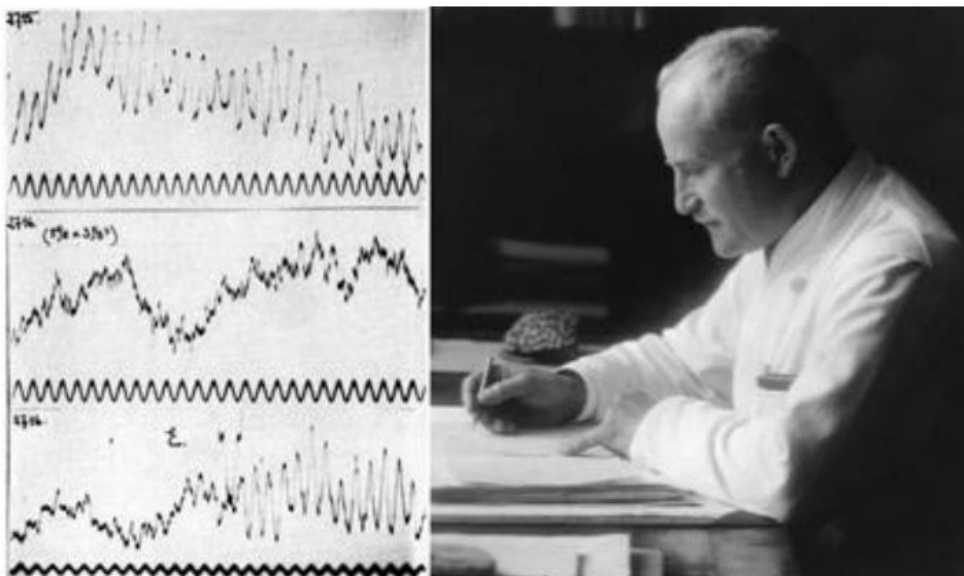
Το 1791 ένας Ιταλός φυσικός, βιολόγος και φιλόσοφος με όνομα Luigi Galvani δημοσίευσε μία εργασία με όνομα «Aloysii Galvani De viribus electricitatis in motu musculari commentarius». Με αυτή την εργασία ανακαλύφθηκε πως το ανθρώπινο σώμα μπορεί να ελεγχθεί μέσω ηλεκτρικών ρευμάτων. Πιο συγκεκριμένα, ο Luigi Galvani μπόρεσε να κουνήσει το πόδι ενός βατράχου ενεργοποιώντας ένα νεύρο με ηλεκτρισμό [10].

Πολύ αργότερα το 1840 ο Γερμανός φυσιολόγος Emil du Bois-Reymond υπέθεσε ότι τα νεύρα έχουν τον ρόλο μεταφοράς ηλεκτρικών σημάτων που παράγει ο εγκέφαλος. Μετά από 35 χρόνια, το 1875 σε ένα άρθρο της Βρετανικής Ιατρικής Εφημερίδας, σε μια σύντομη περίληψη 20 γραμμών δημοσιεύτηκαν τα ευρήματα για την πρώτη καταγραφή ηλεκτρικών δυναμικών από εγκεφάλους ζώων. Αυτή η δημοσίευση οφείλεται στα πειράματα που έκανε ο ιατρός Richard Caton. Πιο συγκεκριμένα, ο Caton έκανε μετρήσεις σε εγκεφάλους ζώων και σε ένα απόσπασμα από την δημοσίευση του εξηγεί “Σε κάθε

εγκέφαλο που έχει εξεταστεί μέχρι σήμερα, το γαλβανόμετρο έδειξε την ύπαρξη ηλεκτρικών ρευμάτων. Η εξωτερική επιφάνεια της φαιάς ουσίας είναι συνήθως θετική σε σχέση με την επιφάνεια μιας τομής που την διαπερνά....Τα ηλεκτρικά ρεύματα της φαιάς ουσίας φαίνεται να έχουν σχέση με τη λειτουργία της...” [11].

Εκείνη την περίοδο ο Adolf Beck, ένας Πολωνός ιατρός, έδρασε διαφορετικά από τον Caton. Η διαφορά έγκειται στο γεγονός πως ο Beck διέγειρε με ηλεκτρικά σήματα τα πειραματόζωα του διακρίνοντας έτσι διακυμάνσεις στο πλάτος και στη συχνότητα των ηλεκτρικών σημάτων, μιλώντας έτσι για “προκλητά δυναμικά”. Μελέτησε δηλαδή τον εγκέφαλο σαν ένα σύστημα με είσοδο και έξοδο. Τα αποτελέσματα της έρευνας του δημοσιεύτηκαν το 1890 στο Ευρωπαϊκό ιατρικό περιοδικό “Die Bestimmung der Localisation der Gehirn und Rückenmarksfunctionen vermittelt der elektrischen Erscheinungen”, λαμβάνοντας μεγάλη αναγνώριση, ειδικά από άλλους επιστήμονες με παρόμοιες ανακαλύψεις [11].

Το 1927 έγινε η πρώτη καταγεγραμμένη μέτρηση της ηλεκτρικής δραστηριότητας του εγκεφάλου χωρίς χειρουργική επέμβαση, από τον Hans Berger. Ο Hans Berger ήταν καθηγητής νευροψυχιατρικής στην Ιένα της Γερμανίας, ήταν ιδιαίτερα αφιερωμένος στην δουλειά του και είχε σύνθετο χαρακτήρα, αυστηρό, εργαζόμενος κυρίως μόνος του σε ένα μικρό υπόγειο εργαστήριο της ψυχιατρικής κλινικής της Ιένας. Το 1924 ξεκίνησε να εξετάζει και να μελετάει την ηλεκτρική δραστηριότητα ανθρώπινων εγκεφάλων κάνοντας κάποιες αλλαγές στην τεχνολογία που χρησιμοποιούσε. Αυτές οι αλλαγές ήταν να χρησιμοποιήσει επιφάνειες ως ηλεκτρόδια και έκανε μετρήσεις με γαλβανόμετρο το οποίο είχε διπλό πηνίο για μεγαλύτερη ευαισθησία στο ηλεκτρικό ρεύμα. Τον Οκτώβριο του 1927 ο Berger μπόρεσε να εξάγει ηλεκτρικά σήματα χωρίς χειρουργική επέμβαση από το κεφάλι του γιού του Klaus που ήταν πανομοιότυπα με τα ενδοεγκεφαλικά καταγεγραμμένα δεδομένα από προηγούμενες μετρήσεις. Συνεχίζοντας την δουλειά του, μπόρεσε να διακρίνει δύο τύπους αρμονικών ταλαντώσεων που τους ονόμασε ‘άλφα’ και ‘βήτα κύματα’, όπου εμφανίζονται ανάλογα με την νοητική κατάσταση που βρισκόταν ο ασθενής. Τέλος, ήταν ο πρώτος που εισήγαγε τον όρο ‘Ηλεκτροεγκεφαλογράφημα’ ή για συντομία ΗΕΓ (EEG) [11].



Σχήμα 2.2: Ο Hans Berger και το ΗΕΓ της κόρης του. Πάνω είναι οι άλφα ρυθμοί, στη μέση είναι οι βήτα ρυθμοί, κάτω είναι το άθροισμα των 2 σημάτων. [12]

Εκείνη την εποχή η πρόοδος στον τομέα της νευρολογίας και συγκεκριμένα στην ανάλυση του ηλεκτροεγκεφαλογράφηματος ήταν ραγδαία καθώς τα κείμενα από αυτές τις ανακαλύψεις

μεταφέρθηκαν και στην Αμερική. Οι συσκευές με τις οποίες γινόταν η καταγραφή του ΗΕΓ εξελίχθηκαν, ενώ στην αρχή κατέγραφαν τα αποτελέσματα μέσω μηχανικών ταλαντογράφων σε χαρτί, στην πορεία αναπτύχθηκε η τεχνολογία των οθονών με καθοδικό σωλήνα (CRT). Έπειτα, με την άφιξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και αποθήκευσης, η εξαγωγή του ΗΕΓ έγινε ακόμα πιο φθηνή και άνετη διαδικασία. Φτάνοντας στο σήμερα, ένας ασθενής μπορεί εύκολα με μεθόδους μηχανικής μάθησης να αναγνωρισθεί αν πάσχει από επιληψία και πολλές άλλες εκφυλιστικές και μη νόσους.

2.3 Ανατομία και φυσιολογία του εγκεφάλου

Η ανατομία του εγκεφάλου χωρίζεται σε φλοιώδεις και υποφλοιώδεις δομές. Ειδικότερα, ο εγκέφαλος αποτελείται από δύο ημισφαίρια που ενώνονται με μία δομή που ονομάζεται μεσολόβιο (corpus callosum). Αυτή η δομή είναι μια ομάδα από νευρικές ίνες που δημιουργεί ένα κανάλι επικοινωνίας των δύο ημισφαιρίων. Η επιφάνεια του εγκεφαλικού φλοιού είναι γκρι και ονομάζεται φαιά ουσία (grey matter). Η ουσία του εσωτερικού εγκεφάλου κάτω από την φαιά ουσία έχει λευκό χρώμα (white matter).

2.3.1 Νευρώνας

Όλο το νευρικό σύστημα αποτελείται από κύτταρα με συγκεκριμένες λειτουργίες, τα οποία ονομάζονται νευρώνες και νευρογλοιακά κύτταρα. Ο νευρώνας αποτελείται από τρία μέρη, στην κορυφή του εδρεύουν οι δενδρίτες, στη μέση το κυτταρικό σώμα και στο κάτω μέρος ο νευράξονας. Οι νευρώνες συνδέονται μεταξύ τους δημιουργώντας δίκτυα και υποδίκτυα μεγάλης και μικρής κλίμακας. Με αυτόν τον τρόπο, δηλαδή με μια τοπολογία γράφου υπάρχει η παράλληλη επεξεργασία των δεδομένων που συλλέγονται. Η επεξεργασία γίνεται διακοπτικά δηλαδή με τη ροή του σήματος μέσω του νευρώνα μπορεί να υπάρξει ενεργοποίηση ή όχι αυτού. Ταυτόχρονα, λειτουργούν κατά αυτόν τον τρόπο και οι υπόλοιποι νευρώνες του δικτύου, με το αποτέλεσμα του να εξαρτάται από την αθροιστική απόκριση του καθένα νευρώνα.

Ωστόσο, παρατηρείται πλήθος διαφορετικών νευρώνων με βάση το σχήμα και το μέγεθος τους. Δεδομένου αυτού, οι επιστήμονες καταλάβανε πως υπάρχουν κατηγορίες νευρώνων για κάθε διεργασία. Αυτές είναι: οι αισθητικοί νευρώνες, οι διάμεσοι νευρώνες, οι σωματοαισθητικοί νευρώνες, τα πυραμιδοειδή κύτταρα, τα κύτταρα Purkinje και οι κινητικοί νευρώνες. Τέλος, εκτός από τους νευρώνες όπως αναφέρεται παραπάνω υπάρχουν και τα νευρογλοιακά κύτταρα, τα οποία έχουν τον ρόλο της στήριξης και της οριοθέτησης των νευρώνων σε συστάδες ([3], σελ. 94,95)

2.3.2 Φλοιώδεις δομές

Για κάθε ημισφαίριο, ο εγκεφαλικός φλοιός χωρίζεται σε κάποιες λειτουργικά ανεξάρτητες περιοχές που ονομάζονται λοβοί. Αυτοί οι λοβοί χωρίζονται από κάποιες μεγάλες αύλακες. Κάθε λοβός έχει διαφορετικό ρόλο για τον εγκέφαλο. Περιγράφονται αναλυτικά παρακάτω.

2.3.2.1 Μετωπιαίος λοβός

Ο μετωπιαίος λοβός (Frontal Lobe) είναι το μέρος του εγκεφάλου που αναπτύχθηκε τελευταίο, χωρίζεται σε 3 περιοχές όπου κάθε περιοχή σχετίζεται με την κίνηση και τον προγραμματισμό κινήσεων, αλληλοεπιδρώντας σειριακά. Η πρώτη από τις τρεις υποδιαιρέσεις του είναι ο προμετωπιαίος φλοιός, όπου είναι ο σχεδιαστής κάθε κίνησης και συμπεριφοράς. Ένα τέτοιο σχέδιο μπορεί να είναι η εκκίνηση από το σπίτι μισή ώρα πριν από ένα ραντεβού με σκοπό την έγκαιρη άφιξη στο σημείο συνάντησης. Για να πραγματοποιήσει ένα σχέδιο ο προμετωπιαίος στέλνει τις οδηγίες στον προκινητικό φλοιό. Ο οποίος προκαλεί τις σύνθετες κινήσεις, χωρίς όμως να οργανώνει τον ακριβή λεπτομερή τρόπο για την επίτευξη του σχεδίου. Οι ακριβείς λεπτομερείς κινήσεις προγραμματίζονται από τον κινητικό

φλοιό, όπου είναι η τελευταία υποδιαίρεση του μετωπιαίου λοβού. Με αυτή τη σειριακή ροή λειτουργεί ο μετωπιαίος λοβός ([3], σελ. 412). Παράλληλα, ο μετωπιαίος φλοιός δέχεται πληροφορίες υψηλής επεξεργασίας από πολλές άλλες περιοχές του εγκεφάλου. Μία από αυτές είναι η αμυγδαλή, έτσι σχετίζεται με πιο σύνθετες λειτουργίες όπως η συμπεριφορά και η συγκέντρωση. ([3], σελ. 496, 497)

2.3.2.2 Βρεγματικός λοβός

Ο βρεγματικός λοβός (Parietal lobe) βρίσκεται στο πάνω και μεσαίο μέρος του εγκεφάλου, ανάμεσα από τον κροταφικό και τον ινιακό λοβό. Ωστόσο, ο τοπογραφικός καθορισμός του αποτελεί μια κυρίως εμπειρική σύμβαση, όπως έχει διατυπώσει και ο Critchley το 1953 στο 'The parietal lobes':

‘Δεν μπορεί να θεωρηθεί ως μια αυτόνομη ανατομική οντότητα. Τα όρια του δεν μπορούν να χαραχθούν με ακρίβεια... Στη συνέχεια θα γίνει επίσης φανερό ότι δεν σχετίζεται με κάποια στενά καθορισμένη φυσιολογική λειτουργία.’ [13][14] σελ. 242)

Σε γενικές γραμμές οι ασθενείς που φέρουν βλάβες στο σημείο του βρεγματικού λοβού εμφανίζουν μερική ή και ολική απώλεια της σωματικής αίσθησης. Επιπλέον, πολλοί ασθενείς παρουσιάζουν ζητήματα, μικρότερης ή μεγαλύτερης σημασίας, όσον αφορά την απτική αίσθηση. Επιπρόσθετα, μεγάλη συσχέτιση με τον βρεγματικό λοβό παρουσιάζει η αίσθηση του προσανατολισμού στον χώρο, ο καθορισμός της απόστασης και η έννοια της μεταφοράς-μετατόπισης-μετάθεσης. Τέλος, παρατηρείται η συμμετοχή το συγκεκριμένου λοβού στη σύνταξη προτάσεων λόγου ([14] σελ. 244, 246, 251).

2.3.2.3 Κροταφικός λοβός

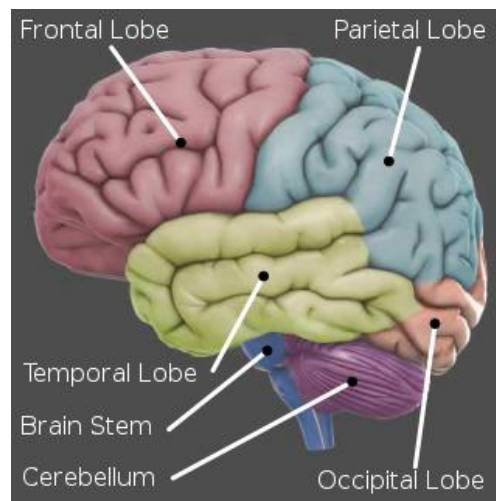
Ο κροταφικός λοβός (Temporal lobe) βρίσκεται στην πλάγια περιοχή του εγκεφάλου και συγκεκριμένα κάτω από την πλάγια εγκεφαλική σχισμή. Γενικά ο κροταφικός λοβός μπορεί να παρουσιασθεί ως ένα σημείο του εγκεφάλου που επεξεργάζεται αισθητηριακές πληροφορίες που προέρχονται από τα κέντρα ακοής, όρασης και όσφρησης. Συγκεκριμένα, μετά την αντίληψη ήχου από το αυτί το επόμενο σύστημα επεξεργασίας του είναι οι κροταφικοί λοβοί, δημιουργώντας την γενική ακουστική αντίληψη. Σημαντικό είναι το γεγονός ότι διαχειρίζεται και οπτικές πληροφορίες, στο σημείο που συναντάται με τον ινιακό λοβό. Επίσης, μια βλάβη στον κροταφικό λοβό μπορεί να δημιουργήσει ανοσμία ή και μείωση της ικανότητας της όσφρησης. Σε γενικές γραμμές, αποτελεί σημείο ‘σύνθεσης’ οσφρητικών, ακουστικών και οπτικών δεδομένων και για αυτό τον λόγο βλάβες σε αυτό το σημείο του εγκεφάλου έχουν συσχετιστεί με παραισθήσεις και ψευδαισθήσεις οπτικές, ακουστικές, οσφρητικές [14] σελ. 191-192).

2.3.2.4 Ινιακός λοβός

Ο ινιακός λοβός (Occipital lobe) δέχεται σήματα από το οπτικό νεύρο που είναι το κανάλι επικοινωνίας μεταξύ του εγκεφάλου και του ματιού. Αυτός ο λοβός ποικίλλει σε κύτταροαρχιτεκτονική αναλύοντας έτσι την οπτική πληροφορία με πολλούς διαφορετικούς τρόπους, με χαρακτηριστικό παράδειγμα τα χρώματα και οι γεωμετρικές μορφές, τα οποία αναλύονται σε διαφορετικά σημεία του λοβού. Επίσης, το ραχιαίο οπτικό ρεύμα, το οποίο ξεκινά από τον ινιακό λοβό και εκτείνεται προς τον βρεγματικό, λειτουργεί αναλυτικά σε ιδιαίτερα ταχείς ρυθμούς, επιτρέποντας την εκτέλεση λεπτομερών κινήσεων σε σχέση με το περιβάλλον. ([3], σελ. 333)

Το οπτικό νεύρο αποτελεί διάυλο επικοινωνίας του αμφιβληστροειδή με τον λοβό αυτόν. Έτσι, βγαίνει το αποτέλεσμα πως η απόκριση σε οποιαδήποτε οπτικά ερεθίσματα θα εμφανιστούν σε εκείνο το μέρος του εγκεφάλου. Δεδομένου του παραπάνω, η διέγερση του οπτικού συστήματος με περιοδικά οπτικά ερεθίσματα συγκεκριμένης συχνότητας οδηγεί στη δημιουργία αντίστοιχων περιοδικών αποκρίσεων

στον ινιακό λοβό. Το φαινόμενο αυτό αποτελεί τη φυσιολογική βάση των SSVEP, τα οποία αξιοποιούνται στην παρούσα εργασία για την υλοποίηση ενός συστήματος Brain–Computer Interface.



Σχήμα 2.3: Οι λοβοί του εγκεφαλικού φλοιού. [15]

2.3.3 Υποφλοιώδεις δομές

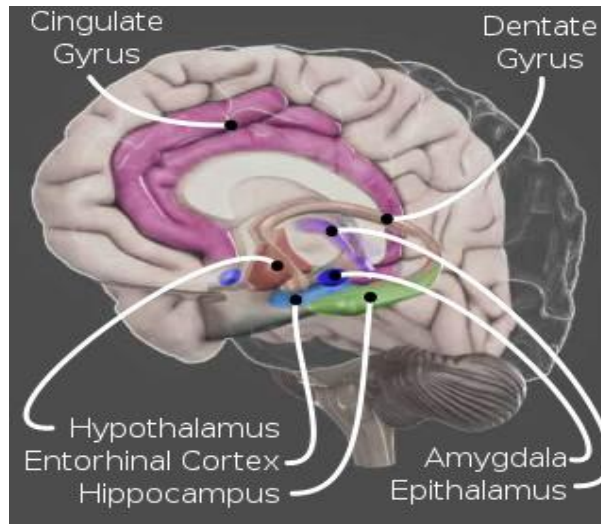
Κάτω από τους φλοιούς βρίσκονται οι υποφλοιώδεις δομές. Αυτές ενώνονται με τις φλοιώδεις δομές, κυρίως με τον μετωπιαίο λοβό. Αναλύονται κάποιες από αυτές παρακάτω, σύμφωνα με τους Kolb B. και Wishaw Q. ([3] σελ. 63).

Μία από αυτές τις δομές είναι ο υποθάλαμος (hypothalamus), ο οποίος σχετίζεται με λειτουργίες όπως η ρύθμιση του ύπνου, της θερμοκρασίας του σώματος και συμβάλει στην έκκριση ορμονών. Σε συνδυασμό με τα προηγούμενα, ενεργοποιεί και σεξουαλικές λειτουργίες, αφού παρατηρείται έντονη διαφορά του μεταξύ των δύο φύλων.

Σημαντική υποφλοιώδης δομή είναι ο θάλαμος (thalamus), ο οποίος είναι πολύ μεγαλύτερος από τον υποθάλαμο. Αυτός αποτελεί κατά κύριο λόγο ένα είδος διαμεσολαβητή αισθητηριακών δεδομένων από τα αισθητήρια νεύρα στους φλοιούς.

Μια ακόμα δομή συνιστά το μεταιχμιακό σύστημα (limbic structures), το οποίο καλείται ‘σύστημα’, διότι αποτελείται από πολλά και σημαντικά υποσυστήματα. Ίσως το πιο χαρακτηριστικό να είναι η αμυγδαλή, όπου η αφαίρεση της φέρει σημαντικές αλλαγές στη συμπεριφορά και στα συναισθήματα. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί η περίπτωση μιας γάτας, όπου αφαιρέθηκε η αμυγδαλή της και περπατούσε σε έναν χώρο γεμάτο πιθήκους εντελώς ανενόχλητη από τις απειλητικές συμπεριφορές τους. Το ίδιο σύστημα, έχει μεγάλη σχέση με την συμπεριφορά, τα συναισθήματα και την μνήμη. Πιο συγκεκριμένα παρατηρήθηκε από τον James Papez ότι άνθρωποι μολυσμένοι από λύσσα φέραν λοιμώξεις σε δομές αυτού του συστήματος και ένα από τα συμπτώματα της είναι η άμβλυνση των συναισθημάτων και η απρόβλεπτη συμπεριφορά. Ο υπόκαμπος επίσης αποτελεί κομμάτι του μεταιχμιακού συστήματος και σχετίζεται με κάποιες μνημονικές ικανότητες.

Τέλος, σε συνδυασμό με τα παραπάνω μια ακόμα σημαντική υποφλοιώδης δομή είναι τα βασικά γάγγλια (basal ganglia). Τα οποία μπορούν να κάνουν αισθητή την δυσλειτουργίας του κατά την εμφάνιση της νόσου Parkinson. Εύκολα λοιπόν θα έβγαινε το συμπέρασμα πως σχετίζονται με την εκτέλεση της κίνησης, όμως κάτι τέτοιο θα ήταν λανθασμένο, καθώς η νόσος Parkinson δεν διαταράσσει την παραγωγή κίνησης, αλλά τον έλεγχο της. Συνεπώς, τα βασικά γάγγλια σχετίζονται με τον έλεγχο της κινητικής λειτουργίας.

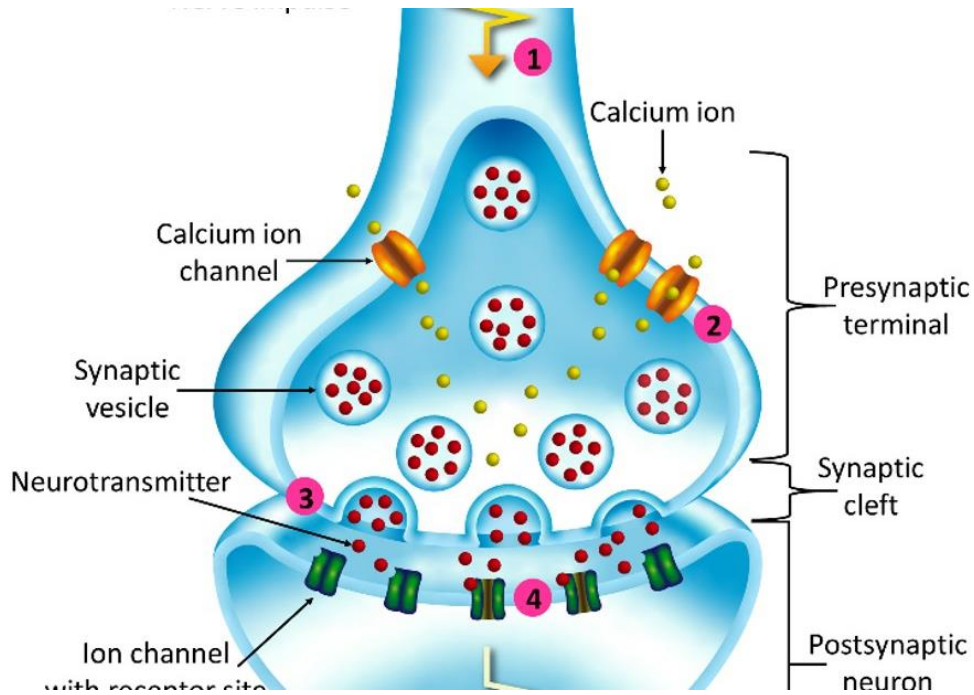


Σχήμα 2.4: Κομμάτι της υποφλοιώδους δομής. Η συγκεκριμένη δομή είναι το μεταχιμακό σύστημα. [15]

2.3.4 Κύριοι νευροδιαβιβαστές και συνάψεις

Οι νευρώνες όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, ομαδοποιούνται σε συνάψεις. Αυτές οι συνάψεις έχουν μια συγκεκριμένη δομή η οποία τους επιτρέπει να μεταφέρουν πληροφορίες με χημική μορφή ο ένας στον άλλον. Πιο συγκεκριμένα, μια σύναψη αποτελείται από την άκρη του πρώτου νευρώνα που περιβάλλεται από την προσυναπτική μεμβράνη, ένα μικρό χάσμα με όνομα συναπτική σχισμή και την μετασυναπτική μεμβράνη του δεύτερου νευρώνα. Ο βασικός σκοπός της σύναψης είναι να μεταφερθούν πληροφορίες με την δημιουργία χημικών ενώσεων, που ονομάζονται νευροδιαβιβαστές. Ο τρόπος που ξεκινάει αυτή η διαδικασία μεταφοράς νευροδιαβιβαστών από τον έναν νευρώνα στον άλλον, αλλά και ο τρόπος που ολοκληρώνεται, βασίζεται κατά κύριο λόγο στον ηλεκτρισμό. Αναλυτικότερα, μετά την σύνθεση του νευροδιαβιβαστή στον νευρώνα, έρχεται ένα ηλεκτρικό δυναμικό και απελευθερώνει τον νευροδιαβιβαστή από την προσυναπτική μεμβράνη. Καθώς αυτό το πακέτο νευροδιαβιβαστή βρίσκεται στην συναπτική σχισμή, προκαλεί ένα μικρό δυναμικό στην μετασυναπτική μεμβράνη του δεύτερου νευρώνα-δέκτη. Βέβαια στην πραγματικότητα απελευθερώνονται πολλά πακέτα ταυτόχρονα κι αφότου τελειώσει η διεργασία ο διαβιβαστής απενεργοποιείται με διάφορους μηχανισμούς.

Οι νευρώνες ανάλογα με τους νευροδιαβιβαστές που τους διαρρέουν, χωρίζονται σε δύο κατηγορίες. Αυτές οι κατηγορίες πραγματεύονται δύο βασικές λειτουργίες του ανθρώπινου σώματος, τη διέγερση και την καταστολή. Έτσι οι κατηγορίες αυτών των νευρώνων ονομάζονται τύπου I και τύπου II. Οι νευρώνες τύπου I είναι διεγερτικοί ενώ οι άλλοι ανασταλτικοί. Αναφορικά, είναι σημαντικό να ειπωθεί πως υπάρχουν αρκετοί νευροδιαβιβαστές, με την πρώτη που ανακαλύφθηκε να ήταν η επινεφρίνη, γνωστή και ως ανδρεναλίνη. Επίσης κάποιοι ακόμα η ντοπαμίνη και κάποιες οικογένειες νευροδιαβιβαστών όπως τα οπιοειδή, οι ινσουλίνες, και πολλές άλλες, η κάθε μία δρώντας για διαφορετικό σκοπό. ([3] σελ. 178,180, 191,192)



Σχήμα 2.5: Σύναψη νευρώνων και μεταφορά νευροδιαβιβαστών[16]

2.4 Ηλεκτρική δραστηριότητα του εγκεφάλου

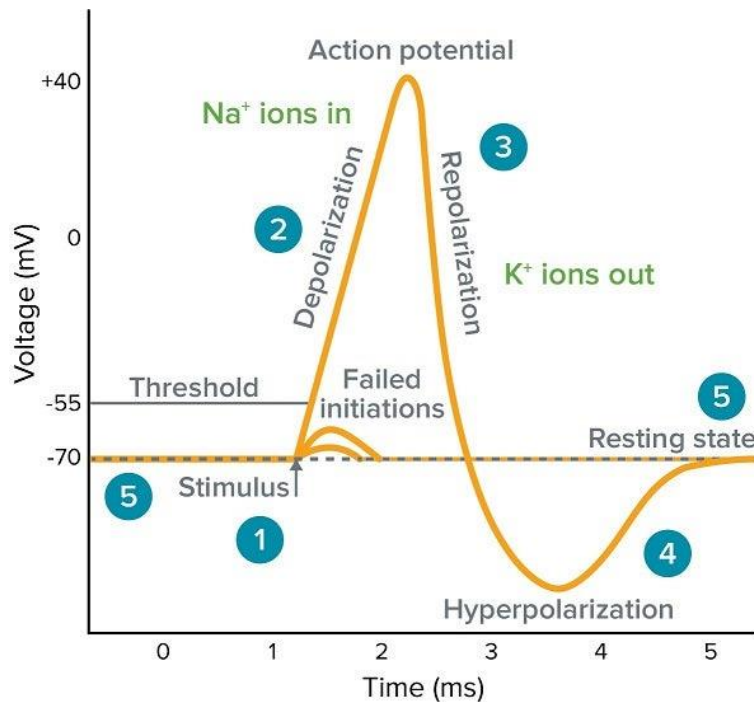
Οι νευρώνες ενός οργανισμού όπως απέδειξαν και πολλοί επιστήμονες με πειράματα, διαρρέονται από ηλεκτρικό ρεύμα και επικοινωνούν μέσω ηλεκτροχημικών διεργασιών. Πιο συγκεκριμένα, μεταξύ της εσωτερικής και της εξωτερικής πλευράς του νευρικού κυττάρου δημιουργείται μια διαφορά δυναμικού περίπου ίση με -70mV , χρησιμοποιώντας ως σημείο αναφοράς την εξωτερική πλευρά. Αυτή η διαφορά δυναμικού δημιουργείται λόγω άνισης κατανομής ιόντων μεταξύ της εξωτερικής και της εσωτερικής πλευράς, για την ακρίβεια στο εξωκυτταρικό υγρό υπάρχει μεγαλύτερη ιόντων νατρίου, ενώ στο ενδοκυτταρικό υγρό υπάρχει μεγαλύτερη συγκέντρωση ιόντων καλίου και αρνητικών ιόντων. Δημιουργώντας έτσι το δυναμικό ηρεμίας που είναι ίσα με τα -70mV που αναφέρθηκαν παραπάνω ([3] σελ. 143-146).

2.4.1 Δυναμικό ενέργειας

Σε περίπτωση που ενεργοποιηθεί ένας νευρώνα λόγω κάποιου ερεθίσματος, δημιουργείται μια σύντομη διαταραχή της διαφοράς δυναμικού του νευρώνα. Σε αυτή τη διαταραχή έχουν ευαισθησία κάποιοι διάλυτοι νατρίου και καλίου. Αυτή η διαδικασία χωρίζεται σε 3 φάσεις, που είναι:

1. Αυτοί οι διάλυτοι ανοίγουν επιτρέποντας τη διαρροή θετικών ιόντων νατρίου μέσα στη αρνητικότερα φορτισμένη μεμβράνη. Αποτέλεσμα αυτής της διαδικασίας είναι η διάφορα δυναμικού μεταξύ εξωτερικής και εσωτερικής πλευράς του νευρώνα να κάνει μια άνοδο της τιμής των 100mV , φτάνοντας έτσι την τιμή των 30mV . Αυτή η άνοδος του δυναμικού ονομάζεται εκπόλωση (depolarization).
2. Αμέσως μόλις το δυναμικό φτάσει στο μέγιστο, ξεκινάει η εξαγωγή θετικών ιόντων καλίου στο εξωτερικό της μεμβράνης. Μειώνοντας έτσι τη διαφορά δυναμικού μεταξύ εξωτερικής και εσωτερικής μεμβράνης, αυτή η φάση λέγεται επαναπόλωση (repolarization).
3. Λόγω του γρήγορου ρυθμού με τον οποίο τα ιόντα καλίου βγαίνουν από τη μεμβράνη η τιμή του δυναμικού θα φτάσει περίπου τα -100mV , αυτή η φάση λέγεται υπερπόλωση (hyperpolarization). Τέλος η μεμβράνη θα επανέλθει στο δυναμικό ηρεμίας.

Η παραπάνω διαδικασία δημιουργεί μια αλυσιδωτή ηλεκτρική αντίδραση κατά μήκος του νευρώνα. Δηλαδή, αυτή η μεταβολή σε κάποιους συγκεκριμένους υποδοχείς ερεθίζει και τους επόμενους διαύλους, διαδίδοντας έτσι το δυναμικό σε όλο τον νευρώνα, αυτή η μετάδοση ονομάζεται νευρική ώση [17].

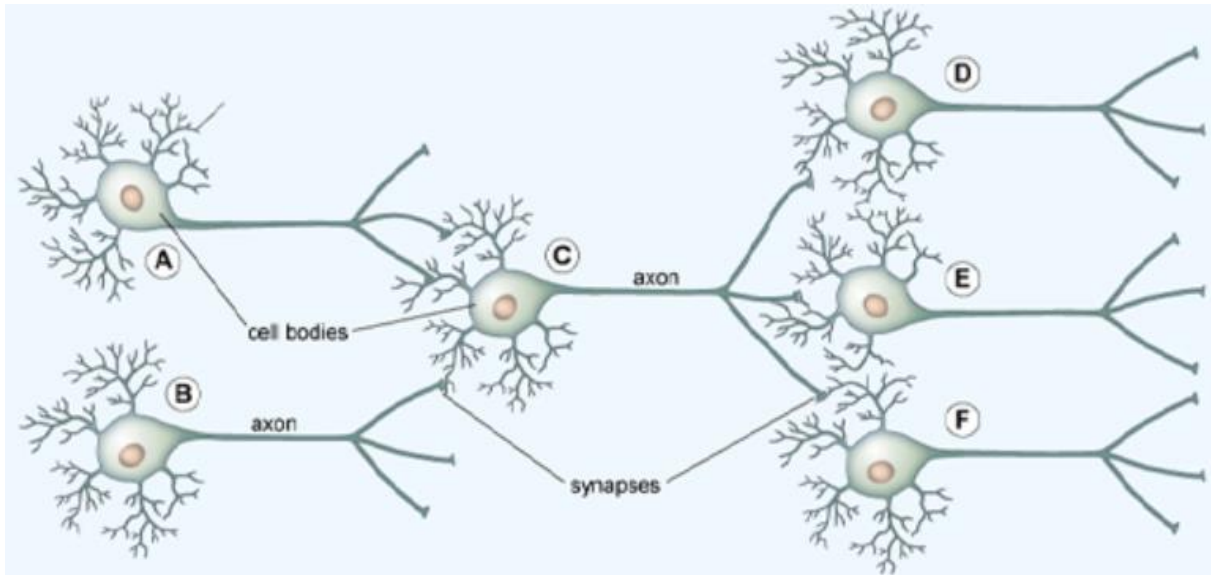


Σχήμα 2.6: Δυναμικό ενέργειας. [18]

2.4.2 Μετασυναπτικά δυναμικά

Αυτή η νευρική ώση ξεκινάει από την αρχή του νευράξονα και ανάγεται κατά μήκος του μέχρι το τερματικό. Εκεί το σήμα θα εισέρθει στη συναπτική σχισμή με τη μορφή χημικής ουσίας (νευροδιαβιβαστής) και θα ξαναγίνει ηλεκτρικό σήμα στους δενδρίτες (αρχή) του επόμενου νευρώνα. Έτσι λοιπόν το σήμα φτάνει σε αυτό που ονομάζεται μετασυναπτικό δυναμικό, το οποίο είναι πολύ πιο ασθενές από τον δυναμικό ενέργειας. Το μετασυναπτικό δυναμικό (PSP) έχει πλάτος περίπου 5-10 mV και ένα χρονικό διάστημα 10-50 ms. Σημαντική είναι η παρατήρηση πως, υπάρχουν δύο κατηγορίες PSP. Αυτά είναι τα Διεγερτικά μετασυναπτικά δυναμικά (EPSP) και τα Ανασταλτικά μετασυναπτικά δυναμικά (IPSP). Τα EPSP αποκρίνονται με εκπόλωση της μεμβράνης του νευρώνα σε ένα ερέθισμα, δημιουργώντας έτσι θετικό δυναμικό και αυξάνουν την πιθανότητα να παραχθεί δυναμικό ενέργειας. Η άλλη κατηγορία λειτουργεί αντίθετα και δημιουργεί υπερπόλωση της μεμβράνης, αρνητικό πλάτος δυναμικού και μικρότερη πιθανότητα να παραχθεί δυναμικό ενέργειας.

Αυτά τα μετασυναπτικά δυναμικά εισέρχονται μέσω των δενδριτών στο κυτταρικό σώμα, αυτό θα τα επεξεργαστεί με κάποιο τρόπο και θα στείλει το αποτέλεσμα στον νευράξονα μέσω του εκφυτικού κώνου. Λεπτομερέστερα, με την άφιξη του PSP στο κυτταρικό σώμα γίνεται μια αθροιστική επεξεργασία σημάτων, συναρτήσεως της απόστασης των εισόδων και του χρόνου διέλευσης των PSP. Δηλαδή, αν δύο συνάψεις νευρώνων EPSP βρίσκονται δίπλα και φτάσουν στο κυτταρικό σώμα την ίδια στιγμή θα υπάρξει ένα μεγαλύτερο σε πλάτος σήμα EPSP. Αν στο κυτταρικό σώμα φτάσουν ένα EPSP και ένα IPSP θα αφαιρεθούν. Αν αυτό το άθροισμα φτάσει μια τάση κατωφλίου τότε το κυτταρικό σώμα θα ενεργοποιήσει τον εκφυτικό κώνο. Αυτός με τη σειρά του θα δημιουργήσει ένα δυναμικό ενέργειας προς τον νευράξονα [19].



Σχήμα 2.7: Δίκτυο νευρώνων και ροή ηλεκτρικής ώσης, οι αριστεροί νευρώνες καθίστανται προσυναπτικοί και οι άλλοι μετασυναπτικοί. [20]

Αυτά τα ηλεκτρικά σήματα των νευρώνων δίνουν πολλές πληροφορίες σχετικά με την λειτουργία του εγκεφάλου. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελεί το πείραμα του James Rank και της ομάδας του, όπου παρατήρησε τα δυναμικά ενέργειας ενός μεμονωμένου νευρώνα, ενός ποντικού. Μέσω αυτού του πειράματος φάνηκε πως ο νευρώνας έχει ταυτόχρονη σχέση με την συμπεριφορά του. Πιο συγκεκριμένα κάθε φορά που ο ποντικός έστρεφε το κεφάλι του προς μια κατεύθυνση ο νευρώνας πυροδοτούσε με μεγάλη συχνότητα, ενώ όταν ο ποντικός απομακρυνόταν από αυτή τη κατεύθυνση ο νευρώνας πυροδοτούσε με χαμηλότερη συχνότητα και όταν το πειραματόζωο κατευθυνόταν προς την αντίθετη κατεύθυνση ο νευρώνας σταματούσε πλήρως να στέλνει σήματα. Ο Rank ονόμασε αυτό τον τύπο νευρώνα ‘κύτταρο κατεύθυνσης της κεφαλής’ [21].

2.5 Ηλεκτροεγκεφαλογράφημα (ΗΕΓ)

Το ηλεκτροεγκεφαλογράφημα αποτελεί την καταγραφή της κατανομής του ηλεκτρικού πεδίου συναρτήσει του χρόνου που εξάγεται από το τριχωτό της κεφαλής. Δηλαδή στην δερματική επιφάνεια του κρανίου εμφανίζονται ηλεκτρικά πεδία που μεταβάλλονται με τον χρόνο. Το φαινόμενο αυτό οφείλεται στην λειτουργία του εγκεφάλου και των νευρώνων που τον απαρτίζουν. Πριν την εξήγησή του, είναι απαραίτητη η αναφορά στους πυραμιδικούς νευρώνες (pyramidal neurons). Ονομάστηκαν έτσι λόγω του χαρακτηριστικού σχήματος που εμφανίζεται στο κυτταρικό σώμα. Αυτοί οι νευρώνες αποτελούν δομές που εκτείνονται από τον βαθύ εγκέφαλο μέχρι τους επιφανειακούς φλοιούς. Συγκεκριμένα, οι δενδρίτες τους συνάπτουν με χιλιάδες νευρώνες από φλοιώδεις και θαλαμοφλοιώδεις περιοχές, καθιστώντας τους έτσι πολύ μεγάλους σε μήκος. Ωστόσο, το πιο χαρακτηριστικό γνώρισμά τους είναι η κάθετη τοποθέτησή τους ως προς την επιφάνεια του κεφαλιού [17].

2.5.1 Πηγή του ΗΕΓ

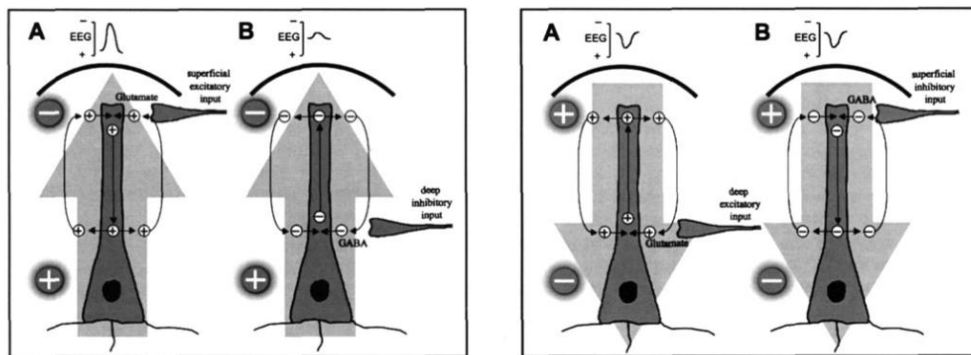
Όπως όλοι νευρώνες έτσι και οι πυραμιδικοί διαρρέονται από δυναμικά ενέργειας και μετασυναπτικά δυναμικά. Εξ' αιτίας της κάθετης εγκατάστασής τους σε συνδυασμό με τα ηλεκτρικά ρεύματα που τους διαρρέουν, συμπεριφέρονται σαν ηλεκτρικά δίπολα. Αυτός είναι ο λόγος που δημιουργούνται τα

ηλεκτρικά πεδία στο τριχωτό της κεφαλής. Ακριβέστερα, για να υπάρξει αρνητικό δυναμικό στο κρανίο θα πρέπει το δίπολο να πολωθεί αρνητικά. Αυτό γίνεται με 2 τρόπους, που αναφέρονται παρακάτω:

- Όταν υπάρχει ροή θετικών ιόντων προς τα ενδότερα του εγκεφάλου (Superficial excitatory input). Αυτό γίνεται με τον ερεθισμό του πυραμιδικού νευρώνα με σήμα EPSP (δηλαδή θετικό δυναμικό) στην κορυφή του. Έτσι τα θετικά ιόντα θα απωθηθούν από το επιφανειακό σημείο του εγκεφάλου και θα δημιουργηθεί αρνητικό δυναμικό.
- Ο δεύτερος τρόπος είναι να υπάρχει αρνητική ροή ιόντων προς την εξωτερική επιφάνεια του εγκεφάλου (Deep inhibitory input). Αυτό παρατηρείται με τον ερεθισμό του πυραμιδικού νευρώνα με σήμα IPSP (δηλαδή αρνητικό δυναμικό) σε κάποιο χαμηλό σημείο του. Αποτέλεσμα αυτού, θα είναι τα αρνητικά ιόντα να απωθηθούν από τα ενδότερα του εγκεφάλου και θα δημιουργήσουν αρνητικό δυναμικό στα ψηλότερα σημεία. Ωστόσο, σε αυτή την περίπτωση το δυναμικό θα είναι ασθενέστερο λόγω της μεγαλύτερης απόστασης που πρέπει να διανύσει για την κορυφή.

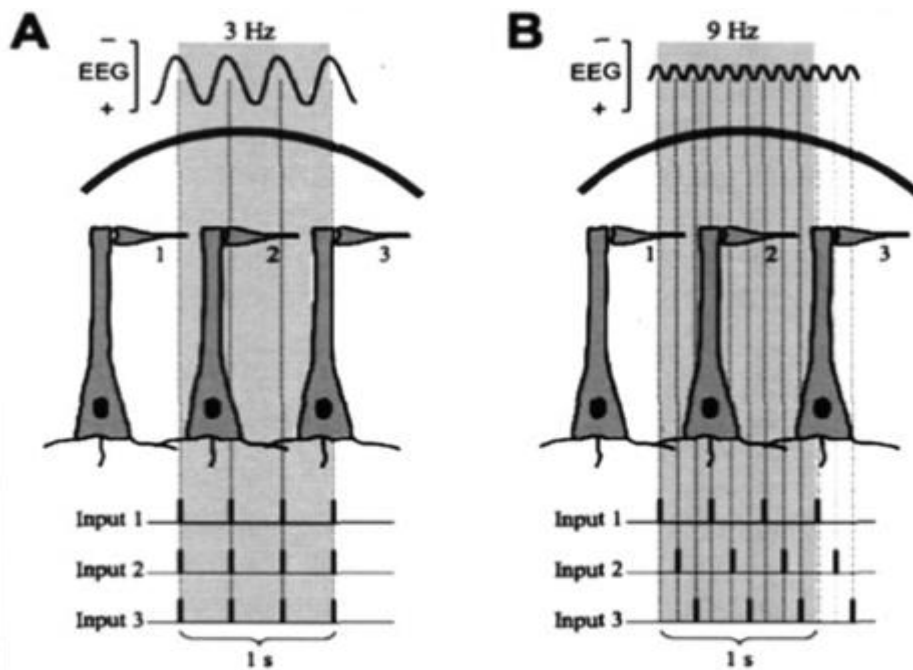
Με αντίστοιχο τρόπο μπορεί να δημιουργηθεί και θετικό ηλεκτρικό πεδίο στο τριχωτό της κεφαλής. Δηλαδή είτε να υπάρξει θετικό ερέθισμα στα χαμηλότερα του νευρώνα, δημιουργώντας έτσι ροή θετικών ιόντων προς την εξωτερική επιφάνεια του εγκεφάλου. Είτε να υπάρξει αρνητικό ερέθισμα στα ψηλότερα σημεία του εγκεφάλου. Δημιουργώντας αρνητική ροή προς τα εσωτερικά του εγκεφάλου [17].

Ταυτόχρονα με τις παραπάνω ροές αρνητικών ή θετικών ιόντων στο εσωτερικό του νευρώνα, δημιουργείτε και ροή των αντίστοιχων ιόντων στην εξωκυτταρική επιφάνεια του. Όλη η διαδικασία φαίνεται και στο σχήμα 2.8.



Σχήμα 2.8: Πυραμιδικά δίπολα και η δημιουργία του ΗΕΓ στην επιφάνεια του κεφαλιού [13].

Η παραπάνω διαδικασία λαμβάνει χώρα σε εκατομμύρια νευρώνες ταυτόχρονα, διαφορετικά αυτά τα εγκεφαλικά σήματα θα ήταν αδύνατο να εντοπιστούν με την τεχνική του ΗΕΓ. Επιπλέον, στην επιφάνεια του κρανίου εμφανίζεται το άθροισμα αυτών των διπολικών διεργασιών. Επίσης είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι σε μεγαλύτερο ποσοστό το ΗΕΓ επηρεάζεται κυρίως από τα μετασυναπτικά δυναμικά και πολύ λιγότερο από τα δυναμικά ενέργειας [19]. Η μέτρηση και η καταγραφή αυτής της συγχρονισμένης ηλεκτρικής δραστηριότητας του εγκεφάλου αποτελεί το ηλεκτροεγκεφαλογράφημα (ΗΕΓ).



Σχήμα 2.9: Συγχρονισμένη δραστηριότητα πυραμιδικών νευρώνων. [17]

2.5.2 Εγκεφαλικοί ρυθμοί

Αυτή δραστηριότητα στον εγκέφαλο συμβαίνει με μια συχνότητα. Όσο πιο συγχρονισμένη είναι η δραστηριότητα αυτών των εκατομμυρίων νευρώνων τόσο ισχυρότερο το ΗΕΓ. Το ΗΕΓ γενικά εμφανίζει κάποια μοτίβα ανάλογα με την κατάσταση που βρίσκεται ο εξεταζόμενος. Πιο συγκεκριμένα, αυτά εμφανίζονται σε ημιτονοειδής μορφή με ένα εύρος συχνοτήτων και πλάτων. Το φάσμα συχνότητας ξεκινάει περίπου από τα 0.5 Hz μέχρι τα 80 Hz. Τα πλάτη αγγίζουν τα μερικά εκατοντάδες microvolt (μV) και ξεκινάνε από τις τιμές των μερικών micoVolt.

2.5.2.1 ΗΕΓ στον ύπνο

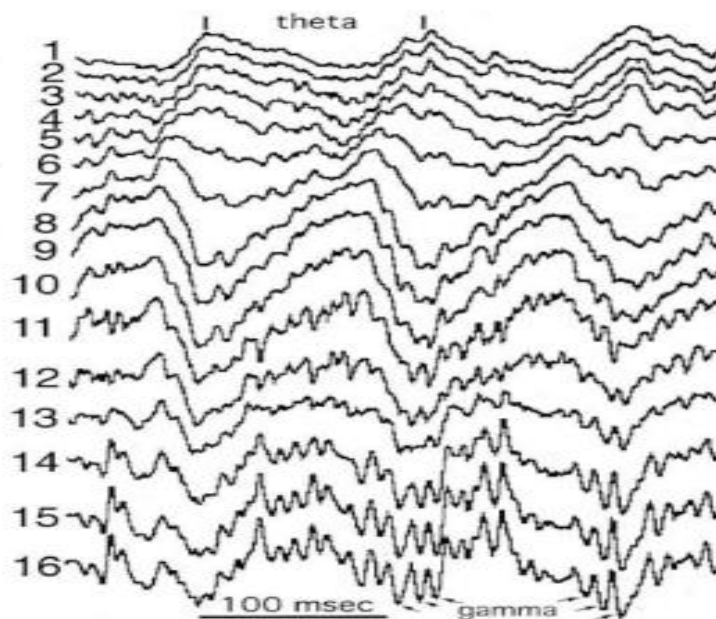
Κατά τη διάρκεια του βαθύ ύπνου εμφανίζονται μικρά σε συχνότητα ημιτονοειδή σήματα. Αυτά αγγίζουν συχνότητες στο φάσμα των 0.5-4 Hz και φτάνουν το μεγαλύτερο πλάτος που μπορεί να παρατηρηθεί φτάνοντας τουλάχιστον τα 75 μV -p και ονομάζονται δέλτα ρυθμοί (ή αργοί ρυθμοί) [19]. Επιπλέον, κατά τη διάρκεια του ύπνου εμφανίζονται κι άλλα σήματα που έχουν διαφορετικές προελεύσεις. Ο πιο συνηθισμένος ρυθμός εκτός από τους δέλτα ρυθμούς είναι αυτοί που ονομάζεται spindles. Αυτοί εμφανίζονται σε συχνότητες των 11-15 Hz και έχουν μια χρονική διάρκεια όχι μεγαλύτερη από 0.5 s. Αυτό το φαινόμενο εμφανίζεται σε 2 κατηγορίες με βάση τη συχνότητα και το σημείο που εμφανίζονται. Πιο συγκεκριμένα, στο μετωπιαίο μέρος του εγκεφάλου εμφανίζονται τα spindles χαμηλών συχνοτήτων (LFS) και στο οπίσθιο μέρος του εμφανίζονται αυτά των υψηλών συχνοτήτων (HFS) [22].

