



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Σχεδιασμός και κατασκευή διάταξης τηλεμετρίας
ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΣΤΑΥΡΟΣ ΔΑΒΑΡΗΣ

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2016



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Σχεδιασμός και κατασκευή διάταξης τηλεμετρίας ηλεκτρικού κινητήριου συστήματος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΣΤΑΥΡΟΣ ΔΑΒΑΡΗΣ

Επιβλέπων : Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την __ Οκτωβρίου 2016.

(Υπογραφή)

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Στέφανος Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

(Υπογραφή)

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2016

(Υπογραφή)

.....
ΣΤΑΥΡΟΣ ΔΑΒΑΡΗΣ

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

© 2016 – All rights reserved

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Ο σκοπός της παρούσης διπλωματικής εργασίας είναι η ανάπτυξη συστήματος τηλεμετρίας για την εποπτεία της κατανάλωσης ενέργειας και των κυριότερων μεγεθών των συνιστωσών του κινητηρίου συστήματος πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος. Συγκεκριμένα, η προτεινόμενη διάταξη αναπτύχθηκε στα πλαίσια των δραστηριοτήτων της εθελοντικής ομάδας σπουδαστών «Προμηθέας», η οποία κατασκεύασε πρότυπο μονοθέσιο ηλεκτροκίνητο όχημα προκειμένου να λάβει μέρος στον ευρωπαϊκό διαγωνισμό οικολογικών τεχνολογιών και εξοικονόμησης ενέργειας στις μεταφορές Shell Eco Marathon.

Σε ένα πρώτο βήμα παρουσιάζεται τυπικό υφιστάμενο τηλεπικοινωνιακό σύστημα αναφοράς το οποίο περιλαμβάνει κατάλληλο πομπό και δέκτη και έχει τη δυνατότητα αποστολής τριών αναλογικών σημάτων με ταχύτητα 50 δειγμάτων το δευτερόλεπτο, επί του οποίου βασίσθηκε η μελέτη και σχεδίαση του μετρητικού συστήματος που αναπτύχθηκε. Στη συνέχεια, περιγράφονται τα λειτουργικά χαρακτηριστικά της εφαρμογής για την οποία προορίζεται το σύστημα τηλεμετρίας και προσδιορίζονται οι προδιαγραφές του. Παρουσιάζονται τα επιμέρους υποσυστήματα του ηλεκτρικού κινητηρίου συστήματος του οχήματος και αναλύονται τα αναμενόμενα προς μέτρηση μεγέθη στις συνθήκες του διαγωνισμού.

Σε ένα δεύτερο βήμα πραγματοποιείται ο αναλογικός σχεδιασμός των μετρητικών κυκλωμάτων των προς επιτήρηση μεγεθών που είναι η τάση και το ρεύμα της μπαταρίας, η πολική τάση και το ρεύμα γραμμής του κινητήρα. Αναλύονται τα στάδια μέτρησης και υπολογίζεται το αναμενόμενο σφάλμα. Ακολουθεί, η σχεδίαση του ψηφιακού μέρους του κυκλώματος μέτρησης και ο προσδιορισμός των σημαντικότερων χαρακτηριστικών του. Επιπλέον, περιγράφονται οι αλγόριθμοι υπολογισμού παραμέτρων που χρησιμοποιούνται.

Σε ένα επόμενο βήμα, σχεδιάζονται τα υπόλοιπα κυκλώματα της διάταξης και δίνονται λεπτομέρειες που αφορούν την ψηφιακή υλοποίησή τους. Ιδιαίτερη προσοχή αποδίδεται στη σχεδίαση του συνολικού τυπωμένου κυκλώματος.

Τέλος, παρουσιάζεται η ολοκληρωμένη κατασκευή, επιβεβαιώνεται πειραματικά η ορθή λειτουργία της και εντοπίζονται τα πρακτικά όρια των δυνατοτήτων της. Ανακεφαλαιώνονται τα σημαντικότερα συμπεράσματα της εργασίας και προτείνονται εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση.

Λέξεις Κλειδιά: Τηλεμετρία, τηλεματική, ηλεκτρικό όχημα, κατανάλωση ενέργειας, σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, αναλογική σχεδίαση, σχεδίαση τυπωμένου κυκλώματος, μέτρηση ενεργού και αέργου ισχύος, μέτρηση συχνότητας, οπτοαποζεύκτες, διαφορικός ενισχυτής, μικροελεγκτής.

Abstract

The scope of this thesis is the development of a telemetry system in order to monitor the energy consumption and other basic physical quantities of the drive system of a prototype electric vehicle. In particular, the proposed system has been developed in the frame of the activities of the volunteer research team "Prometheus" that constructed a prototype electric vehicle in order to participate in the European eco-friendly low energy consumption competition Shell Eco Marathon.

In a first step, a typical existing reference communication system has been presented, including a convenient receiver and transmitter, enabling transmission of 50 samples per second, that has been implemented in the construction of the overall tele-measurement system. Then, the target application operating characteristics are described and the telemetry system specifications are determined. The electric drive system components are presented and the main quantities to measure under the conditions of the competition are analyzed

In a second step, the analog circuits corresponding to the measured quantities are designed. These quantities are the battery voltage and current, the motor line to line voltage and line current. The analog stages are analyzed and the resulting error is evaluated. Then, the digital part of the measurement circuit is designed and its main characteristics are determined. Moreover, the algorithms implemented in the measurement system are described.

In a next step, the remaining circuits of the system are designed and details concerning their implementation in the microcontroller are given. Special attention is paid to the design of the overall printed circuit board.

Finally, the manufactured overall system is presented its correct performance is validated experimentally, while its operating limits are assessed. The main conclusions of the thesis are drawn and points for further work are proposed.

Keywords: Telemetry, telematics, electric vehicle, power consumption, electric drive system, analog circuit design, pcb circuit design, active and reactive power measurement, frequency measurement, optocouplers, differential amplifier, microcontroller.

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της εργασίας μου θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όσους με βοήθησαν κατά την εκπόνηση της. Ευχαριστώ τον καθηγητή μου κ. Αντώνιο Κλαδά και τον υπεύθυνο υποψήφιο διδάκτορα Χρήστο Κρασόπουλο για την εξαιρετική συνεργασία.

Ευχαριστώ θερμά όλα τα μέλη της ομάδας «Προμηθέας» τόσο για τη βοήθεια στη εργασία όσο και για το αξέχαστο κλίμα που δημιούργησαν κάνοντας την δουλειά στο εργαστήριο ευχάριστη. Ιδιαίτερα ευχαριστώ για τη βοήθεια τους Ντούρο Βαγγέλη, Τζούνα Γιώργο και Γεωργόπουλο Δημήτρη.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου προς τον συμφοιτητή μου Σπύρο Γρυπάρη και τον υπεύθυνο του εργαστηρίου κ. Ζάννη για τη πολύτιμη βοήθεια τους κατά την κατασκευή της πλακέτας.

Πίνακας περιεχομένων

1	Εισαγωγή	1
1.1	Σκοπός της εργασίας	1
1.2	Δομή της εργασίας	1
2	Το ηλεκτρικό όχημα και καθορισμός προδιαγραφών τηλεμετρίας	2
2.1	Πηγή ισχύος.....	2
2.2	Μετατροπέας Ισχύος και Έλεγχος	3
2.3	Ηλεκτρικός κινητήρας	7
2.4	Προδιαγραφές τηλεμετρίας	10
2.4.1	<i>Το υφιστάμενο υποσύστημα πομπού και δέκτη</i>	10
2.4.2	<i>Οδήγηση πίστας και χαρακτηριστικά σημάτων μέτρησης</i>	11
3	Σχεδιασμός συστήματος μέτρησης	15
3.1	Αρχές και προδιαγραφές σχεδίασης	15
3.2	Επιλογή δομικών στοιχείων.....	16
3.3	Ανάλυση αναλογικών σταδίων μέτρησης	18
3.3.1	<i>Διαιρέτης τάσης</i>	18
3.3.2	<i>Αισθητήρια αντίσταση</i>	19
3.3.3	<i>Οπτοαποζεύκτες</i>	20
3.3.4	<i>Ενισχυτής διαφοράς - DC ανάλυση</i>	21
3.3.5	<i>Ο Ενισχυτής διαφοράς ως βαθυπερατό φίλτρο</i>	26
3.4	Τελική μορφή αναλογικών κυκλωμάτων μέτρησης.....	29
3.5	Ψηφιακός σχεδιασμός.....	36
3.5.1	<i>Ο μικροελεγκτής dsPIC30F4011</i>	36
3.5.2	<i>Μέτρηση DC μεγεθών</i>	37
3.5.3	<i>Μέτρηση AC μεγεθών</i>	38
3.5.4	<i>Μέτρηση συντελεστού ισχύος και χρονικές μετρήσεις</i>	38
4	Υλοποίηση συστήματος τηλεμετρίας	40
4.1	Τροφοδοσία και υπόλοιπα κυκλώματα	40
4.1.1	<i>Κυκλώματα τροφοδοσίας</i>	40
4.1.2	<i>Επικοινωνία επεξεργαστή με πομπό</i>	41

4.2	Ρύθμιση ψηφιακού μέρους.....	43
4.2.1	Μετατροπή Αναλογικών σήματος σε Ψηφιακά	43
4.2.2	Υλοποίηση ψηφιακού φίλτρου.....	43
4.2.3	Ψηφιακός υπολογισμός μεγεθών συνεχούς ρεύματος.....	46
4.2.4	Ψηφιακός υπολογισμός μεγεθών εναλασσομένου ρεύματος.....	46
4.2.5	Ψηφιακός υπολογισμός συντελεστού ισχύος και περιόδου.....	47
4.4	Σχεδιασμός τυπωμένου κυκλώματος.....	47
4.5	Εύρεση της χαρακτηριστικής συνάρτησης των μετρητικών κυκλωμάτων.....	50
5	Πειραματική επιβεβαίωση	53
5.1	Επιβεβαίωση γραμμικής λειτουργίας αναλογικών μετρητικών	53
5.1.1	Μετρητικό τάσης μπαταρίας	54
5.1.2	Μετρητικό ρεύματος μπαταρίας	56
5.1.3	Μετρητικό πολικής τάσης κινητήρα	57
5.1.4	Μετρητικό ρεύματος φάσης κινητήρα	58
5.2	Επιβεβαίωση τελικών αποτελεσμάτων μέτρησης	59
5.2.1	Μέτρηση τάσης μπαταρίας	59
5.2.2	Μέτρηση ρεύματος μπαταρίας	61
5.2.3	Μέτρηση πολικής τάσης κινητήρα	64
5.2.4	Μέτρηση ρεύματος φάσης κινητήρα	67
5.2.5	Χρονικές μετρήσεις - Μέτρηση συντελεστού ισχύος	69
6	Συμπεράσματα	71
6.1	Κυριότερα συμπεράσματα	71
6.2	Σημεία προαγωγής της επιστήμης	72
6.3	Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.....	72
	Βιβλιογραφία	73

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 Εισαγωγή

1.1 Σκοπός της εργασίας

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως αντικείμενο τον σχεδιασμό και την κατασκευή ενός ολοκληρωμένου συστήματος τηλεμετρίας για την εποπτεία και επιτήρηση της λειτουργίας του κινητηρίου συστήματος ηλεκτρικού οχήματος. Το σύστημα αυτό αναπτύχθηκε στα πλαίσια των δραστηριοτήτων της εθελοντικής ερευνητικής ομάδας σπουδαστών «Προμηθέας», η οποία κατασκεύασε πρότυπο μονοθέσιο ηλεκτρικό όχημα προκειμένου να συμμετάσχει στον ευρωπαϊκό διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας στις μεταφορές Shell Eco Marathon.

Πιο συγκεκριμένα, δημιουργήθηκε ένα σύστημα τηλεμετρίας βασισμένο πάνω σε ένα υφιστάμενο τηλεπικοινωνιακό σύστημα, έτσι ώστε να παρέχει μετρήσεις σε πραγματικό χρόνο που αφορούν τις τάσεις, τα ρεύματα και τις ισχείς της μπαταρίας και του κινητήρα του οχήματος. Το σύστημα επιτρέπει την επιβεβαίωση των λειτουργικών χαρακτηριστικών σε συνθήκες αγώνα του αυτοματοποιημένου συστήματος εξοικονόμησης ενέργειας που ανέπτυξε η ομάδα.. Η σχεδίαση της συγκεκριμένης πλακέτας έγινε με στόχο να μεγιστοποιήσει την ακρίβεια των αποτελεσμάτων καταναλώνοντας την ελάχιστη δυνατή ενέργεια. Στα πλαίσια αυτά εξετάστηκαν λιγότερο διαδεδομένα σχήματα μετρήσεων, περισσότερο προσαρμοσμένα στη συγκεκριμένη εφαρμογή. Εκτός από τον θεωρητικό σχεδιασμό μεγάλη έμφαση δόθηκε και στον σχεδιασμό του συνολικού τυπωμένου κυκλώματος κατά την υλοποίηση της διάταξης ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι πηγές θορύβου και να επιτευχθεί ικανοποιητική ακρίβεια.

1.2 Διάρθρωση κειμένου

Αρχικά, μετά την παρουσίαση του προβλήματος, παρατίθεται περιγραφή των ηλεκτρικών υποσυστημάτων του οχήματος και μελέτη των αναγκών της πίστας που θα διαγωνισθεί το ηλεκτρικό όχημα προκειμένου να προσδιορισθούν οι προδιαγραφές της τηλεμετρίας.

Έχοντας καταγράψει τις προδιαγραφές του συστήματος προς υλοποίηση, πραγματοποιείται ο αναλογικός σχεδιασμός των κυκλωμάτων του μετρητικού συστήματος. Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο σχεδιασμός του ψηφιακού μέρους του κυκλώματος για την επεξεργασία των αναλογικών σημάτων. Ακολουθεί λεπτομερής περιγραφή των πρακτικών διαδικασιών υλοποίησης του συστήματος.

Μετά την υλοποίηση παρουσιάζεται η ολοκληρωμένη κατασκευή και γίνεται πειραματική επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας του συστήματος και των πρακτικών δυνατοτήτων του. Τέλος συγκεντρώνονται τα κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας και επισημαίνονται σημεία για περαιτέρω διερεύνηση.

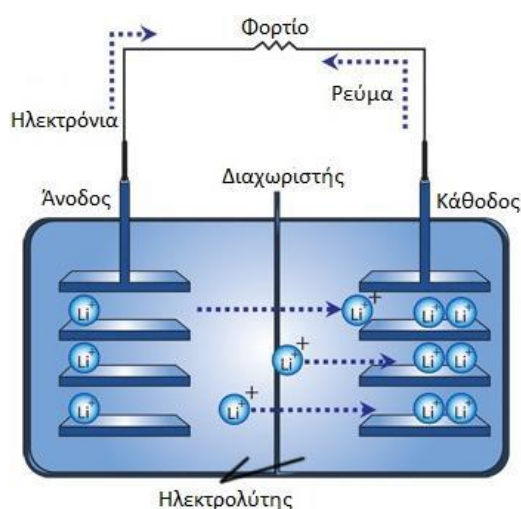
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 Το ηλεκτρικό όχημα και καθορισμός

προδιαγραφών τηλεμετρίας

2.1 Πηγή Ισχύος

Οι μπαταρίες που αποτελούν την πηγή ενέργειας του οχήματός μας είναι τεχνολογίας Nanophosphate $LiFePO_4$. Πρόκειται για δύο παράλληλες συστοιχίες όπου η κάθε μία αποτελείται από 14 κελιά απ' το μοντέλο ANR26650M1-B της εταιρείας A123-systems.

Η ονομαστική τάση των κελιών είναι στα 3.3V και το καθένα έχει ενεργειακή χωρητικότητα 2,5Ah. Συνολικά, η συνήθης φόρτιση του ζυγού DC είναι στα 48V με 50V ενώ όταν η τάση πέφτει κάτω από το 80% (40V) , οι δύο συστοιχίες αντικαθίστανται με



(α)



(β)

Σχήμα 1.(α) Εσωτερική λειτουργία μπαταρίας ιόντων λιθίου. (β) Τα κελιά που χρησιμοποιούνται ως πηγή ενέργειας. Ονομαστική τάση: 3,3V. Ενεργειακή χωρητικότητα 2,5Ah.

φορτισμένες. Χαρακτηριστικό των συγκεκριμένων μπαταριών εκτός της μεγάλης ενεργειακής χωρητικότητας είναι και η μεγάλη πυκνότητα ισχύος ($> 2600W/kg$).

Οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου (Li^+ batteries), συγκεκριμένα, χαρακτηρίζονται από πολύ υψηλή πυκνότητα ισχύος που επιτρέπει τη μείωσή του βάρους και του όγκου τους, σε σχέση με τους υπόλοιπους τύπους συσσωρευτών για εφαρμογές συγκεκριμένης ισχύος. Ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα είναι, ότι δεν αντιμετωπίζουν το πρόβλημα της αυτοεκφόρτισης, έτσι ώστε να χρειάζονται φόρτιση όσο δεν χρησιμοποιούνται. Η τεχνολογία κατασκευής τους είναι ασφαλής και φιλική προς το περιβάλλον, ενώ η λειτουργία τους βασίζεται στην κίνηση των ιόντων λιθίου από το αρνητικό ηλεκτρόδιο (κάθοδος) στο θετικό ηλεκτρόδιο (άνοδος), κατά την εκφόρτιση και αντίστροφα κατά τη φόρτιση, όπως φαίνεται στο προηγούμενο σχήμα. Η χρήση τους σε εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων διευρύνεται συνεχώς, λόγω των ιδιαίτερων χαρακτηριστικών που αναφέρθηκαν και της ανάπτυξης της νανοτεχνολογίας, που κατάφερε σημαντική μείωση της εσωτερικής τους αντίστασης και αύξηση της απόδοσης τους. [2]

2.2 Μετατροπείας Ισχύος

Ο μετατροπείας ισχύος παρεμβάλλεται μεταξύ της πηγής ισχύος και του κινητήρα και μετασχηματίζει την ισχύ εισόδου σε τάση και ρεύμα εξόδου κατάλληλης μορφή και πλάτους. Το είδος του μετατροπείας που απαιτείται για κάθε εφαρμογή εξαρτάται από το είδος της πηγής ισχύος και το είδος της μηχανής. Οι συνηθέστεροι μετατροπείς που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι οι εξής:

- DC – DC μετατροπείας (chopper, DC converter)
- AC – DC μετατροπείας, ανορθωτής (AC – DC converter, rectifier)
- DC – AC μετατροπείας, αντιστροφείας (DC – AC converter, inverter)

Οι μετατροπείας ισχύος χρησιμοποιούν ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος ως διακόπτες, τα οποία με κατάλληλους παλμούς ελέγχου άγουν ή βρίσκονται σε αποκοπή. Οι διαθέσιμοι ημιαγωγοί ισχύος μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τρεις ομάδες ανάλογα με το βαθμό ελεγχιμότητάς τους :

- *Δίοδοι*. Οι καταστάσεις αγωγής (ON) και αποκοπής (OFF) της διόδου εξαρτώνται αποκλειστικά από το κύκλωμα ισχύος.
- *Θυρίστορ*. Μεταβαίνουν στην κατάσταση αγωγής (ON) μέσω σήματος ελέγχου, αλλά η σβέση τους εξαρτάται από το κύκλωμα ισχύος.
- *Ελεγχόμενοι διακόπτες*. Οι καταστάσεις αγωγής (ON) και αποκοπής τους (OFF) καθορίζονται από σήματα ελέγχου. Η κατηγορία αυτή περιλαμβάνει αρκετούς τύπους ημιαγωγών συμπεριλαμβανομένων των διπολικών τρανζίστορ ένωσης (Bipolar Junction Transistors, BJTs), των τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistors,

MOSFETs), των διπολικών τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistors, IGBTs) και των θυρίστορ με σβέση μέσω της πύλης τους (Gate Turn Off Thyristors, GTOs).

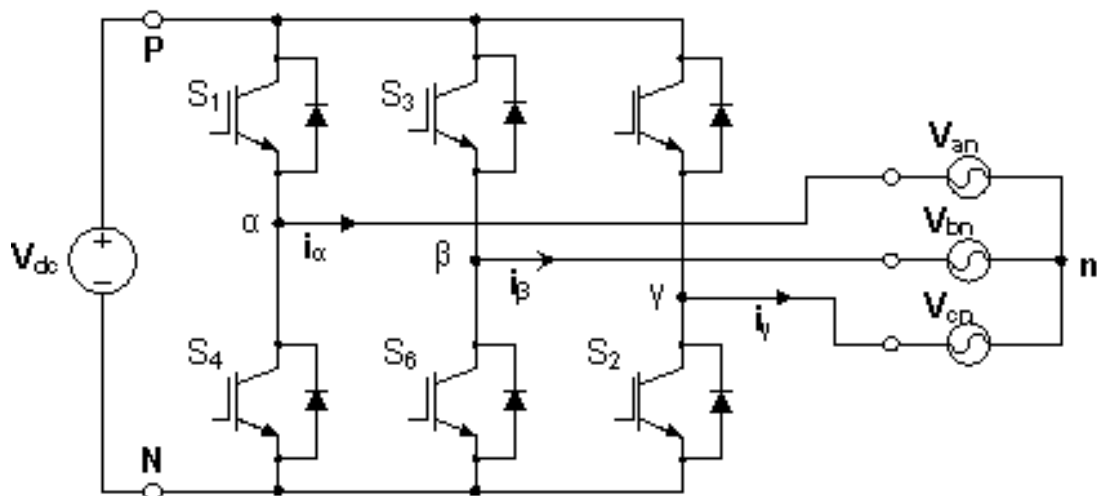
Η επιλογή του κατάλληλου τύπου ημιαγωγού ισχύος είναι καθοριστικής σημασίας για τον μετατροπέα, καθώς τα στοιχεία αυτά χαρακτηρίζονται από διακοπτικές απώλειες λόγω των υψηλών συχνοτήτων λειτουργίας τους (τάξη πολλών kHz). Επίσης, θα πρέπει να ληφθούν υπόψη τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του ημιαγωγού που τον καθιστούν κατάλληλο για τη συγκεκριμένη εφαρμογή. [2]

Οι μετατροπείς τάσεως αποτελούν την πλέον διαδεδομένη τεχνολογία, για την οδήγηση ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος στην βιομηχανία, στις μέρες μας. Ο κύριος σκοπός των τοπολογιών αυτών, είναι να παρέχουν τριφασική τάση όπου το πλάτος, η φάση και η συχνότητα θα πρέπει να είναι πάντα ελεγχόμενες. Η βασική τοπολογία μετατροπέα τέτοιου τύπου, είναι ο αντιστροφέας πηγής τάσεως δύο επιπέδων που παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα.

Στις εφαρμογές μεγάλης ισχύος ή στις περιπτώσεις όπου το επίπεδο τάσης είναι πολύ υψηλό, χρησιμοποιούνται συχνά μετατροπείς τάσεως πολλαπλών επιπέδων. Εντούτοις, λόγω της πολυπλοκότητας τους και του αυξημένου τους κόστους που οφείλεται στην ύπαρξη πολλών ημιαγωγών δεν επιλέγονται συχνά.

Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας είναι η τυπική τοπολογία ηλεκτρονικών ισχύος για τη μετατροπή τάσης εισόδου DC σε τριφασική εναλλασσόμενη. Χτίζεται χρησιμοποιώντας ημιαγωγικούς διακόπτες όπως MOSFET, IGBT και IGCT και διόδους. Υπάρχει ένα «πόδι» διακοπών ανά φάση. Οι δύο διακόπτες κάθε σκέλους λειτουργούν κατά τρόπο συμπληρωματικό δηλαδή όταν κάποιος είναι ενεργοποιημένος, ο άλλος είναι απενεργοποιημένος. Σε διαφορετική περίπτωση η DC πηγή βραχυκυκλώνεται. Σε πρακτικές εφαρμογές, ένας νεκρός χρόνος (dead time) εισάγεται μεταξύ της απενεργοποίησης ενός διακόπτη του ποδιού και της ενεργοποίησης του συμπληρωματικού του.

Παρομοίως, για να αποφύγουμε οποιαδήποτε απροσδιόριστη κατάσταση τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, οι διακόπτες μιας φάσης δεν μπορούν να είναι σε κατάσταση μη αγωγής ταυτοχρόνως, εφόσον τότε η τάση εξόδου θα εξαρτάται από την πολικότητα του αντίστοιχου ρεύματος φάσης. Από τις οκτώ έγκυρες διακοπτικές καταστάσεις, δύο από αυτές παράγουν μηδενικές πολικές τάσεις εξόδου. Σε αυτή την περίπτωση, τα εναλλασσόμενα ρεύματα ρέουν ελεύθερα μέσω των άνω η κάτω στοιχείων. Οι υπόλοιπες καταστάσεις παράγουν μη μηδενικές πολικές τάσεις εξόδου. Για να παραχθεί μία δεδομένη κυματομορφή τάσης, ο αντιστροφέας κινείται από την μία κατάσταση στην άλλη. Έτσι, η πολική τάση

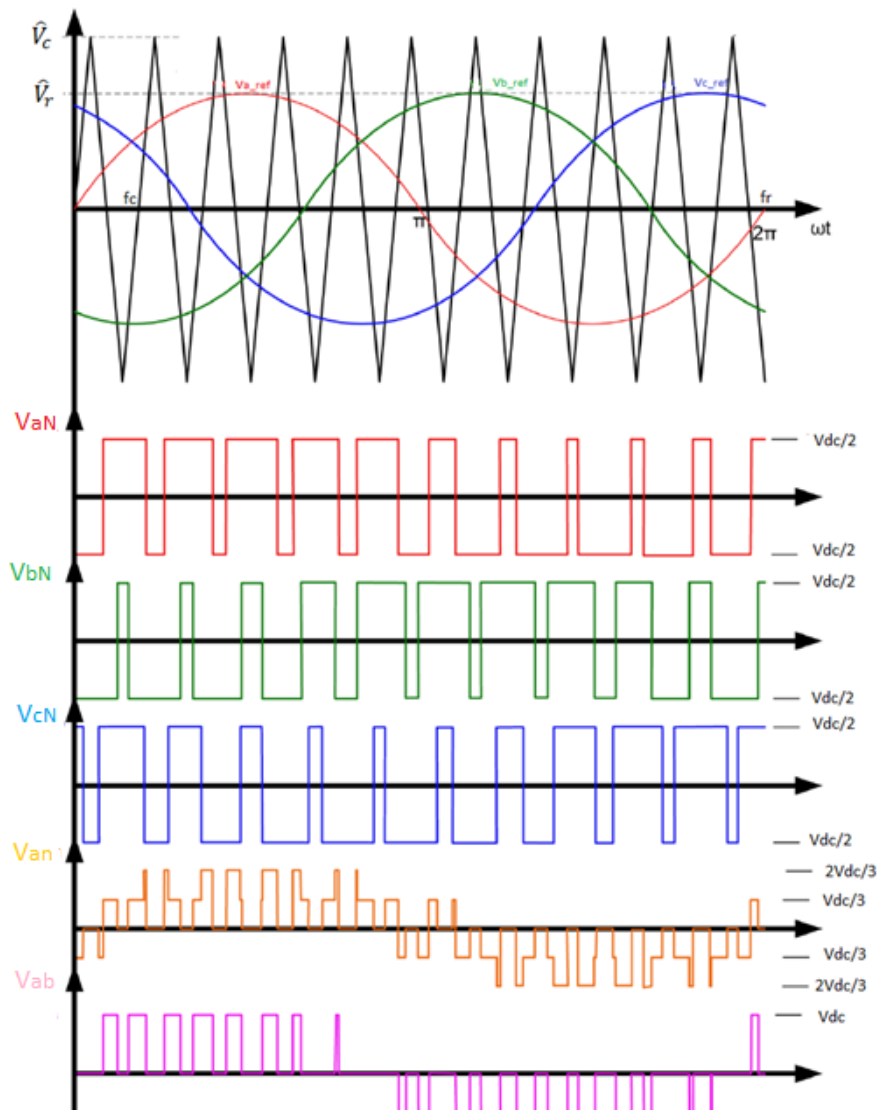


Σχήμα 2. Αντιστροφέας πηγής τάσεως δύο επιπέδων.

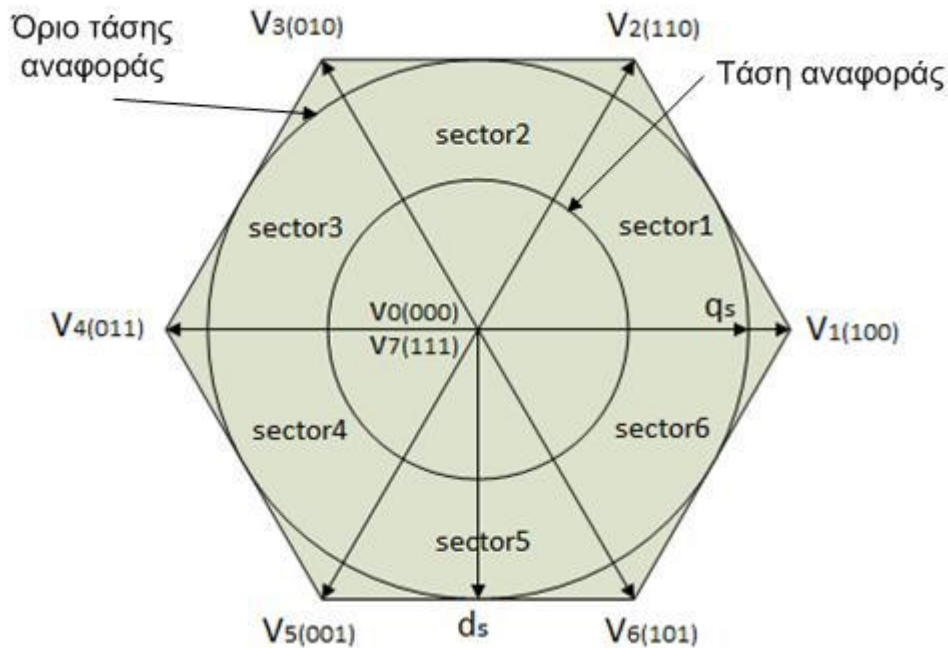
εξόδου αποτελείται από διακριτές τιμές τάσεως . Η επιλογή των καταστάσεων, έτσι ώστε να παραχθεί μια δοθείσα κυματομορφή, γίνεται μέσω τεχνικών διαμόρφωσης που θα επιβεβαιώσουν την χρησιμοποίηση μόνο έγκυρων καταστάσεων.

Η ραγδαία ανάπτυξη των μετατροπών ισχύος, είχε ως επακόλουθο την ανάπτυξη των τεχνικών διαμόρφωσης, οι οποίες βελτιώνουν κατακόρυφα τα ποιοτικά χαρακτηριστικά ρεύματος και τάσης, επομένως το βαθμό απόδοσης, αλλά και το συνολικό κόστος του μετατροπέα. Φυσικά, δεν υπάρχει μια τεχνική που να μπορεί να βελτιώσει όλα τα παραπάνω χαρακτηριστικά, αλλά σε κάθε τοπολογία και αναλόγως την εφαρμογή, απαιτείται διερεύνηση για την επιλογή της μεθόδου διαμόρφωσης που επιφέρει τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Μία από τις πιο διαδεδομένες μεθόδους διαμόρφωσης τάσης στους μετατροπείς ισχύος, είναι η διαμόρφωση εύρους παλμών. Η διάδοση της οφείλεται, κυρίως, στην υψηλή επίδοση, την απλότητα, την σταθερή διακοπτική συχνότητα, καθώς και στη σχετικά απλή υλοποίησή της είτε με αναλογικό, είτε με ψηφιακό τρόπο. Στη συγκεκριμένη μέθοδο, συγκρίνεται ένα σήμα αναφοράς με ένα τριγωνικό φέρον συχνότητας και ανάλογα με το αποτέλεσμα της σύγκρισης, άγουν ή σβήνουν κάποιοι από τους διακόπτες του μετατροπέα. Επομένως και η κυματομορφή της τάσης εξόδου αποτελείται από διακριτά επίπεδα τάσης, λόγω της παραπάνω σύγκρισης.



Σχήμα 3. Τεχνική διαμόρφωσης SPWM.



