



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

Σύγκριση Τεχνικών Ελέγχου Διακοπτικής PWM Ανόρθωσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σταύρος Ε. Κουρίδης

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Φεβρουάριος 2015



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

Σύγκριση Τεχνικών Ελέγχου Διακοπτικής PWM Ανόρθωσης

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σταύρος Ε. Κουρίδης

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την

.....

Στ. Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Α. Κλαδάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Στ. Παπαθανασίου

Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Φεβρουάριος 2014

.....

Σταύρος Ε. Κουρίδης

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

Copyright © Σταύρος Κουρίδης, 2014

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη, η ανάλυση και η σύγκριση των τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών σε τριφασικού μετατροπέα ο οποίος ελέγχεται με P-Q έλεγχο και χρησιμοποιείται για την διασύνδεση συσσωρευτών με το δίκτυο. Η διάταξη αποτελείται από έναν τριφασικό μετατροπέα ο οποίος ελέγχεται με τις μεθόδους που θα συγκριθούν, έναν μετατροπέα συνεχούς τάσης και η συστοιχία συσσωρευτών. Οι προσομοιώσεις γίνονται με την χρήση του προγράμματος Simulink της Matlab. Οι μέθοδοι συγκρίνονται ως προς την ποιότητα ισχύος και ως προς την ποιότητα ελέγχου. Αρχικά περιγράφεται η διάταξη που θα μελετηθεί και θα προσομοιωθεί και γίνεται μια συζήτηση για τις εφαρμογές της και τις παραλλαγές της για συστήματα οχημάτων, έξυπνα δίκτυα και διανεμημένα συστήματα. Στη συνέχεια μελετάται και αναλύεται η λειτουργία του τριφασικού μετατροπέα και του μετατροπέα συνεχούς τάσης. Συζητούνται οι τεχνολογίες συσσωρευτών που είναι εμπορικά διαθέσιμες και χρησιμοποιούνται σε αυτά τα συστήματα και δίνονται παραδείγματα εφαρμογών. Ακολουθεί η παρουσίαση και ανάλυση των μεθόδων που συγκρίνονται. Οι μέθοδοι είναι ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης, με τεχνική SPWM, ο ασαφής έλεγχος και ο προβλεπτικός έλεγχος. Τέλος παρουσιάζονται οι κυματομορφές και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

Λέξεις Κλειδιά

Συγκριτική μελέτη, Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών, Συσσωρευτές, Σύστημα Αποθήκευσης Ηλεκτρικής Ενέργειας (BESS), Έλεγχος με ζώνη υστέρησης, Ασαφής έλεγχος, Προβλεπτικός έλεγχος, Έλεγχος με τεχνική SPWM, Έλεγχος ρεύματος, Τριφασικός μετατροπέας, Τεχνικές ελέγχου διαμόρφωσης εύρους παλμών.

Abstract

The objective of this diploma thesis is the study, analysis and comparison between pulse width modulation techniques on a three phase converter which is based on PQ control and is used for grid connected Battery Energy Storage System. The system configuration consists of a three phase converter which is controlled by the methods that we are comparing, a dc/dc converter and the battery bank. The system is simulated with MATLAB/Simulink. Power quality and system response of the methods are being compared. The system configuration that will be analyzed and simulated, is presented and we make a discussion over the applications and the variations of this configuration in vehicles, smart grids and distributed systems. Furthermore, the operation of the three phase converter and the dc/dc converter is analyzed. Later, battery technology that is commercially available is discussed and examples of their applications are given. Then, the methods are presented which are the hysteresis current control, SPWM control, fuzzy control and predictive control. Finally, the waveforms and the results of the simulation are presented.

Keywords

Comparative study, Pulse width modulation techniques, Battery, Battery Energy Storage System (BESS), Hysteresis current control, fuzzy control, predictive control, SPWM, current control, three phase converter, pulse width modulation control techniques.

Ευχαριστίες

Η παρούσα εργασία αποτελεί την Διπλωματική μου εργασία και με αυτήν ολοκληρώνονται οι προπτυχιακές σπουδές μου στο τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του ΕΜΠ. Σε όλη την ακαδημαϊκή μου πορεία, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους καθηγητές για την υποστήριξή τους και τους συνάδελφους για την άριστη συνεργασία τους. Θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον καθηγητή κ. Στέφανο Ν. Μανιά για την ευκαιρία που μου έδωσε να μελετήσω το συγκεκριμένο θέμα και για την συνεργασία και την επιστημονική του καθοδήγηση. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους που στάθηκαν στο πλευρό μου κατά τη διάρκεια αυτής της προσπάθειας.

Περιεχόμενα

| | |
|--|-----------|
| Περίληψη | 1 |
| Abstract..... | vii |
| Ευχαριστίες | ix |
| Κεφάλαιο 1 - Συστήματα Αποθήκευσης Ηλεκτρικής Ενέργειας | 1 |
| 1.1 Σκοπός..... | 1 |
| 1.2 Εισαγωγή..... | 1 |
| 1.3 Διανεμημένη Παραγωγή..... | 3 |
| 1.4 Έξυπνα Δίκτυα | 8 |
| 1.5 Ηλεκτρικά οχήματα | 10 |
| Κεφάλαιο 2 - Μετατροπείς Τάσης | 15 |
| 2.1 Τριφασικός Μετατροπέας | 15 |
| 2.2 Μετατροπέας Συνεχούς Τάσης..... | 25 |
| Κεφάλαιο 3 - Τεχνολογίες Συσσωρευτών..... | 39 |
| 3.1 Μόλυβδου Οξέος..... | 40 |
| 3.2 Συσσωρευτές Νικελίου Καδμίου | 40 |
| 3.3 Συσσωρευτές Νικελίου Υβριδίου Μετάλλου | 41 |
| 3.4 Ιόντων Λιθίου | 42 |
| 3.5 Νατρίου Θείου | 44 |
| 3.6 Νατρίου Χλωριδίου Νικελίου | 45 |
| 3.7 Κυψέλες Καυσίμου | 46 |
| 3.8 Συσσωρευτές Ροής..... | 47 |
| 3.8.1 Συσσωρευτές Οξειδοαναγωγής Βαναδίου | 48 |
| 3.8.2 Συσσωρευτές Ψευδαργύρου Βρωμίου | 48 |
| 3.9 Υδρογόνου | 49 |
| 3.10 Ψευδαργύρου Αέρος..... | 50 |
| 3.11 Υπερπυκνωτές | 52 |
| 3.12 Σύγκριση Τεχνολογιών | 53 |
| Κεφάλαιο 4 - Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών | 59 |
| 4.1 Έλεγχος Τριφασικού Μετατροπέα..... | 59 |
| 4.1.1 Έλεγχος με Ζώνης Υστέρησης..... | 61 |
| 4.1.2 Έλεγχος με Τεχνική SPWM | 66 |
| 4.1.3 Ασαφής Έλεγχος | 74 |

| | |
|---|------------|
| 4.1.4 Προβλεπτικός Έλεγχος..... | 81 |
| 4.2 Έλεγχος λειτουργίας μετατροπέα συνεχούς τάσης | 92 |
| Κεφάλαιο 5 - Προσομοίωση συστήματος αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας συσσωρευτών με εφαρμογή P-Q ελέγχου με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών στον τριφασικό μετατροπέα | 95 |
| 5.1 Προσομοίωση Τεχνικής Ελέγχου με Ζώνη Υστέρησης..... | 98 |
| 5.2 Προσομοίωση με Τεχνική Ελέγχου SPWM..... | 114 |
| 5.3 Προσομοίωσης με Ασαφή Έλεγχο | 130 |
| 5.4 Προσομοίωση με Προβλεπτικό Έλεγχο | 145 |
| Κεφάλαιο 6 - Συμπεράσματα – Συγκρίσεις - Προτάσεις για το σύστημα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας συσσωρευτών | 163 |
| 6.1 Συμπεράσματα | 163 |
| 6.2 Συγκρίσεις Αποτελεσμάτων | 165 |
| 6.3 Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα | 173 |
| Βιβλιογραφία | 174 |
| Παράρτημα | 185 |

Κεφάλαιο 1

Συστήματα Αποθήκευσης Ηλεκτρικής Ενέργειας

1.1 Σκοπός

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη, η ανάλυση, η προσομοίωση και η σύγκριση των τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών σε έναν τριφασικό μετατροπέα ο οποίος αποτελεί μέρος ενός συστήματος αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας και λειτουργεί με βάση τον P-Q έλεγχο. Η πρωτοτυπία της διπλωματικής εργασίας συνίσταται στην σύγκριση των τεχνικών ως προς την ανταπόκρισή τους στις εντολές ενεργού και άεργου ισχύος. Επιπλέον, τα στοιχεία του μοντέλου προσομοίωσης περιλαμβάνουν τις μη ιδανικότητες και συμπεριφορές των στοιχείων οι οποίες μπορούν να βρεθούν από τα φύλλα δεδομένων των εταιριών. Τέλος μετριέται η απόδοση του συστήματος στην οποία συμπεριλαμβάνονται και οι διακοπτικές απώλειες των IGBT.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται η παρουσίαση του συστήματος καθώς και των εφαρμογών και των παραλλαγών που κυκλοφορούν αυτή τη στιγμή στο εμπόριο. Στο δεύτερο κεφάλαιο μελετώνται και αναλύονται οι ηλεκτρικές διατάξεις που χρησιμοποιεί το σύστημα δηλαδή ο τριφασικός μετατροπέας και ο μετατροπέας συνεχούς τάσης. Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι τεχνολογίες συσσωρευτών που χρησιμοποιούνται σε αυτές τις διατάξεις. Στο τέταρτο κεφάλαιο αναλύονται οι τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο του τριφασικού μετατροπέα και του μετατροπέα συνεχούς τάσης. Το μοντέλο προσομοίωσης και τα αποτελέσματα προσομοίωσης παρουσιάζονται στο πέμπτο κεφάλαιο. Τέλος στο έκτο κεφάλαιο γίνεται ο σχολιασμός των αποτελεσμάτων, γίνεται μία συζήτηση για τα συμπεράσματα και δίνονται κάποιες προτάσεις για μελλοντική έρευνα.

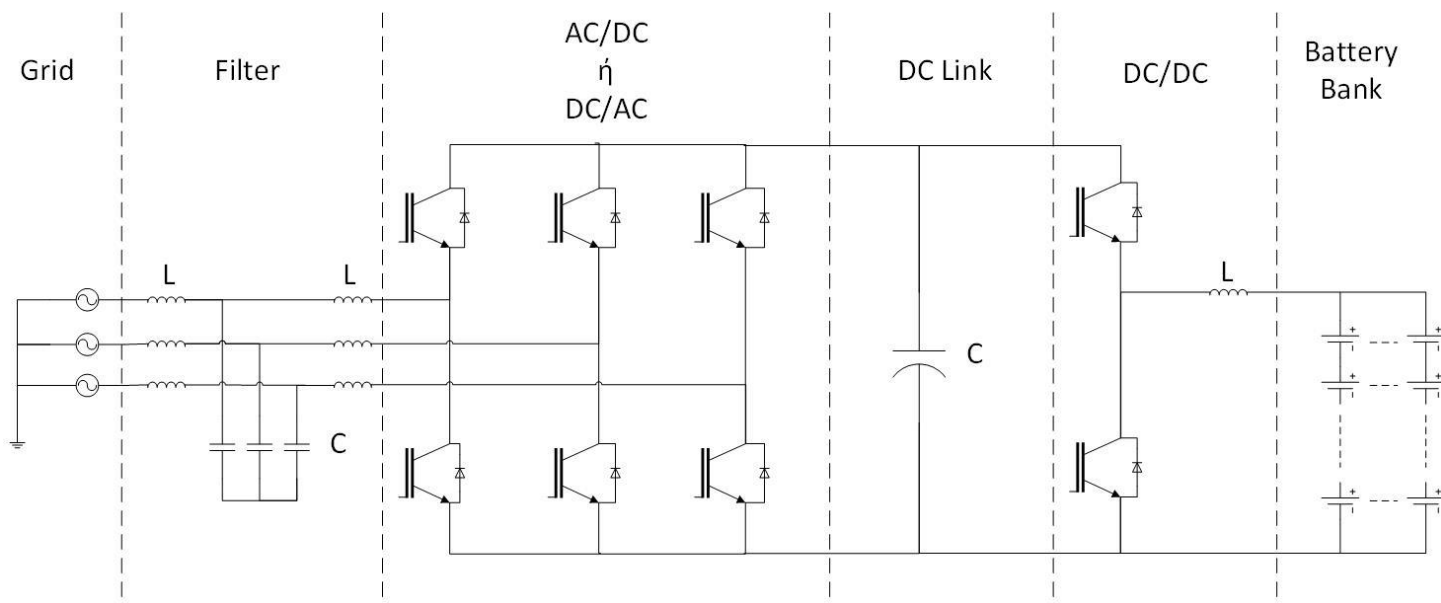
1.2 Εισαγωγή

Τα συστήματα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας αποθηκεύουν την ηλεκτρική ενέργεια σε χημική, δυναμική, κινητική, θερμική ή ηλεκτρομαγνητική ενέργεια και την επιστρέφουν όταν απαιτείται. Η ανάγκη για τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας δημιουργήθηκε από την έλλειψη ενέργειας, την μόλυνση του

περιβάλλοντος που προκαλείται από τους ρύπους που παράγονται από τα οχήματα και από την παραγωγή της ενέργειας κατά την καύση του λιγνίτη, από την ανάγκη επέκτασης του δικτύου και εξαιτίας των οικονομικών και κατασκευαστικών δυσκολιών για την διεύρυνση του δικτύου. Τα συστήματα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας, αυξάνουν την διείσδυση των εναλλακτικών πηγών ενέργειας, έχουν μεγαλύτερη ταχύτητα απόκρισης σε σχέση με τις συμβατικές γεννήτριες, αντισταθμίζουν τις διακυμάνσεις του δικτύου και μπορούν να αποτελέσουν οικονομικές λύσεις καθώς αποθηκεύουν ενέργεια στις ώρες χαμηλής ζήτησης και κόστους /kWh και την αποδίδουν ή να την πουλούν σε ώρες υψηλής ζήτησης και κόστους. Επίσης οδηγούν σε αξιόπιστα και ευσταθή δίκτυα και στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης μπορούν να αξιοποιήσουν την ενέργεια από την πέδηση, αυξάνοντας την χωρητικότητα ενέργειας του συνολικού συστήματος. Μεγάλη έμφαση δίνεται στην απόδοση μετατροπής και στην οικονομική απόδοση του συστήματος καθώς παίζει καθοριστικό ρόλο στην απόσβεση του αρχικού κόστους κατασκευής και στα μελλοντικά έσοδα από την διάταξη.

Στο Σχήμα 1.1, φαίνεται η διάταξη σύνδεσης μιας συστοιχίας μπαταριών πάνω στο δίκτυο. Η συγκεκριμένη διάταξη αποτελεί την βασική τοπολογία σύνδεσης συστημάτων αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας. Το φίλτρο εισόδου τρίτου βαθμού αποκόπτει τις αρμονικές που προκαλούν οι διακόπτες πάνω στο δίκτυο. Η διάταξη περιλαμβάνει και έναν τριφασικό μετατροπέα ο οποίος ρυθμίζει στην ac μεριά την ποιότητα ισχύος καθώς και την τάση στον dc μεριά του τριφασικού μετατροπέα. Ένας πυκνωτής στην dc μεριά σταθεροποιεί την τάση. Στη συνέχεια υπάρχει ένας μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή, ο οποίος ρυθμίζει την σωστή φόρτιση της μπαταρίας ελέγχοντας το επιθυμητό ρεύμα ή την επιθυμητή τάση που θα εφαρμοστεί στην συστοιχία συσσωρευτών ανάλογα με την μέθοδο φόρτισης. Ο τριφασικός μετατροπέας κατά την φόρτιση της συστοιχίας λειτουργεί ως ανόρθωση και ο μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή ως μετατροπέας υποβιβασμού τάσης. Κατά την απόδοση της αποθηκευμένης ενέργειας στο δίκτυο, ο τριφασικός μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφείας και ο μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή ως μετατροπέας ανύψωσης τάσης.

Στις ταχείες φορτίσεις της συστοιχίας συσσωρευτών, χρησιμοποιείται συνήθως η μέθοδος σταθερού ρεύματος/σταθερής τάσης, στην οποία η συστοιχία αρχικά φορτίζεται υπό σταθερό ρεύμα μέχρι μία συγκεκριμένη τιμή κατάστασης φόρτισης και στη συνέχεια φορτίζεται υπό σταθερή τάση μέχρι να φτάσει την κατάσταση πλήρους φόρτισης [1]- [4]. Ανάλογα με την εφαρμογή και την περίπτωση η συστοιχία συσσωρευτών μπορεί να φορτιστεί και να αποφορτιστεί ελέγχοντας και ρυθμίζοντας το ρεύμα της συστοιχίας [5], [6]. Η πρώτη μέθοδος εφαρμόζεται στις περιπτώσεις στις οποίες υπάρχει η ανάγκη για γρήγορη φόρτιση, χωρίς να λαμβάνεται υπόψη την ισχύ που απορροφάται όπως γίνεται στις φορτίσεις συσσωρευτών ηλεκτρικών οχημάτων ή σε συσσωρευτές σε έξυπνα δίκτυα οι οποίες φορτίζονται από το δίκτυο την νυχτερινή περίοδο όπου η ζήτηση ενέργειας είναι χαμηλή. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιείται η δεύτερη μέθοδος η οποία εφαρμόζεται στις περιπτώσεις που απαιτείται ο συνεχόμενος έλεγχος της εγγεόμενης ισχύος και την ισχύος που απορροφάται. Επίσης, ο συνεχόμενος έλεγχος του ρεύματος εξασφαλίζει και την προστασία από περιπτώσεις σφάλματος.



Σχήμα 1.1. Διάταξη συστήματος αποθήκευσης ενέργειας με μπαταρίες.

Θα γίνει μία συγκριτική μελέτη τεσσάρων μεθόδων ελέγχου ρεύματος του τριφασικού μετατροπέα (υστέρησης, SPWM, ασαφής και προβλεπτικός έλεγχος) και θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα προσομοίωσης σε θέματα που αφορούν το ενεργειακό και ψηφιακό μέρος. Στη συνέχεια θα συγκριθούν τα αποτελέσματα και θα γίνει μία συζήτηση για τα συμπεράσματα.

1.3 Διανεμημένη Παραγωγή

Η ιδέα της διανεμημένης παραγωγής είναι η κάλυψη των αναγκών των καταναλωτών και την οικονομικότερη και καλύτερη διαχείριση του εγκατεστημένου δικτύου. Μικρές μονάδες παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας τοποθετούνται κοντά στα ηλεκτρικά φορτία, αποφεύγοντας την μετακίνηση πολύ μεγάλης ισχύς στο δίκτυο και μειώνοντας τις απώλειες μεταφοράς. Οι μονάδες παραγωγής είναι τα φωτοβολταϊκά συστήματα [7] [8], οι τουρμπίνες αερίου [9], οι υδροηλεκτρικοί σταθμοί [10], η παραγωγή ενέργειας από την θερμική ηλιακή ενέργεια [11], η παραγωγή ενέργειας από βιομάζα [12] και η παραγωγή από κυψέλες καυσίμου [13].

Οι μικρές μονάδες παραγωγής συνήθως συνδέονται με συστήματα αποθήκευσης ενέργειας για την αποθήκευση της παραγόμενης ενέργειας. Τα συστήματα αυτά μπορούν να συνδεθούν στο δίκτυο αλλά και να λειτουργήσουν ανεξάρτητα ως εφεδρεία για τα κρίσιμα φορτία. Ένα πλεονέκτημα είναι η μείωση των απωλειών λόγω της μείωσης της αποστάσεως μεταξύ παραγωγής και κατανάλωσης. Επίσης μειώνονται οι περιβαλλοντικοί ρύποι, επειδή η πρώτη ύλη που χρησιμοποιείται για την παραγωγή είναι ο άνεμος, το νερό, τα θαλάσσια ρεύματα, η θερμότητα της γης, το φυσικό αέριο, η ηλιακή ενέργεια και άλλα υλικά που δεν παράγουν υποπροϊόντα όπως μονοξείδιο και διοξείδιο του άνθρακα. Επίσης η αυξανόμενη ζήτηση ισχύος, έχει αυξήσει τον ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων. Τα συστήματα διανεμημένης παραγωγής αντιμετωπίζουν τα σφάλματα παρέχοντας ευελιξία στην διαχείρισή τους

και στην υποστήριξη πολλών περιοχών σε περίπτωση γενικής διακοπής ρεύματος (blackouts). Ακολούθως συνοψίζονται τα οφέλη της διανεμημένης παραγωγής:

➤ Απόσβεση των ταλαντώσεων του δικτύου:

Οι ταλαντώσεις στα δίκτυα συμβαίνουν λόγω σφαλμάτων στην λειτουργία του συστήματος ή και στην κανονική λειτουργία του συστήματος. Αν οι ταλαντώσεις δεν αποσβεστούν τότε το σύστημα λέγεται ότι είναι ασταθές, ενώ χαρακτηρίζεται ως ευσταθές όταν ο λόγος απόσβεσης είναι μεγαλύτερος του 0,1. Οι ταλαντώσεις χωρίζονται σε αυτές που γίνονται ανάμεσα σε μία μεμονωμένη ή μία ομάδα γεννητριών ενός τοπικού δικτύου και ενός μεγάλου δικτύου και στις ταλαντώσεις που συμβαίνουν ανάμεσα σε δύο ή περισσότερα υποδίκτυα ενός συστήματος. Η μέθοδος που αναπτύχθηκε για την αντιμετώπιση τους είναι η εγκατάσταση σταθεροποιητών συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας (PSS) τα οποία πλέον είναι εγκατεστημένα στους περισσότερους ενεργειακούς σταθμούς. Τα PSS εγκαθίστανται πάνω σε κάθε γεννήτρια και μετράνε και βελτιώνουν την ευστάθεια τους. Το κόστος τους είναι πολύ πιο χαμηλό από τα ESS, αλλά αποδείχτηκαν ότι δεν παρέχουν πάντα ικανοποιητικές λύσεις. Τα ESS είναι πιο απλά, έχουν ευκολότερη εγκατάσταση και είναι πιο αποτελεσματικά, αφού εγκαθίσταται ένα σε ένα κομβικό σημείο ενός δικτύου [14].

➤ Εξισορρόπηση φορτίου:

Η ζήτηση του φορτίου σε μία περιοχή μεταβάλλεται ωριαία, ημερήσια, εβδομαδιαία, μηνιαία, εποχιακά αλλά και στιγμιαία ανάλογα με τις καιρικές συνθήκες, τις συνήθειες των κατοίκων και άλλους παράγοντες οι οποίοι την επηρεάζουν σημαντικά. Επιπλέον η παραγωγή ενέργειας από τις εναλλακτικές πηγές ενέργειας μεταβάλλεται επίσης χρονικά ανάλογα με τις συνθήκες που επηρεάζουν την πηγή ενέργειας. Έτσι μπορεί διακρίνονται οι περιπτώσεις όπου συναντάμε υψηλή ζήτηση φορτίου και σε περιπτώσεις όπου η παραγωγή είναι πολύ μεγαλύτερη της ζήτησης. Τα συστήματα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας που λειτουργούν με διακοπτικά ισχύος και έχουν την δυνατότητα αμφίπλευρης μεταφοράς ισχύος, μπορούν να αποθηκεύουν την επιπλέον ενέργεια στην περίπτωση που η παραγωγή υπερκαλύπτει το φορτίο και να αποδίδει την αποθηκευμένη ενέργεια στην περίπτωση που το φορτίο υπερκαλύπτει την παραγωγή εξισορροπώντας με αυτόν τον τρόπο την παραγωγή και την ζήτηση του φορτίου. Τα ESS δηλαδή επιτρέπουν την βέλτιστη διαχείριση των εναλλακτικών πηγών ενέργειας, αυξάνοντας την διείσδυσή τους [15].

➤ Δυναμική ευστάθεια τάσης:

Η ευστάθεια τάσης παίζει έναν πολύ σημαντικό ρόλο στην σχεδίαση και λειτουργία ενός συστήματος. Σε πολλές χώρες συμβαίνουν κατά καιρούς καταρρεύσεις δικτύου που οφείλονται στα προβλήματα του επιπέδου τάσης των γραμμών. Αυτό οφείλεται κυρίως από την έλλειψη της απαιτούμενης άεργου ισχύος στις ώρες αιχμής φορτίου ή σε καταστάσεις ανάγκης μεγάλων φορτίων αλλά και στο γεγονός ότι τα περισσότερα συστήματα ισχύος λειτουργούν τα τελευταία χρόνια πολύ κοντά στα όρια λειτουργίας τους εξαιτίας της αύξησης των απαιτήσεων του φορτίου. Τα ESS εγχέουν την απαιτούμενη ισχύ στις ώρες αιχμής φορτίου αλλά και παρέχουν

την απαιτούμενη άεργο ισχύ υπό κανονική λειτουργία για την σταθεροποίηση της τάσης στη γραμμή μεταφοράς του δικτύου [16].

➤ Βελτίωση της ποιότητας ισχύος:

Η ποιότητα ισχύος είναι ένας σημαντικός παράγοντας στην οικονομία, στην διανομή ενέργειας, στην παραγωγή αλλά και στην κατανάλωση. Τα αιοδικά συστήματα μπορούν να προκαλέσουν αρμονικές είτε από τον ηλεκτρικό συντονισμό του πυκνωτή αντιστάθμισης με τις γραμμές είτε κατά την εκκίνηση της τουρμπίνας. Καθώς οι περισσότερες συσκευές των καταναλωτών έχουν ένα σημείο λειτουργίας με ένα μικρό ποσοστό ανοχής, η κακή ποιότητα ισχύος προκαλεί δυσλειτουργία και καταστροφή της συσκευής. Οι αρμονικές ρεύματος προκαλούν υπερθέρμανση των γεννητριών, δηλαδή αυξάνονται οι απώλειες και οι καταπονήσεις των μηχανών. Η ποιότητα ισχύος χαρακτηρίζεται από τις αρμονικές ρεύματος, τις διαταραχές και βυθίσεις της τάσης, την άεργο ισχύ και τις διαταραχές στην θεμελιώδη συχνότητα. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, τα ESS είναι ευέλικτα συστήματα τα οποία μπορούν να προσαρμόσουν την ποιότητα ισχύος της εξόδου τους αντισταθμίζοντας τα προβλήματα ισχύος του δικτύου [17].

➤ Εξασφάλιση ευστάθειας του συστήματος:

Η ισχύ που παράγουν οι μονάδες παραγωγής εναλλακτικών πηγών ενέργειας δεν είναι σταθερή για μικρά χρονικά διαστήματα. Τα συστήματα παραγωγής λόγω των ταλαντώσεων στην ταχύτητα του ανέμου και συχνών μετακινήσεων της συννεφιάς, παράγουν στην έξοδο του συστήματος ισχύ η οποία σε μεγάλα χρονικά διαστήματα δεν είναι σταθερή και σε μικρά χρονικά διαστήματα υποφέρει από θόρυβο. Τα συστήματα αποθήκευσης φιλτράρουν την ισχύ εξόδου και μπορεί να την κρατήσουν σταθερή και για μεγάλα χρονικά διαστήματα [18] [19].

➤ Γρήγορη στρεφόμενη εφεδρεία:

Κατά την σχεδίαση των ηλεκτρικών δικτύων, ο σχεδιαστής προϋπολογίζει την εγκατάσταση μίας επιπλέον ισχύ που αποτελεί κάποιο ποσοστό της ονομαστικής ισχύος στην κανονική λειτουργία, με σκοπό να μπορέσει να ανταποκριθεί στις μελλοντικές απρόβλεπτες απαιτήσεις του φορτίου. Η εφεδρεία θα πρέπει να μπορεί να γίνει διαθέσιμη μέσα στο διάστημα 10 λεπτών και να λειτουργεί συνεχόμενα για τουλάχιστον 2 ώρες. Συνήθως η αύξηση της ισχύος γίνεται μέσω της αύξησης της ροπής της γεννήτριας. Η χρήση των ESS σε αυτά τα συστήματα, μπορεί να επιταχύνει την διάθεση της εφεδρείας παρέχοντας την απαιτούμενη ισχύ μέχρι να παράγει την επιθυμητή ισχύ η γεννήτρια ή να παρέχει αυτόνομα την ισχύ μέχρι την αποκατάσταση του προβλήματος, ανάλογα με την κρίση του διαχειριστή του συστήματος [20] [21].

➤ Διεύρυνση του δικτύου μεταφοράς ηλεκτρική ενέργειας:

Η ενεργειακή ανάπτυξη οδήγησε στην αύξηση της ζήτησης ενέργειας σε περιοχές που δεν συμπεριλήφθηκαν αρχικά στο κατασκευαστικό σχέδιο του δικτύου, με αποτέλεσμα την επιβάρυνση του δικτύου σε αυτές τις περιοχές και την ανάγκη ανάπτυξής του. Τρόποι για την ανάπτυξη του δικτύου αποτελούν η αναβάθμιση της γραμμής μεταφοράς, η αύξηση της τάσης λειτουργίας της γραμμής που απαιτεί την αναβάθμιση των πυλώνων και των υποσταθμών, η εγκατάσταση νέας γραμμής

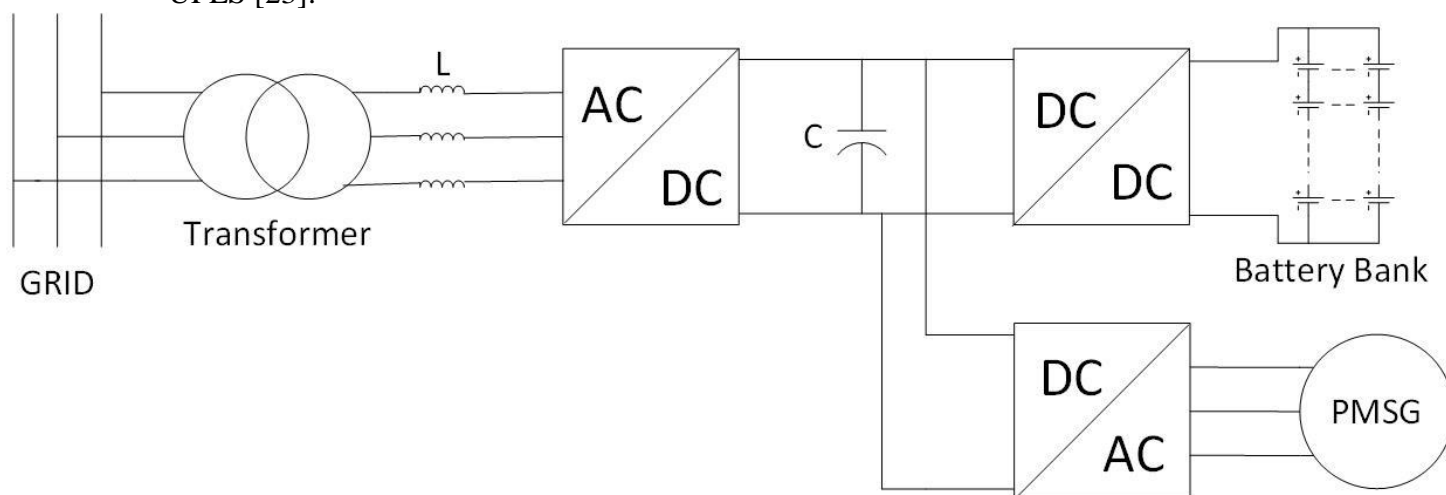
μεταφοράς και η μετατροπή της γραμμής από απλού κυκλώματος σε διπλού κυκλώματος. Η υλοποίηση μίας από αυτών των λύσεων έχει υψηλό κόστος και ο χρόνος διεκπεραίωσης του έργου είναι σε κάποιες περιπτώσεις πολύ μεγάλος. Η εγκατάσταση των ESS στις περιοχές αυτές αυξάνει την χωρητικότητα της γραμμής και κατά συνέπεια αυξάνει την ασφάλεια και την αξιοπιστία του συστήματος [20] [21].