Οι δέλτα ταλαντώσεις πηγάζουν από τις φλοιώδεις περιοχές του εγκεφάλου. Επίσης, θα ήταν λάθος να αναφερθεί πως στην κατάσταση βαθύ ύπνου ο εγκέφαλος είναι σε μεγάλο μέρος ανενεργός. Αντιθέτως, οι νευρώνες λειτουργούν όπως όταν υπάρχει επαγρύπνηση ή ύπνος REM (αρχικά στάδια ύπνου, πριν εμφανιστούν οι ρυθμοί δέλτα). Η εξήγηση είναι πως οι νευρώνες εμφανίζουν ισχυρότερη ηλεκτρική δραστηριότητα, αλλά μεγαλύτερους χρόνους αδράνειας. Οι ταλαντώσεις τύπου spindles πηγάζουν από δικτυώματα που βρίσκονται σε φλοιώδεις περιοχές του θαλάμου [23].

2.5.2.2 Ρυθμοί Θήτα

Οι ρυθμοί θήτα είναι ίσως οι πιο αμφιλεγόμενοι ως προς την προέλευσή τους και την συνάρτησή τους με τον εγκέφαλο. Εκτείνονται σε μια μπάντα συχνοτήτων 4-7.5 Hz και τον πλάτος τους είναι αρκετά μεγάλο, αλλά όχι μεγαλύτερο από τους δέλτα. Πηγάζει από το μεταιχμιακό σύστημα και συγκεκριμένα από τον ιππόκαμπο. Λόγω αυτού, έχει ταυτιστεί με διανοητικές και γνωστικές λειτουργίες. Πιο συγκεκριμένα ο Gyorgy Buzsáki στο ([24] σελ. 19) αναφέρει πως αυτές οι ταλαντώσεις συνδέονται με υψηλού επιπέδου επεξεργασία περιβαλλοντικών παρατηρήσεων και προσανατολισμού. Σημαντικές είναι οι παρατηρήσεις σε φλοιώδεις περιοχές του ανθρώπινου εγκεφάλου όταν ζητήθηκε από αυτούς να ανακαλέσουν πληροφορίες εντός κάποιων δευτερολέπτων. Βγάζοντας έτσι το πόρισμα πως συσχετίζεται και με την μνήμη [25].

Επιπροσθέτως, παρατηρήθηκε πως συχνά οι ρυθμοί αυτοί δεν εμφανίζονται μόνοι τους. Αλλά παρουσιάζονται σε συνδυασμό κυρίως με τις γάμα εγκεφαλικές συχνότητες (30-90 Hz). Ουσιαστικά οι 2 ρυθμοί φαίνεται να εμπλέκονται μέσω μιας διαδικασίας σύζευξης φάσης [26].

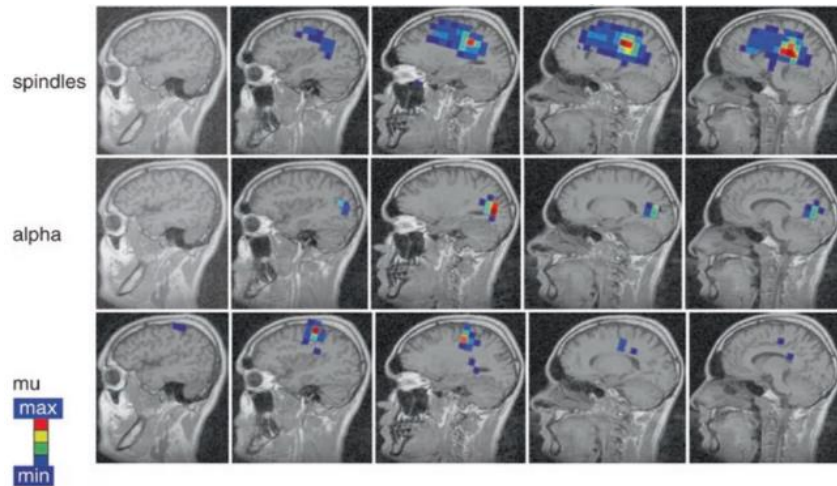


Σχήμα 2.10: Ρυθμοί θήτα και η εμφάνιση του ρυθμού γάμα [25].

2.5.2.3 Άλφα ρυθμοί

Οι άλφα ρυθμοί εμφανίζονται μόνο στο πίσω μέρος του κρανίου και προέρχονται από τον ινιακό λοβό και τον θάλαμο. Εμφανίζονται στα 8-13 Hz όταν το υποκείμενο κλείσει τα μάτια και βρεθεί σε κατάσταση χαλάρωσης, χωρίς όμως να κοιμηθεί. Πιο συγκεκριμένα, όταν το υποκείμενο κλείσει τα μάτια του αμέσως προβάλλουν αυτοί οι ρυθμοί και μόλις τα ανοίξει μειώνονται υπερβολικά. Επίσης, μειώνονται ακόμα περισσότερο με την προβολή φωτός προς τους οφθαλμούς [19].

Παρόμοιες συχνότητες με τα άλφα κύματα εμφανίζουν τα μ κύματα (mu waves). Οι ταλαντώσεις μ έχουν συχνότητες σε ένα εύρος 8-13 Hz και κάνουν την παρουσία τους πολύ έντονη στο δίπλευρο αισθητικοκινητικό φλοιό. Επηρεάζονται από την κίνηση και λεπτομερέστερα με το μπλοκάρισμα της. Επιπλέον, μετά από πειράματα τα τελευταία χρόνια υπάρχει η άποψη πως ο ρυθμός μ δεν σχετίζεται με την κίνηση αυτή καθ' αυτήν, αλλά με ενέργειες που έχουν την κίνηση ως στόχο (π.χ. θέληση αρπαγής ενός αντικειμένου)[27].

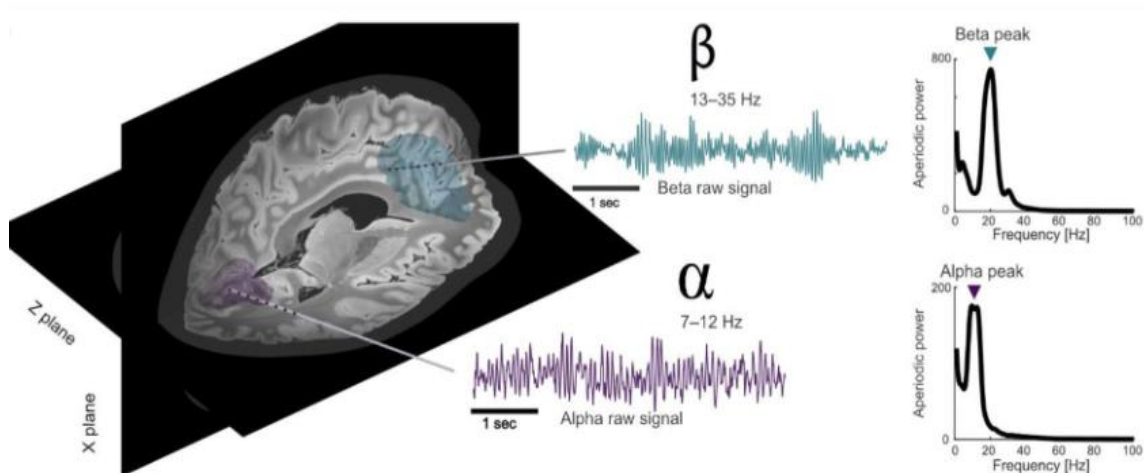


Σχήμα 2.11: Εικόνα πυκνότητας ενεργοποιημένων δίπολων [22].

2.5.2.4 Βήτα ρυθμοί

Οι βήτα ρυθμοί παράγουν μια ηλεκτρική δραστηριότητα 13-30 Hz και παρουσιάζονται κυρίως στον κινητικό και στον αισθητικοκινητικό φλοιό. Πειράματα έχουν δείξει πως εμφανίζονται κάθε φορά που το υποκείμενο κινείται ή τείνει να κάνει οποιαδήποτε κίνηση. Επιπλέον, παρατηρούνται όταν το υποκείμενο δέχεται αισθητηριακή ανατροφοδότηση μέσω ηλεκτροδίων ενώ εκτελεί κινήσεις. Σημαντικό είναι να αναφερθεί πως υπάρχουν εξάρσεις αυτού όταν μια κίνηση πρέπει να αντισταθεί από εξωτερικό παράγοντα ή να κατασταλεί εκούσια [28]. Ωστόσο, εκτός από ερεθίσματα με ηλεκτρόδια παρατηρήθηκε συσχέτιση με οπτικά ερεθίσματα [29].

Γενικά, μπορεί εύκολα να βγει το συμπέρασμα πως οι συγκεκριμένες ταλαντώσεις δεν πηγάζουν μόνο από ένα και μοναδικό σημείο του εγκεφάλου. Συγκεκριμένα, παρατηρείται έντονη αλληλεπίδραση μεταξύ των δύο παραπάνω φλοιών.

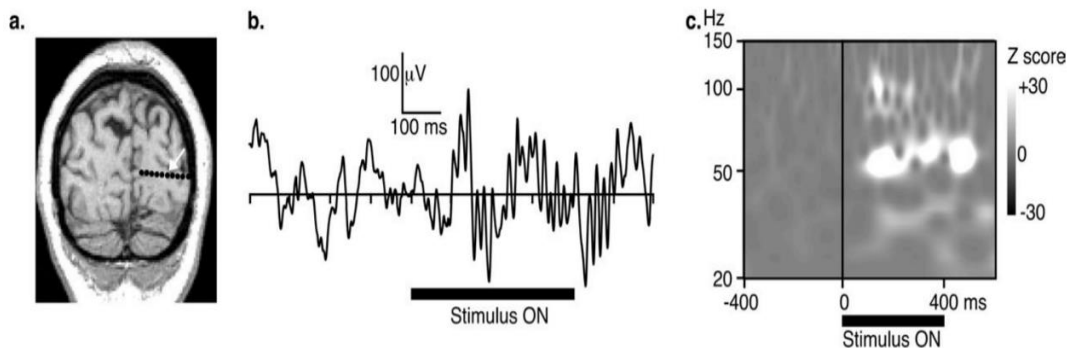


Σχήμα 2.12: sEEG εικόνες από τους ρυθμούς α και β, δίπλα είναι το φασματικό τους περιεχόμενο. [30]

2.5.2.5 Γάμα ρυθμοί

Οι γάμα ρυθμοί εμφανίζονται σε μια μπάντα συχνοτήτων 30-90 Hz και αποτελούν τον μικρότερο σε πλάτος. Όταν εμφανίζονται στην περιοχή του ιππόκαμπου θα εμφανίζονται διαμορφωμένοι με τις θήτα ταλαντώσεις και δείχνει λειτουργίες αυτού. Αν εμφανίζονται στην περιοχή του νεοφλοιού και πιο συγκεκριμένα στις περιοχές του βρεγματικού και του μετωπιαίου λοβού, οι παρατηρήσεις διαφέρουν. Πειράματα που έκανε μια ομάδα επιστημών σε γάτες, έδειξε πως ο εγκέφαλος τους ταλαντώνεται σε γάμα συχνότητες όταν συγκεντρώνονται ή εστιάζουν την προσοχή τους. Πιο συγκεκριμένα αυτό γινόταν όταν παρατηρούσαν θηράματα που υπήρχαν στο δωμάτιο (π.χ. πουλιά) [31].

Επιπλέον, υπάρχουν υποθέσεις που συνδέουν τα κύματα αυτά με την μετάδοση και την ολοκλήρωση αισθητηριακών πληροφοριών από διάφορα μέρη του εγκεφάλου [31]. Αυτή η σχέση με τις αισθήσεις φαίνεται στο αποτέλεσμα ενός πειράματος όπου το υποκείμενο δέχεται οπτικά ερεθίσματα που ενεργοποιούσε το ίδιο. Με αυτά τα ερεθίσματα εμφανίζονταν τα γάμα κύματα 60Hz μετά από κάποια χιλιοστά του δευτερολέπτου [32].



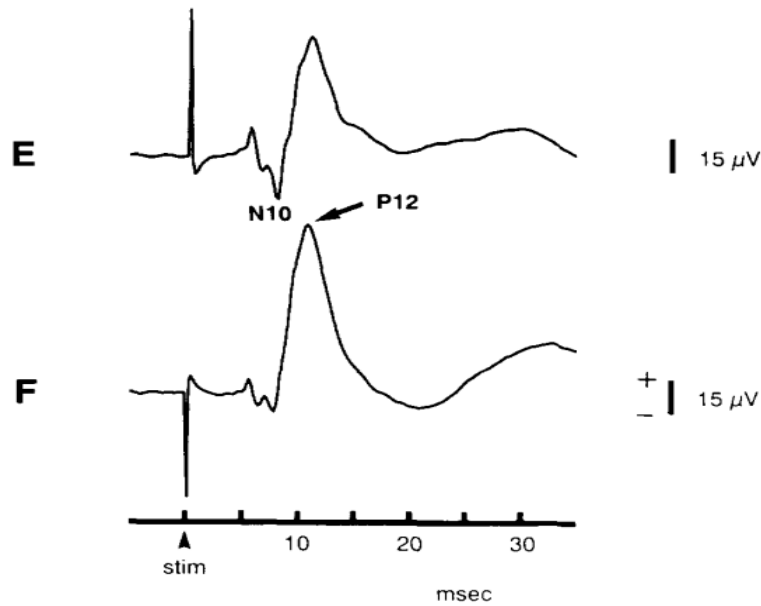
Σχήμα 2.13: (a), Τοποθέτηση των ηλεκτροδίων στον εγκέφαλο, (b) HEG στον χρόνο, (c) αποτύπωση της ισχύς στο χρόνο-συχνότητα. [25]

2.5.3 Προκλητά δυναμικά και SSVEPs

Τα προκλητά δυναμικά (Event Related Potentials - ERPs) είναι σήματα που εμφανίζονται ως διαταραχές στο ΗΕΓ και αποτελούν απόκριση του εγκεφάλου σε συγκεκριμένα εξωτερικά ερεθίσματα. Αυτά σχετίζονται με ποικίλα ερεθίσματα όπως: αισθητηριακά, κινητικά, γνωστικά και χαρακτηριστικό τους είναι η σύντομη ως προς τον χρόνο εμφάνισή τους. Θεωρείται ότι απεικονίζουν την αθροιστική συγχρονισμένη πυροδότηση μετασυναπτικών δυναμικών εκατομμυρίων πυραμδικών νευρώνων του φλοιού. Οι οποίοι ενεργοποιούνται συγχρονισμένα κατά την επεξεργασία πληροφοριών [33].

Στους ανθρώπους παρατηρούνται 2 κατηγορίες ERPs. Η πρώτη κατηγορία αφορά τα δυναμικά που εμφανίζονται τα πρώτα 100 ms μετά το ερέθισμα. Αυτά ονομάζονται 'αισθητηριακά' ή 'εξωγενή' και εξαρτώνται κυρίως από τα χαρακτηριστικά του ερεθίσματος. Αντίθετα, αυτά που εμφανίζονται σε δεύτερο χρόνο οφείλονται σε τρόπο που το υποκείμενο αξιολογεί το ερέθισμα και γι' αυτό ονομάζονται 'γνωστικά' ή 'ενδογενή' [34]. Επιπλέον, αυτές οι αποκρίσεις μπορούν να έχουν αρμονική μορφή, επειδή οφείλονται σε ταλαντώσεις.

Στα συγκεκριμένα σήματα δίνονται και κώδικες ονομασίες. Πιο συγκεκριμένα, από τη στιγμή που θα δοθεί το σήμα ερεθισμού εμφανίζονται κάποιου είδους ταλαντώσεις. Τα μέγιστα και τα ελάχιστα ονοματίζονται ανάλογα με το αν είναι αρνητικά ή θετικά (N/P) και με τον χρόνο καθυστέρησης μετά το σήμα ερεθισμού. Υπάρχουν κι άλλες ονομασίες για κάθε περίπτωση αλλά αυτή είναι η πιο βασική [33].



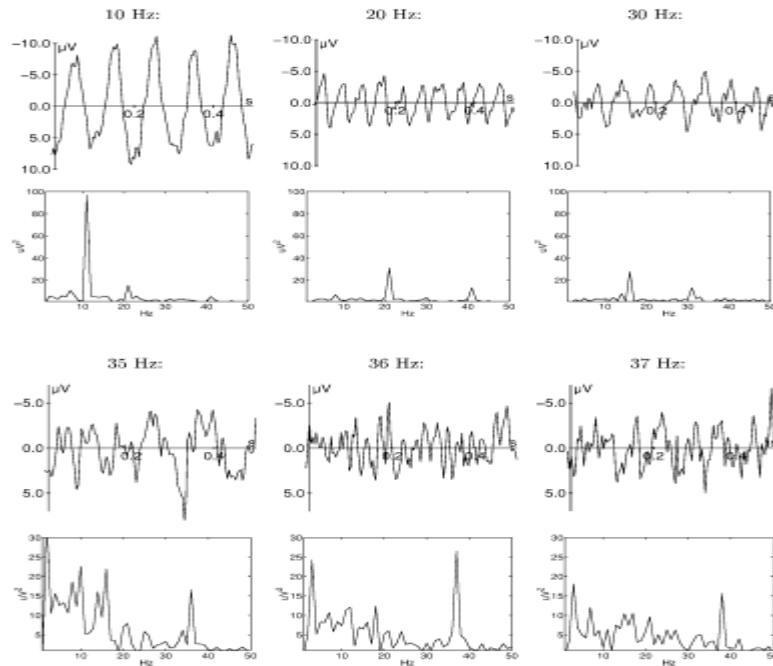
Σχήμα 2.14: Χαρακτηριστική μορφή Προκλητού Δυναμικού [28].

2.5.3.1 Χαρακτηριστικά των SSVEP σημάτων

Το Steady-State Visual Evoked Potential ή SSVEP είναι μια κατάσταση που εισέρχεται ο εγκέφαλος όταν μέσω του οφθαλμού άγονται περιοδικά οπτικά ερεθίσματα. Μετά τα πειράματα του Hans Berger πολλοί με το θέμα των οπτικών ερεθισμάτων. Σε μία από τις εργασίες τους ανακάλυψαν τα σήμερα ονομαζόμενα SSVEP.

Αυτή η κατάσταση του εγκεφάλου στην πράξη διεγείρεται με κάποια οθόνη όπου αναβοσβήνει με κάποια συχνότητα ή με κάποιο ελεγχόμενο φωτεινό σηματοδότη. Κατά τη διάρκεια της οπτικής επαφής του υποκειμένου με αυτό το σήμα, στο σημείο του ινιακού λοβού, εμφανίζεται ένα ημιτονοειδές δυναμικό στην αντίστοιχη συχνότητα. Το SSVEP δεν είναι δυνατό να αποκριθεί σε όλες τις συχνότητες εισόδου, αλλά έχει κάποιους περιορισμούς.

Ο C. S. Herrmann κάνει ένα πείραμα για να δει τα όρια και τα χαρακτηριστικά του SSVEP στους ανθρώπους. Πιο συγκεκριμένα με τη χρήση LED δίοδων, ερεθίζει οπτικά 10 ανθρώπους και παρατηρεί το εγκεφαλικό σήμα στο σημείο πίσω μέρος του κεφαλιού. Τα LED αναβοσβήνουν σε συχνότητες από 1 Hz μέχρι 100 Hz με βήμα 1 Hz, κάθε συχνότητα εμφανίζεται για 30 δευτερόλεπτα με 5 δευτερόλεπτα παύσης ανάμεσα τους. Αυτό που παρατηρεί είναι πως ο εγκέφαλος δεν αποκρίνεται σε συχνότητες ερεθισμού πάνω από 75 Hz περίπου. Επίσης, παρατηρεί πως εμφανίζονται και αρμονικές των θεμελιωδών συχνοτήτων. Επιπλέον, οι πιο έντονη απόκριση εμφανίζεται στο φάσμα των άλφα ρυθμών και γύρω από τα 40 Hz. [35]



Σχήμα 2.15: Μερικά αποτελέσματα από το πείραμα στο [28].

Επίσης, στην εργασία [36] έγινε πείραμα σε ένα δείγμα 42 ανθρώπων. Το πείραμα ήταν ο οπτικός ερεθισμός των υποκειμένων με σήματα τριών συχνοτήτων 5 Hz, 12 Hz, 30 Hz σε 3 διαφορετικά χρώματα για την κάθε μία συχνότητα ξεχωριστά. Τα χρώματα ήταν, το κόκκινο, το άσπρο και το πράσινο. Ο σκοπός ήταν να μελετηθεί το SNR, συναρτήσει της συχνότητας και του χρώματος του οπτικού ερεθίσματος. Το SNR υπολογίστηκε όπως φαίνεται στην εξίσωση 2.1.

$$SNR = \frac{n \cdot \gamma(f)}{\sum_{k=1}^n [\gamma(f+0.25 \cdot k) + \gamma(f-0.25 \cdot k)]} \quad (2.1)$$

Όπου n ο αριθμός των συχνοτήτων, $\gamma(f)$ το πλάτος στην συχνότητα f. Τα συμπεράσματα της [36], ήταν τα παρακάτω:

- Η συχνότητα 12 Hz παράγει το καλύτερο SNR.
- Στην συχνότητα 30 Hz δεν έχει καμία επίδραση το διαφορετικό χρώμα.
- Οι χρήσιμη μέχρι δεύτερη αρμονική είναι χρήσιμη σε διεργασίες ταξινόμησης.

2.6 Επίλογος

Συμπερασματικά με το δεύτερο κεφάλαιο, περιλαμβάνει την κατανόηση της φυσιολογίας και της λειτουργίας του εγκεφάλου ως συνολικό σύστημα. Αυτό κρίνεται απαραίτητο για την παρούσα εργασία, διότι έτσι η σχεδίαση του τελικού προϊόντος θα γίνει ως ένα υποσύστημα ενός μεγαλύτερου συστήματος που περιλαμβάνει και τον εγκέφαλο ως τμήμα. Επίσης, καθοριστικό παράγοντα για την σχεδίαση του προϊόντος αποτελεί ο κατάλληλος ερεθισμός του ινιακού λοβού και η μέτρηση από το τριχωτό της κεφαλής το σήμα SSVEP. Έτσι διακρίνεται ένα συνολικό σύστημα όπου τμήμα του αποτελεί και το ΚΝΣ καθώς και το προϊόν που θα υλοποιηθεί, πάντα με γνώμονα την συμπεριφορά του κάθε τμήματος.

Κεφάλαιο 3ο: Αναλογικό μέρος του BCI

3.1 Εισαγωγή

Για την εξαγωγή του εγκεφαλικού σήματος, χρήζει μια συσκευή ανίχνευσης. Αυτή η συσκευή θα λαμβάνει το ηλεκτρικό σήμα, θα το ενισχύει και θα αφαιρεί όσο είναι δυνατόν τον θόρυβο και τις παρεμβολές. Ωστε, να κρατηθεί απόφια η πληροφορία που φέρει.

Σε πρώτη φάση θα επιλεγθεί το αισθητήριο για την εξαγωγή του ηλεκτρικού σήματος. Τον ρόλο του αισθητηρίου θα τελέσει το ηλεκτρόδιο. Αυτό το ηλεκτρόδιο θα συνδεθεί σε κάποιο καλώδιο, ώστε να φτάσει στην πρώτη βαθμίδα της συσκευής. Αυτή η βαθμίδα θα αποτελείται από έναν ενισχυτή οργανολογίας, η οποία αποτελεί κομβικό ρόλο στην λειτουργία του όλου συστήματος. Εύκολα μπορούμε να πούμε ότι αποτελεί τον πιο σημαντικό ρόλο σε αυτή τη διεργασία.

Σε επόμενη φάση, το σήμα θα περνάει από τα αναλογικά φίλτρα. Τα αναλογικά φίλτρα έχουν ως σκοπό την απόρριψη του άχρηστου ως προς την πληροφορία σήμα. Αυτή η διαχώριση μεταξύ χρήσιμου και άχρηστου ως προς της πληροφορία σήματος, γίνεται με βάση την συχνότητα. Δηλαδή αυτή η βαθμίδα εξασθενεί συγκεκριμένης συχνότητας σήματα, ενώ επιτρέπει την διέλευση των σημάτων άλλων συχνοτήτων. Το βασικό φίλτρο θα είναι ένα χαμηλοπερατό φίλτρο. Η δουλειά του είναι η εξασθένηση των σημάτων υψηλής συχνότητας που δεν περιλαμβάνουν τα εγκεφαλικά σήματα ενδιαφέροντος.

Για την απόρριψη της ισχυρότερης παρεμβολής, που είναι αυτή των γραμμών της ΔΕΗ, θα χρησιμοποιηθεί ένα φίλτρο Notch. Αυτό το φίλτρο είναι αρκετά πολύπλοκο όσο αναφορά την τοπολογία του, επιπλέον είναι αρκετά δύσκολο στην ρύθμιση του. Καθώς, χρήζει μεγάλης ακρίβειας εξαρτήματα και μικρής απόκλισης μεταξύ τους. Η αναγκαιότητα αυτού του φίλτρου είναι μεγάλη, επειδή εξαλείφει το ισχυρό σήμα της ΔΕΗ. Χωρίς όμως να επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τις υπόλοιπες χρήσιμες συχνότητες.

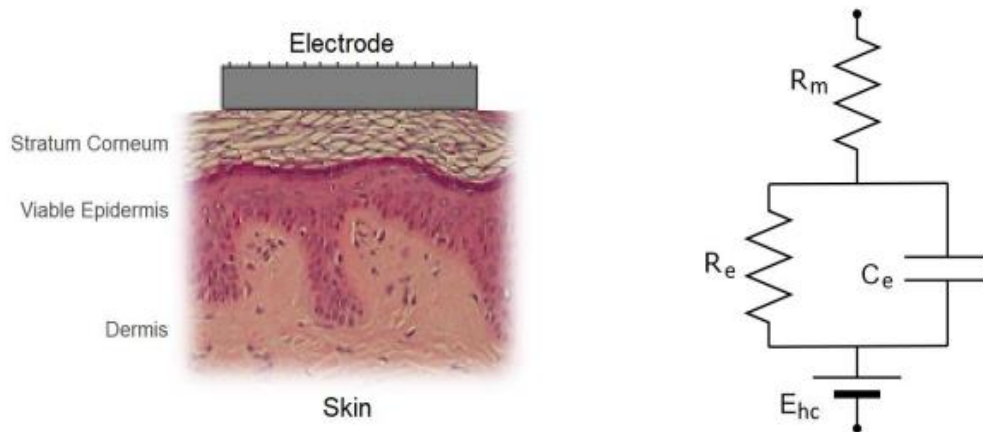
Μετά το φιλτράρισμα, το σήμα θα ενισχυθεί γραμμικά. Δηλαδή, θα αυξηθεί το πλάτος του χωρίς να αλλοιωθεί η μορφή του. Σε περίπτωση που υπάρξει αλλοίωση της μορφής του, τότε η ενίσχυση δεν θα έχει γίνει σωστά και μεγάλο μέρος της πληροφορίας θα χαθεί. Η βαθμίδα που θα αποτελεί την τελευταία, θα είναι ένας ρυθμιζόμενος ενισχυτής, ώστε να είναι εύκολος ο καθορισμός του κέρδους του συστήματος.

Πολύ σημαντική βαθμίδα αποτελεί και το κύκλωμα οδήγησης δεξιού ποδιού ή RLD. Αυτό λαμβάνει τον θόρυβο ως κοινό σήμα και το στέλνει ενισχυμένο και αντεστραμμένο πίσω στο ανθρώπινο σώμα. Εξαλείφοντας έτσι μεγάλο ποσοστό του θορύβου.

Τέλος, όλα τα παραπάνω θα αποτελούν σε γενικές γραμμές το ηλεκτρονικό σύστημα που θα υλοποιηθεί σε πλακέτα. Ωστόσο, πριν από την υλοποίηση θα υπάρξουν προσομοιώσεις με την βοήθεια του λογισμικού PSPICE της Cadence. Η πλακέτα θα σχεδιαστεί με το λογισμικό KiCad και η λειτουργικότητά της θα δοκιμαστεί με κάποιες συγκεκριμένες μεθόδους.

3.2 Ηλεκτρόδια και Καλώδια

Τα ηλεκτρόδια είναι οι αισθητήρες του συστήματος. Γι' αυτό τον λόγο η επιλογή των κατάλληλων κρίνεται αναγκαία. Το ηλεκτρικό σήμα περνάει μέσω του κρανίου και έπειτα από άλλα τρία στρώματα. Αυτά είναι: το δέρμα, η επιδερμίδα, η κερατίνη. Αυτά τα επίπεδα διαμορφώνουν ένα κύκλωμα, που επηρεάζει αρκετά το σήμα καθώς και το υπόλοιπο σύστημα. Αυτό το κύκλωμα μπορεί να αντιπροσωπευθεί από το παρακάτω.



Σχήμα 3.1: Το ηλεκτρόδιο και τα στρώματα του δέρματος (αριστερά), το ισοδύναμο κύκλωμα (δεξιά). [37]

Η πηγή τάσης E_{hc} που παρατηρείται, είναι η διαφορά δυναμικού που δημιουργείται από την διαφορετική κατανομή ηλεκτρικού φορτίου μεταξύ του υλικού του ηλεκτροδίου και του ηλεκτρολύτη που υπάρχει στην επιφάνεια αυτού. Μάλιστα, αυτό το E_{hc} δημιουργεί έντονα σήματα θορύβου σε πολύ μικρές συχνότητες. Αυτό είναι κάτι το ανεπιθύμητο και η αντιμετώπιση του θα αναλυθεί παρακάτω. Η R_m αποτελεί την αντίσταση του υλικού του ηλεκτροδίου. Η R_e και ο C_e αποτελούν την ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση των τριών δερματικών επιπέδων. Ωστόσο, σε μικρές συχνότητες (< 50 Hz) που ενδιαφέρει την παρούσα εργασία η χωρητικότητα του είναι αρκετά μεγάλη και θεωρείται ανοιχτό κύκλωμα. Έτσι δημιουργούνται δύο αντιστάσεις σε σειρά [37].

Το υλικό από τα οποία είναι φτιαγμένα αποτελεί το πιο βασικό παράγοντα. Γενικά, σε κλινικές μετρήσεις χρησιμοποιούνται ηλεκτρόδια από καθαρό ασήμι ή για ακόμα καλύτερα αποτελέσματα χλωριούχο άργυρο (AgCl). Επίσης, έρευνες έχουν δείξει πως σε σύγκριση με άλλους τύπους ηλεκτροδίων έχουν την χαμηλότερη αντίσταση και την υψηλότερη χωρητικότητα και για αυτό αποτελούν την κύρια επιλογή για τέτοιες εφαρμογές [38].

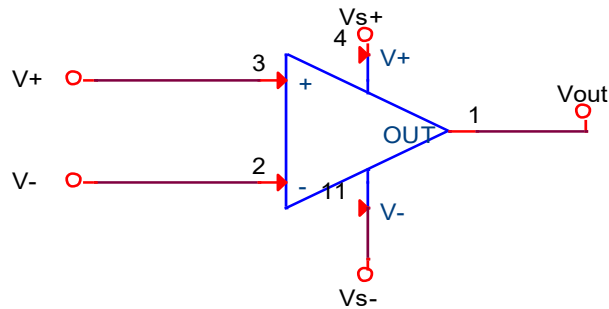
Σε δεύτερη φάση, πρέπει να επιλεγθεί κάποιος αγωγός του βίο ηλεκτρικού σήματος στην είσοδο του ενισχυτή οργανολογίας. Για λόγους προστασίας από τον θόρυβο θα επιλεγθεί ομοαξονικό καλώδιο, καθώς λόγω της θωράκισης που διαθέτει δεν αφήνει τον ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο να εισχωρεί και να επηρεάζει το σήμα σε μεγάλο βαθμό. Η προστασία που υπάρχει στο καλώδιο αυτό, θα χρησιμοποιηθεί σε μια τεχνική που θα αναλυθεί παρακάτω για ακόμη μεγαλύτερη απομόνωση του σήματος από το περιβάλλον.

3.3 Τροφοδοσία του κυκλώματος

Η τροφοδοσία του αναλογικού κυκλώματος θα είναι στα 3.3 V, όπως και αυτή του μικροελεγκτή. Για την παροχή σταθερής ενέργειας στο κύκλωμα θα χρησιμοποιηθούν αλκαλικές μπαταρίες. Ωστόσο, για να τροφοδοτείται το κύκλωμα με ακριβώς 3.3 V θα εισαχθεί και ένα κύκλωμα υποβιβασμού τάσης. Για αυτό υπάρχουν δύο επιλογές, η επιλογή να χρησιμοποιηθεί ένας LDO ρυθμιστής, είτε ένας Buck Converter. Το μειονέκτημα του LDO σε σχέση με τον Buck Converter είναι ότι έχει μεγαλύτερη πτώση τάσης και άρα μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος. Εντούτοις, ο Buck Converter λειτουργικά βασίζεται σε έναν διακόπτη και στην προσωρινή αποθήκευση και απελευθέρωση ρεύματος με πηνίο, δημιουργώντας έτσι ισχυρό θόρυβο. Κάτι τέτοιο θα δημιουργούσε μεγάλα προβλήματα σε ένα κύκλωμα επεξεργασίας εγκεφαλικών σημάτων, λόγω του ασθενούς σήματος του. Δεδομένου των παραπάνω και της παρούσας εφαρμογής, η οποία σύμφωνα με προσομοιώσεις στο PSPICE έχει κατανάλωση ρεύματος 709.5 uA, θα επιλεγθεί ένας LDO και μάλιστα ο AMS1117 3.3V.

3.4 Τελεστικοί ενισχυτές και εφαρμογές

Ο τελεστικός ενισχυτής (Τ.Ε.) είναι κύκλωμα το οποίο αποτελείται από δύο εισόδους και μία έξοδο. Ωστόσο, επειδή το κύκλωμα είναι αρκετά συχνά χρησιμοποιούμενο και εύχρηστο, παράγεται σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος. Ως σύστημα, ενισχύει τη διαφορά τάσεων των δύο εισόδων του και αυτή βγάζει ως τάση στην έξοδο.



Σχήμα 3.2: Το σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή.

Στο παραπάνω σχήμα φαίνονται οι δύο εισόδους η V_- ονομάζεται αναστρέφουσα και η V_+ μη αναστρέφουσα. Τα V_{s-} και V_{s+} αποτελούν τον ακροδέκτη αρνητικής και θετικής τροφοδοσίας αντίστοιχα. Η ενίσχυση του τελεστικού ενισχυτή θεωρητικά φτάνει το άπειρο, πρακτικά δεκάδες χιλιάδες. Και ονομάζεται ενίσχυση ανοιχτού βρόχου (Open Loop) και συμβολίζεται ως A_{OL} . Τελώντας την παρακάτω εξίσωση:

$$V_{OUT} = A_{OL} \cdot (V_+ - V_-) \quad (3.1)$$

Κάτι τέτοιο δεν είναι καθόλου εύχρηστο, διότι καθιστά το σύστημα ασταθές και δημιουργεί προβλήματα. Επιπλέον, η έξοδο του Τ.Ε. οριοθετείται από την τροφοδοσία. Δηλαδή, η μέγιστη τάση εξόδου φτάνει μέχρι την θετική τάση τροφοδοσίας V_{s+} και αντίστοιχα η χαμηλότερη τάση εξόδου φτάνει μέχρι την αρνητική τάση τροφοδοσίας V_{s-} , ουσιαστικά αποτελεί την ενέργεια που δίνουμε στο σύστημα και δεν μπορεί να χρησιμοποιήσει περισσότερη από αυτήν. Για περισσότερη ακρίβεια, πρέπει να ειπωθεί πως δεν αγγίζουν ακριβώς τις τάσεις τροφοδοσίας, αλλά λίγο αρνητικότερα από την V_{s+} και λίγο θετικότερα από την V_{s-} . Αυτές οι ιδιότητες του είναι χρήσιμες για εφαρμογές που χρειάζεται σύγκριση, ωστόσο σε αυτή την εργασία δε θα μας απασχολήσει κάποια σύγκριση σημάτων. Έτσι αυτές οι ιδιότητες είναι ανεπιθύμητες και ο Τ.Ε. θα χρησιμοποιηθεί κυρίως ως ενισχυτής.

Έτσι στην πράξη ο Τ.Ε. υλοποιείται με ένα δικτύωμα μείωσης αυτού του κέρδους. Αυτή η τεχνική ονομάζεται ανάδραση και λειτουργεί σχετικά απλά. Οδηγώντας ένα μέρος της τάσης εξόδου στην αρνητική είσοδο ώστε να αφαιρεθεί και να φτάσει στην επιθυμητή τάση.

Ένα βασικό χαρακτηριστικό των τελεστικών ενισχυτών είναι το Gain Bandwidth Product (GBP) όπου αποτελεί βασική παράμετρος στη σχεδίαση και επιλογή τελεστικών ενισχυτών για συστήματα εξαγωγής και επεξεργασίας εγκεφαλικών σημάτων. Εκφράζει το γινόμενο του κέρδους σε κλειστό βρόχο και του εύρους ζώνης στο οποίο ο ενισχυτής μπορεί να λειτουργεί σταθερά. Αυτό παραμένει σχεδόν σταθερό για έναν συγκεκριμένο τύπο ενισχυτή. Τα σήματα του εγκεφάλου είναι πολύ χαμηλού πλάτους και περιορίζονται σε σχετικά χαμηλές συχνότητες, συνήθως κάτω από 100 Hz. Επομένως, η επιλογή ενισχυτών με κατάλληλο GBP είναι κρίσιμη για την αποφυγή παραμόρφωσης και θορύβου. Ένας υψηλός δείκτης GBP επιτρέπει την υλοποίηση ενισχυτικών σταδίων με μεγαλύτερο κέρδος χωρίς να

θυσιάζεται η πιστότητα του σήματος. Αυτό καθιστά δυνατή την αξιόπιστη εξαγωγή χαρακτηριστικών και τη βελτίωση των αλγορίθμων επεξεργασίας του συστήματος.

Όπως κάθε σήμα στον πραγματικό κόσμο, έτσι και στα ηλεκτρονικά σήματα, υπάρχει η έννοια του θορύβου. Ωστόσο, ο θερμικός θόρυβος είναι αυτός που τα ηλεκτρονικά συστήματα δεν μπορούν καθόλου να απαλλαγθούν. Διότι, αυτός οφείλεται στην μαζική κίνηση των ηλεκτρονίων σε έναν αγωγό. Η φασματική πυκνότητα ισχύος ή psd του θερμικού θορύβου, σε έναν αγωγό με ωμική αντίσταση R σε θερμοκρασία T βαθμών kelvin, δίνεται προσεγγιστικά από τη σχέση

$$G_n(f) = 2RkT \left[\frac{V^2}{Hz} \right], \quad |f| < 10^{12} \text{ Hz} \quad (3.2)$$

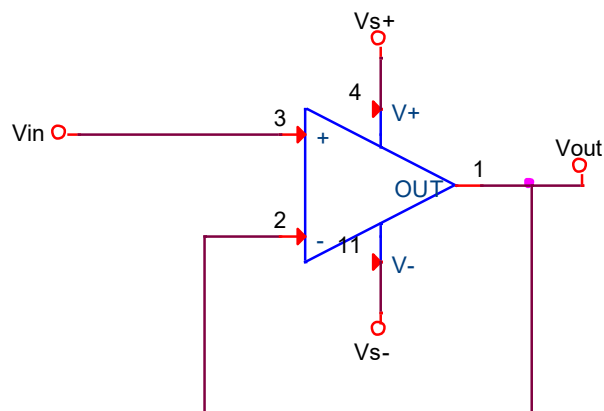
Όπου k η σταθερά boltzman.

Με βάση αυτόν τον τύπο, μπορεί να γίνει ανάλυση οποιουδήποτε κυκλώματος. Ένα τέτοιο κύκλωμα αποτελεί και ο τελεστικός ενισχυτής, όπου με datasheet δίνουν την πληροφορία θορύβου σε μορφή ρεύματος και τάσης. Ωστόσο, οι μονάδες μέτρησης είναι διαφορετικές από αυτήν της εξίσωσης 3.2. Επειδή, η εξίσωση 3.2 μετράει ισχύς ανά συχνότητα, έτσι τα datasheet δίνουν τον θόρυβο σε μορφή τάσης και ρεύματος μέσω του τύπου RMS. Έτσι προκύπτουν οι μονάδες μέτρησης $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ και $\frac{pA}{\sqrt{Hz}}$.

Ο θερμικός θόρυβος, ακολουθώντας κανονική κατανομή, παρουσιάζει καθαρά τυχαία στατιστική συμπεριφορά, γεγονός που επιτρέπει την μαθηματική του περιγραφή και πρόβλεψη. Επιπλέον, λόγω της φύσης του, ο θερμικός θόρυβος θεωρείται ανεξάρτητος από το σήμα, επιτρέποντας τη μοντελοποίησή του ως προσθετικός τυχαίος όρος. Αυτή η ιδιότητα αποτελεί βασικό στοιχείο στη σχεδίαση ενισχυτικών βαθμίδων και στη βελτιστοποίηση της αναλογίας σήματος προς θόρυβο SNR, διασφαλίζοντας την αξιόπιστη ανίχνευση πολύ χαμηλού πλάτους εγκεφαλικών σημάτων.

3.4.1 Απομονωτής τάσης και τάση αναφοράς

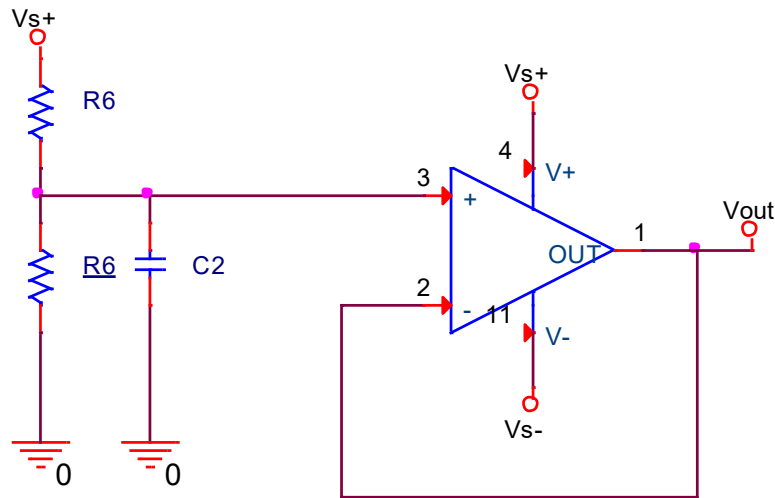
Η πιο απλή τοπολογία κυκλώματος με Τ.Ε. που θα χρησιμοποιηθεί είναι ο απομονωτής (buffer). Ο απομονωτής έχει ως τάση εξόδου την τάση εισόδου. Είναι ουσιαστικά ένας ενισχυτής με κέρδος τη μονάδα. Αυτό το κύκλωμα έχει τεράστια αντίσταση εισόδου, μη επιτρέποντας καμία επικοινωνία του ρεύματος της προηγούμενης βαθμίδας με την επόμενη. Με αυτόν τον τρόπο δεν υπάρχουν παρεμβολές μεταξύ υπό κυκλωμάτων και δεν αλληλοεπηρεάζονται. Παρέχοντας όμως την κατάλληλη επικοινωνία τάσης, λόγω της πολύ μικρής αντίστασης εξόδου. Το κύκλωμα φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 3.3: Κύκλωμα απομονωτή.

Η εισαγωγή της μέσης τιμής στην παρών μονής τροφοδοσίας σύστημα θα γίνει με την βοήθεια ενός buffer ή απομονωτή. Είναι το κατάλληλο κύκλωμα για αυτήν την διατήρηση σταθερής μέσης τιμής. Καθώς, όπως είναι γνωστό απομονώνει την έξοδο μιας βαθμίδας από την είσοδο της επόμενης. Πιο

συγκεκριμένα θα χρησιμοποιηθεί ως τάση αναφοράς η μέση τάση της τροφοδοσίας. Αυτό θα γίνει με έναν διαιρέτη τάσης και έναν πυκνωτή bypass, ώστε να γειώνει τυχών κυματώσεις.



Σχήμα 3.4: Κύκλωμα τάσης αναφοράς.

3.4.2 DC ενισχυτές τάσης

Στο παρακάτω σχήμα 3.5 φαίνεται το πιο απλό κύκλωμα ενισχυτή και ονομάζεται μη αναστρέφων ενισχυτής. Ουσιαστικά έχει δημιουργηθεί ένας διαιρέτης τάσης μεταξύ της εξόδου και της αναστρέφουσας εισόδου. Δηλαδή, καθώς η τάση εξόδου περνάει από τον διαιρέτη τάσης και η αναστρέφουσα είσοδος δέχεται ένα ποσοστό αυτής, το κύκλωμα αυτορυθμίζεται ώστε η τάση εξόδου να μην φτάσει σε υπερβολικά επίπεδα.

Ως ‘υπερβολικά’ επίπεδα θεωρείται για παράδειγμα μια τάση εξόδου 10000V. Αν σκεφτεί κανείς ότι στον σημερινό κόσμο μια απλή ηλεκτρονική συσκευή δουλεύει στα επίπεδα των 5V ή 12V.

Η σχέση τάσης εισόδου-εξόδου μπορεί εύκολα να αναλυθεί με μαθηματικά. Αν η τάση εξόδου V_{OUT} είναι η τάση εισόδου V_{IN} αλλά ενισχυμένη κατά έναν παράγοντα A_{CL} . Τότε:

$$V_{OUT} = A_{CL} \cdot V_{IN} \quad (3.3)$$

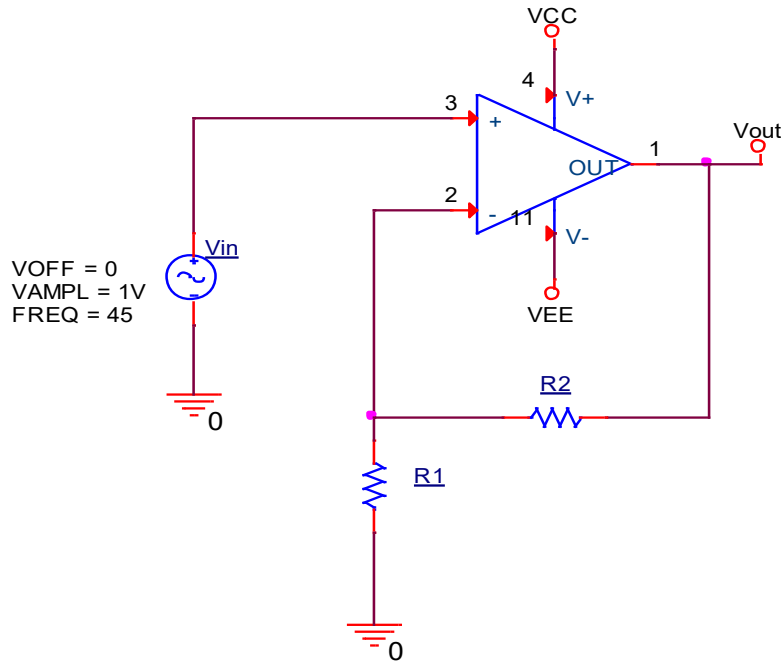
Εφόσον, η τάση εισόδου V_{IN} είναι ο διαιρέτης τάσης της της V_{OUT} , έχουμε ότι:

$$V_{IN} = V_{OUT} \cdot \left(\frac{R1}{R1+R2} \right) \quad (3.4)$$

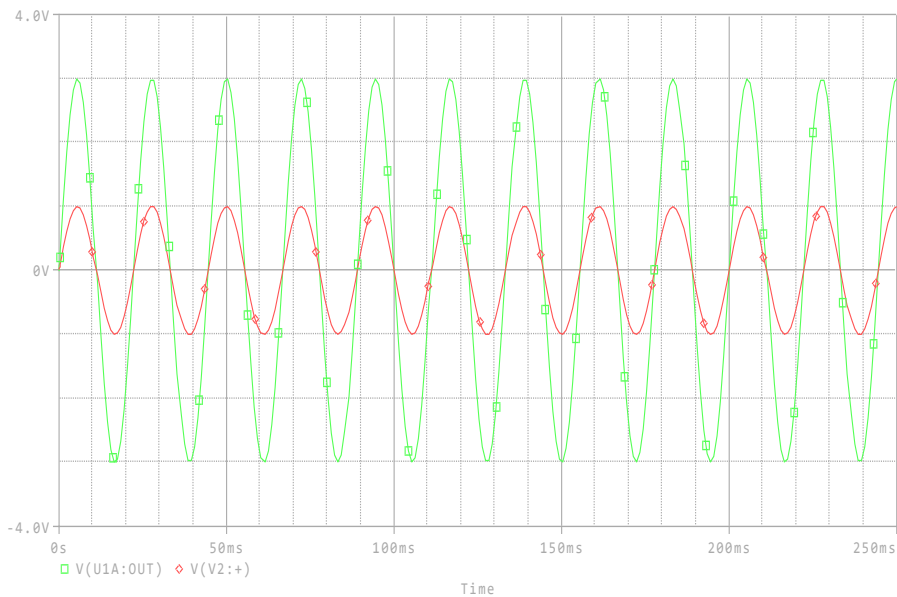
Αντικαθιστούμε την 3.4 στην εξίσωση 3.3 και έχουμε:

$$A_{CL} = \frac{R2}{R1} + 1 \quad (3.5)$$

Η εξίσωση 3.5 δείχνει τον παράγοντα ενίσχυσης κλειστού βρόχου ή το κέρδος κλειστού βρόχου A_{CL} . Από αυτήν την εξίσωση φαίνεται πως το κέρδος εξαρτάται μόνο από επίσης δύο αντιστάσεις $R1$, $R2$, μάλιστα η αντίσταση $R2$ λειτουργεί αυξάνει ενώ η $R1$ μειώνει αυτό το κέρδος.



Σχήμα 3.5: Κύκλωμα μη αναστρέφων ενισχυτή.



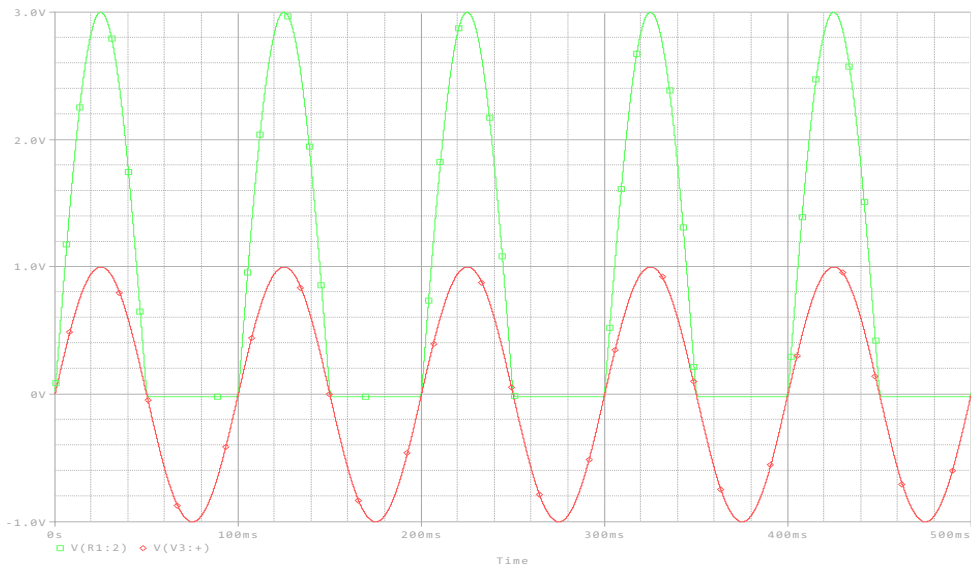
Σχήμα 3.6: Έξοδος (πράσινο) και είσοδος (κόκκινο) του κυκλώματος.

