



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

**Μελέτη και κατασκευή αντιστροφέα για τον  
έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών ηλεκτροκίνητου οχήματος με  
ενσωματωμένο σύστημα τηλεμετρίας**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Παντελεήμων Μ. Παπαμανώλης

**Επιβλέπων :** Αντώνιος Γ. Κλαδάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2013





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

**Μελέτη και κατασκευή αντιστροφέα για τον  
έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών ηλεκτροκίνητου οχήματος με  
ενσωματωμένο σύστημα τηλεμετρίας**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**Παντελεήμων Μ. Παπαμανώλης**

**Επιβλέπων :** Αντώνιος Γ. Κλαδάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29<sup>η</sup> Οκτωβρίου 2013.

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

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

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2013

.....  
Παντελεήμων Μ. Παπαμανώλης

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

Copyright © Παντελεήμων Μ. Παπαμανώλης, 2013

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.

# ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά όσους με βοήθησαν και με στήριξαν καθ' όλη τη διάρκεια της εκπόνησής της, χωρίς τους οποίους κάτι τέτοιο θα ήταν σαφώς δυσκολότερο αν όχι αδύνατο.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου κ. Αντώνη Κλαδά, για τη συνεχή στήριξη και εμπιστοσύνη που μου έδειξε τα τελευταία 2 και πλέον χρόνια κατά τη συμμετοχή μου στην ομάδα Προμηθέας του Ε.Μ.Π., αλλά και στην ολοκλήρωση της διπλωματικής μου εργασίας, καθώς και για τη βοήθεια και καθοδήγηση του σε οποιοδήποτε πρόβλημα προέκυψε όλο αυτό τον καιρό.

Κατόπιν θα ήθελα να ευχαριστήσω μέσα από την καρδιά μου τον επιβλέποντα διδάκτορα και πάνω απ' όλα φίλο κ. Χαράλαμπο Πάτσιο, ο οποίος με ώθησε στην επιλογή του παρόντος θέματος, δίνοντάς μου συνεχή καθοδήγηση, βοήθεια όποτε χρειάστηκε αλλά και γενικότερη στήριξη.

Ευχαριστώ επίσης τον κ. Παναγιώτη Ζάννη, μέλος ΕΤΕΠ του Εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος, για την πολύτιμη βοήθεια του στο σχεδιαστικό αλλά και πειραματικό μέρος της εργασίας μου. Θα ήθελα, ακόμη, να ευχαριστήσω τους πολύ καλούς φίλους και υποψηφίους διδάκτορες του Ε.Μ.Π. κ. Μίνω Μπενιακάρ και κ. Θανάση Σαρηγιαννίδη που με στήριξαν από την αρχή της προσπάθειας μου, καθώς και τους υποψήφιους διδάκτορες κ. Γεώργιο Καμπίτση και κ. Σωτήρη Κοκκόση οι οποίοι μου προσέφεραν ανιδιοτελώς τις γνώσεις τους και την εμπειρία τους σε οποιοδήποτε ζήτημα χρειάστηκα πλησίον των γνωστικών τους πεδίων.

Τέλος, ένα μεγάλο ευχαριστώ σε όλα τα μέλη της ομάδας Προμηθέας του Ε.Μ.Π. με τους οποίους είχα και έχω την τιμή να συνεργάζομαι. Τους ευχαριστώ για όλες τις εμπειρίες που αποκτήσαμε μαζί, καθώς και για την αλληλοϋποστήριξη και την άψογη συνεργασία μας.

*Η διπλωματική εργασία αφιερώνεται στην πολυαγαπημένη μου οικογένεια και τους φίλους μου που με στήριξαν σε όλη της διάρκεια της φοιτητικής μου καριέρας.*



# ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία αναφέρεται στη σχεδίαση, κατασκευή καθώς και μέτρηση ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος, με σκοπό την οδήγηση Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών. Ο κινητήρας αυτός, σε συνεργασία με τον παρόντα μετατροπέα, θα αποτελέσουν το κινητήριο σύστημα ενός πρωτότυπου ηλεκτροκίνητου οχήματος, το οποίο και θα συμμετάσχει στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας Shell Eco Marathon.

Αρχικά αναφέρονται επιγραμματικά τα επιμέρους στοιχεία του μετατροπέα καθώς και ενδεικτικά οι βασικές λειτουργίες τους. Αφού αποκτηθεί μια γενική ιδέα του περιεχομένου της διπλωματικής εργασίας, θα ξεκινήσουμε από τη βάση και θα παρουσιάσουμε τις προδιαγραφές της κατασκευής αυτής. Πιο συγκεκριμένα θα αναφερθούμε στις ανάγκες του οχήματος, στις ανάγκες του διαγωνισμού καθώς και στους λόγους για τους οποίους κληθήκαμε να κατασκευάσουμε καινούριο αντιστροφέα. Κατόπιν, θα παρουσιαστεί η μοντελοποίηση των επιμέρους κυκλωμάτων του μετατροπέα καθώς και τα πορίσματα τα οποία προέκυψαν και στη συνέχεια θα περάσουμε στο πιο σημαντικό κομμάτι της εργασίας που είναι η σχεδίαση καθώς και η κατασκευή του αντιστροφέα.

Κλείνοντας θα γίνει παρουσίαση των μετρήσεων του κατασκευασμένου πλέον αντιστροφέως, καθώς και σύγκριση αυτών με τις προσομοιωτικές μετρήσεις. Επίσης θα αναφερθούν οι δυνατότητες που ανοίγονται στην ομάδα με χρήση του αντιστροφέα αυτού καθώς και πως θα μπορούσε πάνω στην ίδια πλακέτα να γίνει περαιτέρω έρευνα και ανάπτυξη.

## Λέξεις Κλειδιά

Συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, ηλεκτρικά οχήματα, σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών, έλεγχος μηχανών μονίμων μαγνητών, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών, Ευρωπαϊκός διαγωνισμός Shell Eco-Marathon, εποπτεία συστημάτων, προστασίες συστημάτων, τηλεμετρία, DAC, πρωτόκολλο SPI, τριφασικός αντιστροφέας, PCB





# ABSTRACT

This Diploma Thesis analyzes the design, construction and measurement of an electric power converter, in order to drive a permanent magnet synchronous motor. This machine in collaboration with the power converter, form the driving system of an electric prototype vehicle, which is going to participate in the European energy - saving competition Shell Eco Marathon.

In the beginning of the paper, there is a brief reference to the converter's components as well as its basic functions. Once a general idea of the paper's content is acquired, a thorough presentation concerning the specifications of the construction will follow. More specifically, there will be reference to the needs of the vehicle, the needs of the competition, as well as the reasons why the manufacture of a new inverter was necessary. Moreover, the modeling of the individual circuits of the inverter are going to be presented and so are the conclusions which emerged. Subsequently, emphasis will be given to the main part of this paper, which is the design and construction of the inverter.

Finally, the measurements of the fabricated inverter are going to be presented and compared to the measurements taken by the simulation system. Also, there is going to be a reference of the potentials given to the team using this inverter as well as some ideas considering further research and development in this specific board.

## Key Words

Electric drive systems, electrical vehicles, three phase inverter, synchronous permanent magnet machine, permanent magnet synchronous machine control, SPWM Sinusoidal pulse width modulation, European contest Shell Eco Marathon, Electrical System's supervision, Electrical System's protections, Telemetry, Digital to Analog Converter (DAC), SPI Protocol, Printed circuit boards (PCB)



# ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	13
<b>1° ΚΕΦΑΛΑΙΟ</b>	
ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ & ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ.....	17
1.1 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΚΑΙ Η ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΟΥΣ ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΣΗ.....	17
1.2 ΣΥΓΧΡΟΝΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....	18
1.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ.....	19
1.2.2 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΟΥΣ ΡΟΗΣ.....	23
1.2.3 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ $d - q$ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ...	26
1.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ .....	30
1.4 ΤΕΧΝΙΚΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ .....	33
1.5 ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ.....	38
1.5.1 ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ .....	38
1.5.2 ΜΕΤΡΗΤΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ .....	40
1.5.3 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΟΠΤΕΙΑΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΤΑΣΙΑΣ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ .....	41
1.5.4 ΣΥΣΤΗΜΑ ΤΗΛΕΜΕΤΡΙΑΣ .....	41
<b>2° ΚΕΦΑΛΑΙΟ</b>	
ΔΙΑΓΩΝΙΣΜΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΤΩΝ ΟΧΗΜΑΤΩΝ & ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ .....	43
2.1 ΔΙΑΓΩΝΙΣΜΟΣ SHELL ECO MARATHON .....	43
2.2 ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ .....	45
2.2.1 ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΛΟΓΩ ΚΑΝΟΝΩΝ ΔΙΑΓΩΝΙΣΜΟΥ .....	45
2.2.3 ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΑΠΟ ΕΜΠΕΙΡΙΑ ΣΥΜΜΕΤΟΧΩΝ ΑΓΩΝΑ.....	50
<b>3° ΚΕΦΑΛΑΙΟ</b>	
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ .....	55
3.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΜΕ ΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ ΜΑΤLAB-SIMULINK® .....	55
3.1.1 ΣΕΝΑΡΙΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ .....	56
3.1.2 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΤΕΛΙΚΟΣ ΚΑΘΟΡΙΣΜΟΣ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΩΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ .....	61
3.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΜΕ ΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ PSPICE ® .....	63
3.2.1 ΕΠΙΛΟΓΗ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΟΔΗΓΗΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	63

3.2.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ PSPICE ® .....	65
3.3 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ .....	75
<b>4° ΚΕΦΑΛΑΙΟ</b>	
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ & ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ .....	77
4.1 ΕΠΙΜΕΡΟΥΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΠΛΑΚΕΤΑΣ.....	77
4.1.1 ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ.....	78
4.1.2 ΜΕΤΡΗΤΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΟΠΤΕΙΑΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΤΑΣΙΑΣ .....	91
4.1.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΣΗΜΑΤΩΝ ΓΙΑ ΑΠΟΣΤΟΛΗ ΠΡΟΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΕΣ ΕΙΣΟΔΟΥΣ ΤΗΛΕΜΕΤΡΙΑΣ.....	100
4.1.4 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕΤΡΗΣΗ ΘΕΣΗΣ ΚΑΙ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ.....	107
4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΗΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ.....	111
4.2.1 ΣΤΟΧΟΙ, ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΙ ΚΑΙ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ.....	112
4.2.2 ΤΕΛΙΚΟ ΣΧΕΔΙΟ ΠΛΑΚΕΤΑΣ.....	120
<b>5° ΚΕΦΑΛΑΙΟ</b>	
ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ .....	125
<b>6° ΚΕΦΑΛΑΙΟ</b>	
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....	145
6.1 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΕΠΙΤΕΥΞΗ ΑΡΧΙΚΩΝ ΣΤΟΧΩΝ.....	146
6.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ.....	147
6.3 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ.....	147
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....	149

# ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, και έχει ως θέμα την κατασκευή ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα. Ο μετατροπέας αυτός θα χρησιμοποιηθεί για την οδήγηση ενός δεκαεξαπολικού Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών, ονομαστικής ισχύος 300 Watt και τοπολογίας εξωτερικού δρομέα. Ο κινητήρας αυτός σε συνεργασία με τον αντιστροφέα θα αποτελέσουν το νέο κινητήριο σύστημα του πρωτότυπου οχήματος, με το όνομα «Πυρφόρος», το οποίο είναι και το όχημα με το οποίο θα συμμετάσχει η ομάδα «Προμηθέας» του ΕΜΠ στον πανευρωπαϊκό διαγωνισμό εξοικονόμησης ενέργειας Shell Eco Marathon.

Αναφορικά με τον μετατροπέα, πρόκειται για έναν τριφασικό αντιστροφέα 2-επιπέδων, ο οποίος θα τροφοδοτείται από rack μπαταριών, οι οποίες θα αποτελούν και τη μοναδική πηγή ενέργειας ολόκληρου του οχήματος. Για τον έλεγχο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα καθώς και την εξάλειψη των ανωτέρων αρμονικών, χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM). Η μεθοδολογία ελέγχου είναι μία εξελιγμένη μορφή V/f κλειστού βρόχου, κατά την οποία θα μπορεί να μεταβάλλεται η γωνία μεταξύ των δύο πεδίων (στάτη και δρομέα) διατηρώντας έτσι συνεχώς τη βέλτιστη γωνία ροπής.

Σημαντική προσθήκη στον αντιστροφέα αυτόν, είναι το ενσωματωμένο σύστημα τηλεμετρίας. Ο αντιστροφέας σε ζωντανό χρόνο θα υπολογίζει την ενεργό τιμή της τάσης και του ρεύματος εξόδου καθώς και τη συχνότητα αυτών, και θα τα στέλνει σε ειδικά σχεδιασμένες αναλογικές εξόδους, οι οποίες και θα επικοινωνούν μέσω ενός κυκλώματος πομπού-δέκτη (RF) με τον υπολογιστή σε ζωντανό χρόνο και με εμβέλεια μέχρι και 5 χιλιόμετρα. Ως προς τον τρόπο υπολογισμού των μετρούμενων μεγεθών καθώς και τον τρόπο επικοινωνίας των μετρητικών τάσης και ρεύματος με τις αναλογικές εξόδους, δοκιμάστηκαν διάφορες μέθοδοι. Πιο συγκεκριμένα αρχικά σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε ένα αναλογικό κύκλωμα υπολογισμού πραγματικής ενεργούς τιμής, ενώ στη συνέχεια υλοποιήθηκε ψηφιακός υπολογισμός αυτής και επικοινωνία με DAC (Digital to Analog Converters) με δύο διαφορετικά πρωτόκολλα επικοινωνίας το SPI και το I<sup>2</sup>C. Η τελική επιλογή καθώς και οι λόγοι για τους οποίους επιλέχθηκε θα παρουσιαστούν στη συνέχεια.

Τέλος και εξίσου σημαντική είναι η πλήρης εποπτεία του κυκλώματος του αντιστροφέα. Πιο συγκεκριμένα στον αντιστροφέα αυτό υπάρχουν μετρητικά τάσης και έντασης των τριών φάσεων εξόδου για χρήση στον έλεγχο αυτού καθώς και για τις ανάγκες της τηλεμετρίας, αλλά το πιο σημαντικό είναι οι αισθητήρες έντασης αλλά και τάσης και στο AC αλλά και στο DC για ταχύτατη προστασία (της τάξης

μερικών μs) σε περιπτώσεις υπερρευμάτων (βραχυκύκλωμα), υπερτάσεων, υποτάσεων.

Πιο αναλυτικά και σχετικά με το περιεχόμενο της εργασίας έχουμε τα εξής :

Στο **1<sup>ο</sup> Κεφάλαιο** θα γίνει μία γενική παρουσίαση του αντιστροφέα. Πιο συγκεκριμένα θα παρουσιαστούν τα επιμέρους υποκυκλώματά του, καθώς και οι βασικές λειτουργίες του, εφόσον πρότινος γίνεται μία μικρή παρουσίαση των ηλεκτροκίνητων οχημάτων καθώς και των αρχών λειτουργίας των. Στην παρουσίαση αυτή θα εμπεριέχεται και μία σύντομη θεωρητική ανάπτυξη των τριφασικών αντιστροφέν, έτσι ώστε να καλύπτεται το απαιτούμενο θεωρητικό υπόβαθρο για την κατανόηση της εργασίας.

Στο **2<sup>ο</sup> Κεφάλαιο** θα γίνει μία σύντομη παρουσίαση του διαγωνισμού Shell Eco Marathon, στον οποίο και θα συμμετάσχει ο Πυρφόρος, έτσι ώστε να αποκτηθεί μία ιδέα της φύσης του διαγωνισμού. Στη συνέχεια θα παρουσιαστεί το όχημα και τα διάφορα υποσυστήματα του και με χρήση όλων αυτών των γνώσεων θα καθοριστούν οι ανάγκες καθώς και οι προδιαγραφές σύμφωνα με τις οποίες πραγματοποιήθηκε η σχεδίαση του νέου αντιστροφέα. Αξίζει να σημειωθεί (κάτι το οποίο θα συζητηθεί εκ νέου στη συνέχεια της εργασίας, ότι οι ανάγκες αυτές καθώς και οι προδιαγραφές στις οποίες βασίστηκε η σχεδίαση) δεν απέχουν καθόλου από αυτές των κανονικών ηλεκτροκίνητων οχημάτων. Ουσιαστικά πρόκειται για μία πραγματική εφαρμογή, με όλα τα απαραίτητα μέτρα ασφαλείας, η οποία θα μπορούσε κάλλιστα με κατάλληλη αναδιαμόρφωση (scale up) να χρησιμοποιηθεί σε ηλεκτροκίνητα επιβατικά οχήματα.

Περνώντας στο **3<sup>ο</sup> Κεφάλαιο** θα πραγματοποιηθεί μία πλήρη μοντελοποίηση του κυκλώματος ισχύος του αντιστροφέα καθώς και προσομοίωση αυτού στο περιβάλλον Simulink της Matlab. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής θα αποτελέσουν ουσιαστικά και το τελικό κριτήριο για την επιλογή των στοιχείων ισχύος του αντιστροφέα. Κατόπιν, εφόσον επιλεχθούν τα ζητούμενα στοιχεία, θα πραγματοποιηθεί δεύτερη μοντελοποίηση του κυκλώματος αυτή τη φορά στο περιβάλλον PSpice και αυτή τη φορά με χρήση των επιλεγμένων στοιχείων. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής θα αποτελέσουν το τελικό κριτήριο ως προς την καθοριστική επιλογή των στοιχείων αυτών.

Στο **4<sup>ο</sup> Κεφάλαιο** θα παρουσιαστεί ολόκληρη η εξέλιξη της σχεδίασης της πλακέτας. Θα γίνει μια συγκεντρωτική παρουσίαση των στοιχείων της και θα πραγματοποιηθεί ανάλυση των μετρητικών συστημάτων, των συστημάτων προστασίας καθώς και του συνόλου των εισόδων/εξόδων της πλακέτας. Στη συνέχεια θα εξηγήσουμε τις προδιαγραφές καθώς και τους όρους σχεδίασης που λήφθηκαν υπ' όψιν, έτσι ώστε να επιτευχθεί η καλύτερη δυνατή λειτουργία χωρίς προβλήματα και χωρίς παρεμβολές των υποκυκλωμάτων.

Κλείνοντας την εργασία, στο **5<sup>ο</sup> κεφάλαιο** θα παρουσιαστεί η διαδικασία κόλλησης της πλακέτας, η εξέταση του κάθε κυκλώματος χωριστά και τέλος η συνολική λειτουργία αυτής. Τα αποτελέσματα που θα προκύψουν θα σχολιαστούν και θα συγκριθούν με αυτά των προσομοιώσεων και ουσιαστικά με τον τρόπο αυτό θα παρουσιαστούν και τα τελικά συμπεράσματα ολόκληρης της εργασίας.





# 1<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

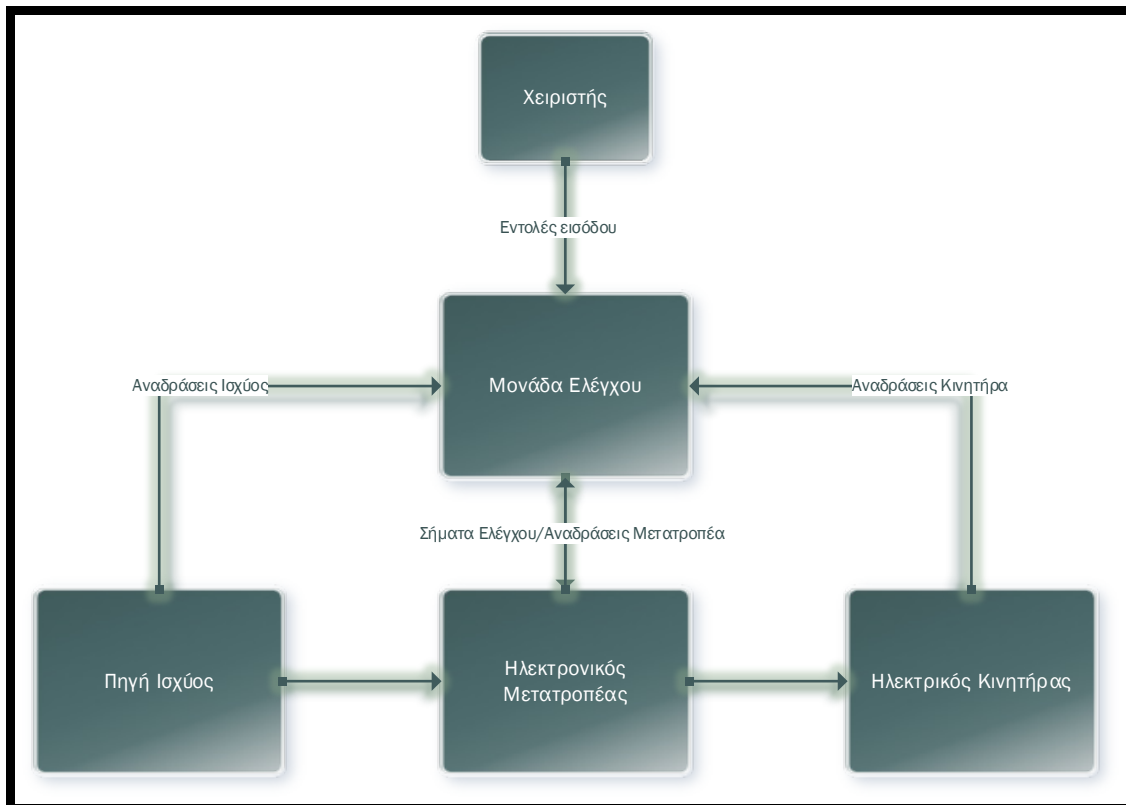
## ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ & ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

---

### 1.1 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΚΑΙ Η ΕΦΑΡΜΟΓΗ ΤΟΥΣ ΣΤΗΝ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΣΗ

Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς και κατ' επέκταση τα ηλεκτρονικά ισχύος έχουν ως αντικείμενο τη μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος σε μορφή κατάλληλη για την εκάστοτε εφαρμογή. Στην πλειοψηφία τους, οι εφαρμογές ηλεκτροκίνησης χρησιμοποιούν κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος (κυρίως ασύγχρονους αλλά και σύγχρονους τα τελευταία χρόνια). Το γεγονός αυτό καθιστά αναγκαία τη χρησιμοποίηση αντιστροφέων, οι οποίοι μετατρέπουν τη συνεχή τάση της μπαταρίας σε εναλλασσόμενη είτε μονοφασική είτε τριφασική (σπάνια χρησιμοποιούνται και περισσότερες φάσεις).

Διαγραμματικά το βασικό μοντέλο των συστημάτων αυτών, είναι το ακόλουθο:



Εικόνα 1. 1 Βασικό διάγραμμα λειτουργίας ηλεκτρικών συστημάτων σε εφαρμογές ηλεκτρικίνησης

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 1.1, καρδιά του συστήματος αποτελεί η μονάδα ελέγχου του μετατροπέα. Ρόλος της είναι η συλλογή του συνόλου των αναδράσεων, από τα επιμέρους τμήματα του συστήματος, καθώς και των εισόδων, η επεξεργασία αυτών και τέλος η αποστολή των κατάλληλων σημάτων στις εξόδους του ηλεκτρονικού μετατροπέα.

Στο μοντέλο αυτό βασίζεται και ο αντιστροφέας του Πυρφόρου, ο οποίος έχει εφοδιασθεί με κατάλληλα συστήματα ώστε να ανταποκρίνεται στο σύνολο των αναγκών όχι μόνο των ηλεκτροκίνητων οχημάτων αλλά και του ίδιου του αγώνα. Έτσι, προτού συνεχιστεί μία επιγραμματική παρουσίαση του αντιστροφέα, θα γίνει μία σύντομη θεωρητική ανάλυση της γενικότερης τοπολογίας αυτού αλλά και του κινητήρα μονίμων μαγνητών, έτσι ώστε ο αναγνώστης να είναι σε θέση να παρακολουθήσει με μεγαλύτερη άνεση τα παρακάτω.

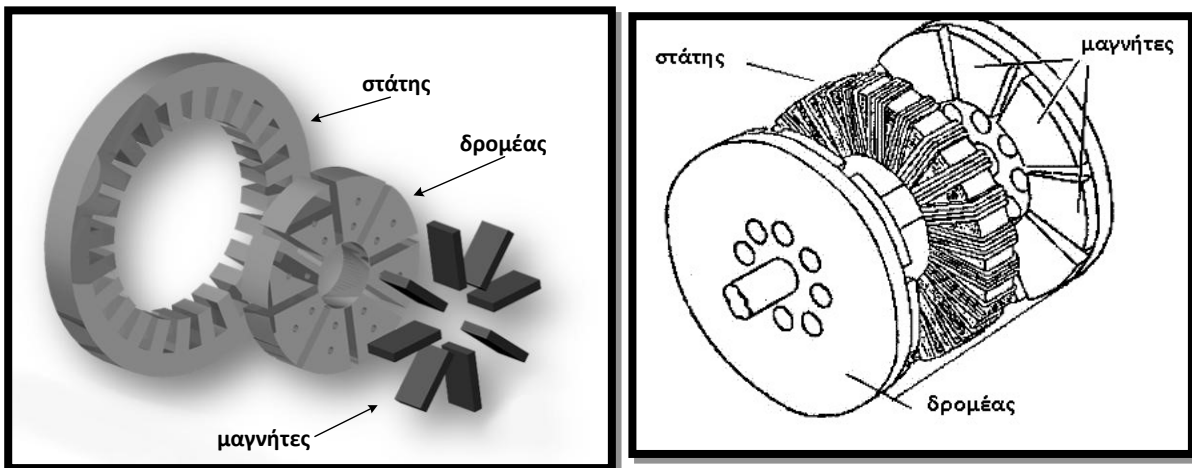
## 1.2 ΣΥΓΧΡΟΝΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Ο κινητήρας μονίμων μαγνητών αποτελεί μια παραλλαγή του σύγχρονου ηλεκτρικού κινητήρα κατά την οποία το DC τύλιγμα της διέγερσης αντικαθίσταται από μόνιμους μαγνήτες που παράγουν σταθερή ροή. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται εξάλειψη των απωλειών χαλκού στο δρομέα, αφού δεν υφίσταται τύλιγμα διέγερσης, και συνεπώς αυξάνεται η απόδοση του κινητήρα. Ταυτόχρονα, η υψηλή απόδοση επιφέρει μείωση του μεγέθους του κινητήρα (μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος) και χαμηλότερη ροπή αδρανείας. Από την άλλη

μεριά όμως απαιτείται αρκετά πιο πολύπλοκος έλεγχος εξαιτίας της σταθερής ροής των μαγνητών και ενδέχεται να παρουσιαστούν ανεπιθύμητα φαινόμενα απομαγνήτισης του δρομέα.

### 1.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΣΥΓΧΡΟΝΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Οι μηχανές μονίμων μαγνητών μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με τη διεύθυνση της μαγνητικής ροής στο εσωτερικό της μηχανής σε μηχανές **αξονικής** (axial) και **ακτινικής** (radial) ροής. Στην μηχανή ακτινικής ροής η μαγνητική ροή που παράγουν οι μόνιμοι μαγνήτες διέρχεται από το διάκενο ακτινικά στα τυλίγματα του στάτη για να κλείσει το μαγνητικό της κύκλωμα (εικόνα 1.2α). Αντίθετα, στην μηχανή αξονικής ροής η μαγνητική ροή διέρχεται παράλληλα στον άξονα του δρομέα (εικόνα 1.2β). Το κοινό χαρακτηριστικό των μηχανών αξονικής ροής είναι το δισκοειδές τους σχήμα που επιτρέπει την κατασκευή κινητήρων μεγάλου αριθμού πόλων για εφαρμογές υψηλής ισχύος και χαμηλών στροφών (ασανσέρ, πρόωση πλοίων, κλπ.).



Εικόνα 1. 2Μηχανές μονίμων μαγνητών: α) ακτινικής ροής και β) αξονικής ροής

(α)

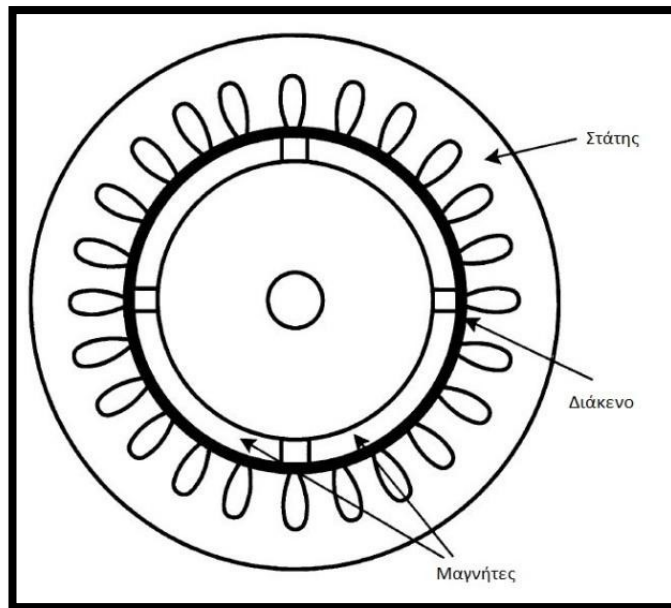
(β)

Οι μηχανές ακτινικής ροής μπορούν να διακριθούν σε:

❖ **Επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Surface Permanent Magnet Synchronous Machine, SPMSM)**

Σε αυτή την κατηγορία μηχανών, στην οποία ανήκει και ο κινητήρας του Πυρφόρου ο στάτης, όπως φαίνεται στην εικόνα 1.3, αποτελείται από ένα τριφασικό ημιτονοειδές τύλιγμα, το οποίο παράγει ροή διακένου στρεφόμενη με τη σύγχρονη ταχύτητα. Οι μόνιμοι μαγνήτες βρίσκονται κολλημένοι στην επιφάνεια του δρομέα χρησιμοποιώντας εποξική κόλλα. Ο δρομέας έχει σιδερένιο πυρήνα, ο οποίος μπορεί να είναι συμπαγής ή φτιαγμένος από διάτρητα ελάσματα για ευκολία στην κατασκευή. Στην περίπτωση λειτουργίας μεταβλητών στροφών, οι μηχανές αυτές

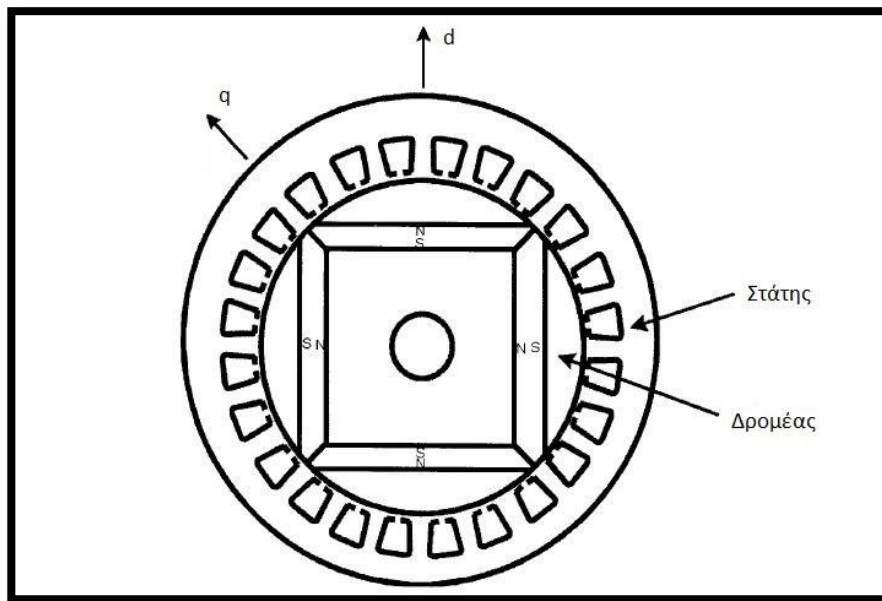
μπορεί να έχουν τύλιγμα κλωβού ή τύλιγμα απόσβεσης, κάτι που βέβαια προκαλεί πρόσθετες απώλειες λόγω αρμονικών. Εάν η μηχανή στρέφεται από εξωτερική πηγή, τα τυλίγματα του στάτη παράγουν συμμετρικές τριφασικές ημιτονοειδείς τάσεις. Καθώς η σχετική επιτρεπτότητα ενός μόνιμου μαγνήτη είναι πολύ κοντά στη μονάδα ( $\mu_r > 1$ ) και οι μαγνήτες τοποθετούνται στην επιφάνεια του δρομέα, το ενεργό εύρος διακένου της μηχανής είναι μεγάλο και η μηχανή δεν εμφανίζει εκτυπότητα. Αυτό συντελεί στον περιορισμό του φαινομένου της αντίδρασης τυμπάνου εξαιτίας της χαμηλής μαγνητίζουσας αντίδρασης[1].



Εικόνα 1. 3 Εγκάρσια τομή μηχανής επιφανειακών μαγνητών ημιτονοειδούς ροής

❖ **Εμφυτευμένων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής (Sinusoidal Interior Magnet Machine, IPMSM)**

Σε αντίθεση με μία μηχανή επιφανειακών μαγνητών, μία σύγχρονη μηχανή εσωτερικών ή εμφυτευμένων μαγνητών έχει τοποθετημένους τους μαγνήτες στο εσωτερικό του δρομέα. Παρ' ότι υπάρχουν διάφορες πιθανές γεωμετρίες, ένας τυπικός τρόπος τοποθέτησης των μαγνητών παρουσιάζεται στην εικόνα 1.4:



Εικόνα 1. 4 Εγκάρσια τομή μηχανής εμφυτευμένων μαγνητών ημιτονοειδούς ροής

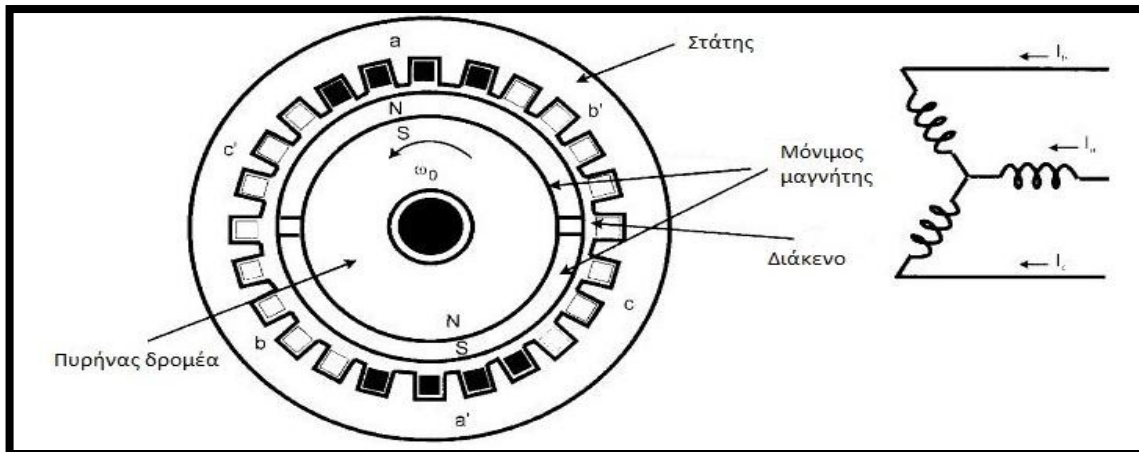
Ο στάτης έχει το συνηθισμένο τριφασικό ημιτονοειδές τύλιγμα. Η διαφορά στη γεωμετρία δίνει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά σε μια μηχανή εσωτερικών μαγνητών :

- Η μηχανή είναι πιο συμπαγής, επιτρέποντας πολύ υψηλότερη ταχύτητα λειτουργίας.
- Το ενεργό μήκος διακένου στον άξονα  $d$  είναι μεγαλύτερο από τον άξονα  $q$ , επομένως η μηχανή εμφανίζει εκτυπότητα και συγκεκριμένα ισχύει  $L_{dm} < L_{qm}$  (σε αντίθεση με μία τυπική σύγχρονη μηχανή τυλιγμένου πεδίου)<sup>1</sup>.
- Επικρατεί το φαινόμενο αντίδρασης τυμπάνου, καθώς το ενεργό εύρος διακένου είναι μικρό.

#### ❖ Επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής (Trapezoidal Surface Magnet Machine)

Μία σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής είναι μία μηχανή που δεν εμφανίζει εκτυπότητα, με επιφανειακούς μαγνήτες, όπως μία μηχανή ημιτονοειδούς ροής, με τη διαφορά ότι το τριφασικό τύλιγμα του στάτη (συνήθως συνδεδεμένο κατά αστέρα) έχει συγκεντρωμένα τυλίγματα πλήρους βήματος αντί για ημιτονοειδή κατανομή των τυλιγμάτων στο διάκενο της μηχανής. Η προσέγγιση της ημιτονοειδούς κατανομής στις μηχανές ημιτονοειδούς ροής επιτυγχάνεται με τη χρήση κλασματικού βήματος στα τυλίγματα του στάτη. Η εικόνα 1.5 δείχνει την εγκάρσια τομή μιας μηχανής τραπεζοειδούς ροής με τις τρεις φάσεις του στάτη να φαίνονται στα δεξιά. Η διπολική μηχανή της εικόνας 1.5 έχει κατάλληλο διάκενο για τη μείωση της κυμάτωσης της ροής, ενώ ο στάτης αποτελείται από 4 αγωγούς ανά πόλο και φάση.

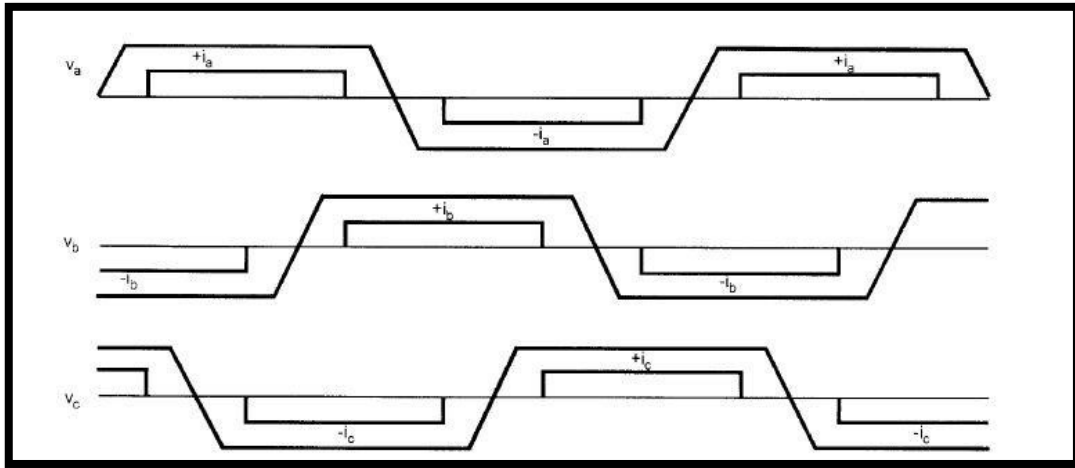
<sup>1</sup> Οι άξονες  $d$  και  $q$  αναφέρονται στην ανάλυση του δυναμικού μοντέλου του κινητήρα στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς που θα ακολουθήσει στην παράγραφο 1.2.3.



Εικόνα 1.5 Εγκάρσια τομή μηχανής επιφανειακών μαγνητών τραπεζοειδούς ροής

Καθώς η μηχανή περιστρέφεται, η ροή που διαρρέει ένα φασικό τύλιγμα μεταβάλλεται γραμμικά με το χρόνο, εκτός από τη στιγμή που το κενό ανάμεσα από τους μαγνήτες περνά από τον άξονα της φάσης. Εάν η μηχανή κινείται από εξωτερική πηγή, δηλαδή λειτουργεί ως γεννήτρια, οι φασικές τάσεις του στάτη θα έχουν συμμετρική τραπεζοειδή κυματομορφή, όπως φαίνεται στην εικόνα 1.6. Για αυτό το λόγο είναι απαραίτητη η χρήση ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα στους ακροδέκτες της μηχανής, έτσι ώστε να δημιουργεί ρεύμα έξι καταστάσεων (six step) στο κέντρο κάθε μισής περιόδου για την ανάπτυξη ροπής. Καθώς η χρήση του μετατροπέα είναι επιτακτική, συνήθως η μηχανή χρησιμοποιείται και σαν ηλεκτρονικός κινητήρας. Με τη βοήθεια επομένως ενός αντιστροφέα και ενός αισθητήρα θέσης (absolute position sensor) που τοποθετείται στον άξονα της μηχανής, τόσο οι τραπεζοειδείς μηχανές μονίμων μαγνητών όσο και οι ημιτονοειδείς, μπορούν να ελεγχθούν ώστε να λειτουργούν ως «μηχανές DC χωρίς ψήκτρες» (Brushless DC Motors, BLDC). Οι μηχανές τραπεζοειδούς ροής βέβαια μοιάζουν περισσότερο στην επίδοσή τους με DC μηχανές από ότι οι ημιτονοειδούς ροής.

Οι μηχανές τραπεζοειδούς ροής είναι απλές, κοστίζουν λίγο και έχουν λίγο μεγαλύτερη πυκνότητα ισχύος από ότι μια ημιτονοειδής μηχανή. Επιλέγονται κυρίως για συστήματα οδήγησης (drives) χαμηλής ισχύος (έως λίγα kW) που χρησιμοποιούνται σε σερβομηχανισμούς αλλά και σε συσκευές οικιακής χρήσης που πρέπει να αποφευχθούν οι μεταγωγείς μιας DC μηχανής.

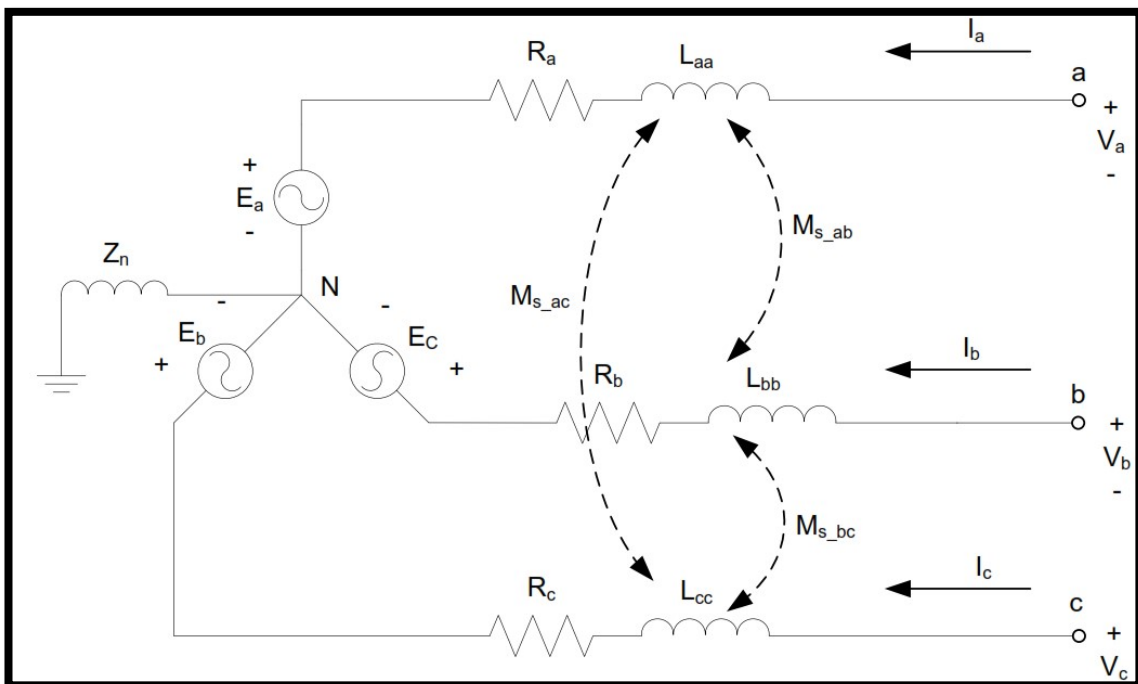


Εικόνα 1.6 Φασική τάση στάτη και κυματομορφές ρευμάτων σε μία μηχανή μονίμων μαγνητών τραπεζοειδούς ροής

### 1.2.2 ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΟΥΣ ΡΟΗΣ

Για την ανάλυση και τον έλεγχο της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών στην βιβλιογραφία συναντώνται δύο κυρίως μοντέλα. Το μοντέλο ανάλυσης σε φασικές συνιστώσες  $a, b, c$  που επιλέγεται κυρίως για μελέτη αρμονικών συνιστωσών, και το δυναμικό μοντέλο  $d-q$  που επιτρέπει την ανάλυση της μεταβατικής συμπεριφοράς της μηχανής και πάνω στο οποίο βασίζεται η υλοποίηση υψηλών επιδόσεων στρατηγικών ελέγχου για ΣΜΜΜ.

Στην συνέχεια παρουσιάζεται η ανάλυση του ανά φάση ισοδύναμου κυκλώματος της μηχανής από το οποίο έπειτα θα εξαχθεί με κατάλληλους



Εικόνα 1. 5 Ισοδύναμο κύκλωμα σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών σύμφωνα με το μοντέλο ανάλυσης σε φασικές συνιστώσες  $a, b$  και  $c$ .

μετασχηματισμούς το δυναμικό μοντέλο d-q.

Προτού πραγματοποιηθεί ανάλυση του παραπάνω μοντέλου, αναφέρεται ότι το μοντέλο αυτό εν συνεχεία χρησιμοποιείται στις διάφορες προσομοιώσεις που πραγματοποιούνται στο λογισμικό PSprice.

Οι εξισώσεις τάσεων του μοντέλου σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών έχουν ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d\psi_i}{dt} \quad (1.1)$$

Όπου :  $R_j$  η ωμική αντίσταση της φάσης  $i$

$i_i$  το ρεύμα της φάσης  $i$

$\psi_i$  η πεπλεγμένη ροή της φάσης  $i$ , με  $i=a,b,c$

Οι εξισώσεις των πεπλεγμένων ροών γράφονται:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ab}(\theta_e) & L_{bb}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) & L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta_e) \\ \psi_{mb}(\theta_e) \\ \psi_{mc}(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Όπου:  $L_{i,j}$  η αυτεπαγωγή του τυλίγματος της φάσης  $i$

$M_{i,j}$  η αμοιβαία επαγωγή μεταξύ των τυλιγμάτων των φάσεων  $i,j$

$\psi_{m,i}$  η ροή λόγω των μονίμων μαγνητών στην φάση  $i$

Εξαιτίας των φαινομένων κορεσμού και της μηχανικής κατασκευής της σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών οι αυτεπαγωγές και οι αμοιβαίες επαγωγές αποτελούν συνάρτηση της ηλεκτρικής γωνίας του δρομέα  $\theta_e$ . Η ηλεκτρική γωνία του δρομέα είναι στην πραγματικότητα η διεύθυνση της ροής του δρομέα (Βόρειος Πόλος των μαγνητών του δρομέα). Στην μηδενική γωνία, η διεύθυνση της ροής ταυτίζεται με αυτήν της φάσης  $a$ . Η σχέση μεταξύ της μηχανικής και της ηλεκτρικής γωνίας του κινητήρα δίνεται από την σχέση:

$$\theta_e = p \theta_{mech} \quad (1.3)$$

Όπου  $p$  είναι ο αριθμός των ζευγών πόλων της μηχανής.

Στην γενική τους περίπτωση οι επαγωγές της ΣΜΜΜ αποτελούνται από μια σταθερή συνιστώσα και ένα άθροισμα περιττών αρμονικών που σχετίζονται με την αλλαγή της γωνίας  $\theta_e$ .



Στην βιβλιογραφία όμως του ελέγχου κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος γίνονται οι εξής παραδοχές:

- Τα τυλίγματα του στάτη θεωρούνται τέλεια ημιτονοειδώς κατανεμημένα.
- Το αποτέλεσμα της διακριτής φύσης της κατασκευής του στάτη αμελείται. Συνεπώς τα τυλίγματα του στάτη θεωρείται ότι παράγουν ημιτονοειδή Μαγνητηγερετική Δύναμη.
- Στην περίπτωση των ΣΜΜΜ η ακτινική κατανομή πυκνότητας ροής που παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες είναι τέλεια ημιτονοειδή και η πεπλεγμένη ροή στον στάτη περιέχει μόνο την θεμελιώδη συνιστώσα.
- Η επίδραση του μαγνητικού κορεσμού αμελείται.

Με τις παραδοχές αυτές η μεταβολές των επαγωγών περιέχουν μόνο μία ημιτονοειδή συνιστώσα, και επειδή η επαγωγή κάθε φάσης είναι ελάχιστη όταν η ροή είναι σε ευθυγράμμιση με την φάση, έπεται ότι οι επαγωγές είναι συναρτήσεις της γωνίας  $2\theta_e$ . Εάν θεωρηθεί επίσης ημιτονοειδής κατανομή της εκτυπότητας οι αμοιβαίες επαγωγές και οι αυτεπαγωγές γράφονται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_e) \\ L_{bb}(\theta_e) \\ L_{cc}(\theta_e) \end{bmatrix} = L_0 + L_2 \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e) \\ \cos(2\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(2\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$\begin{bmatrix} M_{ab}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) \\ M_{bc}(\theta_e) \end{bmatrix} = M_0 + M_2 \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta_e + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Όπου  $L_0$  και  $M_0$  οι μέσες συνιστώσες των αυτεπαγωγών και των επαγωγών αντίστοιχα, και  $L_2$  και  $M_2$  τα πλάτη των ημιτονοειδών συνιστωσών. Για την περίπτωση των ΣΜΜΜ  $L_2 < 0$  και  $M_2 < 0$ .

Τέλος, η ροή που οφείλεται στους μόνιμους μαγνήτες  $\psi_{mi}$  είναι συνάρτηση της ηλεκτρικής γωνίας  $\theta_e$  του δρομέα και γράφεται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta_e) \\ \psi_{mb}(\theta_e) \\ \psi_{mc}(\theta_e) \end{bmatrix} = \psi_m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Υπό κενό φορτίο ( $i=0$ ), οι εξισώσεις των επαγόμενων Ηλεκτρεγερτικών Δυνάμεων διεγέρσεως προσδιορίζονται ως εξής :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a^{i=0} \\ V_b^{i=0} \\ V_c^{i=0} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ma} \\ \psi_{mb} \\ \psi_{mc} \end{bmatrix} = \psi_m \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \Rightarrow \quad (1.7)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\psi_m \cdot \omega_m \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Όπου  $\omega_m$  η μηχανική σύγχρονη ταχύτητα περιστροφής :  $\omega_m = \omega_{mech} = \omega_s = (2\pi f)/p$ ,  $p$  τα ζεύγη πόλων της μηχανής.

Από τις σχέσεις (1.1) έως (1.7) διαμορφώνονται οι τελικές εξισώσεις τάσεων ως εξής :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Η ηλεκτρομαγνητική ροπή δίνεται από τον τύπο :

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (1.9)$$

### 1.2.3 ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ d – q ΣΥΓΧΡΟΝΗΣ ΜΗΧΑΝΗΣ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ

Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα που αναπτύχθηκε στην προηγούμενη παράγραφο είναι προφανές ότι αποκτά μεγάλο βαθμό πολυπλοκότητας όταν αναφέρεται σε ένα κινούμενο σύστημα που οι αυτεπαγωγές των φάσεων του στάτη καθώς και οι αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ τους μεταβάλλονται συναρτήσει της γωνίας  $\theta_e$  του δρομέα. Συνεπώς για την ανάλυση ενός συστήματος οδήγησης ρυθμιζόμενης ταχύτητας θα πρέπει να αναπτυχθεί ένα μοντέλο που να μην περιλαμβάνει τις χρονομεταβλητές επαγωγές που προκύπτουν λόγω της ύπαρξης ηλεκτρικού κυκλώματος σε σχετική κίνηση και λόγω ηλεκτρικών κυκλωμάτων με μεταβλητές μαγνητικές αντιδράσεις.

Στην θεωρία και ανάλυση των συστημάτων εναλλασσομένου ρεύματος αποτελεί συχνή προσέγγιση η παρουσίαση των τριφασικών μεγεθών με μιγαδικούς

φασιθέτες (complex phasors). Στην συνέχεια επιχειρείται μια σύντομη εισαγωγή στην θεωρία των μιγαδικών αυτών φασιθετών που στην βιβλιογραφία ονομάζονται διανύσματα χώρου (space-vectors). Για πιο λεπτομερή ανάλυση συνίσταται στον αναγνώστη να ανατρέξει στα [1],[2].

Οποιοδήποτε τριφασικό μέγεθος  $x$  μπορεί να παρασταθεί σε ένα μιγαδικό φασιθέτη (διάνυσμα χώρου) με χρήση του μετασχηματισμού Park. Το μέγεθος  $x$  που μπορεί να είναι είτε η πεπλεγμένη ροή, είτε το ρεύμα, είτε η τάση, πολλαπλασιάζεται με τον πίνακα  $K$  του μετασχηματισμού για να μετατραπεί σε διάνυσμα χώρου  $x_\alpha + jx_\beta$ :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

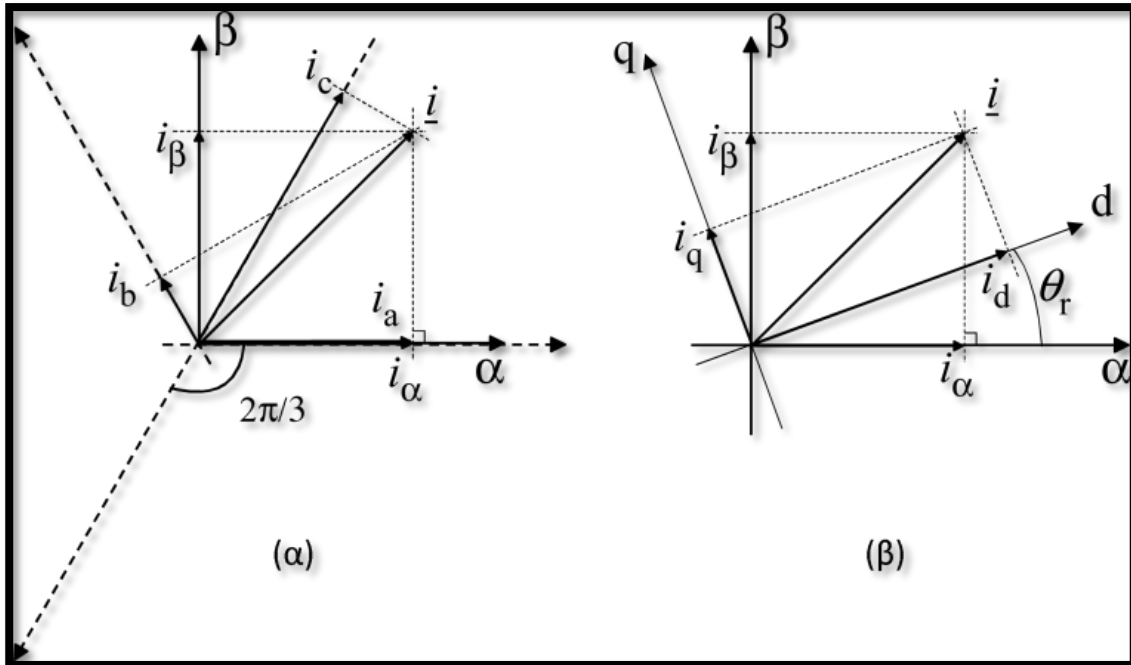
Για τον αντίστροφο μετασχηματισμό, χρησιμοποιείται ο αντίστροφος πίνακας  $K_{inv} = K^{-1}$ :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Στην σχέση (2.10) η γωνία  $\theta$  υποδηλώνει την γωνία μεταξύ του πραγματικού άξονα του μιγαδικού επιπέδου και της διεύθυνσης της φάσης  $a$ . Αυτή η γωνία του επιπέδου (πλαisiού) αναφοράς μπορεί να επιλεγεί ελεύθερα. Ο συντελεστής  $2/3$  στο μπροστινό μέρος του μετασχηματισμού αναφέρεται στην χρήση του απλού μετασχηματισμού συντεταγμένων όπου το μήκος του διανύσματος χώρου  $x_\alpha + jx_\beta$  είναι ίσο με την μέγιστη τιμή (peak value) του τριφασικού μεγέθους  $x$ . Τέλος, η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας  $x_0$  αποκτά μη μηδενικές τιμές σε αγείωτους κινητήρες συνδεσμολογίας αστέρα μόνο σε περιπτώσεις σφαλμάτων (π.χ. ασυμμετρίας των φάσεων), με τις οποίες δεν θα ασχοληθεί η παρούσα εργασία. Συνεπώς το  $x_0$  θα θεωρηθεί μηδενικό για την συνέχεια της εργασίας.

Για τον έλεγχο των ΣΜΜΜ οι τυπικές επιλογές για την γωνία του πλαisiού αναφοράς  $\theta$  είναι οι  $0$  και η ηλεκτρική γωνία  $\theta_e$  του δρομέα. Αν η γωνία είναι μηδενική ο μετασχηματισμός μεταφέρει τα μεγέθη στο πλαίσιο αναφοράς του στάτη όπου ο πραγματικός άξονας είναι ευθυγραμμισμένος με την φάση  $a$ . Επειδή η γωνία διατηρείται μηδέν το πλαίσιο αναφοράς ονομάζεται στατό πλαίσιο αναφοράς (Stationary reference frame) και ο μετασχηματισμός συναντάται στην βιβλιογραφία ως μετασχηματισμός Clarke (Clarke Transformation). Αν η γωνία του πλαisiού αναφοράς είναι η  $\theta_e$  ο πραγματικός άξονας του μιγαδικού επιπέδου του πλαisiού περιστρέφεται μαζί με τον δρομέα. Στην περίπτωση αυτή έχουμε μεταφορά των μεγεθών στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (Rotor reference frame).

Στην βιβλιογραφία έχει επικρατήσει ο μετασχηματισμός Park να θεωρείται ο μετασχηματισμός στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, ενώ μετασχηματισμός Clarke να αναφέρεται στην μεταφορά των μεγεθών στο στατό πλαίσιο αναφοράς.



Εικόνα 1. Μετασχηματισμοί διανύσματος ρεύματος: α) από το τριφασικό πλαίσιο αναφοράς στο διανυσματικό χώρο στατού πλαισίου αναφοράς  $\alpha$ - $\beta$  (Clarke Transformation), β) από το στατό πλαίσιο αναφοράς στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς  $d$ - $q$ . (Park Transformation)

Με την χρήση του μετασχηματισμού Park το μαθηματικό μοντέλο της ΣΜΜΜ απλοποιείται σημαντικά. Στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, με χρήση του μετασχηματισμού (1.10), οι εξισώσεις των τάσεων γίνονται:

$$u_d = R i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \quad (1.12)$$

$$u_q = R i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \quad (1.13)$$

Τα μεγέθη  $\psi_d$  και  $\psi_q$  υπολογίζονται από τον μετασχηματισμό της σχέσης (1.2) στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ως εξής:

$$\psi_d = \psi_m + L_d i_d \quad (1.14)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (1.15)$$

Όπου  $L_d = L_0 - M_0 + L_2/2 + M_2$  και  $L_q = L_0 - M_0 - L_2/2 - M_2$ .

Με αντικατάσταση των (1.14), (1.15) στις (1.12), (1.13) η εξίσωση τάσεων της ΣΜΜΜ μπορεί να γραφεί:

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \quad (1.16)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (\psi_m + L_d i_d) \quad (1.17)$$

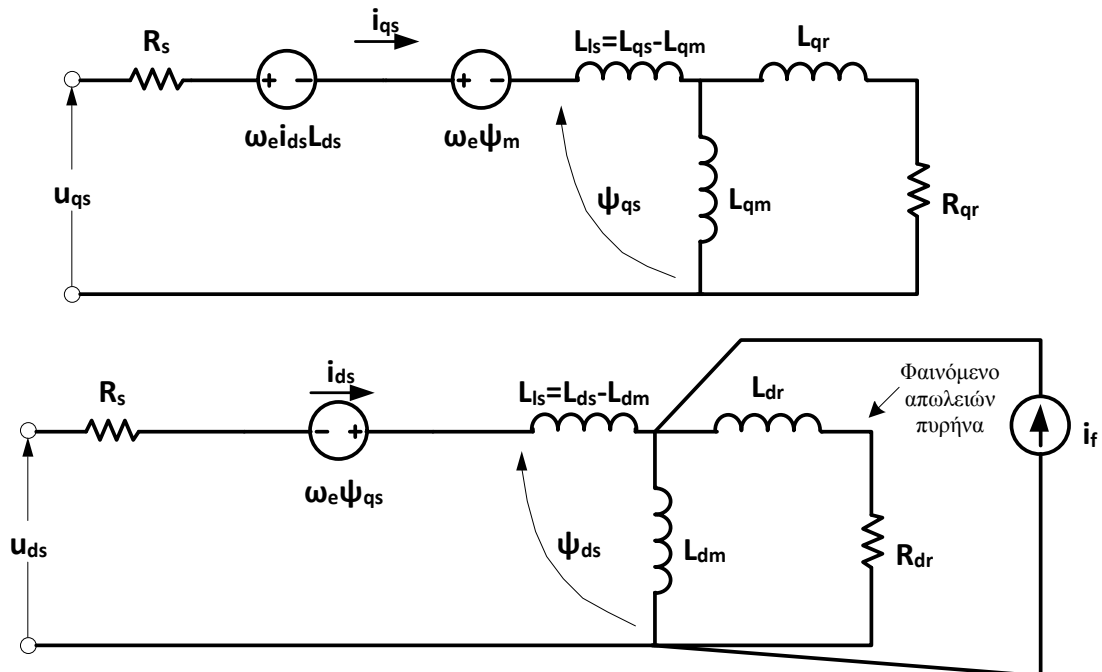
Η ηλεκτρομαγνητική ροπή ανηγμένη στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς γράφεται ως εξής:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1.18)$$

Στην γενική περίπτωση η ροπή φορτίου, η τριβή και η αδράνεια της ΣΜΜΜ μπορεί να αποτελούν συναρτήσεις του χρόνου, της θέσης του δρομέα, ή της γωνιακής ταχύτητας. Στην παρούσα εργασία όμως η αδράνεια  $J$  και οι συντελεστές τριβής θεωρούνται σταθερά κατά την διάρκεια όλων των δοκιμών. Συνεπώς η εξίσωση ηλεκτρομηχανικών ταλαντώσεων μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_{mech}}{dt} + F \omega_{mech} \quad (1.19)$$

Όπου  $T_L$  η ροπή φορτίου,  $J$  η αδράνεια της μηχανής,  $F$  ο συντελεστής τριβής.



Εικόνα 1. 7 Ισοδύναμα κυκλώματα σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς σύγχρονης μηχανής μονίμων μαγνητών. Το πεδίο των μαγνητών του δρομέα παράγει σταθερή ροή διέγερσης η οποία μπορεί να θεωρηθεί ότι παράγεται από ένα ισοδύναμο ρεύμα  $i_f$ :  $\psi_m = L_m i_f$

Τέλος, αξίζει να αναφερθεί ότι το παραπάνω μοντέλο ανάλυσης ισχύει τόσο για μηχανές εσωτερικών μαγνητών όσο και για μηχανές με επιφανειακούς μαγνήτες, αρκεί βέβαια να ανήκουν στην κατηγορία των μηχανών ημιτονοειδούς ροής. Η διαφορά μεταξύ των δύο προαναφερθέντων μηχανών έγκειται στην εκτυπότητα της πρώτης μηχανής, όπου  $L_d < L_q$  συγκριτικά με τη δεύτερη όπου λόγω ομοιόμορφου διακένου ισχύει  $L_d \cong L_q$ .