➤ Έλεγχος γραμμής διασυνδέσεως:

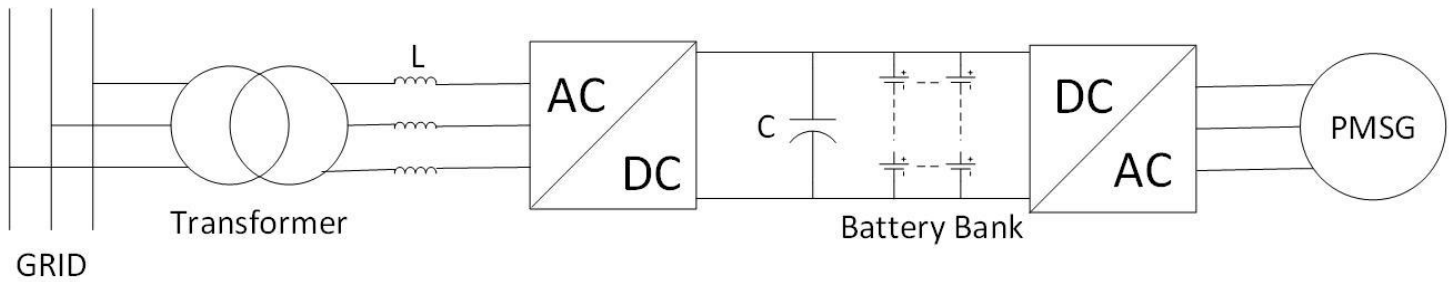
Οι γραμμές διασυνδέσεως δημιουργούν ένα μονοπάτι ισχύος από μία περιοχή παραγωγής υψηλής ισχύος προς μία άλλη χαμηλής ή μεταξύ δύο δικτύων με διαφορετικά επίπεδα τάσης. Σε δίκτυα με πολλούς κόμβους η διαχείριση της ροής ισχύος είναι περίπλοκη και δύσκολη. Οι γραμμές διασυνδέσεως συνήθως χρησιμοποιούνται μόνο σε περιπτώσεις έκτακτης ανάγκης όπου υπερφορτώνονται. Οι κλασσικές μέθοδοι αντιστάθμισης που ρυθμίζουν τις τάσεις και τις γωνίες στους ζυγούς, περιλαμβάνουν στατικούς αντισταθμιστές (VAR, SVC, STATCOM), μετασχηματιστές με σύστημα αλλαγής τάσης υπό φορτίο (ΣΑΤΥΦ), εγκάρσιους πυκνωτές και μετασχηματιστές αλλαγής φάσης. Τα ESS απλοποιούν τους αλγόριθμους αντιστάθμισης, πετυχαίνουν τον κατάλληλο και γρήγορο έλεγχο της ροής ισχύος και την εξομάλυνσή της όπως για παράδειγμα στην περίπτωση που η παραγωγή των ανεμογεννητριών παρουσιάζουν μεγάλες ταλαντώσεις ισχύος [22].

➤ Μείωση της απόρριψης φορτίου λόγω πτώσης συχνότητας:

Στις περιπτώσεις βλάβης κάποιας γεννήτριας ή γενικότερα κάποιου προβλήματος στην παροχή ισχύος από κάποια γεννήτρια, προκαλείται ακαριαία μείωση στην παραγωγή με αποτέλεσμα οι απαιτήσεις του φορτίου να μην μπορούν να ικανοποιηθούν από την παραγωγή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την πτώση της συχνότητας του δικτύου που πυροδοτεί τα συστήματα απόρριψης φορτίου λόγω πτώση στη συχνότητα (UFLS) τα οποία αποκόπτουν το φορτίο (blackouts) με σκοπό την αποκατάσταση της συχνότητας και την αποφυγή της κατάρρευσης όλου του συστήματος. Τα ESS τροφοδοτούν την υπολειπόμενη στο δίκτυο στις περιπτώσεις και στο βαθμό που είναι εφικτό έτσι ώστε να μειώνουν την χρήση των συστημάτων UFLS [23].



Σχήμα 1.2. Ανεμογεννήτρια συνδεδεμένη στο δίκτυο παράλληλα με σύστημα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας.



Σχήμα 1.3. Ανεμογεννήτρια συνδεδεμένη στο δίκτυο μέσω ενός συστήματος αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας.

Στο Σχήμα 1.2 φαίνεται η τοπολογία ενός συστήματος διανεμημένης παραγωγής [24] [25]. Το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας τοποθετείται πάνω στον ζυγό σύνδεσης μαζί με την μονάδα παραγωγής ενέργειας από εναλλακτικές πηγές η οποία μετατρέπει την αιολική ενέργεια σε ηλεκτρική μέσω μία σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη (PMSG). Η επιλογή της χωρητικότητας γίνεται συνήθως σύμφωνα με την μέγιστη ισχύ της μονάδας και τις διακυμάνσεις της παραγόμενης ισχύος.

Στο Σχήμα 1.3, φαίνεται η τοπολογία ενός συστήματος διανεμημένης παραγωγής στην περίπτωση όπου το σύστημα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας λειτουργεί ως απομονωτής [26]. Με αυτή την διάταξη εξομαλύνεται η ισχύς που παράγει η ανεμογεννήτρια. Οι διακυμάνσεις της ισχύος μπορούν να προκαλέσουν διακυμάνσεις στην συχνότητα και βυθίσεις τάσης στο δίκτυο που δημιουργούν μεγάλα προβλήματα όταν το φορτίο είναι συνδεδεμένο κοντά. Γνωρίζοντας την διακύμανση του αέρα μέσα από τις καταγραφές ανέμου παλαιότερων ετών σε μία περιοχή μπορεί να εκτιμηθεί η απαραίτητη χωρητικότητα των συσσωρευτών για να εξομαλύνουν τις διακυμάνσεις της ισχύος εξόδου της ανεμογεννήτριας που προκαλούνται από τις διακυμάνσεις του ανέμου. Η ανεμογεννήτρια μπορεί να είναι και ένα φωτοβολταϊκό πάρκο που προκαλεί διακυμάνσεις λόγω συννεφιάς ή οποιαδήποτε άλλη μονάδα παραγωγής ενέργειας από εναλλακτικές πηγές που επηρεάζονται από τις καιρικές συνθήκες. Ο πυκνωτής στον dc σύνδεσμο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως φίλτρο αρμονικών για την μείωση των καταπονήσεων στους συσσωρευτές.

1.4 Έξυπνα Δίκτυα

Τα περισσότερα σφάλματα στις γραμμές μεταφοράς του δικτύου προκαλούν διακοπές ρεύματος. Άρα ο ιεραρχικός και κεντρικός έλεγχος του δικτύου δεν θα μπορεί να καλύψει τις ανάγκες του μελλοντικού δικτύου. Η ανάπτυξη των διανεμημένων δικτύων έχει βοηθήσει στην αντιμετώπιση αυτών των προβλημάτων αλλά η αξιοποίησή τους έχει κορεστεί. Για την αύξηση της αξιοποίησής τους πρέπει να ξεπεραστούν κάποια θέματα. Κάποια θέματα είναι η ανάπτυξη νέων μεθόδων ελέγχου τάσης και συχνότητας που θα συνυπολογίζει την αύξηση των διανεμημένων δικτύων, η ανάπτυξη μεθόδων προστασίας του δικτύου από σφάλματα που μπορούν να προκύψουν από την διανομή ισχύος διπλής κατεύθυνσης και η αξιόπιστη και οικονομική λειτουργία των δικτύων με υψηλά επίπεδα διείσδυσης σε αυτόνομα συστήματα.

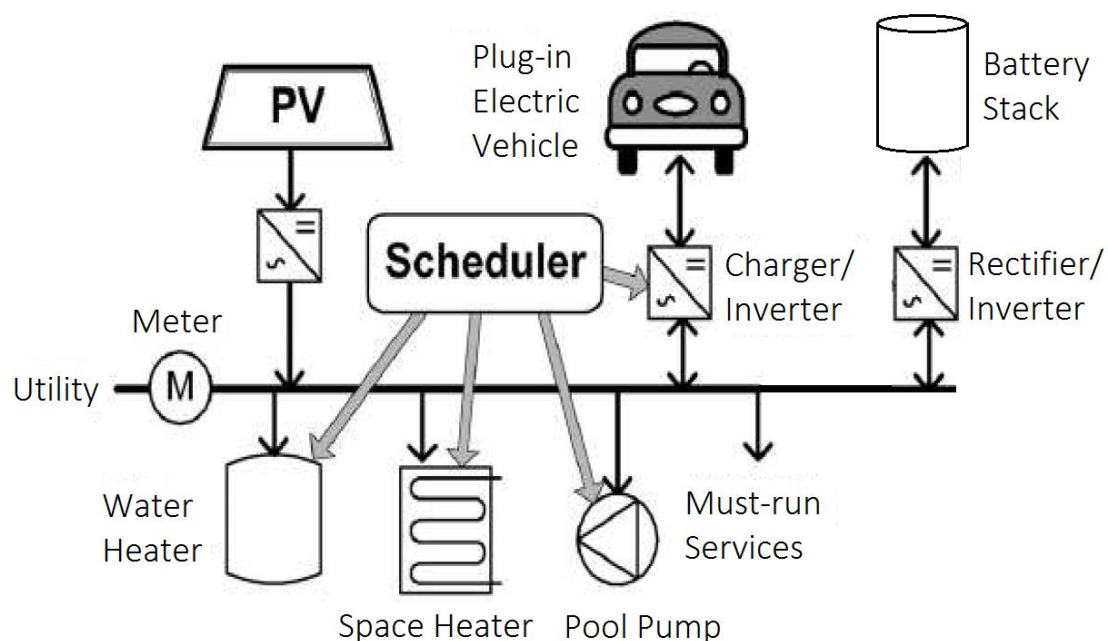
Τα έξυπνα δίκτυα αποτελούν τον συνδυασμό προχωρημένων τεχνολογιών με έξυπνο έλεγχο και ψηφιακή επικοινωνία. Σκοπός τους είναι η γρήγορη διαχείριση της πληροφορίας των αναγκών του δικτύου, της παραγωγής και της κατανάλωσης ώστε να αξιοποιηθούν με τον καλύτερο τρόπο μέσω τεχνολογιών αυτοματισμού, πληροφορικής και τηλεπικοινωνίας. Βασίζεται στην επικοινωνία του δικτύου και των καταναλωτών είτε βιομηχανίας είτε νοικοκυριών, ώστε να αυξήσει την απόδοση λειτουργίας του δικτύου και να μειώσει το κόστος της αγορασμένης ισχύς από το δίκτυο. Εντοπίζουν τα προβλήματα μέσω της συνεχούς ανάλυσης και της πρόβλεψης πιθανών σφαλμάτων και τα αντιμετωπίζουν χωρίς να επιβαρύνουν το δίκτυο μέσω την διαρκούς επικοινωνίας μεταξύ τους. Επίσης αυξάνουν την απόδοση των αυτόνομων συστημάτων, όπως για παράδειγμα την αύξηση της διάρκειας ζωής των μετασχηματιστών με τη βοήθεια των συστημάτων αποθήκευσης ενέργειας για την αποφυγή υπερφορτίσεων του μετασχηματιστή. Διαχειρίζονται και ελέγχουν τα συστήματα παραγωγής και μετατροπής της ισχύος, τα συστήματα μεταφοράς, διανομής και κατανάλωσης της ισχύος και τα συστήματα προγραμματισμού ισχύος.

Το κόστος της ενέργειας μεταβάλλεται ανάλογα με την ώρα και μέρα λόγω της διακύμανσης του κόστους παραγωγής και μεταφοράς και διανομής. Αυτές οι μεταβολές δεν είναι συνήθως γνωστές στους καταναλωτές οι οποίοι γνωρίζουν κάποιες σταθερές τιμές λιανικής, όμως μια δυναμική κοστολόγηση θα επέτρεπε στον καταναλωτή να μειώσει τα έξοδα λειτουργίας του μέσω την εκμετάλλευση της. Για παράδειγμα θα μπορούσαν να αποθηκεύσουν την παραγόμενη ή την εξαγορασμένη ενέργεια όταν η τιμή της είναι χαμηλή και να την μεταπωλήσουν όταν η τιμή της είναι υψηλή. Αυτή η διαχείριση ενέργειας δεν επιβαρύνει τον καταναλωτή στην προσωπική του κατανάλωση.

Τα έξυπνα δίκτυα διαχειρίζονται όλους τους πόρους ενέργειας και προγραμματίζουν την λειτουργία τους ξεχωριστά και σε συνεχή επικοινωνία μεταξύ τους. Ο προγραμματισμός μπορεί να περιλαμβάνει από απλές λειτουργίες ενός νοικοκυριού όπως για παράδειγμα η λειτουργία ενός πλυντηρίου ρούχων σε πιο ακριβές λειτουργίες όπως η φόρτιση του ηλεκτρικού ή υβριδικού οχήματος όταν υπάρχει επαρκής αποθηκευμένη ενέργεια ή όταν η τιμή αγοράς της ενέργειας είναι φθηνή [27]. Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται η αγορά ενέργειας και η επιβάρυνση του

δικτύου και αυξάνεται η ευστάθεια και η αξιοπιστία του. Άλλες λειτουργίες που μπορεί να ελέγξει είναι η θέρμανση και η ψύξη του χώρου.

Κατηγοριοποιούνται στα αυτόνομα δίκτυα και στα συνδεδεμένα με το δίκτυο. Τα αυτόνομα δίκτυα υπάρχουν εδώ και δεκαετίες στα οποία η σύνδεση με το κεντρικό δίκτυο δεν είναι εφικτή λόγω τεχνικών ή οικονομικών περιορισμών [28]. Τα δίκτυα αυτά χρησιμοποιούν συνήθως συμβατικές πηγές ενέργειας. Η επιλογή της χωρητικότητας των συσκευών αποθήκευσης ενέργειας και των μονάδων παραγωγής καθορίζονται από την ισορροπία που πρέπει να υπάρχει μεταξύ της ζήτησης και της παραγωγής και αποθήκευσης της ενέργειας. Στα συνδεδεμένα έξυπνα δίκτυα με το δίκτυο [29] [30], ρυθμίζεται η παραγωγή και η κατανάλωση έτσι ώστε σε περιπτώσεις έλλειψης, να αγοράζεται η ενέργεια από το κεντρικό δίκτυο και σε περιπτώσεις όπου η πλεονάζουσα ενέργεια που δεν καταναλώνεται από το έξυπνο δίκτυο να πωλείται στο κεντρικό δίκτυο.

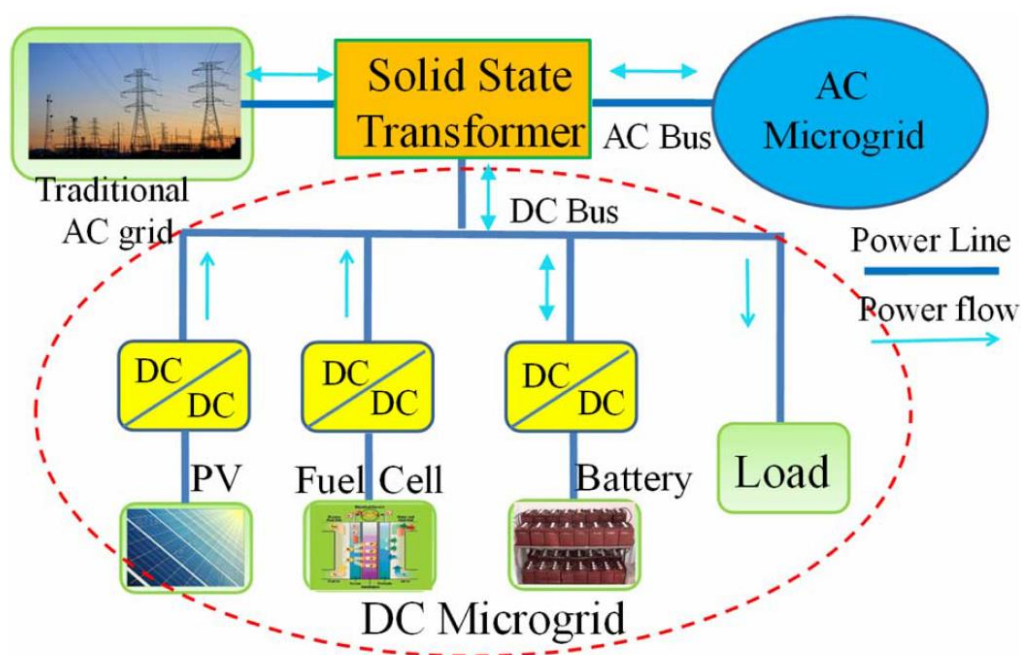


Σχήμα 1.4. Σύστημα ac έξυπνου δικτύου [31].

Άλλη μια διάκριση των έξυπνων δικτύων γίνεται με βάση το φορτίο. Τα ac έξυπνα δίκτυα είναι τα πιο συνηθισμένα, των οποίων η συνδεσμολογία φαίνεται στο Σχήμα 1.4. Η παραγόμενη ενέργεια ελέγχεται και απορροφάται από το φορτίο είτε αποθηκεύεται στο σύστημα αποθήκευσης. Χρησιμοποιείται ένας μετατροπέας που ρυθμίζει την σύνδεση της μονάδας παραγωγής με το δίκτυο, ένας τριφασικός μετατροπέας για την σύνδεση του συστήματος αποθήκευσης στο δίκτυο και ένα σύστημα είτε ενός μετατροπέα συνεχούς τάσης σε σειρά με ένα τριφασικό μετατροπέα, είτε ενός μετατροπέα συνεχούς τάσης ανάλογα με την τεχνολογία αποθήκευσης για την ρύθμιση της φόρτωσης και εκφόρτισης της συσκευής.

Τα dc έξυπνα δίκτυα έχουν το φορτίο τους στην dc πλευρά [32] [33]. Η ανάπτυξη των dc έξυπνων δικτύων οφείλεται στο γεγονός ότι οι πλειοψηφία των εναλλακτικών πηγών ενέργειας είτε παράγουν dc τάση είτε απαιτούν έναν dc σύνδεσμο για την διασύνδεσή τους με το δίκτυο και στην αύξηση των dc φορτίων. Τα πλεονεκτήματά τους είναι η μείωση των απωλειών μετατροπής επειδή μειώνονται τα στάδια

μετατροπής, η ευκολότερη ενσωμάτωση των μονάδων παραγωγής, όπως τα φωτοβολταϊκά και των συσκευών αποθήκευσης (μπαταρίες, κυψέλες καυσίμου, υπεραγωγίμη μαγνητική αποθήκευση) στο σύστημα και η ευκολία στην επέκταση του συστήματος ανάλογα με τις ανάγκες που μπορεί να προκύψουν στο μέλλον. Το Σχήμα 1.5, απεικονίζει ένα dc δίκτυο. Χρησιμοποιείται ένας τριφασικός μετατροπέας ο οποίος ελέγχει την ροή ενέργειας του dc ζυγού. Οι συσκευές dc ισχύος συνδέονται πάνω στον dc ζυγό μέσω ενός μετατροπέα dc/dc για τον έλεγχο των συσκευών. Επιπλέον το dc φορτίο συνδέεται απευθείας στον dc ζυγό, χωρίς κάποιο μετατροπέα. Πλέον επειδή η πλειοψηφία των δικτύων είναι τα ac, τα dc δίκτυα συνήθως ενσωματώνονται στα ήδη υπάρχον δίκτυα, μέσω ενός τριφασικού μετατροπέα ο οποίος σταθεροποιεί την τάση στον dc σύνδεσμο. Ένα θέμα που προκύπτει είναι ο καταμερισμός της παραγόμενης ενέργειας στο ac και στο dc δίκτυο ανάλογα με την ζήτησή τους.



Σχήμα 5. Σύστημα dc έξυπνου δικτύου [34].

1.5 Ηλεκτρικά οχήματα

Μια προσπάθεια για την μείωση των εκπομπών ρύπων στην ατμόσφαιρα είναι η αντικατάσταση της πηγής ενέργειας των οχημάτων όπως η βενζίνη η οποία κατά την καύση της παράγει υποπροϊόντα όπως το μονοξείδιο του άνθρακα. Έτσι δημιουργήθηκε η ιδέα του ηλεκτρικού οχήματος. Υπάρχουν δύο είδη ηλεκτρικών οχημάτων, τα πλήρως ηλεκτρικά οχήματα στα οποία η μοναδική πηγή ενέργειας είναι η ηλεκτρική και τα υβριδικά ηλεκτρικά οχήματα τα οποία καταναλώνουν ηλεκτρική και κάποιο συμβατικό καύσιμο. Η απόδοση των ηλεκτρικών οχημάτων μπορεί να ξεπεράσει το 90% ενώ των συμβατικών οχημάτων φτάνει έως το 30%. Η πυκνότητα

ενέργειας όμως της βενζίνης είναι περίπου τα 10,000 Wh/kg, ενώ μιας συστοιχίας συσσωρευτών λιθίου ιόντων είναι περίπου 150 Wh/kg.

Πλέον δημιουργείται ένα υπόβαθρο για τα ηλεκτρικά οχήματα για την ανάπτυξη και αντικατάσταση των συμβατικών με αυτά. Έχουν γίνει μελέτες για τα πάρκα στάθμευσης και σταθμούς φόρτισης εντός και εκτός πόλεως στους οποίους θα μπορεί το ηλεκτρικό όχημα να φορτίζει παράλληλα την μπαταρία του για την άνετη μετακίνηση και για τις μεθόδους ταχείας φόρτισης. Ήδη η IEC (International Electrotechnical Commission) έχει δημοσιεύσει πρότυπο φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων (IEC 62196), το οποίο περιλαμβάνει τέσσερα ήδη φόρτισης, δύο αργής φόρτισης, ένα αργής ή ταχείας φόρτισης (AC) και ένα ταχείας φόρτισης (DC). Τα πρότυπα της τάσης (V_s) και του ρεύματος (I_s) που παρέχει το δίκτυο είναι:

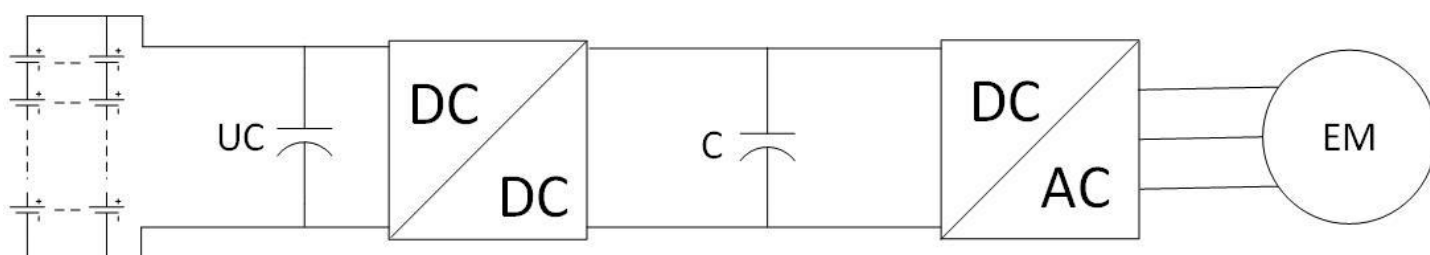
1^{ος} Τρόπος: $V < 250V$ ac 1Φ ή $480V$ ac 3Φ, $I < 16$ A

2^{ος} Τρόπος: $V < 250V$ ac 1Φ ή $480V$ ac 3Φ, $I < 32$ A

3^{ος} Τρόπος: $V < 250V$ ac 1Φ ή $480V$ ac 3Φ, $I < 63$ A

4^{ος} Τρόπος: $V < 1000V$ dc, $I < 400$ A

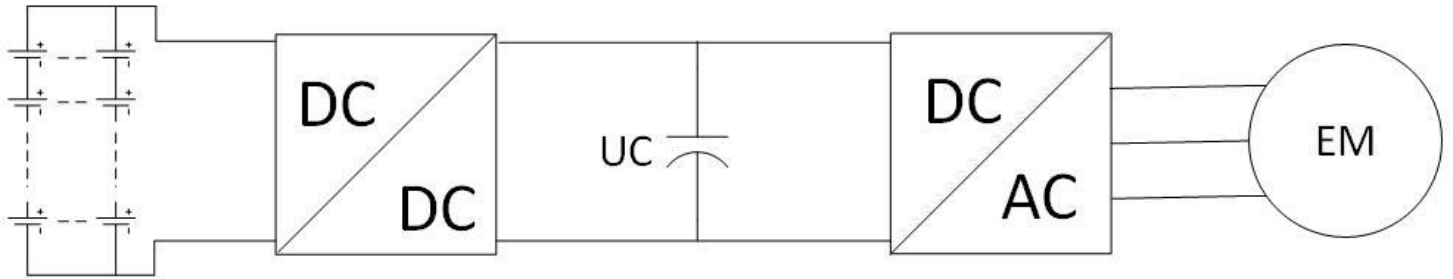
Η φόρτιση των ηλεκτρικών οχημάτων γίνεται συνήθως στις ώρες χαμηλής ζήτησης ενέργειας δηλαδή σε βραδινές ώρες. Όμως υπάρχει και η ανάγκη για την φόρτιση του οχήματος και κατά τη διάρκεια της ημέρας και ίσως σε περιπτώσεις υψηλής ζήτησης ενέργειας. Σε αυτές τις περιπτώσεις, εμφανίζεται μεγάλη συμφόρηση στο δίκτυο με αποτέλεσμα να προκαλούνται γενικές διακοπές ρεύματος, βυθίσεις τάσεις και ταλαντώσεις συχνότητας. Η ανταλλαγή ενέργειας με το δίκτυο ορίστηκε ως μία καινούρια έννοια, η οποία καθιερώθηκε ως Vehicle-to-Grid (V2G) [35] [36] [37]. Η φόρτιση των οχημάτων ελέγχεται σε κάθε περιοχή και επιπλέον επιτρέπει από το δίκτυο να απορροφήσει ενέργεια από τα οχήματα. Με αυτό το σύστημα αποφεύγεται η ταυτόχρονη φόρτιση και εξυπηρετείται το δίκτυο βοηθώντας την εξισορρόπηση φορτίου και την μετατόπιση φορτίου.



Σχήμα 1.6. Πλήρως αποσυσζευγμένη διάταξη υβριδικού οχήματος παράλληλης σύνδεσης υπερπυκνωτή και μπαταρίας.

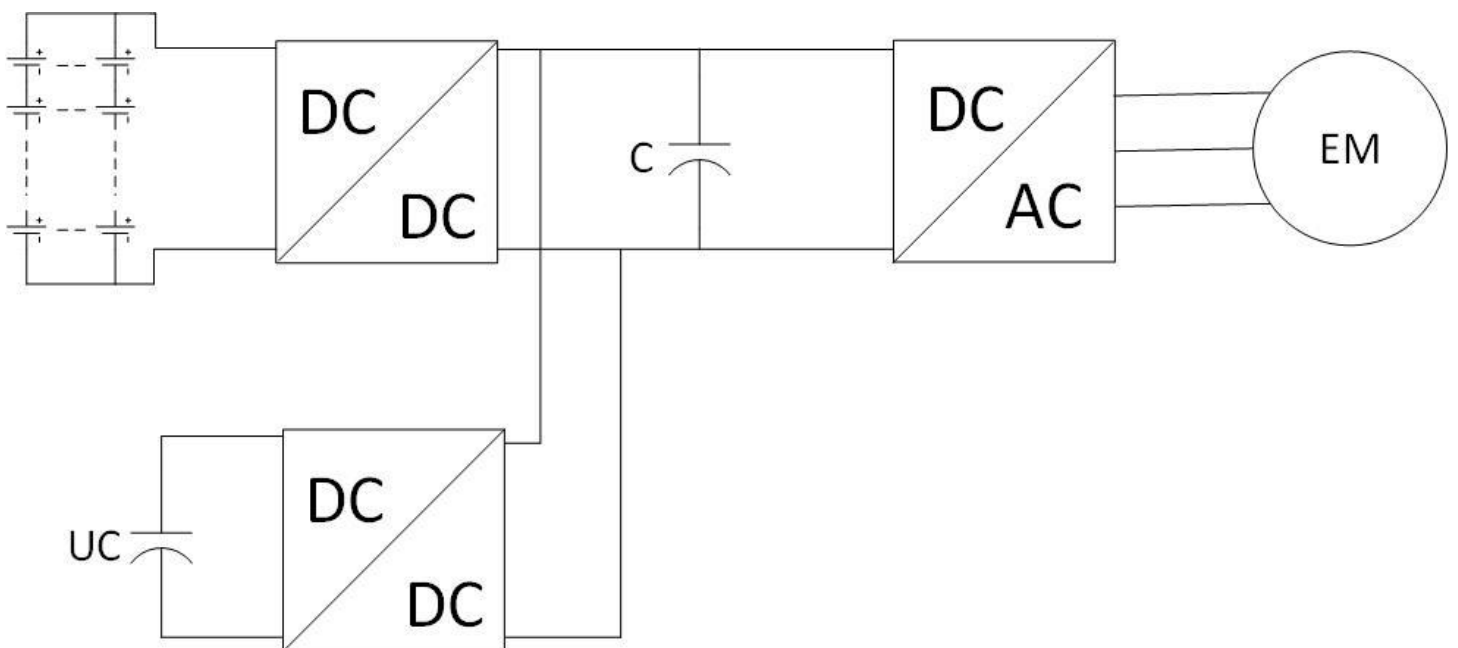
Υπάρχουν πολλές διατάξεις για την υλοποίηση των διατάξεων υβριδικών οχημάτων. Η διάταξη που φαίνεται στο Σχήμα 1.6 χρησιμοποιεί ως δεύτερη πηγή ενέργειας έναν υπερπυκνωτή (Ultra-Capacitor) και αποτελεί την πιο απλή συνδεσμολογία [38] [39]. Τα χαρακτηριστικά της διάταξης είναι η μικρή διακύμανση τάσης στον dc ζυγό, ο απλός έλεγχος καθώς η ένταση και η κατεύθυνση του ρεύματος ρυθμίζεται από την εσωτερική εμπέδηση της συστοιχίας των συσσωρευτών και του υπερπυκνωτή και η εύκολη και με χαμηλό κόστος διάταξη. Η λειτουργία του

υπερπυκνωτή είναι περιορισμένη καθώς η τάση ρυθμίζεται από την συστοιχία συσσωρευτών και ότι δεν υπάρχει έλεγχος βελτιστοποίησης του μηχανισμού διαχείρισης ενέργειας.



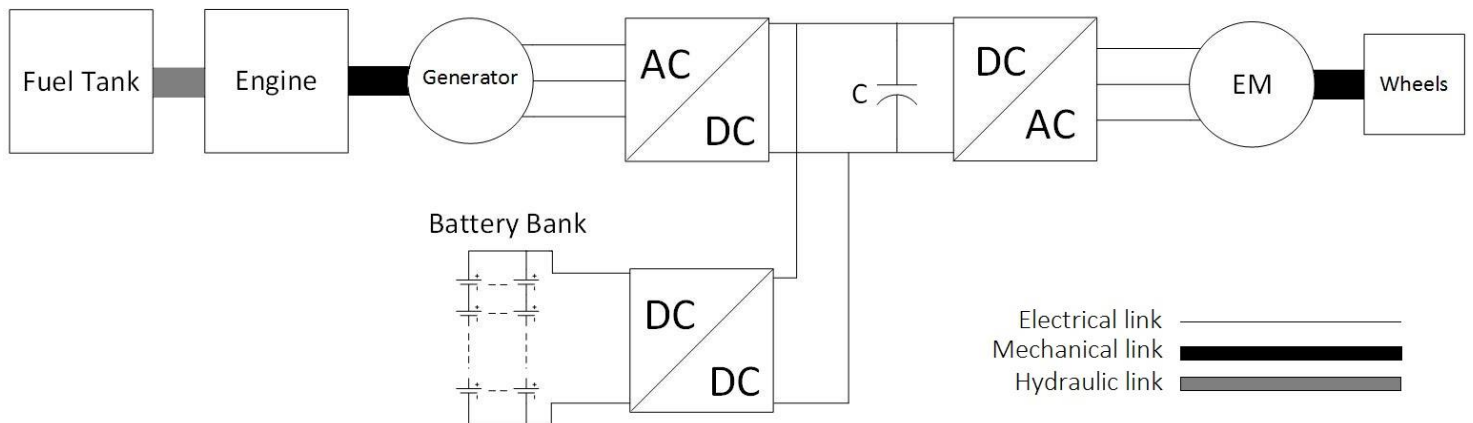
Σχήμα 1.7. Μερικώς αποσυζευγμένη διάταξη υβριδικού οχήματος τύπου I.

