



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Κατασκευή & Έλεγχος Τριφασικού Αντιστροφέα
για Απομονωμένη Λειτουργία**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Παναγιώτη Ε. Σαλιάρη

Επιβλέπων : Σταύρος Παπαθανασίου

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Κατασκευή & Έλεγχος Τριφασικού Αντιστροφέα
για Απομονωμένη Λειτουργία**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Παναγιώτη Ε. Σαλιάρη

Επιβλέπων : Σταύρος Παπαθανασίου

Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή.

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

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

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

Αθήνα, Ιούλιος 2009

.....
Παναγιώτης Ε. Σαλιάρης
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός & Μηχανικός Υπολογιστών

Copyright © Παναγιώτης Ε. Σαλιάρης, 2009

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, ανατύπωση, 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 το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα επίκουρο καθηγητή κ. Σταύρο Παπαθανασίου για την δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ και να φέρω εις πέρας ένα τόσο ενδιαφέρον αντικείμενο πάντα με την αμέριστη βοήθειά του. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον υποψήφιο διδάκτορα Γεωργάκη Δημήτριο για την πολύτιμη βοήθεια που μου προσέφερε καθ'όλη τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας εργασίας και συνέβαλε τα μέγιστα στην ολοκλήρωσή της. Θα ήθελα, επίσης, εκφράσω τις βαθύτατες ευχαριστίες μου στο μέλος ΕΤΕΠ κ. Ζάννη Παναγιώτη και στο μέλος ΕΕΔΙΠ κ. Παύλου Κωνσταντίνο για την πραγματικά πολύ μεγάλη και πολύτιμη βοήθεια που μου προσέφεραν σε όλα τα βήματα προς την ολοκλήρωση της παρούσας εργασίας. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλα τα αγαπημένα μου πρόσωπα για την υπομονή και την στήριξη που έδειξαν στο πρόσωπό μου και συνέβαλαν με τον τρόπο τους στο τελικό αποτέλεσμα.

Περίληψη

Η λειτουργία των αντιστροφών είτε αυτοί πρόκειται να συνδεθούν στο δίκτυο είτε σε αυτόνομα συστήματα, απαιτεί κατάλληλο έλεγχο έτσι ώστε να υπάρχει στο σύστημα μας ελεγχόμενη παροχή ενεργού και αέργου ισχύος. Ένα από τα βασικότερα προβλήματα του ελέγχου μεταξύ όλων των συνδεδεμένων αντιστροφών είναι η μεταξύ τους επικοινωνία. Το πρόβλημα αυτό λύθηκε έως ένα βαθμό με την υλοποίηση ελέγχου με την μέθοδο των droops, με την οποία επιτυγχάνεται η εξάλειψη της επικοινωνίας μεταξύ των αντιστροφών για τον βέλτιστο καταμερισμό της απαιτούμενης ισχύς. Στην παρούσα εργασία έχει γίνει αναλυτική παρουσίαση όλης της διαδικασίας κατασκευής του τριφασικού αντιστροφέα καθώς και του ελέγχου που υλοποιήθηκε στο προγραμματιστικό περιβάλλον LABVIEW. Η θεωρητική ανάλυση και προσομοίωση του συστήματός μας έγινε με τη βοήθεια του Matlab/Simulink. Τέλος παρουσιάζονται τα θεωρητικά και πειραματικά αποτελέσματα για διάφορα είδη φορτίων.

Λέξεις Κλειδιά: τριφασικός αντιστροφέας, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM), μέθοδος droops, θεωρία p-q, μετασχηματισμός Clark, έλεγχος ισχύος, φίλτρο LC, προγραμματιστικό περιβάλλον LABVIEW

Abstract

The function of the inverters, whether they are grid connected or in autonomous power systems, requires the appropriate control so that there is a controlled supply of active and reactive power to the system. One of the main problems of controlling the connected inverters is the interactive communication between them. This problem was partially solved by imposing the droop control method, which prevents the communication between the inverters for the better allocation of the required power. This particular project includes a detailed analysis of the whole procedure of the construction of the 3-phase inverter as well as the control that took place in the LABVIEW design toolkit. The theoretical analysis and simulation of our system was achieved with the help of Matlab / Simulink. Finally, the project presents the theoretical and experimental results about various types of loads.

Key Words: 3-phase inverter, sinusoidal pulse width modulation (SPWM), droop method, p-q theory, Clark transformation, power control, LC filter, LABVIEW design toolkit

Περιεχόμενα

Εισαγωγή.....	10
Κεφάλαιο 1.....	13
ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ DC-AC	
1.1 Εφαρμογές.....	13
1.2 Βασικές αρχές και λειτουργία του αντιστροφέα.....	15
1.2.1 Τάση εξόδου αντιστροφέα συναρτήσει των παλμών έναυσης.....	16
1.2.2 Ρεύμα εισόδου και ισχύς τριφασικού αντιστροφέα.....	19
Κεφάλαιο 2.....	20
ΜΕΘΟΔΟΙ ΕΛΕΓΧΟΥ	
2.1 Μέθοδοι διαμόρφωσης του εύρους των παλμών ανοιχτού βρόχου.....	20
2.1.1 Μέθοδοι διαμόρφωσης παλμών με φέρον σήμα.....	20
2.1.2 Μέθοδος τετραγωνικού παλμού.....	22
2.2 Μέθοδοι διαμόρφωσης εύρους παλμού κλειστού βρόχου.....	23
2.2.1 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της υστέρησης.....	23
2.2.2 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της ράμπας.....	25
2.3 Συμπεράσματα.....	26
Κεφάλαιο 3.....	27
ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	
3.1 Τριφασική γέφυρα.....	27
3.2 Κυκλώματα οδήγησης (drivers).....	29
3.3 Κατασκευή τροφοδοτικού.....	34
3.4 Προστασία του κυκλώματος και βύσματα BNC εισόδου εξόδου.....	35
3.5 Σύνδεση και επικοινωνία του αντιστροφέα με τον υπολογιστή.....	36
3.5.1 Προγραμματιστικό περιβάλλον LABVIEW.....	36
3.5.2 Προδιαγραφές της κάρτας εισόδου.....	36
3.5.3 Διαμόρφωση των μετρούμενων σημάτων.....	37
3.5.4 Κοινό σημείο σύνδεσης του κυκλώματος.....	37
3.6 Μετρητικά συστήματα τάσεως και ρεύματος.....	38
3.7 Υπολογισμός και σχεδίαση του φίλτρου εξόδου του αντιστροφέα.....	41
3.7.1 Υπολογισμός της αυτεπαγωγής και της χωρητικότητας του φίλτρου.....	42
3.7.2 Προσομοιώσεις για τον τελικό υπολογισμό του φίλτρου.....	44
Κεφάλαιο 4.....	48
ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ	
4.1 Λειτουργία και έλεγχος του αντιστροφέα.....	48
4.2 Ανάλυση ελέγχου ρεύματος.....	49
4.2.1 Υπολογισμός τάσης εξόδου του αντιστροφέα.....	49
4.2.2 Υπερδιαμόρφωση.....	52
4.2.3 PI έλεγχος.....	52

4.3	Έλεγχος συχνότητας και τάσης με την μέθοδο των droops.....	55
4.3.1	Γενικές απαιτήσεις μικροδικτύων.....	55
4.3.2	Παραλληλισμός αντιστροφών σε αυτόνομη λειτουργία.....	55
4.3.3	Έλεγχος παράλληλων αντιστροφών.....	59
4.4	Συμπεράσματα για την μέθοδο των droops.....	62
4.5	Υλοποίηση του ελέγχου με τη μέθοδο των droops.....	63
4.5.1	Μέθοδος p-q.....	63
Κεφάλαιο 5.....		65
ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ ΚΑΙ		
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ		
5.1	Προσομοίωση του κυκλώματος με Matlab/Simulink.....	65
5.2	Αποτελέσματα προσομοιώσεων.....	66
5.2.1	Μεταβολή συχνότητας με κλίση 2Hz/P _{ονομ}	66
5.2.2	Μεταβολή συχνότητας με κλίση 4Hz/P _{ονομ}	69
5.2.3	Μεταβολή RMS τιμής της τάσης εξόδου με κλίση 6%/Q _{ονομ}	71
5.3	Υλοποίηση ελέγχου με LABVIEW.....	74
5.4	Αποτελέσματα πειραματικών μετρήσεων.....	76
5.4.1	Μεταβολή συχνότητας 2Hz/P _{ονομ}	76
5.4.2	Μεταβολή συχνότητας 4Hz/P _{ονομ}	81
5.4.3	Μεταβολή RMS τιμής της τάσης εξόδου 6%/Q _{ονομ} με RL φορτίο.....	82
5.4.4	Μεταβολή RMS τιμής της τάσης εξόδου 6%/Q _{ονομ} με RC φορτίο.....	86
5.4.5	Μεταβολή RMS τιμής της τάσης εξόδου 10%/Q _{ονομ} με RL φορτίο.....	87
Κεφάλαιο 6.....		89
6.1	Συμπεράσματα.....	89
6.2	Δυνατότητες περαιτέρω διερεύνησης.....	90
Αναφορές.....		91

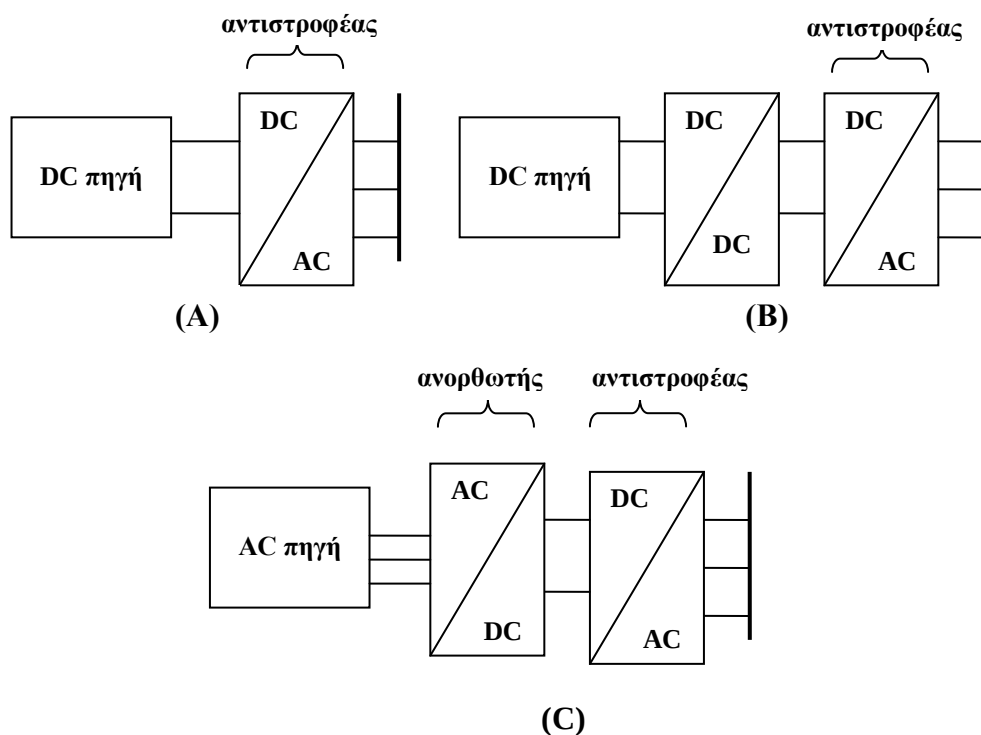
Εισαγωγή

Οι αντιστροφείς ή μετατροπείς ισχύος είναι διατάξεις, οι οποίες μετατρέπουν την ηλεκτρική ισχύ από μια μορφή σε μια άλλη. Η ευρεία χρήση των αντιστροφέων τα τελευταία χρόνια έχει ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη της έρευνας και των εφαρμογών στον τομέα των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Η χρήση ημιαγωγικών υλικών στην κατασκευή των διακοπών έχει βελτιώσει κατά πολύ την ποιότητά τους (μικρότερες απώλειες, ταχύτερη απόκριση) και έχει μειώσει το μέγεθος και το κόστος τους με αποτέλεσμα να είναι πιο εύχρηστοι. Ο έλεγχος των αντιστροφέων γίνεται με τη βοήθεια ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, αναλογικών ή ψηφιακών. Η χρήση των αντιστροφέων στη διασύνδεση διεσπαρμένων παραγωγών στο δίκτυο, στα συστήματα οδήγησης κινητήρων, στην αντιστάθμιση αέργου ισχύος και σε μεγάλο αριθμό άλλων βιομηχανικών εφαρμογών είχε ως αποτέλεσμα την αναζήτηση νέων και ολοένα και πιο αποδοτικών μεθόδων κατασκευής και ελέγχου τους.

Ένα από τα βασικότερα πρόβλήματα στον σχεδιασμό των αντιστροφέων ήταν ανέκαθεν ο τρόπος ελέγχου της παρεχόμενης ισχύος. Η αύξηση των ελέγξιμων παραμέτρων οδήγησε σε καλύτερους τρόπους ελέγχου τους αυξάνοντας όμως την πολυπλοκότητά τους. Επομένως το κυριότερο μέλημα αποτέλεσε και αποτελεί ο συμβιβασμός μεταξύ του πλήθους των παραμέτρων και της πολυπλοκότητας του κυκλώματος που χρησιμοποιεί το σύστημα ελέγχου. Επίσης, πολύ σημαντικό ρόλο στην εξέλιξη των μεθόδων ελέγχου των αντιστροφέων έπαιξε η ανάγκη μείωσης στο ελάχιστο του αριθμού των αρμονικών στην έξοδό τους.

Μια από τις κυριότερες εφαρμογές των αντιστροφέων DC/AC είναι η διασύνδεση διατάξεων παραγωγής στο δίκτυο για την μεταφορά ισχύος από και προς αυτό. Η μεταφορά ισχύος προς το δίκτυο μπορεί να προέρχεται είτε απ'ευθείας από μια πηγή συνεχούς ρεύματος (DC) είτε από έναν μετατροπέα AC/DC που συνδέεται σε μια πηγή εναλλασσόμενου ρεύματος (AC). Οι περιπτώσεις αυτές παρουσιάζονται στο σχήμα 1. Ο μετατροπέας μεταφέρει προς το δίκτυο την ισχύ της πηγής και παράγει ή απορροφά από το δίκτυο άεργο ισχύ για την ρύθμιση του συντελεστή ισχύος. Πολλές φορές ο αντιστροφέας λειτουργεί και ως ανορθωτής, μεταφέροντας ισχύ από το δίκτυο προς

την πηγή. Συνήθως οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται για την διασύνδεση μικρών μονάδων παραγωγής στο δίκτυο, αποτελούμενων συνήθως από φωτοβολταικά στοιχεία ή fuel cells, οι οποίες παράγουν DC τάση ή ακόμα και μονάδες που παράγουν AC τάση (ανεμογεννήτριες, μικροτουρμπίνες), οι οποίες λόγω διαφορετικής συχνότητας δεν μπορούν να συνδεθούν απ'ευθείας στο δίκτυο.



Σχήμα 1 Σύνδεση διατάξεων παραγωγής στο δίκτυο

- A. μέσω μετατροπέα DC/AC
- B. μέσω μετατροπέα DC/DC/AC
- C. μέσω μετατροπέα AC/DC/AC

Μια από τις βασικότερες δυσκολίες κατά την χρήση των αντιστροφών για την διασύνδεση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο είναι ο συγχρονισμός της τάσης εξόδου τους με την τάση του δικτύου καθώς και η εξάλειψη των αρμονικών που παράγονται. Η εξάλειψη των αρμονικών γίνεται κατά κύριο λόγο με την χρήση φίλτρων LC ενώ τελευταία έχει αρχίσει να χρησιμοποιείται και ως εναλλακτική λύση η χρήση φίλτρων LCL. Ο έλεγχος των αντιστροφών στηρίζεται στον έλεγχο του ρεύματος ή της τάσης τους. Στην πράξη, ως επί το πλείστον, χρησιμοποιείται ο έλεγχος ρεύματος διότι είναι πιο γρήγορος και πιο αποτελεσματικός από τον έλεγχο της τάσης. Βέβαια, την τελική απόφαση για το ελέγξιμο μέγεθος του αντιστροφέα την παίρνουμε ανάλογα με τις απαιτήσεις μας και τη χρήση του.

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η κατασκευή ενός τριφασικού αντιστροφέα, ο οποίος ελέγχεται με την μέθοδο των droops. Στο πρώτο κεφάλαιο της εργασίας γίνεται μια εισαγωγή στις αρχές λειτουργίας των αντιστροφών. Οι αντιστροφείς κατηγοριοποιούνται βάσει των εφαρμογών στις οποίες χρησιμοποιούνται, την πηγή τροφοδοσίας τους, του αλγόριθμου παλμοδότησης, του ελέγχου στον οποίο υπόκεινται και του φίλτρου με το οποίο συνδέονται στο δίκτυο. Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μια πληρέστερη αναφορά σε κάποιες χαρακτηριστικές μεθόδους ελέγχου. Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφεται η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την κατασκευή του αντιστροφέα. Αναφέρονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά του και τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν καθώς, επίσης, και η σχεδίαση του συστήματος ελέγχου του που πραγματοποιήθηκε στον υπολογιστή. Στο τέταρτο και τελευταίο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν από την απομονωμένη λειτουργία του αντιστροφέα με διάφορα είδη φορτίων.

Κεφάλαιο 1^ο

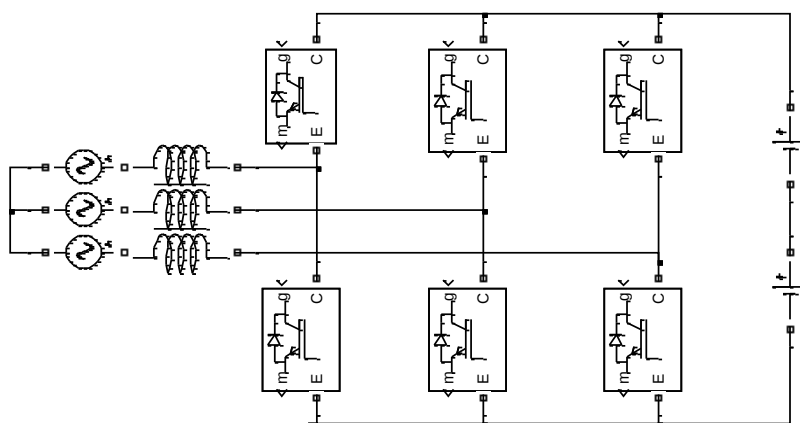
ΑΡΧΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ DC-AC

Στο κεφάλαιο αυτό, γίνεται μια αναφορά στις βασικότερες εφαρμογές που έχουν οι αντιστροφείς καθώς, επίσης, και στον τρόπο που αυτοί λειτουργούν και στις αρχές παλμοδότησής τους.

1.1 Εφαρμογές

Ο κοινός παρονομαστής της μεγάλης χρηστικότητας των αντιστροφέων είναι η δυνατότητά τους να ρυθμίζουν την τάση ή το ρεύμα στην έξοδό τους. [1]

- I. Οι αντιστροφείς μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη διασύνδεση πηγών σταθερής τάσης στο δίκτυο (σχήμα 1-1). Σε αυτές τις περιπτώσεις οι αντιστροφείς ρυθμίζουν την ενεργό και άεργο ισχύ που παρέχεται από τις πηγές ενέργειας στο δίκτυο.



Σχήμα 1-1 κύκλωμα αντιστροφέα διασυνδεδεμένου στο δίκτυο

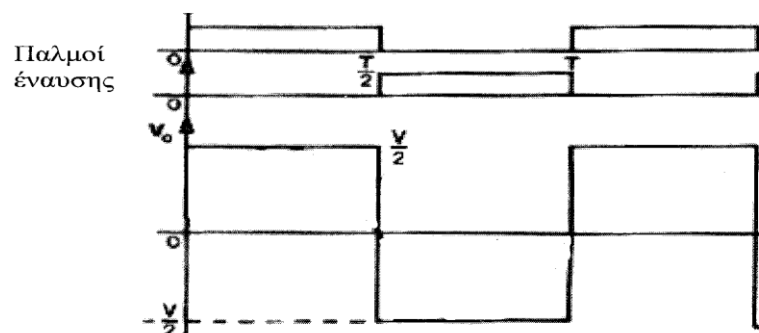
- II. Οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται εκτενώς σε συστήματα οδήγησης κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος. Η χρήση τους στον έλεγχο κινητήρων οδήγησε σταδιακά στην αντικατάσταση των DC μηχανών σε βιομηχανικές εφαρμογές, διότι οι μηχανές AC είναι μικρότερες και κοστίζουν λιγότερο αν και ο έλεγχος τους είναι πιο πολύπλοκος. Οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο ταχύτητας, θέσης, επιτάχυνσης αλλά και ροπής και παρουσιάζουν ικανοποιητική ακρίβεια και δυνατότητα ελέγχου σε μεγάλο εύρος ταχυτήτων.
- III. Οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται και ως ενεργά φίλτρα. Ένας αντιστροφέας μπορεί να συνδεθεί παράλληλα σε μια πηγή αρμονικών ρευμάτων (συνήθως αποτελούμενη από μη γραμμικά στοιχεία). Σε τέτοιες περιπτώσεις, το εύρος ζώνης του ελέγχου πρέπει να καλύπτει τις τάξεις των αρμονικών τις οποίες αντισταθμίζει ο αντιστροφέας. Όταν ο αντιστροφέας συνδεθεί εν σειρά με το δίκτυο είναι δυνατόν να αντισταθμίσει διαταραχές τάσης.
- IV. Οι αντιστροφείς μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την αντιστάθμιση αέργου ισχύος. Η λειτουργία τους βασίζεται στη διάχυση ή απορρόφηση κατάλληλης αέργου ισχύος προς ή από το δίκτυο, ώστε ο συντελεστής ισχύος μιας πηγής ή ενός φορτίου να βρίσκεται εντός ορισμένων προδιαγραφών.
- V. Τέλος, οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται στη μεταφορά ισχύος σε γραμμές υψηλής συνεχούς τάσης, στη μεταφορά ενεργού ισχύος σε αποθηκευτικά στοιχεία καθώς και στην αδιάλειπτη παροχή ισχύος.

1.2 Βασικές αρχές και λειτουργία του αντιστροφέα

Οι αντιστροφείς DC/AC διαχωρίζονται, ανάλογα με τον τύπο της πηγής που έχουμε συνδέσει στην DC πλευρά τους, σε αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης και σε αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος. Στην παρούσα εργασία, ο αντιστροφέας που θα κατασκευαστεί θα είναι τύπου πηγής τάσης με σταθερή DC τάση στην είσοδό του. Σε γενικές γραμμές η λειτουργία του αντιστροφέα έγκειται στην μετατροπή της συνεχούς τάσης με σταθερό πλάτος σε εναλλασσόμενη τάση μεταβλητού πλάτους και συχνότητας (σχ.1-3).

Στο σχήμα 1-2 παρουσιάζεται η γενική λειτουργία αντιστροφέα ημιγέφυρας (παλμοδότηση και τάση εξόδου) με παλμοδότηση τετραγωνικής μορφής.

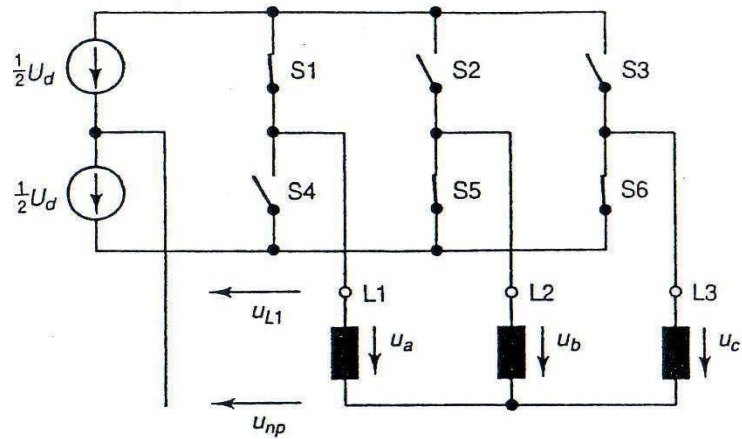
Κάθε χρονική στιγμή μιας περιόδου βρίσκεται ανοιχτό (άγει) μόνο ένα από τα δύο IGBT της κάθε ημιγέφυρας. Αυτό είναι πολύ σημαντικό διότι αν τύχει και ανοίξουν ταυτόχρονα τα δύο IGBT τότε προκαλείται βραχυκύκλωμα και καίγονται τα IGBT. Για να αρχίσουν να άγουν τα ημιαγωγικά στοιχεία δίδεται ένας παλμός κατάλληλου πλάτους και το στοιχείο άγει για όσο χρόνο διαρκεί ο παλμός. Επομένως, η διαμόρφωση του εύρους του παλμού (PWM) είναι ουσιαστικά η κυριότερη παράμετρος λειτουργίας του αντιστροφέα. Εφόσον τα ημιαγωγικά στοιχεία ανοίγουν με τροφοδοσία παλμού έπεται ότι και η τάση που δίνουν στην έξοδο θα είναι τετραγωνικής μορφής δύο καταστάσεων (θετικές-αρνητικές τιμές).



Σχήμα 1-2 παλμοί έναυσης των IGBT της κάθε ημιγέφυρας
και τάση εξόδου της ημιγέφυρας

1.2.1 Τάση εξόδου αντιστροφέα συναρτήσει των παλμών έναυσης [2]

Στην παρούσα διπλωματική ο αντιστροφέας είναι τριφασικός, αποτελείται δηλαδή από τρεις ημιγέφυρες συνδεδεμένες παράλληλα (σχήμα 1-3).



σχήμα 1-3 τριφασικός αντιστροφέας

Ανάλογα με το ποιός διακόπτης της κάθε ημιγέφυρας είναι κλειστός, κάθε ακροδέκτης μπορεί να βρίσκεται σε δύο καταστάσεις $+V_d/2$ ή $-V_d/2$. Λόγω των τριών ζευγών διακοπών οι πιθανές καταστάσεις λειτουργίας είναι $2^3=8$. Οι καταστάσεις αυτές παρουσιάζονται στον πίνακα 1-1.

Πίνακας 1-1

καταστάσεις	pS1	pS2	pS3	u_{L1}	u_{L2}	u_{L3}
1	1	0	0	$+V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$
2	1	1	0	$+V_d/2$	$+V_d/2$	$-V_d/2$
3	0	1	0	$-V_d/2$	$+V_d/2$	$-V_d/2$
4	0	1	1	$-V_d/2$	$+V_d/2$	$+V_d/2$
5	0	0	1	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$+V_d/2$
6	1	0	1	$+V_d/2$	$-V_d/2$	$+V_d/2$
7	1	1	1	$+V_d/2$	$+V_d/2$	$+V_d/2$
0	0	0	0	$-V_d/2$	$-V_d/2$	$-V_d/2$

Στον πίνακα 1-1 παρουσιάζονται μόνο οι καταστάσεις λειτουργίας των άνω ημιαγωγικών στοιχείων καθώς τα κάτω στοιχεία βρίσκονται πάντα σε συμπληρωματική κατάσταση. Στις δύο τελευταίες καταστάσεις του πίνακα άγουν αντίστοιχα όλα τα άνω και όλα τα κάτω ημιαγωγικά στοιχεία. Επομένως, οι τρεις ακροδέκτες του αντιστροφέα είναι βραχυκυκλωμένοι και οι τάσεις τους ως προς τον ουδέτερο του φορτίου είναι μηδέν. Συνεπώς, οι δύο τελευταίες καταστάσεις θεωρούνται ισοδύναμες.

Οι τάσεις των ακροδεκτών L1, L2, L3 ως προς το κοινό σημείο «ο», το κοινό σημείο σύνδεσης των πηγών συνεχούς τάσης του σχήματος 1-3, προκύπτουν ίσες με [5] :

$$\begin{aligned} v_{L1} &= (pS1) \frac{V_d}{2} + (1 - pS1) \left(-\frac{V_d}{2}\right) = (2 \cdot pS1 - 1) \frac{V_d}{2} \\ v_{L2} &= (pS2) \frac{V_d}{2} + (1 - pS2) \left(-\frac{V_d}{2}\right) = (2 \cdot pS2 - 1) \frac{V_d}{2} \\ v_{L3} &= (pS3) \frac{V_d}{2} + (1 - pS3) \left(-\frac{V_d}{2}\right) = (2 \cdot pS3 - 1) \frac{V_d}{2} \end{aligned} \quad (1.1)$$

Οι πολικές τάσεις είναι :

$$\begin{aligned} v_{L1L2} &= v_{L1} - v_{L2} = (pS1 - pS2) \cdot V_d \\ v_{L2L3} &= v_{L2} - v_{L3} = (pS2 - pS3) \cdot V_d \\ v_{L3L1} &= v_{L3} - v_{L1} = (pS3 - pS1) \cdot V_d \end{aligned} \quad (1.2)$$

Για τις φασικές τάσεις του αντιστροφέα ισχύει :

$$\begin{aligned} v_a &= v_{L1} - v_{np} = i_a \cdot Z(s) \\ v_b &= v_{L2} - v_{np} = i_b \cdot Z(s) \\ v_c &= v_{L3} - v_{np} = i_c \cdot Z(s) \end{aligned} \quad (1.3)$$

Όλα τα μεγέθη είναι εκφρασμένα στο πεδίο Laplace και $Z(s)$ είναι το φορτίο κάθε ακροδέκτη (είναι παντού $Z(s)$ διότι είναι συμμετρικό). Επειδή ο ουδέτερος του φορτίου είναι ασύνδετος ισχύει :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1.4)$$

Οπότε προκύπτει ότι :

$$v_{np} = \frac{1}{3}(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3}) \quad (1.5)$$

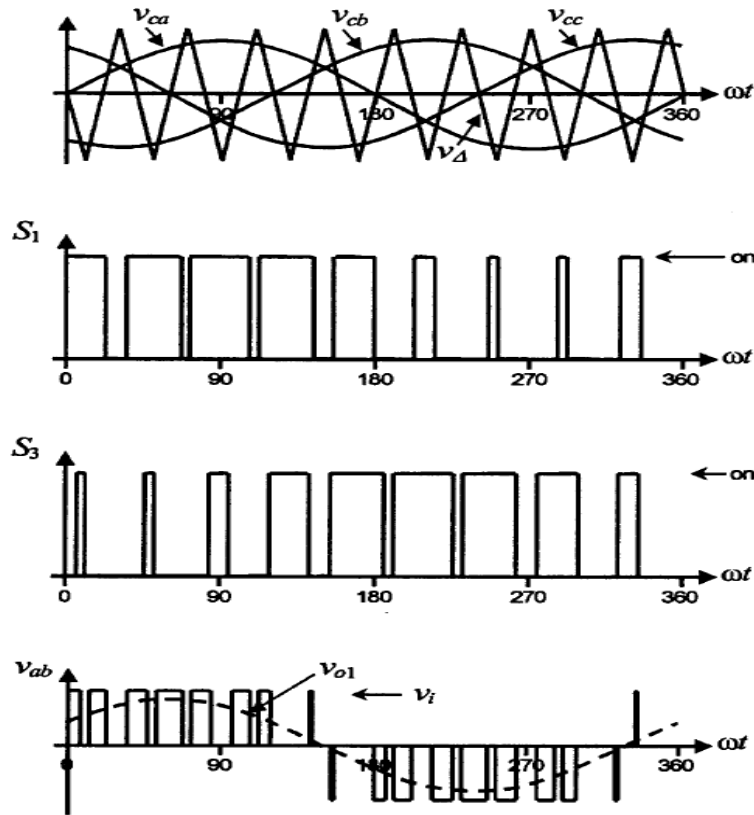
Επομένως οι φασικές τάσεις του αντιστροφέα είναι :

$$\begin{aligned} v_a &= v_{L1} - v_{np} = v_{L1} - \frac{1}{3}(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3}) = \frac{2}{3}v_{L1} - \frac{1}{3}v_{L2} - \frac{1}{3}v_{L3} \\ v_b &= v_{L2} - v_{np} = v_{L2} - \frac{1}{3}(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3}) = \frac{2}{3}v_{L2} - \frac{1}{3}v_{L3} - \frac{1}{3}v_{L1} \\ v_c &= v_{L3} - v_{np} = v_{L3} - \frac{1}{3}(v_{L1} + v_{L2} + v_{L3}) = \frac{2}{3}v_{L3} - \frac{1}{3}v_{L1} - \frac{1}{3}v_{L2} \end{aligned} \quad (1.6)$$

Τελικά, οι φασικές τάσεις συναρτήσει των παλμών $pS1$, $pS2$, $pS3$ προκύπτουν ίσες με :

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{U_d}{3} \cdot (2 \cdot pS1 - pS2 - pS3) \\ u_b &= \frac{U_d}{3} \cdot (2 \cdot pS2 - pS3 - pS1) \\ u_c &= \frac{U_d}{3} \cdot (2 \cdot pS3 - pS1 - pS2) \end{aligned} \quad (1.7)$$

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι η κυματομορφή εξόδου του αντιστροφέα εξαρτάται από την διαμόρφωση των παλμών έναυσης των ημιαγωγικών στοιχείων (σχ.1-4).