### 1.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

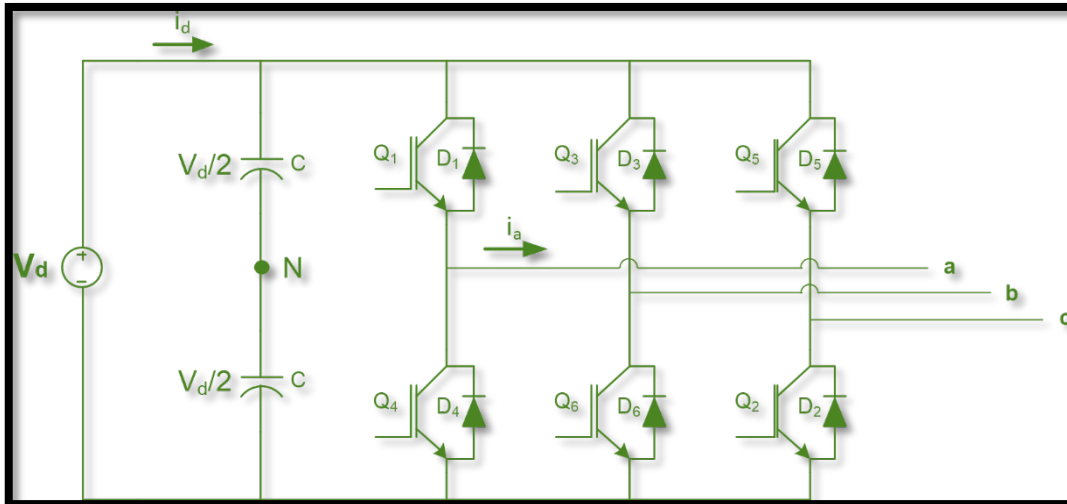
Ο αντιστροφέας πηγής τάσης, όπως υποδηλώνει και το όνομά του δέχεται στην είσοδό του συνεχή τάση (DC voltage) την οποία μετατρέπει σε εναλλασσόμενη μεταβλητού πλάτους και συχνότητας. Ιδανικά, απαιτεί στην είσοδό του μια ισχυρή πηγή τάσεως ή ισοδύναμα μια πηγή τάσεως με μηδενική αντίσταση στο ισοδύναμό κατά Thevenin κύκλωμα της, ικανή να παρέχει όποιο ρεύμα ζητηθεί διατηρώντας σταθερό το επίπεδο τάσεως. Με αυτό τον τρόπο οι τάσεις εξόδου του αντιστροφέα δεν εξαρτώνται από τις διακυμάνσεις του φορτίου αλλά καθορίζονται αποκλειστικά από τις εντολές ελέγχου. Στους μετατροπείς πηγής τάσεως, τα διακοπτικά στοιχεία παραμένουν πάντα ορθά πολωμένα (forward-biased) λόγω της DC τάσεως τροφοδοσίας γι' αυτό και μπορεί να είναι είτε GTOs (Gate Turn Off thyristors), είτε BJTs (Bipolar Junction Transistors), IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistors), είτε IGSTs (Integrated Gate Commutated Thyristors), είτε όπως στη δική μας εφαρμογή power MOSFETs (power Metal-oxide semiconductor field effect transistors). Τα διακοπτικά στοιχεία συνοδεύονται πάντα από μια δίοδο ελεύθερης διέλευσης (στα διακοπτικά που έχουν επιλεχθεί για την εφαρμογή αυτή, η δίοδος ελεύθερης διέλευσης είναι ενσωματωμένη στο ημιαγωγό στοιχείο ) που συνδέεται αντιπαράλληλα με αυτά και επιτρέπει την αντίστροφη ροή ρεύματος (τη ροή ρεύματος και ισχύος από τον κινητήρα προς την πηγή ισχύος).

Η πλέον τυπική και απλούστερη τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσεως στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας είναι αυτή της εικόνας 1.10. Πρόκειται για αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων που παράγει έξι επίπεδα τάσεως στους ακροδέκτες του φορτίου (όμοια τοπολογία με αυτή, χρησιμοποιείται και στο δικό μας αντιστροφέα).

Το κύκλωμα αποτελείται από τρεις ημιγέφυρες (μία για κάθε φάση) και κάθε ημιγέφυρα αποτελείται από 2 ημιαγωγούς, στα άκρα των οποίων έχουν συνδεθεί αντιπαράλληλες δίοδοι (δίοδοι ελεύθερης διέλευσης), για να επιτρέπεται η αντίστροφη ροή ισχύος. Ως αναφορά των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα λαμβάνεται η μεσαία λήψη της DC τάσεως εισόδου η οποία μπορεί να δημιουργηθεί με τη βοήθεια χωρητικού καταμεριστή (δύο ίδιοι πυκνωτές σε σειρά) που συνδέεται παράλληλα στη DC τάση ( Οι πυκνωτές αυτοί δεν έχουν κάποια πρακτική αξία, χρησιμοποιούνται καθαρά και μόνο για μετρητικούς και πειραματικούς σκοπούς).

Το αποτέλεσμα της τάσης εξόδου εξαρτάται από την σειρά και τον τρόπο με τον οποίο ανοιγοκλείνουν οι διακόπτες. Ο έλεγχος των διακοπών γίνεται με κατάλληλους παλμούς τάσης στην είσοδο τους, παραγόμενους από τον αλγόριθμο ελέγχου, και οι οποίοι καθορίζουν την διάρκεια αγωγής κάθε διακόπτη. Υπάρχουν

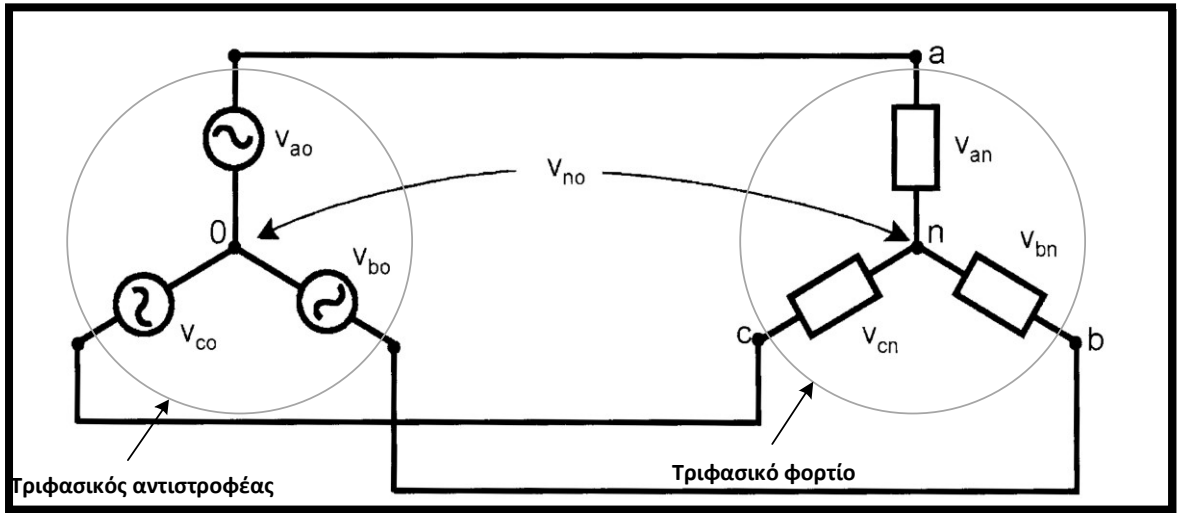
$2^3 = 8$  συνδυασμοί στη λειτουργία των διακοπτικών στοιχείων. Ωστόσο, οι διακόπτες που βρίσκονται σε κοινό κλάδο της γέφυρας δεν επιτρέπεται να κλείσουν ταυτοχρόνως καθώς τότε θα έχει βραχυκυκλωθεί η DC τροφοδοσία. Η λειτουργία των αλγορίθμων ελέγχου βασίζεται στο ότι κάθε στιγμή επιλέγεται ο καταλληλότερος από τους 8 παραπάνω συνδυασμούς που θα επιτρέψει στη τάση του αντιστροφέα να προσεγγίσει βέλτιστα την αναφορά (επιθυμητή τάση).



Εικόνα 1. 8 Συνδεσμολογία τριφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, με χωρητικό καταμεριστή στην είσοδό του για τη δημιουργία σημείου αναφοράς των τάσεων του αντιστροφέα

Πρέπει να τονισθεί ότι η τάση εξόδου κάθε ημιγέφυρας του αντιστροφέα εξαρτάται μόνο από την τάση τροφοδοσίας  $V_d$  και την κατάσταση των ημιαγωγών διακοπών. Αυτό σημαίνει ότι είναι ανεξάρτητη του ρεύματος φορτίου, καθώς πάντοτε θα άγει ένας από τους δύο διακόπτες της ημιγέφυρας. Έτσι το ρεύμα εξόδου μπορεί να έχει οποιαδήποτε κατεύθυνση, ανεξάρτητα από την πολικότητα της τάσης εξόδου. Η υπόθεση ότι άγει πάντοτε ένας από τους δύο διακόπτες συνιστά εξιδανίκευση των ημιαγωγών, καθώς στην πράξη χρησιμοποιείται ένα κενό διάστημα (blanking time ή dead time), όπου κανείς από τους δύο δεν άγει, για λόγους προστασίας. Το διάστημα αυτό μπορεί να ρυθμίζεται είτε από τον κώδικα του μικροεπεξεργαστή, είτε από κάποια αναλογική είσοδο των drivers των MOSFETS με χρήση καρταμεριστών τάσης.

Ένα ακόμα ζήτημα που χρήζει ιδιαίτερης προσοχής είναι η σύνδεση του αντιστροφέα με τον κινητήρα (τριφασικό φορτίο). Στις εφαρμογές συστημάτων κίνησης ο ουδέτερος κόμβος της ηλεκτρικής μηχανής είναι απομονωμένος. Στην περίπτωση αυτή μεταξύ των σημείων  $n$  και  $0$ , όπως φαίνονται στην εικόνα 1.11, εμφανίζονται περιττές αρμονικές πολλαπλάσιες του 3 (3η, 9η, 15η κτλ), οι οποίες αποτελούν τις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας της τροφοδοσίας.



Εικόνα 1. 9 Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα και τριφασικού φορτίου σε συνδεσμολογία αστέρα με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο [3]

Εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στους βρόχους ο-a-n, ο-b-n, ο-c-n λαμβάνουμε τις εξής σχέσεις:

$$v_{a0} = v_{an} + v_{n0} \quad (1.20)$$

$$v_{b0} = v_{bn} + v_{n0} \quad (1.21)$$

$$v_{c0} = v_{cn} + v_{n0} \quad (1.22)$$

και επειδή οι φασικές τάσεις του φορτίου είναι συμμετρικές, δηλαδή  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ , προσθέτοντας κατά μέλη τις σχέσεις (1.20) – (1.22) προκύπτει:

$$3v_{n0} = v_{a0} + v_{b0} + v_{c0} \quad (1.23)$$

Ή

$$v_{n0} = \frac{1}{3}(v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}) \quad (1.24)$$

Τέλος, αντικαθιστώντας την σχέση (1.24) στις (1.20) – (1.22) προκύπτουν αντίστοιχα:

$$v_{an} = \frac{2}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{c0} \quad (1.25)$$

$$v_{bn} = \frac{2}{3}v_{b0} - \frac{1}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}v_{a0} \quad (1.26)$$



$$v_{cn} = \frac{2}{3}v_{c0} - \frac{1}{3}v_{a0} - \frac{1}{3}v_{b0} \quad (1.27)$$

## 1.4 ΤΕΧΝΙΚΗ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Έχοντας παρουσιάσει επιγραμματικά την τοπολογία ενός τριφασικού αντιστροφέα 2-επιπέδων, θα αναλυθούν ακολούθως οι τεχνικές ελέγχου της τάσης εξόδου αυτού και πιο συγκεκριμένα με την τεχνική Διαμόρφωσης Εύρους Παλμού που είναι και αυτή που χρησιμοποιήθηκε στον παρόντα αντιστροφέα.

Ούσα μια από τις πιο συχνά εφαρμοζόμενες τεχνικές, η τεχνική PWM, αποτελεί την πιο επιτυχημένη μέθοδο, εξαιτίας των υψηλών επιδόσεων της, της απλότητας, του γεγονότος ότι η διακοπτική συχνότητα είναι σταθερή αλλά και της εύκολης ψηφιακής και αναλογικής υλοποίησης της. Η τεχνική PWM βασίζεται στη σύγκριση ενός σήματος αναφοράς συχνότητας  $f_r$ , συνήθως ημιτονοειδές, με ένα φέρον σήμα τριγωνικής μορφής συχνότητας  $f_c$ . Όταν το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο ή μικρότερο από το φέρον, ορισμένοι ημιαγωγοί άγουν και άλλοι σβήνουν, και αντίστροφα. Καθώς ο μετατροπέας είναι εγγενώς ένα μη-γραμμικό σύστημα, η κυματομορφή εξόδου είναι ένα διακοπτικό σήμα με όλα τα πιθανά επίπεδα τάσης του μετατροπέα.

Το αρμονικό φάσμα της περιέχει τη βασική αρμονική η οποία ταυτίζεται με αυτή του σήματος αναφοράς και αρμονική παραμόρφωση η οποία εστιάζεται γύρω από τη συχνότητα  $f_c$  (και τα πολλαπλάσιά της) εξαιτίας της διακοπτικής λειτουργίας. Ο λόγος συχνότητων  $F_{nc} = f_c/f_r$  ορίζεται ως κανονικοποιημένη συχνότητα φορέα και θα πρέπει να είναι αρκετά υψηλός (συνήθως μεγαλύτερος του 10) ώστε να αποφεύγεται η εμφάνιση αρμονικών χαμηλής τάξης οι οποίες φιλτράρονται δύσκολα και προκαλούν ακουστικό θόρυβο. Ωστόσο, αν ο λόγος  $m_f$  είναι πολύ υψηλός τότε αυξάνονται αντίστοιχα και οι διακοπτικές απώλειες.

Στη βασική της μορφή η τεχνική PWM μπορεί να είναι διπολική (bipolar) ή μονοπολική (unipolar) παράγοντας μια κυματομορφή τάσης δύο ή τριών επιπέδων αντίστοιχα, χρησιμοποιώντας ένα σήμα αναφοράς και ένα φέρον (bipolar PWM) ή ένα σήμα αναφοράς και δύο φέροντα (unipolar PWM). Για παράδειγμα στην περίπτωση τριφασικού μετατροπέα VSI δύο επιπέδων η εφαρμογή διπολικής PWM τεχνικής θα δώσει στην έξοδο διακοπτικό σήμα τάσης με τιμές  $-V_{dc}/2$  και  $V_{dc}/2$ . Από την άλλη στην περίπτωση πλήρους γέφυρας με εφαρμογή μονοπολικής PWM το σήμα εξόδου παίρνει τις τιμές  $-V_{dc}/2$ , 0 και  $V_{dc}/2$ .

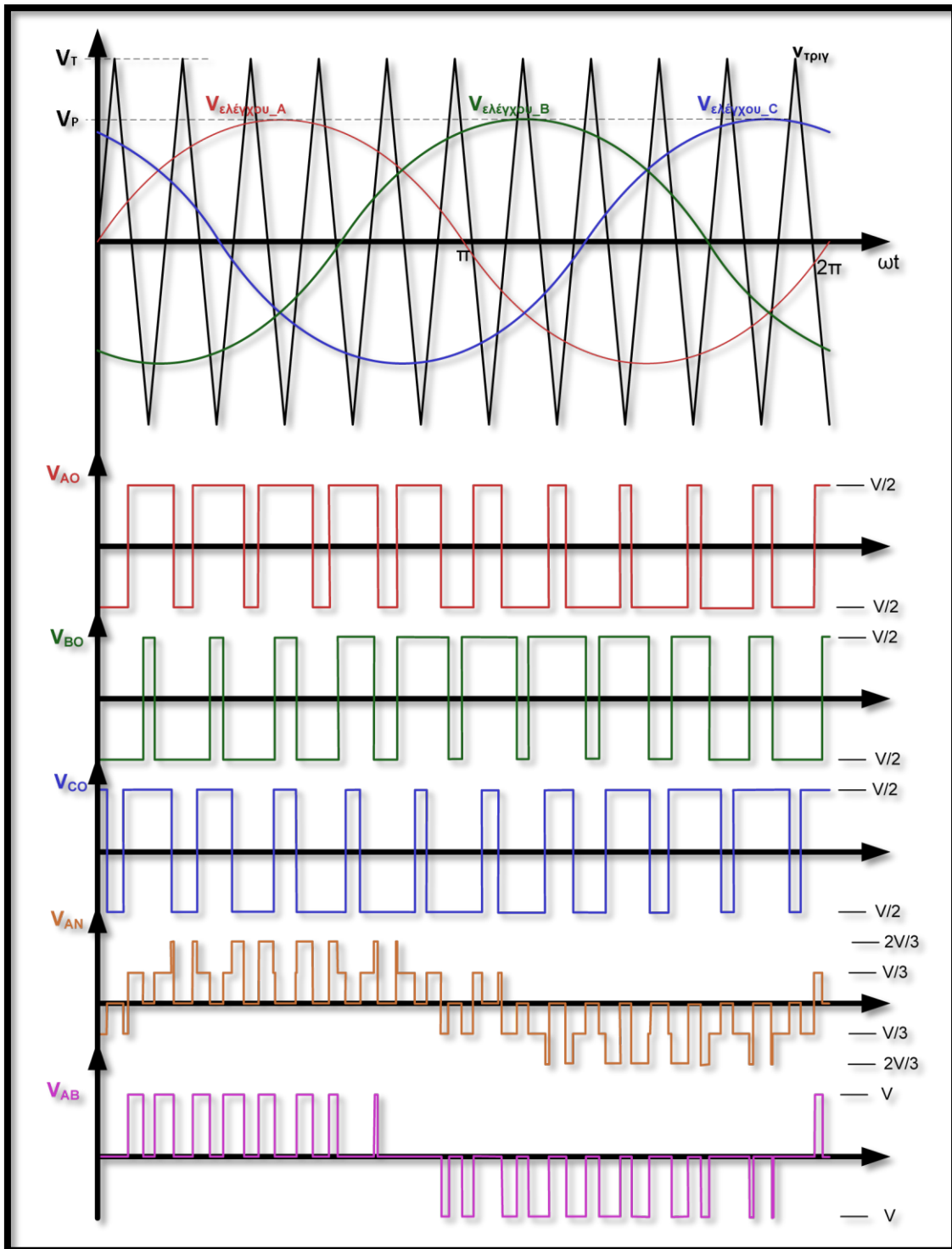
### ❖ Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal PWM)

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών συναντάται στην βιβλιογραφία σε πολλές παραλλαγές με βάση την μορφή του σήματος αναφοράς  $f_r$ . Ωστόσο, η ημιτονοειδής διαμόρφωση παλμών αποτελεί την πιο διαδεδομένη τεχνική στις βιομηχανικές εφαρμογές, αφού επιτυγχάνει έλεγχο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα με παράλληλη μείωση των αρμονικών συνιστωσών και μετατόπιση της κυριαρχούσας ανώτερης αρμονικής σε σχέση με την θεμελιώδη (έτσι ώστε να διευκολύνεται το φιλτράρισμά της).

Η **αρχή λειτουργίας** της βασίζεται στην σύγκριση συμμετρικού υψίσυχνου τριγωνικού φέροντος συχνότητας  $f_c$  με τρεις κυματομορφές διαμόρφωσης (κυματομορφές αναφοράς) συχνότητας  $f$ . Το τριγωνικό φέρον επιλέγεται κατάλληλα όπως θα αναλυθεί στην συνέχεια ενώ οι κυματομορφές αναφοράς που διαφέρουν κατά γωνία  $2\pi/3$  συνιστούν την επιθυμητή κάθε φορά τροφοδοσία του φορτίου. Η μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων καθορίζεται από τα σημεία τομής της τριγωνικής κυματομορφής και των κυματομορφών αναφοράς.

Στην εικόνα 1.12, φαίνεται η παραγωγή της πολικής τάσεως  $V_{ab}$  καθώς και της φασικής τάσεως  $V_{an}$  με το εύρος των παλμών της να μεταβάλλεται ημιτονοειδώς, ώστε η θεμελιώδης συνιστώσα της κυματομορφής να έχει συχνότητα  $f$  και πλάτος ανάλογο του πλάτους της κυματομορφής αναφοράς. Ορίζοντας ως  $\hat{V}_P$  το πλάτος των κυματομορφών αναφοράς, και  $\hat{V}_T$  το πλάτος του τριγωνικού φέροντος (σταθερό) ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους, ή **συντελεστής διαμόρφωσης** ορίζεται ως:

$$m_f = \frac{\hat{V}_P}{\hat{V}_T} \quad (1.28)$$



Εικόνα 1. 10 Τάσεις λειτουργίας τριφασικών αντιστροφών με διαμόρφωση SPWM [4]

Τα σημεία τομής των κυματομορφών αναφοράς με την κυματομορφή φέροντος, καθορίζουν την αγωγή ή μη των ημιαγωγών διακοπών. Για παράδειγμα, θα μελετηθεί η πρώτη ημιγέφυρα του τριφασικού αντιστροφέα στην εικόνα 1.10. Με βάση όσα προαναφέρθηκαν, θα ισχύουν τα εξής για τα στοιχεία Q1, Q4 και για τη φασική τάση εξόδου  $V_{ao}$  του αντιστροφέα :

$$V_{a0}^* > V_T, \quad \acute{\alpha}\gamma\epsilon\iota \text{ ο } Q_1, \quad V_{a0} = \frac{1}{2}V_d \quad (1.29)$$

$$V_{a0}^* < V_T, \quad \acute{\alpha}\gamma\epsilon\iota \text{ ο } Q_4, \quad V_{a0} = -\frac{1}{2}V_d \quad (1.30)$$

Αφού οι δύο διακόπτες δεν άγουν ταυτόχρονα (ταυτόχρονη αγωγή θα προκαλούσε βραχυκύκλωμα στους ακροδέκτες της πηγής τάσης), η τάση εξόδου  $V_{a0}$  κυμαίνεται μεταξύ δύο τιμών ( $1/2 V_d$  και  $-1/2 V_d$ ). Είναι φανερό ότι οι διακόπτες αυτοί λειτουργούν συμπληρωματικά. Στην πράξη, μεσολαβεί ένα «νεκρό διάστημα» (**dead time**) ασφαλείας κατά τη μεταγωγή των δύο ημιαγωγών, στο οποίο δεν άγει κανείς από τους δύο.

Η ανάλυση **Fourier** της τάσεως  $V_{a0}$  δίνει την εξής έκφραση :

$$u_{a0} = 0.5m_f V_d \sin(\omega t + \varphi) + \nu\psi\text{ίσυχνοι όροι } (M\omega c \pm N\omega) \quad (1.31)$$

όπου  $m_f$  ο συντελεστής διαμόρφωσης,  $\omega$  η θεμελιώδης κυκλική συχνότητα σε rad/s και  $\varphi$  η μετατόπιση φάσεως της εξόδου η οποία προκύπτει συναρτήσεως της θέσεως του σήματος διαμόρφωσης (αναφοράς). Οι M και N είναι ακέραιοι με άθροισμα περιττό ακέραιο.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης αποτελεί πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό της λειτουργίας του αντιστροφέα. Ιδανικά μεταβάλλεται από 0 έως 1 έτσι ώστε η συσχέτιση μεταξύ του σήματος διαμόρφωσης και της εξόδου του αντιστροφέα να είναι γραμμική, μάλιστα στις περισσότερες εφαρμογές όπου είναι επιθυμητή η ημιτονοειδής έξοδος, συνηθίζεται η σχεδίαση να γίνεται έτσι ώστε στην ονομαστική τάση εξόδου, να ισούται με **0,8**. Να σημειωθεί ότι στην περιοχή της γραμμικής συσχέτισης, ο αντιστροφέας συμπεριφέρεται ως **γραμμικός ενισχυτής** με κέρδος:

$$G = \frac{0.5 m_f V_d}{V_p} = 0.5 \frac{V_d}{V_T} \quad (1.32)$$

Για  $m_f = 1$  η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους τάσεως είναι  $0,5V_d$ , που είναι το 78,55% της τιμής κορυφής για λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Με κατάλληλη μίξη τρίτων αρμονικών με το σήμα διαμόρφωσης αυτό το ποσοστό ανεβαίνει στο 90,7%. Για  $m_f = 0$  η έξοδος του αντιστροφέα είναι τετραγωνικός παλμός με Duty Cycle=50% (συντελεστής χρησιμοποίησης 0,5) και συχνότητα αυτή του υψίσυχνου φέροντος. Προφανώς η μέση τιμή της κυματομορφής εξόδου εδώ είναι μηδενική.

Η ανάλυση Fourier υποδεικνύει την παρουσία αρμονικών ανώτερης τάξης που βρίσκονται σε περιοχές συχνοτήτων κοντά στην διακοπτική και τα πολλαπλάσιά της. Η παρουσία **αρμονικών** στην κυματομορφή εξόδου είναι αναπόφευκτη λόγω της μη γραμμικότητας των διακοπτικών στοιχείων, ωστόσο, η λειτουργία με διαμόρφωση SPWM δίνει το εξής πλεονέκτημα: οι αρμονικές βρίσκονται σε συχνότητες ίσες και πολλαπλάσιες αυτής του τριγωνικού φέροντος

και ως εκ τούτου μπορούν να ελεγχθούν, ενώ οι αρμονικές χαμηλής τάξεως απουσιάζουν.

Στα σύγχρονα συστήματα οδήγησης επικρατεί η τάση διαρκούς αύξησης της **διακοπτικής συχνότητας** των ημιαγωγικών στοιχείων για την μείωση των απωλειών πυρήνα του κινητήρα, και συνεπώς η αύξηση της συχνότητας του τριγωνικού φέροντος με αποτέλεσμα την αύξηση της συχνότητας των αρμονικών στις κυματομορφές εξόδου. Με τον τρόπο αυτό όλο και μικρότερα (και φθηνότερα) φίλτρα χρειάζονται για την καταστολή των αρμονικών. Ωστόσο η διαρκής αύξηση της διακοπτικής συχνότητας εμφανίζει και αρνητικά φαινόμενα στα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας, κυρίως όσον αφορά στις απώλειές τους. Για τον λόγο αυτό η επιλογή της τελευταίας πρέπει να αποτελεί το αποτέλεσμα συμβιβασμού που θα δίνει τις ελάχιστες συνολικές απώλειες στο σύστημα αντιστροφέα – κινητήρα.

Οι αρμονικές συνιστώσες των πολικών τάσεων εξόδου μπορούν να υπολογιστούν με παρόμοιο τρόπο από τον Πίνακα 1.1, λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι εξαλείφονται κάποιες από αυτές ανάλογα με την επιλογή του συντελεστή  $m_f$ . Οι κανονικοποιημένες τιμές πλάτους της κάθε αρμονικής ως προς την τάση εισόδου, ανάλογα το συντελεστή διαμόρφωσης, φαίνονται στον παρακάτω πίνακα :

$M_f$	0.2	0.4	0.6	0.8	1
<b>Τάξη Αρμονικής</b>	Κανονικοποιημένη τιμή πλάτους αρμονικής ως προς την τάση εισόδου $V$				
<b>Βασική</b>	0.173	0.346	0.520	0.693	0.866
<b><math>F_{nc} \pm 2</math></b>	0.013	0.053	0.114	0.190	0.275
<b><math>2F_{nc} \pm 1</math></b>	0.165	0.282	0.321	0.272	0.086

Πίνακας 1. 1 Κανονικοποιημένη τιμή πλάτους αρμονικής ως προς την τάση εισόδου ανάλογα την τάξη αρμονικής [5]

Από τον παραπάνω πίνακα προκύπτουν τα ακόλουθα αποτελέσματα :

1. Η ενεργός τιμή της βασικής αρμονικής συνιστώσας της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα :

$$\tilde{V}_{RS,1} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} VM_f \quad (1.33)$$

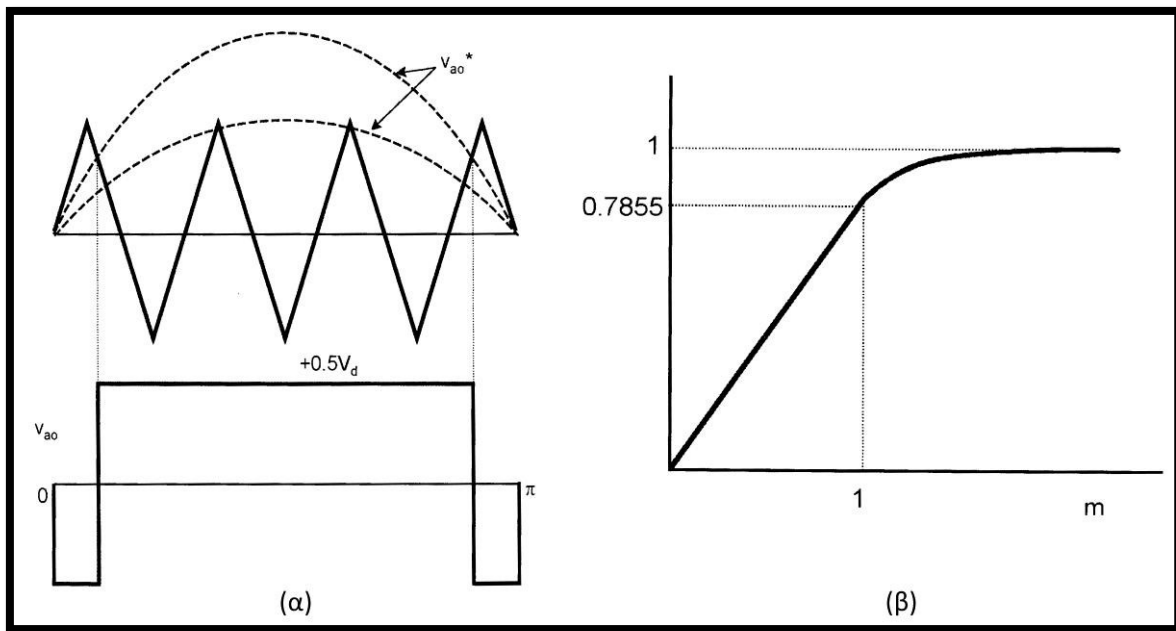
2. Η τάξη της επικρατούσας ανώτερης αρμονικής συνιστώσας, καθώς και το πλάτος της, για τη χειρότερη περίπτωση λειτουργίας του αντιστροφέα (υπερδιαμόρφωση) η οποία υπολογίζεται ανεξάρτητα από την τιμή του  $M_f$ .

$$d = F_{nc} - 2 \quad (1.34)$$

$$\hat{V}_{(RS,d)max} = 0.27 \text{ Volts} \quad (1.35)$$

Στην περίπτωση που ο δείκτης διαμόρφωσης υπερβεί τη μονάδα ( $m_a > 1$ ) ο αντιστροφέας μπαίνει στην περιοχή **υπερδιαμόρφωσης**. Η λειτουργία του

τότε περιγράφεται στην εικόνα 1.13, με τον τελευταίο να λειτουργεί εν μέρει με διαμόρφωση SPWM καθώς στα κεντρικά τμήματα των τάσεων αναφοράς παράγονται αντίστοιχες κυματομορφές που έχουν μορφή τετραγωνικού παλμού με τις αρνητικές εγκοπές να απουσιάζουν. Ο αντιστροφέας εμφανίζει τότε έντονη μη γραμμική λειτουργία με αποτέλεσμα την εμφάνιση αρμονικών χαμηλής τάξεως. Στο όριο, με τον συντελεστή διαμόρφωσης να αυξάνει ακόμα περισσότερο, οδηγούμαστε σε λειτουργία τετραγωνικού παλμού, με δύο μεταγωγές των διακοπτικών στοιχείων ανά περίοδο (καθώς η κυματομορφή αναφοράς περνάει από τα θετικά στα αρνητικά και αντίστροφα) και μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας του τετραγωνικού παλμού εξόδου ίση με  $4V_d/2\pi$ .



Εικόνα 1. 11 Λειτουργία στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης: α) κυματομορφές διαμόρφωσης για γωνία 0-π rad. Για  $\pi - 2\pi$  rad η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι όμοια με αυτή από 0-π rad με ανεστραμμένη πολικότητα. β) χαρακτηριστική ανηγμένου πλάτους ως προς τον συντελεστή διαμόρφωσης. Για τιμές του συντελεστή διαμόρφωσης κοντά στη μονάδα παρατηρείται έντονη μη γραμμικότητα [3]

## 1.5 ΥΠΟΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Έχοντας παρουσιάσει κάποιες απαραίτητες θεωρητικές γνώσεις για τους τριφασικούς αντιστροφέας, θα ακολουθήσει μία σύντομη παρουσίαση/περιγραφή των συστημάτων του παρόντος αντιστροφέα, προτού συνεχιστεί η περαιτέρω ανάλυση της σχεδίασης και της κατασκευής.

### 1.5.1 ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

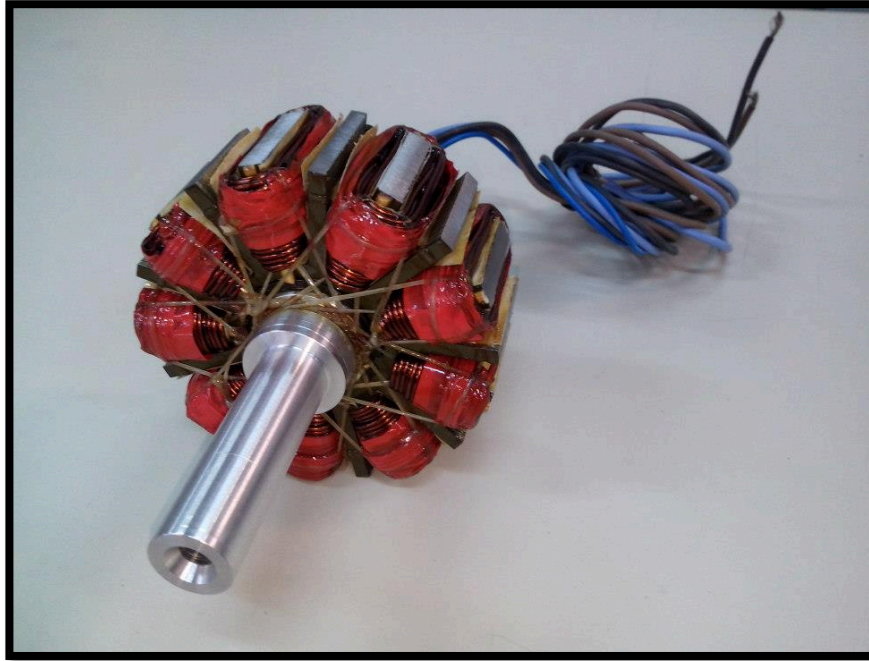
Ο ηλεκτρονικός μετατροπέας, εν προκειμένω ο αντιστροφέας, αποτελείται από τρία διακριτά μέρη. Την DC είσοδο ισχύος, τη μονάδα ελέγχου και επεξεργασίας και τη μονάδα AC εξόδου ισχύος.

- Στην DC είσοδο του αντιστροφέα θα συνδεθούν οι μπαταρίες τροφοδοσίας του οχήματος. Πιο συγκεκριμένα πρόκειται για 2 racks μπαταριών συνδεδεμένα παράλληλα, αποτελούμενα από 14 μπαταρίες σε σειρά το καθένα. Κάθε cell χαρακτηρίζεται από τάση εξόδου 3,3Volts και χωρητικότητα 2,5Ah. Επομένως στο σύνολο της παραπάνω συνδεσμολογίας έχουμε **46,2Volts** και 5Ah. Οι μπαταρίες αυτές είναι της εταιρίας A123, τεχνολογίας λιθίου-ιόντων και η απόδοση τους φτάνει το 95%.



*Εικόνα 1. 12 Μπαταρία τροφοδοσίας του αντιστροφέα*

- Στην AC τριφασική έξοδο του αντιστροφέα θα συνδεθεί ο κινητήρας του οχήματος. Πρόκειται για έναν δεκαεξαπολικό, τριφασικό Σύγχρονο Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών, εξωτερικού δρομέα, ο οποίος είναι ενσωματωμένος στο εσωτερικό του πίσω τροχού (in-wheel motor). Αυτό έχει το πλεονέκτημα του μικρότερου βάρους του συνόλου της κατασκευής του κινητήριου συστήματος καθώς και τη μη ύπαρξη απωλειών λόγω μετάδοσης της κίνησης μέσω μάντα ή αλυσίδας. Τα βασικότερα τεχνικά χαρακτηριστικά του κινητήρα είναι η ονομαστική ισχύς του που είναι στα **300 Watt** καθώς και οι ονομαστικές στροφές του που είναι στις 400 ΣΑΛ..



Εικόνα 1. 13 Ο κινητήρα τον οποίο θα τροφοδοτήσει ο αντιστροφέας

- Τέλος η μονάδα ελέγχου είναι το σύνολο των ημιαγωγών διακοπτικών στοιχείων τεχνολογίας MOSFET, μαζί με τα κατάλληλα Drivers οδήγησης αυτών και την αντίστοιχη μονάδα σημάτων εξόδου PWM του μικροεπεξεργαστή που χρησιμοποιήθηκε.

### 1.5.2 ΜΕΤΡΗΤΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

Κατά τη σχεδίαση του αντιστροφέα, μεγάλη έμφαση δόθηκε στα μετρητικά του υποσυστήματα. Οι βασικότεροι λόγοι για τους οποίους έγινε αυτό, είναι αρχικά η μεγάλη ανάγκη για τηλεμετρία, κάτι το οποίο θα αναλυθεί εκτενέστερα στη συνέχεια, και κατά δεύτερον η εξίσου μεγάλη ανάγκη για μελλοντική εφαρμογή διανυσματικού ελέγχου ( Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC) κτλ.).

Έτσι ο αντιστροφέας είναι εφοδιασμένος με δύο μετρητικά έντασης και ένα μετρητικό τάσης. Τα μετρητικά έντασης είναι στις φάσεις S, T (οι τρεις φάσεις συμβολίζονται με R, S, T αντιστοίχως), ενώ το μετρητικό τάσης μετράει την πολική τάση μεταξύ των ιδίων. Επομένως ουσιαστικά έχουμε τα  $I_S$ ,  $I_T$  και  $V_{ST}$ .

Ο λόγος για τον οποίο επιλέχθηκαν αυτά τα μεγέθη, είναι ότι στα πλαίσια του ελέγχου θα χρειαστούν μόνο τα 2 ρεύματα, ενώ η τάση θα χρησιμοποιηθεί στα πλαίσια της τηλεμετρίας. Βεβαίως υπάρχουν και έλεγχοι οι οποίοι ως ανάδραση και αναφορά για τον έλεγχο τους χρησιμοποιούν τάσεις (συνήθως 2 πολικές), αλλά στην πληθώρα τους οι διανυσματικοί και μη έλεγχοι χρησιμοποιούν ρεύματα. Έτσι επιλέχθηκαν δύο ρεύματα, καθώς το τρίτο προκύπτει από τη γνωστή συνθήκη :



$$I_R + I_S + I_T = 0 \quad (1.36)$$

Μαζί με αυτά επιλέχθηκε και η πολική τάση των δύο φάσεων των οποίων μετριοούνται και τα ρεύματα. Η επιλογή αυτή δεν ήταν τυχαία διότι θεωρήθηκε ότι μελετώντας δύο ρεύματα καθώς και την πολική τάση μεταξύ αυτών, θα υπάρχει ακριβέστερη εποπτεία της κατάστασης λειτουργίας του κυκλώματος καθώς και της μεταφερόμενης ισχύος. Κύρια αιτία της θεώρησης αυτής είναι οι διάφορες πιθανές ασυμμετρίες του εκάστοτε φορτίου.

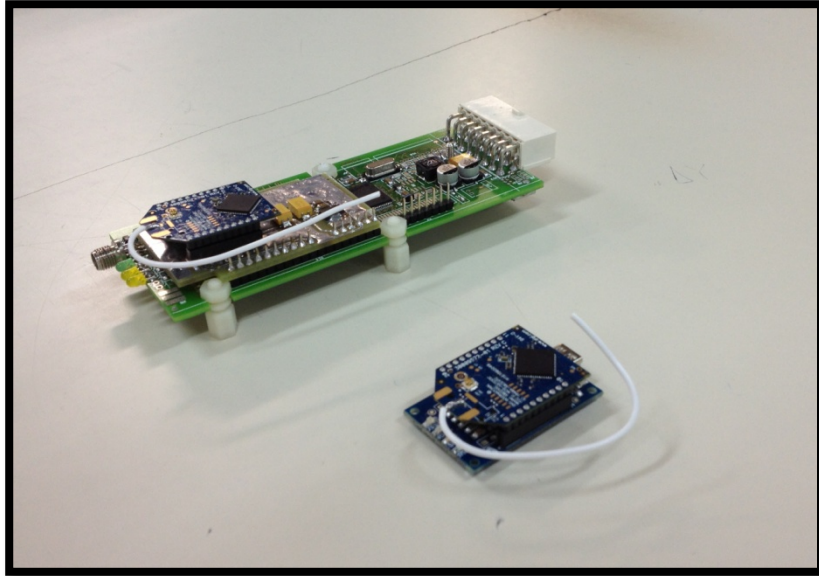
### 1.5.3 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΟΠΤΕΙΑΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΤΑΣΙΑΣ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Εξίσου μεγάλη έμφαση δόθηκε και στην εποπτεία του κυκλώματος. Αυτό έγινε τόσο για την προστασία του αντιστροφέα από τυχόντα σφάλματα, όσο και για να υπάρχει μία γενική επόπτευση της κατάστασης του ανά πάσα στιγμή. Συγκεκριμένα τοποθετήθηκαν σε κάθε φάση ειδικά συστήματα επόπτευσης του εναλλασσομένου ρεύματος καθώς και ένα αντίστοιχο τέτοιο σύστημα εποπτείας της DC τάσης εισόδου.

Με τον έλεγχο αυτό, υπάρχει πλήρης εποπτεία καθώς και προστασία του αντιστροφέα από όλες τις απόψεις. Μάλιστα αν για οποιοδήποτε λόγο υπάρχει κάποιο σφάλμα πριν τις 3 ημιγέφυρες, κάτι το οποίο θα διαφύγει από τους τρεις επόπτες των τριών φάσεων, στην είσοδο του DC, υπάρχει ειδική ασφάλεια υπερταχείας αποκοπής για αυτόν ακριβώς το λόγο.

### 1.5.4 ΣΥΣΤΗΜΑ ΤΗΛΕΜΕΤΡΙΑΣ

Τέλος, το σημαντικότερο ίσως στοιχείο της πλακέτας αυτής, είναι η δυνατότητα τηλεμετρίας. Χρησιμοποιώντας τα μετρητικά που προαναφέρθηκαν, ο αντιστροφέας έχει τη δυνατότητα να μετράει την ενεργό τιμή τάσης και έντασης καθώς και τη συχνότητα αυτών, και να τις προωθεί σε ειδικά διαμορφωμένες αναλογικές εξόδους τις οποίες και θα αποστέλλει μέσω πομπού ραδιοφωνικών συχνοτήτων σε δέκτη συνδεδεμένο ( μέσω USB ) σε υπολογιστή. Όπως έχει ήδη αναφερθεί στην εισαγωγή, το πρωτόκολλο επικοινωνίας του μικροεπεξεργαστή με τις αναλογικές εξόδους είναι το πρωτόκολλο Serial Peripheral Interface (SPI). Η συνδεσμολογία του καθώς και ο λόγος για τον οποίο επιλέχθηκε αυτό θα αναλυθεί αργότερα.



*Εικόνα 1. 14 Το σύστημα της τηλεμετρίας ( πομπός και δέκτης )*

# 2<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

## ΔΙΑΓΩΝΙΣΜΟΣ ΗΛΕΚΤΡΟΚΙΝΗΤΩΝ ΟΧΗΜΑΤΩΝ & ΠΡΟΔΙΑΓΑΦΕΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

---

Όπως έχει ήδη προαναφερθεί, τελικός προορισμός του ηλεκτρονικού αυτού μετατροπέα, είναι η εγκατάστασή του στο ηλεκτροκίνητο όχημα Πυρφόρος και συμμετοχή αυτού στον Πανευρωπαϊκό Διαγωνισμό Εξοικονόμησης Ενέργειας Shell Eco Marathon.

Ο λόγος για τον οποίο γίνεται συνεχή αναφορά στο όχημα Πυρφόρος καθώς και στη συμμετοχή του στο διαγωνισμό Shell Eco Marathon, είναι γιατί το σύνολο των μερών του οχήματος, σε συνδυασμό με τη συνολική φύση του διαγωνισμού καθώς και τις συνθήκες στις οποίες αυτός διεξάγεται, επηρεάζουν άμεσα τη σχεδίαση του αντιστροφέα, για λόγους οι οποίοι θα παρουσιαστούν στη συνέχεια, αφού προηγουμένως γίνει μία σύντομη παρουσίαση του διαγωνισμού.

### 2.1 ΔΙΑΓΩΝΙΣΜΟΣ SHELL ECO MARATHON

Ο διαγωνισμός Shell Eco Marathon, είναι ένας πανευρωπαϊκός διαγωνισμός που διεξάγεται κάθε χρόνο από το 1977, με ρίζες που φτάνουν μέχρι και το 1939. Στις μέρες μας πρόκειται για ένα «τριπλό» διαγωνισμό, που διεξάγεται με διάστημα μερικών εβδομάδων σε Αμερική, Ασία και Ευρώπη, και στον οποίο συμμετέχουν Πανεπιστήμια και σχολεία από ολόκληρο τον κόσμο.



Εικόνα 2.1 Διάταξη πολλών οχημάτων του διαγωνισμού προς φωτογράφιση κατά την τελετή έναρξης του διαγωνισμού

Κεντρική ιδέα του διαγωνισμού είναι η πρόκληση των φοιτητών/μαθητών ανά τον κόσμο, να σχεδιάσουν, να κατασκευάσουν καθώς και να οδηγήσουν τεχνολογικά πρωτοποριακά οχήματα, τα οποία θα έχουν την υψηλότερη δυνατή απόδοση, κάτι το οποίο φέρνει τους νέους επιστήμονες σε άμεση επαφή και με την αυτοκινητοβιομηχανία και το μέλλον της, αλλά και γενικότερα με την ιδέα της εξοικονόμησης ενέργειας.

Όσο αφορά στη δομή του αγώνα και του διαγωνισμού, οι συμμετέχοντες και συνεπώς τα οχήματά τους, χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες. Η πρώτη είναι αυτή των πρωτότυπων οχημάτων (στην κατηγορία αυτή συμμετέχει και ο Πυρφόρος) και η δεύτερη αυτή των οχημάτων πόλης. Αυτές οι δύο κατηγορίες με τη σειρά τους χωρίζονται σε διάφορες υποκατηγορίες, ανάλογα το καύσιμο το οποίο χρησιμοποιούν. Έτσι υπάρχουν τα βενζινοκίνητα οχήματα, τα πετρελαιοκίνητα, τα οχήματα με καύσιμο αιθανόλης, τα οχήματα με κυψέλη υδρογόνου, τα οχήματα με μπαταρία και τέλος τα οχήματα με μπαταρία και φωτοβολταϊκό. Στην τελευταία χρονιά (Μάιος 2013) οι υποκατηγορίες μπαταρία και μπαταρία με φωτοβολταϊκό συγχωνεύτηκαν σε μία, η οποία ήταν και η κατηγορία στην οποία διαγωνίστηκε ο Πυρφόρος.

Σκοπός του διαγωνισμού, είναι να διανυθούν όσο περισσότερα χιλιόμετρα γίνεται με τη λιγότερη κατανάλωση ενέργειας. Ανάλογα με την κατηγορία στην οποία ανήκει η εκάστοτε ομάδα, τοποθετούνται στο όχημα κατάλληλα μετρητικά ενέργειας και καλείται ο οδηγός να καλύψει συγκεκριμένη απόσταση, σε συγκεκριμένο χρονικό διάστημα (συνολικά δίνονται 4 προσπάθειες). Στο τέλος της προσπάθειας καταγράφεται η κατανάλωση του οχήματος και έτσι προκύπτουν, ανά κατηγορία καυσίμου, οι τελικές βαθμολογίες.

Τέλος, σαν κίνητρο καθώς και ανταμοιβή για τον κόπο της κάθε ομάδας, η Shell διαθέτει βραβεία (βραβεία αγώνα και βραβεία εκτός αγώνα), τα οποία συνοδεύονται από κάποιο χρηματικό έπαθλο και τα οποία δίνονται στους τρεις πρώτους ανά κατηγορία (βραβεία αγώνα) ή σ' αυτούς που κάλυψαν σε μεγαλύτερο βαθμό τις προσδοκίες της επιτροπής στα βραβεία εκτός αγώνα. Την τελευταία χρονιά (Μάιος 2013) η ομάδα Προμηθέας είχε την ευτυχία να πάρει το βραβείο “**Best Team Spirit**”, το οποίο αποτελεί πολύ σημαντική διάκριση, καθώς απονέμεται μεταξύ όλων των συμμετεχόντων (200 πανεπιστήμια και σχολεία στο σύνολο ).



Εικόνα 2. 1 Η ομάδα Προμηθέας του Εθνικού Μετσσβίου Πολυτεχνείου

## 2.2 ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

### 2.2.1 ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΛΟΓΩ ΚΑΝΟΝΩΝ ΔΙΑΓΩΝΙΣΜΟΥ

Τα κριτήρια που καλείται να πληροί ένα όχημα και μία ομάδα για να συμμετάσχει στο διαγωνισμό είναι πολλά και κυρίως αυστηρά. Από την πρώτη φάση εγγραφής στο διαγωνισμό, μέχρι και τη στιγμή λήξης του διαγωνισμού, οι ευθύνες είναι πολλές και τα λάθη απαράδεκτα. Όσο αφορά στα ηλεκτρικά μέρη του οχήματος, υπάρχει ξεχωριστό φύλλο οδηγιών [7] που δίνει σαφείς εντολές, ως προς τις ασφάλειες που πρέπει να διαθέτουν τα μέρη αυτά, τον τρόπο με τον οποίο πρέπει να είναι κατασκευασμένα και συνδεδεμένα μεταξύ τους, ακόμα και το σημείο στο οποίο πρέπει να βρίσκονται εντός του οχήματος.

Παρακάτω θα γίνει μία παρουσίαση των περιορισμών/οδηγιών που δόθηκαν για τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς των οχημάτων και παράλληλα θα εξηγείται ο τρόπος με τον οποίο αντιμετωπίστηκε το κάθε πρόβλημα.

1. Η Μέγιστη επιτρεπόμενη τάση εντός του οχήματος δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 48Volts σε ονομαστικά μεγέθη και τα 60Volts σε μέγιστες τιμές.

Όπως έχει ήδη παρουσιαστεί στο πρώτο κεφάλαιο, η πηγή ισχύος του οχήματος είναι δύο racks μπαταριών συνδεδεμένα παράλληλα, στα 46.2 Volts το καθένα. Επομένως δεν υπάρχει κάποιο σημείο του κυκλώματος στο οποίο η τάση να ξεπερνάει τα 60 Volts.

2. Το όχημα επιτρέπεται να έχει μόνο μία πηγή ενέργειας. Εξαίρεση αποτελεί η βοηθητική μπαταρία, η οποία θα τροφοδοτεί συγκεκριμένα εξαρτήματα.

Όπως ορίζουν οι διαγωνισμοί, το όχημα μας διαθέτει δύο μπαταρίες. Η πρώτη είναι η προαναφερθείσα ( Propulsion Battery ), η οποία είναι στα 46.2 V και η δεύτερη είναι μία βοηθητική μπαταρία ( Accessory/Safety battery), η οποία είναι τεχνολογία λιθίου πολυμερών και η οποία αποτελείται από 3 cells 3.7V το καθένα και σύνολο 11.1Volts.

3. Είναι υποχρεωτικό από τους κανονισμούς να υπάρχει σύστημα διαχείρισης των μπαταριών, σε περίπτωση που οι μπαταρίες είναι τεχνολογίας λιθίου ιόντων ( Battery Management System, BMS ).

Η ομάδα διαθέτει ειδικό σύστημα BMS για φόρτιση των μπαταριών και παράλληλα όπως ορίζουν οι κανονισμοί διατίθεται ξεχωριστό κύκλωμα προστασίας από υψηλές θερμοκρασίες.

4. Είναι υποχρεωτικό η μπαταρία να προστατεύεται από βραχυκύκλωμα, από υπερφόρτιση καθώς και από αποφόρτιση.

Ο αντιστροφέας είναι εξοπλισμένος με πολύ αξιόπιστα συστήματα επόπτευσης και προστασίας των μπαταριών. Πιο συγκεκριμένα διαθέτει συστήματα επόπτευσης των τάσεων καθώς και των ρευμάτων σε DC και AC, τα οποία ελέγχονται μέσα από τον μικροεπεξεργαστή και επίσης έχει και μία ασφάλεια υπερταχείας απόκρισης η οποία προστατεύει από τυχόν βραχυκύκλωμα.

5. Απαγορεύεται να υπάρχει κοινή επαφή μεταξύ του κυκλώματος της μπαταρίας τροφοδοσίας και της μπαταρίας του κυκλώματος προστασίας.

Η μπαταρία του κυκλώματος προστασίας, τροφοδοτεί ένα ρελέ από τη μία επαφή του οποίου κλείνει κύκλωμα η μπαταρία του ισχύος. Έτσι μέσω αυτού προσφέρεται η απομόνωση μεταξύ των δύο κυκλωμάτων. Το ρελέ κυρίως για λόγους κατασκευαστικούς (λόγω μεγάλου μεγέθους), επιλέχθηκε να βρίσκεται εκτός της πλακέτας του αντιστροφέα.

6. Απαγορεύεται η μπαταρία του safety, να τροφοδοτεί μέρη των κυκλωμάτων οδήγησης.

Η σχεδίαση του αντιστροφέα έχει γίνει έτσι ώστε η τροφοδοσία του να δίνεται από την μπαταρία του κυκλώματος ισχύος. Με αυτόν τον τρόπο η μπαταρία του

safety χρησιμοποιείται μόνο για την τροφοδοσία του ρελέ, της κόρνας καθώς και του κυκλώματος προστασίας από υψηλές θερμοκρασίες.

Εκτός των βασικών κανόνων, οι οποίοι παρατίθενται στο φύλλο κανονισμών του αγώνα, υπάρχουν και κάποιοι άλλοι βασικοί κανόνες προστασίας, οι οποίοι έχουν να κάνουν γενικά με τις συνδεσμολογίες των διάφορων μερών, των ηλεκτρονικών συστημάτων του οχήματος και οι οποίοι είναι γενικοί κανόνες ασφαλείας, τους οποίους θα έπρεπε ούτως ή άλλως να πληροί το σύστημα. Επιγραμματικά, είναι επιθυμητό:

- Τα καλώδια να ακολουθούν τη συντομότερη δυνατή διαδρομή, ενώ ταυτόχρονα είναι συμμαζευμένα και πιασμένα με tire ups.
- Τα καλώδια να είναι όλα μονωμένα.
- Να μην υπάρχει επαφή του κυκλώματος ισχύος με το αμάξωμα, για τυχούσα διαρροή ρεύματος.
- Το κύκλωμα ισχύος να βρίσκεται σε ειδικό χώρο, ξεχωριστά από τον οδηγό.

## 2.2.2 ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΛΟΓΩ ΟΧΗΜΑΤΟΣ (τοπολογία και χαρακτηριστικά)

Ο Πυρφόρος είναι το ηλεκτροκίνητο πρωτότυπο όχημα, με το οποίο η ομάδα Προμηθέας του Ε.Μ.Π. συμμετέχει στο διαγωνισμό. Πρόκειται για ένα όχημα το οποίο διαθέτει 3 τροχούς (2 μπροστά + 1 πίσω) με την κίνηση να προέρχεται από τον πίσω. Είναι εξολοκλήρου κατασκευασμένος στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Ε.Μ.Π. και η συνολική του κατασκευή έχει πραγματοποιηθεί από φοιτητές είτε στα πλαίσια εθελοντικής εργασίας, είτε στα πλαίσια κάποιας διπλωματικής εργασίας.

Η ίδια η κατασκευή του οχήματος, καθώς και τα επιμέρους συστήματά του, επηρέασαν και αυτά με τη σειρά τους τη σχεδίαση του αντιστροφέα και παράλληλα βοήθησαν έτσι ώστε να καθοριστούν οι βασικές προδιαγραφές σχεδίασης.



Εικόνα 2. 2 Το ηλεκτροκίνητο όχημα Πυρφόρος

### ❖ Το όχημα

Λόγω της τοπολογίας του οχήματος, η θέση της πλακέτας ήταν προκαθορισμένη προς διευκόλυνση της συνδεσμολογίας.

Συγκεκριμένα, όλα τα σήματα τα οποία οδηγούνται στην καμπίνα του οδηγού (γκάζι, διακόπτης τροφοδοσίας, RESET καθώς και ενδεικτικά LED κατάστασης λειτουργίας), θα ήταν θεμιτό να βρίσκονται στη δεξιά πλευρά της πλακέτας, καθώς από εκείνη την πλευρά υπάρχουν ήδη οι αγωγοί για το πέρασμα καλωδίων. Από την άλλη τα καλώδια τροφοδοσίας του κινητήρα καθώς και τα καλώδια εξόδου των μπαταριών βρίσκονται από την αριστερή πλευρά, επομένως θα ήταν προτιμότερο αν και τα βύσματα αυτών στην πλακέτα βρισκόντουσαν στην ίδια πλευρά. Βεβαίως αυτό εν τέλει χρησιμοποιήθηκε προς όφελος της σχεδίασης, καθώς και τα υπόλοιπα μέρη ισχύος αλλά και σημάτων σχεδιάστηκαν έτσι ώστε να υπάρχει μία «χωρική» απομόνωση μεταξύ αυτών. Τέλος αναφέρεται ότι ο χώρος τοποθέτησης της πλακέτας είναι περιορισμένος, επομένως η σχεδίαση είχε έναν χωρικό περιορισμό ο οποίος δυσκόλεψε σημαντικά την υλοποίησή της.

### ❖ Το φορτίο

Ο πιο σημαντικός παράγοντας κατά τη σχεδίαση ενός μετατροπέα, είναι το φορτίο του. Στην περίπτωση αυτή, πρόκειται για ένα ωμικό-επαγωγικό φορτίο, το οποίο είναι αυτό του κινητήρα. Προτού όμως συνεχιστεί ο καθορισμός των προδιαγραφών, οι οποίες προκύπτουν από τα στοιχεία του φορτίου, θα γίνει μία σύντομη παρουσίαση αυτού, έτσι ώστε ο αναγνώστης να αποκτήσει καλύτερη εικόνα ως προς το συνολικό κύκλωμα.

Ο κινητήρας όπως προαναφέρθηκε είναι από τη φύση του ένα ωμικό/επαγωγικό φορτίο. Αυτό έχει το πλεονέκτημα ότι λόγω της επαγωγικής του φύσης (λόγω των τυλιγμάτων του), προσφέρει από μόνος του σημαντική



εξομάλυνση (φιλτράρισμα) των ρευμάτων. Για να γίνει αυτό περισσότερο κατανοητό, θα γίνει μία σύντομη ανάλυση της σχεδίασης του κινητήρα, και στη συνέχεια του κεφαλαίου θα χρησιμοποιηθούν τα αποτελέσματα αυτής για τον καθορισμό φίλτρου εξόδου του αντιστροφέα.

Κατά τη σχεδίαση του κινητήρα του Πυρφόρου, πρώτο βήμα ήταν η επιλογή πόλων/αυλάκων. Για την επιλογή αυτή, υπάρχουν συγκεκριμένοι συνδυασμοί οι οποίοι προσφέρουν τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα σε συνδυασμό με υψηλούς συντελεστές πληρότητας. Έτσι σύμφωνα με τις κατασκευαστικές προδιαγραφές καθώς και την επιθυμητή συχνότητα λειτουργίας του κινητήρα, έγινε η επιλογή 16/18. Αυτή η επιλογή συνοδεύτηκε με κάποια επιπλέον κατασκευαστικά χαρακτηριστικά όπως η μονή στρώση χωρίς πέδιλο, τα άνισα δόντια και άλλα διάφορα τα οποία δε θα μας απασχολήσουν στα πλαίσια της εργασίας αυτής. Όπως προαναφέρθηκε, κυριότερο κριτήριο της επιλογής πόλων/αυλάκων ήταν η συχνότητα λειτουργίας του κινητήρα και πιο συγκεκριμένα γνωρίζοντας εξ' αρχής την ακτίνα του τροχού του οχήματος, την «ονομαστική» ταχύτητα του οχήματος και συνεπώς την ταχύτητα περιστροφής του κινητήρα, το κυριότερο κριτήριο για τον αριθμό των πόλων ήταν το μέγεθος της συχνότητας το οποίο θα εξυπηρετούσε καλύτερα τα διάφορα λειτουργικά μέρη του συστήματος. [8]

Χαμηλή συχνότητα συνεπάγεται κακή συμπεριφορά του κινητήρα σε σφάλματα και μεταβατικά φαινόμενα, αλλά και το κυριότερο, όσον αφορά τον αντιστροφέα, ασθενές φιλτράρισμα ρευμάτων λόγω χαμηλής αντίδρασης αυτεπαγωγής (αυτό αποτελεί και σύνηθες πρόβλημα των επιφανειακών μαγνητών λόγω χαμηλής σκέδασης). Από την άλλη, υψηλή συχνότητα ναι μεν σημαίνει υψηλή αντίδραση αυτεπαγωγής και συνεπώς καλά ρεύματα, αλλά σημαίνει και αύξηση των απωλειών πυρήνα ανάλογα με το τετράγωνο της συχνότητας. Έτσι ύστερα από πολλές δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν σε προσομοιωτικό επίπεδο, επιλέχθηκε ως συχνότητα ονομαστικής ταχύτητας τα 33Hz.

Ανεξάρτητα τώρα από τη συχνότητα, ο αριθμός τυλιγμάτων που επιλέχθηκε μας έδωσε Αντι-ΗΕΔ ενεργούς τιμές στα 11.5Volts. Επίσης η ροπή εκκίνησης του κινητήρα φτάνει, ανάλογα τις συνθήκες (μάζα οδηγού, συντελεστής τριβής οδοστρώματος, πίεση ελαστικών κ.α. ) τα 15-20 Nm, το οποίο αντιστοιχεί σε ρεύματα της τάξης των 14-17 Amp, ενώ σε μόνιμη κατάσταση ταξιδιού, η ροπή κυμαίνεται μεταξύ 2-4 Nm, το οποίο αντιστοιχεί σε ρεύματα μεταξύ 2-5 Amp ( οι τιμές αυτές αντιστοιχούν σε συνθήκες κανονικής οδήγησης με πλήρες φορτίο ). Τέλος η συνολική ισχύς σε μόνιμη κατάσταση είναι περίπου στα 150 Watt ενώ κατά την εκκίνηση, δύναται στιγμιαία να φτάνει μέχρι και τα 600 Watt. [9]

### ❖ Η πηγή

Έχοντας πλέον αναλύσει το φορτίο, χρειάστηκε να προσδιοριστεί η πηγή του αντιστροφέα. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω η ενεργός τιμή της αντι-ΗΕΔ του κινητήρα σε ονομαστικές ταχύτητες ισούται με 11.5 Volts. Επίσης από τη βιβλιογραφία γνωρίζουμε ότι η τάση τροφοδοσίας ενός κινητήρα είθισται να επιλέγεται 10-15% μεγαλύτερη από την Αντι-ΗΕΔ. Επομένως θα θέλαμε μία τάση τροφοδοσίας της τάξης των 13 V (φασική) ή 22.5V (πολική).