3.4.3 AC ενισχυτές τάσης

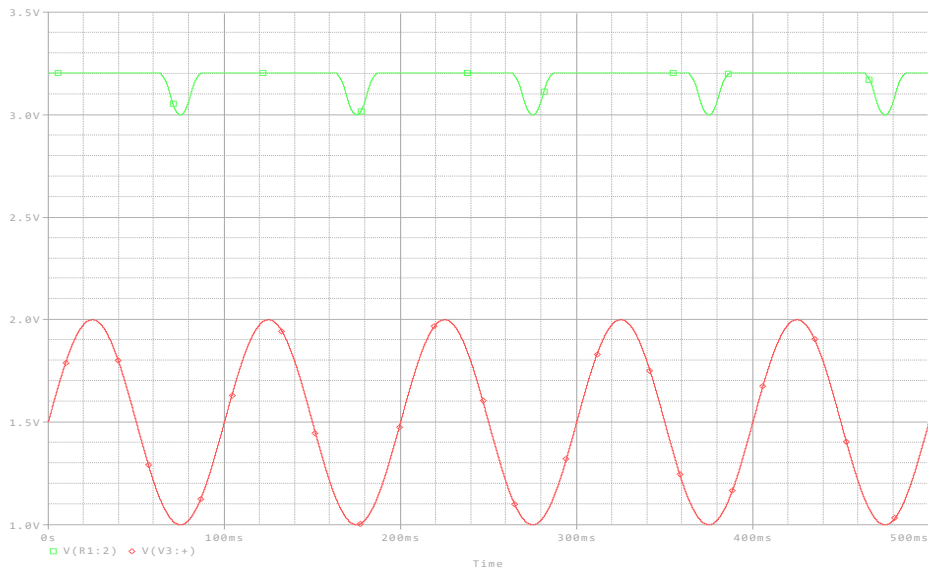
Όλα τα παραπάνω κυκλώματα είναι χρήσιμα και λειτουργούν επίσης προβλέπεται. Αλλά η παρούσα εργασία πραγματοποιείται ένα κύκλωμα με μονοπολική τροφοδοσία. Αυτό σημαίνει πως η τροφοδοσία θα φτάνει από τη γείωση 0V μέχρι τα 3.3 V. Έτσι κρίνεται απαραίτητο να γίνουν κάποιες μικρές αλλαγές ώστε να υπάρχει ενίσχυση του σήματος χωρίς προβλήματα.

Για παράδειγμα, αν στο κύκλωμα του DC μη αναστρέφων ενισχυτή στο σχήμα 3.5 για VEE τροφοδοτηθεί με 0V και στο VCC με 3.3 V και το εισερχόμενο σήμα έχει μηδενική μέση τιμή, θα

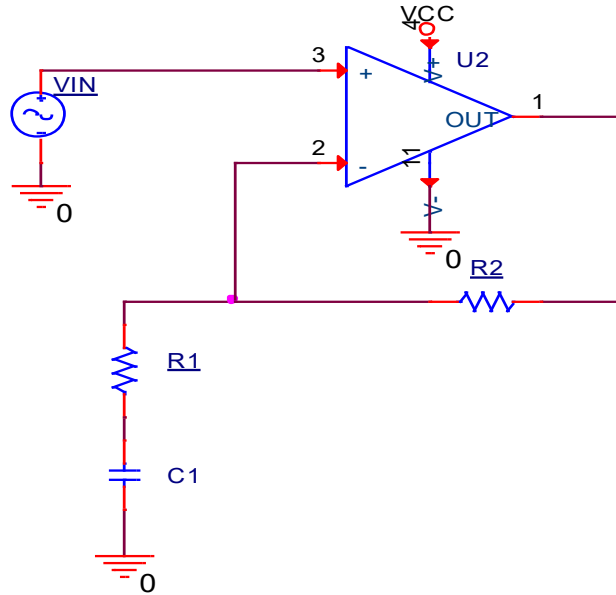
υπάρξει πρόβλημα. Αυτό θα είναι η αποκοπή επίσης αρνητικής τάσης, έτσι ως έξοδο θα υπάρξει ενισχυμένο το θετικό μέρος του σήματος, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.7. Γίνεται κατανοητό λοιπόν ότι το σήμα πρέπει να έχει μια μέση τιμή ίση με την τάση τροφοδοσίας διά δύο. Αυτό είναι ένα σωστό πρώτο βήμα, αλλά ακόμα ένα πρόβλημα συνεχίζει να υπάρχει. Αυτό είναι πως η μέση τιμή ή DC τάση του σήματος θα ενισχυθεί μαζί με το AC σήμα. Αποτέλεσμα θα είναι το σήμα να αγγίζει ή και να ξεπεράσει την τιμή της θετικής τροφοδοσίας, επίσης φαίνεται στο σχήμα 3.8. Αυτό το πρόβλημα λύνεται με την προσθήκη ενός πυκνωτή C1 σε σειρά με την R1, ώστε ό,τι DC σήμα υπάρχει να το αποκόπτει, όπως φαίνεται στο κύκλωμα του σχήματος 3.9.



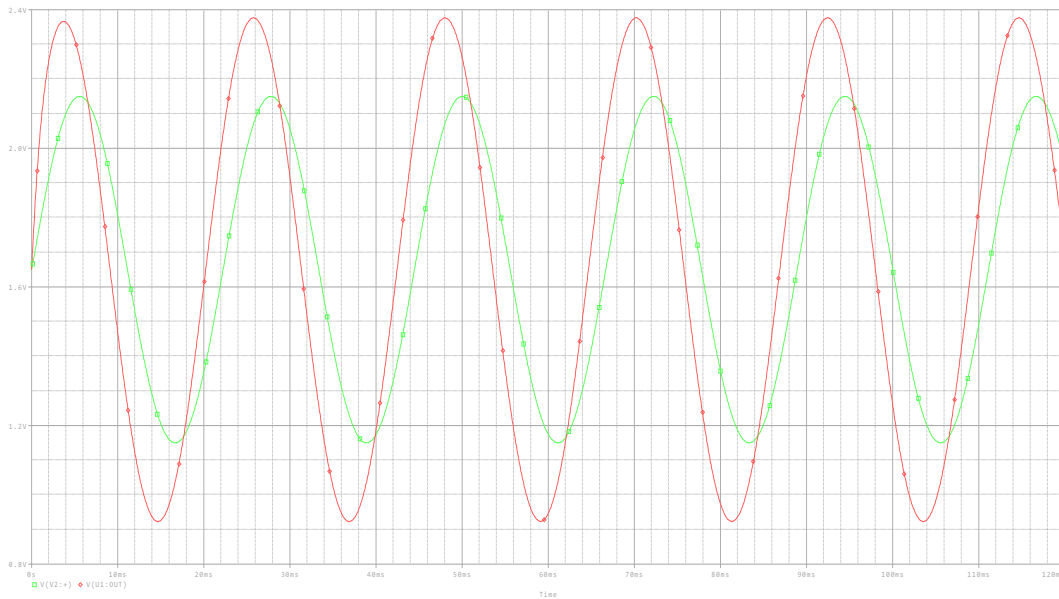
Σχήμα 3.7: Τάση εξόδου χωρίς προσθήκη DC τάσης σήμα εισόδου.



Σχήμα 3.8: Τάση εξόδου με ενισχυμένη την DC συνιστώσα.



Σχήμα 3.9: AC μη αναστρέφων ενισχυτής



Σχήμα 3.10: Οι τάσεις εξόδου (κόκκινη) και εισόδου (πράσινη).

Με την προσθήκη του πυκνωτή C1 σε σειρά με την αντίσταση R1 επηρεάζουμε το κέρδος του ενισχυτή. Αφού ο πυκνωτής έχει μια σύνθετη αντίσταση $Z1 = \frac{1}{\omega \cdot C1}$ που εξαρτάται από την συχνότητα και την χωρητικότητα του. Επομένως, το κέρδος του κυκλώματος θα αναλυθεί σύμφωνα με επίσης νόμους των σύνθετων αντιστάσεων. Επίσης, δημιουργείται και μια καθυστέρηση φάσης κατά μια γωνία.

Εφόσον η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή C1 είναι $Z1 = \frac{1}{\omega \cdot C1}$, τότε το κέρδος θα είναι:

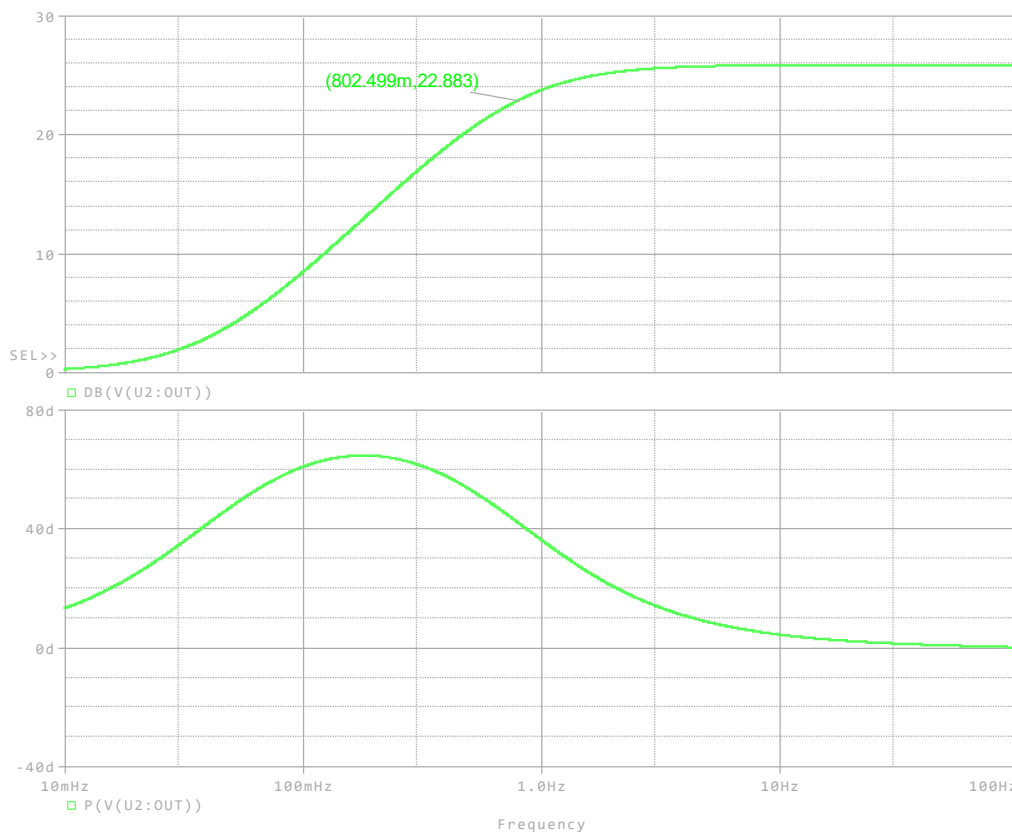
$$A_{CL} = 1 + \frac{R2}{\sqrt{R1^2 + Z1^2}} \quad (3.6)$$

Αυτό το κύκλωμα έχει έναν πόλο και ένα μηδενικό σε υψηλότερη συχνότητα. Αυτό σημαίνει ότι πρακτικά δημιουργείται ένα υπερπαραπέραστικό φίλτρο. Αν αναλυθεί το κύκλωμα τότε θα εξαχθεί η συνάρτηση μεταφοράς του, αυτή θα δείξει όλα τα χαρακτηριστικά του συστήματος.

$$H(s) = \frac{1+s(R1+R2)C1}{1+sR1C1} \quad (3.7)$$

Αν στην εξίσωση 3.7 αντικατασταθούν οι τιμές του $R1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R2 = 186 \text{ k}\Omega$, $C1 = 20 \text{ }\mu\text{F}$ που θα χρησιμοποιηθούν στο ενδιάμεσο ενισχυτή του τελικού κυκλώματος, τότε θα προκύψει.

$$H(s) = \frac{1+3.9s}{1+0.2s} \quad (3.8)$$



Σχήμα 3.11: Διάγραμμα Bode στην προσομοίωση του κυκλώματος και ένδειξη συχνότητας -3dB στα 0.8 Hz.

Από την παραπάνω ανάλυση μπορεί να εξαχθούν οι συχνότητες που εμφανίζονται ο πόλος και το μηδενικό αντίστοιχα.

$$f_{pole} = \frac{1}{2\pi R1C1} \quad (3.9)$$

$$f_{zero} = \frac{1}{2\pi(R1+R2)C1} \quad (3.10)$$

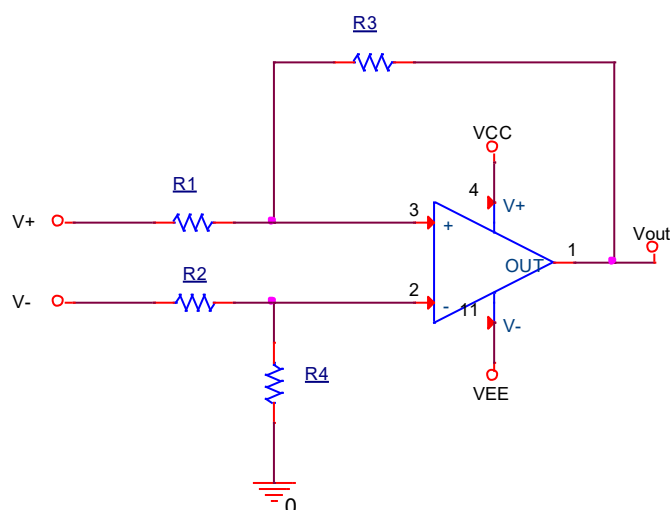
Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται πως το σήμα εξόδου δεν επηρεάζεται καθόλου από το γεγονός ότι υπάρχει μονοπολική τροφοδοσία. Κάτι που είναι σημαντικό να αναφερθεί, είναι πως το βίο ηλεκτρικό σήμα εισόδου δεν θα έχει απαραίτητα πάντα μια μέση τιμή που είναι εύκολα διαχειρίσιμη. Αυτό επειδή τα βιολογικά σήματα είναι τυχαία. Με τους AC ενισχυτές υπάρχει αποκοπή αυτής της ανεπιθύμητης μέσης τιμής. Μετά την αποκοπή της άγνωστης μέσης τιμής θα προστίθεται η τάση αναφοράς V_{ref} που βολεύει και είναι πρακτική για την ορθή λειτουργία του συστήματος.

3.5 Ενισχυτές οργανολογίας

Ο ενισχυτής οργανολογίας (E.O.) είναι έναν κύκλωμα που εκτελεί ενίσχυση της διαφοράς δύο σημάτων V_+ και ταυτόχρονα την αφαίρεση του κοινού τους σήματος V_{COM} . Η λειτουργία αυτή καθ' αυτή δεν απέχει πολύ από του απλού τελεστικού ενισχυτή. Ωστόσο, ο E.O. έχει κάποια χαρακτηριστικά πολύ πιο εξελιγμένα από τον απλό T.E.. Η αρχή όλων αυτών βασίζεται στο γεγονός ότι ο E.O. έχει πολύ μεγαλύτερη αντίσταση εισόδου. Αυτό καταφέρνεται στην τοπολογία του κυκλώματος του, που βασίζεται σε τρεις T.E., οι δύο ως ενισχυτές και ο τρίτος ως διαφορικός ενισχυτής. Για τους παραπάνω λόγους ο E.O. χρησιμοποιείται για να ενισχύσει υπερβολικά ασθενή σήματα, της τάξης των microvolt.

3.5.1 Ενισχυτές διαφοράς

Πολύ σημαντική είναι η αναφορά στην λειτουργία του διαφορικού ενισχυτή, στον οποίο βασίζεται ο ενισχυτής οργανολογίας. Ο οποίος χρησιμοποιείται για να ενισχύσει χαμηλές τάσεις, της τάξης των millivolt. Όπως και ο E.O. έτσι και ο διαφορικός ενισχυτής απορρίπτει το κοινό σήμα V_{COM} των δύο σημάτων εισόδου V_+ και V_- .



Σχήμα 3.12: Κύκλωμα διαφορικού ενισχυτή. [39]

Οι αντιστάσεις $R1$ και $R2$ πρέπει να είναι έχουν θεωρητικά ίδιες τιμές, οι $R4$, $R3$ πρέπει επίσης να έχουν θεωρητικά ίδιες τιμές. Πρακτικά, οι τιμές των αντιστάσεων πρέπει να έχουν όσο το δυνατόν μικρότερη απόκλιση τιμών. Με αυτή την ομοιότητα των αντιστάσεων υπάρχει καλύτερη απόρριψη του κοινού σήματος V_{COM} . Στην πράξη ποτέ δεν υπάρχει τέλεια απόρριψη V_{COM} , επειδή δεν υπάρχουν αντιστάσεις με 100% όμοιες τιμές. Ο σκοπός όμως είναι να μειωθεί όσο περισσότερο γίνεται. Η τάση εξόδου του διαφορικού ενισχυτή ορίζεται από την παρακάτω εξίσωση.

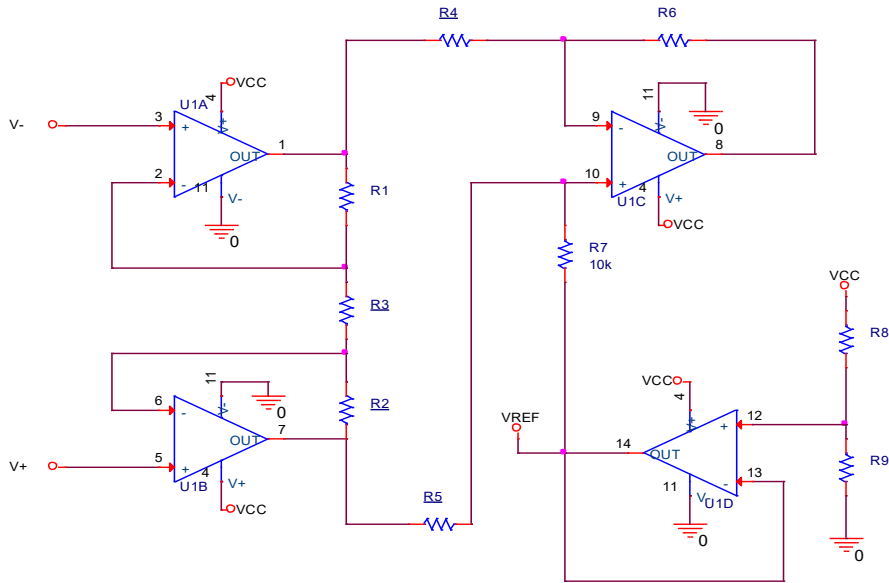
$$V_{out(diff)} = \left(\frac{R3}{R2}\right) \cdot (V_+ - V_-) \quad (3.11)$$

3.5.2 Ενισχυτές οργανολογίας τριών τελεστικών ενισχυτών

Η ικανότητα της απόρριψης του κοινού σήματος ονομάζεται Common Mode Rejection Ratio ή CMRR, αυτό ορίζεται από τον λόγο της διαφορικής ενίσχυσης σήματος AV_{diff} ως προς την ενίσχυση του κοινού σήματος AV_{COM} σε λογαριθμική κλίμακα. Έτσι, το CMRR, η διαφορική ενίσχυση AV_{diff} και η κοινή ενίσχυση AV_{COM} αποτελούν σημεία αναφοράς στην υλοποίηση του συνολικού κυκλώματος. Τα οποία ορίζονται και συνδέονται από την παρακάτω εξίσωση.

$$CMRR = \frac{AV_{diff}}{AV_{com}} \xrightarrow{\sigma \epsilon \text{ dB}} CMRR = 20 \cdot \log \left(\frac{AV_{diff}}{AV_{com}}\right) \quad (3.12)$$

Στο σχήμα 3.13 διακρίνονται τέσσερις Τ.Ε.. Οι τρεις που διαμορφώνουν τον Ε.Ο. είναι οι U1A, U1B, U1C. Ο U1D αποτελεί τον απομονωτή που δίνει στο σύστημα την λειτουργία της μονοπολικής τροφοδοσίας, κάνοντας μετατόπιση του DC σήματος στο μισό της τροφοδοσίας.



Σχήμα 3.13: Ενισχυτής Οργανολογίας 3 Τ.Ε. [39]

Στο συγκεκριμένο κύκλωμα η αντίσταση R3 καθορίζει όλο το κέρδος του συστήματος. Καθώς οι δύο τάσεις εισόδου πέφτουν στα δύο άκρα της R3, λόγω του εικονικού βραχυκυκλώματος των εισόδων του κάθε Τ.Ε., δημιουργείτε μια διαφορά δυναμικού ΔV . Αυτή η ΔV δημιουργεί μια ροή ρεύματος I_{R3} και μέσω αυτής γίνεται μια ανάλυση για το προσδιορισμό της τελικής εξόδου. Επίσης, στο συγκεκριμένο κύκλωμα η τροφοδοσία είναι μονοπολική, έτσι υπάρχει ανάγκη για μια τάση αναφοράς V_{REF} . Πιο συγκεκριμένα:

$$V_1 = V_2 + V_{R1} \quad (3.13)$$

$$V_7 = V_6 + V_{R2} \quad (3.14)$$

Τότε, η τάση στον κόμβο 1 προσδιορίζεται από:

$$V_1 = V_2 + \frac{V_{R3}}{R3} \cdot R1 \xrightarrow{V_{R3}=V6-V2} V_1 = V_2 \cdot \left(1 + \frac{R1}{R3}\right) - V_6 \cdot \frac{R1}{R3} \quad (3.15)$$

Παρόμοια βρίσκουμε ότι η τάση στον κόμβο 7 προσδιορίζεται από

$$V_7 = V_6 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) - V_2 \cdot \frac{R2}{R3} \quad (3.16)$$

Αυτά τα δύο αποτελέσματα στις τάσεις των κόμβων 1, 7 και μαζί η τάση αναφοράς V_{REF} , αποτελούν τις εισόδους στον διαφορικό ενισχυτή. Άρα εύκολα βγαίνει το συμπέρασμα πως:

$$\begin{aligned} V_{out} &= \frac{R6}{R4} \cdot (V_7 - V_1) + V_{REF} \Rightarrow \\ V_{out} &= \frac{R6}{R4} \cdot \left[\left(V_6 \cdot \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) - V_2 \cdot \frac{R2}{R3} \right) - \left(V_2 \cdot \left(1 + \frac{R1}{R3}\right) - V_6 \cdot \frac{R1}{R3} \right) \right] + V_{REF} \Rightarrow \\ V_{out} &= (V_6 - V_2) \cdot \left(\frac{R6}{R4} \right) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R3} \right) + V_{REF} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Άρα η ενίσχυση του ενισχυτή οργανολογίας ορίζεται από τον παρακάτω όρο.

$$AV_{diff} = \left(\frac{R6}{R4} \right) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R1}{R3} \right) \quad (3.18)$$

Όσον αφορά την υλοποίηση κυκλωμάτων με Ε.Ο. συνήθως χρησιμοποιείται σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος. Έτσι μπορεί να επιτευχθεί μικρή απόκλιση αντιστάσεων, αφού υλοποιούνται από το ίδιο υλικό κάτω από τις ίδιες συνθήκες και έχουν μικρή διαφορά στις μεταβολές της θερμοκρασίας. Άλλο ένα σημαντικό επίτευγμα είναι η εξοικονόμηση χώρου. Καθώς τέσσερις τελεστικοί ενισχυτές λειτουργούν στη μορφή ενός τσιπ. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η ενίσχυση του ενισχυτή οργανολογίας είναι προγραμματιζόμενη από τον χρήστη με την σύνδεση μιας εξωτερικής αντίστασης. Η αντίσταση στο κύκλωμα του σχήματος 3.13 είναι η R3.

Το κύκλωμα του ΕΟ δέχεται ως εισόδους εγκεφαλικά σήματα τα οποία δεν έχουν γνωστή και καθορισμένη μέση τιμή. Έτσι πριν από όλες τις βαθμίδες θα αποκοπεί η άγνωστη μέση τιμή του εγκεφαλικού σήματος με έναν πυκνωτή και θα προστίθενται η μέση τιμή V_{ref} μέσω μιας αντίστασης. Δημιουργώντας έτσι ένα κύκλωμα CR. Η τιμή της αντίστασης θα πρέπει να είναι μεγάλη της τάξης των $M\Omega$, ώστε να μην υπάρχει επικοινωνία με τον απομονωτή τάσης (που παρέχει την μέση τιμή). Η επιλογή της χωρητικότητας του πυκνωτή θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε να δημιουργεί ένα υψηλερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής όσο το δυνατόν μικρότερη.

Επίσης, για να μην δημιουργούνται προβλήματα με τις ραδιοσυχνότητες προτείνεται η εισαγωγή κυκλώματος RC παράλληλα με κάθε είσοδο του ΕΟ και της γείωσης. Αυτό το κύκλωμα θα αποκόπτει τις πολύ υψηλές συχνότητες της τάξης των χιλιάδων Hertz και οι τιμές τους θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν όμοιες, για την αποφυγή ασυμμετριών. Στην παρούσα εφαρμογή λόγω ότι υπάρχει ήδη το κύκλωμα προσθήκης τάσης αναφοράς στο σήμα εισόδου, θα τοποθετηθούν οι πυκνωτές χωρίς την αντίσταση.

3.6 Αναλογικά φίλτρα

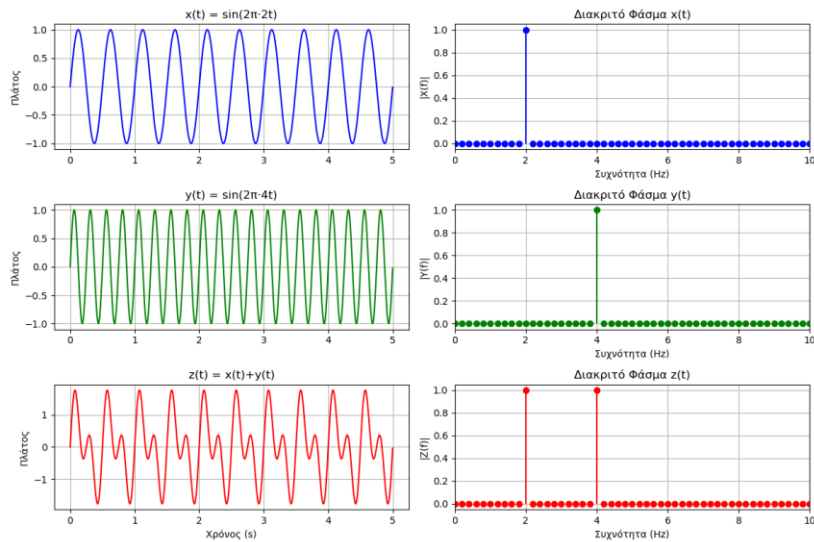
Τα αναλογικά φίλτρα αποτελούν κρίσιμο υποσύστημα για κάθε διάταξη συλλογής βίο ηλεκτρικών σημάτων, καθώς χρησιμοποιούνται για την απομάκρυνση ανεπιθύμητων συχνοτήτων πριν την οποιαδήποτε επεξεργασία. Τα χρήσιμα για την παρούσα εργασία εγκεφαλικά σήματα χαρακτηρίζονται από σχετικά χαμηλές συχνότητες (8–14 Hz) και πολύ μικρό πλάτος, επομένως η σωστή επιλογή των φίλτρων είναι απαραίτητη για τη διατήρηση της ποιότητας του σήματος και την απόρριψη θορύβου.

3.6.1 Θεμελιώδες έννοιες

Μέχρι εδώ οι γνώσεις σχετικά με τα ηλεκτρονικά αρκούσαν. Αλλά η ανάλυση των αναλογικών φίλτρων χρήζουν μια βαθύτερη επεξήγηση. Αυτή η επεξήγηση αφορά δύο κρίσιμες μαθηματικές θεωρίες. Αυτές είναι οι παρακάτω και αναπτύχθηκαν από τους Fourier και Laplace αντίστοιχα.

3.6.1.1 Σειρές και μετασχηματισμός Fourier

Κάθε περιοδικό σήμα που υπάρχει, έχει το χαρακτηριστικό της συχνότητας. Για παράδειγμα, ένα ημίτονο x αποτελείται από μία καθαρή συχνότητα. Ωστόσο, αν προστεθεί και άλλο ένα ημίτονο y διαφορετικής συχνότητας στο x , τότε θα υπάρξει ένα νέο σήμα z . Το z λοιπόν μπορεί να οριστεί ως $z=x+y$. Το z είναι ένα σήμα που περιέχει και τις δύο συχνότητες. Άρα, ένα σήμα μπορεί να αναλυθεί ως ένα άθροισμα σημάτων διαφορετικών συχνοτήτων.



Σχήμα 3.14: Οπτικό παράδειγμα των σημάτων x , y , z και η αποτυπωση τους στο πεδίο της συχνότητας.

Γενικά, κάθε περιοδικό σήμα αποτελείται από ένα άθροισμα ημιτόνων τα οποία έχουν συχνότητα πολλαπλάσια του αρχικού περιοδικού σήματος. Η παραπάνω τοποθέτηση μπορεί να γενικευτεί με την παρακάτω εξίσωση.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \\
 &= a_0 + a_1 \cos \omega_0 t + a_2 \cos 2\omega_0 t + \dots + b_1 \sin \omega_0 t + b_2 \sin 2\omega_0 t + \dots
 \end{aligned} \quad (3.19)$$

Ενώ το ανάπτυγμα Fourier αναλύει ένα περιοδικό σήμα σε ημιτονοειδή σήματα και οδηγεί σε ένα διακριτό φάσμα πλάτους, ο μετασχηματισμός Fourier αναλύει οποιοδήποτε σήμα σε ένα συνεχές φάσμα περιοδικών εκθετικών σημάτων και δίνει τη φασματική πυκνότητα του πλάτους του σήματος, αρκεί να ισχύουν οι συνθήκες Dirichlet. Ο μετασχηματισμός Fourier και ο αντίστροφός του ορίζονται από τις παρακάτω εξισώσεις.

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.20)$$

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (3.21)$$

3.6.1.2 Μετασχηματισμός Laplace

Ο μετασχηματισμός Fourier σε πολλά σήματα δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Ένα από αυτά τα σήματα είναι το $e^{at}u(t)$, $a > 0$. Σε αυτό το σήμα δεν ισχύουν οι συνθήκες Dirichlet. Ως εκ τούτου χρησιμοποιήθηκε ως συνάρτηση βάσης, αντί του φανταστικού εκθετικού $e^{j\omega t}$ το μιγαδικό εκθετικό $e^{st} = e^{(\sigma+j\omega)t}$

Έτσι δημιουργείται το παρακάτω ολοκλήρωμα.

$$X(s) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-st} dt, \quad s = \sigma + j\omega \quad (3.22)$$

Το παραπάνω ολοκλήρωμα μετασχηματίζει το σήμα $x(t)$ στο μιγαδικό επίπεδο. Ωστόσο, το πεδίο τιμών του $X(s)$ ορίζεται από τις πραγματικές τιμές που $\text{Re}(s)$, όπου διατηρούν το $X(s)$ ευσταθή, και το ολοκλήρωμα μπορεί να συγκλίνει. Έτσι ορίζεται και η περιοχή σύγκλισης ROC (Region Of Convergence).

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Laplace ορίζεται από το παρακάτω ολοκλήρωμα.

$$x(t) = \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} X(s)e^{st} ds \quad (3.23)$$

Είναι σημαντικό να τονισθεί, πως κάθε σήμα στο μιγαδικό επίπεδο αποτελεί και κάποια μηδενικά και κάποιους πόλους. Τα μηδενικά είναι τα σημεία όπου το πλάτος του σήματος μηδενίζεται και οι πόλοι είναι τα σημεία όπου το πλάτος του σήματος φτάνει άπειρες τιμές.

3.6.2 Κατηγορίες φίλτρων

Έτσι με βάση τα παραπάνω μίσηκαν τα πρώτα θεμέλια για την ανάλυση των σημάτων και των συστημάτων στο πεδίο της συχνότητας. Σε δεύτερη φάση έπρεπε αυτές οι θεωρίες να αποκτήσουν εφαρμογή. Η πιο βασική εφαρμογή είναι τα φίλτρα. Δηλαδή συστήματα που αναλύουν τα σήματα συναρτήσει συχνοτήτων και τις μη χρήσιμες συχνότητες τις απορρίπτουν ενώ τις χρήσιμες τις συμπεριλαμβάνουν στο σήμα. Το κάθε φίλτρο κατηγοριοποιείται ανάλογα με τις συχνότητες που κόβει. Υπάρχουν τέσσερις βασικές κατηγορίες φίλτρων αυτές είναι οι παρακάτω.

- Χαμηλοπερατά φίλτρα: Τα χαμηλοπερατά φίλτρα επιτρέπουν τη διέλευση συχνοτήτων μικρότερων από μία προκαθορισμένη συχνότητα αποκοπής f_c , απορρίπτοντας παράλληλα συχνότητες υψηλότερες από αυτήν.
- Υψηλεπερατά φίλτρα: Τα υψηλεπερατά φίλτρα επιτρέπουν τη διέλευση συχνοτήτων μεγαλύτερων από τη συχνότητα αποκοπής f_c , απορρίπτοντας χαμηλές συχνότητες.
- Ζωνοπερατά φίλτρα: Τα ζωνοπερατά φίλτρα επιτρέπουν τη διέλευση ενός συγκεκριμένου εύρους συχνοτήτων (ζώνη διέλευσης), ενώ απορρίπτουν συχνότητες κάτω και πάνω από αυτό το εύρος.
- Ζωνοφρακτικά φίλτρα: Τα ζωνοφρακτικά φίλτρα απορρίπτουν ή εξασθενούν ένα εύρος συχνοτήτων (ζώνη απόρριψης), ενώ επιτρέπουν τη διέλευση χαμηλότερων και υψηλότερων συχνοτήτων.
- Notch φίλτρα: Τα φίλτρα notch αποτελούν ειδική περίπτωση ζωνοφρακτικού φίλτρου με πολύ στενή ζώνη απόρριψης γύρω από μία συγκεκριμένη συχνότητα. Χρησιμοποιούνται σχεδόν πάντα για την καταστολή της παρεμβολής δικτύου 50 Hz (Ευρώπη) ή 60 Hz (ΗΠΑ).

Στην παρούσα εργασία θα χρησιμοποιηθούν μόνο δύο από τις παραπάνω κατηγορίες. Πρώτον θα χρησιμοποιηθεί ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων. Αυτό θα αποκόψει τις πολύ υψηλές συχνότητες που εκπέμπονται από τις τηλεπικοινωνίες και εισρέουν στο σύστημα ως θόρυβος. Μάλιστα, αυτό το φίλτρο θα τοποθετηθεί στις πρώτες βαθμίδες πριν τον ενισχυτή οργανολογίας και θα είναι ένα απλό δίκτυωμα RC.

Το επόμενο φίλτρο θα τοποθετηθεί μετά τον ενισχυτή οργανολογίας. Ο σκοπός του θα είναι να περιορίσει το εύρος ζώνης του συστήματος στις εγκεφαλικές συχνότητες που ενδιαφέρουν την εργασία. Αυτό θα είναι ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής στα μερικά Hertz. Με αυτόν τον τρόπο θα ξεχωρίσει το εγκεφαλικό σήμα που εκτείνεται από τα περίπου 4 Hz μέχρι περίπου τα 50 Hz. Το συγκεκριμένο φίλτρο είναι 2ου βαθμού, υλοποιείται με την τοπολογία Sallen–Key, και η απόκρισή του βασίζεται στο πρότυπο Butterworth, το οποίο προσφέρει επίπεδη απόκριση πλάτους και απλότητα υλοποίησης. Το κέρδος του θα είναι ίσο με τη μονάδα. Μετά το φίλτρο αυτό θα ακολουθεί ο κεντρικός AC ενισχυτής.

Μετά τον κεντρικό AC ενισχυτή θα υπάρχει ένα φίλτρο Notch στα 50 Hz. Αυτό αποτελεί κρίσιμο ρόλο στην υποβάθμιση της παρεμβολής από το δίκτυο μεταφοράς ρεύματος. Θα υλοποιηθεί με την τοπολογία Twin T και ο σκοπός του είναι να μειώσει όσο το δυνατόν την παρεμβολή αυτή, αλλά να μην αποκόψει χρήσιμη πληροφορία από το εγκεφαλικό σήμα. Αυτό εξαρτάται από το εύρος ζώνης και τον παράγοντα ποιότητας Q του φίλτρου. Ο σκοπός είναι να μειωθεί όσο το δυνατόν το εύρος ζώνης και να αυξηθεί στο μέγιστο το Q. Ωστόσο, τα δύο αυτά μεγέθη είναι αντιστρόφως ανάλογα. Επίσης, αυτό το φίλτρο έχει μεγάλη ευαισθησία στην διαφορά των τιμών των εξαρτημάτων, έτσι κρίνεται απαραίτητη η χρήση εξαρτημάτων με ελάχιστη διαφορά στις τιμές τους.

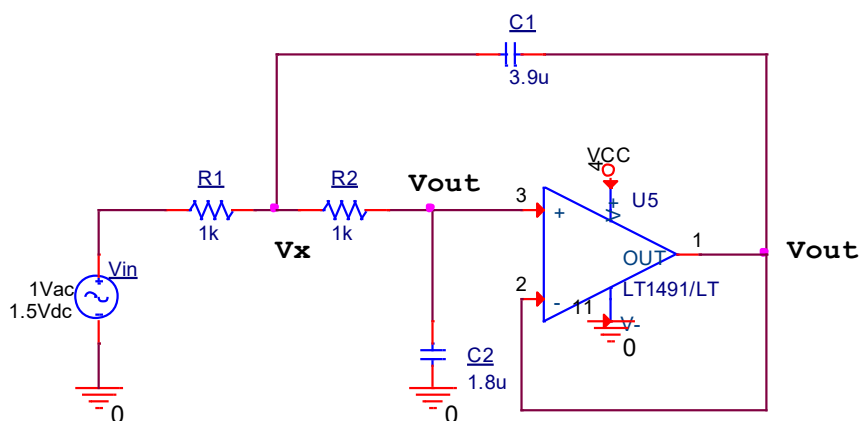
3.6.3 Υλοποίηση και εφαρμογή

Η εφαρμογή και η υλοποίηση των φίλτρων θα γίνει με χρήση αντιστάσεων, πυκνωτών και τελεστικών ενισχυτών. Η επιλογή των τιμών των αντιστάσεων και των πυκνωτών θεωρείται κρίσιμη, καθώς εύκολα μπορεί να δημιουργήσουν προβλήματα και αστάθειες. Ωστόσο, το εύρος συχνότητας που υπάρχει η χρήσιμη πληροφορία βρίσκεται σε χαμηλές συχνότητες και δεν αποτελεί αρκετές απαιτήσεις ως προς την επιλογή των τελεστικών ενισχυτών.

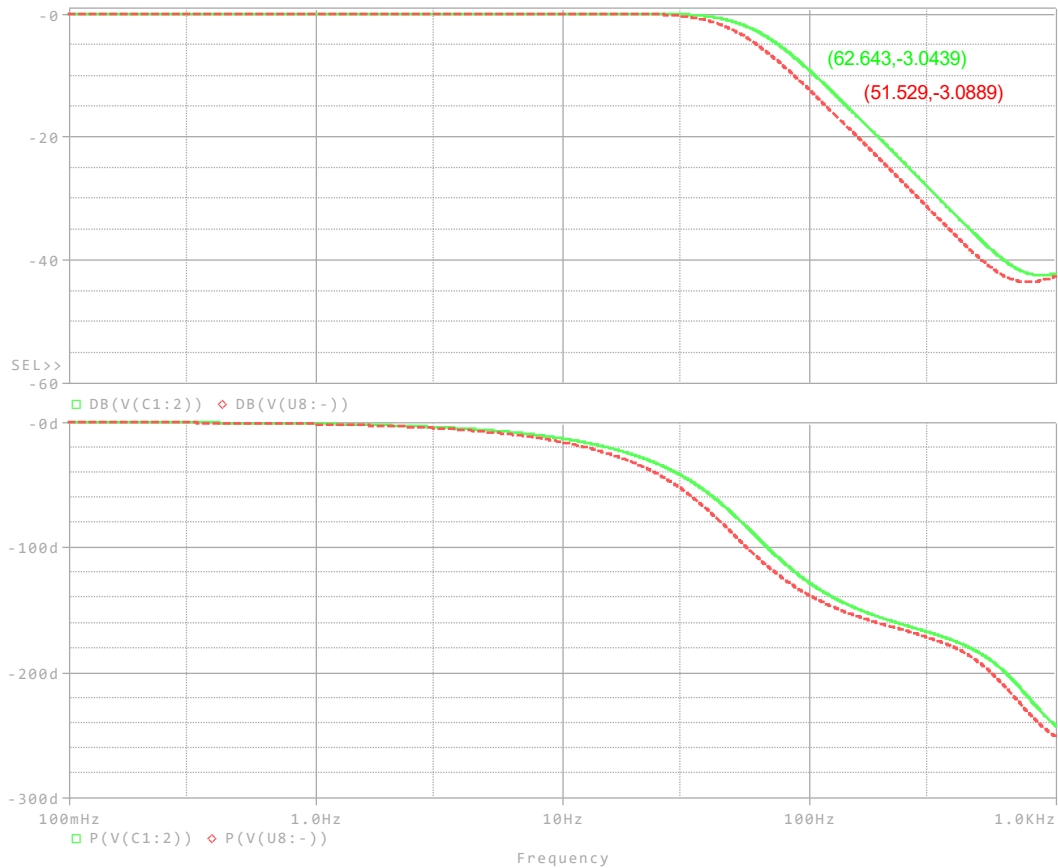
3.6.3.1 Χαμηλοπερατό φίλτρο

Το χαμηλοπερατό φίλτρο χρήζει αρκετής ανάλυσης. Αρχικά, η τοπολογία Sallen Key είναι ικανή με έναν τελεστικό ενισχυτή να φτάσει τους δύο πόλους. Στη συγκεκριμένη εργασία εφόσον το φίλτρο είναι δευτέρου βαθμού αρκεί ένας τελεστικός ενισχυτής. Το γεγονός ότι έχουμε μονοπολική τροφοδοσία δεν επηρεάζει την κατάσταση καθώς το συγκεκριμένο κύκλωμα δεν κόβει την DC συνιστώσα. Το φίλτρο σχεδιάστηκε να έχει -3dB υποβιβασμό στη συχνότητα των 60 Hz . Το κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 3.15.

Το φίλτρο θα αποτελείται από ένα κύκλωμα, το οποίο θα αποτελείται από Sallen Key τοπολογία 2^{ου} βαθμού. Η σχεδίαση περιορίζεται από μια παράμετρο. Αυτή η παράμετρος είναι ο παράγοντας ποιότητας Q . Δηλαδή, το κύκλωμα έχει συγκεκριμένο Q , διαφορετικά δεν υπάρχει απόκριση Butterworth. Ο περιορισμός του στον παράγοντα ποιότητας Q αυτού του φίλτρου είναι $Q=0.7071$ [40]. Είναι σημαντικό να αναφερθεί πως οι θεωρητικές από τις πραγματικές τιμές θα έχουν αποκλίσεις, αυτό είναι φυσιολογικό. Ωστόσο, κάποιες τιμές εξαρτημάτων έχουν τροποποιηθεί. Αυτό οφείλεται στο γεγονός πως, στο εμπόριο κυκλοφορούν συγκεκριμένες τιμές εξαρτημάτων. Λόγω αυτού, για να μην αυξηθεί η πολυπλοκότητα του κυκλώματος, επιλέχθηκαν τιμές εξαρτημάτων κοντά στις θεωρητικές τιμές σε σχέση με του εμπορίου, χωρίς να αλλάξει σημαντικά η συμπεριφορά του κυκλώματος. Για παράδειγμα, στο χαμηλοπερατό φίλτρο οι θεωρητικές τιμές των πυκνωτών είναι $C1 = 3.9\text{ uF}$ και $C2 = 1.8\text{ uF}$ και έχουν -3dB στα 60 Hz , αντί αυτών οι αλλαγμένες τιμές είναι $C1 = 4.7\text{ uF}$ και $C2 = 2.2\text{ uF}$ και έχουν -3dB στα 50 Hz . Κάτι τέτοιο είναι αποδεκτό, αφού οι συχνότητες ενδιαφέροντος είναι μέχρι περίπου 30 Hz . Όπως βλέπουμε και στο σχήμα 3.16 οι διαφορές είναι ελάχιστες και αμελητέες για την παρούσα εργασία.



Σχήμα 3.15: Σχεδίαση του κυκλώματος με τις θεωρητικές τιμές για συχνότητα -3dB στα 60 Hz .



Σχήμα 3.16: Απόκριση του φίλτρου, θεωρητικού με πράσινο, πραγματικού με κόκκινο. Διάγραμμα πλάτους (πάνω), διάγραμμα φάσης (κάτω).

Αν ξεκινήσει η ανάλυση με τον κανόνα των ρευμάτων του Kirchoff (K.C.L.) στους κόμβους V_x , V_{out} , V_{in} τότε θα προκύψουν οι παρακάτω εξισώσεις.

$$\frac{V_{in}-V_x}{R1} + \frac{V_{out}-V_x}{R2} + \frac{V_{out}-V_x}{\frac{1}{sC1}} = 0 \tag{3.24}$$

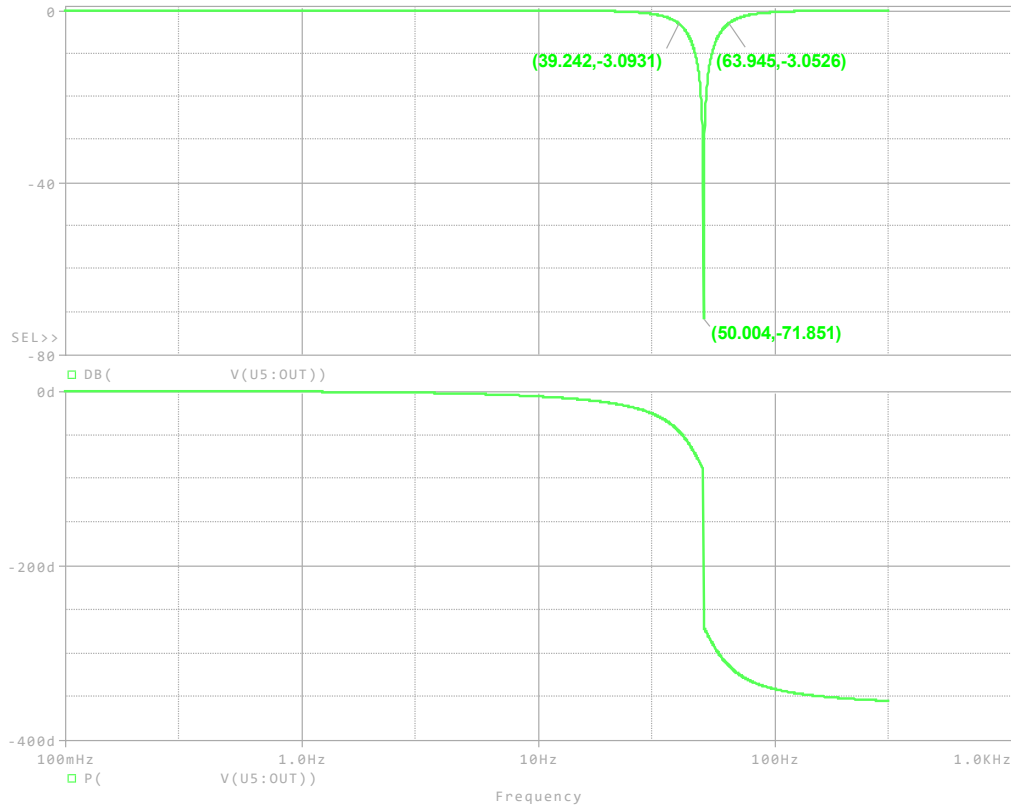
$$\frac{V_{in}-V_x}{R2} + \frac{0-V_{out}}{\frac{1}{sC2}} = 0 \tag{3.25}$$

Από τις εξισώσεις (1) και (2) προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος, όπου φαίνεται παρακάτω.

$$H_1(s) = \frac{1}{s^2(R1R2C1C2)+s(R1C2+R2C2)+1} \Rightarrow H_1(s) = \frac{1}{7 \cdot 10^{-6} s^2 + 3.6 \cdot 10^{-3} s + 1} \tag{3.26}$$

Ο τύπος για τον παράγοντα ποιότητας Q του κυκλώματος είναι ο παρακάτω.

$$Q = \frac{\sqrt{R1R2C1C2}}{R1C2+R2C2} \Rightarrow Q = 0.735 \tag{3.27}$$



Σχήμα 3.18: Διάγραμμα Bode του φίλτρου Notch.

Για την σωστή λειτουργία του κυκλώματος θα πρέπει να ισχύουν τα παρακάτω.

$$R1 = R2 = R \quad (3.28)$$

$$R3 = \frac{R1}{2} \quad (3.29)$$

$$C1 = C2 = C \quad (3.30)$$

$$C3 = 2 \cdot C1 \quad (3.31)$$

Η ανάλυση του κυκλώματος ξεκινάει από τον νόμο των ρευμάτων του Kirchoff.

$$\frac{V_{in}-V_a}{\frac{1}{sC1}} + \frac{V_o-V_a}{\frac{1}{sC2}} + \frac{V_x-V_a}{R3} = 0 \quad (3.32)$$

$$\frac{V_{in}-V_b}{R1} + \frac{V_o-V_b}{R2} + \frac{V_x-V_b}{\frac{1}{sC3}} = 0 \quad (3.33)$$

Η γενική συνάρτηση μεταφοράς ενός notch φίλτρου είναι η παρακάτω.

$$H_{notch}(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)s + \omega_0^2} \quad (3.34)$$

Από τις (1) και (2) μπορεί να αναχθεί η συνάρτηση μεταφοράς του παρών κυκλώματος.

$$H(s) = \frac{s^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)^2}{s^2 + \left(\frac{1}{RC}\right)\left(\frac{4R4}{R4+R5}\right)s + \left(\frac{1}{RC}\right)^2} = \frac{s^2 + 9.87 \cdot 10^4}{s^2 + 157.1s + 9.87 \cdot 10^4} \quad (3.35)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτουν και οι παρακάτω.

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.36)$$

$$Q = \frac{R5+R4}{4 \cdot R4} \quad (3.37)$$

$$BW = \frac{f_o}{Q} \quad (3.38)$$

Από την εξίσωση 3.38 προκύπτει άμεσα το εύρος ζώνης (BW) του κυκλώματος. Η παράμετρος αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική, καθώς ένα μικρό και στενό BW συνεπάγεται ότι διατηρείται μεγαλύτερο ποσοστό της πληροφορίας του εγκεφαλικού σήματος χωρίς απώλειες. Στη συγκεκριμένη βαθμίδα που προσομοιώνεται έχει επιλεγεί τιμή $BW = 25 \text{ Hz}$, η οποία αντιστοιχεί θεωρητικά σε παράγοντα ποιότητας $Q = 2$. Παρ' όλα αυτά, η πραγματική τιμή του Q ενδέχεται να διαφοροποιείται λόγω ανοχών εξαρτημάτων και κατασκευαστικών αποκλίσεων. Η αντίσταση $R5$ έχει υλοποιηθεί με ποτενσιόμετρο, επιτρέποντας τη ρύθμιση του Q . Επιπλέον, ποτενσιόμετρα θα τοποθετηθούν σε σειρά με τις αντιστάσεις $R1, R2, R3$ για την μικρομετρική ρύθμιση τους.