Η τοπολογία του Σχήματος 1.7 έχει και μία δεύτερη υλοποίηση στην οποία ο υπερπυκνωτής αντικαθιστά τον πυκνωτή στον dc σύνδεσμο [40] [41]. Στην περίπτωση που φαίνεται στο σχήμα υπάρχει δυνατότητα ελέγχου της συστοιχίας. Επίσης οι απότομες αλλαγές στην ζήτηση ενέργειας που προκαλούνται είτε από την επιτάχυνση είτε από την πέδηση, ικανοποιούνται από τον υπερπυκνωτή. Αυτή η διάταξη προτιμάται από τη πρώτη καθώς η δυνατότητα αποσύνδεσης της μπαταρίας, την προστατεύει από υψηλά ρεύματα με ταλαντώσεις. Στην δεύτερη περίπτωση σε αντίθεση με την πρώτη στην οποία η τάση του dc ζυγού ταλαντώνεται σε υψηλό βαθμό λόγω του υπερπυκνωτή, η συστοιχία σταθεροποιεί την τάση. Μεγιστοποιείται η χρήση του υπερπυκνωτή καθώς πλέον ελέγχεται η λειτουργία του, όμως η μπαταρία εκτίθεται σε όλες τις διακυμάνσεις ρεύματος οι οποίες μειώνουν σημαντικά την διάρκεια ζωής των συσσωρευτών.



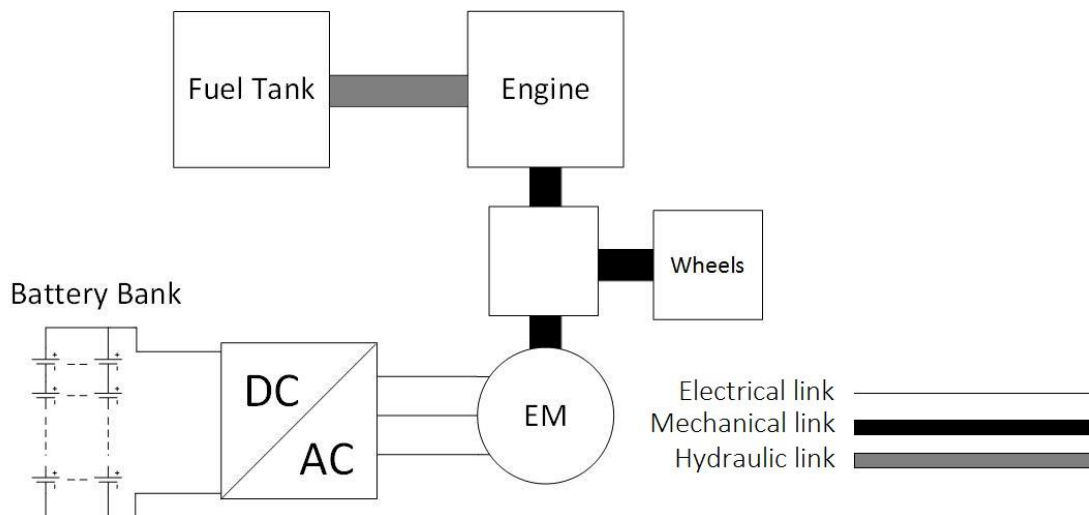
Σχήμα 1.8. Διάταξη ηλεκτρικού οχήματος παράλληλης σύνδεσης.

Μία τρίτη διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 1.8 [42]- [45]. Αποτελεί την πιο ακριβή διάταξη καθώς χρησιμοποιείται ένας μετατροπέας συνεχούς τάσης για την μπαταρία και ένας για τον υπερπυκνωτή. Με αυτόν τον τρόπο ελέγχονται και έτσι μεγιστοποιείται η απόδοση των δύο αυτών μονάδων αλλά αυξάνονται οι απώλειες μετατροπής. Επίσης ο έλεγχος της διάταξης γίνεται πιο περίπλοκος. Στην θέση του υπερπυκνωτή μπορεί να τοποθετηθεί κάποια συστοιχία κυψελών καυσίμου.



Σχήμα 1.9. Συνδεσμολογία υβριδικού ηλεκτρικού οχήματος σειράς.

Τα υβριδικά οχήματα που χρησιμοποιούν ως πηγές ενέργειας συσσωρευτές και κάποιο ορυκτό καύσιμο χρησιμοποιούν συνήθως την διάταξη του Σχήματος 1.9 [46], [47], [48]. Η συγκεκριμένη οδήγηση ονομάζεται υβριδικό ηλεκτρικό όχημα σειράς. Το καύσιμο τροφοδοτεί την μηχανή εσωτερικής καύσης η οποία στρέφει μία γεννήτρια μετατρέποντας την μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρική. Η γεννήτρια τροφοδοτεί είτε απευθείας μία ηλεκτρική μηχανή (EM) είτε την συστοιχία συσσωρευτών. Η μηχανή εσωτερικής καύσης διακόπτει την λειτουργία της όταν η συστοιχία συσσωρευτών είναι πλήρως φορτισμένη. Η φόρτιση των συσσωρευτών γίνεται είτε μέσω της μηχανής εσωτερικής καύσης, είτε μέσω της ηλεκτρικής μηχανής ανακτώντας την ενέργεια πέδησης αλλά μπορεί και σε περιπτώσεις που υπάρχει εξωτερικός μετατροπέας, να φορτίσει συνδέοντάς την στο δίκτυο. Η λειτουργία της μηχανής εσωτερικής καύσης μπορεί να γίνει με βέλτιστο τρόπο, στρέφοντας στην ιδανική ταχύτητα, ενώ η συστοιχία συσσωρευτών ρυθμίζει την τελική ισχύ εξόδου που ζητάει το όχημα, μειώνοντας τις εκπομπές ρύπων. Τα πλεονεκτήματα είναι οι χαμηλές εκπομπές ρύπων και η δυνατότητα βέλτιστης περιστροφής της μηχανής εσωτερικής καύσης. Χρειάζεται μία μηχανή εσωτερικής καύσης, μία γεννήτρια και μία ηλεκτρική μηχανή, περιορίζοντας τον χώρο για την συστοιχία συσσωρευτών, οι οποίες ιδανικά πρέπει να έχουν μεγάλη χωρητικότητα για να υπάρχει η δυνατότητα σταθεροποίησης της ταχύτητας της μηχανής που εξηγήθηκε παραπάνω. Για τον τελευταίο λόγο το όχημα είναι ιδανικό για μετακινήσεις μικρών αποστάσεων.



Σχήμα 1.10. Συνδεσμολογία παράλληλου υβριδικού ηλεκτρικού οχήματος.

Η δομή που δείχνει το Σχήμα 1.10, ονομάζεται παράλληλο υβριδικό ηλεκτρικό όχημα [49] [50]. Η διαφορά όπως φαίνεται από το σχήμα είναι ότι εδώ υπάρχουν δύο μονοπάτια οδήγησης. Η οδήγηση γίνεται μέσω της μηχανής εσωτερικής καύσης όπως τα συμβατικά οχήματα και μέσω της ηλεκτρικής μηχανής από την συστοιχία συσσωρευτών. Η διάταξη αυτή δεν απαιτεί την γεννήτρια. Όπως στην διάταξη σειράς, οι συστοιχία μπορεί να φορτίσει είτε μέσω της μηχανής εσωτερικής καύσης, είτε μέσω της πέδησης και επιπλέον υπάρχει και σύστημα φόρτισης από το δίκτυο. Υπάρχει πλέον η δυνατότητα να διαχωρίζονται οι πηγές ενέργειας, έτσι ώστε σε κοντινές αποστάσεις να τροφοδοτεί η συστοιχία συσσωρευτών και σε μακρινές αποστάσεις το ορυκτό καύσιμο. Επίσης μπορεί να υπάρχει και συνδυασμός των δύο πηγών ενέργειας. Οι παροχές ισχύος δρουν αθροιστικά με αποτέλεσμα να μπορούν να μειωθούν τα ονομαστικά χαρακτηριστικά της μηχανής εσωτερικής καύσης και κατά συνέπεια ελευθερία χώρου. Τα πλεονεκτήματα είναι η έλλειψη της γεννήτριας, το μειωμένο μέγεθος των συσσωρευτών, καθώς μπορεί να λειτουργήσει μόνο από την μηχανή εσωτερικής καύσης και έχει υψηλή επίδοση καθώς είναι πιο κοντά στα συμβατικά οχήματα. Σε αυτήν την διάταξη ο έλεγχος είναι πιο περίπλοκος λόγω των δύο μονοπατιών ισχύος και αυξάνεται η μηχανική πολυπλοκότητα για την σύνδεση των δύο μηχανών στην οδήγηση των τροχών. Υπάρχουν άλλες δύο διατάξεις υβριδικών οχημάτων οι οποίες είναι η παράλληλη-σειράς και η σύνθετη, που αναπτύχθηκαν από βιομηχανίες τα τελευταία χρόνια. Πληροφορίες μπορούν να βρεθούν στην βιβλιογραφία [43], [51], [52], [53].

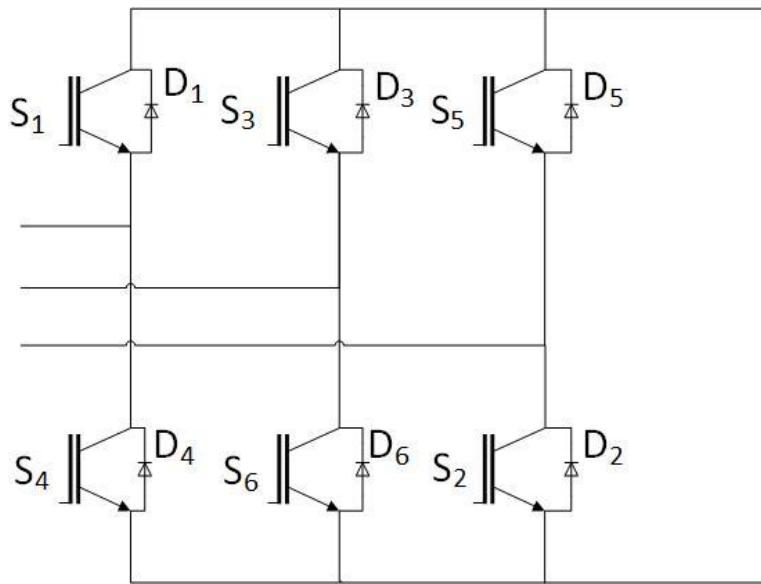
Κεφάλαιο 2

Μετατροπείς Τάσης

Στο παρόν κεφάλαιο αναλύονται οι επιμέρους μετατροπείς του συστήματός που μελετάται. Αρχικά θα μελετηθεί η διάταξη του τριφασικού μετατροπέα και στην συνέχεια η διάταξη του μετατροπέα συνεχούς τάσης σε συνεχή.

2.1 Τριφασικός Μετατροπέας

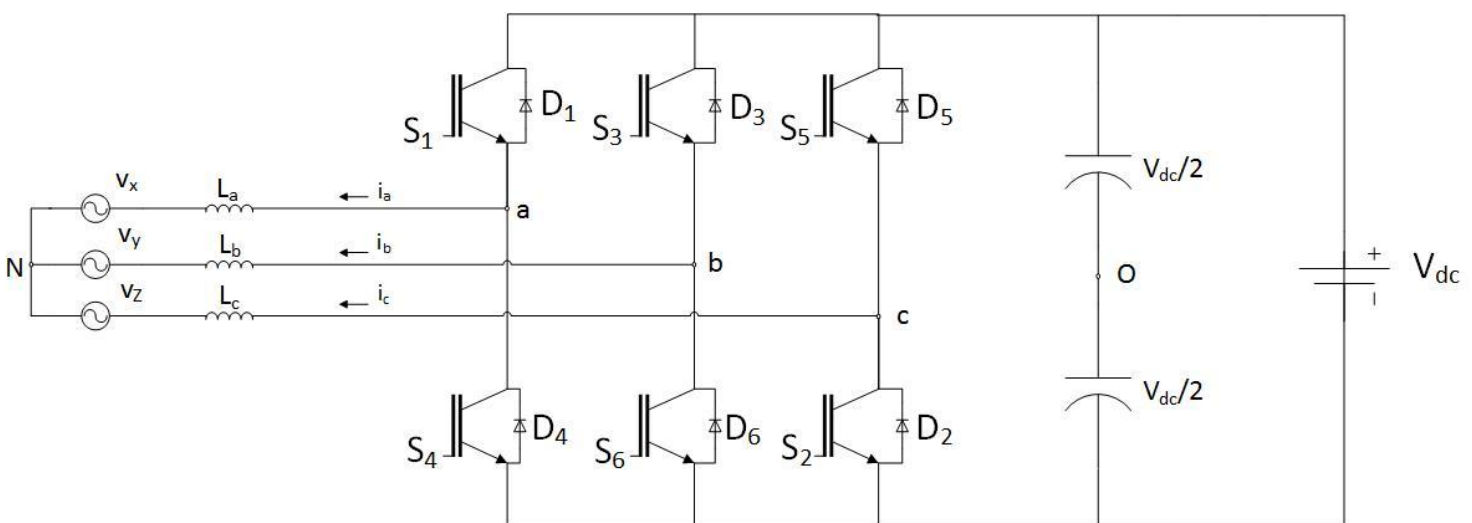
Ο μετατροπέας που χρησιμοποιείται στο σύστημα ονομάζεται ανορθωτής εξαναγκασμένης μεταγωγής (force commutated rectifier) αλλά συνήθως χρησιμοποιείται η ονομασία PWM ανορθωτής (PWM rectifier). Ο μετατροπέας αυτός απεικονίζεται στο Σχήμα 2.1 [54] [55]. Σε αντίθεση με τον ελεγχόμενο και μη ελεγχόμενο ανορθωτή, χρησιμοποιεί έξι ελέγξιμους ημιαγωγικούς διακόπτες όπως IGTOs, Mosfets, IGBTs ή τρανζίστορ ισχύος και έξι διόδους συνδεδεμένες αντιπαράλληλα με τον κάθε ημιαγωγικό διακόπτη. Οι διακόπτες σχηματίζουν ανά δύο ένα πόδι ημιάφουρας για την κάθε φάση. Ο συγκεκριμένος ανορθωτής χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές που απαιτείται η αμφίδρομη μεταφορά ισχύος και σε εφαρμογές κυκλωμάτων που λειτουργούν σε υψηλές συχνότητες, όπως οι αδιάκοπες παροχές ισχύος, οδηγήσεις μηχανών για την ανάκτηση της ενέργειας της πέδησης και φορτιστές συσσωρευτών [56] - [64]. Τα πλεονεκτήματά του σε σχέση με τον ανορθωτή διόδων είναι η αμφίπλευρη μεταφορά ισχύος, ο υψηλός συντελεστής ισχύος, η δυνατότητα μετατόπισης των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος σε υψηλές συχνότητες και οι μειωμένες απώλειες. Τα μειονεκτήματα είναι η περιπλοκότερη δομή, η ανάγκη ελέγχου και το υψηλότερο κόστος. Σε κάποιες περιπτώσεις στις οποίες είναι απαραίτητη η γαλβανική απομόνωση μεταξύ του δικτύου και της συσκευής, η προσθήκη ενός μετασχηματιστή στην είσοδο μιας ανόρθωσης με διόδους, αυξάνει το κόστος της διάταξης και τις απώλειες.



Σχήμα 2.1. Συνδεσμολογία τριφασικού μετατροπέα.

Γενική λειτουργία

Ο έλεγχος της αγωγής και αποκοπής των διακοπών γίνεται με χρήση κάποιας μεθόδου όπως η SPWM, η ζώνη υστέρησης και άλλες που θα αναλύσουμε στο Κεφάλαιο 4. Οι παλμοί οδήγησης των διακοπών σε κάθε πόδι ημιγέφυρας είναι συμπληρωματικοί, δηλαδή όταν άγει ένας διακόπτης στη μία φάση, ο άλλος διακόπτης της ίδιας φάσης είναι σε αποκοπή. Τα ζεύγη είναι τα (S1, S4), (S3, S6) και (S5, S2), έτσι ο ανορθωτής μπορεί να δημιουργήσει 8 διακοπτικούς συνδυασμούς. Οι συνδυασμοί αυτοί παρουσιάζονται στον Πίνακα 2.1. Για την πιο εύκολη κατανόηση της λειτουργίας χρησιμοποιείται ένα νοητό σημείο αναφοράς στην dc πλευρά, O, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.

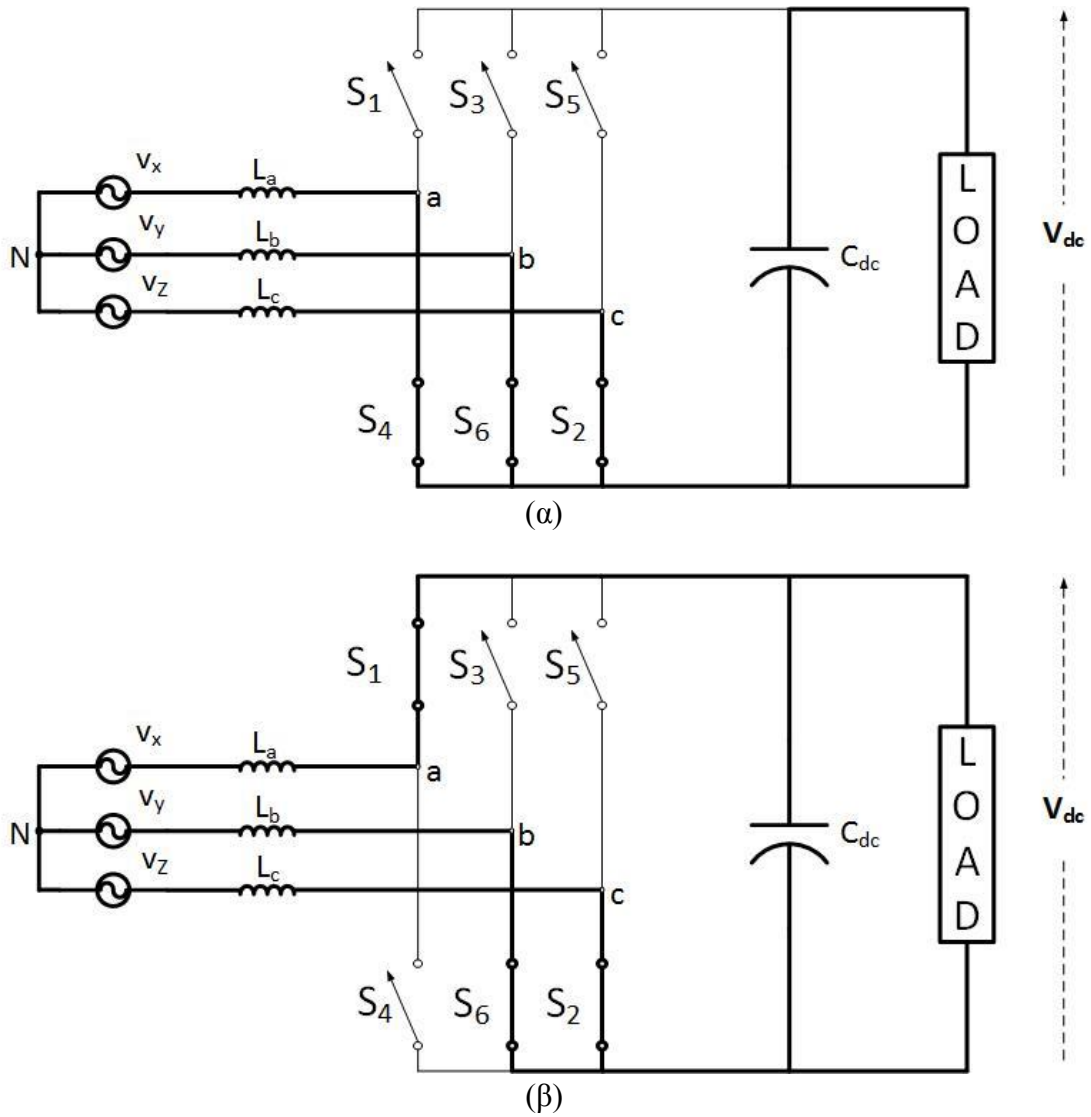


Σχήμα 2.2. Τριφασικός μετατροπέας δύο επιπέδων συνδεδεμένος με το δίκτυο και με dc πηγή τάσης.

Πίνακας 2.1. Διακοπτικοί συνδυασμοί και φασικές και πολικές τάσεις και διανύσματα τάσης.

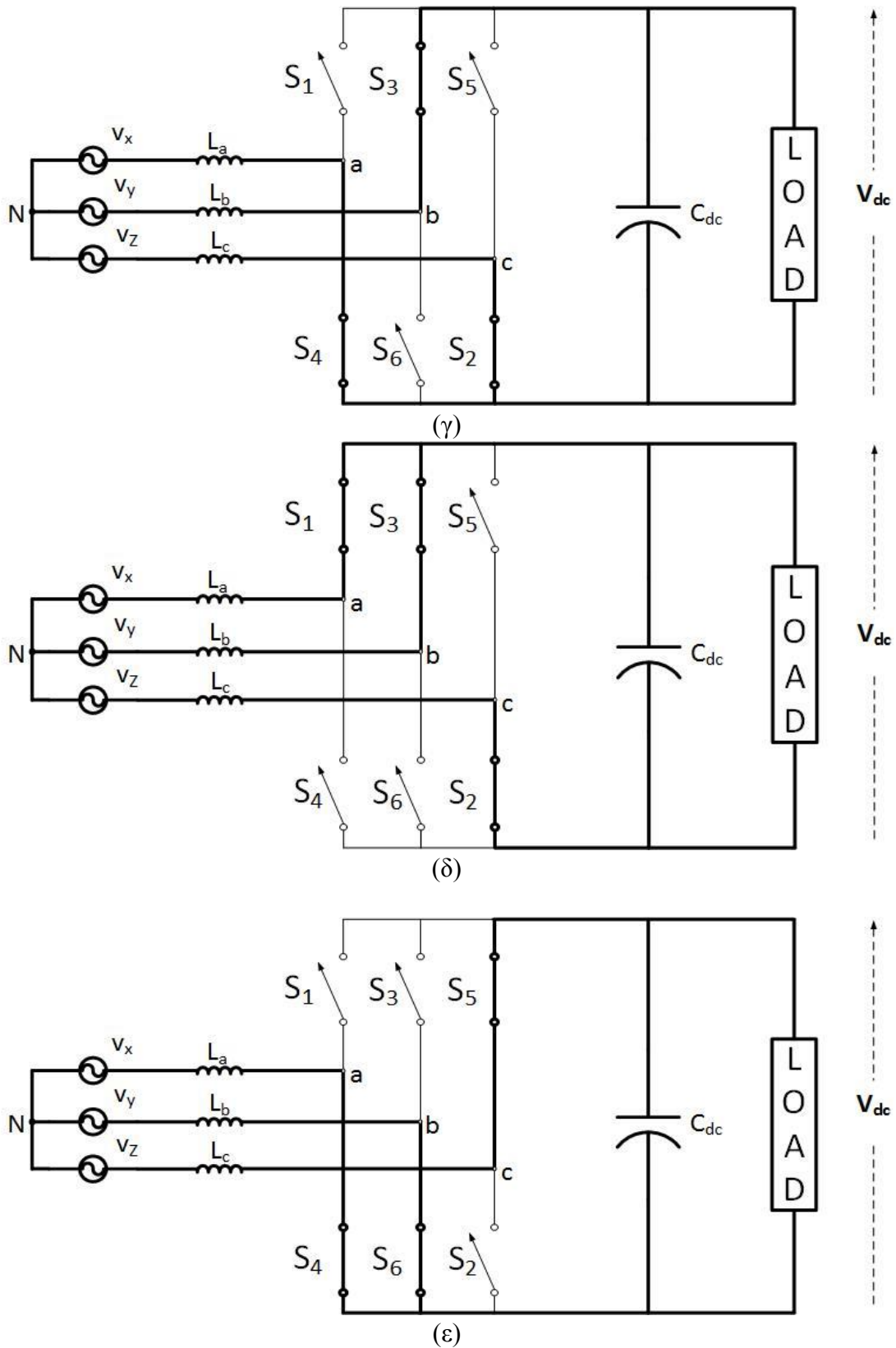
| AA | Διακοπτική Κατάσταση | | | V_{aN} | V_{bN} | V_{cN} | V_{ab} | V_{bc} | V_{ca} | V_i |
|----|----------------------|----|----|----------------------|----------------------|----------------------|-----------|-----------|-----------|---------------|
| | S5 | S3 | S1 | | | | | | | |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | $\frac{2v_{dc}}{3}$ | $-\frac{v_{dc}}{3}$ | $-\frac{v_{dc}}{3}$ | v_{dc} | 0 | $-v_{dc}$ | $1 + j0.577$ |
| 3 | 0 | 1 | 0 | $-\frac{v_{dc}}{3}$ | $\frac{2v_{dc}}{3}$ | $-\frac{v_{dc}}{3}$ | $-v_{dc}$ | v_{dc} | 0 | $-1 + j0.577$ |
| 4 | 0 | 1 | 1 | $\frac{v_{dc}}{3}$ | $\frac{v_{dc}}{3}$ | $-\frac{2v_{dc}}{3}$ | 0 | v_{dc} | $-v_{dc}$ | $j1.155$ |
| 5 | 1 | 0 | 0 | $-\frac{v_{dc}}{3}$ | $-\frac{v_{dc}}{3}$ | $\frac{2v_{dc}}{3}$ | 0 | $-v_{dc}$ | v_{dc} | $-j1.155$ |
| 6 | 1 | 0 | 1 | $\frac{v_{dc}}{3}$ | $-\frac{2v_{dc}}{3}$ | $\frac{v_{dc}}{3}$ | v_{dc} | $-v_{dc}$ | 0 | $1 - j0.577$ |
| 7 | 1 | 1 | 0 | $-\frac{2v_{dc}}{3}$ | $\frac{v_{dc}}{3}$ | $\frac{v_{dc}}{3}$ | $-v_{dc}$ | 0 | v_{dc} | $-1 - j0.577$ |
| 8 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Τα αντίστοιχα μονοπάτια της ροής του ρεύματος φαίνονται στο Σχήμα 2.3. Ο κάθε διακόπτης που απεικονίζεται στο Σχήμα 2.3, συμβολίζει ένα ζεύγος ενός ελεγχόμενου ημιαγωγικού διακοπτικού στοιχείου και μίας διόδου τα οποία συνδέονται αντιπαράλληλα όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4. Όταν ο διακόπτης του σχήματος είναι κλειστός, σημαίνει ότι άγει είτε η διόδος είτε το ημιαγωγικό διακοπτικό στοιχείο. Τα στοιχεία αυτά δεν μπορούν να άγουν ταυτόχρονα και η αγωγή τους εξαρτάται από δύο συνθήκες. Η πρώτη συνθήκη είναι ο παλμός αγωγής στο ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο και η δεύτερη είναι η τάση V_{xy} που εφαρμόζεται στα άκρα του ζεύγους. Όταν η τάση V_{xy} είναι θετική και δεν υπάρχει κάποιος παλμός έναυσης στο ημιαγωγικό στοιχείο, τότε το ζεύγος βρίσκεται σε αποκοπή. Όταν η τάση V_{xy} είναι θετική και υπάρχει παλμός έναυσης αγωγής στο ημιαγωγικό στοιχείο, τότε το ημιαγωγικό στοιχείο είναι ορθά πολωμένο και άγει. Η φορά του ρεύματος ακολουθεί την κατεύθυνση που δείχνει το i_T . Όταν η τάση V_{xy} είναι αρνητική τότε η διόδος είναι ορθά πολωμένη και ανεξάρτητα από τον παλμό έναυσης στο ημιαγωγικό στοιχείο, αρχίζει να άγει. Η φορά του ρεύματος ακολουθεί την κατεύθυνση που δείχνει το i_D .



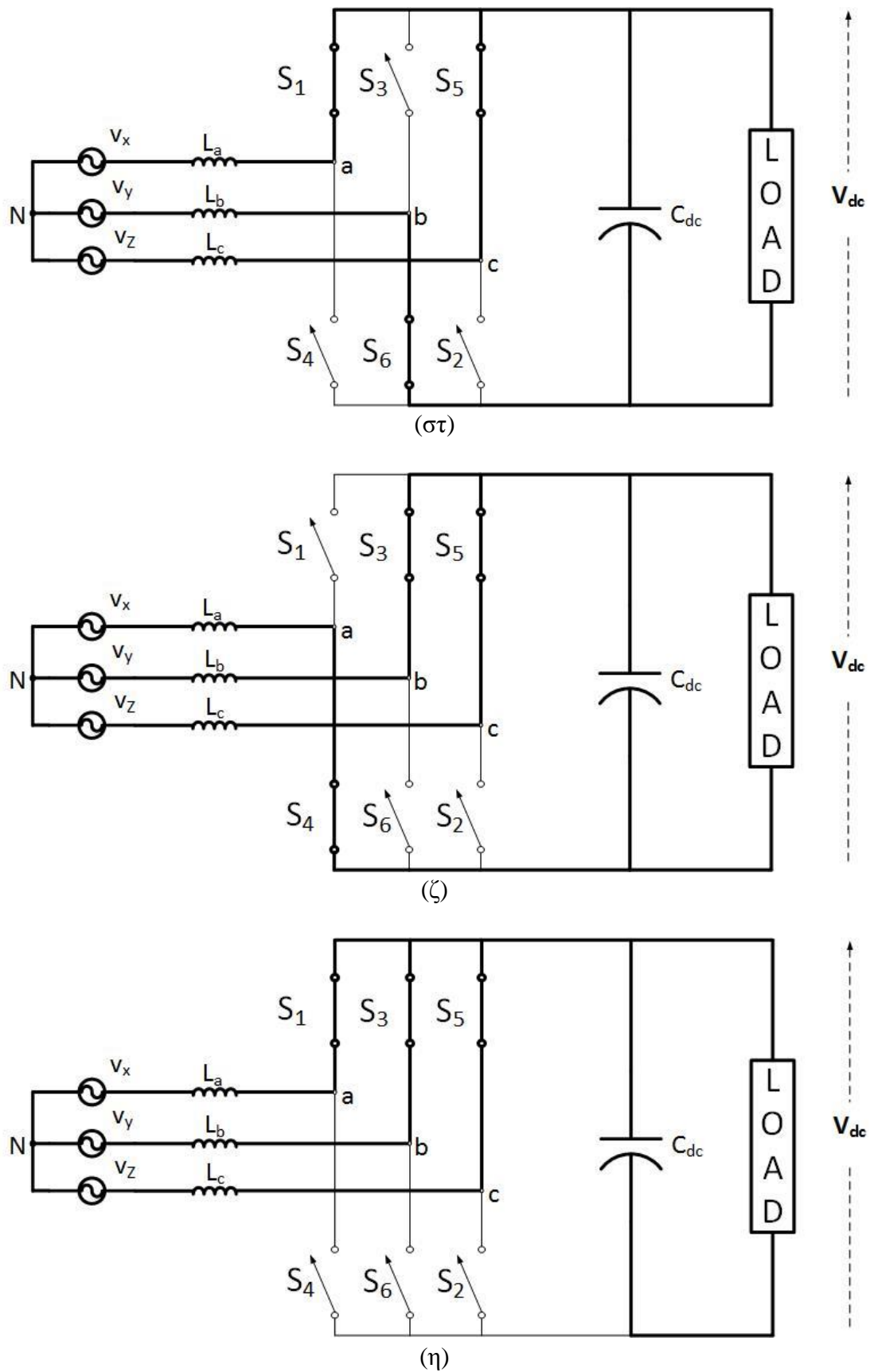
Σχήμα 2.3. Διακοπτικοί συνδυασμοί του τριφασικού μετατροπέα.
 (α) $(S_5 S_3 S_1) = 000$, (β) 001 .

(Συνεχίζεται)

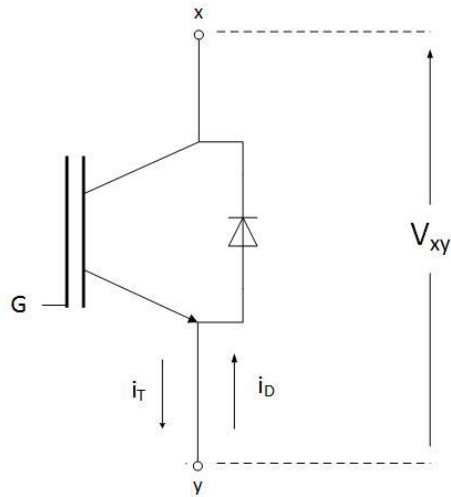


Σχήμα 2.3. Διακοπτικοί συνδυασμοί του τριφασικού μετατροπέα.
 (γ) $(S_5 S_3 S_1) = 010$, (δ) 011 , (ε) 100 .