Γνωρίζοντας ότι προτιμάται στα ονομαστικά τους μεγέθη λειτουργίας των αντιστροφών, ο λόγος διαμόρφωσης να ισούται με 0,8 και χρησιμοποιώντας τον πίνακα 1.1 καθώς και τον τύπο 1.14, υπολογίστηκε η τιμή της τάσης εισόδου που εφαρμόζεται. Έτσι προέκυψε :

$$V = \frac{V_{RS}2\sqrt{2}}{M_f\sqrt{3}} = 45,93 \text{ Volts}$$

Επιλέχθηκαν έτσι οι μπαταρίας που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο και των οποίων η τάση εξόδου ισούται με 46,2 Volts.

Επίσης όπως επισημάνθηκε στην προηγούμενη παράγραφο, η ισχύς του κινητήρα ισούται σε ονομαστική λειτουργία περίπου με 150 Watts. Επιπλέον, η συνολική διάρκεια του αγώνα ισούται περίπου με 37 λεπτά. Επομένως θεωρώντας κάποιες επιπλέον απώλειες σε μεταβατικά, καθώς και επιπλέον απώλειες στο κύκλωμα του μετατροπέα, θεωρούμε μία τιμή ασφαλείας και υποθέτουμε καταναλισκόμενη ισχύς στη μπαταρία ίση με 250 Watts. Για τάση εξόδου ίση με 46 Volts, αυτό αντιστοιχεί σε 5,5 Amp και αν συνυπολογίσουμε ότι η διάρκεια του αγώνα είναι ίση με 37 λεπτά = 0.62 ώρες, τότε η συνολική απαιτούμενη χωρητικότητα μπαταρίας θα πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με 3.4 Ah. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκαν δύο racks συνδεδεμένα παράλληλα, έτσι ώστε η συνολική χωρητικότητα αυτών να ισούται με 5 Ah.

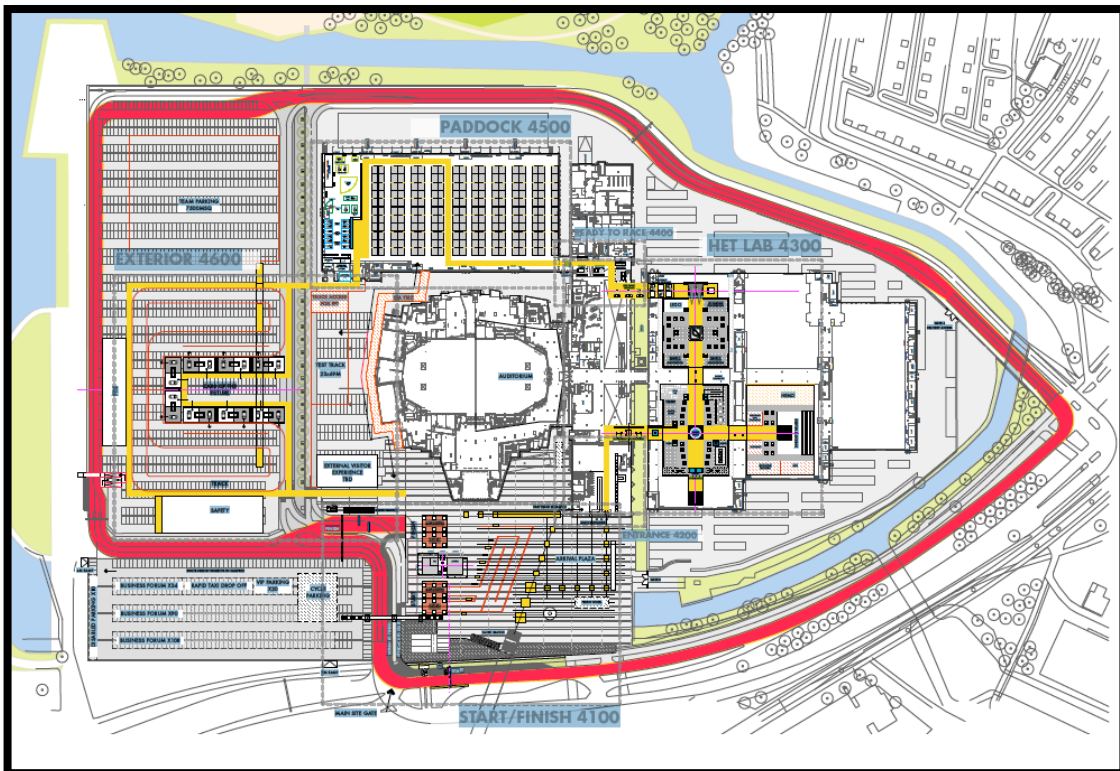
### 2.2.3 ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΑΠΟ ΕΜΠΕΙΡΙΑ ΣΥΜΜΕΤΟΧΩΝ ΑΓΩΝΑ

Τα τελευταία δύο χρόνια καθώς και το 2014, ο διαγωνισμός διεξήχθη και θα διεξαχθεί στο Rotterdam της Ολλανδίας. Λόγω της γεωγραφικής τοποθεσίας της χώρας, ο καιρός τις περισσότερες μέρες είναι βροχερός με έντονη υγρασία και πολλές βροχοπτώσεις. Το γεγονός αυτό συνιστά μειονέκτημα για τη διεξαγωγή του διαγωνισμού και περιοριστικό παράγοντα στη σχεδίαση της πλακέτας. Έτσι προκύπτει η πρώτη σχεδιαστική παράμετρος, η οποία επιβάλλει η πλακέτα να είναι όσο το δυνατόν ανθεκτικότερη σε σταγόνες νερού. Βεβαίως ούτως ή άλλως η θέση της πλακέτας πάνω στο όχημα, είναι προστατευμένη και λόγω ειδικού χώρου τοποθέτησης αλλά και λόγω ειδικών προστατευτικών. Παρ' όλα αυτά αστοχίες υπάρχουν παντού, επομένως θα έπρεπε να προβλεφθεί η ικανότητα της πλακέτας να αντιμετωπίζει προβλήματα από υγρασία και λίγες σταγόνες νερό.



Εικόνα 2. 4 Οι άσχημες καιρικές συνθήκες κατά τη διάρκεια του αγώνα

Πέρα από τις καιρικές συνθήκες, μεγάλο ρόλο στη σχεδίαση του αντιστροφέα, έπαιξε και η ίδια η πίστα. Τα προηγούμενα χρόνια, ο διαγωνισμός λάμβανε χώρα στο Λάουζιτς της Γερμανίας. Η πίστα ήταν σχηματικά οβάλ, χωρίς περίπλοκες στροφές, με συγκεκριμένες ακτίνες στροφών καθώς και συγκεκριμένο μήκος ευθειών. Όπως όμως φαίνεται και στην εικόνα 2.5, η πίστα της Ολλανδίας είναι μία πίστα με πολλές απαιτήσεις, με περίπλοκες στροφές και γενικά με πολλούς κινδύνους. Δεν είναι τυχαίο άλλωστε που τα τελευταία 2 χρόνια τα ατυχήματα λόγω αστοχίας οδήγησης έχουν αυξηθεί περίπου στο διπλάσιο. Εδώ να σημειωθεί ότι η πίστα της Ολλανδίας, έχει ένα ακόμα μειονέκτημα συγκριτικά με της Γερμανίας. Ουσιαστικά δεν πρόκειται για επίσημη πίστα αγώνων, αλλά για κανονικό δρόμο πόλης, ο οποίος τις ημερομηνίες του αγώνα, είναι κλειστός και χρησιμοποιείται μόνο από τα διαγωνιζόμενα οχήματα.



Εικόνα 2. 5 Η πίστα του διαγωνισμού. Αποτελεί μέρος δρόμων κανονικής κυκλοφορίας.

Η τοπολογία της πίστα διεξαγωγής του αγώνα είχε σαν αποτέλεσμα να προκύψουν δύο ακόμα παράγοντες που πρέπει να ληφθούν υπόψη κατά τη σχεδίαση της πλακέτας.

- Η πρώτη είναι η ικανότητα του αντιστροφέα να αντέχει σε κραδασμούς. Λόγω του ότι ο δρόμος είναι δρόμος πόλης που καταπονείται συχνά από τα περαστικά οχήματα, οι κραδασμοί είναι πολύ συχνό φαινόμενο το οποίο καταπονεί στο σύνολό του ολόκληρο το όχημα. Εφόσον όμως ο σκοπός του διαγωνισμού είναι η εξοικονόμηση ενέργειας, η χρήση αναρτήσεων και άλλων μέσων απορρόφησης κραδασμών είναι μη συμφέρουσα καθώς αυξάνονται οι απώλειες λόγω απορροφούμενης ενέργειας και λόγω του ότι τα ελατήρια μειώνουν την πρόσφυση των τροχών. Έτσι ο αντιστροφέας έπρεπε να είναι σε θέση να αντέχει κραδασμούς και από άποψη κατασκευής αλλά κυρίως από άποψη αξιοπιστίας συνδέσεων (βύσματα καλωδίων με κλείδωμα και σε αυτά των σημάτων αλλά και στα ισχύος). Στο σημείο αυτό επισημαίνεται, κυρίως για λόγους πληρότητας, ότι ένας επιπλέον λόγος για τον οποίο δε χρησιμοποιούνται αναρτήσεις, είναι ότι στις στροφές οι αναρτήσεις μετατοπίζουν το κέντρο βάρους του οχήματος, αυξάνοντας έτσι την πιθανότητα για ολίσθηση/εκτροχιασμό ( ξεν. Ντεραπάρισμα).
- Η δεύτερη ανάγκη είναι αυτή της προσομοίωσης του συνόλου των μερών της πίστας καθώς και η δυνατότητα τηλεμετρίας. Διαθέτοντας ένα ακριβές σύστημα τηλεμετρίας, θα είμαστε σε θέση να πειραματιστούμε σε διάφορες γραμμές πορείας στα διάφορα μέρη της πίστας και να καταλήξουμε στην πιο συμφέρουσα διαδρομή. Στόχος είναι ύστερα από πολλές δοκιμές να καταλήξουμε σε ένα τελικό πλάνο οδήγησης, το οποίο θα μας προσφέρει τη βέλτιστη διαδρομή μέσα στην πίστα, με τις βέλτιστες επιλογές ταχύτητας κατά τη διάρκεια του αγώνα. Αυτό ίσως να φαντάζει υπερβολή, αλλά είναι γεγονός ότι με τη χρήση βατομέτρου, συγκρίναμε την ίδια διαδρομή (μήκους μόλις 300 μέτρων) και παρατηρήσαμε ότι ανάλογα την πορεία του οχήματος, τις ακτίνες των στροφών τις οποίες ακολούθησε καθώς και τις αυξομειώσεις της ταχύτητας που χρειάστηκε να κάνει, η κατανάλωση ενέργειας παρουσίασε διαφορές της τάξεως του 7-8%, κάτι το οποίο είναι πολύ σημαντικό. Βεβαίως αυτός δεν είναι ο μόνος λόγος για τον οποίο η τηλεμετρία είναι πολύ χρήσιμη, αλλά αυτό θα παρουσιαστεί αναλυτικότερα αργότερα.

Τέλος όπως είναι και φυσικό, βασικότερος στόχος του αντιστροφέα ήταν η υψηλή απόδοση. Ο διαγωνισμός αφορά την εξοικονόμηση ενέργειας, επομένως η υψηλή απόδοση ήταν και ο κεντρικός άξονας σχεδίασης. Έτσι επιλέχθηκαν στοιχεία τα οποία όσον αφορά το κύκλωμα ισχύος θα μας εξασφάλιζαν μειωμένες απώλειες και άρα υψηλή απόδοση και όσον αφορά το υπόλοιπο κύκλωμα στοιχεία τα οποία θα λειτουργούσαν με τη μικρότερη δυνατή κατανάλωση. Μάλιστα όπως θα φανεί και στη συνέχεια της εργασίας, η σχεδίαση έγινε έτσι ώστε ανά πάσα στιγμή να

μπορούν τα διάφορα περιφερειακά υποκυκλώματα, να αποκóπτονται από το κεντρικό.

Πριν προχωρήσουμε παρακάτω, θα ήταν σωστό να αναφερθεί ότι όλοι οι σχεδιαστικοί περιορισμοί/ανάγκες που παρουσιάστηκαν λόγω των διαφόρων παραμέτρων, δίνουν τη δυνατότητα στο όχημα αυτό για συμμετοχή σε διαφόρων φύσεων αγώνες. Επίσης το όχημα αυτό κατασκευάστηκε αρχικά για τη συμμετοχή του στο διαγωνισμό Shell Eco Marathon, αλλά αυτό δεν αποκλείει τη συμμετοχή της ομάδας και σε άλλους παρόμοιους διαγωνισμούς.

Όλα τα παραπάνω, συνετέλεσαν στο να δημιουργηθούν οι απαιτούμενες προδιαγραφές καθώς και οι απαιτούμενοι περιορισμοί για τη σχεδίαση της πλακέτας. Ο καθορισμός αυτών ήταν μία δύσκολη και λεπτομερή δουλειά, καθώς χρειάστηκε αρκετές ώρες μελέτης αλλά και πολύ προσοχή, διότι αν έστω και κάποιο από αυτά είχε αμεληθεί, αυτό θα μπορούσε να κοστίζει ολόκληρη την κατασκευή.



# 3<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

## ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

---

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν δύο διαφορετικές προσομοιώσεις του παρόντος κυκλώματος. Η πρώτη πραγματοποιήθηκε στο λογισμικό SIMULINK της MATLAB, και ουσιαστικά αποτέλεσε μία προσομοίωση του κυκλώματος σε μεγάλες χρονικές κλίμακες. Σκοπός της προσομοίωσης ήταν, με σειρά προτεραιότητας, να καθοριστούν οι τελικές ηλεκτρικές προδιαγραφές της σχεδίασης και εν συνεχεία να αξιολογηθεί, να βελτιστοποιηθεί καθώς και να ρυθμιστεί ( αναφορικά με τα κέρδη του ), ο έλεγχος της πλακέτας. Η δεύτερη προσομοίωση, η οποία υλοποιήθηκε εφόσον είχαν επιλεγθεί τα πιθανά τελικά στοιχεία της πλακέτας, πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον PSpice. Αφορούσε σαφώς μικρότερες χρονικές κλίμακες και σκοπός της ήταν να μελετηθεί, με όσο το δυνατόν καλύτερη προσέγγιση, η λειτουργία του τελικού πραγματικού κυκλώματος, καθώς και να προσδιοριστούν βασικές τιμές αυτού (επιδόσεις διακοπτικών, απόδοση κυκλώματος, απώλειες κτλ.)

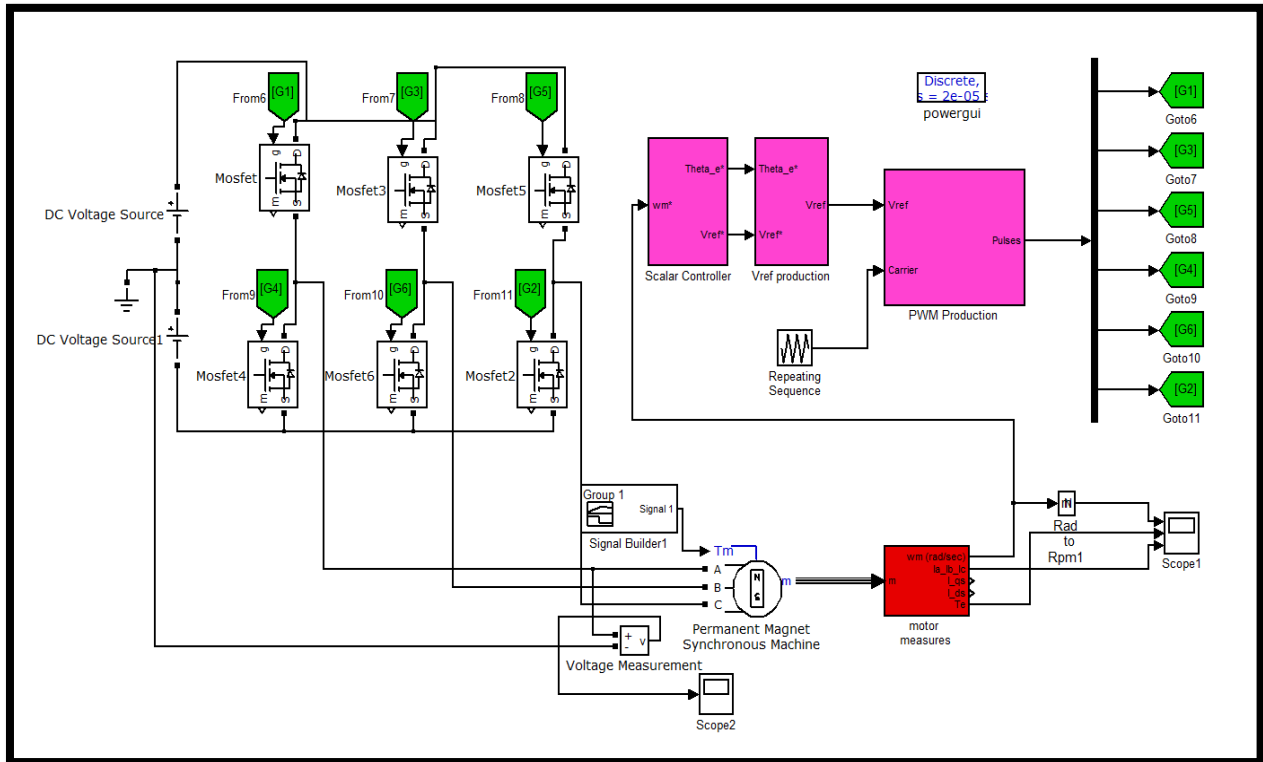
### 3.1 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΜΕ ΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ MATLAB-SIMULINK®

Εφόσον προσδιορίστηκαν οι βασικοί παράμετροι, και ειδικότερα η είσοδος καθώς και η έξοδος του αντιστροφέα, η σχεδίαση συνεχίστηκε με την υλοποίηση του συστήματος στο περιβάλλον Simulink της Matlab. Το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της προσομοίωσης, βασίστηκε σε αυτό το οποίο σχεδιάστηκε στα πλαίσια προηγούμενης διπλωματικής εργασίας [10] και αποτελεί προσομοίωση του υπάρχοντος ελέγχου, ο οποίος είναι μία εξειδικευμένη μορφή V/f, κλειστού βρόχου με ανάδραση θέσης.

Αρχικά πραγματοποιήθηκαν οι εξής αλλαγές :

- Στη θέση των IGBTs χρησιμοποιήθηκαν MOSFETs

- Ενημερώθηκαν βασικές τιμές του μοντέλου του κινητήρα (R, Lq, Ld, J κτλ.), ώστε να αποτελεί πιστή αποτύπωση του καινούριου.



Εικόνα 3. 1 Προσομοίωση του ελέγχου του αντιστροφέα στο περιβάλλον Simulink της Matlab.

### 3.1.1 ΣΕΝΑΡΙΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Εν συνέχεια προσομοιώθηκαν 3 βασικά σενάρια.

1. Εκκίνηση
2. Απότομη αλλαγή φορτίου
3. Μόνιμη κατάσταση

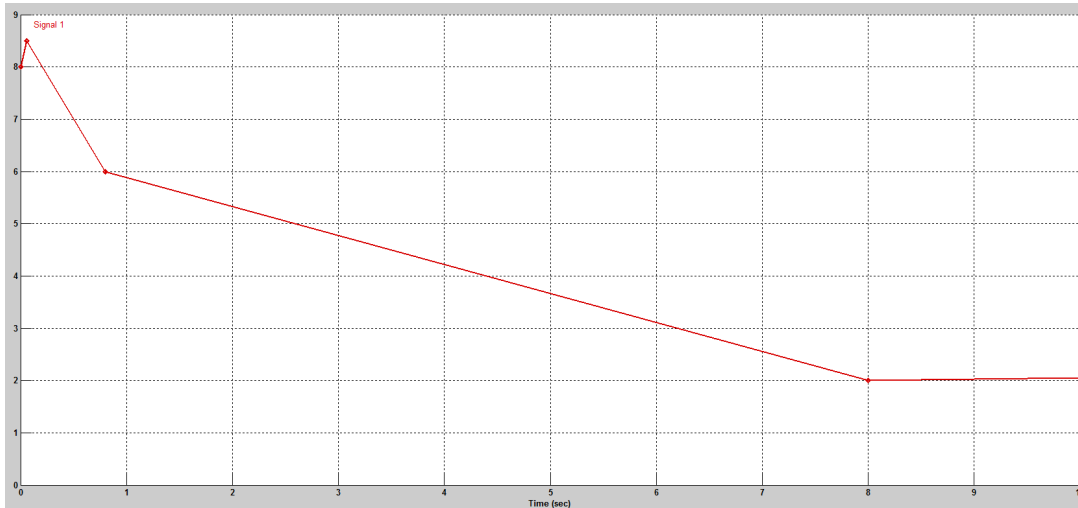
Τα συμπεράσματα που προέκυψαν ήταν πολύ σημαντικά και απολύτως καθοριστικά για την επιλογή των στοιχείων του κυκλώματος ισχύος του αντιστροφέα.

#### 3.1.1.1 ΣΕΝΑΡΙΟ ΕΚΚΙΝΗΣΗΣ ΟΧΗΜΑΤΟΣ

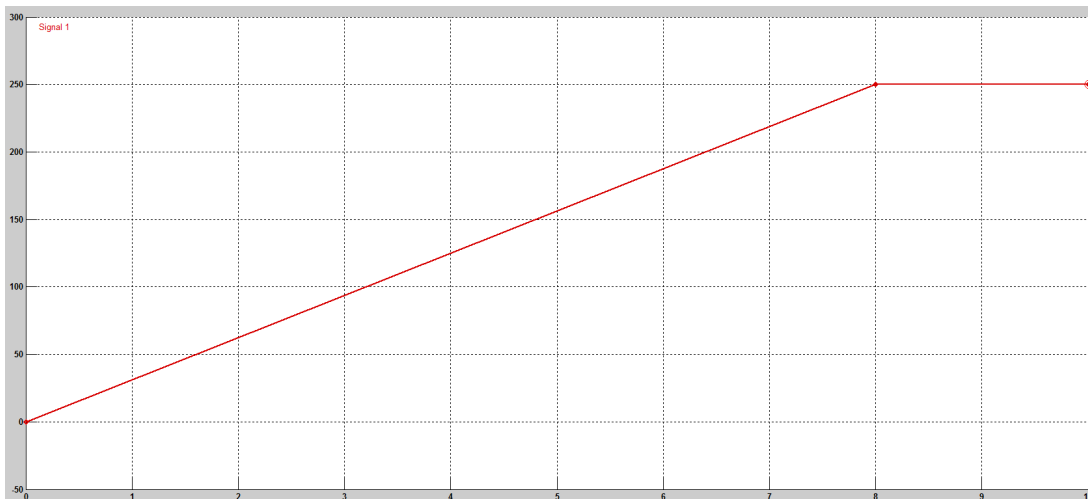
Σύμφωνα με μελέτη η οποία πραγματοποιήθηκε κατά τη σχεδίαση του κινητήρα για τον καθορισμό των αναγκών του σε ροπή, υπολογίστηκε ότι η ροπή εκκίνησης (σύμφωνα με το συντελεστή στατικής τριβής του οδοστρώματος και τις τριβές του άξονα) ισούται με 8Nm, ενώ στη μόνιμη κατάσταση μειώνεται στα 2Nm. Με βάση τις παραπάνω τιμές, υλοποιήθηκε το πρώτο σενάριο, το οποίο πρόκειται για εκκίνηση και στη συνέχεια επιτάχυνση του οχήματος μέχρι την ονομαστική του ταχύτητα σε χρονικό διάστημα 8 δευτερολέπτων (λόγω των στοιχείων του κινητήρα,



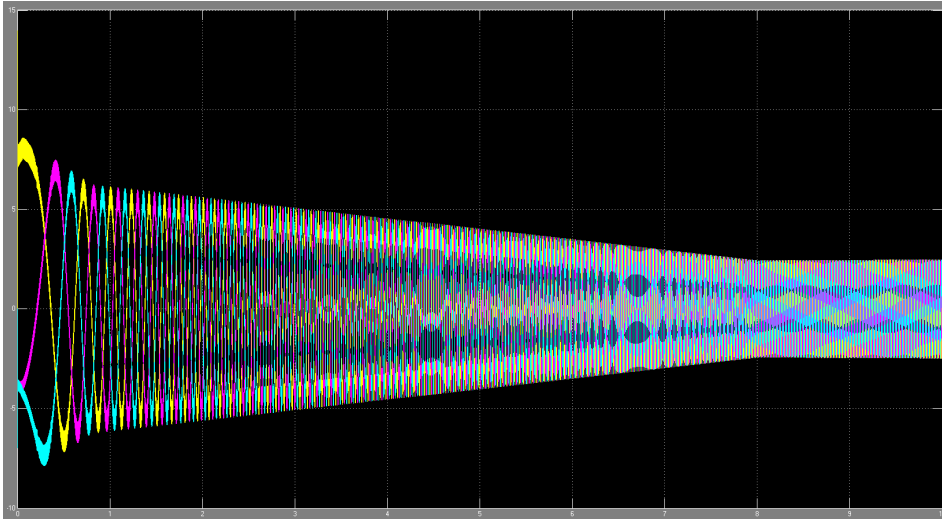
τα οποία αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, ως συχνότητα ονομαστικής ταχύτητας αντιστοιχούν τα 32-33Hz). Το σενάριο αυτό θεωρείται από μόνο του ακραίο, καθώς σε συνθήκες αγώνος η εκκίνηση, ακολουθούμενη από την επιτάχυνση πραγματοποιείται σε χρονικό διάστημα περίπου ενός λεπτού, μειώνοντας με τον τρόπο αυτό, όσο το δυνατόν περισσότερο τις απώλειες εκκίνησης. Παρ' όλα αυτά είναι επιθυμητό να μελετηθούν οι χειρίστες περιπτώσεις λειτουργίας. Στη συνέχεια φαίνονται οι κυματομορφές της ροπής, του ελεγκτή ταχύτητας καθώς και των ρευμάτων του κινητήρα.



Εικόνα 3. 3 Κυματομορφή Ροπή – Χρόνος που χρησιμοποιήθηκε στο προσομοιωτικό μοντέλο, ορίζοντας με τον τρόπο αυτό την εκκίνηση.



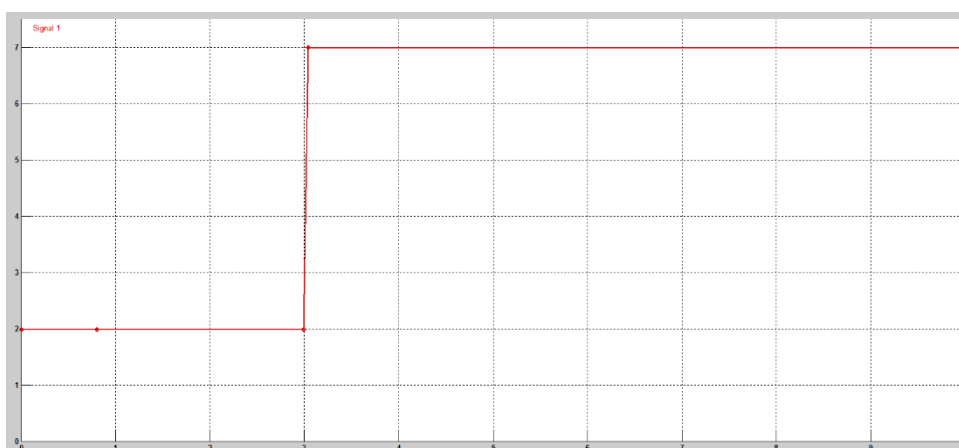
Εικόνα 3. 2 Κυματομορφή ΣΑΛ – Χρόνος που χρησιμοποιήθηκε στο προσομοιωτικό μοντέλο, ορίζοντας με τον τρόπο αυτό τη μεταβολή του ελεγκτή ταχύτητας κατά την εκκίνηση.



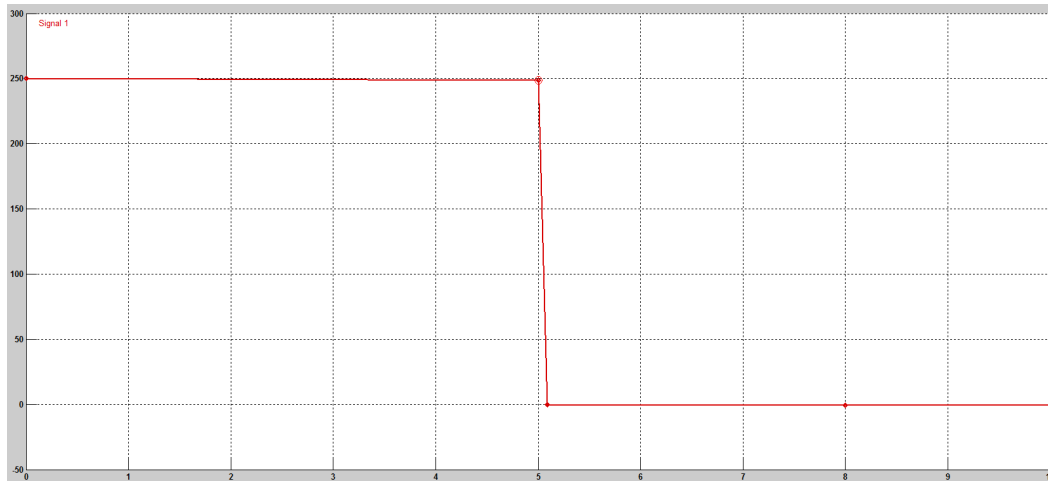
Εικόνα 3. 4 Οι Τρεις Φάσεις εξόδου του αντιστροφέα κατά την εκκίνηση

### 3.1.1.2 ΑΠΟΤΟΜΗ ΑΛΛΑΓΗ ΦΟΡΤΙΟΥ

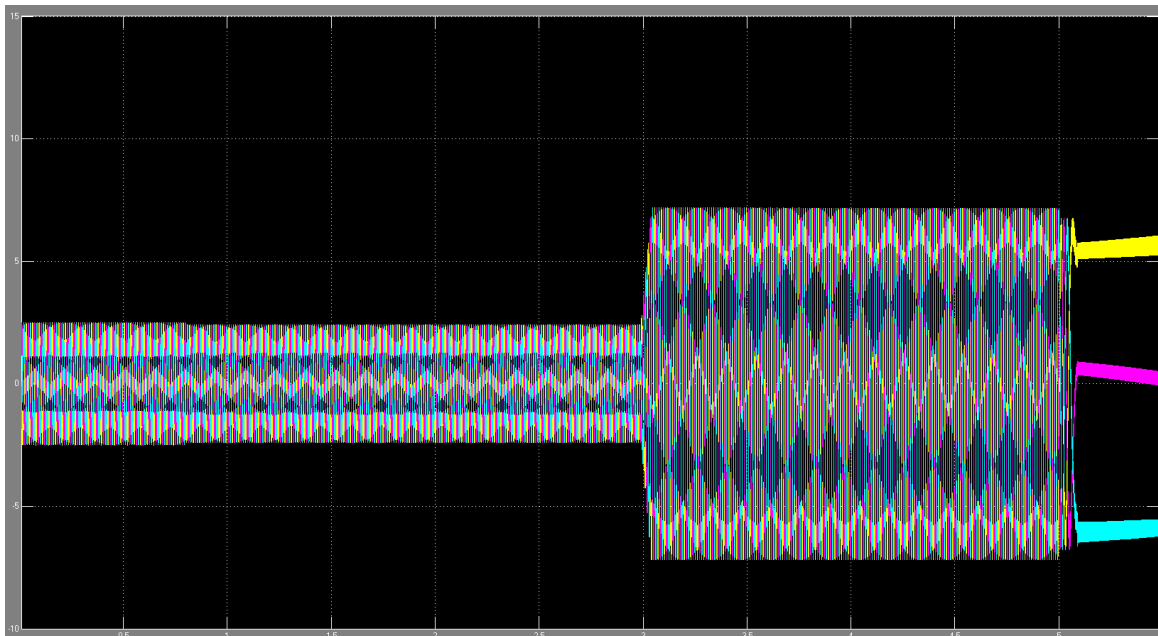
Το δεύτερο σενάριο το οποίο υλοποιείται καθαρά για λόγους πρόληψης και όχι λόγω του ότι αποτελεί ρεαλιστικό γεγονός, καθώς είναι κάτι που στα πλαίσια του αγώνα είναι πολύ δύσκολο έως και αδύνατο να συμβεί, είναι η απότομη αλλαγή φορτίου. Πιο συγκεκριμένα, θα θεωρηθεί ότι το όχημα βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση, λόγω κάποιου απρόοπτου γεγονότος στο 3<sup>ο</sup> δευτερόλεπτο αυξάνεται απότομα το φορτίο και προσθέτοντας 2 δευτερόλεπτα σαν χρόνο αντίδρασης του οδηγού στο 5<sup>ο</sup> δευτερόλεπτο ο ρυθμιστής ταχύτητας μηδενίζεται. Οι λόγοι που μπορεί κάτι τέτοιο να συμβεί, είναι λόγω κάποιου απότομου φρεναρίσματος, κάποιας σύγκρουσης ή ακόμα και απότομης μεταβολής αντίστασης οδοστρώματος (λόγω αλλαγής οδοστρώματος, λόγω απότομης αύξησης ανωφέρειας κ.α.). Τα σενάρια ταχύτητας, ροπής καθώς και τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του αυτής, ομοίως με προηγουμένως, φαίνονται παρακάτω :



Εικόνα 3.5 Κυματομορφή Ροπή-Χρόνος που χρησιμοποιήθηκε στο προσομοιωτικό μοντέλο, ορίζοντας με τον τρόπο αυτό την απότομη μεταβολή φορτίου



Εικόνα 3.6 Κυματομορφή ΣΑΛ – Χρόνος που χρησιμοποιήθηκε στο προσομοιωτικό μοντέλο, ορίζοντας με τον τρόπο αυτό τη μεταβολή του ελεγκτή ταχύτητας κατά την απότομη αλλαγή φορτίου. Λαμβάνεται υπ’ όψιν ο χρόνος αντίδρασης του οδηγού.



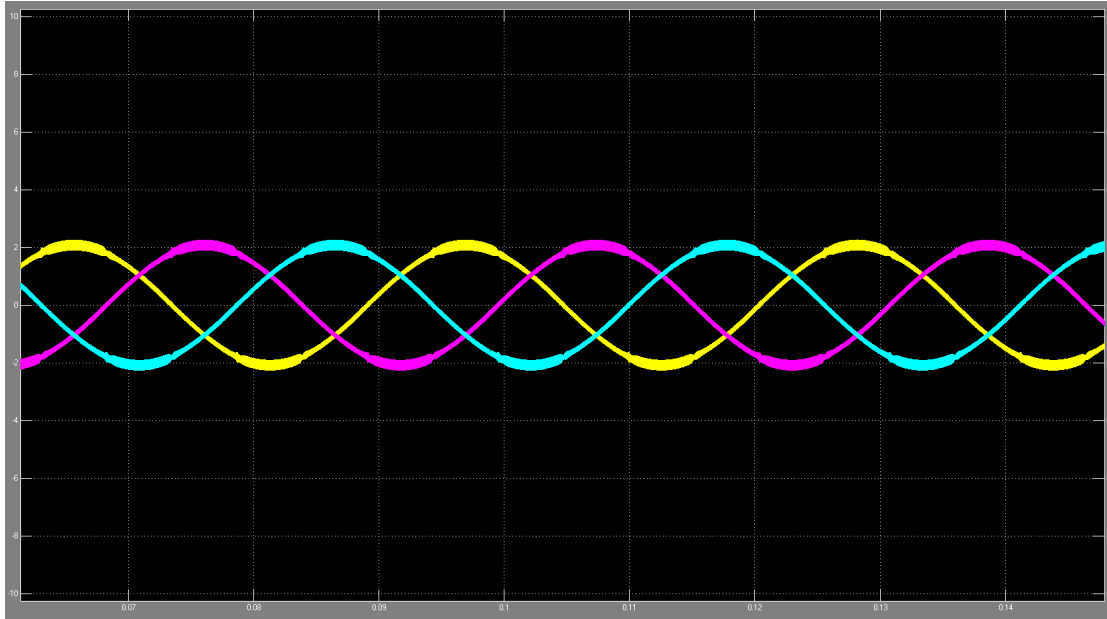
Εικόνα 3.7 Οι κυματομορφές των ρευμάτων των τριών φάσεων εξόδου κατά την απότομη μεταβολή φορτίου, ύστερα από λειτουργία σε μόνιμη κατάσταση

Τα δύο παραπάνω σενάρια που προσομοιώθηκαν, θα χρησιμοποιηθούν για τον καθορισμό των τελικών παραμέτρων του σχεδιασμού του κυκλώματος ισχύος του αντιστροφέα καθώς και στην επιλογή των κατάλληλων στοιχείων.

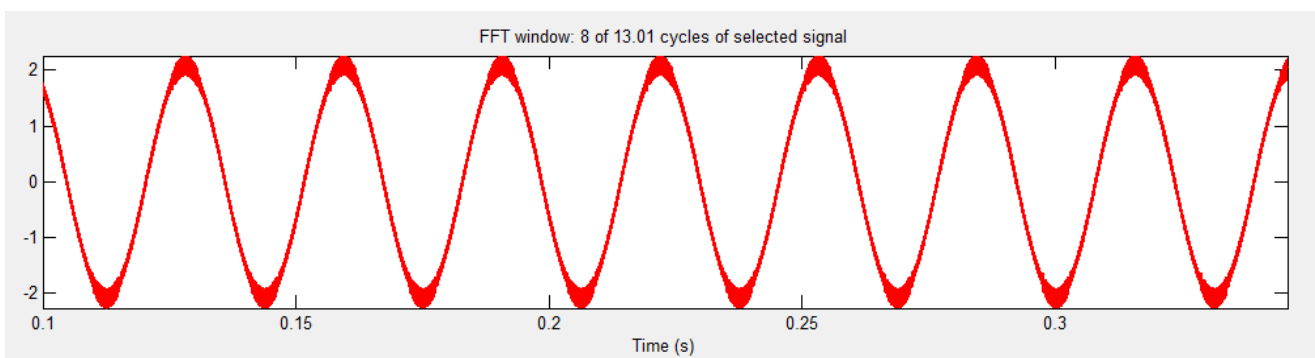
### 3.1.1.3 ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ

Τέλος, για τον προσδιορισμό των παραμέτρων θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί η αυτεπαγωγή του κινητήρα και η δυνατότητά της να ομαλοποιήσει (φιλτράρει) τα ρεύματα τροφοδοσίας αυτού. (Στο σημείο αυτό θα κριθεί και κατά πόσο ήταν σωστή η απόφαση που πάρθηκε, σχετικά με τους πόλους και τη συχνότητα του κινητήρα).

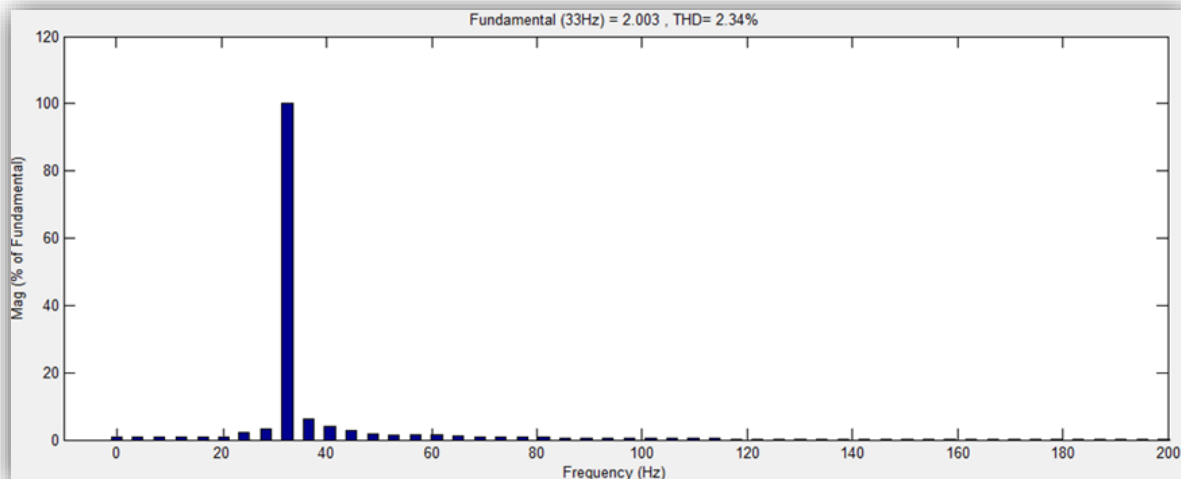
Για τις ανάγκες της προσομοίωσης αυτής, θα χρησιμοποιηθεί το απλούστερο σενάριο, που είναι αυτό της μόνιμης κατάστασης εξ' αρχής. Για περισσότερη ακρίβεια προσομοιώθηκαν περίπου 12-13 κύκλοι ρευμάτων από τους οποίους χρησιμοποιήθηκαν οι 8 για τον προσδιορισμό της συνολικής παραμόρφωσης του ρεύματος εξ' αιτίας των αρμονικών. Η μέτρηση αυτή, έγινε με τον έτοιμο αλγόριθμο FFT ( fast fourier transformation ) του Simulink, που χρησιμοποιείται για την ανάλυση Fourier οποιοδήποτε σήματος. Το σήμα καθώς και το αποτέλεσμα της ανάλυσης φαίνονται παρακάτω :



Εικόνα 3. 8 Σε μόνιμη κατάσταση η κυματομορφές των ρευμάτων των τριών φάσεων



Εικόνα 3. 9 Η μία από τις τρεις φάσεις στη μόνιμη κατάσταση



Εικόνα 3. 10 Ανάλυση *fourier* της κυματομορφής των ρευμάτων εξόδου.

Όπως παρατηρούμε και στην παραπάνω εικόνα η Συνολική Αρμονική Παραμόρφωση (Total Harmonic Distortion, THD) είναι ίση με 2.34%. Σύμφωνα με το 6<sup>ο</sup> κεφάλαιο του τεχνικού οδηγού της WEG με τίτλο «**Induction Motors fed by PWM frequency inverters**», δεν υπάρχουν συγκεκριμένα όρια της παραμόρφωσης τόσο της τάσης όσο και του ρεύματος, τα οποία θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε στα πλαίσια της οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων. Παρ' όλα αυτά κοιτώντας το άρθρο της IEEE με τίτλο «**Harmonics and IEEE 519**», γίνεται αντιληπτό ότι η παραμόρφωση αυτή είναι πάρα πολύ μικρή και καλή, εάν σκεφτεί κανείς ότι στο σύνολο των εφαρμογών, στις οποίες γίνεται αναφορά, το βέλτιστο/αυστηρότερο ανώτατο όριο είναι στο 2,5%.

Η ανάλυση αυτή πραγματοποιήθηκε για να αποφασιστεί κατά πόσο τα ρεύματα φιλτράρονται σωστά με το συγκεκριμένο φορτίο. Το συμπέρασμα, όπως συνηθίζεται άλλωστε στις εφαρμογές οδήγησης κινητήρα με αντιστροφέα, είναι ότι η τοποθέτηση εξωτερικού φίλτρου μεταξύ αντιστροφέα και κινητήρα δε χρειάζεται, παρά το γεγονός ότι οι κινητήρες επιφανειακού μαγνήτη έχουν χαμηλή σκέδαση.

### 3.1.2 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΤΕΛΙΚΟΣ ΚΑΘΟΡΙΣΜΟΣ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΩΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ

Ολοκληρώνοντας τις προσομοιώσεις παρατηρούμε τα εξής. Αρχικά ο κινητήρας και στα δύο αυτά ακραία σενάρια, δεν τραβάει ρεύματα τα οποία να ξεπερνούν τα 8-9 Αμπέρ. Στη μόνιμη κατάσταση τα ρεύματα είναι πολύ μικρά και πιο συγκεκριμένα της τάξης των 2-3 Αμπέρ. Και όπως εξηγήθηκε και προηγουμένως η χρήση φίλτρου είναι αχρείαστη, καθώς η αυτεπαγωγή του κινητήρα είναι αρκετή για την ομαλοποίηση των ρευμάτων.

Επομένως για τη σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος οι βασικές προδιαγραφές φαίνονται στον πίνακα που ακολουθεί :

<b>Ονομαστικό Ρεύμα</b>	2-3 Amps
<b>Μέγιστο μεταβατικό ρεύμα</b>	10 Amps
<b>Μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα</b>	15 Amps
<b>Ανώτατα όρια αντοχής πλακέτας</b>	25 Amp
<b>Τάση DC εισόδου</b>	46 Volts
<b>Συχνότητα φορέα</b>	5000 Hz
<b>Ονομαστική Συχνότητα Αναφοράς</b>	33Hz

Πίνακας 3. 1 Βασικές προδιαγραφές σχεδίασης του αντιστροφέα

Το μέγιστο μεταβατικό ρεύμα τοποθετήθηκε στα 10 Αμπέρ για λόγους ανοχής. Επίσης σαν «μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα» θεωρήθηκε το ρεύμα τα οποίο κυκλωματικά θα επιτρέπεται να κυκλοφορεί στην πλακέτα. Αιτία που θεωρήθηκε ένα τόσο υψηλό ρεύμα ως μέγιστο επιτρεπτό, είναι για τυχούσες αστοχίες, και εάν για τον οποιοδήποτε λόγο το φορτίο προκαλέσει τόσο μεγάλα ρεύματα, να μην διακοπεί λανθασμένα η ροή ισχύος και συνεπώς η λειτουργία του κυκλώματος. Και τέλος τα ανώτατα όρια αντοχής πλακέτας αναφέρονται στα ανώτατα όρια έντασης, τα οποία θα αντέχουν οι δρόμοι της πλακέτας χωρίς να υποστούν την οποιαδήποτε βλάβη.

## 3.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΜΕ ΤΟ ΛΟΓΙΣΜΙΚΟ PSPICE®

### 3.2.1 ΕΠΙΛΟΓΗ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΟΔΗΓΗΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΙΣΧΥΟΣ

Εφόσον καθορίστηκαν οι τελικές παράμετροι του κυκλώματος του αντιστροφέα, ξεκίνησε η επιλογή στοιχείων. Τα βασικότερα στοιχεία είναι αυτά των ημιαγωγών. Λόγω χαμηλής τάσης του κυκλώματος η επιλογή των MOSFETs για διακοπτικά στοιχεία θεωρήθηκε η βέλτιστη. Γενικότερα τα MOSFETs χαρακτηρίζονται από χαμηλές απώλειες στα χαμηλά ρεύματα και χαμηλή πτώση τάσης σε κατάσταση αγωγής. Εξίσου σημαντικό είναι και το χαρακτηριστικό των MOSFETs που έχει να κάνει με το θετικό θερμικό συντελεστή αντίστασης (PTC), ο οποίος προστατεύει το κύκλωμα από το φαινόμενο διαφυγής θερμότητας (thermal runaway), σε αντίθεση με τα IGBTs τα οποία σε περιπτώσεις υψηλών ρευμάτων και συνεπώς υψηλής θερμοκρασίας, μπορούν να αποδειχθούν αυτοκαταστροφικά.

Ύστερα από ενδελεχή έρευνα στο διαδίκτυο, επιλέχθηκε για ημιαγωγό στοιχείο το MOSFET IPB072N15N3 G της εταιρίας Infineon. Πρόκειται για ένα πολύ καλό ημιαγωγό, με χαμηλή αντίσταση αγωγή και γρήγορους χρόνους ανοίγματος και κλεισίματος. Οι ανοχές του σε ρεύματα και τάσεις είναι αρκετά υψηλότερες από τις συνθήκες λειτουργίας του αντιστροφέα, παρ' όλα αυτά επιλέχθηκε για λόγους προστασίας, καθώς θα υπάρχει ένα πολύ μεγάλο περιθώριο ανοχής. Πριν συνεχιστεί η ανάλυση των ημιαγωγών, να αναφερθεί ότι τα 150Volts, που αποτελούν και το όριο της τάσης αγωγής των MOSFETs, ουσιαστικά πρόκειται για μία λογική τιμή ορίου τάσης, καθώς κατά την αγωγή σε περίπτωση που δεν είναι καλή η σχεδίαση της πλακέτας, μπορεί να υπάρξουν spikes τάσης τα οποία να φτάνουν και σε διπλάσια τιμή από αυτή της πηγής.

Στη συνέχεια εφόσον επιλέχτηκαν τα ημιαγωγά στοιχεία, έπρεπε να επιλεχθούν οι κατάλληλοι drivers για την οδήγησή τους. Τα MOSFETs στην πύλη τους διαθέτουν ένα πυκνωτή (gate capacitor), του οποίου η φόρτιση/αποφόρτιση ουσιαστικά ανοιγοκλείνει την αγωγή τους. Για την ταχύτερη φόρτιση του πυκνωτή, χρειάζονται μεγάλα ρεύματα, όμως οι μικροεπεξεργαστές οι οποίοι χρησιμοποιούνται για την παλμοδότηση δίνουν στην έξοδο τους πολύ μικρά ρεύματα της τάξης των μερικών mA, το οποίο καθιστά αδύνατη τη φόρτιση των πυκνωτών αυτών. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται Drivers, οι οποίοι ουσιαστικά δέχονται τους παλμούς από τους μικροεπεξεργαστές και με μία πολύ μικρή καθυστέρηση της τάξης των μερικών ns (propagation delay), τροφοδοτούν τα προς οδήγηση MOSFETs με τάση ίση ή μεγαλύτερη (ανάλογα την απαιτούμενη τάση πύλης) και ρεύματα της τάξης των μερικών Amp. Έχοντας πλέον καθορίσει τα χρησιμοποιούμενα MOSFETs πραγματοποιήθηκε έρευνα έτσι ώστε να επιλεχθούν drivers χαρακτηριστικών συμβατών με αυτά των MOSFETs.

Αποτέλεσμα της έρευνας ήταν τα δύο παρακάτω μοντέλα. Το ένα ήταν το **ADuM3223** της εταιρίας **Analog** και το άλλο το μοντέλο **UCC27210** της εταιρία **Texas Instruments**. Πριν συνεχίσουμε στην τελική επιλογή, είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι για λόγους ασφάλειας, επιλέγεται στις περισσότερες εφαρμογές η απομόνωση των ισχυρών ρευμάτων της εξόδου του driver καθώς και του συνόλου του

κυκλώματος ισχύος, από αυτό του κυκλώματος σημάτων. Αυτό ουσιαστικά αποτέλεσε και έναν από τους βασικότερους άξονες πάνω στον οποίο βασίστηκε η σχεδίαση.

Ως αποτέλεσμα έπρεπε η έξοδος του μικροεπεξεργαστή να απομονωθεί από την έξοδο των drivers. Από τα δύο παραπάνω μοντέλα το πρώτο της εταιρίας Analog, έχει ενσωματωμένη απομόνωση της εξόδου του από την είσοδό του προσφέροντας με τον τρόπο αυτό μία ολοκληρωμένη λύση. Σε αντίθεση με αυτό, η δεύτερη επιλογή δεν προσφέρει τέτοια λύση, συνεπώς η επιπρόσθετη χρήση ενός οπτικού συζεύκτη (optocoupler) ήταν αναγκαία. Αν και φαντάζει η επιλογή του πρώτου driver μονόδρομος, ωστόσο η σύγκριση και η επιλογή με υπαρκτά επιχειρήματα ήταν απαραίτητη καθώς και οι δύο drivers αποτελούν αξιολογες λύσεις η κάθε μία με τα δικά της πλεονεκτήματα. Για την τελική απόφαση, επιλέχθηκαν και κατάλληλοι optocouplers (digital isolators) και πιο συγκεκριμένα το μοντέλο HCPL-0930 της εταιρίας AVAGO technologies.

### ADuM3223

### UCC27210 + HCPL-0930

- Παρέχει απομόνωση εισόδου και εξόδου
- Έχει χαμηλό κόστος, δεδομένου του ότι αποτελεί μία ολοκληρωμένη λύση
- Έχει φυσιολογική κατανάλωση
- Μειωμένη πολυπλοκότητα χρήσης, καθώς απαλλάσσει το χρήστη από την ανάγκη απομόνωσης

- Παρέχει απομόνωση εισόδου και εξόδου
- Αυξημένο κόστος λόγω Optocoupler
- Ελάχιστα υψηλότερη
- Αυξημένη πολυπλοκότητα, λόγω χρήσης επιπλέον ολοκληρωμένου

Πίνακας 3. 2 Συγκριτικός πίνακας των δύο λύσεων, για την οδήγηση των MOSFETs

Έχοντας πλέον δύο ολοκληρωμένες επιλογές, αποφασίστηκε πως λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας της δεύτερης επιλογής αλλά εν τέλει και της αυξημένης κατανάλωσης ισχύος η επιλογή του μοντέλου της Analog θα ήταν η βέλτιστη. Πιο συγκεκριμένα, η επιλογή της Texas Instruments σε συνδυασμό με τον απομονωτή της Avago, θα χρειαζόνταν μία τροφοδοσία 5Volts (η οποία όμως ούτως ή άλλως θα υπήρχε) από την πλευρά των σημάτων και 2 τροφοδοσίες των 5Volts και των 15Volts από την πλευρά του ισχύος (οι οποίες θα έπρεπε να σχεδιαστούν καθώς δε θα προϋπήρχαν), σε αντίθεση με αυτήν της Analog οι οποία θα χρειαζόταν μία των 5Volts από την πλευρά των σημάτων και μία των 15Volts από την πλευρά του ισχύος. Ενώ αναφορικά με την κατανάλωση στο σύνολό τους θα ήταν παρόμοια, ωστόσο η δεύτερη επιλογή θα υστερούσε λόγω της ανάγκης για μία επιπρόσθετη πηγή, ενώ επίσης για την υλοποίηση της θα χρειαζόταν είτε ένα επιπλέον DC-DC τροφοδοτικό (με μέγιστη απόδοση 80-82%) είτε κάποιον κανονικοποιητή τάσης με απώλειες σύμφωνα με τη βιβλιογραφία ίσες με  $\Delta V \cdot I$ .

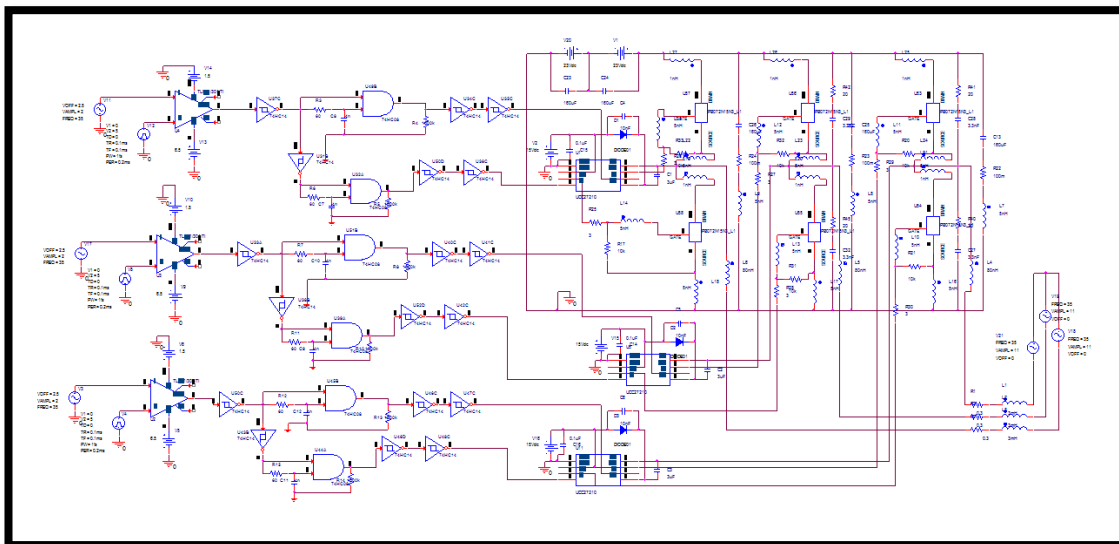
Συνοψίζοντας, καταλήξαμε στην επιλογή του MOSFET **IPB072N15N3** G της Infineon και στον driver **ADuM3223** της εταιρίας Analog Devices.



Στη συνέχεια, εφόσον επιλέχθηκαν τα στοιχεία του αντιστροφέα πραγματοποιήθηκαν κυκλωματικές προσομοιώσεις στη σουίτα OrCAD της εταιρίας Cadence, έτσι ώστε να μελετηθούν οι αποκρίσεις των ημιαγωγών, οι απώλειές τους καθώς και να μελετηθεί η ανάγκη κάποιου Snubber κυκλώματος για την ομαλοποίηση των ρευμάτων και των τάσεων κατά την αγωγή και σβέση των στοιχείων. Στα πλαίσια της προσομοίωσης, χρησιμοποιήθηκε ο Driver UCC27210 της εταιρία Texas Instruments, καθώς τα χαρακτηριστικά του είναι παρόμοια με αυτόν της Analog και λόγω του ότι η Analog δεν προσφέρει μοντέλο PSpice του συγκεκριμένου ολοκληρωμένου.

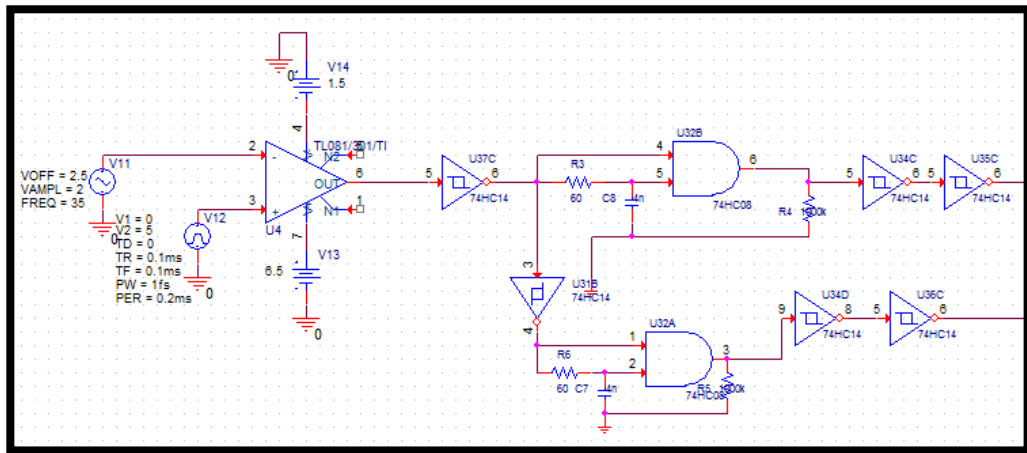
### 3.2.2 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ PSPICE®

Η κυκλωματική διάταξη του αντιστροφέα κατά τη διαμόρφωσή της στο OrCAD, είναι η εξής:

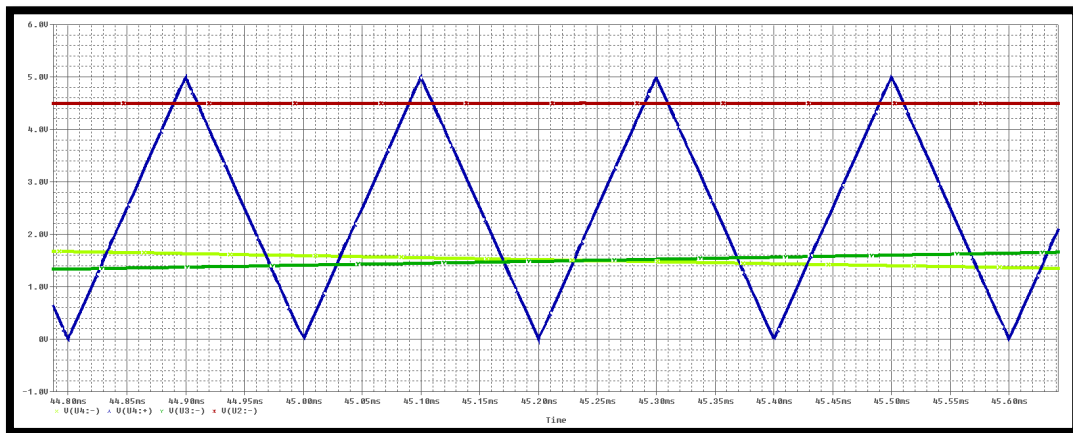


Εικόνα 3. 11 Κυκλωματική διάταξη προσομοίωσης της λειτουργίας του αντιστροφέα στο περιβάλλον PSpice της Cadence.

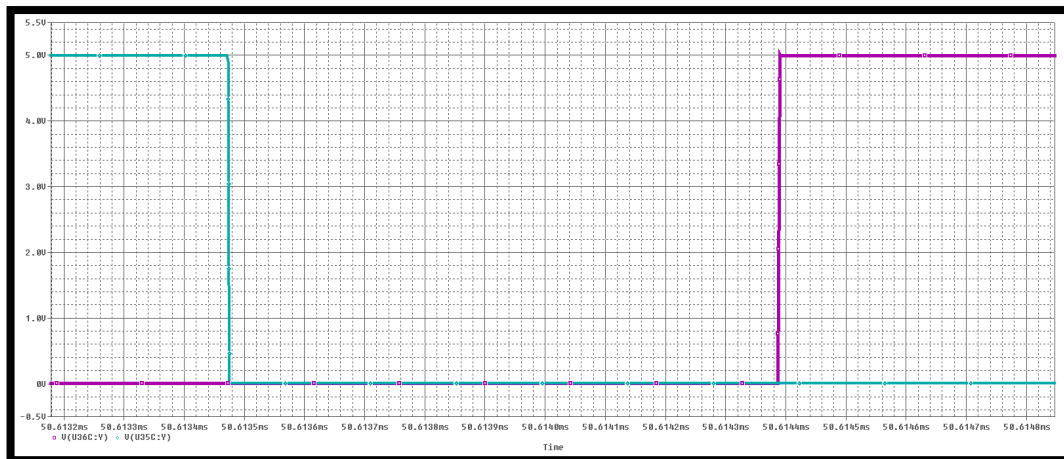
Στο κύκλωμα αυτό, με τη βοήθεια τελεστικών ενισχυτών σε συνδεσμολογία συγκριτή καθώς και 4 πηγών ( οι 3 ημιτονοειδείς τάσεις με διαφορά φάσης  $120^\circ$  και συχνότητα 35Hz και η 4<sup>η</sup> τριγωνική τάση με συχνότητα 5KHz ,  $M_f=0.8$  ) πραγματοποιήθηκαν οι 6 απαιτούμενοι SPWM παλμοί ( οι υπόλοιποι 3 είναι οι συμπληρωματικοί των πρώτων ). Λόγω του ότι η λειτουργία του αντιστροφέα απαιτεί την ύπαρξη νεκρών χρόνων (dead time) μεταξύ των συμπληρωματικών παλμών έτσι ώστε να μην υπάρχει στιγμιαία κάποιο βραχυκύκλωμα μεταξύ high και low MOSFET, χρησιμοποιήθηκε ένα επιπλέον κύκλωμα το οποίο λειτουργεί με σκοπό να καθυστερεί την ανύψωση του παλμού, ενώ ταυτόχρονα με τη βοήθεια μίας πύλης «KAI» να μη καθυστερεί τη σβέση του.