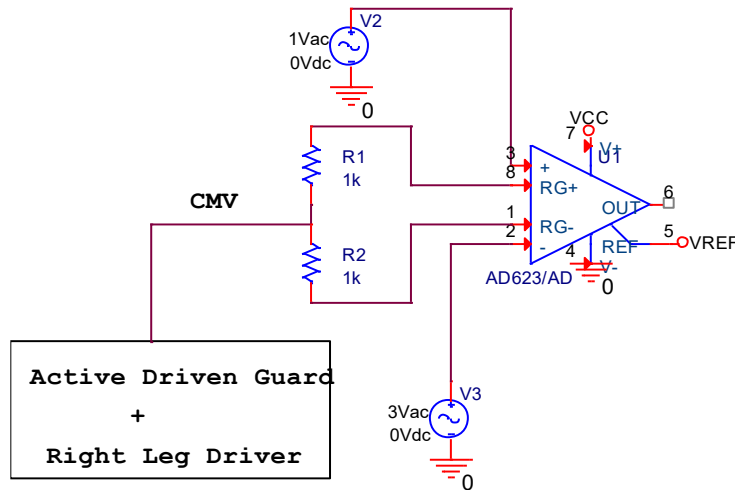
Στην πράξη, λόγω της ισχυρής παρεμβολής του θορύβου του ηλεκτρικού δικτύου (50 Hz), η αντίσταση $R5$ καθιερώθηκε στα 7 k Ω . Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται $Q = 2$, $BW=25 \text{ Hz}$ και βάθος -70 dB. Αυτό σημαίνει πως η επιρροή του notch ξεκινάει θεωρητικά από τα 37.5 Hz. Αυτό δεν αποτελεί πρόβλημα για την παρούσα εργασία, καθώς οι συχνότητες που ενδιαφέρουν είναι μέχρι την 30 Hz περίπου.

3.7 Κύκλωμα οδήγησης δεξιού ποδιού

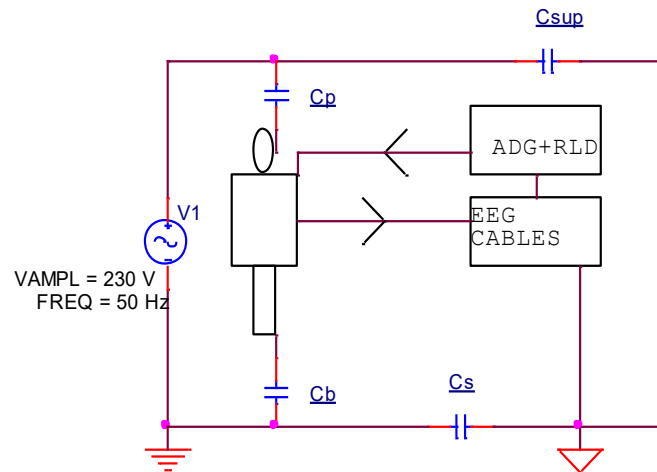
Υπάρχουν κι άλλες τεχνικές αποθορυβοποίησης ενός διαφορικού σήματος. Από δύο ηλεκτρόδια σε ένα κεφάλι εξάγεται η διαφορά δυναμικού ΔV που δημιουργείται στα σημεία που είναι τοποθετημένα. Εξίσου χρήσιμο μπορεί να γίνει και το κοινό σήμα CMV αυτών των ηλεκτροδίων. Διότι γνωρίζοντας αυτό το κοινό σήμα, τότε με την αντιστροφή του και την αποστολή του στο σώμα μέσω ενός τρίτου ηλεκτροδίου, τότε δημιουργείται ένας βρόχος αρνητικής ανάδρασης που μειώνει δραστικά το κοινό δυναμικό του σώματος. Με αυτόν τον τρόπο περιορίζεται ο θόρυβος που επάγεται εξωτερικά (π.χ. θόρυβος δικτύου 50/60 Hz) και ο οποίος εμφανίζεται εξίσου και στα δύο ηλεκτρόδια μέσω του ανθρώπινου σώματος.

Αυτή η τεχνική ονομάζεται κύκλωμα οδήγησης δεξιού ποδιού ή Right Leg Driver ή RLD. Ουσιαστικά είναι ένα κύκλωμα το οποίο ανιχνεύει αυτό το κοινό σήμα Common Mode Voltage CMV, το ενισχύει και το εγχέει στο σώμα αντεστραμμένο. Ο τρόπος που το ανιχνεύει βασίζεται στην αντίσταση $R3$ του σχήματος 3.13 του ενισχυτή οργανολογίας. Η πτώση τάσης της $R3$ ισούται με το CMV. Αυτό που συνήθως γίνεται στην πράξη είναι να αντικατασταθεί η $R3$ από δύο αντιστάσεις που έχουν τιμή την μισή της $R3$. Με αυτόν τον τρόπο λαμβάνεται το CMV αλλά μειωμένο στο μισό, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.19.

Συμπληρωματικά με αυτήν τη μέθοδο, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και η τεχνική του active driven guard ή ADG για τη μείωση παρασιτικών χωρητικοτήτων στα καλώδια των ηλεκτροδίων. Αυτή η τεχνική λαμβάνει επίσης το CMV και μέσω ενός απομονωτή το στέλνει στη θωράκιση των ομοαξονικών καλωδίων. Ο συνδυασμός των δύο τεχνικών, RLD για έλεγχο του θορύβου του σώματος και Active Guarding για τον περιορισμό χωρητικών ρευμάτων στα καλώδια, παρέχει ένα ιδιαίτερα αποδοτικό σύστημα αποθορυβοποίησης, ικανό να διατηρήσει υψηλή ποιότητα σήματος ακόμα και σε περιβάλλον με έντονες ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές. Αυτές οι δύο τεχνικές μπορούν να αυξήσουν το CMRR του συστήματος σε πολύ σημαντικό βαθμό, γεγονός που τις καθιστά απαραίτητες για ένα σύστημα καταγραφής εγκεφαλικού σήματος [41].



Σχήμα 3.19: Λήψη κοινού σήματος CMV



Σχήμα 3.20: Ηλεκτρικό μοντέλο παρεμβολής δικτύου στο σώμα. [42]

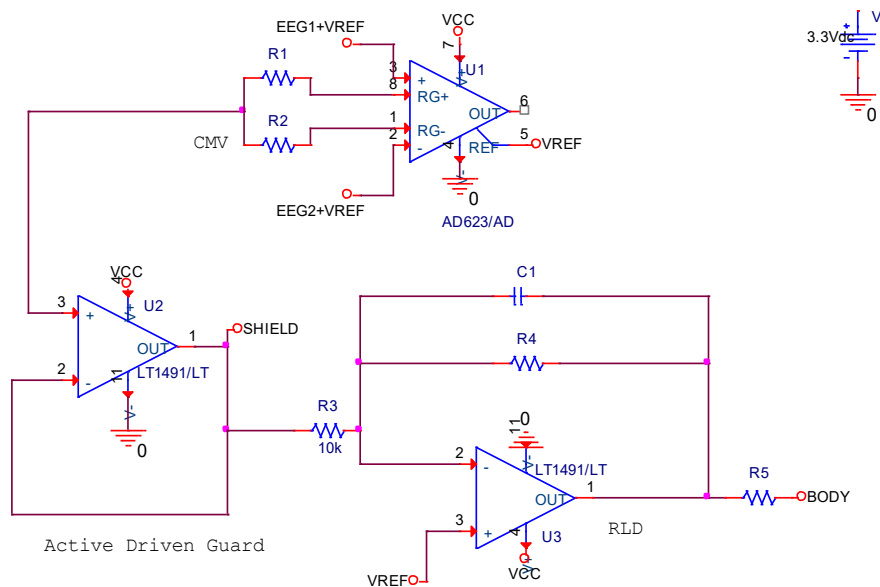
Το σχήμα 3.20 αναπαριστά ένα ηλεκτρικό ισοδύναμο που μοντελοποιεί την παρεμβολή του ηλεκτρικού δικτύου στο ανθρώπινο σώμα και το σύστημα καταγραφής του εγκεφαλικού σήματος. Το RLD ουσιαστικά εξασθενεί τον θόρυβο που εισέρχεται στο σώμα, το ADG εξασθενεί τον θόρυβο στην θοράκιση των καλωδίων και το φίλτρο Notch εξασθενεί με τη σειρά του αυτόν που εισέρχεται στο ηλεκτρονικό σύστημα καταγραφής.

Η πηγή τάσης V1 είναι το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Τώρα με τον συλλογισμό ότι, μεταξύ των γραμμών και του σώματος υπάρχει κενός χώρος και πως ο θόρυβος εισρέει ως ηλεκτρικό πεδίο ανάμεσά τους, η σύζευξη γίνεται χωρητικά. Στο μοντέλο υπάρχουν τέσσερις πυκνωτές C_p , C_b , C_s , C_{sup} . Ο πρώτος συνδέει το σώμα με την γραμμή ρεύματος. Ο δεύτερος τον ουδέτερο με το σώμα. Ο τρίτος την γείωση του συστήματος με τον ουδέτερο και ο τέταρτος την γραμμή με την γείωση του συστήματος [42].

Στην πράξη, η αντίσταση R4 θα υλοποιηθεί με ένα ποτενσιόμετρο ώστε να μπορεί το κέρδος της βαθμίδας να ρυθμιστεί κατάλληλα. Ο σκοπός είναι το κέρδος της βαθμίδας να φτάσει όσο μεγαλύτερο γίνεται, έτσι θα υπάρξει αντίστοιχα μεγάλη μείωση της παρεμβολής. Ο πυκνωτής C1 τοποθετείται κυρίως για να υπάρχει μια σταθερότητα και με αυτόν τον τρόπο προκείται ένας ολοκληρωτής. Ο

ολοκληρωτής δουλεύει ως ένα χαμηλοπερατό φίλτρο. Η αστάθεια μπορεί να προκληθεί από την χωρητικότητα που δημιουργείται στο ομοαξωνικό καλώδιο σε υψηλότερες συχνότητες [41]. Επίσης πολύ σημαντικό είναι η αντίσταση R5 πριν την είσοδο του σήματος στο σώμα. Αυτή η αντίσταση μειώνει το ρεύμα που οδηγείται στο ανθρώπινο σώμα, για λόγους ασφαλείας. Τα πρωτόκολλα αναφέρουν την τιμή των 50 μA ως αποδεκτή, η βιβλιογραφία προτείνει τιμή 60 k Ω για συστήματα με τροφοδοσία 3 V [41]. Στην παρούσα εργασία η αντίσταση ασφαλείας R5 έχει την τιμή 75 k Ω .

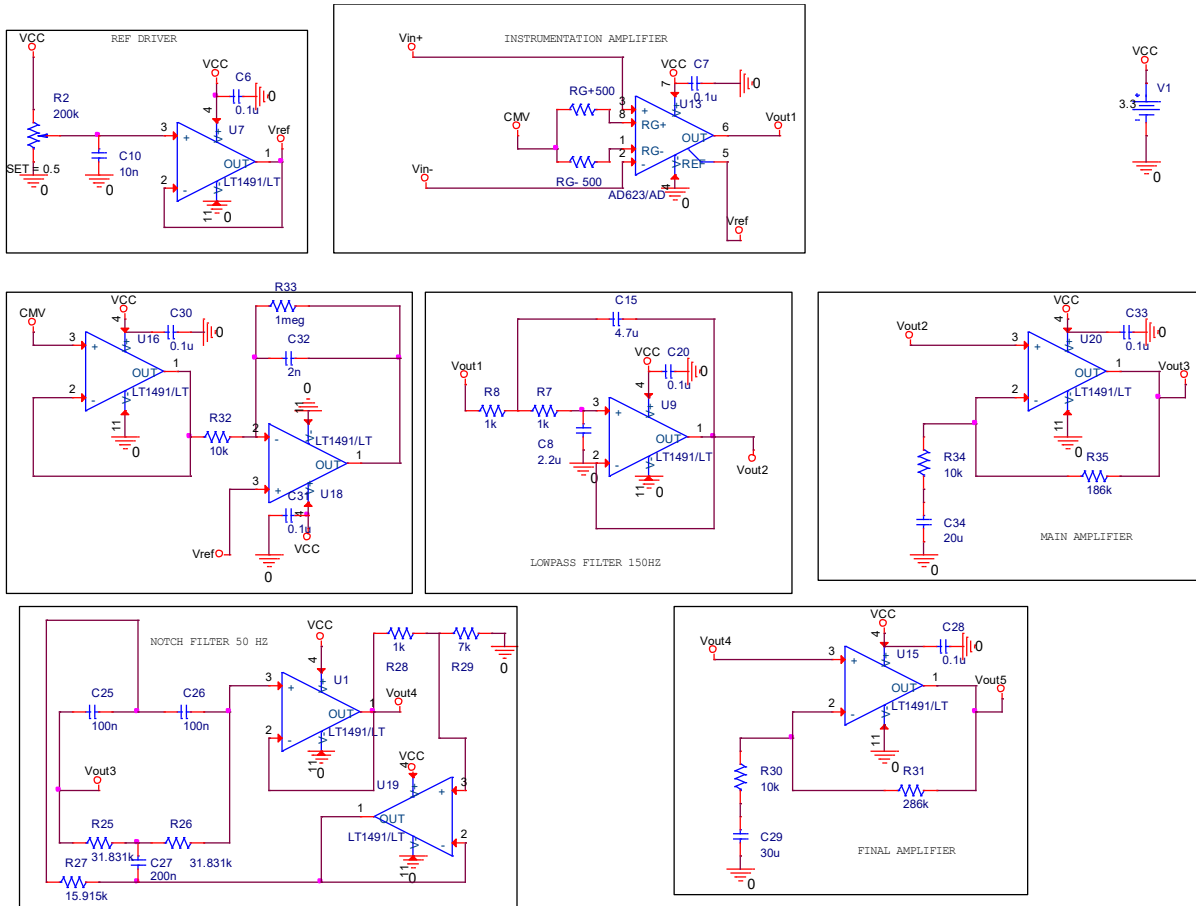
$$H_{integr}(s) = -\frac{R4}{R3} \cdot \left(\frac{1}{1+R4C1s} \right) \quad (3.39)$$



Σχήμα 3.21: Συνολικό κύκλωμα RLD.

3.8 Προσομοίωση συνολικού κυκλώματος

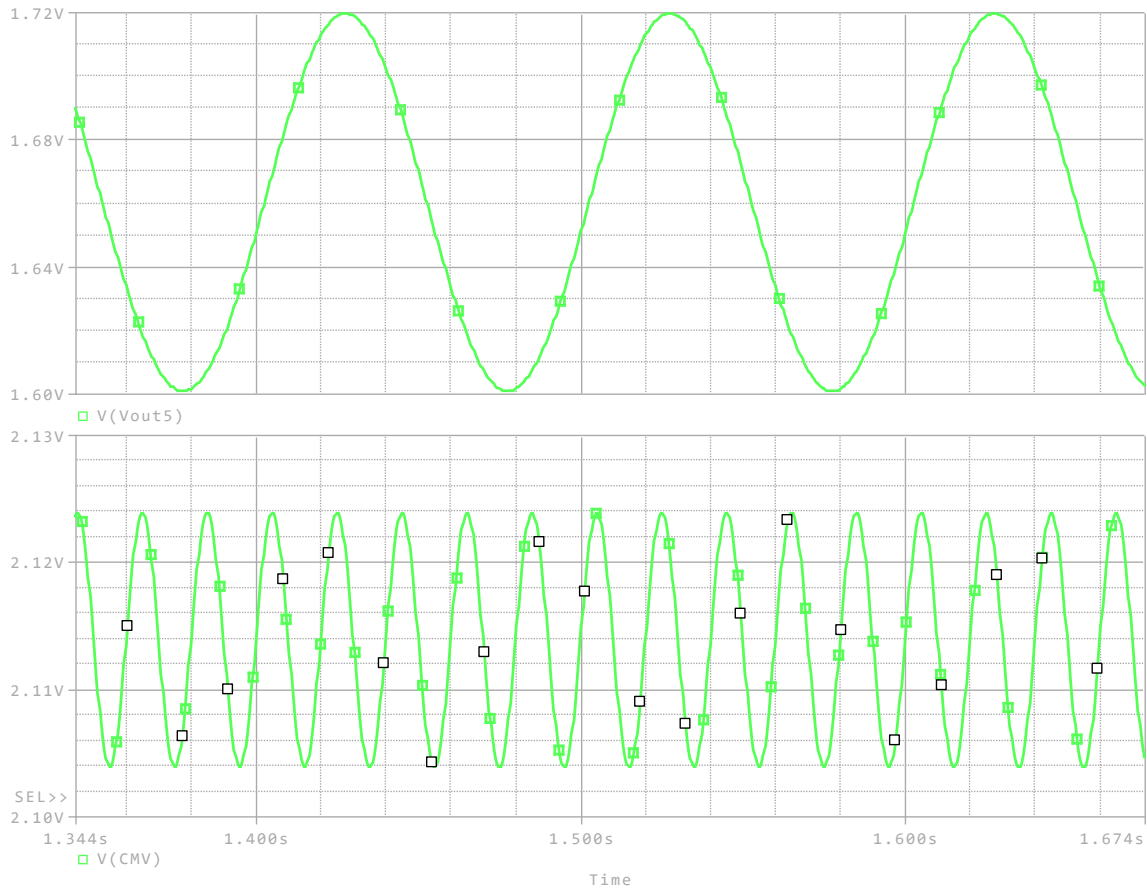
Όλες οι βαθμίδες που αναλύθηκαν και θα χρησιμοποιηθούν στην κατασκευή της συσκευής εξαγωγής εγκεφαλικού σήματος, μπορούν να αναλυθούν σε τρεις μεγάλες κατηγορίες. Αυτές είναι οι ενισχυτές, τα φίλτρα και τα κυκλώματα αποθρονοποίησης. Συνολικά το κύκλωμα δουλεύει με συχνότητες από τα 1 Hz έως και τα περίπου 50 Hz, που τις επιλέγει το βασικό φίλτρο δευτέρου βαθμού. Επίσης, θα κοπεί και η συχνότητα των 50 Hz και μια μάντα 5 Hz γύρω από αυτήν. Όσον αφορά την ενίσχυση του συστήματος, αυτή θα ρυθμίζεται με ποτενσιόμετρα. Με αυτόν τον τρόπο θα είναι δυνατή η ρύθμιση του πλάτους του εγκεφαλικού σήματος. Στο σχήμα 3.22 φαίνεται η σύνδεση όλων των τμημάτων που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες ενότητες. Ένα τέτοιο σύστημα δύσκολα θα μπορούσε να αναλυθεί χωρίς την βοήθεια των προσομοιώσεων. Γι' αυτό πριν από την υλοποίηση του κυκλώματος, είναι απαραίτητη η μελέτη και η συμπεριφορά του συστήματος στο πεδίο του χρόνου και στο πεδίο της συχνότητας. Η παρούσα προσομοίωση έγινε με το λογισμικό PSPICE της Cadence.



Σχήμα 3.22: Συνολικό κύκλωμα εξαγωγής εγκεφαλικού σήματος.

3.8.1 Αποτελέσματα στο πεδίο του χρόνου

Σε πρώτη φάση έγινε η ανάλυση στον χρόνο. Συνδέθηκαν ως εισοδοί στο κύκλωμα μία πηγή εναλλασσόμενης τάσης πλάτους 1 μV στη συχνότητα των 10 Hz με μια συνεχή τάση 1.5 V, στη μη αναστρέφουσα. Στην αναστρέφουσα, συνδέθηκε μια συνεχής τάση 1.5 V. Ωστόσο, και στις δύο πηγές υπάρχει σε σειρά μια πηγή συχνότητας 50 Hz και πλάτους 10 mV που προσομοιώνει τον κοινό θόρυβο της τάσης δικτύου. Έτσι η διαφορική τάση είναι πλάτους 1 mV συχνότητας 10 Hz και η κοινή τάση είναι πλάτους 10 mV και συχνότητας 50 Hz. Το αποτέλεσμα της εξόδου εμφανίζει τη διαφορική τάση της συχνότητας των 10 Hz ενισχυμένη κατά 95 dB. Η τάση CMV εμφανίζει την κοινή τάση της συχνότητας των 50 Hz να εισέρχεται πίσω στο ανθρώπινο σώμα. Με αυτά τα αποτελέσματα η προσομοίωση δείχνει ότι το κύκλωμα δουλεύει όπως προβλέπεται. Ότι το κύκλωμα ενισχύει την διαφορά των εισόδων 95 dB και ότι η κοινή τάση CMV επιστρέφει πίσω στο σώμα.



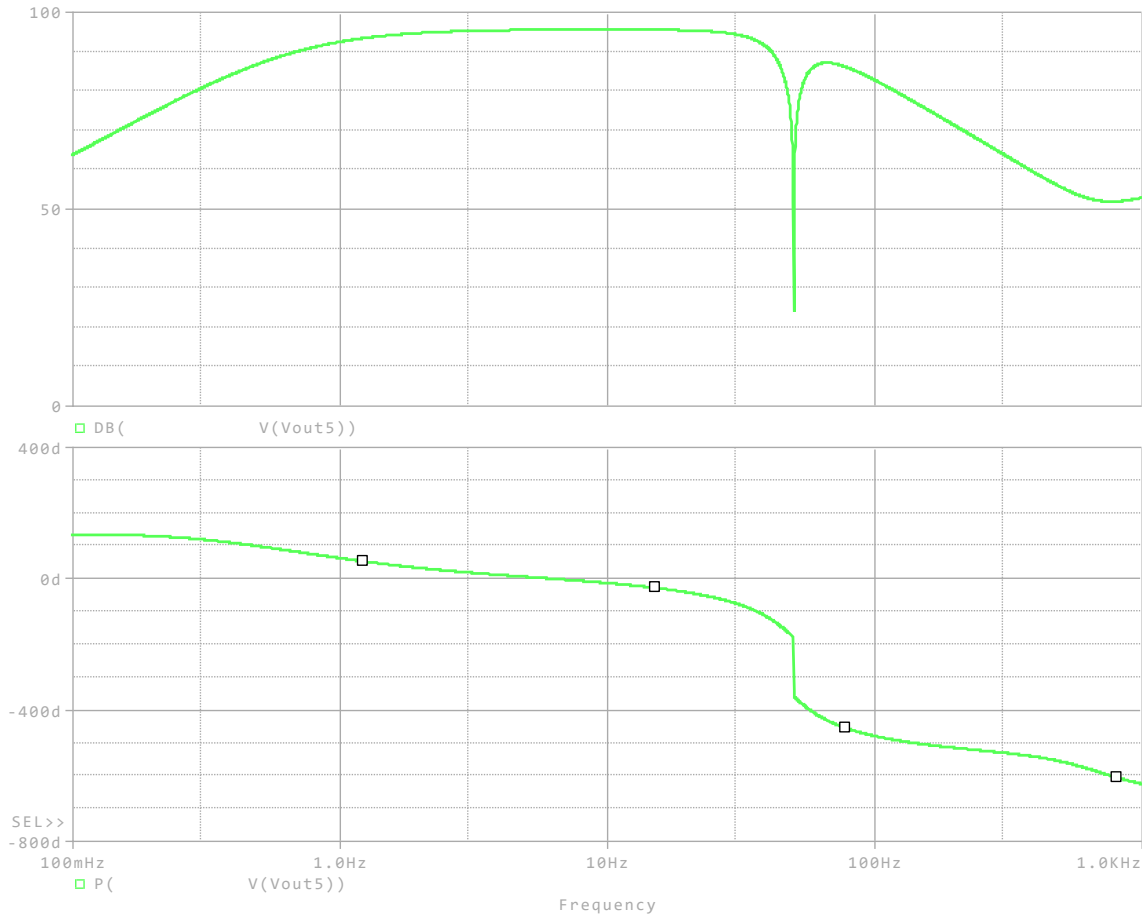
Σχήμα 3.23: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο πεδίο του χρόνου. Πάνω η τάση CMV (συχνότητα 50 Hz), κάτω η έξοδος του κυρίως κυκλώματος (συχνότητα 10 Hz).

3.8.2 Αποτελέσματα στο πεδίο της συχνότητας

Στο πεδίο της συχνότητας αναλύθηκε κυρίως το σήμα εξόδου και όχι τόσο η τάση εξόδου του RLD. Γι' αυτόν τον λόγο δεν προστέθηκε κοινό σήμα, παρά μόνο διαφορικό. Όπως και στην προηγούμενη προσομοίωση, έτσι και σε αυτήν το κύκλωμα συμπεριφέρεται προβλεπόμενα. Συγκεκριμένα, από τα αποτελέσματα φαίνεται ότι μετά στα 50 Hz υπάρχει -3dB υποβιβασμός και στα 100 Hz υπάρχει -12 dB. Αυτές οι δύο τιμές δημιουργούν μια κλίση -12 dB ανά οκτάβα.

Επιπλέον, στις χαμηλές συχνότητες παρατηρείται μια μικρή κλίση 6dB ανά οκτάβα. Αυτό οφείλεται στους AC ενισχυτές, οι οποίοι είναι δύο. Με αυτούς προκύπτουν δύο πόλοι και δύο μηδενικά, όπου ως σκοπό έχουν να μην ενισχύουν την DC τάση. Πιο συγκεκριμένα παρατηρείται -3 dB στα 1 Hz και -9 dB στα 0.5 Hz.

Εύκολα παρατηρείται ο υψηλός παράγοντας μείωσης στη συχνότητα των 50 Hz. Αυτό προκύπτει από το Notch φίλτρο. Εδώ φαίνεται αρκετά καθαρά πως δεν επηρεάζει άλλες συχνότητες, παρά μόνο την παρεμβολή των 50 Hz ως κεντρική συχνότητα και ένα μικρό εύρος ζώνης των +/- 12.5 Hz γύρω από αυτήν. Επιπλέον, η συχνотική απόκριση φανερώνει ότι το κύκλωμα είναι καλά ρυθμισμένο, με σταθερή συμπεριφορά και χωρίς ανεπιθύμητες επιδράσεις σε γειτονικές συχνότητες, γεγονός που το καθιστά κατάλληλο για εφαρμογές βίο ηλεκτρικών σημάτων όπου απαιτείται υψηλή απόρριψη θορύβου και διατήρηση του σήματος. Το επόμενο βήμα είναι η υλοποίηση στο ράστερ και τέλος σε πλακέτα.



Σχήμα 3.24: Διάγραμμα Bode τάσης εξόδου του κυκλώματος.

3.9 Υλοποίηση συνολικού κυκλώματος σε πλακέτα

Η σχεδίαση της πλακέτας θα γίνει στο λογισμικό KiCad 7.0. Η ροή εργασίας σε αυτό και σε όλα τα λογισμικά σχεδίασης πλακετών είναι συγκεκριμένη. Πρώτα, δημιουργείται το σχηματικό. Αυτό είναι ουσιαστικά το σχήμα 3.28 και αφού σχεδιαστεί τότε αποθηκεύεται με την κατάληξη `.kicad_sch`. Αυτό το αρχείο περιέχει όλες τις πληροφορίες για την τοπολογία του κυκλώματος. Το λογισμικό έχει στη διάθεση του σχεδιαστή, μια βιβλιοθήκη με αρκετά στοιχεία, όπως αντιστάσεις, πυκνωτές, ολοκληρωμένα κυκλώματα επώνυμων κατασκευαστικών εταιριών, ακίδες εξόδου και πολλά χρήσιμα στοιχεία για την σχεδίαση οποιουδήποτε κυκλώματος.

Στο ίδιο σχηματικό αντιστοιχίζονται ακόμα δύο ιδιότητες. Αυτές είναι, ένα όνομα και το footprint της επιλογής του σχεδιαστή. Το footprint είναι η ακριβής αναπαράσταση ενός στοιχείου στην πραγματική πλακέτα. Σε δεύτερη φάση, ξεκινάει η σχεδίαση ενός άλλου αρχείου, αυτό ονομάζεται αρχείο πλακέτας με κατάληξη `.kicad_pcb`. Σε αυτό το στάδιο σχεδιάζεται η ρεαλιστική αναπαράσταση του σχηματικού. Αυτό το αρχείο περιέχει όλες τις πληροφορίες της πλακέτας σχετικά με τις διαδρομές (πλάτος, υλικό, θέση κ.λπ), τα εξαρτήματα, τα μεταλλικά σημεία που ακουμπάνε οι ακροδέκτες των εξαρτημάτων ή pads, οι τρύπες που υπάρχουν για να μεταφέρεται μια διαδρομή από την μία πλευρά της πλακέτας στην άλλη ή σήραγγες ή νίαις και τέλος τις συμβολοσειρές που γράφουν τα ονόματα των εξαρτημάτων κ.λπ ή silkscreen.

Το τελικό στάδιο είναι να δημιουργηθεί το αρχείο gerber που θα παραλάβει ο κατασκευαστής. Αυτό είναι το τελικό αρχείο που θα δώσει τις εντολές στο μηχάνημα κατασκευής πλακετών, ώστε να υλοποιηθεί η πλακέτα. Αυτό το αρχείο αποτελείται από πολλά αρχεία που αποθηκεύουν τις

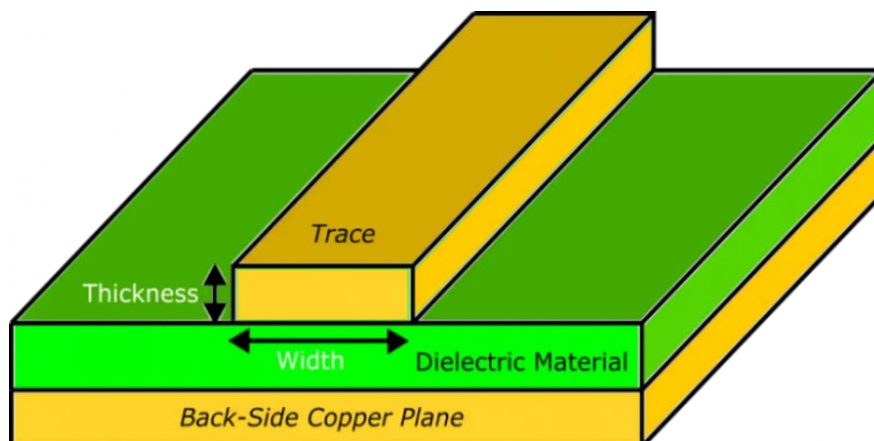
πληροφορίες διαστάσεων με κατάληξη .gbr και από τα αρχεία που αποθηκεύουν τις πληροφορίες διατρήσεων .drl.gbr.

Ο γενικός κανόνας που πρέπει να ακολουθείται είναι η ευανάγνωστη παρουσία του σχηματικού και της πλακέτας. Διότι, πιθανόν να υπάρχει επέκταση ή αλλαγή του αρχείου μετά από αρκετό χρονικό διάστημα, έτσι ο σχεδιαστής πρέπει να μπορεί να αναγνωρίσει αυτό που βλέπει. Εξίσου σημαντικό είναι ο σχεδιασμός των διαδρομών, καθώς μέσω αυτών το ρεύμα διαρρέει ανά βαθμίδα. Πιο συγκεκριμένα όσο πιο μεγάλη σε πλάτος είναι μια διαδρομή τόσο μικραίνει η αντίσταση της ανά χιλιοστό, διατηρώντας έτσι την ποιότητα του σήματος. Επίσης, όσο πιο μεγάλο είναι το πλάτος της, τόσο πιο εύκολα μπορεί να την δημιουργήσει το μηχάνημα του κατασκευαστή και επομένως τόσο μειώνεται η πιθανότητα να γίνει κάποιο σφάλμα κατά την διάρκεια της παραγωγής της.

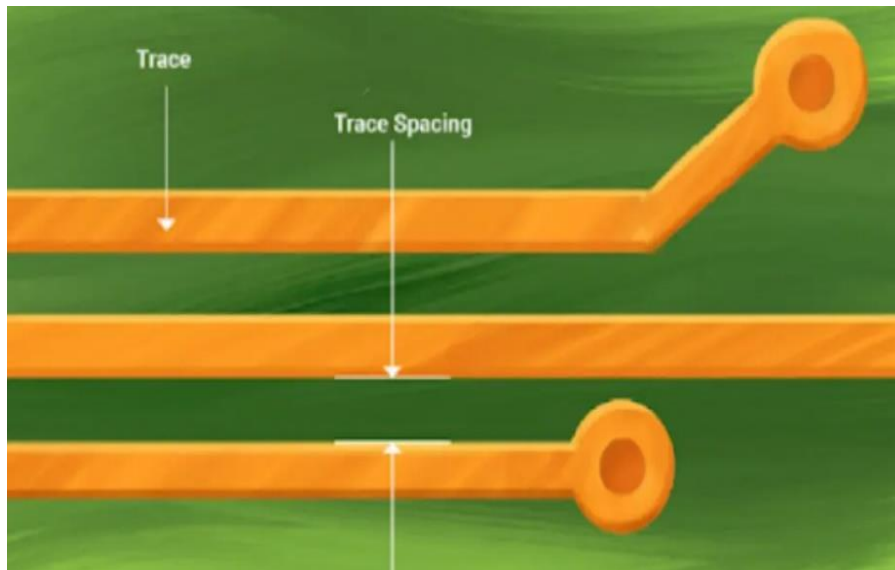
Όσο ισχύει η προηγούμενη συνθήκη άλλο τόσο ισχύει και η ελαχιστοποίηση του μήκους της διαδρομής που ενώνει δύο ακίδες εξαρτημάτων. Καθώς όσο πιο μεγάλο είναι αυτό τόσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση της και συνεπώς ο θερμικός θόρυβος. Επιπλέον, οι διαδρομές δεν πρέπει να έχουν ορθές ή οξείες γωνίες. Η απόσταση μεταξύ των εξαρτημάτων πρέπει να είναι η μέγιστη, καθώς έτσι μειώνεται η παρασιτική χωρητικότητα ανάμεσα τους και ταυτόχρονα μειώνεται και η μαγνητική σύζευξη που μπορεί να υπάρξει μεταξύ των εξαρτημάτων.

Επιπροσθέτως, η γείωση πρέπει να αποτελείται από μεγάλες περιοχές (ground planes) και όχι από ξεχωριστές και διαφορετικές διαδρομές ροής ρεύματος, έτσι μειώνεται δραστικά ο θόρυβος της πλακέτας. Ένα παράδειγμα ξεχωριστών διαδρομών προς τη γείωση παρουσιάζεται στο σχήμα 3.22. Οι διαδρομές τροφοδοσίας πρέπει να έχουν μεγαλύτερο πλάτος από τις υπόλοιπες, καθώς διαρρέονται από την μέγιστη τιμή ρεύματος της πλακέτας. Όσο πιο μεγάλη η τιμή ρεύματος σε μια διαδρομή, τόσο αυξάνεται η ανάγκη για μείωση της αντίστασης της ώστε να μειωθούν και τα θερμικά παράσιτα. Τέλος, κρίνεται αναγκαίο να τοποθετηθούν πυκνωτές παράκαμψης (bypass) στις τροφοδοσίες των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων [43].

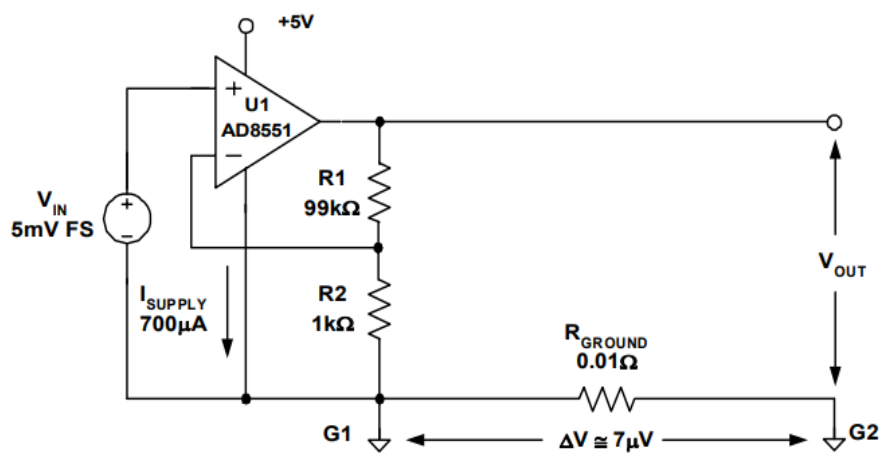
Επιπλέον, η σωστή επιλογή και οργάνωση των επιπέδων της πλακέτας είναι κρίσιμη για τη σταθερότητα της πλακέτας. Τοποθετώντας τα επίπεδα τροφοδοσίας και γείωσης σε συνεχείς μεγάλες επιφάνειες, μειώνεται η αντίσταση και η επαγωγή του κυκλώματος, καθώς και η ανεπιθύμητη συμπεριφορά των ρευμάτων επιστροφής.



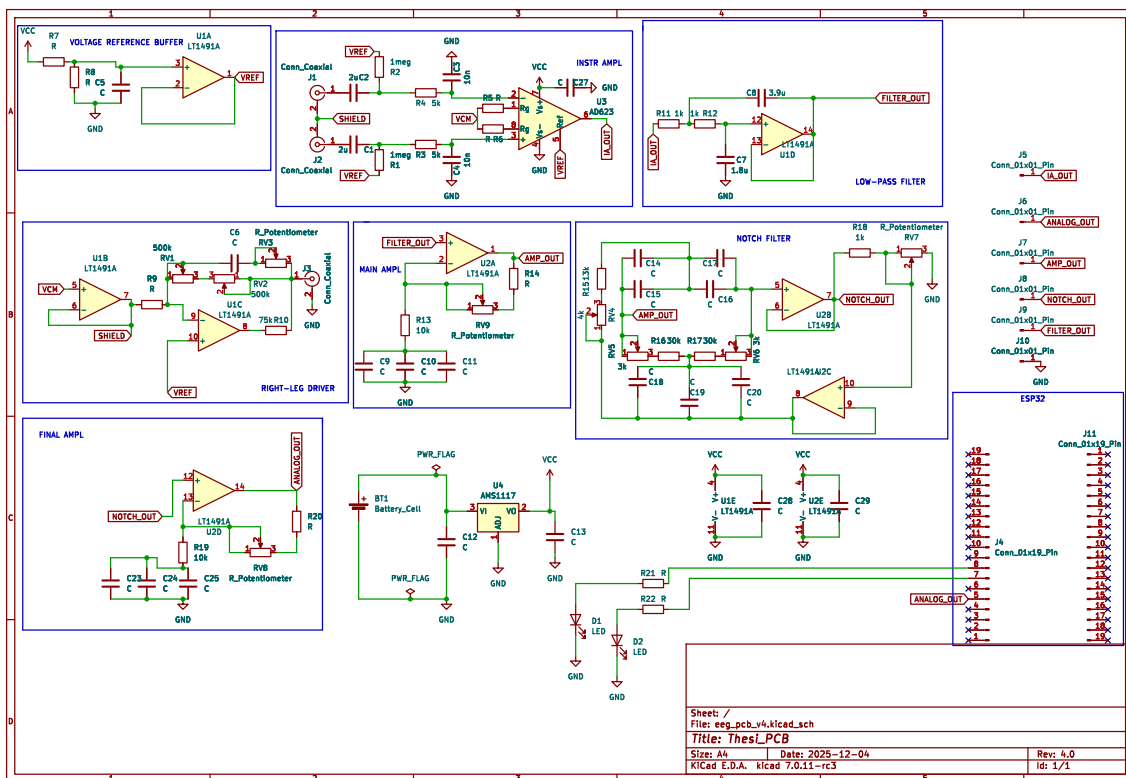
Σχήμα 3.25: Χαρακτηριστικά διαδρομής. [44]



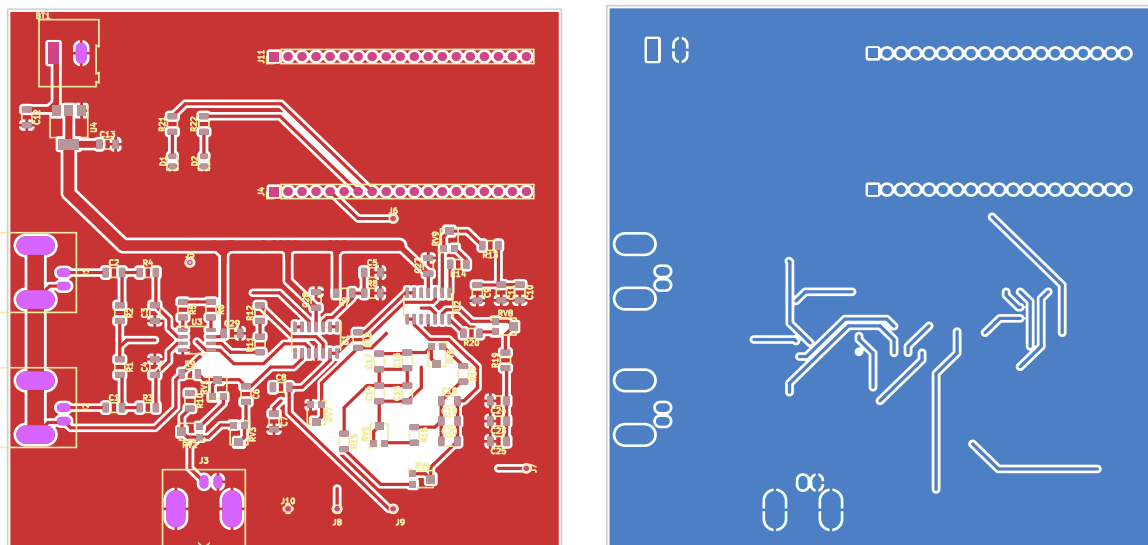
Σχήμα 3.26: Απόσταση μεταξύ διαδρομών. [44]



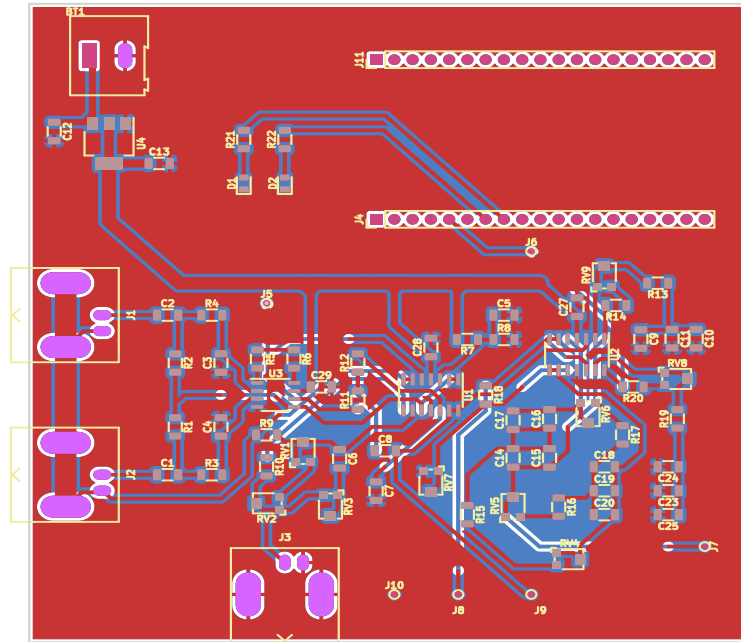
Σχήμα 3.27: Μοντέλο πτώσης τάσης διαδρομής. [43]



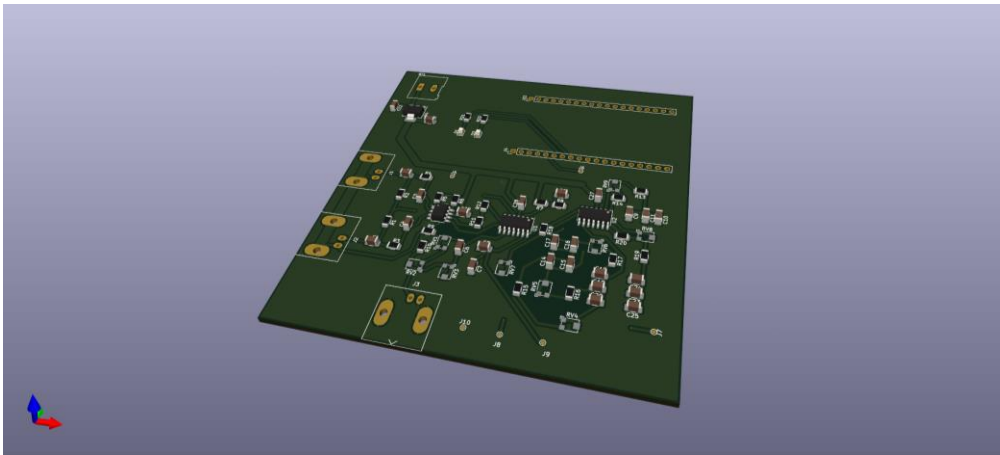
Σχήμα 3.28: Σχηματικό συνολικού κυκλώματος.



Σχήμα 3.29: Πάνω επίπεδο (αριστερά), κάτω επίπεδο (δεξιά).

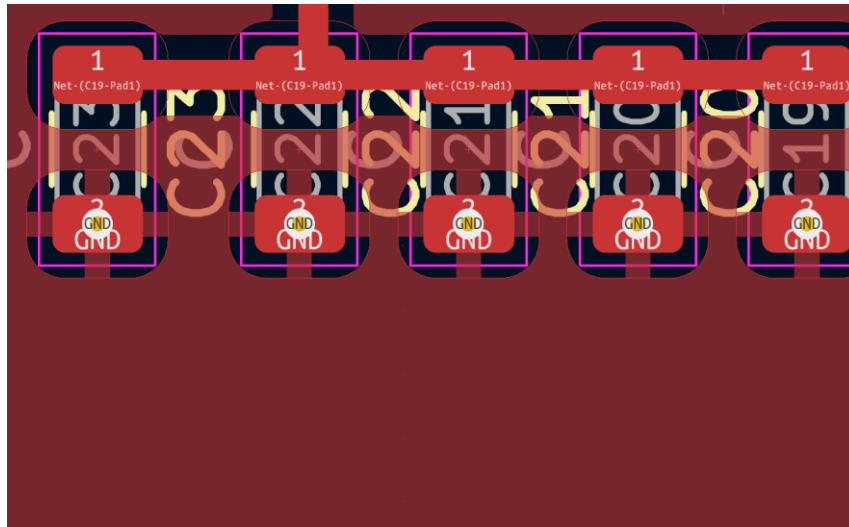


Σχήμα 3.30: Όλα τα επίπεδα της πλακέτας.



Σχήμα 3.31: Τρισδιάστατη απεικόνιση της πλακέτας.

Η πλακέτα σχεδιάστηκε με δύο επίπεδα, το επάνω επίπεδο θα χρησιμοποιηθεί για την σχεδίαση διαδρομών του σήματος. Το κάτω επίπεδο θα χρησιμοποιηθεί επίσης για τις ανάγκες της μεταφοράς του σήματος. Το πλάτος των γραμμών θεσπίστηκε στα 0.6 mm και η ελάχιστη απόσταση μεταξύ διαδρομών είναι ίσα με 0.5 mm. Ωστόσο, η γραμμή τροφοδοσίας έφτασε το πλάτος και των 3 mm. Οι διαστάσεις της πλακέτας είναι 100.3300 mm και 101.6000 mm, συνολικά 10193.5280 mm². Συνολικά, υπάρχουν 52 τρύπες through hole εξαρτημάτων και 173 smd επιφάνειες. Όλες οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές επιλέχθηκαν να είναι smd ώστε να καλύπτουν λιγότερο χώρο και να είναι λιγότερα εκτεθειμένα σε ηλεκτρομαγνητικό θόρυβο. Οι διαστάσεις τους είναι 1208, δηλαδή 3.05 mm μήκος και 2.03 mm πλάτος. Επίσης, στην κατασκευή της πλακέτας υπάρχει η δυνατότητα να γίνει ένα γέμισμα στον κενό χώρο της πλακέτας με χαλκό. Αυτό χρησιμοποιήθηκε για να δημιουργήσει μεγάλες περιοχές γείωσης σε όλη την πλακέτα, ώστε να μην υπάρχει καμία διαδρομή προς την γείωση.

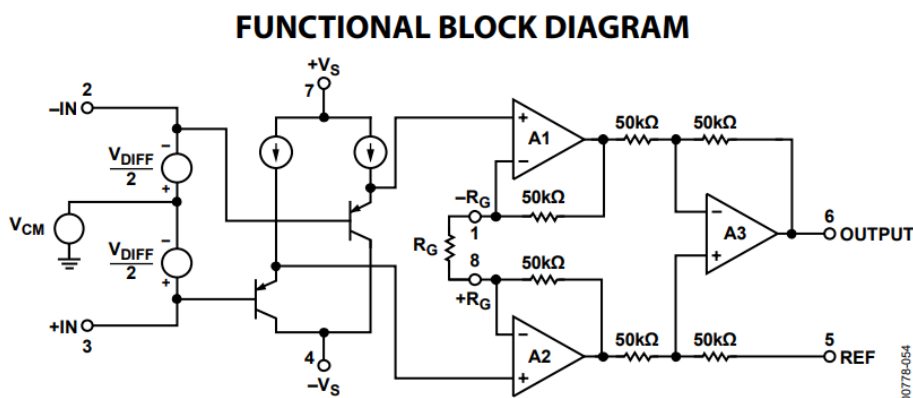


Σχήμα 3.32: Περιοχές γείωσης.

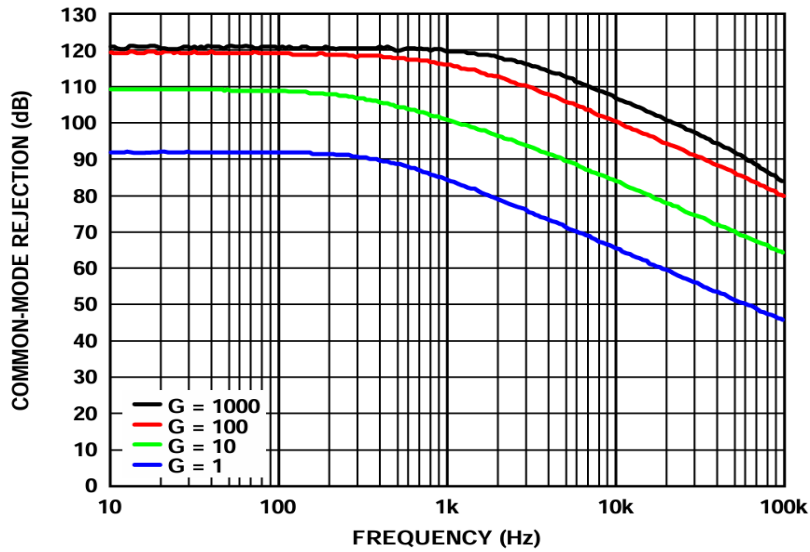
3.10 Επιλογή εξαρτημάτων

Απαραίτητη είναι η σωστή επιλογή των εξαρτημάτων. Για τον ενισχυτή οργανολογίας επιλέχθηκε ο AD623 της εταιρείας ANALOG DEVICES. Αποτελείται από τρεις τελεστικούς ενισχυτές σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος. Είναι χαμηλής κατανάλωσης ισχύος και μπορεί να πολωθεί με αρκετά χαμηλές τάσεις, η πόλωση του ξεκινάει από την τιμή των 2.7 V. Το κέρδος του εξαρτάται από μία εξωτερική αντίσταση. Σε περίπτωση που δεν συνδεθεί αυτή τότε το κέρδος είναι μονάδα. Το μέγιστο όριο ενίσχυσης που μπορεί να αγγίξει είναι το κέρδος των 1000 με την αντίσταση 100 Ω. Το κοινό σήμα απορρίπτεται πολύ αποτελεσματικά, έως και την συχνότητα των 200 Hz.

Στην παρούσα εργασία, η ενίσχυση που επιλέχθηκε είναι στην τιμή των 40 dB ή 101. Αυτό το κέρδος ρυθμίστηκε με μια αντίσταση των 1 kΩ. Με βάση το κέρδος, διαμορφώνεται και το CMRR. Όπου σύμφωνα με το datasheet είναι στα 120 dB, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.34. Ο θόρυβος τάσης σε αναφορά με την είσοδο RTI φτάνει την τιμή των 50 nV ανά τετραγωνική ρίζα συχνότητας στα 100 Hz, καθιστώντας τον AD623 ένα ενισχυτή οργανολογίας χαμηλής τάσης.