Σχήμα 4. Τεχνική SVM

Η τεχνική διαμόρφωσης SVM είναι μια εναλλακτική τεχνική για τον καθορισμό των διακοπτικών σημάτων, στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα. Σε αντίθεση με την SPWM τεχνική, η SVM δε χρησιμοποιεί τριγωνικά φέροντα και συγκριτές, αλλά αναπαριστά όλες τις πιθανές φασικές τάσεις ως διανύσματα. Πρόκειται πιθανότατα για την πλεονεκτικότερη, από τις τεχνικές διαμόρφωσης, σε συστήματα κίνησης, καθώς η φιλοσοφία του διανύσματος κατάστασης του αντιστροφέα, όπως αναλύεται στην συνέχεια, έρχεται σε απόλυτη συ αρμονία με τη φιλοσοφία των διανυσμάτων κατάστασης της μηχανής στο d-q πλαίσιο αναφοράς. Επίσης, η μέθοδος SVM λαμβάνει υπόψιν την αλληλεπίδραση μεταξύ των φάσεων του κινητήρα, λόγω του απομονωμένου ουδέτερου κόμβου τους και ελαχιστοποιεί, έτσι, την αρμονική παραμόρφωση της φασικής τάσεως του φορτίου. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, ο συμβατικός αντιστροφέας δύο επιπέδων, έχει ($2^3 =$)8 επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις, λόγω της συμπληρωματικής λειτουργίας των διακοπών στον ίδιο κλάδο της τριφασικής γέφυρας. [2]

Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται και κατά την οδήγηση της μηχανής του «Πυρφόρου II». Ο αντιστροφέας που οδηγεί τον τριφασικό κινητήρα του «Πυρφόρου» βασίζει τη λειτουργία του στο ολοκληρωμένο IRAM136-3023b της εταιρείας International Rectifiers και ανήκει στην παραπάνω κατηγορία αντιστροφέων πλήρους γέφυρας. Το συγκεκριμένο κύκλωμα χρησιμοποιεί έξι ημιαγωγούς MOSFET χαμηλής αντίστασης αγωγής δημιουργώντας έτσι δύο επίπεδα στην τάση εξόδου. Εγκέφαλος του συστήματος είναι ο μικροελεγκτής dsPIC30F4011 της εταιρείας Microchip. Ορισμένα από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά του αντιστροφέα που σχετίζονται και με τη σχεδίαση του συστήματος μας βρίσκονται συγκεντρωμένα στον παρακάτω πίνακα.

Χαρακτηριστικά αντιστροφέα	
Τάση εισόδου θετικού διαύλου τροφοδοσίας	48V
RMS τιμή φασικού ρεύματος	30A
Διακοπτική συχνότητα	20kHz
Αντίσταση αγωγής ανά MOSFET	38mΩ
Ονομαστική Ισχύς	1kW

Πίνακας 1 .



Σχήμα 5. Ο μετατροπέας ισχύος του «Πυρφόρου II». Κάτω από την ψήκτρα βρίσκεται το IRAM που περιέχει τα 6 διακοπτικά στοιχεία τύπου MOSFET.

2.3 Τριφασικός σύγχρονος κινητήρας

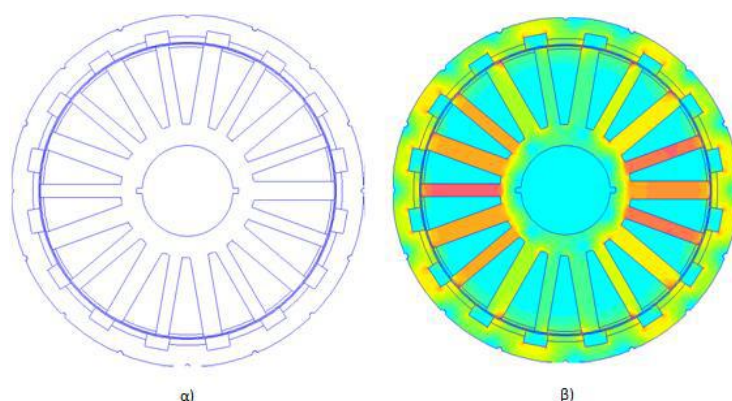
Οι γενικές προδιαγραφές που πρέπει να ικανοποιούνται από τους κινητήρες που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικά οχήματα είναι υψηλή ροπή σε μικρές ταχύτητες, ευρεία περιοχή ταχυτήτων λειτουργίας υπό σταθερή ισχύ, υψηλή πυκνότητα ισχύος, υψηλή απόδοση, μικρό βάρος, χαμηλό κόστος, αξιοπιστία και μεγάλη διάρκεια ζωής με την ελάχιστη δυνατή ανάγκη για συντήρηση. Αφού πληρούνται αυτές οι προϋποθέσεις, επιλέγεται ο τύπος κινητήρα που είναι καταλληλότερος για την εκάστοτε εφαρμογή.

Ένας τύπος κινητήρα που έχει χρησιμοποιηθεί ευρέως σε ηλεκτροκίνητα οχήματα είναι ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος. Η τεχνολογική ωριμότητα και ο απλός έλεγχός τους υπερσχύουν σε κάποιες εφαρμογές έναντι της απαίτησης για συντήρηση και αντικατάσταση των ψηκτρών. Ωστόσο η αξιοπιστία των κινητήρων στα ηλεκτρικά οχήματα καθώς και η

ανάγκη για εξάλειψη της ανάγκης για συντήρηση είναι πρωτεύουσας σημασίας. Τεχνολογικές εξελίξεις έχουν θέσει τους κινητήρες χωρίς σύστημα συλλέκτη και ψήκτρες στο προσκήνιο, επειδή έχουν μεγαλύτερη αξιοπιστία και χαμηλότερο λειτουργικό κόστος. Ο κινητήρας επαγωγής είναι ένας τύπος κινητήρα με ευρεία εφαρμογή στα ηλεκτροκίνητα οχήματα, με κύριες αιτίες το μικρό κόστος, τον εύκολο έλεγχο και την υψηλή αξιοπιστία. Για την οδήγησή τους χρησιμοποιείται διάταξη αντιστροφής με δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας για έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής.

Μια ακόμα εναλλακτική λύση που αναπτύσσεται όλο και περισσότερο είναι ο σύγχρονος κινητήρας με μόνιμους μαγνήτες στο δρομέα. Με την αντικατάσταση του τυλίγματος πεδίου από μόνιμους μαγνήτες επιτυγχάνεται μείωση των απωλειών χαλκού και η έλλειψη ψηκτρών αυξάνει την αξιοπιστία. Οι κινητήρες αυτοί τροφοδοτούνται από ημιτονοειδή τάση, έχουν χαμηλό κόστος κατασκευής, χαρακτηρίζονται από μεγάλη πυκνότητα ισχύος και υψηλή απόδοση. Επιπρόσθετα από τα παραπάνω είδη μηχανής, υπάρχει ο κινητήρας συνεχούς ρεύματος χωρίς συλλέκτη και ψήκτρες (Brushless DC). Οι κινητήρες αυτοί παρουσιάζουν επίσης υψηλό βαθμό απόδοσης και μεγάλη πυκνότητα ισχύος, ενώ δύνανται να παρέχουν υψηλές τιμές ροπής λόγω της ορθογώνιας μορφής της μαγνητικής ροής και του ρεύματος. Ένα μειονέκτημά τους είναι ότι απαιτείται ακριβής γνώση της θέσης του δρομέα για την οδήγησή τους, η οποία επιτυγχάνεται με αισθητήρες ή με τεχνικές υπολογισμού της θέσης του δρομέα από μετρήσεις των ηλεκτρικών μεγεθών.

Η μηχανή του συστήματος κίνησης, η οποία σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε εξ' ολοκλήρου στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, ανήκει στην κατηγορία των σύγχρονων μηχανών επιφανειακών μόνιμων μαγνητών. [3] Η μηχανή παράγει ημιτονοειδή μαγνητική ροή στο διάκενο, χρησιμοποιώντας συγκεντρωμένο τύλιγμα μονής στρώσης και άνισα δόντια στο στάτη. Ιδιαίτερο χαρακτηριστικό της είναι ότι, ο δρομέας βρίσκεται στο εξωτερικό μέρος και με αυτό τον τρόπο η μηχανή μπορεί να ενσωματωθεί στον πίσω τροχό του συστήματος (In-Wheel Motor). Συνεπώς, μειώνονται οι όποιες απώλειες μηχανικής μετάδοσης που θα υπήρχαν στις συμβατικού τύπου μηχανές που συνδέονται μέσω γραναζιού ή ιμάντα στον τροχό. Για τον δρομέα επιλέχθηκαν επιφανειακοί μαγνήτες τύπου Νεοδυμίου-Σιδήρου-Βορίου (NdFeB), ενώ για την βελτιστοποίηση του κινητήρα χρησιμοποιήθηκε διδιάστατο μοντέλο πεπερασμένων στοιχείων που προσομοιώθηκε σε κατάλληλο λογισμικό (FEMM). [2]



Σχήμα 6. Τελική διαμόρφωση (α) και Κατανομή μαγνητικού πεδίου (β) του κινητήρα που δίνει κίνηση στον «Πυρφόρο II.»

Τεχνικά χαρακτηριστικά κινητήρα	
Αριθμός πόλων	16
Ονομαστική Ισχύς	220W
Ονομαστική Ροπή	2Nm
Ταχύτητα περιστροφής	300ΣΑΛ
Απόδοση	90%
Ρεύμα γραμμής	1,77Arms
Φασική τάση	11,1Vrms
Αρμονική παραμόρφωση	1,8%

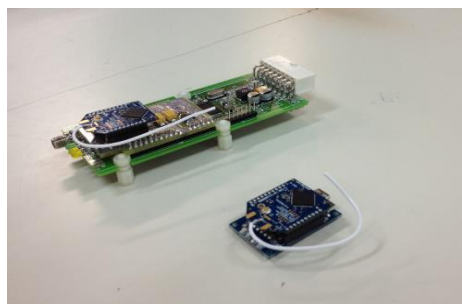
Πίνακας 2 .



Σχήμα 7. Ο στάτης του ηλεκτρικού κινητήρα

2.4 Ορισμός παραμέτρων σχεδίασης συστήματος τηλεμετρίας

2.4.1 Το υφιστάμενο υποσύστημα πομπού και δέκτη

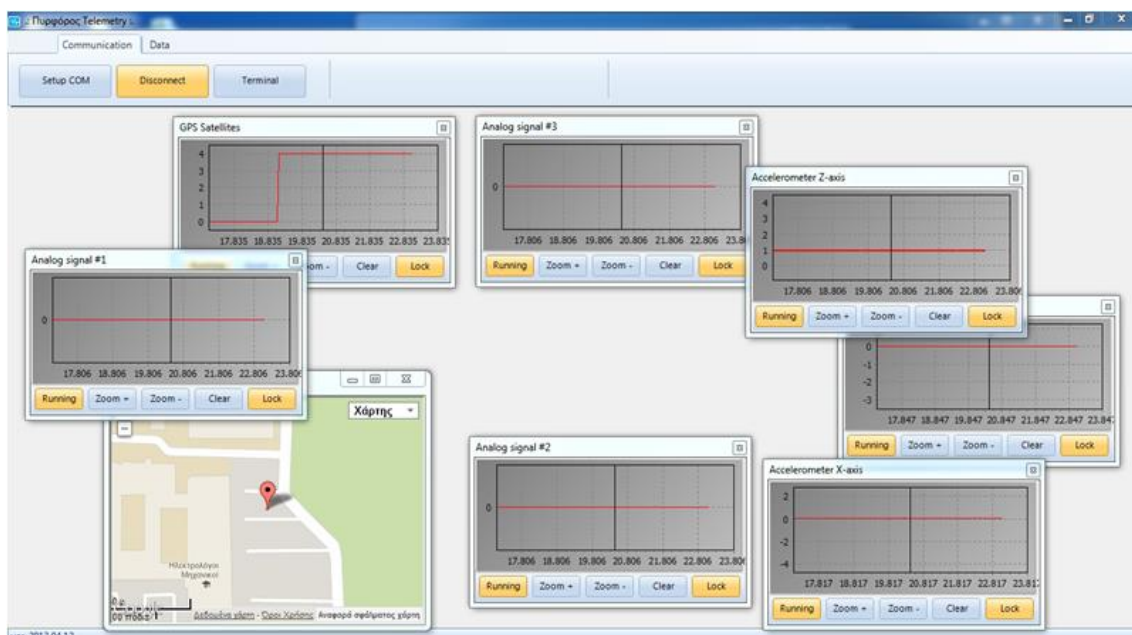


Εικόνα 1. Πομπός και δέκτης (από αριστερά προς τα δεξιά)

Το τηλεπικοινωνιακό σύστημα που μας έχει δοθεί αποτελείται από πομπό, δέκτη και την συνοδευτική εφαρμογή για υπολογιστή Windows.

Ο πομπός επικοινωνεί με τον δέκτη στα 900MHz. Εκτός από τα αναλογικά σήματα που του στέλνει και είναι το αντικείμενο αυτής της εργασίας, μπορεί να στείλει ακόμη συντεταγμένες θέσης, ταχύτητα και επιτάχυνση σε τρεις άξονες μέσω των συστημάτων που διαθέτει. Ο δέκτης στέλνει σειριακά τα δεδομένα μέσω θύρας USB στον υπολογιστή και αυτά μπορούν να αναπαρασταθούν γραφικά σε πραγματικό χρόνο μέσω της εφαρμογής «Telepyrforos.exe»

Η μελέτη της συγκεκριμένης εργασίας αφορά την κατάλληλη επεξεργασία σημάτων από το ηλεκτρικό κινητήριο σύστημα τα αποτελέσματα της οποίας μεταβιβάζονται στον πομπό για να αποσταλούν στο δέκτη. Συγκεκριμένα, ο πομπός διαβάζει τρία αναλογικά σήματα 0 έως 2,5V τα οποία μετατρέπει σε ψηφιακά με ανάλυση 10bit και τα αποστέλλει στον δέκτη. Εκτός από αυτά τα τρία σήματα που αποτελούν ουσιαστικά το τελικό στάδιο



Σχήμα 8. Γραφικό περιβάλλον εφαρμογής λήψης δεδομένων από τον δέκτη. Εκτός από τα τρία αναλογικά σήματα που μας ενδιαφέρουν σε αυτήν την εργασία υπάρχει δυνατότητα λήψης δεδομένων που αφορούν την επιτάχυνση σε τρεις άξονες, την ταχύτητα και τη θέση στο χάρτη (GPS).

αυτής της εργασίας, ο πομπός έχει τη δυνατότητα να στείλει δεδομένα που αφορούν τη θέση, την ταχύτητα και την επιτάχυνση σε τρεις άξονες.

Τα ψηφιακά σήματα που δέχεται ο δέκτης και δίνει σειριακά στον υπολογιστή, πολλαπλασιάζονται με μία σταθερά πριν απεικονιστούν γραφικά. Συνεπώς, δίνοντας στον πομπό αναλογικά σήματα που είναι ανάλογα των μεγεθών προς μέτρηση (πχ I_{rms} , V_{bat}) και ρυθμίζοντας κατάλληλα τα κέρδη της γραφικής εφαρμογής, το αποτέλεσμα που θα δούμε στην οθόνη είναι τα πραγματικά σήματα που μετρούνται.

Analog1Factor= 22,211
Analog2Factor= 4,15
Analog3Factor= 3,00944

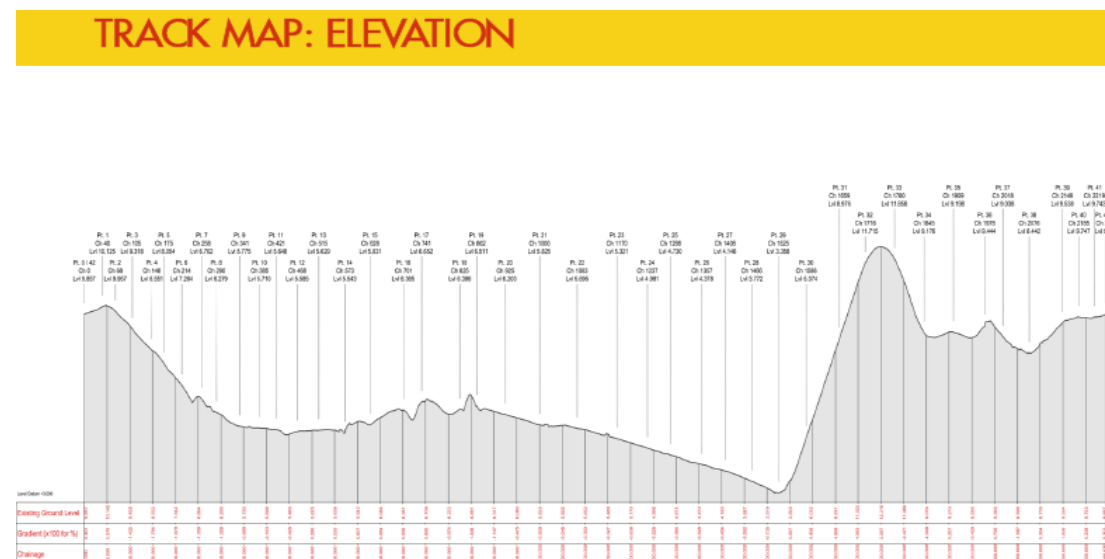
Εικόνα 2. Ρύθμιση των κερδών της γραφικής εφαρμογής "Telepyrf.exe".

2.4.2 Οδήγηση πίστας και χαρακτηριστικά σημάτων μέτρησης

Ο διαγωνισμός Shell Eco Marathon 2016 λαμβάνει χώρα στο Λονδίνο σε μία πίστα στην περιφέρεια του Ολυμπιακού Πάρκου. Ο «Πυρφόρος» καλείται να διανύσει 8 γύρους συνολικής απόστασης 17,9 χλμ. σε χρόνο μικρότερο των 43 λεπτών.

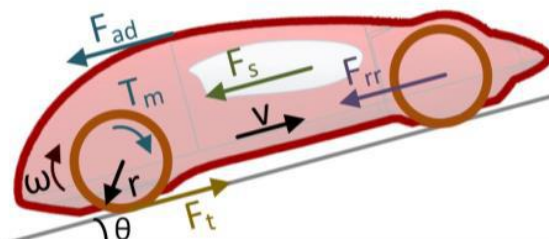
Χαρακτηριστικό της φετινής πίστας του Λονδίνου που την κάνει να διαφέρει από άλλες των προηγούμενων διαγωνισμών είναι οι έντονες υψομετρικές διαφορές που συναντώνται. Όπως δείχνει το παρακάτω διάγραμμα που έχουν δημοσιεύσει οι διοργανωτές για την προετοιμασία των ομάδων, βλέπουμε ότι σε μια διαδρομή 2240m λοιπόν η μέγιστη υψομετρική διαφορά που συναντάται είναι της τάξης των 9m.

Ένας μεγάλος παράγοντας στην εξοικονόμηση ενέργειας είναι ο τρόπος οδήγησης της πίστας. Σε μία πίστα με υψομετρικές διαφορές, αναιρείται η όποια έννοια οδήγησης με σταθερή ταχύτητα που ισχύει σε επίπεδες πίστες. Η βιβλιογραφία έχει δείξει ότι ανάλογα με την μορφή της πίστας μπορεί να εξαχθεί μια πολιτική ταχύτητας η οποία να βελτιστοποιεί την κατανάλωση. [4]



Σχήμα 9.Εναλλαγή υψόμετρου ανά σημείο της πίστας όπως δίνεται από τους διοργανωτές του διαγωνισμού.

Συγκεκριμένα, για κάθε σημείο της πίστας εξάγεται μια βέλτιστη ταχύτητα η οποία αν επιβληθεί στον κινητήρα η ηλεκτρική κατανάλωση του οχήματος ελαχιστοποιείται. Για αυτόν τον σκοπό πάνω στο όχημα χρησιμοποιείται συσκευή GPS η οποία σε συνδυασμό με τον ημιαυτόματο πιλότο που έχει κατασκευαστεί μπορεί και υπαγορεύει ανά πάσα θέση στην οδηγό την ταχύτητα την οποία πρέπει να επιβάλλει στο σύστημα.



Εικόνα 3. Δυνάμεις που ασκούνται στο ηλεκτρικό όχημα.

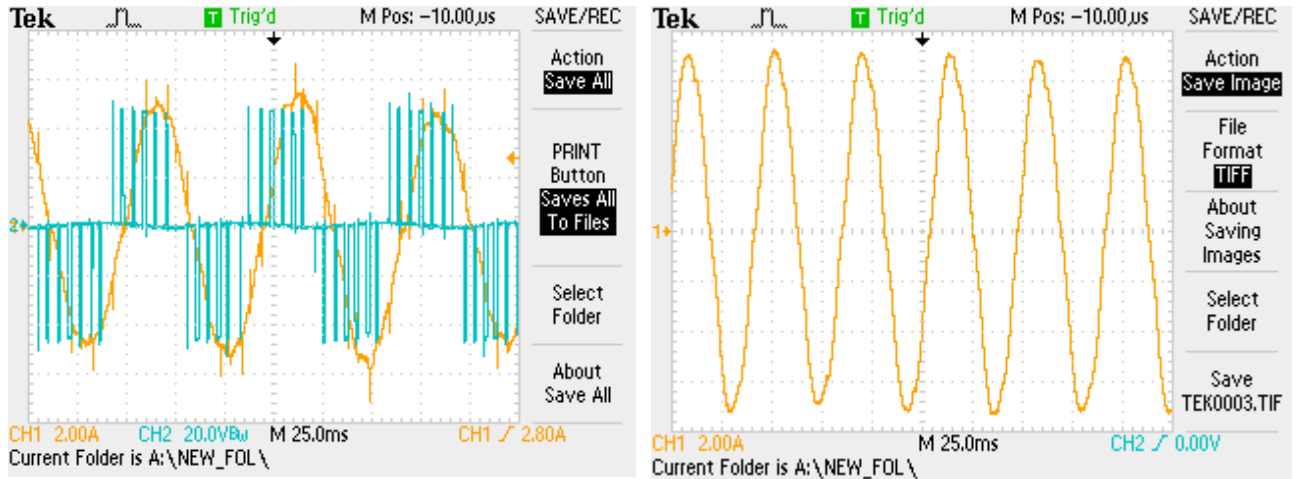
Η τεχνική ελέγχου του κινητήρα είναι μέσω της οποίας πετυχαίνουμε την επιθυμητή ταχύτητα ανά πάσα στιγμή είναι διανυσματικός έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου. Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου αναπτύχθηκε, έτσι ώστε οι μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος να μπορούν να ελεγχθούν με τρόπο παρόμοιο με αυτό των μηχανών σταθερού ρεύματος. Στις μηχανές συνεχούς ρεύματος το ρεύμα του στάτη ελέγχει την μαγνητική ροή (ρεύμα διέγερσης) και επομένως την διέγερση της μηχανής, ενώ το ρεύμα του δρομέα ελέγχει την ηλεκτρομαγνητική ροπή (ρεύμα ροπής), δηλαδή την φόρτιση της μηχανής. Όπως γίνεται κατανοητό, υπάρχει μια αποσύζευξη του μαγνητικού με του ηλεκτρικού μέρους. Στις μηχανές εναλλασσόμενου ρεύματος, ωστόσο, το ρεύμα στάτη επηρεάζει τόσο την διέγερση, όσο και την ηλεκτρομηχανική ροπή. Ο έλεγχος προσανατολισμένου πεδίου προσπαθεί να επιτύχει την παραπάνω αποσύζευξη, χρησιμοποιώντας τους μετασχηματισμούς Clark και Park, και μετατρέποντας τα τριφασικά ρεύματα του στάτη σε διφασικά, κινούμενα με την σύγχρονη ταχύτητα.[3]

Όσον αφορά το σύστημα τηλεμετρίας επιλέγουμε να μετρήσουμε και να επεξεργαστούμε τέσσερα ηλεκτρικά μεγέθη τα οποία αποτελούν μερικές από τις πιο σημαντικές παραμέτρους της ηλεκτρικής λειτουργίας του οχήματος. Αυτά είναι : η τάση της μπαταρίας, το ρεύμα της μπαταρίας, η πολική τάση του κινητήρα και το ρεύμα του κινητήρα. Εκτός από την απλότητα που ενέχει η μέτρηση αυτών των τεσσάρων μεγεθών, μπορεί από αυτά να εξαχθούν άλλες κρίσιμες παράμετροι όπως η ισχύς κατανάλωσης, η δαπάνη σε ενέργεια, ο συντελεστής ισχύος, η άεργος ισχύς κτλ. Μετά από προσομοιώσεις της πίστας σε υπολογιστικά μοντέλα αλλά και μέσα από δοκιμές υπό πραγματικές συνθήκες αγώνα προκύπτουν οι προδιαγραφές που αφορούν τη σχεδίαση του συστήματος τηλεμετρίας.

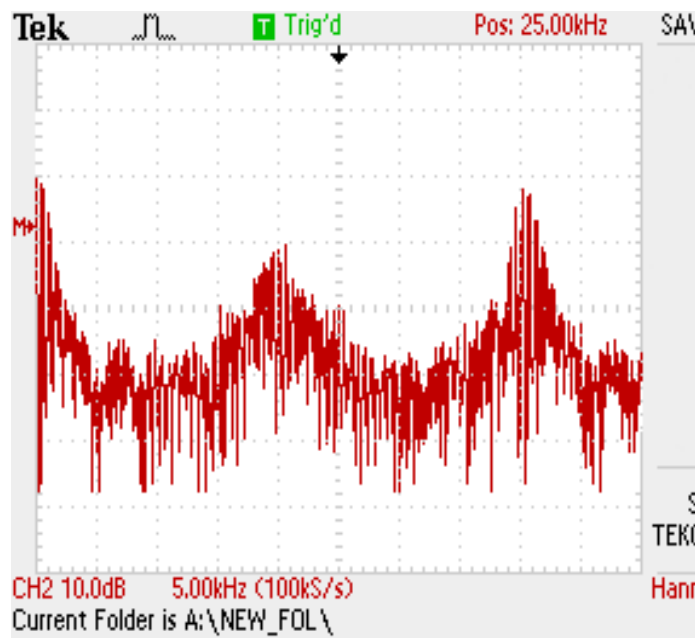
Η τάση της μπαταρίας λιθίου είναι σταθερή στη μόνιμη κατάσταση. Στιγμιαία βύθιση τάσης παρουσιάζεται όταν υπάρχει έντονη ζήτηση ισχύος, όπως για παράδειγμα σε μια εκκίνηση. Κατά τη διάρκεια του αγώνα, η μπαταρία δεν εκφορτίζεται κάτω από τα 40V. Από την άλλη, το ρεύμα της μπαταρίας εκτός από την DC συνιστώσα έχει και συνιστώσες ανώτερων αρμονικών με κυρίαρχη αυτήν της ηλεκτρικής συχνότητας. Έχει υπολογιστεί ότι κατά την ανάβαση της ανηφόρας μεγάλης κλίσης της πίστας ζητείται από την μπαταρία ένα ρεύμα που φτάνει τα 15A.

Σε αυτό το σημείο να σημειωθεί ότι πραγματική ισχύς που μεταφράζεται σε κινητική ενέργεια στον τροχό είναι η ισχύς που αφορά τις θεμελιώδεις αρμονικές συνιστώσες της πολικής τάσης του κινητήρα και του ρεύματος γραμμής. Η θεμελιώδης της πολικής τάση του κινητήρα κυμαίνεται μεταξύ 0 και 45V_{peak}. Το έντονο αρμονικό περιεχόμενο βρίσκεται συγκεντρωμένο γύρω από πολλαπλάσια της διακοπτικής που στην προκειμένη περίπτωση

έχει οριστεί στα 20kHz. Το ρεύμα της γραμμής από την άλλη, χάριν στην βαθυπερατή συμπεριφορά του κινητήρα τείνει να είναι ένα πραγματικό ημίτονο με πολύ χαμηλό συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης. Σε αναλογία με την ζήτηση του ρεύματος μπαταρίας στις ανηφόρες, η ισχύς στον τροχό μεταφέρεται με ένα ρεύμα γραμμής που φτάνει έως και τα 30Arms . Στις παρακάτω εικόνες φαίνεται η πολική τάση και το ρεύμα γραμμής του κινητήρα.



Σχήμα 10. Πολική τάση κινητήρα (μπλε) και ρεύμα γραμμής κινητήρα (πορτοκαλί). Η πολική τάση είναι παλμική σε αντίθεση με το ρεύμα γραμμής που προσεγγίζει ένα ημίτονο χωρίς αρμονικές.



Σχήμα 11 .Ανάλυση Fourier (FFT) της πολικής τάσης του κινητήρα. Παρατηρούμε έντονο αρμονικό περιεχόμενο σε πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας (20kHz).

Τα μεγέθη που αφορούν το σύστημα προς σχεδίαση και αναλύθηκαν προηγουμένως συνοψίζονται στον πίνακα 3.

Τάση μπαταρίας	
Εύρος τιμών	40..52V
Βασική συνιστώσα φάσματος	DC

Πολική τάση κινητήρα	
Εύρος τιμών	0 έως 45Vrms
Ονομαστική συχνότητα	37Hz
Μέγιστη συχνότητα	50Hz
Ανεπιθύμητες συχνότητες	20kHz, 40kHz

Ρεύμα μπαταρίας	
Εύρος τιμών	-20..20A
Βασική συνιστώσα φάσματος	DC
Μέγιστη συχνότητα	50Hz

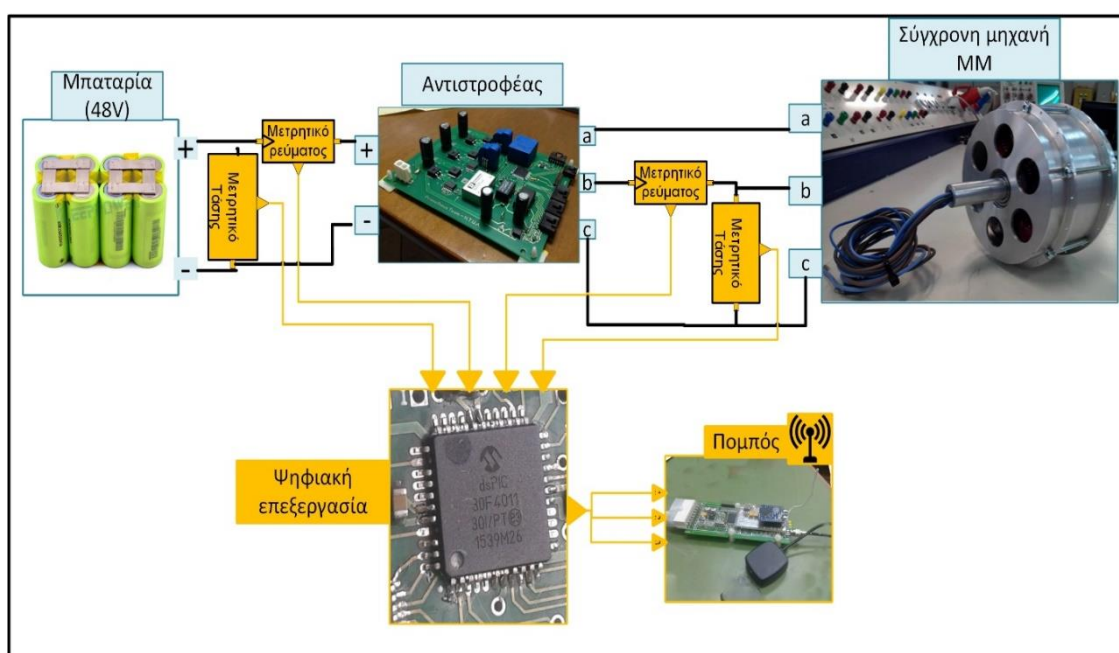
Ρεύμα φάσης κινητήρα	
Εύρος τιμών	έως 40Arms
Ονομαστική συχνότητα	37Hz
Μέγιστη συχνότητα	50Hz

Πίνακας 3 .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 Σχεδιασμός συστήματος μέτρησης

3.1 Αρχές και προδιαγραφές σχεδίασης

Έχοντας περιγράψει τα διάφορα υποσυστήματα λειτουργίας του ηλεκτρικού οχήματος μπορούν να οριστούν οι αρχές πάνω στις οποίες θα σχεδιαστεί το σύστημα τηλεμετρίας. Ο σχεδιασμός περιορίζεται γύρω από το ήδη υφιστάμενο τηλεπικοινωνιακό κανάλι που έχει χορηγηθεί. Το σύστημα του δέκτη στέλνει σειριακά τα δεδομένα που λαμβάνει από τον πομπό στον υπολογιστή και τα εμφανίζει στην οθόνη με γραφικό τρόπο. Έτσι, εμείς καλούμαστε να σχεδιάσουμε το μετρητικό σύστημα με το οποίο θα επικοινωνεί ο πομπός .