Εικόνα 3. 12 Κύκλωμα παραγωγής SPWM παλμών με λειτουργία dead-time, ώστε να αποφεύγεται η στιγμιαία βραχυκύκλωση των MOSFETs που βρίσκονται στην ίδια ημιάφιρα. [11]



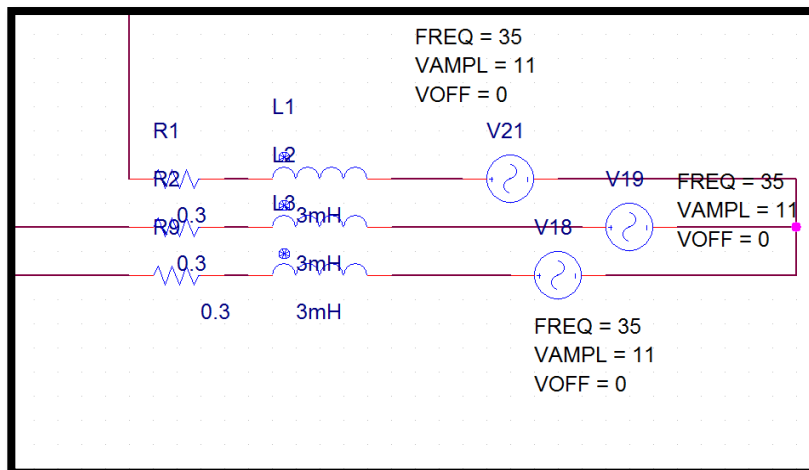
Εικόνα 3. 13 Τα 3 ημιτονοειδή σήματα αναφοράς και το τριγωνικό σήματα φορέα ( $M_f = 0.8$ )



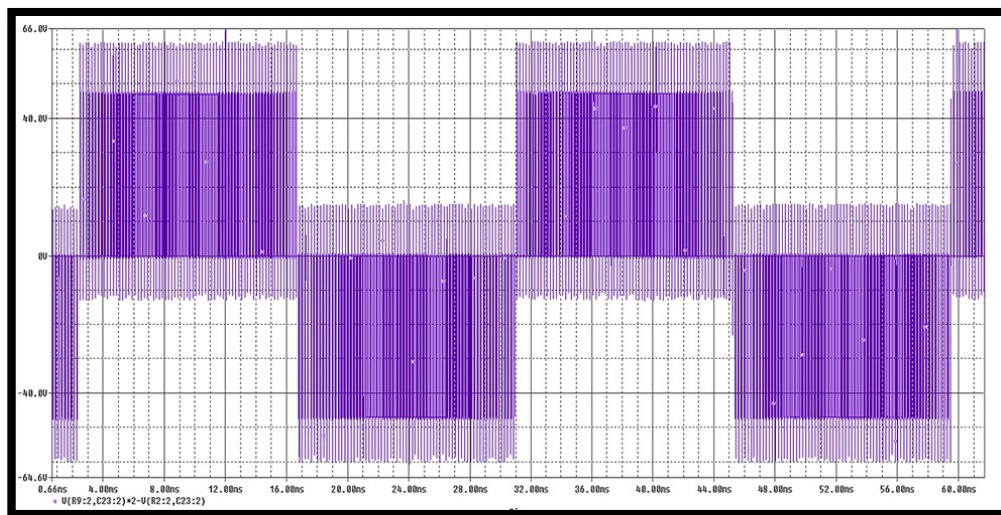
Εικόνα 3. 14 Ο νεκρός χρόνος μεταξύ των συμπληρωματικών παλμών. Ισούται περίπου με 30ns

Στη συνέχεια λόγω του ότι δεν βρέθηκε κάποιο μοντέλο κινητήρα που να προσεγγίζει τις ανάγκες της προσομοίωσης, χρησιμοποιήθηκε το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα, το οποίο αποτελείται από μία αντίσταση ( $R$ ) σε σειρά με ένα πηνίο ( $L_d$ ) καθώς και μία πηγή τάσης (Αντι-ΗΕΔ). Τα μεγέθη των τριών στοιχείων είναι οι ακριβείς τιμές του κινητήρα σε ονομαστική ταχύτητα. Παρακάτω φαίνεται αναλυτικά το κύκλωμα του Spice που χρησιμοποιήθηκε ως μοντελοποίηση του

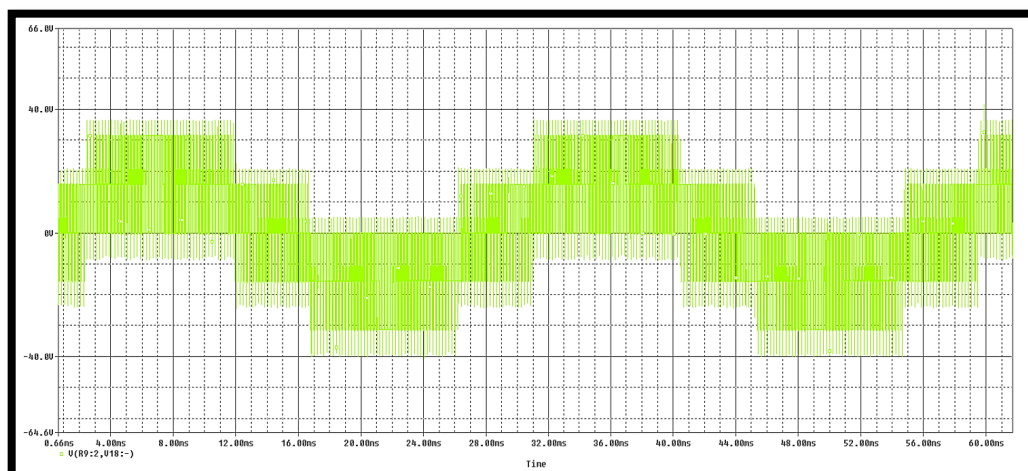
κινητήρα, ενώ στη συνέχεια φαίνονται ενδεικτικά κάποιες κυματομορφές της λειτουργίας του κυκλώματος.



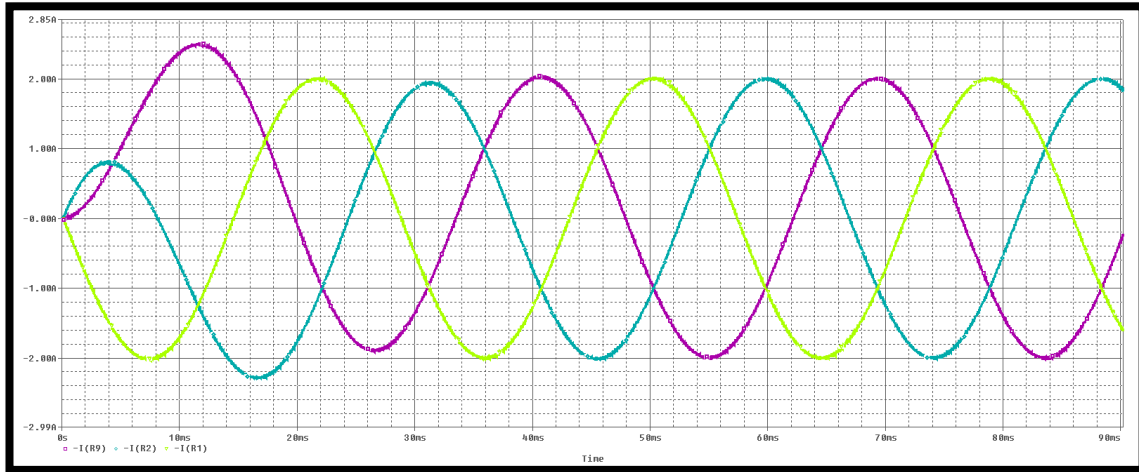
Εικόνα 3. 15 Το ισοδύναμο κύκλωμα του κινητήρα , όπως αυτό προσομοιώθηκε στο PSpice



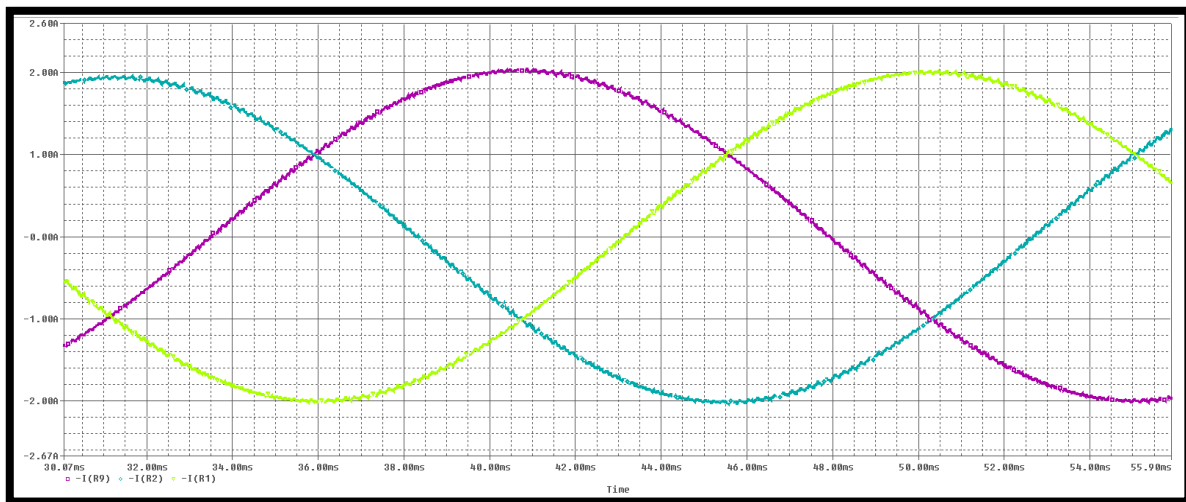
Εικόνα 3. 16  $V_{RS}$  Πολική τάση εξόδου της προσομοίωσης



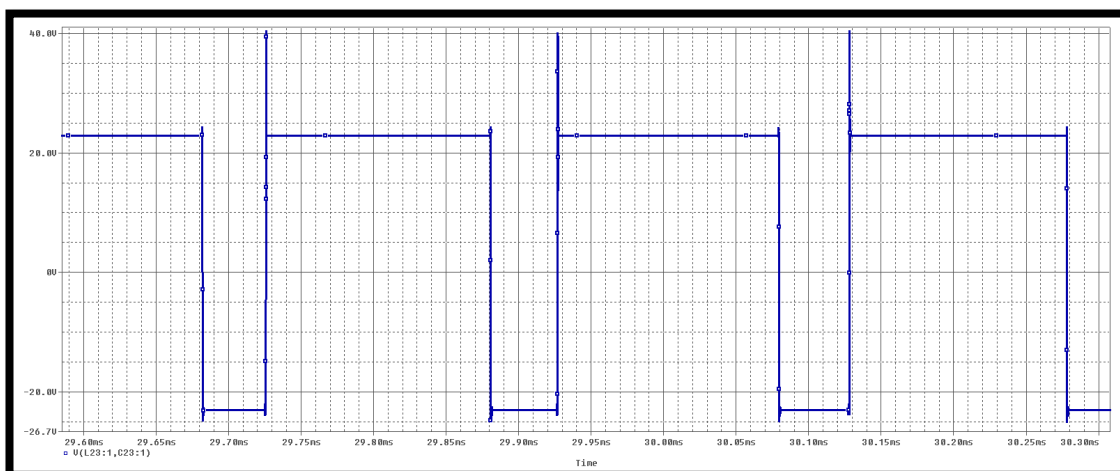
Εικόνα 3. 17  $V_{RN}$  Φασική τάση εξόδου της προσομοίωσης με αναφορά τον ουδέτερο του κινητήρα



Εικόνα 3. 18 Ρεύματα εξόδου των 3 φάσεων (σε μεγέθυνση)

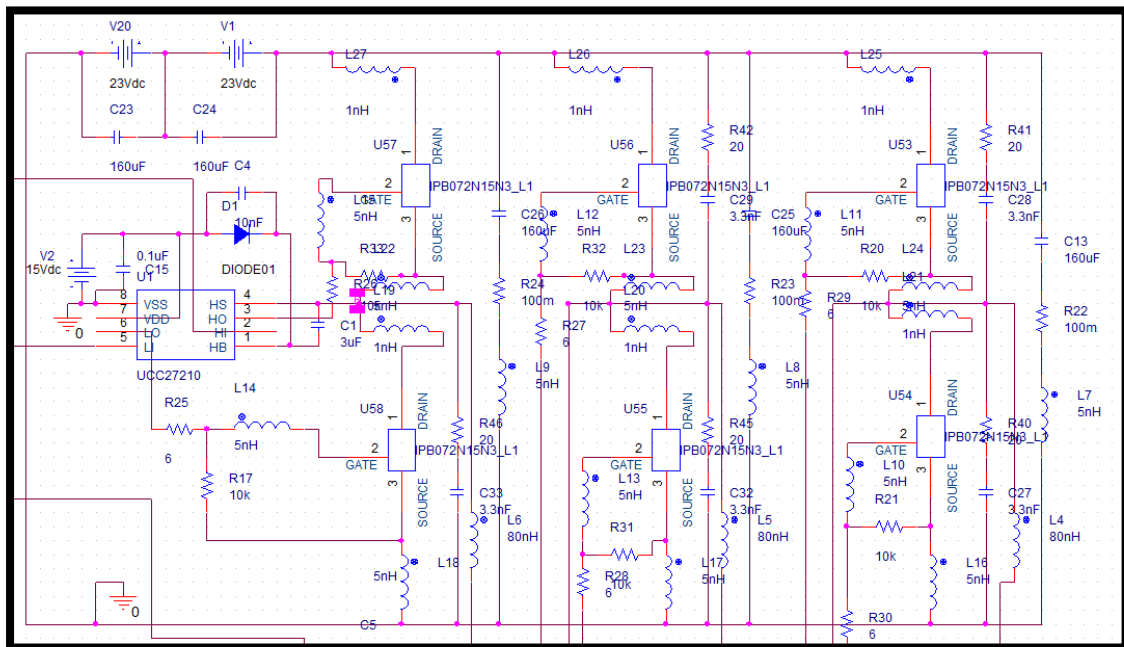


Εικόνα 3. 19 Ρεύματα εξόδου των 3 φάσεων



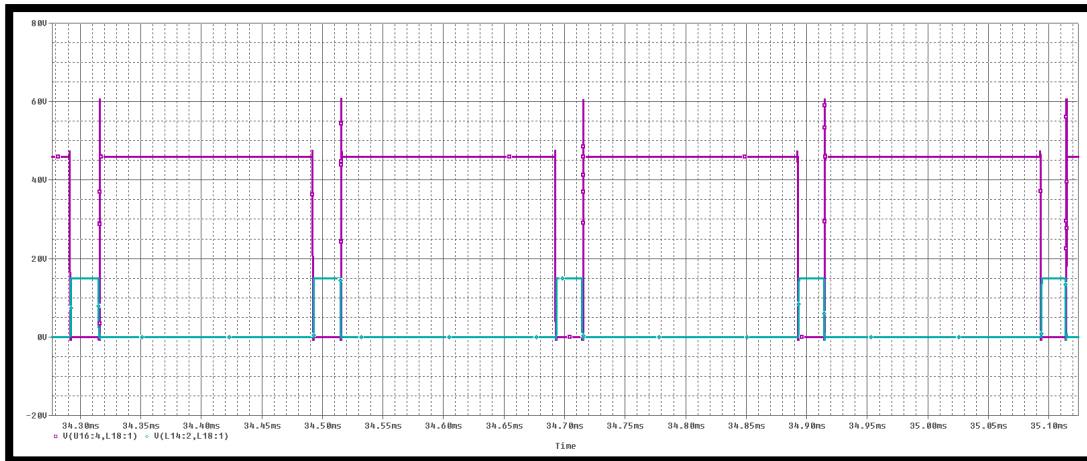
Εικόνα 3. 20 Φασική τάση ως προς τον ουδέτερο του αντιστροφέα

Κατόπιν, σχεδιάστηκε το κύκλωμα ισχύος με τα επιλεγμένα MOSFET του κυκλώματός, τους Drivers της Texas και μία απλή συνδεσμολογία RC snubber ( Η ανάλυση του κυκλώματος ισχύος θα πραγματοποιηθεί παρακάτω ). Τέλος πραγματοποιήθηκαν οι κατάλληλες μετατροπές έτσι ώστε το κύκλωμα να αποκτήσει μη ιδανικό χαρακτήρα και να προσεγγίσει όσο το δυνατόν καλύτερα την πραγματική του μορφή. Συγκεκριμένα, προστέθηκαν πηνία και αντιστάσεις σε όλους τους αγωγούς (οι τιμές προέκυψαν ανάλογα το μήκος, το πλάτος καθώς και το βάθος του εκτιμώμενου προσεγγιστικά χαλκοδιαδρόμου), επίσης προστέθηκαν πηνία στα άκρα των MOSFETs σύμφωνα με τα στοιχεία του datasheet ( οι χωρητικότητες τους ήταν ήδη εκχωρημένες στα PSpice μοντέλα τους ) και τέλος τροποποιήθηκαν οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές καθώς και οι δίοδοι, έτσι ώστε να προσεγγίζουν επίσης αυτούς των αληθινών κυκλωμάτων [12].

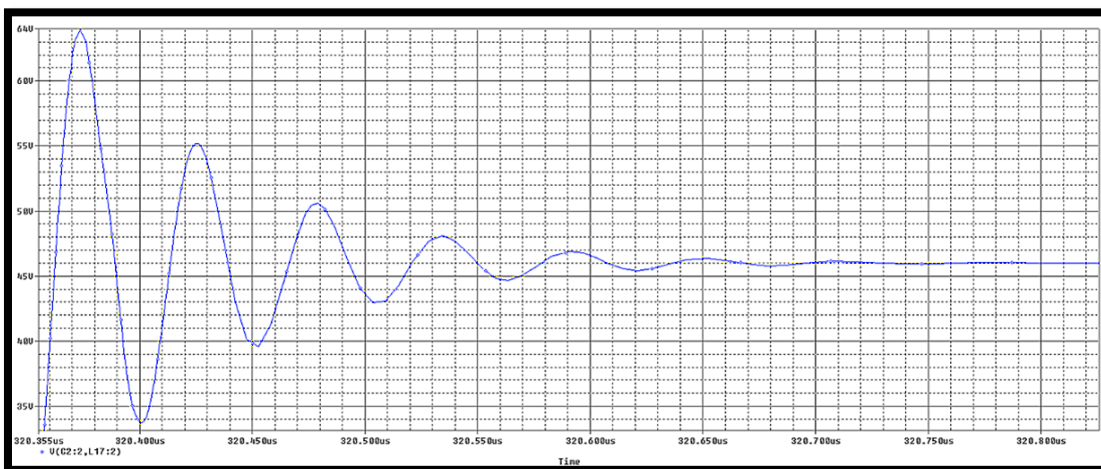


Εικόνα 3. 21 Αναλυτικά το προσομοιωτικό κύκλωμα των 3 γεφυρών του αντιστροφέα

Παρακάτω φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων μεταξύ Gate – Source και μεταξύ Drain – Source του MOSFET. Με τη βοήθεια αυτών των κυματομορφών αποφασίστηκε η χρήση ή μη κάποιου snubber κυκλώματος, καθώς και η τιμή της αντίστασης εισόδου της πύλης του MOSFET. Επίσης μέσω των χρόνων ανόδου και καθόδου της  $V_{DS}$ , θα πραγματοποιηθεί ένας προσεγγιστικός υπολογισμός των διακοπτικών απωλειών του αντιστροφέα.

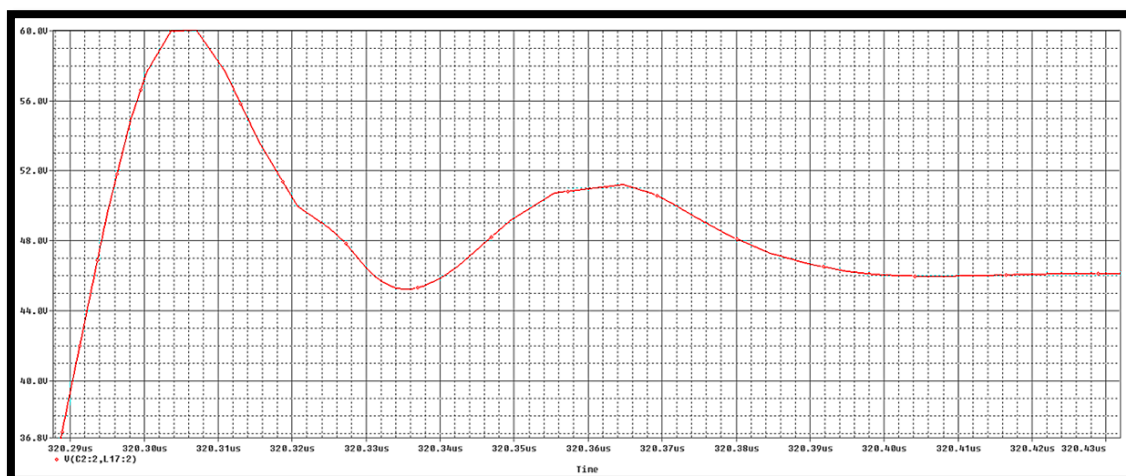


Εικόνα 3. 22 Οι δύο κυματομορφές  $V_{GS}$  και  $V_{DS}$  του ίδιου διακοπτικού στοιχείου



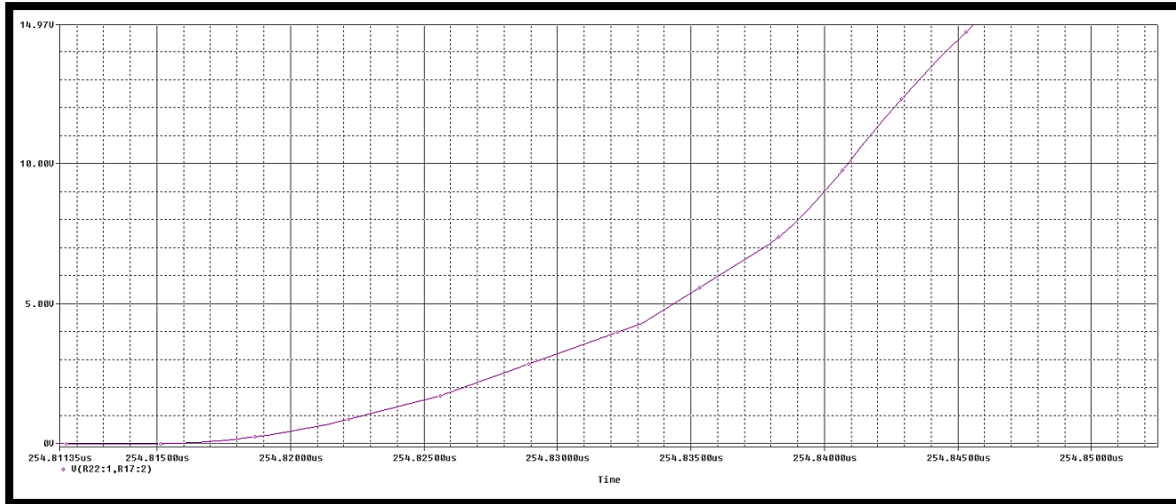
Εικόνα 3. 23 Ενδεικτικά η ταλάντωση της τάσης ανόδου χωρίς snubber κύκλωμα και με αντίσταση πύλης ίση με  $3\Omega$ .

Όπως φαίνεται και στις δύο παραπάνω εικόνες η τάση παρουσιάζει κάποια μερική ταλάντωση. Για την αντιμετώπιση αυτής, έγιναν διάφορες δοκιμές ως προς την αντίσταση της πύλης του MOSFET, ενώ παράλληλα σχεδιάστηκε ένα απλό RC snubber κύκλωμα. Η τελική τάση Drain-Source είναι η παρακάτω :



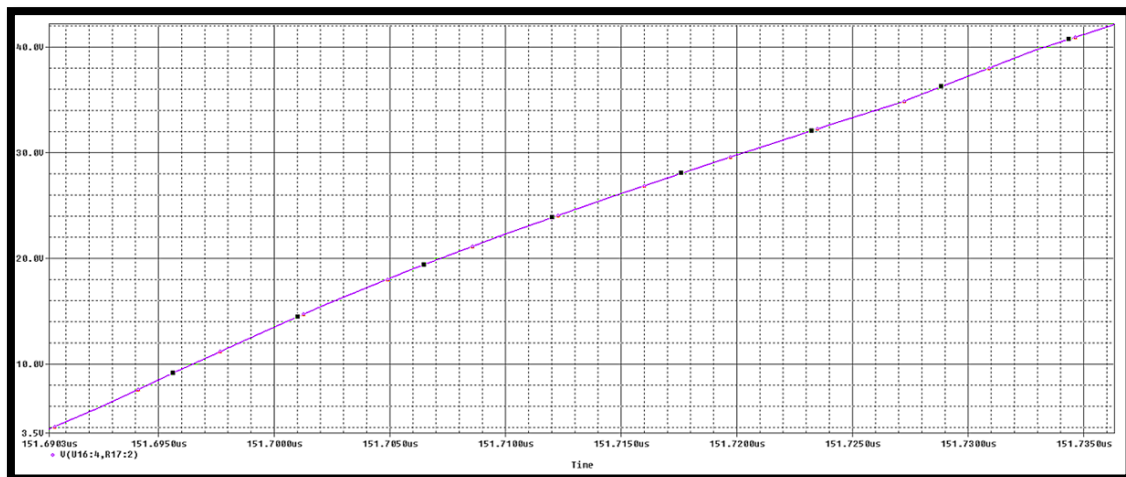
Εικόνα 3. 24 Η κυματομορφή ανόδου της τάσης εμφανώς βελτιωμένη με  $R_G=5\text{ Ohms}$  και RC snubber.

Χωρίς το snubber το spike της τάσης φτάνει τα **64 Volts** με συνολική διάρκεια ταλάντωσης **300ns**, ενώ με τη χρήση του snubber το spike μειώνεται αισθητά στα **60Volts** με συνολική διάρκεια ταλάντωσης μόλις **100ns**. Ακολούθως της εικόνας 3.24 και της ανάλυσης των snubber, θα γίνει ανάλυση στους χρόνους ανοίγματος και κλεισίματος των εξόδων των drivers αλλά και των MOSFETs, ενώ στη συνέχεια θα γίνει ένας προσεγγιστικός υπολογισμός των απωλειών του κάθε στοιχείου.

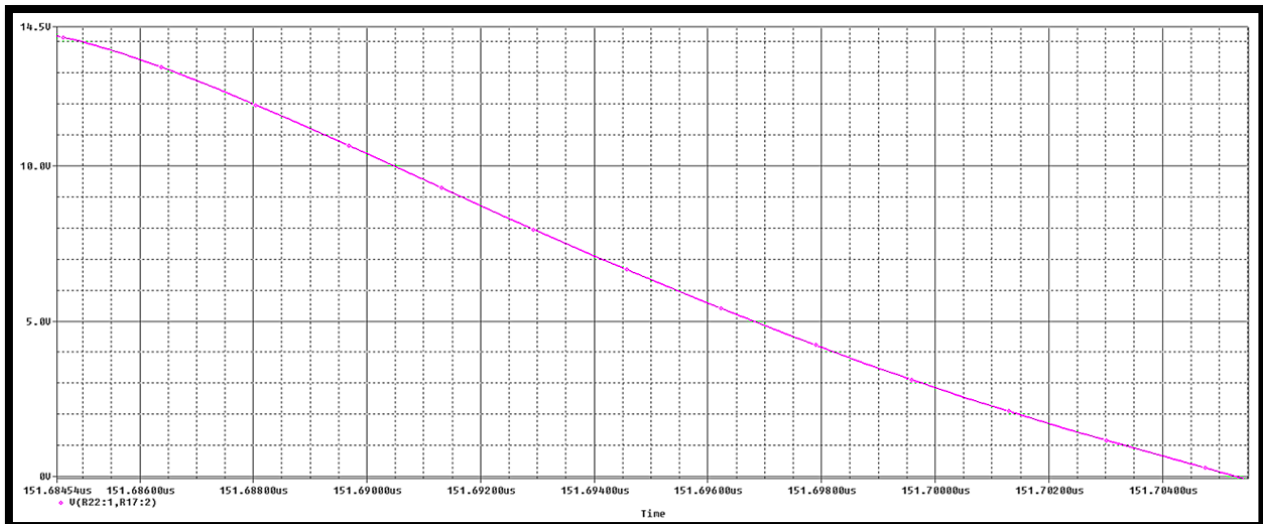


Εικόνα 3. 25 ( $t_{ON} - V_{GS}$ ) Καμπύλη ανόδου, τάσης gate-source

Σαν χρόνος ανόδου θα θεωρηθεί ο χρόνος κατά τον οποίο η τάση θα μεταβληθεί από το 10% της τελικής τιμής, της στο 90% (όπως άλλωστε μετριέται και στα διάφορα datasheets). Στην προκειμένη περίπτωση ο χρόνος ισούται με 20ns. Πρόκειται για πολύ καλό χρόνο, αν συνυπολογισθεί η έντονη επαγωγικότητα της πύλης του MOSFET.



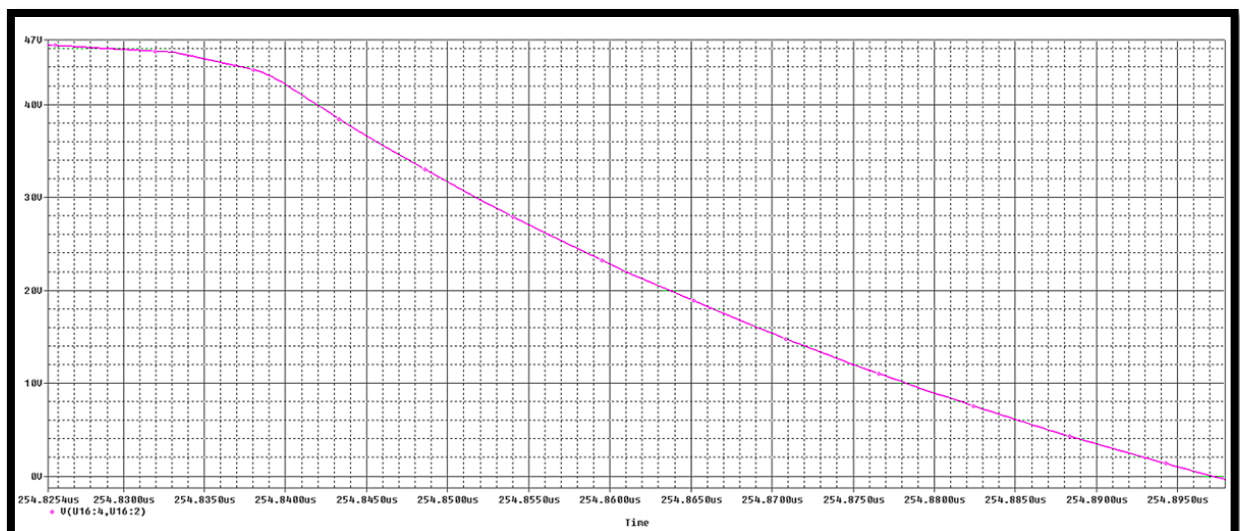
Εικόνα 3. 26 ( $t_{ON} - V_{DS}$ ) Καμπύλη ανόδου, τάσης drain-source



Εικόνα 3. 27 ( $t_{OFF} - V_{GS}$ ) Καμπύλη καθόδου, τάσης gate-source

Εν συνεχεία, ο χρόνος ανοίγματος του MOSFET ισούται με 38ns, το οποίο ομοίως με παραπάνω είναι επίσης πολύ καλός χρόνος, λόγω της επαγωγικής φύσης του φορτίου. Πριν συνεχισθεί η ανάλυση, θα ήταν κατάλληλο σημείο ώστε να αναφερθεί ότι στη σχεδίαση για λόγους βέλτιστης λειτουργίας (συμπεριλαμβανομένου των χρόνων  $t_{on}$  &  $t_{off}$ ) η απόσταση μεταξύ εξόδου driver και gate MOSFET, αλλά και source MOSFET και γης driver θα είναι όσο το δυνατόν μικρότερες, έτσι ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι επαγωγές των αγωγών. Αντιστοίχως με τους χρόνους ανόδου, ακολουθούν οι χρόνοι καθόδου.

Ομοίως υπολογιζόμενος με προηγούμενως, ο χρόνος καθόδου ή σβέσης της τάσης του driver ισούται με 26ns, ενώ όπως φαίνεται και παρακάτω ο αντίστοιχος χρόνος του MOSFET είναι ίσος με 47ns.



Εικόνα 3. 28 ( $t_{OFF} - V_{DS}$ ) Καμπύλη καθόδου, τάσης drain-source

Θέλοντας στη συνέχεια να υπολογιστούν στα πλαίσια της προσομοίωσης οι διάφορες απώλειες των MOSFET, αρχικά κατά την αγωγή θα θεωρηθεί ως ένα



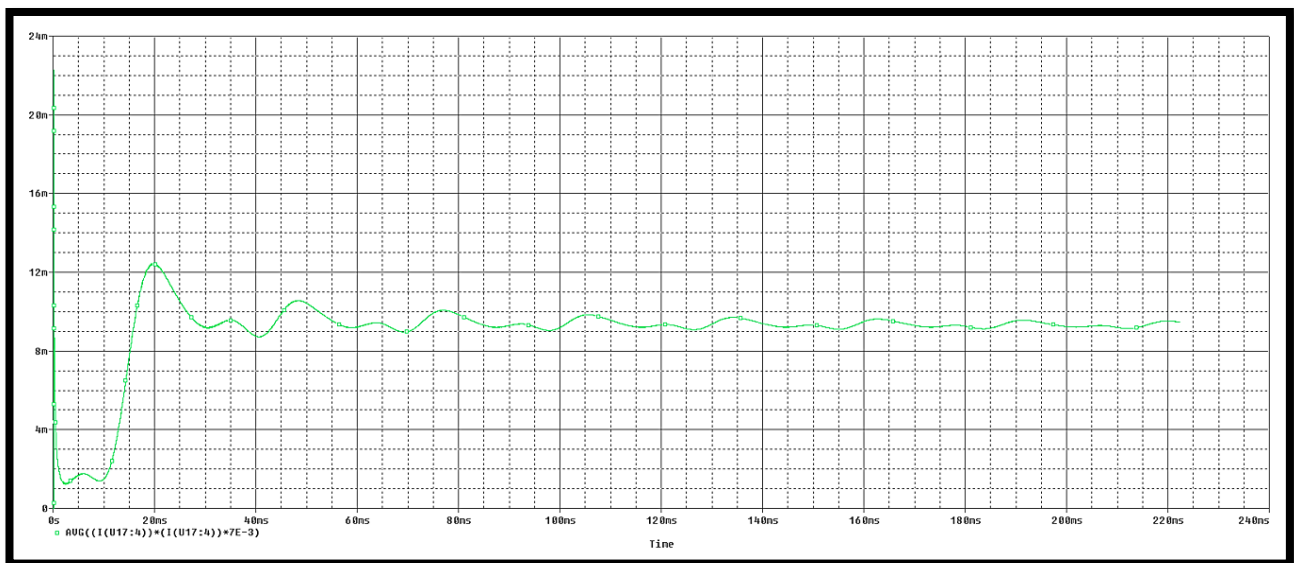
καθαρά ωμικό φορτίο με αντίσταση  $R_{DS} = 7E-3 \Omega$  και οι απώλειες του θα ισούνται με :το κάθε ένα από αυτά, ως ένα δίθυρο και συνεπώς οι συνολικές απώλειές του θα υπολογίζονται μέσω του τύπου :

$$\text{Απώλειες}_{\text{αγωγής}} = \overline{I_{DS}^2} * R_{DS} \quad (3.1)$$

ενώ στη συνέχεια θα γίνει υπολογισμός των συνολικών απωλειών του, καθώς το MOSFET θα μελετηθεί ως δίθυρο και συνεπώς οι απώλειες του θα υπολογίζονται μέσω του τύπου :

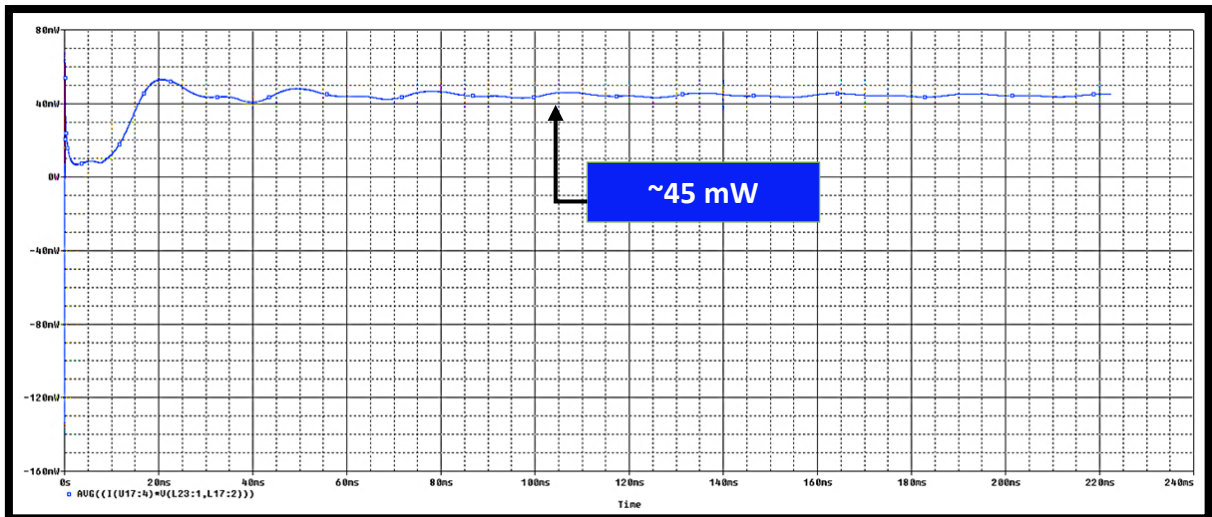
$$\text{Απώλειες} = \overline{V_{DS}} * I_{DS} \quad (3.2)$$

Η εφαρμογή των δύο παραπάνω τύπων ακολουθεί αντίστοιχα στις εικόνες 3.27 και 3.28.



Εικόνα 3. 29 Απώλειες αγωγής οι οποίες προκύπτουν με χρήση του τύπου 3.1

Όπως φαίνεται λοιπόν στην πρώτη εικόνα (3.29), οι απώλειες αγωγής ισούνται περίπου με 10mW ανά στοιχείο. Αυτό μας δίνει μία γενική εκτίμηση των συνολικών απωλειών του αντιστροφέα ως προς την αγωγή των στοιχείων του ίση με 60mW.



Εικόνα 3. 30 Υπολογισμός συνολικών απωλειών MOSFET οι οποίες υπολογίζονται με χρήση του τύπου 3.2

Ομοίως από τη δεύτερη εικόνα (3.30) μπορούμε να δούμε ότι οι συνολικές απώλειες του κάθε στοιχείου ισούνται περίπου με 45mW ανά στοιχείο. Αυτό αντίστοιχα με προηγουμένως για τα συνολικά 6 στοιχεία του αντιστροφέα, μας δίνει συνολικές απώλειες αντιστροφέα ίσες με 270mW.

### 3.3 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ

Αρχικά, όπως ήδη παρουσιάστηκε στο δεύτερο κεφάλαιο, έγινε ένα καθορισμός των βασικών μερών του συνολικού συστήματος στο οποίο θα συμμετέχει ο παρών ηλεκτρονικός μετατροπέας καθώς και οι διάφορες προδιαγραφές της κατασκευής, οι οποίες και προέκυψαν από διάφορα κριτήρια.

Εν συνεχεία και περνώντας στο τρίτο κεφάλαιο, έγιναν διάφορες προσομοιώσεις στο περιβάλλον Simulink της Matlab, οι οποίες σχεδιάστηκαν σύμφωνα με τις προδιαγραφές που είχαν καθοριστεί προηγουμένως και ως αποτέλεσμα αυτών, καθορίστηκαν κάποιες βασικές τιμές οι οποίες και αφορούσαν τα στοιχεία του κυκλώματος. Συγκεκριμένα, καθορίστηκαν τα ρεύματα, οι τάσεις καθώς και οι συχνότητες (διακοπτικές αλλά και αναφοράς) στις οποίες θα λειτουργούσε ο αντιστροφέας.

Με χρήση των παραπάνω αποτελεσμάτων, επιλέχθηκαν ύστερα από προσεκτική έρευνα αγοράς τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος ισχύος, τα οποία θεωρήθηκαν τα καταλληλότερα για την παρούσα εφαρμογή. Κατόπιν της επιλογής των στοιχείων, προσομοιώθηκε το σύνολο του συστήματος στο περιβάλλον OrCAD της Cadence, και μελετήθηκε η απόδοσή του, η λειτουργία του, καθώς και η συνεργασία μεταξύ των στοιχείων του.

Τα αποτελέσματα από ολόκληρη την παραπάνω διαδικασία, ήταν πολύ θετικά. Τα στοιχεία έδειξαν πολύ γρήγορες αποκρίσεις, πολύ καλή συμπεριφορά ως προς τη λειτουργία τους εντός του συστήματος και σε μεγάλο βαθμό σύμφωνη με την αναμενόμενη. Παρ' όλα αυτά, προτού να πραγματοποιηθεί η τελική σχεδίαση του κυκλώματος, πραγματοποιήθηκε κατάλληλη συνδεσμολογία στο εργαστήριο με τα τελικά στοιχεία της επιλογής, έτσι ώστε να οριστικοποιηθεί η επιλογή τους μέσω μίας πρακτικής μέτρησης. Επίσης βασικός λόγος για τον οποίο κάτι τέτοιο είναι απαραίτητο, είναι για να οριστικοποιηθεί και η επιλογή των drivers, τα οποία και θα οδηγήσουν τα MOSFETs, καθώς στο PSpice όπως εξηγήθηκε και προηγουμένως, χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις ένα διαφορετικό μοντέλο.

Τέλος, όπως έχει ήδη αναφερθεί, πέραν του κυκλώματος ισχύος του αντιστροφέα, θα υπάρχουν και άλλα 3 βασικά μέρη. Αυτά θα είναι το μετρητικό, το σύστημα εποπτείας και προστασίας και τέλος το σύστημα της τηλεμετρίας. Δυστυχώς τα παραπάνω δε δύναται να προσομοιωθούν, καθώς δεν υπήρχαν μοντέλα αυτών προς προσομοίωση. Για το λόγο αυτό, ομοίως με το σύστημα ισχύος, θα γίνουν διάφορα πειράματα στο εργαστήριο, έτσι ώστε να γίνει μία πρώτη εκτίμηση της λειτουργίας τους αλλά και για να καθοριστεί η επιλογή των στοιχείων.



# 4<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

## ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ & ΠΛΑΚΕΤΑΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

---

Έχοντας ολοκληρώσει τις προσομοιώσεις του κυκλώματος ισχύος καθώς και την επιλογή των στοιχείων αυτού, στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί το πρακτικό μέρος της κατασκευής. Αρχικά θα παρουσιαστούν τα επιμέρους κυκλώματα της πλακέτας, και εν συνεχεία θα παρουσιαστεί η μεθοδολογία σχεδίασης, καθώς και το τελικό σχέδιο της πλακέτας.

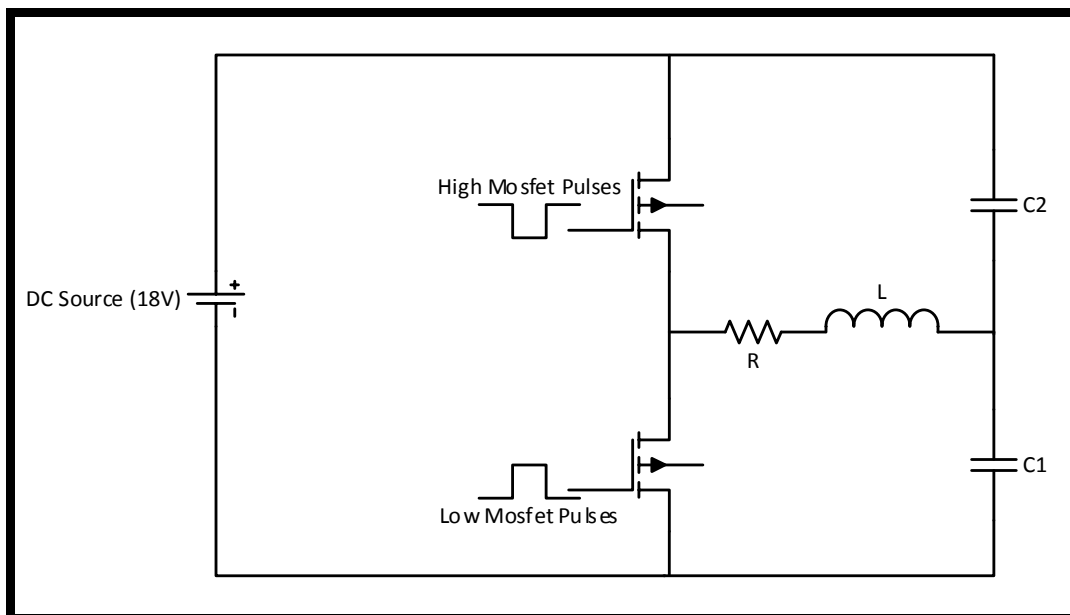
### 4.1 ΕΠΙΜΕΡΟΥΣ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΠΛΑΚΕΤΑΣ

Προχωρώντας στην παρουσίαση των επιμέρους κυκλωμάτων της πλακέτας, αυτά θα αναλυθούν εις βάθος συνοδευόμενα από το κατάλληλο θεωρητικό υπόβαθρο και όπου αυτό κρίνεται απαραίτητο από πειραματικές μετρήσεις.

### 4.1.1 ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ

Όπως εξηγήθηκε και στα συμπεράσματα του προηγούμενου κεφαλαίου, πριν την τελική σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος, ήταν απαραίτητο να γίνει και κάποια πρακτική δοκιμή των διαφόρων στοιχείων, έτσι ώστε να μελετηθεί η συμπεριφορά αυτών στην πράξη καθώς και η συνεργασία τους σε ένα καθολικό σύστημα.

Για την υλοποίηση της δοκιμής αυτής, έπρεπε να επιλεγθεί ένα κύκλωμα το οποίο θα έδινε μία καλή εικόνα της λειτουργίας και θα επέτρεπε να ελεγχθούν διάφορες τιμές. Έτσι, θεωρήθηκε ότι η καταλληλότερη διάταξη θα ήταν αυτή της μονοφασικής ημιγέφυρας, η οποία και φαίνεται παρακάτω :



Εικόνα 4. 1 Διάταξη μονοφασικής ημιγέφυρας, χρησιμοποιήθηκε ως πειραματική διάταξη για έλεγχο της λειτουργίας των MOSFET με τους Drivers.

Όπως φαίνεται στο παραπάνω κύκλωμα, η πηγή που επιλέχθηκε δεν ήταν αυτή των 46Volts, αλλά μία αρκετά μικρότερη. Ο λόγος για τον οποίο επιλέχθηκε μία μικρότερη πηγή ( για την ακρίβεια δοκιμάστηκαν διάφορες τιμές ξεκινώντας από τα 8Volts ) ήταν καθαρά για λόγους προστασίας των στοιχείων κατά τις δοκιμές, αλλά και γιατί ήταν αμφίβολη η ομαλή λειτουργία του κυκλώματος. Κάτι τέτοιο επηρεάζει πολύ τα αποτελέσματα των δοκιμών μας, καθώς σημαντικές τιμές των στοιχείων μας (όπως για παράδειγμα η χωρητικότητα εξόδου του MOSFET,  $C_{oss}$ ) επηρεάζονται άμεσα από την τάση τροφοδοσίας της γέφυρα, αυτό όμως δεν απασχόλησε σε καμία περίπτωση το σκοπό του παραπάνω πειράματος και αυτό διότι εξ αρχής ο σκοπός δεν ήταν να μελετηθεί η απόκριση του συστήματος, ούτε να προσομοιωθεί η πραγματική του λειτουργία, αλλά να μελετηθεί η γενικότερη συμπεριφορά των

στοιχείων στην πράξη αλλά ακόμα πιο σημαντικά η συνεργασία των drivers με τα MOSFETs.

Για τη λειτουργία της παραπάνω διάταξης χρειάστηκαν τρία επιπλέον πράγματα. Το πρώτο ήταν η παραγωγή συμπληρωματικών παλμών PWM, το δεύτερο ήταν ο driver καθώς και η τελική συνδεσμολογία του και το τρίτο το κύκλωμα RC snubber που τυχόν να χρειαζόταν για την ομαλότερη λειτουργία του συνόλου του κυκλώματος.

- **Κώδικας δοκιμών**

Όσον αφορά το πρώτο, στα πλαίσια των δοκιμών γράφτηκε κώδικας στο μικροεπεξεργαστή dsPIC30F4011 της microchip, ο οποίος είναι της ίδιας οικογένειας με τον μικροεπεξεργαστή που πρόκειται να χρησιμοποιηθεί στο τελικό κύκλωμα (dsPIC30F6010A). Ο κώδικας αυτός θα έδινε στις αντίστοιχες εξόδους του μικροεπεξεργαστή συμπληρωματικούς παλμούς συχνότητας 5KHz, με κατάλληλο dead time μεταξύ αυτών και σταθερού duty cycle ίσο με 50%.

- **Συνδεσμολογία οδήγησης MOSFET - Driver**

Σχετικά με το δεύτερο, δηλαδή τη συνδεσμολογία του driver, τα πράγματα ήταν περισσότερο πολύπλοκα. Όπως είναι γνωστό η οδήγηση του πάνω MOSFET της εκάστοτε ημιγέφυρας είναι αυξημένης πολυπλοκότητας συγκριτικά με αυτή της κάτω. Ο λόγος για τον οποίο συμβαίνει αυτό, είναι διότι το MOSFET για να άγει, πρέπει να δει στην πύλη του συγκεκριμένη διαφορά δυναμικού αναφορικά με αυτή της πηγής του, συνεπώς θα πρέπει και η τάση αναφοράς του driver που χρησιμοποιείται για την οδήγηση του εκάστοτε MOSFET να είναι αυτή του source. Η πηγή του κάτω MOSFET έχει δυναμικό όμοιο με την αναφορά της πηγής του κυκλώματος, επομένως η οδήγησή του είναι απλή καθώς ο driver θα έχει ground ίδιο με αυτό της πηγής. Αντίθετα το δυναμικό του source του πάνω MOSFET αιωρείται καθώς μεταβάλλεται συνεχώς ανάλογα με τη λειτουργία του κάτω, επομένως και η αναφορά του driver θα μεταβάλλεται συνεχώς (floating reference).

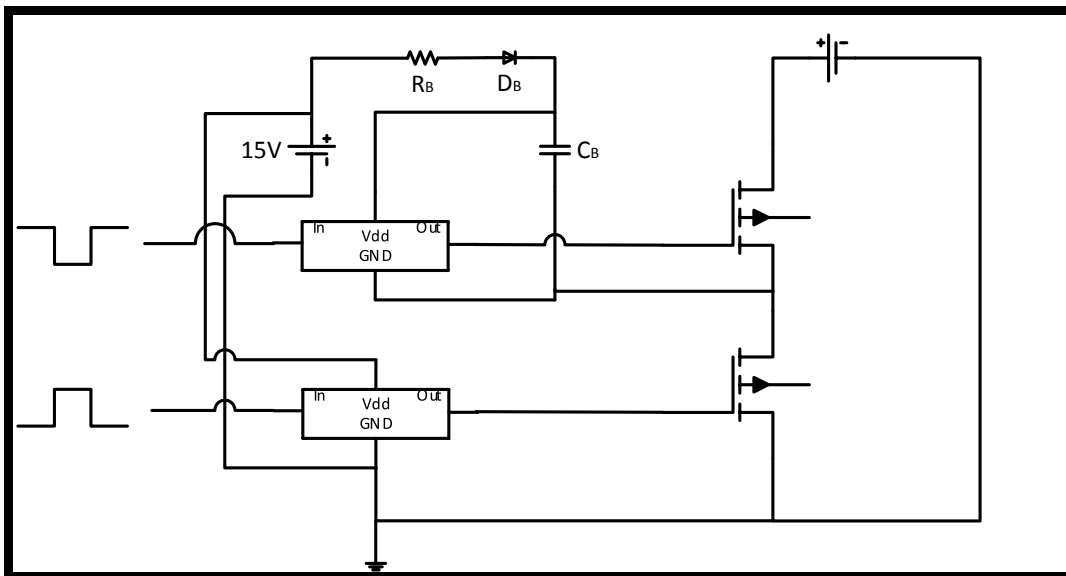
Οι βασικές λύσεις που υπάρχουν για τη λειτουργία του πάνω MOSFET είναι τρεις. Η πρώτη είναι 2 ξεχωριστές τροφοδοσίες για τους drivers, μία για τον πάνω και μία για τον κάτω, όπου οι αναφορές της καθεμίας θα είναι το source του προς τροφοδοσία MOSFET. Η δεύτερη είναι μία πηγή η οποία θα τροφοδοτεί τον driver του κάτω MOSFET και σε παράλληλη συνδεσμολογία ένας απομονωτής (οπτοαποζεύκτης), του οποίου η έξοδος θα έχει ως αναφορά το source του πάνω MOSFET και από τον οποίο θα τροφοδοτείται ο πάνω driver. Τέλος υπάρχει μία τροφοδοσία η οποία θα τροφοδοτεί και το κάτω αλλά και το πάνω MOSFET βασισμένη σε ένα bootstrap πυκνωτή.

Η πρώτη λύση είναι μία αξιόπιστη λύση, η οποία όμως χρησιμοποιείται κυρίως σε πιο ακριβές κατασκευές και σε κατασκευές οι οποίες είναι μεγαλύτερης ισχύος. Ο

λόγος που γίνεται αυτό είναι διότι η πρώτη λύση απαιτεί 4 πηγές τροφοδοσίας μόνο για τους drivers, καθώς οι 3 κάτω drivers θα μπορούν να έχουν την ίδια αναφορά και άρα μία πηγή, οι 3 πάνω όμως θα πρέπει ο καθένας να έχει τη δική του αναφορά η οποία θα είναι η πηγή του προς οδήγηση στοιχείου. Αυτό πέραν του ότι αυξάνει το κόστος κατασκευής, αυξάνει σημαντικά και το χώρο τον οποίο καταλαμβάνει επάνω στην πλακέτα.

Η δεύτερη λύση είναι επίσης ακριβή καθώς απαιτεί επιπλέον ολοκληρωμένα για την υλοποίησή της (τους αποζεύκτες) και επίσης καταλαμβάνει περισσότερο χώρο. Κατόπιν, για την τροφοδοσία των φωτοαποζευκτών ανάλογα με την επιλογή που θα γίνει, είναι πολύ πιθανό να χρειαστούν επιπλέον κανονικοποιητές τάσης οι οποίοι θα αυξήσουν ακόμα περισσότερο το κόστος.

Καταλήγοντας παρουσιάζεται και η τρίτη λύση η οποία είναι και η επιλαχούσα. Η τρίτη λύση είναι αυτή του bootstrap πυκνωτή. Ουσιαστικά πρόκειται για μία αρκετά οικονομική λύση, με πολύ αξιόπιστη λειτουργία και όχι πολύ σύνθετη στην υλοποίησή της. Καρδιά της bootstrap συνδεσμολογίας είναι ένας πυκνωτής και μία δίοδος. Παρακάτω παρουσιάζεται η συνδεσμολογία και στη συνέχεια θα εξηγηθεί η λειτουργία της.



Εικόνα 4. 2 Βασική κυκλώματική διάταξη τροφοδοσίας driver με χρήση bootstrap πυκνωτή [13]

Όπως φαίνεται και από τη συνδεσμολογία παραπάνω, χρησιμοποιείται μία τροφοδοσία και για τους δύο drivers. Παρόλα αυτά ο πάνω driver έχει floating ground το οποίο δημιουργείται από τον πυκνωτή και το οποίο βρίσκεται στο source του πάνω MOSFET. Ουσιαστικά αυτό που συμβαίνει είναι ότι, όταν το κάτω MOSFET άγει, η τάση του source του κάτω MOSFET «τραβιέται» στο ground. Με τον τρόπο αυτό στα άκρα του bootstrap πυκνωτή έρχονται 15Volts, καθώς κλείνει το bootstrap κύκλωμα, και συνεπώς ο πυκνωτής φορτίζεται. Στη συνέχεια όταν πια το κάτω MOSFET



θα σταματήσει να άγει, θα θέλει να ξεκινήσει να άγει το πάνω. Εφόσον το κάτω θα έχει σταματήσει, ο πυκνωτής θα μπορέσει να ξεφορτίσει τα 15Volts που έχει, και αυτό θα το κάνει έχοντας πλέον σαν αναφορά το floating source του πάνω MOSFET. Με την τεχνική αυτή, είναι δυνατόν χρησιμοποιώντας μία μόνο τροφοδοσία να λειτουργούμε και τους δύο drivers, ανεξαρτήτως του ground. Στη συνδεσμολογία αυτή η διόδος είναι αυτή που επιτρέπει σε περίπτωση που είναι θετικά πολωμένη την τροφοδοσία του πυκνωτή, και η αντίσταση σε σειρά είναι αυτή που περιορίζει το ρεύμα το οποίο θα ρέει στον πυκνωτή κατά την αρχική φόρτιση. Προτού συνεχιστεί η ανάλυση θα παρουσιαστεί η μέθοδος με την οποία υπολογίζονται οι τιμές των 3 αυτών στοιχείων.

Αρχικά πρέπει να μελετηθεί ο πυκνωτής. Για τον υπολογισμό του πρέπει να καθοριστεί αρχικά η μέγιστη πτώση τάσης που θα επιτρέπεται να έχει ο πυκνωτής κατά την αποφόρτισή του. Για τον υπολογισμό της τάσης αυτής χρησιμοποιείται ο τύπος :

$$\Delta V_{BOOT} = V_{DD} - V_F - V_{GSmin}, \quad (4.1)$$

όπου  $V_{DD}$  είναι η τάση τροφοδοσίας,  $V_F$  είναι η πτώση τάσης κατά την αγωγή της διόδου και  $V_{GSmin}$  είναι η ελάχιστη τάση που θα μπορούσε να δοθεί στην πύλη του MOSFET, έτσι ώστε αυτό να άγει. Εφόσον υπολογιστεί η τάση αυτή, στη συνέχεια υπολογίζεται το συνολικό φορτίο το οποίο θα παρέχεται από τον πυκνωτή. [14]

$$Q_{TOTAL} = Q_{GATE} + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKDIODE}) * t_{ON} + Q_{LS}, \quad (4.2)$$

όπου :

$Q_{GATE}$  → το φορτίο που χρειάζεται η πύλη του MOSFET

$I_{LKCAP}$  → το ρεύμα διαρροής του πυκνωτή ( εφόσον είναι ηλεκτρολυτικός )

$I_{LKGS}$  → το ρεύμα διαρροής μεταξύ gate-source

$I_{QBS}$  → το ρεύμα ηρεμίας του κυκλώματος bootstrap

$I_{LK}$  → το ρεύμα διαρροής του κυκλώματος bootstrap

$I_{LKDIODE}$  → το ρεύμα διαρροής της διόδου

$t_{ON}$  → χρόνος αγωγής του πάνω MOSFET

$Q_{LS}$  →  $3nC$

Και τέλος μέσω του παρακάτω τύπου υπολογίζεται η συνολική χωρητικότητα του πυκνωτή:

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{TOTAL}}{\Delta V_{BOOT}}, \quad (4.3)$$

Εφόσον καθοριστεί ο πυκνωτής, στη συνέχεια επιλέγεται η αντίσταση που χρησιμοποιείται σε σειρά με τη δίοδο. Ουσιαστικά η τιμή της επιλέγεται ανάλογα με το χρόνο που άγει το κάτω MOSFET, έτσι ώστε να εξασφαλιστεί ότι ναι μεν θα περιοριστεί η ένταση του ρεύματος κατά την αρχική φόρτιση, αλλά παράλληλα θα είναι αρκετή έτσι ώστε ο πυκνωτής να μπορεί να φορτιστεί στο ζητούμενο χρόνο ( $t_{OFF}$ ) κατά το υπόλοιπο της λειτουργίας του κυκλώματος (συνήθως επιλέγεται μία τιμή 5-10Ω). Για τον υπολογισμό της, αρκεί κανείς να σκεφτεί ότι αρχικά ο πυκνωτής είναι πλήρως αφόρτιστος, επομένως κατά την αγωγή της διόδου βραχυκυκλώνονται περίπου 13.5V ( η τάση της πηγής μείον την πτώση τάσης στη δίοδο). Πρέπει επομένως να υπάρχει μία αντίσταση η οποία θα μπορέσει να περιορίσει τα ρεύματα αυτά, σε τιμές ανάλογες με την αντοχή της σχεδίασης, ενώ παράλληλα θα σεβαστεί τους χρονικούς περιορισμούς της φόρτισης, όπως αναφέρθηκε παραπάνω.

Τέλος επιλέγεται η δίοδος bootstrap. Για τη δίοδο αρκεί να ισχύουν δύο σημαντικά πράγματα. Το πρώτο είναι η δίοδος να έχει τάση κατάρρευσης μεγαλύτερη από την τροφοδοσία των drivers, ενώ παράλληλα να έχει πολύ μικρούς χρόνους αποκατάστασης, ώστε να προλαβαίνει να ανοιγοκλείνει στα χρονικά διαστήματα που αντιστοιχούν στις διακοπτικές συχνότητες του κυκλώματός μας.

Έχοντας πλέον καθορίσει τις τρεις βασικές τιμές του κυκλώματος, θα πρέπει να αναφερθεί ότι η συνδεσμολογία bootstrap, ανάλογα την εφαρμογή έχει και άλλες παραμέτρους οι οποίες πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν. Μερικές από αυτές είναι η παρακάτω :

1. Η πρώτη αφορά την αρχική φόρτιση του πυκνωτή. Σε περίπτωση μεγάλη συχνότητα και χαμηλού duty cycle, υπάρχει κίνδυνος ο πυκνωτής να μην μπορέσει να φορτιστεί καθόλου. Στην περίπτωση αυτή υπάρχουν διάφοροι μέθοδοι που βοηθάνε κάτι τέτοιο να αποφεύγεται, όπως μία δίοδος σε σειρά με αντίσταση από την πηγή ισχύος (στην περίπτωση αυτή χρειάζονται ειδικές προστασίες οι οποίες αναφέρονται στο νούμερο 4), η μία αντίσταση μεγέθους μερικών εκατοντάδων Ω, η οποία θα βρίσκεται παράλληλα με το κάτω MOSFET και η οποία θα φορτίζει συνεχώς τον πυκνωτή με μειονέκτημα τη συνεχή κατανάλωση μικρής ποσότητας ισχύος.

2. Η δεύτερη αφορά την ικανότητα του πυκνωτή να ξεφορτίζει, χωρίς όμως να χάνει τη δυνατότητα να κρατάει ανοικτή την πύλη του MOSFET. Κάτι το οποίο έχει να κάνει με τη σωστή μελέτη και επιλογή του πυκνωτή. Στο σημείο αυτό να αναφερθεί ότι υπάρχει και ανώτατο όριο του πυκνωτή, το οποίο επηρεάζει μαζί με την αντίσταση του bootstrap τη σταθερά χρόνου  $\tau$  :

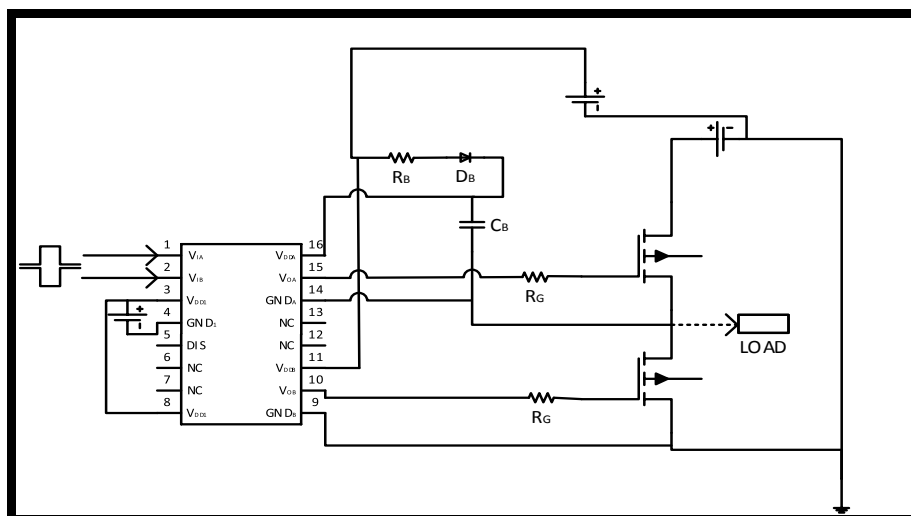
$$\tau = \frac{R_{BOOT} C_{BOOT}}{duty\ cycle}. \quad (4.4)$$

Για να γίνει πιο απλή η κατανόηση του παραπάνω, η σταθερά χρόνου αυτή περιορίζεται από τους χρόνους φόρτισης του πυκνωτή. Επομένως σε περίπτωση που είναι πολύ μεγάλη, η ακόμα καλύτερα σε περίπτωση που ο πυκνωτής είναι πολύ μεγάλος, τότε είναι πολύ πιθανό ο χρόνος που του δίνεται ώστε να φορτιστεί να μην είναι αρκετός, και επομένως να μη φτάσει στην επιθυμητή τάση με την οποία θα μπορεί να φορτίζει την πύλη του MOSFET.