σχήμα 1-4 α) φέρων και σήματα αναφοράς, β) διακοπτική κατάσταση 1, γ) διακοπτική κατάσταση 2, δ) AC τάση εξόδου

1.2.2 Ρεύμα εισόδου και ισχύς τριφασικού αντιστροφέα

Το ρεύμα εισόδου του τριφασικού αντιστροφέα θα ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων των τριών ημιγεφυρών. Δηλαδή,

$$I_d = I_1 + I_2 + I_3 = pS1 \cdot i_a + pS2 \cdot i_b + pS3 \cdot i_c \quad (1.8)$$

Αν η στιγμιαία τιμή της τάσης εισόδου είναι u_{dc} , η στιγμιαία ισχύς εισόδου θα είναι :

$$P_{dc} = u_{dc} \cdot I_d \quad (1.9)$$

Είναι προφανές, ότι η ισχύς στην έξοδο του αντιστροφέα θα είναι μικρότερη από την ισχύ εισόδου εξαιτίας των απωλειών στους διακόπτες (απώλειες αγωγής και διακοπτικές απώλειες) καθώς και στις απώλειες του κυκλώματος.

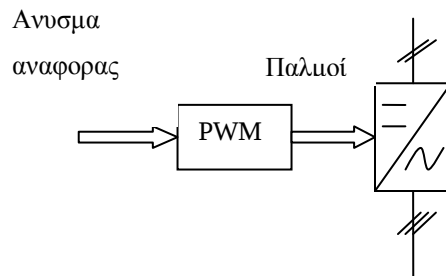
Κεφάλαιο 2^ο

ΜΕΘΟΔΟΙ ΕΛΕΓΧΟΥ

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται συνοπτικά ορισμένες μέθοδοι διαμόρφωσης παλμών τόσο ανοιχτού όσο και κλειστού βρόχου για την παραγωγή των παλμών οδήγησης των ημιαγωγικών στοιχείων των αντιστροφών.

2.1 Μέθοδοι διαμόρφωσης του εύρους των παλμών ανοιχτού βρόχου

Στις μεθόδους διαμόρφωσης των παλμών (PWM) ανοιχτού βρόχου χρησιμοποιείται ένα άνυσμα αναφοράς σαν είσοδος στο σύστημα ελέγχου, έτσι ώστε οι εναλλασσόμενες τάσεις στην έξοδο να παράγονται με κάποιο συγχρονισμό σε σχέση με το άνυσμα αυτό (σχήμα 2-1) .

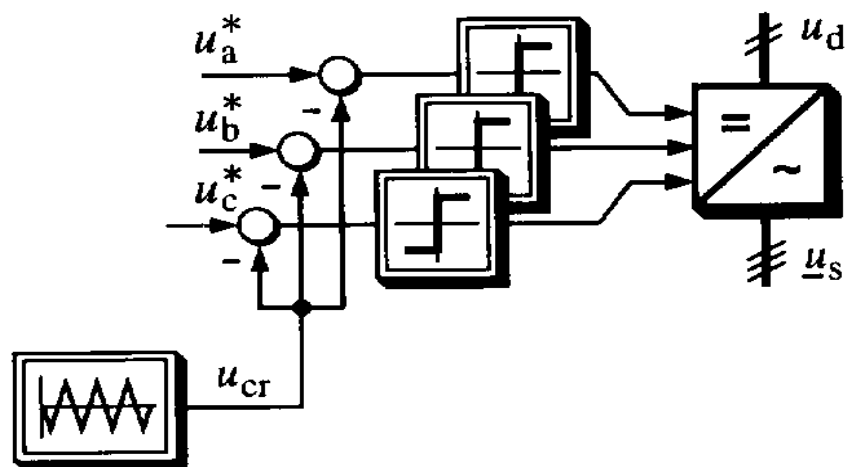


Σχήμα 2-1

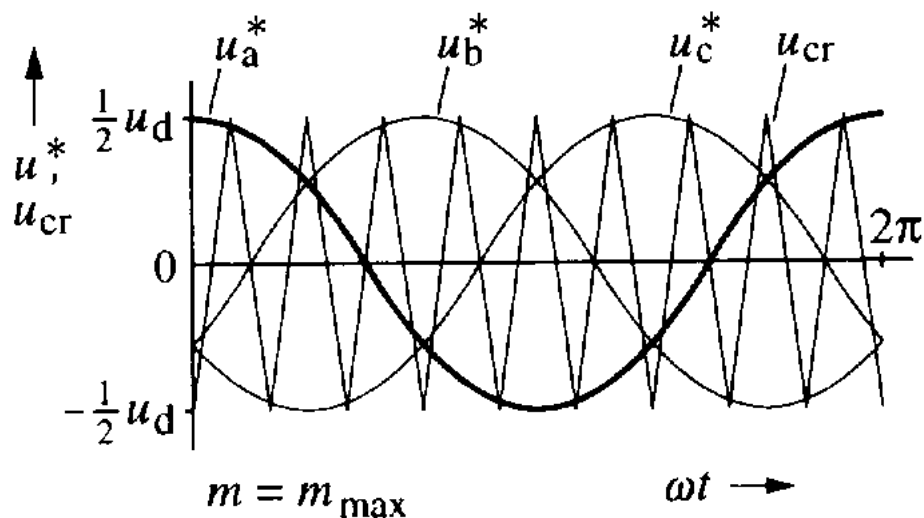
2.1.1 Μέθοδοι διαμόρφωσης παλμών με φέρον σήμα [6]

Το κύριο χαρακτηριστικό των μεθόδων αυτών είναι ότι έχουν υποπεριόδους σταθερής διάρκειας ίσης με $T_0 = 1/2f_s$, όπου f_s είναι η συχνότητα του φέροντος. Κατά τη διάρκεια κάθε υποπεριόδου, οποιαδήποτε ημιγέφυρα του αντιστροφέα αλλάζει πολικότητα. Η λειτουργία σε υποπεριόδους σταθερής διάρκειας φαίνεται στο φάσμα αρμονικών με ζεύγη αρμονικών συχνοτήτων συμμετρικά γύρω από την συχνότητα του φέροντος και γύρω από ακέραια πολλαπλάσιά της. Η πιο χαρακτηριστική περίπτωση διαμόρφωσης εύρους παλμών με φέρον είναι η ημιτονική διαμόρφωση. Στην ημιτονική διαμόρφωση

(SPWM) το σήμα αναφοράς είναι ημίτονο με συχνότητα ίδια με τη συχνότητα της τάσης που θέλουμε να παράγουμε. Στον τριφασικό αντιστροφέα τα σήματα ελέγχου είναι τρία ημιτονοειδή με διαφορά φάσης ανάλογη με την επιθυμητή στην έξοδο. Το κάθε σήμα ελέγχου συγκρίνεται με το φέρων σήμα που είναι τριγωνικό και από το αποτέλεσμα της σύγκρισης διαμορφώνεται το εύρος των παλμών (σχήματα 2-2 και 2-3).



σχήμα 2-2 block διάγραμμα μεθόδου SPWM



σχήμα 2-3 σήματα αναφοράς και φέρων σήμα

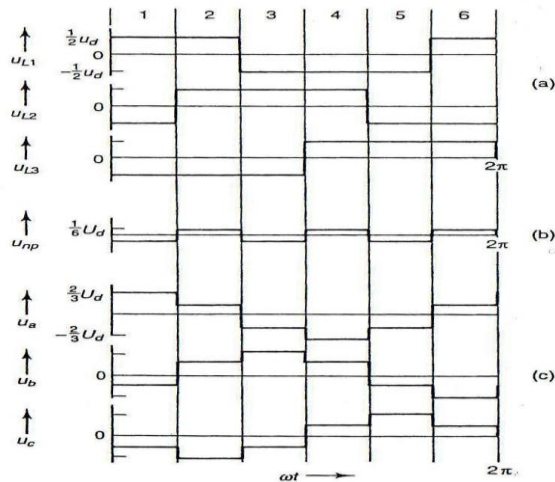
Στην ημιτονική διαμόρφωση σημαντικά μεγέθη είναι ο λόγος του πλάτους του σήματος ελέγχου προς το πλάτος του φέροντος σήματος $m_i = \frac{u}{V_d}$, το οποίο καθορίζει

το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και ο λόγος της συχνότητας του φέροντος σήματος προς τη συχνότητα του σήματος αναφοράς $m_f = \frac{f_s}{f}$, ο οποίος πρέπει να είναι ακέραιος και ο οποίος καθορίζει τις τάξεις των αρμονικών συνιστωσών της τάσης και η τιμή του πρέπει να επιλέγεται έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η αρμονική παραμόρφωση της τάσης.

2.1.2 Μέθοδος τετραγωνικού παλμού[7]

Στους αντιστροφείς με μέθοδο τετραγωνικού παλμού κάθε ημιαγωγικός διακόπτης άγει για 180° . Οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα, η τάση u_{np} καθώς και η φασικές τάσεις στο φορτίο παρουσιάζονται στο σχήμα 2-4. Η θεμελιώδης περίοδος διαιρείται σε έξι ίσα χρονικά διαστήματα ανάλογα με τον χρόνο έναυσης της κάθε ημιγέφυρας. Το δυναμικό του κοινού σημείου u_{np} του φορτίου είναι θετικό και ίσο με $+\frac{V_d}{6}$ όταν είναι κλειστοί περισσότεροι από ένας άνω διακόπτες και αρνητικό και ίσο με $-\frac{V_d}{6}$ όταν είναι κλειστοί περισσότεροι από ένας κάτω διακόπτες.

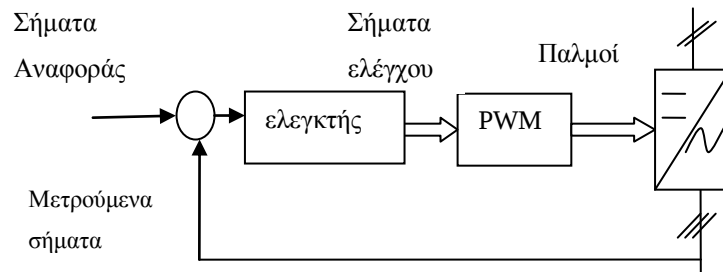
Η μέθοδος αυτή ονομάζεται «μέθοδος των έξι βημάτων».



σχήμα 2-4 (a) τάση ακροδεκτών αντιστροφέα
(b) τάση ουδέτερου σημείου
(c) φασικές τάσεις φορτίου

2.2 Μέθοδοι διαμόρφωσης εύρους παλμών κλειστού βρόχου [6]

Στις μεθόδους κλειστού βρόχου για την διαμόρφωση των παλμών χρησιμοποιείται στην είσοδο, εκτός από τα σήματα αναφοράς, και η έξοδος του αντιστροφέα (σχήμα 2-5). Συνήθως ως ανάδραση στον κλειστό βρόχο λειτουργούν τα ρεύματα ή οι τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα.

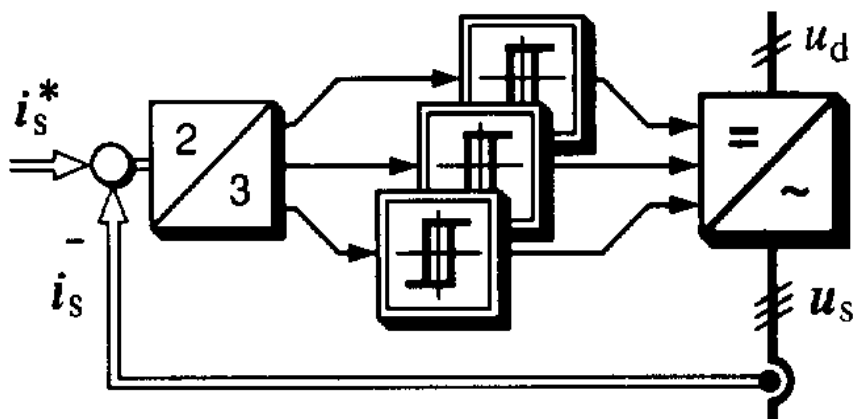


Σχήμα 2-5

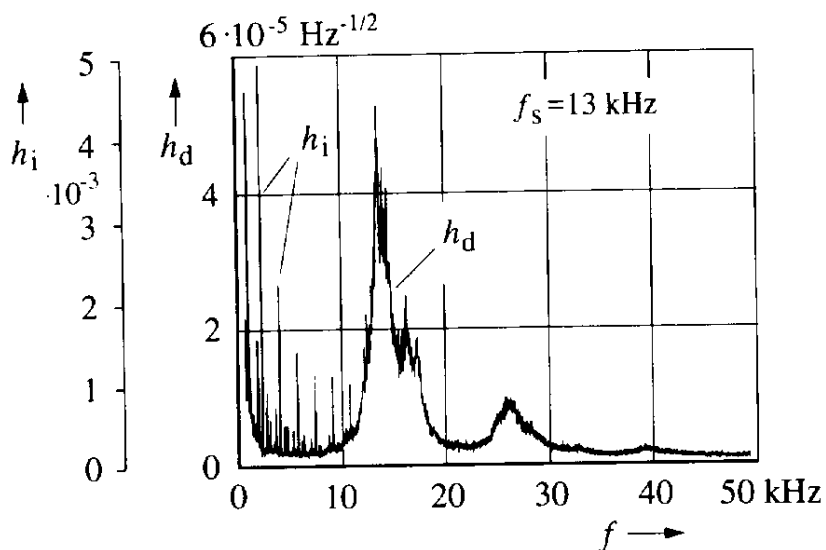
2.2.1 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της υστέρησης

Στο σχήμα 2-6 παρουσιάζεται το block διάγραμμα της μεθόδου υστέρησης. Η βασική παράμετρος λειτουργίας της μεθόδου αυτής είναι η ζώνη υστέρησης h . Κάθε ελεγκτής συγκρίνει το ρεύμα εξόδου κάθε φάσης του αντιστροφέα με το ρεύμα αναφοράς. Οι παλμοί ρυθμίζονται έτσι ώστε το σφάλμα, δηλαδή η διαφορά ανάμεσα στο ρεύμα εξόδου και το ρεύμα αναφοράς, να είναι μέσα στα προκαθορισμένα όρια $\pm h$. Η μέθοδος αυτή είναι απλή στην εφαρμογή της και έχει πολύ καλή δυναμική συμπεριφορά. Το βασικότερο πρόβλημα της μεθόδου αυτής είναι ότι δεν μπορεί να προσδιοριστεί ακριβώς η διακοπτική συχνότητα. Έχει βέβαια και κάποια άλλα μειονεκτήματα κυρίως σε μικρές διακοπτικές συχνότητες. Γι' αυτό το λόγο η μέθοδος της υστέρησης χρησιμοποιείται κυρίως σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Σε αυτή την περίπτωση, όμως, οι απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων που είναι ανάλογες με την διακοπτική συχνότητα αυξάνονται καθιστώντας προβληματική τη χρήση της

μεθόδου υστέρησης σε αντιστροφείς χαμηλής ισχύος. Οι αρμονικές τάσης και ρεύματος (σχήμα 2-7) παράγονται, πέρα από συχνότητες γύρω από τη συχνότητα του φέροντος, και σε συχνότητες πολλαπλάσιες των 50 Hz, σε ενδιαμέσες συχνότητες και σε συχνότητες στην περιοχή από 0 έως 50Hz. Επιπλέον προβλήματα που παρουσιάζονται, όπως αστοχίες του ρεύματος, αντιμετωπίζονται με τη χρήση συγκριτών και λογικής μνήμης.



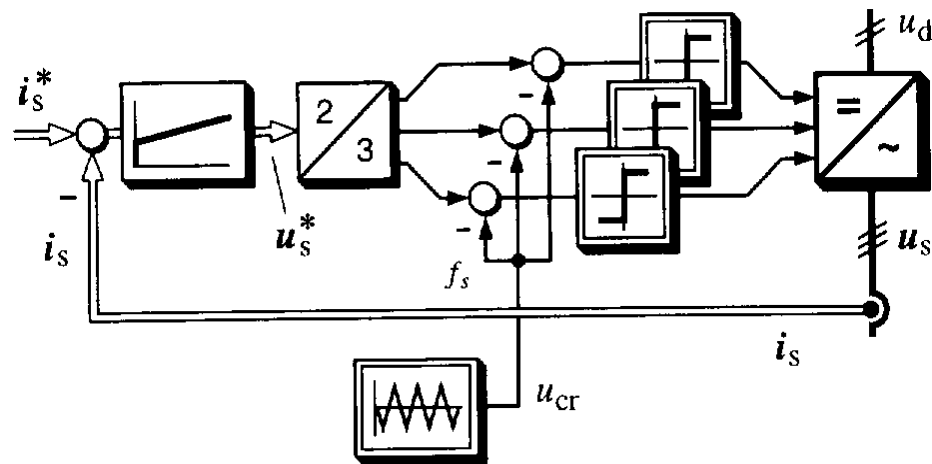
Σχήμα 2-6 block διάγραμμα μεθόδου υστέρησης



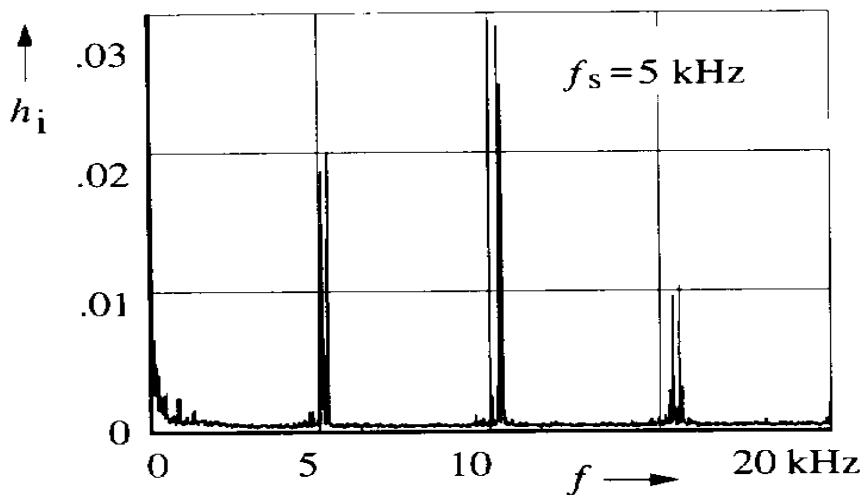
Σχήμα 2-7 φασματικό διάγραμμα αρμονικών ρεύματος και τάσης μεθόδου υστέρησης με διακοπτική συχνότητα 13kHz

2.2.2 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της ράμπας

Μια μέθοδος διαμόρφωσης με φέρον σήμα μέσα σε βρόχο ελέγχου ρεύματος ελαχιστοποιεί τυχόν αστοχίες της μεθόδου με υστέρηση (σχήμα 2-8) . Η ύπαρξη του φέροντος καθορίζει και την παράμετρο λειτουργίας του αντιστροφέα που είναι η συχνότητα αυτού. Ένας PI-ελεγκτής χρησιμοποιείται για να μετατρέψει το σφάλμα του ρεύματος σε μια τάση αναφοράς u_s , η οποία χρησιμοποιείται ως είσοδος στην διαμόρφωση παλμών. Η τάση αυτή συγκρίνεται με το φέρον σήμα και παράγονται οι επιθυμητοί παλμοί. Η μέθοδος της ράμπας, λόγω της ύπαρξης του φέροντος, έχει πολλές ομοιότητες με την SPWM κυρίως στο φάσμα των αρμονικών(σχήμα 2-9). Το φάσμα της είναι διακριτό και οι αρμονικές είναι συγκεντρωμένες κυρίως γύρω από την διακοπτική συχνότητα και πολλαπλάσια αυτής. Η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα είναι σταθερή και ίση με την συχνότητα του φέροντος. Το σφάλμα του ρεύματος κρατιέται σε χαμηλά επίπεδα επιλέγοντας μεγάλο κέρδος για τον PI ελεγκτή. Βέβαια, το κέρδος αυτό έχει και κάποιο όριο διότι ενισχύει τις αρμονικές του ρεύματος. Για να μην επηρεάσουμε την σωστή λειτουργία του διαμορφωτή παλμών επιλέγουμε την κλίση του σφάλματος έτσι ώστε να είναι μικρότερη από την κλίση του τριγωνικού φέροντος σήματος.



Σχήμα 2-8 block διάγραμμα μεθόδου ράμπας



Σχήμα 2-9 φασματικό διάγραμμα αρμονικών ρεύματος και τάσης μεθόδου ράμπας με διακοπτική συχνότητα 5kHz

2.3 Συμπεράσματα

Στις παραγράφους 2.1 και 2.2 παρουσιάστηκαν κάποιες ενδεικτικές μέθοδοι ανοιχτού και κλειστού βρόχου. Προφανώς, υπάρχουν πάρα πολλές παραλλαγές αυτών καθώς και διάφορες άλλες μέθοδοι που δεν αναφέρονται (ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στην βιβλιογραφία για περισσότερες πληροφορίες). Το να αποφασίσουμε αν θα χρησιμοποιήσουμε μέθοδο ανοιχτού ή κλειστού βρόχου για τον έλεγχο του αντιστροφέα είναι αρκετά δύσκολη και εξαρτάται κατά κύριο λόγο από την χρήση του αντιστροφέα. Για παράδειγμα, σε αντιστροφείς που συνδέονται σε κάποιο δίκτυο με συγκεκριμένες προδιαγραφές είναι προτιμότερο να χρησιμοποιηθεί κάποια μέθοδος με ανάδραση έτσι ώστε κάθε στιγμή η ρύθμιση του αντιστροφέα να γίνεται σύμφωνα με τις απαιτούμενες τιμές των διαφόρων μεγεθών χωρίς καμία άλλη παρέμβαση. Σε πιο απλά συστήματα που δεν απαιτούν την παρακολούθηση του κυκλώματος κάθε χρονική στιγμή είναι προτιμότερο να υλοποιηθούν μέθοδοι ανοιχτού βρόχου διότι είναι σαφώς πιο απλές στην υλοποίησή τους. Η καλύτερη επιλογή βέβαια γίνεται πάντα έπειτα από μελέτη των επιθυμητών αποτελεσμάτων για να μπορέσουμε να επιλέξουμε την μέθοδο που θα μπορέσει να μας δώσει τα αποτελέσματα αυτά και είναι και η πιο αποδοτική, πράγμα καθόλου εύκολο και μάλιστα αρκετά χρονοβόρο.

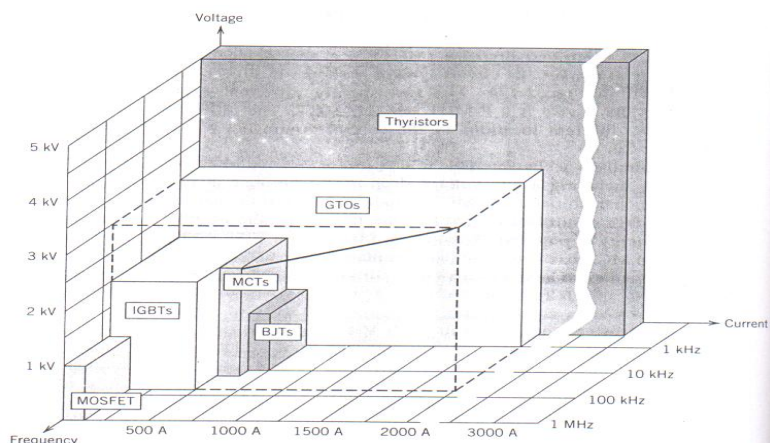
Κεφάλαιο 3^ο

ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν με λεπτομέρεια όλες οι κατασκευαστικές πλευρές που αφορούν την διάταξη του τριφασικού αντιστροφέα.

3.1 Τριφασική γέφυρα

Το IGBT από τη στιγμή της εμφάνισής του χαρακτηρίστηκε σαν εκείνο το διακοπτικό στοιχείο που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα του MOSFET ισχύος και του διπολικού τρανζίστορ. Το IGBT διαθέτει εκπομπό και συλλέκτη όπως το διπολικό τρανζίστορ και πύλη επίδρασης όπως το MOSFET. Έτσι, λοιπόν, οδηγείται με τάση χωρίς να καταναλώνει ρεύμα στην είσοδο και ταυτόχρονα μπορεί να χειριστεί υψηλές τάσεις και ρεύματα λειτουργώντας σε πολύ υψηλές συχνότητες. Τέλος, έχει μικρούς χρόνους μετάβασης δηλαδή υψηλές ταχύτητες μεταγωγής. Βέβαια, η τελική επιλογή του κατάλληλου είδους του ημιαγωγικού στοιχείου εξαρτάται από το επίπεδο της τάσης και του ρεύματος καθώς και από την διακοπτική συχνότητα που θα έχει η διάταξή μας (σχ.3-1).



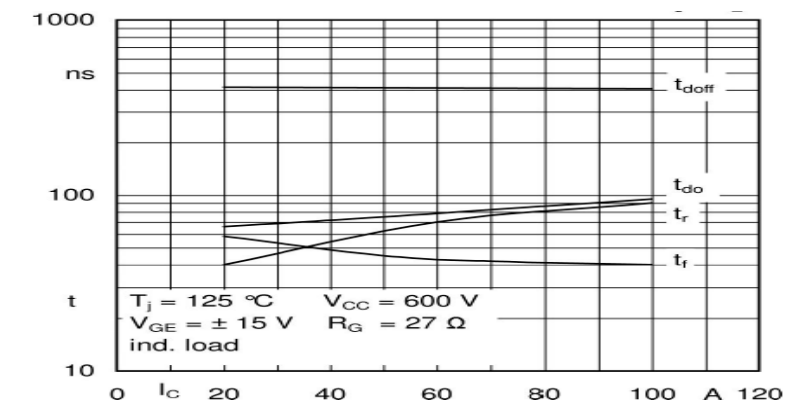
Σχήμα 3-1 Δυνατότητες ισχύος και διακοπτικές συχνότητες ημιαγωγικών διακοπών .[Mohan, Undeland, Robins, *Power Electronics* 2003]

Η τριφασική γέφυρα αποτελείται από έξι IGBT συνδεδεμένα ανά ζεύγη σε σειρά και τα ζεύγη μεταξύ τους παράλληλα. Για την κατασκευή της τριφασικής γέφυρας της παρούσας διπλωματικής χρησιμοποιήθηκαν τρία ζευγάρια IGBT SKM 50GB 123 D της εταιρίας SEMIKRON (σχήμα 3-2) .



Σχήμα 3-2 ζευγάρι IGBT με αντιπαράλληλες διόδους

Στο εσωτερικό του κουτιού του σχήματος 3-2 βρίσκονται δύο IGBT συνδεδεμένα σε σειρά και το καθένα έχει συνδεδεμένη παράλληλα μια diode ελεύθερης διέλευσης. Τα παραπάνω ημιαγωγικά στοιχεία έχουν δυνατότητα μέγιστης διέλευσης ρεύματος I_C έως και 50A σε θερμοκρασία 25 °C. Η μέγιστη τάση συλλέκτη εκπομπού είναι $V_{CE}=1200V$. Για να αρχίσουν να άγουν τα IGBT χρειάζονται μια τάση πύλης εκπομπού V_{GE} με $V_{GE,max}=20V$. Εδώ εμείς θα δώσουμε τάση ίση με 15V για να ξεκινήσει η αγωγή των IGBT. Στο σχήμα 3-3 παρουσιάζονται οι χρόνοι έναυσης, ανόδου, σβέσης και καθόδου των IGBT σε συνάρτηση με το ρεύμα I_C [8].

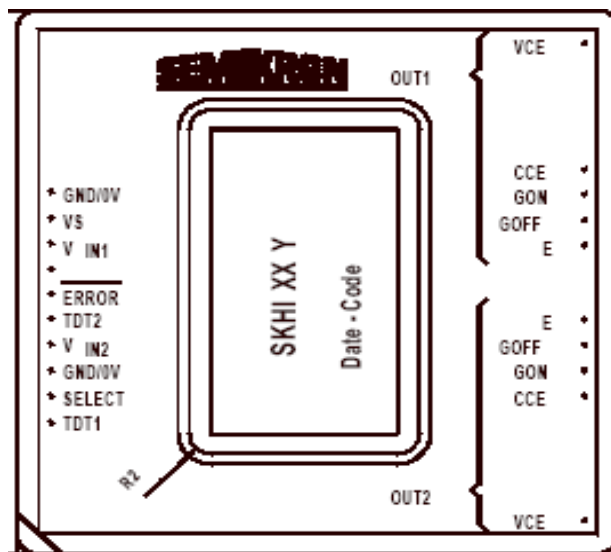


Σχήμα 3-3 χρόνοι λειτουργίας των IGBT

Η τριφασική γέφυρα τοποθετείται πάνω σε ψύκτρα, η οποία προβλέπεται από τον κατασκευαστή και είναι της ίδιας εταιρίας . Το μοντέλο της ψήκτρας είναι το P3 και έχει μήκος 180mm.

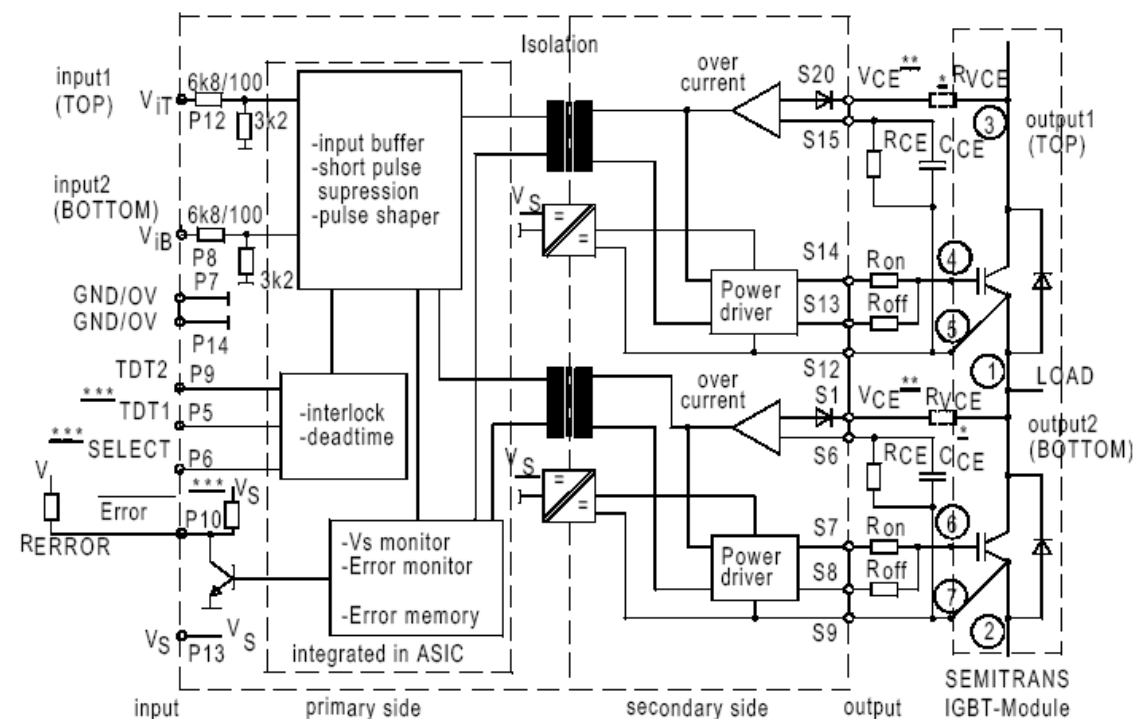
3.2 Κυκλώματα οδήγησης (drivers) [9]

Το σημαντικότερο, ίσως, κομμάτι του αντιστροφέα είναι το κύκλωμα οδήγησης των IGBT. Ο driver (σχήμα 3-4) κατά βάση είναι αυτός που δίνει τον κατάλληλο παλμό έναυσης στους διακόπτες. Το μοντέλο του driver που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική είναι το SKHI22BH4 της SEMIKRON. Κάθε driver μπορεί να οδηγήσει δύο IGBT, επομένως στον τριφασικό αντιστροφέα της εργασίας μας χρησιμοποιήσαμε τρεις. Βέβαια, για να λειτουργήσουν σωστά τα IGBT δεν αρκεί να δώσουμε μόνο τους κατάλληλους παλμούς. Χρειάζονται και άλλες συσκευές που είναι απολύτως απαραίτητες, οι οποίες στο συγκεκριμένο driver που χρησιμοποιήσαμε είναι όλες ενσωματωμένες. Οι συσκευές αυτές είναι για την οδήγηση, την τροφοδοσία, την παρακολούθηση σφαλμάτων και την ηλεκτρική απομόνωση. Αυτό έχει ως συνέπεια την χρήση μικρού αριθμού καλωδίων για την σύνδεση του driver στο ημιαγωγικούς διακόπτες.