Σχήμα 12. Block διάγραμμα που περιγράφει τον τρόπο λειτουργίας της τηλεμετρίας.

Μια διεπίπεδη πλακέτα κρίνεται αρκετή για να φιλοξενήσει το σύστημα. Θέτουμε εξαρχής ορισμένες σχεδιαστικές αρχές που θα ακολουθήσουμε. Αρχικά, να σημειωθεί ότι επιδιώκεται γαλβανική απομόνωση μεταξύ του κυκλώματος σήματος (πομπός, μικροεπεξεργαστής) και του κυκλώματος ισχύος του οχήματος. Αυτό γίνεται για λόγους προστασίας και διάρκειας ζωής της πλακέτας. Με αυτόν τον τρόπο αναιρούνται οι δρόμοι

ροής της ισχύος προς το ευαίσθητο τμήμα των μετρήσεων και τον πομπό από τον κινητήρα και τα ηλεκτρονικά ισχύος.

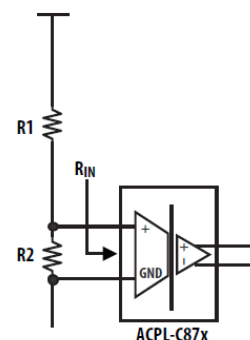
Μία δεύτερη σχεδιαστική αρχή είναι αυτή της ομοιομορφίας. Συγκεκριμένα, ακολουθείται παρόμοια λογική για τον σχεδιασμό των τεσσάρων μετρητικών κυκλωμάτων (τάση μπαταρίας, ρεύμα μπαταρίας, πολική τάση κινητήρα, ρεύμα κινητήρα) όπου αυτό είναι δυνατόν. Αυτό οδηγεί συχνά σε καλύτερο αποτέλεσμα αφού ο σχεδιασμός επαναλαμβάνεται. Ακόμη, είναι ευκολότερο για κάποιον που θέλει να κάνει αλλαγές να παρέμβει σε ένα κύκλωμα.

3.2 Επιλογή δομικών στοιχείων

Μέτρηση επιπέδου τάσης μπαταρίας

Για αυτήν την μέτρηση επιλέγεται ένας οπτοαποξεύκτη για να επιτευχθεί η επιθυμητή γαλβανική απομόνωση. Μια λύση αποτελεί ο ACPL C-87 της εταιρείας Avago.

Ο συγκεκριμένος οπτοαποξεύκτης δέχεται ένα θετικό σήμα τάσης από 0 έως 2V στην είσοδο του και παράγει στην έξοδο του ένα απομονωμένο διαφορικό σήμα με μοναδιαίο κέρδος. Επομένως, με έναν διαιρέτη τάσης ακολουθούμενο από τον οπτοαποξεύκτη επιτυγχάνεται απομονωμένη μέτρηση της τάσης της μπαταρίας. Περισσότερες λεπτομέρειες για την τεχνολογία αυτή βρίσκονται στην ενότητα 3.3.3.



Σχήμα 13. Οπτοαποξεύκτης ACPL-C87. Σχηματικό διάγραμμα που επεξηγεί την μέτρηση τάσης.

Μέτρηση ρεύματος μπαταρίας

Ανάμεσα στις επιλογές αισθητηρίου ρεύματος τεχνολογίας Hall και αισθητήρια αντίσταση (shunt) επιλέχθηκε η αντίσταση. Αυτό έγινε με το σκεπτικό ότι το ενισχυτικό στάδιο που θα ακολουθήσει μπορεί να σχεδιαστεί κατάλληλα έτσι ώστε να επιτευχθεί καλύτερο τελικό αποτέλεσμα. Ένας ακόμη λόγος που έγινε αυτή η επιλογή είναι η ομοιομορφία με το μετρητικό ρεύματος φάσης του κινητήρα το οποίο θα αναλυθεί παρακάτω.

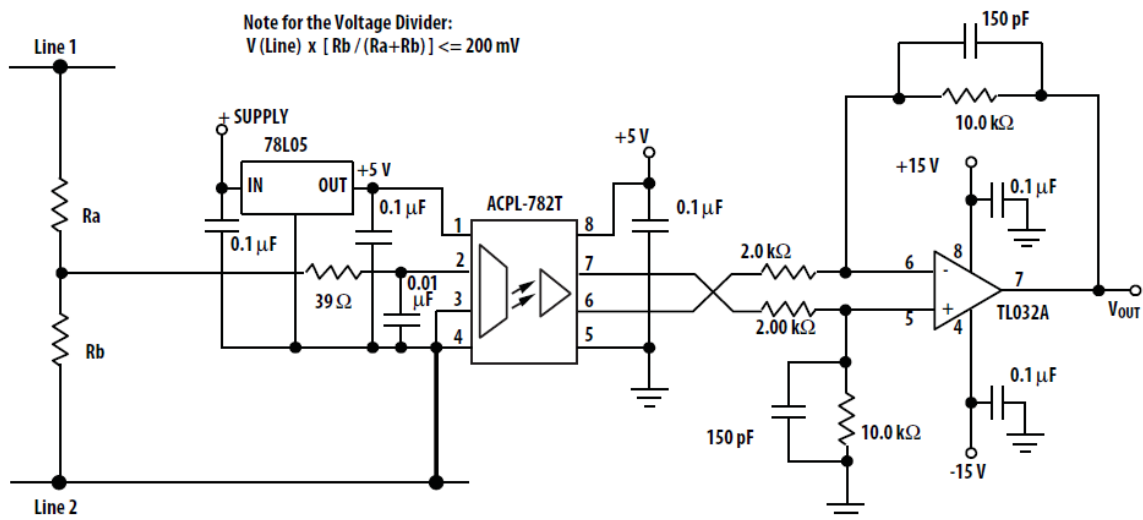
Μέτρηση πολικής τάσης κινητήρα

Και σε αυτήν την περίπτωση για να επιτευχθεί απομόνωση μεταξύ μέρους ισχύος και μέρους σήματος γίνεται χρήση οπτοαποζεύκτη. Η διπολική φύση της τάσης δεν επιτρέπει να γίνει χρήση του οπτοαποζεύκτη ACPL C87 που χρησιμοποιήθηκε για την τάση της μπαταρίας. Έτσι γίνεται επιλογή του **ACPL-782T** ο οποίος δέχεται στην είσοδο του διαφορική τάση από -200mV έως 200mV και την ενισχύει με κέρδος 8. Ένας διαιρέτης τάσης επιλέγεται για να ρίξει το επίπεδο της πολικής τάσης του κινητήρα σε πρώτο στάδιο. Η λογική όμως παραμένει παρόμοια, έχουμε δηλαδή διαιρέτη τάσης ακολουθούμενο από οπτοαποζεύκτη και στη συνέχεια ενισχυτή διαφοράς για την ενίσχυση και μετατροπή της διαφορικής τάσης σε μονοπολική.

Σε αυτό το σημείο να σημειώσουμε μια ιδιαιτερότητα ως προς τον σχεδιασμό αυτής της πλακέτας αυξάνοντας την ακρίβεια της μέτρησης. Αντί να περαστεί ολόκληρη η κυματομορφή της πολικής τάσης (ή του ρεύματος κινητήρα) στον μικροελεκτή, επιλέγεται να περάσει μόνο το θετικό μέρος (ημιανόρθωση). Ως συνέπεια, η ανάλυση της μέτρησης διπλασιάζεται αφού χρησιμοποιείται ένα ακόμη bit για την ανάλυση πλάτους του σήματος εισόδου.

Μέτρηση ρεύματος κινητήρα

Ακολουθείται ακριβώς η ίδια λογική με την μέτρηση του ρεύματος της μπαταρίας. Χρησιμοποιείται δηλαδή αισθητήρια αντίσταση ακολουθούμενη από τον ACPL 782T και στη συνέχεια από ενισχυτή διαφοράς. Όπως έγινε και στην πολική τάση, δίνεται μόνο η θετική κυματομορφή προς ανάλυση στον επεξεργαστή για περισσότερη ακρίβεια.



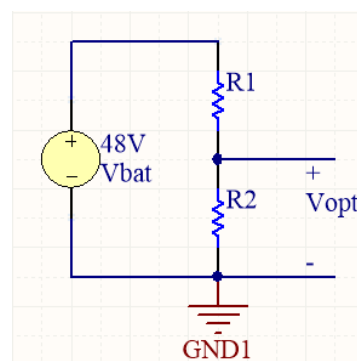
Σχήμα 14. Προτεινόμενο σχηματικό απομονωμένης μέτρησης τάσης από την εταιρεία Avago. [8]

3.3 Ανάλυση αναλογικών σταδίων

3.3.1 Διαιρέτης τάσης

Καθώς οι οπτοαποζεύκτες δέχονται σαν είσοδο σήματα σε χαμηλά επίπεδα τάσης το πρώτο στάδιο μετρήσεων τάσης αφορά τον υποβιβασμό αυτής σε χαμηλά επίπεδα.

Μια λύση για αυτόν τον σκοπό είναι ένας διαιρέτης τάσης αποτελούμενος από δύο αντιστάσεις. Οι δύο παράμετροι που δύναται να αλλοιώσουν την μέτρηση αφορούν το κατασκευαστικό σφάλμα και την μεταβολή της τιμής των αντιστάσεων λόγω αύξησης θερμοκρασίας. Η επίδοση των συνηθισμένων οικονομικών αντιστάσεων που κυκλοφορούν στο εμπόριο ισχύος 0,25W, σφάλματος 1% αναλύεται παρακάτω.



Σχήμα 15. Το πρώτο στάδιο μέτρησης της τάσης της μπαταρίας. Όμοια λογική για την μέτρηση της πολικής τάσης του κινητήρα.

Στην περίπτωση επιλεγούν για την τάση της μπαταρίας τις αντιστάσεις 49,9k, 2k θα ρέει μέσα από αυτές ένα ρεύμα της τάξης:

$$I_R = \frac{V_{BAT}}{R_1 + R_2} = \frac{50V}{(49.9 + 2)k\Omega} = 0.962mA$$

το οποίο αντιστοιχεί σε καταναλώσεις $I_R^2 \cdot R_1 = 46mW$ και $I_R^2 \cdot R_2 = 1.84mW$ που είναι χαμηλότερες της ονομαστικής.

	Μέγιστη τιμή τάσης (V)	R ₁ (kΩ)	R ₂ (Ω)	Μέγιστη τάση εξόδου (mV)
Διαιρέτης τάσης μπαταρίας	52	49,9	2000	2003,9
Διαιρέτης πολικής τάσης κινητήρα	45	47,1	220	209

Πίνακας 4 .

Το σφάλμα 1% που υπεισέρχεται και αλλοιώνει τις τιμές των αντιστάσεων δεν είναι μπορεί να απορροφηθεί στην ψηφιακή επεξεργασία μετρώντας τις πραγματικές τιμές των αντιστάσεων.

3.3.2 Αισθητήρια αντίσταση

Για την επιλογή των αντιστάσεων αίσθησης ρεύματος οι παράμετροι που κρίνονται σημαντικές αφορούν την ονομαστική τους τιμή, την ονομαστική τους ισχύ και τον θερμοκρασιακό συντελεστή τους.

Σύμφωνα με την ανάλυση που έγινε στο κεφάλαιο ένα, υπάρχει η ανάγκη μέτρησης ενός μέγιστου ρεύματος $20A_{rms}$ και ενός μέγιστου ρεύματος φάσης κινητήρα $40A_{rms}$.



Σχήμα 16. Αισθητήρια αντίσταση για μέτρηση ρεύματος. Τυπικές τιμές από $3m\Omega$ έως $300m\Omega$

Επιλέγεται να χρησιμοποιηθούν σε παράλληλη σύνδεση τα μοντέλα WW25N της Walsin, στην ονομαστική τιμή $10m\Omega$, $2W$ έκαστο. Για την περίπτωση του ρεύματος μπαταρίας χρησιμοποιούνται δύο τέτοιες αντιστάσεις σε παράλληλη σύνδεση και για την περίπτωση του κινητήρα τρεις. Το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να περάσει από μια αντίσταση στη μόνιμη κατάσταση είναι:

$$I_{MAX,1R} = \sqrt{\frac{P_{o\lambda}}{R_{o\lambda}}} = 14,1A_{rms}$$

Αισθητήριο ρεύματος μετρητικών κυκλωμάτων					
	Παράλληλες Αντιστάσεις	Συνισταμένη ονομαστική αντίσταση	Ονομαστική ισχύς απωλειών	Μέγιστο μετρούμενο ρεύμα	$\frac{P_{ΑΠ,max}}{P_{ΑΠ,nom}}$
μέτρηση I_{BAT}	2	$5m\Omega$	$4W$	$28,3A_{rms}$	51%
μέτρηση I_{PH}	3	$3.33m\Omega$	$6W$	$42,5A_{rms}$	51%

Πίνακας 5.

Όσον αφορά τη θερμοκρασιακή συμπεριφορά των αντιστάσεων, κρατώντας το ρεύμα χαμηλότερα από την ονομαστική τιμή, μειώνουμε την πιθανότητα αλλοίωσης της μέτρησης λόγω θερμοκρασιακής μεταβολής της τιμής τους.

3.3.3 Οπτοαποζεύκτες

Οι οπτοαποζεύκτες που επιλέχθηκαν είναι ο ACPL-C87 και ο ACPL-782T από την εταιρεία Anago. Ο πρώτος δύναται να απομονώσει μόνο θετικά σήματα 0 έως 2V αλλά ο δεύτερος χρησιμοποιώντας πολύ χαμηλές τάσεις στην είσοδο του μπορεί να απομονώσει και διπολικά σήματα όπως είναι το ρεύμα φάσης ή η πολική τάση.

Έτσι, επιλέγεται ο πρώτος για την απομόνωση της DC τάσης της μπαταρίας και ο δεύτερος για την απομόνωση των υπόλοιπων μεγεθών.

ACPL-C870 - Χαρακτηριστικά	
Τεχνολογία	Σ-Δ διαμόρφωση Α-Ψ
Κέρδος	1V/V
Τάση εισόδου	0 έως 2V
Εύρος ζώνης	100kHz
Σύνθετη Αντίσταση εισόδου	1GΩ
Μη γραμμικότητα	0,1%
Τάσεις τροφοδοσίας	5V

Πίνακας 6.

ACPL 782T - Χαρακτηριστικά	
Τεχνολογία	Σ-Δ διαμόρφωση Α-Ψ
Κέρδος	8V/V
Τάση εισόδου	-200 έως +200mV
Εύρος ζώνης	100kHz
Σύνθετη Αντίσταση εισόδου	500kΩ
Μη γραμμικότητα	0.004%
Τάσεις τροφοδοσίας	5V

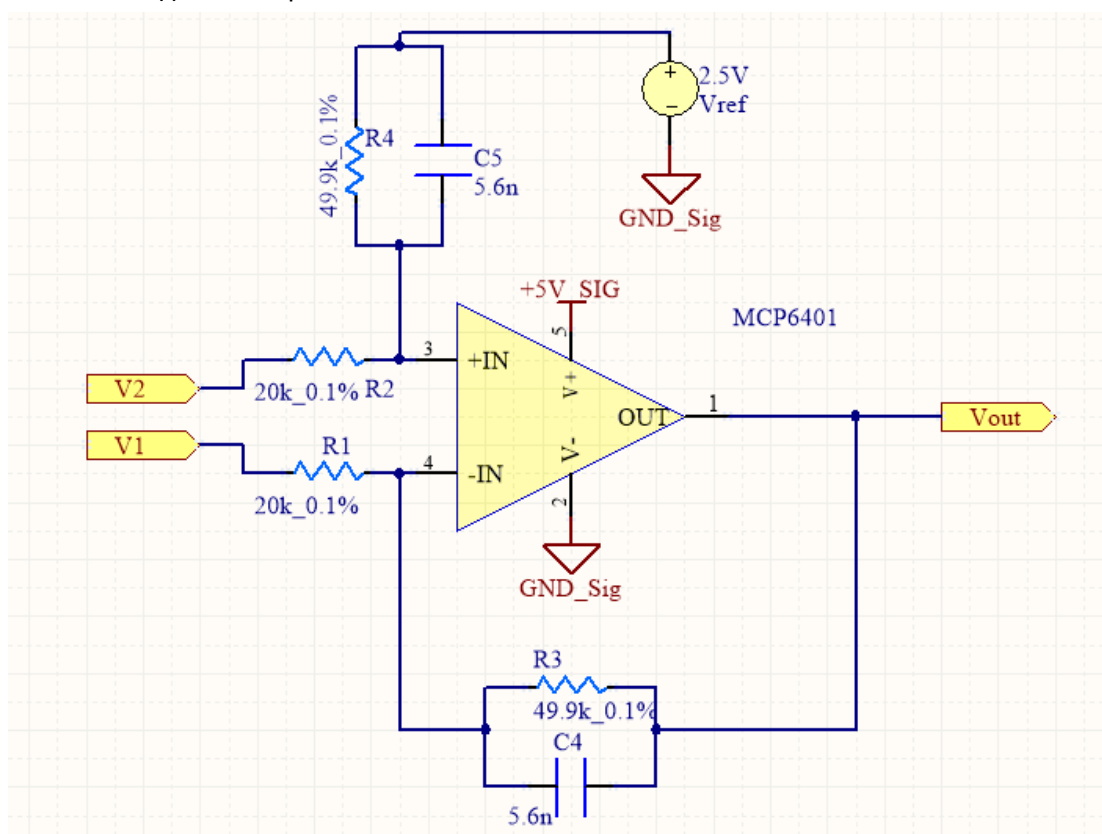
Πίνακας 7.

3.3.4 Ενισχυτής Διαφοράς -DC ανάλυση

Οι δύο παρόμοιοι οπτοαποζεύκτες που επιλέχθηκαν έχουν σαν έξοδο ένα διαφορικό σήμα. Συγκεκριμένα, ο ACPL C87 δίνει σαν έξοδο ένα μονοπολικό διαφορικό σήμα που φτάνει έως και τα 2V ενώ ο 782T δίνει σαν έξοδο ένα διαφορικό σήμα διπολικής φύσης από 0 έως 1,6V Peak-to-Peak.

Ο μετατροπέας Α-Ψ του μικροελεκτή δέχεται μόνο θετικά σήματα από 0 έως 5V. Συνεπώς χρειάζεται να σχεδιαστεί ένα «ενισχυτικό» στάδιο για την μετατροπή των σημάτων εξόδων των οπτοαποζευκτών σε «κατάλληλα» σήματα 0 έως 5V προκειμένου να διαβαστούν από τον μικροελεκτή. Το πιο κοινό στάδιο που μπορεί να μετατρέψει διαφορικά σήματα σε μονοπολικά ως προς μια κοινή γη είναι ο ενισχυτής διαφοράς. Η τοπολογία αυτή φαίνεται στο σχήμα παρακάτω.

Για καλύτερο αποτέλεσμα δεν επιλέγεται ένας τυχαίος τελεστικός ενισχυτής, αλλά ένας τελεστικός ενισχυτής με την ιδιότητα «Rail to Rail». Το βασικό χαρακτηριστικό των τελεστικών ενισχυτών Rail to Rail είναι ότι η έξοδος τους μπορεί να φτάσει από την μία άκρη τροφοδοσίας τους στην άλλη. Δηλαδή, αν η τροφοδοσία ενός τέτοιου ενισχυτή είναι λ.χ. +5V,-5V το ενισχυτικό στάδιο με κατάλληλη είσοδο μπορεί να φτάσει έως και 10mV κάτω από τα +5V (αντίστοιχα 10mV πάνω από τα -5V). Με αυτό το πλεονέκτημα είναι δυνατή η χρήση όλης της ανάλυσης του Α-Ψ μετατροπέα του επεξεργαστή. Μια οικονομική λύση αποτελεί ο MCP6401 της Microchip.



Σχήμα 17. Ο ενισχυτής διαφοράς για το κύκλωμα μέτρησης της τάσης της μπαταρίας. Μετατρέπει το διαφορικό σήμα εισόδου σε μονοπολικό σήμα ως προς την αναφορά (GND_Sig) και το ενισχύει κατάλληλά ώστε να «εκμεταλλευτεί» όλο το εύρος τάσης εισόδου της μονάδας Α-Ψ (0..5V).

Ορισμένα από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά του MCP6401 φαίνονται στον επόμενο πίνακα.

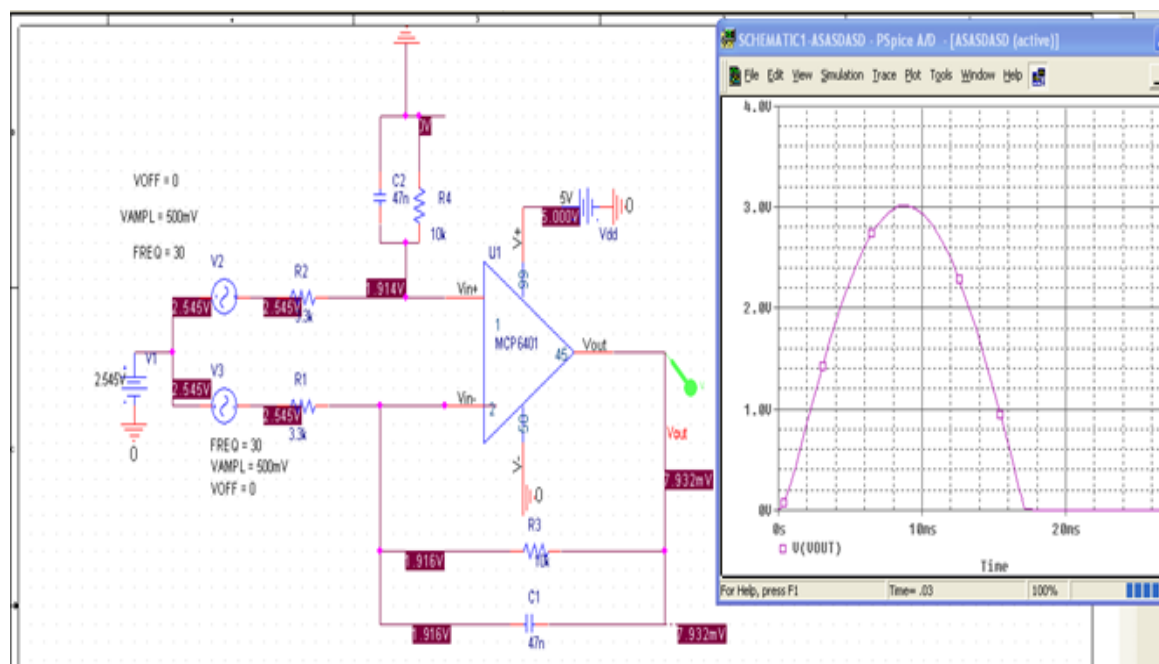
MCP6401 - Χαρακτηριστικά	
Μέγιστη τάση εξόδου $V_{OH} (\% \cdot V_{DD})$	99,75%
Ελάχιστη τάση εξόδου $V_{OL} (mV)$	15
Λόγος Απόρριψης Κοινού Σήματος (dB)	71
Input DC offset (mV)	-5..5
(Μονή) Τάση τροφοδοσίας(V)	1,8 έως 6
Εύρος ζώνης(MHz)	1

Πίνακας 8.

Σε πρώτο βήμα, γίνεται υπολογισμός της DC χαρακτηριστικής του σταδίου. Οι πυκνωτές αγνοούνται στην DC ανάλυση. Οι σχέσεις που περιγράφουν τη λειτουργία του κυκλώματος είναι :

$$\frac{V_2 - V_{IN+}}{R_2} = \frac{V_{IN+} - V_{Ref}}{R_4}$$

$$V_{IN+} = \frac{\frac{R_4}{R_2} V_2 + V_{Ref}}{1 + \frac{R_4}{R_2}} \quad (3.3.4.1)$$



Σχήμα 18. Προσομοίωση στο πρόγραμμα PSpice του τελευταίου σταδίου των μετρήσεων. Έξοδος μόνο για το θετικό κομμάτι της κυματομορφής. Η απόλυτη ομοιότητα των αντιστάσεων δεν δημιουργεί ουσιαστικό offset στην έξοδο (7.932mV).

Ακόμη,

$$\frac{V_1 - V_{IN-}}{R_1} = \frac{V_{IN-} - V_{out}}{R_3}$$

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) V_{IN-} - \frac{R_3}{R_1} V_1 \quad (3.3.4.2)$$

Και τέλος:

$$V_{IN+} = V_{IN-} \quad (3.3.4.3)$$

Στην περίπτωση που:

$$\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1} = K \quad (3.3.4.4)$$

η έξοδος θα ναί :

$$V_{out} = (1 + K) \frac{KV_2 + V_{Ref}}{1 + K} - KV_1$$
$$V_{out} = V_{Ref} + K(V_2 - V_1) \quad (3.3.4.5)$$

Λαμβάνοντας υπόψιν τις τροφοδοσίες και τα όρια εξόδου του MCP6401 θα έχουμε

$$V_{out} \leq V_{OH} = 4,9875V \quad (3.3.4.5)$$

και

$$V_{out} \geq V_{OL} = 5mV \quad (3.3.4.6)$$

Δηλαδή, επιλέγοντας τις τιμές των αντιστάσεων ώστε να σχηματιστεί κατάλληλα ο λόγος K επιτυγχάνεται το επιθυμητό αποτέλεσμα. Η διαφορική τάση μετατρέπεται σε μονοπολική ως προς τη γείωση της πλευράς σήματος της πλακέτας και με τη δυνατότητα να λαμβάνει όλο το εύρος τιμών από 0 έως 5V.

Με την προηγούμενη παραδοχή (3.3.4.4) αναδεικνύονται μερικά από τα αδύναμα σημεία αυτής της τοπολογίας. Η αναντιστοιχία των αντιστάσεων που προκύπτει από την απόκλιση από την ονομαστική τιμή τους λόγω κατασκευαστικών περιορισμών, αλλοιώνει την χαρακτηριστική συνάρτηση μεταφοράς. Πιο συγκεκριμένα η σχέση εισόδου εξόδου θα είναι:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \frac{\frac{R_4}{R_2} V_2 + V_{Ref}}{1 + \frac{R_4}{R_2}} - \frac{R_3}{R_1} V_1$$

Αν θέσουμε:

$$a = \frac{R_3}{R_1}, b = \frac{R_4}{R_2} \quad (3.3.4.7)$$

Θα πάρουμε:

$$V_{out} = \frac{1+a}{1+b} V_{ref} + b \frac{1+a}{1+b} V_2 - a V_1 \quad (3.3.4.8)$$

Το διαφορικό σήμα $V_2 - V_1$ που συνιστά την έξοδο των οπτοαποζευκτών είναι η διαφορά δύο ημιτονοειδών σημάτων που σχετίζονται άμεσα με το μέγεθος προς μέτρηση μαζί με μια ανεπιθύμητη συνιστώσα κοινού σήματος (*Common Mode*):

$$\begin{aligned} V_2 &= V_{CM} + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega t) \\ V_1 &= V_{CM} - \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (3.3.4.9)$$

Αντικαθιστώντας στην (3.3.4.8) προκύπτει έξοδος:

$$V_{out} = \frac{1+a}{1+b} V_{ref} + \frac{b-a}{1+b} V_{cm} + \frac{A}{2(1+b)} (a+b+2ab) \cos(\omega t) \quad (3.3.4.10)$$

Παρατηρούμε ότι η συνιστώσα κοινού σήματος V_{CM} μεταφέρεται στην έξοδο μέσω ενός συντελεστή:

$$\frac{b-a}{1+b} \quad (3.3.4.11)$$

Ο συντελεστής αυτός δείχνει ότι όσο αυξάνεται η απόκλιση των λόγων

$$\alpha = \frac{R_3}{R_1}, b = \frac{R_4}{R_2}$$

ο γνωστός και ως λόγος απόρριψης κοινού σήματος του σταδίου (CMRR) ελαττώνεται από την αρχική τιμή που δίνει ο κατασκευαστής του τελεστικού ενισχυτή. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να παρεισφρέει συνιστώσα DC τάσης στην έξοδο αλλά και υψίσυχνος θόρυβος κοινού σήματος. Ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος ενός ενισχυτή διαφορικού σήματος όταν η σχέση εισόδου εξόδου δίνεται από την σχέση:

$$V_O = A_d(V_+ - V_-) + \frac{1}{2} A_{CM} (V_+ + V_-) \quad (3.3.4.12)$$

ορίζεται ως

$$CMRR = 20 \log_{10} \left(\frac{A_d}{|A_{cm}|} \right) (dB) \quad (3.3.4.13)$$

Στη προηγούμενη ανάλυση εξήγαμε:

$$\frac{1}{2} A_{cm} = \frac{b - a}{1 + b} \quad (3.3.4.14)$$

$$A_d = \frac{A}{2(1 + b)} (a + b + 2ab)$$

Με παραγωγή του λόγου CMRR προσεγγίζεται ως :

$$CMRR = 20 \log_{10} \left(\frac{1 + a_{ov}}{4K_r} \right)$$

όπου a_{ov} ο λόγος των ονομαστικών αντιστάσεων και K_r η απόκλιση τους [1].

Σύμφωνα με την παραπάνω σχέση κατασκευάζουμε τον επόμενο πίνακα.

Χειρότερο σενάριο απόκλισης	
Απόκλιση αντιστάσεων (%)	CMRR
0	70..100dB (τυπικό για έναν τελεστικό ενισχυτή)
0.1	60dB
1	40dB
5	26dB

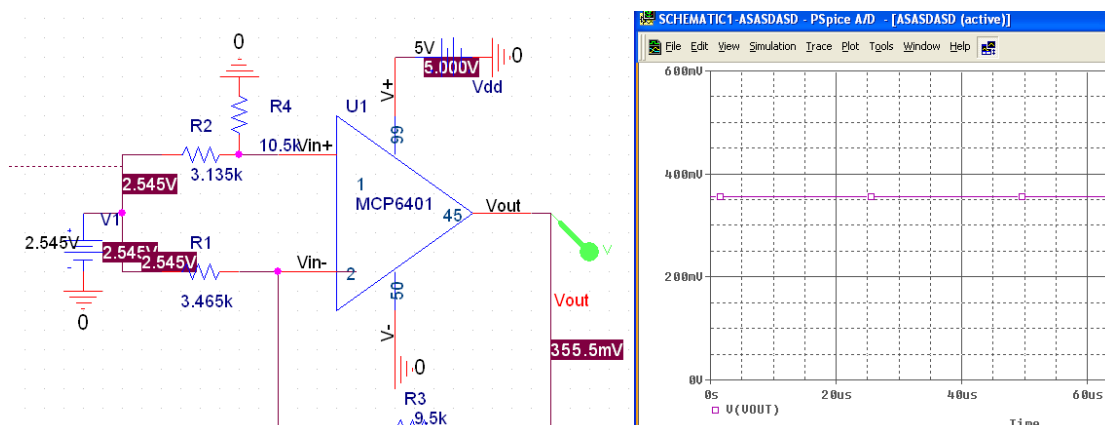
Πίνακας 9.

Φαίνεται ότι οι αντιστάσεις απόκλισης 0,1% διατηρούν αρκετά μεγάλο CMRR. Εντούτοις, το μεγάλο CMRR που έχουν οι οπτοαποζεύκτες (70dB) σε συνδυασμό με ένα CMRR από αντιστάσεις 1% φαίνεται να είναι ικανοποιητικό για την εφαρμογή προς σχεδίαση.

Εκτός από τον ελαττωμένο λόγο απόρριψης κοινού σήματος του σταδίου μια άλλη ανεπιθύμητη συνέπεια της απόκλισης των αντιστάσεων είναι το dc offset στην έξοδο. Πραγματοποιώντας προσομοίωση στο πρόγραμμα SPICE, με τιμές των αντιστάσεων που αφορούν την εφαρμογή και για διάφορες αποκλίσεις των τιμών τους κατασκευάζουμε τον επόμενο πίνακα.