3. Στη δεύτερη παράμετρο ανήκει και η τρίτη και έχει να κάνει με το μέγεθος του πυκνωτή. Ο πυκνωτής πρέπει να είναι αρκετά μεγάλος ώστε να μπορεί να αντέξει ίσως και παραπάνω από έναν κύκλους, στη διάρκεια των οποίων θα πρέπει να ανοιγοκλείνει την πύλη του MOSFET. Αυτό χρειάζεται διότι σε στιγμές όπου το duty cycle θα είναι πολύ μικρό ( $\sim 2-5\%$ ) ουσιαστικά ο πυκνωτής δε θα προλαβαίνει να φορτίσει καθόλου, επομένως θα πρέπει να έχει αρκετό φορτίο ώστε για το υπόλοιπο 95-98% να μπορεί να κρατήσει ανοιχτή την πύλη.

4. Τέλος η τέταρτη έχει να κάνει με τη φόρτιση του πυκνωτή καθώς και την προστασία του από τυχόν υπερφορτίσεις σε περιπτώσεις στις οποίες ο πυκνωτής φορτίζεται είτε μόνιμα, είτε αρχικά μέσω του κυκλώματος ισχύος. Πιο συγκεκριμένα σε περιπτώσεις επαγωγικών φορτίων, όταν το πάνω MOSFET θα κλείσει, θα συνεχίσει να περνάει ρεύμα μέσω της διόδου ελεύθερης διέλευσης. Στην περίπτωση αυτή, λόγω της αντήχησης μεταξύ της επαγωγικότητας και των παρασιτικών χωρητικοτήτων, μπορεί η ενέργεια φόρτισης του πυκνωτή να υπερβεί την ενέργεια που καταναλώνει ο driver και επομένως να έχουμε υπερφόρτιση αυτού. Στην περίπτωση αυτή για προστασία χρησιμοποιείται αντιπαράλληλα με τον πυκνωτή μία δίοδο Zener, τάσης ελάχιστα μεγαλύτερη από αυτή της φόρτισης του πυκνωτή.

Παρακάτω δίνεται η bootstrap συνδεσμολογία, η οποία χρησιμοποιήθηκε στην πειραματική διάταξη της μονοφασικής γέφυρας, καθώς και με κάποιες μικρές παραλλαγές στην τελική πλακέτα.



Εικόνα 4. 3 Κυκλωματική διάταξη οδήγησης ημιγέφυρας με τον driver ADuM3223 και τροφοδοσίας συνδεσμολογίας Bootstrap

Ένα σημαντικό σχόλιο της παραπάνω συνδεσμολογίας είναι ότι ο driver της Analog, χρειάζεται δύο τροφοδοσίες. Ο λόγος που συμβαίνει κάτι τέτοιο είναι διότι όπως είχε αναφερθεί στο κεφάλαιο 3, το μοντέλο αυτό διαθέτει εσωτερική απομόνωση, επομένως η πλευρά των σημάτων χρειάζεται διαφορετική απομονωμένη τροφοδοσία από την πλευρά ισχύος. Επίσης είναι εμφανές ότι στην είσοδο της πύλης του MOSFET χρησιμοποιούνται αντιστάσεις. Οι αντιστάσεις αυτές χρησιμοποιούνται αρχικά για τον έλεγχο της ταχύτητας φόρτισης της πύλης του MOSFET και συνεπώς αγωγής του και επίσης για τη μείωση των ταλαντώσεων της τάσης κατά την αγωγή καθώς και τη σβέση αυτού. Στην παρούσα εφαρμογή η τιμή της αντίστασης καθορίστηκε κατά τις προσομοιώσεις, οι οποίες παρουσιάστηκαν στο τρίτο κεφάλαιο. Παρ' όλα αυτά, η τελική τιμή της θα καθοριστεί στη διάρκεια των μετρήσεων της τελικής πλακέτας.

- **RC Snubber**

Όπως συνηθίζεται άλλωστε, με τη χρήση διακοπτικών στοιχείων, χρησιμοποιούνται διαφόρων μορφών snubber κυκλώματα. Οι χρήσεις αυτών, ανάλογα τη συνδεσμολογία, έχουν να κάνουν με διάφορες εφαρμογές έχοντας ως τελικό στόχο τη μεταβολή των κυματομορφών της τάσης και της έντασης του διακοπτικού στοιχείου κατά την αγωγή και τη σβέση στην επιθυμητή μορφή.

Ενδεικτικά ακολουθούν κάποιες από αυτές τις εφαρμογές :

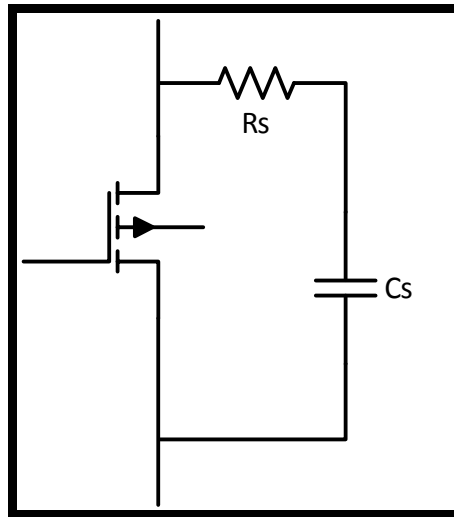
- ❖ Περιορισμός μέγιστης τιμής τάσης
- ❖ Περιορισμός μέγιστης τιμής έντασης
- ❖ Περιορισμός ρυθμού μεταβολής τάσης
- ❖ Περιορισμός ρυθμού μεταβολής έντασης
- ❖ Βελτίωση αξιοπιστίας του κυκλώματος μέσω μειωμένων ηλεκτρικών και θερμικών καταπονήσεων
- ❖ Μείωση διακοπτικών απωλειών
- ❖ Μεταφορά απωλειών από το διακοπτικό στοιχείο σε κάποια αντίσταση ή καλύτερα σε κάποιο χρήσιμο φορτίο
- ❖ Μείωση «EMI»
- ❖ Επέκταση του χρόνου ζωής του στοιχείου

και άλλες διάφορες, οι οποίες όπως προαναφέρθηκε εξαρτώνται αρχικά από τη συνδεσμολογία και έπειτα από το μέγεθος των διαφόρων στοιχείων που πρόκειται να χρησιμοποιηθούν.

Στην προκειμένη εφαρμογή θεωρήθηκε σκόπιμο να χρησιμοποιηθεί ένα απλό RC κύκλωμα με σκοπό να μειώσει τις διάφορες ταλαντώσεις της τάσης και της έντασης κατά την άνοδο και την κάθοδο και παράλληλα να περιορίσει σε μικρότερο βαθμό τις μέγιστες τιμές αυτών. Αν και στην πειραματική διάταξη που αναλύεται το φορτίο ήταν ένα απλό ωμικοεπαγωγικό φορτίο, ανεξάρτητο των μεγεθών του κινητήρα, εδώ θα παρουσιαστεί η ανάλυση του snubber κυκλώματος της τελικής πλακέτας, το οποίο όμως χωρίς να επιβαρύνει τη λειτουργία, χρησιμοποιήθηκε και στα πλαίσια των πειραματικών ελέγχων. Η λειτουργία του κυκλώματος snubber που

χρησιμοποιήθηκε στην τελική πλακέτα φαίνεται καθαρά και στις προσομοιώσεις στο OrCAD, οι οποίες παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 3.

Όπως πιθανώς να γίνεται αντιληπτό από την ονομασία του, το κύκλωμα snubber RC, είναι μία αντίσταση σε σειρά με έναν πυκνωτή. Η συστοιχία των δύο αυτών στοιχείων, τίθεται παράλληλα με το MOSFET, όπως φαίνεται παρακάτω, βελτιώνοντας με τον τρόπο αυτό τη λειτουργία του.



Εικόνα 4. 4 Συνδεσμολογία απλού RC Snubber

Η βασική λειτουργία του snubber, βασίζεται στη φόρτιση καθώς και την αποφόρτιση του πυκνωτή. Κατά το άνοιγμα του MOSFET ο πυκνωτής είναι πλήρως αποφορτισμένος, επομένως ακαριαία εκείνη την ώρα φορτίζει μέσω της αντίστασης  $R_s$ , ενώ κατά το κλείσιμο του MOSFET τα άκρα του πυκνωτή βραχυκυκλώνονται και επομένως ο πυκνωτής ξεφορτίζεται πάνω στην αντίσταση  $R_s$ .

Ο υπολογισμός των τιμών του κυκλώματος αν και φαίνεται σχετικά απλός, στην πραγματικότητα δεν είναι καθώς πολύ μικρές διαφορές στην τιμή της αντίστασης και του πυκνωτή, μπορούν να επηρεάσουν με πολύ αρνητικό τρόπο τη λειτουργία του snubber. Αυτό δε συνεπάγεται μόνο μειωμένη βελτίωση της λειτουργίας του συστήματος, αλλά είναι ικανό ακόμα και να την καταστήσει χειρότερη. Συγκεκριμένα και αναφερόμενοι αρχικά στην αντίσταση, η τιμή της όσο μεγαλύτερη είναι, τόσο περισσότερο περιορίζει τη μέγιστη τιμή του  $I_{DS}$  καθώς και το  $V_{DS}$ . Παρ' όλα αυτά από μία τιμή και έπειτα αν και συνεχίζει να μειώνει το ρεύμα, η τιμή της τάσης αρχίζει πάλι να αυξάνεται καταστρέφοντας με τον τρόπο αυτό τα επιθυμητά βελτιωτικά αποτελέσματα. Αυτό όμως δεν είναι ο λόγος που την καθιστά τόσο σημαντική την επιλογή της τιμής, καθώς το RC snubber δεν επηρεάζει σε τόσο μεγάλο βαθμό τις peak τιμές. Ο κύριος λόγος που καθιστά την τιμή της αντίστασης τόσο σημαντική αφορά τον πυκνωτή, ο οποίος σε ένα πλήρη διακοπτικό κύκλο πρέπει να προλαβαίνει να φορτιστεί και να αποφορτιστεί πλήρως. Αυτό συμβαίνει διότι η μη πλήρης φόρτιση και αποφόρτισή του θα προκαλέσει μικρά «σκαλάκια» στη  $V_{DS}$  των οποίων το αποτέλεσμα κάθε άλλο παρά θετικό θα είναι. Για το λόγο

αυτό κάτι που πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπ' όψιν κατά τον καθορισμό της αντίστασης, είναι ότι η σταθερά χρόνου [15]

$$\tau = R_s C_s, \quad (4.5)$$

πρέπει να είναι τουλάχιστον πέντε φορές μικρότερη από τον ελάχιστο χρόνο αγωγής του MOSFET.

Όσον αφορά την τιμή του πυκνωτή, μικρή τιμή του πυκνωτή σημαίνει μικρές απώλειες κατά τη φόρτιση και την αποφόρτιση πάνω στην αντίσταση, αλλά από την άλλη σημαίνει και μικρή απόσβεση των ταλαντώσεων καθώς ο χρόνος φόρτισης και αποφόρτισης του πυκνωτή μπορεί να μην είναι αρκετά μεγάλος, ώστε να δώσει στην αντίσταση το χρονικό περιθώριο που χρειάζεται για να απορροφήσει τις διάφορες ταλαντώσεις. Αντίθετα μεγάλη τιμή πυκνωτή σημαίνει καλύτερη απόσβεση, αλλά και μεγαλύτερη απορρόφηση απωλειών από το διακοπτικό στοιχείο, στην αντίσταση  $R_s$ .

Για τον υπολογισμό των τιμών του πυκνωτή καθώς και της αντίστασης του snubber, χρησιμοποιήθηκε μία προσεγγιστική μέθοδος του Rudy Severns, από το βιβλίο "Snubber Circuits for Power Electronics" [15]. Οι τιμές οι οποίες προέκυψαν είναι  $R=22 \Omega$  και  $C=4.7 \text{ nC}$ . Οι τιμές αυτές υπολογίστηκαν έχοντας λάβει υπόψιν όχι μόνο τους προαναφερθέντες παράγοντες, αλλά και άλλους επιπλέον όπως πχ η χωρητικότητα  $C_{oss}$ , η αυτεπαγωγή των αγωγών και του MOSFET κ.α..

Η προσεγγιστική αυτή μέθοδος, είναι η εξής. Αρχικά μελετώντας το φύλλο οδηγιών του ημιαγωγού στοιχείου σημειώνεται η τιμή  $C_{oss}$  και εν συνεχεία επιλέγεται κυρίως εμπειρικά η τιμή του πυκνωτή  $C_s$ , ίση με 4-10 φορές μεγαλύτερη από το  $C_{oss}$  (για την τελική επιλογή, πραγματοποιήθηκαν και πειραματικές συγκρίσεις). Εφόσον έχει πραγματοποιηθεί ο παραπάνω υπολογισμός, με επίσης προσεγγιστικούς υπολογισμούς, στους οποίους λαμβάνονται υπ' όψιν τα μήκη καθώς και τα πάχη των αγωγών, υπολογίζεται η επαγωγικότητα του κυκλώματος ισχύος και από τον παρακάτω τύπο υπολογίζεται η αντίσταση του κυκλώματος ( $Z_o$ ):

$$Z_o = \sqrt{\frac{L^2}{C_s}}, \quad (4.6)$$

Τέλος, υπολογίζεται η τιμή της αντίστασης Snubber  $R_s$  από την ανισότητα (η τελική τιμή, επιλέχθηκε επίσης με πειραματικές συγκρίσεις μεταξύ τιμών εντός της ανισότητας):

$$Z_o \leq R_s \leq 2Z_o, \quad (4.7)$$

Έχοντας πλέον καθορίσει τις τιμές των στοιχείων και προτού να συνεχιστεί η ανάλυση του συνόλου του κυκλώματος, αναφέρεται ότι το κύκλωμα Snubber έχει κάποιες απώλειες. Συγκεκριμένα, η ενέργεια που θα καταναλωνόταν κατά το μεταβατικό φαινόμενο και κυρίως κατά τη διάρκεια της σβέσης πάνω στο διακοπτικό στοιχείο, καταναλώνεται πάνω στο Snubber. Στο σύνολό του, σωστή

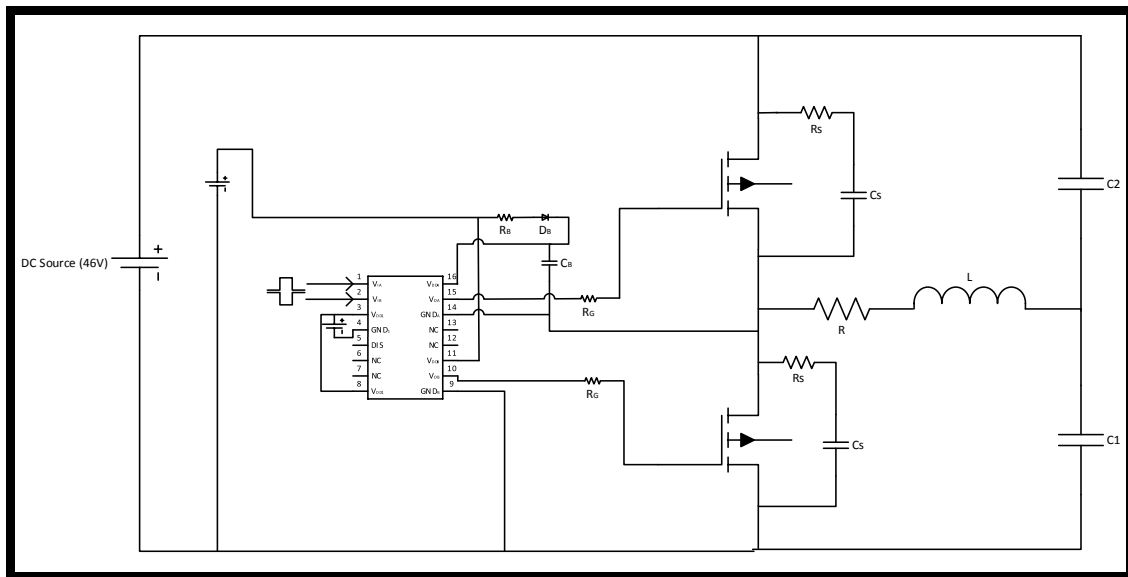
επιλογή στοιχείων μπορεί να βελτιώσει την απόδοση του συστήματος, ενώ παράλληλα να το προστατεύει, όπως και είναι επιθυμητό, από διάφορες καταπονήσεις. Τέλος, όπως προαναφέρθηκε ο πυκνωτής του Snubber, συνεχώς φορτίζεται και αποφορτίζεται και αυτό γίνεται πάντα μέσω της αντίστασης. Αυτό σημαίνει πως στην αντίσταση αυτή υπάρχει κάποια κατανάλωση. Ο τύπος της κατανάλωσης ακολουθεί παρακάτω και παρατηρώντας τον, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι εξαρτάται, όπως ειπώθηκε και παραπάνω, άμεσα από την τιμή του πυκνωτή. [16]

$$P_{sn} = C_{sn}V^2f_{sw} \quad (4.8)$$

Στον παραπάνω τύπο ο συνηθισμένος όρος  $\frac{1}{2}$  λείπει. Αυτό συμβαίνει καθώς οι απώλειες συμβαίνει και κατά τη διάρκεια της φόρτισης, αλλά και κατά τη διάρκεια της αποφόρτισης. Στην περίπτωση του παρόντος αντιστροφέα οι απώλειες snubber σε κάθε διακοπτικό στοιχείο, ισούνται με 36mW, το οποίο αντιστοιχεί σε συνολικές απώλειες λόγω snubber ίσες με 220mW.

## **Η ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΚΑΙ ΜΕΤΡΗΣΗ ΤΩΝ MOSFET ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΟΥ ΕΠΙΛΕΧΘΕΝΤΟΣ DRIVER**

Εφόσον καθορίστηκαν όλα τα υποκυκλώματα, εν συνεχεία θα παρουσιαστεί η πειραματική διάταξη. Για την τροφοδοσία της διάταξης χρησιμοποιήθηκαν 3 διαφορετικά τροφοδοτικά. Το πρώτο ρυθμίστηκε στα +5V, το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την τροφοδοσία του μικροεπεξεργαστή καθώς και την πλευρά των σημάτων εισόδου του driver. Το δεύτερο ρυθμίστηκε στα +15V, και το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την πλευρά των σημάτων εξόδου του driver. Και το τρίτο ξεκίνησε από τα +8V και ανέβηκε μέχρι και τα +25V και χρησιμοποιήθηκε για την τροφοδοσία της ημιγέφυρας. Τα δύο τελευταία κυκλώματα όπως εξηγήθηκε και προηγουμένως κατά την ανάλυση του driver, είχαν κοινή αναφορά έτσι ώστε να τροφοδοτείται σωστά η πύλη του χαμηλού MOSFET. Η συνδεσμολογία του τελικού κυκλώματος, καθώς και φωτογραφίες της πειραματικής διάταξης ακολουθούν παρακάτω.

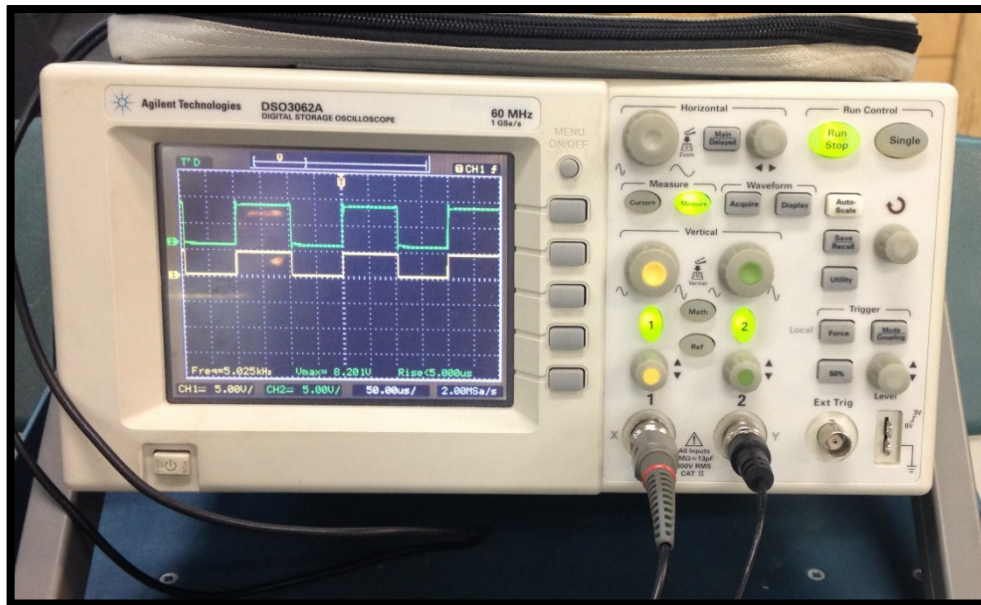


Εικόνα 4. 5 Πειραματική διάταξη- Οδήγηση ημιγέφυρας με τροφοδοσία Bootstrap και παράλληλα κύκλωμα Snubber για προστασία των MOSFETs.



Εικόνα 4. 6 Πειραματική διάταξη κατά την εφαρμογή της στο εργαστήριο ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος του ΕΜΠ





Εικόνα 4. 7 Οθόνη παλμογράφου κατά την εκτέλεση του πειράματος. Με κίτρινο χρώμα φαίνεται η  $V_{GS}$  και με πράσινο χρώμα η  $V_{DS}$  του άλλου Mosfet της ημιγέφυρας.

Όπως φαίνεται και από τη φωτογραφία 4.7 η συνεργασία των MOSFET με τον driver ήταν αρκετά ικανοποιητική. Βεβαίως αυτό το πείραμα αποτελεί μία εξιδανικευμένη εκδοχή κυκλώματος, καθώς το φορτίο που χρησιμοποιήθηκε είχε πολύ μικρή επαγωγικότητα, και για το λόγο αυτό η απόκριση των στοιχείων ήταν πολύ καλή. Παρόλα αυτά όπως αναμενόταν λόγω της πολύ μικρής τάσης  $V_{DS}$  και άρα της μεγάλης τιμής της  $C_{oss}$ , οι χρόνοι ήταν αρκετά μεγαλύτεροι από αυτούς που θεωρούνται επιθυμητοί για το τελικό κύκλωμα. Προτού συνεχιστεί η ανάλυση, εφόσον γίνεται αναφορά για τη χωρητικότητα εξόδου του MOSFET, ένα από τα κριτήρια επιλογής του MOSFET ήταν και η τιμή της χωρητικότητας του στην εν λειτουργία τιμή τάσης. Το συγκεκριμένο MOSFET, για τάση  $V_{DS}$  ίση με 47Volts, έχει περάσει το «γόνατο» της κυματομορφής της χωρητικότητας εξόδου και η τιμή της πυκνότητας είναι αρκετά χαμηλή.

Με την προαναφερθείσα πειραματική διάταξη κατοχυρώθηκε η επιλογή των στοιχείων τα οποία πρόκειται να συνθέσουν το συνολικό κύκλωμα ισχύος. Ανακεφαλαιώνοντας στο σύνολό της την παραπάνω ανάλυση ύστερα από μία σειρά διαδικασιών ( έρευνα, προσομοιώσεις, δοκιμές κ.τ.λ.) επιλέχθηκαν και σχεδιάστηκαν τα παρακάτω στοιχεία και κυκλώματα :

- Το μοντέλο των MOSFETs
- Το μοντέλο των Drivers
- Ο τρόπος τροφοδοσίας των drivers καθώς και η συνδεσμολογία bootstrap
- Η συνδεσμολογία του Snubber κυκλώματος
- Οι διάφορες τιμές των αντιστάσεων και των χωρητικότητων που θα χρησιμοποιηθούν στα παραπάνω

Για να ολοκληρωθεί πλήρως η σχεδίαση του κυκλώματος ισχύος μένει να παρουσιαστούν και κάποια τελευταία του στοιχεία. Αρχικά θα γίνει αναφορά στους πυκνωτές εισόδου του αντιστροφέα.

Όπως συνηθίζεται σε κυκλώματα με DC τροφοδοσίες για λόγους σταθεροποίησης της τάσης καθώς και απορρόφησης των διάφορων κυματώσεων χρησιμοποιούνται πυκνωτές. Ανάλογα με τις ανάγκες οι πυκνωτές αυτοί είναι συνήθως ηλεκτρολυτικοί αλουμινίου ή τανταλίου, ή για τις ανάγκες των έντονων κυματώσεων κεραμικοί. Οι κεραμικοί προτιμώνται σε περιπτώσεις με έντονες κυματώσεις και θόρυβο καθώς η πολύ χαμηλή τιμή ESR ( Ισοδύναμη εν σειρά αντίσταση ) που έχουν, τους επιτρέπει να μειώνουν το πλάτος το παραπάνω. Από την άλλη οι ηλεκτρολυτικοί χρησιμοποιούνται κυρίως για τη σταθεροποίηση και την απορρόφηση των διαφόρων κυματώσεων χαμηλών συχνοτήτων.

Στην περίπτωση του παρόντος αντιστροφέα, σαν DC πηγή εισόδου θα χρησιμοποιηθούν μπαταρίες πολύ καλής τεχνολογίας και με πολύ μικρή εσωτερική αντίσταση. Αυτό τις καθιστά μία πολύ καλή πηγή, με ελάχιστες ταλαντώσεις και συνεπώς κανείς θα μπορούσε να θεωρήσει ότι η ανάγκη πυκνωτών στην είσοδο είναι ελάχιστη έως και αχρείαστη. Παρόλα αυτά για λόγους πληρότητας θεωρήθηκε σωστό να μουν κυρίως για λόγους σταθεροποίησης. Έτσι έγιναν οι παρακάτω υπολογισμοί.

Αρχικά θεωρήθηκε ότι σε κατάσταση πλήρους φόρτισης, στην DC πλευρά του αντιστροφέα, μπορεί να τραβάει από την μπαταρία 5 Αμπέρ (η τιμή αυτή είναι μεγαλύτερη της πραγματικής, αλλά επιλέχθηκε για λόγους ανοχής). Αν υποθέσουμε ότι σε περίπτωση προβλήματος της πηγής ο αντιστροφέας πρέπει να έχει ένα χρονικό περιθώριο 1ms στο οποίο να μπορεί να τροφοδοτείται με τάση τουλάχιστον ίση και μεγαλύτερη του 80% της ονομαστικής, τότε το συνολικό φορτίο που θα χρειαστεί, θα είναι ίσο με :

$$Q = I * t = 5mC \quad (4.9)$$

μετά το πέρασμα του 1ms, η φόρτιση του πυκνωτή πρέπει να είναι στο 80% της αρχικής και επομένως να έχει χάσει 20% της αρχικής του φόρτισης. Επομένως η συνολική χωρητικότητα του πυκνωτή θα έπρεπε να ισούται με :

$$C = \frac{Q}{0,2 * V} = 530\mu F \quad (4.10)$$

Εν τέλει, αντί του ενός πυκνωτή των 530μF, επιλέχθηκαν 3 πυκνωτές των 220μF και με πολύ χαμηλή τιμή ESR, ώστε να τοποθετηθεί ένας σε κάθε φάση. Κατόπιν των παραπάνω να αναφερθεί πως δε θεωρήθηκε απαραίτητο να τοποθετηθεί κάποια

αντίσταση ξεφόρτισης του πυκνωτή κατά την απενεργοποίηση του κυκλώματος, καθώς η τάση του κυκλώματος είναι σχετικά χαμηλή και δεν διατρέχεται κάποιος κίνδυνος. Επομένως θα ήταν λάθος για το λόγο αυτό να υπάρχει μία αντίσταση η οποία καθ' όλη τη διάρκεια της λειτουργίας θα καταναλώνει ενέργεια.

Συνεχίζοντας την ολοκλήρωση της σχεδίασης του κυκλώματος ισχύος του αντιστροφέα, θα γίνει αναφορά στην ασφάλεια που επιλέχθηκε για την είσοδο του αντιστροφέα. Για την είσοδο επομένως του αντιστροφέα επιλέχθηκε υπερταχεία ασφάλεια των 10Amp, με χρόνους απόκρισης ανάλογα την ένταση της τάξης των μερικών δεκάδων ms και με εσωτερική αντίσταση ίση με 7mΩ.

Τέλος για την ψύξη των διακοπτικών στοιχείων επιλέχθηκαν ατομικές ψύκτρες ειδικά σχεδιασμένες για τον συγκεκριμένο τύπο περιβλήματος ( TO-263 ), οι οποίες έρχονται σε επαφή με το MOSFET, μέσω του PAD που βρίσκεται κάτω από το Drain, καθώς κολλούνται πάνω σε αυτό σαν ένα κανονικό smd στοιχείο, με καλά.

#### 4.1.2 ΜΕΤΡΗΤΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΟΠΤΕΙΑΣ ΚΑΙ ΠΡΟΣΤΑΣΙΑΣ

Όπως είχε γίνει αναφορά και στο πρώτο κεφάλαιο, βασικός στόχος της σχεδίασης ήταν να διαθέτει πολύ καλά μετρητικά συστήματα καθώς και συστήματα προστασίας. Οι βασικοί λόγοι που χρειαζόταν κάτι τέτοιο ήταν τρεις. Ο πρώτος είχε να κάνει με την μελλοντική επιθυμία να πραγματοποιηθεί διανυσματικός έλεγχος του κινητήρα, κάτι το οποίο χρειάζεται άριστες μετρήσεις. Ο δεύτερος είχε να κάνει με την ανάγκη για τηλεμετρία, το οποίο σημαίνει επίσης μετρήσεις ακριβείας ώστε να έχουν οι παρατηρητές μία πολύ καλή εποπτεία της κατάστασης του οχήματος. Και τέλος ο τρίτος είχε να κάνει με την καλή προστασία της πλακέτας από διαφόρους κινδύνους και στην πλευρά της συνεχούς τάσης αλλά και στην πλευρά της εναλλασσόμενης τάσης.

##### 4.1.2.1 ΜΕΤΡΗΤΙΚΑ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Ξεκινώντας τη σχεδίαση των μετρητικών, θα παρουσιαστεί η σχεδίαση των μετρητικών ρεύματος. Τα μετρητικά ρεύματος θα χρησιμοποιηθούν για δύο από τους παραπάνω λόγους. Για τον μελλοντικό διανυσματικό έλεγχο καθώς και για την τηλεμετρία. Αν ήταν μόνο για την τηλεμετρία, η μέτρηση της μίας φάσης θα ήταν αρκετή, εφόσον όμως πρόκειται να χρησιμοποιηθεί και στον έλεγχο, θα χρησιμοποιηθούν δύο μετρητικά ρεύματος για τις δύο φάσεις. Για την τρίτη θα ισχύει:

$$I_T = -I_R - I_S \quad (4.11)$$

Ως προς την μεθοδολογία της μέτρησης έντασης ρεύματος, υπάρχουν διάφορες μέθοδοι. Οι τρεις πιο διαδεδομένες είναι με μέτρηση πτώσης τάσης πάνω σε shunt αντίσταση, με μετασχηματιστή ρεύματος ή επαγωγικά μέσω του φαινομένου Hall.

Στην παρούσα εφαρμογή επιλέχθηκε η επαγωγική μέτρηση μέσω του φαινομένου Hall. Οι βασικοί λόγοι για τους οποίους επιλέχθηκε αυτή η μέθοδος έναντι των άλλων δύο είναι οι παρακάτω :

- Προσφέρει απομόνωση, έναντι της επιλογής της shunt αντίστασης η οποία δεν προσφέρει απομόνωση, προκαλώντας με τον τρόπο αυτό πιθανό θόρυβο στα υπόλοιπα κυκλώματα καθώς και τον κίνδυνο να πάθουν ζημιά σε περίπτωση βλάβης (βεβαίως υπάρχουν τρόποι να πραγματοποιηθεί απομονωμένη μέτρηση με χρήση shunt αντίστασης κυρίως μέσω οπτοαποζευκτών, αλλά κάτι τέτοιο θα ανέβαζε το κόστος και την πολυπλοκότητα της σχεδίασης, μειώνοντας παράλληλα την ακρίβεια της μέτρησης ).
- Η ακρίβεια της μέτρησης μέσω της shunt αντίστασης είναι αμφιλεγόμενη από την άποψη της επιπλέον αντίστασης που προστίθεται από την κόλληση. Βεβαίως υπάρχουν ειδικοί μέθοδοι για τέτοιες κολλήσεις όπως η 4-Wire (Kelvin), παρόλα αυτά εξακολουθεί να υπάρχει μικρή απόκλιση της μέτρησης λόγω κόλλησης.
- Μειονέκτημα των shunt αντιστάσεων αποτελεί και η συνεχής κατανάλωση ισχύος πάνω σε αυτές. Βεβαίως πλέον οι εταιρίες κατασκευάζουν διαφορικούς ενισχυτές πολύ μεγάλης ακρίβειας και με πολύ μεγάλα κέρδη, παρόλα αυτά για την παρούσα εφαρμογή, όπου τα ρεύματα είναι σχετικά μικρά, θα χρειαζόταν μία αντίσταση τουλάχιστον ίση με 10mOhms για να υπάρχει μία σχετικά καλή ακρίβεια μετρήσεων. Αντίσταση τέτοιου μεγέθους συγκριτικά με την αντίσταση των τυλιγμάτων των αισθητήρων με φαινόμενο Hall, τα οποία κυμαίνονται από 0.1-1.5 mOhms, δίνει το λιγότερο οχταπλάσιες απώλειες.
- Είναι σε μέγεθος αρκετά μικρότερο από τους μετασχηματιστές ρεύματος και παράλληλα πιο οικονομικό. Επίσης είναι αρκετά δυσεύρετοι μετασχηματιστές ρεύματος οι οποίοι να δουλεύουν σε τόσο χαμηλές συχνότητες (της τάξης των 15-35Hz).
- Είναι κάτι το οποίο έχει χρησιμοποιηθεί ξανά σε παλιότερη εφαρμογή επομένως υπάρχει εξοικείωση με τη χρήση του.

Εφόσον επιλέχτηκε το είδος της μέτρησης ρεύματος που θα πραγματοποιούνταν, έπρεπε να επιλεγθεί ο τρόπος με τον οποίο θα υλοποιούνταν η μέθοδος αυτή. Οι δύο συνηθέστερες εφαρμογές είναι αυτή κατά την οποία το ρεύμα περνάει μέσα από το μετρητικό και η μέτρησή του γίνεται εσωτερικά και η δεύτερη αυτή κατά την οποία οι χαλκοδιάδρομοι της πλακέτας σχεδιάζονται να περνούν κάτω από το ολοκληρωμένο και αυτό να είναι σε θέση επαγωγικά να μετράει την ένταση του ρεύματος.

Η δεύτερη λύση έχει το πλεονέκτημα ότι δεν γίνονται επιπλέον κολλήσεις σε σειρά με το κύκλωμα ισχύος, αυξάνοντας έτσι τις διάφορες αντιστάσεις που τυχόν να δημιουργηθούν από την κόλληση. Παρόλα αυτά έχει το μειονέκτημα της ακρίβειας. Τα ολοκληρωμένα αυτού του είδους τα οποία τοποθετούνται πάνω από

τους χαλκοδιαδρόμους ώστε να μετρήσουν το ρεύμα, έχουν ακρίβεια της τάξης του 1-5 % ενώ το κόστος του διαφέρει ελάχιστα από αυτά της δεύτερης λύσης τα οποία προσφέρουν ακρίβεια της τάξης του 0,2-1 %.

Επομένως, έχοντας λάβει υπ' όψιν όλα τα παραπάνω για μέτρηση του ρεύματος επιλέχθηκε το μοντέλο LTSR 25-NP της εταιρίας LEM, το οποίο μετράει ονομαστικό ρεύμα στα 25A και έχει συνολικό εύρος μέτρησης  $\pm 80$  A. Αν και ίσως να θεωρούταν καλύτερο να επιλεχτεί κάποιο μετρητικό μικρότερης έντασης έτσι ώστε να λειτουργεί πιο κοντά στη γραμμική του περιοχή, η επιλογή αυτή έγινε διότι το μετρητικό αυτό διαθέτει 6 ποδαράκια ( 3 για είσοδο και 3 για έξοδο ) για το πέρασμα του ρεύματος, προσφέροντας με τον τρόπο αυτό τη δυνατότητα για 1-3 τυλίγματα. Τυλίγοντας τρεις στροφές για το πέρασμα του ρεύματος, μορφοποιείται η μέτρηση αυτή στα ονομαστικά της μεγέθη διαιρεμένα με το 3. Επομένως το μετρητικό πλέον έχει ονομαστική ένταση μέτρησης τα 8 A και μέγιστο εύρος μέτρησης  $\pm 25$  A. Με τη συνδεσμολογία αυτή παρά το ότι αυξάνεται η αντίσταση των τυλιγμάτων, θεωρήθηκε πως κάτι τέτοιο είναι μικρότερης σημασίας εν συγκρίσει με την καλύτερη μέτρηση και τη μεγαλύτερη ακρίβεια που αποκομίζεται.

Τέλος και προτού προχωρήσει η ανάλυση, είναι σημαντικό να γίνει αναφορά και σε δύο επίσης πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα που προσέφερε το συγκεκριμένο μετρητικό. Το πρώτο είναι η τροφοδοσία του, καθώς χρειαζόταν μόνο μία πηγή 5V, κάτι το οποίο διευκόλυνε πολύ τη σχεδίαση καθώς η πηγή αυτή θα υπήρχε ούτως ή άλλως για την τροφοδοσία του μικροεπεξεργαστή του αντιστροφέα. Και το δεύτερο είναι ότι αν και προσφέρει ειδική είσοδο την οποία ο σχεδιαστής μπορεί να χρησιμοποιήσει για να καθορίσει την τάση αναφοράς εξόδου, το συγκεκριμένο μετρητικό εξαρχής χωρίς τη χρήση αναφοράς, βγάζει έξοδο με αναφορά τα 2.5V, η οποία κυμαίνεται μέγιστο από 0 έως 5V, το οποίο είναι και το εύρος τάσης που δέχεται ο μικροεπεξεργαστής.

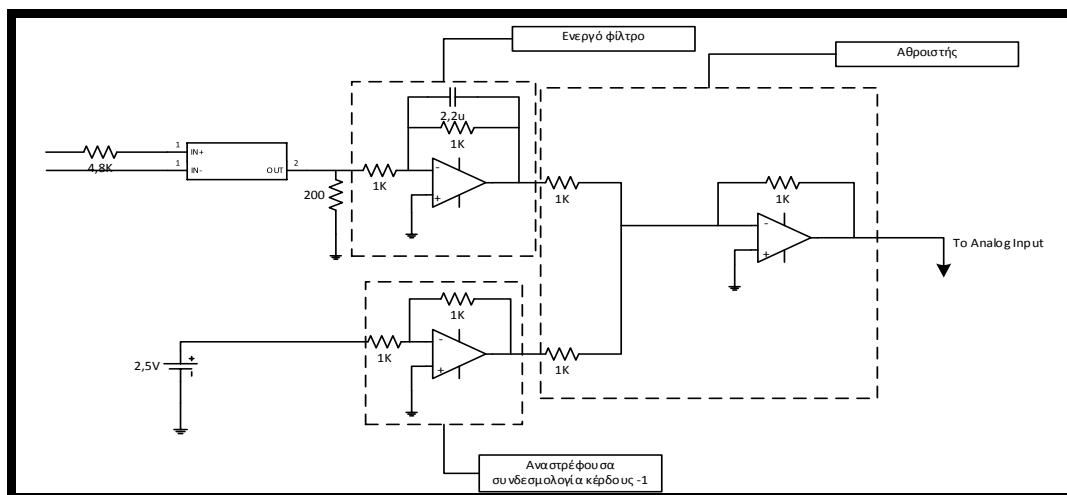
#### 4.1.2.2 ΜΕΤΡΗΤΙΚΟ ΤΑΣΗΣ

Συνεχίζοντας με τη σχεδίαση των μετρητικών, θα παρουσιαστεί η μέτρηση της τάσης. Για τον έλεγχο των κινητήρων υπάρχουν διάφοροι μέθοδοι, κάποιοι χρησιμοποιούν ως ανάδραση τη θέση του κινητήρα, άλλοι την ένταση των φάσεών του και άλλοι τις τάσεις αυτών ( για την τελευταία δύο πολικές τάσεις αρκούν ). Στην παρούσα εφαρμογή η μέτρηση της τάσης θα χρησιμοποιηθεί καθαρά και μόνο για τις ανάγκες της τηλεμετρίας. Επομένως θα ήταν περιττό να μετρηθούν παραπάνω από μία τάσεις.

Όπως και με τα μετρητικά έντασης έτσι και για τα μετρητικά τάσης υπάρχουν πολλές λύσεις. Οι πιο γνωστές έχουν να κάνουν η μία με διαιρέτη τάσης και διαφορικό ενισχυτή και η δεύτερη με «μετατροπή» της τάσης σε ένταση και μέτρηση μέσω του φαινόμενου Hall. Για λόγους παρόμοιους με αυτούς οι οποίοι παρουσιάστηκαν παραπάνω επιλέχθηκε η δεύτερη λύση που είναι αυτή του φαινομένου Hall. Πρόκειται για μία λύση γρήγορη, με μεγάλη ακρίβεια και παράλληλα απομονώνοντας τα δύο κυκλώματα μεταξύ τους. Επιλέχθηκε επομένως το μοντέλο LV-25np της εταιρίας LEM. Πρόκειται για ένα πολύ διαδεδομένο

μετρητικό τάσης, με ευρεία εφαρμογή και πολύ καλή απόδοση. Βασικό μειονέκτημα είναι το κόστος του, ωστόσο λόγω του ότι θα χρειαζόταν μόνο ένα, το γεγονός αυτό δεν επηρέασε την επιλογή του.

Αν και η επιλογή του μετρητικού ήταν κάτι που έγινε σχετικά γρήγορα, το πρόβλημα που προέκυψε είχε να κάνει με τον τρόπο με τον οποίο θα γινόταν αξιολόγηση της παραπάνω μέτρησης. Μετρώντας την πολική τάση, επί της ουσίας όπως φάνηκε και από τις προσομοιώσεις του τρίτου κεφαλαίου (εικόνα 3.15), πρόκειται για PWM παλμούς, οι οποίοι δεν γίνεται να μας δώσουν κάποια σημαντική πληροφορία. Για το λόγο αυτό, αποφασίστηκε να πραγματοποιηθεί μέτρηση της SPWM πολικής τάσης, στη συνέχεια αυτή να φιλτραριστεί ώστε να μείνει μόνο η θεμελιώδης αρμονική και εν τέλει να τεθεί προς μέτρηση το φιλτραρισμένο πλέον καθαρό ημίτονο. Αυτός όμως δεν ήταν αρκετό καθώς όπως θα εξηγηθεί και αργότερα στην ανάλυση της τηλεμετρίας, η τάση αυτή θα πηγαίνει σε μία από τις αναλογικές εισόδους του μικροεπεξεργαστή, των οποίων το εύρος είναι μεταξύ 0 και 5V. Συνεπώς εφόσον φιλτραριστεί το σήμα τάσης που προκύπτει από τη μέτρηση και το οποίο έχει εύρος  $\pm 2,5V$ , στη συνέχεια χρησιμοποιείται ένας αθροιστής ώστε να δώσει το κατάλληλο DC offset (2,5V) προκειμένου το σήμα να δύναται να σταλεί στην αναλογική είσοδο του μικροεπεξεργαστή. Η τελική συνδεσμολογία φαίνεται παρακάτω :



Εικόνα 4. 8 Αναλογικό κύκλωμα μέτρησης της πολικής τάσης του κινητήρα

Οι τιμές των  $4.8k\Omega$  και  $200\Omega$  αφορούν τον τρόπο λειτουργίας του μετρητικού και ουσιαστικά, εφόσον το μετρητικό είναι μετρητικό έντασης αρχικά η πρώτη μετατρέπει την τάση σε ρεύμα και η δεύτερη το ρεύμα σε τάση. Από τις υπόλοιπες συνδεσμολογίες η πιο σημαντική είναι αυτή του ενεργού βαθυπερατού φίλτρου. Πρόκειται για ένα φίλτρο με κέρδος  $-1$  και με συχνότητα αποκοπής ίση με :

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2\pi RC} = 72,34 \text{ Hz} \quad (4.12)$$

Η επιλογή της συχνότητας αυτής ήταν αρκετά ελεύθερη, καθώς σκοπός του φίλτρου ήταν η αποκοπή όλων των αρμονικών, με την πρώτη να ξεκινάει από τα 4925,75 Hz, το οποίο προκύπτει από τους παρακάτω υπολογισμούς :

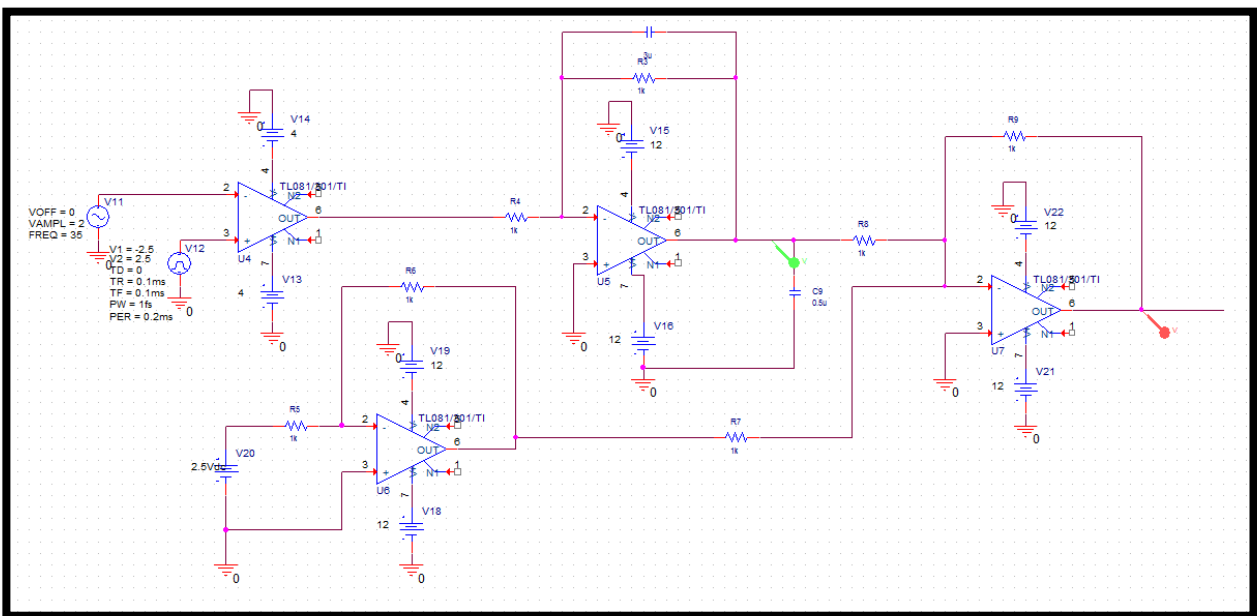
$$F_{nc} = \frac{f_c}{f_r} = \frac{5000}{35} = 142,85 \quad (4.13)$$

Και η συχνότητα πρώτης αρμονικής είναι :

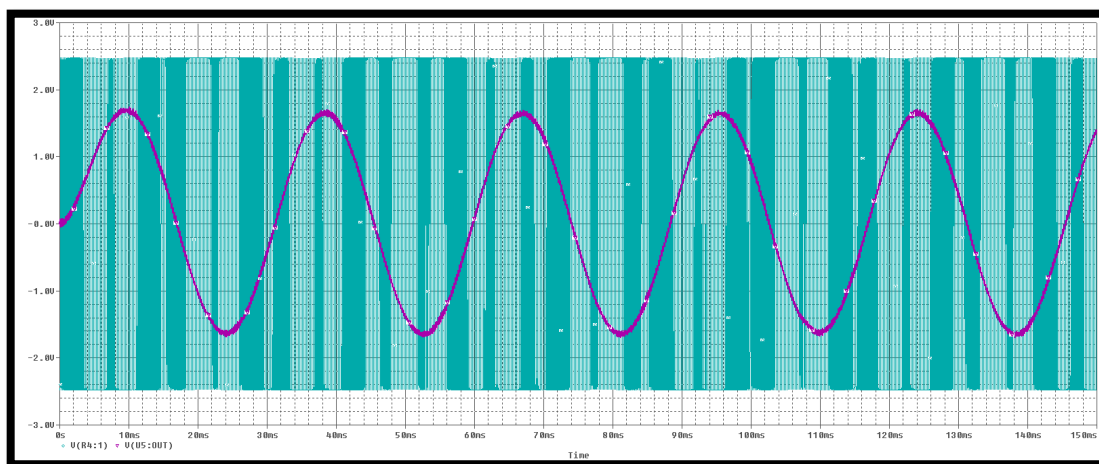
$$f_{140,85} = 140,85 * 35 = 4925,75 \text{ Hz} \quad (4.14)$$

Στο σημείο αυτό αξίζει να σχολιαστεί η τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας, ο οποίος είναι δεκαδικός και όχι ακέραιος περιττός όπως θα έπρεπε. Η ασύγχρονη διαμόρφωση PWM είναι κάτι που σπάνια χρησιμοποιείται, όμως επιτρέπεται σε περιπτώσεις όπως αυτή του παρόντος αντιστροφέα, λόγω του ότι η τιμή του  $F_{nc}$  είναι πολύ μεγάλη ( τουλάχιστον  $\geq 25$  ).

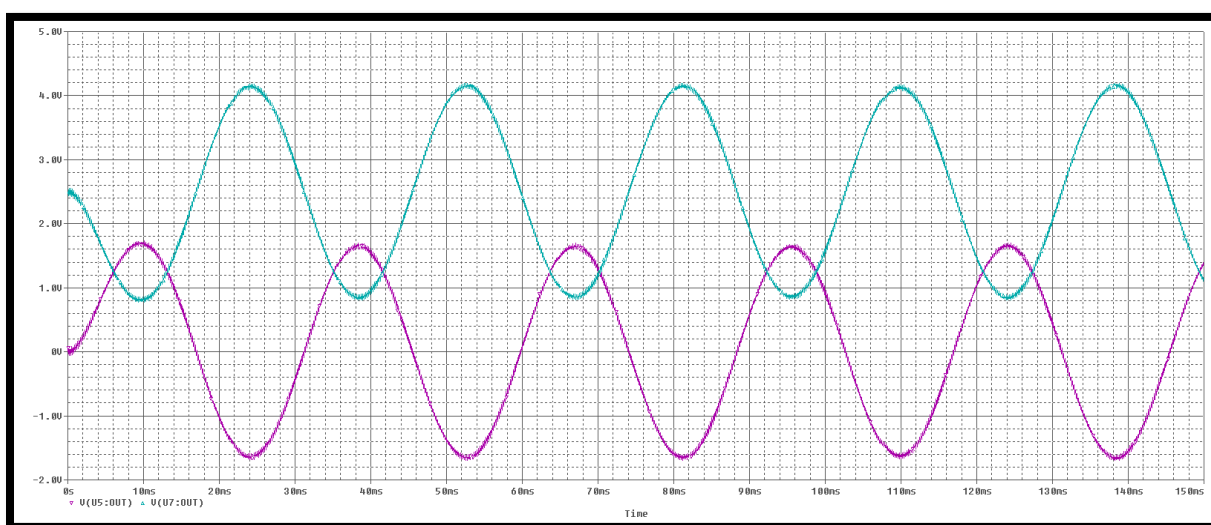
Τέλος όσον αφορά τον αθροιστή, χρησιμοποιήθηκε ένας αθροιστής αρνητικού κέρδους και για το λόγο αυτό άλλωστε η τάση των 2,5V αρχικά έγινε αρνητική και στη συνέχεια προστέθηκε στο ημίτονο. Τα 2,5V στην τελική πλακέτα θα παρθούν ουσιαστικά από έναν κανονικοποιητή τάσης ο οποίος θα μετατρέπει τα 5V της τροφοδοσίας του κυκλώματος των σημάτων σε 2,5V. Παρακάτω ακολουθεί η προσομοίωση του παραπάνω κυκλώματος στο περιβάλλον OrCAD/PSpice καθώς και τα αποτελέσματά της.



Εικόνα 4. 9 Προσομοίωση του κυκλώματος



Εικόνα 4. 10 Τάση εξόδου μετρητικού τάσης πριν και μετά το ενεργό βαθυπερατό φίλτρο RC.



Εικόνα 4. 11 Μετρητικό σήμα τάσης πριν και μετά την πρόσθεση του DC-offset.

Όπως φαίνεται από την προσομοίωση παραπάνω το κύκλωμα θεωρητικά λειτουργεί ακριβώς όπως αναμενόταν, η αντίθετη πολικότητα δεν επηρεάζει καθόλου τις μετρήσεις, οπότε και θεωρήθηκε αχρείαστο να διορθωθεί διότι θα προσέθετε επιπλέον στοιχεία. Η SPWM τάση αρχικά φιλτράρεται και στη συνέχεια της δίνεται ένα DC offset ώστε να είναι σε μορφή αναγνωρίσιμη από τον μικροεπεξεργαστή. Η μόνη προσθήκη που χρειάστηκε και η οποία θα προστεθεί και στο τελικό κύκλωμα, είναι ένας επιπλέον πυκνωτής πριν την αναλογική είσοδο, ο οποίος βρίσκεται για να απορροφάει τους υψίσυχνους θορύβους.

#### 4.1.2.3 ΕΠΟΠΤΕΙΑ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΤΡΙΩΝ ΦΑΣΕΩΝ

Έχοντας καθορίσει τις μεθόδους μέτρησης ρευμάτων και τάσης, θα συνεχιστεί η παρουσίαση με την ανάλυση των μεθόδων εποπτείας και προστασίας του κυκλώματος. Αν και είναι λογικό να θεωρηθεί ότι τα μετρητικά του ρεύματος θα ήταν επαρκή ώστε παράλληλα με τη μέτρηση να προστατεύουν την ένταση στην



κάθε φάση, παρόλα αυτά θεωρήθηκε προτιμότερο να χρησιμοποιηθούν επιπλέον όργανα προστασίας. Αυτό αποφασίστηκε κυρίως για λόγους ασφάλειας, καθώς ήταν αμφίβολη η ακριβής λειτουργία της προστασίας παράλληλα με τη λειτουργία της μέτρησης. Επίσης διότι εξ' αρχής η σχεδίαση αποσκοπούσε στο να υπάρχει διακριτοποίηση αλλά και δυνατότητα απομόνωσης της κάθε λειτουργίας από το συνολικό κύκλωμα. Παρόλα αυτά εφόσον η πλακέτα δουλέψει όπως προβλέπεται από τη σχεδίαση, στη δεύτερη πλακέτα που θα φτιαχτεί ίσως να χρησιμοποιηθούν 3 μετρητικά ρεύματος τα οποία παράλληλα θα χρησιμοποιούνται και για προστασία ( Η δεύτερη θα κατασκευαστεί ως εφεδρική σε περίπτωση που πάθει κάποια βλάβη η πρώτη κατά τη διάρκεια του αγώνα ). Έτσι σε σειρά με τα μετρητικά ρεύματος αλλά και στην πρώτη φάση η οποία δεν είχε κανένα μετρητικό, τοποθετήθηκαν 3 επιπλέον μετρητικά ρεύματος, των οποίων η συνολική κατανάλωση δεν ξεπερνάει τα 180mW και τα οποία είναι ειδικά σχεδιασμένα για τέτοιες λειτουργίες (σε περίπτωση απομόνωσής τους η κατανάλωση περιορίζεται στα 12-20mW, τα οποία προέρχονται λόγω της 1mOhm εν σειρά αντίστασης με κάθε φάση).

Συγκεκριμένα χρησιμοποιήθηκαν οι αισθητήρες ACS710 της Allegro, οι οποίοι είναι σχεδιασμένοι ώστε να μετρούν και να προστατεύουν κυκλώματα από βραχυκύκλωμα. Τα 3 στοιχεία τα οποία τους εξειδικεύουν στη συγκεκριμένη λειτουργία είναι τα παρακάτω. Το πρώτο έχει να κάνει με το ενσωματωμένο κύκλωμα συγκριτή καθώς και τον ταχύτατο χρόνο απόκρισης του, όπου συγκεκριμένα σε περίπτωση βραχυκυκλώματος, στέλνεται FAULT σήμα σε χρόνο λιγότερο από 2μs. Το δεύτερο έχει να κάνει με το ειδικό pin με την ονομασία Voc, το οποίο δέχεται σαν είσοδο μία τάση αναφοράς, σύμφωνα με την οποία ορίζεται το οριακό ρεύμα πριν το σφάλμα. Και τέλος το τρίτο έχει να κάνει με την ειδική του συνδεσμολογία, η οποία του επιτρέπει να μην μπερδεύεται από τυχόν spikes που ενδέχεται να παρουσιαστούν στο ρεύμα, αποφεύγοντας έτσι την απενεργοποίηση του συστήματος, χωρίς κάποια σημαντική αιτία.

Η μέθοδος υλοποίησης του τελευταίου βασίζεται στη χρήση ενός επιπλέον πυκνωτή, ο οποίος σε περίπτωση σφάλματος αποφορτίζεται με συγκεκριμένο ρυθμό και μόνο εφόσον πέσει κάτω από μία συγκεκριμένη τιμή στέλνεται σήμα σφάλματος. Με τον τρόπο αυτό δίνεται στο σύστημα ο χρόνος να αντιληφθεί εάν πρόκειται για λάθος ή όχι, καθώς αν επρόκειτο για λανθασμένο σήμα τότε η αποκατάσταση του ρεύματος θα ερχόταν προτού να προλάβει ο πυκνωτής να ξεφορτίσει σε τάση χαμηλότερη της οριακής τιμής. Αυτό βεβαίως σημαίνει και καθυστέρηση στην απόκριση του συστήματος. Για τον λόγο αυτό η επιλογή του συγκεκριμένου πυκνωτή είναι αρκετά σημαντική, ώστε να επιτευχθούν παράλληλα ακρίβεια αλλά και ταχύτητα[17]

Σημαντικό κομμάτι της προστασίας των τριών φάσεων από κάποια σφάλμα είναι και ο τρόπος αντίληψης του τυχόντος σφάλματος από τον μικροεπεξεργαστή. Όπως έχει ήδη αναφερθεί σε περίπτωση σφάλματος οι συγκεκριμένη αισθητήρες έχουν ένα pin με την ονομασία FAULT, το οποίο καθ' όλη τη διάρκεια λειτουργία είναι λογικό high, και σε περίπτωση σφάλματος γίνεται λογικό low. Έτσι θα χρησιμοποιηθεί μία πύλη NAND, στην είσοδο της οποίας θα καταλήγουν τα 3 σήματα (ένα από κάθε φάση) και σε περίπτωση σφάλματος σε οποιαδήποτε από τις τρεις φάσεις η έξοδος της πύλης θα γίνεται λογικό high. Η έξοδος αυτή θα πηγαίνει

στο ένα από τα 4 external interrupt pins του μικροεπεξεργαστή και σε περίπτωση σφάλματος θα διακόπτεται ακαριαία η λειτουργία του ακολουθώντας τις εντολές του κώδικα που έχει δοθεί για το συγκεκριμένο interrupt.

Τέλος όσον αφορά το interrupt και τον κώδικα που δημιουργήθηκε, εφόσον αντιληφθεί λογικό high στην είσοδό του, αμέσως δίνει λογικό high σε μία από τις ψηφιακές εξόδους του μικροεπεξεργαστή, η οποία οδηγείται στα 3 disable pins των drivers, απενεργοποιώντας σε χρόνο μικρότερο των 15us τη λειτουργία όλου του κυκλώματος. Στο σημείο αυτό θα αναφερθεί και ο λόγος που χρησιμοποιήθηκε το interrupt και δεν στάλθηκε το σήμα σφάλματος απευθείας στα 3 disable pins των drivers. Σε περίπτωση που το interrupt πήγαινε κατευθείαν στα pins, τότε θα διακοπτόταν η λειτουργία, θα έπεφτε το ρεύμα θα έπεφτε το σήμα του σφάλματος οπότε θα ξαναξεκινούσε η λειτουργία κ.ο.κ.. Επίσης αν χρησιμοποιούνταν κάποιος μανδαλωτής, θα χρειαζόταν να χρησιμοποιείται κάποιο επιπλέον κουμπί το οποίο να δίνει στην οδηγό τη δυνατότητα να το «ξεμανδαλώνει» σε περίπτωση λανθασμένης διακοπής. Κάτι τέτοιο όμως θα αύξανε χωρίς λόγο την πολυπλοκότητα της σχεδίασης. Τέλος για λόγους που ξεφεύγουν από τα πλαίσια της παρούσας ανάλυσης η «ξεμανδάλωση» του μανδαλωτή δε γινόταν να γίνει από το reset button του μικροεπεξεργαστή. Επομένως η καλύτερη λύση ήταν μέσω του interrupt, όπου τοιουτοτρόπως θα μπορούσε ο οδηγός πατώντας το reset button να κάνει reset τον μικροεπεξεργαστή και επομένως να απενεργοποιήσει την ψηφιακή έξοδο που έστελνε τα σήματα στα disable pins των drivers.

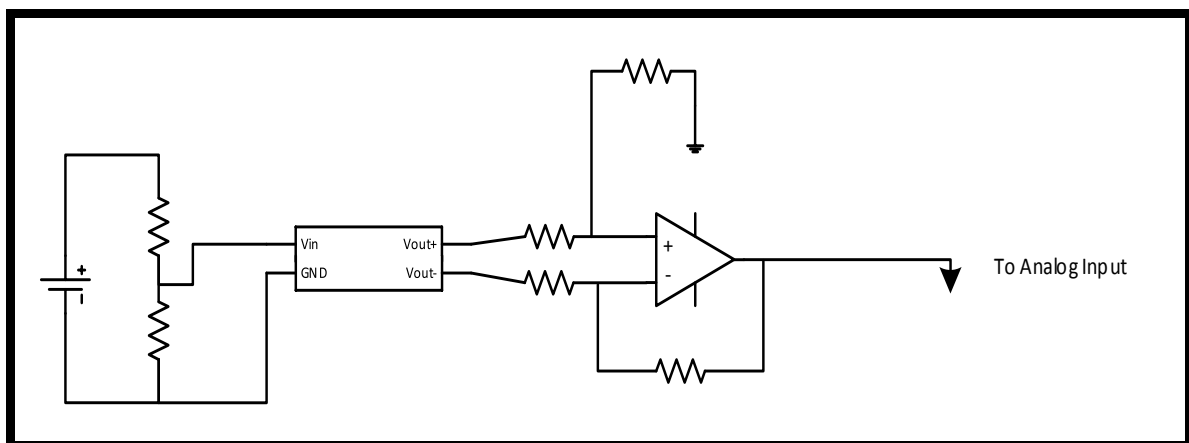
Μία επίσης πολύ καλή λύση, η οποία μελετήθηκε εκ των υστέρων και η οποία είναι πιθανό να εφαρμοστεί στο μέλλον είναι η χρήση του εξωτερικού interrupt του μικροεπεξεργαστή 1 ή 2, τα οποία δύναται να λειτουργήσουν σε συνεργασία με τις εξόδους PWM. Πιο συγκεκριμένα με κατάλληλη ρύθμιση των καταχωρητών του μικροεπεξεργαστή (FLTA & FLTB) αν το συγκεκριμένο pin (είτε το 1 είτε το 2) έχει μετάβαση στην είσοδό του από high σε low, τότε μέσω κατάλληλης hardware μεταβολής, η οποία διαρκεί μόλις μερικά ns, διακόπτονται οι PWM έξοδοι. Επομένως αντί της πύλης NAND δύναται να συνδεθεί μία πύλη AND ώστε να μας δίνει σε περίπτωση σφάλματος τη ζητούμενη μετάβαση.