(Συνεχίζεται)

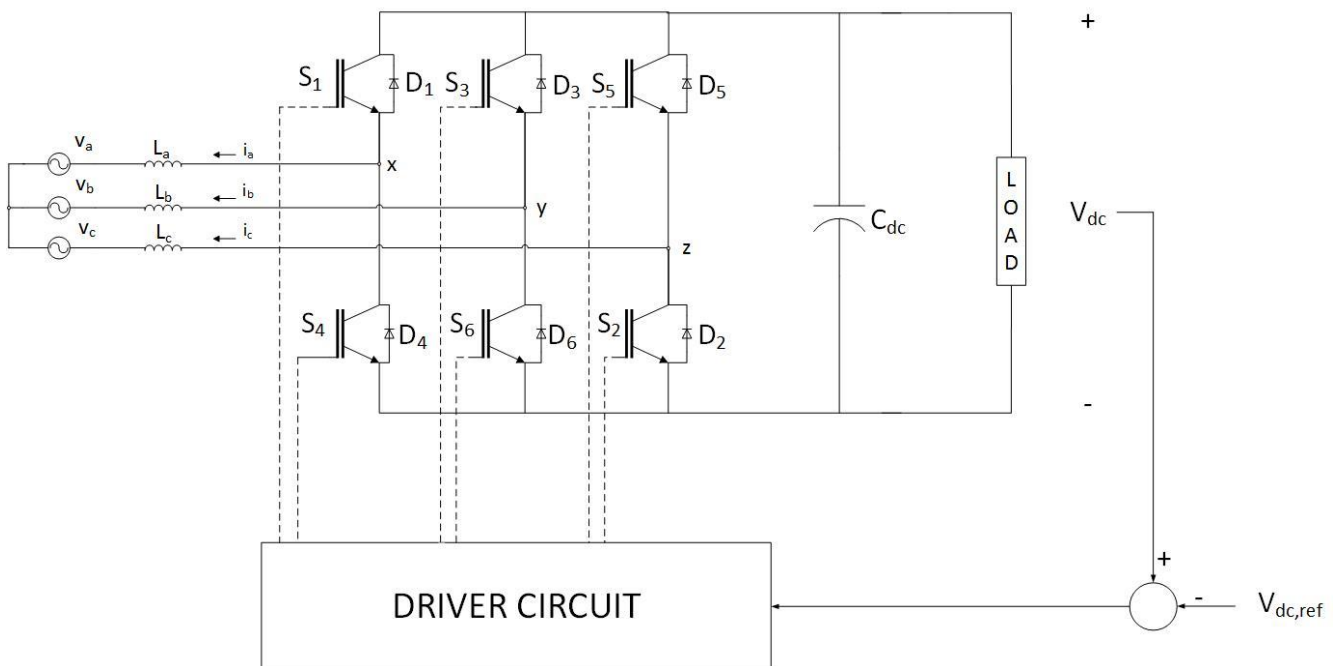


Σχήμα 2.3. Διακοπτικοί συνδυασμοί του τριφασικού μετατροπέα.
 (στ) (S5 S3 S1) = 110, (ζ) 110, (η) 111.



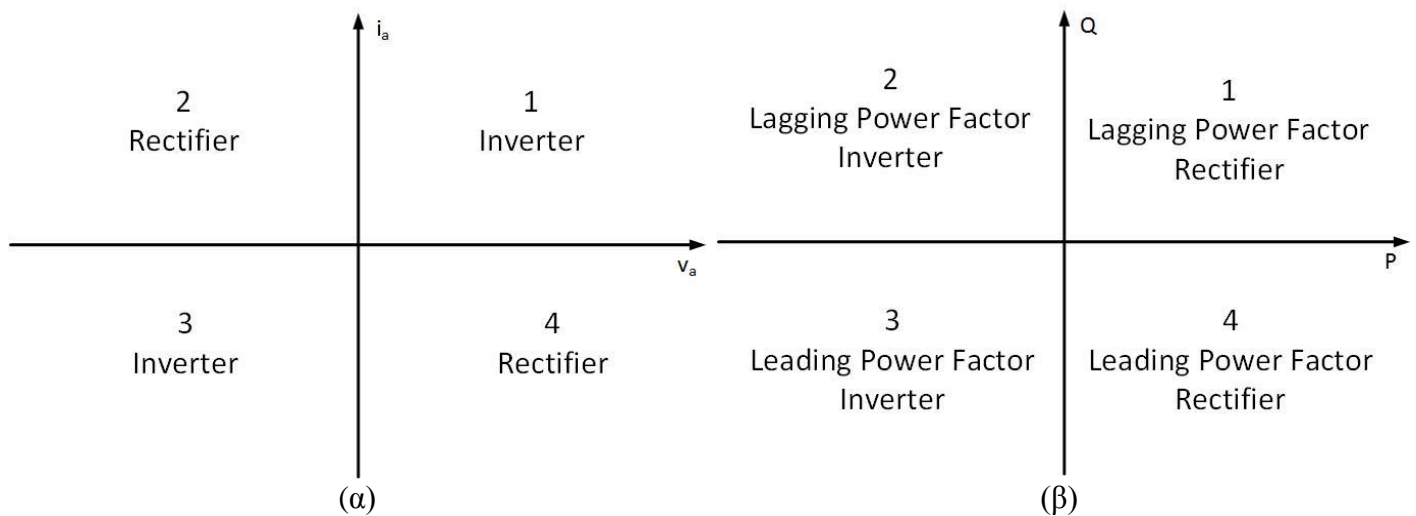
Σχήμα 2.4. Ζεύγος IGBT και διόδου συνδεδεμένα αντιπαράλληλα.

Ο μετατροπέας δημιουργεί ένα σήμα αναφοράς από το σφάλμα, από το οποίο παράγει τα σήματα οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων. Συγκεκριμένα, μετριέται η τάση στην dc πλευρά, συγκρίνεται με την ιδανική τιμή, στη συνέχεια επεξεργάζεται και δημιουργείται ένα σήμα αναφοράς το οποίο μπορεί να είναι το ιδανικό ρεύμα στην είσοδο ή η επιθυμητή ισχύς ή η επιθυμητή τάση στην είσοδο του μετατροπέα. Το κύκλωμα οδήγησης μαζί με την διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 2.5. Κατά την λειτουργία ανορθωτή, ο πυκνωτής στην dc πλευρά εκφορτίζεται, οπότε ο έλεγχος προσπαθεί να αυξήσει την εγγεόμενη ισχύ, αυξάνοντας τα ρεύματα που ρέουν μέσα από τις διόδους. Κατά την λειτουργία ως αντιστροφέας, ο πυκνωτής στην dc πλευρά υπερφορτίζεται, έτσι ο έλεγχος προσπαθεί να εκφορτίσει τον πυκνωτή, αυξάνοντας τα ρεύματα που ρέουν μέσα από τα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία.



Σχήμα 2.5. Κύκλωμα ελέγχου τριφασικού μετατροπέα.

Ο μετατροπέας θεωρείται ότι λειτουργεί σε τέσσερα τεταρτημόρια. Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα με την τάση στην ac πλευρά του μετατροπέα μπορούν να έχουν και τους τέσσερις συνδυασμούς, δηλαδή θετικό ρεύμα και τάση, αρνητικό ρεύμα και τάση (λειτουργία αντιστροφέα), θετικό ρεύμα αρνητική τάση, αρνητικό ρεύμα και θετική τάση (λειτουργία ανορθωτή), όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6. Ως θετική φορά του ρεύματος θεωρείται η φορά του ρεύματος που εξέρχεται από τον μετατροπέα, δηλαδή η φορά των ρευμάτων i_a , i_b και i_c του σχήματος 2.5. Έτσι μπορεί να επιτευχθεί ρεύμα στην είσοδο του μετατροπέα υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος αλλά και να παρουσιάσει χωρητική συμπεριφορά στις περιπτώσεις που απαιτεί το δίκτυο.



Σχήμα 2.6. Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων.

(α) Διάγραμμα τάσης-ρεύματος.

(β) Διάγραμμα ισχύος.

Θεωρώντας τις απώλειες αμελητέες, πρέπει να ισχύει το ισοζύγιο ενέργειας. Δηλαδή η ισχύς στην ac μεριά να ισούται με την ισχύ στην dc μεριά. Αυτό σημαίνει:

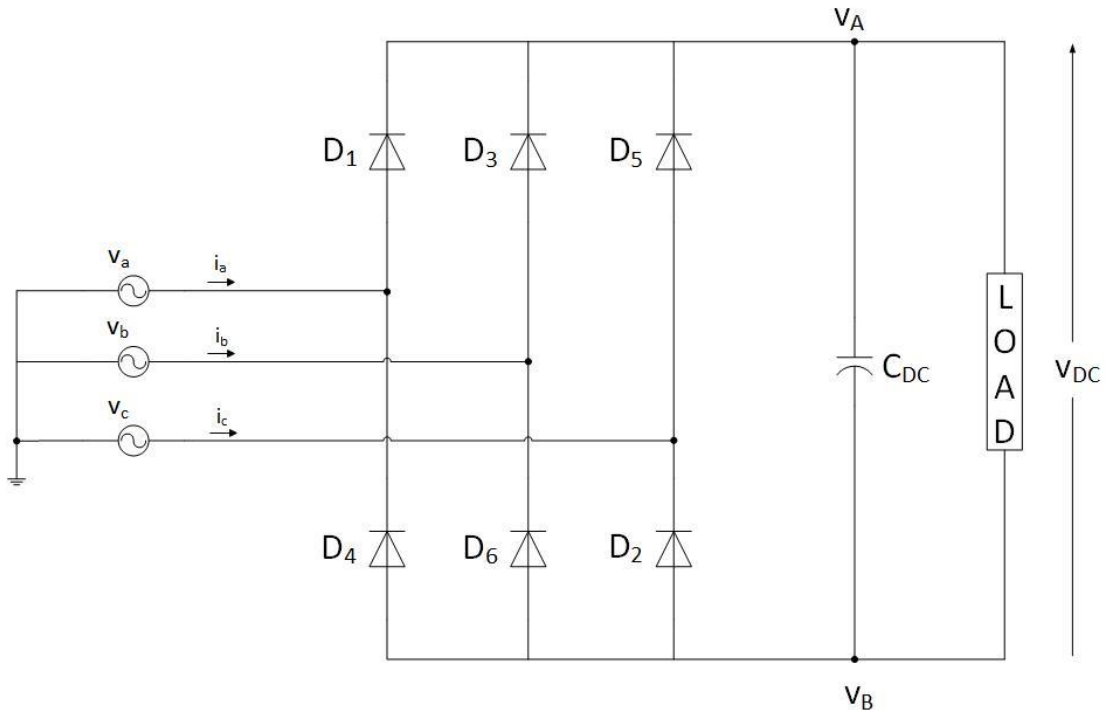
$$P_{ac} = P_{dc} \quad (2.1)$$

Δηλαδή

$$3V_s I_s \cos \varphi = V_{dc} I_{dc} \quad (2.2)$$

Όπου V_s είναι η φασική τάση, I_s το ρεύμα γραμμής και V_{dc} και I_{dc} είναι η τάση και το ρεύμα στο dc ζυγό. Η σχέση που συνδέει το ρεύμα γραμμής με το ρεύμα στην dc πλευρά είναι:

$$I_s = \frac{V_{dc}}{3V_s \cos \varphi} I_{dc} \quad (2.3)$$



Σχήμα 2.7. Τριφασική ανόρθωση διόδων.

Η επιλογή της τάσης για τον dc ζυγό δεν γίνεται αυθαίρετα, αλλά πρέπει να ικανοποιεί μία συνθήκη. Από τα προηγούμενα συμπεραίνουμε ότι για τον πλήρη έλεγχο του διακόπτη πρέπει οι διόδοι πρέπει να είναι συνεχώς πολωμένες ανάστροφα. Για την ανάλυση της απλής γέφυρας διόδων υποθέτουμε όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.7:

Έστω

$$v_a = V_m \cos(\omega_0 t) \quad (2.4a)$$

$$v_b = V_m \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.4b)$$

$$v_c = V_m \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.4c)$$

Όπου V_m είναι το πλάτος της φάσης. Όπως είναι γνωστό σε κάθε στιγμή άγουν οι διόδοι που είναι θετικά πολωμένες. Αυτό σημαίνει ότι η τάση στον θετικό ακροδέκτη της dc μεριάς ισούται κάθε στιγμή με την τάση της φάσης που έχει τότε την μέγιστη τιμή. Αντίστοιχα η τάση στον αρνητικό ακροδέκτη της dc μεριάς ισούται με την τάση της φάσης που έχει την ελάχιστη τιμή σε κάθε χρονική στιγμή. Με μαθηματικούς όρους γράφεται ως:

$$v_A = \max(v_a, v_b, v_c) \quad (2.5a)$$

$$v_B = \min(v_a, v_b, v_c) \quad (2.5b)$$

όπου

$$v_{DC} = v_A - v_B \quad (2.6)$$

Η ανάπτυξη των εξισώσεων (2.5) σε σειρές Fourier είναι:

$$v_A = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega_0 t) \right) \quad (2.7)$$

$$v_B = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(-\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{9n^2 - 1} \cos(3n\omega_0 t) \right) \quad (2.8)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (2.7) και (2.8) στην εξίσωση (2.6) παίρνουμε:

$$v_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \left(1 - \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{2}{36n^2 - 1} \cos(6n\omega_0 t) \right) \quad (2.9)$$

Η μέγιστη τιμή της παραπάνω εξίσωσης είναι περίπου:

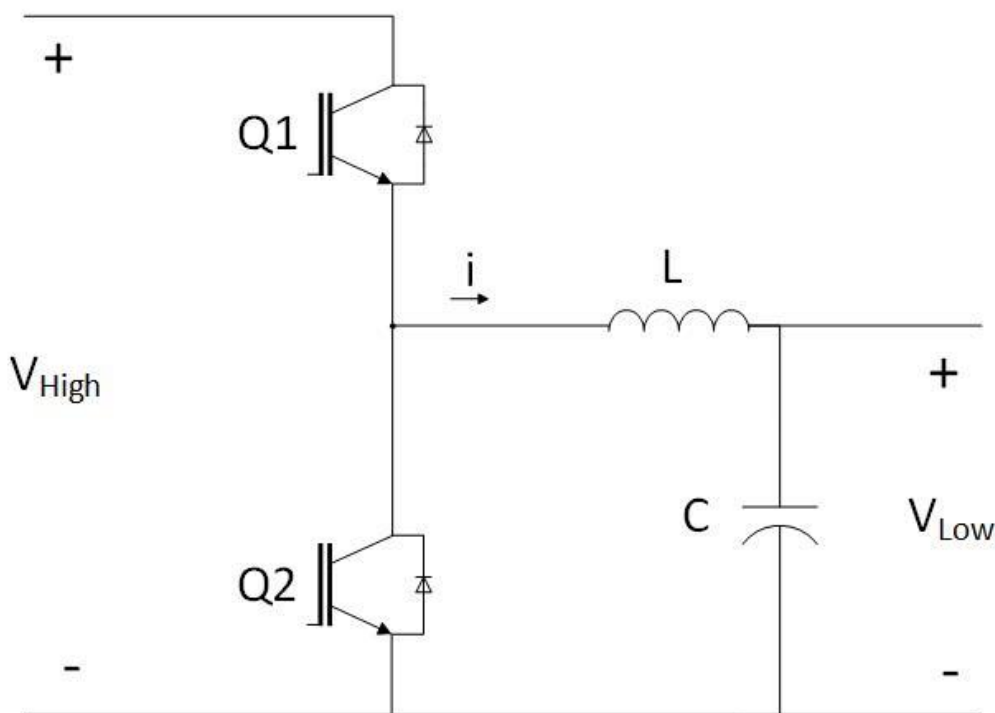
$$V_{DC} \approx \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 1,6534 V_m \quad (2.10)$$

Αν θεωρήσουμε υψηλή διακοπτική συχνότητα, τότε το πηνίο του φίλτρου εισόδου μπορεί να πάρει μικρή τιμή, ώστε να αμελείται η πτώση τάσης πάνω του. Άρα η ελάχιστη τάση στην dc πλευρά για τον πλήρη έλεγχο της ανόρθωσης είναι:

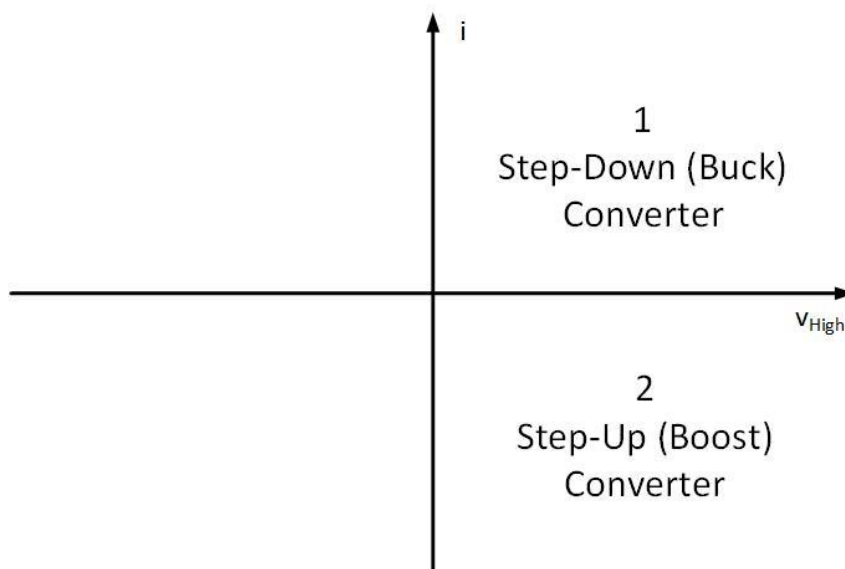
$$V_{DC_{min}} = 1,6534\sqrt{2} * 230 = 537,8 V$$

2. 2 Μετατροπέας Συνεχούς Τάσης

Ο μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή που θα χρησιμοποιηθεί στην διάταξη και θα μελετηθεί, φαίνεται στο Σχήμα 2.8 [54] [55]. Ο σκοπός του είναι να σταθεροποιήσει την τάση στην έξοδο του, αντισταθμίζοντας τις πιθανές μεταβολές του φορτίου ή τις μεταβολές στην τάση τροφοδοσίας. Ο συγκεκριμένος μετατροπέας ονομάζεται αμφίπλευρος dc/dc μετατροπέας επειδή σε αντίθεση με τον μετατροπέα ανύψωσης ή υποβιβασμού, επιτρέπει την αμφίπλευρη ροή της ισχύος [65] - [72]. Για τον λόγο αυτό, ο μετατροπέας μπορούμε να πούμε ότι λειτουργεί στα δύο τεταρτημόρια όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.9. Οι μετατροπείς αυτής της κατηγορίας χρησιμοποιούνται σε συστήματα οδήγησης μηχανών συνεχούς ρεύματος, σε υβριδικά οχήματα για την ανάκτηση ενέργειας μέσω πέδησης, σε συσκευές αδιάκοπης παροχής ρεύματος για την ρύθμιση της φόρτισης και εκφόρτισης των συσσωρευτών, για την σύνδεση συστημάτων αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας, σε σύνδεση φορτίων συνεχούς ρεύματος για την προσαρμογή του επιπέδου τάσης κάθε φορτίου, για την μείωση των αρμονικών στο δίκτυο και για την διόρθωση του συντελεστή ισχύος. Μειώνει την κυμάτωση τάσης στην έξοδο, παρέχει απομόνωση μεταξύ της εισόδου και την εξόδου και μειώνει την ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (EMI). Μέσα στα πλεονεκτήματα είναι η απόδοση, το μέγεθος, το βάρος, το κόστος και η απουσία μετασχηματιστή.

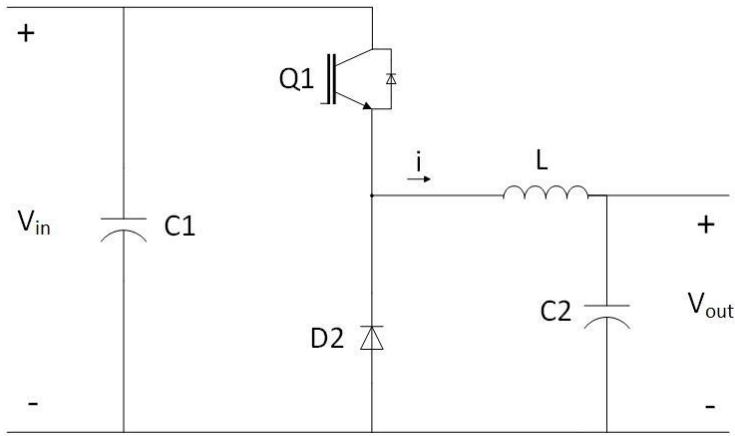


Σχήμα 2.8. Μετατροπέας συνεχούς τάσης.

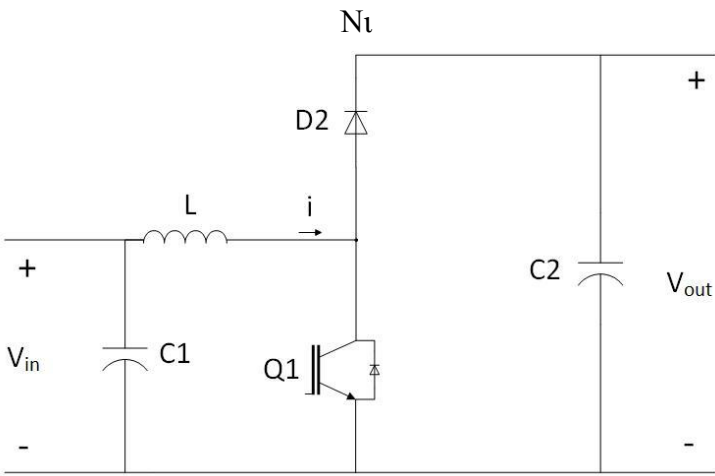


Σχήμα 2.9. Λειτουργία δύο τεταρτημόριων.

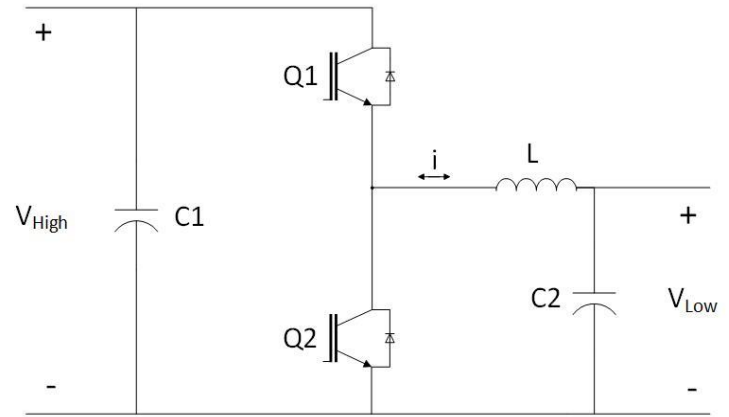
Ο αμφίπλευρος μετατροπέας συνεχούς τάσης διεξάγεται από τους κλασικούς μετατροπείς μονής κατεύθυνσης, τον μετατροπέα υποβιβασμού τάσης και τον μετατροπέα ανύψωσης τάσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.10. Η παρουσία της διόδου δεν επιτρέπει την αμφίπλευρη ροή ισχύος. Έτσι η αντικατάστασή της με ένα ημιαγωγικό διακόπτη συνδεδεμένο με μία δίοδο αντιπαράλληλα δίνει την ικανότητα αγωγής τους και στην αντίθετη κατεύθυνση. Ο ημιαγωγικός διακόπτης μπορεί να είναι IGTs, Mosfets, τρανζίστορ ισχύος ή IGBTs. Ο μετατροπέας λειτουργεί ως μετατροπέας ανύψωσης προς μία κατεύθυνση και ως μετατροπέας υποβιβασμού προς την άλλη κατεύθυνση. Αυτό σημαίνει ότι ο λόγος της τάσης εξόδου και εισόδου είναι περιορισμένος στις τιμές μεταξύ 0 και 1 για την λειτουργία υποβιβασμού τάσης και μεγαλύτερος της μονάδας για την λειτουργία ανύψωσης τάσης. Η κατεύθυνση της ροής ισχύος ελέγχεται από την λειτουργία των διακοπών.



(α)

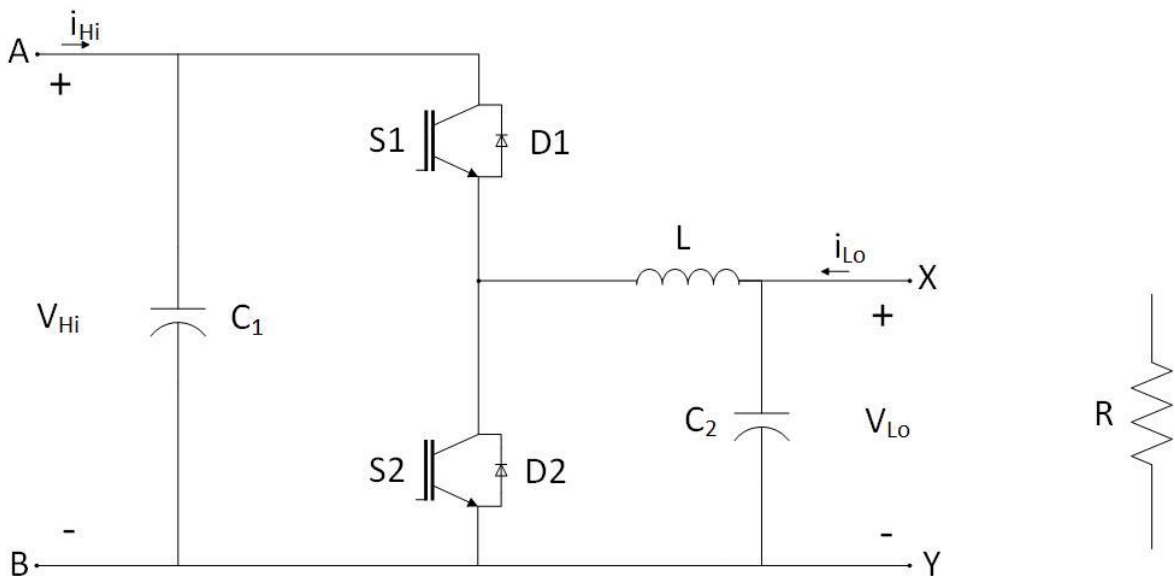


(β)



(γ)

Σχήμα 2.10. Μετατροπείς συνεχούς τάσης: (α) Υποβιβασμού. (β) Ανύψωσης. (γ) Μετατροπή σε αμφίπλευρο μετατροπέα αντικαθιστώντας τις διόδους με ελεγχόμενους διακόπτες.



Σχήμα 2.11. Αμφίπλευρος μετατροπέας συνεχούς τάσης.

Για την ανάλυση της λειτουργία τους θα θεωρήσουμε την διάταξη του Σχήματος 2.11. Στην λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης στα άκρα A, B συνδέεται η αντίσταση παράλληλα με τον πυκνωτή και στα άκρα X, Y συνδέεται η dc πηγή τάσης. Για την λειτουργία του μετατροπέα ως μετατροπέας υποβιβασμού, στα άκρα της A, B συνδέεται η dc πηγή τάσης και στα άκρα X, Y συνδέεται η αντίσταση παράλληλα με τον πυκνωτή. Ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει είτε με συνεχές ρεύμα πηνίου είτε με ασυνεχές. Ο χρόνος αγωγής του ημιαγωγικού διακόπτη συμβολίζεται με t_{on} , ο χρόνος σβέσης του ημιαγωγικού διακόπτη με t_{off} , η περίοδος της διακοπτικής ακολουθίας με T_s και ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη με D . Οι παραπάνω όροι ικανοποιούν τις ακόλουθες σχέσεις

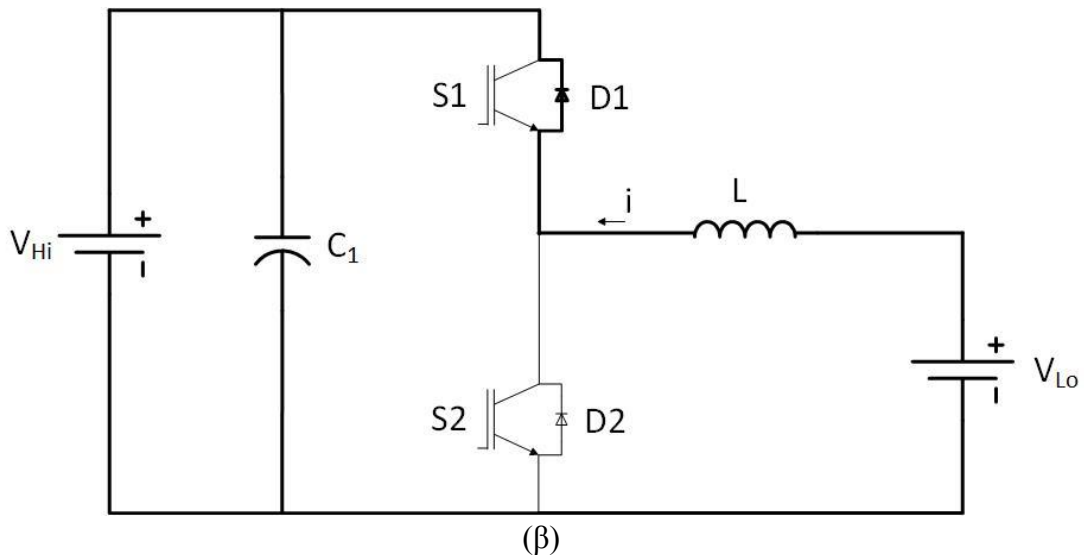
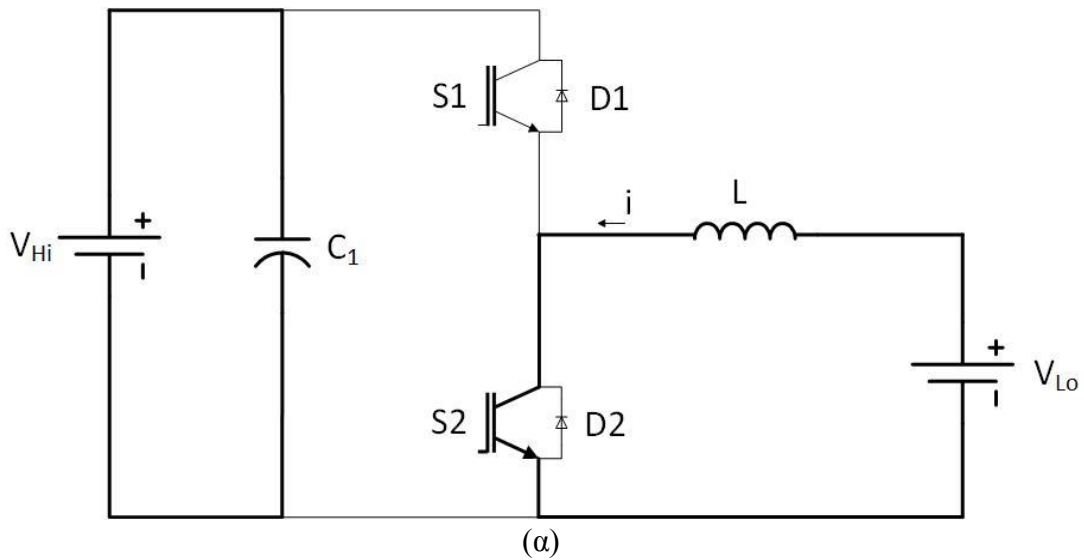
$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (2.11)$$

και

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.12)$$

Λειτουργία ως μετατροπέα ανύψωσης

Σε αυτήν την λειτουργία ο ημιαγωγικός διακόπτης S2 και η διόδος D1 άγουν σύμφωνα με τους παλμούς οδήγησης ενώ ο ημιαγωγικός διακόπτης S1 και η διόδος D2 είναι εκτός λειτουργίας σε όλη την διάρκεια. Η πηγή είναι η τάση V_{Lo} και το φορτίο, η έξοδος, έχει τάση V_{Hi} . Υποθέτοντας ότι το ρεύμα του πηνίου είναι συνεχές, ο μετατροπέας λειτουργεί σε δύο φάσεις. Στην πρώτη φάση εφαρμόζεται παλμός οδήγησης στον διακόπτη S2, έτσι ώστε να οδηγείται σε αγωγή ενώ η διόδος D1 βρίσκεται σε αποκοπή. Στα άκρα του πηνίου εφαρμόζεται όλη η τάση V_{Lo} και το φορτίζει, με αποτέλεσμα να αυξάνεται ραγδαία το ρεύμα του πηνίου. Κατά την διάρκεια της πρώτης φάσης, δεν υπάρχει ροή ισχύος μεταξύ της πηγής και του φορτίου. Το φορτίο R το τροφοδοτεί ο πυκνωτής. Μετά την σβέση του παλμού οδήγησης, η πρώτη φάση τελειώνει και ξεκινάει η δεύτερη φάση. Στην δεύτερη φάση ο διακόπτης S2 βρίσκεται σε αποκοπή, ενώ η διόδος D1 άγει. Η αποθηκευμένη ενέργεια του πηνίου που φορτίστηκε στην προηγούμενη φάση και η ενέργεια από της πηγής, τροφοδοτούνται στον πυκνωτή και το φορτίο. Η τάση του πηνίου είναι $V_{Lo} - V_{Hi} < 0$ με αποτέλεσμα να μειώνεται το ρεύμα πηνίου. Οι δύο φάσεις φαίνονται στο Σχήμα 2.12.