Σχήμα 3-4

Στην συνέχεια θα αναλύσουμε πιο διεξοδικά τις λειτουργίες του driver παρουσιάζοντας και το εσωτερικό του (σχήμα 3-5) και θα υπολογίσουμε και τις τιμές των εξωτερικών στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του τελικού κυκλώματος (σχήμα 3-6). Η τάση των IGBT ελέγχεται από ένα ενσωματωμένο κύκλωμα προστασίας βραχυκυκλώματος, το οποίο θα κλείσει τους διακόπτες σε περίπτωση που η τάση ξεπεράσει μια προκαθορισμένη τιμή. Σε περίπτωση βραχυκυκλώματος ή σε περίπτωση χαμηλής τροφοδοσίας η μνήμη σφάλματος που υπάρχει ενσωματωμένη στον driver ενεργοποιείται και παράγεται ένα σήμα σφάλματος, το οποίο μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ανατροφοδότηση στο σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα για να διακοπεί και η παλμοδότηση.



Σχήμα 3-5 εσωτερικό κύκλωμα driver

Το block διάγραμμα δείχνει τις εισόδους του driver αριστερά (πρωτεύουσα πλευρά) και τις εξόδους δεξιά (δευτερεύουσα πλευρά). Ένα από τα σημαντικότερα κυκλώματα στο εσωτερικό του driver είναι το κύκλωμα μανδάλωσης και παραγωγής νεκρού χρόνου των IGBT, το οποίο βρίσκεται στην πρωτεύουσα πλευρά. Εάν το ένα IGBT άγει το άλλο IGBT της ημιγέφυρας δεν μπορεί να ανοίξει. Επιπλέον, ο driver

παράγει έναν χρόνο μανδάλωσης που ρυθμίζεται ψηφιακά, ο οποίος πρέπει να είναι μεγαλύτερος από τον χρόνο σβέσης των IGBT. Αυτό γίνεται για να αποφευχθεί η έναυση ενός IGBT πριν την πλήρη αποφόρτιση του άλλου IGBT της ημιγέφυρας. Ο driver, επίσης, έχει την δυνατότητα να εξουδετερώνει παλμούς πολύ μικρής διάρκειας στην είσοδό του και δεν τους επιτρέπει να μεταφερθούν στα ημιαγωγικά στοιχεία. Η ελάχιστη χρονική διάρκεια που μπορεί να έχει ένας παλμός είναι 500ns.

Για την ένωση αλλά και την απομόνωση της πρωτεύουσας από την δευτερεύουσα πλευρά υπάρχει μια ομάδα μετασχηματιστών παλμών. Η ομάδα αυτή αποτελείται από δύο μετασχηματιστές παλμών. Ο ένας χρησιμοποιείται και προς τις δύο κατευθύνσεις για τα σήματα έναυσης και σβέσης των IGBT και για την ανατροφοδότηση του σφάλματος ανάμεσα στην πρωτεύουσα και την δευτερεύουσα πλευρά. Ο άλλος χρησιμεύει ως ηλεκτρική απομόνωση και ως τροφοδοσία της δευτερεύουσας πλευράς του driver.

Στη δευτερεύουσα πλευρά του driver υπάρχουν ουσιαστικά δύο συμμετρικοί διακόπτες. Ο ακροδέκτης για την παρακολούθηση της τάσης V_{CE} (V_{CE} -monitoring) ελέγχει την τάση συλλέκτη-εκπομπού κατά την διάρκεια που άγει το IGBT. Η τάση V_{CE} περιορίζεται εσωτερικά στην τιμή των 10V. Εάν ξεπεραστεί η τιμή της τάσης αναφοράς V_{CEref} το IGBT κλείνει και παράγεται ένα σήμα σφάλματος. Με την έναυση του IGBT η τάση V_{CE} έχει μεγαλύτερη τιμή από ότι στην μόνιμη κατάσταση, η οποία αποκαθίσταται μετά από κάποιο χρονικό διάστημα. Αυτό σημαίνει ότι η τάση V_{CEref} πρέπει να έχει δυναμική συμπεριφορά. Η τάση V_{CEstat} είναι η σταθερή τιμή της τάσης V_{CEref} και προσαρμόζεται στην απαιτούμενη μέγιστη τιμή για κάθε IGBT από μια εξωτερική αντίσταση R_{CE} , η οποία συνδέεται ανάμεσα στους ακροδέκτες C_{CE} και E . Η τιμή της δεν πρέπει να ξεπερνά το 10V. Η σταθερά χρόνου για την καθυστέρηση της τάσης V_{CEref} μπορεί να αυξηθεί με την χρήση ενός πυκνωτή C_{CE} , ο οποίος συνδέεται παράλληλα με την αντίσταση. Ο πυκνωτής ελέγχει τον χρόνο που περνάει μετά την έναυση του IGBT έως ότου ενεργοποιηθεί το V_{CE} -monitoring. Η ταχύτητα

έναυσης και σβέσης των IGBT μπορεί να ρυθμιστεί επιλέγοντας κατάλληλες αντιστάσεις R_{Gon} και R_{Goff} .

Οι τιμές όλων των εξωτερικών στοιχείων του κυκλώματος μπορούν να υπολογιστούν από τους τύπους 3.1 έως 3.4 [9].

$$V_{CEstat}(V) = \frac{10 \cdot R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} - 1.4 \quad (3.1)$$

$$t_{min} = C_{CE}(nF) \cdot \frac{10 \cdot R_{CE}(k\Omega)}{10 + R_{CE}(k\Omega)} \cdot \ln \left[\frac{15 - V_{CEstat}(V)}{10 - V_{CEstat}(V)} \right] \quad (3.2)$$

$$R_{Gon} > 3\Omega \quad (3.3)$$

$$R_{Goff} > 3\Omega \quad (3.4)$$

Στο datasheet του driver υπάρχουν κάποιες τυπικές τιμές ανάλογα με τον τύπο των ημιαγωγικών στοιχείων που χρησιμοποιούνται. Οι τιμές για τον τύπο των IGBT που χρησιμοποιήσαμε παρουσιάζονται παρακάτω :

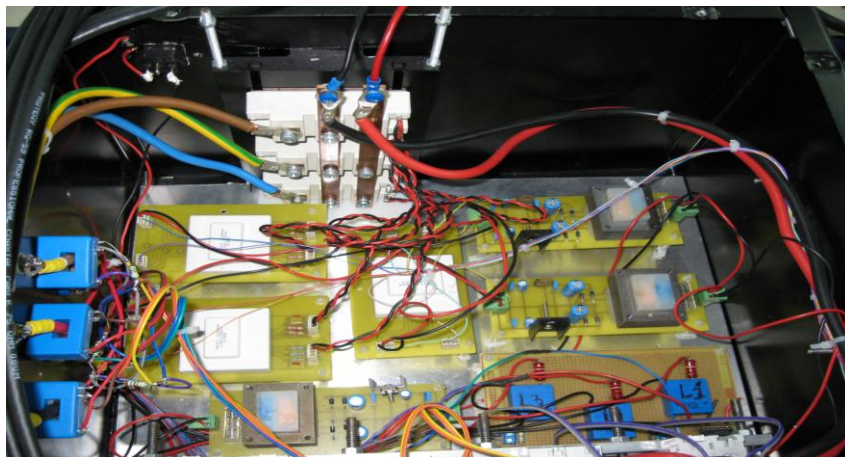
$$R_{CE} = 18k\Omega$$

$$C_{CE} = 330pF$$

$$R_{Gon} = 22\Omega$$

$$R_{Goff} = 22\Omega$$

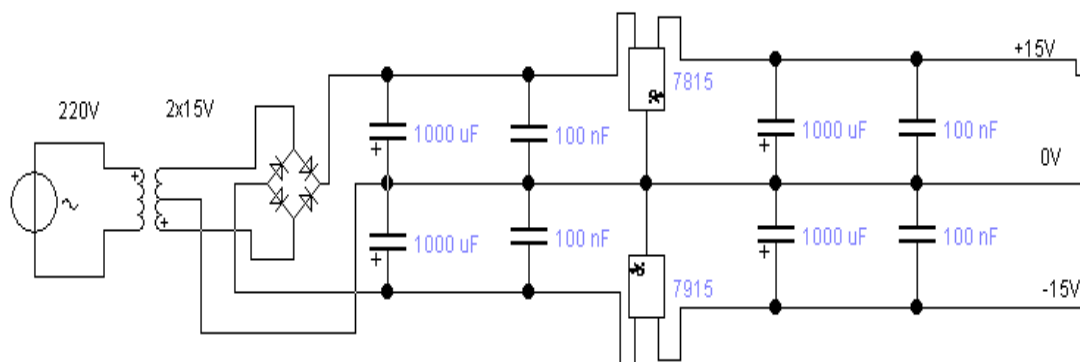
Κατά την σύνδεση των drivers με την τριφασική γέφυρα προσπαθήσαμε να μειώσουμε όσο μπορούσαμε το μήκος των καλωδίων που έγιναν οι συνδέσεις έτσι ώστε να μειώσουμε στο ελάχιστο τις παρασιτικές χωρητικότητες στο κύκλωμα.



Σχήμα 3-6 Εσωτερικό αντιστροφέα

3.3 Κατασκευή τροφοδοτικού

Όλες οι συσκευές που χρειάζονται τάση τροφοδοσίας στον αντιστροφέα μας θέλουν τάση τροφοδοσίας ίση με 15V. Για να πάρουμε αυτή την τάση κατασκευάσαμε το τροφοδοτικό του σχήματος 3-7.



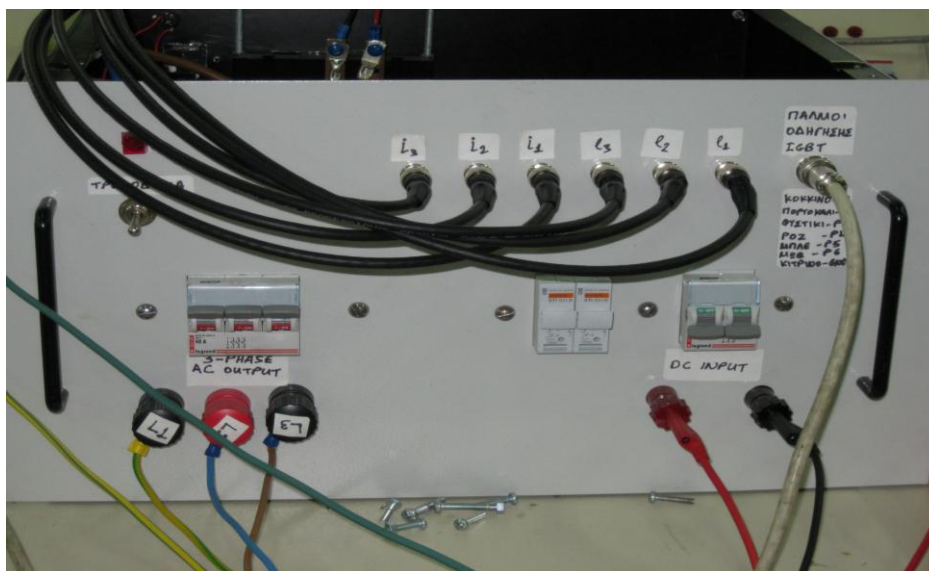
Σχήμα 3-7 σχέδιο τροφοδοτικού

Ο μετασχηματιστής είναι 220V/ 2x15V με μεσαία λήψη. Η γέφυρα διόδων ανορθώνει την τάση εξόδου του ΜΣ και στη συνέχεια με τη βοήθεια κάποιων πυκνωτών, των οποίων οι τιμές είναι $C_1 = 1000\mu F / 25V$, $C_2 = 100nF$, $C_3 = 100\mu F / 25V$ και σταθεροποιούν την τάση στα 15V, και κάποιων ολοκληρωμένων (7815 για τα +15V και 7915 για τα -15V), παίρνουμε στην έξοδο συνεχή τάση σταθερής τιμής. Τα ολοκληρωμένα χρησιμοποιούνται διότι παρέχουν στο κύκλωμα το επιθυμητό ρεύμα, μέσα σε κάποια όρια φυσικά. Έχουν δικιά τους προστασία υπερθέρμανσης και δικό τους περιορισμό βραχυκυκλώματος καθώς επίσης δεν χρειάζονται και εξωτερικά στοιχεία για να λειτουργήσουν. Η σχεδίαση της τυπωμένης πλακέτας για την κατασκευή του τροφοδοτικού έγινε με τη βοήθεια του προγράμματος Sprint Layout.

3.4 Προστασία του κυκλώματος και βύσματα εισόδου και εξόδου

Για την προστασία του κυκλώματος αλλά και για την προστασία των χειριστών του αντιστροφέα έχουν τοποθετηθεί εξωτερικά κάποιοι διακόπτες και κάποιες ασφάλειες. Συγκεκριμένα, στην είσοδο του αντιστροφέα (DC πλευρά) τοποθετήθηκαν ασφαλειοθήκες με ασφάλειες αρχικά των 10 A, για τις δοκιμές του αντιστροφέα, και ένας διπλός διακόπτης 40 A έτσι ώστε σε περίπτωση αστοχίας του κυκλώματος να υπάρχει η δυνατότητα απομόνωσης του από την DC τάση. Στην έξοδο του αντιστροφέα (AC πλευρά) τοποθετήθηκε τριπλός AC διακόπτης 40 A. Τέλος, ασφαλειοθήκη τοποθετήθηκε και στην είσοδο της τροφοδοσίας των 220 V του κυκλώματος καθώς και διακόπτης για την τροφοδοσία των 220 V.

Η παλμοδότηση των IGBT θα πραγματοποιείται μέσω ενός βύσματος 7-πινου (6 pins για τους παλμούς και 1 pin για το «μηδέν» τους). Τα μεγέθη που μας ενδιαφέρουν για την σωστή λειτουργία του αντιστροφέα είναι οι τρεις τάσεις εξόδου του και τα τρία ρεύματα εξόδου του. Για την μέτρηση των μεγεθών αυτών χρησιμοποιήσαμε έξι BNC βύσματα. Για την DC είσοδο και για την AC έξοδο του αντιστροφέα χρησιμοποιήσαμε bornes των 63 A και των 100 A αντίστοιχα. Η πρόσοψη του αντιστροφέα πάνω στην οποία βρίσκονται τοποθετημένα όλα τα παραπάνω εξαρτήματα παρουσιάζεται στο σχήμα 3-8.



Σχήμα 3-8 Πρόσοψη αντιστροφέα

3.5 Σύνδεση και επικοινωνία του αντιστροφέα με τον υπολογιστή

3.5.1 Προγραμματιστικό περιβάλλον LABVIEW

Η παλμοδότηση των IGBT του αντιστροφέα θα γίνει με τη βοήθεια υπολογιστή, ο οποίος έχει εγκατεστημένο το κατάλληλο πρόγραμμα. Οι παλμοί θα παραχθούν με τη βοήθεια του προγράμματος LABVIEW. Το LABVIEW είναι ένα γραφικό προγραμματιστικό περιβάλλον, στο οποίο δίδεται η δυνατότητα στον χρήστη με τη βοήθεια των κατάλληλων module να υλοποιήσει όλες τις μαθηματικές και τεχνικές σχέσεις που απαιτούνται για την λύση του προβλήματός του προσομοιώνοντας θεωρητικά το επιθυμητό κύκλωμα. Με τα κατάλληλα πρόσθετα εργαλεία, που θα αναφερθούν παρακάτω, το LABVIEW δίνει τη δυνατότητα στο χρήστη να λειτουργήσει το πρόγραμμά του σε πραγματικό χρόνο και να καταφέρει να έχει την απαραίτητη αλληλεπίδραση με το εξωτερικό περιβάλλον. Αρχικά θα υλοποιηθεί το κύκλωμα παραγωγής παλμών στο LABVIEW, θα προσομοιωθεί θεωρητικά και στη συνέχεια οι παλμοί που παράγει θα τροφοδοτηθούν στα IGBT. Η τροφοδοσία των παλμών θα γίνει με τη βοήθεια ειδικής κάρτας, η οποία έχει συνδεθεί στον υπολογιστή και χρησιμεύει ως διάυλος επικοινωνίας του προγράμματος LABVIEW με τον αντιστροφέα μας. Για να πραγματοποιηθεί η επικοινωνία του λογισμικού LABVIEW με την κάρτα PCI χρειάζεται επιπλέον η κατάλληλη έκδοση του λογισμικού NI-DAQmx.

3.5.2 Προδιαγραφές της κάρτας εισόδου

Η κάρτα που χρησιμοποιήσαμε είναι η PCI-6251 της National Instruments. Οι κάρτες αυτές της NI έχουν αναλογικές εισόδους και εξόδους, ψηφιακές εισόδους και εξόδους καθώς και εξόδους με μορφή παλμών διαμορφώσιμες κατά πλάτος και κατά εύρος (counter). Βέβαια, οι κάρτες αυτές δεν έχουν απεριόριστες δυνατότητες. Οι συνηθέστεροι περιορισμοί είναι στην συχνότητα των σημάτων που έχουμε στην είσοδο ή στην έξοδο καθώς και στο πλάτος της τάσης που δέχονται. Η συγκεκριμένη κάρτα

που χρησιμοποιήσαμε έχει ως περιορισμό τα 10MHz στο σύνολο των εξόδων και όχι σε κάθε μια ξεχωριστά. Η PCI-6251 έχει 16 αναλογικές εισόδους, 2 αναλογικές εξόδους, 24 ψηφιακές εισόδους/εξόδους και 2 εξόδους counter. Οι κάρτες αυτές, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, χρησιμεύουν και ως είσοδοι στον υπολογιστή για διάφορα μεγέθη που μετράμε από το κύκλωμά μας. Ο υπολογιστής έχει κάποιους περιορισμούς ως προς τις διάφορες εισόδους, κατά συνέπεια πρέπει να φέρουμε τα μετρούμενα μεγέθη στην επιθυμητή μορφή για να μπορέσουμε να τα επεξεργαστούμε από τον υπολογιστή.

3.5.3 Διαμόρφωση των μετρούμενων σημάτων

Αρχικά, πρέπει να ξέρουμε ότι ο υπολογιστής δέχεται μόνο τάσεις και σε καμία περίπτωση ρεύματα. Επομένως, πρέπει τα μετρούμενα μεγέθη να μετατραπούν κατάλληλα σε σήματα τέτοια που να μπορεί να καταλαβαίνει ο υπολογιστής μέσω της κάρτας. Γι'αυτό το λόγο χρησιμοποιούμε LEM ρεύματος με τα οποία έχουμε τη δυνατότητα να μετρήσουμε το ρεύμα αναλογικά με την τάση στα άκρα μιας αντίστασης (§ 3.6). Η τάση που μπορούμε να εισάγουμε ή να εξάγουμε προς και από τον υπολογιστή πρέπει να έχει πλάτος το πολύ μέχρι 10 Volt, λόγω του περιορισμού της κάρτας, επομένως εάν χρειαζόμαστε τάση μεγαλύτερου πλάτους πρέπει να την ενισχύσουμε με κάποιο τρόπο για να την χρησιμοποιήσουμε, ενώ εάν θέλουμε να εισάγουμε στον υπολογιστή τάση μεγαλύτερου πλάτους, πρέπει με κάποιο τρόπο να την υποβιβάζουμε. Στην περίπτωση μας τα IGBT, για να λειτουργήσουν, χρειάζονται παλμό με πλάτος 15 volt και η ενίσχυση γίνεται στο εσωτερικό του Driver. Για την εισαγωγή των μετρούμενων τάσεων στον υπολογιστή χρησιμοποιήσαμε LEM τάσης για να κάνουν τον υποβιβασμό.

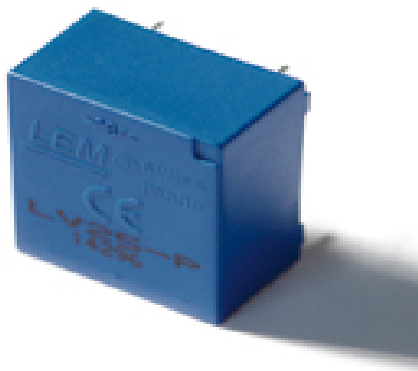
3.5.4 Κοίνο σημείο σύνδεσης του κυκλώματος

Κατά την κατασκευή του αντιστροφέα παρουσιάστηκε πρόβλημα με την σύνδεση των τάσεων αναφοράς στους drivers που οδηγούν τα IGBT. Τα μηδενικά αυτά ήταν του

τροφοδοτικού και των εξόδων της κάρτας που δίνει τους παλμούς. Το βασικό πρόβλημα ήταν ότι η κάρτα είναι συνδεδεμένη με το σασί του υπολογιστή και κατά συνέπεια με την γείωση της πρίζας. Αυτό δεν μας επέτρεπε να συνδέσουμε το DGND της κάρτας με τα 0V του τροφοδοτικού διότι θα είχαμε κυκλοφορία ρεύματος με κίνδυνο να καεί η κάρτα. Καταλήξαμε στο συμπέρασμα ότι μη συνδέοντας τον υπολογιστή στην γείωση, το DGND της κάρτας ήταν floating όπως και τα 0V του τροφοδοτικού, το οποίο εξ'αρχής δεν είχε γείωση. Συνεπώς, μπορούμε να τα συνδέσουμε μεταξύ τους χωρίς κανένα πρόβλημα για να έχουμε μια κοινή έξοδο προς τον driver.

3.6 Μετρητικά συστήματα τάσεως και ρεύματος

Οι τιμές των μεγεθών που θέλουμε να μετρήσουμε για να ελέγξουμε τον αντιστροφέα δεν μπορούν να εισαχθούν απ'ευθείας στον υπολογιστή λόγω των περιορισμών της κάρτας. Για να μπορέσουμε να εισάγουμε τις τιμές αυτές στον υπολογιστή και να τις επεξεργαστούμε χρησιμοποιήσαμε υποβιβαστές τάσης και ρεύματος, οι οποίοι υποβιβάζουν την τάση σε εύρος 0 έως 5volt και μετατρέπουν το ρεύμα σε τάση με ίδιο εύρος (0 έως 5volt). Για να επιτύχουμε τον υποβιβασμό των μεγεθών αυτών χρησιμοποιήσαμε LEM τάσης και ρεύματος. Για την τάση χρησιμοποιήσαμε το LEM LV 25-P (σχήμα 3-9) και για το ρεύμα το LEM LA 55-P (σχήμα 3-10). Τα LEM είναι συσκευές που εκμεταλλευόμενες το φαινόμενο HALL υποβιβάζουν τα προς μέτρηση μεγέθη.



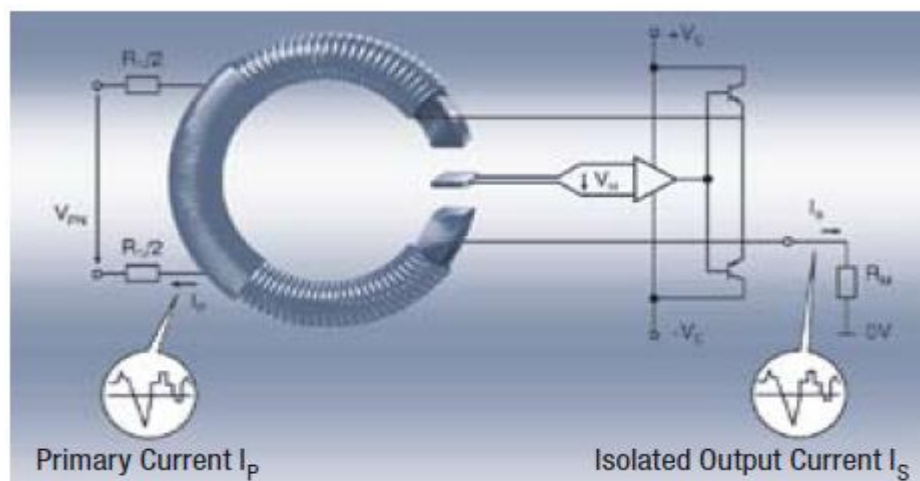
Σχήμα 3-9 LEM τάσης



Σχήμα 3-10 LEM ρεύματος

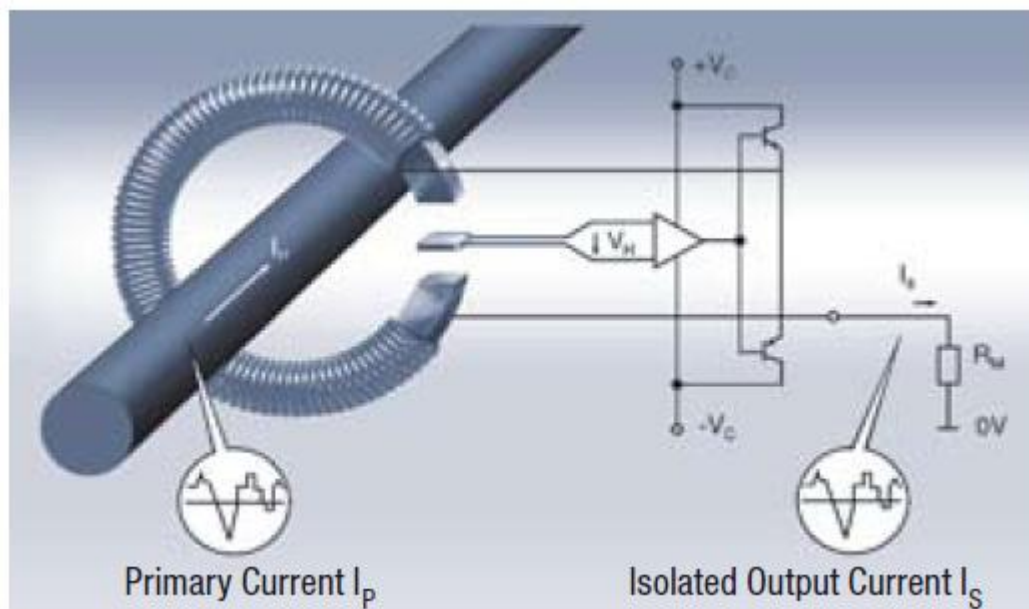
- Αρχή λειτουργίας των LEM [10]

Στο σχήμα 3-11 παρουσιάζεται το εσωτερικό κύκλωμα των LEM τάσης. Ένα πολύ μικρό ρεύμα, το οποίο παράγεται από την προς μέτρηση τάση και περιορίζεται από μία αντίσταση σε σειρά, οδηγείται στο μέσα από το πρωτεύον τύλιγμα. Η μαγνητική ροή που παράγεται από το πρωτεύων ρεύμα I_P εξισορροπείται από μια συμπληρωματική ροή, η οποία παράγεται οδηγώντας ένα ρεύμα μέσα από το δευτερεύον τύλιγμα. Μια συσκευή HALL και ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα χρησιμοποιούνται για να παραχθεί το δευτερεύον ρεύμα το οποίο είναι ακριβώς ίδιο με την προς μέτρηση τάση στο πρωτεύον.



Σχήμα 3-11 εσωτερικό κύκλωμα LEM τάσης

Στο σχήμα 3-12 παρουσιάζεται το εσωτερικό κύκλωμα των LEM ρεύματος που χρησιμοποιήσαμε. Η μαγνητική ροή που δημιουργείται από το πρωτεύον ρεύμα I_p εξισορροπείται από μια συμπληρωματική ροή που παράγεται οδηγώντας ένα ρεύμα μέσα από το δευτερεύον τύλιγμα. Μια συσκευή HALL και ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα χρησιμοποιούνται για να παραχθεί το δευτερεύον ρεύμα, το οποίο είναι ακριβώς ίδιο με το προς μέτρηση ρεύμα.



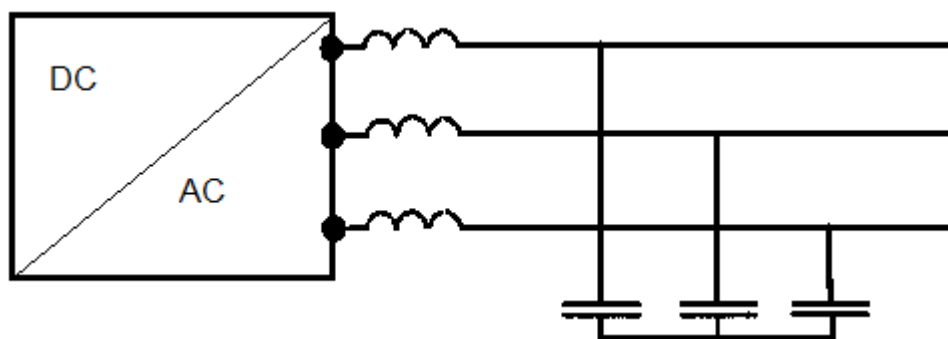
Σχήμα 3-12 εσωτερικό κύκλωμα LEM ρεύματος

Από τα παραπάνω, λοιπόν, συμπεραίνουμε ότι τα LEM για να λειτουργήσουν χρειάζονται ρεύμα, έτσι για μέτρηση τάσης ένα ρεύμα ανάλογο της μετρούμενης τάσης πρέπει να περάσει μέσα από μια εξωτερική αντίσταση R_i , την οποία έχουμε επιλέξει εμείς σύμφωνα πάντα με τις οδηγίες του κατασκευαστή, και η οποία έχει συνδεθεί σε σειρά με το πρωτεύον κύκλωμα του μετατροπέα. Η αντίσταση R_i πρέπει να έχει τέτοια τιμή έτσι ώστε το ρεύμα στη πρωτεύουσα μεριά του LEM να είναι όσο πιο κοντά γίνεται στα 10 mA, που είναι και η ονομαστική τιμή του, για να έχουμε μεγαλύτερη ακρίβεια στις μετρήσεις μας. Αντίστοιχα και στο δευτερεύον κύκλωμα συνδέεται μια αντίσταση R_m στα άκρα της οποίας μετράμε και την επιθυμητή υποβιβασμένη τάση. Το LEM ρεύματος που χρησιμοποιήσαμε δεν χρειάζεται αντίσταση στην είσοδο

εφόσον μετράει ρεύμα, υπάρχει βέβαια κάποιος περιορισμός στη μέγιστη τιμή του ρεύματος που μπορεί να περάσει από μέσα του. Η ονομαστική τιμή του ρεύματος είναι 50 A και η μέγιστη έως 70 A ανάλογα με τις συνθήκες. Στην έξοδο, όμως, και εδώ η αντίσταση R_m είναι απαραίτητη για την μέτρηση της τάσης στα άκρα της. Στο συγκεκριμένο LEM το καλώδιο που διαρρέεται από το μετρούμενο ρεύμα δεν συνδέεται πάνω του αλλά περνάει από μέσα του σύμφωνα με τη φορά που έχει το βελάκι στο άνω μέρος του. Πολύ σημαντικό είναι και το γεγονός ότι τα LEM έχουν πολύ καλή γαλβανική απομόνωση με αποτέλεσμα να μη προκαλούν παράσιτα στο κύκλωμα. Στις εξόδους BNC του αντιστροφέα μας υπάρχουν τα επιθυμητά μεγέθη έτοιμα για σύνδεση στον υπολογιστή και περαιτέρω επεξεργασία τους. Τα LEM για να μετρήσουν ακριβώς την επιθυμητή τάση στην έξοδο του αντιστροφέα πρέπει να συνδεθούν στις τρεις εξόδους του αντιστροφέα και στη μεσαία λήψη των πυκνωτών στην είσοδο. Στην συγκεκριμένη κατασκευή δεν έχουμε στην είσοδο πυκνωτές για σταθεροποίηση της τάσης εφόσον η DC τάση μας προέρχεται από μια DC πηγή, επομένως τα LEM τάσης συνδέονται μετά το φίλτρο στα άκρα του φορτίου μας, όπως και τα LEM ρεύματος, τα οποία μετράνε το ρεύμα μετά το φίλτρο εξόδου.