#### 4.1.2.4 ΕΠΟΠΤΕΙΑ ΤΑΣΗΣ ΜΠΑΤΑΡΙΑΣ

Με τα διάφορα συστήματα που έχουν σχεδιαστεί, προστατεύονται οι τρεις φάσεις από υπερρεύματα, προστατεύεται επίσης η είσοδος του μικροεπεξεργαστή από υπερρεύματα (ασφάλεια υπερταχείας προστασίας) οπότε απομένει η μελέτη της προστασίας του κυκλώματος από τάσεις. Στην είσοδο του αντιστροφέα το να υπάρξει υπέρταση είναι αδύνατο καθώς η πηγή είναι μπαταρία. Στις τρεις φάσεις επίσης είναι δύσκολο να υπάρξουν υπερτάσεις καθώς αυτός ήταν και ένας από τους βασικούς λόγους που σχεδιάστηκε το snubber κύκλωμα, αλλά και που επιλέχτηκαν στοιχεία με ανοχή σε τόσο μεγάλες τάσεις. Επομένως το μόνο που μένει είναι η προστασία του κυκλώματος καθώς και της πηγής από υποτάσεις. Έτσι σχεδιάστηκε ένα κύκλωμα επόπτευσης της τάσης της μπαταρίας, για την προστασίας αυτής από τυχούσα επικίνδυνη αποφόρτιση.

Όπως και σε όλα τα προηγούμενα κυκλώματα (στο σύνολο της σχεδίασης) βασικός στόχος ήταν η διατήρηση της απομόνωσης των δύο κυκλωμάτων μεταξύ τους (αυτός του ισχύος και αυτό των σημάτων). Έτσι η συνδεσμολογία που ακολουθήθηκε ήταν η εξής: Παράλληλα με την είσοδο του αντιστροφέα τοποθετήθηκε ένας διαιρέτης τάσης, με αντιστάσεις εσκεμμένα πολύ μεγάλες έτσι ώστε η κατανάλωση ισχύος πάνω τους να είναι ελάχιστη αλλά και για να μην επηρεάσουν το υπόλοιπο κύκλωμα με την πρόσθεση παράλληλων αντιστάσεων. Παράλληλα με τη μία αντίσταση, και αντιστοιχίζοντας τα 50V σε 2V, τοποθετήθηκε ο οπτοαποζεύκτης ACPL-C87A της Anago (καλύπτοντας έτσι την ανάγκη για απομόνωση), ειδικός για τέτοιες χρήσεις, ο οποίος δίνει στην έξοδό του τη διαφορά τάσης της εισόδου του απομονωμένη πλέον από αυτή. Εν συνεχεία η έξοδος αυτή συνδέεται στην είσοδο ενός διαφορικού ενισχυτή και τέλος η έξοδος αυτού, με αναφορά πλέον αυτή του μικροεπεξεργαστή (λόγω της τροφοδοσίας του τελεστικού ενισχυτή) οδηγείται σε μία από της αναλογικές εισόδους του μικροεπεξεργαστή. [18]

Στη συγκεκριμένη εφαρμογή θεωρήθηκε ότι η συνδεσμολογία που χρησιμοποιήθηκε προηγουμένως με τους αισθητήρες έντασης, δηλαδή ο συγκριτής και κατόπιν το interrupt, θα ήταν υπερβολή να εφαρμοστεί. Αυτό διότι η τάση της μπαταρίας είναι πολύ δύσκολο να βρεθεί ακαριαία κάτω από ένα λογικό όριο, αλλά και σε περίπτωση που βρεθεί, μερικά ms που θα χρειαστεί ο έλεγχος για να αντιδράσει είναι αρκετά, χωρίς να υπάρχει κίνδυνος για κάποια βλάβη. Έτσι εφόσον σχεδιάστηκε το παραπάνω κύκλωμα, παράλληλα προστέθηκε στον έλεγχο του αντιστροφέα, ένα κομμάτι κώδικα το ελέγχει την τάση της μπαταρίας ώστε να εξασφαλίσει ότι θα αποφευχθεί κάποιο σφάλμα. Ο συγκεκριμένος κώδικας, ανά προκαθορισμένο χρονικό διάστημα προκαλεί διακοπή (interrupt) του τρέχοντος κώδικα, για να ελέγξει την τάση της μπαταρίας. Η συγκεκριμένη διακοπή είναι χαμηλής προτεραιότητας, καθώς άλλες διακοπές όπως αυτή της βραχυκύκλωσης είναι πολύ μεγαλύτερης σημασίας. Το βασικό κυκλωματικό διάγραμμα της παραπάνω συνδεσμολογίας ακολουθεί παρακάτω :



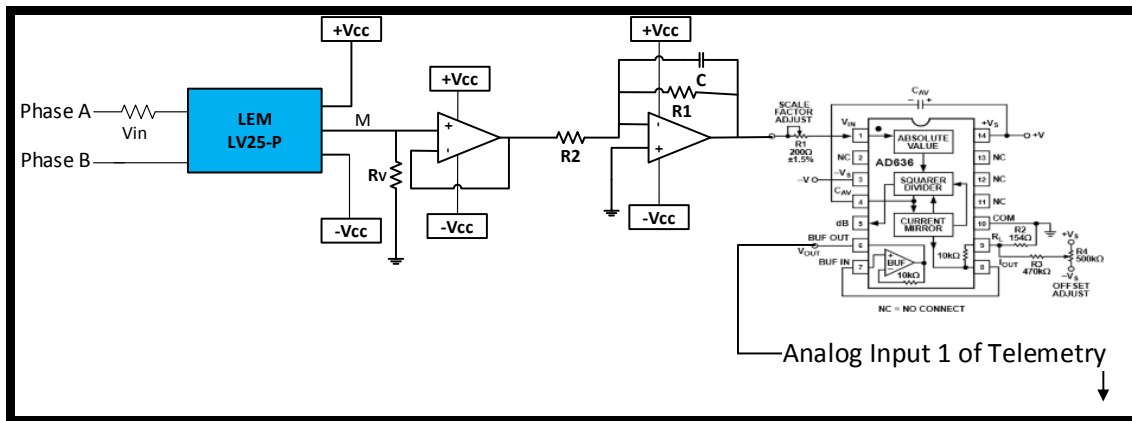
Εικόνα 4. 12 Κυκλωματική διάταξη αισθητήρα τάσης μπαταρίας

#### 4.1.3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΕΤΡΗΣΗΣ ΣΗΜΑΤΩΝ ΓΙΑ ΑΠΟΣΤΟΛΗ ΠΡΟΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΕΣ ΕΙΣΟΔΟΥΣ ΤΗΛΕΜΕΤΡΙΑΣ

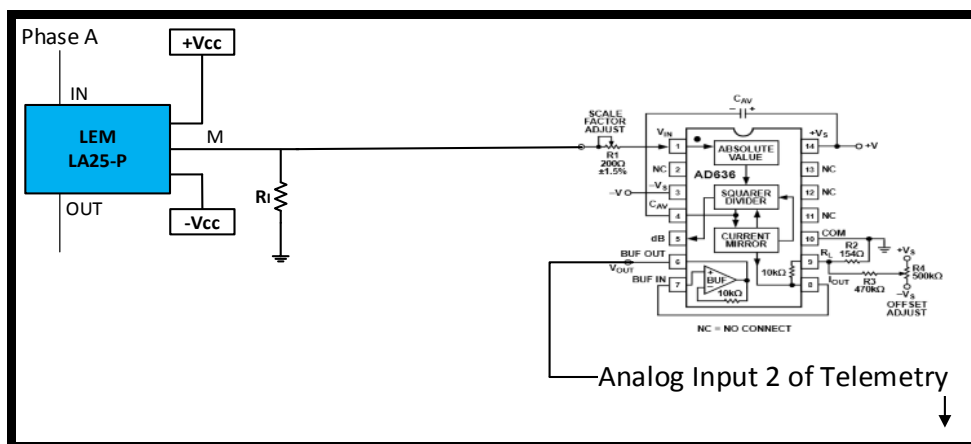
Κλείνοντας την ανάλυση των τριών βασικών συστημάτων του αντιστροφέα θα γίνει αναφορά και στο τελευταίο, αλλά όχι λιγότερο σημαντικό, που είναι αυτό της τηλεμετρίας. Για λόγους που έχουν ήδη αναλυθεί στο πρώτο κεφάλαιο, υπήρχε εξαρχής μεγάλη ανάγκη για κάποιο σύστημα τηλεμετρίας. Έτσι πέρσι η ομάδα Προμηθείας απέκτησε ένα εξειδικευμένο σύστημα τηλεμετρίας, το οποίο διαθέτει 3 αναλογικές εισόδους, μαζί με μετρητικά αξελερόμετρα καθώς και δέκτη GPS. Το πρόβλημα ήταν ότι δεν υπήρχε τρόπος να τροφοδοτηθούν οι 3 αναλογικοί είσοδοι του παραπάνω συστήματος και αυτό αποτέλεσε σημαντική πρόκληση κατά τη σχεδίαση του αντιστροφέα.

Το πρώτο πράγμα που έπρεπε να αποφασιστεί ήταν τι μέγεθος θα έδινε ο αντιστροφέας στην κάθε αναλογική είσοδο. Θεωρήθηκε ότι για να υπάρχει μία ολοκληρωμένη εικόνα της λειτουργίας, θα ήταν καλύτερο να δίνεται η τάση, η ένταση και η ισχύς. Στο σημείο αυτό όμως προέκυπτε ένα πρόβλημα. Το σύστημα τηλεμετρίας που σχεδιάστηκε για τη συγκεκριμένη εφαρμογή, έχει συχνότητα δειγματοληψίας 50Hz. Η συχνότητα αυτή είναι πολύ μικρή δεδομένου ότι τα σήματα του αντιστροφέα είναι της τάξης των 20-35 Hz. Επομένως έπρεπε να βρεθεί μία συμβιβαστική λύση ή οποία όμως παράλληλα δε θα μείωνε την ακρίβεια και την αξιοπιστία των μετρήσεων που θα προέκυπταν. Ως ιδανικότερη λύση θεωρήθηκε να μετριοούνται οι ενεργές τιμές της τάσης και της έντασης και στην είσοδο της τηλεμετρίας να στέλνονται αυτές αντί ολόκληρων των σημάτων και για να υπάρχει πλήρης γνώση των σημάτων αντί της ισχύος να δίνεται η συχνότητα των δύο παραπάνω.

Καταλήγοντας στις ανάγκες τους συστήματός μας έπρεπε πλέον να βρεθεί ένας τρόπος με τον οποίο θα μετριοούνται τα τρία παραπάνω μεγέθη. Αρχικά αποφασίστηκε να γίνουν αυτές οι τρεις μετρήσεις με αναλογικό τρόπο. Έτσι ύστερα από αρκετή μελέτη αποφασίστηκε να σχεδιαστεί ένα κύκλωμα καρδιά του οποίου θα αποτελούσε το ολοκληρωμένο AD636 της Analog. Πρόκειται για ένα αρκετά παλιό μοντέλο το οποίο χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της True RMS τιμής ενός σήματος. Με τον όρο True RMS εννοούμε τη δυνατότητα του να υπολογίζει την RMS τιμή οποιουδήποτε σήματος, είτε αυτό είναι ημιτονοειδές, είτε τετραγωνικό, είτε τριγωνικό κτλ. η οποία υπολογίζεται με διαφορετικό τρόπο από αυτόν της RMS. Οι αρχικές συνδεσμολογίες που σχεδιάστηκαν για την τάση και την ένταση ήταν οι παρακάτω :



Εικόνα 4.13 Κύκλωμα αναλογικής μέτρησης RMS τιμής πολικής τάσης με χρήση του AD636



Εικόνα 4.14 Κύκλωμα αναλογικής μέτρησης RMS τιμής ρεύματος με χρήση του AD636

Προτού αναλυθούν τα δύο παραπάνω κυκλώματα, να αναφερθεί ότι στο δεύτερο κύκλωμα χρησιμοποιείται μετρητικό ρεύματος, διαφορετικό από αυτό που επρόκειτο να χρησιμοποιηθεί στην πλακέτα, αυτό θα γινόταν διότι χρειαζόταν ένα μετρητικό το οποίο δε θα προσέθετε DC offset στο σήμα, ώστε να υπολογίζεται η πραγματική RMS τιμή. Με τον τρόπο αυτό όμως θα αυξανόταν το κόστος ενώ παράλληλα θα καταλάμβανε περισσότερο χώρο η διάταξη στο σύνολό της.

Ανεξαρτήτως από την παραπάνω πληροφορία, οι δύο παραπάνω διατάξεις αποτέλεσαν το κεντρικό μοτίβο πάνω στο οποίο χρησιμοποιήθηκαν διάφορες συνδεσμολογίες. Συγκεκριμένα, εφόσον αγοράστηκαν τα παραπάνω εξαρτήματα, πραγματοποιήθηκαν διάφορες συνδεσμολογίες και διάφορες μετρήσεις με σκοπό να καταλήξουμε σε ένα ικανοποιητικό αποτέλεσμα. Ουσιαστικά υπήρχε μία σχέση αντιστρόφως ανάλογη μεταξύ της ακρίβειας και της ταχύτητας απόκρισης. Έτσι σχεδιάστηκαν ειδικά φίλτρα, δοκιμάστηκαν διαφορετικές τιμές πυκνωτών και αντιστάσεων προσπαθώντας με τον τρόπο αυτό να βρεθεί η χρυσή τομή μεταξύ των παραπάνω, παρόλα αυτά δεν βρέθηκε κάποια καλή λύση. Συγκεκριμένα σε συνδεσμολογία υψηλής ακρίβειας, κατά την μεταβολή της ενεργούς τιμής του μετρούμενου σήματος, ο χρόνος απόκρισης του συστήματος έφτανε και το 1 δευτερόλεπτο. Βεβαίως αρνητικό ρόλο στην παραπάνω αστοχία, έπαιζε και η μικρή

συχνότητα του σήματός εισόδου, καθώς και η απειρία σε παρόμοια αναλογικά κυκλώματα.

Εφόσον η επιλογή αυτή δεν ικανοποίησε τις απαιτήσεις της σχεδίασης, έγινε αναζήτηση παρόμοιων ολοκληρωμένων πιο προηγμένης τεχνολογίας, δυστυχώς χωρίς κανένα αποτέλεσμα. Εν τέλει θεωρήθηκε ότι ο λόγος που πλέον δεν βγαίνουν παρόμοια ολοκληρωμένα, είναι ότι όλες αυτές οι μετρήσεις πραγματοποιούνται με ψηφιακό τρόπο, κάτι το οποίο προσφέρει πολύ μεγαλύτερη αξιοπιστία καθώς και ταχύτητα. Κατόπιν με την ψηφιακή μέτρηση θα δινόταν η ευκαιρία να επιλέγεται ανά πάσα στιγμή ποια τιμή θα δίνεται κάθε φορά στην τηλεμετρία. Αυτό σημαίνει ότι έχοντας πλέον στη διάθεσή μας την πλήρη κυματομορφή της τάσης και της έντασης, είναι δυνατόν να στέλνεται στην τηλεμετρία ενεργές τιμές, πλάτη, συχνότητες, ισχείς κ.τ.λ.. Έχοντας δοκιμάσει το αρχικό κύκλωμα και εν τέλει καταλήγοντας στην ψηφιακή λύση, ταυτοχρόνως απορρίφτηκε και ο αναλογικός υπολογισμός της συχνότητας.

Η απόφαση της ψηφιακής μέτρησης πάρθηκε, οπότε το πρόβλημα από εδώ και πέρα ήταν πως θα στέλνονταν οι παραπάνω τιμές στην τηλεμετρία, εφόσον ο μικροεπεξεργαστής που θα χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο δε διαθέτει αναλογικές εξόδους. Οι πιθανές λύσεις προτού να επιλεγεί και η τελική ήταν οι εξής :

- i. Αρχικά λοιπόν αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθούν οι PWM έξοδοι σαν αναλογικοί μεταβάλλοντας το duty cycle ανάλογα την επιθυμητή τιμή και στη συνέχεια φιλτράροντας την έξοδο. Κάτι τέτοιο όμως απορρίφθηκε για δύο λόγους. Ο πρώτος λόγος είχε να κάνει με την ακρίβεια, καθώς το σήμα εξόδου μετά το φιλτράρισμα είναι πιθανό να έχει έντονο θόρυβο. Ο δεύτερος λόγος, για τον οποίο απορρίφθηκε κιάλας η συγκεκριμένη λύση, είχε να κάνει πάλι με τον μικροεπεξεργαστή. Το συγκεκριμένο μοντέλο διαθέτει 8 εξόδους PWM ( οι οποίες ούτως ή άλλως είναι πολλές) και για τον έλεγχο του κινητήρα θα χρειαστούν 6, επομένως περισσεύουν 2 έξοδοι ενώ χρειάζονται 3.
- ii. Δεύτερη πιθανή λύση ήταν η χρήση ξεχωριστού μικροεπεξεργαστή με αναλογικές εξόδους, κάτι τέτοιο όμως επίσης δεν ήταν πολύ επιθυμητό, καθώς θα αύξανε τις απώλειες, την καλυπτόμενη επιφάνεια πάνω στην πλακέτα καθώς και την περιπλοκότητα της σχεδίασης αλλά και του κώδικα.
- iii. Τρίτη λύση ήταν να χρησιμοποιηθούν πολλοί ψηφιακοί έξοδοι σαν παράλληλα bits της κάθε τιμής και στη συνέχεια με χρήση της συνδεσμολογίας σκάλας R-2R, να δημιουργηθούν οι επιθυμητοί αναλογικοί έξοδοι. Όμως και αυτή η λύση απορρίφθηκε καθώς για να υπάρξει μία καλή ανάλυση τουλάχιστον των 8-9 bits, θα χρειαζόντουσαν 24-27 ψηφιακοί έξοδοι κάτι το οποίο θα προκαλούσε αρκετά προβλήματα (περιπλοκότητας, χώρου, κατανάλωσης κτλ.).
- iv. Έτσι αποφασίστηκε η τέταρτη λύση, η οποία ήταν και η επιλαχούσα και η οποία ήταν σειριακή επικοινωνία του μικροεπεξεργαστή με κάποιον Digital to Analog Converter (DAC), ώστε να στέλνονται σε αυτόν σειριακά τα bits της επιθυμητής τιμής εξόδου και στη συνέχεια στην έξοδο του

μετατροπέα να βγαίνουν οι αναλογικοί έξοδοι που θα στέλνονται στην τηλεμετρία.

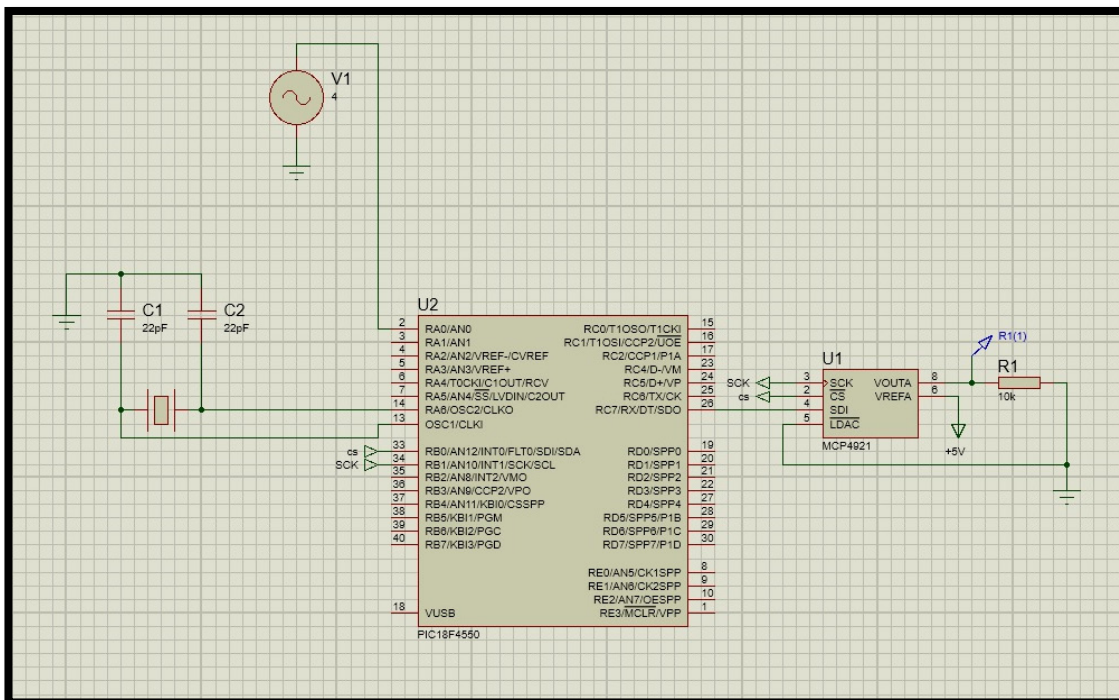
Για την υλοποίηση της παραπάνω λύσης έπρεπε αρχικά να βρεθεί τρόπος ώστε να υπολογίζονται οι επιθυμητές τιμές. Έτσι γράφτηκαν 2 κώδικες όπου ο πρώτος θα υπολογίζει την ενεργό τιμή των αναλογικών εισόδων και άρα της τάσης και της έντασης και ο δεύτερος με χρήση εσωτερικού χρονομέτρου (του επεξεργαστή) και μετρώντας το χρονικό διάστημα, είτε μεταξύ διαδοχικών μηδενισμών του ενός εκ των άλλων δύο σημάτων, είτε μεταξύ διαδοχικών κοινών θέσεων των πόλων του κινητήρα, θα μετράει τη συχνότητα. Οι παραπάνω κώδικες εφόσον γράφτηκαν, στη συνέχεια ελέγχθηκαν για την ακρίβεια της μέτρησης τους. Αυτό έγινε πάλι χρησιμοποιώντας τον μικροεπεξεργαστή dsPIC30F4011, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε και προηγουμένως για την οδήγηση των Drivers. Η πειραματική διάταξη που στήθηκε για τις παραπάνω δοκιμές ήταν ουσιαστικά ο μικροεπεξεργαστής συνδεδεμένος σε ζωντανό χρόνο με τον υπολογιστή (debugging mode) και στη μία αναλογική του είσοδο ήταν μία παλμογεννήτρια η οποία έδινε ημιτονοειδή σήματα διαφόρων πλατών και συχνοτήτων. Έτσι εφόσον στήθηκε το πείραμα έγιναν διάφορες μεταβολές στα σήματα της παλμογεννήτριας και μέσω του υπολογιστή ελέγχονταν οι μεταβλητές που έδιναν τα ζητούμενα αποτελέσματα. [19]

Όπως ήδη έχει αναφερθεί ανάλογα με τις ανάγκες του παρατηρητή, στο μέλλον μπορεί να γραφτούν κώδικες οι οποίοι θα στέλνουν στην τηλεμετρία ό,τι θα θεωρούν σημαντικό είτε αυτό είναι ταχύτητα, είτε είναι ισχύς, είτε είναι απόσταση είτε ό,τι άλλο χρειάζεται.

Εν συνεχεία έπρεπε να αποφασιστεί το πρωτόκολλο επικοινωνίας με το οποίο θα επικοινωνούσε ο μικροεπεξεργαστής με τον μετατροπέα (DAC), καθώς δύο πολύ γνωστά μοντέλα το SPI και το I2C ήταν στη διάθεσή μας. Έτσι ύστερα από αρκετή έρευνα, επιλέχτηκε το SPI. Οι κύριοι λόγοι για τους οποίους επιλέχτηκε ήταν αρχικά η σχετικά πιο απλή επικοινωνία μεταξύ συσκευών με SPI έναντι του I2C. Ο δεύτερος ήταν η ταχύτητα, καθώς το SPI είναι αρκετά πιο γρήγορο (αν και λόγω της μικρής δειγματοληψίας της τηλεμετρίας εν τέλει ο λόγος αυτός δε θα έκανε κάποια διαφορά). Ο τρίτος λόγος είχε να κάνει με την αξιοπιστία καθώς το I2C είναι αρκετά πιο ευαίσθητο σε θορύβους με αποτέλεσμα σε κάποια βλάβη να υπάρχει κίνδυνος να χαθούν τα δεδομένα αποστολής ( αν και έχει ένα βασικό πλεονέκτημα ότι διαθέτει μηχανισμό ανάδρασης παραλαβής ). Και ο τέταρτος λόγος είναι ότι γενικά σε περιπτώσεις όπου συνδέονται λίγες συσκευές μεταξύ τους, δηλαδή όπως στην εφαρμογή του αντιστροφέα όπου θα υπάρχει ένας master και ένας slave, προτιμάται το SPI που επικοινωνεί με τον καθένα με επιπλέον αγωγούς έναντι του I2C το οποίο μαζί με τα δεδομένα μεταφέρει και τη διεύθυνση του παραλήπτη.

Προτού γίνει ανάλυση του SPI κυκλώματος, είναι χρήσιμο να αναλυθεί ο τρόπος με τον οποίο θα στέλνονται τα 3 σήματα της τηλεμετρίας, ενώ ο μικροεπεξεργαστής, διαθέτει 2 εξόδους SPI. Για την αντιμετώπιση του παραπάνω προβλήματος, επιλέχτηκε τριπλός SPI, ο οποίος με κατάλληλα bits ελέγχου (θα παρουσιαστεί αναλυτικότερα στη συνέχεια) βγάζει το εισερχόμενο σεριακό σήμα, σε οποιαδήποτε αναλογική έξοδο του ζητήσει ο χρήστης.

Έχοντας λοιπόν αναλύσει όλα τα παραπάνω και έχοντας καταλήξει στη συνδεσμολογία που θα χρησιμοποιούνταν έμενε να επιλεχθεί «ψηφιακό σε αναλογικό» μετατροπέας (DAC) που θα χρησιμοποιούνταν καθώς και να γραφεί ο κώδικας με τα πρωτόκολλα επικοινωνίας. Έτσι επιλέχτηκαν δύο μοντέλα το πρώτο ήταν ο MCP4921 της Microchip ο οποίος έχει ένα κανάλι και θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σα δοκιμαστικός και ο δεύτερος ήταν ο AD5684 της Analog, ο οποίος είχε 4 κανάλια και θα χρησιμοποιούταν σαν ο τελικός μετατροπέας. Αν και οι τρόποι επικοινωνίας του μικροεπεξεργαστή με τους δύο παραπάνω μετατροπείς ήταν αρκετά διαφορετικοί, παρόλα αυτά ο πρώτος επιλέχτηκε διότι υπήρχαν μοντέλα προσομοίωσης σε ένα ειδικό πρόγραμμα, το οποίο θα μας έδινε την ευκαιρία αρχικά να προσομοιώσουμε τη λειτουργία και στη συνέχεια να το δούμε πως αποκρίνεται στην πραγματικότητα. Έτσι στα πλαίσια της προσομοίωσης χρησιμοποιήθηκε το λογισμικό Proteus στο οποίο δίνεται η δυνατότητα στο χρήστη να προσομοιώσει το κύκλωμα που χρειάζεται, ενώ ταυτόχρονα να φορτώσει στον εκάστοτε εικονικό επεξεργαστή και τον κώδικα που θέλει ώστε να προσομοιώσει το κύκλωμά του στο σύνολό του. Με τον τρόπο αυτό πραγματοποιήθηκε μία πρώτη προσομοίωση της λειτουργίας του SPI στην οποία όμως επειδή δεν υπήρχε η οικογένεια μικροεπεξεργαστών την οποία θα χρησιμοποιήσουμε (dsPIC30F), χρειάστηκε να γίνει μετατροπή του κώδικα έτσι ώστε να μπορεί να λειτουργήσει στο συγκεκριμένο μικροεπεξεργαστή.



Εικόνα 4. 15 Προσομοίωση λειτουργίας του μετατροπέα MCP4921 με χρήση του λογισμικού Proteus

Εφόσον λειτούργησε η προσομοίωση, στη συνέχεια αγοράστηκε ο παραπάνω DAC ώστε να μελετηθεί η πραγματική του λειτουργία. Δυστυχώς όμως αν και στην προσομοίωση όλα λειτουργούσαν σωστά, στην πραγματική δοκιμή και πλέον με τον μικροεπεξεργαστή dsPIC30F4011, τα αποτελέσματα δεν ήταν πολύ καλά.



Παρεμπιπτόντως είναι χρήσιμο να αναφερθεί ότι ο λόγος που χρησιμοποιήθηκε σε όλες τις δοκιμές ο συγκεκριμένος μικροεπεξεργαστής είναι διότι είναι της ίδιας οικογένειας με τον dsPIC30F6010a, επομένως ο προγραμματισμός τους και οι κώδικές που χρησιμοποιούνται είναι παρόμοιοι, απλά ο πρώτος είναι πιο οικονομικός και βγαίνει και σε DIP θήκη σε αντίθεση με το δεύτερο που βγαίνει μόνο σε TQFP καθιστώντας δύσκολη τη δοκιμή του σε breadboard.

Εν συνεχεία των παραπάνω, αρχικά το πρόβλημα αποδόθηκε στους διαφορετικούς μικροεπεξεργαστές, παρόλα αυτά αυτό δεν δικαιολογούσε τα αρνητικά αποτελέσματα. Επομένως έπρεπε να βρεθεί η λύση για την οποία κάτι τέτοιο συνέβαινε. Εν τέλει ύστερα από αρκετές ώρες δοκιμών το πρόβλημα αποδόθηκε στις ταχύτητες επικοινωνίας και εφόσον αλλάχθηκαν οι χρόνοι αποστολής των δεδομένων, ενώ παράλληλα προστέθηκαν διάφορες καθυστερήσεις εντός του κώδικα, η επικοινωνία των δύο ολοκληρωμένων ξεκίνησε να λειτουργεί.

Πριν γίνει η παρουσίαση του τελικού μετατροπέα δεδομένων θα γίνει μία σύντομη παρουσίαση των πρωτοκόλλων επικοινωνίας SPI καθώς και η επικοινωνία του Master με το Slave. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω το SPI είναι ένα πρωτόκολλο επικοινωνίας συσκευών με σειριακή μεταφορά bits μεταξύ αυτών. Οι συσκευές αυτές μπορεί να είναι αισθητήρες, κοντρόλ, συσκευές επικοινωνίας δεδομένων ( USB, Ethernet, CAN κτλ.), μνήμες, οθόνες LCD και άλλα πολλά. Φαίνεται ότι πρόκειται για ένα πολύ διαδεδομένο πρωτόκολλο επικοινωνίας με μεγάλη απήχηση παγκοσμίως.

Για να επικοινωνήσουν επομένως δύο οι περισσότερες συσκευές μεταξύ τους (πάντα ένας master και ένας οι περισσότεροι slaves) με το SPI, χρειάζονται τουλάχιστον δύο 2 καλώδια, ενώ στη συνηθισμένη εφαρμογή χρησιμοποιούνται 4. Το πρώτο καλώδιο ονομάζεται συνήθως SCLK και ουσιαστικά αποτελεί το ρολόι για την επικοινωνία των συσκευών ( το ρολόι δίνεται από το Master και αυτή είναι και η πιο σημαντική του διαφορά από τους slaves). Το άλλα δύο καλώδια είναι το MOSI και το MISO, όπως ονομάζονται συνήθως. Από αυτά μπορεί ανάλογα την εφαρμογή να χρησιμοποιηθεί μόνο το ένα και ουσιαστικά το ένα είναι για να στέλνει η εκάστοτε συσκευή δεδομένα, ενώ το άλλο για να δέχεται. Και τέλος το τέταρτο και τελευταίο καλώδιο είναι το SS, το οποίο χρησιμοποιείται από το Master και με το οποίο επιλέγει το slave με το οποίο θέλει να επικοινωνήσει. Για πολλές διαφορετικές συσκευές μπορεί ο Master να έχει τα 3 ίδια πρώτα Pins αλλά ανάλογα τη συσκευή με την οποία θέλει να επικοινωνήσει να έχει και αντίστοιχα τόσα SS, ενεργοποιώντας έτσι κάθε φορά το slave που χρειάζεται. Συμπληρώνοντας τώρα όλα τα παραπάνω αναλόγως τις συσκευές που επικοινωνούν μεταξύ τους υπάρχουν και άλλα πρόσθετα στοιχεία τα οποία μπορούν να βελτιώσουν ανάλογα την εφαρμογή κατά πολύ την επικοινωνία.

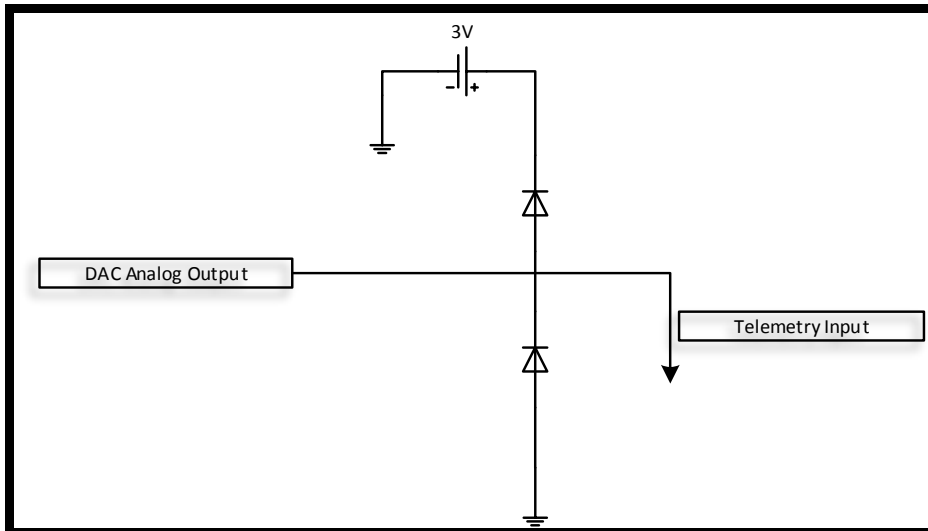
Συνεχίζοντας την παρουσίαση του DAC, εφόσον λειτούργησε η παραπάνω συνδεσμολογία και προτού ξεκινήσουν οι δοκιμές με τον τελικό μετατροπέα, δοκιμάστηκε ο συνδυασμός του κώδικα εύρεσης της ενεργού τιμής με τον MCP4921. Τα αποτελέσματα των δοκιμών ήταν πάρα πολύ καλά, καθώς οι χρόνοι απόκρισης ήταν πολύ γρήγορη και παράλληλα αν και στην έξοδό του ο DAC δεν είχε κανένα φίλτρο ο θόρυβος που παρουσίαζε ήταν σχεδόν ανύπαρκτος.

Εν τέλει και σε συνέχεια όλων των παραπάνω δοκιμάστηκε ο τελικός DAC. Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως η κάθε συσκευή προσθέτει διάφορα στοιχεία στον τρόπο επικοινωνίας με τους υπόλοιπους τα οποία κάνουν αρκετά διαφορετικές τις επικοινωνίες. Στην προκειμένη περίπτωση η πιο σημαντική της διαφορά με τον MCP4921, ήταν ότι για να επικοινωνήσει ο μικροεπεξεργαστής με τον πρώτο (MCP4921) χρειαζόταν 16bits, τα πρώτα 4 ήταν bits εντολών και τα υπόλοιπα 12 ήταν τα περιεχόμενα της σταλμένης τιμής. Ενώ με το δεύτερο χρειαζόταν 24bits. Από αυτά τα 4 πρώτα ήταν bits εντολών, τα άλλα 4 ήταν Bits διεύθυνσης με τα οποία επιλέγει ο μικροεπεξεργαστής την αναλογική έξοδο με την οποία θέλει να επικοινωνήσει, τα επόμενα 12 bits είναι τα δεδομένα προς αποστολή και τα τελευταία 4 bits είναι αχρησιμοποίητα. Ο λόγος που ενώ θα μπορούσε να επιλεγεί από την ίδια οικογένεια μετατροπέων αυτός με τα 14 ή τα 16 bits και παρόλα αυτά κάτι τέτοιο δεν έγινε, ήταν επειδή ούτως ή άλλως οι τιμές αυτές προέρχονταν από αναλογική είσοδο των 10bits, επομένως δεν χρειαζόντουσαν περισσότερα bits καθώς δε θα βελτιωνόταν τίποτα στην ανάλυση. [20]

Κλείνοντας με τον τρόπο αυτό και την παρουσίαση της τηλεμετρίας θα εξηγηθεί η τελική της συνδεσμολογία. Κάτι που δεν έχει αναφερθεί μέχρι τώρα και σχετίζεται με την τηλεμετρία, είναι ότι οι 3 αναλογικές εισοδοί που θέλουμε να τροφοδοτήσουμε δέχονται τάσεις από 0-3 Volts, επομένως έπρεπε να δίνουμε και αντίστοιχη τάση. Αυτός ήταν και ένας από τους κύριους λόγους για τους οποίους επιλέχτηκε ο παραπάνω DAC, διότι διαθέτει ειδικό pin το οποίο ονομάζεται  $V_{ref}$  και το οποίο καθορίζει αναλογικά με την τιμή της κάθε αναλογικής εξόδου, τη μέγιστη τιμή όπου μπορεί αυτή να πάρει. Προκειμένου να γίνει καλύτερα αντιληπτό, η κάθε αναλογική έξοδος του μετατροπέα, παίρνει τάση :

$$V_{out} = \frac{\text{δεκαδική τιμή των 12bits της εισόδου}}{4095} * V_{ref} \quad (4.15)$$

χρησιμοποιήθηκε μαζί με τον DAC και ένας κανονικοποιητής τάσης ο οποίος μετέτρεπε τα 5 Volts σε 3 Volts και οδηγούσε αυτό το pin. Τέλος στην κάθε έξοδο της τηλεμετρίας πραγματοποιήθηκε ειδική συνδεσμολογία με δύο διόδους, μία προς τα 3Volts και μία από το gnd στην έξοδο, η οποία ουσιαστικά θα προστατεύει την τηλεμετρία ώστε σε περίπτωση αστοχίας να μην δεχθεί στην είσοδό της τιμή πέραν των 0-3Volts. Η ακριβής συνδεσμολογία φαίνεται παρακάτω :



Εικόνα 4. 16 Κυκλωματική διάταξη προστασίας της κάθε εισόδου της τηλεμετρίας

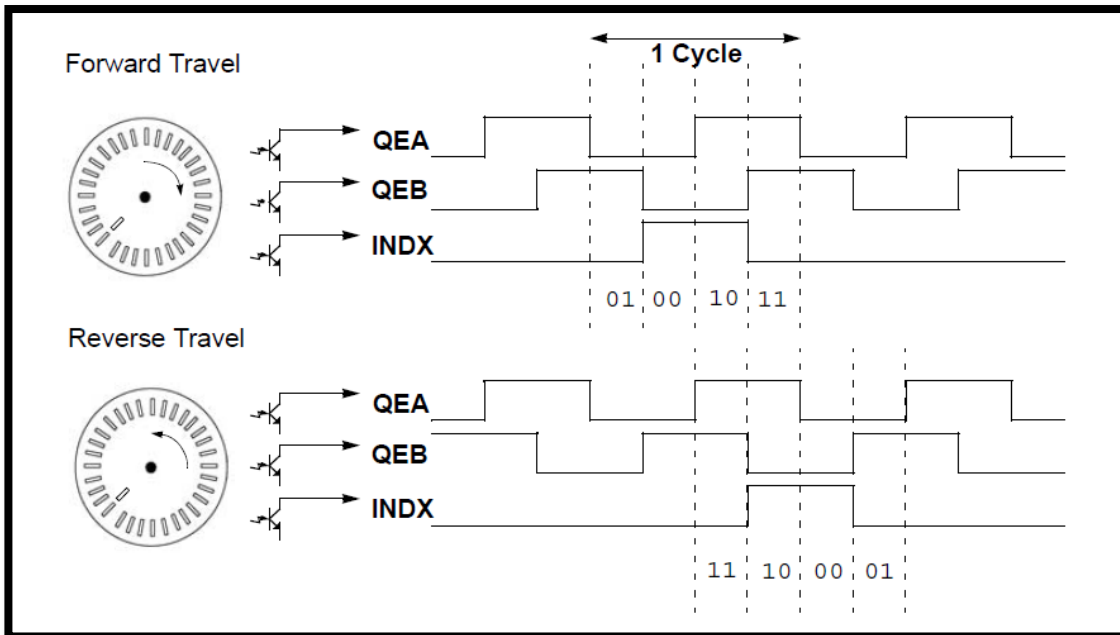
#### 4.1.4 ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΕΤΡΗΣΗ ΘΕΣΗΣ ΚΑΙ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ

Μέχρι τώρα δεν έχει γίνει κάποια αναλυτική αναφορά στον έλεγχο του κινητήρα που θα χρησιμοποιηθεί. Το μόνο που έχει ειπωθεί είναι ότι είναι μία ειδική μορφή ελέγχου V/f κλειστού βρόχου η οποία θα έχει ως ανάδραση τη θέση του κινητήρα. Συγκεκριμένα διαβάζοντας με το μετρητικό θέσης τη θέση του κινητήρα μεταβάλει συνεχώς μέσω ενός lookup table τις τιμές αναφοράς της SPWM και συνεπώς τις τιμές εξόδου των PWM του μικροεπεξεργαστή.

Εφόσον φέτος κατασκευάστηκε καινούριος κινητήρας και αντιστροφέας, δημιουργήθηκε η ανάγκη για κατασκευή καινούριο μετρητικού θέσης. Για την ακρίβεια λόγω του ελέγχου του αντιστροφέα χρειάζονται δύο μετρητικά, ένα που θα δίνει τη θέση του κινητήρα μέσα σε έναν ηλεκτρικό κύκλο και ένα που θα σημάνει την έναυση του καινούριου ηλεκτρικού κύκλου. Προτού όμως πραγματοποιηθεί η επιλογή των μετρητικών, καθώς και η σχεδίαση των δίσκων πρέπει αρχικά να αναλυθεί ο τρόπος με τον οποίο μετριοούνται οι θέσεις καθώς και να καθοριστούν κάποιες παράμετροι.

Για τον έλεγχο των κινητήρων, καθώς και για άλλες πολλών ειδών εφαρμογές (ρομποτική, φωτογραφικούς φακούς, περιφερειακές συσκευές υπολογιστών κτλ.) χρησιμοποιούνται διαφόρων ειδών αισθητήρες θέσης με ποιο διαδεδομένους τους μηχανικούς, τους οπτικούς και τους μαγνητικούς (φαινόμενο Hall). Στην παρούσα εφαρμογή επιλέχθηκε ο οπτικός αισθητήρας, ο οποίος ουσιαστικά αποτελείται από ένα LED και ένα φωτοαισθητήρα. Χρησιμοποιώντας κάποια κατάλληλη εφαρμογή, στην προκειμένη περίπτωση δίσκο με οπές, ανάλογα την περιστροφή του κινητήρα η φωτοδέσμη που εκπέμπει το LED διακόπτεται ανά συγκεκριμένες μοίρες περιστροφής προκαλώντας με τον τρόπο αυτό στην έξοδο του αισθητήρα συνεχόμενους τετραγωνικούς παλμούς τάσης. Μάλιστα στην συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχθηκε ένας Quadrature Encoder, ο οποίος περιλαμβάνει μέσα στην ίδια κατασκευή δύο αισθητήρες τοποθετημένους εν σειρά, προκαλώντας με τον τρόπο αυτό δύο τετραγωνικούς παλμούς ( QEA & QEB ) μετατοπισμένους μεταξύ τους κατά 90 ηλεκτρικές μοίρες. Έτσι ο μικροεπεξεργαστής που δέχεται στην είσοδό

του τους παλμούς αυτούς, μπορεί να αντιλαμβάνεται όχι μόνο τη θέση του κινητήρα και την ταχύτητά του ( διαιρώντας τη μεταβολή της θέσης με μεταβολή του χρόνου ), αλλά και τη φορά περιστροφής παρατηρώντας κάθε φορά ποιος από τους δύο παραπάνω παλμούς προηγείται. Τέλος όπως προαναφέρθηκε θα χρησιμοποιηθεί και ένας ακόμα αισθητήρας ο οποίος θα στέλνει έναν επιπλέον παλμό, σηματοδοτώντας με τον τρόπο αυτό την ολοκλήρωση του ενός ηλεκτρικού κύκλου και την εκκίνηση του καινούριου (Index). Όλα τα παραπάνω μπορούν να γίνουν περισσότερο κατανοητά παρατηρώντας το παρακάτω σχήμα :



Εικόνα 4. 17 Σήματα λειτουργίας ενός quadrature encoder με επιπλέον σήμα index κατά την περιστροφή του αρχικά ωρολογιακά και στη συνέχεια ανθωρολογιακά.

Συνεχίζοντας την παραπάνω ανάλυση και έχοντας πλέον μία πλήρη εικόνα της λειτουργίας του προς χρήση αισθητήρα, θα καθοριστούν κάποιες βασικές προδιαγραφές καθώς και κάποιοι βασικοί περιορισμοί:

➤ Το πρώτο και πιο σημαντικό είναι ότι όπως έχει εξηγηθεί και στο πρώτο κεφάλαιο πρόκειται για κινητήρα εξωτερικού δρομέα. Αυτό σημαίνει πως ο στάτης βρίσκεται στο εσωτερικό του κινητήρα, πακτωμένος στον άξονα του τροχού. Έτσι ο άξονας είναι συνεχώς ακίνητος και το μέρος που κινείται είναι το εξωτερικό μέρος του κινητήρα. Αυτός ήταν και ο λόγος για τον οποίο προέκυψε η ανάγκη να σχεδιαστεί μία ειδική κατασκευή για την παρούσα εφαρμογή, καθώς στην αγορά δεν κυκλοφορούν αισθητήρες θέσης για εξωτερικούς δρομείς, εννοώντας ότι όλοι οι δίσκοι (Codewheel) των αισθητήρων θέσεις που κυκλοφορούν είναι πακτωμένοι πάνω στον άξονα και περιστρέφονται μαζί του.

➤ Το δεύτερο και εξίσου σημαντικό είναι ότι ο αριθμός των σημείων θέσης που θα έχει ο δίσκος καθορίζει και την ανάλυση του ημιτόνου

αναφοράς για τον έλεγχο της SPWM. Επομένως όσο μεγαλύτερος είναι τόσο καλύτερη ανάλυση θα έχει το ημίτονο και συνεπώς τόσο καλύτερος θα είναι ο έλεγχος. Δυστυχώς όμως κάτι τέτοιο δεν είναι εφικτό καθώς ο αριθμός περιορίζεται από κατασκευαστικούς λόγους το οποίο θα εξηγηθεί παρακάτω.

➤ Και το τρίτο είναι ότι όπως αναφέρθηκε παραπάνω θα χρειαστούν δύο μετρητικά, ένα για τη θέση (QEA & QEB) και ένα για την ολοκλήρωση του ηλεκτρικού κύκλου (index), επομένως πρέπει να βρεθεί ένας τρόπος ώστε να μετριοούνται ξεχωριστά και παράλληλα και τα δύο.

Λαμβάνοντας υπ' όψιν τα παραπάνω επιλέχθηκε να σχεδιαστούν δύο δίσκοι με σπές, οι οποίοι θα πακτωθούν στο εξωτερικό κάλυμμα του δρομέα αμφίπλευρα του κινητήρα. Ο πρώτος δίσκος όπως εξηγήθηκε θα μετράει τη θέση και ο άλλος το τέλος των δύο πόλων του κινητήρα και το πέρασμα στους επόμενους. Ωστόσο για λόγους πρακτικούς λόγους, οι δίσκοι αυτοί δεν πρέπει να έχουν μεγάλο βάρος, ούτε και να εξέχουν πολύ από το σώμα του κινητήρα (κυρίως για αεροδυναμικούς λόγους). Έτσι είναι επιθυμητό να είναι μικρής ακτίνας, μικρού πάχους και σχετικά ελαφριού υλικού. Δυστυχώς όμως όλα τα παραπάνω περιορίζονται από τον τρόπο κατασκευής του δίσκου, καθώς ο δίσκος αυτός λόγω της απαιτούμενης λεπτομέρειας, υποχρεωτικά θα κοπεί με laser και με τον τρόπο αυτό η κατασκευή περιορίζεται και σε είδος υλικού αλλά και σε λεπτομέρεια λόγω των πολύ υψηλών θερμοκρασιών.

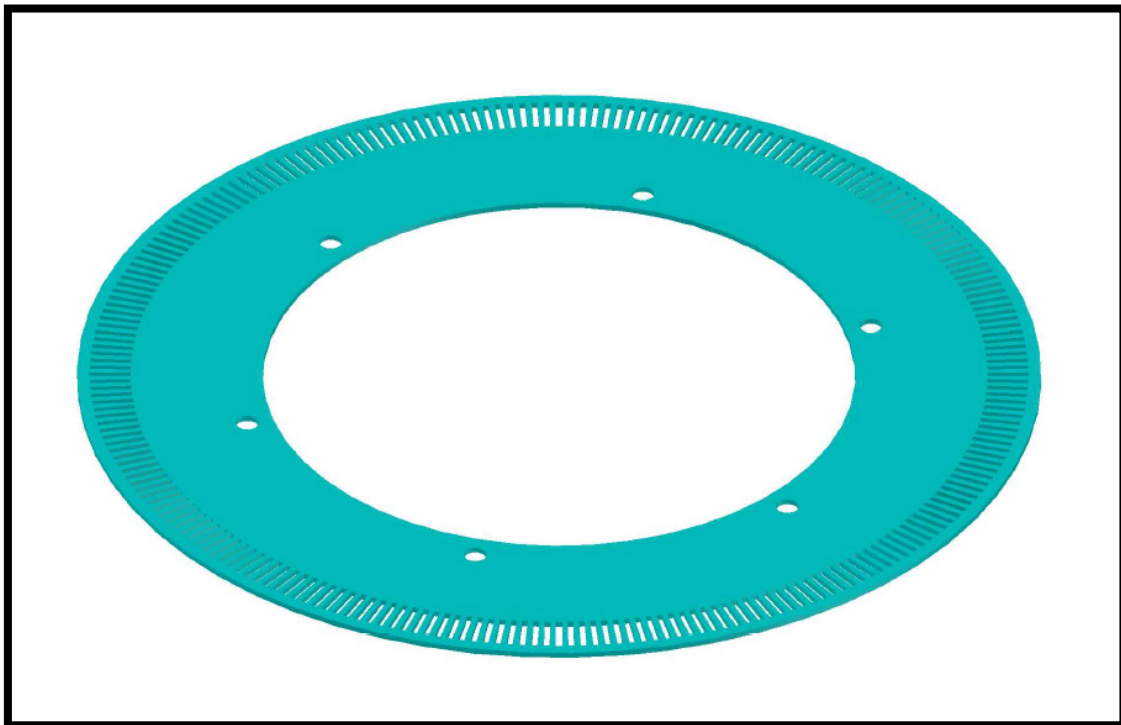
Το συγκεκριμένο πρόβλημα είναι αρκετά σοβαρό καθώς επηρεάζει άμεσα τη λειτουργία του συνολικού κινητήριου συστήματος. Συγκεκριμένα το μετρητικό το οποίο χρησιμοποιήθηκε και το οποίο θα παρουσιαστεί στη συνέχεια, διαθέτει πολύ υψηλή ανάλυση δειγματοληψίας και μέτρησης. Αυτό το καθιστά ικανό να μετράει στις ταχύτητες περιστροφής του παρόντος κινητήρα (350 ΣΑΛ) μέχρι και 5.000 σημεία, επομένως τα 300-350 σημεία είναι πρακτικά εύκολα αντιλήψιμα από αυτό. Η καμπυλότητα που παρουσιάζεται στο δίσκο λόγω των υψηλών θερμοκρασιών κοπής, δίνει σε σταθερή ταχύτητα διαδοχικούς παλμούς με διαφορετικά χρονικά διαστήματα. Αυτά μπορεί να είναι της τάξης των μερικών μs, παρόλα αυτά αυτές οι μικρές διαφορές μεταβάλλουν την αναμενόμενη διαφορά τάσης μεταξύ πηγής και Αντι-ΗΕΔ, δίνοντας με τον τρόπο αυτό κάθε φορά διαφορετικά ρεύματα και συνεπώς διαδοχικούς κύκλους ρευμάτων με διαφορετικά πλάτη.

Εξ' αιτίας του γεγονότος αυτού, δημιουργήθηκε η ανάγκη συμβιβασμού μεταξύ της μικρής ακτίνας, του μεγέθους των αποστάσεων που μπορεί να κόψει το laser χωρίς να υπάρξει κάποια αλλοίωση, αλλά και του αριθμού των σημείων στα οποία θα αναλύεται το ημίτονο αναφοράς. Στο σημείο αυτό σημαντικό ρόλο έπαιξε ο μικροεπεξεργαστής που θα χρησιμοποιηθεί. Όπως οι περισσότεροι μικροεπεξεργαστές που απευθύνονται σε οδήγηση κινητήρων έτσι και ο 30F6010a διαθέτει ενσωματωμένο μετρητικό σύστημα, με κατάλληλους registers, για

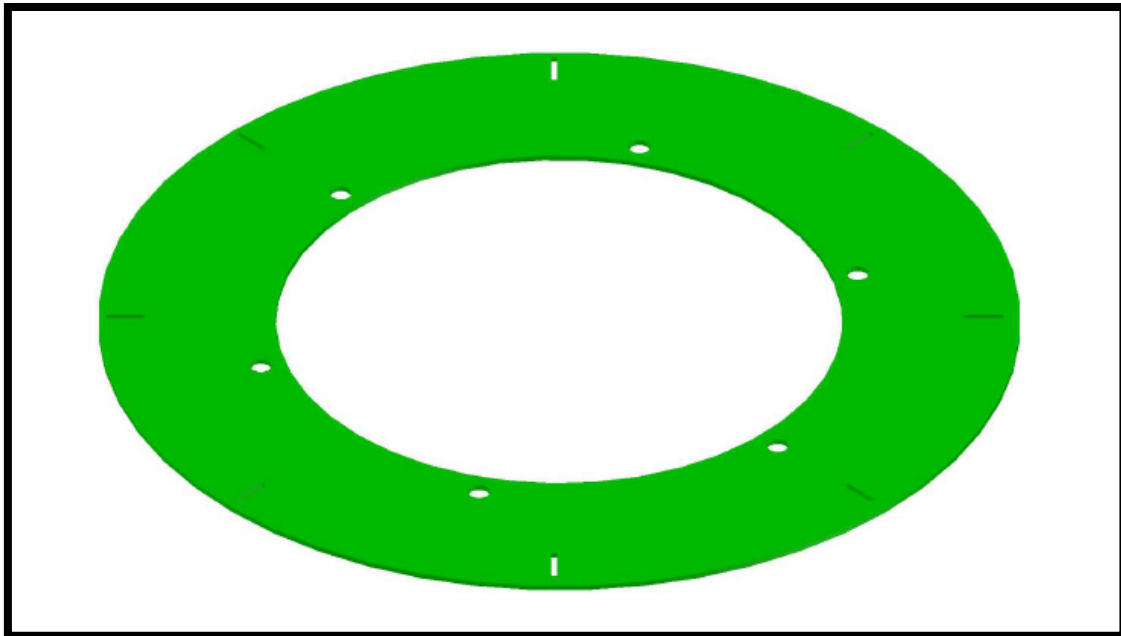
Quadrature Encoder. Επίσης όπως φαίνεται και στην εικόνα 4.16, τα δύο σήματα QEA & QEB που στέλνει ο Encoder, δημιουργούν ανά μία θέση τέσσερις διακριτές καταστάσεις ( 01, 00, 10, 11 ). Έτσι ρυθμίζοντας κατάλληλα τις τιμές κάποιων register ελέγχου του μικροεπεξεργαστή, μπορεί ο χρήστης να τον κάνει να χρησιμοποιεί κάθε μία από αυτές τις 4 διακριτές θέσεις σαν μία θέση μέτρησης, τετραπλασιάζοντας με τον τρόπο αυτό τα σημεία που μπορεί να μετρήσει ο μικροελεγκτής με συγκεκριμένο αριθμό σπών. Έτσι, ύστερα από όλα τα παραπάνω αποφασίστηκε ο δίσκος θέσης να έχει 240 σπές, 30 ανά δύο πόλους, οι οποίες πολλαπλασιασμένες επί 4 θα δίνουν 120 διαφορετικές διακριτές τιμές στο ημίτονο αναφοράς. Από την άλλη ο δίσκος του index θα αποτελείται από 8 τρύπες μία ανά δύο πόλους, σηματοδοτώντας με τον τρόπο αυτό κάθε φορά την ολοκλήρωση ενός ηλεκτρικού κύκλου του κινητήρα.

Τέλος εφόσον καθορίστηκαν όλα τα παραπάνω έπρεπε να επιλεγεί ο αισθητήρας που θα χρησιμοποιούνταν. Αν και η κατασκευή ενός τέτοιου αισθητήρα δεν είναι κάτι απαιτητικό, παρόλα αυτά για λόγους αξιοπιστίας θεωρήθηκε προτιμότερο να αγοραστεί κάποιος αισθητήρας της αγοράς και εν τέλει επιλέχτηκε το μοντέλο HOA0902-011 της εταιρίας Honeywell και παράλληλα σχεδιάστηκε μία ειδική κατασκευή για να τοποθετηθεί επάνω ώστε να μπορεί να μετράει τις τρύπες στους δίσκους.

Οι δύο δίσκοι που σχεδιάστηκαν ως μετρητικά θέσης και index φαίνονται παρακάτω, ενώ για τη σχεδιάσή του χρησιμοποιήθηκε το γραφικό περιβάλλον Autocad της εταιρίας Autodesk :



Εικόνα 4. 18 Δίσκος για τη μέτρηση της μετατόπισης του κινητήρα ( Codewheel – QEA&QEB )



Εικόνα 4. 19 Δίσκος για τη σήμανση της εκκίνησης νέου ηλεκτρικού κύκλου ( Codewheel – Index )

Στο μέλλον σαν μία βελτιωτική λύση, με στόχο την αντιμετώπιση του σημαντικότερου προβλήματος το οποίο αναφέρθηκε παραπάνω και το οποίο προκύπτει από την καμπυλότητα του κομμένου δίσκου, είναι πιθανό να κατασκευαστεί δίσκος διαφανούς υλικού ( πχ plexiglass ), στο οποίο είτε θα τυπωθούν είτε θα κολληθούν με αυτοκόλλητο οι σχεδιασμένες τρύπες, προσφέροντας με τον τρόπο αυτό τη δυνατότητα για πολύ μεγαλύτερη ανάλυση, εφόσον πλέον δε θα υπάρχει ο περιορισμός των προδιαγραφών της κοπής του laser, και ελάχιστης αν όχι ανύπαρκτης καμπυλότητας του δίσκου. Αυτό όχι μόνο θα βελτιώσει τον κώδικα από την άποψη ότι θα αυξηθούν τα μετρούμενα σημεία και συνεπώς η ανάλυση του ημιτόνου της τάσης, αλλά και από την άποψη ότι δε θα υπάρχουν οι μικροδιαφορές των αναμενόμενων χρονικών διαστημάτων σε συνθήκες σταθερής ταχύτητας.

## 4.2 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΗΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ

Έχοντας καθορίσει όλα τα παραπάνω, ξεκίνησε το τελικό στάδιο που ήταν αυτό της σχεδίασης της πλακέτας. Λόγω των πολλών στοιχείων και της σχετικά αρκετής πολυπλοκότητας της σχεδίασης δε θα γίνει αναφορά σε όλα τα στοιχεία που επρόκειτο να χρησιμοποιηθούν. Θα καθοριστούν κάποιοι βασικοί σχεδιαστικοί στόχοι και κάποιοι παράμετροι της σχεδίασης, θα εξηγηθούν τα επιπλέον κομμάτια της πλακέτας πέρα των όσων αναλύθηκαν παραπάνω και τέλος θα παρουσιαστεί το τελικό συνολικό σχέδιο.

#### 4.2.1 ΣΤΟΧΟΙ, ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΙ ΚΑΙ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ

Όπως είχε γίνει αναφορά και στο δεύτερο κεφάλαιο, εξαιτίας διαφόρων λόγων, υπήρξαν διάφοροι αρχικοί περιορισμοί που επηρέαζαν άμεσα τη σχεδίαση της πλακέτας. Οι περιορισμοί αυτοί αναλύθηκαν και εξηγήθηκε ο τρόπος αντιμετώπισής τους στο δεύτερο κεφάλαιο, επομένως στο παρόν κεφάλαιο, για τους περισσότερους από αυτούς θα παρουσιαστεί η εφαρμοσμένη πλέον αντιμετώπιση τους στην τελική πλακέτα.

Παρακάτω θα αναλυθούν οι προδιαγραφές και οι περιορισμοί της πλακέτας καθώς και οι κατασκευαστικές επιλογές που έγιναν. Πιο συγκεκριμένα :

##### ο Σχεδίαση

- Η πλακέτα θα είναι **μονωμένη** σε ολόκληρη την επιφάνεια με ειδικό μονωτικό υλικό, προστατεύοντας την όσο είναι εφικτό, με τον τρόπο αυτό από τυχόν βραχυκυκλώματα.
- Επίσης λόγω περιορισμένου χώρου, το μέγεθος της πλακέτας πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο, επομένως η σχεδίαση έγινε **διπλής όψης**. Η επιλογή αυτή εν μέρει αύξησε την πολυπλοκότητα της σχεδίασης, αλλά παράλληλα διευκόλυνε τη σύνδεση των στοιχείων της πλακέτας και μείωσε σημαντικά το μέγεθός της.
- Για λόγους μηχανικής αντοχής όλα τα **βύσματα** που πρόκειται να χρησιμοποιηθούν θα διαθέτουν ειδικό **μηχανισμό κλειδώματος (lock)**, ανεξαρτήτως αν πρόκειται για βύσματα ισχύος ή βύσματα σημάτων. Μάλιστα για αποφυγή τυχόντος λάθους, τα βύσματα έχουν και «πολικότητα», ώστε να αποφευχθεί λάθος τοποθέτηση αυτών.
- Για λόγους προστασίας το κύκλωμα ισχύος και το κύκλωμα σημάτων, είναι **γαλβανικά απομονωμένα** μεταξύ τους κάτι το οποίο θα αναλυθεί αργότερα με την παρουσίαση των τροφοδοτικών.
- Παράλληλα με τον κυκλωματικό διαχωρισμό μεταξύ ισχύος και σημάτων, είναι θεμιτό να υπάρχει και **νοητός χωρικός διαχωρισμός** μεταξύ των δύο. Κάτι τέτοιο θα βελτιώσει τη λειτουργία του συνολικού συστήματος καθώς οι ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (θόρυβος, **EMI**) των διακοπτικών στοιχείων θα μπορεί να επηρεάζουν τη λειτουργία των σημάτων.



Θεωρητικά σε τόσο μικρές συχνότητες της τάξης των μερικών ΚHz αλλά και τόσο μικρών ρευμάτων της τάξης των μερικών Amρ, οι παρεμβολές λόγω EMI είναι ασήμαντες, παρόλα αυτά ειδικά ο μετατροπέας της τηλεμετρίας (DAC), είναι πολύ ευαίσθητος κατά τη λειτουργία του επομένως έπρεπε να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή.