Σχήμα 2.12. Λειτουργία μετατροπέα dc/dc ως μετατροπέας ανύψωσης.
 (α) Μονοπάτι ρεύματος στην πρώτη φάση.
 (β) Μονοπάτι ρεύματος στη δεύτερη φάση.

Στην μόνιμη κατάσταση, το χρονικό ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου μέσα σε μία περίοδο πρέπει να είναι μηδέν

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt \quad (2.13)$$

$$= \int_0^{t_{on}} V_{Lo} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} V_{Lo} - V_{Hi} dt = 0$$

επομένως

$$V_{Lo} t_{on} + (V_{Lo} - V_{Hi})(T_s - t_{on}) = V_{Lo} t_{on} + (V_{Lo} - V_{Hi}) t_{off} = 0 \quad (2.14)$$

Τελικά προκύπτει η σχέση μεταξύ των τάσεων εισόδου και εξόδου

$$V_{Hi} = V_{Lo} \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} \quad (2.15)$$

αντικαθιστώντας τις σχέσεις (2.11) και (2.12), έχουμε

$$V_{Hi} = V_{Lo} \frac{1}{1 - D} \quad (2.16)$$

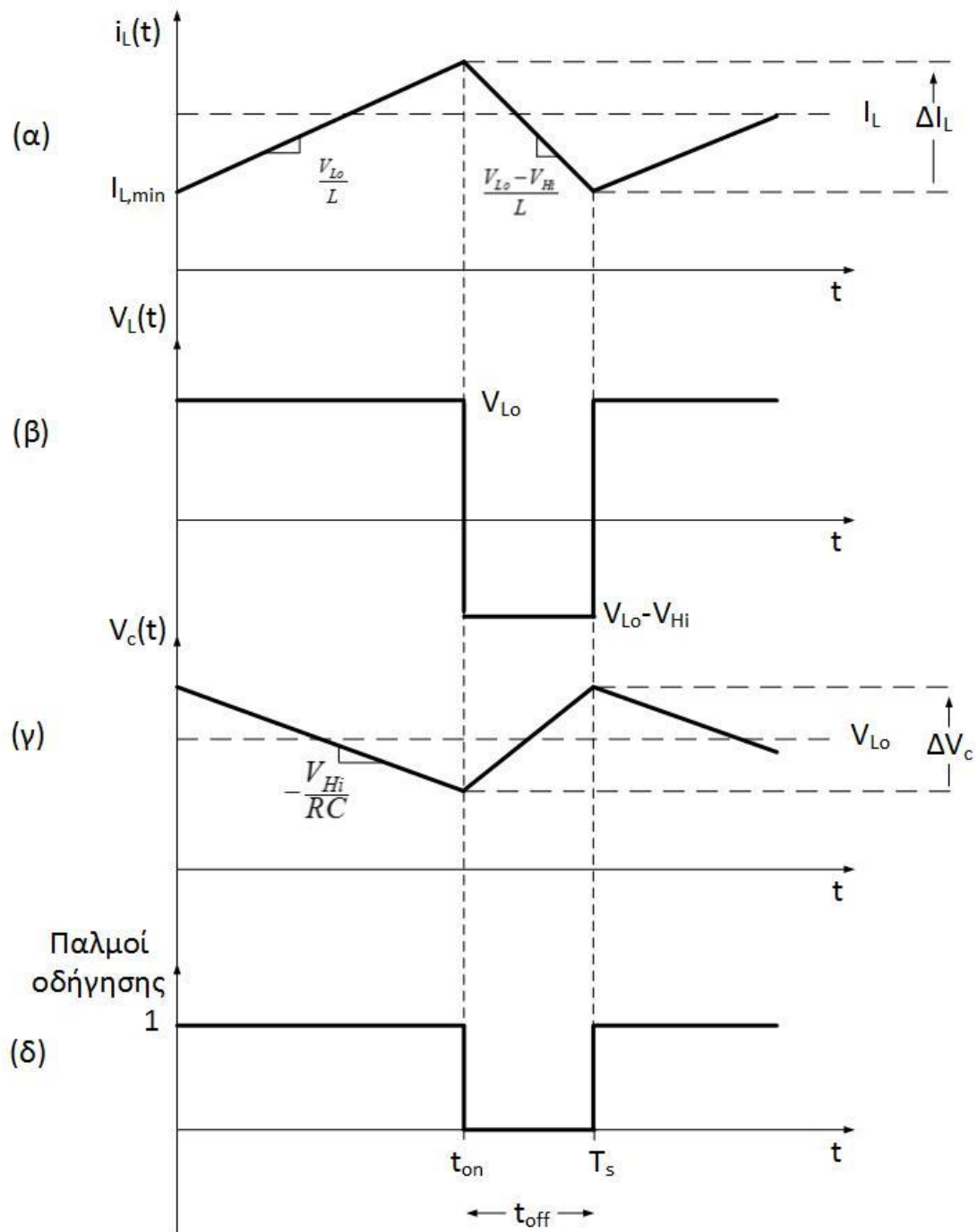
Η σχέση μεταξύ των ρευμάτων εισόδου και εξόδου προκύπτει από το ισοζύγιο ισχύος

$$P_{in} = P_{out} \quad (2.17)$$

$$V_{Lo}(-I_{Lo}) = V_{Hi}I_{Hi} \quad (2.18)$$

αντικαθιστώντας τη σχέση (2.16) παίρνουμε

$$I_{Hi} = -I_{Lo}(1 - D) \quad (2.19)$$



Σχήμα 2.13. Διαγράμματα μετατροπέα σε λειτουργία ως μετατροπέας ανύψωσης.

- (α) Ρεύμα πηνίου.
- (β) Τάση πηνίου.
- (γ) Τάση πυκνωτή.
- (δ) Παλμοί οδήγησης.

Αν το ρεύμα του πηνίου μηδενιστεί τότε ο μετατροπέας λειτουργεί με ασυνεχές ρεύμα πηνίου. Σε αυτή την περίπτωση κανένας διακόπτης δεν άγει και το φορτίο τροφοδοτείται από τον πυκνωτή. Το ρεύμα του πηνίου ταυτίζεται με το ρεύμα εισόδου. Από το Σχήμα 2.13 βλέπουμε ότι το ρεύμα πηνίου θα μηδενίσει πριν το τέλος της δεύτερης φάσης. Αν χωρίσουμε το ρεύμα σε μία σταθερή τιμή I_L και σε μία μεταβαλλόμενη τιμή, τότε το ελάχιστο ρεύμα στο πηνίο είναι

$$I_{L,min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = I_L - \frac{V_{Lo}}{L} t_{on} \quad (2.20)$$

αντικαθιστώντας τις σχέσεις (2.12) και (2.16) στην παραπάνω εξίσωση, παίρνουμε

$$I_{L,min} = \frac{V_{Lo}}{(1-D)^2 R} - \frac{DT_s V_{Lo}}{2L} \quad (2.21)$$

επομένως για να μην μηδενίσει το ρεύμα του πηνίου πρέπει

$$I_{L,min} \geq 0$$

άρα οριακά έχουμε

$$L_{min} = \frac{RD(1-D)^2}{2f_s} \quad (2.22)$$

όπου f_s είναι η διακοπτική συχνότητα, $f_s = 1/T_s$. Από το Σχήμα 2.13, βλέπουμε την κλίση της τάσης στην έξοδο και επομένως η κλίση της τάσης στα άκρα του πυκνωτή κατά την περίοδο αγωγής του διακόπτη είναι

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{V_{Hi}}{RC_2} \quad (2.23)$$

επομένως

$$dv_c = -\frac{V_{Hi}}{RC_2} dt = -\frac{V_{Hi}}{RC_2} (t_{on} - 0) = -\frac{V_{Hi}}{RC_2} t_{on} \quad (2.24)$$

τελικά η ελάχιστη τιμή του πυκνωτή για την μείωση της κυμάτωσης μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση

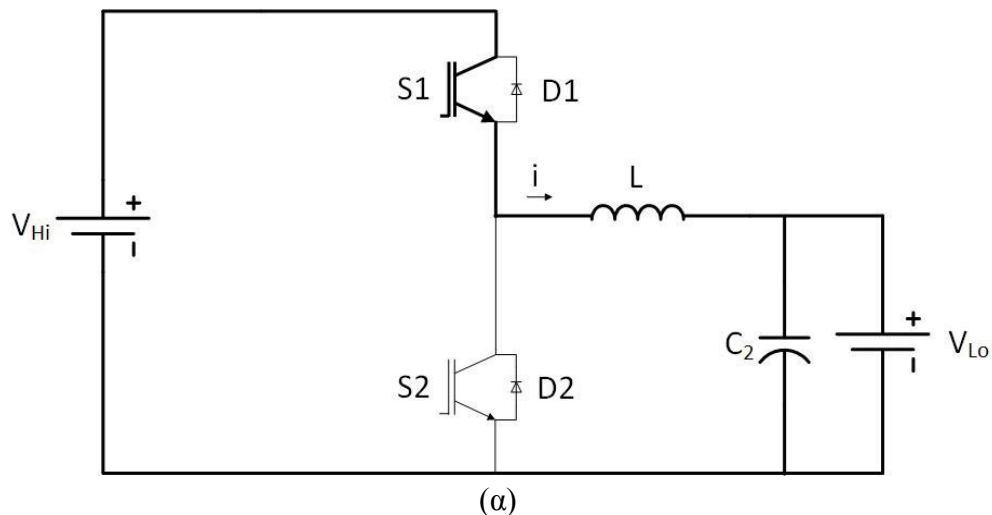
$$C_{2,min} = \frac{D(-V_{Hi})}{Rf_s \Delta V_{Hi}} = -\frac{DI_{Hi}}{f_s \Delta V_{Hi}} \quad (2.25)$$

Η απόδοση του μετατροπέα σε αυτή τη λειτουργία είναι

$$\eta_{su} = \frac{P_{Hi}}{P_{Lo}} = \frac{V_{Hi}(-I_{Hi})}{V_{Lo}I_{Lo}} \quad (2.26)$$

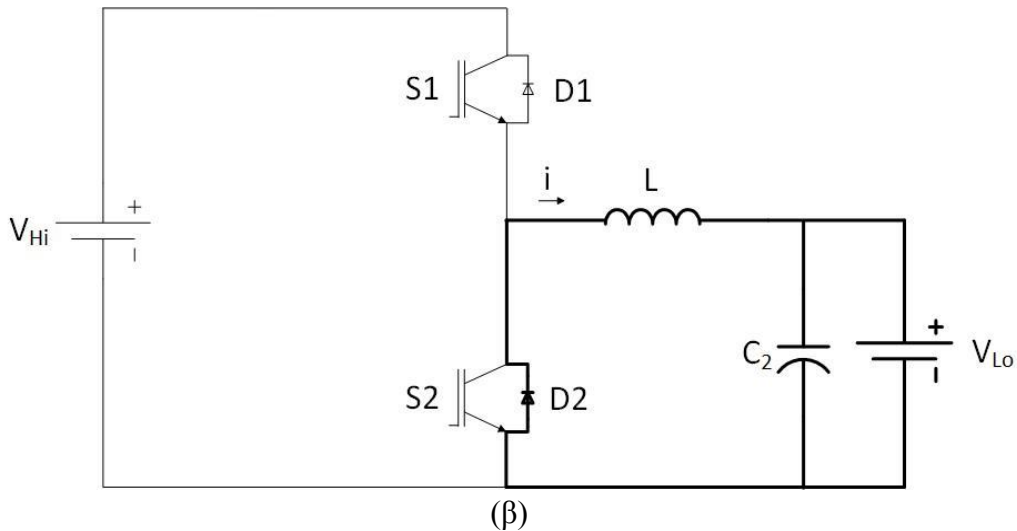
Λειτουργία ως μετατροπέας υποβιβασμού

Σε αυτήν την λειτουργία ο ημιαγωγικός διακόπτης S1 και η διάδος D2 άγουν σύμφωνα με τους παλμούς οδήγησης ενώ ο ημιαγωγικός διακόπτης S2 και η διάδος D1 είναι εκτός λειτουργίας σε αυτήν την λειτουργία. Η πηγή είναι η τάση V_{Hi} και το φορτίο έχει τάση V_{Lo} . Όπως και στην προηγούμενη λειτουργία, υποθέτοντας ότι το ρεύμα του πηνίου είναι συνεχές, η λειτουργία του μετατροπέα χωρίζεται σε δύο φάσεις. Στην πρώτη φάση ο παλμός οδηγεί τον ημιαγωγικό διακόπτη S1 σε αγωγή ενώ η διάδος D2 πολώνεται ανάστροφα. Η πηγή τροφοδοτεί το φορτίο και το πηνίο. Το πηνίο εμφανίζει στα άκρα του τάση $V_{Hi}-V_{Lo}$ και αυξάνει το ρεύμα του. Στην δεύτερη φάση, οδηγείται ο ημιαγωγικός διακόπτης S1 σε αποκοπή και η διάδος D2 αρχίζει να άγει. Το πηνίο το οποίο έχει φορτιστεί από την προηγούμενη φάση, αποφορτίζεται μέσω της διόδου D2 και μεταφέρει την ισχύ του στο φορτίο. Η τάση στα άκρα του πηνίου γίνεται $-V_{Lo}$ και το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να μειώνεται. Οι δύο φάσεις φαίνονται στο Σχήμα 2.14.



Σχήμα 2.14. Λειτουργία μετατροπέα dc/dc ως μετατροπέας υποβιβασμού.
(α) Μονοπάτι ρεύματος στην πρώτη φάση.

(Συνεχίζεται)



Σχήμα 2.14. Λειτουργία μετατροπέα dc/dc ως μετατροπέας υποβιβασμού.
(β) Μονοπάτι ρεύματος στη δεύτερη φάση.

Στη μόνιμη κατάσταση όπως και παραπάνω, το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου μέσα σε μία περίοδο πρέπει να είναι μηδέν

$$\begin{aligned} \int_0^{T_s} v_L dt &= \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L dt \\ &= \int_0^{t_{on}} V_{Hi} - V_{Lo} dt + \int_{t_{on}}^{T_s} -V_{Lo} dt = 0 \end{aligned} \quad (2.27)$$

άρα

$$(V_{Hi} - V_{Lo})t_{on} + -V_{Lo}(T_s - t_{on}) = V_{Hi}t_{on} - V_{Lo}T_s = 0 \quad (2.28)$$

Η τελική σχέση μεταξύ της τάσης εισόδου και εξόδου είναι

$$V_{Lo} = DV_{Hi} \quad (2.29)$$

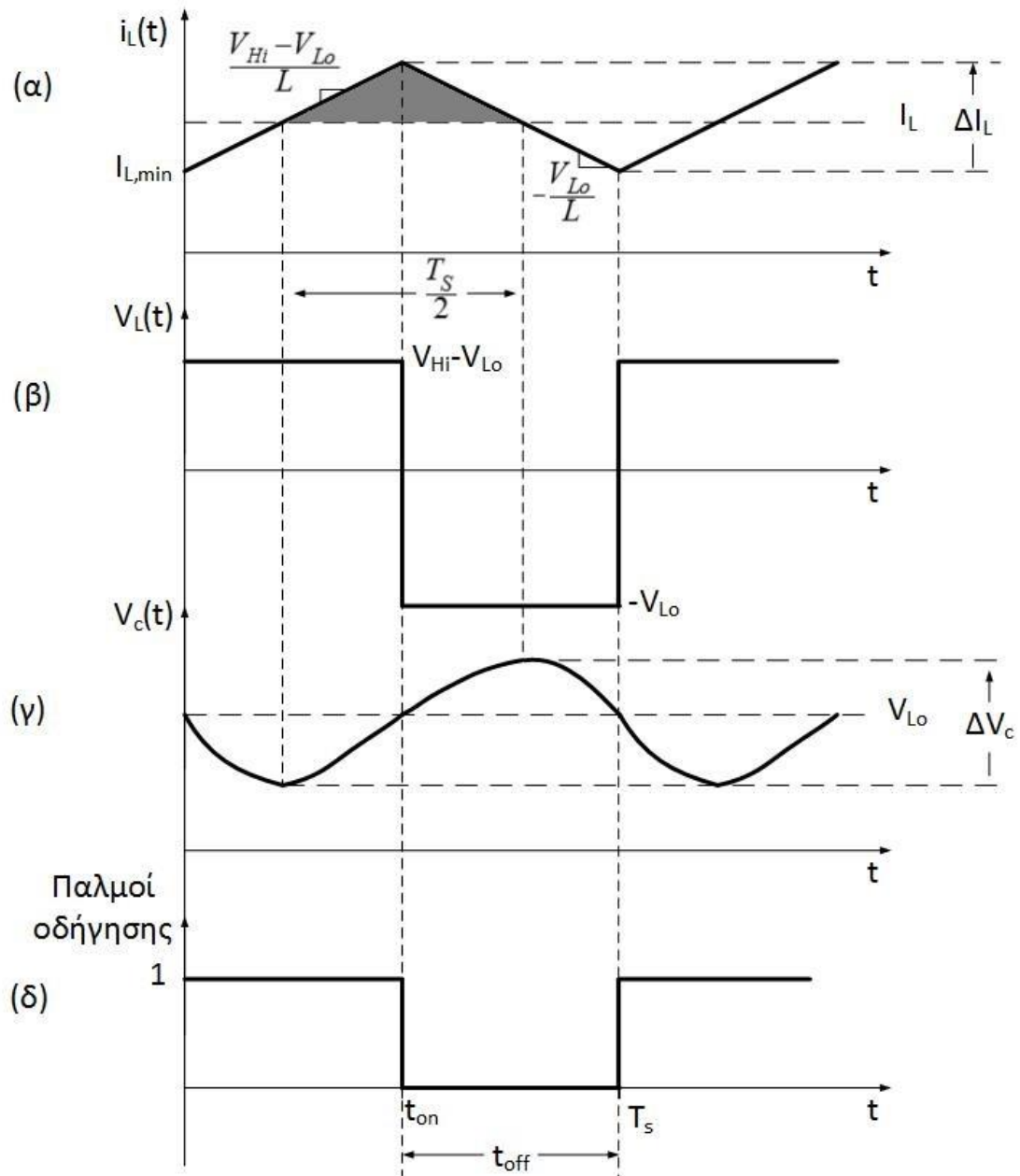
Από το ισοζύγιο ισχύος παράγουμε την σχέση μεταξύ των ρευμάτων εισόδου και εξόδου

$$P_{in} = P_{out} \quad (2.30)$$

$$V_{Hi}I_{Hi} = V_{Lo}I_{Lo} \quad (2.31)$$

αντικαθιστώντας τη σχέση (2.29) παίρνουμε

$$I_{Lo} = -I_{Hi} \frac{1}{D} \quad (2.32)$$



Σχήμα 2.15. Διαγράμματα μετατροπέα σε λειτουργία ως μετατροπέας υποβιβασμού.

- (α) Ρεύμα πηνίου.
- (β) Τάση πηνίου.
- (γ) Τάση πυκνωτή.
- (δ) Παλμοί οδήγησης.

Όπως και στην προηγούμενη λειτουργία, όταν το ρεύμα του πηνίου μηδενιστεί, τότε ο μετατροπέας θα λειτουργεί με ασυνεχές ρεύμα πηνίου. Από το Σχήμα 2.15 βλέπουμε ότι στην οριακή περίπτωση το ρεύμα πηνίου θα μηδενίσει στο τέλος της δεύτερης φάσης. Αν χωρίσουμε πάλι το ρεύμα σε μία σταθερή τιμή I_L και σε μία μεταβαλλόμενη τιμή, τότε το ελάχιστο ρεύμα στο πηνίο είναι

$$I_{L,min} = I_L - \frac{\Delta I_L}{2} = I_L - \frac{V_{Hi} - V_{Lo}}{2L} t_{on} \quad (2.33)$$

το I_L ισούται με το ρεύμα εξόδου, I_{Lo} , οπότε έχουμε

$$I_{L,min} = \frac{V_{Lo}}{R} - \frac{V_{Hi} - V_{Lo}}{2L} DT_s \quad (2.34)$$

επομένως για να μην μηδενίσει το ρεύμα του πηνίου πρέπει

$$I_{L,min} \geq 0$$

άρα οριακά έχουμε

$$L_{min} = \frac{R(1-D)}{2f_s} \quad (2.35)$$

Υποθέτοντας ότι η dc συνιστώσα του ρεύματος διέρχεται μέσα από το φορτίο R και ότι όλη η διακύμανση διέρχεται από τον πυκνωτή, τότε το ρεύμα του πηνίου του Σχήματος 2.15, που είναι πάνω από την dc συνιστώσα, προκαλεί την μεταβολή της τάσης του πυκνωτή. Έτσι το εμβαδόν της σκιασμένης περιοχής είναι το ολικό φορτίο που έχει φορτίσει τον πυκνωτή σε αυτήν την περίοδο. Άρα το φορτίο υπολογίζεται ως

$$\Delta q = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T_s}{2} \quad (2.36)$$

Η μεταβολή της τάσης είναι

$$\Delta V_c = \Delta V_{Lo} = \frac{\Delta q}{C_1} \quad (2.37)$$

αντικαθιστώντας την σχέση (2.36), έχουμε

$$\Delta V_{Lo} = \frac{T_s \Delta I_L}{8C_1} \quad (2.38)$$

Κατά την δεύτερη φάση στην οποία ο ημιαγωγικός διακόπτης S1 είναι σε κατάσταση αποκοπής, ο ρυθμός αύξησης του ρεύματος φαίνεται από το Σχήμα 2.15,

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_{Lo}}{L} \quad (2.39)$$

όμως

$$dt = T_s - t_{on} = (1 - D)T_s \quad (2.40)$$

τελικά

$$\Delta I_L = -\frac{V_{Lo}}{L}(1 - D)T_s \quad (2.41)$$

Αντικαθιστώντας την σχέση (2.38) στην σχέση (2.41) έχουμε την σχέση για την ελάχιστη τιμή που πρέπει να πάρει ο πυκνωτής για να απορροφήσει το φορτίο

$$\Delta V_{Lo} = \frac{T_s V_{Lo}}{8C_1 L}(1 - D)T_s \quad (2.42)$$

$$C_{1,min} = \frac{(1 - D)V_{Lo}}{8L\Delta V_{Lo}f_s^2} \quad (2.43)$$

Η απόδοση του μετατροπέα σε αυτή τη λειτουργία είναι

$$\eta_{su} = \frac{P_{Lo}}{P_{Hi}} = \frac{V_{Lo}(-I_{Lo})}{V_{Hi}I_{Hi}} \quad (2.44)$$

Συγκρίνοντας τις εξισώσεις (2.21) και (2.34) παρατηρούμε ότι λόγω του συντελεστή (1-D) στις εξισώσεις της λειτουργίας ως μετατροπέας ανύψωσης, το μέσο ρεύμα εξόδου είναι μικρότερο από το μέσο ρεύμα του πηνίου, επομένως στον πυκνωτή εισέρχεται μεγάλο ρεύμα. Για τον λόγο αυτό, η ελάχιστη τιμή του πηνίου είναι μεγαλύτερη για την λειτουργία ως μετατροπέας ανύψωσης από την τιμή της λειτουργίας ως μετατροπέα υποβιβασμού όπως επαληθεύεται από τις εξισώσεις (2.22) και (2.35). Επομένως για τον σχεδιασμό των κατάλληλων τιμών του πυκνωτή και του πηνίου, χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις (2.22), (2.25) και (2.43) επαληθεύουμε την τιμή που επιλέξαμε με την εξίσωση (2.35).

Κεφάλαιο 3

Τεχνολογίες Συσσωρευτών

Τα τελευταία χρόνια η περισσότερη προσοχή δίνεται στην αποθήκευση ηλεκτρικής ενέργειας με χρήση συσσωρευτών. Οι βασικοί παράγοντες που επηρέασαν αυτήν την αλλαγή κατεύθυνσης στην ανάπτυξη των τεχνολογιών αποθήκευσης ενέργειας είναι το χαμηλό κόστος, η υψηλή πυκνότητα ενέργειας, η υψηλή χωρητικότητα, η μεγάλη διάρκεια ζωής και η υψηλή απόδοση. Οι συσσωρευτές ισχύος αποτελούνται από μεμονωμένες κυψέλες συσσωρευτών μικρής χωρητικότητας συνδεδεμένες παράλληλα και σε σειρά για να αποδώσουν το επιθυμητό ρεύμα και τάση αντίστοιχα. Η ηλεκτρική ενέργεια αποθηκεύεται στον συσσωρευτή μέσω χημικών αντιδράσεων που αναπτύσσονται στο εσωτερικό του. Για την ανάκτηση της ενέργειας, αντιστρέφονται οι χημικές αντιδράσεις. Οι έννοιες για την περιγραφή των συσσωρευτών είναι:

Ενεργειακή απόδοση (%): Η ενεργειακή απόδοση είναι ο λόγος της ηλεκτρικής ενέργειας εξόδου προς την ενέργεια εισόδου. Δηλαδή είναι το ποσοστό της ενέργειας που παίρνουμε από την ενέργεια που δώσαμε προς αποθήκευση.

Ειδική ενέργεια (Wh/kg): Είναι η ικανότητα αποθήκευσης ενέργειας ανά μονάδα μάζας.

Ειδική ισχύς (W/kg): Είναι η ικανότητα αποθήκευσης ισχύος ανά μονάδα μάζας.

Χρόνος εκφόρτισης (s): Είναι η ικανότητα εκφόρτισης του συσσωρευτή και μετριέται σε μονάδες χρόνου. Δηλαδή είναι η δυνατότητα ελάχιστου και μέγιστου χρόνου εκφόρτισης.

Απόκριση συστήματος (s): Είναι ο ελάχιστος χρόνος που απαιτείται έτσι ώστε να αποδώσει το σύστημα την επιθυμητή ισχύ εξόδου.

Βάθος εκφόρτισης (%): Είναι ο λόγος της μέγιστης ενέργειας που μπορεί να αποδώσει σε κάθε εκφόρτιση χωρίς καταπονήσεις του συσσωρευτή προς την μέγιστη ενέργεια που μπορεί να αποθηκεύσει.

Αυτοεκφόρτιση (%): Η αυτοεκφόρτιση μετριέται ως ο λόγος της ενέργειας που χάνεται όταν ο συσσωρευτής βρίσκεται σε πλήρη φόρτιση και σε ηρεμία προς την ενέργεια που μπορεί να αποθηκεύσει. Συνήθως μετριέται ως το ποσοστό που χάνεται ανά μέρα, ενώ υπάρχουν περιπτώσεις στις οποίες δεν μετριέται λόγω δυσκολίας υπολογισμού. Σε αυτές τις περιπτώσεις εκτιμάται η τιμή του.

Διάρκεια ζωής: Η διάρκεια ζωής μετριέται είτε σε χρόνο είτε σε κύκλους φόρτισης εκφόρτισης. Ένας κύκλος φόρτισης εκφόρτισης είναι η πλήρης φόρτιση όταν ο συσσωρευτής είναι άδειος και μία πλήρη εκφόρτιση.

3.1 Μόλυβδου Οξέος

Αποτελείται από διοξείδιο του μόλυβδου (PbO_2) που υλοποιεί τον θετικό ενεργό υλικό, το θετικό ηλεκτρόδιο και από μόλυβδο (Pb) ο οποίος είναι το αρνητικό ενεργό υλικό, το αρνητικό ηλεκτρόδιο. Τα δύο ηλεκτρόδια βυθίζονται σε υδατικό διάλυμα θειικού οξέος (H_2SO_4) και διαχωρίζονται από ένα υλικό με μικροσκοπικούς πόρους. Τα ηλεκτρόδια είναι επίπεδα ενώ τα πιο προχωρημένα σχέδια χρησιμοποιούν σωληνοειδή μορφή. Κατά την εκφόρτιση, τα ηλεκτρόδια μετατρέπονται σε θειικό μόλυβδο ($PbSO_4$) και ο ηλεκτρολύτης μετατρέπεται από θειικό οξύ σε νερό εξαιτίας της παραγωγής υδρογόνου στο θετικό ηλεκτρόδιο. Οι σημερινοί συλλέκτες ρεύματος είναι κατασκευασμένοι από μόλυβδο, ως αποτέλεσμα οι συσσωρευτές αυτοί έχουν χαμηλή πυκνότητα ενέργειας. Επίσης ο μόλυβδος διαβρώνεται στην έκθεσή του στον ηλεκτρολύτη θειικού οξέος. Μερικές φορές κατά την υπερφόρτιση του συσσωρευτή προκαλούνται διαρροές νερού. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, προστίθεται αποσταγμένο νερό. Αυτός ο τύπος συσσωρευτή ονομάζεται ανοιχτού τύπου (flooded). Ένας άλλος τύπος συσσωρευτών που αναπτύχθηκε, είναι οι μπαταρίες μόλυβδου οξέος ρυθμιζόμενες από βαλβίδα (VRLA), οι οποίοι επιτρέπουν την επανασύνδεση του οξυγόνου με το υδρογόνο, παράγοντας νερό και ελαχιστοποιώντας την απώλεια.

Τα μειονεκτήματα των συσσωρευτών αυτών είναι ότι έχουν χαμηλή πυκνότητα ισχύος σε σχέση με τις άλλες τεχνολογίες συσσωρευτών, μικρούς κύκλους ζωής που σημαίνει ότι πρέπει να αντικαθίστανται περίπου κάθε 4-5 χρόνια ανάλογα με το βάθος εκφόρτισης, θειικό οξύ που αποτελεί τον ηλεκτρολύτη και είναι μη φιλικό προς το περιβάλλον, έχουν μεγάλους χρόνους επαναφόρτισης και χαμηλή πυκνότητα ισχύος που οδηγεί σε ογκώδεις και βαριοί συσσωρευτές. Το πλεονέκτημα που αντισταθμίζει τα πολλά μειονεκτήματα είναι το χαμηλό τους κόστος.

Οι συσσωρευτές αυτοί χρησιμοποιούνται πάνω από 20 χρόνια στην βιομηχανία για αποθήκευση ενέργειας, σε συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος και συστήματα εναλλακτικών πηγών ενέργειας για την διασύνδεση τους στα δίκτυα, στα διανεμημένα συστήματα και στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα [73]. Χαρακτηριστικά παραδείγματα χρήσης των συσσωρευτών μόλυβδου οξέος ως ESS είναι ο σταθμός αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας στο Chino της Καλιφόρνιας που αποτελεί το σύστημα ισχύος με 40 MWh [74], το BESS στον Puerto Rico [75] και το σύστημα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας στη Metlakatla [76].

3.2 Συσσωρευτές Νικελίου Καδμίου

Οι συσσωρευτές με βάση το νικέλιο διακρίνονται σε δύο τύπους, τους συσσωρευτές νικελίου καδμίου ($NiCd$) και τους πιο νέους συσσωρευτές υβριδίου μετάλλου ($NiMH$).

Αποτελούνται από το ηλεκτρόδιο της καθόδου που είναι από οξύ-υδροξείδιο νικελίου και από το ηλεκτρόδιο της ανόδου το οποίο επικαλύπτεται με μεταλλικό κάδμιο ή υδροξείδιο καδμίου. Τα δύο ηλεκτρόδια διαχωρίζονται από έναν διαχωριστή

και βυθίζονται σε αλκαλικό ηλεκτρολύτη. Οι συσσωρευτές νικελίου παρουσίαζαν μεγαλύτερη πυκνότητα ενέργειας και διπλάσιο χρόνο ζωής από την τότε κυριαρχούσα τεχνολογία συσσωρευτών μόλυβδου οξέος, αλλά είχαν αυξημένο κόστος.

Χωρίζονται σε δύο κατηγορίες σχεδιασμού: οι κλειστού τύπου ή σφραγισμένοι (sealed) και οι ανοιχτού τύπου ή εξαεριζόμενοι συσσωρευτές. Οι πρώτοι, όπως χαρακτηρίζονται από το όνομα, είναι σφραγισμένοι εγκλωβίζοντας το αέριο που παράγεται κατά την φόρτιση το οποίο επανασυνδέεται στη συνέχεια. Το αέριο απελευθερώνεται μόνο στην περίπτωση πολύ ισχυρής φόρτισης ή σε περίπτωση σφάλματος. Οι ανοιχτού τύπου ρυθμίζουν την απελευθέρωση του αερίου οξυγόνου και υδρογόνου που παράγεται κατά την φόρτιση του συσσωρευτή, ρυθμίζοντας παράλληλα και την εσωτερική πίεση. Αυτό οδηγεί σε ασφαλέστερη, πιο απλή, αβαρής και οικονομικότερη δομή. Η συγκεκριμένη δομή επιτρέπει την φόρτιση και αποφόρτιση με πολύ μεγάλο ρυθμό.