Χειρότερο σενάριο απόκλισης	
Απόκλιση αντιστάσεων (%)	Offset (mV)
0	8
0.1	10
1	75
5	356

Πίνακας 10.



Σχήμα 19. Σενάριο χειρότερης περίπτωσης απόκλισης για αντιστάσεις 5%. Κοινή τάση εισόδου 2.545Vdc ίση με την τάση εξόδου του οπτοαποζεύκτη ACPLC-782T. Μείωση των R2,R3 και αύξηση των R1,R4 κατά 5%. Μεγάλο Offset στην έξοδο (356mV).

Τελικά, το offset χειρότερης περίπτωσης για τις αντιστάσεις απόκλισης 1% κρίνεται ότι δεν απαγορευτικό και δεν χρειάζεται προσφυγή στις πιο ακριβές αντιστάσεις απόκλισης 0,1% . Συνοψίζοντας, αν και η απόκλιση των αντιστάσεων μπορεί να επιφέρει επιπτώσεις στην επίδοση του κυκλώματος όπως ένα ανεπιθύμητο offset και μία μείωση του CMRR από την τιμή που έχει ο τελεστικός ενισχυτής αν λάβουμε υπόψιν το μοντέλο:

$$V_{out} = \frac{1+a}{1+b}V_{ref} + \frac{b-a}{1+b}V_{cm} + \frac{A}{2(1+b)}(a+b+2ab)\cos(\omega t) \quad (3.3.4.10)$$

παρατηρούμε ότι εφόσον οι επιπτώσεις αυτές είναι περιορισμένες, το μοντέλο εξακολουθεί να είναι γραμμικό. Πιο συγκεκριμένα, αν ο θόρυβος κοινού σήματος είναι περιορισμένος ακόμη και με μια απόκλιση των αντιστάσεων η συνάρτηση μεταφοράς θα είναι γραμμική και της μορφής :

$$f(x) = C_1x + C_2$$

όπου x το μετρούμενο μέγεθος .

Αυτό σημαίνει ότι με ψηφιακές γραμμικές πράξεις μέσω της αντίστροφης συνάρτησης μπορεί να εκτιμηθεί το μετρούμενο μέγεθος x . Τελικά, οι αντιστάσεις σφάλματος 1% φαίνεται να αποτελούν μια ικανοποιητική λύση για την εφαρμογή γιατί αφενός δεν προσδίδουν απαγορευτικά μεγάλο offset και αφετέρου διατηρούν ένα CMRR που αν συνδυαστεί με αυτό του οπτοαποζεύκτη φτάνει τα 100dB.

3.3.5 Ο Ενισχυτής Διαφοράς ως βαθυπερατό φίλτρο

Με την προσθήκη δύο όμοιων πυκνωτών ο ενισχυτής διαφοράς μπορεί να αποκτήσει ιδιότητες βαθυπερατού φίλτρου. Τότε, αν θεωρηθεί πάλι ότι:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2}$$

προκύπτει η εξής συνάρτηση μεταφοράς για το στάδιο :

$$V_{out} = \frac{Z_3}{R_1} * (V_2 - V_1) + V_{ref} = \frac{R_3 * \frac{1}{j\omega C}}{R_1 * \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C} \right)} (V_2 - V_1) + V_{Ref} \quad (3.3.5.1)$$

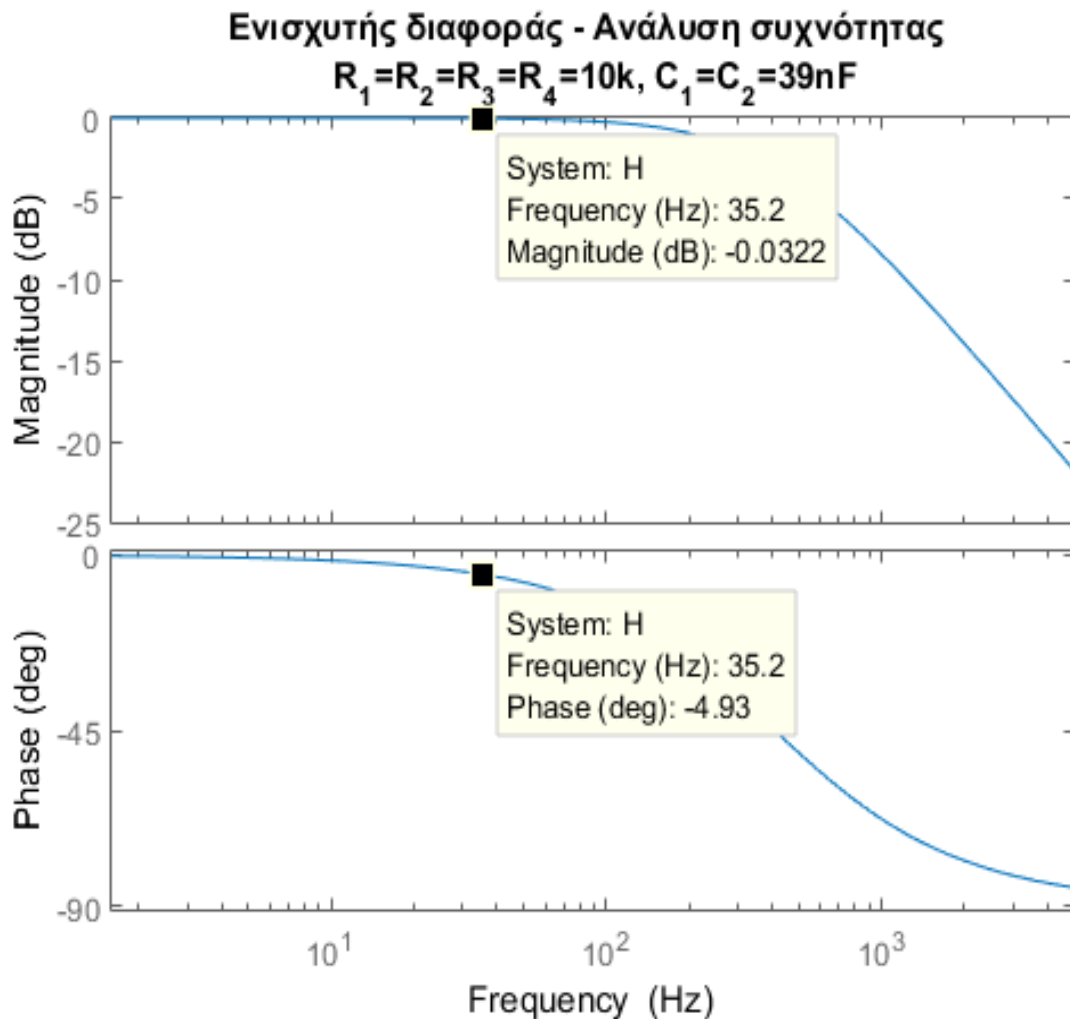
$$V_{out} = \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \frac{1}{1 + j\omega R_3 C} (V_2 - V_1) + V_{Ref}$$

Δηλαδή, βαθυπερατό φίλτρο πρώτης τάξης με κέρδος R_3/R_1 και συχνότητα αποκοπής

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C} \quad (3.3.5.2)$$

Έχοντας επιλέξει τις τιμές των R_3, R_1 ώστε να πραγματοποιούν τη ζητούμενη ενίσχυση από το προηγούμενο στάδιο έως τα 5V του επεξεργαστή καλούμαστε να επιλέξουμε έναν κατάλληλο πυκνωτή για το φίλτρο.

Θέλουμε το φίλτρο να αποκόπτει όσο το δυνατόν περισσότερο συχνότητες πέραν τις θεμελιώδους αλλά ταυτόχρονα η μείωση της θεμελιώδους να είναι αμελητέα, μικρότερη λ.χ. του 1%. Οι διαφορετικές ονομαστικές τιμές των αντιστάσεων των τεσσάρων σταδίων που σχεδιάσαμε συνεπάγον διαφορετικές τιμές πυκνωτών. Όμως, και τα τέσσερα φίλτρα θα έχουν κοινό φάσμα εξόδου αν επιλεχθούν οι πυκνωτές κατάλληλα. Αυτό το θέτουμε εξαρχής σαν προϋπόθεση προκειμένου να μην έχουμε ετεροχρονισμένη μετάδοση των τεσσάρων σημάτων και κατ' επέκταση εσφαλμένους υπολογισμούς. Συνεπώς, ξεκινάμε τον σχεδιασμό γνωρίζοντας ότι η συχνότητα αποκοπής $-3dB$ θα είναι κοινή και για τα τέσσερα φίλτρα.



Σχήμα 20. Διάγραμμα Bode ενισχυτή διαφοράς.

Μία συχνότητα αποκοπής περί τα 400Hz φαίνεται να είναι ικανοποιητική. Στη μέγιστη ηλεκτρική συχνότητα που δεν ξεπερνά τα 50Hz, το πλάτος Υτης θεμελιώδους του προς μέτρηση σήματος θα έχει υποστεί μια μείωση:

$$\Delta Y(\%) = \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_c^2}}} \right] * 100\% = \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{50^2}{400^2}}} \right] 100\% = 0,77\% \quad (3.3.5.3)$$

ενώ σε ονομαστική ηλεκτρική συχνότητα (37Hz) θα έχουμε μια μείωση:

$$\Delta Y(\%) = \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{37^2}{400^2}}} \right] 100\% = 0,43\% \quad (3.3.5.4)$$

Αντίστοιχα, θα προστεθεί αρνητική φάση $\arctan\left(\frac{50}{f_c}\right) = 7,1^\circ$ στη μέγιστη ταχύτητα ή $5,3^\circ$ στην ονομαστική. Εδώ αξίζει να σημειωθεί ξανά ότι εφόσον και τα τέσσερα φίλτρα έχουν ίδια απόκριση συχνότητας, η φάση που αφαιρείται δεν έχει κανένα αποτέλεσμα ως προς την ορθότητα του συστήματος πέρα από μια καθυστέρηση που μπορεί να παραλειφθεί. Στην γραφική παράσταση του προηγούμενου σχήματος αναπαρίσταται το διάγραμμα Bode του φίλτρου αν η συχνότητα αποκοπής είναι:

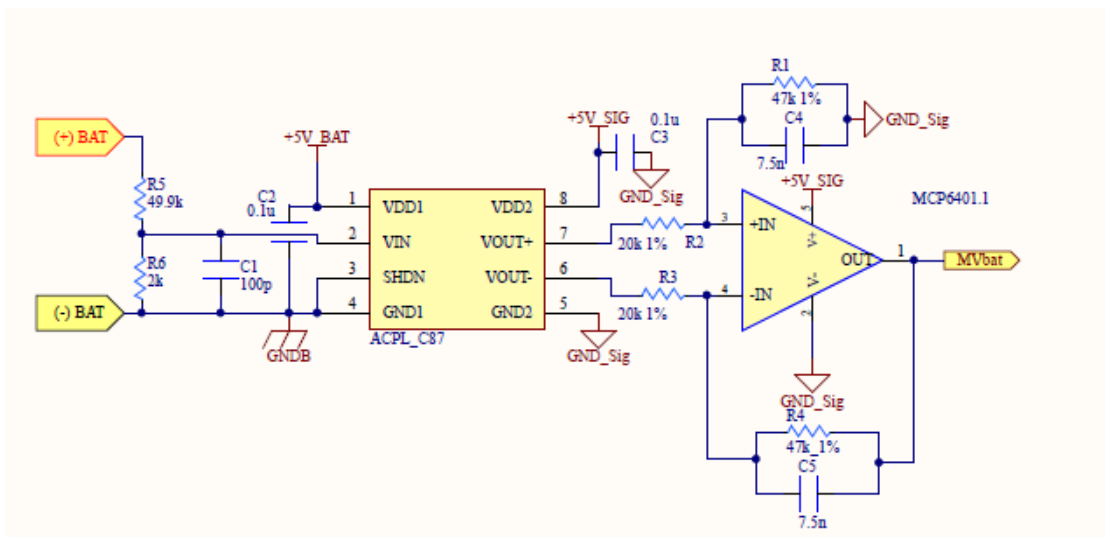
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi 10k\Omega 39nF} = 408Hz \quad (3.3.5.5)$$

όπου 39nF και 10kΩ δύο τυπικές τιμές για πυκνωτή και αντίσταση στο εμπόριο.

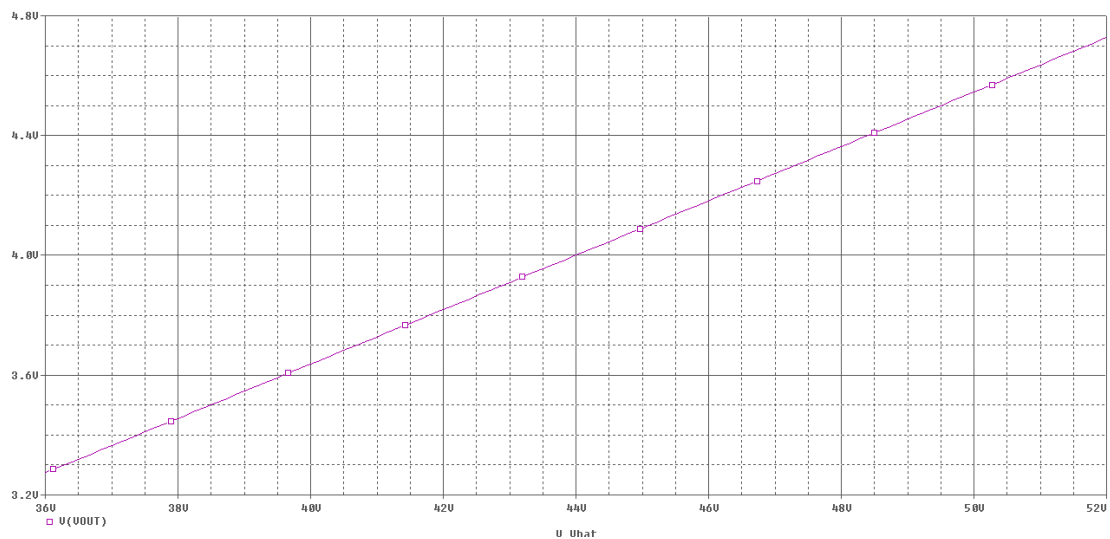
3.4 Τελική μορφή αναλογικών κυκλωμάτων μέτρησης

Με την επιλογή των στοιχείων που κυκλοφορούν στο εμπόριο τα κυκλώματα μέτρησης διαμορφώνονται ως εξής: Για το μετρητικό κύκλωμα της τάσης της μπαταρίας χρησιμοποιείται διαιρέτης αντιστάσεων 2kΩ, 49.9kΩ 1%. Ο ενισχυτής διαφοράς σχεδιάζεται με αντιστάσεις 20kΩ, 49.9kΩ 1% πετυχαίνοντας κέρδος 2.495. Η συχνότητα αποκοπής με την προσθήκη των πυκνωτών 7,5nF διαμορφώνεται στα 425Hz.

Η γαλβανική απομόνωση δημιουργεί την απαίτηση δύο τάσεων τροφοδοσίας. Η «δεξιά» [GND_SIG..+5V_SIG] αφορά ολόκληρη την πλευρά σήματος (επεξεργαστής, κτλ.) η οποία είναι απομονωμένη από τα ηλεκτρονικά ισχύος. Η αριστερή [GND_BAT..+5V_BAT] έχει κοινή αναφορά με τον αρνητικό πόλο της μπαταρίας. Στην επόμενη γραφική παράσταση παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της προσομοίωσης SPICE στη λειτουργία DC χαρακτηριστικής.



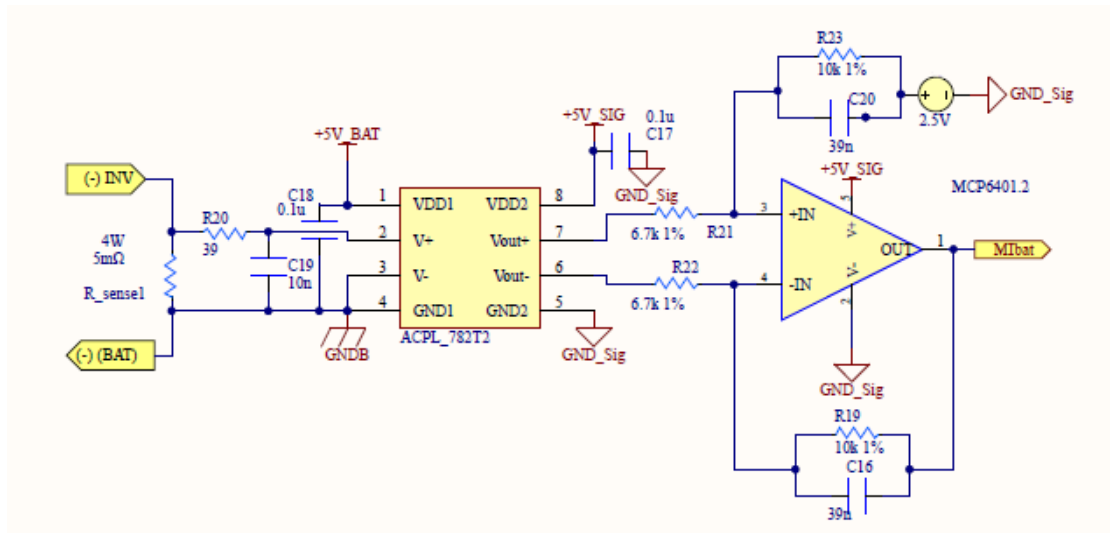
(a)



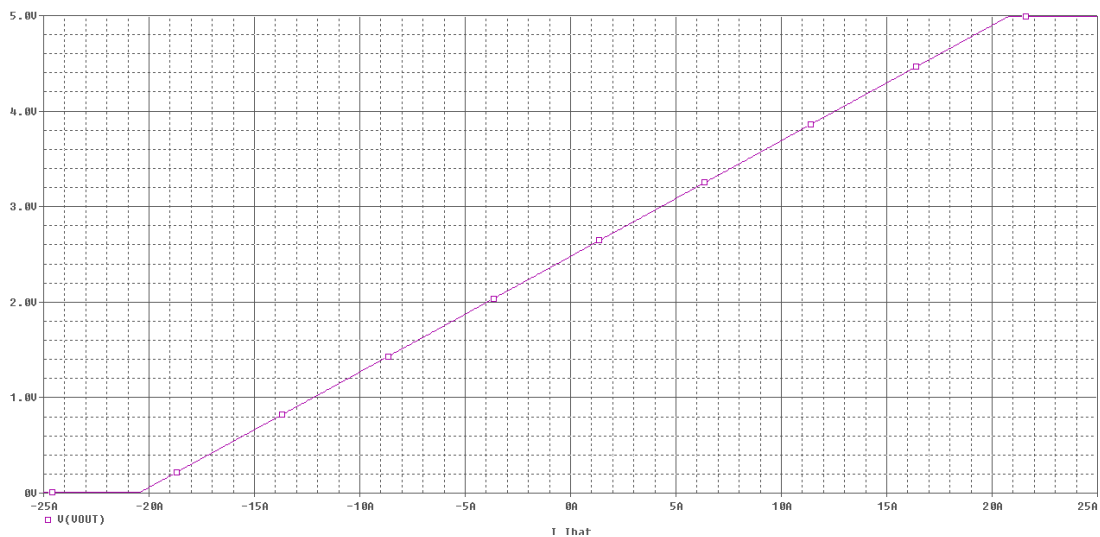
(β)

Σχήμα 21. (α) Αναλογικό μετρητικό κύκλωμα τάσης μπαταρίας και (β) Χαρακτηριστική καμπύλη εισόδου εξόδου από την προσομοίωση SPICE.

Στη δεύτερη περίπτωση, για το μετρητικό κύκλωμα μέτρησης του ρεύματος της μπαταρίας, η συνισταμένη αισθητήρια αντίσταση στο πρώτο στάδιο είναι 5mΩ. Έχει γίνει η επιλογή να μετριέται το ρεύμα που ρέει από τον αρνητικό ακροδέκτη DC τάσης του αντιστροφέα προς τον αρνητικό ακροδέκτη της μπαταρίας. Με αυτόν τον τρόπο χρησιμοποιείται η ίδια τροφοδοσία [GND_BAT..+5V_BAT] με το προηγούμενο κύκλωμα για την «αριστερή» πλευρά. Η αναφορά των 2,5V χρησιμοποιείται για την επεξεργασία διπολικού σήματος ρεύματος.



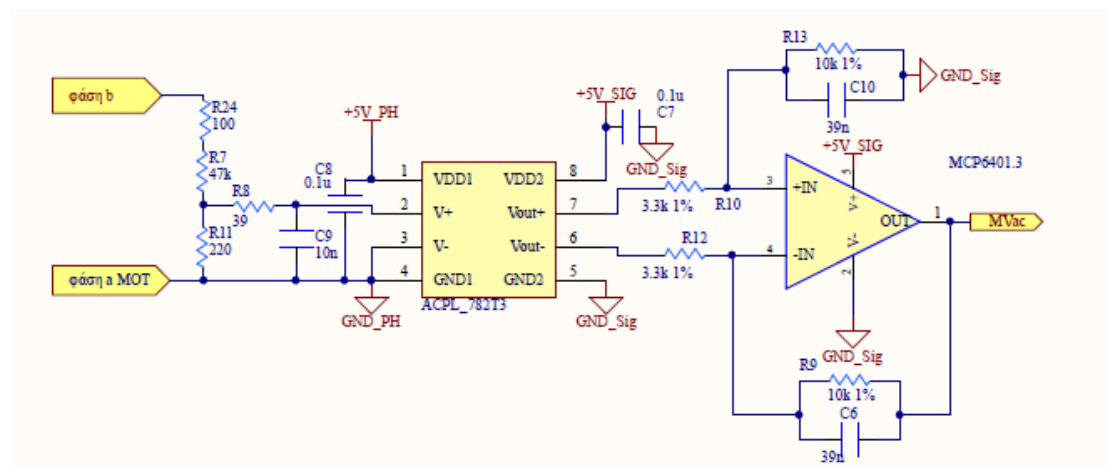
(α)



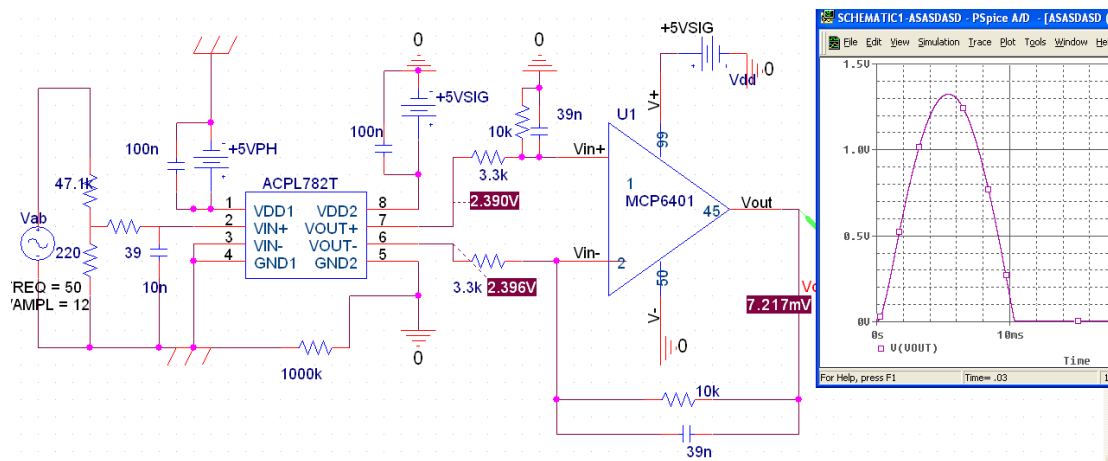
(β)

Σχήμα 22. Αναλογικό κύκλωμα μέτρησης ρεύματος μπαταρίας (α) και χαρακτηριστική συνάρτηση που προκύπτει από την προσομοίωση SPICE(β). Ικανότητα μέτρησης ρευμάτων προς τις δύο κατευθύνσεις.

Όσον αφορά την μέτρηση των μεγεθών εναλλασσόμενου ρεύματος προκύπτουν τα παρακάτω σχηματικά διαγράμματα. Για την πολική τάση επιλέγεται διαιρέτης αντιστάσεων 220Ω, 47.1kΩ 1%. Με αυτόν τον διαιρέτη μπορεί να μετρηθεί πολική τάση με μέγιστο πλάτος 45V. Το κύκλωμα στη δεξιά πλευρά είναι όμοιο με το παραπάνω με τη διαφορά ότι δεν έχει επιβληθεί αναφορά στη μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή. Το κέρδος και η συχνότητα αποκοπής του ενισχυτή διαφοράς παραμένουν τα ίδια.

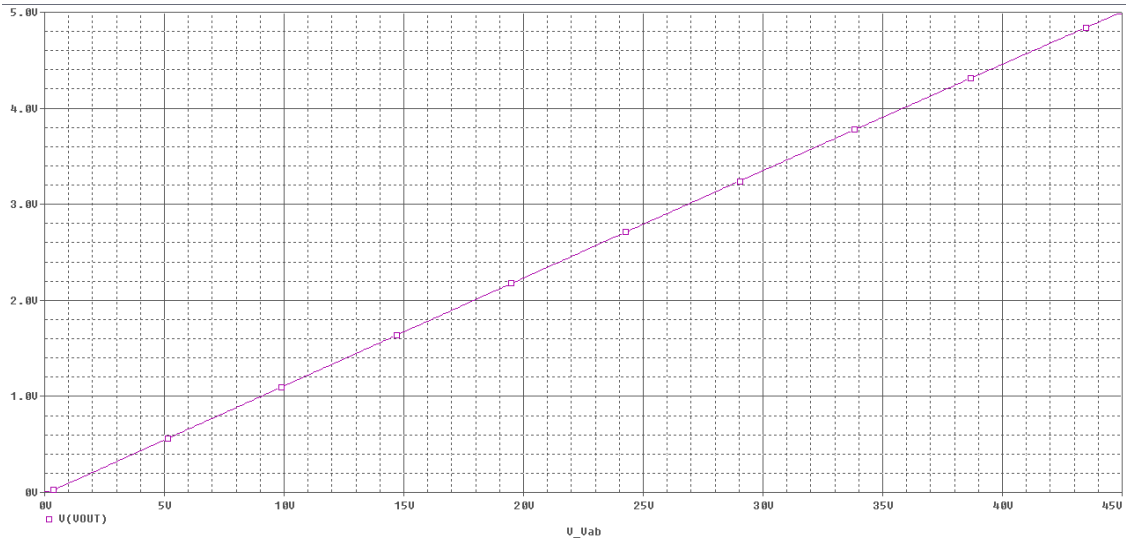


(α)



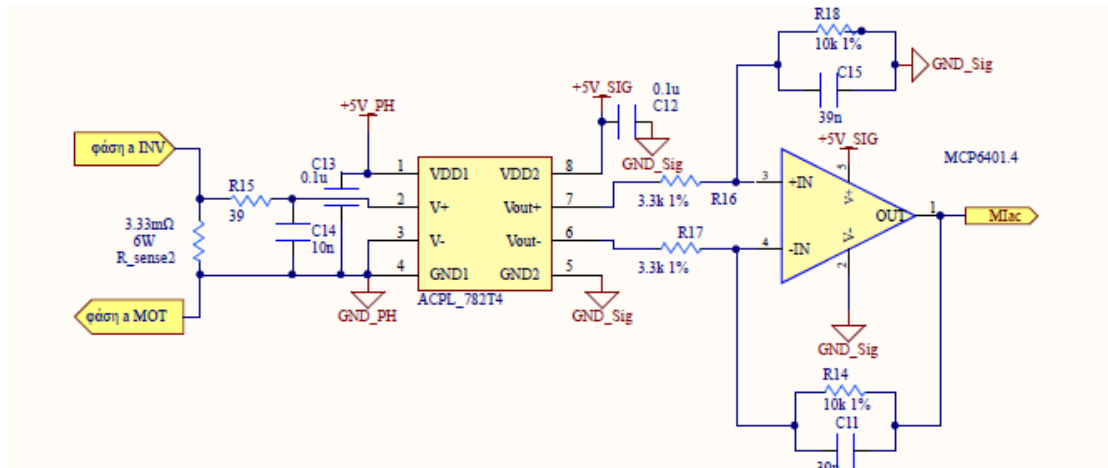
(β)

Σχήμα 23. Αναλογικό κύκλωμα μέτρησης πολικής τάσης κινητήρα (α) και χρονική προσομοίωση SPICE (β). Ημιανορθωμένο σήμα στην έξοδο με στόχο τον διπλασιασμό της ακρίβειας.

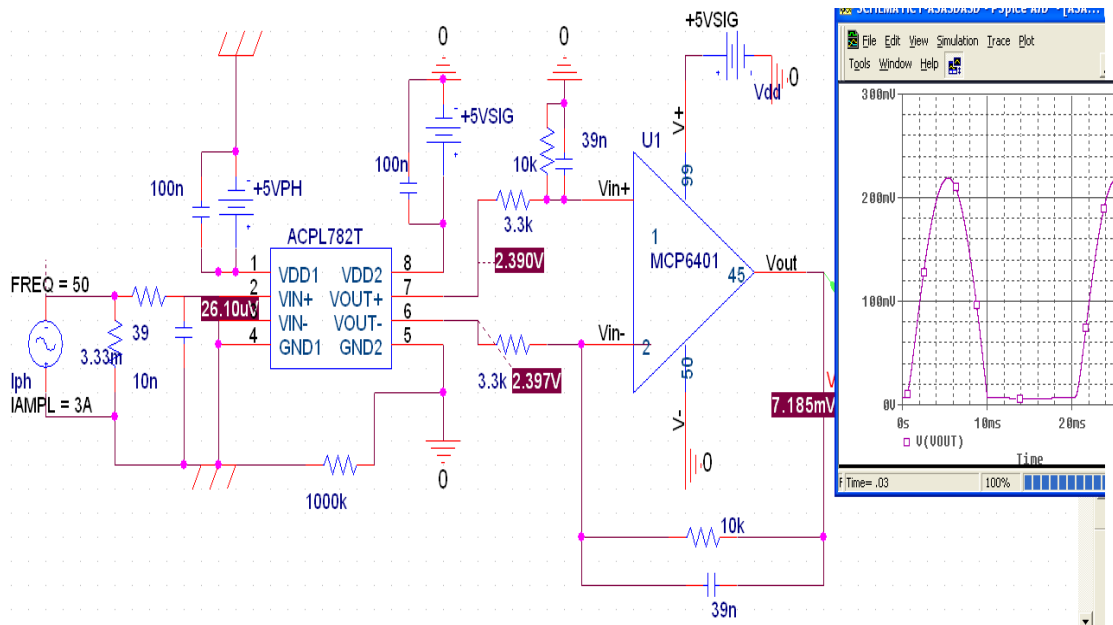


Σχήμα 24. DC χαρακτηριστική του μετρητικού κυκλώματος πολικής τάσης κινητήρα.