- Σε όλη την πλακέτα για λόγους εξουδετέρωσης των ασθενών μαγνητικών πεδίων οι αγωγοί της κάθε τροφοδοσίας ταξιδεύουν παράλληλα. Μάλιστα οι δύο αγωγοί ισχύος όπως συνηθίζεται άλλωστε είναι σχεδιασμένοι αντικριστά, ο ένας από τη μία μεριά και ο άλλος από την άλλη πλευρά της πλακέτας.
- Όπως είναι φυσικό ο υπολογισμός **πάχους** του κάθε αγωγού έγινε ανάλογα με το εκτιμώμενο ρεύμα που πρόκειται να τον διαρρεύσει. Βεβαίως και για λόγους προστασίας υπήρξε αρκετή ανοχή στους υπολογισμούς. Σε όλο αυτό διευκόλυνε και η δυνατότητα του λογισμικού να δείχνει ανάλογα το πάχος και το βάθος του χαλκοδιαδρόμου το μέγιστο δυνατό ρεύμα που μπορεί να τον διαρρεύσει.
- Αναφορικά με τον παραπάνω περιορισμό, συγκεκριμένα στο DAC σχεδιάστηκε αναλογικό **ground plane** ( χάλκινη επιφάνεια βραχυκυκλωμένη με τη γείωση κάτω από την επιφάνεια του ολοκληρωμένου ) και επίσης στην είσοδο του τοποθετήθηκαν όπως αναφέρεται και στο datasheet δύο πυκνωτές ένα κεραμικός και ένας τανταλίου για τη βέλτιστη λειτουργία του.
- Ανεξαρτήτως τα έτοιμα μοντέλα των βιβλιοθηκών του σχεδιαστικού λογισμικού που θα χρησιμοποιηθεί (Sprint Layout), σχεδιάστηκαν για όλα τα ολοκληρωμένα ξεχωριστά οι αποτυπώσεις τους στην πλακέτα, καθώς αν και θεωρητικά ανάλογα τη θήκη τους είναι ίδια μεταξύ τους στην πραγματικότητα έχουν μικροδιαφορές, επομένως μία ειδική σχεδίαση για το καθένα προσφέρει πολύ καλύτερη αξιοπιστία στις κολλήσεις.
- Σε συγκεκριμένα σημεία του κυκλώματος, επιδιώχθηκε η **ελαχιστοποίηση του μήκους** των συνδέσεων για την καλύτερη λειτουργία. Βασικό παράδειγμα το οποίο αναλύθηκε και νωρίτερα είναι οι δρόμοι μεταξύ drivers και MOSFETs, όπου μειώνοντας τις αποστάσεις μεταξύ των, θα υπάρχουν μικρότερες επαγωγές και συνεπώς καλύτερη λειτουργία.
- Για τις ανάγκες της σχεδίασης και λόγω της διπλής όψης, έχουσε χρησιμοποιηθεί στην πλακέτα **επιμεταλλωμένες οπές**. Μάλιστα

στο ισχύος λόγω των μεγάλων ρευμάτων, για ενίσχυση των οπών, σχεδιάστηκαν μεγάλες ώστε να τοποθετηθούν μέσα τους και να κολληθούν επιπλέον χάλκινοι αγωγοί.

- Καθαρά για λόγους μετρητικούς, στην είσοδο του DC δημιουργήθηκε **νοητός ουδέτερος** του αντιστροφέα, μέσω εν σειρά τοποθέτησης δύο ηλεκτρολυτικών πυκνωτών. Μάλιστα παράλληλα με κάθε πυκνωτή τοποθετήθηκε από μία αντίσταση του 1ΜΩ, για λόγους ακρίβειας.
- Δημιουργήθηκε μία επιπλέον είσοδος στην οποία θα τοποθετούνται δύο κουμπιά (**Angle Offset Buttons**). Τα κουμπιά αυτά θα μπορούν σε ζωντανό χρόνο ανά πάσα στιγμή να μεταβάλλουν τη θέση του πεδίου του στάτη, αλλάζοντας με τον τρόπο αυτό τη γωνία ροπής του οχήματος. Πολύ μεγάλη βοήθεια στη λειτουργία αυτή θα αποτελέσει και το σύστημα τηλεμετρίας, καθώς τα κουμπιά αυτά θα μπορούν να τοποθετηθούν στην καμπίνα του οδηγού, ώστε κατά τη διάρκεια της οδήγησης να μπορεί να μεταβάλει τη γωνία των πεδίων και οι εξωτερικοί παρατηρητές να μελετούν τη μεταβολή των ρευμάτων. Έτσι δίνεται η δυνατότητα σε πραγματική κατάσταση αγώνα να βρεθεί η βέλτιστη γωνία ροπής του οχήματος.
- Σε κάθε γωνία της πλακέτας έγιναν από δύο τρύπες, σύνολο 8. Από αυτές οι 4 θα χρησιμοποιηθούν για να τοποθετηθούν ειδικές **βάσεις** της πλακέτας, και οι άλλες 4 θα χρησιμοποιηθούν για να περάσουν οι βίδες με τις οποίες η πλακέτας θα στηρίζεται εντός του οχήματος.
- Στο τέλος σχεδίασης όλης της πλακέτας με χρήση του εργαλείου “**test**” που προσφέρεται από το λογισμικό σχεδίασης, πραγματοποιήθηκε έλεγχος κάθε σύνδεσης ώστε να διορθωθούν τυχόν σφάλματα και αστοχίες.

#### ○ Πυκνωτές

- Στην είσοδο τροφοδοσίας των ολοκληρωμένων, στην είσοδο-έξοδο των τροφοδοτικών καθώς και κατά μήκος όλων των μεγάλων αγωγών τροφοδοσίας τοποθετήθηκαν ειδικοί **bypass πυκνωτές**. Το μέγεθος τους, οι αποστάσεις μεταξύ τους καθώς και το είδος τους (συνήθως χρησιμοποιούνται κεραμικοί και σε ειδικές περιπτώσεις τανταλίου) εξαρτάται ανάλογα την εκάστοτε εφαρμογή.

- Εν συνεχεία του παραπάνω χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές στην είσοδο του DC όπως έχει ήδη αναλυθεί στο ίδιο κεφάλαιο, με όσο το δυνατόν μικρότερο ESR και επιπλέον μεταξύ των ground των δύο απομονωμένων κυκλωμάτων τοποθετήθηκε ένας Y2 πυκνωτής, ο οποίος χρησιμοποιείται για προστασία του κυκλώματος από λάθος κατευθύνσεις των ρευμάτων εξαιτίας **παρασιτικών χωρητικότητων**.
- Το κάθε υποκύκλωμα όπως έχει ήδη αναλυθεί παραπάνω πέραν των βασικών, απαιτεί και επιπλέον πυκνωτές ανάλογα τη συνδεσμολογία του. Στο σύνολο όλων αυτών, αυτό που αξίζει επισήμανση είναι ο πυκνωτής του **snubber**, ο οποίος όπως συνηθίζεται άλλωστε στα snubber κυκλώματα είναι πολυπροπυλενίου (MKP).

#### ○ Είσοδοι – Έξοδοι

Οι είσοδοι καθώς και οι έξοδοι της πλακέτας είναι οι εξής :

- Είσοδοι :
  - **Γκάζι και Reset** : Και τα δύο θα έρχονται από την καμπίνα του οδηγού. Το δεύτερο είναι το κουμπί που έχει προγραμματιστεί στον κώδικα, ώστε να γίνεται εκκίνηση της λειτουργίας του.
  - **Programmer – Debugger** : τα 5 αυτά pins, χρησιμοποιούνται ώστε να δύναται να προγραμματιστεί ο μικροεπεξεργαστής πάνω στην πλακέτα, αλλά και για να μπορεί σε περίπτωση δοκιμών να λειτουργεί σε debugging mode, επικοινωνώντας σε ζωντανό χρόνο με τον υπολογιστή.
  - **Encoder** : Όπως εξηγήθηκε λεπτομερώς νωρίτερα, από το συγκεκριμένο βύσμα θα δίνονται οι μετρητικοί παλμοί της θέσης.
  - **Angle Offset Buttons** : Η εξήγηση της λειτουργίας τους πραγματοποιήθηκε παραπάνω.
  - **DC Τροφοδοσία** : Είσοδος μπαταρίας.
- Έξοδοι :
  - **Αναλογικές έξοδοι και τροφοδοσία της τηλεμετρίας** : Τα τρία αναλογικά σήματα προς την τηλεμετρία, καθώς και η τροφοδοσία αυτής.

- **Ενδεικτικά LEDs για τον οδηγό** : Αναλυτική περιγραφή των LED παρακάτω.
  - **AC power για οδήγηση του κινητήρα** : Οι τρεις φάσεις που τροφοδοτούν τον κινητήρα.
- Επιπλέον θα υπάρχουν 16 είσοδοι-έξοδοι γενικής χρήσης, οι οποίες θα μπορούν να χρησιμοποιηθούν για οποιαδήποτε εφαρμογή και μεταξύ των οποίων θα υπάρχουν 2 έξοδοι PWM, Oscillator (για εξωτερικό ρολόι), interrupts, αναλογικές είσοδοι, τροφοδοσίες, ψηφιακές είσοδοι-έξοδοι γενικού σκοπού (GPIO) κτλ..
- **Τροφοδοτικά :**

Για τις ανάγκες τις πλακέτας χρησιμοποιήθηκαν 3 DC-DC τροφοδοτικά. Οι επιλογή των τροφοδοτικών αυτών εστίασε στο να έχουν υψηλή απόδοση και στο να λειτουργούν κοντά στις ονομαστικές τιμές τους, μεγιστοποιώντας με τον τρόπο αυτό την απόδοσή τους. Πιο αναλυτικά :

➤ DC-DC 46 Volts -> 5 Volts

Το πρώτο τροφοδοτικό που επιλέχτηκε ήταν αυτό της τροφοδοσίας του συνόλου του κυκλώματος σημάτων. Πρόκειται για ένα τροφοδοτικό ονομαστικής εισόδου 45 Volts και μονής εξόδου +5 Volts, του οποίου η έξοδος είναι γαλβανικά απομονωμένη από την είσοδό, δίνοντάς μας τη ζητούμενη απομόνωση. Για λόγους βελτίωσης της λειτουργίας του στην είσοδό του τοποθετήθηκε ένα LC φίλτρο.

Αναφορικά με τον υπολογισμό της ισχύς του το τροφοδοτικό αυτό θα χρησιμοποιηθεί για την τροφοδοσία των παρακάτω :

- Επεξεργαστής (  $I_{max} = 250mA$  )
- Μετρητικό ρεύματος (  $2 \times I_{max} = 30mA$  )
- Κύκλωμα εποπτείας ρευμάτων (  $3 \times I_{max} = 15mA$  )
- Λοιπά κυκλώματα (DAC, Op.Amp, MOSFET Drivers κτλ.) συνολικά ρεύματα στη μέγιστή τιμή τους ίσα με 45mA

$$\text{άρα : } P = V * I = 5 * 0,4 = 2 W$$

Εν τέλει επιλέχτηκε η ισχύς του τροφοδοτικού να είναι ίση με 4W. Αυτό έγινε τόσο για λόγους ανοχής όσο και γιατί το τροφοδοτικό αυτό αρχικά θα χρησιμοποιηθεί και για την τροφοδότηση της τηλεμετρίας αλλά και διότι όπως έχει ήδη αναφερθεί μπορεί να

συνδεθούν σε αυτό επιπλέον συσκευές καθώς σε μία από τις γενικές εξόδους του αντιστροφέα δίνονται και τα +5V-GND.

○ DC-DC 46 Volts -> ±15 Volts

Το δεύτερο τροφοδοτικό που επιλέχτηκε ήταν αυτό της τροφοδοσίας του μετρητικού τάσης, το οποίο ομοίως με το προηγούμενο είναι γαλβανικά απομονωμένο με το κύκλωμα ισχύος και στο οποίο επίσης τοποθετήθηκε στην είσοδο LC φίλτρο. Δυστυχώς ο αισθητήρας τάσης χρειαζόταν τροφοδοσία ±15 Volts, κάτι που οδήγησε στη χρήση ενός επιπλέον τροφοδοτικού. Εάν σκεφτεί κανείς ότι καταναλώνει περίπου 30mA και ότι η απόδοση του τροφοδοτικού είναι περίπου 80%, αυτό σημαίνει ότι οι απώλειες του ισούνται με κάτι λίγο παραπάνω από τα 0,2W. Για το λόγο αυτό όπως θα εξηγηθεί και στη συνέχεια θα υπάρχουν και μέθοδοι απομόνωσης του κάθε υποκυκλώματος από τη λειτουργία του συνολικού.

Επομένως εν συνεχεία των παραπάνω επιλέχτηκε τροφοδοτικό διπλής εξόδου ±15V και ισχύος 2W (ομοίως για λόγους ανοχής).

○ DC-DC 46 Volts -> +15 Volts

Το τρίτο και τελευταίο τροφοδοτικό που επιλέχτηκε ήταν αυτό για την τροφοδοσία της ισχύος πλευράς των Drivers των MOSFETs. Αυτό σε αντίθεση με τα προηγούμενα δε θα είναι απομονωμένο με το κύκλωμα ισχύος καθώς η γείωσή του θα είναι βραχυκυκλωμένη με τη γείωση του ισχύος. Ο λόγος που γίνεται κάτι τέτοιο είναι διότι για την οδήγηση των κάτω MOSFETs χρειάζεται ως αναφορά η τάση της πηγής τους (source), η οποία όμως είναι η αναφορά της πηγής τροφοδοσίας (σχηματικά φαίνεται και στην εικόνα 4.3). Προς αποφυγή παρεξηγήσεων, παρότι το τροφοδοτικό συνδέεται στον driver, ο οποίος τροφοδοτείται ταυτόχρονα από τη μεριά των σημάτων με 5V, να αναφερθεί ότι εσωτερικά του driver τα δύο αυτά κυκλώματα είναι απομονωμένα (αναλυτικότερα στην περιγραφή των drivers). Αναφορικά με την ισχύ του, οι υπολογισμοί ήταν σχετικά πολυπλοκότεροι από των προηγούμενων. Πιο συγκεκριμένα ως προς την κατανάλωση φόρτισης του κάθε MOSFET, ισχύει προσεγγιστικά ότι :

$$P = f_{sw} * V_g^2 * C_g = 6,975mW/Mosfet \quad (4.16)$$

Επομένως και για τα 6 MOSFETs, θα ισχύει :

$$P = 41,85mW$$

Επίσης στην κατανάλωση προστίθεται και η κατανάλωση των ρευμάτων ηρεμίας του κάθε καναλιού, τα οποία στην περίπτωση μας είναι ίσα με  $I_{max}=3,2mA/channel$ . Συνεπώς η κατανάλωση ηρεμίας στη χειρίστη περίπτωση θα είναι ίση με :

$$P_{quiescent} = 6 * 3,2 * 10^{-3} * 15 = 288mW$$

Συνοψίζοντας η συνολική κατανάλωση των drivers των MOSFETs, θα είναι ίση με 330mW. Επιλέχτηκε επομένως τροφοδοτικό συνολικής ισχύος 1,5Watt.

#### ο Κανονικοποιητές τάσης ( Voltage Regulators)

Για τις ανάγκες της κατασκευής χρησιμοποιήθηκαν 3 κανονικοποιητές τάσης. Η επιλογή του καθενός καθώς και η λειτουργία του περιγράφονται παρακάτω.

##### ➤ 5Volts -> 2.5 Volts

Ο πρώτος κανονικοποιητής θα χρησιμοποιηθεί στο μετρητικό κύκλωμα τάσης, καθώς είναι αυτός που θα δίνει στην έξοδο του μετρητικού το απαιτούμενο offset των 2.5Volts, ώστε να την οδηγήσει στον μικροεπεξεργαστή.

##### ➤ 5Volts -> 3 Volts

Ο δεύτερος κανονικοποιητής θα χρησιμοποιηθεί στο σύστημα της τηλεμετρίας, καθώς θα δώσει την τάση αναφοράς της εξόδου του DAC, ενώ παράλληλα θα προστατεύσει την είσοδο της τηλεμετρίας από τυχόν αστοχίες

##### ➤ 15Volts -> 5 Volts

Ο τρίτος και τελευταίος κανονικοποιητής είναι αυτός που θα χρησιμοποιηθεί για την τροφοδοσία του αισθητήρα τάσης της μπαταρίας από την πλευρά του ισχύος. Τα 15 Volts εισόδου θα επιλεχτούν από αυτά της τροφοδοσίας των drivers, καθώς ο optocoupler που θα χρησιμοποιηθεί χρειάζεται δύο τροφοδοσίες μία από την είσοδό του ( ισχύος ) και μία από την έξοδό του ( σήματα ).

○ **Jumpers και LEDS**

➤ Jumpers

Στην πλακέτας έχουν τοποθετηθεί συνολικά 11 Jumpers. Ο λόγος για τον οποίο τοποθετήθηκαν είναι για να υπάρχει η δυνατότητα απομόνωσης/απενεργοποίησης οποιουδήποτε από τα διάφορα περιφερειακά κυκλώματα. Έτσι με τα Jumpers δίνεται η δυνατότητα απομόνωσης των παρακάτω κυκλωμάτων :

- Μετρητικά ρεύματος
- Αισθητήρες ρεύματος
- Μετρητικό AC τάσης
- Αισθητήρας AC τάσης
- Σύστημα τηλεμετρίας

➤ LEDS

Στην πλακέτα έχουν τοποθετηθεί 3 leds, ενώ παράλληλα τα ίδια 3 leds θα στέλνονται στην καμπίνα του οδηγού. Τα leds αυτά θα σηματοδοτούν τα παρακάτω :

- i. Πράσινο : πλακέτα υπό λειτουργία
- ii. Κόκκινο : διακοπή λειτουργίας λόγω βραχυκυκλώματος
- iii. Κίτρινο : διακοπή λειτουργίας λόγω αποφορτισμένης μπαταρίας

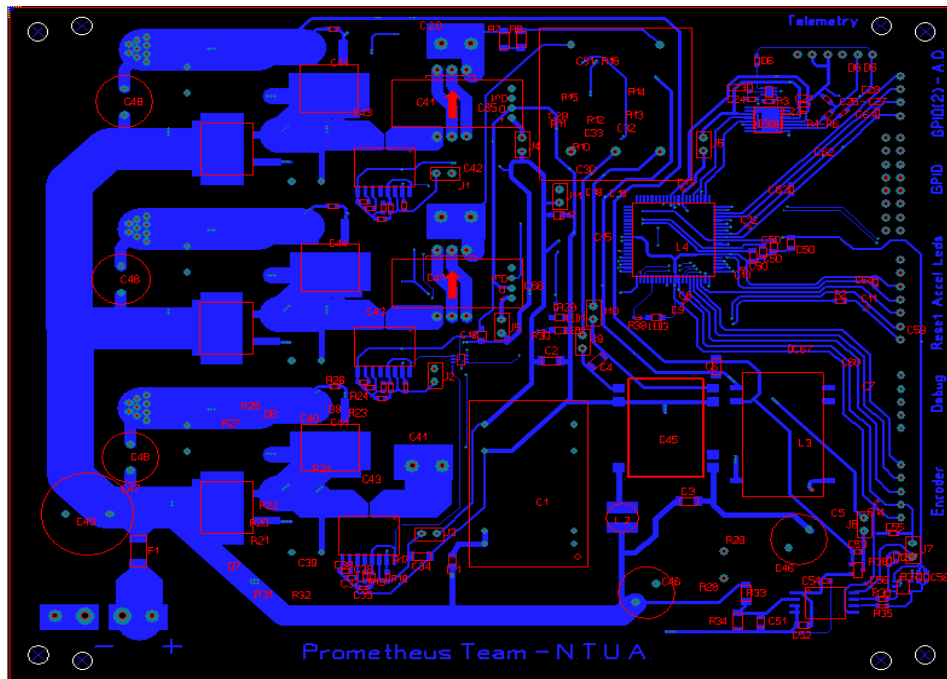
Τα leds που επιλέχτηκαν είναι εσκεμμένα χαμηλής έντασης (2mA) ώστε να δύναται να τροφοδοτηθούν μέσω του μικροεπεξεργαστή. Η αντίσταση που θα τοποθετηθεί σε σειρά με το led υπολογίζεται ως εξής :

$$R = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} = \frac{5 - 1.8}{2 * 10^{-3}} = 1,6 K\Omega \quad (4.17)$$

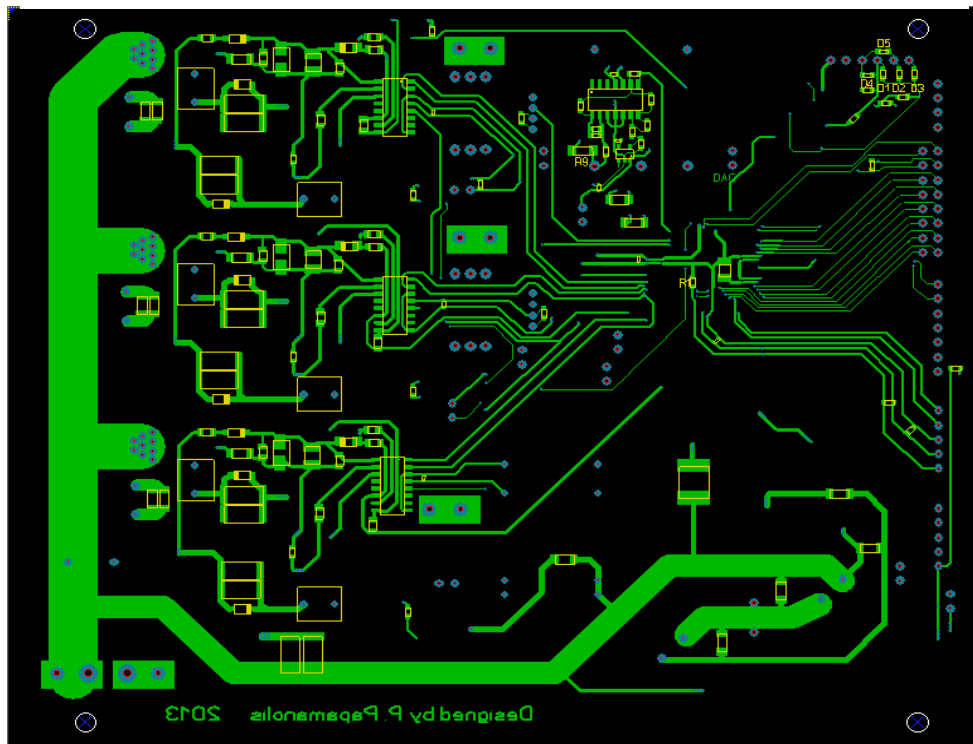
Όπου  $V_{CC}$  τάση τροφοδοσίας,  $V_F$  πτώση τάσης στο LED και  $I_F$  το απαιτούμενο ρεύμα.

## 4.2.2 ΤΕΛΙΚΟ ΣΧΕΔΙΟ ΠΛΑΚΕΤΑΣ

Εφαρμογή όλων των παραπάνω καθώς και αποτέλεσμα αυτών, είναι το τελικό σχέδιο της πλακέτας το οποίο παρουσιάζεται παρακάτω :

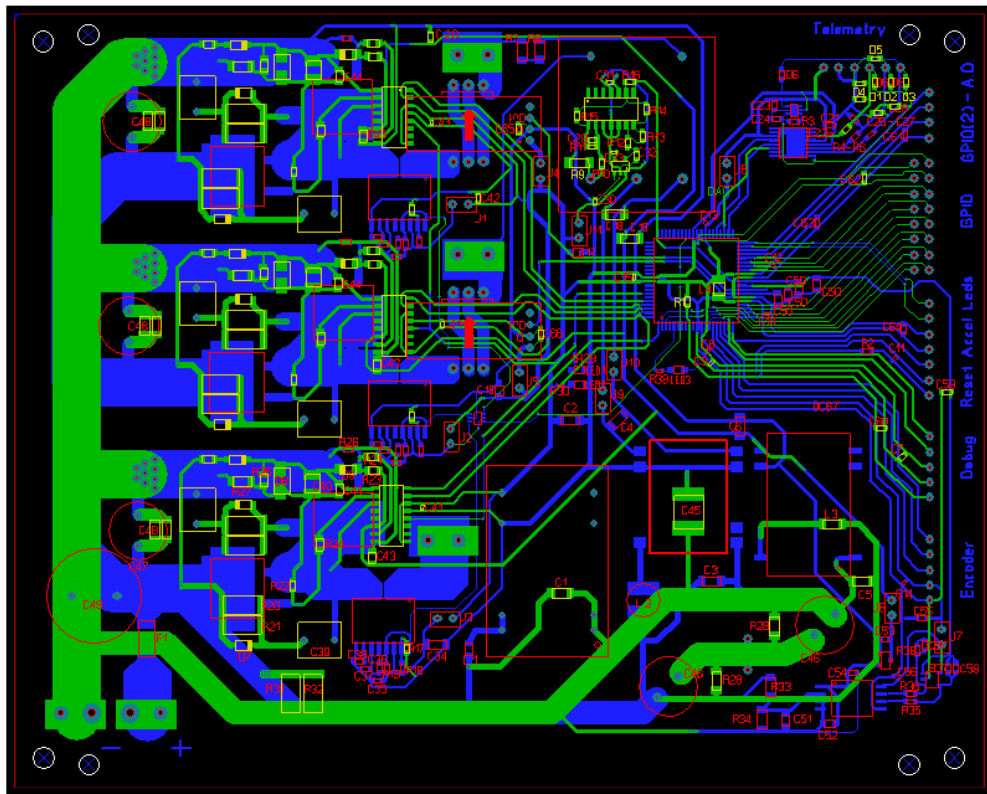


Εικόνα 4. 20 Σχέδιο μπροστά όψης της πλακέτας



Εικόνα 4. 21 Σχέδιο πίσω όψης της πλακέτας

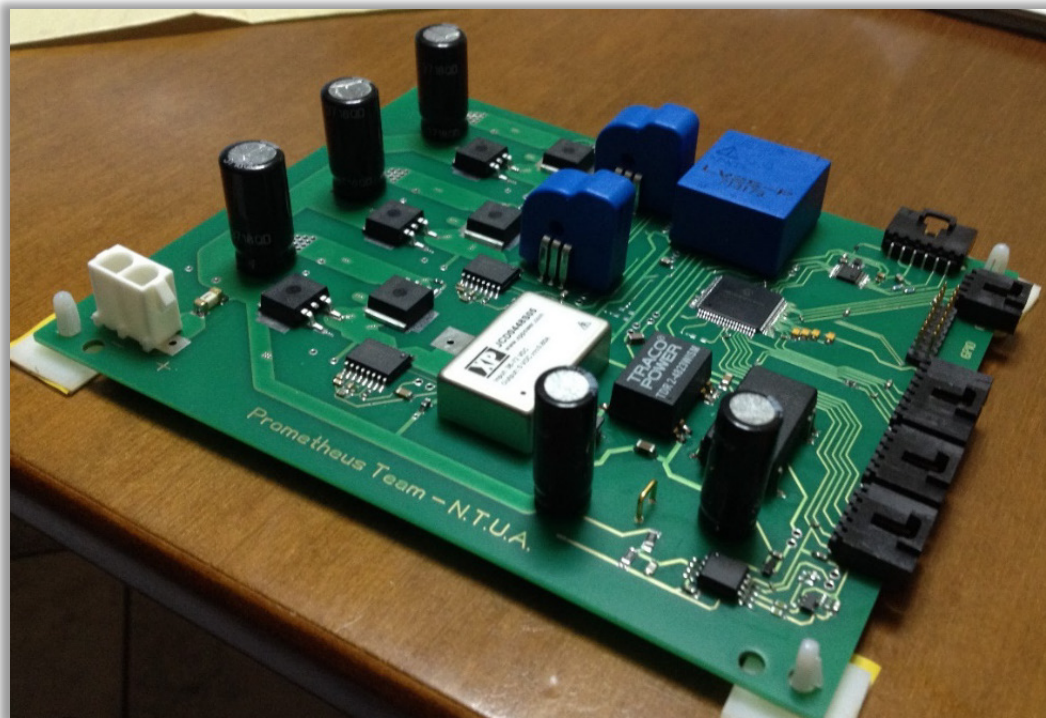




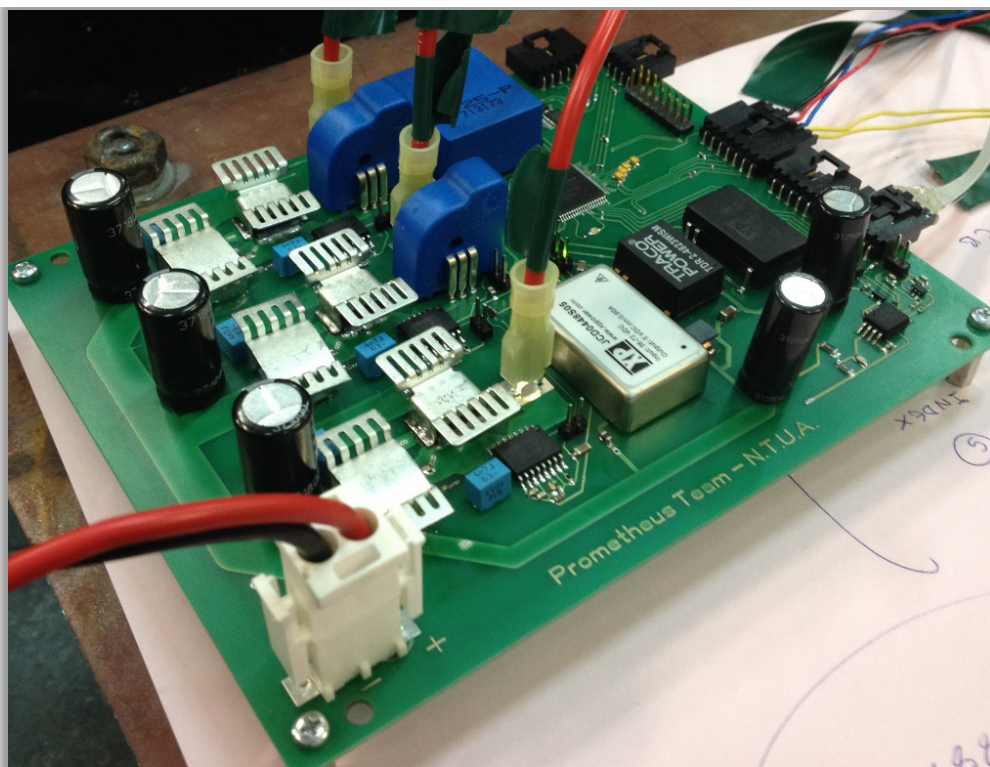
Εικόνα 4. 22 Τελικό σχέδιο πλακέτας του τριφασικού αντιστροφέα.

Ο σχεδιασμός της πλακέτας πραγματοποιήθηκε με το λογισμικό Sprint Layout. Πρόκειται για ένα πολύ εύχρηστο και φιλικό περιβάλλον με πολλές δυνατότητες. Ενδεικτικά όπως φαίνεται και στην πλακέτα οι μπλε διάδρομοι, είναι αυτοί που βρίσκονται από την πάνω μεριά της πλακέτας, ενώ οι πράσινοι αυτοί που βρίσκονται από την κάτω. Ομοίως τα κόκκινα αντικείμενα βρίσκονται από την πάνω μεριά της πλακέτας, ενώ τα κίτρινα από την κάτω.

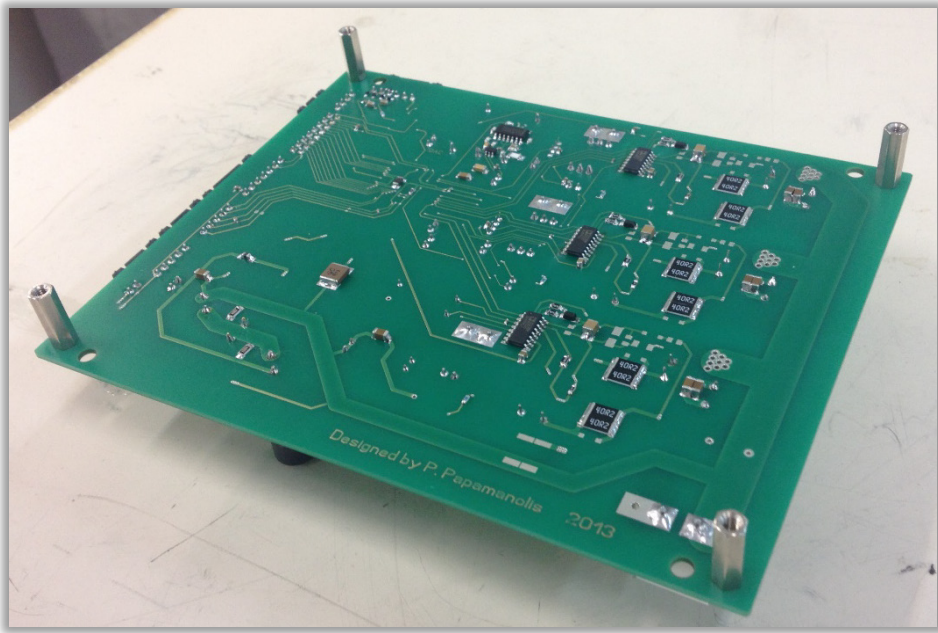
Εφόσον η πλακέτα σχεδιάστηκε, στη συνέχεια στάλθηκε για εκτύπωση ενώ παράλληλα παραγγέλθηκαν τα παραπάνω υλικά. Η κόλληση των στοιχείων πραγματοποιήθηκε εξ' ολοκλήρου στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος και το τελικό αποτέλεσμα είναι το παρακάτω :



Εικόνα 4. 23 Τελική μορφή πλακέτας, χωρίς ψύκτρες στα MOSFET



Εικόνα 4. 24 Τελική μορφή πλακέτας με ψύκτρες κατά τη διάρκεια δοκιμών



Εικόνα 4. 25 Πίσω όψης πλακέτας

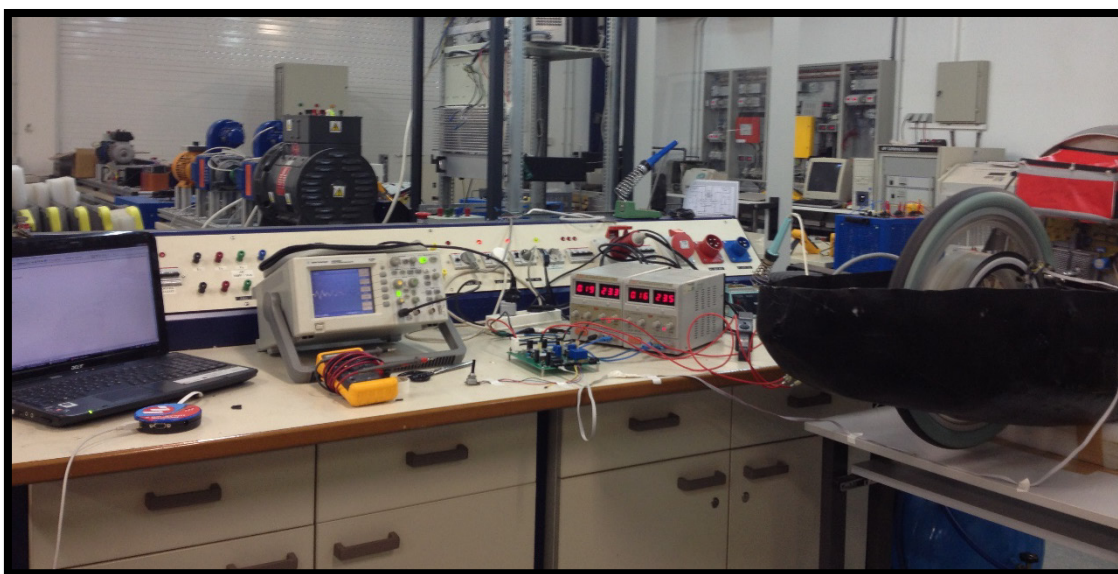


# 5<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

## ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΣΧΟΛΙΑΣΜΟΣ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ

Εφόσον κολλήθηκαν όλα τα στοιχεία της πλακέτας, στη συνέχεια πραγματοποιήθηκαν διάφοροι έλεγχοι και δοκιμές για την ορθή λειτουργίας της. Η διαδικασία που ακολουθήθηκε επιγραμματικά ακολουθεί παρακάτω :

- Αρχικά έγινε κατάλληλη διαμόρφωση του χώρου στον οποίο επρόκειτο να στηθεί η πειραματική διάταξη δοκιμών της πλακέτας. Η διάταξη αυτή φαίνεται παρακάτω :



*Εικόνα 5. 1 Πειραματική διάταξη δοκιμής τελικής πλακέτας*

- Εν συνεχεία φτιάχτηκαν τα απαραίτητα βύσματα και καλώδια τα οποία θα χρησιμοποιηθούν για τις δοκιμές του αντιστροφέα καθώς και για την τελική λειτουργία του. Πιο συγκεκριμένα φτιάχτηκαν τα παρακάτω καλώδια :
  - Καλώδιο με βύσμα RJ-12 από τη μία μεριά και 5-pins από την άλλη για προγραμματισμό της πλακέτας με χρήση του ICD2 debugger/programmer της microchip.
  - 3 καλώδια με fast-on βύσματα για τις τρεις φάσεις του κινητήρα (αυτά δε θα είναι τα τελικά βύσματα, καθώς τα τελικά θα διαθέτουν όπως προαναφέρθηκε και σύστημα Lock).
  - 1 διπλό καλώδιο για την είσοδο DC.
  - Καλώδιο για το γκάζι και το reset (5 pins), στο συγκεκριμένο βύσμα περισσεύουν άλλα 2 pins, για τα δύο leds που θα βρίσκονται σαν βασικές ενδείξεις στον οδηγό.
  - Καλώδιο για τον encoder (μετρητή θέσης) του κινητήρα 5pins.
- Κατόπιν προγραμματίστηκε επιτυχώς ο μικροεπεξεργαστής του αντιστροφέα, εφόσον πρότινος είχε γίνει κατάλληλη προσαρμογή του κώδικα ελέγχου και στη συνέχεια εν κενό φορτίο, μετρήθηκαν οι παλμοί εξόδου του αντιστροφέα καθώς και στο σύνολό τους οι τάσεις, ώστε να παρατηρηθεί η σωστή λειτουργία του. Να σημειωθεί ότι κατά τη διάρκεια ολόκληρης της παραπάνω διαδικασίας τα Jumpers, ήταν εκτός πλακέτας, επομένως όλα τα περιφερειακά υποσυστήματα ήταν εκτός λειτουργίας.
- Τέλος και εφόσον παρατηρήθηκε ότι οι τάσεις καθώς και τα ρεύματα ηρεμίας της πλακέτας ήταν τα αναμενόμενα, τοποθετήθηκε το φορτίο του κινητήρα πάνω στην πλακέτας ώστε να γίνουν οι απαραίτητες δοκιμές καθώς και οι απαιτούμενες μετρήσεις.

## ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

Εφόσον τέθηκε σε λειτουργία ο κινητήρας, ελέγχθηκαν προσεκτικά όλες οι τιμές λειτουργιών του και στη συνέχεια πραγματοποιήθηκαν οι διάφορες δοκιμές. Μάλιστα για λόγους προστασίας για τις μετρήσεις των διάφορων τιμών του, έπρεπε να δωθεί μεγάλη προσοχή για τις διάφορες γειώσεις του συνόλου των συσκευών.

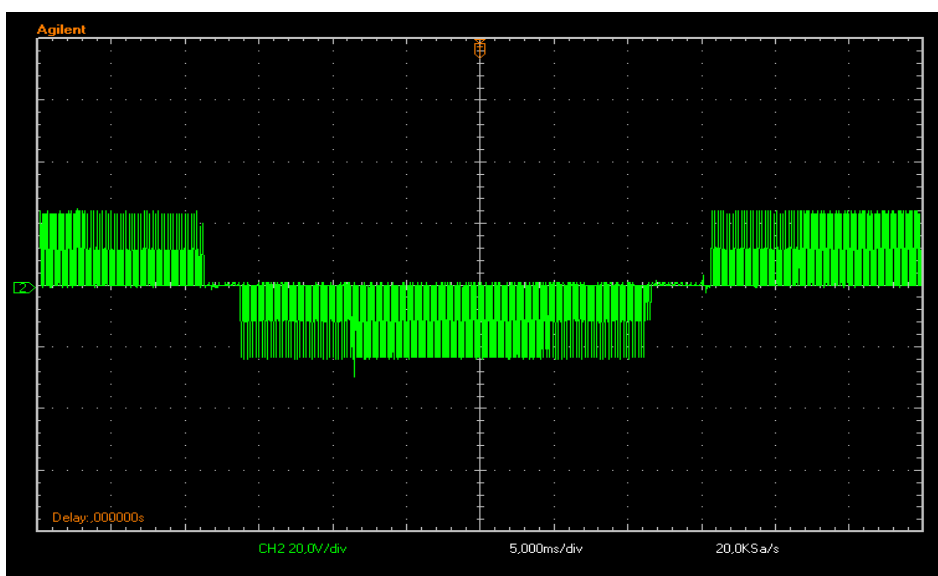
Πιο συγκεκριμένα για την τροφοδοσία της πλακέτας χρησιμοποιήθηκαν 2 τροφοδοτικά εν σειρά στα 23Volts το καθένα, με ρυθμισμένους τους κόπτες ρεύματος στα 2Amp. Κατόπιν ο παλμογράφος που χρησιμοποιήθηκε ήταν εκτός γείωσης δικτύου, ενώ ο υπολογιστής που χρησιμοποιήθηκε για τον

προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή, τροφοδοτούνταν από μπαταρία. Ο λόγος που έγινε κάτι τέτοιο, ήταν διότι αν ο υπολογιστής τροφοδοτούνταν από το δίκτυο, τότε ακαριαία λόγω της τροφοδοσίας του ισχύος από τα τροφοδοτικά, θα αποκτούσαν τα δύο κυκλώματα (ισχύος και σημάτων) κοινή γη, κάτι που ήταν μη επιθυμητό.

Πριν συνεχιστεί η παρουσίαση των μετρήσεων να αναφερθεί ότι για τις διάφορες δοκιμές, υπολογίστηκαν δύο διαφορετικές γωνίες ροπής του κινητήρα οι οποίες είναι δυνατόν να ρυθμίζονται είτε εξ' αρχής μέσα από τον κώδικα (πριν τον προγραμματισμό), είτε κατά τη λειτουργία με χρήση κατάλληλων κουμπιών. Πιο συγκεκριμένα υπολογίστηκε η βέλτιστη γωνία ροπής, η οποία και θα προσφέρει τη βέλτιστη λειτουργία και απόδοση του συστήματος και επίσης μία δεύτερη χειρότερη γωνία, η οποία θα μπορεί να λειτουργεί το σύστημα με αρκετά χαμηλό συντελεστή ισχύος ώστε να έχουμε ελεγχόμενα μεγάλα ρεύματα, για να μπορέσουμε να προσομοιώσουμε μεταβατικές και ακραίες καταστάσεις του κινητήρα και γενικά του συστήματος με σκοπό τον έλεγχο των προστασιών του κυκλώματος με ασφάλεια. Τέλος για το σύνολο των μετρήσεων χρησιμοποιήθηκε κατάλληλο σύστημα πέδης, με το οποίο προσομοιώθηκε η μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του οχήματος.

Ακολουθούν οι διάφορες μετρήσεις του κινητήρα καθώς και ο σχολιασμός αυτών. Για την πραγματοποίηση των μετρήσεων καθώς και την αποτύπωση αυτών, χρησιμοποιήθηκε ψηφιακός παλμογράφος της Agilent Technologies, ο οποίος με κατάλληλο λογισμικό της εταιρίας επικοινωνούσε σε ζωντανό χρόνο με τον υπολογιστή.

### 1. Πολική Τάση Αντιστροφέα :



Εικόνα 5. 2 Μέτρηση Πολικής τάσης του αντιστροφέα, το αποτέλεσμα είναι διαιρεμένο διά του 2

Λόγω της χρήσης διαφορικού probe για τις μετρήσεις των διαφόρων μεγεθών, όλες οι μετρήσεις τάσεως που ακολουθούν θα είναι διαιρεμένες διά του 2. Αυτό συμβαίνει διότι το διαφορικό probe διαιρεί τις μετρούμενες τιμές διά του 20, ενώ

παράλληλα από τις ρυθμίσεις του παλμογράφου, είχε επιλεχτεί ο πολλαπλασιαστής x10. Έτσι φαίνεται παραπάνω η πολική τάση 2 εκ των τριών φάσεων του αντιστροφέα. Αναλυτικότερα τα στοιχεία της παραπάνω κυματομορφής φαίνονται παρακάτω :

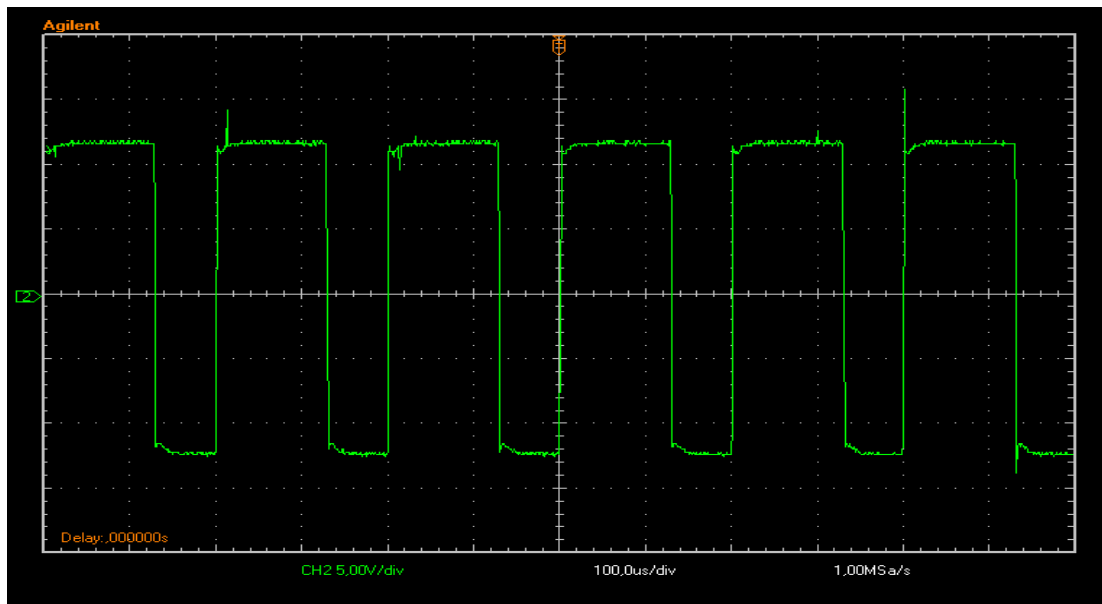
*CH2 20,0V/div 5,000ms/div*

<i>Vpp</i>	5,44E+01
<i>Vmax</i>	2,48E+01
<i>Vmin</i>	-2,96E+01
<i>Vavg</i>	-2,68E-01
<i>Vamp</i>	5,44E+01
<i>Vtop</i>	2,48E+01
<i>Vbase</i>	-2,96E+01
<i>Vrms</i>	1,34E+01

*Πίνακας 5. 1 Πίνακας βασικών τιμών της παραπάνω κυματομορφής ο οποίος εξάγεται από το λογισμικό του παλμογράφου*

Τυχόν spikes που μπορεί να φαίνονται και στο παραπάνω στιγμιότυπο καθώς και στις τιμές του παραπάνω πίνακα, είναι δυνατόν να προέρχονται και από το μετρητικό, καθώς εκ φύσεως το διαφορικό probe, διαθέτει κάποιον θόρυβο καθώς και κάποιο offset.

## 2. Φασική Τάση Αντιστροφέα ( με αναφορά τη μεσαία λήψη του DC του αντιστροφέα )



*Εικόνα 5. 3 Μέτρηση Φασικής τάσης του αντιστροφέα με αναφορά τον "νοητό" ουδέτερο του αντιστροφέα*



Ομοίως με προηγουμένως, ακολουθούν τα στοιχεία που εξάχθηκαν από το λογισμικό του παλμογράφου. Οι τιμές που φαίνονται είναι επίσης διαιρεμένες με το 2, λόγω αυτών που προαναφέρθηκαν.

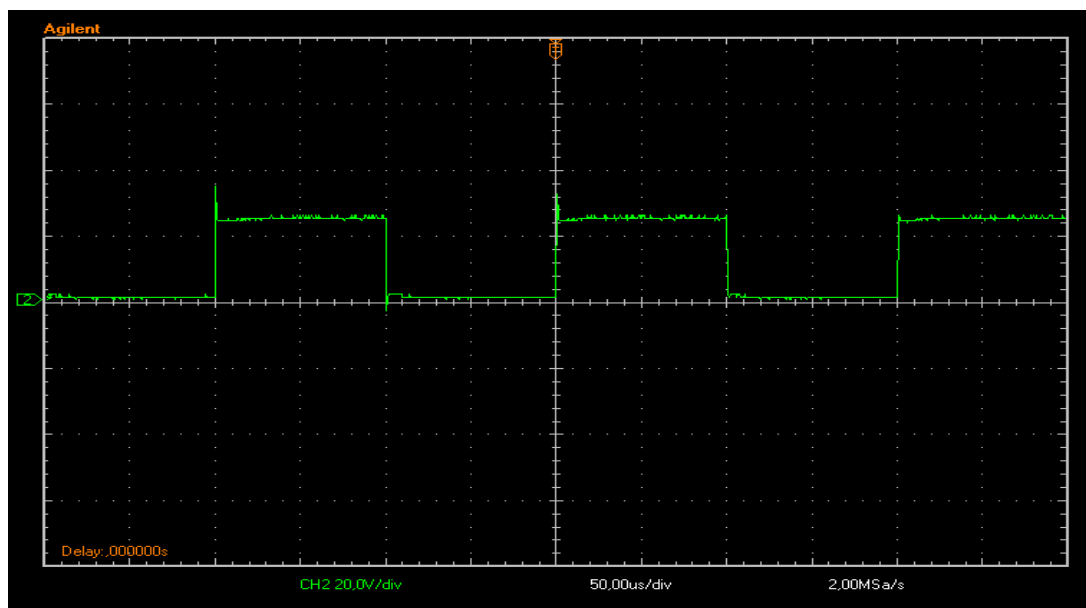
*CH2 5,00V/div 100,0us/div*

<i>Vpp</i>	2,96E+01
<i>Vmax</i>	1,58E+01
<i>Vmin</i>	-1,38E+01
<i>Vavg</i>	3,22E+00
<i>Vamp</i>	2,39E+01
<i>Vtop</i>	1,16E+01
<i>Vbase</i>	-1,23E+01
<i>Vrms</i>	1,18E+01
<i>Frequency</i>	4,98E+03
<i>Period</i>	2,01E-04

Πίνακας 5. 2 Πίνακας βασικών τιμών της κυματομορφής φασικής τάσης

Η συχνότητα των 5Khz είναι η διακοπτική συχνότητα της λειτουργίας των MOSFETs. Αύξηση της διακοπτικής, μειώνει τις απώλειες του κινητήρα, ενώ παράλληλα βελτιώνει τις διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα. Η τιμή των 5Khz, είναι μία βέλτιστη τιμή η οποία υπολογίστηκε ύστερα από μία σειρά προσομοιώσεων, εφόσον αρχικά είχε καθοριστεί ότι η ονομαστική λειτουργία του σήματος αναφοράς θα είναι στα 30Hz.

### 3. Τάση μεταξύ Υποδοχής-Πηγής (Drain-Source)



Εικόνα 5. 4 Τάση υποδοχής-πηγής ( $V_{DS}$ )

Παραπάνω φαίνεται η τάση μεταξύ Drain και Source ενός εκ των 6 MOSFETs. Τα βασικά στοιχεία της παραπάνω τάσης φαίνονται παρακάτω, ενώ περαιτέρω ανάλυση ως προς τους χρόνους αγωγής και ζεύξης θα παρουσιαστούν στη συνέχεια. Σημαντικό στοιχείο της παραπάνω τάσης είναι το πολύ μικρό spike της τάσης κατά τη σβέση του MOSFET καθώς και κατά την αγωγή. Όπως προκύπτει και από τα στοιχεία του παρακάτω πίνακα, η μέγιστη τιμή που φτάνει η τάση κατά τη σβέση είναι ίση με 57 Volts, η οποία είναι μέσα στα πλαίσια του ανεκτού καθώς το συγκεκριμένο MOSFET στις μέγιστα τιμές που μπορεί να δεχτεί σύμφωνα με το φύλλο οδηγιών του, γράφει τάση ίση με 150Volts. Μία τιμή αρκετά μεγαλύτερη από αυτή της λειτουργίας του κυκλώματός μας, η οποία επιλέχτηκε καθαρά για λόγους ανοχής και προστασίας. Αναλυτικά τα στοιχεία του παραπάνω είναι:

**CH2 20,0V/div 50,00us/div**

<i>Vpp</i>	3,28E+01
<i>Vmax</i>	2,88E+01
<i>Vmin</i>	-4,00E+00
<i>Vavg</i>	1,20E+01
<i>Vamp</i>	2,40E+01
<i>Vtop</i>	2,41E+01
<i>Vbase</i>	3,62E-02
<i>Vrms</i>	1,70E+01
<i>Frequency</i>	5,00E+03
<i>Period</i>	2,00E-04

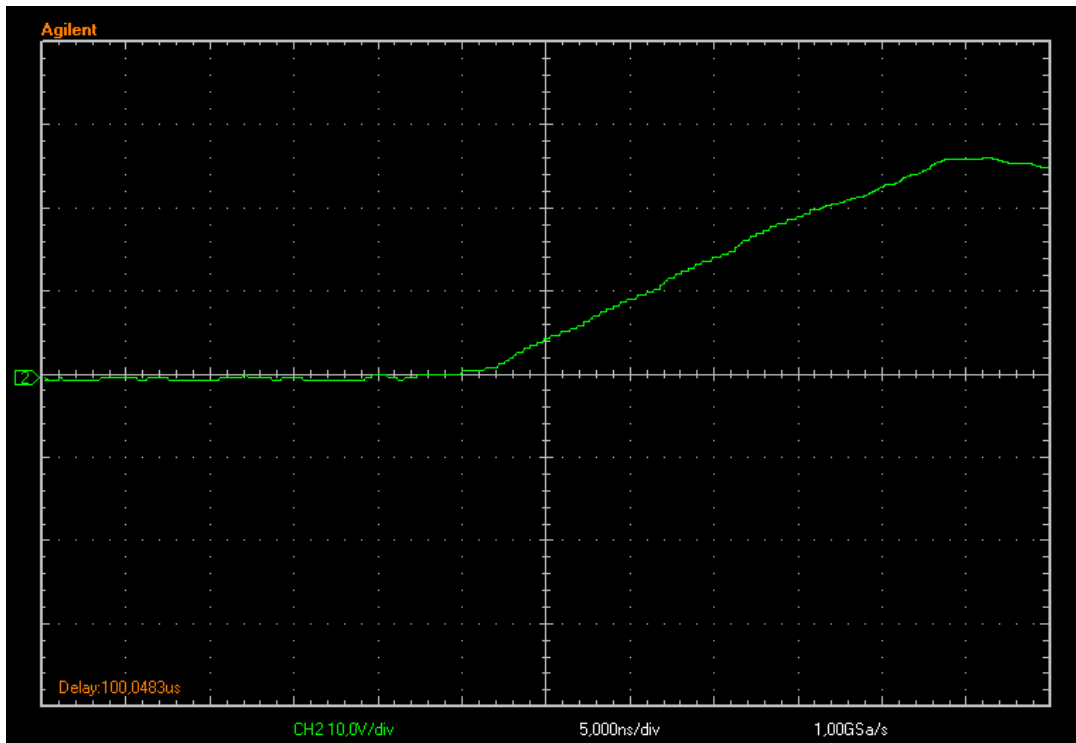
Πίνακας 5. 3 Πίνακας βασικών τιμών της κυματομορφής  $V_{DS}$

#### 4. Χρόνοι ανύψωσης και πτώσης της τάσης μεταξύ υποδοχής και πηγής MOSFET

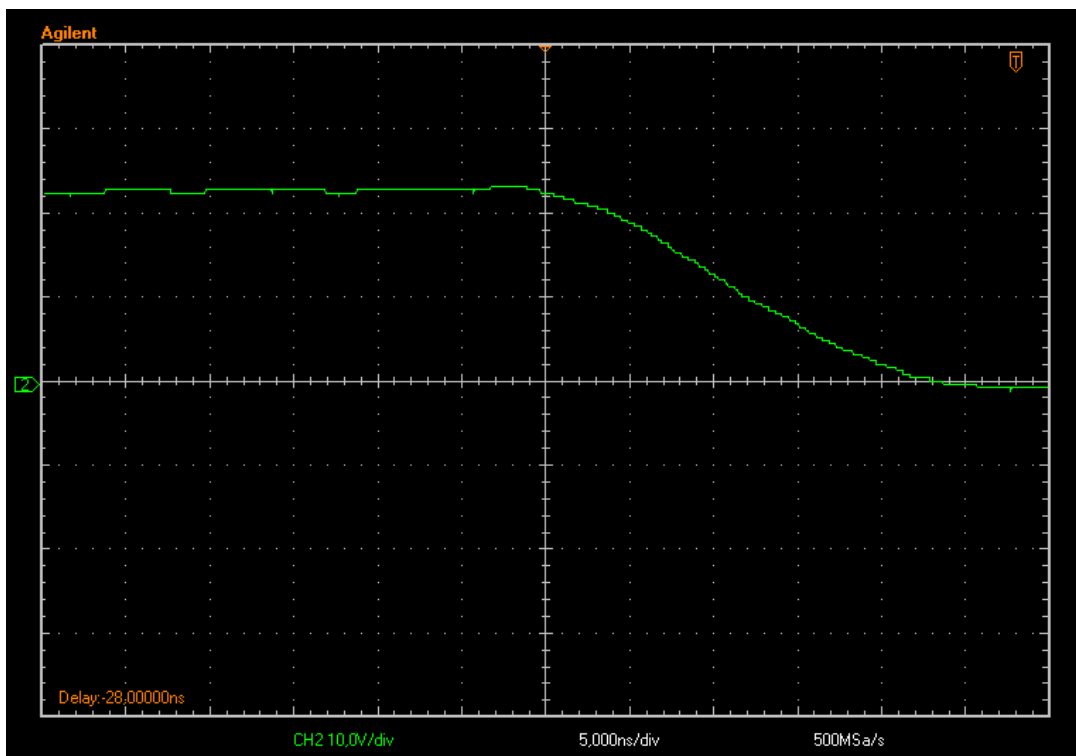
Οι χρόνοι αγωγή και σβέσης της τάσης  $V_{DS}$ , ενός MOSFET είναι πολύ σημαντικοί καθώς καθορίζουν άμεσα τις διακοπτικές απώλειες. Αυτό προκύπτει και από τον παρακάτω τύπο.

$$P_{sw} = \frac{t_{sw,on} V_{off} I_{on} f_{sw}}{2} + \frac{t_{sw,off} V_{off} I_{on} f_{sw}}{2} \quad (5.1)$$

όπου  $t_{sw,on}/t_{sw,off}$  είναι οι χρόνοι ανύψωσης και πτώσης,  $V_{off}$  η τάση στα άκρα του στοιχείου όταν βρίσκεται σε αποκοπή,  $I_{on}$  τα ρεύματα κατά την αγωγή του στοιχείου και τέλος  $f_{sw}$  η διακοπτική συχνότητα.



Εικόνα 5. 5 Κυματομορφή ανύψωσης τάσης  $V_{DS}$



Εικόνα 5. 6 Κυματομορφή πτώσης τάσης  $V_{DS}$

Όπως φαίνεται και από τις παραπάνω κυματομορφές οι χρόνοι αγωγής και σβέσης του MOSFET, είναι πολύ γρήγοροι, αγγίζοντας τις βέλτιστες τιμές που αναφέρονται στο φύλλο οδηγιών του στοιχείου καθώς και του οδηγού αυτού (driver). Με ακρίβεια οι χρόνοι αυτοί φαίνονται στους δύο παρακάτω πίνακες, οι οποίοι εξάχθηκαν από το λογισμικό του παλμογράφου.

**CH2 10,0V/div 5,000ns/div**

Vmax	2,61E+01
Vmin	-1,60E-00
Rise Time	2,52E-08

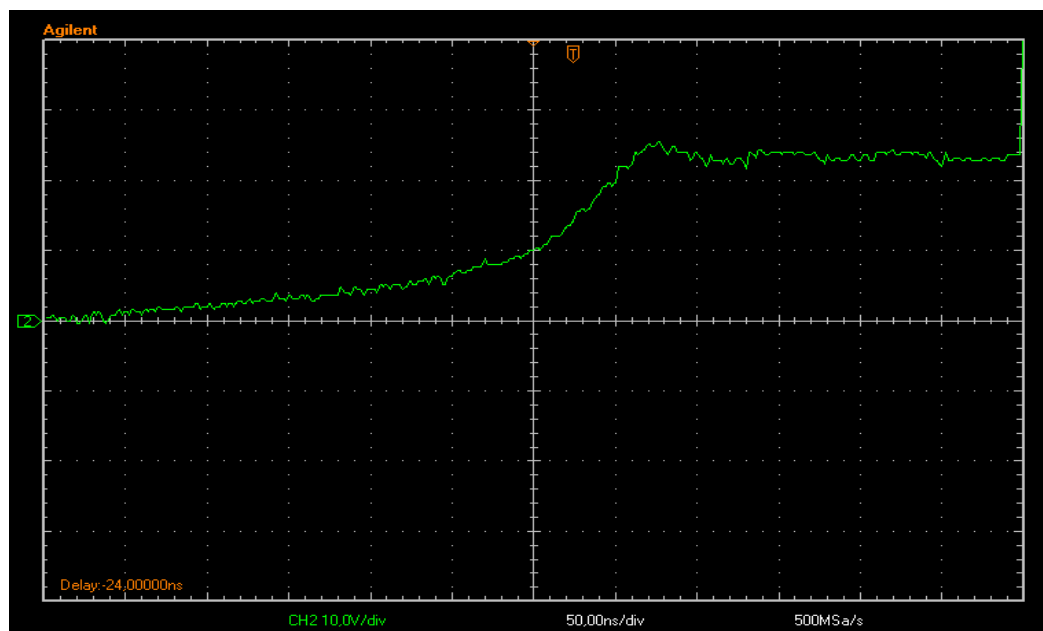
Πίνακας 5. 4 Βασικές τιμές κυματομορφής ανύψωσης τάσης  $V_{DS}$

**CH2 10,0V/div 5,000ns/div**

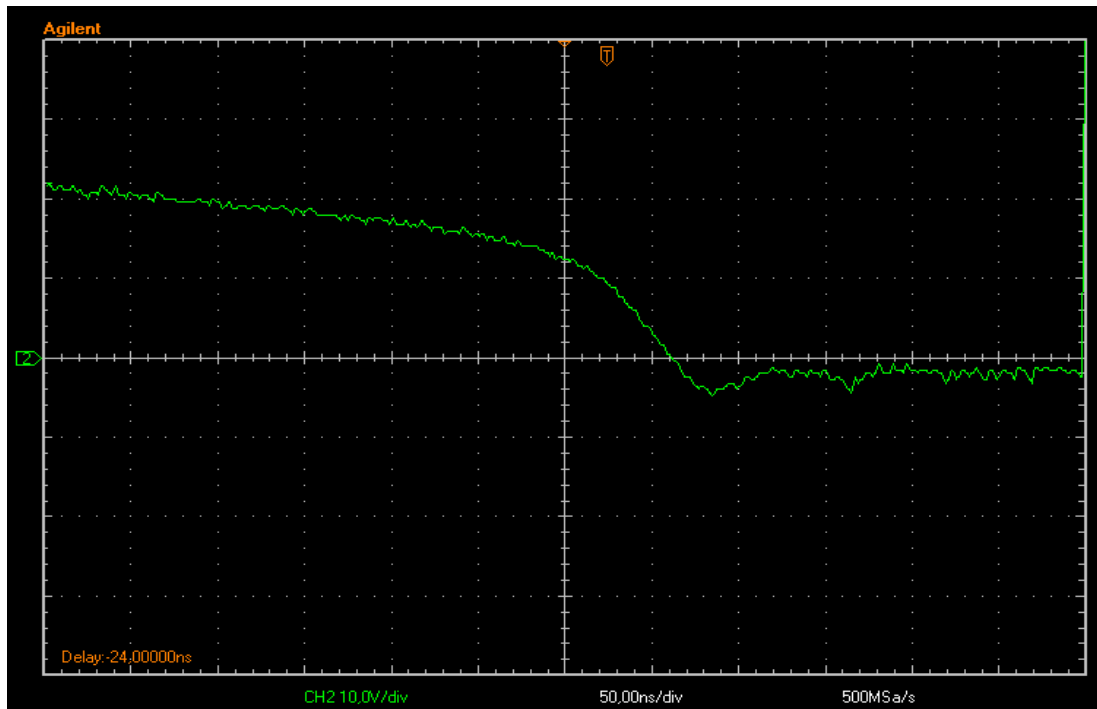
Vmax	2,32E+01
Vmin	-1,53E+00
Fall Time	3,56E-08

Πίνακας 5. 5 Βασικές τιμές κυματομορφής πτώσης τάσης  $V_{DS}$

Προτού συνεχιστεί η παρουσίαση των υπόλοιπων τιμών, καθαρά για λόγους σύγκρισης, θα παρουσιαστούν οι τιμές ανύψωσης και πτώσης, της τάσης  $V_{DS}$  του προηγούμενου αντιστροφέα του οχήματος.