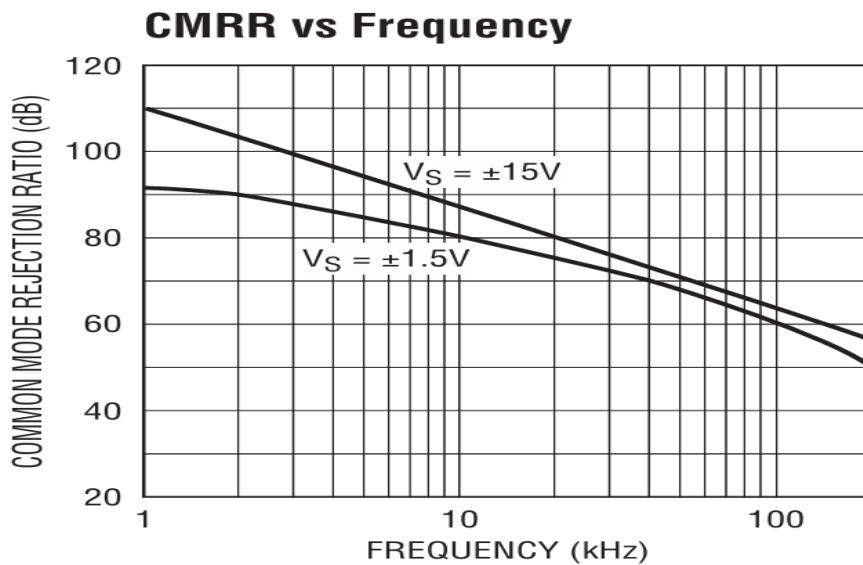


Σχήμα 3.33: Μπλοκ διάγραμμα του AD623. [45]



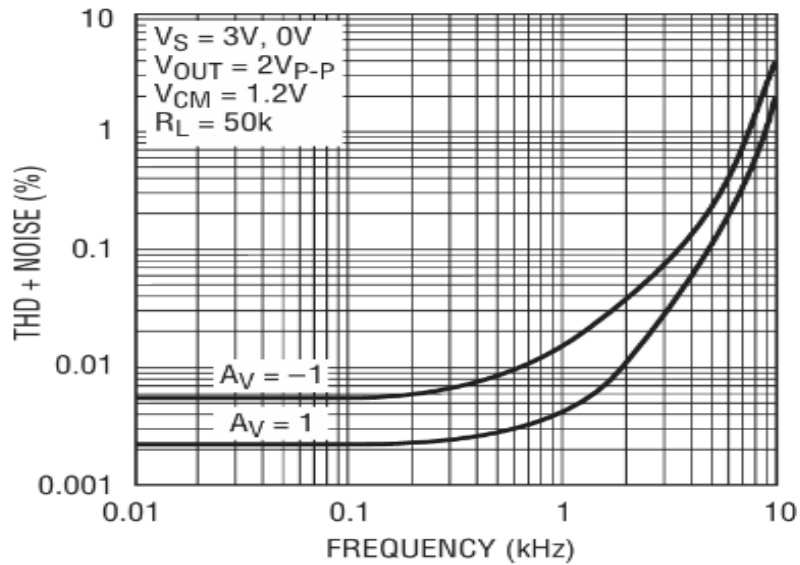
Σχήμα 3.34: Καμπύλες CMRR του AD623 συναρτήσει της συχνότητας. [45]

Ως τελεστικός ενισχυτής του κυκλώματος επιλέχθηκε ο LT1491A της Linear Technology. Αποτελεί έναν ενισχυτή χαμηλής κατανάλωσης ισχύος, καθιστώντας τον ιδανικό για την τροφοδοσία των 3.3 V. Είναι rail-to-rail που σημαίνει ότι μπορεί να αξιοποιήσει πλήρως όλη την τάση τροφοδοσίας. Η τιμή του Gain Bandwidth Product αυτού είναι στην τιμή των 200 kHz, αυτό σημαίνει ότι καλύπτει τις ανάγκες για τη χρήση ως φίλτρο. Το CMRR αυτού σε συχνότητες κάτω του 1 kHz φτάνει τα 98 dB και η διαχείριση των παραμορφώσεων του σήματος εισόδου είναι αρκετά καλή για ένα σήμα στις συχνότητες αυτές του εγκεφαλικού.



Σχήμα 3.35: Καμπύλες CMRR του LT1491 συναρτήσει της συχνότητας. [46]

Total Harmonic Distortion + Noise vs Frequency

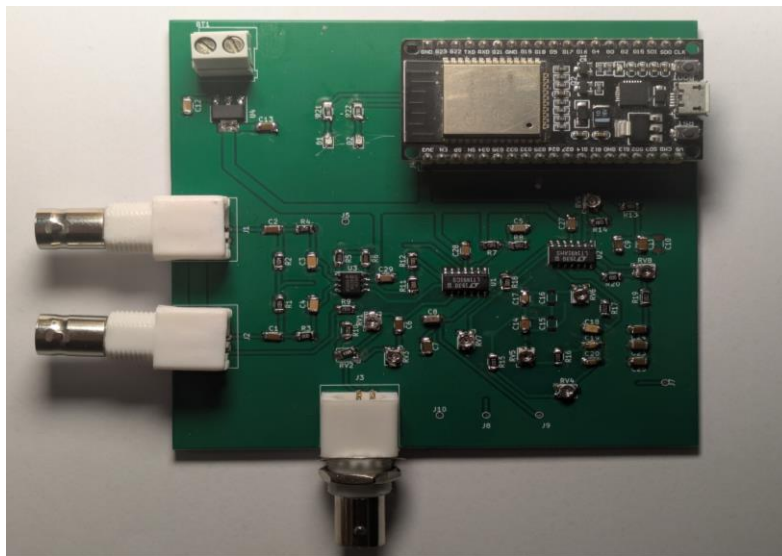


Σχήμα 3.36: Καμπύλες αρμονικής παραμόρφωσης σήματος του LT1491A συναρτήσει της συχνότητας. [46]

3.11 Μέθοδοι ελέγχου λειτουργικότητας πλακέτας

Αφού γίνει η παραλαβή της πλακέτας από τον κατασκευαστή και γίνουν οι κολλήσεις των εξαρτημάτων σε αυτήν, τότε η πλακέτα είναι έτοιμη για τα πρώτα αναγνωριστικά τεστ. Αυτά τα τεστ έχουν ως σκοπό πρώτον να γνωστοποιηθεί η προβλεπόμενη λειτουργικότητα της πλακέτας, δεύτερον να ρυθμιστούν σωστά τα ποτενσιόμετρα της και τρίτον να εξαχθεί σωστά το εγκεφαλικό σήμα χωρίς παραμορφώσεις και με τον ελάχιστο δυνατό θόρυβο. Η ρύθμιση των ποτενσιόμετρων γίνεται με σκοπό η τάση εξόδου να φτάσει συγκεκριμένα επίπεδα. Παράλληλα με αυτό να μην υπάρξει αλλοίωση της πληροφορίας.

Το κύκλωμα λειτουργεί διαφορικά, δηλαδή δέχεται δύο εισόδους και τις αφαιρεί. Δεδομένου αυτού αν οι δύο εισοδοί βραχυκυκλωθούν, τότε η έξοδος θα πρέπει να είναι μηδενικού πλάτους. Στην πραγματικότητα αυτό που θα εμφανιστεί ως έξοδος θα είναι η τάση αναφοράς των 1.6 V.



Σχήμα 3.37: Κύκλωμα σε μορφή πλακέτας.

Το επόμενο βήμα είναι η ταύτιση των θεωρητικών τιμών με αυτές των πρακτικών και των προσομοιώσεων. Δηλαδή, να βρεθεί η ακριβής συχνότητα -3dB του χαμηλοπερατού φίλτρου, καθώς και η ακριβής συχνότητα αποκοπής του. Επίσης, είναι απαραίτητη η εύρεση της συχνότητας συντονισμού του φίλτρου Notch και αναλόγως να ρυθμιστεί. Επιπλέον, σημαντική κρίνεται και η εύρεση της συχνότητας που δημιουργείται υποβάθμιση -3dB των υψηλοπερατών φίλτρων που δημιουργούνται από τους AC ενισχυτές. Τέλος, να ρυθμιστεί το συνολικό κέρδος των ενισχυτών στα 95.3 dB , δηλαδή σε γραμμική κλίμακα $58.016 \cdot 10^3$.

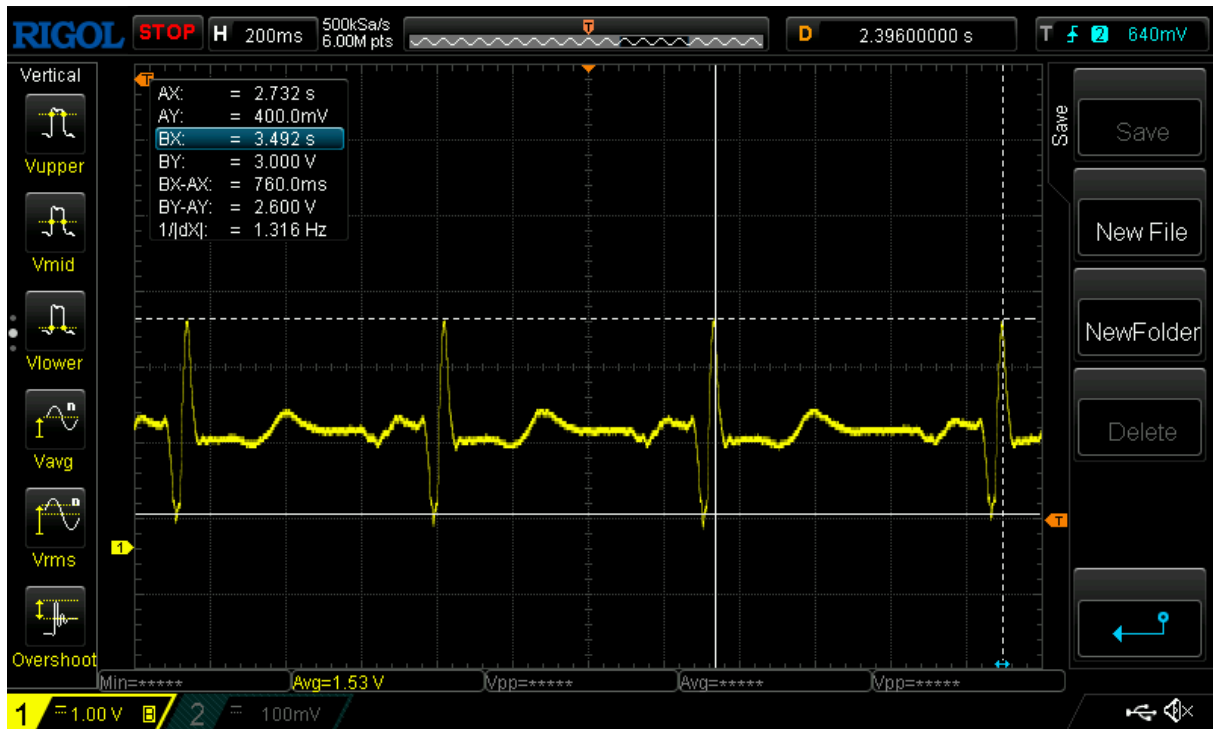
Πίνακας 1: Σύγκριση τιμών θεωρίας, προσομοιώσεων και πειραμάτων.

	Θεωρητικό	Προσομοίωση	Πραγματικό
$f_{-3\text{dB, Lowpass}}$	50 Hz	51.6 Hz	52 Hz
$f_{-12\text{dB, Lowpass}}$	100 Hz	98.8 Hz	95 Hz
$f_{-3\text{dB, Highpass}}$	1 Hz	1 Hz	1.4 Hz
$BW_{-3\text{dB, Notch}}$	25 Hz	24.7 Hz	24.5 Hz
$f_{\text{cut, Notch}}$	50 Hz	50 Hz	49.9 Hz

3.11.1 Μέθοδος ΗΚΔ

Εφόσον καταγράφηκαν τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος, είναι στιγμή να γίνουν οι πρώτες δοκιμές σε ανθρώπινο σώμα. Πριν την εξαγωγή εγκεφαλικού σήματος, μπορεί να γίνει εξαγωγή του καρδιακού σήματος ή ΗΚΔ. Η διαδικασία εξαγωγής καρδιακού σήματος είναι ίδια με αυτή του εγκεφαλικού, με την διαφορά πως το καρδιακό είναι πιο ισχυρό και έχει διαφορετικό φάσμα συχνοτήτων. Έτσι αν μειωθεί το κέρδος και συνδεθεί στο σώμα, τότε θα εξαχθεί ΗΚΔ. Αυτή είναι μια καλή μέθοδος να ελεγχθεί η λειτουργικότητα του κυκλώματος. Έτσι, αυτό το πείραμα δεν αποτελεί κάποιον άλλον σκοπό, πέραν της βεβαίωσης ότι το κύκλωμα μπορεί να λειτουργήσει στην εξαγωγή βιοηλεκτρικών σημάτων. Γι' αυτό δεν θα γίνει καταγραφή κάποιων ιδιαίτερων τιμών παρά μόνο του πλάτους και της περιόδου του ΗΚΔ.

Για το πείραμα χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρόδια χλωριούχου άργυρου (Ag/AgCl) με αγωγή αλοιφή ειδική για ΗΚΔ. Συνδέοντας, το ένα ηλεκτρόδιο στη θέση LA, το άλλο στη θέση LL και το RLD στο χέρι και μειώνοντας το κέρδος, τα αποτελέσματα ήταν τα παρακάτω. Η καταγραφή έγινε με τον παλμογράφο Rigol DS1202 Z-E. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.38 η εξαγωγή του ΗΚΔ πέτυχε.



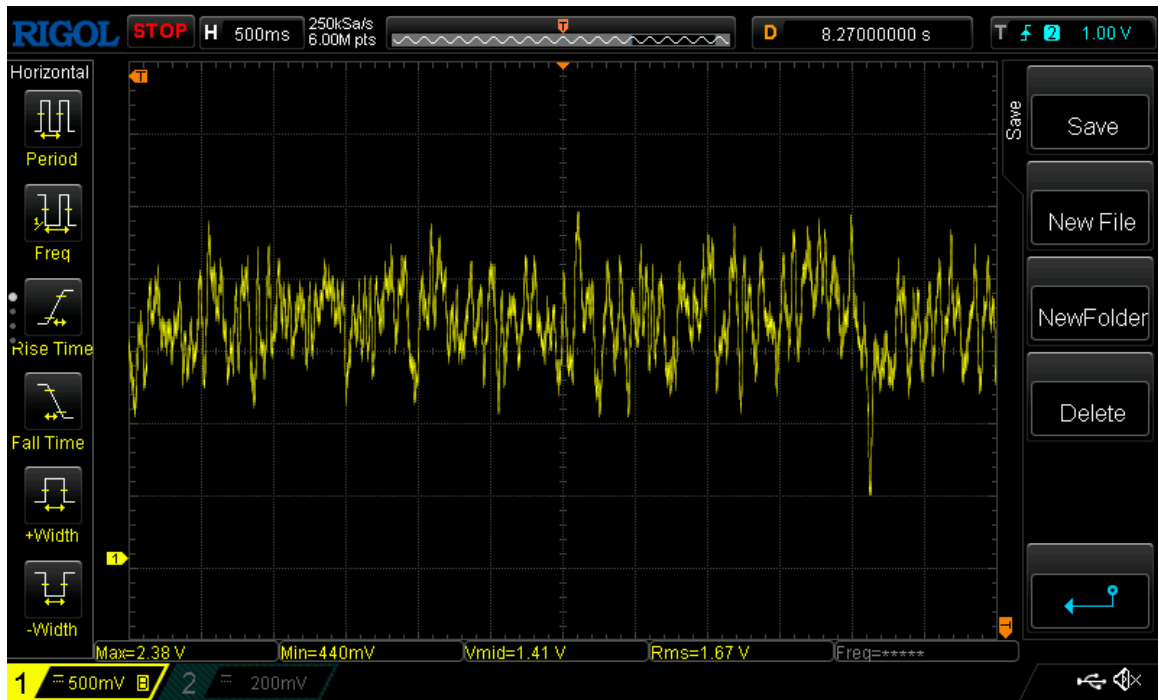
Σχήμα 3.38: ΗΚΔ που καταγράφτηκε.

3.11.2 Μέθοδος άλφα ρυθμών

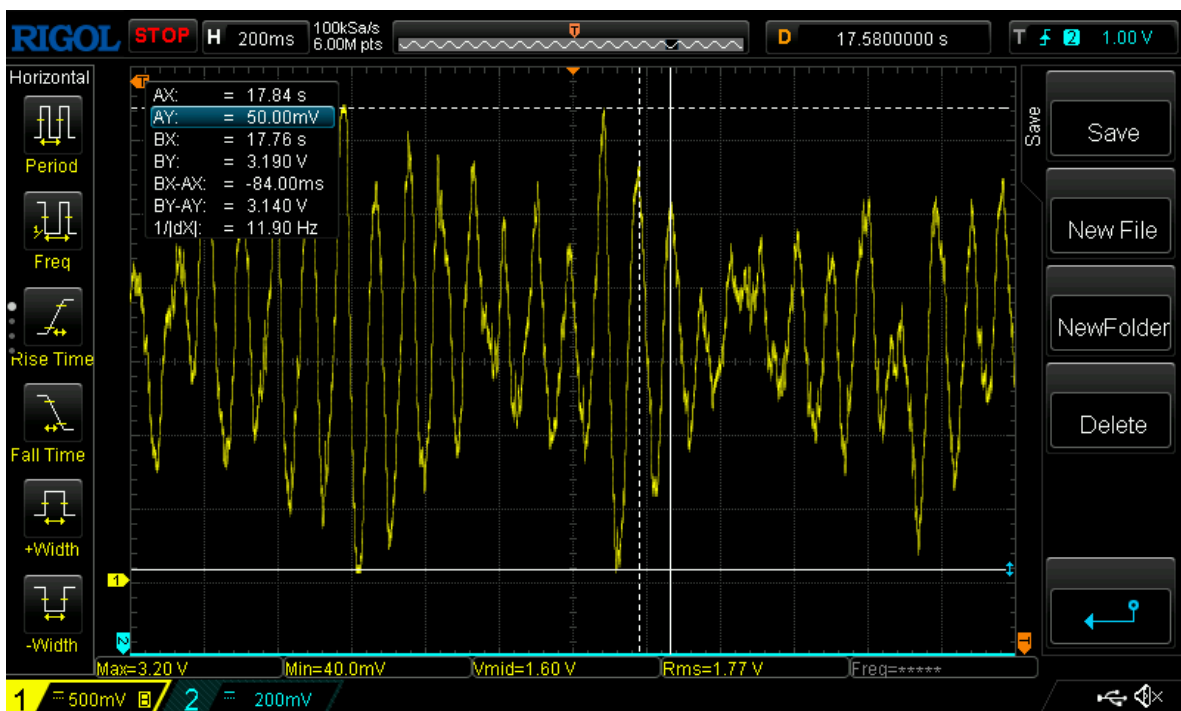
Το επόμενο βήμα είναι να ελεγχθεί το κύκλωμα ως προς την ικανότητά του να εξάγει εγκεφαλικό σήμα. Αυτό θα γίνει με την εξαγωγή των άλφα ρυθμών, οι οποίοι μπορούν να εμφανιστούν στο πίσω μέρος του κεφαλιού με το υποκείμενο να έχει κλειστά μάτια. Οι άλφα ρυθμοί έχουν πλάτος της τάξης των μερικών δεκάδων micro Volt (uV) και συχνότητα περίπου 10 – 12 Hz.

Άρα το πείραμα είναι ουσιαστικά, το υποκείμενο να κλείσει τα μάτια του και ακαριαία θα εμφανιστεί ένα ισχυρό ημιτονοειδές σήμα στη συχνότητα των άλφα ρυθμών. Στο πείραμα χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρόδια χλωριούχου άργυρου (Ag/AgCl) και αγώγιμη αλοιφή ειδική για ΗΕΓ. Το ένα ηλεκτρόδιο συνδέθηκε στο δεξί μέρος του τριχωτού της κεφαλής, το άλλο στο πίσω μέρος του τριχωτού της κεφαλής και το RLD στο χέρι. Η καταγραφή έγινε με τον παλμογράφο Rigol DS1202 Z-E. Το κύκλωμα ρυθμίστηκε στο κέρδος 93.8 dB (κέρδος ΕΟ: 100, κέρδος προενισχυτή: 12.5, κέρδος τελικού ενισχυτή: 39.4). Τα αποτελέσματα του πειράματος φαίνονται παρακάτω στην σήμα 3.40 στον χρόνο και στην σήμα 3.41 στην συχνότητα. Στο σήμα 3.39 φαίνεται το σήμα με τα μάτια του υποκειμένου ανοιχτά.

Ο ρυθμός άλφα που μετρήθηκε έφτασε την μέγιστη τάση του συστήματος, δηλαδή μια τάση 3.2 V_{pp}, έχει μέση τιμή 1.6 V. Και συχνότητα 11.9 Hz. Στο πεδίο της συχνότητας το οποίο εξάχθηκε από τον παλμογράφο με τον αλγόριθμο FFT σε ένα χρονικό παράθυρο 12 s και με δειγματοληψία 100 Sa/s, παρατηρείται -10.8 dBV στη συχνότητα των 11.1 Hz.



Σχήμα 3.39: Εγκεφαλικό σήμα με ανοιχτά μάτια.



Σχήμα 3.40: Άλφα ρυθμοί στο πεδίο του χρόνου (εγκεφαλικό σήμα με κλειστά μάτια).



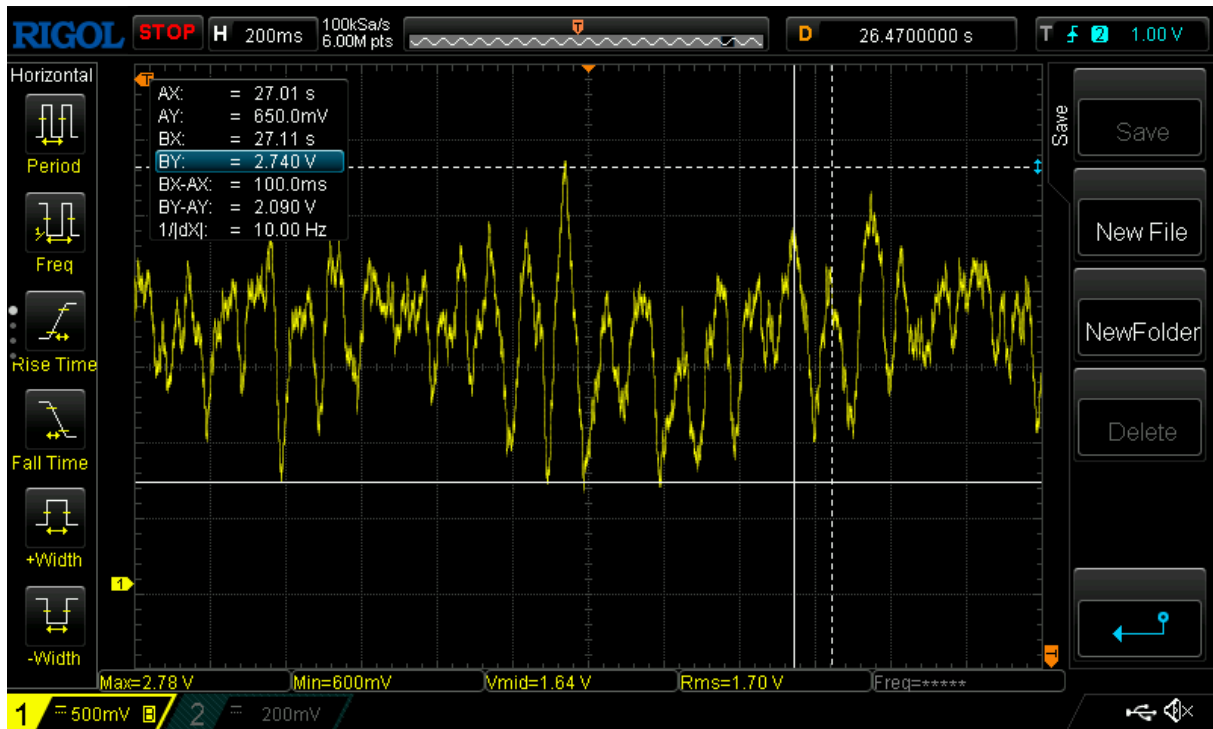
Σχήμα 3.41: Άλφα ρυθμοί στο πεδίο της συχνότητας.

3.11.3 Μέθοδος SSVEP

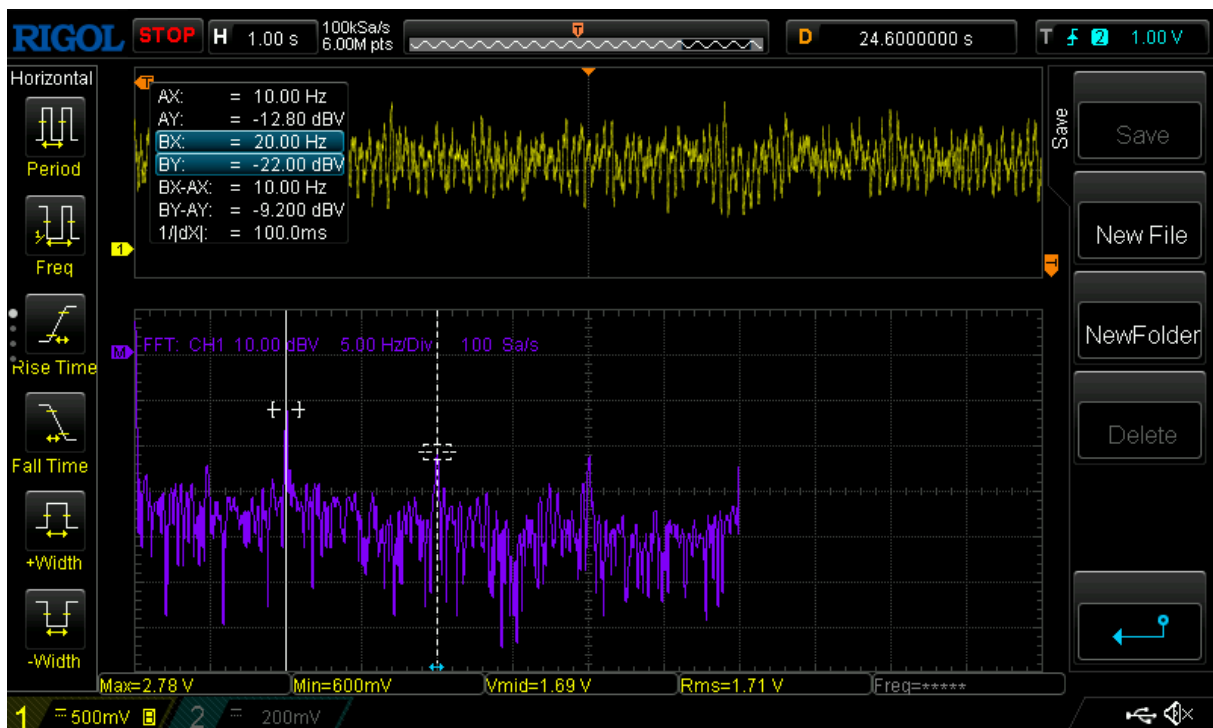
Τελευταίο βήμα είναι η εξαγωγή των εγκεφαλικού σήματος με την μέθοδο SSVEP. Ουσιαστικά, με την προβολή μιας οθόνης να αναβοσβήνει περιοδικά, ένα ημίτονο αντίστοιχης περιόδου θα εμφανιστεί στην έξοδο του κυκλώματος.

Στο πείραμα χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρόδια χλωριούχου άργυρου (Ag/AgCl) και αγωγή αιολοφί ειδική για HEG. Το ένα ηλεκτρόδιο συνδέθηκε στο δεξί μέρος του τριχωτού της κεφαλής, το άλλο στο πίσω μέρος του τριχωτού της κεφαλής και το RLD στο χέρι. Η οθόνη αναβόσβηνε 10 φορές το δευτερόλεπτο. Οι μετρήσεις έγιναν με τον παλμογράφο Rigol DS1202 Z-E. Το κύκλωμα ρυθμίστηκε στο κέρδος 93.8 dB (κέρδος ΕΟ: 100, κέρδος προενισχυτή: 12.5, κέρδος τελικού ενισχυτή: 39.4).

Τα αποτελέσματα ήταν αυτά του σχήματος 3.42 στον χρόνο και 3.43 στην συχνότητα. Στις εικόνες εύκολα διακρίνεται το πλάτος του σήματος εξόδου να έχει φτάσει το μέγιστο πλάτος 2.09 V_{pp}, που αυτό σημαίνει ένα πλάτος εγκεφαλικού σήματος στα 42.6 μV_{pp}. Αυτό είναι ένα αναμενόμενο πλάτος ενός εγκεφαλικού σήματος. Όσον αφορά τη συχνότητα, το σήμα εξάχθηκε από τον παλμογράφο με τον αλγόριθμο FFT σε ένα χρονικό παράθυρο 12 s και με δειγματοληψία 100 Sa/s, στο σχήμα 3.43 φαίνεται ότι το σήμα έχει ακριβώς 10 Hz συχνότητα (όση και της οθόνης) και πλάτος -12.8 dBV. Επιπλέον, παρατηρούνται και μέχρι την τέταρτη αρμονική του σήματος στις συχνότητες των 20 Hz, 30 Hz και 40 Hz. Αυτό το πείραμα είναι το πιο σημαντικό, καθώς με τα σήματα SSVEP θα ασχοληθεί η παρούσα εργασία. Εφόσον, το κύκλωμα είναι ικανό να εξάγει τέτοιου είδους σήματα, τότε η πλακέτα θεωρείται πλήρως λειτουργική για την παρούσα εφαρμογή.



Σχήμα 3.42: 10 Hz SSVEP σήμα στον χρόνο.



Σχήμα 3.43: 10 Hz SSVEP σήμα στη συχνότητα.

3.12 Επίλογος

Φτάνοντας στο τέλος του κεφαλαίου είναι σημαντικό να μην υπάρχουν ανοιχτά ζητήματα όσον αφορά την τελική πλακέτα. Αυτό αναλύεται σε όλο το παραπάνω κεφάλαιο, ξεκινώντας από την θεωρητική λειτουργία των ενισχυτών και των αναλογικών φίλτρων. Επίσης, έγινε και εκτενής ανάλυση του τρόπου λειτουργίας αυτών κυρίως με γνώμονα την θεωρία αυτομάτου ελέγχου. Σε επόμενη φάση πραγματοποιήθηκαν προσομοιώσεις στο PSPICE της Cadence και εξηγήθηκαν τα αποτελέσματα από την κάθε βαθμίδα ξεχωριστά, αλλά και ως συνολικό σύστημα, στο πεδίο του χρόνου όσο και της συχνότητας. Μετά έγινε η σχεδίαση της πλακέτας με το λογισμικό KiCAD 7.0, ωστόσο με σκοπό τα βέλτιστα αποτελέσματα λήφθηκαν υπόψιν οι οδηγίες από το πρακτικό [43]. Το τελικό στάδιο αλλά και το σημαντικότερο ήταν ο έλεγχος της πλακέτας. Ο έλεγχος έγινε με την μέτρηση κάποιων μεγεθών και αφού διαπιστώθηκε η ταύτιση τους με τις θεωρητικές τιμές, ξεκίνησε η διαδικασία εξαγωγής εγκεφαλικών σημάτων και συγκεκριμένα των σημάτων SSVEP που ενδιαφέρει την παρούσα εργασία. Η εξαγωγή αυτών έγινε πετυχημένα και έτσι η πλακέτα καθίσταται λειτουργική.

Κεφάλαιο 4ο: Λογισμικό και ψηφιακή επεξεργασία σήματος

Εφόσον το αναλογικό μέρος της εργασίας ολοκληρωθεί, σειρά έχει η δειγματοληψία και η ψηφιακή επεξεργασία του σήματος. Αυτή η διαδικασία θα γίνει με έναν μικροελεγκτή, όπου έχει την ικανότητα να αποθηκεύει σήματα σε θέσεις μνήμης και να τα επεξεργάζεται ψηφιακά. Η υλοποίηση γίνεται με λογισμικό, μέσω του μικροελεγκτή ESP WROOM 32 της Espressif Systems. Στον οποίο θα γίνεται η μεταφόρτωση του λογισμικού, μέσω του Arduino IDE 2.3.7. Οι διαδικασίες που θα υλοποιηθούν σε λογισμικό είναι πρώτο η ψηφιοποίηση του σήματος. Σε επόμενη φάση θα αφαιρεθεί η μέση τιμή του. Επόμενο στάδιο θα είναι η αποθρομβοποίηση του σήματος, με τη χρήση ψηφιακού φίλτρου. Η τελική φάση θα είναι ο σχεδιασμός του αλγόριθμου αναγνώρισης του σήματος SSVEP. Όλη αυτή η διαδικασία βέβαια πρέπει να γίνεται σε πραγματικό χρόνο. Γι' αυτό, κρίνεται απαραίτητη η χρήση αριθμητικής σταθερής υποδιαστολής ή fixed point αριθμητικής, για την εξοικονόμηση των υπολογιστικών πόρων.

4.1 Ο μικροελεγκτής ESP32

Ο ESP32 είναι ένας σύγχρονος μικροελεγκτής της Espressif Systems, χαμηλής κατανάλωσης ισχύος, υψηλών υπολογιστικών δυνατοτήτων και ενσωματωμένης RF κεραίας και συστημάτων για χρήση Wi-Fi και Bluetooth. Ως μονάδα επεξεργασίας του έχει τον Xtensa μονό ή διπύρινο 32-bit LX6 μικροεπεξεργαστή, ο οποίος λειτουργεί σε συχνότητα έως 240 MHz και υποστηρίζει αρχιτεκτονική Harvard με ξεχωριστούς διαύλους εντολών και δεδομένων. [47]

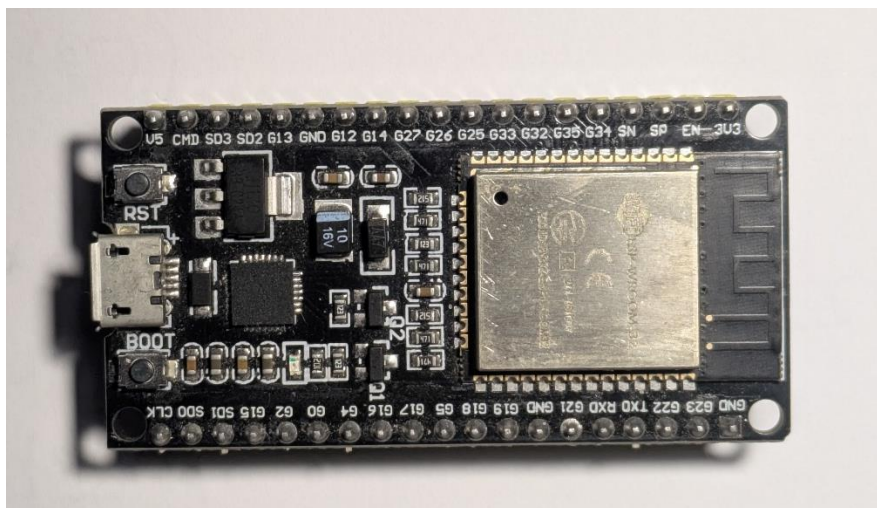
Επιπλέον, κατέχει πλήθος περιφερειακών μονάδων, όπως ADC, DAC, UART, SPI, I²C, I²S, PWM, CAN και timers υψηλής ανάλυσης, καθιστώντας τον κατάλληλο για εφαρμογές ενσωματωμένων συστημάτων πραγματικού χρόνου. Ιδιαίτερα σημαντικό για εφαρμογές ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP) είναι ότι ο Xtensa LX6 διαθέτει:

- Εντολές πολλαπλασιασμού και MAC (Multiply-Accumulate) σε έναν κύκλο,
- Υποστήριξη fixed-point αριθμητικής 32 bit,
- Hardware floating-point unit,
- Interrupt latency κατάλληλο για δειγματοληψία σε kHz ρυθμούς.

Ο ESP32 περιλαμβάνει επίσης δύο 12-bit ADCs (με έως 18 κανάλια συνολικά), που επιτρέπουν την απευθείας δειγματοληψία αναλογικών σημάτων χωρίς εξωτερικό μετατροπέα. [47]

Λόγω του συνδυασμού χαμηλού κόστους, ενσωματωμένων ασύρματων δυνατοτήτων και ικανοποιητικής υπολογιστικής ισχύος, ο ESP32 αποτελεί ιδιαίτερα δημοφιλή επιλογή για εφαρμογές IoT, real-time DSP και συστήματα ανίχνευσης σημάτων χαμηλής έως μέσης πολυπλοκότητας.

Για τους παραπάνω λόγους, σε συνδυασμό με το χαμηλό κόστος του, επιλέχθηκε για την ΔΕ. Πιο συγκεκριμένα, επιλέχθηκε η αναπτυξιακή πλακέτα DevKitC που περιέχει τον μικροελεγκτή ESP-WROOM-32. Σε αυτήν την αναπτυξιακή πλακέτα, υπάρχει ένας LDO στα 3.3 V είναι ο ίδιος που χρησιμοποιείται και στο αναλογικό μέρος ο AMS1117. Αυτό επειδή υπάρχει δυνατότητα παροχής τάσης εξωτερικής τροφοδοσίας 5 V ή μέσω USB. Επιπλέον, υπάρχει ένας μετατροπέας από USB σε UART με κωδικό CP2102 της Silicon Laboratories. Υπάρχουν διάφοροι προστασίας και πληθώρα αντιστάσεων και πυκνωτών για διάφορες διεργασίες. Τα πιο χρήσιμα εξαρτήματα πάνω στην πλακέτα, εκτός του μικροελεγκτή είναι τα δύο κουμπιά RESET και BOOT. Με βάση όλα τα παραπάνω η παρούσα αναπτυξιακή πλακέτα αποτελεί κατάλληλη για την ΔΕ.



Σχήμα 4.1: Η αναπτυξιακή πλακέτα του ESP32.

4.2 ADC και δειγματοληψία

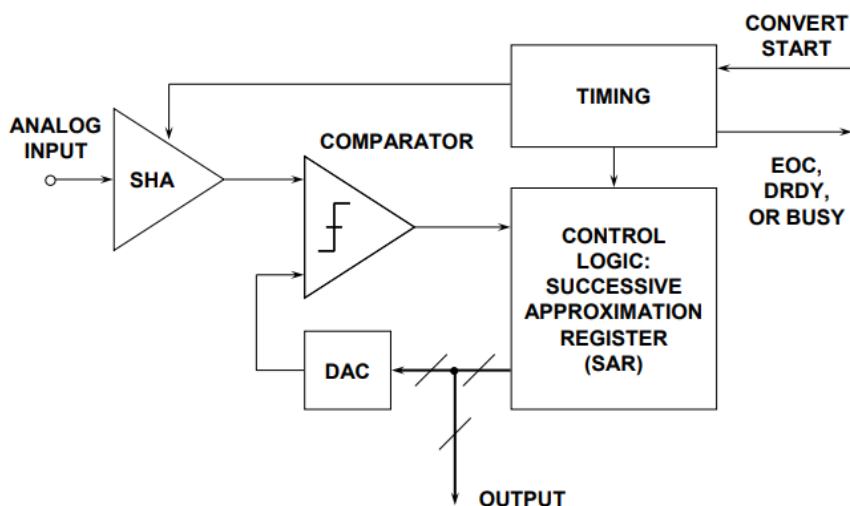
Στον τομέα της επεξεργασίας σήματος, ως δειγματοληψία ορίζεται η διαδικασία μετατροπής ενός σήματος συνεχούς χρόνου σε διακριτού. Αυτό γίνεται πρακτικά, με την συλλογή δειγμάτων ενός αναλογικού σήματος σε συγκεκριμένη συχνότητα. Η συχνότητα δειγματοληψίας σύμφωνα με το θεώρημα δειγματοληψίας του Shannon-Nyquist, πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια απ' το σήμα πληροφορίας [48].

Στην παρούσα ΔΕ, το παραπάνω κριτήριο υπερκαλύπτεται, με τον ρυθμό δειγματοληψίας 1 kHz. Επιτρέποντας έτσι, την υψηλής ανάλυσης φασματική και χρονική επεξεργασία που εφαρμόζονται. Η δειγματοληψία γίνεται με την χρήση του εσωτερικού ADC που διαθέτει ο ESP32. Πιο συγκεκριμένα, διαθέτει δύο Successive-Approximation Register (SAR) ADCs. Ο SAR είναι ένας απλός και εύχρηστος ADC, ο οποίος αποτελείται από τέσσερις υπομονάδες.

- Η μονάδα Sample-and-hold, όπου είναι η πρώτη που έρχεται σε επαφή με την αναλογική τιμή.
- Τον αναλογικό συγκριτή, όπου συγκρίνει την αναλογική τιμή με την τιμή εξόδου της προηγούμενης κατάστασης. Η έξοδος της προηγούμενης κατάστασης περνάει από έναν DAC πριν τη σύγκριση.
- Το κεντρικό καταχωρητή SAR, ο οποίος ανανεώνεται συνεχώς από την έξοδο του συγκριτή.
- Μία κεντρική μονάδα χρονισμού.

Μόλις δοθεί η εντολή της έναρξης λειτουργίας, η υπομονάδα Sample-and-hold κρατάει την αναλογική τάση εισόδου και την μεταφέρει στον συγκριτή. Αυτός συγκρίνει την αναλογική τάση εισόδου με την ψηφιακή τιμή του καταχωρητή, αφότου έχει γίνει αναλογική μέσω του DAC. Η διαδικασία ξεκινά θέτοντας το MSB σε 1 και προχωρά διαδοχικά προς τα λιγότερο σημαντικά bits, διατηρώντας ή μηδενίζοντας κάθε bit ανάλογα με την έξοδο του συγκριτή. Μέχρις ότου, η ψηφιακή τιμή του καταχωρητή προσεγγίσει με ικανοποιητική ακρίβεια την αναλογική τιμή εισόδου.

Πρακτικά αυτή η διαδικασία, γίνεται με την χρήση εσωτερικών διακοπών μέσω του Timer που διαθέτει ο ESP32. Πιο συγκεκριμένα, γίνεται η χρονική περίοδος που θα καλείται από τον επεξεργαστή η ρουτίνα δειγματοληψίας. Αυτή η περίοδος αρχικοποιήθηκε στα 1 ms και κάθε τότε, μέσω του ADC1 λαμβάνονται τα δείγματα. Αυτά τα δείγματα αποθηκεύονται σε καταχωρητές των 12 bit. Επίσης, για την χρήση του ADC είναι σημαντικό να αναφερθεί πως σε ακραίες τιμές δημιουργούνται παραμορφώσεις. Επιπλέον, ο παρών ADC λειτουργεί με μέγιστη τάση εισόδου 1.1 V, γι' αυτό θα γίνει υποβιβασμός της τάσης εισόδου 11 dB, μέσω της μεταβλητής ADC_ATTEN_DB_11 στον κώδικα.



Σχήμα 4.2: Διάγραμμα του SAR ADC. [49]

4.3 Ψηφιακή επεξεργασία

Εφόσον το σήμα έχει ψηφιοποιηθεί είναι διαθέσιμο για την περαιτέρω επεξεργασία. Το σήμα που έχει ληφθεί είναι αποθηκευμένο σε τύπο δεδομένων 16 bit χωρίς πρόσημο, αυτός ο τύπος δεδομένων έχει καθιερωθεί ως `uint16_t`. Ωστόσο, η πληροφορία του σήματος παραμένει 12 bit, από την δειγματοληψία. Παρακάτω, αναλύεται σειριακά, η ψηφιακή επεξεργασία που εφαρμόζεται στο σήμα.

4.3.1 Αποκοπή μέσης τιμής

Το σήμα θα υποστεί αρκετή ψηφιακή επεξεργασία από διάφορες βαθμίδες. Ωστόσο, όλοι οι αλγόριθμοι που θα σχεδιαστούν, αναλύουν το σήμα σαν AC σήμα. Δεδομένου αυτού, απαραίτητη κρίνεται η αποκοπή της μέσης τιμής του σήματος. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα να αποθηκευτεί η πληροφορία των 12 bit, σε νέο τύπο δεδομένων 16 bit αλλά με πρόσημο, αυτός ο τύπος δεδομένων έχει καθιερωθεί ως `int16_t`. Άρα το σήμα πλέον θα έχει +2048 μέγιστη τιμή και -2048 ελάχιστη τιμή.

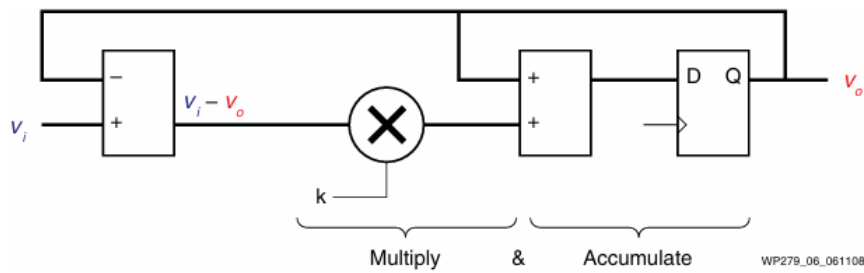
Η αποκοπή της μέσης τιμής μπορεί να γίνει με πολλούς τρόπους. Ο πιο απλός είναι να αφαιρεθεί από κάθε δείγμα η τιμή 2048. Με αυτόν τον τρόπο όλο το σήμα μετατοπίζεται κατά 2048 προς τα αρνητικά. Αλλά αυτή η μέθοδος δεν επαρκεί. Διότι, η πραγματική μέση τιμή δεν είναι στατική, καθώς έχει μικρές μεταβολές.

Μία άλλη λύση, θα ήταν να εφαρμοστεί ένα υπερπαρατό ψηφιακό φίλτρο FIR ή IIR. Αλλά μια τέτοια μέθοδος έχει μεγάλο κόστος σε υπολογιστική ισχύ καθώς χρήζει πολλών μαθηματικών πράξεων.

Μία λύση που συμφέρει όσον αφορά το υπολογιστικό κόστος και την πολυπλοκότητα είναι αυτή που παρουσιάζεται στο [50]. Σε αυτό εξάγεται ένα ψηφιακό σύστημα επεξεργασία σήματος, ξεκινώντας από ένα αναλογικό κύκλωμα RC. Πρακτικά, μοντελοποιεί ψηφιακά την συμπεριφορά ενός κυκλώματος RC. Έπειτα, χρησιμοποιεί αυτό το μοντέλο ώστε να γνωστοποιήσει την μέση τιμή ενός σήματος και την αφαιρεί από το σήμα εισόδου. Η θεωρητική ανάλυση ξεκινάει από την εξίσωση 4.1, όπου V_0 είναι η μέση τιμή της τάσης εξόδου, V_0' είναι η προηγούμενη μέση τιμή της τάσης εξόδου, $u_i - u_o$ είναι η πτώση τάσης της αντίστασης R.

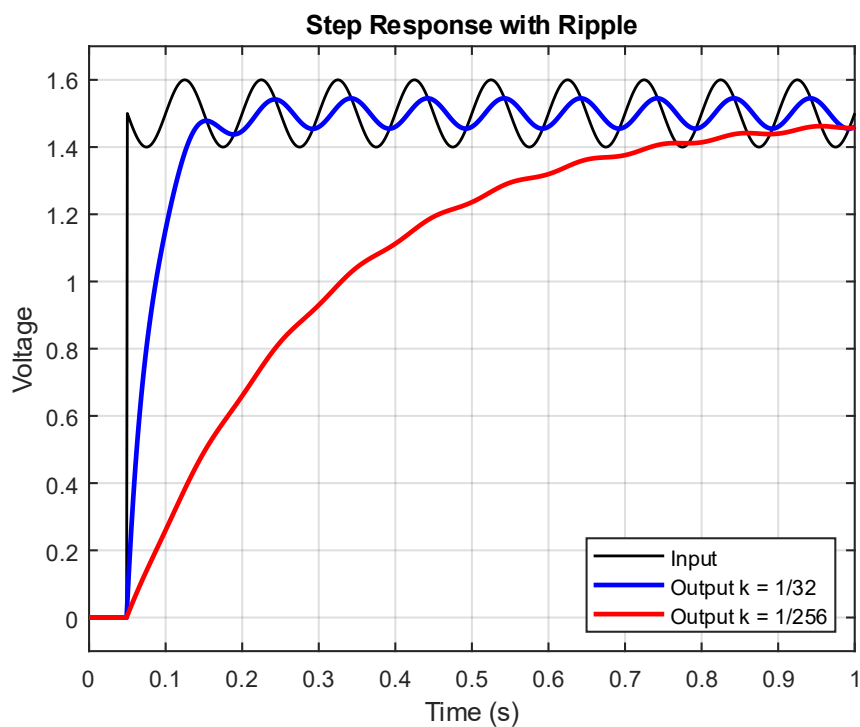
$$V_0 = V_0' + k(u_i - u_o), \quad k = \frac{\sqrt{T}}{RC} \quad (4.1)$$

Αυτή η εξίσωση ως ψηφιακό σύστημα μπορεί να περιγραφεί από το κύκλωμα του σχήματος 4.3



Σχήμα 4.3: Ψηφιακό κύκλωμα της εξίσωσης 4.1.[50]

Γενικά το κύκλωμα του σχήματος 4.3, εξάγει την μέση τιμή του σήματος, όπου μετά θα αφαιρεθεί. Ιδανικά, η έξοδος αυτού του κυκλώματος είναι μια DC τάση χωρίς κυματώσεις, αυτό όμως εξαρτάται από το k . Όσο πιο μεγάλο το k τόσο πιο γρήγορη η σύγκλιση της εξόδου στη μέση τιμή, Αλλά και τόσο πιο μεγάλο το πλάτος της κυμάτωσης. Στην εικόνα φαίνονται ότι όσο μεγαλώνει το k , το κύκλωμα αγγίζει πιο γρήγορα την μέση τιμή του σήματος εισόδου, αλλά έχει μεγαλύτερη κυμάτωση.



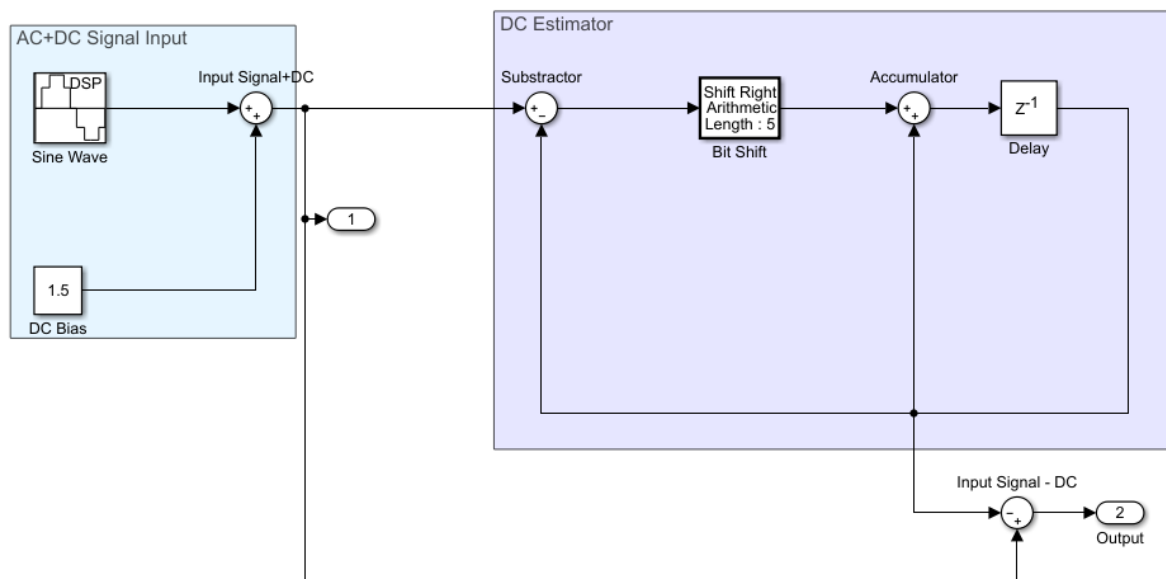
Σχήμα 4.4: Ταχύτητα σύγκλισης και κυμάτωση για $k=1/256$ (κόκκινο), $k=1/32$ (μπλε).