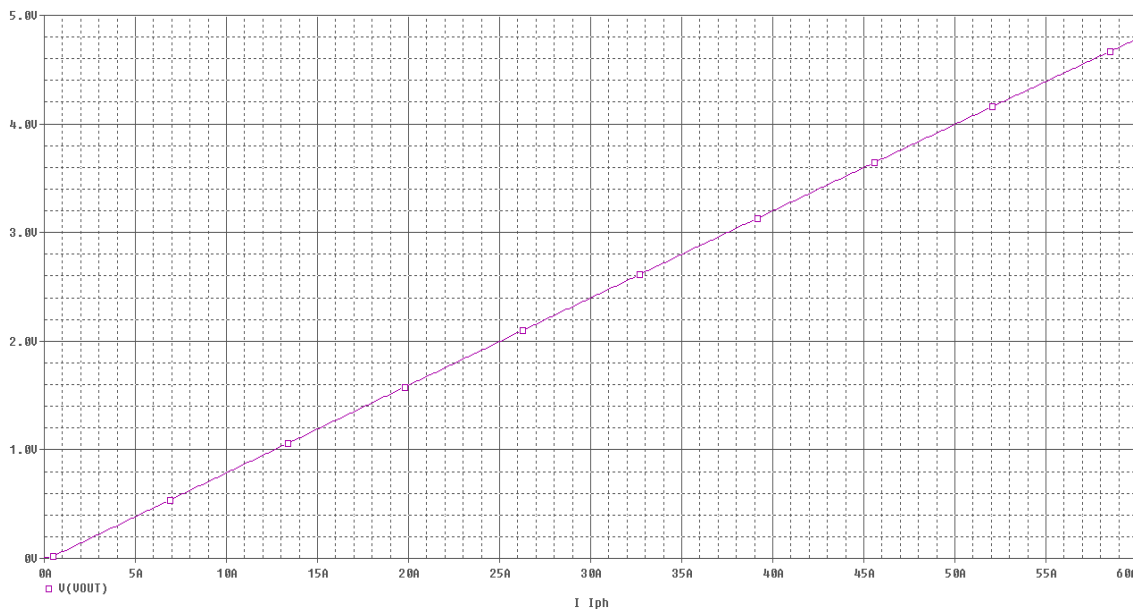
Αντίστοιχα, για την μέτρηση του ρεύματος γραμμής χρησιμοποιούνται τρεις παράλληλες αισθητήριες αντιστάσεις των 10mΩ προκειμένου να σχηματιστεί μια συνισταμένη αντίσταση 3.33mΩ στο πρώτο στάδιο. Η τροφοδοσία στην πλευρά ισχύος είναι ίδια με τον προηγούμενο κύκλωμα : (GND_PH..+5V_PH). Η «δεξιά» απομονωμένη πλευρά είναι όμοια επίσης.



Σχήμα 25. Αναλογικό μετρητικό κύκλωμα ρεύματος γραμμής κινητήρα.



Σχήμα 26. Χρονική προσομοίωση στο πρόγραμμα SPICE για το ρεύμα γραμμής. Το πλάτος (3A) στην είσοδο δίνει ημιανορθωμένο σήμα τάσης πλάτους 220mV.



Σχήμα 27. DC χαρακτηριστική μετρητικού ρεύματος γραμμής. Εύρος μέτρησης έως 42Arms.

Το τελικό κέρδος από είσοδο σε έξοδο μετά την σύνδεση των τριών σταδίων του κάθε μετρητικού κυκλώματος διαμορφώνεται ως ακολούθως:

Τάση μπαταρίας – Υπολογισμός κέρδους μετρητικού σταδίου				
Στάδιο	Διαιρέτης(V/V)	Οπτοαποζεύκτης(V/V)	Ενισχυτής Διαφοράς(V/V)	Τελικό(V/V)
Ονομαστικό Κέρδος	0,03854	1	2,5	0.096

Ρεύμα μπαταρίας – Υπολογισμός κέρδους μετρητικού σταδίου				
Στάδιο	αισθητήρια αντίσταση (V/A)	Οπτοαποζεύκτης(V/V)	Ενισχυτής Διαφοράς(V/V)	Τελικό(V/A)
Ονομαστικό Κέρδος	0,005	8	3,03	0,113

Πολική τάση κινητήρα – Υπολογισμός κέρδους μετρητικού σταδίου				
Στάδιο	Διαιρέτης(V/V)	Οπτοαποζεύκτης(V/V)	Ενισχυτής Διαφοράς(V/V)	Τελικό(V/V)
Ονομαστικό Κέρδος	0,004649	8	3.03	0,113

Ρεύμα φάσης κινητήρα – Υπολογισμός κέρδους μετρητικού σταδίου				
Στάδιο	αισθητήρια αντίσταση (V/A)	Οπτοαποζεύκτης (V/V)	Ενισχυτής Διαφοράς (V/V)	Τελικό (V/A)
Ονομαστικό Κέρδος	0,00333	8	3.03	0,0808

Πίνακας 11.

3.5 Ψηφιακός σχεδιασμός

Οι έξοδοι των αναλογικών κυκλωμάτων που σχεδιάστηκαν είναι σήματα γραμμικά συσχετισμένα με τα μεγέθη προς μέτρηση. Η ψηφιακή επεξεργασία αφορά την ανάπτυξη των κατάλληλων αλγορίθμων για τον υπολογισμό των ζητούμενων μεγεθών μετά τη δειγματοληψία των αναλογικών σημάτων.

3.5.1 Ο μικροελεκτηής dsPIC30F4011

Ο μικροελεκτηής που επιλέχτηκε για την ψηφιακή επεξεργασία των αναλογικών σημάτων είναι ο dsPIC30F4011. Τα τεχνικά του χαρακτηριστικά τα οποία αφορούν τη σχεδίαση του συστήματος συνοψίζονται στους παρακάτω πίνακες. Ο μικροελεκτηής dsPIC30F4011 διαθέτει μονάδα μετατροπής Α-Ψ 10bit ίσης ακρίβειας με την Α-Ψ μονάδα του πομπού. Δεν υπάρχει λόγος για ακριβότερη λύση μιας και η μονάδα του πομπού δεν διαθέτει μεγαλύτερη ανάλυση.

Αρχιτεκτονική Harvard
Βελτιστοποιημένο σύνολο εντολών για C compiler
24-Bit εντολές, με 16-Bit data-path
ταχύτητα έως 30 MIPS
48Kbyte on-chip Flash μνήμη εντολών
2Kbyte on-chip RAM μνήμη δεδομένων
30 Interrupt Sources

Λειτουργικά χαρακτηριστικά για την εφαρμογή
Μεγάλο εύρος τάσης τροφοδοσίας (2,5 έως 5,5V)
Χαμηλή κατανάλωση ενέργειας
10-Bit Α-Ψ μετατροπέας με 4 εισόδους S/H
Έως 500ksps ρυθμός μετατροπής
9 διαφορετικά κανάλια
Ενισχυμένη Μηχανή επεξεργασίας ψηφιακών σημάτων

Πίνακας 12.

Σε αυτό το σημείο, έχοντας υπολογίσει τα κέρδη των μετρητικών κυκλωμάτων και γνωρίζοντας ότι η ανάλυση του Α-Ψ μετατροπέα είναι 10bits υπολογίζεται το σφάλμα κβάντισης. Θα είναι :

$$er_{quant} = Gain^{-1} * \frac{5V}{1023} \quad (3.5.1.1)$$

όπου Gain το τελικό κέρδος που υπολογίστηκε στην ενότητα 3.4.

Για τα μεγέθη εναλλασσόμενου ρεύματος, η ευαισθησία μεταφράζεται σε RMS τιμή. Αυτό, γίνεται πολλαπλασιάζοντας με $\sqrt{2}$ το DC κέρδος (Gain) του αντίστοιχου μετρητικού κυκλώματος.

Ακρίβεια συστήματος		
Μέγεθος	Αναλογικό Κέρδος	Σφάλμα Κβάντισης
Τάση μπαταρίας	0,0964 V/V	51mV
Ρεύμα μπαταρίας	0,12 V/A	40,7mA
Πολική τάση κινητήρα	0,160 V/Vrms	30,7 mVrms
Ρεύμα γραμμής	0,14 V/Arms	42,8 mArms

Πίνακας 13.

3.5.2 Μέτρηση DC μεγεθών

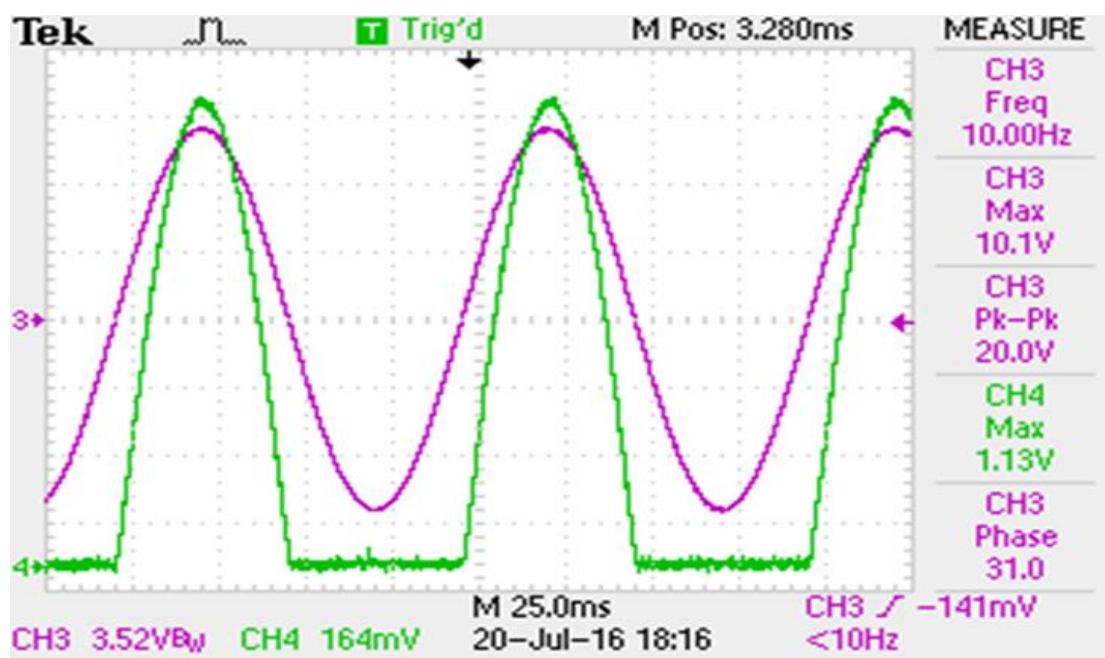
Ο υπολογισμός μεγεθών συνεχούς ρεύματος όπως είναι η τάση, το ρεύμα και η ισχύ της μπαταρίας ανάγεται στον υπολογισμό του μέσου όρου του σήματος. Έτσι, θα έχουμε:

$$\begin{aligned} \overline{V_{bat}} &= \sum_{k=1}^n v_{bat}(t_k) \\ \overline{I_{bat}} &= \sum_{k=1}^n i_{bat}(t_k) \end{aligned} \quad (3.5.2.1)$$

όπου $v_{bat}(t_k)$, $i_{bat}(t_k)$ ακέραιοι στο εσωτερικό του επεξεργαστή που προκύπτουν μετά από την διαδικασία της Α-Ψ μετατροπής. t_k είναι οι χρονικές στιγμές που πραγματοποιείται δειγματοληψία από τον μικροεπεξεργαστή.

3.5.3 Μέτρηση AC μεγεθών

Ο υπολογισμός της ενεργού τιμής της πολικής τάσης του κινητήρα και της ενεργού τιμής του ρεύματος φάσης ανάγεται στον υπολογισμό της μέγιστης τους τιμής. Όπως ήδη έχει φανεί, ο επεξεργαστής δέχεται στην είσοδο σήματα ανάλογα των ημιανορθωμένων σημάτων της πολικής τάσης του κινητήρα και του φασικού ρεύματος. Ένας αλγόριθμος που «περιμένει» όσο το σήμα αυξάνεται και «σταματάει» για να αποθηκεύσει την μέγιστη τιμή όταν αρχίζει η μείωση είναι η βάση για αυτόν τον υπολογισμό. Ίσως κατά την υλοποίηση εμφανιστεί η ανάγκη για ψηφιακό φιλτράρισμα των τιμών ώστε να αποφεύγονται τα σφάλματα.



Σχήμα 28. Πολική τάση του κινητήρα (μωβ) και έξοδος αναλογικού κυκλώματος μέτρησης (πράσινο). Υπολογισμός της ενεργούς τιμής μέσω του υπολογισμού του μεγίστου.

3.5.4 Μέτρηση συντελεστού Ισχύος και άλλες χρονικές μετρήσεις

Έχοντας το σήμα της πολικής τάσης και το σήμα του φασικού ρεύματος είναι υπολογίσιμος ο συντελεστής ισχύος με τον οποίο λειτουργεί ο κινητήρας. Ο υπολογισμός αυτός ανάγεται στον υπολογισμό της διαφοράς φάσης των δύο σημάτων.

Ένας απλός τρόπος για να υπολογιστεί η διαφορά φάσης είναι αυξάνοντας την τιμή μιας μεταβλητής μόλις βρεθεί η μέγιστη τιμή τάσης και έως ότου να βρεθεί η peak τιμή ρεύματος. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί να προσεγγιστεί η χρονική καθυστέρηση ανάμεσα στην πολική τάση και το φασικό ρεύμα.

Αν x η παραπάνω μεταβλητή και f_{ADC} η συχνότητα διακοπών Α-Ψ μετατροπής του επεξεργαστή ($f_{ADC} = κ * f_s$) τότε θα είναι :

$$\Delta\tau = x * \frac{1}{f_{ADC}} \quad (3.5.4.1)$$

Με τον ίδιο αλγόριθμο μπορεί να εκτιμηθεί η περίοδος . Σε αυτή την περίπτωση μετριέται το χρονικό περιθώριο ανάμεσα σε δύο κορυφές κύματος της ίδιας κυματομορφής. Αυξάνοντας την τιμή μιας μεταβλητής έστω y , η περίοδος T υπολογίζεται ως:

$$T = \frac{1}{f_{ADC}} * y \quad (3.5.4.2)$$

Η διαφορά φάσης είναι τότε :

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\tau}{T} * 2\pi = \frac{x}{y} * 2\pi \quad (3.5.4.3)$$

Ενώ ο συντελεστής ισχύος είναι :

$$\Sigma I = \cos(\Delta\varphi - \theta) \quad (3.5.4.4)$$

όπου θ μια γωνία που σχετίζεται με την διαφορά φάσης μεταξύ πολικής τάσης και της φασικής τάσης που αντιστοιχεί στο φασικό ρεύμα που μετράμε.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 Υλοποίηση συστήματος

4.1. Τροφοδοσία και υπόλοιπα κυκλώματα

4.1.1 Κυκλώματα τροφοδοσίας

Για τις τροφοδοσίες των κυκλωμάτων, η σχεδίαση βασίστηκε στις έτοιμες λύσεις των μετατροπέων DC-DC που κυκλοφορούν στο εμπόριο. Δεδομένου ότι όλα τα κυκλώματα τροφοδοτούνται στα 5V ο υπολογισμός της κατανάλωσης υπολογίζεται ως εξής:

Πλευρά μπαταρίας (5V)		
Στοιχείο	Κατανάλωση(mA)	Πλήθος
ACPL-C87	15	1
ACPL-782T	20	1
Σύνολο(W)		0,175

Πλευρά φάσης (5V)		
Στοιχείο	Κατανάλωση(mA)	Πλήθος
ACPL-782T	20	2
Σύνολο(W)		0,2

Πλευρά σήματος (5V)		
Στοιχείο	Κατανάλωση(mA)	Πλήθος
ACPL-C87(V_{DD2})	12	1
ACPL-782T (V_{DD2})	20	3
MCP6401	0,1	4
dsPIC30F4011	100	1
max5250	0,85	1
Σύνολο(W)		0,6

Τροφοδοσία πομπού	
Τάση τροφοδοσίας	οποιαδήποτε μεταξύ 9 και 24V
Ισχύς κατανάλωσης	1,5W

Πίνακας 14.

Αν και ο πομπός βρίσκεται στην πλευρά σήματος (δηλαδή έχει κοινή γείωση με τον επεξεργαστή, τους ενισχυτές διαφοράς κτλ.) δέχεται υψηλότερη τάση τροφοδοσίας από τα υπόλοιπα στοιχεία. Έτσι, γίνεται η επιλογή χρήσης ενός DC-DC μετατροπέα 48 σε 12V για την τροφοδοσία του πομπού και ένα γραμμικό σταθεροποιητή τάσης που μειώνει αυτήν την τάση των 12V στα 5V για τα άλλα στοιχεία. Ο 7805 αποτελεί έναν ευρέως χρησιμοποιούμενο τέτοιο σταθεροποιητή με χαμηλή κυμάτωση στην έξοδο. Το μειονέκτημα των γραμμικών σταθεροποιητών είναι οι απώλειες θερμότητας.

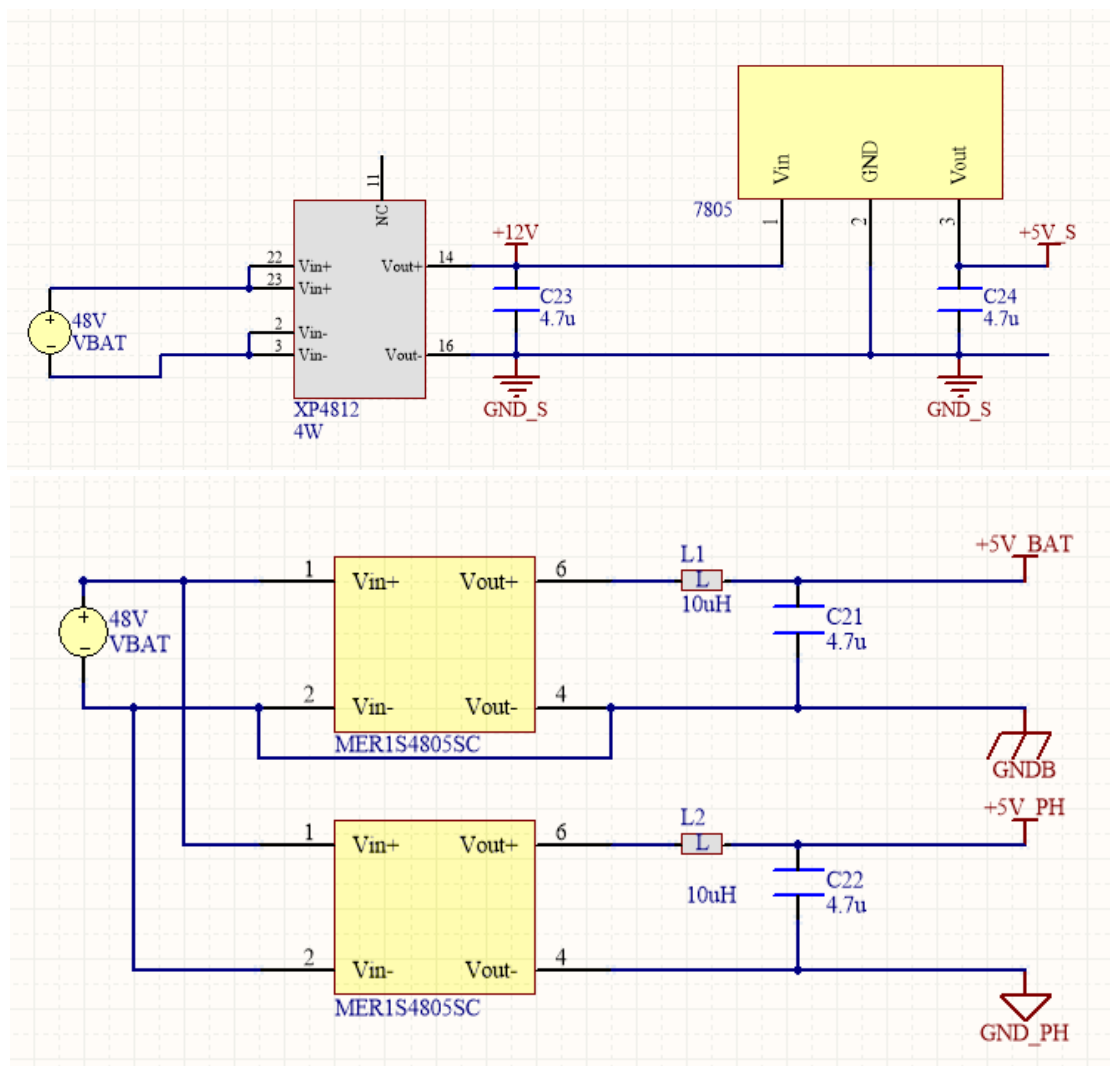
Στην συγκεκριμένη περίπτωση οι απώλειες είναι:

$$P_{απ} = I_o * (V_{in} - V_o) = 0,144 * (12 - 5)V = 1W \quad (4.1.1.1)$$

Έτσι, η συνολική κατανάλωση της πλευράς σήματος διαμορφώνεται ως εξής:

$$P_{ολ} = P_{πομπ} + P_{circ} + P_{loss} = 3,1W. \quad (4.1.1.2)$$

Τελικά γίνεται επιλογή του μετατροπέα JCD048S12W1 της XP (4W) για την πλευρά σήματος και από ένα MER1S4805SC (1W) για την πλευρά φάσης και την πλευρά της μπαταρίας.



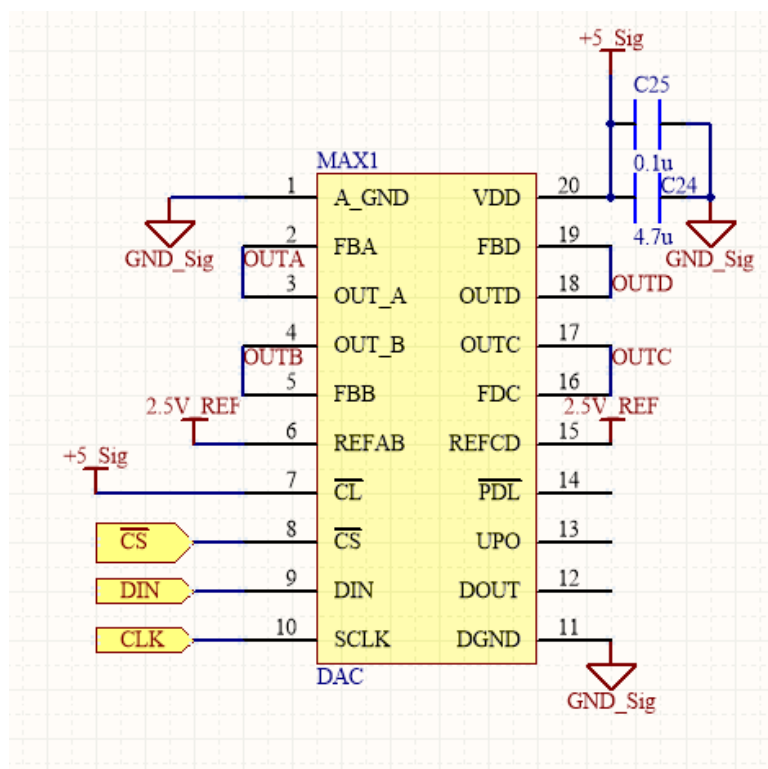
Σχήμα 29. Τροφοδοτικά κυκλώματα πλακέτας.

4.1.2 Επικοινωνία μικροελεκτή με πομπό

Όπως έχει ήδη αναφερθεί ο πομπός σαν είσοδο δέχεται τρεις αναλογικές εισόδους 0 έως 2,5V τις οποίες δειγματοληπτεί και στέλνει με συχνότητα 50Hz. Τα σήματα που αφορούν την ισχύ, τα επίπεδα τάσης της μπαταρίας πρέπει να μετατραπούν σε κατάλληλα αναλογικά προκειμένου να αποσταλούν.

Η μετατροπή αυτή θα γίνει από ένα εξωτερικό κύκλωμα μιας και ο dsPIC30F4011 δεν διαθέτει τέτοια μονάδα. Ο μικροελεκτή διαθέτει μονάδα SPI (Serial Protocol Interface) για να είναι σε θέση να επικοινωνεί με άλλες συσκευές. Μιας και το πρωτόκολλο SPI είναι από τα πιο διαδεδομένα και θεωρείται από τα πιο αξιόπιστα, αναζητούμε έναν Μετατροπέα Ψηφιακού Σήματος σε Αναλογικό (Digital to Analog Converter) για την μετατροπή των ψηφιακών σημάτων του επεξεργαστή σε αναλογικά σήματα κατάλληλα για τον πομπό.

Μια καλή επιλογή η οποία είναι συμβατή με τον μικροελεκτή είναι ο MAX5250. Συγκεκριμένα, διαθέτει 16-Bit πρωτόκολλο SPI, ανάλυση 10Bit και υψηλές ταχύτητες μετάδοσης σημάτων. Για την τάση αναφοράς του DAC χρησιμοποιείται ο MCP1525, που δέχεται μια τάση 5V στην είσοδο και δίνει στην έξοδο 2,5V.

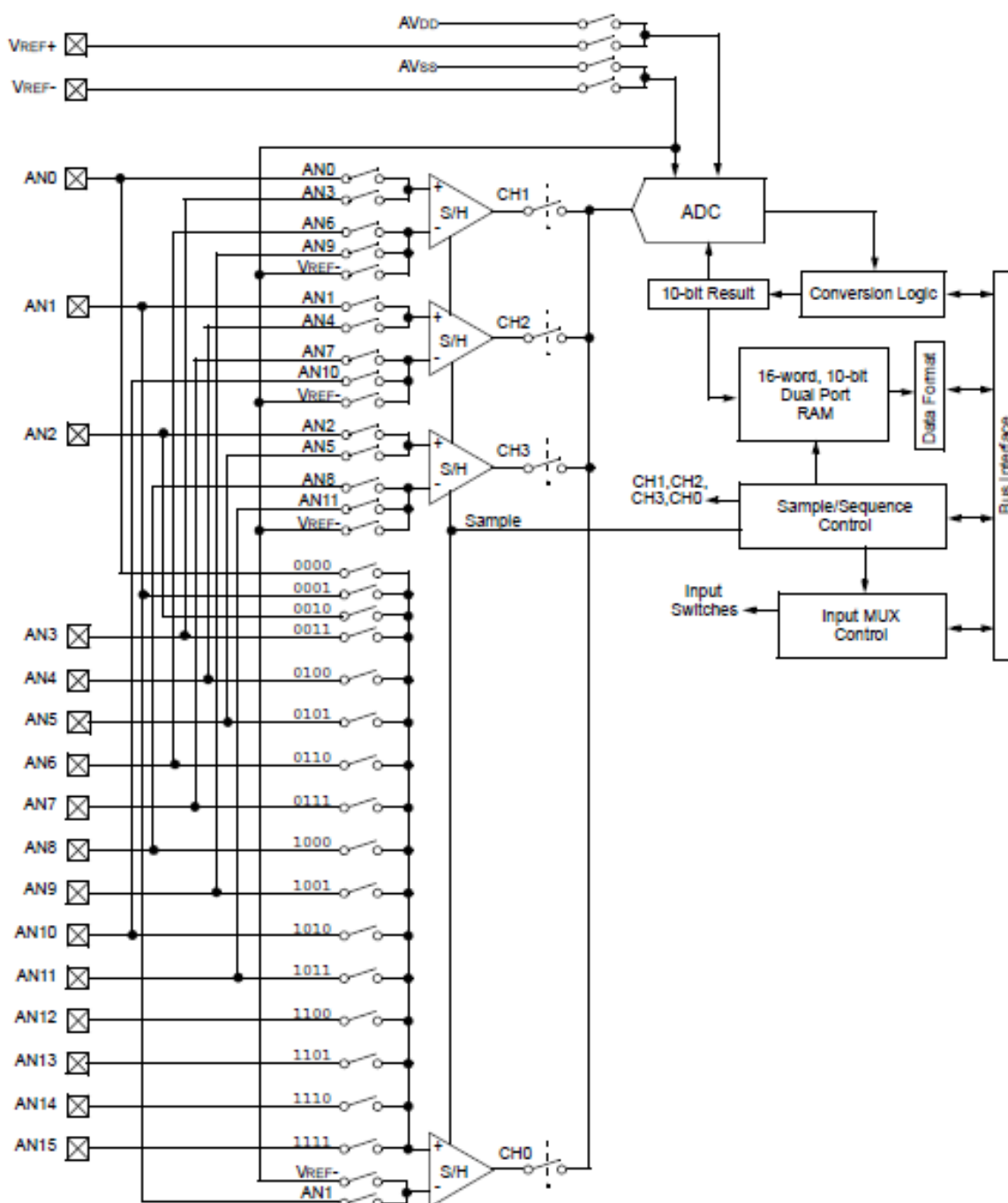


Σχήμα 30. Ακροδέκτες του ολοκληρωμένου κυκλώματος max5250

4.2. Ψηφιακή υλοποίηση

4.2.1 Μετατροπή Αναλογικών σήματος σε Ψηφιακά

Το block διάγραμμα που περιγράφει την μονάδα μετατροπής αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά του dsPIC30F4011 φαίνεται στην επόμενη εικόνα.



Σχήμα 31. Μονάδα ΑΨ μετατροπής του επεξεργαστή dsPIC30F4011. Τέσσερις S-H buffers με δυνατότητα επιλογής ανάμεσα σε 16 κανάλια εισόδων οδηγούν το σήμα στον μετατροπέα ADC. [5]

Από το παραπάνω σχηματικό διάγραμμα φαίνεται να υπάρχει ένας μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό και τέσσερις Sample and Hold buffers παρέχοντας έτσι την δυνατότητα ταυτόχρονης δειγματοληψίας έως και τεσσάρων διαφορετικών καναλιών. Με κατάλληλη αρχικοποίηση των τεσσάρων καταχωρητών επιλέγονται ποιες είσοδοι του επεξεργαστή θα είναι αναλογικές, ποιες θα συνδεθούν με τους τέσσερις buffers για δειγματοληψία, το εύρος τιμών αναλογικής τάσης που λαμβάνουν τα κανάλια, τη συχνότητα δειγματοληψίας και τέλος τον τρόπο με τον οποίο θα αποθηκεύονται οι ψηφιακές πλέον τιμές στην μνήμη του επεξεργαστή. Οι ρυθμίσεις αυτές συνοψίζονται στον επόμενο πίνακα:

Ρύθμιση	Τιμή
Αναλογικές είσοδοι	
V_{bat} I_{bat} V_{ab} V_{ac}	pin AN3, CH1 pin AN2, CH0 pin AN4, CH2 pin AN5, CH3
Εύρος αναλογικών τιμών	$V_{Ref,L} = 0V$ $V_{Ref,H} = 5V$
Συχνότητα δειγματοληψίας	$F_s = 48kHz$
Συχνότητα διακοπών επεξεργαστή	$12kHz$
Τύπος μεταβλητών στη μνήμη	Ακέραιοι 10bit

Πίνακας 15.

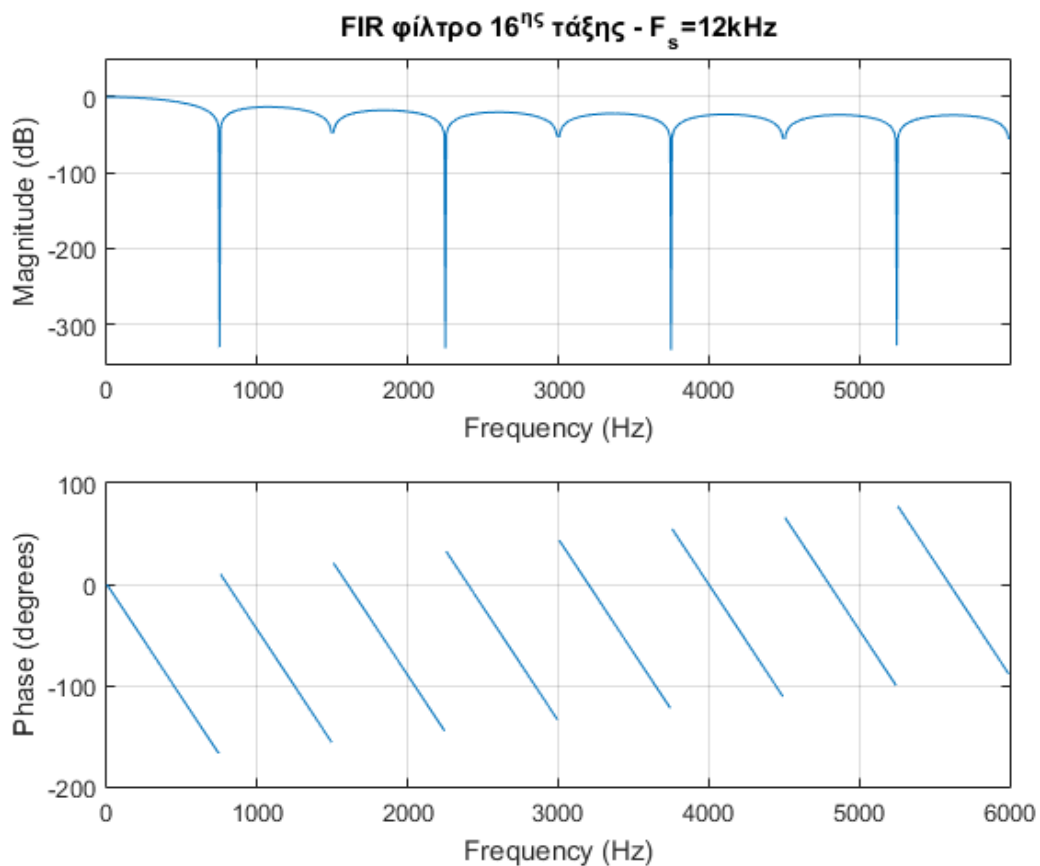
4.2.2 Υλοποίηση ψηφιακού φίλτρου

Παρά την ύπαρξη του αναλογικού φίλτρου, η πρακτική εφαρμογή ανέδειξε την ανάγκη για κατασκευή ψηφιακού φίλτρου στο εσωτερικό του επεξεργαστή προκειμένου να απορριφθεί ο θόρυβος που υπεισέρχεται στο τελικό σήμα. Εξάλλου, ο χώρος στον οποίο είναι εγκατεστημένο το σύστημα τηλεμετρίας είναι σε κοντινή απόσταση με άλλες πηγές θορύβου όπως ο κινητήρας, τα ηλεκτρονικά ισχύος ή η κεραία του πομπού. Η σημασία του ψηφιακού φίλτρου είναι περισσότερο σημαντική για την ορθή λειτουργία του αλγορίθμου εύρεσης μέγιστης τιμής των κυματομορφών εναλλασσόμενου ρεύματος όπου απαιτούνται υπολογισμοί ανάμεσα σε γειτονικά δείγματα.