Στα πλεονεκτήματα περιλαμβάνονται και ο μεγάλος αριθμός κύκλων ζωής, η απλή αποθήκευση και μετακίνηση και η υψηλή απόδοση σε χαμηλές θερμοκρασίες. Τα μειονεκτήματα είναι η χαμηλή, σχετικά με άλλες τεχνολογίες, πυκνότητα ενέργειας, η ανάγκη επαναφόρτισης μετά από μικρές περιόδους φόρτισης λόγω υψηλής σταδιακής αυτό-εκφόρτισης, οι δυσκολίες που προκύπτουν κατά την φόρτιση σε υψηλές θερμοκρασίες, η σπανιότητα του καδμίου, η επίδραση μνήμης που απαιτεί κατά διαστήματα πλήρη εκφόρτιση και η τοξικότητα του καδμίου που τους καθιστά μη φιλικές προς το περιβάλλον.

Χρησιμοποιούνται ως συσσωρευτές σε υβριδικά αυτοκίνητα και σε συστήματα αποθήκευσης ενέργειας για μεσοπρόθεσμη χρήση [73]. Η πιο χαρακτηριστική εφαρμογή είναι το εγκατεστημένο σύστημα στην FairBanks στην Αλάσκα από την Golden Valley Electric Association, το οποίο αποτελείται από 13,760 κυψέλες συσσωρευτών που μπορούν να αποδώσουν 40 MW μέχρι και για επτά λεπτά [77].

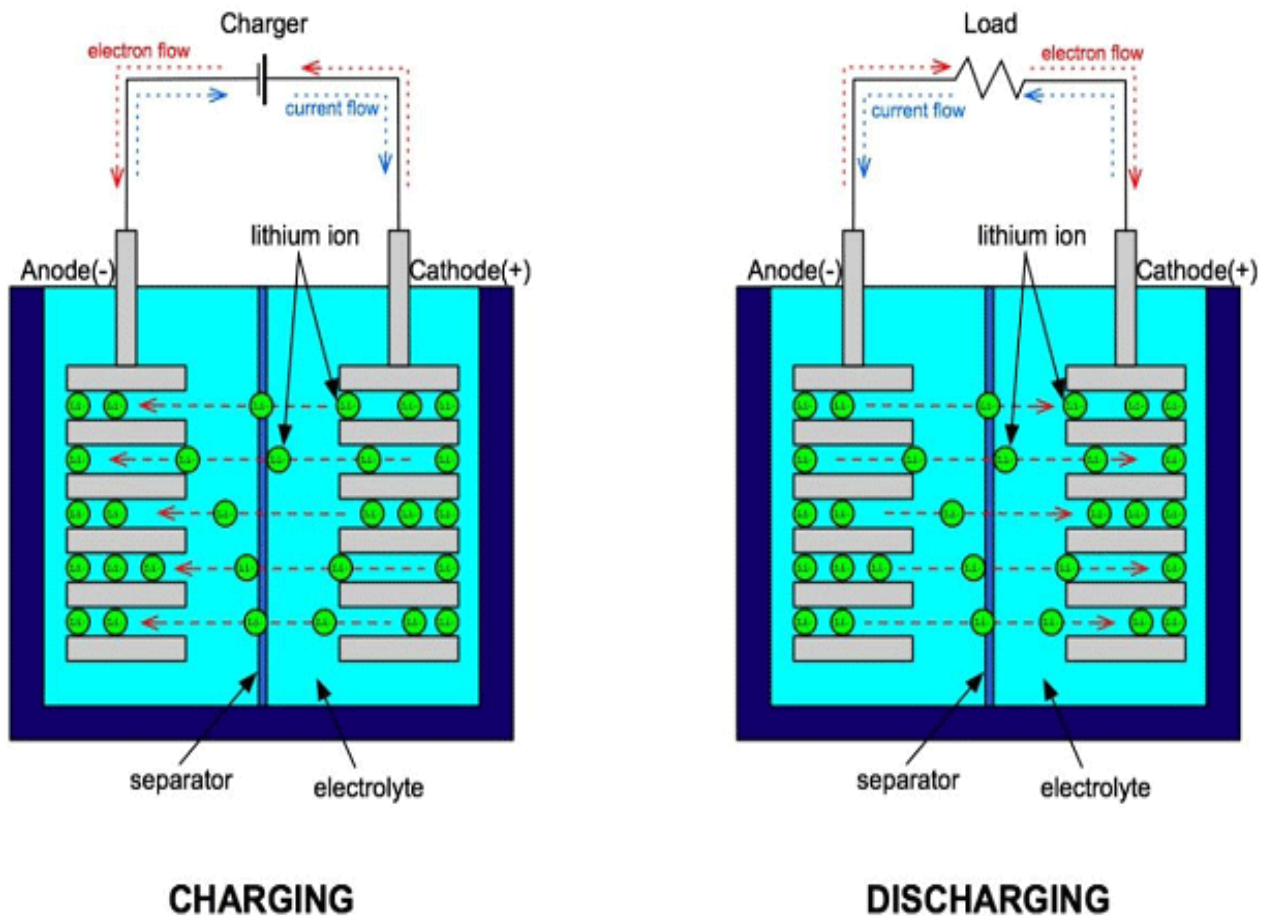
3.3 Συσσωρευτές Νικελίου Υβριδίου Μετάλλου

Οι συσσωρευτές νικελίου υβριδίου μετάλλου αποτελούν εξέλιξη των συσσωρευτών νικελίου καδμίου καθώς το τοξικό κάδμιο αντικαθίσταται από υβρίδιο μετάλλου. Το ηλεκτρόδιο της ανόδου είναι από μεταλλικές χημικές ενώσεις και τα δύο ηλεκτρόδια βυθίζονται σε αλκαλικό ηλεκτρολύτη, συνήθως σε υδροξείδιο του καλίου. Αυτή η τεχνολογία παρουσιάζει υψηλότερη πυκνότητα ενέργειας (περίπου 30 με 40%), μεγαλύτερη διάρκεια ζωής από τους νικελίου καδμίου, το φαινόμενο μνήμης εμφανίζεται λιγότερο και έχει μικρότερο αρνητικό συντελεστή θερμοκρασίας που μειώνει την επίδραση της θερμοκρασίας στην φόρτιση και εκφόρτιση αλλά και την μείωση των θερμικών απωλειών. Για τους λόγους αυτούς, έχουν αντικαταστήσει τους συσσωρευτές νικελίου καδμίου στις περισσότερες εφαρμογές. Το κυριότερο μειονέκτημα είναι ο υψηλός ρυθμός αυτο-εκφόρτισης κατά συνέπεια να είναι περιορισμένη η χρήση τους σε συστήματα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας. Αν ο ρυθμός φόρτισης είναι πολύ μεγάλος, η ανάπτυξη του υδρογόνου μπορεί να προκαλέσει διάσπαση της κυψέλης. Σε αυτές τις περιπτώσεις, η κυψέλη πολώνεται

ανάστροφα, που οδηγεί σε μείωση της χωρητικότητας. Επίσης, η εσωτερική πίεση και θερμοκρασία αυξάνονται σε μεγάλο βαθμό όταν η κυψέλη φτάνει το 100% της κατάστασης φόρτισης. Ηλεκτρονικά συστήματα που παρακολουθούν την φόρτιση τοποθετούνται για την αποφυγή της διάσπασης [73].

3.4 Ιόντων Λιθίου

Η μετακίνηση των ιόντων λιθίου μεταξύ της ανόδου και της καθόδου παράγει ηλεκτρικό ρεύμα. Το θετικό ηλεκτρόδιο είναι κατασκευασμένο από κάποιο οξειδίο μετάλλου λιθίου (LiCoO_2 , LiMO_2 κτλ.) και η άνοδος από έναν πορώδη άνθρακα, γραφίτη (C). Ο ηλεκτρολύτης είναι από άλας λιθίου διαλυμένο σε γραφίτη (LiPF_6). Κατά τη φόρτιση, τα άτομα λιθίου στην κάθοδο γίνονται ιόντα και μέσω του ηλεκτρολύτη και του διαχωριστή, επανασυνδέονται στην άνοδο με εξωτερικά ηλεκτρόνια ανάμεσα και αποθηκεύονται ανάμεσα στις στρώσεις του γραφίτη ως άτομα. Ο διαχωριστής είναι μια πορώδη μονωτική μεμβράνη η οποία επιτρέπει την διέλευση μόνο των ιόντων και όχι των ηλεκτρονίων. Η διαδικασία φαίνεται στο Σχήμα 3.1. Έχει υψηλή πυκνότητα ενέργειας ($300\text{-}400 \text{ kWh/m}^3$), υψηλό λόγο ενέργειας προς το βάρος (130 kWh/ton), έχει μεγάλο αριθμό κύκλων ζωής με πλήρεις εκφορτίσεις (περίπου 3000), δεν εμφανίζεται το φαινόμενο μνήμης, με αποτέλεσμα να μην χρειάζεται πλήρης αποφόρτιση μετά από μεγάλες περιόδους φόρτισης, έχει μικρή αυτό-εκφόρτιση, δεν περιέχει τοξικά υλικά όπως ο μόλυβδος και το κάδμιο. Το λίθιο είναι από τα πιο ελαφρά μέταλλα, οδηγώντας σε ελαφριούς συσσωρευτές, μπορεί να λειτουργήσουν με υψηλά ρεύματα και εμφανίζουν μεγαλύτερη τάση ανοιχτού κυκλώματος από τις άλλες τεχνολογίες.



Σχήμα 3.1. Διαδικασία φόρτισης και εκφόρτισης των συσσωρευτών ιόντων λιθίου [78].

Για την κάθοδο οι σημερινές τεχνολογίες κραμάτων είναι οι λιθίου οξειδίου του κοβαλτίου (Lithium Cobaltate), οι λιθίου οξειδίου του μαγνησίου, γνωστό και ως σπινελλίου ή λιθίου μαγγανίου, (Lithium Manganate), οι λιθίου φωσφορικού σιδήρου, γνωστό και ως λιθίου νικελίου μαγγανίου κοβαλτίου (NMC) και λιθίου νικελίου κοβαλτίου οξειδίου του αλουμινίου (NCA). Επίσης για την άνοδο το τιτάνιο (Ti) και το τιτανικό λίθιο μελετώνται για πιθανά υλικά, καθώς παρουσιάζουν μεγαλύτερο αριθμό κύκλων ζωής. Το κάθε κράμα παρουσιάζει διαφορετικές ηλεκτρικές και χημικές συμπεριφοράς βελτιστοποιώντας κάποια χαρακτηριστικά με αρνητικές επιπτώσεις σε κάποια άλλα.

Κατά τη φόρτιση και εκφόρτιση, η ροή των ιόντων διαμέσου του διαχωριστή προκαλεί ραγδαία αύξηση στην θερμοκρασία με μεγάλη πιθανότητα την θερμική διάσπαση του συσσωρευτή. Για τον λόγο αυτό τοποθετούνται συστήματα διαχείρισης συσσωρευτών ώστε να ελέγχεται η φόρτιση και η εκφόρτιση. Επίσης για την αποφυγή της ανόδου της θερμοκρασίας τοποθετούνται πιο παχιές στρώσεις διαχωριστή. Αυτά τα συστήματα ασφαλείας αυξάνουν το κόστος καθώς το πιο ακριβό υλικό του συσσωρευτή ιόντων λιθίου είναι ο διαχωριστής. Αν και δεν υπάρχουν τοξικά υλικά, δεν ανακυκλώνονται επειδή το κόστος της εξόρυξης είναι μικρότερο από το κόστος της ανακύκλωσης [73].

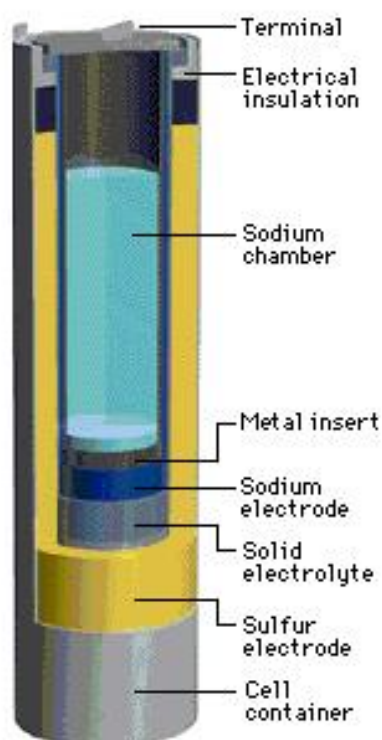
Λόγω των πολλών πλεονεκτημάτων οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου βρίσκουν πολλές εφαρμογές όπως σε φορητούς υπολογιστές, σε κινητά τηλέφωνα, σε κάμερες σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα και σε συστήματα ηλεκτρικής αποθήκευσης. Το 2011 εκτιμήθηκε ότι εγκατεστημένη ισχύς συσσωρευτών λιθίου στην Αμερική είναι 54 MW [79]. Στη χώρα μας το 2004 ξεκίνησε έρευνα στον τομέα της διεσπαρμένης παραγωγής με το ΕΜΠ σε συνεργασία με τη Gas De France που περιλάμβανε την εγκατάσταση αποθηκευτικών μονάδων με τη χρήση των συσσωρευτών ιόντων λιθίου [80].

3.5 Νατρίου Θείου

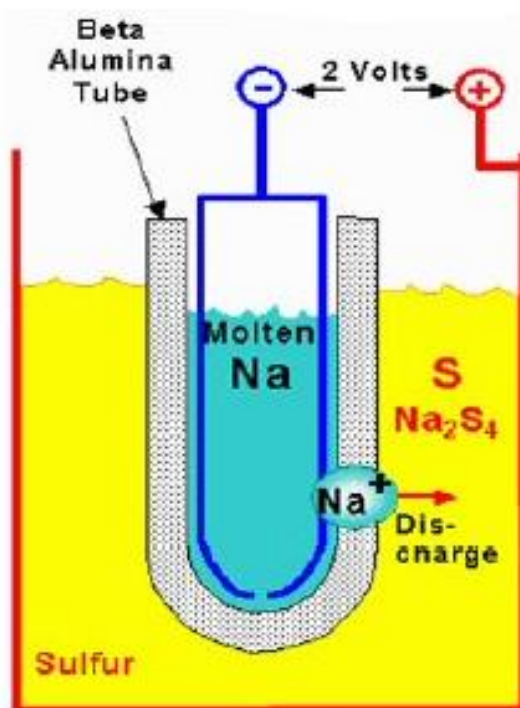
Αποτελούνται από υγρό (τηγμένο) νάτριο (Na) με το οποίο υλοποιείται το αρνητικό ηλεκτρόδιο και από υγρό (τηγμένο) θείο (S) με το οποίο υλοποιείται το θετικό ηλεκτρόδιο. Τα ηλεκτρόδια χωρίζονται από έναν στερεό ηλεκτρολύτη από β-οξειδίου του αργιλίου (beta-alumina ceramic). Αποτελείται από επικίνδυνα υλικά όπως το μεταλλικό θείο το οποίο είναι εύφλεκτο στην έκθεση του με το νερό. Έτσι οι κυψέλες συνδέονται παράλληλα και σε σειρά και εσωκλείονται σε αεροστεγές και διπλής στρώσης ανοξειδωτο χάλυβα και περιβάλλονται από άμμο για την αποφυγή ανάφλεξης. Κατά την εκφόρτιση, το νάτριο οξειδώνεται στην επιφάνεια του β-οξειδίου του αργιλίου και δημιουργούνται θετικά ιόντα νατρίου. Ο ηλεκτρολύτης συμπεριφέρεται ως μονωτής και επιτρέπει την διέλευση μόνο των θετικών ιόντων νατρίου, τα οποία εισέρχονται στο θετικό ηλεκτρόδιο θείου και δημιουργούν πολυθειούχο νάτριο (Na_2S_x), παράγοντας τάση 2 V. Η διάταξη φαίνεται στο Σχήμα 3.2.

Κατά την φόρτιση τα θετικά ιόντα νατρίου ταξιδεύουν πίσω στο ηλεκτρόδιο νατρίου και επανασυνδέονται δημιουργώντας τα στοιχειώδες άτομα νατρίου. Η κανονική θερμοκρασία λειτουργίας είναι στους 300 με 350 °C. Οι συσσωρευτές νατρίου-θείου έχουν υψηλή ειδική ενέργεια και πυκνότητα ενέργειας (117Wh/kg και 170kWh/m³ αντίστοιχα), καλή ευστάθεια θερμοκρασίας, μεγάλη διάρκεια ζωής, υψηλή απόδοση έως και 89% και υλικά τα οποία βρίσκονται σε αφθονία και σε χαμηλό κόστος. Η υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας και η τάση του νατρίου προς διάβρωση, περιορίζουν τις εφαρμογές τους.

Πλέον χρησιμοποιούνται μόνο σε στατικά συστήματα υψηλής ισχύος, σε συστήματα αιολικής ενέργειας, για εξισορρόπηση φορτίου, αδιάκοπες παροχές ενέργειας, διαχείριση συντελεστή ισχύος και για παροχή ισχύος για φορτία έκτακτης ανάγκης [81]. Παραδείγματα εγκατεστημένων σταθμών βρίσκονται στην βιβλιογραφία [82]. Αυτή τη στιγμή μόνο μια εταιρία παγκοσμίως κατασκευάζει μπαταρίες νατρίου θείου, η NGK Insulators [83].



(α)



(β)

Σχήμα 3.2. Διάταξη συσσωρευτών νατρίου-θείου.(α) Τομή που δείχνει διακριτά τα επίπεδα στρωμάτων [84] (β) απλοποιημένη τομή [85].

3.6 Νατρίου Χλωριδίου Νικελίου

Η ανάπτυξη δενδρίτων νατρίου μέσα στους συσσωρευτές νατρίου-θείου, οδήγησε στην κατασκευή των συσσωρευτών νατρίου-χλωριδίου νικελίου ή αλλιώς ZEBRA. Αυτός ο τύπος συσσωρευτών αναπτύχθηκε από ένα πρόγραμμα ερευνάς συσσωρευτών ζεόλιθου στην νότια Αφρική (ZEBRA), από όπου πήραν και την ονομασία τους. Το αρνητικό ηλεκτρόδιο αποτελείται από υγρό (τηγμένο) νάτριο και το θετικό ηλεκτρόδιο χλωρίδιο νικελίου (NiCl_2). Ο ηλεκτρολύτης αποτελείται από χλωριούχο αργίλιο νατρίου (NaAlCl_4), ο οποίος είναι μονωτής για τα ηλεκτρόνια και επιτρέπει την διέλευση μόνο των ιόντων νατρίου. Κατά την εκφόρτιση, το χλωριούχο νάτριο μετατρέπεται σε νικέλιο (Ni) και άλας (NaCl). Κατά τη φόρτιση, οι χημικές αντιδράσεις αντιστρέφονται και δεν υπάρχουν παράπλευρες χημικές αντιδράσεις.

Η θερμοκρασία λειτουργία τους είναι $270\text{-}350\text{ }^\circ\text{C}$, με αποτέλεσμα την ανάγκη σχεδίασης διάταξης με θερμική μόνωση και συστημάτων διαχείρισης φόρτισης των κυψελών. Εμφανίζει μεγαλύτερη τάση ανοιχτού κυκλώματος από τους συσσωρευτές

νατρίου-θείου, αλλά δεν έχουν τόσο υψηλή ειδική ενέργεια και πυκνότητα ενέργειας (100-120 Wh/kg και 150-180Wh/L) [86]. Έχουν χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές ηλεκτρικών αυτοκινήτων και ναυτικού εξοπλισμού [87]. Αυτή τη στιγμή υπάρχουν λίγα συστήματα συσσωρευτών αυτού του τύπου, που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές δικτύου.

3.7 Κυψέλες Καυσίμου

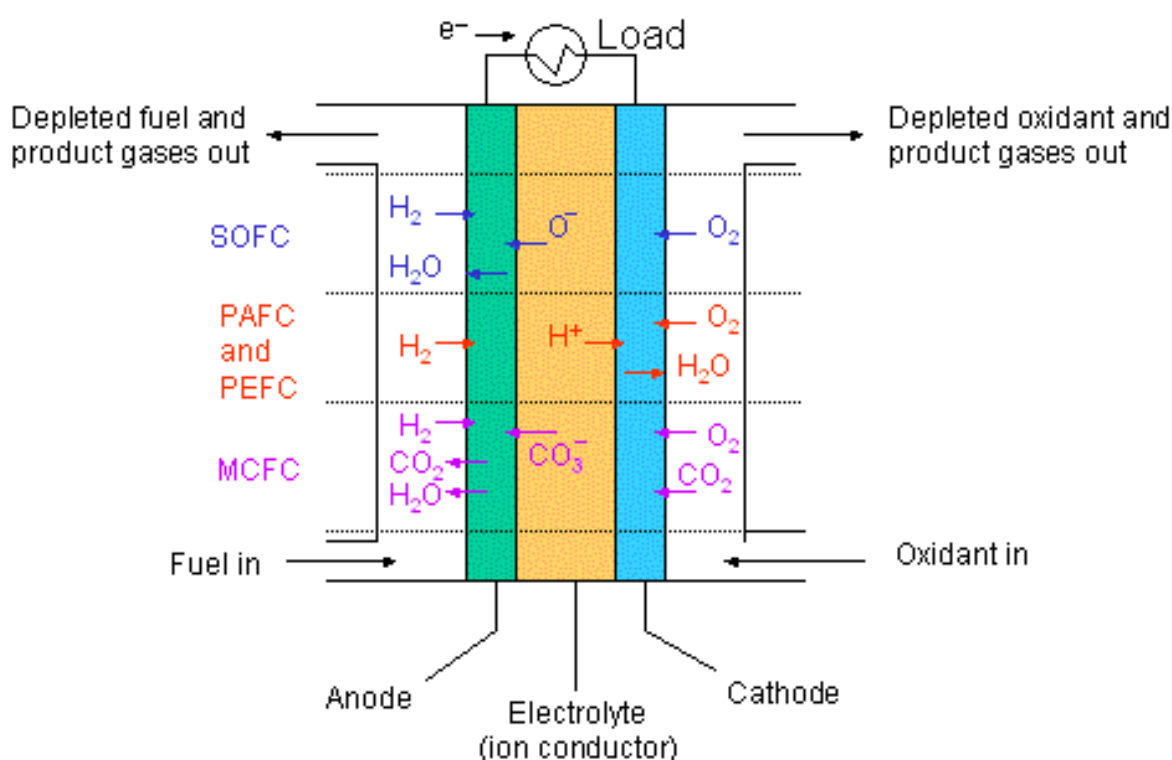
Οι κυψέλες καυσίμου, όπως οι συσσωρευτές, αποτελούνται από ένα θετικό ηλεκτρόδιο (κάθοδος), ένα αρνητικό ηλεκτρόδιο (άνοδος) και από έναν ηλεκτρολύτη. Για την χημική αντίδραση χρησιμοποιείται υδρογόνο (H) και οξυγόνο (O₂). Το οξυγόνο παρέχεται συνήθως από τον αέρα, ενώ το υδρογόνο από δεξαμενές που το συμπιέζουν ή παράγεται από την εξαγωγή από κάποιο καύσιμο όπως η μεθανόλη, το προπάνιο, το βουτάνιο ή το φυσικό αέριο. Οι τύποι των κυψελών καυσίμου χαρακτηρίζονται από τον τύπο του ηλεκτρολύτη που χρησιμοποιούν. Οι πιο βασικοί είναι οι κυψέλες καυσίμου πολυμερισμένης μεμβράνης (PEMFC), ανθρακικού διαλύματος (MCFC) και φωσφορικού οξέος (PAFC). Το υδρογόνο εισάγεται στην άνοδο, όπου η παρουσία ενός καταλύτη διαχωρίζει το υδρογόνο σε θετικά ιόντα και σε ελεύθερα ηλεκτρόνια.

Ο ηλεκτρολύτης είναι κακός αγωγός των ηλεκτρονίων, ενώ αφήνει την διέλευση των ιόντων. Τα ηλεκτρόνια μέσω κάποιου καλωδίου, παράγουν ηλεκτρικό ρεύμα και επιστρέφουν στην κάθοδο όπου επανασυνδέονται με τα θετικά ιόντα που εισήχθησαν από την άνοδο μέσω του ηλεκτρολύτη. Το υδρογόνο αντιδρά με το οξυγόνο και παράγεται νερό, χωρίς να παράγεται κάποιο παραπροϊόν, ενώ στην περίπτωση που για την παροχή του υδρογόνου χρησιμοποιείται κάποιο καύσιμο, τότε παράγεται μια μικρή ποσότητα διοξειδίου του άνθρακα που θεωρείται αμελητέα επειδή η εκπομπή είναι 90% μικρότερη από αυτήν των συμβατικών οχημάτων. Η λειτουργία της κυψέλης καυσίμου μπορεί να περιγραφεί συνοπτικά στο Σχήμα 3.3.

Στα άκρα της εμφανίζει τάση συνήθως 0,6-0,7 V η οποία μπορεί να πέσει καθώς οι απαιτήσεις του ρεύματος του φορτίου αυξάνονται. Το υδρογόνο μπορεί να βρεθεί σε αφθονία στον πλανήτη καθώς είναι το τρίτο πιο άφθονο στοιχείο στη γη. Η χαμηλή εκπομπή ρύπων, η εύκολη κατασκευή, ο υψηλός βαθμός απόδοσης, η έλλειψη κινούμενων τμημάτων αυξάνει την αξιοπιστία έως και 99,999% και η γρήγορη φόρτιση που ισοδυναμεί με την αντικατάσταση του καυσίμου είναι τα κύρια πλεονεκτήματα της τεχνολογίας. Τα μειονεκτήματα είναι ο μικρός χρόνος ζωής και το κόστος κατασκευής.

Οι εφαρμογές ποικίλουν και καλύπτουν διαστημικές εφαρμογές όπου το παραγόμενο νερό μπορεί να καταναλωθεί από τους αστροναύτες και εφαρμογές παραγωγής ενέργειας όπου η θερμοκρασία λειτουργίας, όπου ανάλογα με τον τύπο κυμαίνεται από 80-1000 °C. Οι κυψέλες καυσίμου με υψηλή θερμοκρασία λειτουργίας μπορούν να τροφοδοτήσουν την θερμοκρασία τους για την θέρμανση του κτηρίου. Χρησιμοποιούνται σε διανεμημένα δίκτυα για βιομηχανίες ή κατοικίες, για εξομάλυνση φορτίου και έγχυση αέργου ισχύος. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο

εγκατεστημένος σταθμός κυψελών καυσίμου 250 kW στο Westerville του Οχάιο [88] και την εγκατάσταση των 14,9 MW στο Bridgeport της Κονέκτικατ [89].



Σχήμα 3.3. Διάταξη και λειτουργία κυψέλης καυσίμου με σημειωμένα τα καύσιμα και τα παράγωγα των διαφόρων τύπων [90].

3.8 Συσσωρευτές Ροής

Οι συσσωρευτές ροής είναι μία υποσχόμενη τεχνολογία αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας. Η βασική δομή και λειτουργία μοιάζει με την τεχνολογία κυψελών καυσίμου. Η κυψέλη οξειδοαναγωγής (redox, reduction and oxidation) έχει την δυνατότητα επαναφόρτισης και έχει όλα τα ηλεκτροχημικά υλικά διαλυμένα στον ηλεκτρολύτη. Η ονομασία προήλθε από την οξείδωση, δηλαδή την απώλεια ενός ηλεκτρονίου από το στοιχείο και την αναγωγή του, δηλαδή την απόκτηση ενός ηλεκτρονίου στο άτομο. Τα πλεονεκτήματα των τεχνολογιών αυτής της κατηγορίας είναι η μεγάλη διάρκεια ζωής, η υψηλή αξιοπιστία, η υψηλή πυκνότητα ενέργειας, το χαμηλό κόστος διατήρησης, γρήγορη φόρτιση, πλήρης εκφόρτιση και λειτουργία σε χαμηλές θερμοκρασίες. Οι τεχνολογίες που έχουν αναπτυχθεί είναι η οξειδοαναγωγή βαναδίου, η ψευδαργύρου βρωμίου, οι σιδήρου χρωμίου, η πολυσουλφιδικού νατρίου βρωμίου, η σιδήρου τιτανίου και η ψευδαργύρου δημητρίου.

3.8.1 Συσσωρευτές Οξειδοαναγωγής Βαναδίου

Η λειτουργία τους βασίζεται στις αντιδράσεις διαφόρων ιονικών μορφών του βαναδίου. Στην πλήρη φόρτιση, στο αρνητικό ηλεκτρόδιο έχει V^{2+} ιόντα ενώ το θετικό ηλεκτρόδιο περιέχει V^{5+} ιόντα. Αυτά αποθηκεύονται σε δεξαμενές με ηλεκτρολύτη θεικού οξέος. Τα ηλεκτρόδια διαχωρίζονται από μεμβράνη ανταλλαγής πρωτονίων. Κατά την εκφόρτιση και την φόρτιση, οι κυψέλες αντλούν από τις δεξαμενές τους ηλεκτρολύτες και θετικά ιόντα υδρογόνου εναλλάσσονται από τον ένα ηλεκτρολύτη στον άλλο μέσω της μεμβράνης, ενώ τα ηλεκτρόνια κυκλοφορούν μέσω του ηλεκτρικού κυκλώματος. Έτσι, κατά την εκφόρτιση, τα V^{2+} ιόντα στο αρνητικό ηλεκτρόδιο μετατρέπονται σε V^{3+} ιόντα και τα V^{5+} ιόντα, στο θετικό ηλεκτρόδιο, μετατρέπονται σε V^{4+} ιόντα.

Αναπτύσσουν τάση ανοιχτού κυκλώματος 1,4 V και η ειδική ενέργεια και η πυκνότητα ενέργειας είναι περίπου 25Wh/kg και 25Wh/L αντίστοιχα. Οι διατάξεις αυτές δεν υποφέρουν από αυτό-εκφορτίσεις, αφού οι ηλεκτρολύτες αποθηκεύονται σε δεξαμενές οι οποίες βρίσκονται κάτω από τις κυψέλες ώστε οι κυψέλες να είναι τελείως άδειες όταν το σύστημα είναι εκτός λειτουργίας. Εκτιμάται ότι η διάρκεια ζωής τους είναι περίπου δέκα χρόνια και οι κύκλοι φόρτισης εκφόρτισης είναι 10,000-13,000, οι οποίοι δεν επηρεάζονται από το βάθος εκφόρτισης. Μπορούν να αποδώσουν σχεδόν ακαριαία την ονομαστική ισχύ τους αλλά και την τριπλάσια ονομαστική ισχύ τους όταν το επίπεδο φόρτισης βρίσκεται μεταξύ 50-80%. Οι ηλεκτρολύτες είναι τοξικοί, μη φιλικόι προς το περιβάλλον αλλά ανακυκλώσιμοι. Τα μειονεκτήματα είναι η τοξικότητα και η χαμηλή πυκνότητα ισχύος. Χρησιμοποιούνται για εξισορρόπηση φορτίου, για αντιστάθμιση συχνότητας και για στρεφόμενη εφεδρεία. Στην Ιρλανδία έχουν εγκατασταθεί 12 MWh για την αποθήκευση της αιολικής ενέργειας του αιολικού πάρκου Some Hill Wind Farm [91].

3.8.2 Συσσωρευτές Ψευδαργύρου Βρωμίου

Οι συσσωρευτές ψευδαργύρου βρωμίου, περιλαμβάνουν δύο δεξαμενές οι οποίες περιέχουν διάλυμα ψευδαργύρου και αρνητικών ιόντων βρωμίου. Η κάθε κυψέλη περιέχει ένα θετικό και ένα αρνητικό ηλεκτρόδιο τα οποία διαχωρίζονται από μία μεμβράνη με μικρο-οπές. Η μία δεξαμενή κυκλοφορεί τον ηλεκτρολύτη στην ημι-κυψέλη με το θετικό ηλεκτρόδιο και η άλλη στην ημι-κυψέλη με το αρνητικό ηλεκτρόδιο. Κατά την φόρτιση ο ψευδάργυρος γίνεται στερεός στην επιφάνεια του αρνητικού ηλεκτροδίου. Στην επιφάνεια του θετικού ηλεκτροδίου σχηματίζεται το βρώμιο. Η μεμβράνη επιτρέπει την ανταλλαγή ιόντων ψευδαργύρου και βρωμίου για την εξισορρόπηση φορτίου, απαγορεύοντας την διέλευση στοιχείων βρωμίου. Στην πράξη οι μεμβράνες με μικρο-οπές που επιλέγουν την διέλευση ιόντων είναι ακριβές και μη ανθεκτικές γι' αυτό αντικαθίστανται με απλές μη επιλεκτικές μεμβράνες με μικρο-οπές. Η κυκλοφορία του ηλεκτρολύτη βοηθάει στην απομάκρυνση του πολυβρωμίου και την αποθήκευσή του σε ξεχωριστή δεξαμενή, ώστε να αυξηθούν οι χημικές αντιδράσεις στην επιφάνεια του ηλεκτροδίου και στην μείωση της αυτό-εκφόρτισης. Κατά την εκφόρτιση, ο ψευδάργυρος διαλύεται και επιστρέφει στην αρχική υγρή μορφή.