Στη συνέχεια της ανάλυσης αναφέρει πως το κύκλωμα μπορεί να βελτιστοποιηθεί. Η βελτιστοποίηση έγκειται στο γεγονός πως ο πολλαπλασιασμός με το k μπορεί να γίνει μια απλή δεξιά μετατόπιση μερικών bits. Αυτό γίνεται όταν τηρείται το κριτήριο της εξίσωσης 4.2. Όπου το n καθορίζει το αριθμό της μετατόπισης των bits.

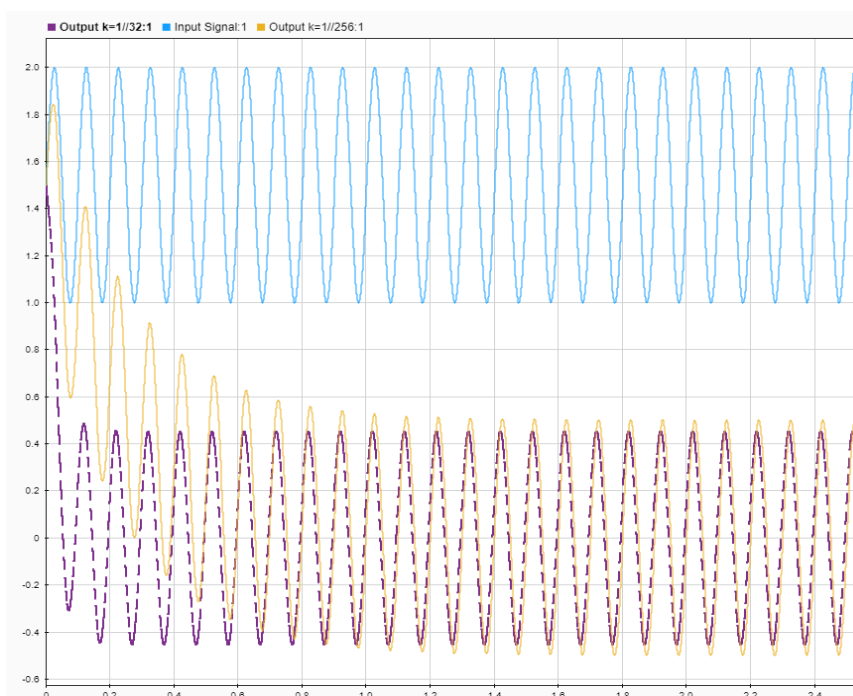
$$k = \frac{1}{2^n} \quad (4.2)$$

Εφόσον, ελέγχθηκε το κύκλωμα θεωρητικά, επόμενο στάδιο είναι η προσομοίωση του στο Simulink της MathWorks. Η βελτιστοποίηση θα ληφθεί υπόψιν και αντί του πολλαπλασιαστή θα υπάρχει χρήση μετατόπισης. Το κύκλωμα θα προσομοιωθεί με στόχο την ανάλυση της τελικής εξόδου του συστήματος για δύο μετατοπίσεις. Η πρώτη μετατόπιση 5 ($k=1/32$) και η δεύτερη μετατόπιση 8 ($k=1/256$). Ως σήμα

εισόδου θα εφαρμοστεί ένα ημιτονοειδές σήμα πλάτους 0.5 peak to peak στο οποίο θα προστεθεί μία DC συνιστώσα πλάτους 1.5. Μέσω της λειτουργίας του κυκλώματος, η DC συνιστώσα θα εκτιμάται και θα απομονώνεται. Στη συνέχεια, η εκτιμώμενη DC τιμή θα αφαιρείται από το αρχικό σήμα εισόδου. Το κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 4.5 και τα αποτελέσματα στο σχήμα 4.6. Η μπλε κυματομορφή είναι η είσοδος και οι άλλες δύο είναι οι εξοδοί για κάθε shift. Παρατηρείται, πως για shift=5 συγκλίνει πιο γρήγορα στην σωστή έξοδο. Αλλά, υπάρχει μείωση του πλάτους κατά έναν παράγοντα 0.1 peak to peak. Για shift=8, συγκλίνει πιο αργά και δεν έχει καθόλου μείωση του πλάτους. Δεδομένου των παραπάνω θα επιλεχθεί στην υλοποίηση του λογισμικού shift=5. Διότι, ο παράγοντας μείωσης 0.1 είναι αμελητέος και η ταχύτητα σύγκλισης είναι πιο κρίσιμη.



Σχήμα 4.5: Συνολικό κύκλωμα μοντελοποιημένο στο Simulink.



Σχήμα 4.6: Αποτελέσματα προσομοίωσης στο Simulink για $k=1/256$ (κίτρινο), $k=1/32$ (μωβ).

4.3.2 Ψηφιακό χαμηλοπερατό φίλτρο

Το επόμενο στάδιο επεξεργασίας του ψηφιακού σήματος σκοπεύει στην αποθορυβοποίηση του. Αυτή θα γίνει με βάση την συχνότητα, καθιστώντας έτσι ένα ψηφιακό φίλτρο. Πιο συγκεκριμένα θα σχεδιαστεί και θα υλοποιηθεί ένα ψηφιακό χαμηλοπερατό φίλτρο, με συχνότητα -3 dB στα 65 Hz και συχνότητα αποκοπής -70 dB στα 100 Hz. Σε παρόμοια συχνότητα και το αναλογικό χαμηλοπερατό φίλτρο παρουσιάζει -3 dB που υλοποιήθηκε κυκλωματικά. Αυτό το ψηφιακό φίλτρο έχει σκοπό να υποβαθμίσει ακόμα περισσότερο την μη χρήσιμη πληροφορία των υψηλότερων συχνοτήτων. Έτσι, τα δύο φίλτρα δουλεύουν συμπληρωματικά, ώστε κανένα από τα δύο φίλτρα να μην είναι υψηλού βαθμού. Απλοποιώντας έτσι, το αναλογικό και το ψηφιακό σύστημα.

Θεωρητικά, τα ψηφιακά φίλτρα περιγράφονται από συναρτήσεις μεταφοράς στο μιγαδικό πεδίο Z . Η μεταφορά ενός διακριτού σήματος $x[n]$ στο μιγαδικό πεδίο Z , γίνεται με τον μετασχηματισμό Z που φαίνεται στην εξίσωση 4.3

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] \cdot z^{-n} \quad (4.3)$$

Όπου $z = r \cdot e^{j\omega}$.

Τα φίλτρα FIR είναι συστήματα που εκφράζονται από την εξίσωση 4.4. Αποτελούνται από μονάδες καθυστέρησης της εισόδου και συντελεστές πολλαπλασιασμού. Οι συντελεστές και ο αριθμός των καθυστερήσεων είναι που ορίζουν την απόκριση του φίλτρου και την τάξη του. Εξαρτώνται αποκλειστικά και μόνο, από τις προηγούμενες και την παρούσα καταστάσεις του σήματος. Έτσι δεν υπάρχει κάποιο σύστημα ανάδρασης, καθιστώντας το σταθερό για κάθε είσοδο. Επίσης, έχει γραμμική απόκριση φάσης σε όλες τις συχνότητες με αποτέλεσμα να μην δημιουργεί παραμορφώσεις, όπως τα φίλτρα IIR. Τα παραπάνω θετικά συνοδεύουν ένα βασικό αρνητικό. Αυτό είναι, ο αριθμός των όρων που έχει το FIR είναι πολλοί περισσότεροι από αυτούς του IIR. Καθιστώντας τα FIR πιο μεγάλης καθυστέρησης και απαιτητικών ως προς την υπολογιστική ισχύ. Ωστόσο, μπορούν να υλοποιηθούν και με λιγότερους όρους απ' αυτούς που έχουν σχεδιαστεί.

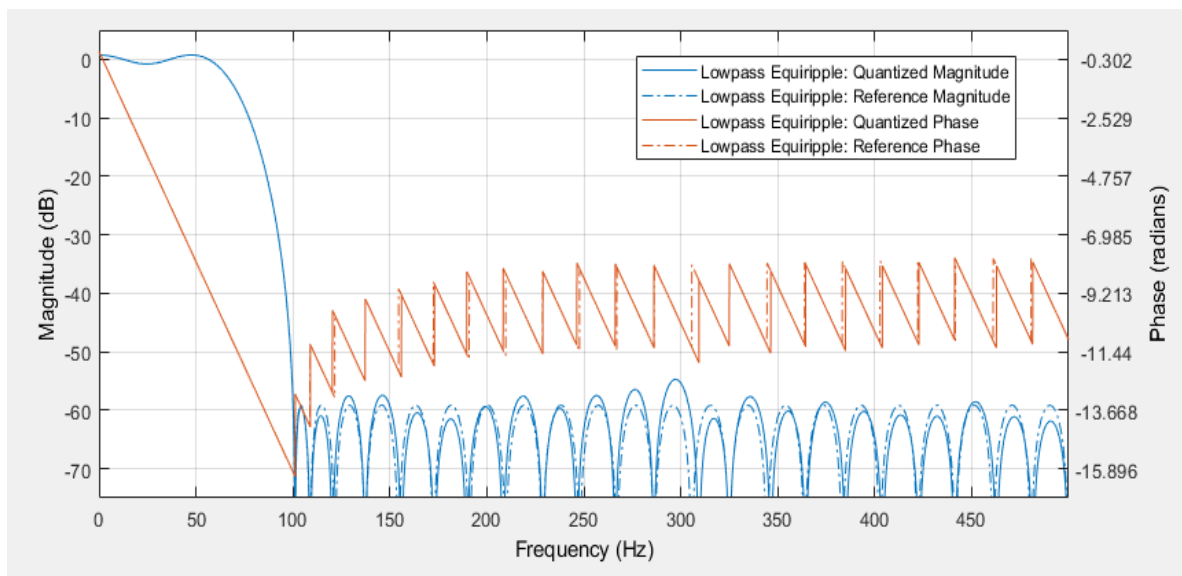
$$y[n] = \sum_{k=0}^M b_k x[n - k] \quad (4.4)$$

Η σχεδίαση και η προσομοίωση του φίλτρου έγινε με την χρήση του Filter Designer του λογισμικού MATLAB. Το Filter Designer είναι ένα εργαλείο που προσφέρει το MATLAB για την σχεδίαση και την ανάλυση ψηφιακών φίλτρων. Η σχεδίαση έγινε με κάποια χαρακτηριστικά, αυτά είναι,

- η δειγματοληψία που χρησιμοποιείται 1000 Hz,
- τύπος FIR Lowpass με μέθοδο σχεδίασης equiripple,
- συχνότητα αποκοπής -80 dB στα 100 Hz και -1 dB στα 60 Hz,
- η τάξη του φίλτρου περιορίστηκε στον αριθμό των 51,
- το φίλτρο σχεδιάστηκε με ενίσχυση 0 dB.

Επιπλέον, το παρών εργαλείο προσφέρει σχεδίαση το φίλτρου με αριθμούς σταθερής υποδιαστολής (fixed point). Έτσι, το φίλτρο σχεδιάστηκε να δέχεται είσοδο int_16t με πληροφορία 12 bits να επεξεργάζεται την είσοδο και να δίνει έξοδο σε μορφή int_16t με 12 bits πληροφορία. Εσωτερικά, το φίλτρο χρησιμοποιεί έναν πίνακα με τους 52 συντελεστές του φίλτρου, αυτοί σχεδιάστηκαν με μέγιστο εύρος -0.25 έως +0.25 (δηλαδή s16,17). Το σύνολο των συντελεστών υπολογίστηκε από το MATLAB Filter Designer με αυτό τον τρόπο με σκοπό να εκμεταλλευτεί πλήρως τα 16 bit του καταχωρητή μεταβλητής. Για να αποφευχθεί υπερχειλίση κατά τον πολλαπλασιασμό, καθώς κάθε μερικό γινόμενο αποθηκεύεται σε 32-bit μεταβλητή, η κλιμάκωση των συντελεστών στο διάστημα [-0.25, +0.25] διασφαλίζει ότι το άθροισμα όλων των γινομένων παραμένει εντός του εύρους του συσσωρευτή, ακόμα και στη χειρότερη περίπτωση εισόδου.

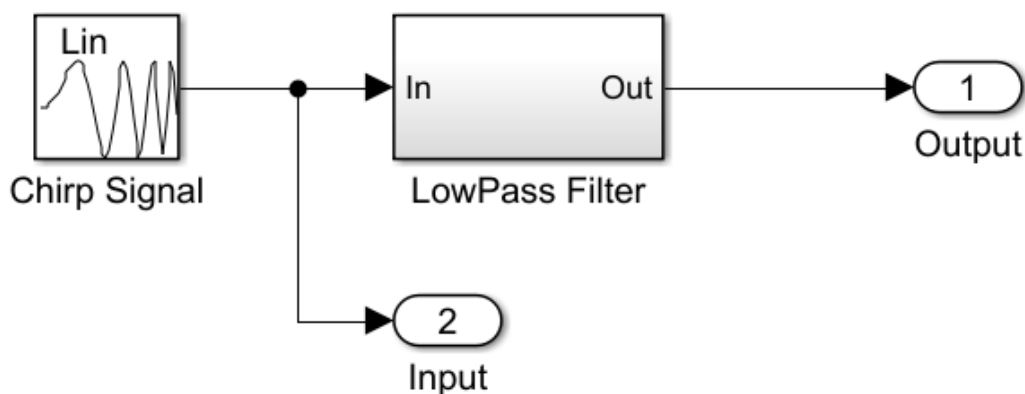
Με αυτή τη σχεδίαση η απόκριση του φίλτρου αλλάζει σε έναν πολύ μικρό βαθμό. Αλλά η χρήση αριθμών σταθερής υποδιαστολής καταφέρνει να εξοικονομήσει υπολογιστικούς πόρους που θα φανούν χρήσιμοι στη συνέχεια. Στο σχήμα 4.7 φαίνεται το διάγραμμα Bode του φίλτρου (με συνεχείς γραμμές), επίσης φαίνεται και το διάγραμμα Bode του φίλτρου με αριθμούς σταθερής υποδιαστολής.



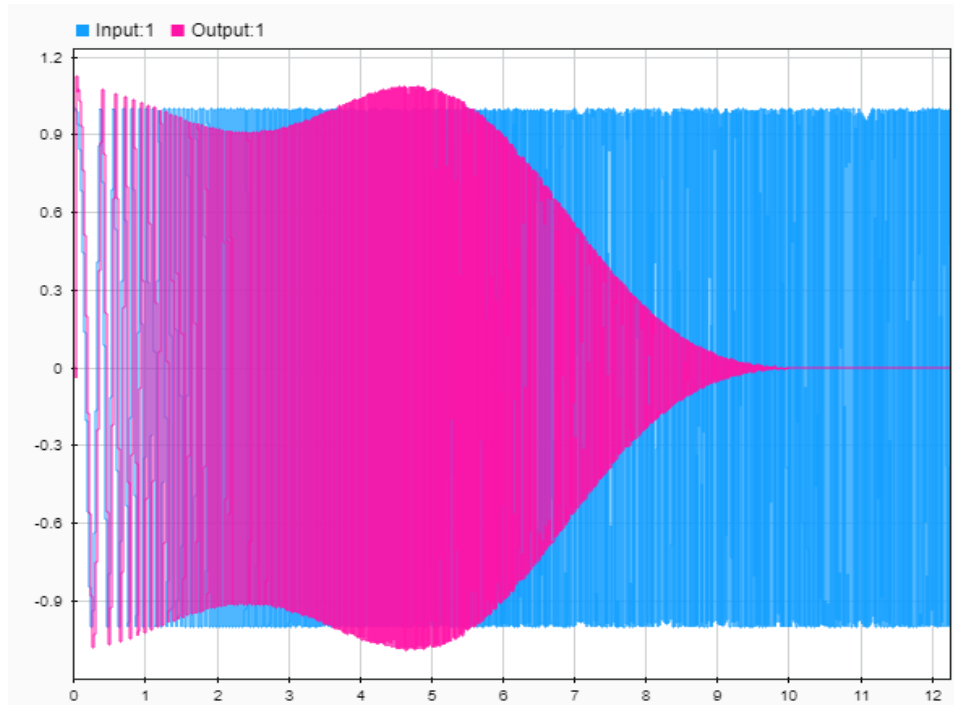
Σχήμα 4.7: Διάγραμμα Bode του ψηφιακού χαμηλοπερατού φίλτρου.

Εφόσον σχεδιάστηκε θεωρητικά, πρέπει να προσομοιωθεί ώστε να μελετηθεί η απόκριση του. Η προσομοίωση θα γίνει με το Simulink. Πιο συγκεκριμένα, θα δοθεί σήμα εισόδου chirp γραμμικής αύξησης συχνότητας. Η συχνότητα θα αυξάνεται 10 Hz κάθε δευτερόλεπτο, η έναρξη είναι στη συχνότητα των 1 Hz και το πλάτος είναι 2 peak to peak. Στο σχήμα 4.8 φαίνεται η ακριβής διάταξη της προσομοίωσης και στο σχήμα 4.9 φαίνονται τα αποτελέσματα. Τα αποτελέσματα δείχνουν πως δημιουργείτε μια αυξομείωση. Η μέγιστη μείωση που δημιουργείτε είναι -0.08 peak to peak μικρότερη απ' την είσοδο στη συχνότητα των 25 Hz. Η μέγιστη αύξηση που δημιουργείται είναι της τάξης των 0.08 μεγαλύτερη απ' την είσοδο στη συχνότητα των 47 Hz. Αυτές οι τιμές είναι ελάχιστες και δεν θα απασχολήσουν περαιτέρω.

10 Hz per second



Σχήμα 4.8: Προσομοίωση ψηφιακού χαμηλοπερατού φίλτρου.



Σχήμα 4.9: Αποτελέσματα της προσομοίωσης του φίλτρου.

4.4 Αλγόριθμοι αναγνώρισης και ταξινόμησης SSVEP σήματος

Όταν το σήμα περάσει απ' όλη την παραπάνω επεξεργασία, είναι έτοιμο για αλγόριθμους αναγνώρισης χαρακτηριστικών. Τα χαρακτηριστικά που ενδιαφέρουν την παρούσα ΔΕ, είναι η συχνότητα του σήματος. Διότι, μέσω αυτής θα μπορέσει να γίνει αναγνώριση του περιοδικού σήματος οπτικού ερεθισμού.

4.4.1 Αλγόριθμος Goertzel και σύγκριση με FFT και DFT

Ο τρόπος εύρεσης της συχνότητας του σήματος SSVEP, στην παρούσα ΔΕ θα γίνει στο πεδίο της συχνότητας. Αυτό προϋποθέτει, να μετασχηματιστεί το σήμα εισόδου στο πεδίο της συχνότητας. Αυτό γίνεται με τον μετασχηματισμό Fourier.

4.4.1.1 Αλγόριθμος DFT

Ο πιο απλός αλγόριθμος γι' αυτή τη διαδικασία είναι ο DFT. Ο αλγόριθμος DFT βασίζεται στην εξίσωση 4.6, όπου N είναι ο αριθμός των δειγμάτων που εφαρμόζεται, n είναι το δείγμα στον διακριτό χρόνο και k είναι η συχνότητα που εξετάζεται.

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2i\pi nk}{N}} \quad (4.6)$$

Εύκολα, η εξίσωση 4.6 μπορεί να διατυπωθεί ως το εσωτερικό γινόμενο του σήματος x_n με την μιγαδική συνάρτηση $e^{(-2i\pi nk/N)}$, όπου βασίζεται στην ταυτότητα Euler. Ωστόσο, για την καλύτερη κατανόηση της εξίσωσης 4.6, αυτή θα διατυπωθεί με πίνακες όπως στην εξίσωση 4.7. Όπου, $W_N = e^{(-2i\pi nk/N)}$, x_N είναι το σήμα εισόδου ως διάνυσμα και X_N είναι το σήμα εξόδου ως διάνυσμα. Δεδομένου, ότι η είσοδος είναι γνωστή, αυτό που ενδιαφέρει είναι η κατασκευή του πίνακα W_N , ώστε να παραχθεί η έξοδος.

$$X_N = W_N \cdot x_N = \begin{bmatrix} X_0 \\ X_1 \\ \vdots \\ X_{(N-1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_N & \dots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W_N^{N-1} & \dots & W_N^{(N-1)^2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_{(N-1)} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Αυτή η διαδικασία έχει μεγάλο κόστος, όσον αφορά την υπολογιστική διαδικασία. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του αλγορίθμου περιγράφεται από την εξίσωση 4.8. Καθιστώντας μια πολυπλοκότητα που αυξάνεται με το τετράγωνο των δειγμάτων.

$$O(N^2) \quad (4.8)$$

Δηλαδή, για ένα σήμα 16 δειγμάτων θα χρειαστεί 256 πράξεις, ενώ με ένα σήμα 2048 δειγμάτων χρήζουν 4194304 πράξεις.

4.4.1.2 Αλγόριθμος FFT

Ο αλγόριθμος Fast Fourier Transform ή FFT, του οποίου η υλοποίηση ξεκίνησε από την εξίσωση 4.6, είναι πολύ πιο υπολογιστικά αποδοτικός. Όταν ο αριθμός των δειγμάτων ενός σήματος είναι δύναμη του 2, δηλαδή $N=2^n$, τότε εφαρμόζεται η αρχή διαιρεί και βασίλευε.

Πιο συγκεκριμένα, το διάνυσμα εισόδου μεγέθους N μπορεί να χωριστεί σε δύο διανύσματα, με κριτήριο τους ζυγούς (x_0, x_2, x_4, \dots) και τους περιττούς δείκτες (x_1, x_3, x_5, \dots) μεγέθους $N/2$. Τότε, εφαρμόζεται αναδρομικά στις δύο ομάδες μια παραποιημένη έκδοση του W . Αυτή η έκδοση βασίζεται στην παρατήρηση κάποιων συμμετριών του W και στην αποφυγή των διπλών ίδιων πράξεων. Η τελική φάση του αλγορίθμου είναι να συντεθούν τα αποτελέσματα των μετασχηματισμών των δύο ομάδων [51].

Δεδομένου των παραπάνω η υπολογιστική πολυπλοκότητα του FFT πλέον γίνεται:

$$O(N \log_2(N)) \quad (4.9)$$

Δηλαδή, για ένα σήμα 16 δειγμάτων θα χρειαστεί 64 πράξεις, ενώ με ένα σήμα 2048 δειγμάτων χρήζουν 22528 πράξεις. Σε σχέση με τον απλό DFT 4171776 λιγότερες πράξεις για $N=2048$.

4.4.1.3 Αλγόριθμος Goertzel

Η σχεδίαση του αλγορίθμου Goertzel ξεκινάει από την εξίσωση 4.6 και καταλήγει στην εξίσωση 4.10. Αντιμετωπίζοντας την εξίσωση 4.6 σαν σύστημα, η ανάλυση καταλήγει σε μια συνέλιξη του σήματος εισόδου x_N με τον πίνακα μετασχηματισμού W . Ουσιαστικά, αντιμετωπίζει τον μετασχηματισμό ως ένα σύστημα που ταλαντώνεται στην συχνότητα που καθορίζεται [52].

$$h[n] = \frac{1 - W_N^k \cdot z^{-1}}{1 - 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{F_s}\right) \cdot z^{-1} + z^{-2}} \quad (4.10)$$

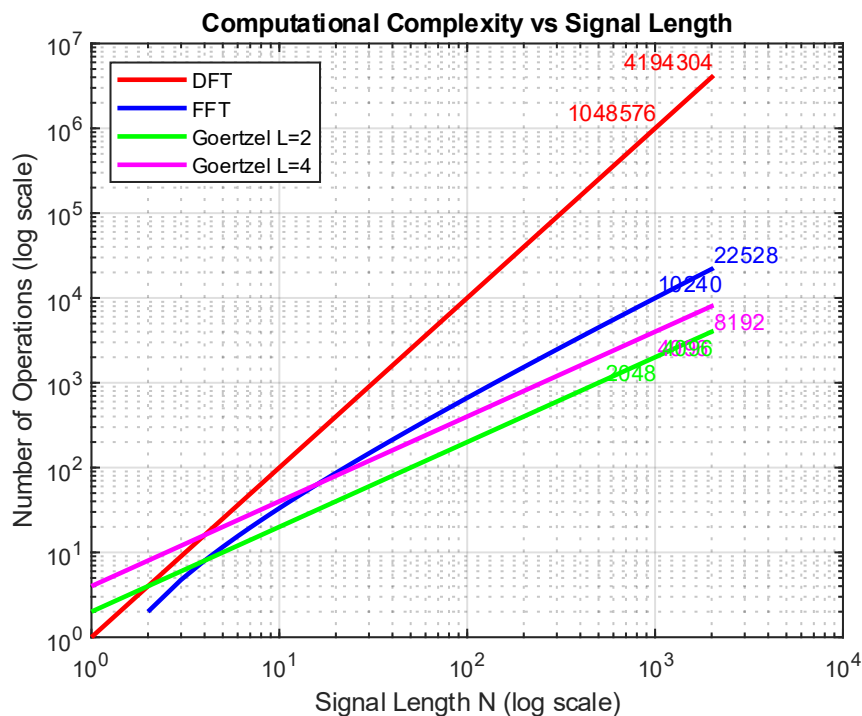
Όπου $W_N^k = e^{\frac{2\pi k}{N}}$, k είναι η καθορισμένη συχνότητα και F_s είναι η συχνότητα δειγματοληψίας. Πιο συγκεκριμένα, ο αλγόριθμος Goertzel δεν υπολογίζει όλες τις συχνότητες ενός σήματος, παρά μόνο αυτές που του ζητούνται. Σε αντίθεση με τον FFT που υπολογίζει όλο το φάσμα ενός σήματος. Έτσι, μειώνεται δραστικά ο αριθμός των πράξεων που χρήζουν για τον υπολογισμό του.

Έτσι ο αλγόριθμος αυτός είναι αποδοτικότερος του FFT, δεδομένου ότι υπολογίζει έναν συγκεκριμένο αριθμό L συχνοτήτων. Η υπολογιστική πολυπλοκότητα του αλγορίθμου φαίνεται στη σχέση 4.11 όπου N είναι ο αριθμός των δειγμάτων και L το πλήθος των ζητούμενων συχνοτήτων.

$$O(L \cdot N) \quad (4.11)$$

Δηλαδή, για ένα σήμα 16 δειγμάτων και δύο συχνοτήτων θα χρειαστεί 32 πράξεις, ενώ με ένα σήμα 2048 δειγμάτων χρήζουν 4096 πράξεις. Σε σχέση με τον FFT 18432 λιγότερες πράξεις για $N=2048$.

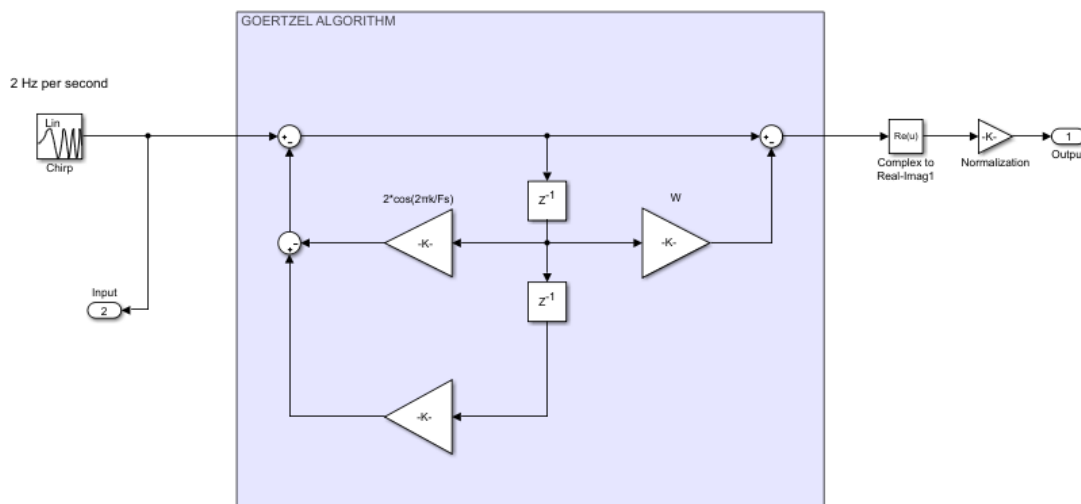
Με βάση όλα τα παραπάνω για την παρούσα ΔΕ, η οποία πραγματεύεται μερικές καλά καθορισμένες συχνότητες SSVEP, ο αλγόριθμος Goertzel είναι ο ιδανικός και είναι αυτός που θα χρησιμοποιηθεί. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.10 ο αλγόριθμος Goertzel υπερτερεί των άλλων δύο για μεγάλο αριθμό δειγμάτων. Ωστόσο, η χρήση του θα γίνει με αριθμούς σταθερής υποδιαστολής, για την εξοικονόμηση υπολογιστικών πόρων.



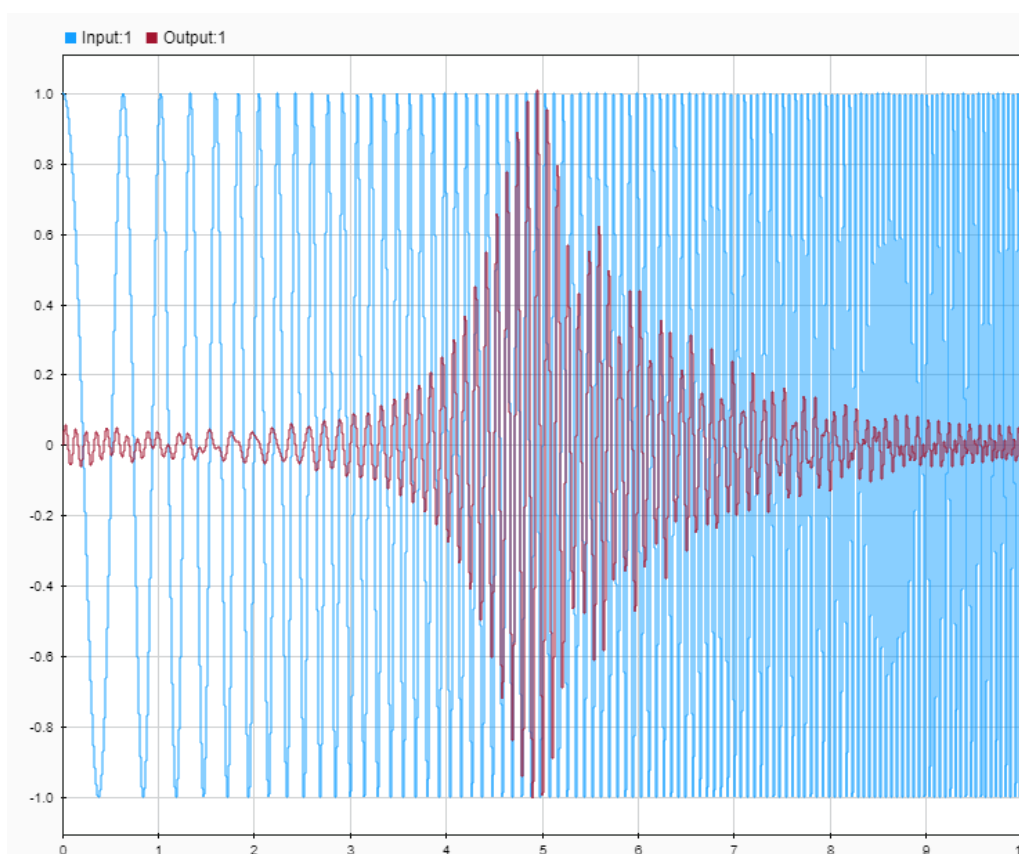
Σχήμα 4.10: Γραφήματα της υπολογιστικής πολυπλοκότητας του κάθε αλγόριθμου και ενδεικτικές τιμές για $N=1024$, $N=2048$.

Εφόσον επιλέχθηκε ο αλγόριθμος Goertzel για τον μετασχηματισμό στο πεδίο της συχνότητας, πρέπει να προσομοιωθεί. Η προσομοίωση θα γίνει στο λογισμικό Simulink. Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος θα υλοποιηθεί σαν ένα φίλτρο IIR με συχνότητα ταλάντωσης 10 Hz και συχνότητα δειγματοληψίας 1000 Hz. Θα δοθεί ως είσοδο, ένα σήμα chirp μοναδιαίου πλάτους, διάρκειας 10 sec με γραμμική μεταβολή συχνότητας 2 Hz ανά δευτερόλεπτο. Μετά την έξοδο του αλγόριθμου, πάρθηκε το πραγματικό μέρος του αποτελέσματος και κανονικοποιήθηκε. Η κανονικοποίηση έγινε διαιρώντας την έξοδο με το μέγιστο πλάτος της, με σκοπό την καλύτερη αποτύπωση της εισόδου με την έξοδο. Τα αποτελέσματα φαίνονται στο σχήμα 4.12 και δείχνουν την έξοδο να φτάνει τη μέγιστη τιμή της στα 5 sec, σε εκείνο το δευτερόλεπτο η είσοδος φτάνει τα 10 Hz.

Όσον αφορά την υλοποίηση του αλγορίθμου στον μικροελεγκτή, αυτή θα γίνει κυρίως με χρήση αριθμών σταθερής υποδιαστολής `int16_t` και `int32_t` αλλά κάποιες κρίσιμες πράξεις θα γίνουν με αριθμούς κινητής υποδιαστολής. Επίσης, για την αποδοτικότερη χρονική και συχνотική ανάλυση, χρησιμοποιείται κυλιόμενος πίνακας 256 θέσεων. Δηλαδή, ο αλγόριθμος υπολογίζει νέο αποτέλεσμα κάθε 256 δείγματα. Αλλά, η συχνотική του ανάλυση βασίζεται στα προηγούμενα 2048 δείγματα.



Σχήμα 4.11: Προσομοίωση του αλγόριθμου στο Simulink



Σχήμα 4.12: Αποτελέσματα της προσομοίωσης του αλγόριθμου Goertzel.

4.4.2 Αλγόριθμος ταξινόμησης του BCI

Με την παραπάνω διαδικασία έχουν εξαχθεί τα χαρακτηριστικά του σήματος. Αυτά τα χαρακτηριστικά είναι το πλάτος του σήματος στις κύριες συχνότητες και η 2^{85} αρμονικές τους. Έτσι, μέσω αυτών μπορεί να γίνει η αναγνώριση της. Μέσω της αναγνώρισης της μπορεί να παρθεί και η κατάλληλη απόφαση. Παρακάτω, θα αναλυθούν δύο αλγόριθμοι που θα κάνουν αυτή την αναγνώριση. Ωστόσο, με βάση το ποσοστό επιτυχίας θα επιλεγεί ο καλύτερος από τους δύο. Ο πρώτος αλγόριθμος βασίζεται στην σύγκριση των ισχύων των δύο συχνοτήτων και των αρμονικών τους και η επιλογή γίνεται με βάση την

μέγιστη ισχύ. Ο δεύτερος αλγόριθμος βασίζεται στον συνεχή υπολογισμό του λογαριθμικού λόγου των δύο ισχύων και την επιλογή με βάση στατιστικών μετρικών.

4.4.2.1 Αλγόριθμος Argmax

Η παρών αναγνώριση είναι ένα πρόβλημα ταξινόμηση δύο κλάσεων, δεδομένων κάποιων δειγμάτων. Οι κλάσεις αφορούν τα οπτικά ερεθίσματα τα οποία είναι δύο. Έχουν συχνότητα 10 Hz το ένα της κλάσης A και 12 Hz το άλλο της κλάσης B.

Για αυτήν την ταξινόμηση θα χρησιμοποιηθούν,

- η ισχύς στην συχνότητα 10 Hz και στη 2^η αρμονική της,
- η ισχύς στην συχνότητα 12 Hz και στη 2^η αρμονική της.

Η ισχύς περιγράφεται από την εξίσωση 4.12,

$$P_{class N} = P^2(F \text{ Hz}) + P^2(2 \cdot F \text{ Hz}) \quad (4.12)$$

Όπου class N είναι η εκάστοτε κλάση απ' τις δύο, F είναι η εκάστοτε συχνότητα. Με την παραπάνω εξίσωση περιγράφεται το χαρακτηριστικό με το οποίο θα ταξινομηθεί το σήμα.

Ο αλγόριθμος Argmax περιγράφεται από την εξίσωση 4.13, όπου συγκρίνει τις ισχύς των δύο κλάσεων και επιστρέφει 1 ή 0 με βάση την σύγκριση τους.

$$\text{argmax}(P_{class A}, P_{class B}) = \begin{cases} 0, & P_{class A} \geq P_{class B} \\ 1, & P_{class B} > P_{class A} \end{cases} \quad (4.13)$$

Η συνολική ισχύς κάθε κλάσης περιγράφεται από την εξίσωση 4.12, όπου αθροίζονται τα τετραγωνισμένα πλάτη του αλγορίθμου Goertzel στη βασική συχνότητα και στην αρμονική της. Η χρήση της 2ης αρμονικής ενισχύει την αξιοπιστία της ταξινόμησης, καθώς το SSVEP εκδηλώνεται συχνά με σημαντική ενέργεια και στις αρμονικές συχνότητες, βελτιώνοντας το SNR του χαρακτηριστικού.

Ο αλγόριθμος Argmax, που περιγράφεται από την εξίσωση 4.13, υλοποιεί την ταξινόμηση με απλή σύγκριση των δύο ισχύων. Εάν η ισχύς της κλάσης B υπερέρχει της κλάσης A, ο αλγόριθμος επιστρέφει την τιμή 1 (κλάση B), διαφορετικά επιστρέφει 0 (κλάση A). Πρόκειται για έναν υπολογιστικά ελαφρύ αλγόριθμο, κατάλληλο για υλοποίηση σε πραγματικό χρόνο σε ενσωματωμένα συστήματα, ο οποίος αποτελεί τη βάση σύγκρισης για πιο προηγμένες μεθόδους απόφασης.

4.4.2.2 Αλγόριθμος Mean Absolute Deviation με δυναμικό κατόφλι

Ο δεύτερος αλγόριθμος βασίζεται σε στατιστικές μετρικές του σήματος και αναγνώριση του με βάση αυτές. Πιο συγκεκριμένα, ο MAD περιγράφει την μέση απόσταση όλων των τιμών ενός συνόλου από την κεντρική τιμή του και περιγράφεται από την εξίσωση 4.14

$$MAD = \text{median}(|x_i - \text{median}(x)|) \quad (4.14)$$

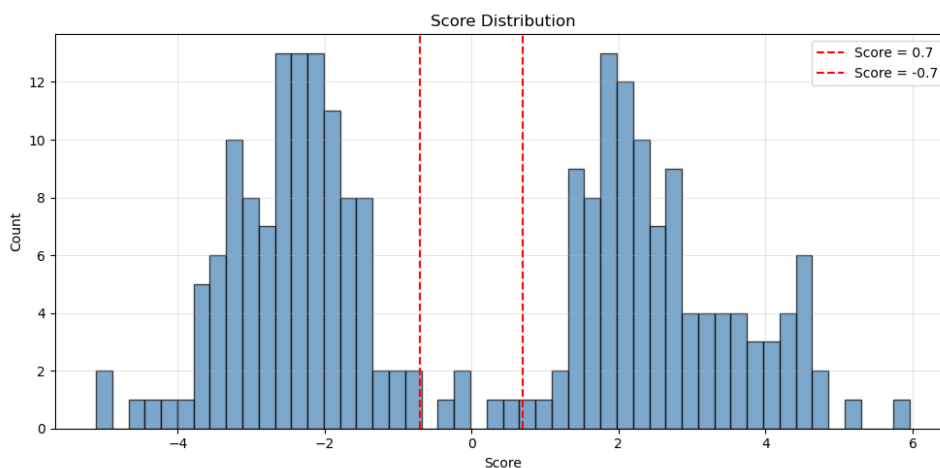
Στην προκειμένη περίπτωση, το σύνολο είναι το πλήθος ενός score. Το score είναι μια σχέση που βασίζεται στις ισχύς των δύο κλάσεων. Το score υπολογίζεται με την εξίσωση 4.15, και περιγράφει την λογαριθμική σχέση των δύο ισχύων. Η σχέση είναι λογαριθμική για να είναι πιο ανθεκτική σε ακραίες τιμές που προκαλούνται από θόρυβο.

$$\text{score} = \log(P_{class A} + 1) - \log(P_{class B} + 1) \quad (4.15)$$

Αυτό το score αποτελεί μια bimodal κατανομή η οποία φαίνεται στο σχήμα 4.13, επίσης φαίνεται και το K=0.7. Αποτελείται από δύο εύκολα διαχωρίσιμες κλάσεις, αυτές είναι και οι κλάσεις που πρέπει να

διαχωριστούν για να παρθούν σωστές αποφάσεις. Αυτός ο διαχωρισμός γίνεται συμμετρικά γύρω από την κεντρική τιμή (median) του παραθύρου score. Ως διαχωριστική γραμμή δεν ορίζεται η ίδια η κεντρική τιμή, αλλά ένα δυναμικό κατώφλι γύρω από αυτήν, το οποίο ορίζεται ως $K \cdot MAD$, με $K=0.7$. Έτσι η απόφαση αλλάζει μόνο όταν το τρέχον score αποκλίνει από τη διάμεσο κατά περισσότερο από $K \cdot MAD$, ενώ η κατεύθυνση της απόφασης καθορίζεται από το πρόσημο του score. Η τελική απόφαση περιγράφεται από την εξίσωση 4.16.

$$MAD(P_{class A}, P_{class B}) = \begin{cases} 0, & Score \geq Median + K \cdot MAD \\ 1, & Score < Median - K \cdot MAD \end{cases} \quad (4.16)$$



Σχήμα 4.13: Κατανομή του score για μια καταγραφή.

Το κατώφλι απόφασης δεν ορίζεται ως σταθερή τιμή στο score, αλλά ως δυναμικό κατώφλι βασισμένο στον διάμεσο του παραθύρου και στον συνεχή υπολογισμό του. Συγκεκριμένα, ορίζεται ένα παράθυρο 25 διαδοχικών τιμών score, από το οποίο υπολογίζονται η διάμεσος (median) και ο MAD. Η απόφαση αλλάζει μόνο όταν το τρέχον score αποκλίνει από τη διάμεσο κατά περισσότερο από $K \cdot MAD$, όπου $K_MAD=0.7$. Στην περίπτωση αυτή, η κατεύθυνση της απόφασης καθορίζεται από το πρόσημο του score — θετικότερο για κλάση B (12 Hz) και αρνητικότερο για κλάση A (10 Hz). Εάν το score παραμένει εντός του δυναμικού κατωφλίου, διατηρείται η προηγούμενη απόφαση, αποφεύγοντας έτσι ταλαντώσεις σε μεταβατικές περιόδους.

4.4.3 Σύγκριση Αλγορίθμων ταξινόμησης

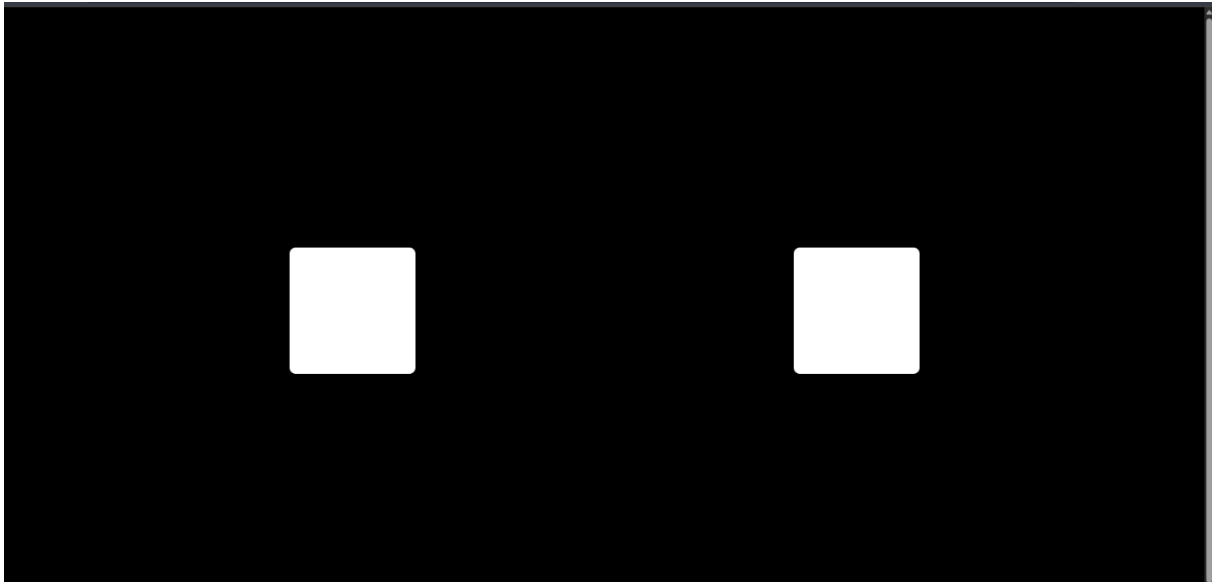
Οι δύο παραπάνω αλγόριθμοι υλοποιήθηκαν στον ESP32, ώστε να μελετηθεί η απόδοση και τα αποτελέσματα που δίνουν. Πιο συγκεκριμένα, έγιναν 10 καταγραφές σε ένα άτομο. Οι καταγραφές αποθηκεύτηκαν σε αρχεία csv.

Το κάθε αρχείο καταγράφει τα εγκεφαλικά σήματα καθώς και τις αποφάσεις του κάθε αλγόριθμου. Η πειραματική διαδικασία ήταν η εξής:

- Συνολική καταγραφή 1 λεπτού.
- 30 δευτερόλεπτα οπτική επαφή του ατόμου με ένα περιοδικό σήμα να αναβοσβήνει σε σταθερή συχνότητα 10 Hz.
- Τα επόμενα 30 δευτερόλεπτα το άτομο κρατάει οπτική επαφή με ένα περιοδικό σήμα που αναβοσβήνει με σταθερή συχνότητα 12 Hz.

Για την καταγραφή η πλακέτα ρυθμίστηκε σε κέρδος ενίσχυσης 133 dB (100 κέρδος ΕΟ, 125 κεντρικού ενισχυτή, 330 τελικού ενισχυτή). Το ένα ηλεκτρόδιο τοποθετήθηκε στο πίσω μέρος του τριχωτού της κεφαλής (περιοχή Oz) και το δεύτερο ηλεκτρόδιο τοποθετήθηκε στο πλάγιο μέρος του τριχωτού της

κεφαλής (περιοχή F8). Χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρόδιο χλωριούχου άργυρου (Ag/AgCl) με χρήση ειδικής αγωγιμής αλοιφής ειδική για ΗΕΓ. Το πείραμα έγινε σε δωμάτιο με χαμηλό φωτισμό, με την χρήση της οθόνης LG FHD με συχνότητα ανανέωσης 60 Hz. Η μεταφορά των δεδομένων στον υπολογιστή έγιναν με την χρήση USB που κατείχε η πλακέτα του ESP32. Η λήψη και η αποθήκευση σε csv έγινε με την βιβλιοθήκη PySerial σε γλώσσα Python 3.10.11. Τα περιοδικά σήματα δημιουργήθηκαν σε HTML, CSS και JavaScript, φαίνονται στο σχήμα 4.15.

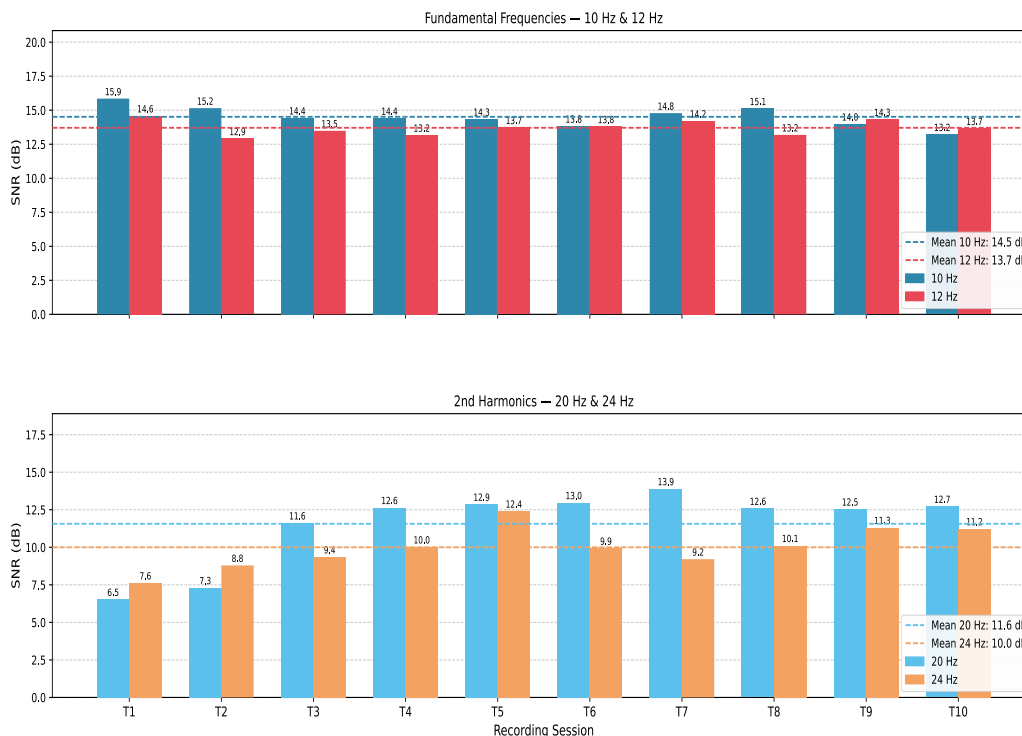


Σχήμα 4.14: Περιοδικά σήματα για την παραγωγή SSVEP, δεξιά 12 Hz, αριστερά 10 Hz.

Σημαντική είναι και η καταγραφή των δεδομένων καθώς παρέχουν σημαντικές πληροφορίες για το SNR. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιούνται ± 25 bins εκατέρωθεν της συχνότητας-στόχου, που αντιστοιχούν σε εύρος ± 3 Hz, και το SNR εκφράζεται σε dB και περιγράφεται απ' την εξίσωση 4.17, όπου $n=20$ και το 0.67 είναι το βήμα των bins.

$$SSNR = 10 \cdot \log \left[\frac{50 \cdot y(f)}{\sum_{k=1}^{25} [y(f+0.12 \cdot k) + y(f-0.12 \cdot k)]} \right] \quad (4.17)$$

Η μέθοδος αυτή είναι κλασική για την αξιολόγηση SSVEP σημάτων και παρέχει μια αντικειμενική μέτρηση της ποιότητας του σήματος ανεξάρτητα από το απόλυτο επίπεδο ισχύος, επιτρέποντας έτσι τη σύγκριση μεταξύ διαφορετικών καταγραφών. Στο σχήμα 4.16 φαίνονται τα SNR για κάθε συχνότητα και την δεύτερη αρμονική της. Στον πίνακα 2 φαίνεται μέσος όρος των, SNR, Accuracy και οι τυπικές αποκλίσεις τους. Εύκολα παρατηρείται, πως οι πρώτες αρμονικές είναι πιο ισχυρές απ' τις δεύτερες, αλλά χωρίς μεγάλη διαφορά. Καθιστώντας τες έτσι πολύ σημαντικές. Ο υπολογισμός έγινε με την χρήση της Python και πιο συγκεκριμένα με την μέθοδο `signal.welch()` της βιβλιοθήκης `Scipy`. με 8192 δείγματα ανά παράθυρο υπολογισμού, με αυτό τον τρόπο δημιουργήθηκε μια φασματική ανάλυση με $\text{bin}=0.12 \text{ Hz/Sa}$.