3.7 Υπολογισμός και σχεδίαση του φίλτρου εξόδου του αντιστροφέα

Στην έξοδο του κάθε αντιστροφέα παράγει μια περιοδική τάση, η οποία αποτελείται από παλμούς. Αυτό καθιστά αδύνατη τη σύνδεση των αντιστροφέων είτε στο δίκτυο είτε απ'ευθείας σε φορτία. Γι'αυτό το λόγο βάζουμε στην έξοδο του αντιστροφέα ένα φίλτρο για να κόψουμε τις ανώτερες αρμονικές της τάσης και του ρεύματος εξόδου. Το ιδανικό θα ήταν το φίλτρο να κόβει όλες τις αρμονικές πλην της βασικής των 50 Hz, αυτό όμως είναι αδύνατο να συμβεί λόγω τεχνικών δυσκολιών στην κατασκευή του φίλτρου. Γι'αυτό το λόγο υπάρχουν κάποιες ανοχές όπως και κάποιοι περιορισμοί στον υπολογισμό και στην σχεδίαση του φίλτρου που θα αναφερθούν παρακάτω. Το φίλτρο που θα συνδέσουμε στην έξοδο του αντιστροφέα μας θα είναι L-C (σχ. 3-13).



Σχήμα 3-13 αντιστροφέας και φίλτρο εξόδου

Ο υπολογισμός και η σχεδίαση του φίλτρου γίνεται με βάση τους περιορισμούς που υπάρχουν για την ποιότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και την τιμή της αέργου ισχύος που καταναλώνει το φίλτρο καθώς και το μέγεθός του. Σύμφωνα με τους διεθνείς κανονισμούς η συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) της τάσης εξόδου δεν πρέπει να υπερβαίνει το 5% της βασικής αρμονικής και του ρεύματος εξόδου το 3% της βασικής αρμονικής. Όσον αφορά την άεργο ισχύ του φίλτρου, για να είμαστε μέσα στα επιθυμητά όρια, πρέπει η σύνθετη αντίσταση του πηνίου στην βασική αρμονική των 50 Hz να μην υπερβαίνει το 10% (ή 0,1 α.μ.) της βασικής αντίστασης του αντιστροφέα και η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή να είναι περίπου στο 200% (ή 2 α.μ.) της βασικής αντίστασης του αντιστροφέα [3].

3.7.1 Υπολογισμός της αυτεπαγωγής και της χωρητικότητας του φίλτρου

Η τιμές των στοιχείων του φίλτρου εξαρτώνται από πολλούς παράγοντες. Ο σημαντικότερος από αυτούς είναι η διακοπτική συχνότητα που λειτουργεί ο αντιστροφέας. Όσο μεγαλύτερη είναι, τόσο οι κύριες αρμονικές μετατοπίζονται σε υψηλότερες συχνότητες, με αποτέλεσμα να είναι πιο εύκολο να «κοπούν» από το φίλτρο. Στην παρούσα εργασία, λόγω περιορισμών, η διακοπτική συχνότητα που λειτουργεί ο αντιστροφέας μας είναι αρκετά χαμηλή (1 KHz) με αποτέλεσμα να μην μπορούν να ικανοποιηθούν όλες οι απαιτήσεις που προβλέπονται.

Προσπαθήσαμε να βρούμε την βέλτιστη λύση για τον περιορισμό του THD και την άεργο ισχύ του φίλτρου. Για τον υπολογισμό κάποιων αρχικών τιμών για τα πηνία και

τους πυκνωτές χρησιμοποιήσαμε τον περιορισμό του 0,1 α.μ. και του 2 α.μ. της βασικής αντίστασης. Οι περιορισμοί αυτοί είναι εμπειρικοί και αφορούν κυρίως τους περιορισμούς που πρέπει να έχει ένα φίλτρο όσον αφορά την κατανάλωση αέργου ισχύος. Στη συνέχεια με τη βοήθεια του simulink προσομοιώνοντας το κύκλωμα μας υπολογίσαμε τις βέλτιστες τιμές για τα L και C.

Η βασική αντίσταση του κυκλώματος προκύπτει από την σχέση (3.5) .

$$R_B = \frac{V_{\Phi,B}}{I_B} \quad (3.5)$$

Επίσης ισχύει :

$$V_{\Phi,B} = 230V_{olt} \quad (3.6)$$

$$I_B = \frac{S_{3\Phi,B}}{\sqrt{3} \cdot V_{\pi,B}} \quad (3.7)$$

Όπου $S_{3\Phi,B}$ είναι η τριφασική ονομαστική ισχύς του αντιστροφέα μας και είναι ίση με 3kW και $V_{\pi,B}$ η πολική τάση, η οποία είναι ίση με 400 Volt. Επομένως, από τις σχέσεις (3.5)- (3.7) προκύπτει ότι :

$$R_B = 53,33\Omega \quad (3.8)$$

Από την (3.8) και από τον περιορισμό του 0.1 α.μ. της βασικής αντίστασης προκύπτει ότι η σύνθετη αντίσταση του πηνίου του φίλτρου πρέπει να είναι :

$$X_L = 0,1 \cdot 53,33 = 5,33\Omega \quad (3.9)$$

στην βασική αρμονική.

Η σύνθετη αντίσταση X_L του πηνίου δίνεται από τον τύπο :

$$X_L = \omega L = 2\pi fL \quad (3.10)$$

Όπου $f = 50Hz$. Επομένως η τιμή της αυτεπαγωγής του πηνίου προκύπτει από τις (3.9) και (3.10) ίση με :

$$L = 17mH$$

Όμοια για την σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή ισχύει :

$$X_C = 2 \cdot 5,33 = 10,66\Omega \quad (3.11)$$

Η σύνθετη αντίσταση του πυκνωτή δίνεται από τον τύπο :

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} \quad (3.12)$$

Όποτε από τις (3.11) και (3.12) προκύπτει η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή ίση με :

$$C = 30\mu F$$

Ένα πολύ βασικό χαρακτηριστικό του φίλτρου είναι η συχνότητα αποκοπής του, η οποία εξαρτάται από τα L και C. Για τον τύπο του φίλτρου που χρησιμοποιούμε η συχνότητα αποκοπής προκύπτει από τη σχέση (3.13).

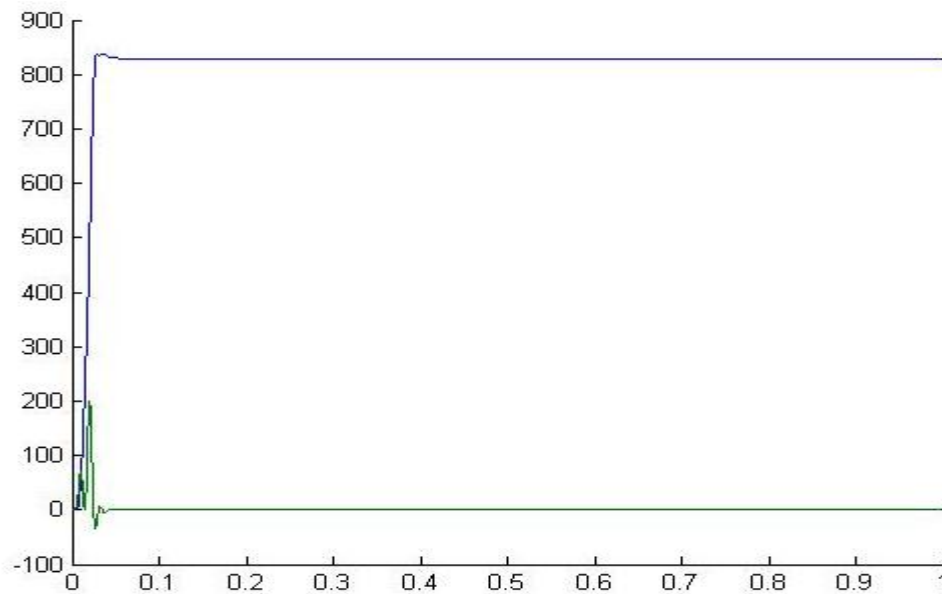
$$f_{br} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.13)$$

3.7.2 Προσομοιώσεις για τον τελικό υπολογισμό του φίλτρου

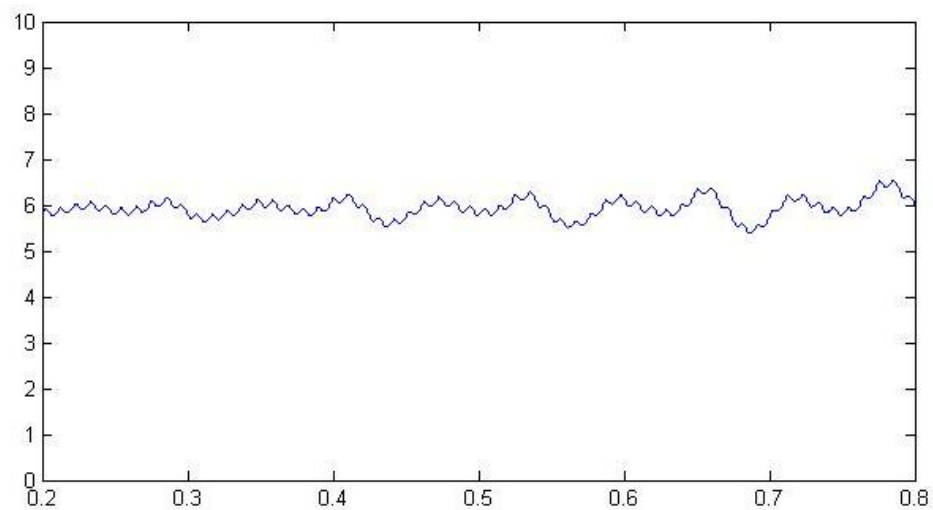
Οι τιμές για τα L και C που υπολογίσαμε παραπάνω είναι θεωρητικές και δεν δίνουν αρκετά ρεαλιστικά αποτελέσματα. Στο συμπέρασμα αυτό καταλήξαμε μετά από προσομοιώσεις με τη βοήθεια του simulink, στο οποίο στήθηκε το μοντέλο του αντιστροφέα με την υλοποιήσιμη πειραματικά μέθοδο ελέγχου. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για διάφορες τιμές των L και C με R-L φορτίο στην ονομαστική ισχύ του αντιστροφέα. Τα αποτελέσματα που μας ενδιαφέρουν πιο πολύ είναι η συνολική αρμονική παραμόρφωση της τάσης εξόδου και η άεργος ισχύ του φίλτρου.

- $L=17\text{mH}$ $C=30\mu\text{F}$

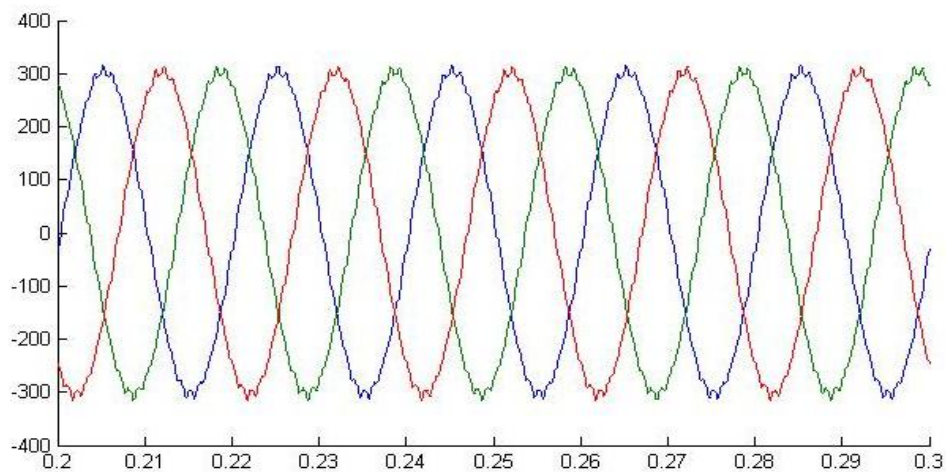
Στα σχ. 3-14 έως 3-16 παρουσιάζονται η άεργος και η ενεργός ισχύ του φίλτρου για τις παραπάνω τιμές η συνολική αρμονική παραμόρφωση και οι κυματομορφές της τάσης εξόδου.



Σχήμα 3-14 Ενεργός και άεργος ισχύ του φίλτρου



Σχήμα 3-15 THD τάσης εξόδου

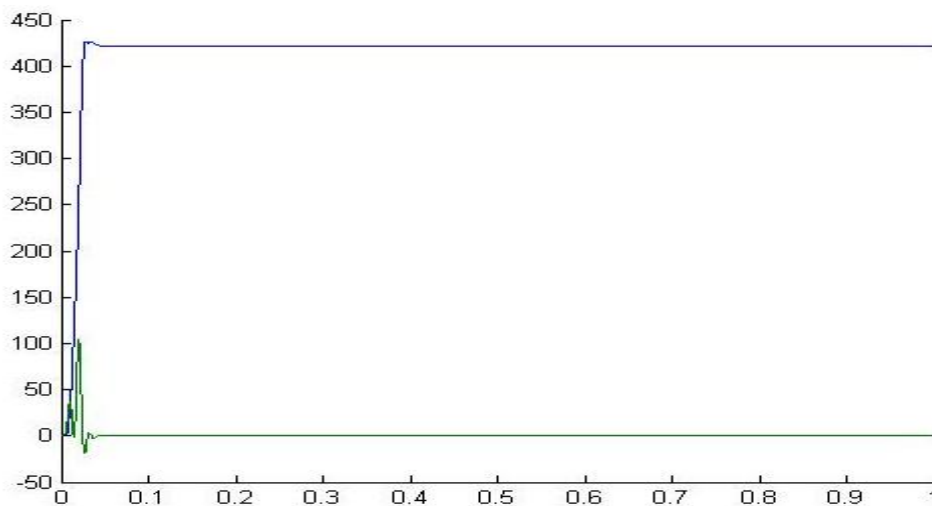


Σχήμα 3-16 Τάση εξόδου του αντιστροφέα

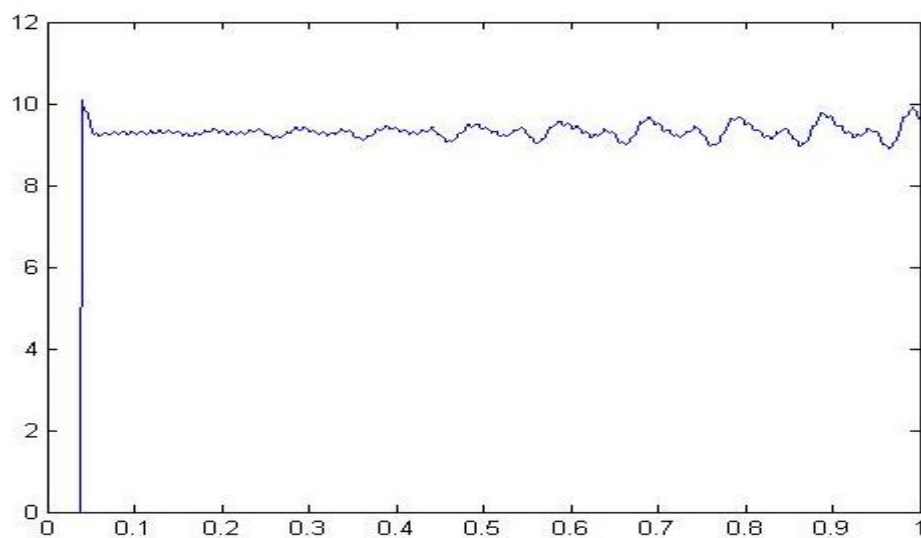
Από τα παραπάνω σχήματα παρατηρούμε ότι ενώ η συνολική αρμονική παραμόρφωση της τάσης εξόδου είναι σχεδόν στα όρια που επιβάλλονται και η μορφή της είναι πολύ κοντά στην ημιτονική, η άεργος ισχύ του φίλτρου μας είναι πολύ μεγάλη, συγκρινόμενη πάντα με την ονομαστική ισχύ του αντιστροφέα μας (3kW).

- $L=13\text{mH}$ $C=15\mu\text{F}$

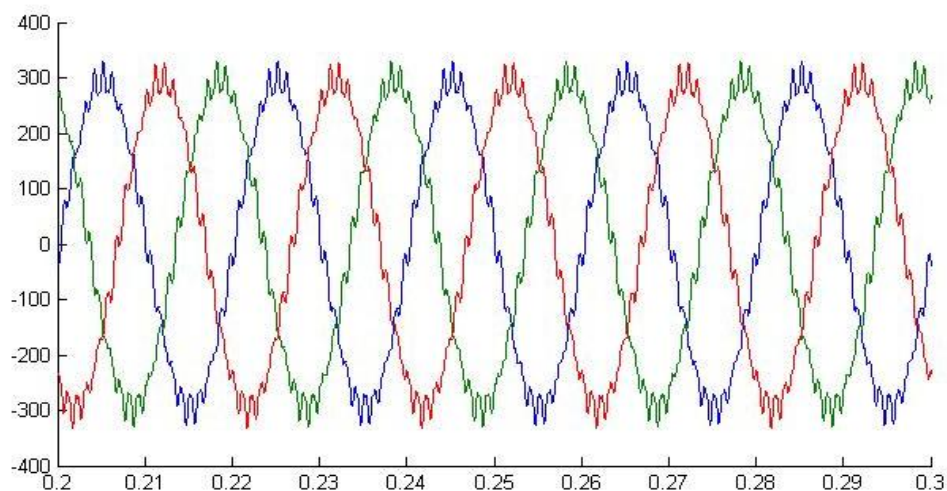
Στα σχ. 3-17 έως 3-19 παρουσιάζονται οι ίδιες κυματομορφές για $L=13\text{mH}$ και $C=15\mu\text{F}$.



Σχήμα 3-17 ενεργός και άεργος ισχύ του φίλτρου



Σχήμα 3-18 συνολική αρμονική παραμόρφωση τάσης εξόδου



Σχήμα 3-19 τάση εξόδου του αντιστροφέα

Στα παραπάνω σχήματα βλέπουμε ότι ενώ το THD της τάσης είναι σχετικά μεγάλο, η άεργος ισχύ του φίλτρου είναι σε σχετικά επιθυμητά επίπεδα.

Οι παραπάνω προσομοιώσεις δεν ήταν οι μόνες που έγιναν, απλά αυτές παρουσιάζονται ενδεικτικά διότι αν χρησιμοποιήσουμε μεγαλύτερες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου με σκοπό να βελτιώσουμε κι'άλλο το THD, η άεργος ισχύ θα ανέβει ακόμα πιο πολύ, ενώ αν χρησιμοποιήσουμε μικρότερες τιμές για τα στοιχεία με

σκοπό να ρίξουμε κι'άλλο την άεργο ισχύ, το THD της τάσης μας θα γίνει πολύ μεγαλύτερο.

Από τις παραπάνω προσομοιώσεις καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι οι καταλληλότερες τιμές για το φίλτρο εξόδου του αντιστροφέα μας είναι :

$$L=13\text{mH} \quad C=15\mu\text{F}$$

Δεν πρέπει, βέβαια, να ξεχνάμε ότι υπάρχει μια παράμετρος στον αντιστροφέα μας, η οποία μας περιορίζει πάρα πολύ. Αυτή είναι η διακοπτική του συχνότητα που είναι αναγκαστικά στο 1 kHz μόνο, με αποτέλεσμα ο σχεδιασμός του φίλτρου, έτσι ώστε να πετύχουμε τους επιθυμητούς περιορισμούς να είναι αδύνατος.

Από τις παραπάνω τιμές για τα L και C και τη σχέση (3.13) προκύπτει ότι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου μας είναι :

$$f_{br} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 360\text{Hz}$$

Στην πειραματική μας διάταξη, λόγω έλλειψης ποικιλίας στις τιμές των διαθέσιμων πηνίων στο εργαστήριο, για την υλοποίηση του φίλτρου χρησιμοποιήσαμε πηνία των 20 mH. Από τις σχέσεις (3.10) και (3.12) προκύπτουν οι τιμές της σύνθετης αντίστασης του πηνίου και του πυκνωτή του φίλτρου.

$$X_L = 2\pi fL = 6,28\Omega \quad \text{ή} \quad 0,117 \text{ α.μ.}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = 212\Omega \quad \text{ή} \quad 3,97 \text{ α.μ.}$$

Κεφάλαιο 4^ο

ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει αναφορά στον τρόπο λειτουργίας και λεπτομερής ανάλυση του ελέγχου κλειστού βρόχου του αντιστροφέα. Κατά τη διάρκεια των δοκιμών και του ελέγχου της σωστής λειτουργίας του αντιστροφέα υλοποιήθηκε και ένας έλεγχος ρεύματος κλειστού βρόχου με SPWM. Στη συνέχεια γίνεται μια απλή ανάλυση του ελέγχου ρεύματος και εκτενής ανάλυση του βασικού ελέγχου με τη μέθοδο των droops.

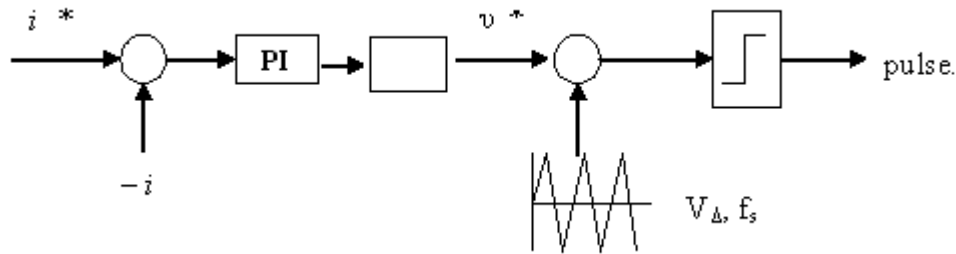
4.1 Λειτουργία και έλεγχος του αντιστροφέα

Η λειτουργία του αντιστροφέα που κατασκευάσαμε θα είναι απομονωμένη, δηλαδή ο αντιστροφέας μπορεί να συνδεθεί σε αυτόνομα συστήματα χωρίς τη δυνατότητα διασύνδεσης στο δίκτυο. Ο αντιστροφέας τροφοδοτείται από σταθερή DC τάση στην είσοδό του, η οποία προέρχεται από μια DC πηγή. Στη θέση της πηγής θα μπορούσε να υπάρχει συστοιχία μπαταριών, οι οποίες φορτίζονται από κάποια φ/β συστοιχία. Στην έξοδο του αντιστροφέα υπάρχει συμμετρικό φορτίο συνδεδεμένο σε αστέρα. Τα μετρούμενα μεγέθη στην έξοδο του αντιστροφέα είναι οι φασικές τάσεις $L1$, $L2$, $L3$ μετά το φίλτρο εξόδου (μετρούμενες μεταξύ των αντίστοιχων εξόδων και του κοινού σημείου του φορτίου) και τα φασικά ρεύματα $I1$, $I2$, $I3$. Ο βασικός έλεγχος που υλοποιήσαμε για την λειτουργία του αντιστροφέα είναι η μέθοδος των droops για τον έλεγχο της ενεργού και της αέργου ισχύος με SPWM κλειστού βρόχου.

4.2 Ανάλυση ελέγχου ρεύματος

4.2.1 Υπολογισμός τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Στο συγκεκριμένο έλεγχο ουσιαστικά παρακολουθούμε το ρεύμα εξόδου της κάθε φάσης του αντιστροφέα και ανάλογα με την επιθυμητή τιμή ρεύματος που θέλουμε να έχουμε ρυθμίζουμε το εύρος των παλμών. Αυτό γίνεται ως εξής : συγκρίνουμε την μετρούμενη τιμή του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα (i) με την επιθυμητή τιμή του ρεύματος (i^*) και στη συνέχεια το σφάλμα που προκύπτει περνάει μέσα από έναν PI ελεγκτή. Η έξοδος του PI ελεγκτή χρησιμοποιείται για την παραγωγή του σήματος αναφοράς για την SPWM. Το σήμα στην έξοδο του PI είναι μια τιμή, η οποία καθορίζει το πλάτος του ημιτόνου αναφοράς (σχ. 4-1).



Σχήμα 4-1

Το πλάτος του ημιτόνου αναφοράς περιορίζεται εσωτερικά από τον PI, έτσι ώστε να μην γίνεται ποτέ μεγαλύτερο από το πλάτος του τριγώνου. Θέλουμε, δηλαδή, για τον συντελεστή διαμόρφωσης να ισχύει :

$$m_a = \frac{V_{\sin}}{V_{tri}} \leq 1 \quad (4.1)$$

Αν ισχύει η σχέση (4.1) μπορούμε να αποδείξουμε ότι η θεμελιώδης τάση του αντιστροφέα συνδέεται με το σήμα αναφοράς με την παρακάτω σχέση αναλογίας :

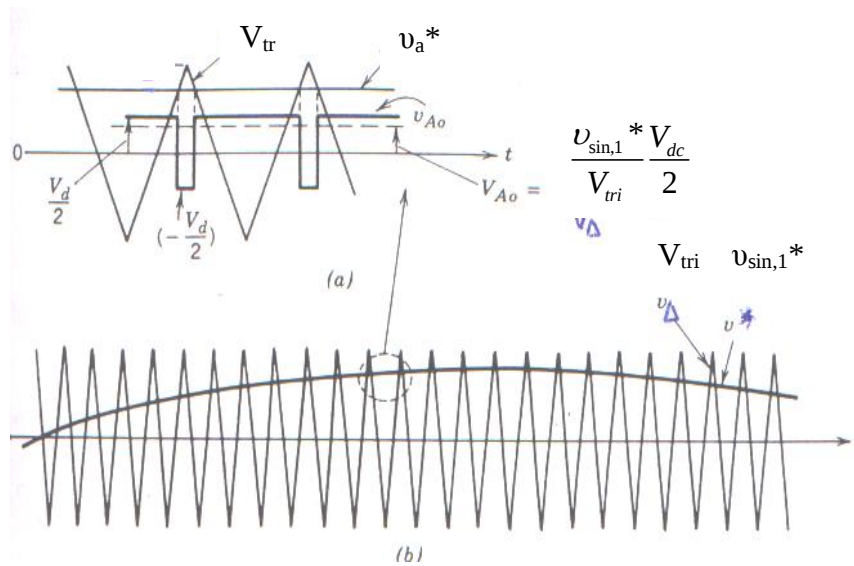
$$(v_{an})_1 = k_{\Delta} \cdot v_a^* \quad \text{όπου} \quad k_{\Delta} = \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{V_{tri}} \quad \text{και} \quad v^* \leq V_{tri} \quad (4.2)$$

Η σχέση (4.2) μας δείχνει πώς το σήμα αναφοράς u^* επιδρά στην διαμόρφωση της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Μεταβάλλοντας το πλάτος του σήματος αυτού μεταβάλλουμε το πλάτος της τάσης του αντιστροφέα.

Απόδειξη της σχέσης (4.2) [4]

Αρχικά θεωρούμε ότι το σήμα αναφοράς u_a^* είναι ένα σταθερό σήμα. Τότε με τη σύγκριση με το τρίγωνο προκύπτει η v_{Ao} του σχήματος 4-2(α). Η μέση τιμή της αν υπολογιστεί για μια περίοδο T_s προκύπτει:

$$V_{ao} = \frac{v_{\sin,1}^*}{V_{tri}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.3)$$



Σχήμα 4-2 Σύγκριση του τριγωνικού σήματος V_{tri} με το σήμα αναφοράς $v_{\sin,1}^*$

Ας υποθέσουμε τώρα ότι το $v_{\sin,1}^*$ είναι ένα τυχαίο σήμα αλλά η τιμή του μεταβάλλεται πολύ λίγο μέσα στο σύντομο χρόνο της διακοπτικής περιόδου T_s (Σχ. 4-2(β)). Έτσι μπορούμε να θεωρήσουμε το $v_{\sin,1}^*$ σταθερό σε μια τέτοια περίοδο και να εφαρμόσουμε τη σχέση (4.3).

Η σχέση αυτή μας δίνει τώρα τη στιγμιαία τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της V_{ao} . Επομένως για κάθε χρονική στιγμή ισχύει:

$$(V_{ao})_1 = \frac{v_{\sin,1}^*}{V_{tri}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} = \left(\frac{1}{V_{tri}} \frac{V_{dc}}{2} \right) v_{\sin,1}^* = k_{\Delta} \cdot v_{\sin,1}^*$$

Η σχέση (4.6) μπορεί να εκφραστεί και ως:

$$(V_{ao})_1 = \frac{1}{2} V_{dc} m_a \quad \text{όπου} \quad m_a = \frac{v_{\sin,1}^*}{V_{tri}} \leq 1 \quad (4.4)$$

Γενικά, για τη θεμελιώδη συνιστώσα κάθε φασικής τάσης του μετατροπέα μπορούμε να γράψουμε :

$$V_i = \frac{1}{2} V_{dc} m_a \quad \text{όπου} \quad m_a = \frac{v_{\sin,i}^*}{V_{tri}} \leq 1 \quad (4.5)$$

Η προϋπόθεση για να ισχύει η σχέση (4.5) είναι το σήμα αναφοράς να είναι μικρότερο του πλάτους του τριγωνικού σήματος, διότι στη περίπτωση που είναι μεγαλύτερο έχουμε υπερδιαμόρφωση και δεν ισχύει η αναλογία μεταξύ V_i και $v_{\sin,i}^*$.

Ο λόγος m_a είναι πολύ σημαντικό μέγεθος αφενός γιατί καθορίζει το πλάτος της φασικής τάσης του μετατροπέα και αφετέρου γιατί καθορίζει δύο περιοχές λειτουργίας, τη γραμμική περιοχή (όταν $m_a \leq 1$) και τη περιοχή της υπερδιαμόρφωσης (όταν $m_a > 1$). Όταν λειτουργούμε τον μετατροπέα στη γραμμική περιοχή η μέγιστη τιμή πλάτους που μπορούμε να πάρουμε είναι V_{dc} , για $m_a = 1$. Το γεγονός αυτό καθορίζει την επιλογή της DC τάσης ανάλογα με το επίπεδο της τάσης εξόδου που θέλουμε να έχουμε στην έξοδο του αντιστροφέα. Επομένως, για να είμαστε στη γραμμική περιοχή πρέπει

$$V_i = \frac{1}{2} V_{dc} m_a \leq \frac{1}{2} V_{dc} \Rightarrow V_{dc} \geq 2V_i \quad (4.6)$$

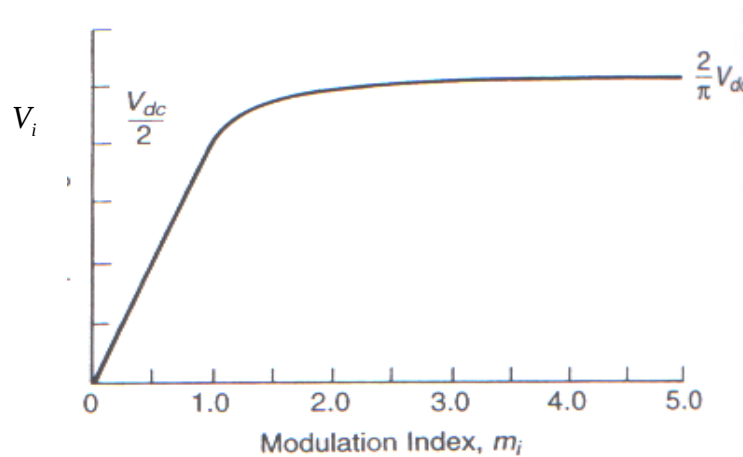
4.2.2 Υπερδιαμόρφωση

Η τάση εξόδου V_i μπορεί να εκφραστεί σε συνάρτηση με το $v_{\sin}^*$ ακόμη και στην περίπτωση που έχουμε υπερδιαμόρφωση ($m_a > 1$), δηλαδή το σήμα αναφοράς έχει πλάτος μεγαλύτερο από το τριγωνικό σήμα. Στην περίπτωση αυτή, όπως ήδη αναφέραμε, δεν ισχύει η αναλογία $V_i = \frac{1}{2} V_{dc} m_a$.

Ισχύει όμως [11]:

$$V_i = m_a \frac{V_{dc}}{2} \left[\sin^{-1} \left(\frac{1}{m_a} \right) + \left(\frac{1}{m_a} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{m_a} \right)^2} \right], \quad m_a > 1 \quad (4.7)$$

Το όριο της V_i για $m_a \rightarrow \infty$ είναι $\frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2}$. Αυτό είναι ένα αναμενόμενο αποτέλεσμα, γιατί η τιμή αυτή είναι η μέγιστη τάση που μπορούμε να πάρουμε από έναν μετατροπέα και παρουσιάζεται στην περίπτωση της τετραγωνικής διαμόρφωσης. Πρακτικά παίρνουμε αυτή τη τιμή τάσης, αν το πλάτος του σήματος αναφοράς γίνει 5 φορές το πλάτος του τριγώνου (Σχ. 4-3).