Για την ταχεία εκτέλεση των υπολογισμών, η αρχιτεκτονική του επεξεργαστή υπαγορεύει συγκεκριμένο τρόπο κατασκευής του φίλτρου. Συγκεκριμένα, ενδείκνυται η λήψη του μέσου όρου τεσσάρων διαδοχικών δειγμάτων και στη συνέχεια η διοχέτευση αυτού του μέσου όρου σε ένα φίλτρο 16^{ης} τάξης. Σύμφωνα με αυτήν την πρακτική, το φάσμα απόκρισης συχνότητας του φίλτρου μπορεί να βρεθεί αν θεωρηθεί προς στιγμήν ότι η συχνότητα δειγματοληψίας είναι το ένα τέταρτο της πραγματικής .

Συχνότητα (Hz)	Πλάτος (dB)	Διαφορά φάσης (°)
12	-0,003644	-2,7
37	-0,03282	-8,1
50	-0,06614	-11,2
100	-0,24750	-22,4
1000	-13,6	-45

Πίνακας 16.



Σχήμα 32. Διάγραμμα Bode ψηφιακού FIR φίλτρου 16ης τάξης

Από τον παραπάνω πίνακα φαίνεται πως θα έχουμε μια μείωση του πλάτους της τάξης 0,76% στη μέγιστη συχνότητα 50Hz. Με έναν πολλαπλασιασμό μετά από γραμμικοποίηση του φάσματος εξόδου του φίλτρου στον επεξεργαστή αυτό το «σφάλμα» μπορεί να απορροφηθεί.

4.2.3 Ψηφιακός υπολογισμός μεγεθών συνεχούς ρεύματος

Για την εκτίμηση της μέσης τιμής μεγεθών V_{bat}, I_{bat} ο μικροελεγκτής υπολογίζει το άθροισμα των δειγμάτων που προέρχονται από την Α-Ψ μετατροπή και στη συνέχεια τα διαιρεί με το πλήθος τους.

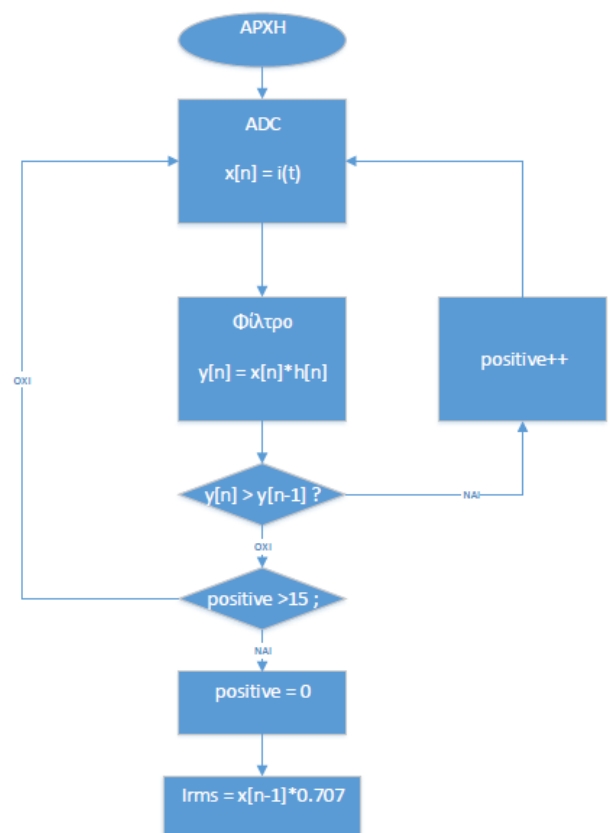
Για την ταχεία εκτέλεση των υπολογισμών στην αρχιτεκτονική του dsPIC30f4011, υπολογίζεται ο μέσος όρων από 256 μέσους όρους τεσσάρων δειγμάτων ο καθένας. Για συχνότητα δειγματοληψίας 48kHz, η διαδικασία αυτή υπολογίζει τις ζητούμενες μέσες τιμές με συχνότητα:

$$f_{write} = \frac{48kHz}{4 * 256} = 46Hz$$

4.2.4 Ψηφιακός υπολογισμός μεγεθών εναλλασσόμενου ρεύματος

Όσον αφορά των υπολογισμό των $\widetilde{I}_a, \widetilde{V}_{ab}$ υλοποιείται ένας αλγόριθμος εύρεσης μέγιστης τιμής.

Ο αλγόριθμος ακολουθεί το διπλανό διάγραμμα ροής. Η μεταβλητή «positive» καθορίζει αν έχει περάσει η αρνητική ημιπερίοδος και το σήμα βρίσκεται σε άνοδο. Τότε, ανά πάσα στιγμή μπορεί να προκύψει η μέγιστη τιμή. Ο αλγόριθμος εκτιμά ότι αυτό συμβαίνει όταν η μεταβλητή «positive» έχει καταφέρει να υπερβεί το κατώφλι που έχει οριστεί, εν προκειμένω 15 και το δείγμα που λαμβάνεται έχει μικρότερη τιμή από το προηγούμενο. Συνεπώς, πρόκειται για έναν αλγόριθμο που «αντλαμβάνεται» το τέλος της ανόδου του ημιτόνου αφού πρώτα «σιγουρέψει» ότι έχει περάσει ένα κατώτατο όριο δειγμάτων.



Σχήμα 33. Αλγόριθμος υπολογισμού RMS τιμής .

4.2.5 Ψηφιακός υπολογισμός Συντελεστού Ισχύος και Περιόδου

Για τον υπολογισμό του συντελεστή ισχύος απαιτούνται δύο υπολογισμοί. Ο ένας αφορά την διαφορά φάσης ανάμεσα σε πολική τάση και φασικό ρεύμα και ο άλλος αφορά την περίοδο. Είναι:

$$\Sigma I = \cos(\omega * \frac{\Delta\tau}{T} - \theta) \quad (4.2.5.1)$$

όπου θ , η γωνία ανάμεσα στην πολική και την φασική τάση.

Η γωνία της πολικής τάσης μπορεί να διαφέρει από την αντίστοιχη φασική 30 μοίρες. Στην πλακέτα, μετρήθηκε διαφορά ανάμεσα στην πολική τάση και την φασική τάση που αντιστοιχεί στο φασικό ρεύμα που μετρείται ίση με 150 μοίρες.

Ο υπολογισμός των χρονικών διαστημάτων από τη σχέση (4.2.5.1) γίνεται ως ακολούθως. Για την περίοδο, μια μεταβλητή έστω x , αυξάνεται κάθε φορά που πραγματοποιείται διακοπή ADC μέχρι να βρεθεί η επόμενη μέγιστη τιμή πολικής τάσης. Η αύξηση αυτή είναι ανάλογη της περιόδου. Έχουμε:

$$f_{IntrADC} = \frac{f_s}{4} = 11,930kHz \quad (4.2.5.2)$$
$$T = (x) * \frac{1}{f_{IntrADC}} = (x) * 0,0838ms$$

Αντίστοιχα, για τον υπολογισμό Δt αυξάνεται η τιμή μιας μεταβλητής έστω y , από την στιγμή που συμβαίνει μέγιστη τιμή τάσης μέχρι να βρεθεί το επόμενο μέγιστο ρεύματος :

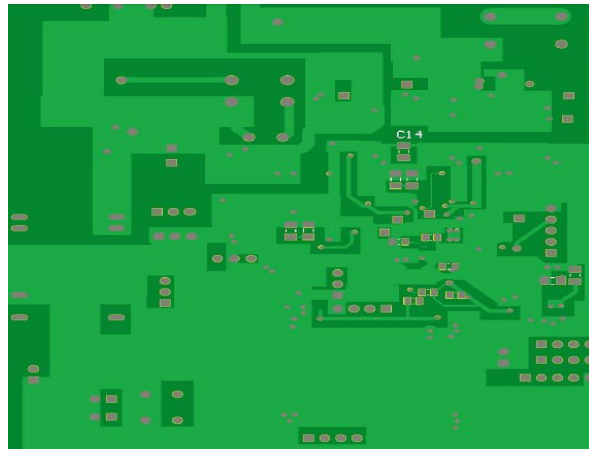
$$\Delta t = (y) * 0,0838ms \quad (4.2.5.3)$$

4.3 Σχεδιασμός τυπωμένου κυκλώματος

Προκειμένου η πλακέτα να έχει λειτουργία που πλησιάζει τη θεωρητική είναι απαραίτητη η τήρηση κάποιων τεχνικών σχεδίασης πλακετών τυπωμένου κυκλώματος. Παρακάτω αναλύονται τέσσερις από τις κυριότερες τεχνικές σχεδίασης που ακολουθήθηκαν και παρουσιάζονται σχετικές εικόνες. Στον επόμενο πίνακα δίνονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά σύμφωνα με τα οποία κατασκευάστηκε η πλακέτα.

Τεχνικά χαρακτηριστικά	
Απομόνωση	0,175mm
Πάχος χαλκού	60μm
Τύπος διηλεκτρικού	FR-4
Ελάχιστο πλάτος αγωγών	0,2mm
Πλάτος διηλεκτρικού	1,55mm
Διαστάσεις	12x9.4cm ²

Πίνακας 17.



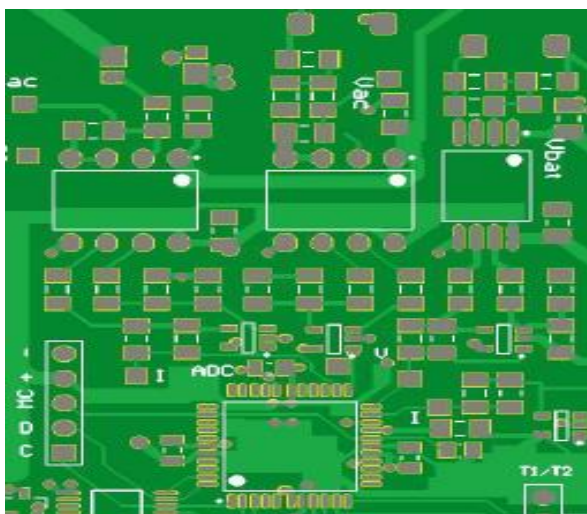
Σχήμα 34. Μεγάλα επίπεδα γείωσης. Με ανοιχτό πράσινο διακρίνεται ο χαλκός της πλακέτας στην πίσω όψη.

Στρώση μεγάλων επιπέδων χαλκού κοινού κόμβου

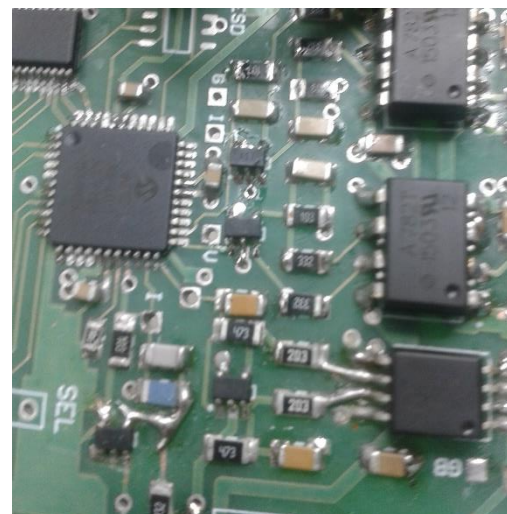
Η βιβλιογραφία αναφέρει συχνά τα πολλαπλά οφέλη που συνοδεύουν την στρώση επιπέδων γείωσης κάτω από τα ηλεκτρονικά στοιχεία και σε όλο το εύρος της πλακέτας. Το σημαντικότερο ίσως πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής σε μια πλακέτα μικτών σημάτων, δηλαδή ψηφιακών και αναλογικών, είναι η παγίωση του κοινού κόμβου της γης σε σταθερό δυναμικό σε ολόκληρη την πλακέτα, συνθήκη απαραίτητη για την ευσταθή και αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος.

Τεχνολογία SMT - Ελαχιστοποίηση αποστάσεων

Οι μικρές αποστάσεις που μπορούν να επιτευχθούν σε μια πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος τεχνολογίας SMT είναι ένας παράγοντας που συμβάλλει στην καλή ποιότητα σήματος. Εκτός από την εμπειρική εφαρμογή αυτής της τεχνικής το τελικό αποτέλεσμα στην ποιότητα επιβεβαιώνεται θεωρητικά από τους νόμους που αφορούν την αναλογία ανάμεσα στο μήκος των αγωγών και την αντίσταση ή την αυτεπαγωγή. Για την πλακέτα της τηλεμετρίας έγινε επιλογή χρήσης SMT στοιχείων με τις αντιστάσεις και τους πυκνωτές να είναι σε διαστάσεις 0805, 1206 και τον επεξεργαστή σε πακέτο TQFP-44.



(α)

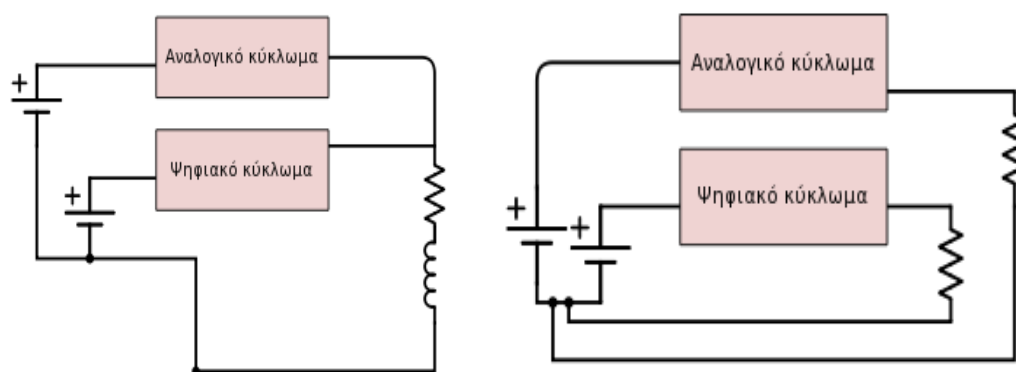


(β)

Σχήμα 35. Πάνω όψη της πλακέτας πριν (α) και μετά (β) την τοποθέτηση των στοιχείων. Διατήρηση μικρών αποστάσεων για καλύτερη ποιότητα σημάτων.

Διαφοροποίηση Αναλογικής και Ψηφιακής Γης

Μια άλλη στρατηγική που προτείνεται στις πλακέτες μικτού σήματος είναι η διαφοροποίηση των δρόμων των ψηφιακών ρευμάτων από τα αναλογικά όταν αυτά κατευθύνονται προς τη γη. Τα υψίσυχνα ψηφιακά σήματα, που στην συγκεκριμένη περίπτωση ξεπερνούν τα 60MHz, μπορούν να δημιουργήσουν μη αμελητέες πτώσεις τάσεις καθώς οδεύουν προς τον κοινό κόμβο της αρνητικής τροφοδοσίας. Αν αναλογικά σήματα βρεθούν στην ίδια διαδρομή καθώς κατευθύνονται προς τη γη, θα συναντήσουν αυτήν την πτώση τάσης. Σε αυτήν την περίπτωση δημιουργούνται αρνητικές συνέπειες για την ευστάθεια και την επίδοση τους.



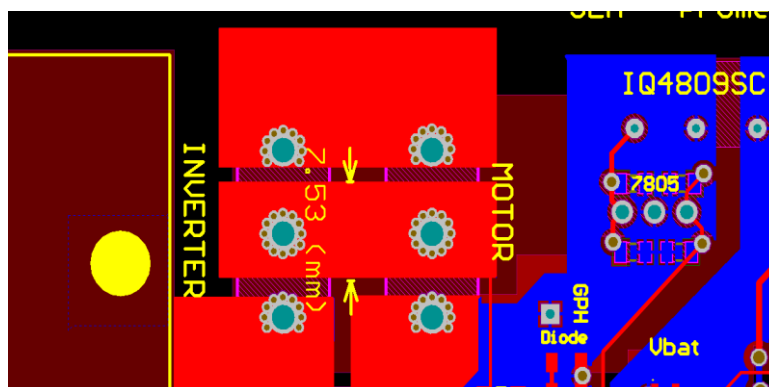
Σχήμα 36. Δύο διαφορετικοί τρόποι σύνδεσης της γείωσης σε ένα περιβάλλον μικτών σημάτων. Στην πρώτη περίπτωση οι δύο κόμβοι γης έχουν συνδεθεί κοντά ο ένας στον άλλον και μακριά από την αρνητική τροφοδοσία της πλακέτας. Το αναλογικό κύκλωμα να «βλέπει» την πτώση τάσης που δημιουργείται από το υψίσυχνο ψηφιακό. Στη δεύτερη περίπτωση, τα σημεία συνδέονται σε «αστέρα», μακριά από τις αρχές τους, όσο πιο κοντά στην τροφοδοσία γίνεται χωρίς να εμφανίζεται πτώσης τάσης..[1]

Υπολογισμός πάχους αγωγών ισχύος

Δεδομένων των μεγάλων τιμών των ρευμάτων που υπολογίσαμε για τον διαγωνισμό απαιτείται προσοχή στο πάχος των αγωγών που τα μεταφέρουν. Σύμφωνα με τα πρότυπα IPC-2221 για τις πλακέτες τυπωμένου κυκλώματος για τους εξωτερικούς layers χαλκού ισχύει η σχέση:

$$I = 0.048 \cdot \Delta T^{0.44} \cdot A^{0.725} \quad (4.3.1)$$

όπου I το μέγιστο ρεύμα ($ARMS$), ΔT η αύξηση της θερμοκρασίας σε $^{\circ}C$ και A η διατομή του αγωγού σε $mils^2$ ($1mil = 0.0254mm$)[7].



Σχήμα 37. Αγωγοί που μεταφέρουν μεγάλα ρεύματα σχεδιάζονται με μεγάλο πάχος και συχνά και στους δύο layers ώστε να διπλασιαστεί η ικανότητα μεταφοράς ισχύος.

Η θερμοκρασία σε μια πλακέτα διηλεκτρικού FR-4 δεν πρέπει να ξεπεράσει τους 140°C για λόγους πυρκαγιάς. Σύμφωνα με το παραπάνω τύπο, αγωγός πλάτους 6mm σε μια πλακέτα πάχους χαλκού 6mm μπορεί να διοχετεύσει ρεύμα 15Arms χωρίς να ξεπεράσει η θερμοκρασία τους 100°C. Στην παραπάνω εικόνα έχει επιλεγεί χαλκός πλάτους 7,5mm και στα δύο επίπεδα της πλακέτας επιτρέποντας συνολική ροή ρεύματος φάσης μόνιμης κατάστασης 36Arms χωρίς να ξεπεράσει η θερμοκρασία τους 100°C.

4.4 Εύρεση της χαρακτηριστικής συνάρτησης των μετρητικών κυκλωμάτων

Ασφαλώς, η γραμμική λειτουργία των τριών σταδίων που συνθέτουν τα αναλογικά μετρητικά κυκλώματα συνεπάγεται γραμμική λειτουργία του συνολικού αναλογικού μετρητικού σταδίου. Όμως, η απόκλιση των παραμέτρων των στοιχείων που συνθέτουν τα μετρητικά στάδια όπως τιμή αντίστασης, κέρδος οπτοαποζεύκτη κ.τ.λ. από την ονομαστική τους τιμή έχει σαν αποτέλεσμα την αλλοίωση της γραμμικής συνάρτησης του συνολικού συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, αν :

$$f_{ov}(x) = a_{ov}x + b_{ov} \quad (4.4.1)$$

είναι η ονομαστική χαρακτηριστική συνάρτηση του μετρητικού σταδίου λαμβάνοντας υπόψιν ονομαστικά χαρακτηριστικά για το κάθε στοιχείο όπως αυτά δίνονται από τα φύλλα

προδιαγραφών του κατασκευαστή, η απόκλιση που υπεισέρχεται θα αποδώσει μια νέα γραμμική συνάρτηση:

$$f(x) = ax + b \quad (4.4.2)$$

με τους όρους a, b να αποκλίνουν κατά ελάχιστο από τους ονομαστικούς όρους $a_{ον}, b_{ον}$. Επομένως, ο ακριβής υπολογισμός της νέας συνάρτησης $f(x)$ είναι απαραίτητη προϋπόθεση για την ακριβή εκτίμηση του μεγέθους προς μέτρηση x .

Όπως φάνηκε στο κεφάλαιο 2.1, ο τρόπος με τον οποίο η γραφική εφαρμογή που συνοδεύει τον δέκτη απεικονίζει τα δεδομένα που δέχεται είναι μέσω ενός παράγοντα πολλαπλασιασμού. Δηλαδή, το καθένα από τα τρία κανάλια αναλογικών σημάτων, το οποίο ανά πάσα στιγμή αντιστοιχεί σε μία τάση 0 έως 2,5V πολλαπλασιάζεται με έναν αριθμό κινητής υποδιαστολής προκειμένου να εμφανιστεί στην οθόνη το πραγματικό μέγεθος που μετριέται. Για παράδειγμα, αν ο πομπός διαβάσει τάση 1,3V στο κανάλι 1 της εισόδου, ρυθμίζοντας το κέρδος 1 της γραφικής εφαρμογής ως 20 το αποτέλεσμα στην οθόνη της τηλεμετρίας θα είναι 46.

Επομένως, είναι απαραίτητο να αφαιρεθεί ο όρος b στο εσωτερικό του επεξεργαστή ώστε στην εφαρμογή του δέκτη να φτάσει μέγεθος ανάλογο του μεγέθους που μετριέται. Πιο συγκεκριμένα, αν στον δέκτη φτάσει η τιμή :

$$g(x) = \lambda \cdot x \quad (4.4.3)$$

ο συντελεστής της εφαρμογής θα πρέπει να οριστεί ως :

$$C = \frac{1}{\lambda} \quad (4.4.4)$$

έτσι ώστε στην οθόνη της τηλεμετρίας να φανεί η πραγματική μέτρηση.

Ο μικροελεκτης επεξεργάζεται αναλογικά σήματα από 0 έως $V_{REF,dsp}$ ενώ ο πομπός αναλογικά σήματα 0 έως $V_{REF,tr}$. Δηλαδή, μετά την αφαίρεση του ανεπιθύμητου όρου b , ο πομπός θα διαβάσει μια αναλογική τάση:

$$g(x) = \frac{V_{REF,tr}}{V_{REF,dsp}} \cdot (f(x) - b) = ax \quad (4.4.5)$$

Συνεπώς, ο συντελεστής της γραφικής εφαρμογής C θα είναι:

$$C = \frac{x}{g(x)} = \frac{V_{REF,dsp}}{V_{REF,tr}} \cdot \frac{1}{\alpha} \quad (4.4.6)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω, για την κατάλληλη ρύθμιση του συστήματος μετά την κατασκευή απαιτείται ο ακριβής υπολογισμός των γραμμικών συντελεστών a, b για το καθένα από τα τέσσερα αναλογικά μετρητικά. Αυτή η διαδικασία πραγματοποιείται με την δοκιμή DC στο κάθε κύκλωμα. Για τα μετρητικά τάσης εφαρμόζεται συνεχής τάση στην είσοδο ενώ για τα μετρητικά ρεύματος συνεχές ρεύμα.

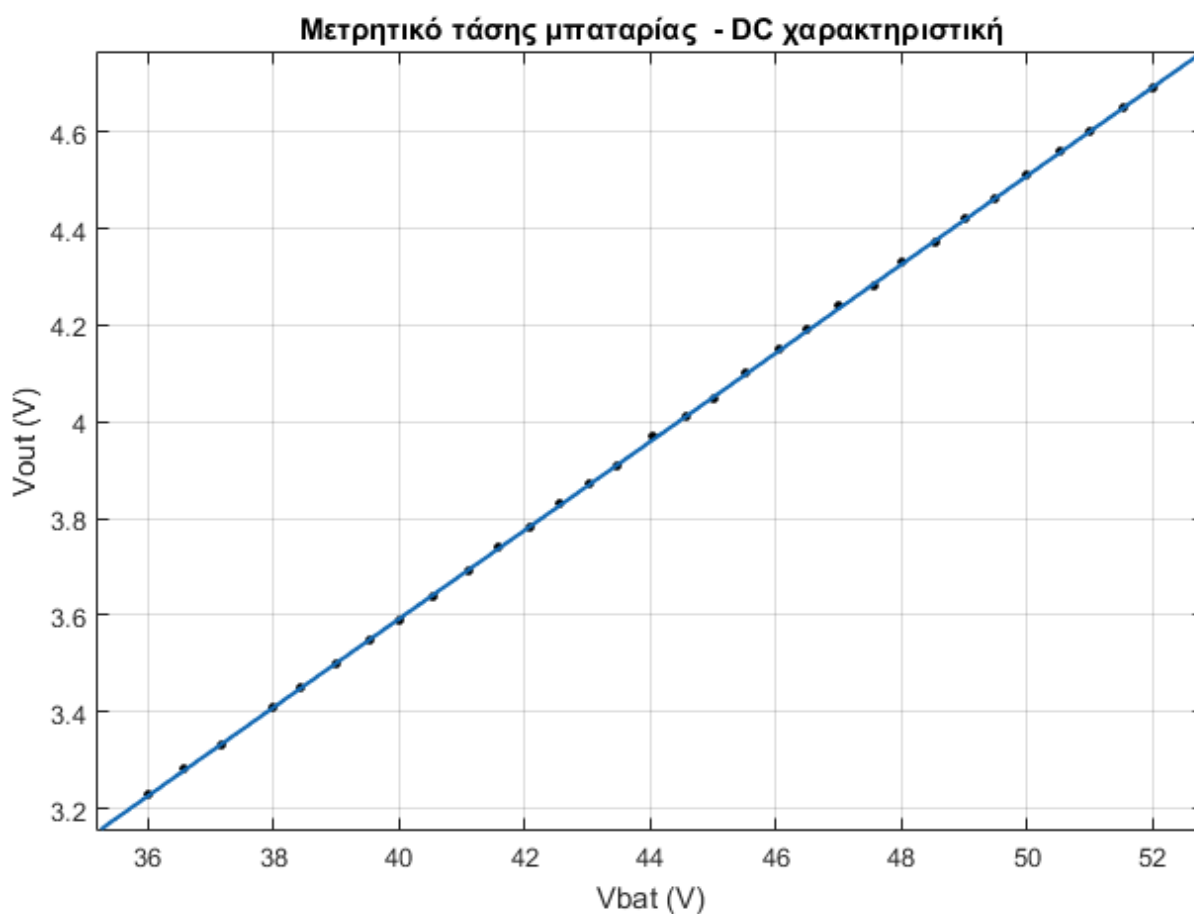
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 Πειραματική επιβεβαίωση

5.1 Επιβεβαίωση γραμμικής λειτουργίας

Το πρώτο στάδιο της πειραματικής επιβεβαίωσης της κατασκευής αφορά την γραμμική λειτουργία των αναλογικών μετρητικών κυκλωμάτων. Η γραμμική λειτουργία των αναλογικών κυκλωμάτων είναι ιδιαίτερα σημαντική γιατί συνεπάγεται ορθότητα ολόκληρου του αναλογικού μέρους που σχεδιάστηκε ειδικά για την εφαρμογή.

Για την χάραξη των χαρακτηριστικών συναρτήσεων χρησιμοποιήθηκαν DC τροφοδοτικά ρεύματος ή τάσης. Όσον αφορά τις εισόδους, μετρήθηκαν με το πολύμετρο GDM-452 Instek ενώ η έξοδος των μετρητικών με τον παλμογράφο TDS2000 της Tektronix. Για το μετρητικό κύκλωμα της τάσης της μπαταρίας, η τάση μεταβλήθηκε στο εύρος από 36 έως 52V προκειμένου να μπορούν δουλέψουν τα τροφοδοτικά κυκλώματα. Όσον αφορά τις μετρήσεις στα υπόλοιπα τρία κυκλώματα, η τάση της μπαταρίας η οποία τροφοδοτεί την πλακέτα έμεινε σταθερή στα 48V.

5.1.1 Μετρητικό τάσης μπαταρίας



Σχήμα 38.

Το τελικό αποτέλεσμα είναι ενθαρρυντικό. Η καμπύλη εισόδου-εξόδου είναι μια ευθεία. Αυτό αποδεικνύει έμπρακτα την γραμμικότητα του μετρητικού. Πραγματοποιώντας γραμμική παρεμβολή στις μετρήσεις παίρνουμε τη συνάρτηση:

$$V_{out,1} = 0.0902585V_{bat} - 0.07407 \text{ (V)} \quad (5.1.1.1)$$

Όπως φαίνεται, υπάρχει μια ανεπιθύμητη αρνητική DC συνιστώσα στην έξοδο ίση με :

$$b_1 = -0.07407V \quad (5.1.1.2)$$

Το κέρδος του μετρητικού είναι κοντά στο ονομαστικό που είχε υπολογιστεί στο κεφάλαιο 3 και ήταν ίσο με 0.096. Η απόκλιση μεταξύ των δύο οφείλεται στις διάφορες αποκλίσεις των παραμέτρων που συνθέτουν το κύκλωμα. Για τον ίδιο λόγο εμφανίζεται και η DC συνιστώσα στην έξοδο. Όπως είχε αναφερθεί στην προηγούμενη ενότητα, η DC συνιστώσα αυτή πρέπει να αφαιρεθεί εντός του επεξεργαστή. Αυτή αντιστοιχεί σε έναν ακέραιο μετρούμενο από τον Α-Ψ μετατροπέα του μικροελεκτή ίσο με :

$$b_{INT} = \text{rint} \left(\frac{b}{V_{REF,dsp}} * (2^{10} - 1) \right) = \text{rint} \left(\frac{0.07407V}{4.96V} \cdot 1023 \right) = 15 \quad (5.1.1.3)$$

όπου $\text{rint}()$ η υποθετική συνάρτηση που δέχεται σαν είσοδο έναν πραγματικό και επιστρέφει τον κοντινότερο ακέραιο.