Σχήμα 4.15: SNR για κεντρικές συχνότητες και 2ες αρμονικές συναρτήσεις των αρχείων.

Πίνακας 2: Πίνακας στατιστικών SNR.

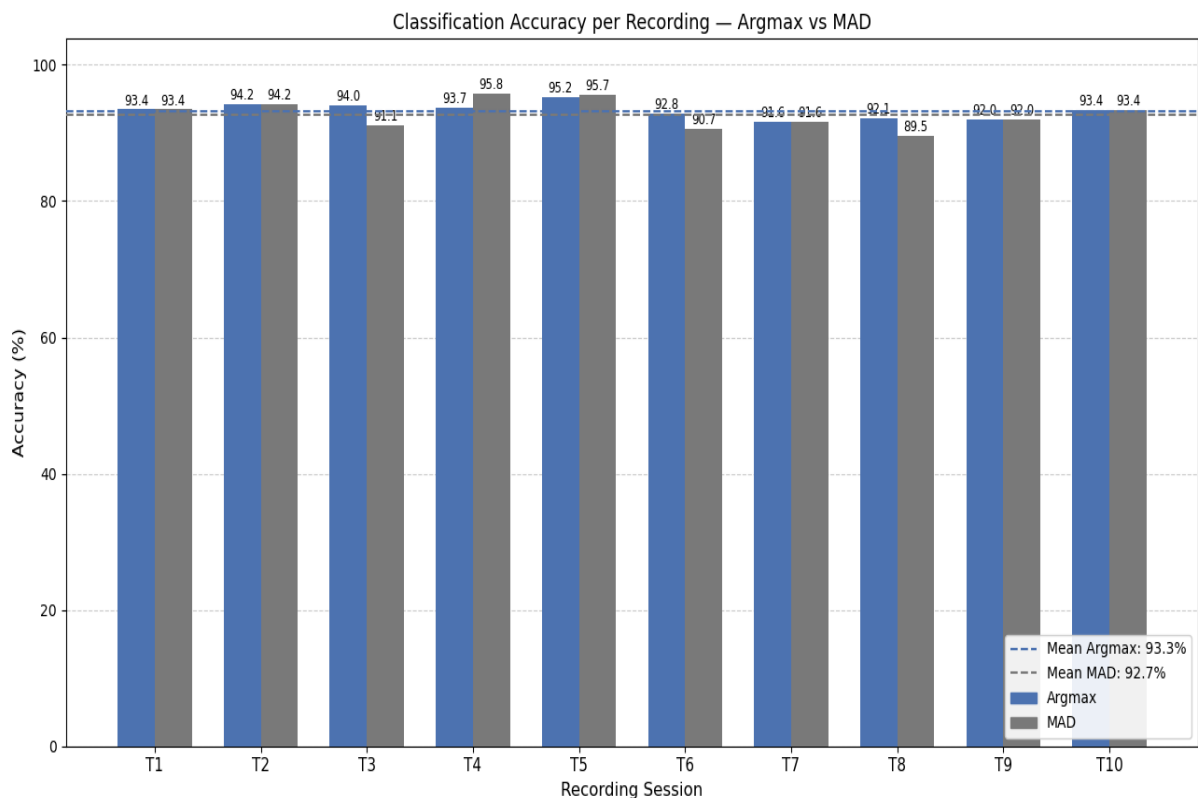
Συχνότητα (Hz)	Μέσος όρος SNR (dB)	Τυπική απόκλιση SNR (dB)
10	14.52	0.71
12	13.71	0.52
20	11.57	2.39
24	10.0	1.31

Η επόμενη φάση, αφορά την ικανότητα των δύο αλγορίθμων να εντοπίζουν σωστά τον κάθε στόχο. Πρακτικά γίνεται με την υλοποίηση των δύο αλγορίθμων στον ESP32 και με μεταφορά των αποφάσεων τους στο σειριακό, ώστε να αποθηκευτούν στο CSV. Οι αλγόριθμοι υλοποιήθηκαν στο ίδιο λογισμικό ώστε να παρατηρηθούν οι αποφάσεις τους στην ίδια πειραματική καταγραφή και στα ίδια δεδομένα. Τα ποσοστά επιτυχίας των δύο αλγορίθμων έχουν αρκετά μικρή διαφορά μεταξύ τους. Πιο συγκεκριμένα ο μέσος όρος του ποσοστού επιτυχίας του Argmax είναι 93.26 % με τυπική απόκλιση 1.08% και ο μέσος όρος του ποσοστού επιτυχίας του MAD είναι 92.75 % με τυπική απόκλιση 2.01 %. Δηλαδή ο αλγόριθμος Argmax πετυχαίνει καλύτερο ποσοστό μέσου όρου. Αυτό οφείλεται στον τρόπο λήψης απόφασης του MAD. Ο MAD αλλάζει απόφαση μόνο όταν το τρέχον score αποκλίνει σημαντικά από τη διάμεσο του παραθύρου, ενώ σε αντίθετη περίπτωση διατηρεί την προηγούμενη απόφαση. Αυτό σημαίνει ότι σε περιόδους όπου το score μεταβάλλεται σταδιακά — όπως στη έναρξη της καταγραφής — ο MAD ενδέχεται να αργεί να ενημερώσει την απόφασή του, ενώ ο Argmax αντιδρά άμεσα σε κάθε νέο υπολογισμό βάσει της τρέχουσας σύγκρισης ισχύων. Η διαφορά αυτή γίνεται εμφανής ιδιαίτερα για

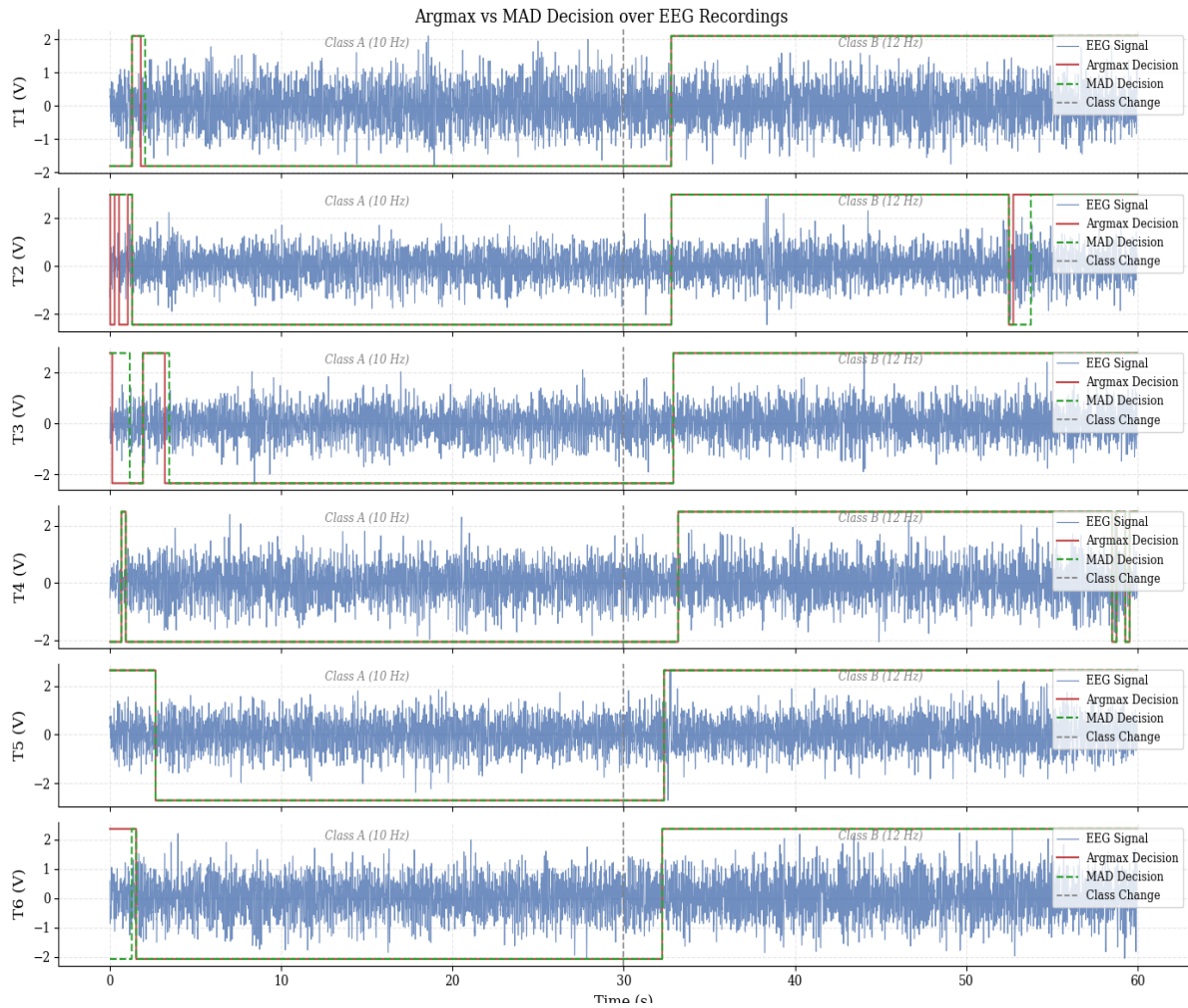
$t=0s-2s$, όπου ο Argmax προσαρμόζεται ταχύτερα στη νέα κλάση. Δηλαδή ο MAD χρειάζεται προηγούμενες τιμές του σήματος για να πάρει σωστή απόφαση ενώ ο Argmax αντιδράει άμεσα.

Παρά τη διαφορά αυτή, οι δύο αλγόριθμοι παρουσιάζουν σημαντικές ομοιότητες στη συμπεριφορά τους. Και οι δύο βασίζονται στον ίδιο υπολογισμό φασματικής ισχύος μέσω του αλγορίθμου Goertzel με παράθυρο $N=2048$ δειγμάτων, άρα έχουν τον ίδιο χρόνο απόκρισης στο επίπεδο ανάλυσης — νέα απόφαση κάθε 256ms. Επίσης, και οι δύο επηρεάζονται εξίσου από τη μεταβατική περίοδο γύρω από την αλλαγή κλάσης στο $t=30s$, καθώς ο Goertzel buffer περιέχει δείγματα και από τις δύο κλάσεις για τα πρώτα 2 δευτερόλεπτα μετά την αλλαγή — δηλαδή για τα πρώτα $2048/1000 \approx 2s$ ο buffer δεν έχει ανανεωθεί πλήρως. Αυτό σημαίνει ότι η μεταβατική περίοδος είναι κοινή και για τους δύο αλγορίθμους και δεν αποτελεί πλεονέκτημα ή μειονέκτημα κανενός από τους δύο.

Και οι δύο αλγόριθμοι υλοποιήθηκαν στον ίδιο επεξεργαστή και με ίδια δεδομένα εισόδου. Ωστόσο, ο MAD απαιτεί παραπάνω υπολογιστικούς πόρους, λόγω των 25 προηγούμενων δεδομένων που κρατάει σε πίνακα. Επιπλέον, συνεχώς υπολογίζει τον διάμεσο και τον παράγοντα MAD των 25 αυτών δεδομένων που ανανεώνονται. Αυτό απαιτεί ελάχιστους πόρους από τον ESP32, αλλά είναι λιγότεροι από αυτούς του Argmax. Επιπροσθέτως, ο MAD βασίζεται στον υπολογισμό ακόμα μιας μεταβλητής (του score). Αυτή η μεταβλητή καθορίζει την απόφαση με βάση τον διάμεσο, τον παράγοντα MAD και τον πολλαπλασιαστή $K=0.7$. Αλλά η τιμή αυτού του πολλαπλασιαστή καθορίστηκε με βάση έναν άνθρωπο, χωρίς να αποτελεί καθολικότητα σε όλους τους ανθρώπους. Δεδομένου των παραπάνω σε συνδυασμό με το ότι, ο Argmax υπερτερεί ελαφρώς σε accuracy (93.26% έναντι 92.75%) και εμφανίζει μικρότερη μεταβλητότητα ($\pm 1.08\%$ έναντι $\pm 2.01\%$), ενώ είναι και απλούστερος στην υλοποίηση και κατανόηση.



Σχήμα 4.16: Ποσοστό επιτυχίας των δύο αλγορίθμων συναρτήσει των αρχείων.



Σχήμα 4.17: Ενδεικτική δράση των αλγορίθμων Argmax και MAD στο εγκεφαλικό σήμα.

4.4.4 Αλγόριθμοι από την βιβλιογραφία

Παραπάνω, αναλύθηκαν οι αλγόριθμοι απόφασης, εξαγωγής χαρακτηριστικών και φιλτραρίσματος που υλοποιήθηκαν στο λογισμικό της εργασίας. Ωστόσο, στη βιβλιογραφία υπάρχουν κι άλλοι αλγόριθμοι που κάνουν τέτοιου είδους επεξεργασία. Παρακάτω αναλύονται οι πιο σημαντικοί.

4.4.4.1 Wavelet Packet Decomposition

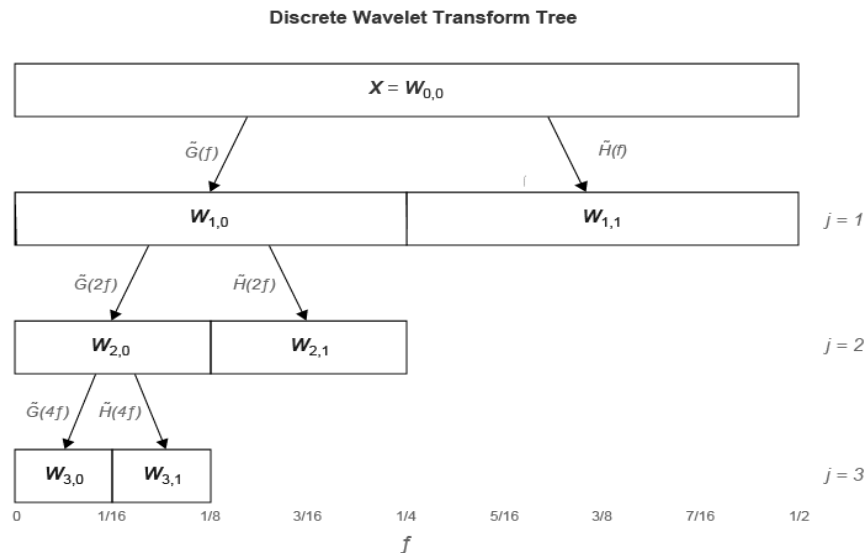
Τα εγκεφαλικά σήματα έχουν αρκετή πληροφορία τόσο σε συχνότητα όσο και στον χρόνο. Οι αναλύσεις στο χρόνο χάνουν την διακριτική ικανότητα της ανάλυσης στη συχνότητα, το ίδιο συμβαίνει και με τις αναλύσεις στη συχνότητα. Για να καλυφθεί αυτό το κενό χρησιμοποιείται ο μετασχηματισμός Wavelet, ο οποίος βασίζεται στην εξίσωση 4.18.

$$W(a, b) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle = |a|^{-\frac{1}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt \quad (4.18)$$

Όπου, $f(t)$ είναι το σήμα στον χρόνο, b είναι ο παράγοντας μετατόπισης, a είναι ο παράγοντας πλάτους και ψ είναι το wavelet που χρησιμοποιείται. Πρακτικά, χρησιμοποιείται ο διακριτός μετασχηματισμός Wavelet ή DWT και αυτό που κάνει ο μετασχηματισμός αυτός είναι να εξάγει το φάσμα του ψηφιοποιημένου σήματος σε ένα συγκεκριμένο χρονικό παράθυρο.

Πιο συγκεκριμένα, το σήμα περνάει από συνεχόμενα χαμηλοπερατά και υψηλοπερατά φίλτρα συνεχώς σε όλο και μικρότερα χρονικά όρια. Έτσι, το αποσυνθέτουν σε υποσύνολα που περιέχουν όλο και πιο μικρό

φασματικό περιεχόμενο σε όλο και πιο μικρό χρονικό πλαίσιο. Αυτό ονομάζεται Wavelet Packet Decomposition και δίνει υψηλής ανάλυσης χρονικό-συχνотικό περιεχόμενο του σήματος. Αυτά τα υποσύνολα, αναλύονται αναδρομικά, οδηγώντας σε ένα πλήρες δένδρο αποσύνθεσης, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.19. Αυτό δίνει πολύ πιο ευέλικτη κατάτμηση του φάσματος, κάτι που είναι ιδανικό για εγκεφαλικά σήματα όπου ενδιαφέρουν συγκεκριμένες ζώνες όπως δέλτα (0.5–4 Hz), θήτα (4–8 Hz), άλφα (8–13 Hz), βήτα (13–30 Hz) και γάμμα (>30 Hz).



Σχήμα 4.18: Δέντρο αποσύνθεσης ενός σήματος X. [53]

Αυτή η τεχνική χρησιμοποιείται για την αφαίρεση παρεμβολών, όπως μυογραφήματος ή του βλεφαρισμού που εισρέει στο εγκεφαλογράφημα. Η εφαρμογή του γίνεται σε τρία βήματα:

1. Αποσύνθεση του σήματος ως έναν αριθμό επιπέδου D.
2. Απόρριψη των υποσυνόλων που δεν τηρούν κάποιο κατώφλι-κριτήριο.
3. Ανασύνθεση του σήματος αναδρομικά, χωρίς τα υποσύνολα που δεν τηρούν το κριτήριο-κατώφλι.

Με τα παραπάνω θόρυβος και χρήσιμο σήμα διαχωρίζονται [54]. Ωστόσο, πολύ συχνά ο αλγόριθμος αυτός χρησιμοποιείται για την εξαγωγή χαρακτηριστικών που θα τροφοδοτηθούν σε μοντέλα ταξινόμησης. Όπως στο [55], όπου μέσω του μετασχηματισμού Wavelet εξάχθηκε η μέση ενέργεια των υποσυνόλων του αποσυνθεμένου σήματος ως χαρακτηριστικό.

4.4.4.2 ICA

Η μέθοδος ICA, ανήκει σε ένα πλαίσιο μεθόδων που ονομάζονται Τυφλός Διαχωρισμός Πηγών. Αυτές οι μέθοδοι βασίζονται στον διαχωρισμό σημάτων που προέχονται από διαφορετικές πηγές. Δηλαδή, υπάρχει το σήμα \mathbf{S} των ανεξάρτητων πηγών, ο τετράγωνος πίνακας μίξης \mathbf{A} και το σήμα \mathbf{X} που παρατηρούν οι αισθητήρες.

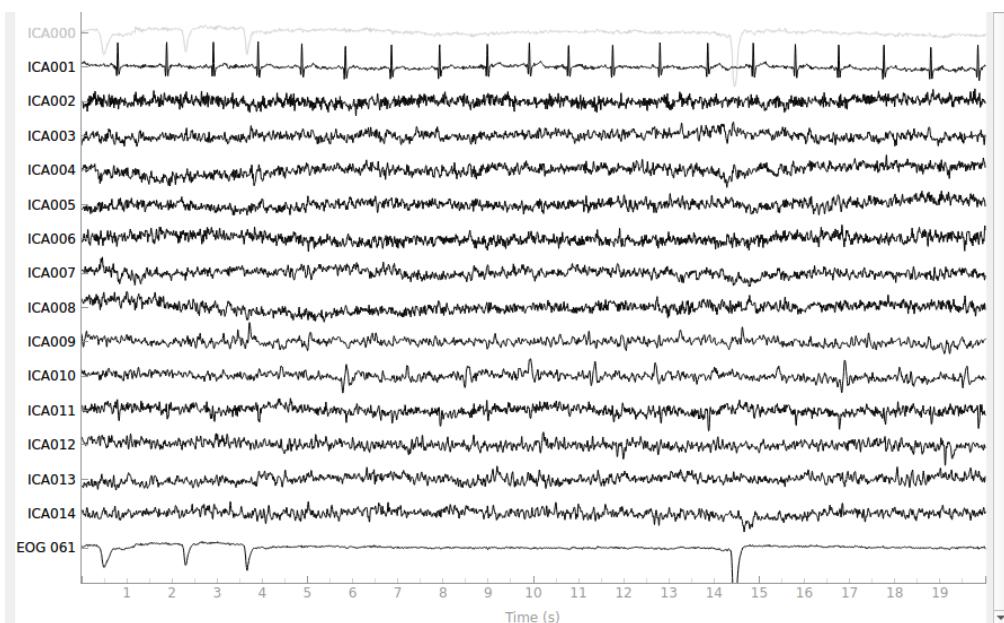
$$\mathbf{X} = \mathbf{AS} \quad (4.19)$$

Τώρα το πρόβλημα είναι να βρεθεί ένας πίνακας απομείξης \mathbf{W} , όπου ικανοποιεί την εξίσωση 4.20. Όπου \mathbf{Y} είναι το τελικό διάνυσμα με μορφή γραμμικών συνιστωσών.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{WX} \quad (4.20)$$

Ο σκοπός του ICA είναι η εύρεση του διανύσματος \mathbf{W} . Το ICA το λύνει αυτό βασιζόμενο σε δύο θεμελιώδεις παραδοχές: οι πηγές \mathbf{S} είναι στατιστικά ανεξάρτητες μεταξύ τους, και οι πηγές έχουν μη-Γκαουσιανή κατανομή (με εξαίρεση το πολύ το ένα σήμα). Η στατιστική ανεξαρτησία πρέπει να ισχύει ώστε να μην προέρχονται τα σήματα από ίδιες πηγές. Η μη-Γκαουσιανή κατανομή πρέπει να ισχύει γιατί, σύμφωνα με το Κεντρικό Οριακό Θεώρημα, το μεικτό σήμα \mathbf{X} είναι πιο Γκαουσιανό από κάθε μεμονωμένη πηγή. Άρα, ο αλγόριθμος αναζητά τον πίνακα \mathbf{W} που μεγιστοποιεί τη μη-Γκαουσιανή συμπεριφορά των εξόδων \mathbf{Y} , χρησιμοποιώντας μετρικές όπως η κύρτωση. Αν οι πηγές ήταν Γκαουσιανές, αυτή η διαδικασία θα ήταν αδύνατη, γιατί δεν θα υπήρχε πλέον στατιστική διαφορά μεταξύ μεικτού και ξεχωριστών σημάτων.

Όσον αφορά, την εφαρμογή του ICA σε εφαρμογές BCI, αυτή γίνεται συνήθως με την χρήση του FastICA. Χρησιμοποιείται για αποθρυβοποίηση του σήματος, δεδομένου ότι το μετρούμενο σήμα αποτελείται από την μίξη σημάτων πολλών πηγών, όπως του ΗΚΔ, του ΗΕΓ, του ΗΜΓ, κινήσεις ματιών κ.α.. Έτσι μέσω του ICA το μετρούμενο σήμα αποδομείται σε έναν γραμμικό συνδυασμό όλων αυτών και απορρίπτονται όλα εκτός του ΗΕΓ. Στο σχήμα 4.20 φαίνεται ο διαχωρισμός του ΗΕΓ από το ΗΚΔ και τον βλεφαρισμό.



Σχήμα 4.19: Αποτελέσματα του ICA [56].

4.4.4.3 CCA

Ο αλγόριθμος CCA ή Canonical Correlation Analysis, βασίζεται σε στατιστικές μετρικές του μετρούμενου σήματος. Πιο συγκεκριμένα, εφαρμόζεται συσχέτιση του σήματος εισόδου με ημίτονα και συνημίτονα συχνοτήτων που ενδιαφέρουν, έπειτα επιλέγεται το ημίτονο και το συνημίτονο που έχει την μέγιστη συσχέτιση με το σήμα εισόδου. Με αυτόν τον τρόπο εξάγονται χαρακτηριστικά του σήματος ως προς την συχνότητα, το πλάτος και την φάση. Τις περισσότερες φορές όμως αυτή η μέθοδος χρησιμοποιείται για την εξαγωγή χαρακτηριστικών.

Πρακτικά, αυτό που γίνεται είναι ο προϋπολογισμός του πίνακα \mathbf{Y} , όπου περιέχει τα ημίτονα και τα συνημίτονα στις συχνότητες που ενδιαφέρουν και του σήματος εισόδου \mathbf{X} . Ο τελικός σκοπός του αλγόριθμου είναι η μεγιστοποίηση του παράγοντα συσχέτισης ρ στα, ώστε να ισχύει η εξίσωση 4.21. Οι μετασχηματισμοί W_x και W_y αναθέτουν βάρη σε κάθε κανάλι EEG και σε κάθε σήμα αναφοράς

αντίστοιχα, παράγοντας τα προβαλλόμενα σήματα $x=X^TW_x$ και $y=Y^TW_y$, με σκοπό τη μεγιστοποίηση του συντελεστή συσχέτισης ρ μεταξύ τους.

$$\max_{W_x, W_y} \rho(x, y) = \frac{W_x X^T Y W_y}{\sqrt{W_x^T X X^T W_x W_y^T Y Y^T W_y}} \quad (4.21)$$

Αυτή η μέθοδος χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές που οι συχνότητες των ημιτόνων και των συνημίτονων είναι γνωστές. ο CCA είναι ιδανικό εδώ γιατί ο πίνακας αναφοράς Y κατασκευάζεται με τις ακριβείς αυτές συχνότητες και τα αρμονικά τους, π.χ. $f, 2f, 3f$. Η κλάση αναγνωρίζεται επιλέγοντας τη συχνότητα με το μέγιστο ρ .

Το CCA δεν απαιτεί εκπαιδευτικά δεδομένα, καθιστώντας το unsupervised μέθοδο, πράγμα που το κάνει ιδιαίτερα ελκυστικό για πρακτικές BCI εφαρμογές. Επίσης, είναι υπολογιστικά ελαφρύ σε σχέση με μεθόδους μηχανικής μάθησης.

4.4.4.4 FBCCA

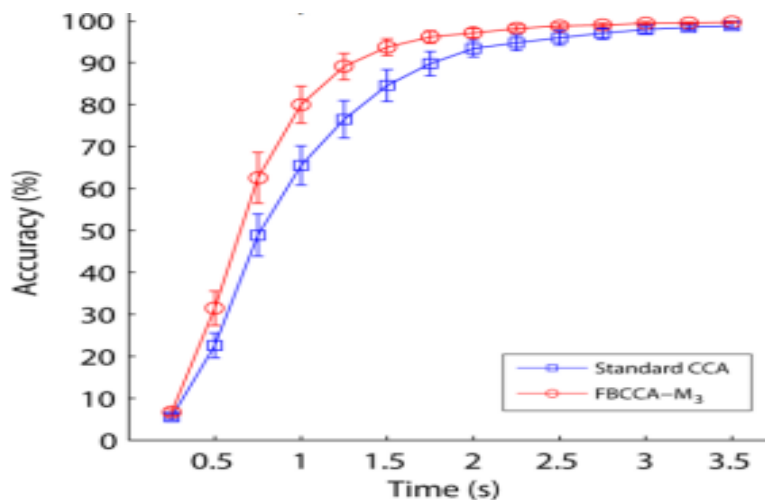
Το πρόβλημα με τον CCA που αναλύθηκε προηγουμένως είναι πως αντιμετωπίζει όλες τις συχνότητες με την ίδια σημαντικότητα. Αυτό που κάνει ο Filter Bank CCA ή FBCCA είναι να χωρίζει όλο το φάσμα σε R ζώνες όπου κάθε ζώνη αντιστοιχεί σε ένα αρμονικό της συχνότητας στόχου. Τοποθετεί βάρη w σε αυτές και στην συνέχεια εφαρμόζει CCA στην κάθε ζώνη συχνοτήτων και εξάγει συντελεστές συσχέτισης για κάθε μία και τους αποθηκεύει σε ένα σύνολο ρ .

$$\rho'_q = \sum_{l=1}^R w(l) (\rho_q^l)^2 \quad (4.22)$$

Σε αντίθεση με τον CCA αντιμετωπίζει τις αρμονικές με διαφορετικό τρόπο δίνοντας την κατάλληλη βαρύτητα στην κάθε μία.

Ο τελικός συντελεστής συσχέτισης προκύπτει από την εξίσωση 4.22, όπου χρησιμοποιεί το γινόμενο του σταθμισμένου βάρους και της συσχέτισης ρ κάθε μπάντας. Η κάθε μπάντα περιλαμβάνει την κεντρική συχνότητα στόχου και των αρμονικών της. Αυτός εξάγεται με CCA σε κάθε μία μπάντα.

Τέλος, σύμφωνα με το [57], ο FBCCA υπερτερεί σε σχέση με τον CCA με μια ακρίβεια 92%. Ωστόσο ο CCA έχει χαμηλότερο υπολογιστικό κόστος σε σχέση με τον FBCCA, ο οποίος ουσιαστικά εφαρμόζει πολλαπλά CCA ανάλογα με τον αριθμό του πλήθους υποφασμάτων που χρησιμοποιεί. Ο FBCCA εκμεταλλεύεται πιο καλά τις αρμονικές από τον CCA.



Σχήμα 4.20: Ποσοστό επιτυχίας των αλγορίθμων. [57]

4.5 Επίλογος

Συνοψίζοντας, αυτό το κεφάλαιο καθίσταται σημαντικό στην λειτουργία του τελικού προϊόντος. Το οποίο προϊόν, αποτελείται κατά το ήμισυ από το λογισμικό που υλοποιήθηκε στον μικροελεγκτή ESP32. Το παρόν κεφάλαιο μπορεί να χωριστεί σε τελικά τέσσερα μεγάλα τμήματα. Αυτά είναι, η δειγματοληψία, όπου αποτελεί την διεπαφή των αναλογικών με τα ψηφιακά συστήματα. Επόμενο, είναι η ψηφιακή επεξεργασία του σήματος, που αποτελείται από φιλτράρισμα του σήματος. Σε επόμενη φάση γίνεται η εξαγωγή των χαρακτηριστικών του. Τελευταίο τμήμα, είναι η ταξινόμηση του σήματος με βάση τα χαρακτηριστικά του. Η ταξινόμηση γίνεται με δύο αλγόριθμους, με σκοπό να συγκριθούν οι συνεισφορές του κάθε ένα ξεχωριστά για την λειτουργικότητα του τελικού προϊόντος.

Κεφάλαιο 5ο: Πειραματική διαδικασία και αποτελέσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθεί και αξιολογηθεί η λειτουργικότητα του συνολικού συστήματος. Η ανάλυση θα γίνει στα δεδομένα που θα εξαχθούν μέσω μιας πειραματικής διαδικασίας. Στην πειραματική αυτή διαδικασία θα χρησιμοποιήσει ένα αντιπροσωπευτικό δείγμα ατόμων, θα καταγραφούν τα αποτελέσματα και θα εξαχθούν κατάλληλοι δείκτες αξιολόγησης της ποιότητας του συστήματος.

5.1 Πειραματικό πρωτόκολλο

Στην παρούσα ενότητα παρουσιάζεται αναλυτικά το πειραματικό πρωτόκολλο που ακολουθήθηκε. Ο σκοπός των πειραμάτων είναι να γίνει όσο το δυνατόν φανερό η ποιότητα της λειτουργικότητας του τελικού συστήματος, τόσο σε επίπεδο πλακέτας, όσο και σε επίπεδο λογισμικού.

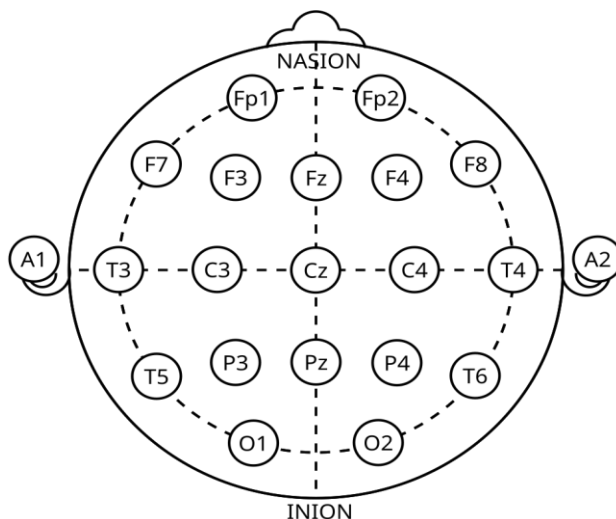
Πιο αναλυτικά, ο κάθε συμμετέχων παρακολουθούσε καθιστός σε μια άνετη καρέκλα την οθόνη. Στην οθόνη υπάρχουν δύο σήματα τα οποία αναβοσβήνουν περιοδικά. Το ένα σήμα με συχνότητα 10 φορές το δευτερόλεπτο, δηλαδή 10 Hz, και το άλλο με συχνότητα 12 φορές το δευτερόλεπτο, δηλαδή 12 Hz. Η οθόνη έχει ρυθμό ανανέωσης 60 Hz. Επίσης, οι συνθήκες φωτισμού του χώρου διατηρήθηκαν σε χαμηλά επίπεδα, ώστε να αποφευχθεί η επίδραση εξωτερικών πηγών φωτός και να αυξηθεί η αντίθεση της οθόνης. Αυτό πρακτικά έγινε με τη χρήση εξωτερικού στοιχείου σκίασης που κάλυψε το 90% της θύρας από όπου εισέρχεται το ηλιακό φως. Η τελική εντολή προς τους συμμετέχοντες ήταν, να μην κάνουν απότομες κινήσεις με διάφορα μέρη του σώματος, τα μάτια και το στόμα. Με αυτήν την οδηγία, ελαχιστοποιείται ο θόρυβος από άλλες σωματικές πηγές όπως τους μυς και τα νεύρα του ματιού. Σε συνδυασμό με την προηγούμενη εντολή ζητήθηκε από τους συμμετέχοντες να είναι όσο το δυνατόν πιο αφοσιωμένοι στην οθόνη καθ' όλη τη διάρκεια του πειράματος.

Όσον αφορά το σύστημα, συνδέθηκαν τα δύο ηλεκτρόδια χλωριούχου άργυρου (Ag/AgCl) στο τριχωτό της κεφαλής του συμμετέχοντα. Πιο συγκεκριμένα το ένα ηλεκτρόδιο συνδέθηκε στο δεξί μέρος του τριχωτού της κεφαλής, το άλλο στο πίσω μέρος του τριχωτού της κεφαλής. Πιο συγκεκριμένα το ένα ηλεκτρόδιο συνδέθηκε στην θέση Oz και το άλλο στην θέση F8 όπως φαίνεται στο σχήμα 5.1, σύμφωνα με το σύστημα τοποθέτησης ηλεκτροδίων 10-20 [58]. Το σύστημα τοποθέτησης ηλεκτροδίων 10-20 αποτελεί ένα διεθνώς καθιερωμένο πρότυπο για την καταγραφή ηλεκτροεγκεφαλογραφήματος. Η ονομασία του προκύπτει από το γεγονός ότι οι αποστάσεις μεταξύ των γειτονικών ηλεκτροδίων αντιστοιχούν στο 10% ή 20% του συνολικού μήκους συγκεκριμένων ανατομικών μετρήσεων της κεφαλής. Πιο συγκεκριμένα, οι μετρήσεις πραγματοποιούνται κατά μήκος καθορισμένων αξόνων του κρανίου, και οι θέσεις των ηλεκτροδίων υπολογίζονται ως ποσοστιαία τμήματα αυτών των αποστάσεων. Τα ηλεκτρόδια είχαν ειδικό αγωγίμο υγρό ενσωματωμένο στην επιφάνεια εφαρμογής τους. Το RLD είναι σε μορφή περιβραχιόνιου και τυλίχθηκε στον δεξιό καρπό του συμμετέχοντα.

Η διαδικασία της καταγραφής διαρκεί 1 λεπτό. Τα πρώτα 30 δευτερόλεπτα το υποκείμενο παρακολουθεί το περιοδικό σήμα των 10 Hz και τα επόμενα 30 δευτερόλεπτα παρακολουθεί το περιοδικό σήμα των 12 Hz. Η μεταφορά των δεδομένων από τον ESP32 στον υπολογιστή έγινε με USB. Ο υπολογιστής λαμβάνει τα δεδομένα μέσω ενός σεναρίου που γράφτηκε με τη βοήθεια της βιβλιοθήκης pySerial. Αφού, ο υπολογιστής λάβει τα δεδομένα τα αποθηκεύει σε ένα αρχείο CSV. Αυτό το αρχείο CSV έχει τέσσερις στήλες. Η πρώτη στήλη περιέχει τα δεδομένα καταγραφής σε Volt, η δεύτερη στήλη περιέχει τα δεδομένα απόφασης του πρώτου αλγόριθμου Argmax, αντίστοιχα η τρίτη στήλη περιέχει τα δεδομένα απόφασης του δεύτερου αλγόριθμου MAD και η τέταρτη στήλη περιέχει τα σωστά δεδομένα απόφασης.

Τέλος πρέπει να ειπωθεί πως, για κάθε συμμετέχοντα, η καταγραφή έγινε δύο φορές με δύο διαφορετικά κέρδη του αναλογικού συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, στη μία καταγραφή το κέρδος έχει τιμή 93.6 dB

(κέρδος ΕΟ: 100, κέρδος προενισχυτή: 12.5, κέρδος τελικού ενισχυτή: 38.5) και για τη δεύτερη καταγραφή το κέρδος έχει τιμή 91.5 dB (κέρδος ΕΟ: 100, κέρδος προενισχυτή: 12.5, κέρδος τελικού ενισχυτή: 28.5). Τα διαφορετικά κέρδη είχαν προκαθοριστεί σε δύο ίδιες πλακέτες, με διαφορετικό κέρδος τελικού ενισχυτή. Επίσης, σημαντικό είναι το γεγονός πως δεν υπήρχε κάποια προτεραιότητα ή κάποια προκαθορισμένη σειρά εφαρμογής των διαφορετικών πλακετών.



Σχήμα 5.1: Σύστημα 10-20 και οι θέσεις Oz, F8. [58]

5.2 Μετρικές αξιολόγησης

Οι μετρικές αξιολόγησης αποτελούν τις τιμές που θα καθορίσουν την ποιότητα του τελικού συστήματος. Σε αυτήν την ΔΕ ως μετρικές αξιολόγησης τέθηκαν δύο. Η πρώτη είναι το Signal-Noise-Ratio όπου αποτελεί κριτήριο αξιολόγησης της αποθρομβοποίησης (ψηφιακής και αναλογικής) και της σωστής ενίσχυσης του βιοηλεκτρικού σήματος. Η δεύτερη είναι ο Information-Transfer-Rate και δείχνει τη δυνατότητα του συστήματος να διακρίνει τις δύο κλάσεις σε σχέση με τον χρόνο και αποτελεί έναν δείκτη για την ικανότητα και την ταχύτητα του ταξινομητή.

5.2.1 SNR

Το SNR αποτελεί μια μετρική που λαμβάνει μέτρηση στο πεδίο της συχνότητας. Πιο συγκεκριμένα, αποτελεί τον λόγο της ισχύς του σήματος πληροφορίας προς την ισχύ του θορύβου (σε γραμμική κλίμακα, σε λογαριθμική αποτελεί τη διαφορά). Μετριέται σε dB και όσο πιο μεγάλος είναι αυτός ο αριθμός τόσο καλύτερη η διαχώριση του σήματος από τον θόρυβο.

Στην πράξη για να μετρηθεί το SNR ενός σήματος, πρέπει να οριστεί το 'σήμα' και ο 'θόρυβος'. Στην παρούσα ΔΕ, ως σήμα πληροφορίας θεωρείται το πλάτος του φάσματος στη συχνότητα ενδιαφέροντος (10 Hz ή 12 Hz). Ως θόρυβος, δεν θεωρείται το πλάτος όλου του υπόλοιπου φάσματος. Αλλά, θεωρείται το πλάτος των γειτονικών συχνοτήτων από τη συχνότητα ενδιαφέροντος. Σύμφωνα με τα προηγούμενα η εξίσωση SNR που υπολογίζεται στην παρούσα ΔΕ βασίζεται στην εξίσωση 5.1, η οποία δεν έχει μετατραπεί σε λογαριθμική κλίμακα. Όπου bin είναι η ανάλυση του φάσματος, n είναι ο συνολικός αριθμός των γειτονικών συχνοτήτων.

$$SNR = \frac{n \cdot y(f)}{\sum_{k=1}^n [y(f+bin \cdot k) + y(f-bin \cdot k)]} \quad (5.1)$$

5.2.2 ITR

Το ITR αποτελεί μια μετρική που λαμβάνει μέτρηση στο πεδίο του χρόνου. Αφορά τη μέτρηση της ταχύτητας και την ακρίβεια του ταξινομητή. Η μονάδα μέτρησης είναι η πληροφορία ανά μονάδα χρόνου, δηλαδή bits/minutes. Πρακτικά αυτό που γίνεται είναι, με βάση το εκάστοτε πείραμα οι λανθάνουσες και οι σωστές αποφάσεις μιας αναγνώρισης σε ένα συγκεκριμένου χρονικό διάστημα.

Το ITR χρησιμοποιείται συχνά για τη μέτρηση απόδοσης BCI, καθώς επιτρέπει την ποσοτική αξιολόγηση της απόδοσης ενός συστήματος ταξινόμησης. Η ακρίβεια όμως εξαρτάται και από την ποσότητα του θορύβου που υπάρχει στο τελικό σήμα. Έτσι, το ITR αποτελεί και έναν γνώμονα για την ποιότητα του τελικού σήματος. Όσο μεγαλύτερη η τιμή του ITR, τόσο πιο αποτελεσματικό θεωρείται το σύστημα, αφού μεταφέρει περισσότερη πληροφορία σε μικρότερο χρονικό διάστημα. Με τον τρόπο αυτό δημιουργείται και ένα μέτρο σύγκρισης διαφορετικών αλγορίθμων και κυκλωματικών διατάξεων. Λόγω όλων των προηγούμενων η συγκεκριμένη μετρική χρησιμοποιείται πολύ συχνά σε SSVEP BCIs [59], [60], [61]. Η εξίσωση περιγραφής του ITR φαίνεται στη εξίσωση 5.2.

$$ITR = \left(\log_2 N + P \log_2 P + (1 - P) \log_2 \frac{1-P}{N-1} \right) \left(\frac{60}{T} \right) \quad (5.2)$$

Όπου N είναι ο αριθμός των κλάσεων, P είναι το ποσοστό επιτυχίας της ταξινόμησης και λαμβάνει τιμές από 0 μέχρι 1, το T είναι ο χρόνος ανά δοκιμή, σε δευτερόλεπτα.

Στην παρούσα ΔΕ, δεδομένης του παραπάνω πειραματικού πρωτοκόλλου, οι όροι της εξίσωσης 5.2 θα λάβουν τις εξής τιμές:

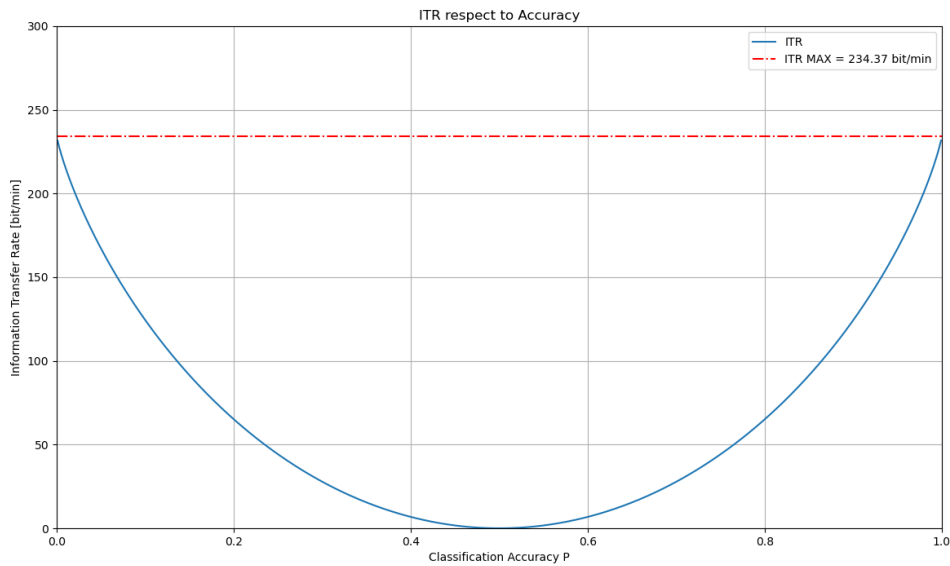
- Αριθμός κλάσεων N=2, αφού οι κλάσεις είναι 2 (περιοδικό σήμα 10 Hz, περιοδικό σήμα 12 Hz).
- Χρόνος ανά δοκιμή T = 0.256 sec, αφού κάθε 256 δείγματα στη συχνότητα δειγματοληψίας των 1 kHz το σύστημα παράγει μία απόφαση, άρα μία απόφαση ανά 0.256 δευτερόλεπτα
- Το ποσοστό επιτυχίας P δεν αποτελεί σταθερά, καθώς μεταβάλετε σε κάθε πείραμα.

Δεδομένων των παραπάνω τιμών, αν αντικατασταθούν στην 5.2 θα εξαχθεί η εξίσωση 5.3.

$$ITR(P) = 234.37 \cdot (1 + P \log_2 P + (1 - P) \log_2(1 - P)) \quad (5.3)$$

Η παραπάνω εξίσωση αποτελεί την εξίσωση ITR που θα χρησιμοποιηθεί ως μετρική στην παρούσα ΔΕ και είναι συναρτήσε του P. Στο σχήμα 5.2 φαίνεται το γράφημα του ITR συναρτήσε του P. Στο σχήμα φαίνεται πως η συνάρτηση έχει ένα ελάχιστο για P=0.5 και δύο μέγιστα σημεία για P=0 και P=1.

Αυτό το φαινόμενο εξηγείται μέσω της θεωρίας της πληροφορίας. Σύμφωνα με την εντροπία Shannon, η πληροφορία που μεταδίδεται από ένα σύστημα ταξινόμησης εξαρτάται από την αβεβαιότητα του. Η εξήγηση γίνεται ως εξής, αν ο αλγόριθμος δίνει P=0.5 για ένα πρόβλημα ταξινόμησης 2 κλάσεων τότε δεν προσφέρει καμία πληροφορία. Σε αυτήν την περίπτωση η πιθανότητα σωστής απόφασης αλγορίθμου είναι 0.5, δεδομένου αυτού καλύτερα να γίνεται επιλογή κλάσης στην τύχη. Εν αντιθέσει, για P=1 και P=0 αλγόριθμος δίνει το μέγιστο της πληροφορίας αφού η έξοδος του αλγορίθμου είναι προβλέψιμη στο 100%. Επομένως, το ITR ως μετρική αξιολόγησης ενός BCI συστήματος αντικατοπτρίζει άμεσα την ικανότητα του ταξινομητή να εξάγει χρήσιμη πληροφορία από το σήμα.

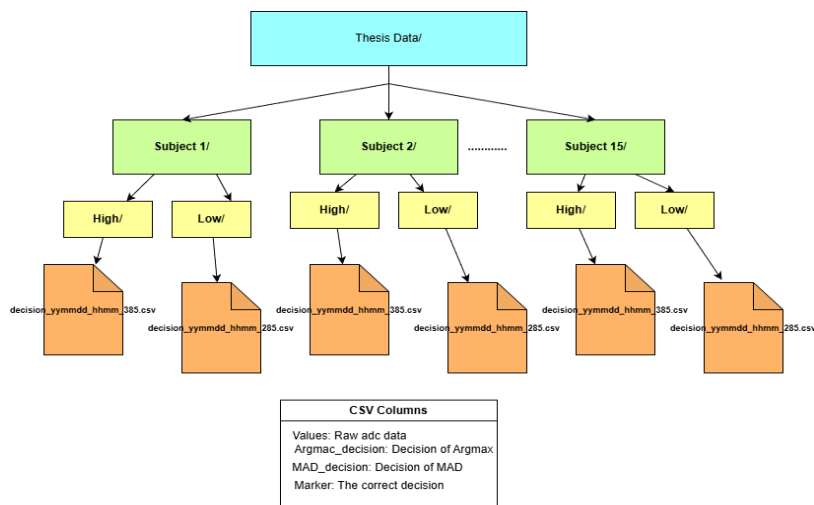


Σχήμα 5.2: Γραφική παράσταση της εξίσωσης 5.3.

5.3 Αποτελέσματα

Παρακάτω ακολουθεί η στατιστική ανάλυση των δεδομένων. Η διαδικασία αποθήκευσης και καταγραφής των δεδομένων περιγράφεται στο Πειραματικό πρωτόκολλο. Η αρχειοθέτηση των δεδομένων έγιναν με όνομα ‘decision_YMMDD_HHMM_@85’ όπου το @ είναι 2 ή 3 ανάλογα την ενίσχυση που χρησιμοποιήθηκε. Η κάθε καταγραφή ανάλογα με την ενίσχυση που χρησιμοποιήθηκε αποθηκεύτηκε σε διαφορετικό αρχείο Low ή High. Πρακτικά, με την κατοχή δύο ίδιων πλακετών αλλά με διαφορετική ενίσχυση, έγινε η καταγραφή για διαφορετικό κέρδος (93.6 dB High Gain, 91.5 dB Low Gain).

Τα αποτελέσματα θα αναλυθούν με βάση τις δύο μετρικές (SNR, ITR), αλλά σε διαφορετικές περιπτώσεις. Δηλαδή, το SNR θα αναλυθεί για κάθε συχνότητα ξεχωριστά (10 Hz, 12 Hz) και με βάση τα δύο διαφορετικά κέρδη (93.6 dB, 91.5 dB). Όσον αφορά το ITR, η ανάλυση θα γίνει, με βάση κάθε συχνότητα ξεχωριστά και με βάση κάθε έναν από τους δύο αλγόριθμους.



Σχήμα 5.3: Αρχειοθέτηση και επιπλέον πληροφορίες για τις καταγραφές.

5.3.1 Αποτελέσματα SNR

Για να εξαχθούν τα αποτελέσματα για το SNR, χρησιμοποιήθηκε η Python και πιο συγκεκριμένα οι βιβλιοθήκες Scipy, Matplotlib, NumPy. Ο υπολογισμός του SNR έγινε σύμφωνα με την εξίσωση 5.1. Η εξαγωγή του φάσματος ισχύος έγινε με την μέθοδο Welch, με 8192 δείγματα ανά παράθυρο υπολογισμού. Με αυτόν τον τρόπο δημιουργήθηκε μια φασματική ανάλυση με $\text{bin}=0.12 \text{ Hz/Sa}$. Το πλήθος των πλευρικών συχνοτήτων $n=50$. Άρα η εξίσωση SNR που εφαρμόστηκε είναι η 5.4 και υπολογίζεται για την συχνότητα στόχο και $\pm 3 \text{ Hz}$.

$$SNR = 10 \cdot \log \left[\frac{50 \cdot y(f)}{\sum_{k=1}^{25} [y(f+0.12 \cdot k) + y(f-0.12 \cdot k)]} \right] \quad (5.4)$$

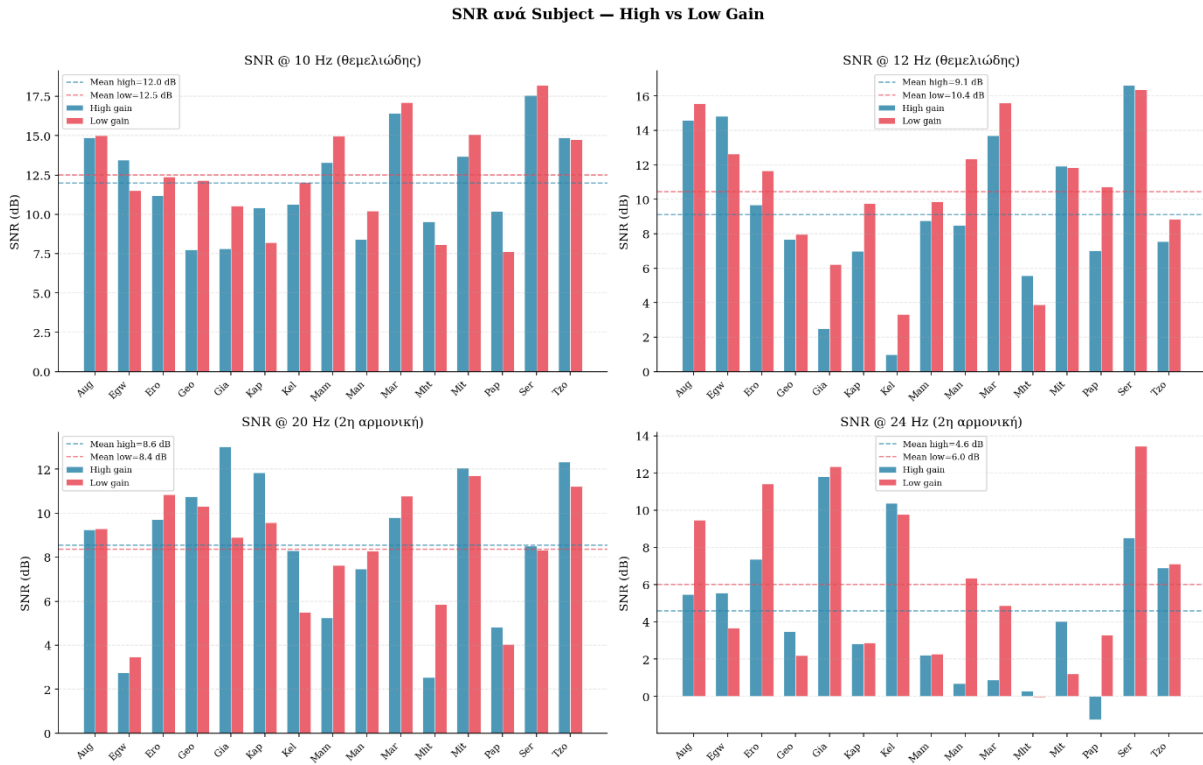
Πρακτικά, κάθε αρχείο τεμαχίστηκε σε δύο υποσύνολα. Το πρώτο υποσύνολο είναι τα πρώτα 30 δευτερόλεπτα που παρακολουθείται το περιοδικό σήμα των 10 Hz και το δεύτερο υποσύνολο είναι τα επόμενα 30 δευτερόλεπτα που παρακολουθείται το άλλο περιοδικό σήμα. Το πρώτο υποσύνολο αναλύθηκε ως προς το SNR στις συχνότητες 10 Hz και 20 Hz. Το δεύτερο υποσύνολο αναλύθηκε ως προς το SNR στις συχνότητες 12 Hz και 24 Hz. Επιπλέον, η παραπάνω ανάλυση έγινε για κάθε αρχείο κατηγορίας ενίσχυσης. Με αυτό τον τρόπο μπορούν να γίνουν παρατηρήσεις σχετικά με την επιρροή της ενίσχυσης στο SNR.