Σχήμα 4-3 Πλάτος της θεμελιώδους φασικής τάσης του μετατροπέα σε συνάρτηση με το m_a

Η λειτουργία του μετατροπέα με μεγάλες τιμές m_a δεν συνίσταται γιατί όπως φαίνεται από το Σχ.4-3 το πλάτος του παραμένει περίπου σταθερό. Δηλαδή ο μετατροπέας πρακτικά δεν ελέγχεται αφού το πλάτος της τάσης εξόδου του δεν μεταβάλλεται όταν μεταβάλλεται το σήμα ελέγχου. Επιπλέον για μεγάλες τιμές του m_a , παρατηρούνται μεγάλες τιμές αρμονικών χαμηλής συχνότητας στην τάση και στο ρεύμα, όπως για τη λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Ακριβώς για να αποφεύγονται αυτά τα μειονεκτήματα προτιμάται η λειτουργία στη γραμμική περιοχή, η οποία έχει ως αναγκαία συνθήκη τη σχέση (4.6). Βέβαια, και η λειτουργία στην γραμμική περιοχή έχει μειονεκτήματα όπως είναι η ελλιπής εκμετάλλευση όλου του εύρους της DC τάσης με αποτέλεσμα να χρειαζόμαστε μεγαλύτερη τιμή για την DC τάση για να πάρουμε την επιθυμητή τάση στην έξοδο του αντιστροφέα.

4.2.3 PI έλεγχος

Αρχικά, ας δούμε τι ακριβώς επιτυγχάνουμε με τη χρήση του PI ελεγκτή. Ο P ελεγκτής χρησιμοποιείται με σκοπό την ενίσχυση του σφάλματος e έτσι ώστε να αυξηθεί η ταχύτητα απόκρισης του ελέγχου, δηλαδή να φτάσει πιο γρήγορα στην επιθυμητή τιμή. Ο I ελεγκτής μειώνει τον χρόνο απόκρισης και αποσβαίνει την ταλάντωση που προκαλεί ο P ελεγκτής στο σφάλμα. Το πλεονέκτημα του ελέγχου PI είναι ότι τα κυκλώματα των PI ελεγκτών υλοποιούνται πολύ εύκολα και με φθηνά αναλογικά στοιχεία. Το μειονέκτημα είναι ότι έχει βραδεία απόκριση σε σχέση με άλλες μεθόδους ελέγχου.

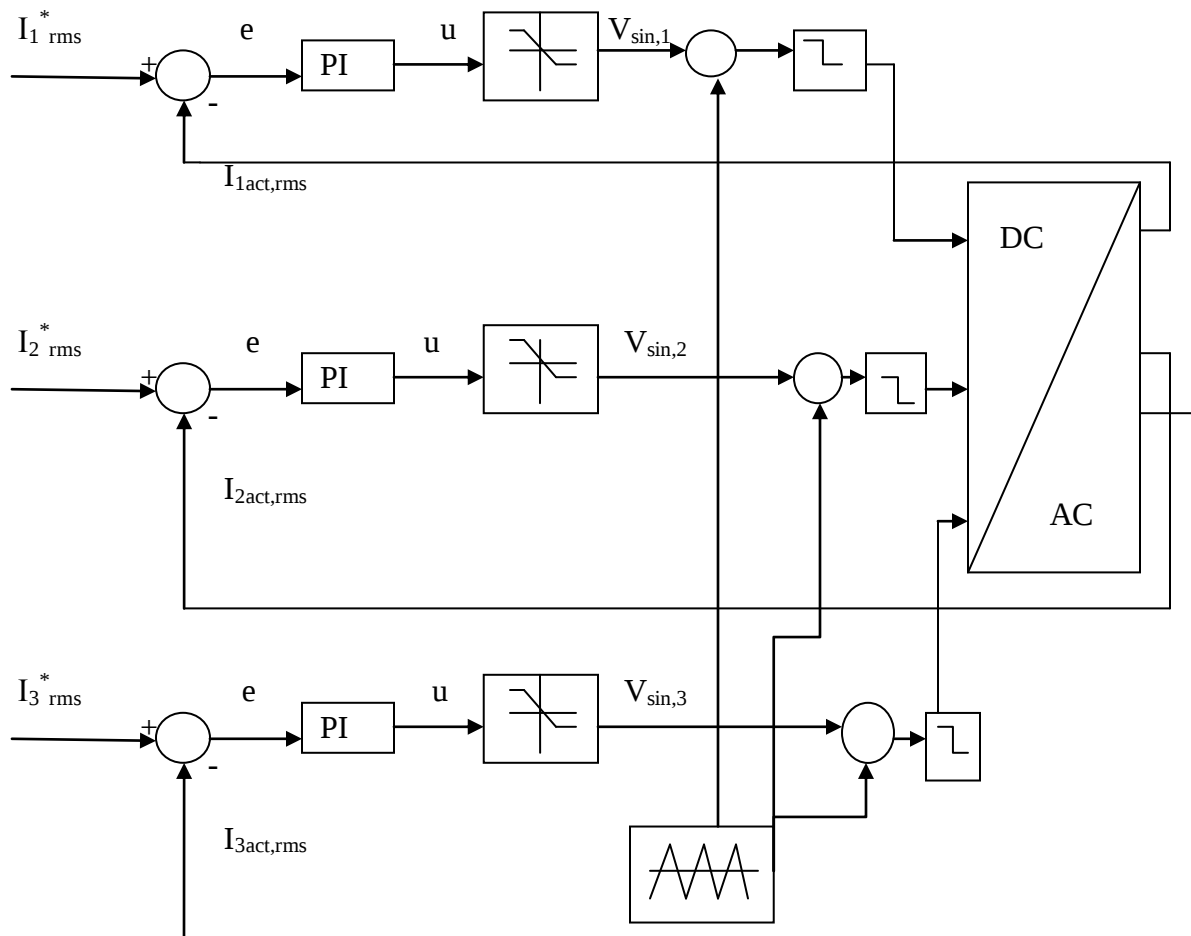
Στην παραπάνω υλοποίηση χρησιμοποιήσαμε PI έλεγχο σε ακίνητο πλαίσιο abc. Αυτό προκύπτει από το γεγονός ότι τα ρεύματα αναφοράς και τα πραγματικά ρεύματα είναι AC και δεν υφίστανται κανέναν μετασχηματισμό.

Στο κύκλωμα μας χρησιμοποιήσαμε έναν PI ελεγκτή για κάθε φάση, ο οποίος έχει ως είσοδο τη διαφορά των RMS τιμών του ρεύματος αναφοράς και του πραγματικού ρεύματος κάθε φάσης (σχ. 4-4) :

$$e = I_{rms}^* - I_{act,rms} \quad (4.8)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή στο κύκλωμα μας είναι [12]:

$$u(t) = K_c \left[e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e dt \right] \quad (4.9)$$



Σχήμα 4-4 Block διάγραμμα ελέγχου ρεύματος

4.3 Έλεγχος συχνότητας και τάσης με τη μέθοδο των droops [13]

4.3.1 Γενικές απαιτήσεις μικροδικτύων

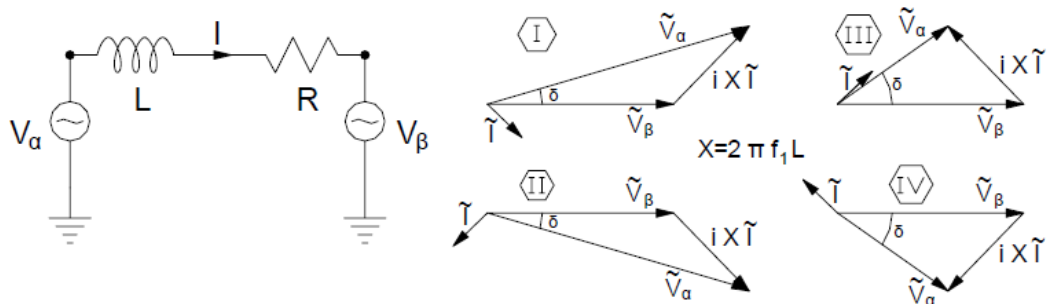
Η μέθοδος των droops αναφέρεται στον έλεγχο της συχνότητας και της τάσης σε συνάρτηση με την ενεργό και την άεργο ισχύ αντίστοιχα. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται εκτενώς σε μικροδίκτυα, στα οποία είναι συνδεδεμένες μικροπηγές οι οποίες στην πλειονότητα τους έχουν στην έξοδο τους αντιστροφείς. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, ο αντιστροφέας μας πρόκειται να έχει αυτόνομη λειτουργία, για παράδειγμα να συνδεθεί σε κάποιο μικροδίκτυο. Σε ένα μικροδίκτυο για να διατηρείται η ευστάθειά του, απαιτείται κατάλληλος έλεγχος των ροών ενεργού και αέργου ισχύος και κατά συνέπεια διατήρηση των διακυμάνσεων της συχνότητας και της τάσης εντός των επιτρεπτών ορίων. Πρέπει, δηλαδή, να εξασφαλιστεί ο επιμερισμός του φορτίου μεταξύ των μικροπηγών κάθε φορά που τα διάφορα φορτία συνδέονται και αποσυνδέονται στο δίκτυο. Στην ουσία, η συχνότητα, με το να είναι «αισθητή» παντού στο σύστημα, χρησιμοποιείται ως το μέσο επικοινωνίας μεταξύ των μονάδων, οι οποίες δεν χρειάζονται άλλου είδους διασύνδεση επικοινωνίας μεταξύ τους παρά μόνο το ίδιο το δίκτυο. Οι απαραίτητες μετρήσεις γίνονται μόνο τοπικά και ο έλεγχος έχει τοπικό χαρακτήρα. Όσο για τον έλεγχο της τάσης, γίνεται και αυτός τοπικά από τις ίδιες τις μικρομονάδες ανάλογα με την άεργο ισχύ.

4.3.2 Παραλληλισμός πηγών τάσης σε αυτόνομη λειτουργία

Αφού κατά την απομονωμένη λειτουργία το φορτίο θα πρέπει να καλύπτεται αποκλειστικά τοπικά από τις μονάδες του μικροδικτύου, ο έλεγχος της συχνότητας και της τάσης θα αναλαμβάνεται από τις ίδιες τις μικροπηγές οι οποίες θα πρέπει να διοχετεύουν στο σύστημα τις απαιτούμενες ποσότητες ενεργού, αέργου ισχύος. Η υλοποίηση του ελέγχου θα πρέπει να γίνεται στους αντιστροφείς οι οποίοι προσαρμόζουν τις εγχύσεις ισχύος των πηγών στο σύστημα.

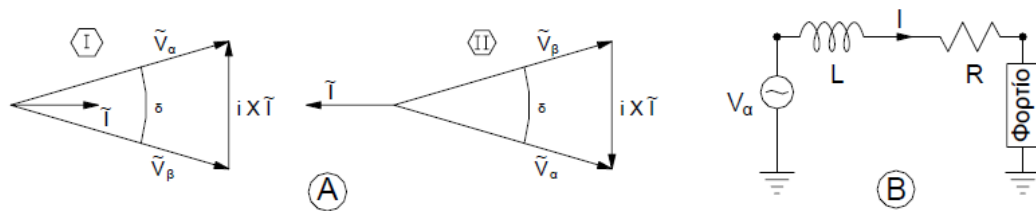
Αρχικά θα δούμε την αντιστοιχία του όλου συστήματος των μικροπηγών με τους αντιστροφείς με το μοντέλο της σύγχρονης μηχανής αφού πάνω σε αυτή την αντιστοιχία βασίζεται η μεθοδολογία του ελέγχου μας.

Στην σύγχρονη μηχανή, η συχνότητα λειτουργίας είναι συνδεδεμένη με την ισορροπία παραγόμενης – απορροφούμενης ισχύος μέσω της εξίσωσης περιστροφής του δρομέα της μηχανής. Για σταθερή μηχανική ισχύ, αύξηση ή μείωση της ισχύος εξόδου οδηγεί αντίστοιχα σε μείωση ή αύξηση της ταχύτητας περιστροφής – συχνότητας με συνέπεια την ανάλογη μεταβολή της γωνίας ισχύος. Ο βασικός παράγοντας ευστάθειας του συστήματος ισχύος με σύγχρονες μηχανές είναι η ροπή συγχρονισμού, ή κατ' επέκταση η ισχύς συγχρονισμού, που αναπτύσσεται με κάθε μετατόπιση της γωνίας ισχύος από το σημείο ισορροπίας ως αντίδραση στην μετατόπιση. Αν αντί για τον αντιστροφέα που συνδέεται στον άπειρο ζυγό στο σχ. 4-5 θεωρηθεί μια σύγχρονη μηχανή χωρίς κανένα έλεγχο, τότε είτε για μια μικρή διαταραχή της γωνίας δ είτε για μια μεγάλη διαταραχή που μπορεί να προκύψει από μια πολύ σύντομη αποσύνδεση και επανασύνδεση με τον άπειρο ζυγό, η ισχύς συγχρονισμού θα διατηρήσει την ευστάθεια της σύγχρονης μηχανής. Ακόμα και με την απουσία τυλιγμάτων απόσβεσης και χωρίς κάποιο τοπικό φορτίο εξαρτώμενο από την συχνότητα, η ευστάθεια διατηρείται, υπό την έννοια ότι η γωνία δ περιορίζεται σε ταλάντωση σταθερού πλάτους γύρω από το σημείο ισορροπίας.



Σχήμα 4-5 παράλληλη σύνδεση πηγής τάσης (σύγχρονη γεννήτρια ή αντιστροφέας) και ενεργού δικτύου άπειρης δυναμικότητας. Ισοδύναμο κύκλωμα συμμετρικής λειτουργίας στη θεμελιώδη συχνότητα και διανυσματικά διαγράμματα.

Η μεταβολή της ισχύος ανά μονάδα της γωνίας μετατόπισης δ , δηλαδή, ο συντελεστής ισχύος συγχρονισμού, θα είναι $\partial P / \partial \delta = \left(|V_\alpha| |V_\beta| / X \right) \cos \delta_0$ όπου V_α είναι η εσωτερική τάση της μηχανής, V_β η τάση του άπειρου ζυγού και δ_0 η αρχική γωνία. Η φυσική ιδιοσυχνότητα του συστήματος δηλαδή η γωνιακή συχνότητα της μη αποσβενύμενης ταλάντωσης θα είναι $\sqrt{\pi f_s (\partial P / \partial \delta) / H}$ όπου H είναι η σταθερά αδράνειας της μηχανής και f_s η ονομαστική συχνότητα. Φυσικά με την δράση της ισχύος απόσβεσης οι ταλαντώσεις αποσβένονται και η γωνία επιστρέφει είτε στο αρχικό σημείο ισορροπίας, αν επρόκειτο για μικρή διαταραχή είτε στο νέο σημείο ισορροπίας στην περίπτωση μιας μεγάλης διαταραχής που θα σήμαινε αλλαγή του δικτύου που παρεμβάλλεται μεταξύ της μηχανής και του άπειρου ζυγού. Η φυσική σύζευξη μεταξύ P και f είναι απύουσα στην περίπτωση του αντιστροφέα, όπου παράγεται μια κυματομορφή τάσης συγκεκριμένης συχνότητας και μέτρου. Οποιαδήποτε μεταβολή της φόρτισης ενεργού ισχύος αφήνει την συχνότητα της παραγόμενης τάσης ανεπηρέαστη. Η σχέση μεταξύ ισχύος εξόδου και συχνότητας έχει αντικατασταθεί στην περίπτωση του αντιστροφέα πηγής τάσης με την σχέση μεταξύ ενεργού ισχύος στην AC πλευρά και τάσης στην DC πλευρά. Η έλλειψη αυτής της σχέσης καθίσταται αναγκαία για το λόγο του ότι πρέπει να δημιουργηθεί ένα αυτόνομο δίκτυο που θα διεγείρεται από περισσότερες από μια μικροπηγές συνδεδεμένες μέσω αντιστροφέων, οι οποίες θα πρέπει να μοιράζονται το φορτίο του συστήματος.



Σχήμα 4-6 Απομονωμένη λειτουργία. Διανυσματικό διάγραμμα παράλληλης σύνδεσης δύο αντιστροφέων (A) και ισοδύναμο κύκλωμα τροφοδότησης φορτίου από αντιστροφή (B).

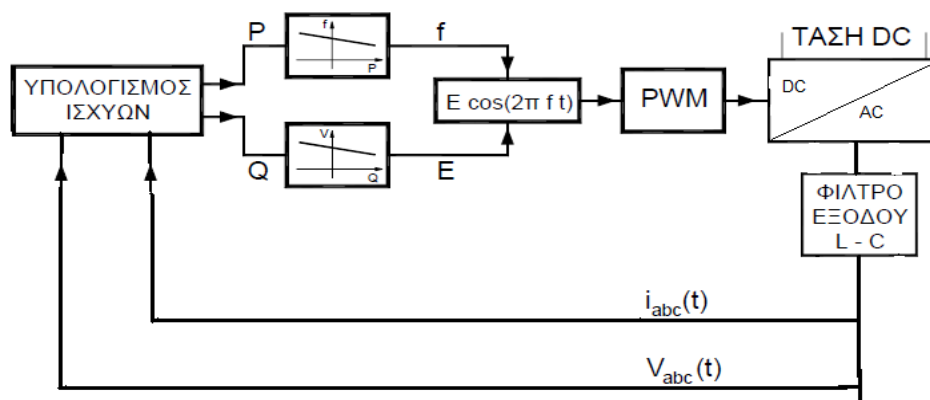
Αν στο σχ. 4-6 η τάση του ζυγού β δεν είναι του άπειρου δικτύου αλλά η εσωτερική τάση ενός άλλου αντιστροφέα και η σύνθετη αντίσταση $R + iL2\pi f_1$ συντίθεται από τα δύο φίλτρα των αντιστροφέων με $\omega_1 L = \omega_1 (L_1 + L_2) \gg R_1 + R_2 = R$ έχουμε την περίπτωση δύο παράλληλα συνδεδεμένων αντιστροφέων. Έστω ότι οι αντιστροφείς παράγουν στην έξοδό τους μια τάση συγκεκριμένου μέτρου και συχνότητας, όπως θεωρήθηκε για την περίπτωση του αντιστροφέα που τροφοδοτεί απομονωμένο φορτίο και ότι οι τάσεις βρίσκονται σε συμφωνία φάσης. Το αποτέλεσμα θα είναι οποιαδήποτε διαταραχή στην συχνότητα και το μέτρο της τάσης να δημιουργεί συνεχώς αυξανόμενη διαφορά της μεταξύ τους γωνίας και τυχαία διαφορά των μέτρων τάσης οπότε να κυκλοφορεί ανεξέλεγκτα ισχύς από τον ένα αντιστροφέα στον άλλο με συνέπεια μεγάλες τιμές ρεύματος. Το αποτέλεσμα επιτείνεται όταν η αντίδραση των φίλτρων που συνθέτουν την γραμμή διασύνδεσης έχει μικρή τιμή. Με την θεώρηση στην θέση των δύο αντιστροφέων δύο παραλληλισμένων σύγχρονων μηχανών με την ίδια τιμή διέγερσης και χωρίς κανένα απολύτως έλεγχο οι οποίες λειτουργούν εν κενώ, η συνθήκη αρχικά θα ήταν η ίδια ταχύτητα περιστροφής και η κοινή τερματική τάση και συχνότητα. Αν η μηχανή α επιταχυνθεί ώστε να δημιουργηθεί μία μικρή προπορεία αυτής κατά γωνία δ έναντι της β , όπως στο διανυσματικό διάγραμμα του σχ. 4-6, τότε η α θα λειτουργεί ως γεννήτρια παράγοντας ισχύ οπότε θα αναγκαστεί να επιβραδύνεται ενώ η β ως σύγχρονος κινητήρας καταναλώνοντας ισχύ οπότε και θα επιταχύνεται. Εξαιρώντας τα τυλίγματα απόσβεσης, οι μηχανές θα διατηρηθούν συγχρονισμένες εκτελώντας ταλαντώσεις περιορισμένου πλάτους, μόνο με την δράση της ισχύος συγχρονισμού, εναλλάσσοντας συνεχώς τον ρόλο της γεννήτριας και του κινητήρα. Η άεργος ισχύς μοιράζεται μεταξύ των δύο μηχανών όπως φαίνεται στα διανυσματικά διαγράμματα του σχ. 4-6(A). Η ίδια εξέλιξη, δηλαδή ταλάντωση γύρω από το αρχικό σημείο ισορροπίας, θα συνέβαινε εάν από την αρχή η μία μηχανή λειτουργούσε ως γεννήτρια και η άλλη ως κινητήρας. Επίσης και για τις δύο περιπτώσεις, αρχική φόρτιση ή εν κενώ λειτουργία, εάν θεωρηθεί μεγάλη διαταραχή, όπως για παράδειγμα πολύ σύντομη διακοπή της παράλληλης σύνδεσης και επανασύνδεση, η ευστάθεια μπορεί να διατηρηθεί και οι μηχανές να παραμείνουν συγχρονισμένες μόνο με την δράση της ισχύος συγχρονισμού. Ο συντελεστής ισχύος

συγχρονισμού $\partial P / \partial \delta$ θα δίνεται από την ίδια σχέση όπως προηγουμένως για την σύγχρονη μηχανή σε άπειρο ζυγό, με την διαφορά ότι η τάση V_β είναι τώρα η εσωτερική τάση της μηχανής β και η γωνία δ_0 η αρχική γωνία μεταξύ των δύο μηχανών. Το ίδιο ισχύει και για την συχνότητα της ταλάντωσης με την διαφορά ότι τώρα για την σταθερά αδράνειας ισχύει $H = H_\alpha H_\beta / (H_\alpha + H_\beta)$ όπου H_α, H_β οι σταθερές αδράνειας των δύο παράλληλα συνδεδεμένων μηχανών. Αξίζει να σημειωθεί εδώ ότι αφού για τις σύνθετες αντιστάσεις των σύγχρονων μηχανών ισχύει $\omega_1 L \gg R$, τότε οποιαδήποτε μεταβολή γωνίας δημιουργεί εξ ολοκλήρου μεταφερόμενη ισχύ και έτσι μεταφράζεται σε μεγάλη ισχύ συγχρονισμού που διευκολύνει την διατήρηση της ευστάθειας. Αν υποθέσουμε ότι μεταξύ των δύο μηχανών μεσολαβεί δίκτυο με μεγάλη τιμή αντιστάσεων έτσι ώστε $\omega_1 L \ll R'$ τότε είναι δύσκολο αν όχι αδύνατο να διατηρηθεί ο συγχρονισμός, χωρίς κανενός είδους έλεγχο όπως θεωρήθηκε.

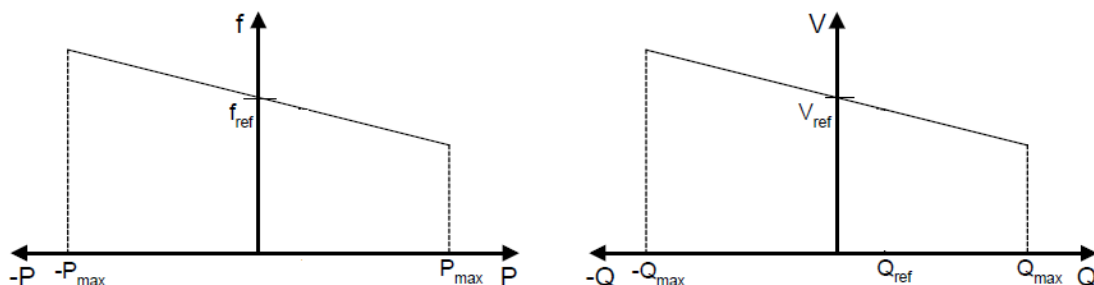
4.3.3 Έλεγχος παραλληλισμένων αντιστροφών

Στην περίπτωση των δύο παράλληλα συνδεδεμένων αντιστροφών, την σύζευξη μεταξύ της ενεργού ισχύος εξόδου και της συχνότητας για να επιτευχθεί ευσταθής λειτουργία, καλείται να υποκαταστήσει ο έλεγχος του κάθε αντιστροφέα. Κατά τον ίδιο τρόπο θα πρέπει να εξασφαλιστεί και η σχέση μεταξύ άεργης ισχύος εξόδου και εσωτερικής τάσης του αντιστροφέα έτσι ώστε οι αντιστροφείς όσο το δυνατόν από κοινού να υποστηρίζουν την τάση του δικτύου καθώς το φορτίο μεταβάλλεται. Οι αντιστροφείς θα μπορούσαν να ελέγχονται έτσι ώστε η συχνότητα και το μέτρο της κυματομορφής τάσης που παράγουν να ρυθμίζονται από χαρακτηριστικές ενεργού ισχύος – συχνότητας και αέργου ισχύος – τάσης κατ' αντιστοιχία με τον έλεγχο των σύγχρονων γεννητριών στο δίκτυο μεταφοράς. Πιο συγκεκριμένα, ο έλεγχος της συχνότητας θα έχει ως είσοδο την μετρούμενη ενεργό ισχύ του αντιστροφέα και ως έξοδο βάσει της κλίσης $P - f$, την συχνότητα της θεμελιώδους κυματομορφής τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Ομοίως ο έλεγχος της τάσης θα ρυθμίζει από την μετρούμενη

άεργη ισχύ το πλάτος του σήματος διαμόρφωσης PWM βάσει της κλίσης $Q - V$, καθορίζοντας το μέτρο της θεμελιώδους κυματομορφής τάσης στην έξοδο. Οι ισχείς υπολογίζονται από μέτρηση της τάσης και του ρεύματος μετά το φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα. Το κύκλωμα ελέγχου παρουσιάζεται στο σχ. 4-7.



Σχήμα 4-7 γενικό διάγραμμα ελέγχου του αντιστροφέα



Σχήμα 4-8 χαρακτηριστικές P-f και Q-V

Στο σχ.4-8 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές που ορίζουν την συχνότητα και το πλάτος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Βλέπουμε ότι οι σχέσεις P-f και Q-V είναι απλές γραμμικές σχέσεις της μορφής $y = ax + b$. Το ερώτημα που γεννάται είναι με ποιό τρόπο επιλέγουμε τους συντελεστές k_p και k_q και τις αρχικές τιμές b_p και b_q των εξισώσεων :

$$\begin{aligned} f &= k_p P + b_p \\ V &= k_q Q + b_q \end{aligned} \quad (4.10)$$

Αυτό γίνεται έως ένα βαθμό αυθαίρετα αλλά εξαρτάται και από την σταθερότητα του συστήματος καθώς και από το είδος των φορτίων του δικτύου. Οι τιμές των b_p και b_q επιλέγονται ίσες με τις ονομαστικές του δικτύου δηλαδή 50Hz και 230Volt αντίστοιχα.

Για μεγάλες τιμές των συντελεστών $k_p = -\frac{\Delta f}{\Delta P}$ και $k_q = -\frac{\Delta V}{\Delta Q}$ έχουμε ως αποτέλεσμα

τον καλύτερο έλεγχο της ισχύος και μεγάλη απόκλιση από την ονομαστική τάση και την συχνότητα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ότι ο καθορισμός των ισχύων είναι σχετικά ανεπηρέαστος από εξωτερικού παράγοντες. Αντίθετα, μικρές τιμές των συντελεστών δημιουργούν μικρές μεταβολές της συχνότητας και της τάσης αλλά μεγάλες αποκλίσεις στις ισχύεις. Έτσι μπορεί η συχνότητα και η τάση να παραμένουν κοντά στις ονομαστικές τους τιμές, όμως ο επιμερισμός του φορτίου γίνεται πιο ευαίσθητος σε εξωτερικούς παράγοντες όπως οι αντιδράσεις των γραμμών διασύνδεσης και οι ανοχές των στοιχείων. Ο άξονας θετικών τιμών ισχύος αντιστοιχεί σε παραγωγή που συνοδεύεται από μείωση της συχνότητας και της τάσης. Ο άξονας των αρνητικών τιμών της ισχύς αντιστοιχεί σε απορρόφηση ενεργού ισχύος για τυχόν φόρτιση μιας μικροπηγής συσσώρευσης ενέργειας και σε απορρόφηση αέργου ισχύος που συνοδεύονται από αύξηση της συχνότητας και της τάσης. Οι μέγιστες τιμές καθορίζονται από την δυναμικότητα του αντιστροφέα σε ενεργό και άεργο ισχύ.

Σε ένα δίκτυο που υπάρχουν περισσότεροι αντιστροφείς συνδεδεμένοι, αυτές οι χαρακτηριστικές είναι που καθορίζουν την κατανομή του φορτίου στον κάθε αντιστροφέα. Κάθε αντιστροφέας έχει τις δικές του χαρακτηριστικές (αλλάζει η κλίση των ευθειών στην ουσία). Γενικά, ο παραλληλισμός των αντιστροφέων καθίσταται πλέον δυνατός αφού οι αντιστροφείς εξαναγκάζονται να ακολουθούν τις ισχύεις παραγωγής που προκαθορίζονται από τις ευθείες $P-f$ και $Q-V$. Έκτος από την περίπτωση του παραλληλισμού αντιστροφέων που αναλύθηκε παραπάνω υπάρχει και η περίπτωση που ένας αντιστροφέας τροφοδοτεί το φορτίο. Στην περίπτωση αυτή, η ενεργός ισχύς καθορίζεται από το φορτίο και μόνο. Ανάλογα με την τιμή της, προκύπτει από την γραμμική σχέση και η τιμή της συχνότητας της τάσης εξόδου. Το

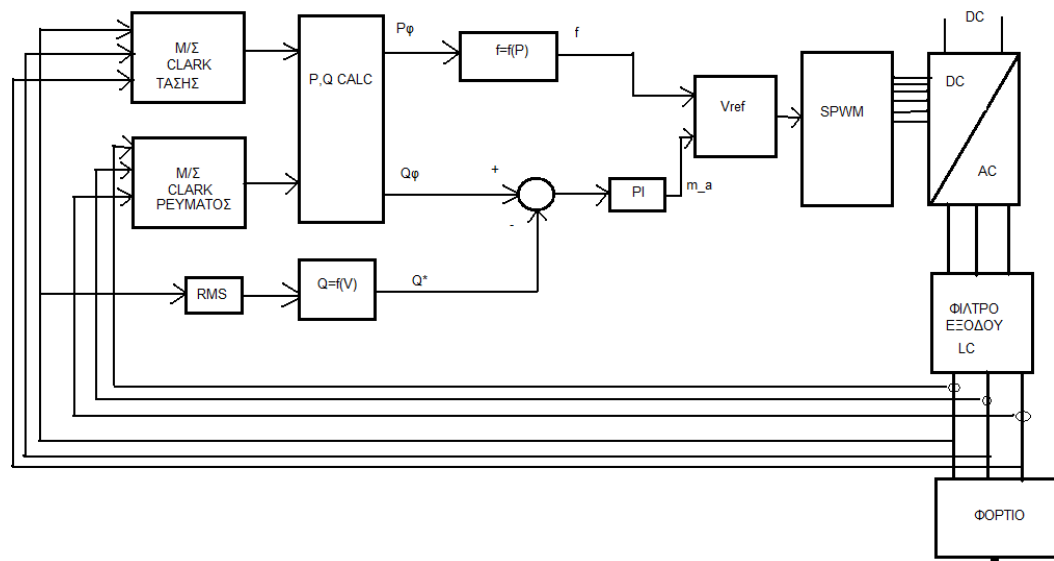
σύστημα θεωρείται ευσταθές όταν η απόκλιση της συχνότητας από την ονομαστική τιμή της οδηγεί την τιμή της ισχύος στη τιμή που απαιτεί το φορτίο. Όμοια, ρυθμίζεται και το πλάτος της τάσης εξόδου ανάλογα με την τιμή της αέργου ισχύος.