Ο συντελεστής της γραφικής εφαρμογής είναι τελικά:

$$C_{V_{BAT}} = \frac{V_{REF,dsp}}{V_{REF,tr}} \cdot \frac{1}{\alpha_1} = 1.955 \frac{1}{0.0902585} = 21.6606 \quad (5.1.1.4)$$

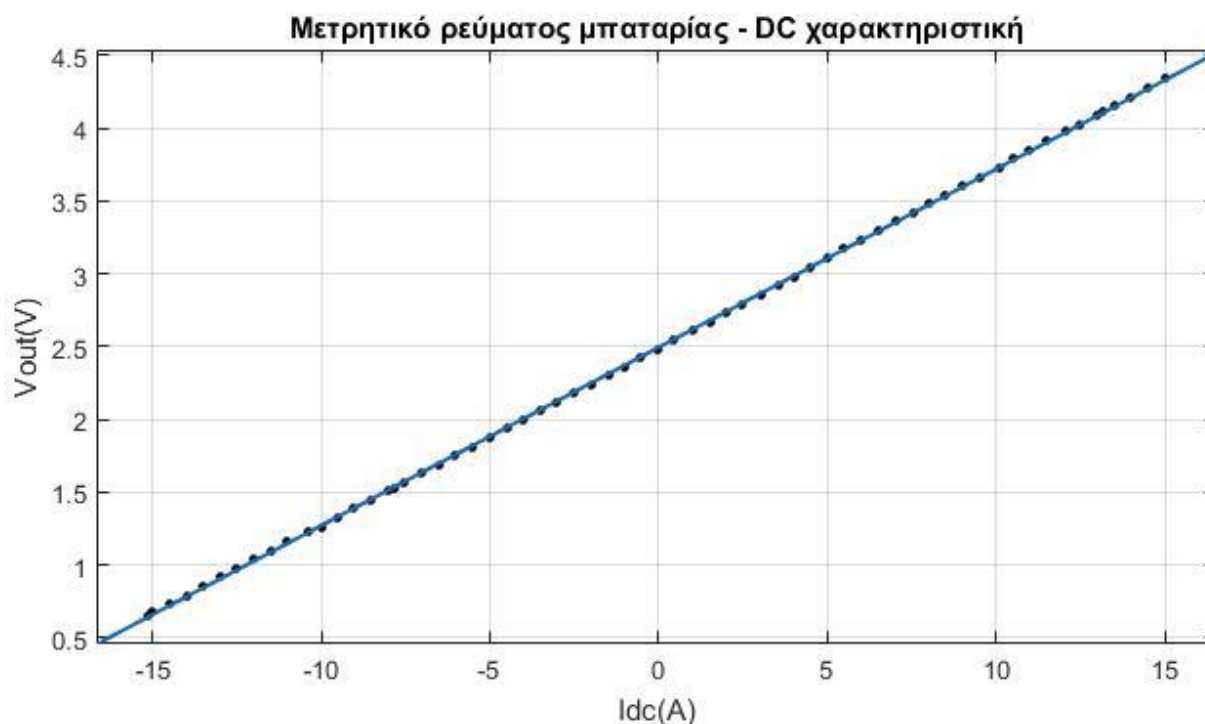
5.1.2 Μετρητικό ρεύματος μπαταρίας

Η συνάρτηση εισόδου-εξόδου αποδεικνύεται γραμμική. Το offset είναι κοντά στην τιμή που έχει επιβληθεί προκειμένου να μπορεί να εκτιμηθεί ρεύμα διπολικής φύσης. Με γραμμική παρεμβολή προκύπτει:

$$V_{out,2} = 0.120535I_{bat} + 2.494 \text{ (V)}$$

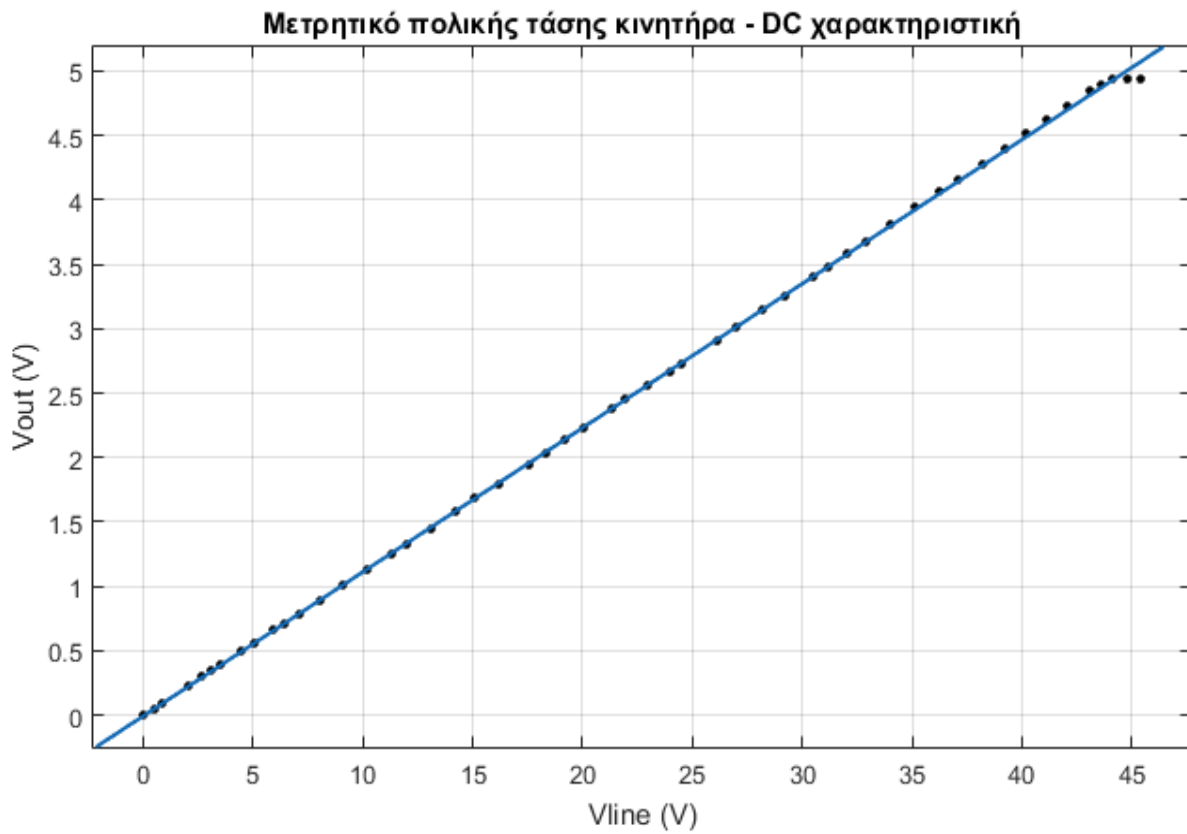
$$|b_2|_{INT} = \text{rint}\left(\frac{2.494}{4.96} \cdot 1023\right) = 514 \quad (5.1.2.1)$$

$$C_{I_{BAT}} = \frac{V_{REF,dsp}}{V_{REF,tr}} \cdot \frac{1}{a_2} = 1.955 \cdot \frac{1}{0.120535} = 16.22$$



Σχήμα 39.

5.1.3 Μετρητικό πολικής τάσης κινητήρα



Σχήμα 40.

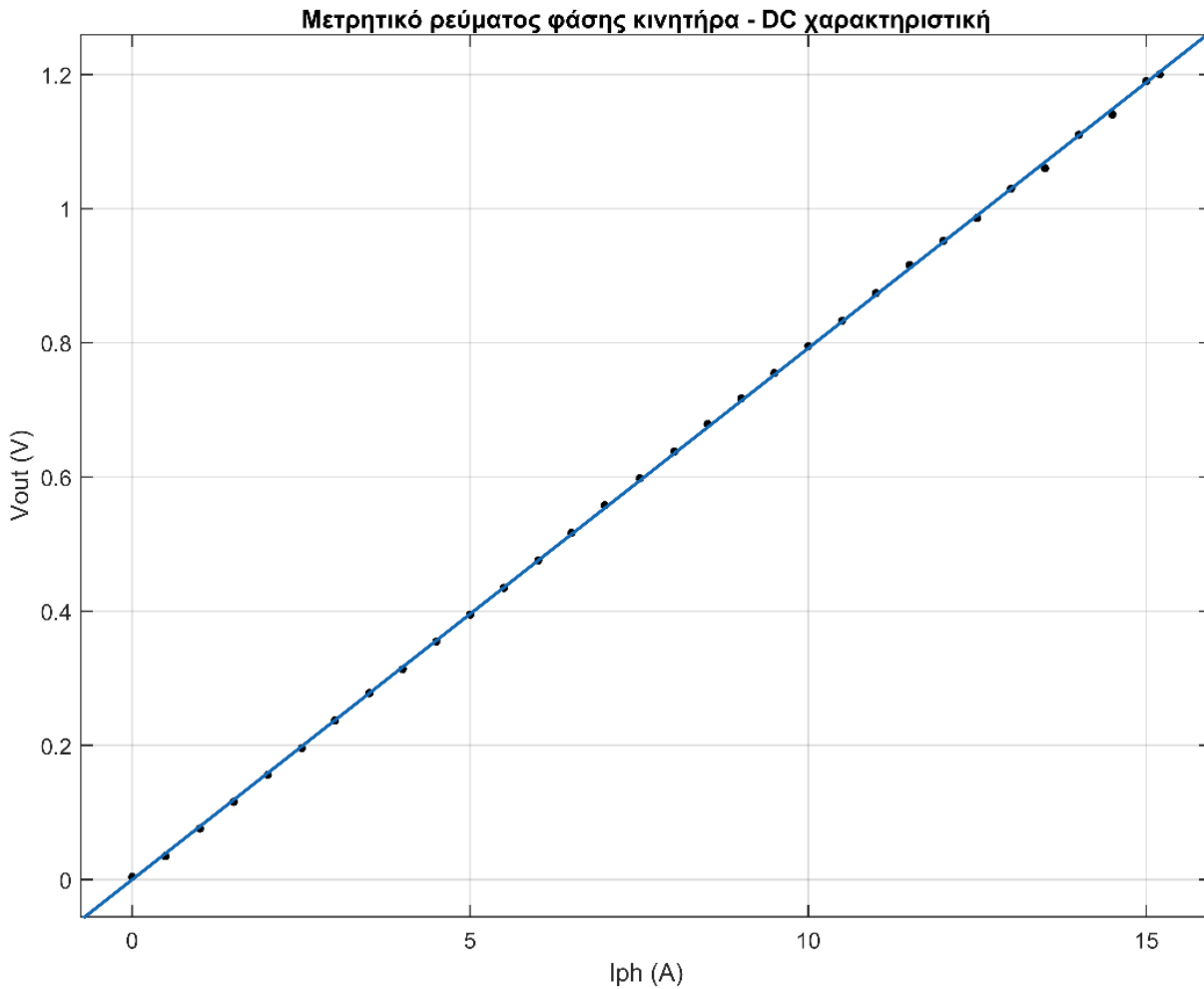
Και σε αυτήν την περίπτωση, αποδεικνύεται έμπρακτα η γραμμικότητα του μετρητικού κυκλώματος. Είναι:

$$V_{out,3} = 0.111816V_{line} - 0.0067719 \quad (V)$$

$$|b_3|_{INT} = \text{nint}\left(\frac{0.0067719}{4.96} \cdot 1023\right) = 1 \quad (5.1.3.1)$$

$$C_{V_{line}} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{REF,dsp}}{V_{REF,tr}} \cdot \frac{1}{\alpha_3} = \sqrt{2} \cdot 1.955 \cdot \frac{1}{0.111816} = 12.547$$

5.1.4 Μετρητικό ρεύματος φάσης κινητήρα



Σχήμα 41.

Και το τελευταίο μετρητικό στάδιο είναι γραμμικό:

$$V_{out,4} = 0.0769656I_{ph} - 0.00017 \text{ (V)}$$

$$|b_4|_{INT} = \text{rint}\left(\frac{0.00017}{4.96} \cdot 1023\right) = 0 \quad (5.1.4.1)$$

$$C_{I_{ph}} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{REF,dsp}}{V_{REF,tr}} \cdot \frac{1}{\alpha_4} = \sqrt{2} \cdot 1.955 \cdot \frac{1}{0.0769656} = 18.04$$

5.2 Επιβεβαίωση τελικών αποτελεσμάτων μέτρησης

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που φαίνονται στην οθόνη της τηλεμετρίας σε σύγκριση με σύγχρονη μέτρηση του παλμογράφου TDS 2000 Tektronix.

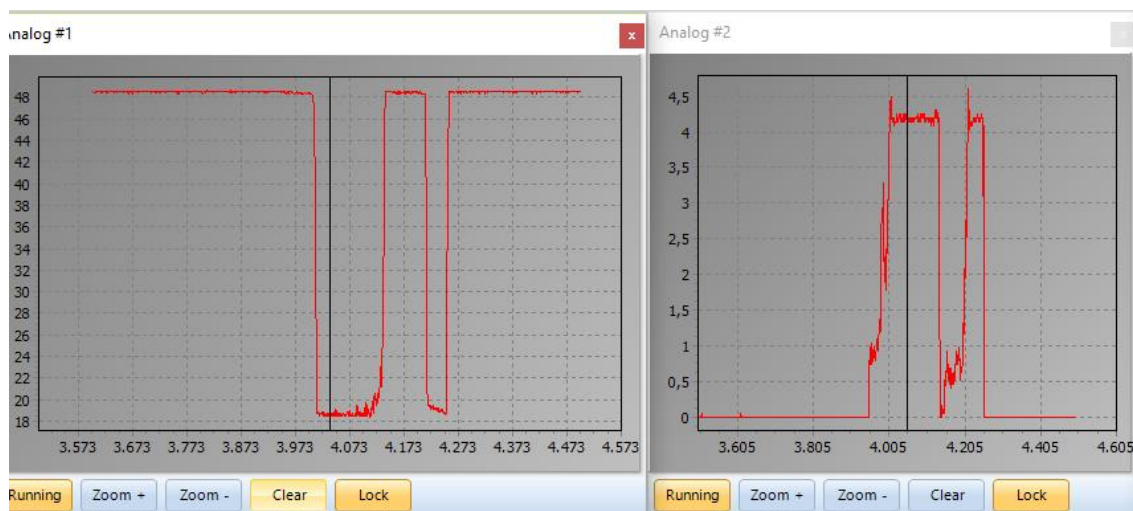
5.2.1 Μέτρηση τάσης μπαταρίας

Η γραμμική λειτουργία του σταδίου μέτρησης της τάσης της μπαταρίας αποτελεί ουσιαστικά την επιβεβαίωση της ορθής της μέτρησης γιατί είναι ένα στάδιο που μετράει DC μεγέθη. Η επιβεβαίωση γίνεται με πολύμετρο μιας και ο παλμογράφος δεν δύναται να μετρήσει τόσο υψηλά επίπεδα τάσης. Παρακάτω, παραθέτουμε μια εικόνα όπου ο κινητήρας είναι ακινητοποιημένος και δεν εμφανίζεται καμία κυμάτωση στην τάση.

Τάση μπαταρίας : 47, 5V.



Σχήμα 42. Μέτρηση επιπέδου τάσης μπαταρίας κατά την ακινησία του ηλεκτρικού οχήματος.



Σχήμα 43. Μέτρηση τάσης μπαταρίας (αριστερά) και μέτρηση ρεύματος μπαταρίας (δεξιά). Για αυτήν την μέτρηση η μπαταρία αντικαταστάθηκε με τροφοδοτικό DC 48V. Φαίνεται η βύθιση τάσης κατά την απότομη εκκίνηση και την απόζευξη του τροφοδοτικού το οποίο δεν επιτρέπει τη ροή ρεύματος μεγαλύτερου των 4,5 A. Η μέτρηση της τάσης ακολουθεί χρονικά επακριβώς την μέτρηση του ρεύματος.

Προκειμένου να επιβεβαιωθεί ότι η μέτρηση ακολουθεί την πραγματική στιγμιαία τιμή της τάσης της μπαταρίας όπως αυτή αλλάζει ανάλογα με τη ζήτηση ισχύος από το φορτίο, πραγματοποιείται το πείραμα που φαίνεται στην εικόνα 22.

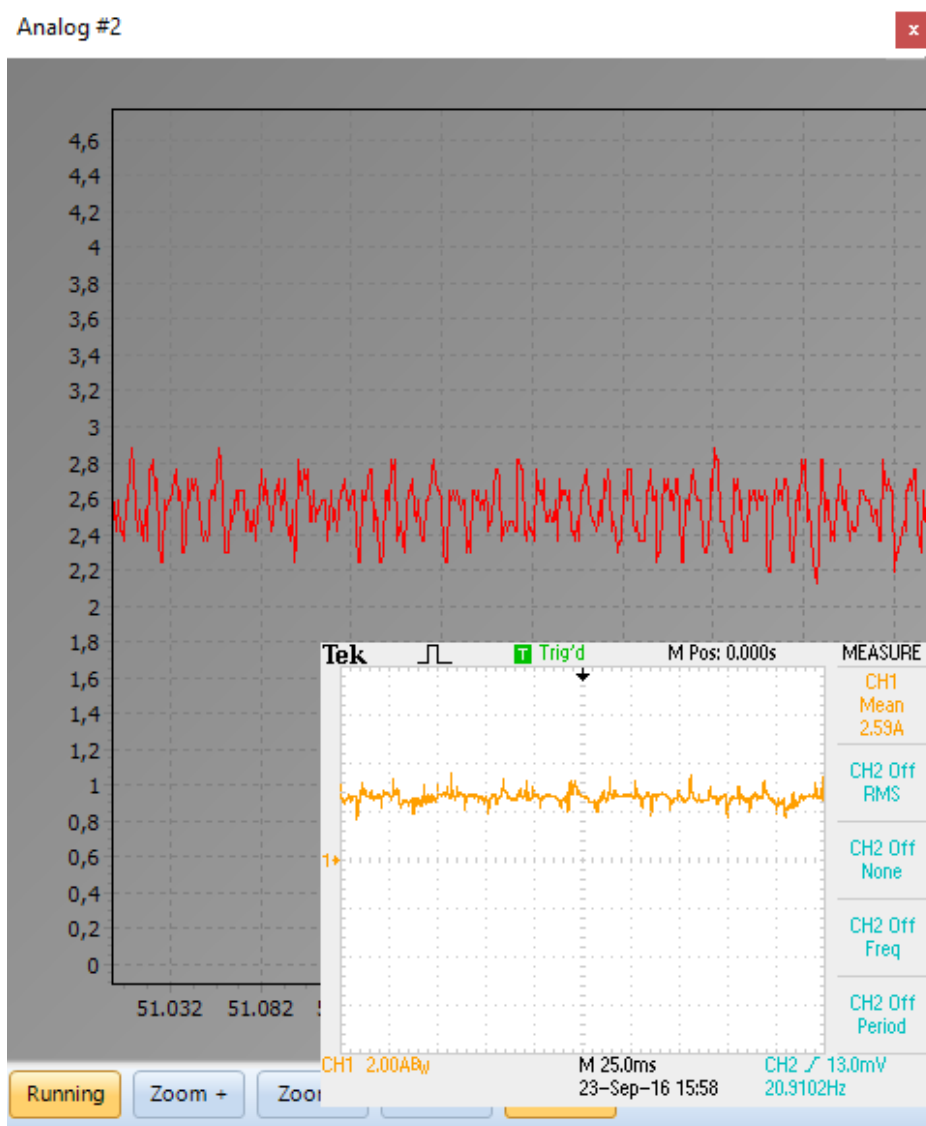
Σε αυτήν την δοκιμή η μπαταρία έχει αντικατασταθεί από δύο τροφοδοτικά DC των 24V συνδεδεμένα σε σειρά. Η μικρή απόκλιση από τα 48V που φαίνεται πριν την εκκίνηση αντιστοιχεί στην εσωτερική αντίσταση των τροφοδοτικών και στην αντίσταση των καλωδίων. Τα τροφοδοτικά αυτά δεν επιτρέπουν τη ροή ρεύματος μεγαλύτερου των 4,5A.

Όπως φαίνεται, η μέτρηση της DC τάσης ακολουθεί χρονικά την μέτρηση του DC ρεύματος. Κατά την απότομη εκκίνηση, υπάρχει ζήτηση ρεύματος μεγαλύτερου των 4,5A και τα τροφοδοτικά σταματάνε τη ροή με μια βύθιση τάσης. Αυτό φαίνεται στην εικόνα με την τάση να πέφτει στα 19V μόλις το ρεύμα ξεπεράσει τα 4,5A. Όσο το ρεύμα μένει κοντά στα 4,5A η τάση παραμένει στα 19V. Στη συνέχεια, όταν τα τροφοδοτικά καταφέρουν να κόψουν το ρεύμα η τάση ξαναφτάνει τα 48V και ακολουθεί το ίδιο φαινόμενο εφόσον έχει δοθεί εντολή στο σύστημα για απότομη αύξηση ταχύτητας.

5.2.2 Μέτρηση ρεύματος μπαταρίας

Για αυτό το πείραμα συγκρίνεται το αποτέλεσμα του παλμογράφου μαζί με τη σύγχρονη μέτρηση της τηλεμετρίας. Το ρεύμα στον παλμογράφο μετρείται χρησιμοποιώντας το probe ρεύματος E3N της Chauvin-Arnoux ρυθμισμένο στα 100mV/A. Η δοκιμή πραγματοποιείται για διαφορετικές φορτίσεις, μεταβάλλοντας την ροπή του φορτίου και κρατώντας την ταχύτητα του κινητήρα σταθερή (έλεγχος ταχύτητας). Το φορτίο είναι μία πέδη πάνω στην οποία βρίσκεται ο κινητήρας τροχός.

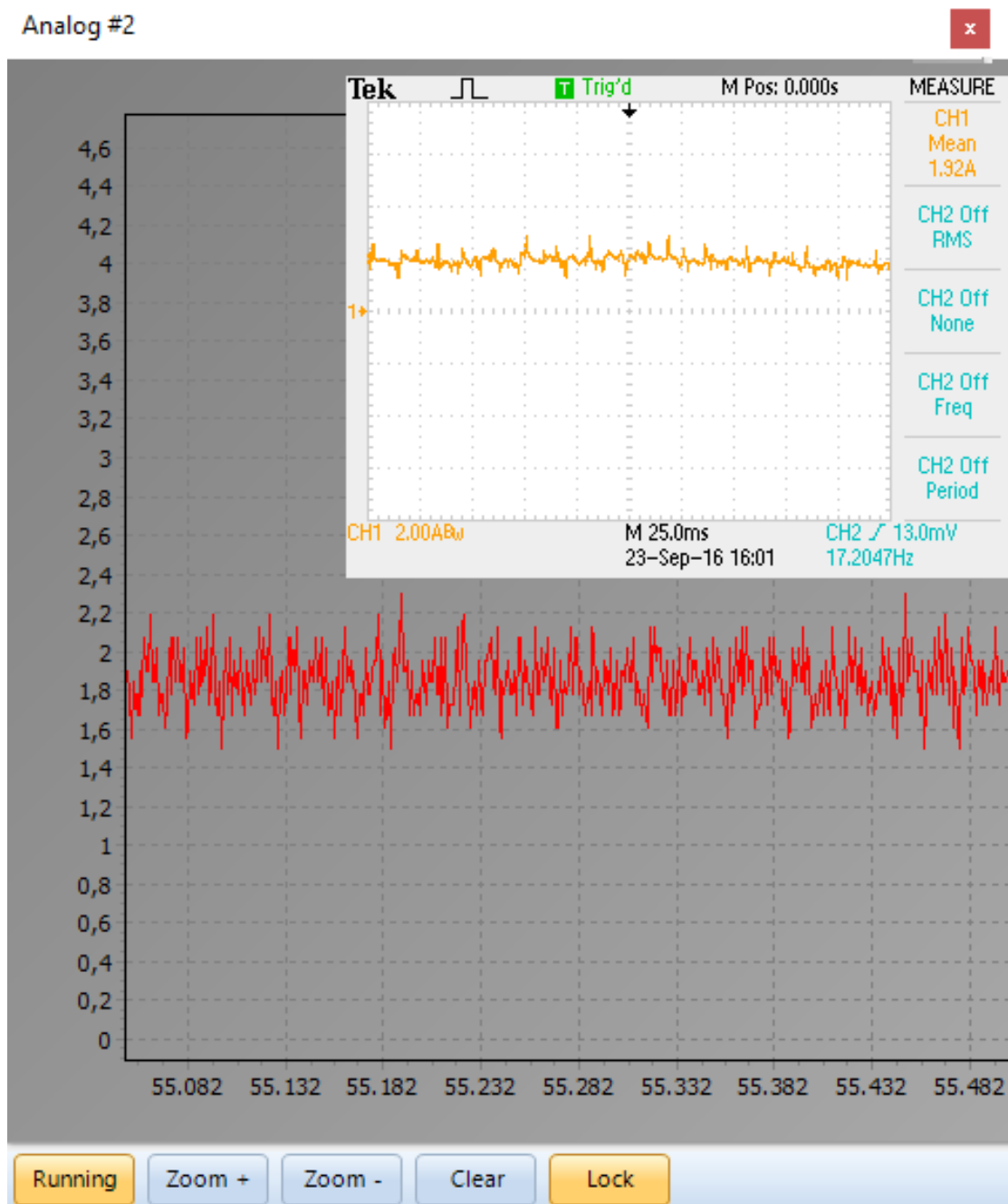
⌵



Σχήμα 44. Η ένδειξη της τηλεμετρίας βρίσκεται σε πλήρη συμφωνία με την ένδειξη του παλμογράφου. Η κυμάτωση οφείλεται στην έλλειψη ζυγοστάθμισης του φορτίου.

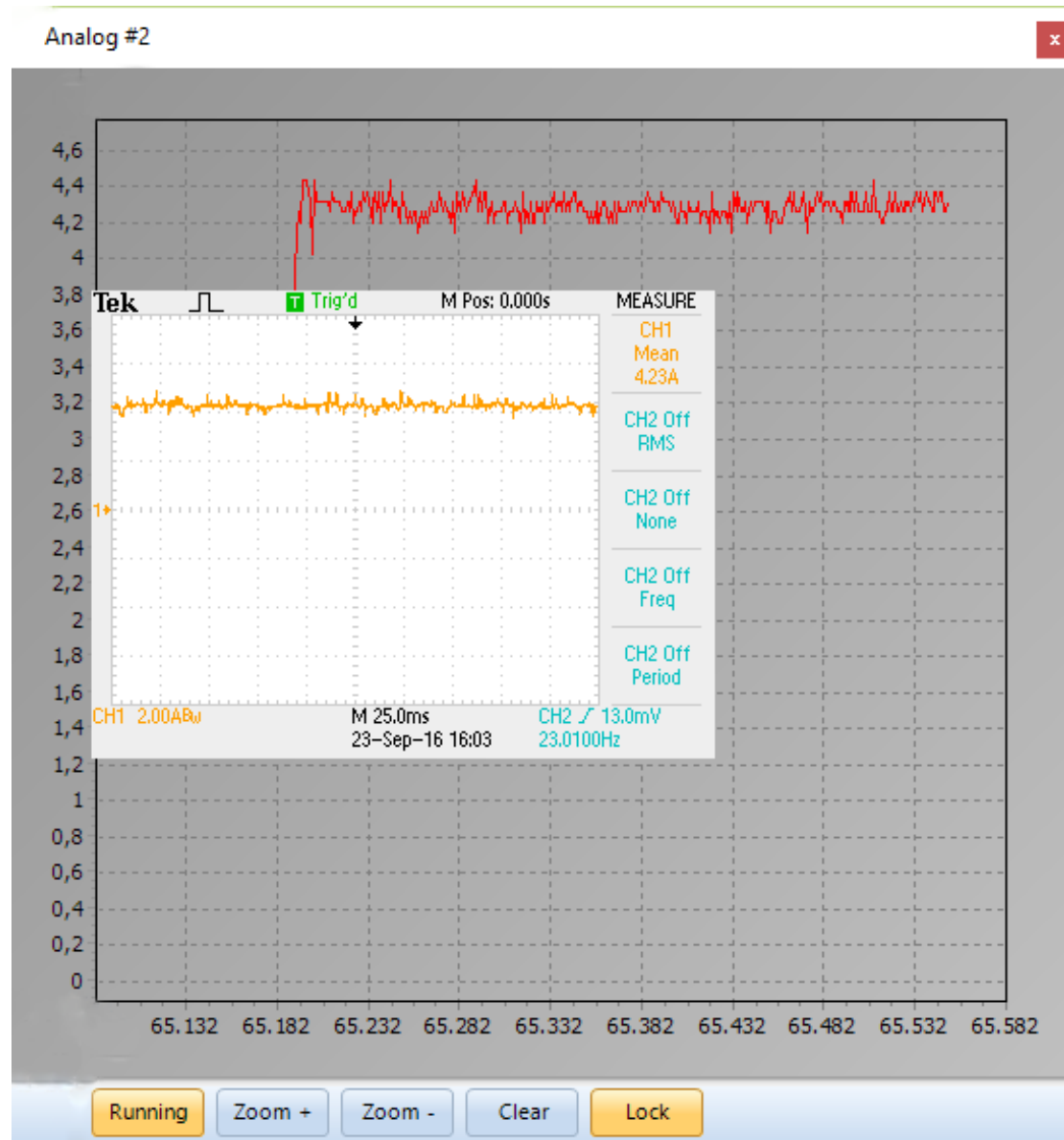
Στο παραπάνω πείραμα μπορεί να εξακριβωθεί ότι η μέτρηση μέσης τιμής 2,59A του παλμογράφου ακολουθεί τη μέτρηση μέσης τιμής της τηλεμετρίας, αν υπολογιστεί ο μέσος όρος των ψηφιακών αποτελεσμάτων της τηλεμετρίας όπως αποθηκεύτηκαν στο αρχείο καταγραφής. Η έντονη κυμάτωση οφείλεται στην μη σταθερή τιμή φορτίου το οποίο μεταβάλλεται ανάλογα με τη γωνία στροφής.

Στο επόμενο πείραμα γίνεται η ίδια μέτρηση για διαφορετικό φορτίο. Πάλι, η μέση τιμή που υπολογίζει η τηλεμετρία 1,88A είναι η ίδια τιμή με την ένδειξη του παλμογράφου. Όμοια κυμάτωση στις δύο οθόνες που οφείλεται στη μη σταθερότητα του φορτίου.



Σχήμα 45. Ένδειξη παλμογράφου και τηλεμετρίας για ρεύμα μπαταρίας 1,92A.

Σε ένα τελευταίο πείραμα για αυτό το στάδιο αυξάνεται το φορτίο της πέδης κοντά στα 200W. Η οθόνη της τηλεμετρίας δείχνει την ίδια μέτρηση με τον παλμογράφο.



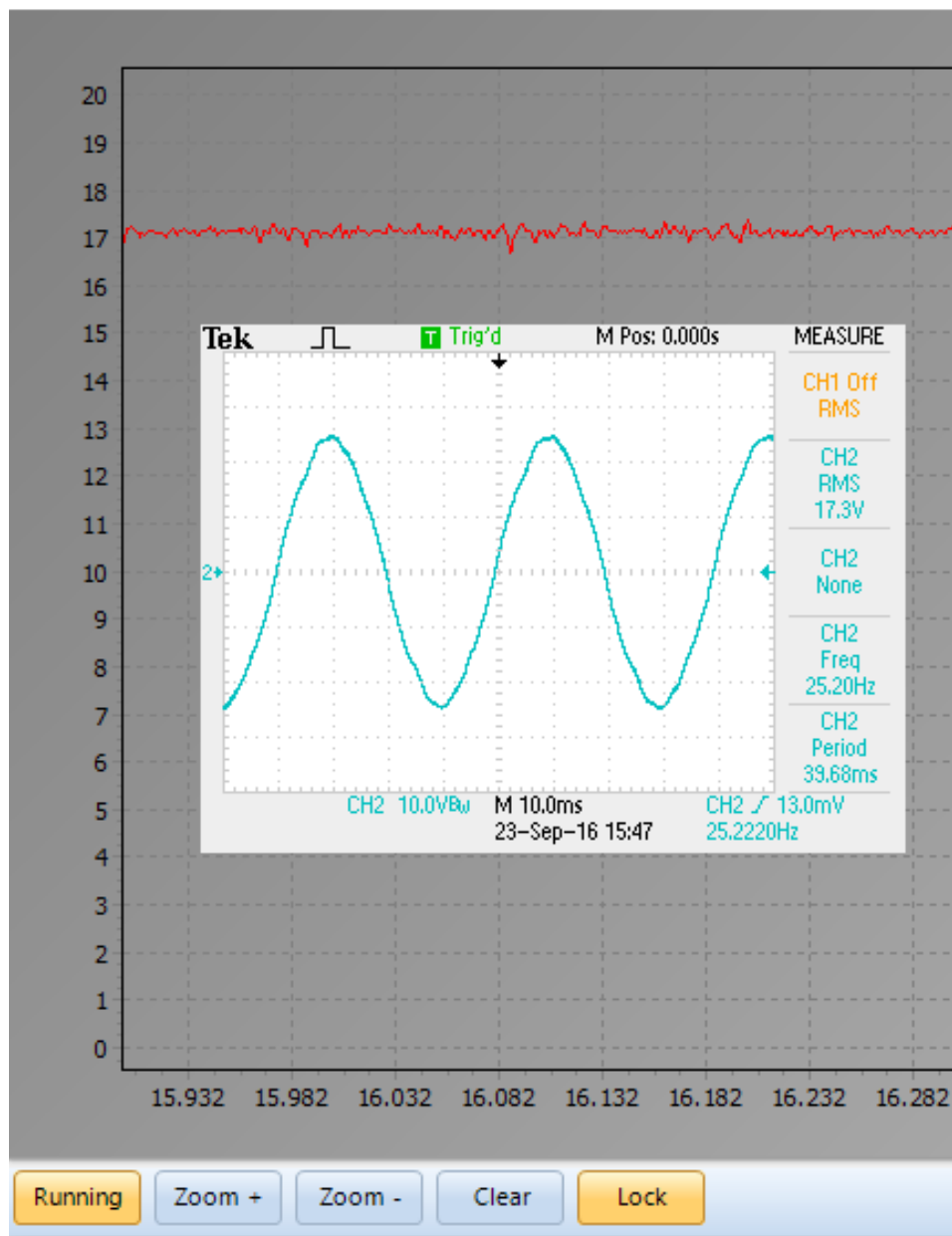
Σχήμα 46. Αύξηση του φορτίου της πέδης στα 200W και σύγκριση με ένδειξη παλμογράφου.