Στο παρακάτω σχήμα 5.4 παρατηρούνται τα αποτελέσματα. Τα αποτελέσματα φαίνονται σε διάγραμμα μπάρας. Πιο συγκεκριμένα, για κάθε υποκειμένο υπάρχουν δύο μπάρες, μία για το κύκλωμα υψηλής ενίσχυσης και μία για το κύκλωμα χαμηλότερης. Το μέγιστο SNR παρατηρήθηκε στην τιμή των 18.22 dB και προέρχεται από πλακέτα με χαμηλότερο κέρδος. Χρήσιμα στατιστικά παρατηρούνται στον πίνακα 3, όπου φαίνεται πως η χαμηλού κέρδους πλακέτα έχει κατά λίγα dB μεγαλύτερο SNR απ' ότι του υψηλού κέρδους. Επίσης, η συχνότητα των 10 Hz πετυχαίνει μεγαλύτερο SNR από αυτήν των 12 Hz, το ίδιο ισχύει και για τις 2^{ες} αρμονικές.

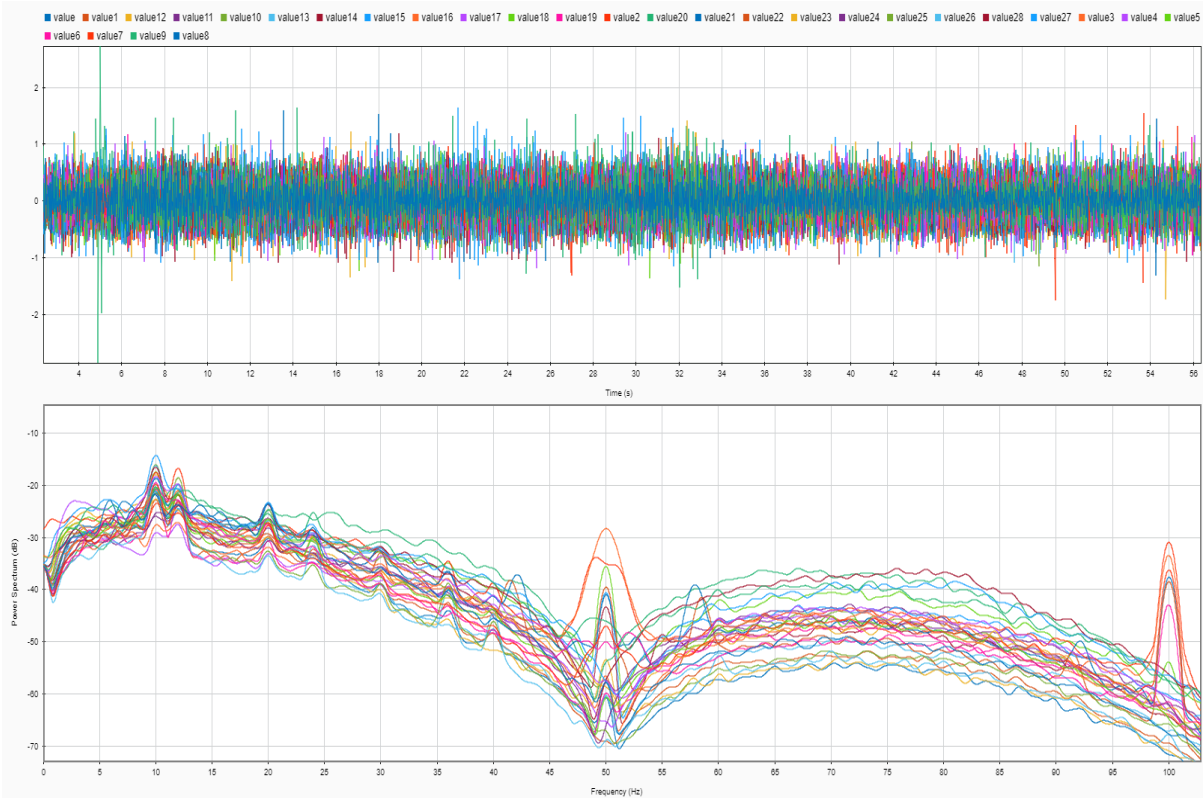
Στο σχήμα 5.4 επίσης παρατηρείται ότι σε κάποιες περιπτώσεις το SNR της δεύτερης αρμονικής είναι μεγαλύτερο από της θεμελιώδους συχνότητας. Καθιστώντας τις δεύτερες αρμονικές πολύ σημαντικές στη λήψη σωστών αποφάσεων.

Πίνακας 3: Στατιστικά αποτελεσμάτων.

Υψηλού κέρδος			Χαμηλού κέρδος		
10 Hz	12.01 dB	± 3.12 dB	10 Hz	12.53 dB	± 3.27 dB
12 Hz	9.13 dB	± 4.51 dB	12 Hz	10.45 dB	± 3.97 dB
20 Hz	8.56 dB	± 3.39 dB	20 Hz	8.38 dB	± 2.61 dB
24 Hz	4.61 dB	± 3.85 dB	24 Hz	6.02 dB	± 4.35 dB



Σχήμα 5.4: Αποτελέσματα επεξεργασίας.



Σχήμα 5.5: Σήματα καταγραφής στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας.

5.3.2 Στατιστική ανάλυση αποτελεσμάτων SNR

Εκτός από τα παραπάνω αποτελέσματα, θα πρέπει τα δεδομένα να αναλυθούν ως προς την επιρροή τους. Ο σκοπός είναι να ελεγχθεί η επιρροή του κέρδους της ηλεκτρονικής διάταξης και της συχνότητας του περιοδικού σήματος στο SNR. Άρα η ανάλυση υποθέτει 2 ανεξάρτητες μεταβλητές (Κέρδος διάταξης και Συχνότητα περιοδικού σήματος) και 1 εξαρτημένη μεταβλητή (SNR). Θα ελεγχθεί η επιρροή του κέρδους (93.6 dB και 91.5 dB) στο SNR, θα ελεγχθεί η συχνότητα περιοδικού σήματος (10 Hz, 12 Hz) στο SNR και τέλος θα ελεγχθεί η σχέση των δύο παραπάνω στο SNR. Αυτό θα γίνει με 2x2 Repeated Measures ANOVA.

Αλλά πριν εκτελεσθεί η παραπάνω διαδικασία θα πρέπει να ελεγχθούν τα δεδομένα για την κανονικότητά τους. Τα τέσσερα σύνολα των δεδομένων (SNR(10 Hz, High gain), SNR(12 Hz, High gain), SNR(10 Hz, Low gain), SNR(12 Hz, Low gain)) ακολουθούν την κανονική κατανομή ($p=0.47$, $p=0.71$, $p=0.55$, $p=0.62$) και αυτό διαπιστώθηκε από το Shapiro-Wilk test [62] (όπου αν $p>0.05$, ισχύει η H_0 : ακολουθούν την κανονική κατανομή). Όσον αφορά τη σφαιρικότητα των δεδομένων δεν χρειάστηκε να ελεγχθεί, καθώς κάθε παράγοντας (Freq και Gain) έχει 2 επίπεδα.

Δεδομένου των παραπάνω, η διαδικασία συνεχίστηκε με την εκτέλεση 2x2 RM ANOVA στα δεδομένα. Η στατιστική ανάλυση έδειξε ότι, Υπάρχει στατιστικά σημαντική διαφορά μεταξύ των δύο κερδών της πλακέτας ($F(1,14) = 6.01$, $p = 0.027$). Το μέγεθος επίδρασης ($\eta^2 = 0.015$) είναι μικρό. Επίσης υπάρχει σημαντική διαφορά μεταξύ των δύο συχνοτήτων του περιοδικού οπτικού σήματος ($F(1,14) = 10.72$, $p = 0.005$). Το μέγεθος επίδρασης ($\eta^2 = 0.104$) είναι μέτριο. Επιπλέον, υπάρχει αλληλεπίδραση των δύο παραγόντων, καθώς η επίδραση του κέρδους της πλακέτας δεν είναι ίδια για κάθε συχνότητα ($F(1,14) = 1.55$, $p = 0.233$). Το μέγεθος επίδρασης είναι πολύ μικρό ($\eta^2 = 0.002$).

Πίνακας 4: Πίνακας με τα αποτελέσματα του RM ANOVA.

Πηγή	SS	Dof1	Dof2	MS	F	p value	η^2	ϵ
Gain	12.51	1	14	12.51	6.01	0.027	0.015	1
Freq	92.18	1	14	92.18	10.72	0.005	0.104	1
Gain, Freq	2.37	1	14	2.37	1.55	0.233	0.002	1

Η αλληλεπίδραση των δύο παραγόντων θα πρέπει να αναλυθεί σε post-hoc, διότι οι κύριες επιδράσεις δεν αρκούν για να εξηγήσουν τα αποτελέσματα, έτσι έγινε ανάλυση απλών επιδράσεων (Simple Effect Analysis). Πιο συγκεκριμένα, αναλύεται κάθε κέρδος για μία ίδια συχνότητα. Δηλαδή, έγινε t-test για τα δύο σύνολα που έχουν ίδια συχνότητα, αλλά διαφορετικό κέρδος. Από την διαδικασία παρατηρήθηκε ότι για την συχνότητα 10 Hz $t=-1.033$ με $p=0.3191$, και για την συχνότητα 12 Hz $t=-2.77$ με $p=0.0165$. Αυτό δείχνει μεγάλη διαφορά των SNR για τα κέρδη στις δύο συχνότητες, καθώς σύμφωνα με το Bonferroni παράγοντα (αν $p<0.025$) εκεί υπάρχει σημαντική διαφορά.

Από τα παραπάνω βγαίνει το συμπέρασμα πως, το SNR δεν έχει μεγάλη επίδραση από το κέρδος της ηλεκτρονικής διάταξης, αλλά έχει μεγάλη επίδραση από την συχνότητα του οπτικού ερεθίσματος.

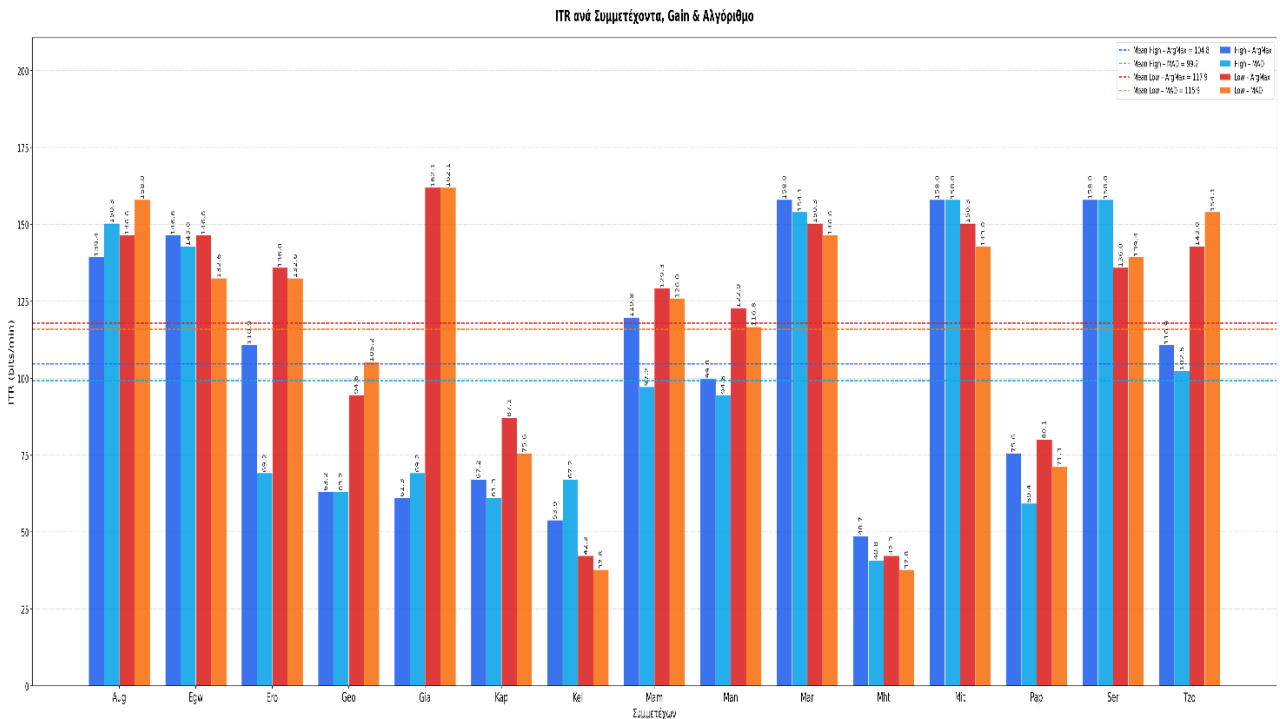
5.3.3 Αποτελέσματα ITR

Για να εξαχθούν τα αποτελέσματα από το ITR, χρησιμοποιήθηκε η Rpython. Αναλυτικότερα, για την εξαγωγή του ITR για κάθε μία από τις καταγραφές, ακολουθήθηκε η εξής στρατηγική. Υπολογίστηκε ο ITR για κάθε καταγραφή και για κάθε αλγόριθμο (MAD, Argmax). Αυτός ο υπολογισμός έγινε με την εξίσωση 5.3. Επομένως, για κάθε άτομο παράγονται 4 αποτελέσματα. Ένα ITR για την καταγραφή με την πλακέτα χαμηλού κέρδους με τον αλγόριθμο MAD, ένα για την πλακέτα υψηλού κέρδους με τον αλγόριθμο MAD, ένα ITR για την καταγραφή με την πλακέτα χαμηλού κέρδους με τον αλγόριθμο Argmax, ένα για την πλακέτα υψηλού κέρδους με τον αλγόριθμο Argmax.

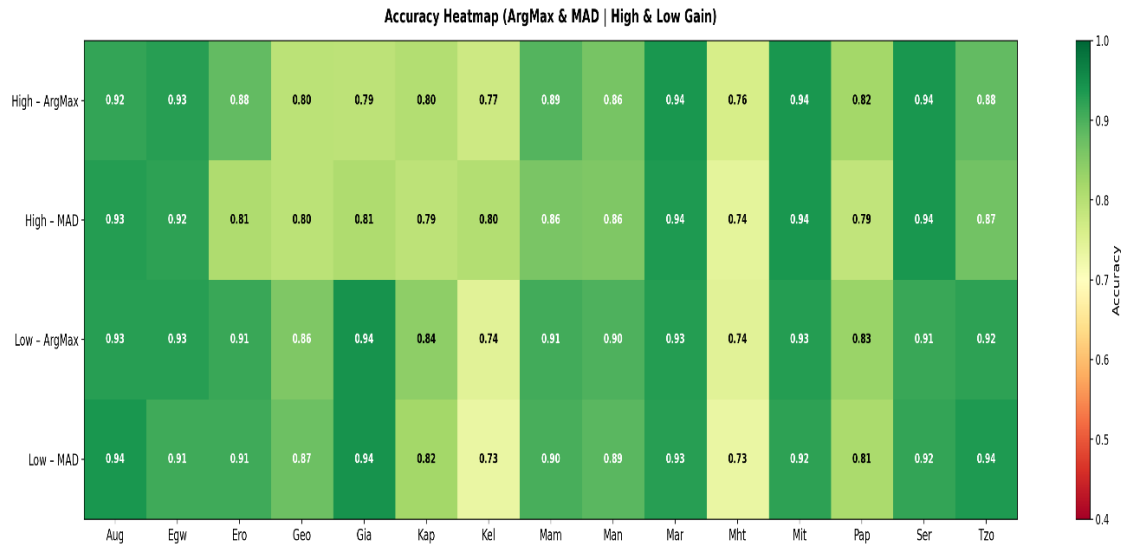
Για την καλύτερη κατανόηση των αριθμητικών αποτελεσμάτων, αξίζει να αναφερθούν τα μέγιστα και τα ελάχιστα της εξίσωσης 5.3. Για ποσοστό επιτυχίας 100%, η εξίσωση 5.3 λαμβάνει την τιμή ITR=234.37 bits/min. Σε περίπτωση που το ποσοστό επιτυχίας είναι 50%, τότε η τιμή του ITR=0 bit/min και είναι η ελάχιστη δυνατή τιμή του. Τα αποτελέσματα φαίνονται και στο σχήμα 5.6 και τα στατιστικά στον πίνακα 5. Επίσης, μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζει το σχήμα 5.7 που δείχνει την συνάρτηση του ITR με το ποσοστό επιτυχίας, όταν αυξάνεται το ποσοστό επιτυχίας, αυξάνεται και το ITR.

Πίνακας 5: Μέση τιμή και τυπική απόκλιση για κάθε περίπτωση.

Υψηλού κέρδους			Χαμηλού κέρδους		
Argmax	104.75 bits/m	± 40.88 bit/m	Argmax	117.94 bit/m	± 39.17 bit/m
MAD	99.19 bit/m	± 42.30 bit/m	MAD	115.92 bit/m	± 41.54 bit/m



Σχήμα 5.6: Αποτελέσματα ITR ανά συμμετέχοντα (Μπλε: High, Argmax, γαλάζιο: High, MAD, κόκκινο: Low, Argmax, πορτοκαλί: Low, MAD).



Σχήμα 5.7: Σχέση ITR, ποσοστού επιτυχίας.

5.3.4 Στατιστική ανάλυση αποτελεσμάτων ITR

Τα προηγούμενα αποτελέσματα έδειξαν την σχέση μεταξύ αλγόριθμου και κέρδους πλακέτας. Ωστόσο, σε αυτή την ενότητα θα αναλυθεί ο ITR σε σχέση με δύο παράγοντες, την συχνότητα του περιοδικού σήματος και τον αλγόριθμο. Έτσι μαζεύονται 4 σύνολα δεδομένων ITR για κάθε περίπτωση. Στα σύνολα αυτά θα εφαρμοσθεί όπως και πριν RM ANOVA, στα ίδια 15 άτομα.

Αλλά πριν από αυτό θα πρέπει τα δεδομένα να ελεγχθούν ως προς την κανονικότητά τους. Αυτό θα γίνει με το test Shapiro-Wilk. Όσον αφορά τη σφαιρικότητα των δεδομένων δεν χρειάστηκε να ελεγχθεί, καθώς κάθε παράγοντας (Freq και Gain) έχει 2 επίπεδα. Τα τέσσερα σύνολα (ITR(Argmax, 10 Hz), ITR(Argmax, 12 Hz), ITR(MAD, 10 Hz), ITR(MAD, 12 Hz)) ακολουθούν την κανονική κατανομή με $p=0.237$, $p=0.249$, $p=0.726$, $p=0.267$ αντίστοιχα. Παρακάτω φαίνεται ο πίνακας με τις στατιστικές ροπές των παραπάνω τεσσάρων συνόλων.

Πίνακας 6: Πίνακας με τις στατιστικές ροπές των τεσσάρων συνόλων που αναλύονται.

Αλγόριθμος	Συχνότητα	M.O.	T.A.
Argmax	10 Hz	159.15 bit/min	40.74 bit/min
Argmax	12 Hz	80.25 bit/min	38.27 bit/min
MAD	10 Hz	156.20 bit/min	43.46 bit/min
MAD	12 Hz	77.26 bit/min	38.52 bit/min

Η ανάλυση RM ANOVA έδειξε πως η συχνότητα του περιοδικού σήματος που παρατηρεί ο συμμετέχων, επηρεάζει σε πολύ μεγαλύτερο βαθμό από τον αλγόριθμο που επιλέχθηκε από τους δύο. Αυτό φαίνεται από την στατιστική μέθοδο για την κύρια επίδραση του αλγορίθμου ($F(1,14) = 1.7411$, $p = 0.2082$, $\eta^2 = 0.0015$), όπου το effect size είναι πολύ μικρό.

Παρατηρείται, εξαιρετικά σημαντική κύρια επίδραση της συχνότητας του περιοδικού σήματος ($F(1,14)=73.9974$, $p<0.001$, $\eta^2=0.5067$). Το $\eta^2=0.5067$ αντιστοιχεί σε μεγάλο effect size, που σημαίνει

ότι η συχνότητα ερμηνεύει το ~50% της συνολικής διακύμανσης του ITR. Η διέγερση στα 10 Hz (~159 bits/min) υπερτερεί σαφώς έναντι των 12 Hz (~80 bits/min).

Όσον αφορά την αλληλεπίδραση των παραπάνω δύο, δεν παρατηρήθηκε κάτι σημαντικό ($F(1,14)=0.0002$, $p=0.9899$, $\eta^2 \approx 0$). Οι δύο αλγόριθμοι αντιδρούν ομοιόμορφα και στις δύο συχνότητες.

Πίνακας 7: Πίνακας με τα αποτελέσματα RM ANOVA.

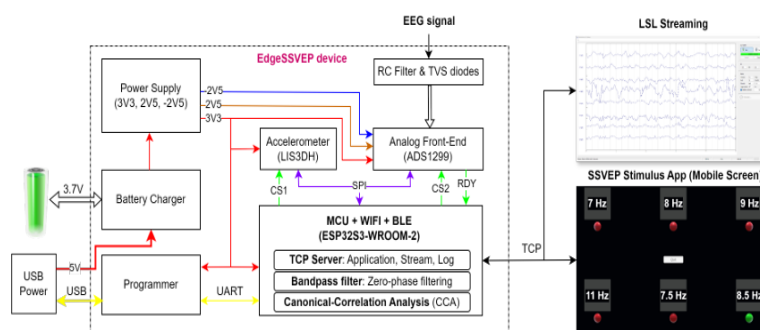
Source	Dof1	Dof2	F	p	η^2
Αλγόριθμος	1	14	1.7411	0.2082	0.0015
Συχνότητα	1	14	73.9974	0.0000	0.5067
Αλγ, Συχν	1	14	0.0002	0.9899	0.0000

Για να εξηγηθεί περαιτέρω αυτά τα σημαντικά αποτελέσματα, έγινε post-hoc με t-test. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν ότι η μόνη στατιστικά σημαντική διαφορά εντοπίζεται μεταξύ 10 Hz και 12 Hz, και για τους δύο αλγόριθμους (ArgMax: $t=8.878$, $p<0.001$ MAD: $t=8.114$, $p<0.001$). Το Hedges' $g \approx 1.9$ υποδηλώνει εξαιρετικά μεγάλο effect size — η διαφορά μεταξύ των δύο συχνοτήτων είναι όχι μόνο στατιστικά αλλά και πρακτικά σημαντική. Αντίθετα, η σύγκριση ArgMax vs MAD δεν έφτασε σε στατιστική σημαντικότητα ($t=1.319$, $p=0.208$, Hedges' $g=0.0802$ — μικροσκοπικό effect size).

5.4 Σύγκριση με βιβλιογραφία

Σε αυτή την ενότητα, θα αναλυθεί η παρούσα εργασία με άλλες δύο παρόμοιες της. Ο σκοπός είναι να συγκριθούν οι συσκευές και τα αποτελέσματα. Η σύγκριση θα γίνει με βάση το υλικό, το λογισμικό, τα αποτελέσματα σε διάφορες μετρικές καθώς και το κόστος.

Σε πρώτη φάση θα αναλυθεί το [63], όπου αφορά ένα BCI χαμηλής κατανάλωσης ισχύος στα 222 mW, όπου έχει δυνατότητες ασύρματης σύνδεσης με WiFi και BLE, οκτώ κανάλια HEG, όλα εφαρμοσμένα σε μια πλακέτα 65x55 mm που τροφοδοτείται με μια μπαταρία λιθίου 3.7 V. Ως αναλογικό μέρος χρησιμοποιεί τον ADS1299, ένα σύστημα που ειδικά κατασκευασμένο για βιοηλεκτρικά σήματα. Για την ψηφιακή επεξεργασία χρησιμοποιεί τον ESP32S3-WROOM-2, στον οποίο για αλγόριθμο απόφασης τρέχει τον CCA. Σε αυτή την εργασία το πείραμα για την αξιολόγηση ήταν το εξής, 10 συμμετέχοντες, κοίταξαν 6 διαφορετικούς στόχους για 5.48 sec για 24 φορές. Τα αποτελέσματα ήταν ποσοστό επιτυχίας 99.17% και άρα ITR=27.33 bits/min.

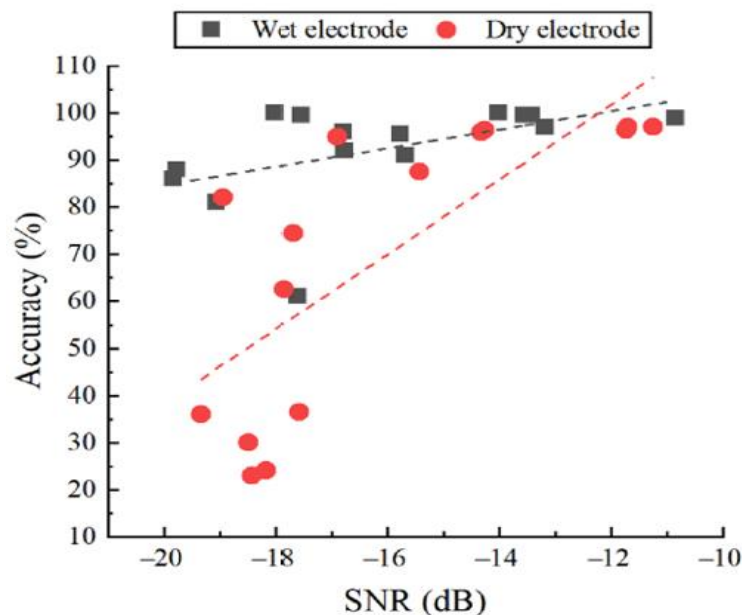


Σχήμα 5.8: Μπλοκ διάγραμμα του EdgeSSVEP [63].

Η επόμενη εργασία είναι η [61] στην οποία ως υλικό χρησιμοποιείται το ESPW308 της BlueBCI Ltd, η οποία συνδέεται ασύρματα και έχει οκτώ κανάλια εισόδου. Ο σκοπός της εργασίας είναι να υλοποιήσει ένα σύστημα γρήγορης εγκατάστασης στο κεφάλι του συμμετέχοντα σε πραγματικές συνθήκες, μάλιστα το πείραμα εκτελέστηκε με υγρά και με στεγνά ηλεκτρόδια. Ο αριθμός των συμμετεχόντων ήταν 15 και το πείραμα ήταν το εξής, σε μια οθόνη με 40 στόχους, ο συμμετέχων κοιτάζει έναν απ' τους 40 για 3 δευτερόλεπτα (+1 sec για εμφάνιση στόχου, +1 sec για ανάπαυση) και η συσκευή ανιχνεύει την συχνότητα του σήματος με τον αλγόριθμο OACCA (Online Adaptive Canonical Correlation Analysis), για κάθε συμμετέχων έγινε 40 φορές. Το SNR για υγρά ηλεκτρόδια είναι -16.12 ± 0.74 dB και για στεγνά -16.13 ± 0.90 dB. Για την εγκατάσταση του BCI με στεγνά ηλεκτρόδια ο χρόνος εγκατάστασης είναι 38.4 s και για υγρά ηλεκτρόδια είναι 103.4 s κατά μέσο όρο. Στην εργασία αυτή ο ITR με στεγνά ηλεκτρόδια είναι 70.59 bits/min και με υγρά ηλεκτρόδια 138.89 bits/min.

Ωστόσο, το SNR στην [61] καθορίζεται και μετριέται διαφορετικά από την παρούσα. Η [62] υπολογίζει ένα "wide-band SNR" όπου ο θόρυβος ορίζεται ως η ολική ισχύς του φάσματος και των 5 συχνοτήτων στόχων (θεμελιώδης + 4 αρμονικές), οδηγώντας σε αρνητικές τιμές, φαίνεται και στην εξίσωση 5.5. Η παρούσα εργασία χρησιμοποιεί "narrow-band SNR" που συγκρίνει την ισχύ της στόχο-συχνότητας με γειτονικά bins (± 3 Hz).

$$SNR_{wide-band} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=1}^{N_h} P(k \cdot f)}{\frac{f_s}{\sum_{f=0}^2 P(f) - \sum_{k=1}^{N_h} P(k \cdot f)}} \right) \quad (5.5)$$



Σχήμα 5.9: Αποτελέσματα του Accuracy συναρτήσει του SNR στην [61].

Συγκρίνοντας τα δύο συστήματα αναφοράς με την παρούσα εργασία, διαπιστώνονται σημαντικές διαφορές τόσο στο υλικό όσο και στα αποτελέσματα. Το EdgeSSVEP [63] και το σύστημα των [62] χρησιμοποιούν 8 κανάλια EEG με εξειδικευμένη αναλογική διάταξη (ADS1299 και ESPW308 αντίστοιχα), με εκτιμώμενο κόστος υλικών σχετικά υψηλό, έναντι του μονοκάναλου συστήματος της παρούσας εργασίας που βασίζεται κυρίως στον ESP32 και τον AD623, με κόστος περίπου €30–40. Η άμεση σύγκριση ITR πρέπει να γίνεται με προσοχή: το ITR της παρούσας εργασίας υπολογίστηκε με

$T=0.256s$ (Goertzel step), ενώ το [63] χρησιμοποιεί $T=5s$ και το [62] $T=5s$, με αποτέλεσμα να μην είναι άμεσα συγκρίσιμες οι τιμές. Σημειώνεται ότι η σύγκριση των τιμών SNR με την [62] δεν είναι άμεσα έγκυρη, καθώς χρησιμοποιεί διαφορετικό ορισμό από την παρούσα ΔΕ.

Παρακάτω ακολουθεί ο πίνακας σύγκρισης των τριών εργασιών σχετικά με το μέγιστο SNR, ITR που κατάφεραν, επίσης με ποια συσκευή υλοποιήθηκε, με ποιον αλγόριθμο επιτεύχθηκαν, σε πόσους στόχους και με τι χρονικό παράθυρο. Να σημειωθεί πως σχετικά με το SNR του [62] που αναφέρεται στον πίνακα χρησιμοποιείται η τιμή wide-band SNR και στην [63] δεν αναφέρεται η τιμή SNR.

Πίνακας 8: Πίνακας σύγκρισης εργασιών.

	SNR	ITR	Device	Algorithm	#Targets	Time window
ΔΕ	12.53 dB	117.94 bit/m	Custom	Argmax	2	0.256 sec
EdgeSSVEP [63]	-	27.33 bits/min	Custom	CCA	6	5 sec
Fast setup BCI [61]	- 16.13 dB	138.89 bits/m	ESPW308	OACCA	40	5 sec

Δύο ακόμα συστήματα που αξίζει να αναφερθούν είναι το OpenBCI Cyton και το Emotiv EPOC X. Το OpenBCI Cyton είναι 8-κάναλη βιοενισχυτική πλακέτα βασισμένη στον ADS1299 με ανάλυση 24-bit και ρυθμό δειγματοληψίας 250 Hz, σχεδιασμένη για επιστημονικά έγκυρη καταγραφή EEG, EMG και ECG. Κοστίζει περίπου €1000 και είναι open-source. Το Emotiv EPOC X από την άλλη προσφέρει 14 κανάλια, ρυθμό δειγματοληψίας 128/256 Hz, ανάλυση 14-bit και ασύρματη σύνδεση Bluetooth 5.0 με αυτονομία 9 ωρών, με τιμή \$999.

5.5 Επίλογος και Συμπεράσματα

Συνοπτικά, από τα παραπάνω βγαίνει το συμπέρασμα πως, η συχνότητα του περιοδικού σήματος που παρακολουθεί ο εθελοντής είναι πιο σημαντικό από τον αλγόριθμο και το κέρδος που χρησιμοποιήθηκε. Μια εξήγηση γι' αυτήν την κατάσταση ίσως είναι το γεγονός πως, οι συμμετέχοντες παρακολούθησαν πρώτα το σήμα των 10 Hz και μετά το σήμα των 12 Hz. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα, όταν έρχεται η στιγμή για την παρακολούθηση του σήματος 12 Hz ο συμμετέχων να έχει οπτική κόπωση. Έτσι, ο συμμετέχων δεν μπορεί να αποδώσει το ίδιο καλό SNR και ITR με το σήμα των 10 Hz. Αξίζει σημείωσης το γεγονός πως οι πλακέτες με διαφορετικό κέρδος χρησιμοποιήθηκαν με τυχαία σειρά σε κάθε άτομο. Δηλαδή μπορεί σε ένα υποκείμενο να γίνει πρώτα μέτρηση με την πλακέτα υψηλού κέρδους και μετά με την πλακέτα χαμηλού κέρδους, ενώ σε ένα άλλο υποκείμενο να γίνει πρώτα μέτρηση με την πλακέτα χαμηλού κέρδους και μετά με την πλακέτα υψηλού κέρδους.

Όσον αφορά τον αλγόριθμο των δύο (Argmax, MAD), αναμενόμενο είναι πως δεν θα υπάρξει κάποια σημαντική διαφορά. Διότι, οι δύο αλγόριθμοι βασίζονται στο ίδιο score και αυτό είναι η ισχύς στη συχνότητα 10 Hz, 12 Hz και τις 2^{ες} αρμονικές τους. Απλά, ο Argmax κάνει απλή σύγκριση των δύο score, ενώ ο MAD λειτουργεί με δυναμικά κατώφλια που βασίζονται σε στατιστικές μετρήσεις.

Τέλος, το κέρδος έδειξε κάποια σημαντικότητα στα αποτελέσματα. Το κύριο φαινόμενο είναι πως για κέρδος τελικού ενισχυτή 93.6 dB σε σχέση με το κέρδος 91.5 dB, το SNR έχει μικρή μείωση. Αυτό γίνεται εξ' αιτίας του γεγονότος πως, με την ενίσχυση του κύριου σήματος πληροφορίας αυξάνεται και ο θόρυβος.

5.6 Μελλοντικές επεκτάσεις

Οι μελλοντικές επεκτάσεις που μπορούν να γίνουν είναι πολλές και μπορούν να αυξήσουν το επίπεδο της παρούσας εργασίας. Ως προς το hardware, η πρώτη αναβάθμιση που μπορεί να γίνει είναι να χρησιμοποιηθεί ένας αποδοτικότερος τρόπος τροφοδοσίας, με επαναφορτιζόμενη μπαταρία και έναν buck converter. Έτσι, θα υπάρχει καλύτερη διαχείριση ισχύος με δυνατότητα επαναφόρτισης μέσω κάποιας θύρας USB. Όσον αφορά το αναλογικό μέρος θα έκανε μεγάλη διαφορά στην ποιότητα του συστήματος η εισαγωγή περισσότερων καναλιών δεδομένων, με αυτό τον τρόπο θα ήταν δυνατή η χρήση του αλγόριθμου FastICA, όπου αποτελεί κατάλληλο αλγόριθμο για εφαρμογές BCI.

Ως προς το λογισμικό, η πρώτη αναβάθμιση που μπορεί να γίνει είναι η ασύρματη μεταφορά των δεδομένων μέσω WiFi ή BLE. Επιπλέον, θα μείωνε δραστικά το μέγεθος της πλακέτας αν χρησιμοποιηθεί ο μικροελεγκτής ESP WROOM 32 χωρίς την αναπτυξιακή πλακέτα. Επίσης, για την καλύτερη αναγνώριση των σημάτων θα μπορούσε να υλοποιηθεί στον μικροελεγκτή κάποιος αλγόριθμος μηχανικής μάθησης ή κάποιο νευρωνικό δίκτυο.

Τέλος θα μπορούσε να υλοποιηθεί ένα σύστημα IoT, όπου ο μικροελεγκτής ESP32 αποτελεί έναν κόμβο μεταφοράς των εγκεφαλικών δεδομένων σε κάποιον υπολογιστή ή διακομιστή, ο οποίος θα κάνει πολύ περισσότερη επεξεργασία στα δεδομένα. Πρακτικά, ένα τέτοιο σύστημα αποτελείται από τρία μέρη το αναλογικό, το οποίο λαμβάνει τα εγκεφαλικά δεδομένα τα φιλτράρει και τα ενισχύει. Το ψηφιακό, το οποίο ψηφιοποιεί τα δεδομένα και κάνει κάποιο φιλτράρισμα και τα εκπέμπει ασύρματα. Ο υπολογιστής, όπου αποτελεί τον τελικό προορισμό των δεδομένων και κάνει όλη την επεξεργασία που απαιτεί υψηλή υπολογιστική ισχύ.

Βιβλιογραφία

- [1] B. Maiseli *et al.*, “Brain–computer interface: trend, challenges, and threats,” Dec. 01, 2023, *Springer Science and Business Media Deutschland GmbH*. doi: 10.1186/s40708-023-00199-3.
- [2] A. Kawala-Sterniuk *et al.*, “Summary of over Fifty Years with Brain-Computer Interfaces-A Review,” 2021, doi: 10.3390/brainsci.
- [3] B. Kolb and Q. I. Whishaw, *Εγκέφαλος και Συμπεριφορά*. ΙΑΤΡΙΚΕΣ ΕΚΔΟΣΕΙΣ Π. Χ. ΠΑΣΧΑΛΙΔΗΣ, 2011.
- [4] A. Grey, “Nervous System.”
- [5] R. P. Feldman and J. T. Goodrich, “The Edwin Smith Surgical Papyrus,” *Child’s Nervous System*, vol. 15, no. 6–7, pp. 281–284, Jul. 1999, doi: 10.1007/s003810050395.
- [6] J. H. Breasted, “The Edwin Smith Surgical Papyrus, Volume 1 Hieroglyphic Transliteration, Translation, and Commentary,” *University of Chicago Press*, vol. 1, 1930.
- [7] J. H. Breasted, “The Edwin Smith Surgical Papyrus, Volume 2 Facsimile Plates and Line for Line Hieroglyphic Transliteration,” *University of Chicago Press*, vol. 2, 1930.
- [8] G. G. Celesia, “Alcmaeon of Croton’s Observations on Health, Brain, Mind, and Soul,” *J. Hist. Neurosci.*, vol. 21, no. 4, Oct. 2012, doi: 10.1080/0964704X.2011.626265.
- [9] A. P. Wickens, *A History of the Brain*. Psychology Press, 2014. doi: 10.4324/9781315794549.
- [10] M. Piccolino, “Luigi Galvani and animal electricity: two centuries after the foundation of electrophysiology,” *Trends Neurosci.*, vol. 20, no. 10, Oct. 1997, doi: 10.1016/S0166-2236(97)01101-6.
- [11] A. Coenen, “The Erratic History of Electroencephalography,” *Med. Res. Arch.*, vol. 12, no. 6, 2024, doi: 10.18103/mra.v12i6.5351.
- [12] A. Coenen, O. Zayachkivska, S. Konturek, and W. Pawlik, *ADOLF BECK, CO-FOUNDER OF THE EEG AN ESSAY IN HONOUR OF HIS 150TH BIRTHDAY*. 2013.
- [13] Critchley M., *The parietal lobes*. Arnold, 1953.
- [14] D. Darby and K. Walsh, *Νευροψυχολογία: κλινική προσέγγιση*, 5th ed. Αθήνα: Επιστημονικές Εκδόσεις ΠΑΡΙΣΙΑΝΟΥ, 2007.
- [15] Cold Spring Harbor Laboratory DNA Learning Center, “3D Brain.” Accessed: May 05, 2026. [Online]. Available: <https://dnalc.cshl.edu/resources/products/3d-brain-app.html>
- [16] Okinawa Institute of Science and Technology, “Diagram of synaptic transmission.” Accessed: Feb. 01, 2026. [Online]. Available: <https://www.oist.jp/image/diagram-synaptic-transmission>
- [17] T. Kirschstein and R. Köhling, “What is the Source of the EEG?,” *Clin. EEG Neurosci.*, no. 3, Jul. 2009, doi: 10.1177/155005940904000305.
- [18] Molecular Devices, “What is an action potential?” Accessed: Feb. 01, 2026. [Online]. Available: <https://www.moleculardevices.com/applications/patch-clamp-electrophysiology/what-action-potential>

- [19] K. Blinowska and P. Durka, “Electroencephalography (EEG),” in *Wiley Encyclopedia of Biomedical Engineering*, Wiley, 2006. doi: 10.1002/9780471740360.ebs0418.
- [20] The Open University, “2.2 Neurons and neurotransmitters.” Accessed: Feb. 01, 2026. [Online]. Available: <https://www.open.edu/openlearn/mod/oucontent/view.php?id=135791§ion=2.2>
- [21] R. U. Muller, J. B. Ranck, and J. S. Taube, “Head direction cells: properties and functional significance,” *Curr. Opin. Neurobiol.*, vol. 6, no. 2, Apr. 1996, doi: 10.1016/S0959-4388(96)80073-0.
- [22] J. Zygierewicz, “High resolution study of sleep spindles,” *Clinical Neurophysiology*, vol. 110, no. 12, pp. 2136–2147, Dec. 1999, doi: 10.1016/S1388-2457(99)00175-3.
- [23] F. L. da Silva, “EEG: Origin and Measurement,” in *EEG - fMRI*, Cham: Springer International Publishing, 2022, pp. 23–48. doi: 10.1007/978-3-031-07121-8_2.
- [24] G. Buzsáki, *Rhythms of the Brain*. Oxford University Press, 2006. doi: 10.1093/acprof:oso/9780195301069.001.0001.
- [25] S. Raghavachari *et al.*, “Gating of Human Theta Oscillations by a Working Memory Task,” *The Journal of Neuroscience*, vol. 21, no. 9, May 2001, doi: 10.1523/JNEUROSCI.21-09-03175.2001.
- [26] F. Lopes da Silva, “EEG and MEG: Relevance to Neuroscience,” *Neuron*, vol. 80, no. 5, pp. 23–48, Dec. 2013, doi: 10.1016/j.neuron.2013.10.017.
- [27] S. D. Muthukumaraswamy, B. W. Johnson, and N. A. McNair, “Mu rhythm modulation during observation of an object-directed grasp,” *Cognitive Brain Research*, vol. 19, no. 2, Apr. 2004, doi: 10.1016/j.cogbrainres.2003.12.001.
- [28] E. Lalo, T. Gilbertson, L. Doyle, V. Di Lazzaro, B. Cioni, and P. Brown, “Phasic increases in cortical beta activity are associated with alterations in sensory processing in the human,” *Exp. Brain Res.*, vol. 177, no. 1, Jan. 2007, doi: 10.1007/s00221-006-0655-8.
- [29] C. Babiloni *et al.*, “Human cortical electroencephalography (EEG) rhythms during the observation of simple aimless movements: a high-resolution EEG study,” *Neuroimage*, vol. 17, no. 2, pp. 559–72, Oct. 2002.
- [30] M. Chikermane *et al.*, “Cortical beta oscillations map to shared brain networks modulated by dopamine,” May 17, 2024. doi: 10.7554/eLife.97184.1.
- [31] X.-J. Wang, “Neurophysiological and Computational Principles of Cortical Rhythms in Cognition,” *Physiol. Rev.*, vol. 90, no. 3, Jul. 2010, doi: 10.1152/physrev.00035.2008.
- [32] C. Tallon-Baudry, O. Bertrand, M.-A. Hénaff, J. Isnard, and C. Fischer, “Attention Modulates Gamma-band Oscillations Differently in the Human Lateral Occipital Cortex and Fusiform Gyrus,” *Cerebral Cortex*, vol. 15, no. 5, pp. 654–662, May 2005, doi: 10.1093/cercor/bhh167.
- [33] N. N. Peterson, C. E. Schroeder, and J. C. Arezzo, “Neural generators of early cortical somatosensory evoked potentials in the awake monkey,” *Electroencephalography and Clinical Neurophysiology/Evoked Potentials Section*, vol. 96, no. 3, May 1995, doi: 10.1016/0168-5597(95)00006-E.

- [34] S. Sur and V. K. Sinha, “Event-related potential: An overview.,” *Ind. Psychiatry J.*, vol. 18, no. 1, Jan. 2009, doi: 10.4103/0972-6748.57865.
- [35] C. S. Herrmann, “Human EEG responses to 1-100 Hz flicker: Resonance phenomena in visual cortex and their potential correlation to cognitive phenomena,” *Exp. Brain Res.*, vol. 137, no. 3–4, pp. 346–353, 2001, doi: 10.1007/s002210100682.
- [36] X. Duart, E. Quiles, F. Suay, N. Chio, E. García, and F. Morant, “Evaluating the effect of stimuli color and frequency on SSVEP,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 21, no. 1, pp. 1–19, Jan. 2021, doi: 10.3390/s21010117.
- [37] M. O’Sullivan, A. Temko, A. Bocchino, C. O’Mahony, G. Boylan, and E. Popovici, “Analysis of a low-cost eeg monitoring system and dry electrodes toward clinical use in the neonatal icu,” *Sensors (Switzerland)*, vol. 19, no. 11, Jun. 2019, doi: 10.3390/s19112637.
- [38] A. Albulbul, “Evaluating major electrode types for idle biological signal measurements for modern medical technology,” *Bioengineering*, vol. 3, no. 3, Sep. 2016, doi: 10.3390/bioengineering3030020.
- [39] Σπάσος Μ, *Αναλογική επεξεργασία σημάτων αισθητηρίων*. Εκδόσεις Αϊβάζη, 2018.
- [40] Analog Devices, “Basic Linear Design,” 2007. Accessed: Feb. 08, 2026. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/basic-linear-design/chapter8.pdf>
- [41] Texas Instruments, “Improving Common-Mode Rejection Using the Right-Leg Drive Amplifier (Application Report SBAA188),” Jul. 2011. [Online]. Available: www.ti.com
- [42] A. S. Gomes, W. Barra, M. Da Conceição, P. Fonseca, and M. Miziara, “A Robust Driven-Right Leg Synthesis Approach Based on Parametric Uncertainties,” Belem, Para, Brazil, Aug. 2024. [Online]. Available: <https://ssrn.com/abstract=4927373>
- [43] D. L. Jones, “PCB Design Tutorial,” Jul. 2004. [Online]. Available: www.ipc.org
- [44] UnityPCB, “PCB Traces: The Ultimate Guide to Exceptional Design.” Accessed: Jan. 02, 2026. [Online]. Available: <https://unitypcb.com/pcb-traces-the-ultimate-guide-to-exceptional-design/>
- [45] Inc. Analog Devices, “Single and Dual-Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier,” 2020. [Online]. Available: www.analog.com
- [46] Linear Technology Corporation, “LT1490A/LT1491A - Dual/Quad Over-The-Top Micropower Rail-to-Rail Input and Output Op Amps,” 2011. [Online]. Available: <http://www.linear.com/leadfree/>
- [47] Ltd. Espressif Systems (Shanghai) Co., “ESP32 Series Datasheet Version 5.2,” 2025.
- [48] C. E. Shannon, “Communication in the Presence of Noise,” 1998.
- [49] Walt Kester, “ADC Architectures II: Successive Approximation ADCs,” 2009.
- [50] K. Chapman, “Digitally Removing a DC Offset: DSP Without Mathematics,” 2008. [Online]. Available: www.xilinx.com
- [51] A. Bekele, “Cooley-Tukey FFT Algorithms,” 2016.
- [52] Alan V. Oppenheim, “The Goertzel Algorithm and the Chirp Transform,” 2006.

- [53] M. MATLAB, “Wavelet Packets: Decomposing the Details.” Accessed: Feb. 01, 2026. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/wavelet/ug/wavelet-packets-decomposing-the-details.html>
- [54] J. A. Urigüen and B. Garcia-Zapirain, “EEG artifact removal - State-of-the-art and guidelines,” *J. Neural Eng.*, vol. 12, no. 3, pp. 20–21, Jun. 2015, doi: 10.1088/1741-2560/12/3/031001.
- [55] P. Ma *et al.*, “A classification algorithm of an SSVEP brain-Computer interface based on CCA fusion wavelet coefficients,” *J. Neurosci. Methods*, vol. 371, Apr. 2022, doi: 10.1016/j.jneumeth.2022.109502.
- [56] M. A. & V. MNE, “Repairing artifacts with ICA.” Accessed: Jan. 02, 2026. [Online]. Available: https://mne.tools/stable/auto_tutorials/preprocessing/40_artifact_correction_ica.html
- [57] X. Chen, Y. Wang, S. Gao, T.-P. Jung, and X. Gao, “Filter bank canonical correlation analysis for implementing a high-speed SSVEP-based brain-computer interface,” *J. Neural Eng.*, vol. 12, no. 4, p. 046008, Aug. 2015, doi: 10.1088/1741-2560/12/4/046008.
- [58] Wikipedia, “10–20 system (EEG).” Accessed: May 05, 2026. [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/10%E2%80%9320_system_\(EEG\)](https://en.wikipedia.org/wiki/10%E2%80%9320_system_(EEG))
- [59] M. Gu, W. Pei, X. Gao, and Y. Wang, “An open dataset for human SSVEPs in the frequency range of 1-60 Hz,” *Sci. Data*, vol. 11, no. 1, Dec. 2024, doi: 10.1038/s41597-024-03023-7.
- [60] G. Ming, H. Zhong, W. Pei, X. Gao, and Y. Wang, “A new grid stimulus with subtle flicker perception for user-friendly SSVEP-based BCIs,” *J. Neural Eng.*, vol. 20, no. 2, Apr. 2023, doi: 10.1088/1741-2552/acbee0.
- [61] X. Li *et al.*, “Evaluation of an online SSVEP-BCI with fast system setup,” *Journal of Neurorestoratology*, vol. 12, no. 2, Jun. 2024, doi: 10.1016/j.jnrt.2024.100122.
- [62] S. S. Shapiro and M. B. Wilk, “An Analysis of Variance Test for Normality,” 1965.
- [63] M.-D. Nguyen, T. Do, N. T. T. Le, X.-T. Tran, F. Chang, and C.-T. Lin, “EdgeSSVEP: A Fully Embedded SSVEP BCI Platform for Low-Power Real-Time Applications,” Mar. 2026, [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/2601.01772>