4.4 Συμπεράσματα για την μέθοδο των droops

Η συνεχώς αυξανόμενη τάση για ανάπτυξη των μικροδικτύων οδήγησε στην ανάγκη εύρεσης ενός κατάλληλου τρόπου ελέγχου των δικτύων αυτών χωρίς την ανάγκη άμεσης επικοινωνίας μεταξύ των μικροπηγών που τα αποτελούν. Οι πηγές στα μικροδίκτυα έχουν, στην μεγαλύτερη πλειοψηφία, στην έξοδό τους αντιστροφείς που καθορίζουν το φορτίο που δίνουν αυτές στο δίκτυο. Κατ'αντιστοιχία, λοιπόν, με τις σύγχρονες γεννήτριες υλοποιήθηκε μια μέθοδος, η μέθοδος των droops, με την οποία θα υπάρχει καταμερισμός του φορτίου χωρίς επικοινωνία μεταξύ των αντιστροφέων. Για να μπορέσει να εφαρμοστεί η μέθοδος αυτή σε ένα μικροδίκτυο, πρέπει να υπάρχουν πηγές με αδιάλειπτη παροχή ισχύος. Έτσι, στο μικροδίκτυο οι πηγές, στις οποίες η πρωτογενής ισχύ είναι διαθέσιμη, συνεχώς ρυθμίζουν την συχνότητα και την τάση του δικτύου με έλεγχο P-f και Q-V των αντιστροφέων τους. Στις υπόλοιπες πηγές, ο αντιστροφέας ελέγχεται ώστε να διοχετεύουν στο σύστημα την διαθέσιμη ισχύ. Συμπεραίνουμε, λοιπόν, ότι η εγκατάσταση πηγών συσσώρευσης ενέργειας είναι απαραίτητη για την απομονωμένη λειτουργία. Στην περίπτωση που στη δημιουργία του δικτύου συμμετέχουν μόνο πηγές συσσώρευσης ενέργειας, όλες οι μονάδες του δικτύου ελέγχονται μόνο αναλογικά και δεν είναι απαραίτητη επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική τιμή.

4.5 Υλοποίηση του ελέγχου με τη μέθοδο των droops

Στο σχ. 4-9 παρουσιάζεται το block διάγραμμα του ελέγχου που υλοποιήθηκε.



Σχήμα 4-9 block διάγραμμα υλοποίησης ελέγχου

4.5.1 Μέθοδος p-q [14]

Ο υπολογισμός της ισχύος γίνεται με την μέθοδο p-q. Η μέθοδος p-q βασίζεται σε στιγμιαίες τιμές σε τριφασικά συστήματα ισχύος με ή χωρίς ουδέτερο και μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο σε μόνιμες όσο και σε μεταβατικές καταστάσεις, καθώς επίσης και σε απλές κυματομορφές τάσης και ρεύματος. Η μέθοδος αυτή βασίζεται σε έναν αλγεβρικό μετασχηματισμό, τον μετασχηματισμό Clark, των τριφασικών διανυσμάτων της τάσης και του ρεύματος a-b-c σε α-β-0 συντεταγμένες. Στις σχέσεις (4.11) και (4.12) παρουσιάζονται οι τύποι για τους μετασχηματισμούς Clark της τάσης και του ρεύματος.

$$\begin{bmatrix} v_o \\ v_a \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Οι ισχύεις του συστήματος προκύπτουν από τις (4.13) - (4.15) .

$$p_o = v_o \cdot i_o \text{ στιγμιαία ισχύ μηδενικής ακολουθίας} \quad (4.13)$$

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \text{ στιγμιαία ενεργός ισχύ} \quad (4.14)$$

$$q \equiv v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \text{ στιγμιαία άεργος ισχύ (εξ' ορισμού)} \quad (4.15)$$

Ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα του μετασχηματισμού α-β-0 είναι το ότι καταφέρνουμε και απομονώνουμε την μηδενική συνιστώσα του συστήματος.

Η συνιστώσα p_0 παρουσιάζεται μόνο σε τριφασικά συστήματα με ουδέτερο.

Επιπλέον, τα συστήματα πρέπει να έχουν ασύμμετρες τάσεις και ρεύματα ή 3^η αρμονική στην τάση και το ρεύμα μιας τουλάχιστον φάσης. Επομένως, στην περίπτωση μας η συνιστώσα αυτή είναι μηδενική διότι το φορτίο μας είναι συμμετρικό και δεν υπάρχει κοινός ουδέτερος για να κυκλοφορεί η 3^η αρμονική.

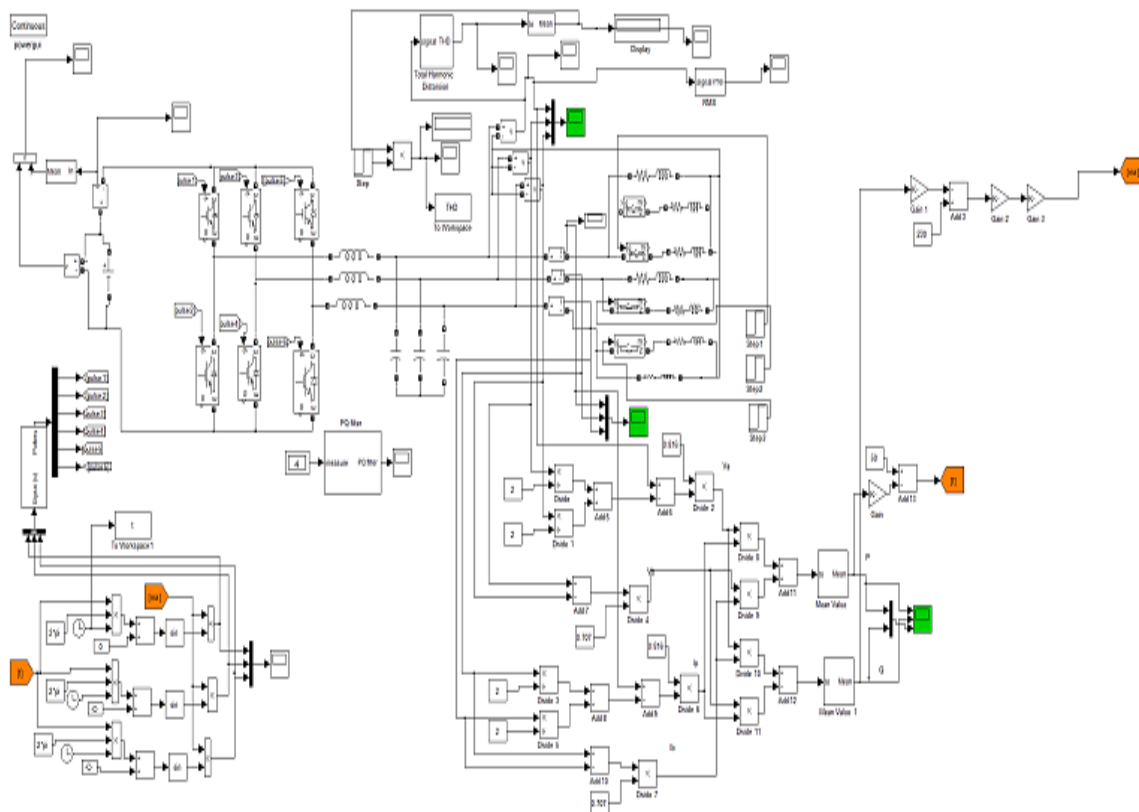
Στην συνέχεια, από την γραμμική σχέση $f=f(P)$ και $V=f(Q)$ προκύπτουν η συχνότητα και το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας για την ημιτονική διαμόρφωση παλμών (SPWM) του αντιστροφέα. Ο PI ελεγκτής χρησιμοποιείται για να αυξήσει την σταθερότητα του συστήματος διότι η απότομη μεταβολή της αέργου ισχύος προκαλεί πολλές ταλαντώσεις στην τάση εξόδου και πολύ συχνά δεν φτάνει ποτέ σε μόνιμη κατάσταση.

Κεφάλαιο 5^ο

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

5.1 Προσομοίωση του κυκλώματος με matlab/simulink

Για να υπάρχει μια ολοκληρωμένη παρουσίαση της πειραματικής μας διάταξης, αρχικά υλοποιήσαμε το κύκλωμα μας με την μέθοδο ελέγχου των `droops` με τη βοήθεια του προγράμματος `simulink` (σχ.5-1) έτσι ώστε να προσομοιώσουμε το κύκλωμα μας για διάφορες τιμές και είδη φορτίου και να μπορέσουμε να συγκρίνουμε τα πειραματικά αποτελέσματα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.



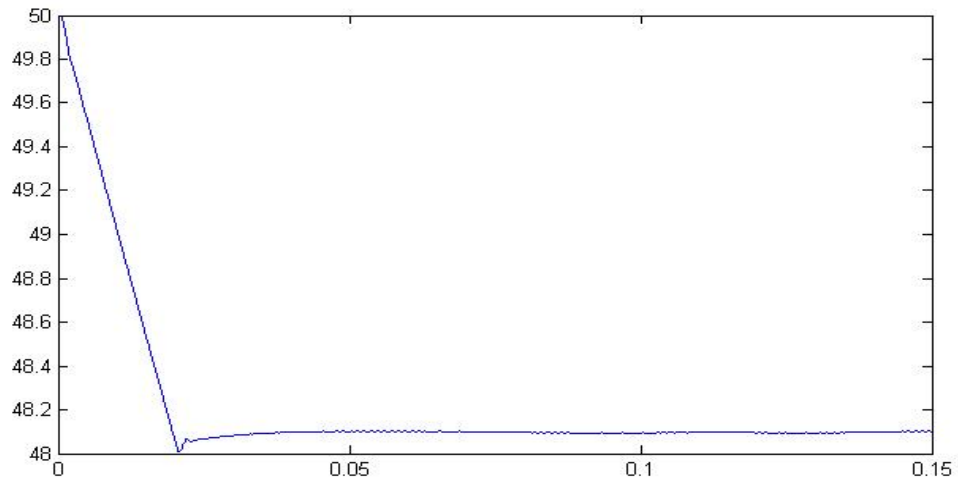
Σχήμα 5-1 υλοποίηση κυκλώματος στο simulink

Το κύκλωμα αποτελείται από μια τριφασική γέφυρα IGBT, η οποία παλμοδοτείται με την μέθοδο της ημιτονικής διαμόρφωσης με διακοπτική συχνότητα 1 kHz, από το φίλτρο εξόδου του αντιστροφέα μας, το οποίο αποτελείται από στοιχεία με τις ίδιες τιμές με αυτές που χρησιμοποιήσαμε στην πειραματική υλοποίηση του κυκλώματος καθώς και από το ωμικό επαγωγικό φορτίο στην έξοδο. Το πλάτος και η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς καθορίζονται από τις γραμμικές σχέσεις συχνότητα-ενεργός ισχύ και τάση-αέργος ισχύ (4.10) της μεθόδου των droops. Ο υπολογισμός της ενεργού και αέργου ισχύος του φορτίου γίνεται με τη βοήθεια της μεθόδου p-q που περιγράφεται στην παράγραφο 4.5.1 .

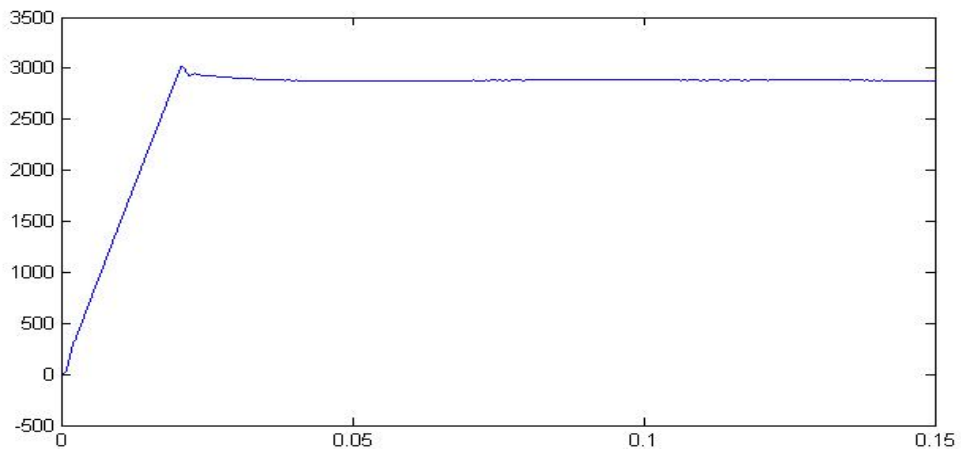
5.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

5.2.1 Μεταβολή συχνότητας με κλίση 2 Hz/P_{ονομ}

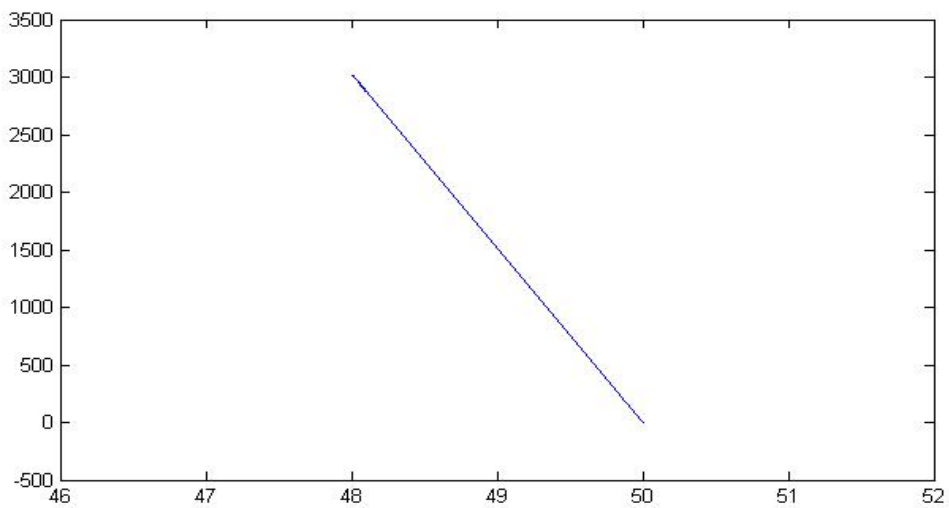
Η ονομαστική ενεργός ισχύ του αντιστροφέα μας είναι 3kW. Αυτό σημαίνει ότι, όταν η ισχύς του φορτίου φτάσει σε αυτή τη τιμή, σύμφωνα με την σχέση ισχύος-συχνότητας που καθορίζεται από την μέθοδο ελέγχου μας, η συχνότητα της τάσης εξόδου θα πρέπει να έχει πέσει στα 48 Hz (4.10) . Η τελική αυτή τιμή της συχνότητας προκύπτει από το γεγονός ότι η τιμή της για μηδενική ενεργό ισχύ στην έξοδο του αντιστροφέα είναι στα 50 Hz με αποτέλεσμα η κλίση 2 Hz/P_{ονομ} να οδηγεί στην τιμή των 48 Hz. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν η μεταβολή της συχνότητας και της ενεργού ισχύος σε συνάρτηση με το χρόνο, η μεταβολή της συχνότητας εξόδου σε συνάρτηση με την ενεργό ισχύ, η μορφή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα καθώς επίσης και η συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) της τάσης εξόδου.



Σχήμα 5-2 συχνότητα εξόδου συναρτήσει του χρόνου ($f=f(t)$)

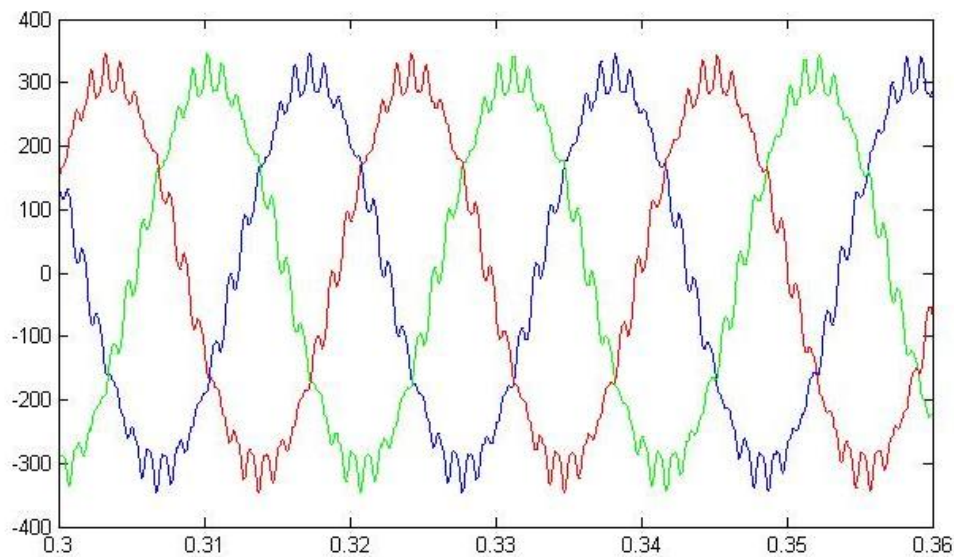


Σχήμα 5-3 ενεργός ισχύ συναρτήσει του χρόνου ($P=f(t)$)

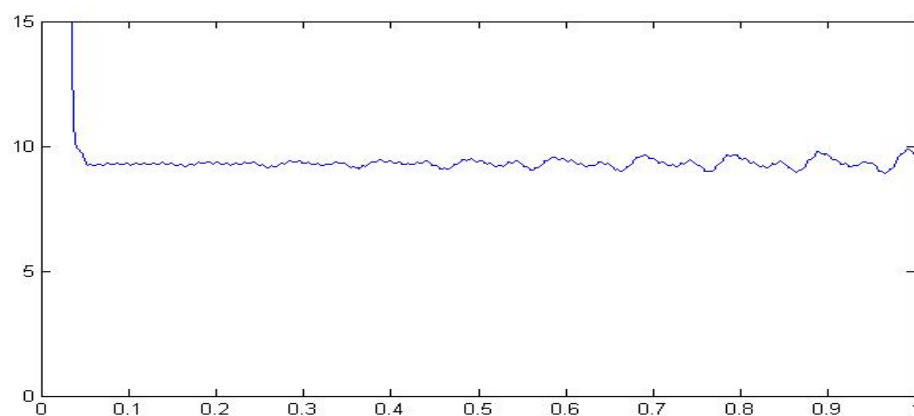


Σχήμα 5-4 συχνότητα εξόδου συναρτήσει της ενεργού ισχύος ($P=f(f)$)

Από τα σχήματα 5-2 και 5-3 βλέπουμε ότι όντως η μεταβολή της ενεργού ισχύος του φορτίου προκαλεί στην ίδια χρονική διάρκεια την ανάλογη μεταβολή της συχνότητας της τάσης εξόδου. Στο σχήμα 5-4 βλέπουμε ότι η γραφική σχέση μεταξύ ισχύος και συχνότητας είναι γραμμική πράγμα αναμενόμενο.



Σχήμα 5-5 τάση εξόδου του αντιστροφέα ($V=f(t)$)



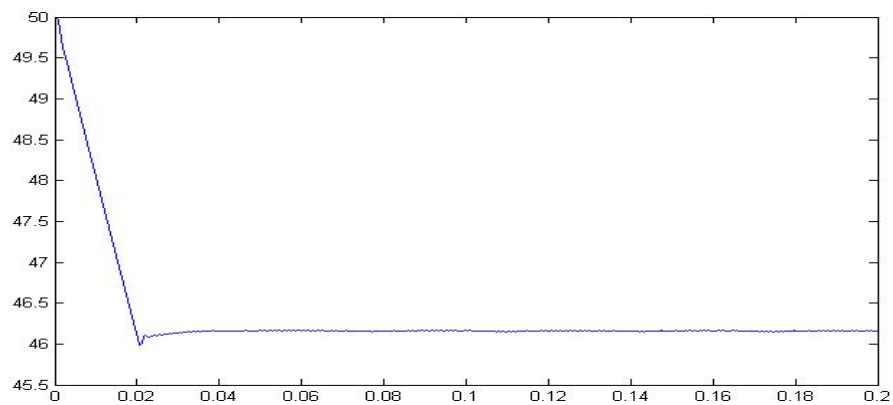
Σχήμα 5-6 THD τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα (σχ. 5-5) είναι τριφασική με διαφορά φάσης 120° μεταξύ των φάσεων. Η συνολική παραμόρφωση της τάσης (σχ.5-6) κυμαίνεται σε

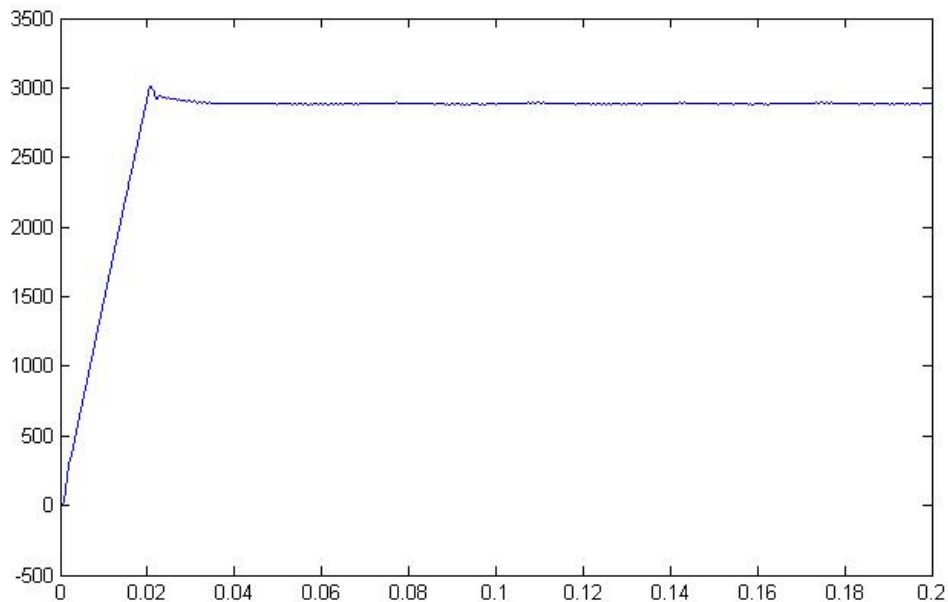
υψηλά σχετικά επίπεδα λόγω της χαμηλής διακοπτικής συχνότητας του 1 kHz που έχει ο αντιστροφέας μας.

5.2.2 Μεταβολή συχνότητας με κλίση 4 Hz/P_{ονομ}

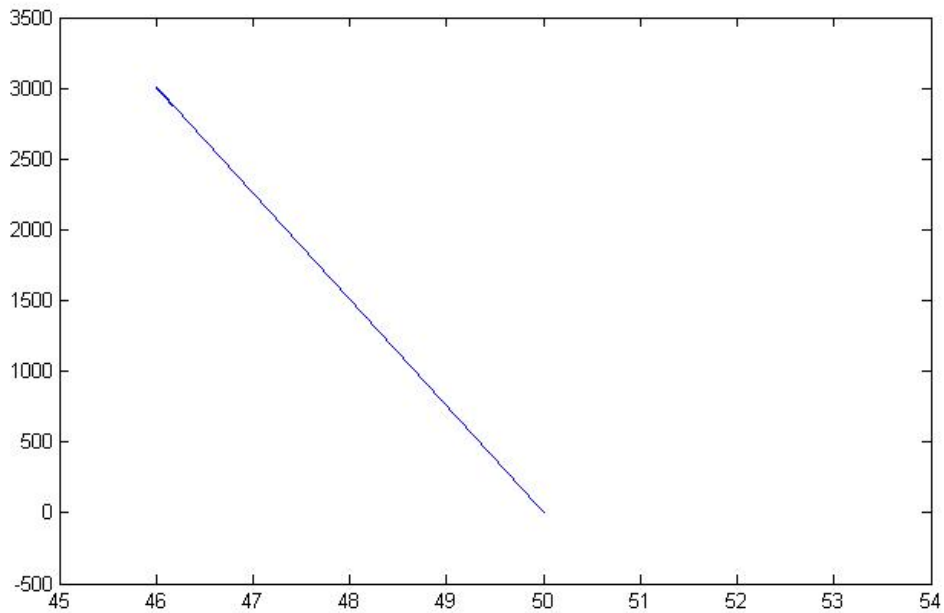
Η μεταβολή της συχνότητας εξόδου σε σχέση με την τιμή της ενεργού ισχύος ορίζεται αυθαίρετα, σε λογικά πάντα πλαίσια έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η ομαλή λειτουργία των φορτίων, από τον κατασκευαστή του αντιστροφέα. Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν οι αντίστοιχες με την 5.2.1 παράγραφο γραφικές παραστάσεις με τη μόνη διαφορά ότι η μεταβολή της συχνότητας είναι 4 Hz/P_{ονομ} .



Σχήμα 5-7 συχνότητα εξόδου συναρτήσει του χρόνου ($f=f(t)$)

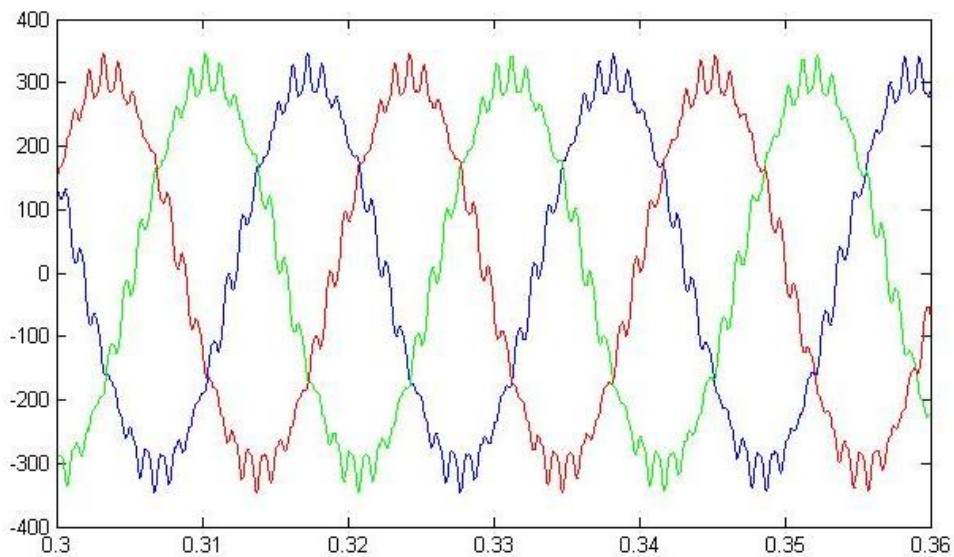


Σχήμα 5-8 ενεργός ισχύς εξόδου συναρτήσει του χρόνου ($P=f(t)$)

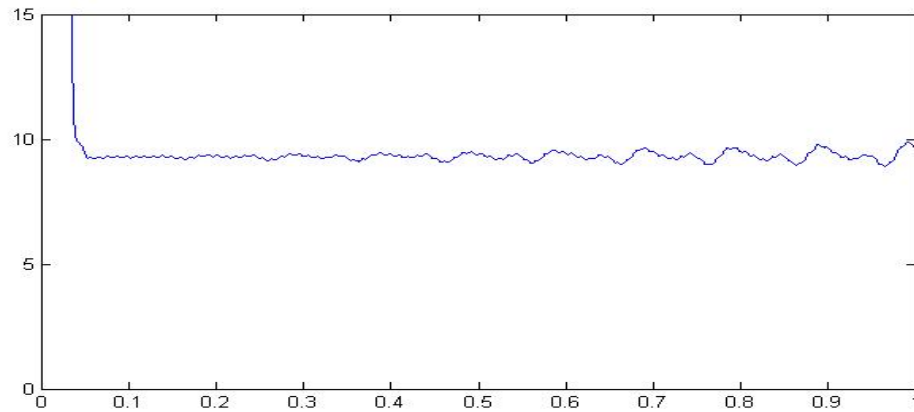


Σχήμα 5-9 συχνότητα εξόδου συναρτήσει της ισχύος ($P=f(f)$)

Όπως και στην παράγραφο 5.2.1, παρατηρούμε ότι η αύξηση της ενεργού ισχύος στην έξοδο προκαλεί την αντίστοιχη μείωση της συχνότητας της τάσης εξόδου στην ίδια χρονική διάρκεια.



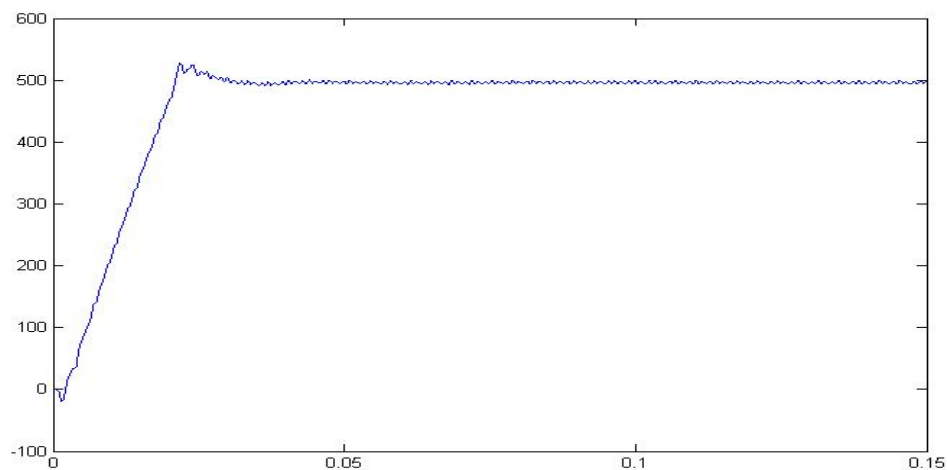
Σχήμα 5-10 τάση εξόδου του αντιστροφέα ($V=f(t)$)



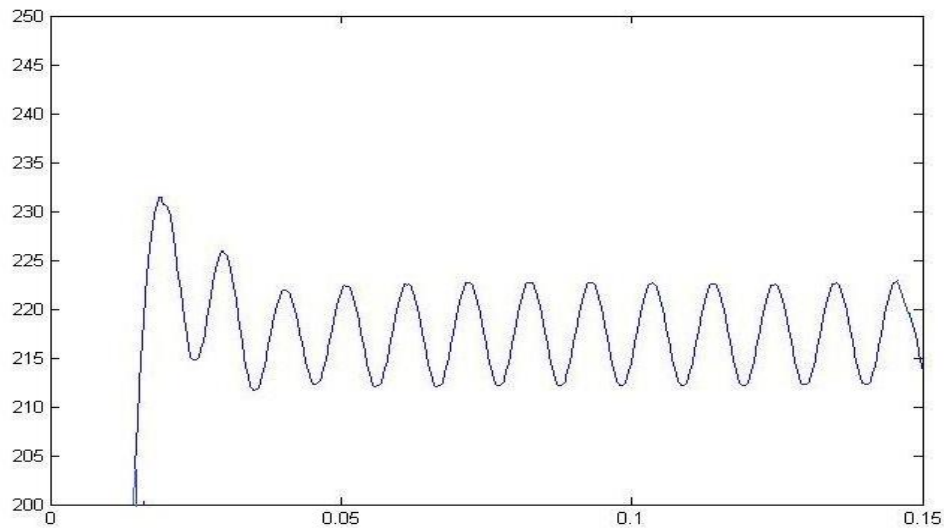
Σχήμα 5-11 THD τάσης εξόδου του αντιστροφέα

5.2.3 Μεταβολή RMS τιμής της τάσης εξόδου με κλίση 6% / $Q_{\text{ονομ}}$

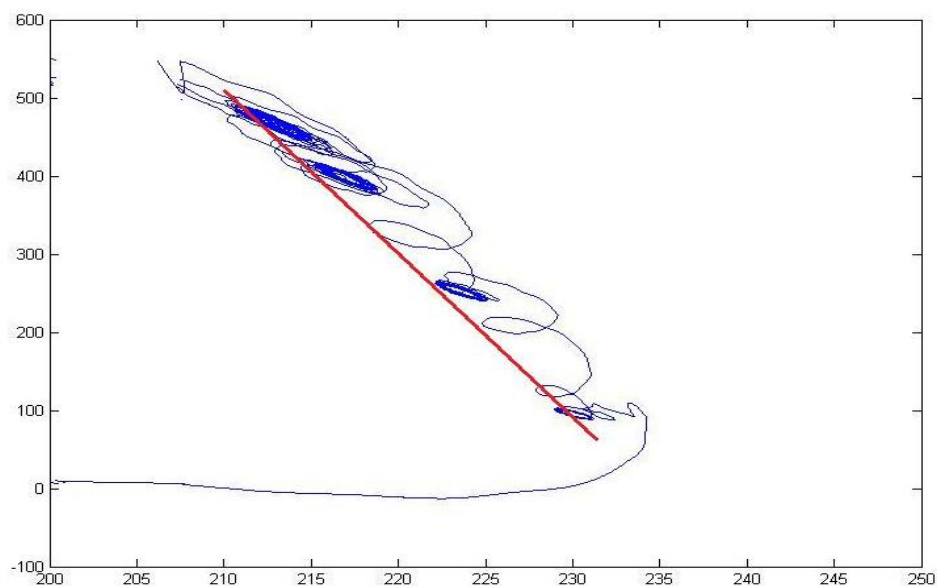
Η ονομαστική τιμή της αέργου ισχύος του αντιστροφέα μας είναι 500 VAr. Η αρχική τιμή της RMS τιμής της τάσης για μηδενική άεργο ισχύ είναι εξ'ορισμού 230 volts. Από την γραμμική σχέση που συνδέει την RMS τιμή της τάσης εξόδου με την άεργο ισχύ του φορτίου προκύπτει ότι η τιμή της τάσης για την ονομαστική άεργο ισχύ θα είναι 6% μειωμένη για επαγωγικό φορτίο και 6% αυξημένη για χωρητικό φορτίο (4.10). Στη συνέχεια παρουσιάζονται η μεταβολή της RMS τιμής της τάσης και της αέργου ισχύος συναρτήσει του χρόνου, η μεταβολή της τάσης συναρτήσει της αέργου ισχύος καθώς και η κυματομορφή της τάσης εξόδου.