5.2.3 Μέτρηση πολικής τάσης κινητήρα

Το επόμενο πείραμα αφορά την επιβεβαίωση της ορθής μέτρησης της θεμελιώδους της πολικής τάσης του κινητήρα. Στο κεφάλαιο 4 είχε υπολογιστεί το σφάλμα κβάντισης της τηλεμετρίας ως 31mVrms.

RMS τιμή πολικής τάσης (θεμελιώδους) 17,3V. Ένδειξη τηλεμετρίας 17,15V. Απόκλιση εντός των ορίων σφάλματος κβάντισης τηλεμετρίας και του σφάλματος των οργάνων.

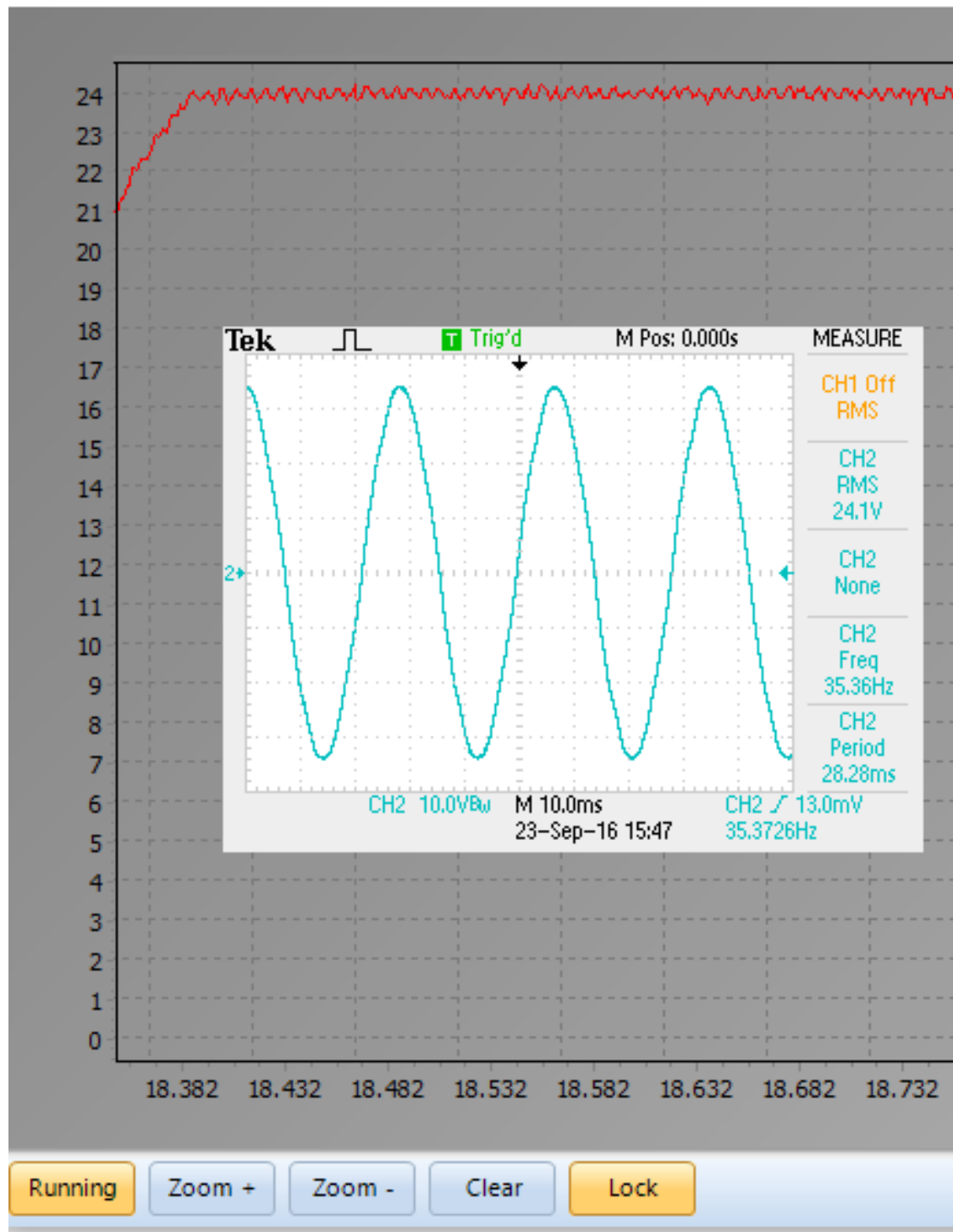
Analog #3



Σχήμα 47. Η ενεργός τιμή της θεμελιώδους της πολικής τάσης του κινητήρα σε παλμογράφο και παράλληλη ένδειξη στην οθόνη της τηλεμετρίας (μονάδες V).

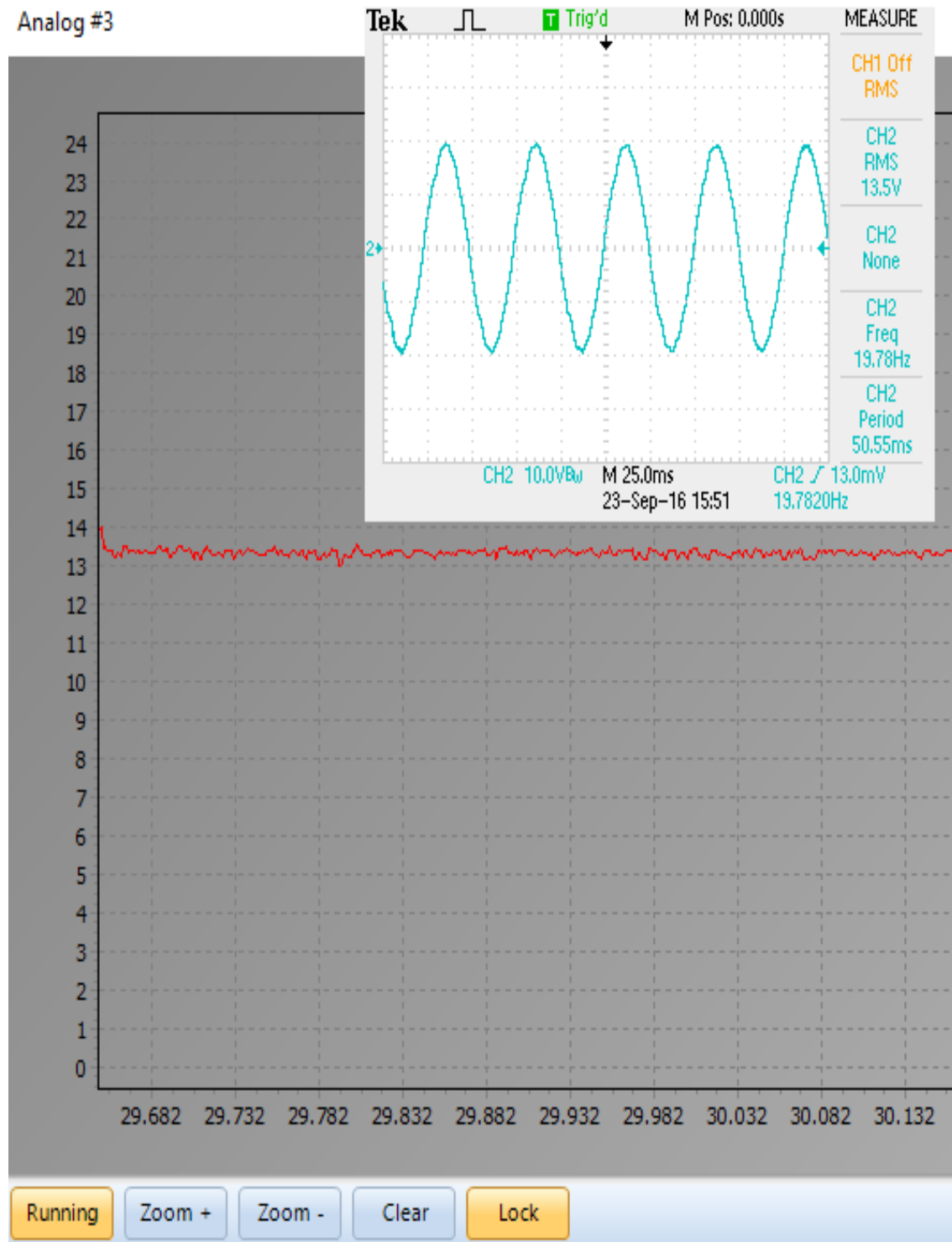
RMS τιμή πολικής τάσης (θεμελιώδους) 24,1V. Ένδειξη τηλεμετρίας 24,00V. Απόκλιση εντός των ορίων σφάλματος κβάντισης τηλεμετρίας και του σφάλματος των οργάνων.

Analog #3



Σχήμα 48. Η ενεργός τιμή της θεμελιώδους της πολικής τάσης του κινητήρα σε παλμογράφο και παράλληλη ένδειξη στην οθόνη της τηλεμετρίας (μονάδες V).

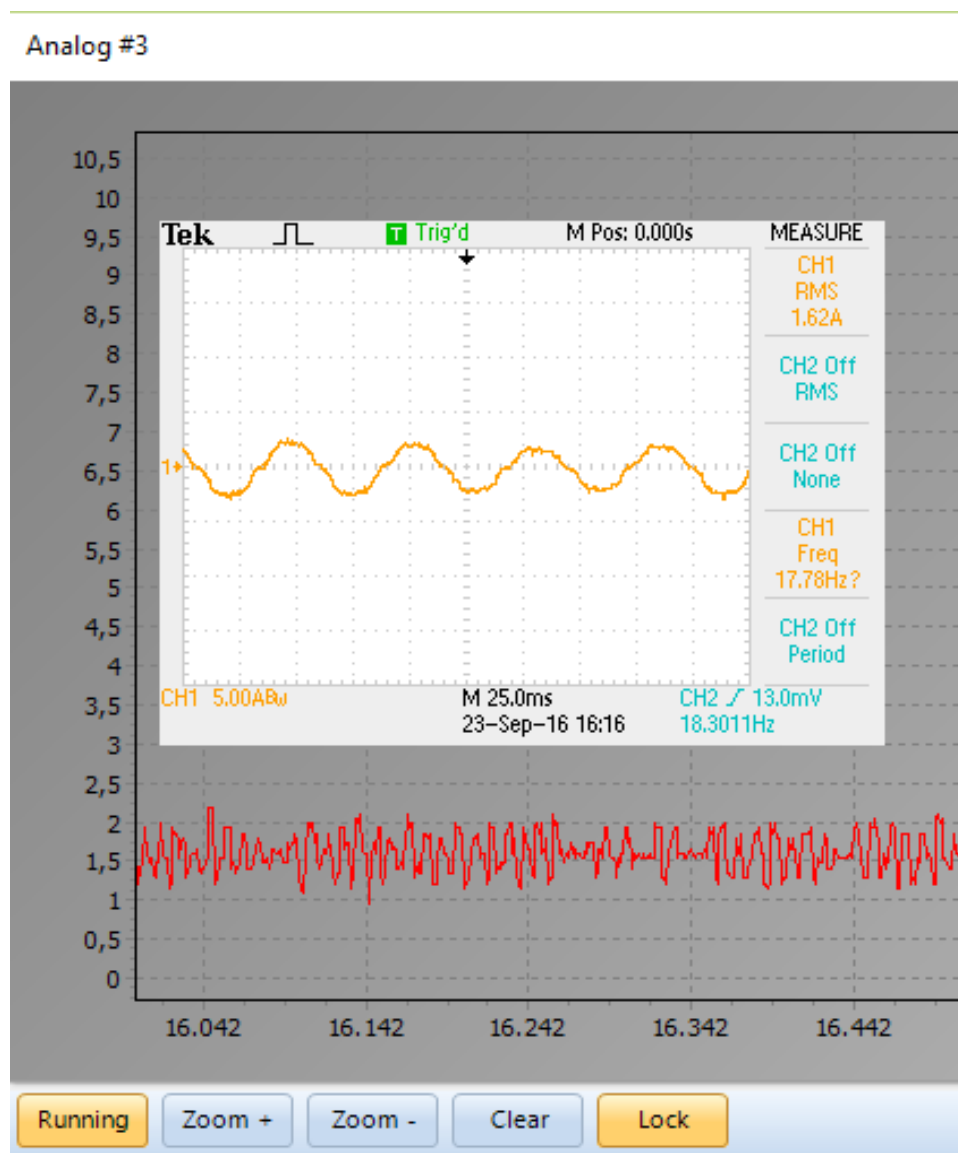
RMS τιμή πολικής τάσης (θεμελιώδους) 13,5V. Ένδειξη τηλεμετρίας 13,41V. Απόκλιση εντός των ορίων σφάλματος κβάντισης τηλεμετρίας και του σφάλματος των οργάνων.



Σχήμα 49. Η ενεργός τιμή της θεμελιώδους της πολικής τάσης του κινητήρα σε παλμογράφο και παράλληλη ένδειξη στην οθόνη της τηλεμετρίας (μονάδες V).

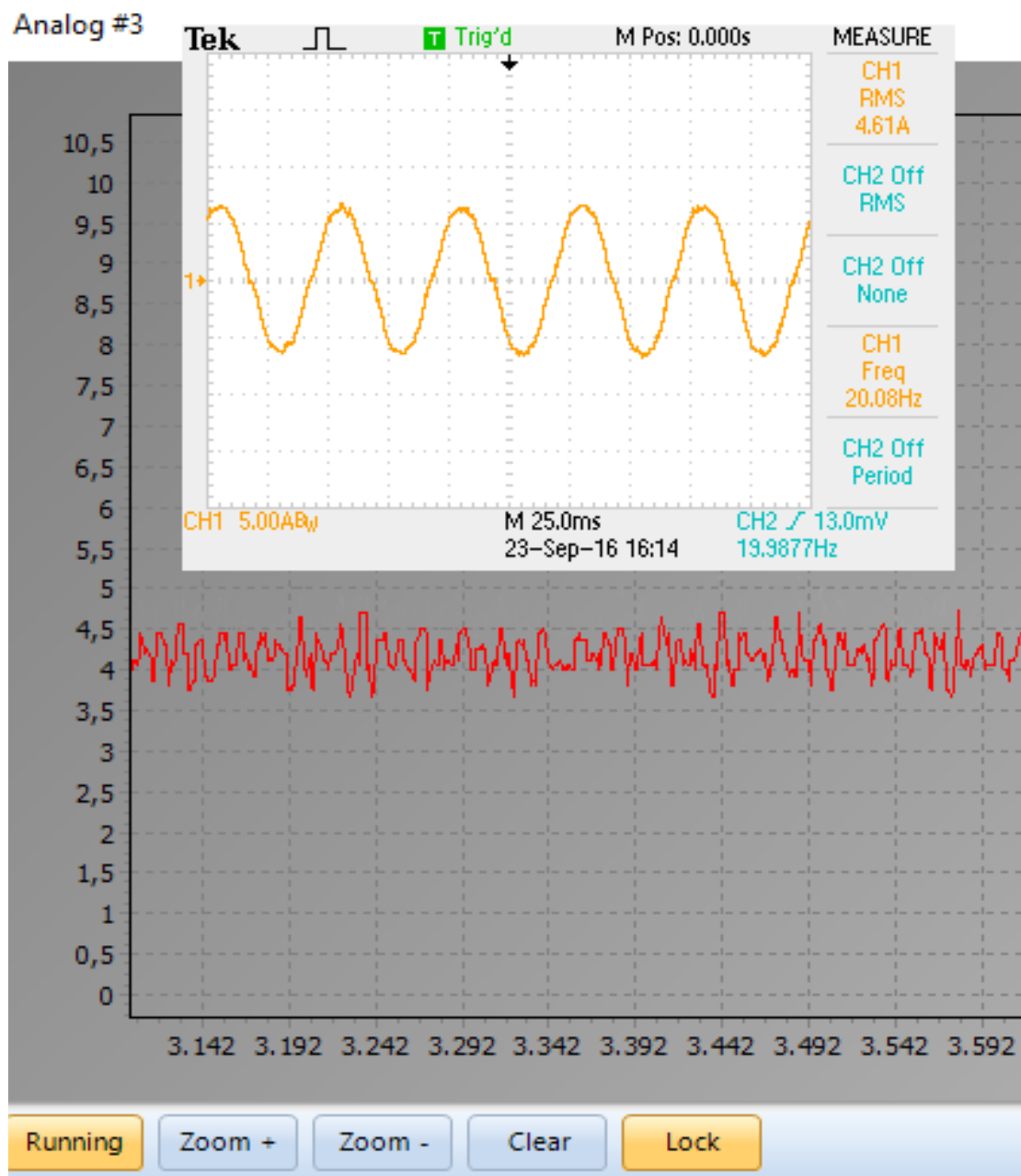
5.2.4 Μέτρηση ρεύματος φάσης κινητήρα

RMS τιμή θεμελιώδους ρεύματος γραμμής 1,52A. Ένδειξη τηλεμετρίας 1,50A. Απόκλιση εντός των ορίων σφάλματος κβάντισης τηλεμετρίας (43mA). Εδώ παρατηρούμε ότι στην οθόνη του παλμογράφου υπολογίζεται RMS τιμή ίση με 1,62A. Αυτός ο υπολογισμός όμως αναφέρεται στην συνισταμένη ενεργό τιμή του ρεύματος και όχι στην ενεργό τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας. Μετά την ψηφιακή επεξεργασία των δεδομένων του παλμογράφου για την εξαγωγή της RMS της θεμελιώδους προκύπτει μια απόκλιση 20mArms που είναι εντός του εύρους του σφάλματος κβάντισης (43mArms).



Σχήμα 50. Ρεύμα φάσης κινητήρα (A). Κυμάτωση στην έξοδο που οφείλεται στην μεταβαλλόμενη ροπή του φορτίου. (Έλλειψη ζυγοστάθμισης).

RMS τιμή θεμελιώδους ρεύματος γραμμής 4,24A. Ένδειξη τηλεμετρίας 4,24A. Πραγματοποιώντας και πάλι φιλτράρισμα στα δεδομένα του παλμογράφου προκύπτει η RMS τιμή της θεμελιώδους ίση με 4,24A. Αυτός είναι και ο μέσος όρος που υπολογίζεται από την τηλεμετρία.

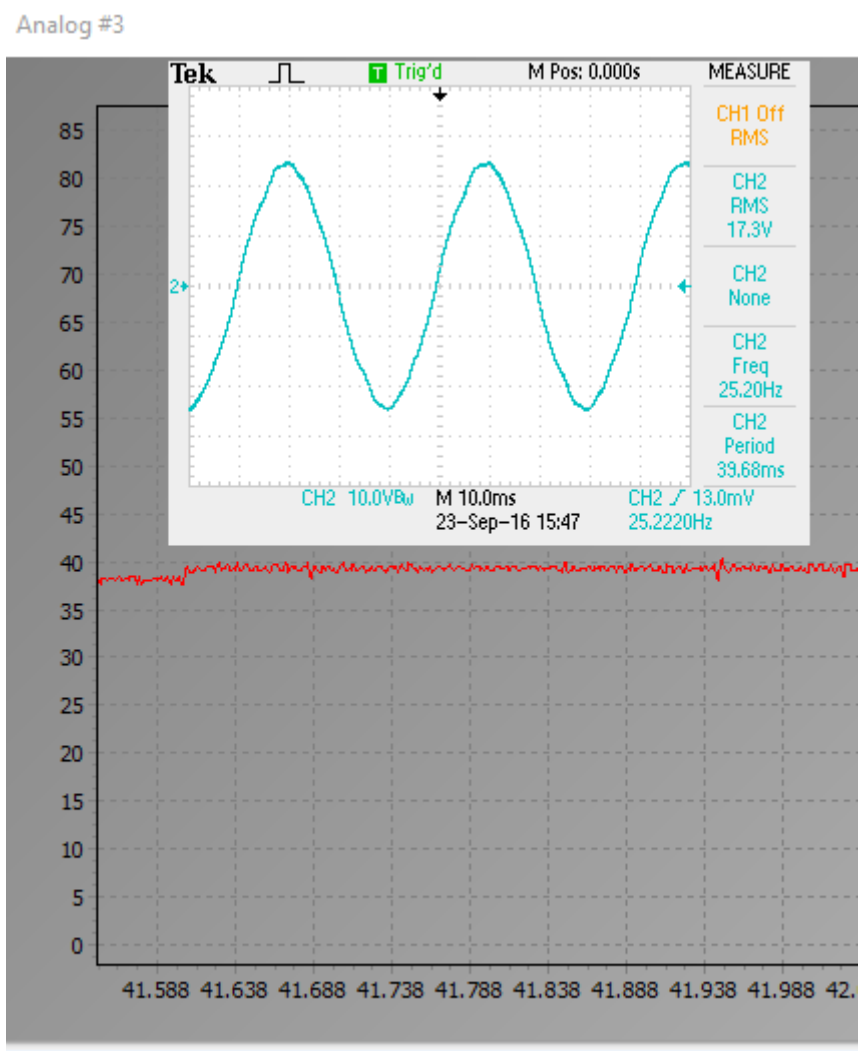


Σχήμα 51. Ρεύμα φάσης κινητήρα (A) . Κυμάτωση στην έξοδο που οφείλεται στην μεταβαλλόμενη ροπή του φορτίου. (Έλλειψη ζυγοστάθμισης).

5.2.5 Χρονικές μετρήσεις και μέτρηση συντελεστού ισχύος

- **Περίοδος**

Περίοδος σήματος πολικής τάσης: 39,68ms. Ένδειξη τηλεμετρίας 39,59ms. Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται η μέτρηση της τηλεμετρίας όταν η εύρεση των μεγίστων γίνεται στην είσοδο της πολικής τάσης. Η τηλεμετρία μετράει χρόνο που προσεγγίζει τη μέτρηση του παλμογράφου. Η απόκλιση βρίσκεται στα όρια του ψηφιακού σφάλματος 0,0838ms όπως υπολογίστηκε στο κεφάλαιο 4.



Σχήμα 52. Μέτρηση περιόδου πολικής τάσης (ms).

- **Συντελεστής ισχύος**

Σε τελευταίο πείραμα γίνεται μέτρηση του συντελεστού ισχύος όπως αυτός υπολογίζεται μετά τη μέτρηση της περιόδου και μέτρηση της διαφοράς φάσης των δύο σημάτων.

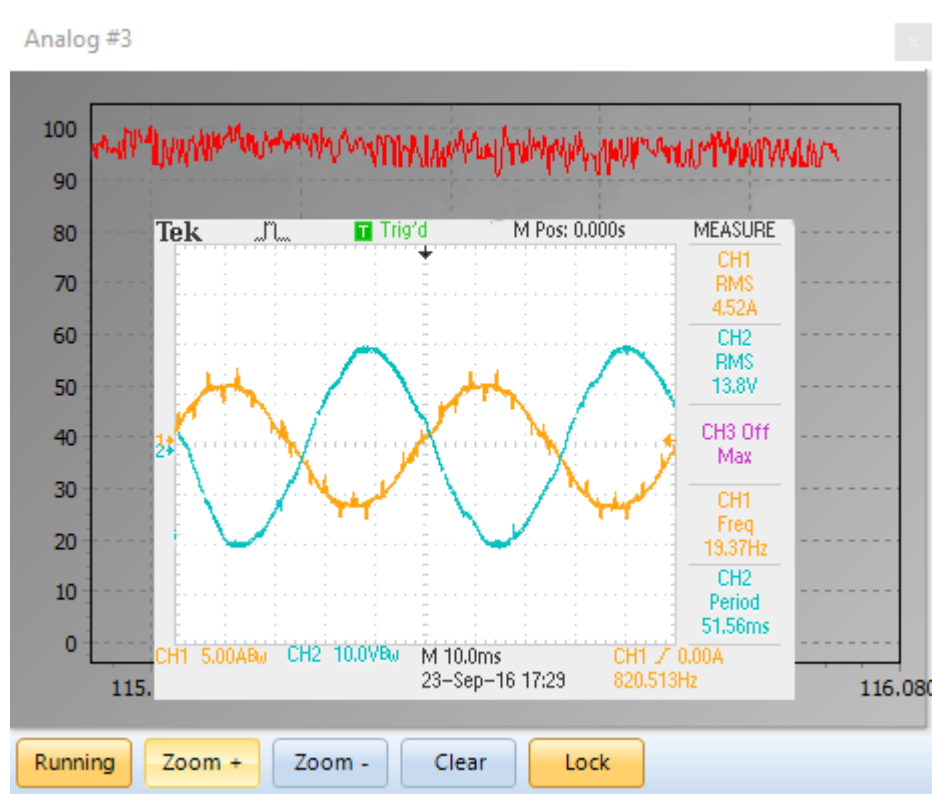
$$\Sigma I = \cos(\varphi) = \cos(\theta - 150^\circ) \quad (5.2.5.1)$$

Μετά από ανάλυση των δειγμάτων που κατέγραψε ο παλμογράφος:

$$\Delta\tau = 24,1ms$$

$$\theta = \frac{\Delta\tau}{T} * 360^\circ = \frac{24,1}{51,56} * 360^\circ = 168,27^\circ \quad (5.2.5.2)$$

ο συντελεστής ισχύος που προκύπτει είναι ίσος με 0,95 τιμή που είναι ίση πρακτικά με τη μέση τιμή που δείχνει η τηλεμετρία (από τη μέση της οθόνης και έπειτα) : 94,8%



Σχήμα 53. Μέτρηση του συντελεστή ισχύος. Η διαφορά φάσης μεταξύ φασικού ρεύματος και τάσης φαίνεται είναι 18,3 ηλεκτρικές μοίρες. Αυτό αντιστοιχεί σε συντελεστή ισχύος 95%.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 Συμπεράσματα

6.1 Κυριότερα συμπεράσματα

Στην παρούσα εργασία σχεδιάσθηκε και κατασκευάσθηκε ένα σύστημα τηλεμετρίας, το οποίο επιτρέπει την επιτήρηση εξ αποστάσεως των λειτουργικών χαρακτηριστικών του κινητηρίου συστήματος πρότυπου ηλεκτρικού οχήματος. Το σύστημα αυτό χρησιμοποιήθηκε σε πραγματικές συνθήκες αγώνα και επιβεβαιώθηκαν τα κύρια χαρακτηριστικά του ως εξής:

- Επιτυχημένη λειτουργία όλων των υποσυστημάτων του ολοκληρωμένου συστήματος τηλεμετρίας των επιδόσεων του ηλεκτρικού οχήματος με δυνατότητα ταυτόχρονης αποστολής τριών μεγεθών από ένα σύνολο μετρούμενων παραμέτρων.
- Δυνατότητα παρατήρησης της επίδοσης του οχήματος υπό όλες τις διαφορετικές λειτουργικές συνθήκες εκτός από τη μόνιμη κατάσταση όπως εκκίνηση, λειτουργία αναγεννητικής πέδησης κτλ. Διατήρηση της ακρίβειας των μετρήσεων σε ακραίες συνθήκες λειτουργίας όπως απότομες ανηφόρες με δυνατότητα μέτρησης σημάτων ισχύος έως και 1kW.
- Δυνατότητα αξιοποίησης του συστήματος που αναπτύχθηκε για την επιβεβαίωση αυτοματοποιημένων τεχνικών εξοικονόμησης ενέργειας.
- Επιτυχημένη σχεδίαση – κατασκευή εξειδικευμένων για τη συγκεκριμένη εφαρμογή κυκλωμάτων μέτρησης προσφέροντας αυξημένη ακρίβεια σε σχέση με τυπικές υλοποιήσεις.
- Επιβεβαίωση της γραμμικής λειτουργίας των αναλογικών μετρητικών κυκλωμάτων σε όλο το εύρος των τιμών μέτρησης. Διατήρηση της γραμμικότητας ακόμη και σε συνθήκες μεγάλης ισχύος που εμπλέκουν σημαντική αύξηση της θερμοκρασίας.
- Ακριβής υπολογισμός των μέσων τιμών της τάσης και του ρεύματος της μπαταρίας, με σφάλμα που προσεγγίζει το σφάλμα ψηφιακής διακριτότητας.
- Ακριβής υπολογισμός της ενεργού τιμής της πολικής τάσης και της ενεργού τιμής του ρεύματος γραμμής με σφάλμα που προσεγγίζει το σφάλμα ψηφιακής διακριτότητας.
- Ικανοποιητική ακρίβεια στον υπολογισμό του συντελεστή ισχύος

6.2 Σημεία προαγωγής της επιστήμης

Η εργασία αυτή πέραν της επιτυχημένης ανάπτυξης και υλοποίησης του συστήματος τηλεμετρίας για την επιτήρηση του κινητηρίου συστήματος του προτύπου ηλεκτρικού οχήματος περιλαμβάνει τα εξής καινοτομικά στοιχεία:

- Ανάπτυξη συστήματος μέτρησης που μπορεί εύκολα να επεκταθεί σε άλλες εφαρμογές και μεγιστοποιεί την ακρίβεια των μετρήσεων.
- Ιδιαίτερη σχεδίαση του συστήματος μέτρησης της θεμελιώδους συνιστώσας της εναλλασσόμενης τάσης και του ρεύματος γραμμής, η οποία παρέχει διπλασιασμό της ακρίβειας μέτρησης.

6.3 Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

Με την ολοκλήρωση της εργασίας προτείνονται ορισμένα θέματα για περαιτέρω διερεύνηση που θα μπορούσαν να βελτιώσουν τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του συστήματος που αναπτύχθηκε:

- Βελτίωση των κυκλωμάτων τροφοδοσίας των οπτοαποζευκτών και των υπόλοιπων στοιχείων ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερη ανεξαρτησία από το επίπεδο τάσης της μπαταρίας και μικρότερη κυμάτωση στην έξοδο.
- Επέκταση της εμβέλειας του συστήματος με χρήση κατάλληλου πομπού.

Βιβλιογραφία

- [1] Hank Zumbahlen, *Linear Circuit Design Handbook* (Newnes, 2008)
- [2] Νίκος Αδαμόπουλος, Σχεδιασμός, Μοντελοποίηση και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων. Διπλωματική Εργασία, Αθήνα ΕΜΠ, 2014
- [3] Χρήστος Θ. Κρασόπουλος, Σχεδίαση και κατασκευή κινητήρα μονίμων μαγνητών για πρότυπο ηλεκτρικό όχημα , Διπλωματική εργασία, Αθήνα ΕΜΠ, 2013
- [4] Velocity and Torque Profile Optimization of Electric Vehicle Including Limited Overload , C. T. Krasopoulos, M. E. Beniakar and A. G. Kladas
- [5] Microchip, dsPIC30F Family Reference Manual
- [6] Microchip, dsPIC30F4011 Datasheet
- [7] Temperature Rise in PCB Traces, equations 13 & 15, Douglas Brooks, UltraCAD Design, Inc.
- [8] ACPL-782T Automotive Isolation Amplifier, Datasheet
- [9] ACPL-C87AT/ACPL-C87BT Automotive High Precision DC Voltage Isolation Sensor, Datasheet
- [10] Max5250 Datasheet
- [11] WW25N Current Sense resistor datasheet