Η τάση ανοιχτού κυκλώματος είναι περίπου 1,8V. Τα πλεονεκτήματα είναι η υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ειδική ενέργεια, 39Wh/L και 54Wh/kg, η γρήγορη φόρτιση και διαθεσιμότητα, η διάρκεια ζωής η οποία δεν εξαρτάται από τους κύκλους φόρτισης/εκφόρτισης αλλά από την διάρκεια χρήσης και η διαχείριση θερμότητας μέσω της κυκλοφορίας του ηλεκτρολύτη. Η απόδοσή τους μπορεί να φτάσει ως και 75%. Απαιτείται προσοχή στις διαρροές καθώς το βρώμιο είναι τοξικό υλικό, αλλά οι συσσωρευτές αυτοί είναι ανακυκλώσιμοι. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι ο σταθμός 500kW/3MWh στην Μασαχουσέτη των Ηνωμένων Πολιτειών [92].

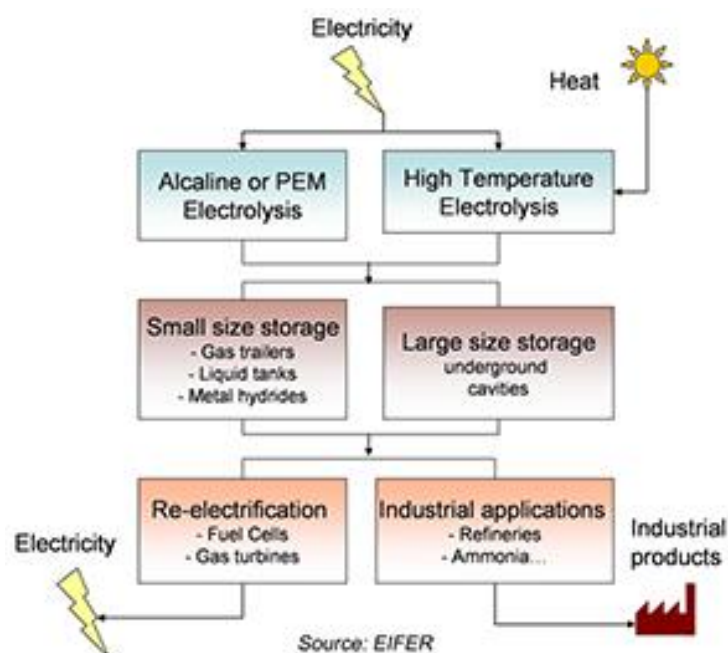
3.9 Υδρογόνου

Το υδρογόνο είναι καθαρό και άφθονο, χωρίς να προκαλεί περιβαλλοντικά προβλήματα και ανεξαρτητοποιεί από τα πεπερασμένα αποθέματα καυσίμου. Η παραγωγή του υδρογόνου γίνεται με αλκαλική ηλεκτρόλυση, ή με μεμβράνες ανταλλαγής πρωτονίων ή με την αναπτυσσόμενη τεχνολογία της ηλεκτρόλυσης σε υψηλή θερμοκρασία.

Για την αποθήκευση του υδρογόνου έχουν αναπτυχθεί διάφοροι μέθοδοι. Η αποθήκευση σε συμπιεσμένη αέρια μορφή είναι η πιο απλή και κοινή μέθοδος στην οποία το υδρογόνο συμπιέζεται στα 3,500, στα 5,000 ή στα 10,000 psi πριν την αποθήκευση. Η μέθοδος αυτή προσφέρει υψηλή ασφάλεια, γρήγορη φόρτιση, απλό σύστημα και μειωμένες απώλειες θερμότητας. Τα μειονεκτήματα είναι η υψηλή πίεση και ο μεγάλος όγκος που απαιτείται για τις μεγάλες ισχύς. Η δεύτερη μέθοδος είναι η αποθήκευση σε υγρή μορφή. Το υδρογόνο υγροποιείται κατά την παραγωγή χωρίς απώλειες και με εξαιρετικά υψηλή ασφάλεια. Το υγροποιημένο υδρογόνο είναι πιο πυκνό από το αέριο με αποτέλεσμα την αποθήκευση μεγαλύτερης ποσότητας υδρογόνου ανά μονάδα όγκου. Αρχικά το αέριο υδρογόνου συμπιέζεται και έπειτα ψύχεται, στους -240 °C, για να περάσει μέσα από μία ρυθμιστική βαλβίδα στην οποία εφαρμόζεται η διαδικασία διαστολής Joule–Thompson και παράγεται το υγρό υδρογόνο. Η μέθοδος αυτή έχει υψηλό κόστος που οφείλεται στην ενέργεια που απαιτείται για την υγροποίηση και την κατασκευή δεξαμενών για την αποφυγή απωλειών. Τον τελευταίο καιρό ερευνάται η αποθήκευση αερίου υδρογόνου σε κρυογονικές συνθήκες. Η τρίτη μέθοδος είναι η αποθήκευση μέσω χημικών αντιδράσεων. Κάποια μέταλλα αντιδρούν με το νερό παράγοντας υδρογόνο, ενώ άλλα δεσμεύουν το υδρογόνο σχηματίζοντας υδρίδια. Η αποθήκευση με αυτήν την μέθοδο απαλλάσσεται από την ανάγκη συμπίεσης και ψύξης. Το υδρογόνο αναπτύσσει χημικούς δεσμούς με κράματα. Ανάλογα με τον χημικό δεσμό κατηγοριοποιείται στα υδρίδια μετάλλου όπου αναπτύσσει ομοιοπολικούς δεσμούς και στα σύμπλοκα μεταλλικά υδρίδια που αναπτύσσονται ετεροπολικό δεσμοί. Κάποιες από τις χημικές ενώσεις είναι οι MgH_2 , $NaAlH_4$, $LiAlH_4$, LiH , $LaNi_5H_6$, $TiFeH_2$ υδρογονάνθρακες, υδατάνθρακες και η αμμωνία.

Στο Σχήμα 3.4 φαίνεται συνοπτικά η διαδικασία παραγωγής, αποθήκευσης και απόδοσης ενέργειας και στον Πίνακα 2.1 φαίνονται τα σημερινά κόστη, οι πυκνότητες ενέργειας και η ειδική ενέργεια κάθε τεχνολογίας όπως και τον στόχο του

Υπουργείου Ενέργειας των Ηνωμένων Πολιτειών. Σήμερα η συνολική απόδοση του συστήματος είναι στο 30-40% με περιθώριο αύξησης στο 50%. Η INGRID έχει αναλάβει ένα έργο αποθήκευσης υδρογόνου 39MWh στην Πούγκλια της Ιταλίας [93].



Σχήμα 3.4. Διαχωρισμός μεθόδων ανάλογα με την εφαρμογή και διαδικασία αποθήκευσης και παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας με χρήση της τεχνολογίας υδρογόνου [94].

Πίνακας 2.1. Σύγκριση τεχνολογιών αποθήκευσης υδρογόνου [95].

| Τεχνολογίες Αποθήκευσης | Ειδική ισχύς (kWh/kg) | Πυκνότητα Ενέργειας (kWh/L) | Κόστος (\$/kWh) |
|---|-----------------------|-----------------------------|-----------------|
| Υδρίδια Μετάλλου | 1,6 | 1,4 | 8 |
| Σύμπλοκα Μεταλλικά Υδρίδια | 0,8 | 0,6 | 16 |
| Υγρό υδρογόνο | 2 | 1,6 | 6 |
| Αέριο 1,000psi | 1,9 | 1,3 | 16 |
| Στόχος Υπουργείου Ενέργειας της Αμερικής (2015) | 3 | 2,7 | 2 |

3.10 Ψευδαργύρου Αέρος

Οι συσσωρευτές ψευδάργυρου αέρα έχουν την υψηλότερη πυκνότητα ενέργειας σε σχέση με τις εμπορικά διαθέσιμες τεχνολογίες συσσωρευτών και αρκετά χαμηλό κόστος. Η εκφόρτιση επιτυγχάνεται με την βοήθεια καταλυτών που παράγουν ιόντα υδροξειλίου στον ηλεκτρολύτη. Τότε ο ψευδάργυρος οξειδώνεται και απελευθερώνει ηλεκτρόνια δημιουργώντας ηλεκτρικό ρεύμα. Κατά την φόρτιση, η διαδικασία αντιστρέφεται δηλαδή απελευθερώνεται οξυγόνο στην κάθοδο. Όπως αναφέρθηκε παραπάνω αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το αντιδρών υλικό της καθόδου είναι ο αέρας. Έτσι η αύξηση της ποσότητας στο υλικό της ανόδου, αυξάνει την χωρητικότητα έως και 5 φορές. η ειδική ενέργεια φτάνει τα 470 Wh/kg και η πυκνότητα ενέργειας έως τα 1480 Wh/l (σχεδόν τριπλάσια από του συσσωρευτή ιόντων λιθίου).

Η τάση ανοιχτού συλλέκτη είναι περίπου 1,45V. Είναι κατασκευασμένοι από υλικά που δεν προκαλούν ανάφλεξη, το κέλυφος έχει μεγάλη διάρκεια ζωής αν διατηρείται σε ξηρό περιβάλλον. Είναι 100% ανακυκλώσιμοι και δεν παράγουν κάποιο τοξικό υποπροϊόν. Επειδή υπάρχει η ανάγκη να εισέρχεται αέρας, δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε σφραγισμένες συσκευασίες. Επίσης, σε κλειστές περιοχές, η διάβρωση του ψευδαργύρου μπορεί να παράγει υδρογόνο, βραχυκυκλώνοντας την κυψέλη. Ένα άλλο μειονέκτημα είναι ότι η βαθιά εκφόρτιση κάτω από 0,5V μπορεί να προκαλέσει διαρροή ηλεκτροδίου. Τα θέματα έρευνας αυτής της διάταξης είναι η διαχείριση θερμοκρασίας, η αποφυγή σχηματισμού δένδριτη ψευδαργύρου, η αποφυγή της εισροής διοξειδίου του άνθρακα στον ηλεκτρολύτη και στην κάθοδο, η διαχείριση του ηλεκτρολύτη και η αποφυγή της παύσης της οξείδωσης που μειώνει τους κύκλους φόρτισης-εκφόρτισης. Γίνονται προσπάθειες βελτίωσης της απόδοσης, του βάθους εκφόρτισης για την χρήση τους σε εφαρμογές δικτύου. Σήμερα χρησιμοποιείται κυρίως ως συσσωρευτών ηλεκτρικών οχημάτων.

3.11 Υπερπυκνωτές

Η λειτουργία του υπερπυκνωτή δεν διαφέρει από τον κοινό εμπορικό πυκνωτή, καθώς αποτελείται από δύο παράλληλες πλάκες (ηλεκτρόδια) οι οποίες χωρίζονται από έναν λεπτό πορώδη διαχωριστή και βυθίζονται σε ηλεκτρολύτη όπως το ανθρακικό προπυλένιο. Οι εξισώσεις που περιγράφουν την λειτουργία του είναι οι ίδιες με αυτές που περιγράφουν έναν κοινό πυκνωτή

$$q = CV = \frac{\epsilon A}{d}$$

$$E = \frac{1}{2} CV^2$$

$$dV = i \frac{dt}{C_{tot}} + iR_{tot}$$

όπου C η χωρητικότητα, q το αποθηκευμένο ηλεκτρικό φορτίο, V η τάση στα άκρα των ηλεκτροδίων, A η επιφάνεια των ηλεκτροδίων, ε η διηλεκτρική σταθερά, d η

απόσταση μεταξύ των δύο ηλεκτροδίων και C_{tot} και R_{tot} είναι η συνολική χωρητικότητα και η αντίσταση σειράς των πυκνωτών που είναι συνδεδεμένοι παράλληλα και σε σειρά για να αποδώσουν την επιθυμητή τάση και το κατάλληλο ρεύμα που θέλουμε να παρέχει το σύστημα. Από τις δύο πρώτες εξισώσεις, βλέπουμε ότι για να αυξηθεί αποθηκευμένη ενέργεια, πρέπει να αυξηθεί είτε η τάση στα άκρα των πλακών είτε η χωρητικότητα. Η τάση περιορίζεται από την τάση που αντέχει το διηλεκτρικό υλικό, επομένως συνήθως για την αύξηση της χωρητικότητας είτε αυξάνεται η επιφάνεια, A , των πλακών είτε χρησιμοποιούνται υλικά με μεγαλύτερη διηλεκτρική σταθερά.

Η τάση στα άκρα των ηλεκτροδίων είναι μικρή και συνήθως κυμαίνεται στα 2-3V. Η αύξηση της επιφάνειας A γίνεται χρησιμοποιώντας πορώδη υλικά και νανοτεχνολογία που δημιουργεί υψηλά πορώδη ειδική επιφάνεια [97]. Η τελευταία εξίσωση δείχνει την απόδοση του υπερπυκνωτή, την τάση κατά την φόρτιση και εκφόρτιση καθώς και την σταθερά απόκρισης χρόνου. Οι υπερπυκνωτές παρουσιάζουν μεγάλη διάρκεια ζωής καθώς δεν δρουν χημικές αντιδράσεις κατά την κανονική λειτουργία, έχουν υψηλή απόδοση, η οποία επηρεάζεται μόνο από την εσωτερική αντίσταση του αγωγίμου μονοπατιού. Παρουσιάζουν υψηλή πυκνότητα ισχύος, αλλά χαμηλή πυκνότητα ενέργειας κυρίως επειδή τα ηλεκτρόνια δεν δεσμεύονται από χημικές ενώσεις. Μπορούν να αποδώσουν και να απορροφήσουν την ισχύ πολύ γρήγορα από κάποια κλάσματα δευτερολέπτου έως και ένα λεπτό. Το κόστος τους είναι χαμηλό, δεν χρειάζονται ψύξη ή θέρμανση, είναι πολύ αξιόπιστοι και η απόδοσή τους δεν επηρεάζεται από την θερμοκρασία, το πλήθος φορτίσεων-εκφορτίσεων και το βάθος εκφόρτισης. Η τάση ταλαντώνεται ως συνάρτηση του επιπέδου φόρτισης εξαιτίας της απουσίας των χημικών δεσμών. Χρησιμοποιούνται ευρέως σε εφαρμογές όπως σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα, σε συστήματα RAM, σε συγκομιδή ενέργειας και σε εφαρμογές δικτύου. Στις εφαρμογές δικτύου χρησιμοποιείται για ρύθμιση συχνότητας και τάσης καθώς και αντιμετώπιση σφαλμάτων των γραμμών μεταφοράς [98].

3.12 Σύγκριση Τεχνολογιών

Οι τεχνολογίες αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ανάλογα με την ωριμότητά τους. Υπάρχουν τρεις κατηγορίες:

Ωριμες τεχνολογίες. Εδώ ανήκουν οι τεχνολογίες οι οποίες έχουν χρησιμοποιούνται στην βιομηχανία πολλά χρόνια. Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν οι συσσωρευτές μολύβδου οξέος, οι οποίες χρησιμοποιούνται πάνω από 100 χρόνια.

Ανεπτυγμένες τεχνολογίες. Είναι οι τεχνολογίες οι οποίες έχουν αναπτυχθεί πιο πρόσφατα, είναι εμπορικά διαθέσιμες και χρησιμοποιούνται κυρίως σε εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος. Υπάρχει ακόμα περιθώριο έρευνας στην βελτίωσή τους και στις δοκιμές για την εφαρμογή τους σε εφαρμογές υψηλής

ισχύος. Οι συσσωρευτές ροής, οι πυκνωτές, οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου, νικελίου καδμίου, νικελίου υβριδίου μετάλλου, νατρίου θείου, νατρίου χλωριδίου νικελίου και οι υπερπυκνωτές είναι ανεπτυγμένες τεχνολογίες.

Αναπτυσσόμενες τεχνολογίες. Είναι οι τεχνολογίες οι οποίες δεν είναι εμπορικά ώριμες και δεν έχουν αναπτυχθεί στον τομέα της υψηλής ισχύος, όπου ακόμα βρίσκονται κυρίως στο ερευνητικό επίπεδο. Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν οι κυψέλες καυσίμου και οι συσσωρευτές μετάλλου αέρα, οι οποίες είναι υποσχόμενες τεχνολογία κυρίως λόγω των μηδενικών επιπτώσεων στο περιβάλλον και του χαμηλού τους κόστους.

Στον Πίνακα 2.2 φαίνονται οι εφαρμογές των τεχνολογιών. Τα πεδία εφαρμογών μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε τρεις κατηγορίες ανάλογα με την μέγιστη ισχύ που μπορούν να αποδώσουν συνολικά ως σύστημα και τον χρόνο εκφόρτισης.

Διαχείριση ενέργειας. Τα συστήματα με μεγάλη δυνατότητα αποθήκευσης ενέργειας και μεγάλη διάρκεια συνεχόμενης παροχής ενέργειας μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αυτήν την κατηγορία. Πιο συγκεκριμένα οι εφαρμογές είναι η εξισορρόπηση φορτίου, η στρεφόμενη εφεδρεία και η επανάζευξη των διακοπών ρεύματος. Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν οι συσσωρευτές ροής, οι κυψέλες καυσίμου και μεγάλα συστήματα συσσωρευτών που μπορούν να φτάσουν σε ισχύ έως και 100 MW.

Αδιάκοπη παροχή ισχύος. Οι τεχνολογίες συσσωρευτών, συσσωρευτών ροής, κυψέλες καυσίμου και συσσωρευτών μετάλλου αέρα, έχουν γρήγορη απόκριση και μεγάλη εκφόρτιση. Έτσι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την τροφοδότηση του κρίσιμου φορτίου, ενώ το σύστημα βρίσκεται εκτός λόγω κάποιου σφάλματος ή κάποιας προγραμματισμένης διακοπής για συντήρηση. Η τυπική μέγιστη ικανότητα αποθήκευσης κυμαίνεται από 100 kW έως 10 MW.

Ρύθμιση ποιότητας ισχύος. Εδώ ανήκουν οι συσσωρευτές, οι πυκνωτές και οι υπερπυκνωτές. Σε αυτήν την κατηγορία απαιτούνται συστήματα με γρήγορη απόκριση ώστε να προλαβαίνουν τις ταλαντώσεις στην συχνότητα, τις πτώσεις τάσεις, ρύθμιση του συντελεστή ισχύος. Άλλες εφαρμογές είναι η ευστάθεια τάσης και η βραχυπρόθεσμη παροχή αδιάκοπης ενέργειας. Η μέγιστη ικανότητα αποθήκευσης δεν ξεπερνάει το 1 MW.

Από τον Πίνακα 2.3, φαίνεται η αυτό-εκφόρτιση της κάθε τεχνολογίας. Η αυτοεκφόρτιση επηρεάζει την περίοδο της αποθήκευσης. Συγκεκριμένα οι συσσωρευτές νατρίου θείου, νικελίου υβριδίου μετάλλου και οι υπερπυκνωτές έχουν την πιο μεγάλη αυτοεκφόρτιση με αποτέλεσμα να μην είναι αποδοτικές σε εφαρμογές που απαιτούν μεγάλες περιόδους αποθήκευσης. Οι συσσωρευτές μόλυβδου οξέος, νικελίου καδμίου, ιόντων λιθίου, κυψέλων καυσίμου, ψευδαργύρου βρωμίου και υδρογόνου έχουν χαμηλή αυτοεκφόρτιση με αποτέλεσμα να μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε εφαρμογές που απαιτούν αποθήκευση έως και κάποιες δεκάδες μέρες. Οι συσσωρευτές νατρίου χλωριδίου νικελίου, οι οξειδοαναγωγής βαναδίου και οι ψευδαργύρου αέρος έχουν πολύ χαμηλή αυτοεκφόρτιση που τις κάνει κατάλληλες για εφαρμογές που η αποθήκευση μπορεί να διαρκέσει έως και κάποιους μήνες.

Επίσης από τον Πίνακα 2.3, φαίνεται και η ειδική ενέργεια της κάθε τεχνολογίας. Οι τεχνολογίες με την μεγαλύτερη χωρητικότητα είναι οι κυψέλες καυσίμου, οι

υδρογόνου και οι ψευδαργύρου αέρος. Αυτές είναι οι πιο κατάλληλες τεχνολογίες για συνεχή και σταθερή παροχή ισχύος με μεγάλη διάρκεια. Οι συσσωρευτές μόλυβδου οξέος, οι οξειδοαναγωγής βαναδίου και οι υπερπυκνωτές έχουν την μικρότερη. Όμως, οι υπερπυκνωτές έχουν υψηλή ειδική ισχύς, δηλαδή είναι η κατάλληλη επιλογή για εφαρμογές με μικρή διάρκεια εκφόρτισης που απαιτούν γρήγορη απόκριση και υψηλά ρεύματα.

Τέλος, το κόστος επένδυσης ποικίλει σημαντικά ανάλογα με την τεχνολογία. Ανά kWh, οι συσσωρευτές ψευδαργύρου αέρος, μόλυβδου οξέος και οι υδρογόνου έχουν το μικρότερο κόστος, ενώ το υψηλότερο κόστος το έχουν οι ιόντων λιθίου, νικελίου υβριδίου μετάλλου, οι κυψέλες καυσίμου και οι υπερπυκνωτές. Όμως η συνολική οικονομική απόδοση του συστήματος δεν μπορεί να υπολογιστεί μόνο από αυτό. Σημαντικό ρόλο παίζει η ενεργειακή απόδοση, στην οποία βλέπουμε ότι οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου και οι υπερπυκνωτές, έχουν υψηλή απόδοση, ενώ οι υπόλοιποι συσσωρευτές έχουν μία μέτρια απόδοση. Την χαμηλότερη απόδοση έχουν οι συσσωρευτές ψευδαργύρου αέρος και οι υδρογόνου. Ένας άλλος σημαντικός παράγοντας είναι η συντήρηση και η διάρκεια ζωής, όπου οι υπερπυκνωτές ξεχωρίζουν καθώς έχουν με διαφορά την μεγαλύτερη διάρκεια ζωής και δεν χρειάζονται καθόλου συντήρηση. Η μικρή διάρκεια ζωής οδηγεί σε συνεχή αλλαγή των κυψελών των συστημάτων με αποτέλεσμα την αύξηση του κόστους σε βάθος χρόνου. Οι διακυμάνσεις στις τιμές του Πίνακα 2.3 οφείλονται στον κατασκευαστή. Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι δεν υπάρχει ιδανική τεχνολογία, αλλά θα πρέπει να γίνεται η σωστή επιλογή για την κάθε εφαρμογή ξεχωριστά. Συνήθως οι απαιτήσεις είναι αντιστρόφως ανάλογες, δηλαδή κάποια τεχνολογία με μικρό κόστος έχει και μικρή απόδοση. Στον Πίνακα 2.4 βρίσκονται συγκεντρωμένα τα πιο βασικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα.

Πίνακας 2.2. Πεδία εφαρμογών των τεχνολογιών αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας

| Τεχνολογία | Ετήσια εξομάλυνση φορτίου, ΦΒ, αιολικών πάρκων | Εξομάλυνση λόγω καιρικών μεταβολών | Εβδομαδιαία εξομάλυνση φορτίων και καιρικών μεταβολών | Ημερήσια εξομάλυνση και ενίσχυση γραμμών μεταφοράς | Αιχμή φορτίου, εξομάλυνση αιολικής ισχύος, μη στρεφόμενη εφεδρεία και οικονομική διαχείριση | Στρεφόμενη εφεδρεία, εξομάλυνση αιολικής ισχύος και των ΦΒ, αδιάκοπη παροχή ισχύος | Στρεφόμεν η εφεδρεία, εξομάλυνσ η αιολικής ισχύος | Σφάλματα γραμμών, ρύθμιση τάσης, δυναμική ευστάθεια |
|----------------------------|--|------------------------------------|---|--|---|--|---|---|
| Μόλυβδου Οξέος | | | | ● | ● | ● | ● | ● |
| Νικελίου Καδμίου | | | | ● | ● | ● | ● | ● |
| Νικελίου Υβριδίου Μετάλλου | | | | ● | ● | ● | ● | ● |
| Ιόντων Λιθίου | | | | ● | ● | ● | ● | ● |
| Νατρίου Θείου | | | | ● | ● | ● | ● | ● |
| Νατρίου Χλωριδίου Νικελίου | | | | ● | ● | ● | ● | ● |
| Κυψέλες Καυσίμου | ● | ● | | | | | | |
| Οξειδοαναγωγής Βαναδίου | | | ● | ● | ● | ● | ● | ● |
| Ψευδάργυρου Βρωμίου | | | ● | ● | ● | ● | ● | ● |
| Υδρογόνου | ● | ● | | | | | | |
| Ψευδάργυρου Αέρος | | | | ● | ● | ● | ● | ● |
| Υπερπυκνωτές | | | | | | | | ● |

Πίνακας 2.3. Σύγκριση των τεχνικών χαρακτηριστικών των τεχνολογιών αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας.

| Τεχνολογία | Ενεργειακή Απόδοση (%) | Ειδική Ενέργεια (Wh/kg) | Ειδική Ισχύς (W/kg) | Απόκριση Συστήματος | Χρόνος Εκφόρτισης | Θερμοκρασία Λειτουργίας (°C) | Αυτό-εκφόρτιση | Κύκλοι Φόρτισης-Εκφόρτισης | Κόστος /kW (\$) | Κόστος \$/kWh |
|-----------------------------------|------------------------|-------------------------|---------------------|---------------------|-------------------|------------------------------|----------------|----------------------------|-----------------|---------------|
| Μόλυβδου Οξέος | 70-80 | 20-45 | 25-100 | sec | 1-6hrs | -10 έως 40 | χαμηλή | 200-2000 | 25-100 | 200-400 |
| Νικελίου Καδμίου | 60-75 | 40-70 | 140-180 | sec | 1-6hrs | -40 έως 50 | χαμηλή | 500-2000 | >200 | 400-800 |
| Νικελίου Υβριδίου Μετάλλου | 50-80 | 60-80 | 250-1000 | sec | 10min-2hrs | -30 έως 50 | μετρια | <3000 | >300 | 250-1600 |
| Ιόντων Λιθίου | 70-95 | 100-200 | 360 | sec | 1-3hrs | -30 έως 60 | χαμηλή | 500-4000 | 25-400 | 350-1000 |
| Νατρίου Θείου | 89 | 120-240 | 120-220 | sec | 6-12hrs | 300 έως 350 | μέτρια | 3000-9000 | >1000 | 400-800 |
| Νατρίου Χλωριδίου Νικελίου | >90 | 80-125 | 120-180 | sec | 2-10hrs | 270 έως 350 | αμελητέα | <3500 | 200-400 | 200-600 |
| Κυψέλες Καυσίμου | !10-70 | 100-10000 | 500-1500 | >sec | 1-10hrs | 80-1000 | χαμηλή | 1,5 έτος | 700-4500 | 150-1000 |
| Οξειδοαναγωγής Βαναδίου | 80 | 25 | 80-150 | sec | 1-15hrs | 0 έως 40 | πολύ χαμηλή | 10000-13000 | >400 | >500 |
| Ψευδάργυρου Βρωμίου | 75 | 54 | 30-60 | sec | 2-10hrs | περιβάλλοντος | χαμηλή | >2000 | 175-2500 | 150-1000 |
| Υδρογόνου | 40 | 500-3000 | >400 | >sec | 1-8hrs | περιβάλλοντος | χαμηλή | >1000 | >1200 | <100 |
| Ψευδάργυρου Αέρος | 50 | 470 | 80-140 | ms | 1-8hrs | -10 έως 50 | πολύ χαμηλή | <10000 | <1000 | <160 |
| Υπερπυκνωτές | 95 | <50 | >6000 | <ms | 1-30s | -60 έως 80 | πολύ υψηλή | >50000 | - | >13000 |

Πίνακας 2.4. Κυρία πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των τεχνολογιών αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας

| Τεχνολογία | Κύρια Πλεονεκτήματα | Κύρια Μειονεκτήματα |
|-----------------------------------|--|--|
| Μολύβδου Οξέος | Χαμηλό κόστος | Περιορισμένοι κύκλοι ζωής για βαθιές εκφορτίσεις |
| Νικελίου Καδμίου | Υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ισχύος, απόδοση | |
| Νικελίου Υβριδίου Μεταλλου | Υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ισχύος, απόδοση | Υψηλός βαθμός αυτό-εκφόρτισης |
| Ιόντων Λιθίου | Υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ισχύος, υψηλή απόδοση | |
| Νατρίου Θείου | Υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ισχύος, υψηλή απόδοση | Ιδιαίτερη ασφάλεια |
| Νατρίου Χλωριδίου Νικελίου | Υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ισχύος, υψηλή απόδοση | Ιδιαίτερη ασφάλεια |
| Κυψέλες Καυσίμου | Υψηλή πυκνότητα ενέργειας και ισχύος | Μικρή διάρκεια ζωής |
| Οξειδοαναγωγής Βαναδίου | Υψηλή χωρητικότητα, ανεξάρτητες αποδόσεις ισχύος και ενέργειας | Χαμηλή πυκνότητα ενέργειας |
| Ψευδάργυρου Βρωμίου | Υψηλή χωρητικότητα, ανεξάρτητες αποδόσεις ισχύος και ενέργειας | Χαμηλή πυκνότητα ενέργειας |
| Υδρογόνου | Υψηλή πυκνότητα ενέργειας, χαμηλό κόστος | |
| Ψευδάργυρου Αέρος | Πολύ υψηλή πυκνότητα ενέργειας | Δύσκολη φόρτιση |
| Υπερπυκνωτές | Υψηλή απόδοση, μεγάλη διάρκεια ζωής | Χαμηλή πυκνότητα ενέργειας |

Κεφάλαιο 4

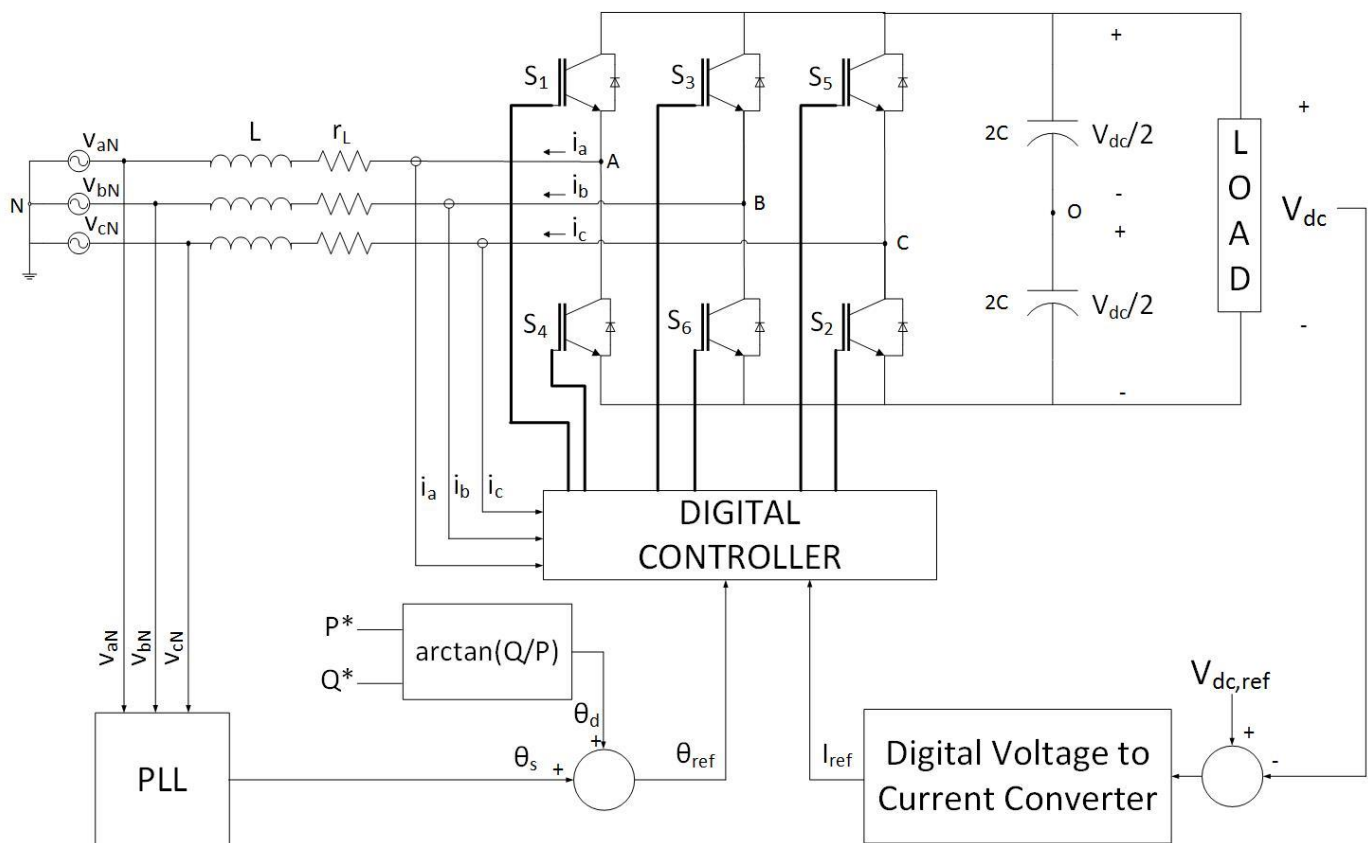
Τεχνικές Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών

4.1 Έλεγχος Τριφασικού Μετατροπέα

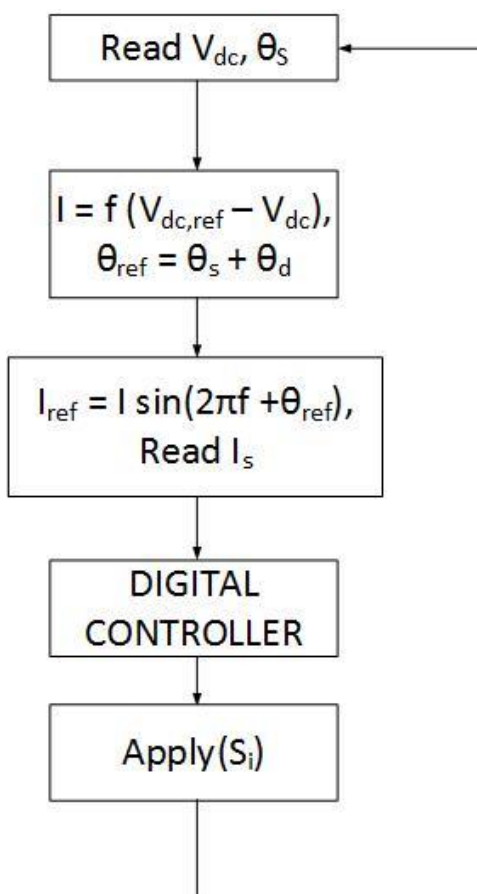
Η διάταξη του μετατροπέα μαζί με το κύκλωμα ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Οι φορές ρευμάτων και τάσεων του σχήματος θα λαμβάνονται ως οι φορές αναφοράς για τις τεχνικές ελέγχου που αναφέρονται παρακάτω. Οι μέθοδοι που θα συγκριθούν είναι έλεγχοι ρεύματος. Τα πλεονεκτήματα του ρεύματος ελέγχου σε σχέση με τον έλεγχο τάσης είναι

- 1) Η ιχνηλάτηση και η υψηλή ακρίβεια στον έλεγχο του ρεύματος.
- 2) Η προστασία από υψηλά ρεύματα.
- 3) Η απόρριψη υπερφόρτισης.
- 4) Η πολύ καλή δυναμική απόκριση.
- 5) Η αντιστάθμιση των αλλαγών του φορτίου.
- 6) Η αντιστάθμιση των μεταβολών από τις τάσεις τροφοδοσίας και του dc ζυγού.