Σχήμα 5-12 άεργος ισχύ συναρτήσει του χρόνου ($Q=f(t)$)



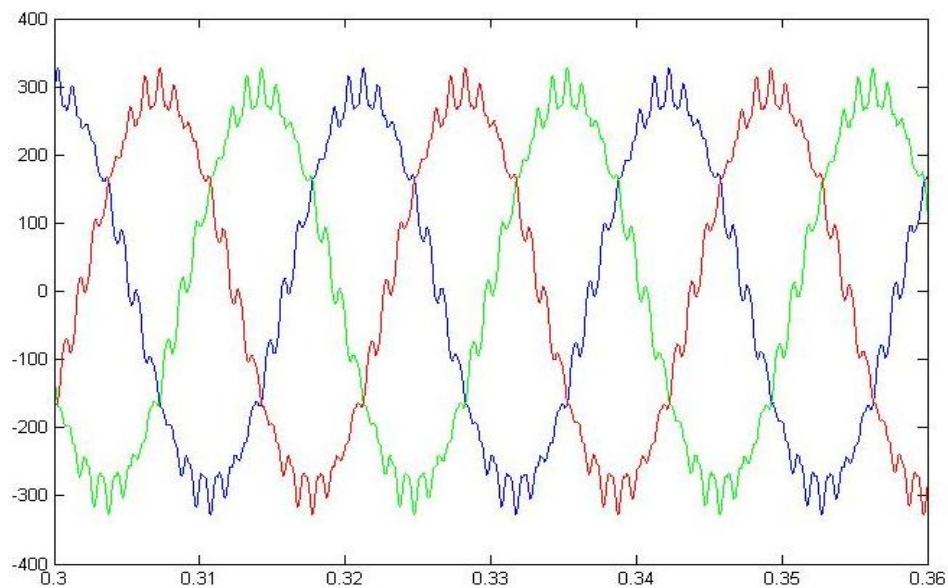
Σχήμα 5-13 RMS τιμή της τάσης συναρτήσει του χρόνου ($V_{RMS}=f(t)$)



Σχήμα 5-14 RMS τιμή της τάσης συναρτήσει της αέργου ισχύος ($Q=f(V_{rms})$)

Στα σχήματα 5-12 και 5-13 παρατηρούμε ότι η μεταβολή της RMS τιμής της τάσης ακολουθεί χρονικά την μεταβολή της αέργου ισχύος που τραβάει το φορτίο. Στα σχήματα 5-13 και 5-14 βλέπουμε ότι η τιμή της τάσης εξόδου δεν σταθεροποιείται απόλυτα στην προβλεπόμενη τιμή, αυτό συμβαίνει διότι η μεταβολές του πλάτους της τάσης που προκύπτουν από την ιμή της αέργου ισχύος κάθε στιγμή είναι αρκετά

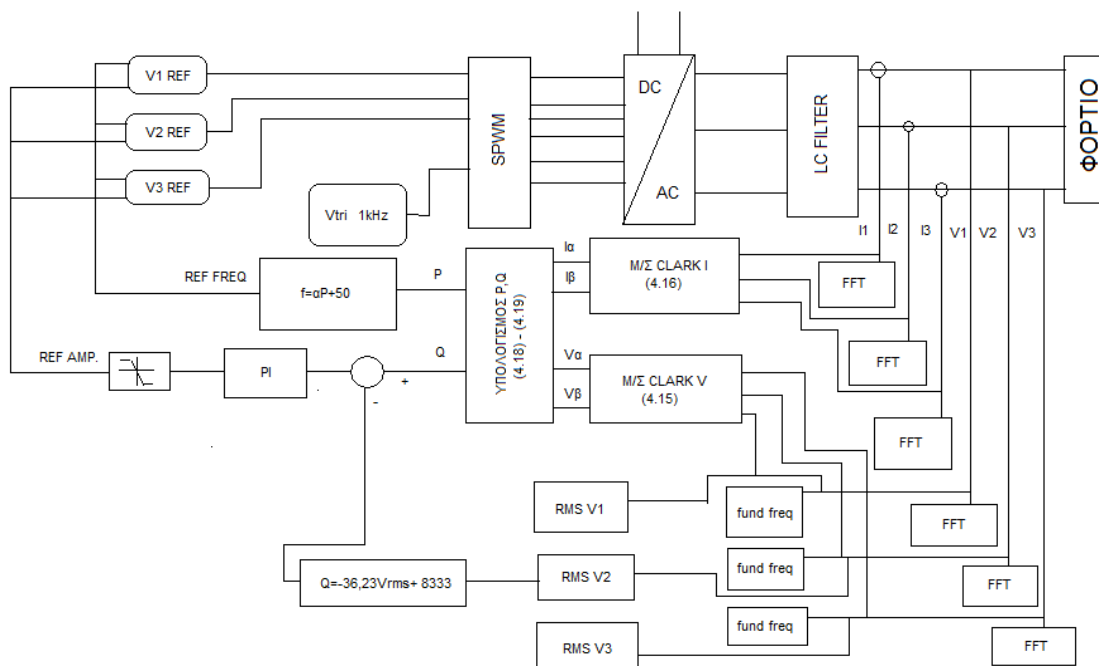
απότομες και δεν οδηγούν την τάση εξόδου σε απόλυτη σταθεροποίηση. Επίσης, οφείλεται και στο γεγονός ότι η τάση εξόδου μας έχει αρκετές αρμονικές με αποτέλεσμα η RMS τιμή της να είναι έχει αρκετό κυματισμό. Βλέπουμε, πάντως, ότι τα σημεία γύρω από τα οποία κυμαίνεται η τιμή της τάσης κινούνται γύρω από την επιθυμητή θεωρητική ευθεία (σχ. 5-14).



Σχήμα 5-15 τάση εξόδου του αντιστροφέα

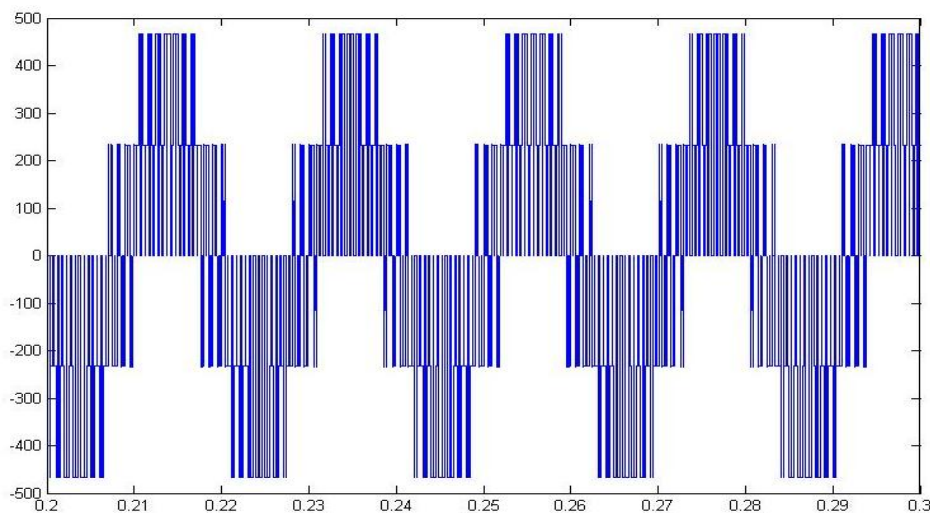
5.3 Υλοποίηση ελέγχου με το LABVIEW

Στο σχήμα 5-16 παρουσιάζεται το block διάγραμμα του ελέγχου όπως ακριβώς υλοποιήθηκε στο πρόγραμμα LABVIEW.



Σχήμα 5-16 block διάγραμμα ελέγχου στο LABVIEW

Τα τρία ημίτονα αναφοράς, παράγονται εσωτερικά στο LABVIEW καθορίζοντας κάθε φορά που επαναλαμβάνεται ο βρόχος ελέγχου το πλάτος και την συχνότητα τους. Η διαφορά φάσης που έχουν μεταξύ τους είναι σταθερή και ίση με 120° . Οι παλμοί οδήγησης των IGBT της γέφυρας παράγονται από την σύγκριση των ημιτόνων αναφοράς με το τρίγωνο συχνότητας 1 kHz. Ο συντελεστής διαμόρφωσης είναι πάντοτε μικρότερος της μονάδας για να μην περνάμε σε υπερδιαμόρφωση και αυξάνουμε το πλήθος των αρμονικών της τάσης εξόδου. Η φασική τάση στα άκρα του αντιστροφέα πριν το φίλτρο εξόδου είναι έξι επιπέδων (σχ. 5-17) πράγμα αναμενόμενο για τριφασικό αντιστροφέα που ελέγχεται με την μέθοδο SPWM.



Σχήμα 5-17 τάση εξόδου 6 επιπέδων

Με τη βοήθεια των μετρητικών μας εισάγουμε τις μετρούμενες τιμές των φασικών τάσεων και των ρευμάτων στον υπολογιστή. Μετά από ανάλυση των μετρήσεων παρουσιάζουμε τα διάφορα μεγέθη που μας ενδιαφέρουν, όπως είναι το THD και η RMS τιμή της τάσης καθώς και η συχνότητα της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου. Στη συνέχεια υπολογίζουμε την ενεργό και την άεργο ισχύ του φορτίου μας με τη βοήθεια της μεθόδου p-q. Όπως αναφέρθηκε και στην ανάλυση της μεθόδου των droops, η συχνότητα της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με την ενεργό ισχύ του φορτίου. Αυτό σημαίνει ότι, η συχνότητα των ημιτόνων αναφοράς καθορίζεται από την σχέση :

$$f = \alpha P + 50 \quad (5.1)$$

Ο ακριβής υπολογισμός του συντελεστή α θα γίνει παρακάτω στην λεπτομερή παρουσίαση των μετρήσεων για τις διάφορες περιπτώσεις που εξετάσαμε. Για τον προσδιορισμό του πλάτους των ημιτόνων αναφοράς χρησιμοποιήσαμε έναν PI ελεγκτή. Ο λόγος που τον χρησιμοποιήσαμε είναι ότι χωρίς αυτόν το σύστημα μας ήταν πολύ ασταθές λόγω της μεγάλης μεταβολής της αέργου ισχύος σε σχέση με το πλάτος των ημιτόνων αναφοράς. Συγκρίνουμε την μετρούμενη άεργο ισχύ του φορτίου μας με την άεργο ισχύ που προκύπτει από την γραμμική σχέση :

$$Q = \alpha V_{rms} + \beta \quad (5.2)$$

Η οποία προκύπτει από λύση της (4.10) ως προς Q . Οι συντελεστές της (5.2) υπολογίζονται ανάλογα με τις προδιαγραφές μας. Ο PI ελεγκτής μεταβάλλει το πλάτος των ημιτόνων αναφοράς έτσι ώστε η τιμή του να δίνει στην τάση εξόδου τέτοια RMS τιμή που να οδηγεί σε τιμή αέργου ισχύος από την (5.2) ίση με την μετρούμενη. Η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή μας είναι η (4.9). Έπειτα από διάφορες δοκιμές καταλήξαμε ότι οι βέλτιστες τιμές, που οδηγούν το σύστημα σε καλύτερη ευστάθεια, για τους συντελεστές K_c και T_i είναι 0,5 και 0,02 αντίστοιχα.

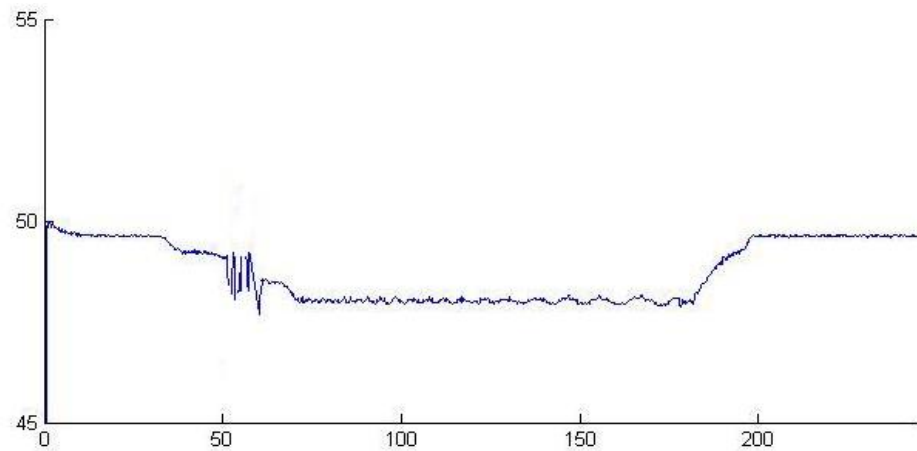
5.4 Αποτελέσματα πειραματικών μετρήσεων

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιαστούν όλες οι πειραματικές μετρήσεις που ελήφθησαν για διάφορες περιπτώσεις και συνδυασμούς φορτίου. Οι μετρήσεις που θα παρουσιαστούν θα είναι η συχνότητα και η RMS τιμή της τάσης εξόδου, η ενεργός και η άεργος ισχύ του φορτίου συναρτήσει του χρόνου, η σχέση ενεργού ισχύος-συχνότητας και αέργου ισχύος-τάσης, η συνολική αρμονική παραμόρφωση και το FFT της τάσης εξόδου, το FFT του ρεύματος καθώς και ο συντελεστής ισχύος του φορτίου.

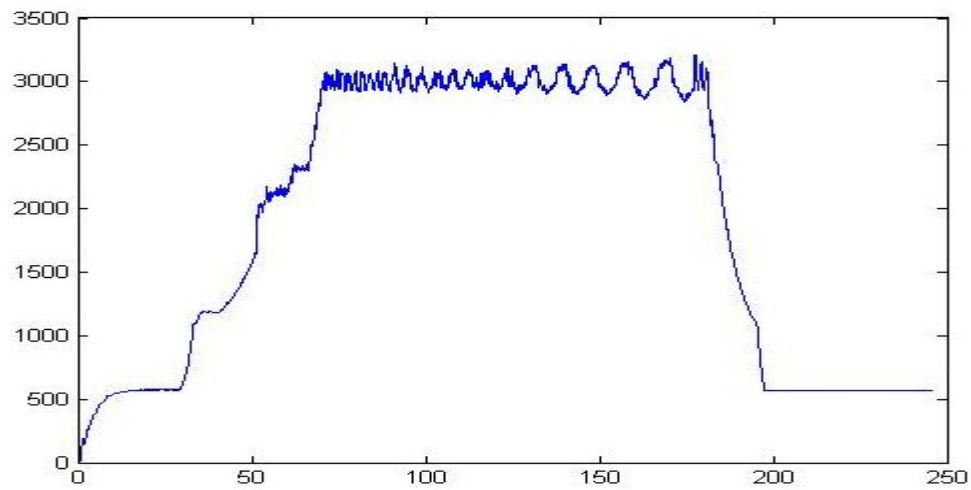
5.4.1 Μεταβολή συχνότητας $2\text{Hz}/P_{\text{ονομ}}$

Αρχικά θα πρέπει να προσδιορίσουμε τον συντελεστή α της σχέσης (5.1) . Εφόσον θέλουμε η συχνότητα να πέφτει κατά 2 Hz στα 3000 W έχουμε ότι :

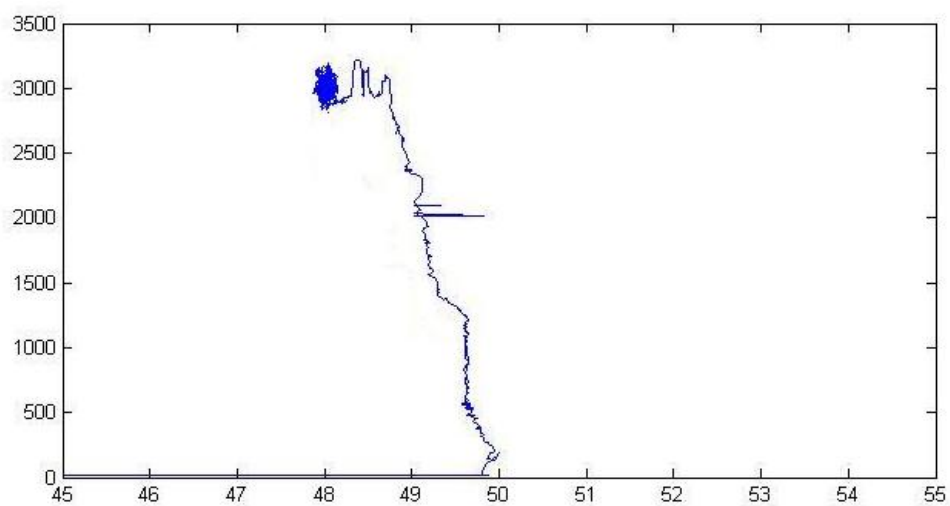
$$f = -0,00066 \cdot P + 50 \quad (5.3)$$



Σχήμα 5-18 μεταβολή συχνότητας συναρτήσει του χρόνου ($f=f(t)$)

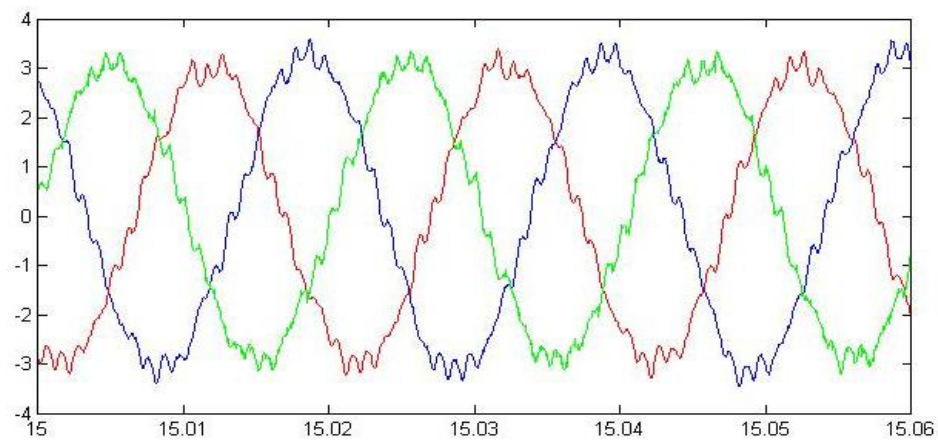


Σχήμα 5-19 μεταβολή ισχύος συναρτήσει του χρόνου ($P=f(t)$)

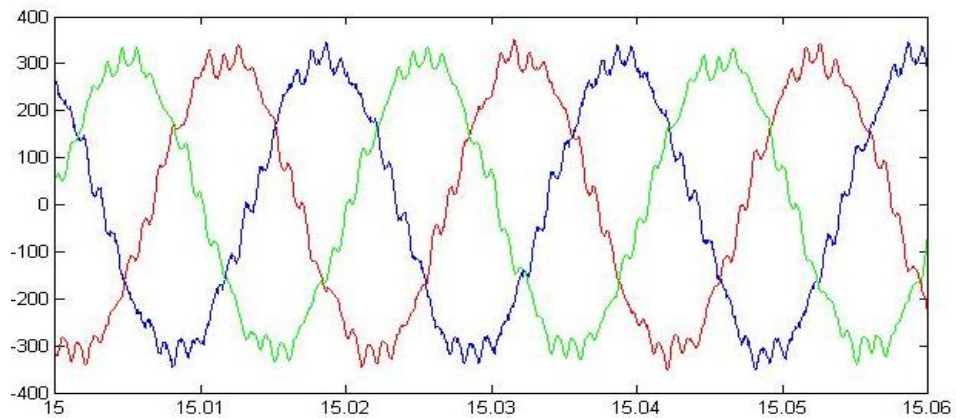


Σχήμα 5-20 μεταβολή συχνότητας συναρτήσει ενεργού ισχύος

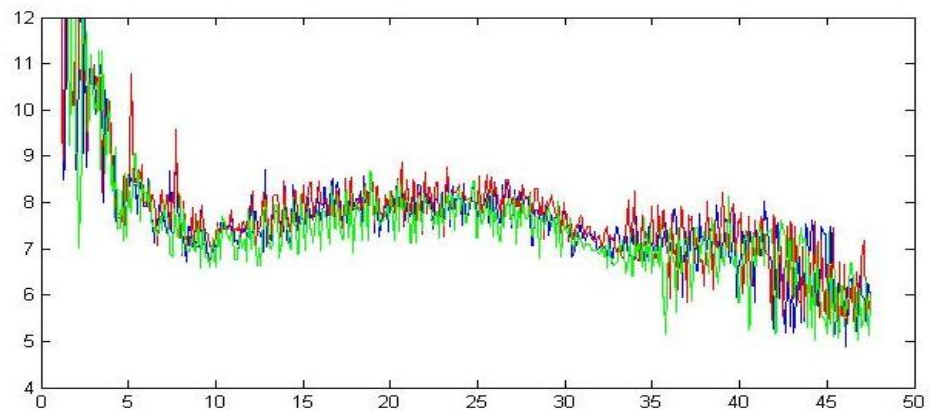
Στα σχήματα 5-18 και 5-19 παρατηρούμε ότι η μεταβολή της συχνότητας στο χρόνο ακολουθεί την αντίστοιχη χρονική μεταβολή της ενεργού ισχύος και στο σχ.5-20 βλέπουμε την γραμμική σχέση μεταξύ ενεργού ισχύος-συχνότητας.



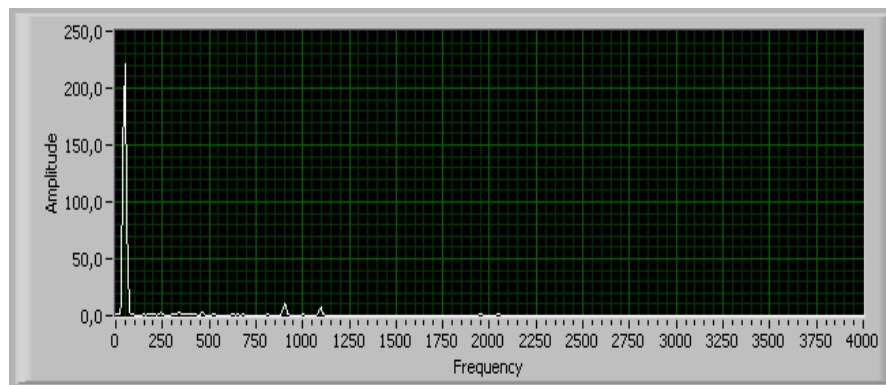
Σχήμα 5-22 μορφή του ρεύματος



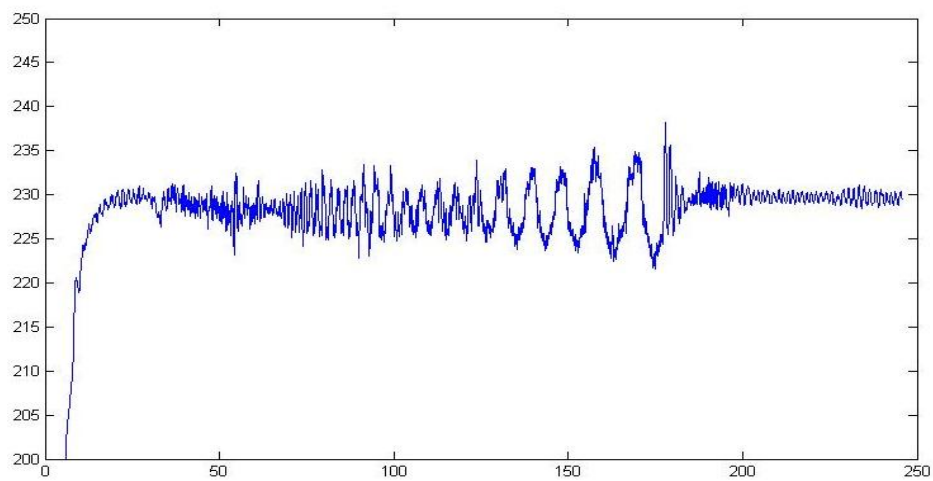
Σχήμα 5-23 μορφή φασικής τάσης εξόδου



Σχήμα 5-24 THD τάσης εξόδου (%)

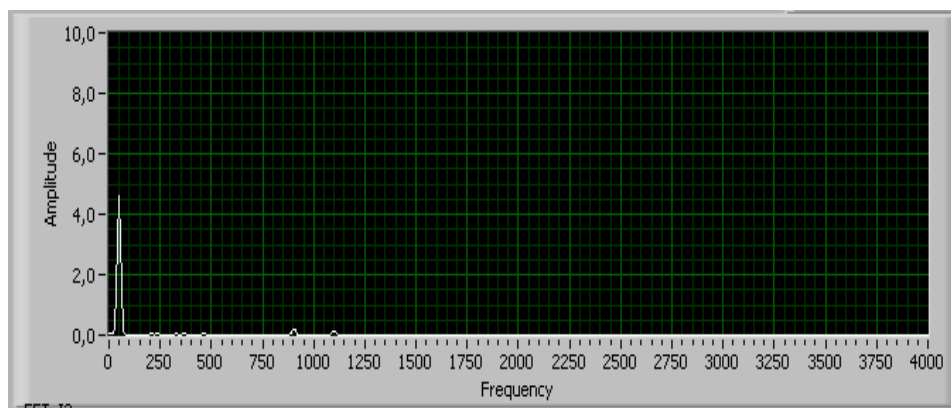


Σχήμα 5-25 FFT τάσης εξόδου

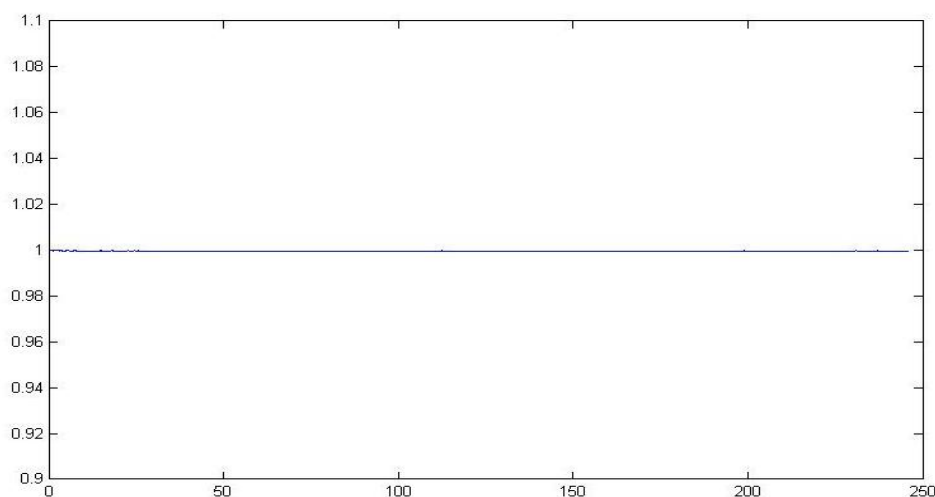


Σχήμα 5-26 RMS τιμή της τάσης εξόδου

Στο σχήμα 5-26 βλέπουμε ότι η RMS τιμή της τάσης είναι σχεδόν σταθερή στα 230Volt, πράγμα λογικό αφού το φορτίο είναι ωμικό επομένως η άεργος ισχύς του είναι μηδέν.



Σχήμα 5-27 FFT ρεύματος εξόδου



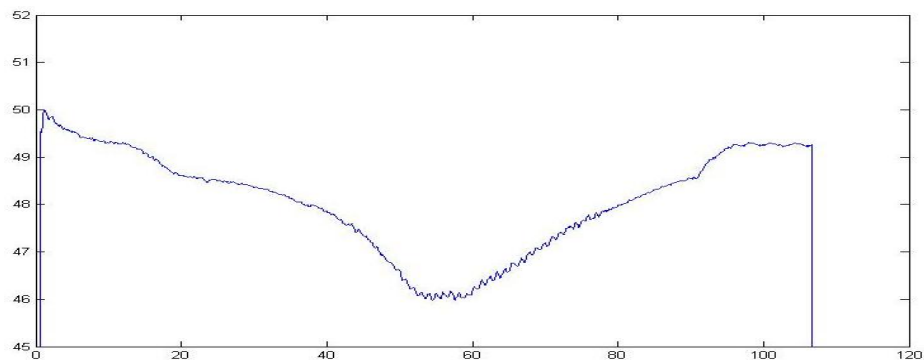
Σχήμα 5-28 συντελεστής ισχύος φορτίου

Ο συντελεστής ισχύος του φορτίου είναι σχεδόν μονάδα διότι για την μέτρηση αυτή χρησιμοποιήσαμε μόνο ωμικό φορτίο εξαιτίας του γεγονότος ότι η χρήση ωμικού-επαγωγικού φορτίου στο εργαστήριο δεν μας επέτρεπε την αύξηση της ενεργού ισχύος στην επιθυμητή τιμή.

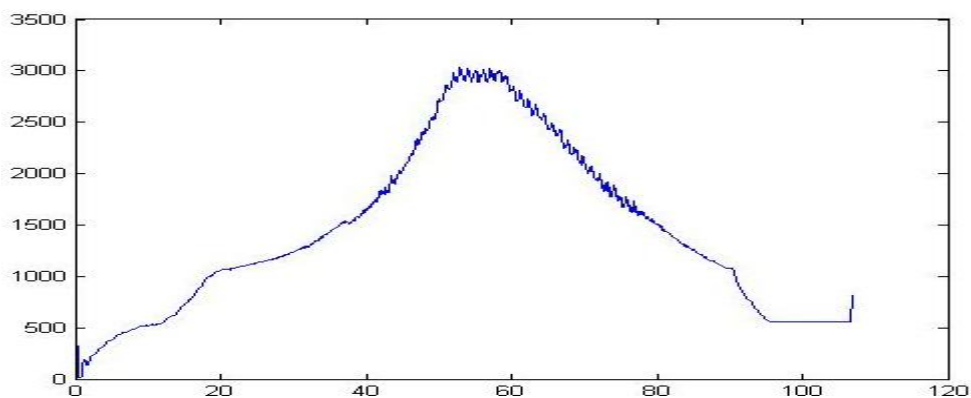
5.4.2 Μεταβολή συχνότητας 4 Hz/P_{ονομ}

Χρησιμοποιώντας πάλι τα δεδομένα ότι η αρχική τιμή της συχνότητας είναι 50 Hz και η ονομαστική ισχύς 3000 W και η μεταβολή 4 Hz προκύπτει από την σχέση (5.1) ότι:

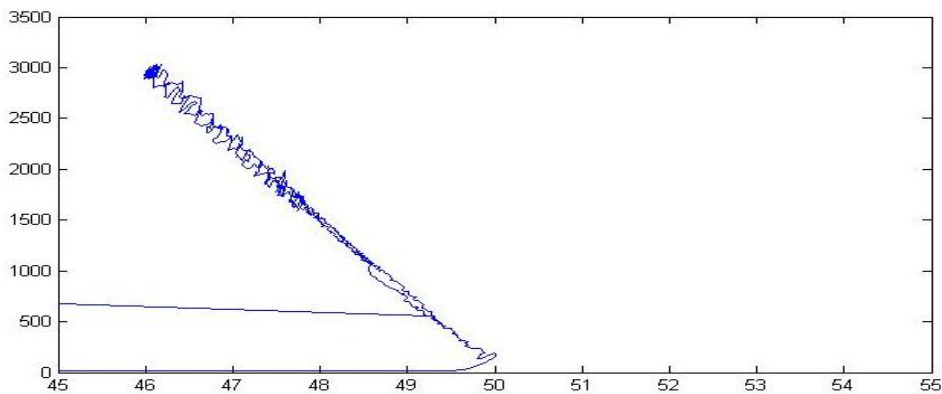
$$f = -0,00033 \cdot P + 50 \quad (5.4)$$



Σχήμα 5-29 μεταβολή της συχνότητας συναρτήσει του χρόνου ($f=f(t)$)



Σχήμα 5-30 μεταβολή της ενεργού ισχύος συναρτήσει του χρόνου ($P=f(t)$)



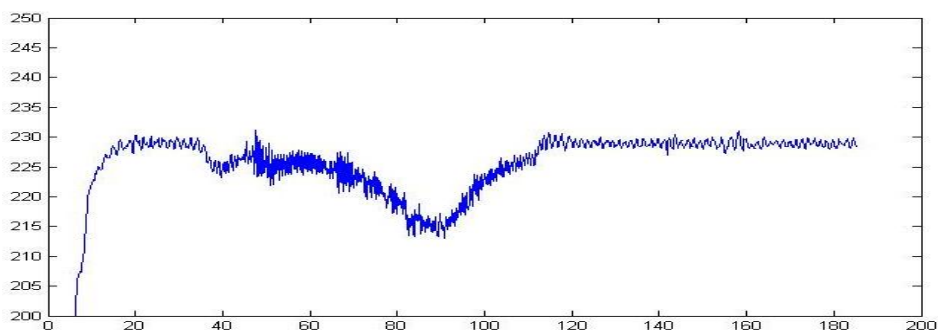
Σχήμα 5-31 μεταβολή της συχνότητας συναρτήσει της ενεργού ισχύος

Η τάση εξόδου και το ρεύμα εξόδου καθώς και όλα τα υπόλοιπα στοιχεία αυτών, όπως THD, FFT, RMS τιμές, είναι παρόμοια με αυτά της παραγράφου 5.4.1 εφόσον το φορτίο είναι ακριβώς το ίδιο. Επομένως κρίνεται σκόπιμο να μην παρουσιαστούν ξανά.