Εικόνα 5. 7 Κυματομορφή ανύψωσης τάσης  $V_{DS}$  προηγούμενου αντιστροφέα



Εικόνα 5. 8 Κυματομορφή πτώσης τάσης VDS προηγούμενου αντιστροφέα

Ενώ οι εξαγόμενοι πίνακες, από το λογισμικό του παλμογράφου είναι :

**CH2 10,0V/div 50,00ns/div**

$V_{pp}$	2,60E+01
$V_{max}$	2,52E+01
$V_{min}$	-8,00E-01
$V_{top}$	2,34E+01
$V_{base}$	1,36E+00
Rise Time	1,64E-07

Πίνακας 5. 6 Βασικές τιμές κυματομορφής ανύψωσης τάσης  $V_{DS}$  προηγούμενου αντιστροφέα

**CH2 10,0V/div 50,00ns/div**

$V_{pp}$	2,68E+01
$V_{max}$	2,16E+01
$V_{min}$	-5,20E+00
$V_{top}$	1,97E+01
$V_{base}$	-2,42E+00
Fall Time	2,05E-07

Πίνακας 5. 7 Βασικές τιμές κυματομορφής πτώσης τάσης  $V_{DS}$  προηγούμενου αντιστροφέα

Όπως φαίνεται και από τους παραπάνω πίνακες, οι χρόνοι συγκριτικά με τον καινούριο αντιστροφέα είναι 7 με 8 φορές μεγαλύτεροι, κάτι που αυξάνει

αντιστοίχως τις διακοπτικές απώλειες, ενώ παράλληλα δίνει τη δυνατότητα για λειτουργία με μικρότερο dead time και συνεπώς μεγαλύτερο  $M_a$ .

Καθάρά προσεγγιστικά και θεωρώντας σαν την ιδανικότερη τιμή  $D$  (duty cycle) για τη μέτρηση απωλειών το 50%, θα υπολογιστούν οι συνολικές απώλειες των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα. Ο λόγος που επιλέχτηκε το 50% είναι διότι οι παλμοί των στοιχείων είναι συμπληρωματικοί, επομένως επιλέγοντας την τιμή αυτοί θα μπορούμε χωρίς βλάβη της γενικότητας να πολλαπλασιάσουμε το αποτέλεσμα x6 βρίσκοντας με τον τρόπο αυτό τις συνολικές απώλειες αγωγής.

### **Απώλειες αγωγής**

$$P_{con} = D * I_{on}^2 * R_{DS} = 0,5 * 3^2 * 5,8 * 10^{-3} = 26 \text{ mW} \quad (5.2)$$

### **Απώλειες διακοπτικές**

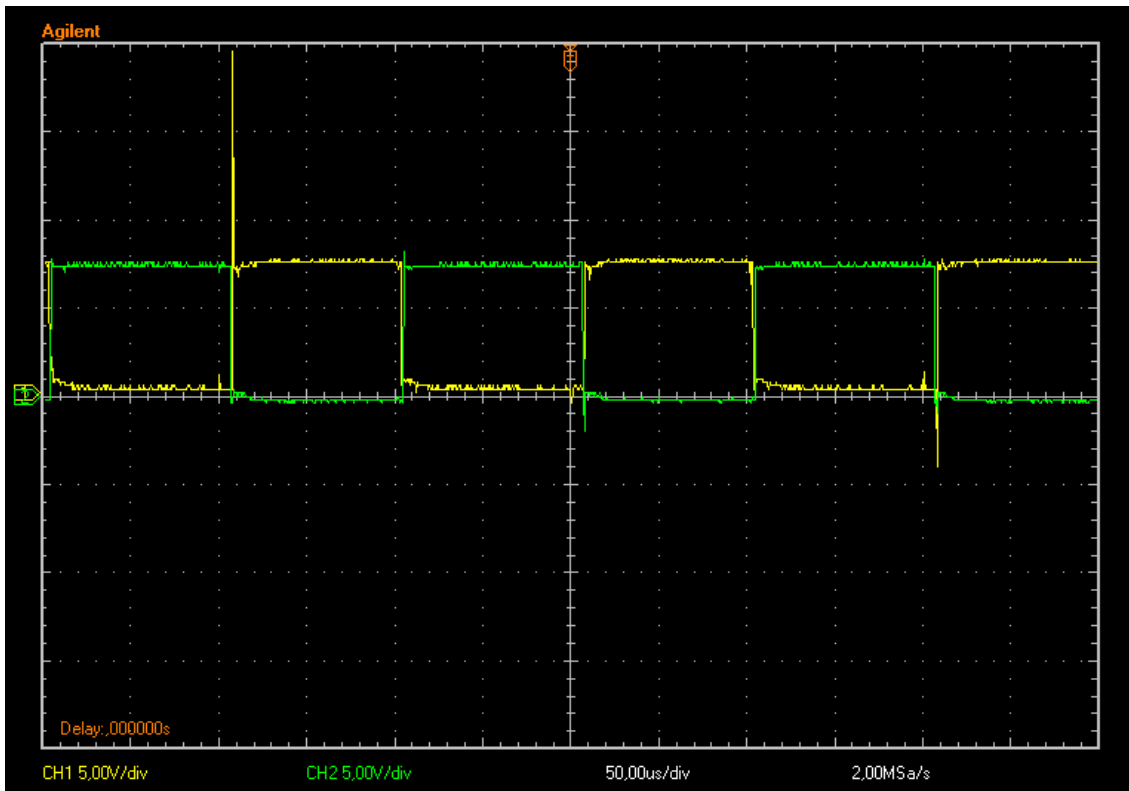
$$P_{sw} = \frac{t_{sw,on} V_{off} I_{on} f_{sw}}{2} + \frac{t_{sw,off} V_{off} I_{on} f_{sw}}{2} = \quad (5.3)$$

$$= \frac{47 * 3 * 5000}{2} * (25,2 + 35,6) * 10^{-9} = 21,4 \text{ mW}$$

### **Συνολικές απώλειες**

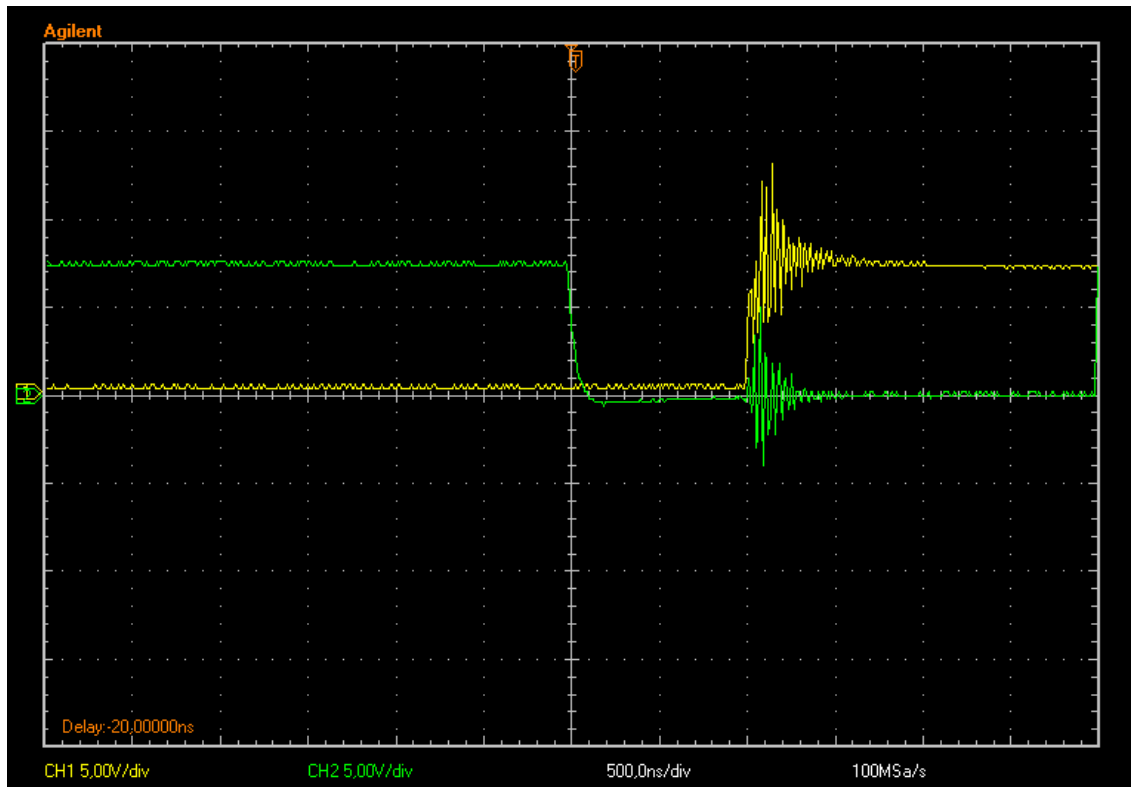
$$P = (26 + 21,4) * 6 \text{ mW} = 285 \text{ mW}$$

## 5. Τάση πύλης-πηγής μετρούμενη και για τα δύο στοιχεία της ημιγέφυρας



Εικόνα 5. 9 Τάση πύλης-πηγής και των δύο στοιχείων μίας εκ των τριών ημιγεφυρών

Στην παραπάνω εικόνα αποτυπώνονται οι δύο τάσεις οδήγησης των MOSFETs. Πρόκειται για συμπληρωματικούς παλμούς, όπου ο καθένας έχει μετρηθεί με αναφορά την πηγή του προς οδήγηση στοιχείου. Ομοίως με όλες τις παραπάνω τάσεις είναι διαιρεμένη διά του δύο, επομένως όπως φαίνεται και από την εικόνα η τάση οδήγησης των στοιχείων ανέρχεται όπως έχει ήδη αναφερθεί στα 15 Volts. Πολύ σημαντικό στιγμιότυπο της παραπάνω εικόνας είναι ένα κοντινό πλάνο στην εναλλαγή των δύο παλμών. Όπως έχει επίσης αναφερθεί, για την οδήγηση μίας ημιγέφυρας, χρησιμοποιείται ένα νεκρό χρονικό διάστημα μεταξύ των δύο συμπληρωματικών παλμών και αυτό για να αποφεύγεται έστω και στιγμιαία τυχόν βραχυκύκλωμα. Το νεκρό αυτό διάστημα για την παρούσα εφαρμογή φαίνεται παρακάτω :



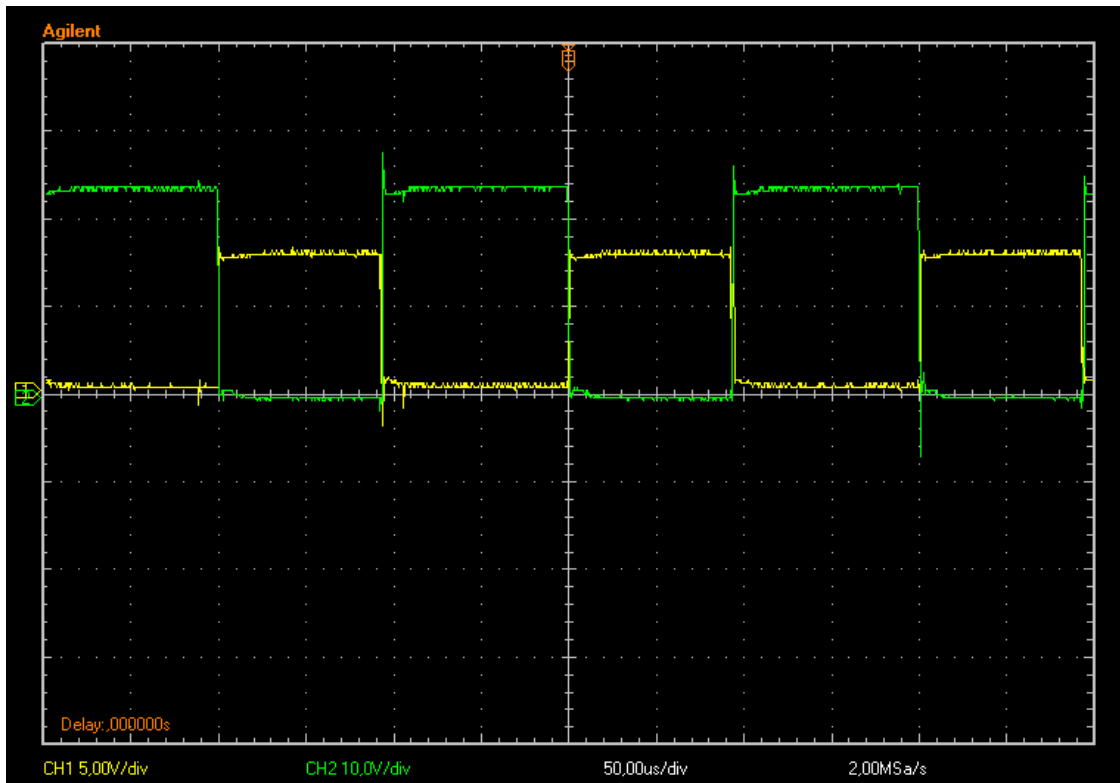
Εικόνα 5. 10 Χρόνος μεταξύ δύο διαδοχικών συμπληρωματικών παλμών (Dead time)

Όπως φαίνεται και στην παραπάνω εικόνα, το νεκρό διάστημα μεταξύ των δύο παραπάνω παλμών είναι πολύ μεγάλο, κάτι το οποίο αλλοιώνει και μειώνει τη λειτουργικότητα του αντιστροφέα και ενδεικτικά όπως φαίνεται και από το παραπάνω στιγμιότυπο αγγίζει τα 100ns. Ο λόγος για τον οποίο επιλέχτηκε κάτι τέτοιο είναι καθαρά για λόγους προστασίας κατά τη διάρκεια των δοκιμών, καθώς στην τελική εφαρμογή ο χρόνος αυτός, ο οποίος καθορίζεται με τη ρύθμιση κάποιων Bits ενός καταχωρητή ελέγχου του μικροεπεξεργαστή, θα μειωθεί σε λίγες δεκάδες ns.

#### 6. Τάση πύλης-πηγής καθώς και τάση υποδοχής-πηγής του ίδιου διακοπτικού στοιχείου.

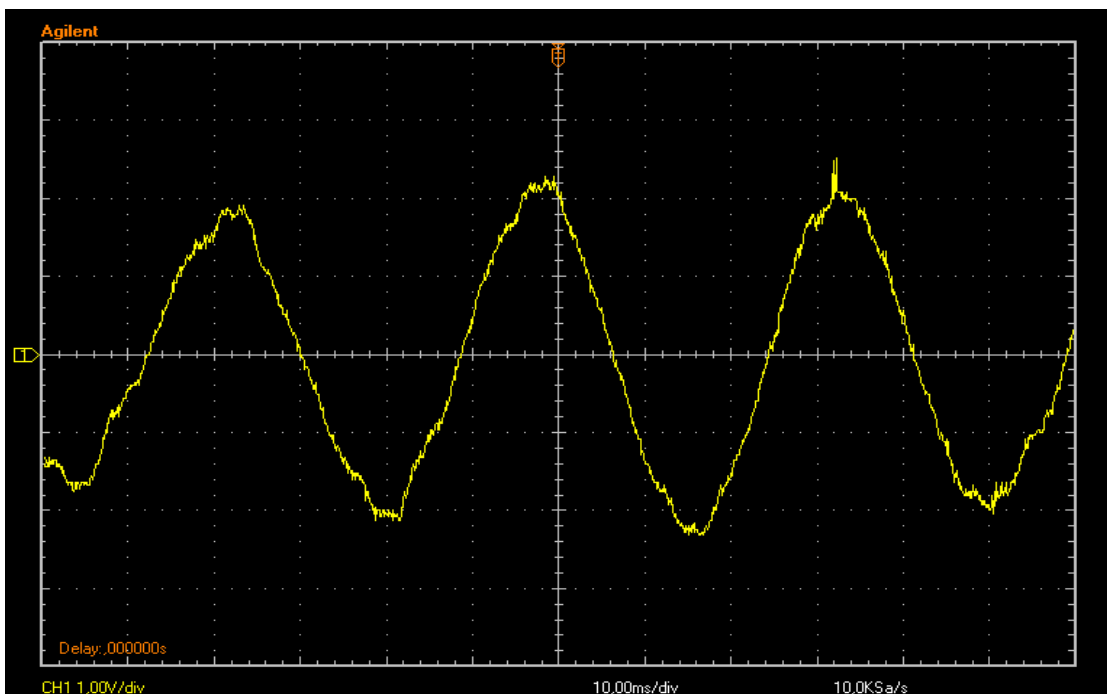
Η παρακάτω μέτρηση, αποτελεί μία καθαρά ενδεικτική μέτρηση, ως προς τη λειτουργία του κάθε στοιχείου. Με το κίτρινο χρώμα φαίνεται η τάση πύλης-πηγής ενώ με το πράσινο η τάση υποδοχής-πηγής. Όπως είναι λογικό, όταν η τάση πύλης-πηγής βρίσκεται στα 15Volts, το στοιχείο άγει, επομένως η τάση μεταξύ υποδοχής-πηγής είναι 0V καθώς βραχυκυκλώνονται τα δύο άκρα του στοιχείου. Παράλληλα όταν η τάση πύλης-πηγής είναι 0V, το διακοπτικό στοιχείο βρίσκεται σε αποκοπή, με αποτέλεσμα η τάση στα άκρα του στοιχείου, να ισούται με την τάση της DC πηγής.





Εικόνα 5. 11. Τάση πύλης-πηγής ( $V_{GS}$ ) καθώς και τάση υποδοχής-πηγής ( $V_{DS}$ ) του ίδιου διακοπτικού στοιχείου

## 7. Ρεύμα μίας εκ των τριών φάσεων σε κατάσταση μόνιμης λειτουργίας



Εικόνα 5. 12 Ρεύμα μίας εκ των τριών φάσεων σε ονομαστική φόρτιση του αντιστροφέα, αντιστοιχία 1V/A

Τα ρεύματα που μετρήθηκαν, μετρήθηκαν επαγωγικά με κατάλληλη αμπεροτσιμπίδα με ανάλυση 10mV/Ampere. Για λόγους διευκόλυνσης της μελέτης των τιμών, επιλέχθηκε πολλαπλασιαστής x100, από τις επιλογές του παλμογράφου,

αντιστοιχίζοντας με τον τρόπο αυτό 1V/A. Όπως φαίνεται και παραπάνω, κάτι το οποίο έρχεται σε απόλυτη συμφωνία με τις προσομοιώσεις που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 3, στη μόνιμη κατάσταση το όχημα απαιτεί ρεύματα ίσα με 2Amp. Επίσης όπως αναμενόταν λόγω του έντονου επαγωγικού φορτίου, τα ρεύματα είναι απόλυτα ημιτονοειδής με πολύ καλή μορφή, κάτι το οποίο αποτελεί και δείγμα της καλής λειτουργίας του αντιστροφέα.

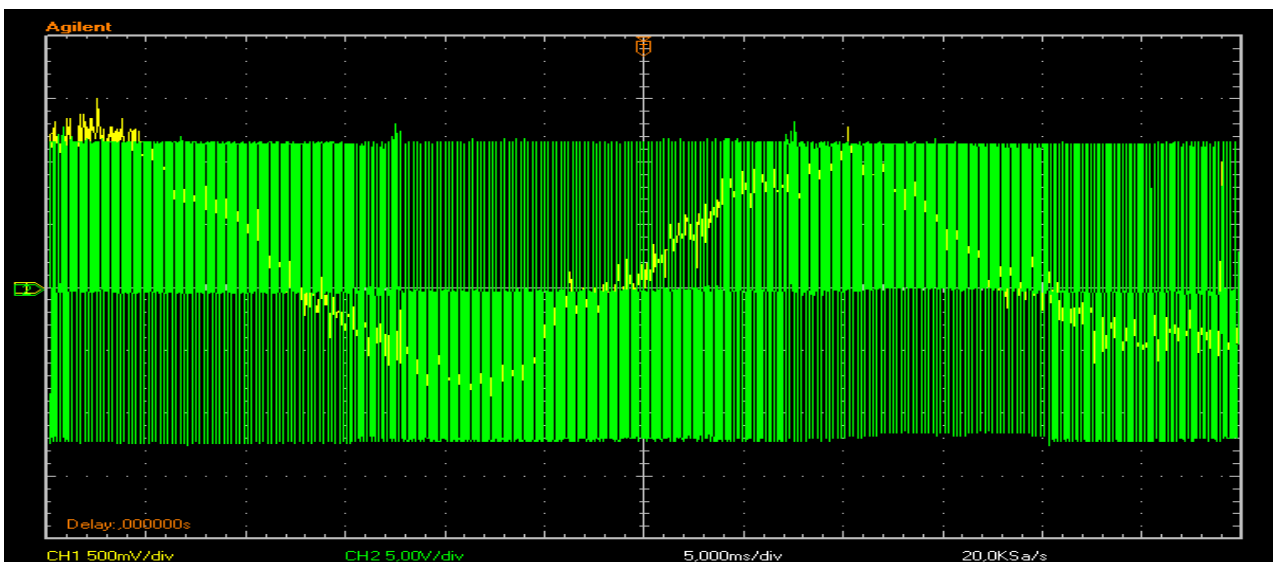
Ενδεικτικά κάποιες τιμές της παραπάνω κυματομορφής, ακολουθούν στον παρακάτω πίνακα.

**CH1 1,00V/div 10,00ms/div**

<i>V<sub>pp</sub></i>	5,28E+00
<i>V<sub>max</sub></i>	2,44E+00
<i>V<sub>min</sub></i>	-2,84E+00
<i>V<sub>avg</sub></i>	1,47E-01
<i>V<sub>amp</sub></i>	5,28E+00
<i>V<sub>top</sub></i>	2,44E+00
<i>V<sub>base</sub></i>	-2,84E+00
<i>V<sub>rms</sub></i>	1,50E+00
<i>Frequency</i>	2,84E+01
<i>Period</i>	3,52E-02

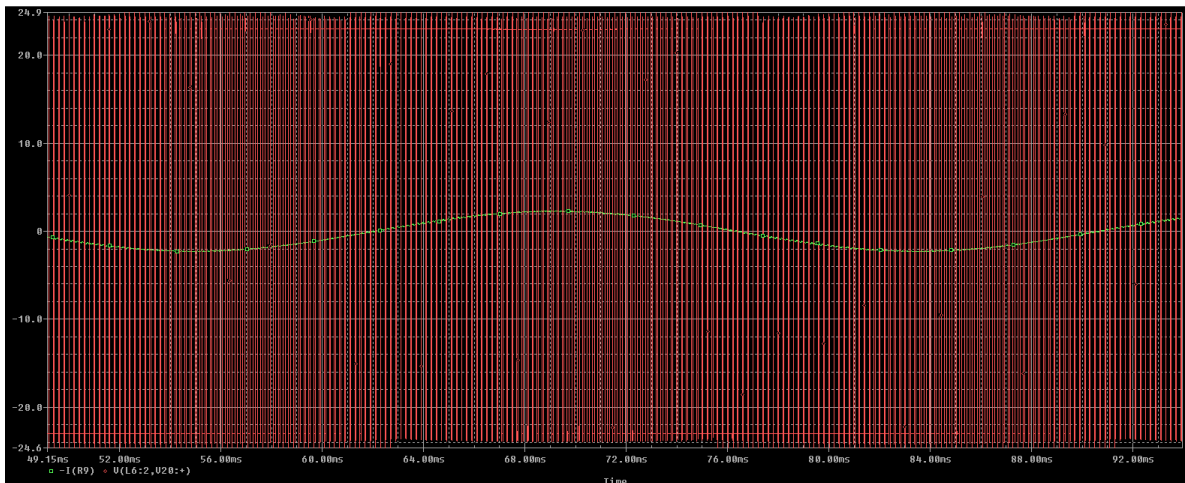
Πίνακας 5. 8 Βασικές τιμές τις παραπάνω κυματομορφής ρεύματος, με αντιστοιχία 1V/A

## 8. Φασική τάση, με αναφορά τον ουδέτερο του αντιστροφέα και ρεύμα της ίδια φάσης



Εικόνα 5. 13 Φασική τάση με αναφορά τον ουδέτερο του αντιστροφέα και ρεύμα της ίδια φάσης

Παραπάνω φαίνονται στο ίδιο στιγμιότυπο η κυματομορφή της φασικής τάσης και του ρεύματος μίας εκ των τριών φάσεων του αντιστροφέα. Όπως θα αναμενόταν στα επαγωγικά φορτία η τάση προηγείται του ρεύματος, ο λόγος για τον οποίο δε συμβαίνει κάτι τέτοιο έχει να κάνει με την πολικότητα της αμπεροτσιμπίδας, καθώς πιάστηκε στο καλώδιο με ανάποδη φορά και επομένως δείχνει ανάποδη πολικότητα, ενδεικτικά το επιθυμητό αποτέλεσμα, το οποίο αποτυπώθηκε από τις προσομοιώσεις του κυκλώματος στο λογισμικό PSpice, θα ήταν το παρακάτω :



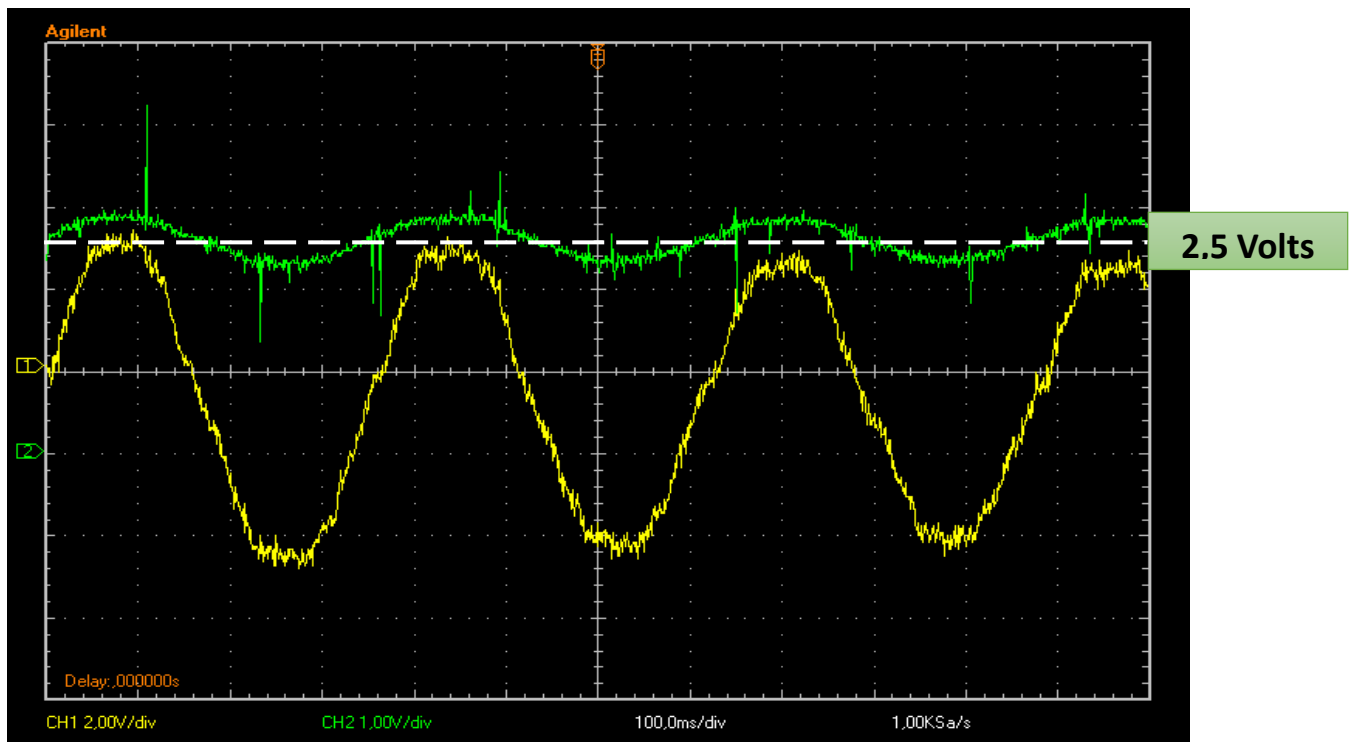
Εικόνα 5. 14 Σωστή πολικότητα ρευμάτων της παραπάνω κυματομορφής όπως προκύπτει από την προσομοίωση στο PSpice

Στο σημείο αυτό, ολοκληρώθηκαν οι μετρήσεις των βασικών λειτουργιών του αντιστροφέα. Προτού συνεχιστεί η παρουσίαση των υπολοίπων μετρήσεων, θα ήταν καλό να γίνει ένας σχολιασμός αυτών. Πιο συγκεκριμένα τα αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν παραπάνω, αποτελούν μία ένδειξη της πολύ καλής λειτουργίας του αντιστροφέα, καθώς και του προγραμματισμένου ελέγχου που χρησιμοποιήθηκε για τη λειτουργία αυτού. Πολύ σημαντική είναι και η συμφωνία των αποτελεσμάτων με τις προσομοιώσεις που παρουσιάστηκαν στο 3<sup>ο</sup> Κεφάλαιο.

Πιο συγκεκριμένα, οι τιμές των ρευμάτων ήταν οι αναμενόμενες, επίσης όπως είχε παρουσιαστεί και στις προσομοιώσεις τα “spikes” των τάσεων κατά τη λειτουργία του ημιαγωγού καθώς και οι ταλαντώσεις αυτών μετά τη χρήση του snubber κυκλώματος είναι μεγέθη παρόμοια με αυτά που υπολογίστηκαν στις προσομοιώσεις. Τέλος οι χρόνοι αγωγής και σβέσης των MOSFETs, επίσης είναι πολύ κοντά σε αυτούς του κεφαλαίου 3. Το γεγονός αυτό πέραν του ότι επιβεβαιώνει τη σωστή λειτουργία των μοντέλων που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις, δίνει τη δυνατότητα για χρήση των μοντέλων ώστε να υπολογιστούν και άλλες βασικές τιμές οι οποίες θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν σε μελλοντικές μελέτες και ίσως επεκτάσεις του αντιστροφέα.

## 9. Μετρητικά ρεύματος, για μεταγενέστερη χρήση σε έλεγχο, καθώς και για τις τιμές της τηλεμετρίας

Εν συνεχεία των παραπάνω ενδεικτικών υπολογισμών και κυματομορφών, θα παρουσιαστεί κυματομορφή του ρεύματος της μίας φάσης καθώς και της εξόδου του μετρητικού αυτής.



Εικόνα 5. 15 Μέτρηση ρεύματος μίας εκ των τριών φάσεων (κίτρινο χρώμα) και έξοδος μετρητικού ρεύματος της ίδιας φάσης (πράσινο χρώμα)

Όπως φαίνεται και παραπάνω τα μετρητικά ρεύματος δουλεύουν πολύ καλά, δίνοντας μία ταχύτατη μέτρηση ως προς την τιμή του ρεύματος (της τάξεως των λίγων μς). Όπως προκύπτει από το φύλλο δεδομένων του μετρητικού ρεύματος, η τάση εξόδου θα ισούται με :

$$V_{out} = 2,5 \pm 0,625 \frac{I_P}{I_{PN}} \quad (5.2)$$

όπου για τριπλό τύλιγμα το  $I_{PN}$  ισούται με 8 Amp, ενώ το  $I_P$  εδώ είναι ίσο με 6,2 Amp το οποίο αυτό ισούται στην παρούσα μέτρηση με 2,98 Volts μέγιστη τάση εξόδου.

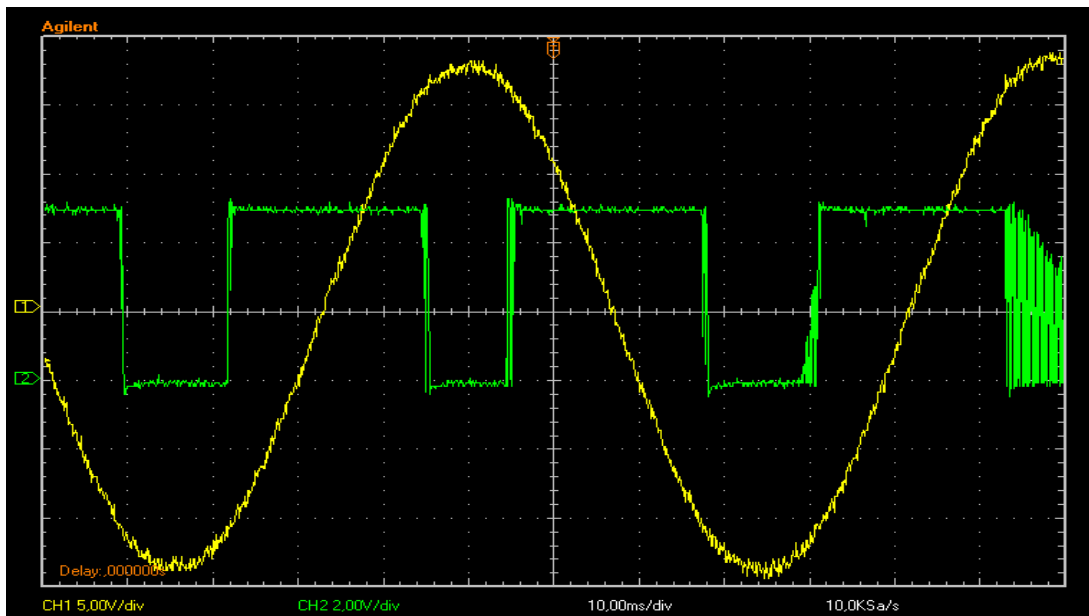
Κάτι πολύ σημαντικό στην παραπάνω μέτρηση έχει να κάνει με τις γειώσεις των οργάνων που χρησιμοποιήθηκαν στον παλμογράφο. Για την μέτρηση της τάσης χρησιμοποιήθηκε απλό probe, το οποίο ουσιαστικά έδωσε και στα δύο κανάλια κοινή αναφορά. Επομένως η κίτρινη κυματομορφή, δηλαδή αυτή του ρεύματος έχει σαν αναφορά αυτή της πράσινης κυματομορφής, δηλαδή της τάσης. Κάτι τέτοιο όμως δε φαίνεται στην παραπάνω εικόνα. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό έχει να

κάνει με το offset που δίνει από μόνο του το όργανο μέτρησης ρεύματος και το οποίο εύκολα ρυθμίζεται με ένα ποτενσιόμετρο το οποίο βρίσκεται πάνω στο όργανο. Για το λόγο αυτό η αναφορά του ρεύματος, βρίσκεται λίγο παραπάνω από την αναφορά της τάσης.

## 10. Μέτρηση προστασίας από υπερεντάσεις

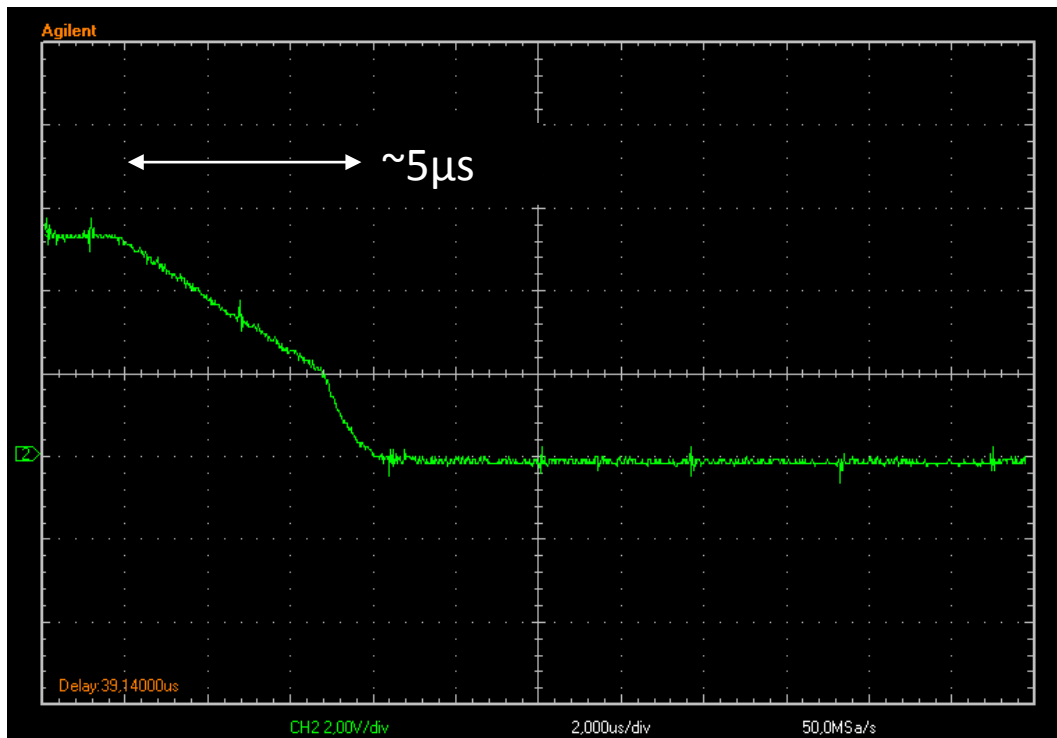
Όπως έχει παρουσιαστεί και στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο (§ 4.1.2.3), ένα από τα πιο σημαντικά μέρη της πλακέτας είναι η προστασία της εξόδου του αντιστροφέα από τυχόν βραχυκύκλωμα και γενικότερα υπερένταση. Παρακάτω φαίνεται η έξοδος του συγκριτή, ο οποίος στέλνει το σήμα αυτό σε μία πύλη NAND (αναλυτικότερα η λειτουργία παρουσιάζεται στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο), η έξοδος της οποίας πάει στην είσοδο ενός εξωτερικού interrupt του μικροεπεξεργαστή για τη διακοπή της λειτουργίας.

Για τη συγκεκριμένη μέτρηση, χρησιμοποιήθηκε η δεύτερη γωνία ροής η οποία παρουσιάστηκε παραπάνω και αυτό με σκοπό να έχουμε ελεγχόμενα μεγάλα ρεύματα. Έτσι εφόσον τέθηκε σε λειτουργία το κύκλωμα, επιταχύνθηκε μέχρι να φτάσει τα 18 Amp. Στο σημείο αυτό πρέπει να αναφερθεί ότι η τιμή κατά την οποία ενεργοποιείται ο συγκριτής (η τάση αναφοράς στο pin Voc του ολοκληρωμένου) δίνεται με έναν απλό καταμεριστή αντιστάσεων. Επομένως καθορίζεται κυκλωματικά και όχι μέσω κώδικα. Επίσης και προτού παρουσιαστεί η κυματομορφή εξόδου του συγκριτή αναφέρεται ότι εφόσον η έξοδος του συγκριτή είναι ανάστροφα λογική, σε περίπτωση σφάλματος δίνει λογικό 0 στην έξοδό της.



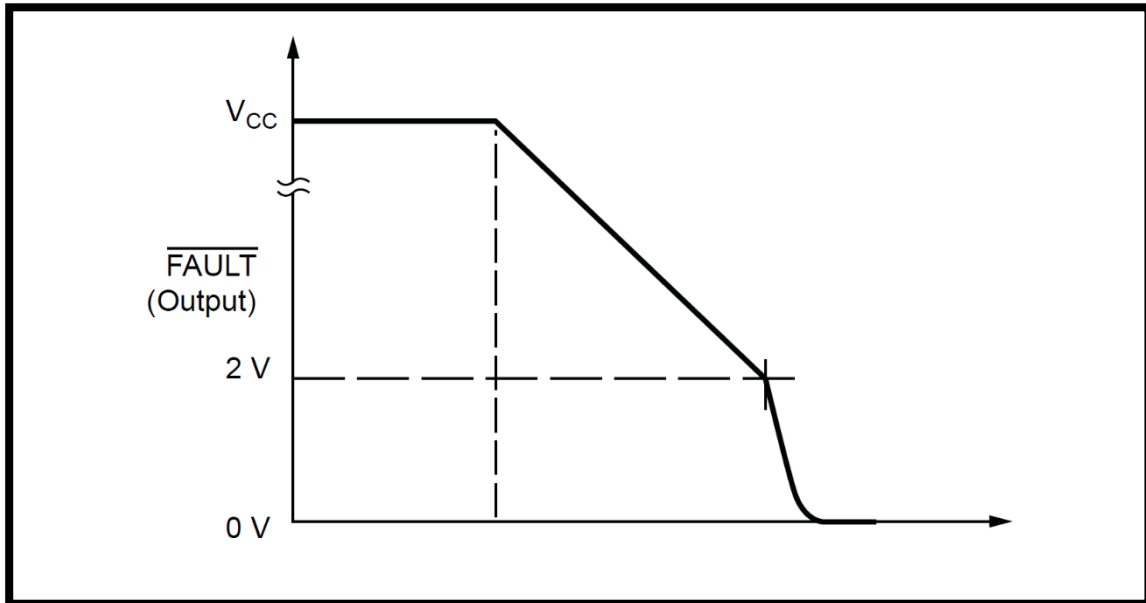
Εικόνα 5. 16 Μέτρηση ρεύματος μίας εκ των τριών φάσεων και έξοδος συγκριτή για ειδοποίηση σφάλματος (ανάστροφης λογικής)

Όπως φαίνεται και παραπάνω, ανεξαρτήτως πολικότητας σε περίπτωση όπου το ρεύμα ξεπερνάει στιγμιαία τα 15,5 Amp, αμέσως το σήμα εξόδου του συγκριτή πέφτει από τα 5V στα 0V. Σε πιο κοντινό πλάνο φαίνεται και ο χρόνος πτώσης του σήματος.



Εικόνα 5. 17 Ταχύτητα πτώσης τάσης σήματος σφάλματος

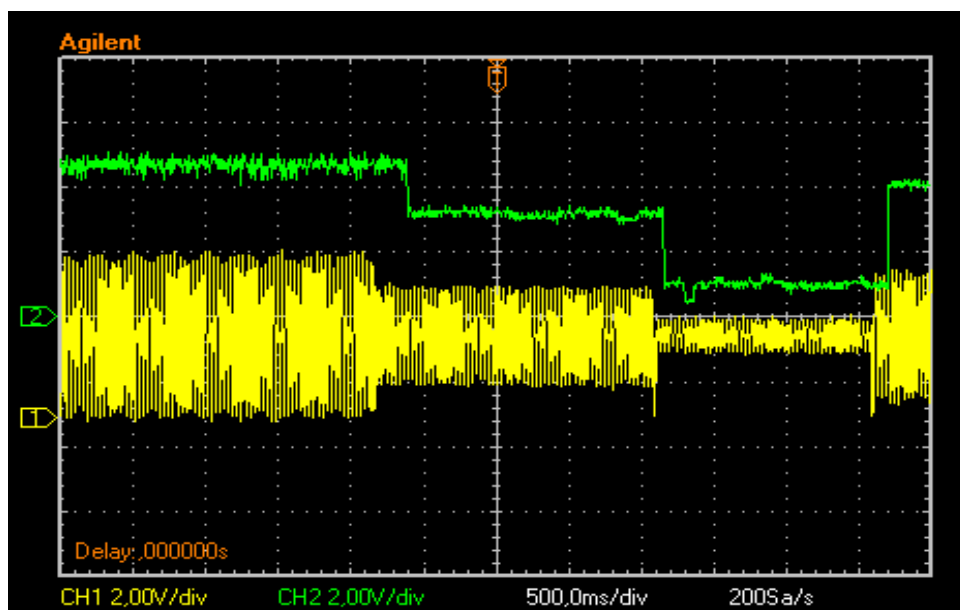
Ο συνολικός χρόνος πτώσης της τάσης ισούται με 5μs. Επίσης η μορφή της κυματομορφής είναι όπως ακριβώς αναμενόταν και όπως παρουσιάστηκε στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο. Συγκεκριμένα, αρχικά κατεβαίνει με μικρή σχετικά κλίση σταθερής τιμής, κάτι το οποίο συμβαίνει λόγω φόρτισης ενός πυκνωτή ασφαλείας. Εν συνεχεία και εφόσον φτάσει η τιμή της τάσης στα 2V, πέφτει απότομα στα 0V θεωρώντας πλέον ότι το σφάλμα είναι υπαρκτό και δεν έχει να κάνει με κάποιο στιγμιαίο spike. Βεβαίως η τιμή του πυκνωτή ασφαλείας μπορεί να μικρύνει έτσι ώστε η διαδικασία να επιταχυνθεί φτάνοντας σε χρόνο μικρότερο των 2μs, παρόλα αυτά αρχικά για να μελετηθεί η λειτουργία του κυκλώματος, θεωρήθηκε σκόπιμο να χρησιμοποιηθεί μία μεγαλύτερη τιμή ώστε να είναι διακριτές οι διαφορετικές φάσεις ενεργοποίησης του σφάλματος. Παρακάτω φαίνεται η ίδια κυματομορφή της εξόδου του συγκεκριμένου συγκριτή όπως δίνεται στο φύλλο οδηγιών. Όπως είναι προφανές είναι πανομοιότυπη με αυτή που μετρήθηκε, κάτι που επιβεβαιώνει και την άρτια λειτουργία του κυκλώματος.



Εικόνα 5. 18 Κυματομορφή όμοια με την παραπάνω σύμφωνα με το φύλλο οδηγιών του κατασκευαστή [17]

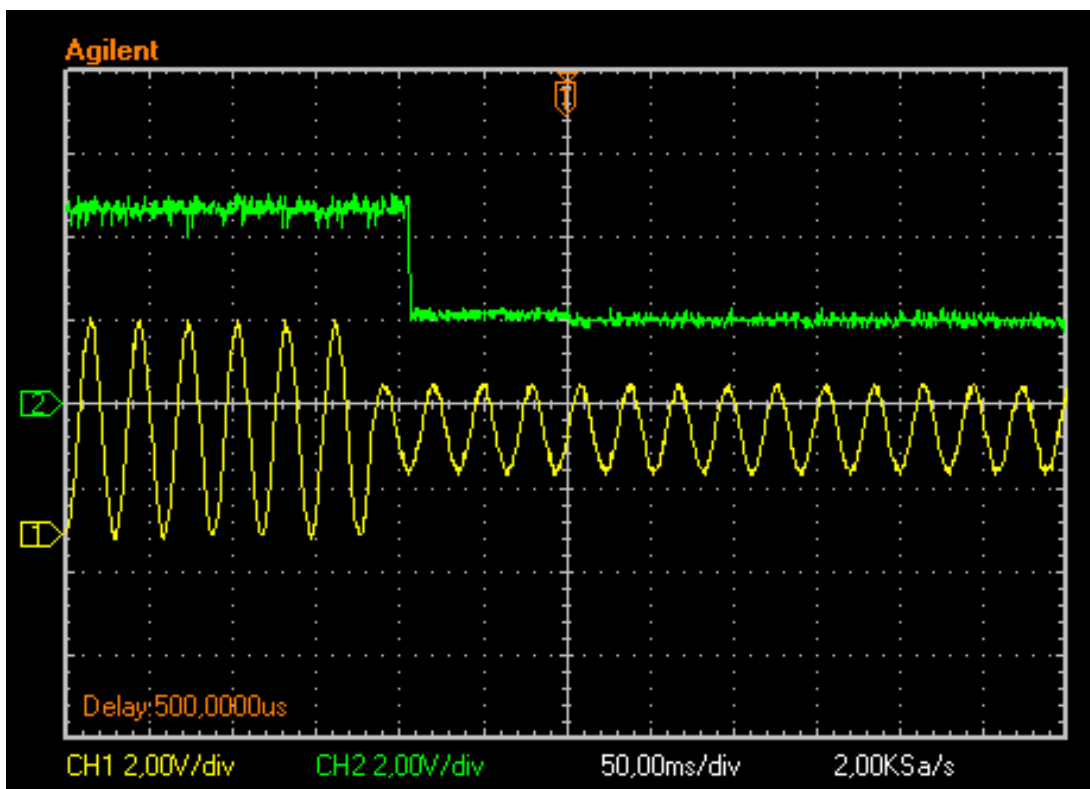
### 11.Μέτρηση αναλογικού σήματος προς τηλεμετρία, μέτρησης RMS τιμής ρεύματος

Με σειρά όμοια με αυτή με την οποία πραγματοποιήθηκε νωρίτερα η παρουσίαση των μερών του αντιστροφέα, πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις των αναλογικών εξόδων του αντιστροφέα, οι οποίες και στέλνονται στο σύστημα τηλεμετρίας. Για διάφορες μεταβολές του ρεύματος, χρησιμοποιήθηκε ο κώδικας υπολογισμού της RMS τιμής αυτού και μετρήθηκαν οι μεταβολές της αναλογικής εξόδου. Οι κυματομορφές του παλμογράφου φαίνονται παρακάτω ( η μετρούμενη αναλογική έξοδος, είναι χωρίς το υψίσυχο βαθυπερατό φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε αργότερα ).



Εικόνα 5. 19 Αναλογική έξοδος προς τηλεμετρία, για τον υπολογισμό RMS τιμής μετρούμενου ρεύματος

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 5.19 για μέγιστη μέτρηση ρεύματος, το οποίο αντιστοιχεί σε  $V_{pp}=5V$ , η τιμή της RMS αναλογικής εξόδου ισούται με 5V, ενώ πλησιάζοντας το μηδενικό ρεύμα, η αναλογική έξοδος πλησιάζει τα 0V. Η αντιστοιχία της αναλογικής εξόδου στην RMS τιμή, πραγματοποιείται μέσω του λογισμικού της τηλεμετρίας το οποίο διαθέτει σύστημα επιλογής κατάλληλων πολλαπλασιαστών για την εκάστοτε μέτρηση. Στο σημείο αυτό να αναφερθεί ότι οι συγκεκριμένες μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν χωρίς την οδήγηση των 3V στο pin  $V_{ref}$ , το οποίο αναλύθηκε προηγουμένως και για το λόγο αυτό η αναλογική έξοδος κυμαίνεται από 0-5V. Τέλος παρακάτω φαίνεται ένα στιγμιότυπο κατά τη μεταβολή της RMS τιμής του σήματος, στο οποίο φαίνεται και η ταχύτητα υπολογισμού του κώδικα, καθώς και η ταχύτητα απόκρισης της συνολικής κυκλωματικής διάταξης.



Εικόνα 5. 20 Σε κοντινή λήψη η απόκριση του συστήματος της εικόνας 5.19



# 6<sup>ο</sup> ΚΕΦΑΛΑΙΟ

## ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

---

Στην παρούσα διπλωματική εργασία παρουσιάστηκε στο σύνολό της η κατασκευή ενός τριφασικού αντιστροφέα, με σκοπό την οδήγηση ενός σύγχρονου κινητήρα μονίμων μαγνητών. Η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την κατασκευή του αντιστροφέα αυτού ήταν :

- Επιλογή συστημάτων και δυνατοτήτων πλακέτας
- Καθορισμός προδιαγραφών πλακέτας
- Επιλογή στοιχείων
- Προσομοιώσεις σε διάφορα υπολογιστικά/προσομοιωτικά περιβάλλοντα (Simulink, PSpice, Proteus)
- Σύνδεση και πειράματα των διαφόρων υποκυκλωμάτων της πλακέτας στο εργαστήριο
- Σχεδίαση τελικής πλακέτας
- Εκτύπωση και συναρμολόγηση αυτής
- Μετρήσεις και δοκιμές για τελική αξιολόγηση

Όπως φάνηκε και από το πέμπτο κεφάλαιο το αποτέλεσμα των παραπάνω διαδικασιών ήταν επιτυχές, καθώς η πλακέτα εξ' αρχής λειτούργησε δίνοντας πολύ καλά αποτελέσματα και μη προκαλώντας αναπάντεχα προβλήματα. Αυτό αποτελεί και μία επιβεβαίωση ως προς την αλληλουχία των βημάτων που ακολουθήθηκαν, καθώς το κάθε βήμα χρειαζόταν το προηγούμενο για να σταθεί, ενώ παράλληλα προετοίμαζε το επόμενο για να το καθοδηγήσει στο σωστό αποτέλεσμα.

Γενικότερα και προτού προχωρήσουμε στην παρουσίαση των συμπερασμάτων, συνήθως στις κατασκευαστικές διπλωματικές εργασίες περιορίζονται τα συμπεράσματα καθώς βασικός στόχος είναι να λειτουργήσει ορθά το προς παρουσίαση κύκλωμα. Παρ'όλα αυτά θα γίνει όσο το δυνατόν καλύτερα μία προσπάθεια να παρουσιαστούν τα κύρια συμπεράσματα και αποτελέσματα, τα

οποία προέκυψαν από τα διάφορα κεφάλαια της εργασίας καθώς και κάποια τελικά.

## 6.1 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΕΠΙΤΕΥΞΗ ΑΡΧΙΚΩΝ ΣΤΟΧΩΝ

1. Κατασκευάστηκε ένας καινούριος αντιστροφέας ο οποίος εζ' αρχής είχε 3 βασικούς στόχους. Ο πρώτος ήταν αύξησης της συνολικής απόδοσης, ο δεύτερος η ολοκληρωμένη προστασία του κυκλώματος και ο τρίτος η δυνατότητα επικοινωνίας με σύστημα τηλεμετρίας για απομακρυσμένη εποπτεία.
2. Η τριπλή προστασία που χρησιμοποιήθηκε προστατεύει το κύκλωμα από υπερεντάσεις και στο DC και στο AC κομμάτι του αντιστροφέα καθώς και από υπερτάσεις ή υποτάσεις της μπαταρίας στο DC bus. Πιο σημαντική από τις τρεις προστασίες είναι αυτή του εναλλασσομένου ρεύματος η οποία γίνεται με ένα συνδυασμό hardware και software και η οποία έχει συνολικό χρόνο απόκρισης λιγότερο από 10μs.
3. Ο τελικός μετατροπέας είναι σαφώς καλύτερος από τον προηγούμενο, με πολύ γρηγορότερες ταχύτητες απόκρισης σε τυχόν μεταβολές καθώς και πολύ πιο γρήγορους χρόνους λειτουργίας.  
Οι χρόνοι αγωγής και σβέσης των MOSFETs ήταν 8 φορές μικρότεροι κάτι το οποίο σημαίνει 8 φορές μικρότερες διακοπτικές απώλειες. Αυτό προκύπτει και από τον προσεγγιστικό τύπο [21]:

$$P_{sw} = \frac{t_{sw,on}V_{off}I_{on}f_{sw}}{2} + \frac{t_{sw,off}V_{off}I_{on}f_{sw}}{2} \quad (6.1)$$

Επίσης όσον αφορά τις απώλειες αγωγής, οι απώλειες αγωγής είναι ανάλογες της αντίστασης μεταξύ υποδοχής και πηγής του κάθε ημιαγωγού στοιχείου. Συγκριτικά με τον προηγούμενο αντιστροφέα του οποίου τα στοιχεία είχαν ονομαστική τιμή  $R_{DS}$  38mΩ, τα στοιχεία του παρόντος αντιστροφέα έχουν ονομαστική τιμή  $R_{DS}$  5,8mΩ κάτι το οποίο σημαίνει 6,5 φορές μικρότερες απώλειες αγωγής.

4. Για τις ανάγκες της τηλεμετρίας χρησιμοποιήθηκαν μετρητικά τάσεις και ρεύματος. Επίσης γράφτηκε κώδικας, ο οποίος μπορούσε μέσω των αναλογικών εισόδων του μικροεπεξεργαστή να υπολογίζει τις ενεργές τιμές των προς μέτρηση μεγεθών καθώς

και τη συχνότητα αυτών και να τα στέλνει μέσω του σειριακού πρωτοκόλλου επικοινωνίας SPI στις εισόδους της τηλεμετρίας.

5. Έμφαση δόθηκε στην κατασκευαστική ευρωστία του κυκλώματος, όπου χρησιμοποιήθηκαν κατάλληλα βύσματα με δυνατότητα κλειδώματος (lock), καθώς και στοιχεία SMD τα οποία κολλιούνται πάνω στην πλακέτα μηδενίζοντας την πιθανότητα κάποιου από αυτά να φύγει λόγω κραδασμών.
6. Η σχεδίαση στο σύνολό της προσέφερε πολλές δυνατότητες και πολλά πλεονεκτήματα. Αρχικά η πλακέτα διπλής όψης δίνει τη δυνατότητα στον σχεδιαστή να ενώνει τα απαραίτητα σημεία της πλακέτας σημαντικά ευκολότερα συγκριτικά με αυτή της μονής όψης. Επίσης μειώνει σαφώς αισθητά το μέγεθος της πλακέτας καθώς μοιράζονται τα στοιχεία της πλακέτας σε δύο πλευρές. Αυτό αποδεικνύεται και από το γεγονός ότι ο παρών αντιστροφέας παρά το ότι διαθέτει διακριτά στοιχεία καθώς και περισσότερα υποσυστήματα (μετρητικά, προστασίας, τηλεμετρία κτλ.), είναι μικρότερος από τον προηγούμενο, ο οποίος διαθέτει ολοκληρωμένη λύση τριών ημιγεφυρών μαζί με τους οδηγούς των ημιαγωγών στοιχείων τους.

Το τελικό συμπέρασμα είναι ότι με την κατασκευή του παρουσιαζόμενου αντιστροφέα πλέον η ομάδα Προμηθείας θα έχει τη δυνατότητα να έχει πλήρη γνώση και ενημέρωση σχετικά με τη λειτουργία του συνολικού συστήματος. Αυτό θα ανοίξει πολλά παιδεία προς μελέτη, καθώς είναι πλέον δυνατό να μετριοούνται όλες οι παράμετροι του οχήματος και επομένως να μελετώνται διαφορετικές συμπεριφορές του συστήματος, ανάλογα την οποιαδήποτε μεταβολή.

## 6.2 ΣΗΜΕΙΑ ΠΡΟΑΓΩΓΗΣ ΤΗΣ ΕΠΙΣΤΗΜΗΣ

Αναπτύχθηκε μία ολοκληρωμένη λύση, για την οδήγηση ηλεκτροκίνητων οχημάτων μικρής ισχύος, με εξελιγμένα συστήματα προστασίας καθώς και απομακρυσμένης εποπτείας, η οποία είναι δυνατόν με κατάλληλο scale-up του κυκλώματος ισχύος να εφαρμοστεί και σε μεγαλύτερες εφαρμογές.

## 6.3 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΕΡΑΙΤΕΡΩ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ

Η παρούσα διπλωματική εργασία ανέδειξε ορισμένα θέματα τα οποία χρήζουν περαιτέρω διερεύνησης και θα μπορούσαν να αποτελέσουν στο μέλλον αντικείμενο μελέτης.

- Διερεύνηση και εφαρμογή διανυσματικού ελέγχου (FOC) με σκοπό τη βελτίωση της λειτουργίας καθώς και της απόδοσης του

συνολικού συστήματος. Κάτι τέτοιο είναι σαφώς εφικτό καθώς τα μετρητικά του ρεύματος έχουν ελεγχθεί και έχουν πολύ καλή ακρίβεια και απόκριση ως προς τις μετρήσεις τους.

- Αξιοποίηση ευρημάτων τηλεμετρίας, για ανάπτυξη στρατηγικής οδήγησης
- Μέτρηση βαθμού απόδοσης συστήματος και καθορισμός παραμέτρων λειτουργίας του αντιστροφέα για διάφορες συνθήκες οδήγησης. Στο πλαίσιο αυτό, θα μπορούσε να γίνει κατάλληλη «χαρτογράφηση» της απόδοσης του συστήματος μέσω κατάλληλων μετρήσεων για διάφορες τιμές  $f_{sw}$ ,  $m_a$  κτλ..
- Μελέτη και ανάπτυξη διαφορετικών κωδικών ως προς την τηλεμετρία. Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο, η τροφοδοσία των εισόδων της τηλεμετρίας μέσω ενός μικροεπεξεργαστή, δίνει τη δυνατότητα στον προγραμματιστή να επιλέξει ό,τι αυτός χρειάζεται να εποπτεύει κατά τη λειτουργία της πλακέτας. Επομένως μπορούν να γραφτούν κώδικες οι οποίοι θα υπολογίζουν ταχύτητα ( αν και ήδη υπολογίζεται συχνότητα ), ισχύς, απόσταση, χρόνους κτλ..

# ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] Bimal K. Bose, **Modern Power Electronics and A.C. Drives**, Prentice Hall PTR, 2002

[2] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, **Analysis of Electric Machinery and Drive Systems Second Edition**, John Wiley & Sons Inc., 2002

[3] Bimal K. Bose, **Modern Power Electronics and A.C. Drives**, Prentice Hall PTR, 2002

[4] Αποστολόπουλος Νικόλαος, **Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων**, Διπλωματική εργασία, Νοέμβριος 2012

[5] Στέφανος Ν. Μανιάς, **Ηλεκτρονικά ισχύος**, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2007

[6] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, **Power Electronics Converters, Applications and Design, Third Edition**, John Wiley & Sons Inc., 2010

[7] [Shell Eco-marathon 2014 Global Rules - Chapter I](#)

[8] Κρασσόπουλος Χρήστος, **Σχεδίαση και κατασκευή κινητήρα μονίμων μαγνητών για πρότυπο ηλεκτρικό όχημα**, Διπλωματική εργασία, Οκτώβριος 2013

[9] Θεοδώρου Ευφροσύνη, **Σχεδίαση και βελτιστοποίηση κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογή ηλεκτροκίνησης**, Διπλωματική εργασία, Ιούλιος 2011

[10] Γυπαράκης Δημήτριος, **Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα με στόχο τον έλεγχο κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτροκίνησης**, Διπλωματική εργασία, Απρίλιος 2012

- [11] Χαράλαμπος Κ. Πάτσιος, **Μελέτη και κατασκευή ηλεκτρονικού μετατροπέα για την οδήγηση κινητήρων «Ultrasonic»**, Διπλωματική εργασία, Ιούλιος 2005
- [12] Joseph Brandon Witcher, **Methodology for Switching Characterization of Power Devices and Modules**, Thesis, January 2002
- [13] CN-0196 Analog Devices, **H-Bridge Driver Circuit Using Isolated Half-Bridge Drivers**, Circuit Note
- [14] AN-1123 International Rectifier, **Bootstrap Network Analysis: Focusing on the Integrated Bootstrap Functionality**, Application Note
- [15] Rudy Severns, **Snubber Circuits For Power Electronics**, 2008
- [16] Ray Ridley, **Flyback Converter Snubber Design**, Switching Power Magazine, 2005
- [17] ACS710 Allegro, **120 kHz Bandwidth, High Voltage Isolation Current Sensor with Integrated Overcurrent Detection**, Datasheet
- [18] ACPL-C87A Avago Technologies, **Precision Optically Isolated Voltage Sensor**, Datasheet
- [19] Microchip, **dsPIC30F Family Reference Manual – High Performance Digital Signal Controllers**” Microchip Technology Inc, 2006
- [20] AD5684R Analog Devices, **Quad, 16-/14-/12-Bit nanoDAC+ with 2 ppm/°C Reference, SPI Interface**, Datasheet
- [21] AN-6005 Fairchild Semiconductor, **Synchronous buck MOSFET loss calculations**, Application Note