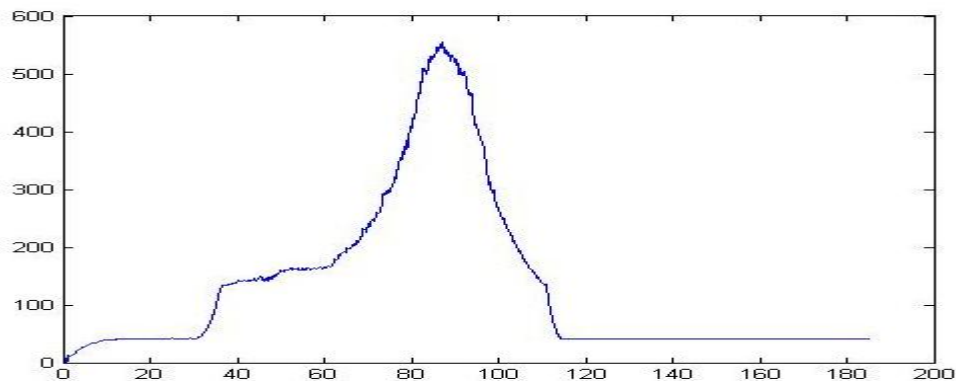
5.4.3 Μεταβολή RMS τιμή της τάσης εξόδου 6% / $Q_{\text{ονομ}}$ με RL φορτίο

Η ονομαστική τιμή της αέργου ισχύος του αντιστροφέα μας είναι 500 VAr και η αρχική τιμή της τάσης για μηδενική άεργο ισχύ είναι 230 Volt. Επομένως, για ονομαστική άεργο ισχύ εξόδου αναμένουμε να έχουμε πτώση της RMS τιμής της τάσης κατά 13,5 Volt. Από τις παραπάνω τιμές προκύπτει ότι η τιμή της αέργου ισχύος που υπολογίζεται από την RMS τιμή της τάσης προκύπτει από την σχέση :

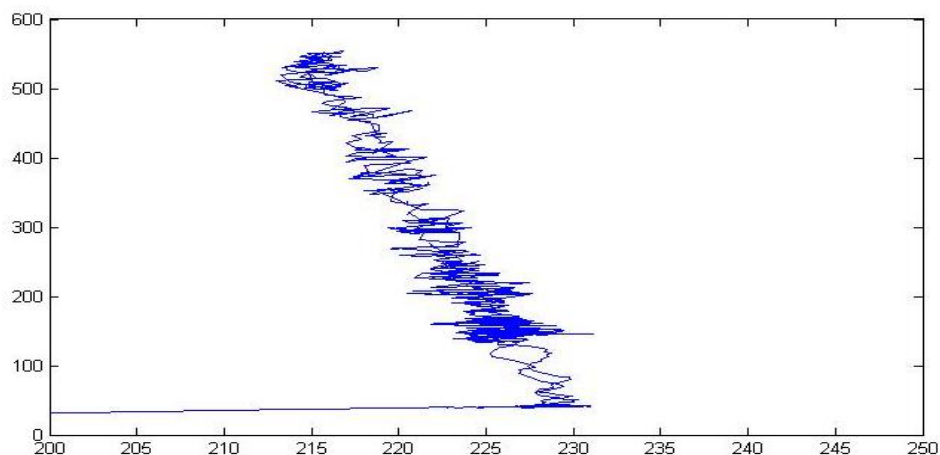
$$\begin{aligned} V_{rms} &= \alpha Q + 230 \Leftrightarrow \\ V_{rms} &= -0,027Q + 230 \Leftrightarrow \\ Q &= -36,23V_{rms} + 8333 \end{aligned} \quad (5.5)$$



Σχήμα 5-32 μεταβολή RMS τιμής της τάσης συναρτήσει του χρόνου

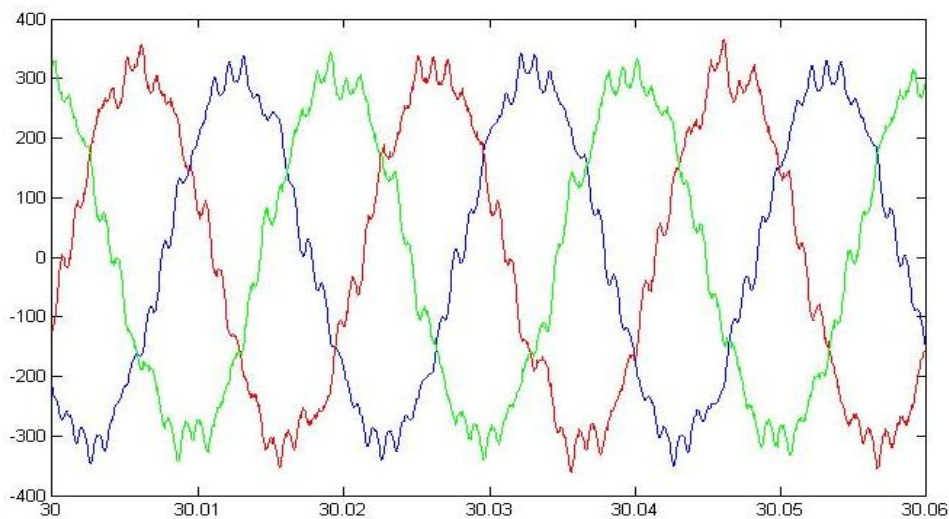


Σχήμα 5-33 μεταβολή αέργου ισχύος συναρτήσει του χρόνου

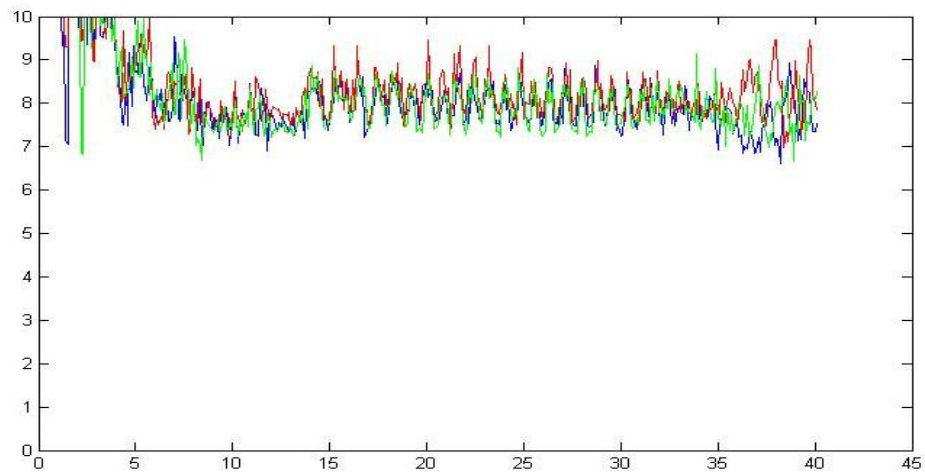


Σχήμα 5-34 μεταβολή RMS τιμής της τάσης συναρτήσει της αέργου ισχύος

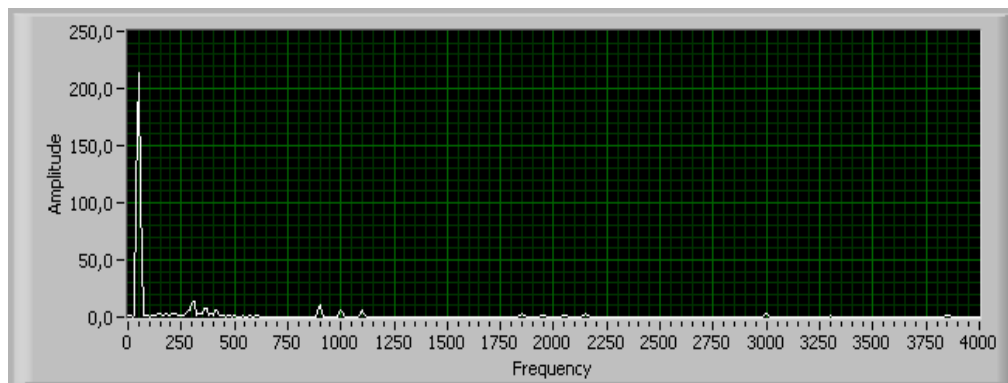
Από τα σχήματα 5-32 και 5-33 βλέπουμε ότι η μεταβολή της RMS τιμής της τάσης ακολουθεί χρονικά την μεταβολή της τιμής της αέργου ισχύος. Από το σχήμα 5-34 συμπεραίνουμε ότι η μεταβολή της RMS τιμής της τάσης συναρτήσει της αέργου ισχύος κινείται πάνω σε μια ευθεία, πράγμα αναμενόμενο.



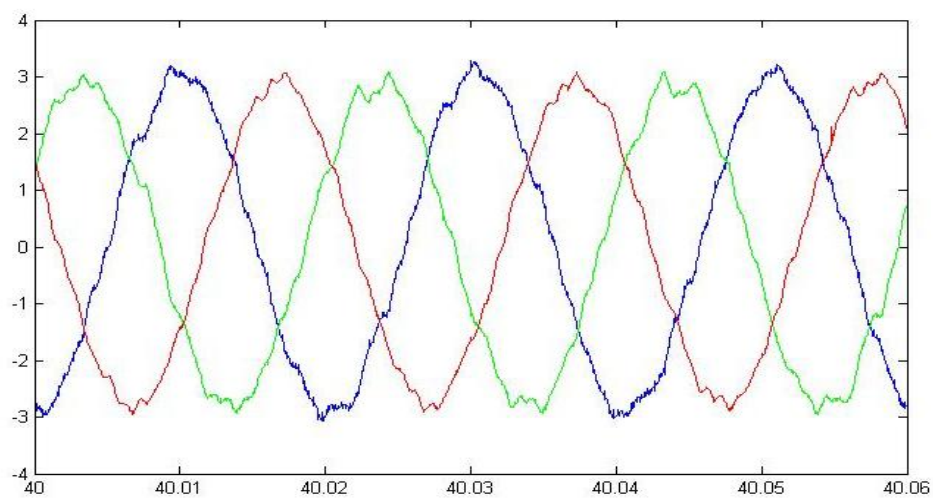
Σχήμα 5-36 μορφή της φασικής τάσης εξόδου



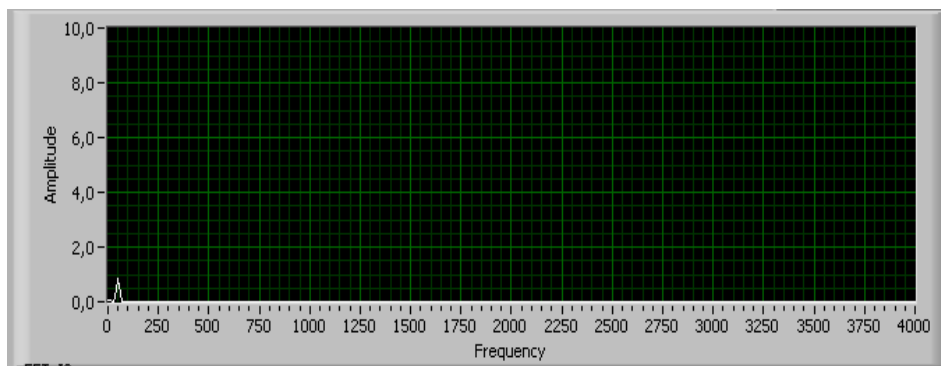
Σχήμα 5-37 THD τάσης εξόδου (%)



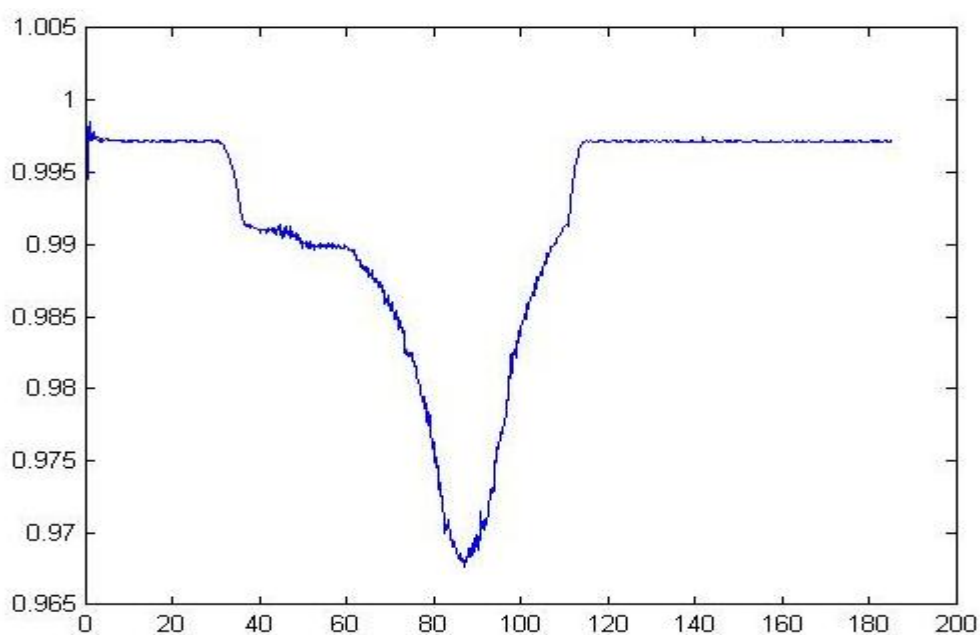
Σχήμα 5-38 FFT φασικής τάσης εξόδου



Σχήμα 5-39 μορφή του ρεύματος εξόδου



Σχήμα 5-40 FFT ρεύματος εξόδου

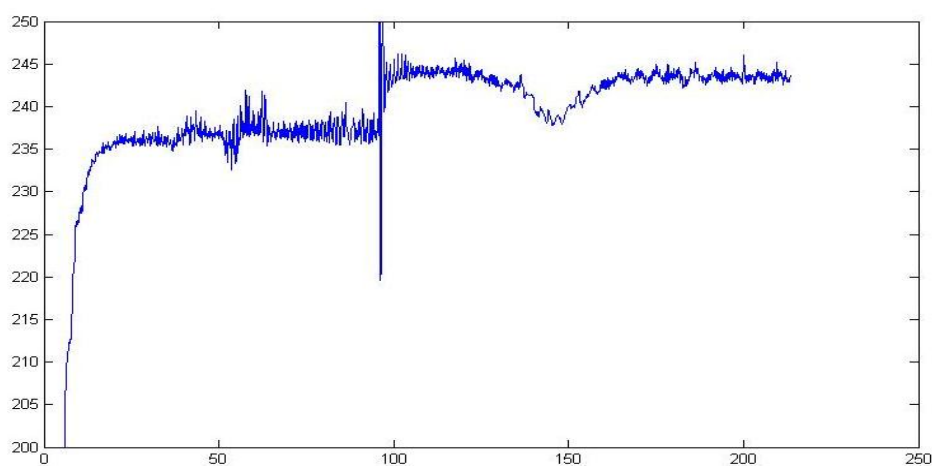


Σχήμα 5-41 συντελεστής ισχύος φορτίου

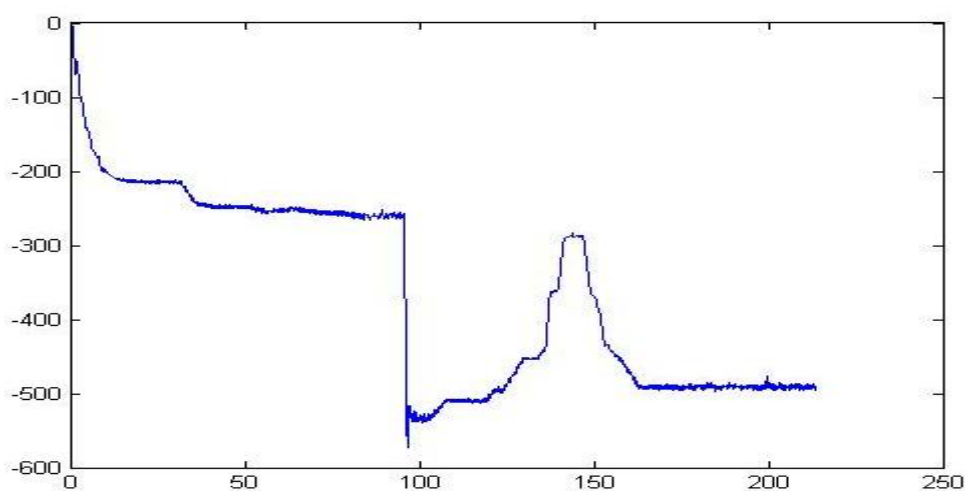
Από τα σχήματα 5-39 και 5-40 βλέπουμε ότι το ρεύμα εξόδου είναι πολύ καλύτερο και πολύ λιγότερες αρμονικές λόγω της ύπαρξης του επαγωγικού φορτίου. Επίσης, στο σχήμα 5-41 παρατηρούμε την μείωση του συντελεστή ισχύος με την αύξηση της αέργου ισχύος του φορτίου.

5.4.4 Μεταβολή RMS τιμή της τάσης εξόδου 6% / $Q_{\text{ονομ}}$ με RC φορτίο

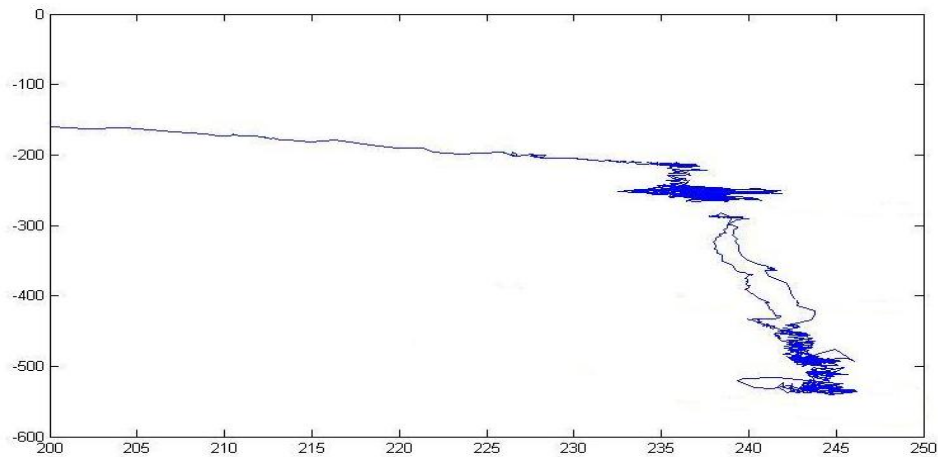
Θεωρώντας εξ'ορισμού την άεργο ισχύ σε επαγωγικό φορτίο θετική, συμπεραίνουμε ότι σε χωρητικό φορτίο θα είναι αρνητική, το μέτρο της όμως παραμένει σταθερό και ίσο με 500 VAr . Η σχέση που χρησιμοποιούμε για να υπολογίσουμε την άεργο ισχύ σε συναρτήσει με την RMS τιμή της τάσης είναι η (5.5). Επομένως, η ουσιαστική διαφορά που περιμένουμε σε σχέση με την παράγραφο 5.4.3 είναι ότι η RMS τιμή της τάσης θα πρέπει να αυξηθεί κατά 13,5 Volt για ονομαστική τιμή της αέργου ισχύος.



Σχήμα 5-42 μεταβολή RMS τιμή της τάσης συναρτήσει του χρόνου



Σχήμα 5-43 μεταβολή αέργου ισχύος συναρτήσει του χρόνου



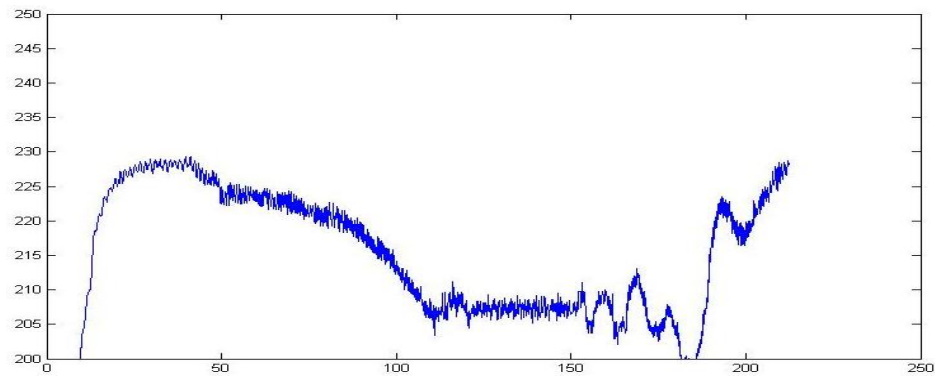
Σχήμα 5-44 μεταβολή RMS τιμής της τάσης συναρτήσει της αέργου ισχύος

Στο σχήμα 5-44 βλέπουμε ότι όντως η RMS τιμή της τάσης αυξάνεται όσο μειώνεται η τιμή της αέργου ισχύος πράγμα αναμενόμενο.

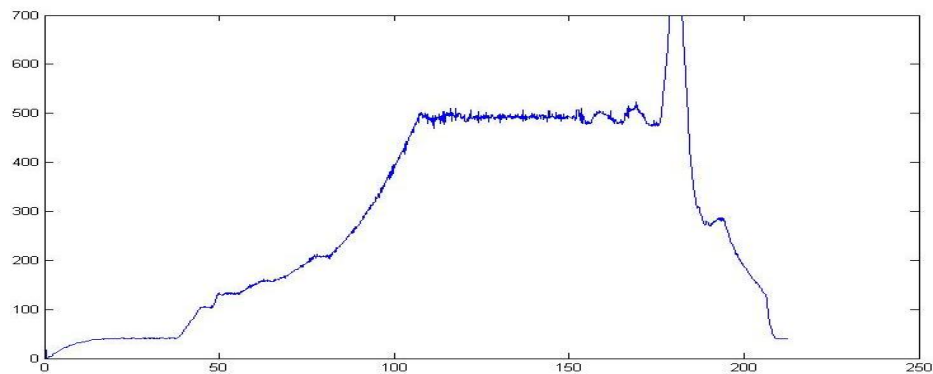
5.4.5 Μεταβολή RMS τιμή της τάσης εξόδου 10% / $Q_{\text{ονομ}}$ με RL φορτίο

Στην συγκεκριμένη περίπτωση εφόσον η πτώση της RMS τιμής της τάσης είναι 10% με αρχική τιμή τα 230 Volt έπεται ότι στην ονομαστική άεργο ισχύ η RMS τιμή της τάσης εξόδου θα είναι 207 Volt. Επομένως, η άεργος ισχύ θα προκύπτει από την σχέση:

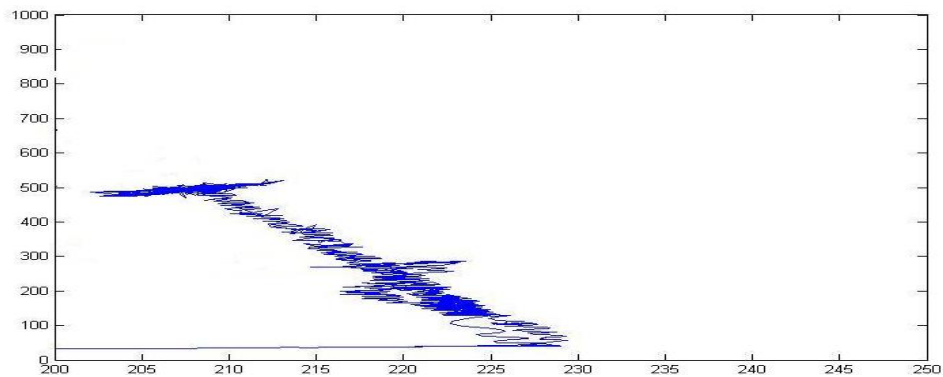
$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \alpha Q + 230 \Leftrightarrow \\
 V_{rms} &= -0,046Q + 230 \Leftrightarrow \\
 Q &= -21,74V_{rms} + 5000
 \end{aligned}
 \tag{5.6}$$



Σχήμα 5-45 μεταβολή RMS τιμής της τάσης εξόδου συναρτήσει του χρόνου



Σχήμα 5-46 μεταβολή της αέργου ισχύος συναρτήσει του χρόνου



Σχήμα 5-47 μεταβολή RMS τιμής της τάσης συναρτήσει της αέργου ισχύος

Η τάση εξόδου και το ρεύμα εξόδου είναι το ίδιο όπως στην παράγραφο 5.4.3 επομένως είναι περιττό να επαναληφθούν. Στο σχήμα 5-47 βλέπουμε ότι, όντως η κλίση της ευθείας έχει αλλάξει και η νέα τελική RMS τιμή της τάσης εξόδου είναι περίπου 207 Volt.

Κεφάλαιο 6^ο

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

6.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα εργασία κατασκευάσαμε και ελέγξαμε έναν τριφασικό αντιστροφέα. Κατά τη διάρκεια της κατασκευής προέκυψαν διάφορα τεχνικά προβλήματα, τα οποία καταφέραμε να αντιμετωπίσουμε με αρκετά μεγάλη επιτυχία έτσι ώστε να επιτύχουμε την σωστή λειτουργία του συνολικού κυκλώματος. Η υλοποίηση του ελέγχου του αντιστροφέα ήταν ένα αρκετά δύσκολο κομμάτι της εργασίας. Πέρα από την βασική μέθοδο ελέγχου που υλοποιήθηκε και λήφθησαν οι μετρήσεις μας υλοποιήθηκαν και άλλες, πιο απλές, μέθοδοι ανοιχτού και κλειστού βρόχου με σκοπό να ελεγχθεί βήμα βήμα η σωστή λειτουργία του αντιστροφέα. Τα κυριότερα συμπεράσματα που προέκυψαν καθ'όλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας είναι τα εξής :

- Η προστασία των IGBT και των κυκλωμάτων οδήγησής τους είναι ένα πάρα πολύ σημαντικό και δύσκολο κομμάτι στην κατασκευή ενός αντιστροφέα. Οι υπερτάσεις και οι υπερεντάσεις που μπορεί να εμφανιστούν δρουν ακαριαία και καταστρέφουν τα ημιαγωγικά στοιχεία. Η βέλτιστη λύση για την προστασία του κυκλώματος από υπερτάσεις και υπερεντάσεις είναι μέσω της μεθόδου ελέγχου που χρησιμοποιούμε με διάφορους παράλληλους βρόχους.
- Όσον αφορά το κομμάτι του ελέγχου, παρατηρήσαμε ότι η μέθοδος που χρησιμοποιήσαμε (droops) είναι αρκετά σημαντική εφόσον πρόκειται οι αντιστροφείς να εργαστούν παράλληλα ή διασυνδεδεμένοι σε κοινό δίκτυο, διότι προσφέρει αυτονομία στον έλεγχο των αντιστροφέων. Δεν απαιτείται η επικοινωνία μεταξύ των διάφορων αντιστροφέων που υπάρχουν σε ένα δίκτυο, πράγμα που μειώνει την πολυπλοκότητα κατασκευής του ελέγχου και αυξάνει την αξιοπιστία του. Η δυνατότητα που μας προσφέρει ο έλεγχος με τη μέθοδο των droops να ελέγχουμε την ενεργό και την άεργο ισχύ της

εκάστοτε πηγής είναι πολύ σημαντική διότι πλέον στα δίκτυα, ειδικά σε αυτά που υπάρχουν συνδεδεμένες ανανεώσιμες πηγές, ένα από τα βασικότερα προβλήματα είναι ο σωστός καταμερισμός της ισχύος μεταξύ των διάφορων πηγών. Τέλος, χρησιμοποιώντας τη μέθοδο αυτή μπορεί να στηθεί ένα δίκτυο ακόμα και μόνο από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, εφόσον δεν είναι πλέον απαραίτητη η ύπαρξη μιας τουλάχιστον σύγχρονης γεννήτριας για την ευσταθή λειτουργία του δικτύου. Αυτό συμβαίνει διότι η μέθοδος των droops ουσιαστικά αναγκάζει τους αντιστροφείς να έχουν την συμπεριφορά σύγχρονης γεννήτριας και να κρατάνε οι ίδιοι το δίκτυο σταθερό.

6.2 Δυνατότητες περαιτέρω διερεύνησης

Με την ολοκλήρωση της παρούσας εργασίας διαπιστώνεται ότι μπορεί να υπάρξει μελλοντική διερεύνηση του θέματος στα εξής σημεία :

- Κατασκευή κατάλληλου φίλτρου εξόδου με τις απαραίτητες προδιαγραφές.
- Κατασκευή κατάλληλων προστασιών για την προστασία του κυκλώματος από υπερτάσεις και υπερεντάσεις.
- Υλοποίηση ελέγχου στο ίδιο ή σε διαφορετικό προγραμματιστικό περιβάλλον για την επίτευξη μεγαλύτερης διακοπτικής συχνότητας.
- Βελτιστοποίηση της μεθόδου ελέγχου, έτσι ώστε να υπάρχει περιορισμός στο ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και δυνατότητα επαναφοράς στην αρχική κατάσταση της συχνότητας και της τάσης χωρίς διακοπή της λειτουργίας του. Καθώς και η ύπαρξη κατάλληλων συστημάτων στον έλεγχο για την δυνατότητα σύνδεσης στο υπάρχον κύριο δίκτυο.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] Α.Παπαβασιλείου. ‘Έλεγχος Ρεύματος Αντιστροφών Πηγής Τάσης για Σύνδεση στο Δίκτυο με LCL Φίλτρο’ , Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2006
- [2] Φ.Γάκης. ‘Έλεγχος Αντιστροφών Ισχύος Μονάδων Διανεμημένης Παραγωγής που Συνδέονται στο Δίκτυο’ , Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2005
- [3] Σ.Μανιάς. ‘Ηλεκτρονικά Ισχύος II’ , Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
- [4] Mohan, Undeland, Robbins. ‘Power Electronics-Converters, Applications and Design’ , Third Edition WILEY, 2003
- [5] D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo. ‘Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practice’ , IEEE Press, 2003
- [6] J. Holtz. ‘Pulse Width Modulation for Electronic Power Conversion’, Proc IEEE 1984 , Bimal K. Bose, in Chapter 4 of ‘Power Electronics and Variable Frequency Drives’ , IEEE Press, 1996
- [7] Σ.Μανιάς. ‘Ηλεκτρονικά Ισχύος’. Εκδόσεις Συμεών, 2000
- [8] ‘SKM 50GB 123D datasheet’ , SEMIKRON
- [9] ‘SKHI22BH4 datasheet’ , SEMIKRON
- [10] LEM Industry Catalogue ‘Industry Current and Voltage Transducers’ , LEM 2001
- [11] Ahmet M. Hava, Russel J. Kerkman, Thomas A. Lipo. ‘Carrier-Based PWM VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison and Design’, pp 674- 689, July 1998
- [12] National Instruments. ‘PID Control Toolset User Manual’ , 2001
- [13] Ν.Σουλτάνης. ‘Συμβολή στον Έλεγχο και στην Προσομοίωση Συστημάτων Ισχύος Χαμηλής Τάσης με Διεσπαρμένη Παραγωγή’ , Διδακτορική Διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2009
- [14] Joao Afonso, Carlos Couto, Julio Martins. ‘Active Filters with Control based on the p-q Theory’ , Universidade do Minho , ICREPQ 2003