Η λειτουργία του ελέγχου έχει δύο στόχους. Ο πρώτος είναι να μειώσει το σφάλμα του ρεύματος, δηλαδή εξαναγκάζει το ρεύμα να ακολουθήσει το ιδανικό ρεύμα το οποίο εμείς θέτουμε ως ρεύμα αναφοράς. Αρχικά, μετριέται το ρεύμα αναφοράς και συγκρίνεται με το ιδανικό ρεύμα. Από το σφάλμα παράγονται οι διακοπτικοί παλμοί οι οποίοι οδηγούνται στους διακόπτες του μετατροπέα. Ο δεύτερος στόχος είναι να ελέγξει την τάση στην dc πλευρά του μετατροπέα και την επιβάλει στην επιθυμητή τιμή του σχεδιαστή. Αντίστοιχα, μετριέται η τάση στην dc πλευρά του μετατροπέα και συγκρίνεται με την τάση που θέλουμε να πετύχουμε. Το σφάλμα που προκύπτει, προσαρμόζεται στο πλάτος του ρεύματος αναφοράς. Έπειτα παράγεται ένα ημίτονο το οποίο συγχρονίζεται με την τροφοδοσία μέσω ενός PLL και προστίθεται η γωνία του ρεύματος η οποία δίνει την επιθυμητή ενεργό και άεργο ισχύ. Στο Σχήμα 4.2 φαίνεται το γενικό διάγραμμα ελέγχου.



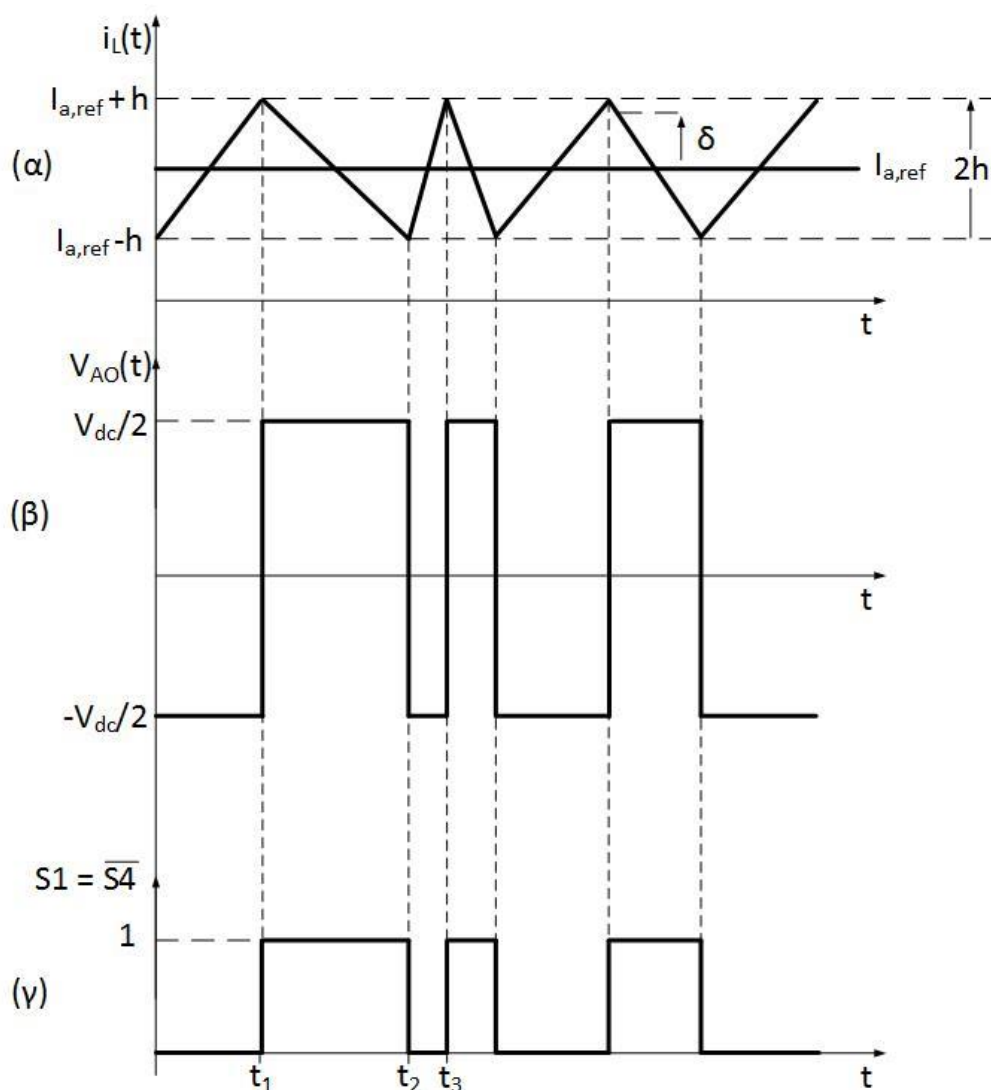
Σχήμα 4.1. Τριφασικός μετατροπέας με το κύκλωμα ελέγχου.



Σχήμα 4.2. Διάγραμμα ελέγχου τριφασικού μετατροπέα.

4.1.1 Έλεγχος με Ζώνης Υστέρησης

Ο έλεγχος με σταθερή ζώνη υστέρησης [99] - [110], έχει την πιο εύκολη υλοποίηση από όλους τους ελέγχους. Τα πλεονεκτήματά του είναι η απλότητα και η καλή ακρίβεια δηλαδή παρουσιάζει μηδενικά σφάλματα θέσης στην μόνιμη κατάσταση. Επίσης παρουσιάζει υψηλή στιβαρότητα που δεν επηρεάζεται από αλλαγές στην τροφοδοσία ή του φορτίου και έχει υψηλή ταχύτητα απόκρισης η οποία περιορίζεται μόνο από την σταθερά χρόνου του συστήματος και την διακοπτική συχνότητα. Θεωρώντας μόνο την φάση a, το ρεύμα συγκρίνεται με την ιδανική τιμή ρεύματος που παράγουμε όπως αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο, Σχήμα 4.1, και παράγει ασύγχρονα τους παλμούς για τους διακόπτες.



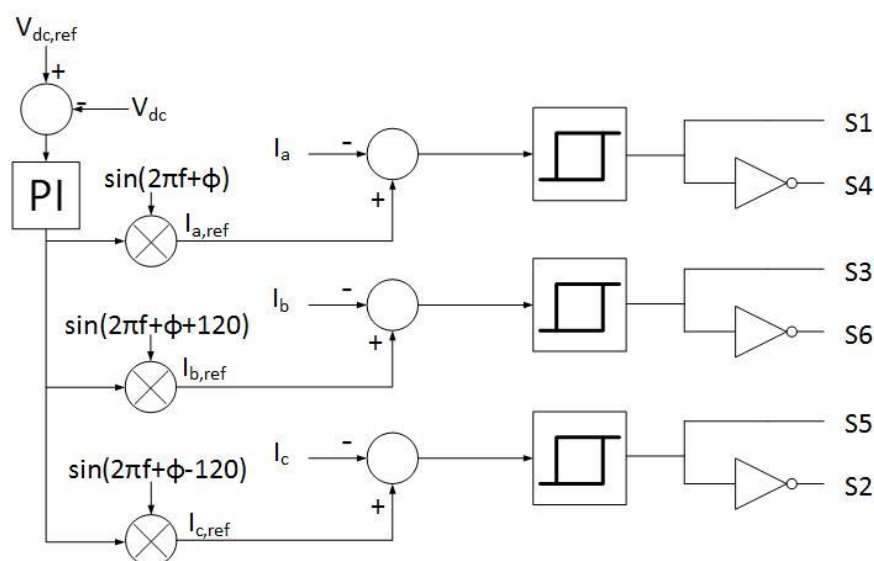
Σχήμα 4.3. Κυματομορφές ελέγχου με ζώνη υστέρησης.

(α) Ρεύμα της φάσης a.

(β) Τάση εξόδου του μετατροπέα v_{AO} .

(γ) Παλμοί οδήγησης.

Έστω ότι ο μετατροπέας του Σχήματος 4.1 λειτουργεί ως αντιστροφέας και ότι η κυματομορφή του ρεύματος ακολουθεί αυτήν του Σχήματος 4.3. Τη χρονική στιγμή t , με $t < t_1$, ο διακόπτης S1 είναι σε λειτουργία ενώ ο διακόπτης S4 είναι σε αποκοπή. Αγνοώντας τις καθυστερήσεις των χρόνων αγωγής και αποκοπής των διακοπών, όταν το ρεύμα i_a που μετράμε ξεπερνάει την τιμή $i_{a,ref} + h$, τότε ο διακόπτης S1 οδηγείται σε αποκοπή και δίνεται παλμός οδήγησης στον διακόπτη S4. Στο Σχήμα 4.3 φαίνονται επίσης τα διαγράμματα τάσης στο σημείο A και οι παλμοί των διακοπών. Η τάση στο σημείο A είναι με ως προς το σημείο O το οποίο είναι το νοητό σημείο αναφοράς για την διευκόλυνση της ανάλυσής μας. Όταν το ρεύμα i_a χτυπήσει ή περάσει κάτω από το όριο $i_{a,ref} - h$ τότε ο διακόπτης S4 οδηγείται σε αποκοπή και δίνουμε παλμό οδήγησης στον διακόπτη S1.



Σχήμα 4.4. Κύκλωμα ελέγχου με ζώνη υστέρησης.

Σύμφωνα με το Σχήμα 4.3, την χρονική στιγμή t στο διάστημα $[t_1, t_2]$ όπου ο διακόπτης S1 είναι σε αγωγή μπορούμε να πάρουμε την παρακάτω εξίσωση:

$$v_{aN} + L \frac{di_a}{dt} + r_L i_a = v_{AO} \quad (4.1)$$

όπου v_{AO} είναι η τάση στο σημείο A ως προς το ουδέτερο υποθετικό σημείο O, v_{aN} είναι η φασική τάση της πηγής και i_a είναι το ρεύμα της φάσης a. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4.3 η τάση v_{AO} παίρνει τις τιμές $V_{dc}/2$ ή $-V_{dc}/2$, ανάλογα με τον διακόπτη που άγει εκείνη την περίοδο. Έστω ότι το ιδανικό ρεύμα i_a^* είναι το ιδανικό ρεύμα της φάσης a, τότε μπορούμε να πούμε ότι το πραγματικό ρεύμα i_a ικανοποιεί την ακόλουθη σχέση:

$$i_a = i_a^* + \delta \quad (4.2)$$

όπου δ είναι η τυχαία διαφορά του πραγματικού ρεύματος με το ρεύμα αναφοράς. Η εξίσωση (4.1) γίνεται τότε

$$L \frac{d(i_a^* + \delta)}{dt} + r_L(i_a^* + \delta) = v_{AO} - v_{aN} \quad (4.3)$$

στην οριακή περίπτωση

$$i_a - i_a^* = h \quad (4.4)$$

οπότε η (4.3) γίνεται

$$L \frac{d(i_a^* + h)}{dt} + r_L(i_a^* + h) = v_{AO} - v_{aN} \quad (4.5)$$

αγνοώντας την αντίσταση r_L του πηνίου

$$L \frac{d(i_a^* + h)}{dt} = v_{AO} - v_{aN} \quad (4.6)$$

Η δυναμική κατάσταση είναι

$$L \frac{dh}{dt} = v_{AO} - v_{aN} \quad (4.7)$$

στο διάστημα αυτό η τάση v_{AO} όπως φαίνεται από το Σχήμα 4.3 είναι $+V_{dc}/2$. Λύνοντας ως προς τον ρυθμό μεταβολής του h παίρνουμε:

$$\frac{dh}{dt} = \frac{\frac{V_{dc}}{2} - v_{aN}}{L} \quad (4.8)$$

Αν θεωρήσουμε ότι T_s είναι η διακοπτική περίοδος τότε

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (4.9)$$

επίσης θεωρώντας ότι το χρονικό διάστημα t_{on} είναι το διάστημα από την χρονική στιγμή t_1 έως την t_2 , τότε στην ολοκλήρωση αυτού του διαστήματος, το πραγματικό ρεύμα μεταβάλλεται από $+h$ σε $-h$, δηλαδή η συνολική μεταβολή είναι $2h$. Ολοκληρώνοντας την εξίσωση (4.8) στο διάστημα (t_1, t_2) , έχουμε:

$$\frac{2h}{t_{on}} = \frac{\frac{V_{dc}}{2} - v_{aN}}{L} \quad (4.10)$$

που γίνεται

$$t_{on} = \frac{4hL}{V_{dc} - 2v_{aN}} \quad (4.11)$$

για το διάστημα (t_2, t_3) η τάση v_{AO} είναι $-V_{dc}/2$, οπότε η (4.7) γίνεται

$$\frac{dh}{dt} = \frac{\frac{V_{dc}}{2} - v_{aN}}{L} \quad (4.12)$$

το ρεύμα μεταβάλλεται από $-h$ σε $+h$ οπότε η συνολική μεταβολή είναι $-2h$, άρα έχουμε

$$\frac{-2h}{t_{off}} = \frac{-\frac{V_{dc}}{2} - v_{aN}}{L} \quad (4.13)$$

και λύνοντας ως προς t_{off} έχουμε

$$t_{off} = \frac{4hL}{V_{dc} + 2v_{aN}} \quad (4.14)$$

Προσθέτοντας τις εξισώσεις (4.11) και (4.14) κατά μέλη, παίρνουμε την διακοπτική περίοδο

$$T_s = t_{on} + t_{off} = \frac{4hL}{V_{dc} - 2v_{aN}} + \frac{4hL}{V_{dc} + 2v_{aN}} \quad (4.15)$$

Τελικά

$$T_s = \frac{8hLV_{dc}^2}{V_{dc}^2 - 4v_{aN}^2} \quad (4.16)$$

Επομένως η διακοπτική συχνότητα f_s , είναι:

$$f_s = \frac{V_{dc}^2 - 4v_{aN}^2}{8hLV_{dc}^2} \quad (4.17)$$

Ιδανικά η τάση της πηγής ακολουθεί την συνάρτηση

$$v_{aN} = V_m \sin \omega t \quad (4.18)$$

οπότε η εξίσωση (4.17) γίνεται

$$f_s = \frac{V_{dc}^2 - 4V_m^2 \sin^2 \omega t}{8hLV_{dc}^2} \quad (4.19)$$

Η μέγιστη τιμή της παραπάνω εξίσωσης είναι

$$f_s = \frac{1}{8hL} \quad (4.20)$$

ενώ η ελάχιστη είναι

$$f_s = \frac{V_{dc}^2 - 4V_m^2}{8hLV_{dc}^2} \quad (4.21)$$

και η μέση τιμή της διακοπτικής συχνότητας περιγράφεται από την σχέση

$$f_s = \frac{V_{dc}^2 - 2V_m^2}{8hLV_{dc}^2} \quad (4.22)$$

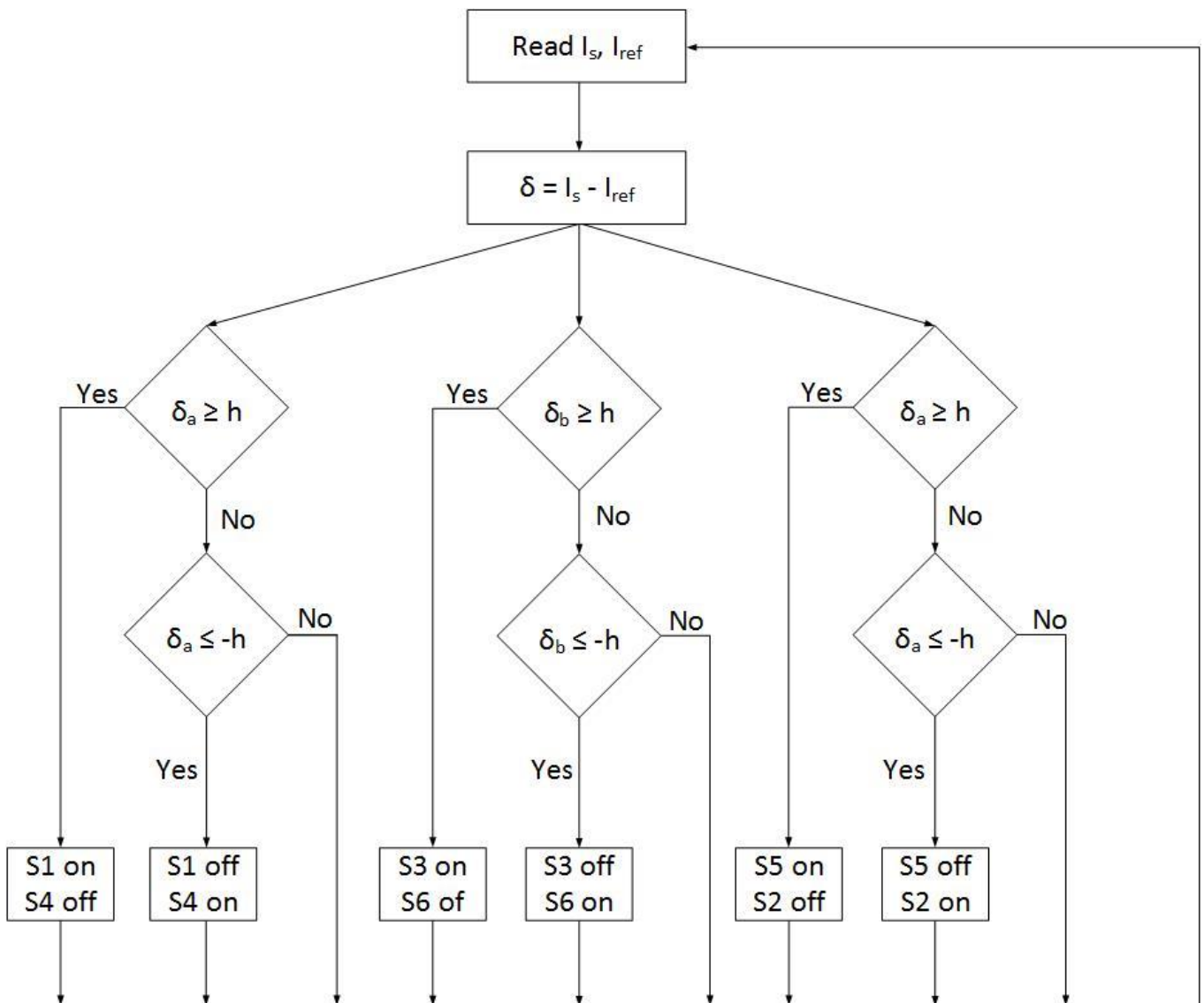
Οι ίδιες σχέσεις μπορούν να προκύψουν αν θεωρήσουμε ότι ο μετατροπέας λειτουργεί ως ανόρθωση. Παρατηρούμε ότι η διακοπτική συχνότητα εξαρτάται από το επίπεδο τάσης στην dc πλευρά του μετατροπέα που θέλουμε να έχουμε, την τιμή του πηνίου αλλά και το μέγιστο επιτρεπτό σφάλμα h που ορίζουμε. Οπότε αν θέλουμε χαμηλή διακοπτική συχνότητα πρέπει να αυξήσουμε το μέγιστο σφάλμα ενώ αν δεν μας ενδιαφέρει η συχνότητα τότε μπορούμε να μειώσουμε το μέγιστο σφάλμα. Στην πράξη, η αύξηση της απόδοσης επηρεάζεται και από την συχνότητα δειγματοληψίας. Αν η συχνότητα δεν είναι αρκετά μεγάλη ώστε να προλαβαίνει τις αλλαγές του ρεύματος μέσα στα επιτρεπτά όρια, τότε πρέπει να αυξήσουμε την τιμή του πηνίου. Το πηνίο καθυστερεί το ρεύμα, με αποτέλεσμα να μειώνει την ταχύτητα των μεταβολών. Ένας άλλος τρόπος για την μείωση της διακοπτικής συχνότητας είναι η μείωση της τάσης στην dc πλευρά, όταν επιτρέπεται από το φορτίο. Αυτός ο τρόπος συνήθως αποφεύγεται επειδή, η μείωση της τάσης στην dc πλευρά, αυξάνει το ρεύμα, με αποτέλεσμα να μην μειώνονται οι διακοπτικές απώλειες των διακοπών.

Υπάρχουν περιπτώσεις στις οποίες το ρεύμα σε κάποια φάση μπορεί να ξεπεράσει και κατά $2h$ από την επιθυμητή τιμή του ρεύματος. Αυτό οφείλεται στην αλληλεπίδραση των φάσεων. Αν το ένα πόδι του μετατροπέα αλλάξει την κατάσταση του, μπορεί να επηρεάσει την τάση που εφαρμόζεται στο φορτίο από τις άλλες δύο φάσεις, μεταβάλλοντας το ρεύμα τους. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, οι διακοπτικοί παλμοί, λαμβάνονται στο α - β επίπεδο. Ακολουθείται η ίδια διαδικασία που αναφέραμε αλλά χρησιμοποιούνται διανύσματα χώρου για την περιγραφή των τάσεων και του ρεύματος.

Άλλες παραλλαγές είναι η εισαγωγή ενός πίνακα αναζήτησης, για την μείωση της διακοπτικής συχνότητας, εφαρμόζοντας τα κατάλληλα μηδενικά χωρικά διανύσματα [106] [107] [108]. Επίσης στις οδηγίες μηχανών, οι διακοπτικές ακολουθίες λαμβάνονται στο d - q επίπεδο για την μείωση των ταλαντώσεων της ροπής, ρυθμίζοντας διαφορετικό h για το d -επίπεδο και διαφορετικό για το q -επίπεδο [110].

Η μέθοδος είναι κατάλληλη για εφαρμογές υψηλής ακρίβειας, με γρήγορες οδηγίες και εφαρμογές που οδηγούν μη γραμμικά φορτία. Όμως, το μεγαλύτερο μειονέκτημά τους είναι η μεταβλητή συχνότητα. Όπως φαίνεται από την εξίσωση (4.19), η συχνότητα αλλάζει ανάλογα με την τάση εισόδου. Πλέον είναι διαθέσιμος ο έλεγχος με σταθερή διακοπτική συχνότητα [101] [104] [105]. Η ιδέα βασίζεται στην μεταβολή του μέγιστου και ελάχιστου ορίου στο ρεύμα, λύνοντας την εξίσωση (4.19) ως προς την μεταβολή h .

Το διάγραμμα ροής που ακολουθεί ο έλεγχος φαίνεται στο Σχήμα 4.5.



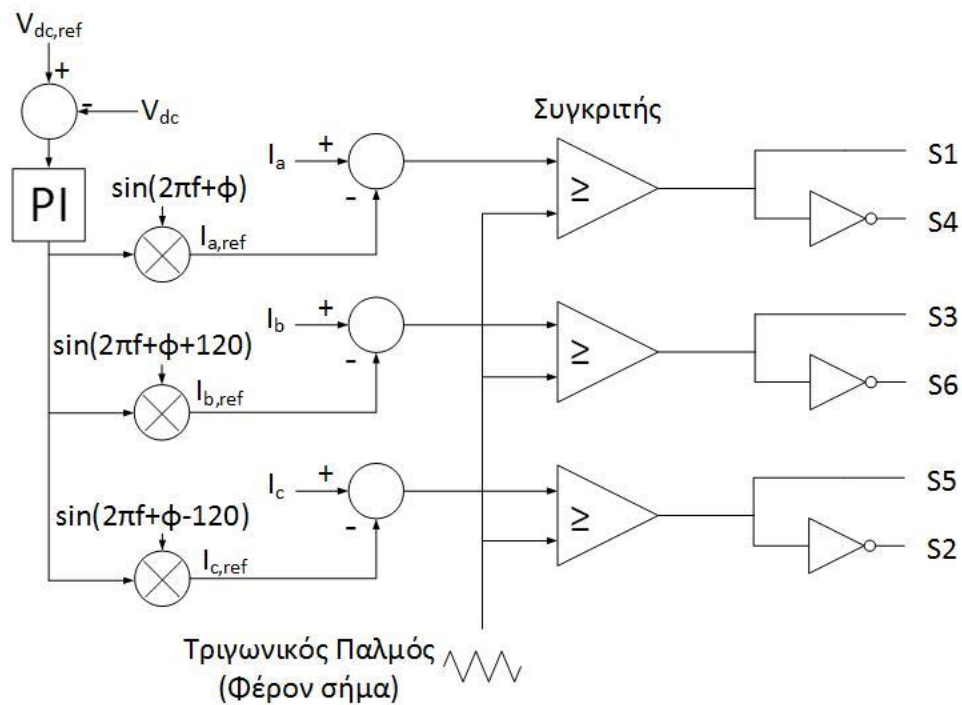
Σχήμα 4.5. Διάγραμμα ροής ελέγχου με ζώνη υστέρησης.

4.1.2 Έλεγχος με Τεχνική SPWM

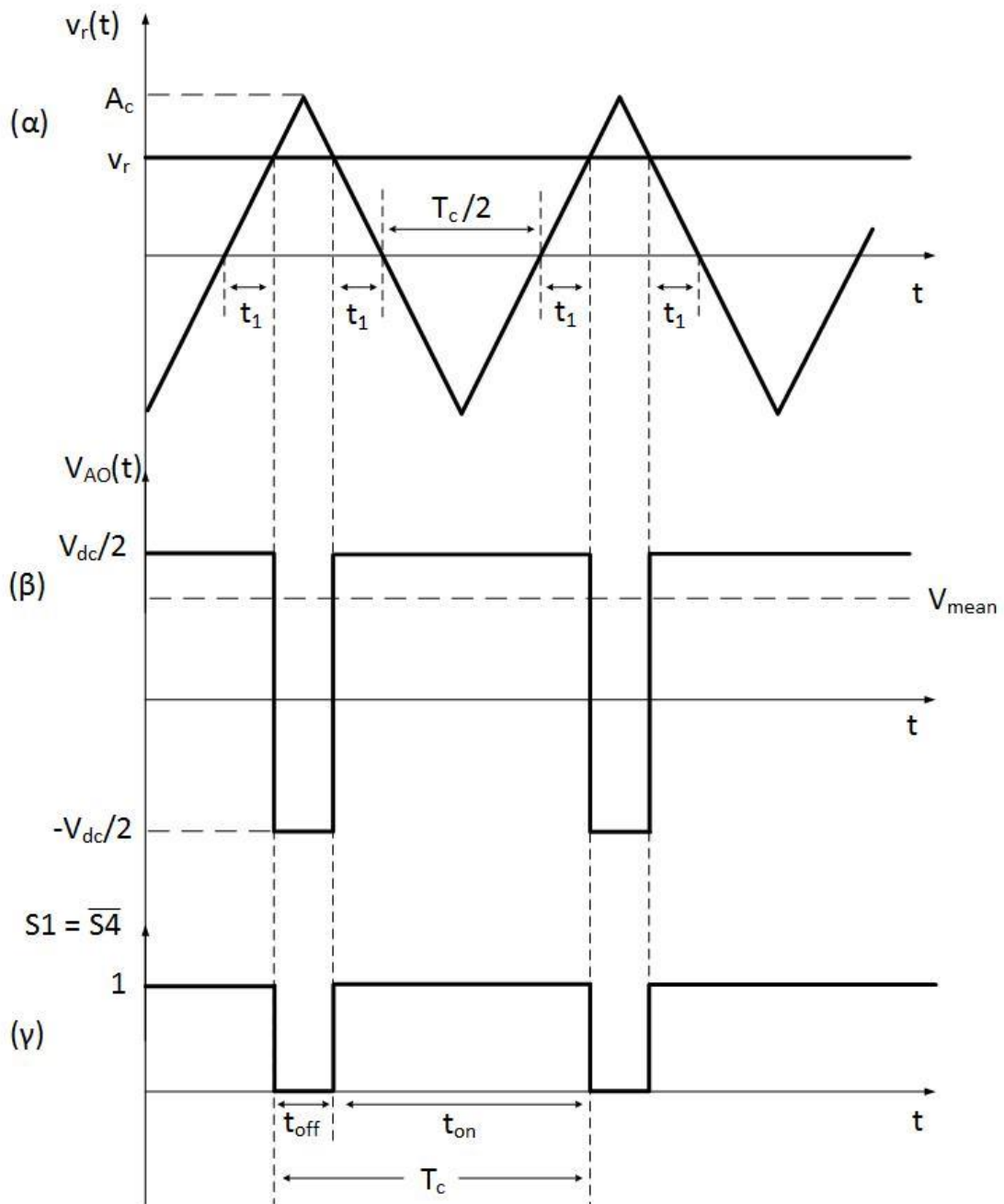
Αυτή η μέθοδος ελέγχου σε αντίθεση με τον έλεγχο υστέρησης συγκρίνει το σφάλμα του ρεύματος με μια τριγωνική κυματομορφή [111] - [115]. Το πραγματικό ρεύμα συγκρίνεται με το ρεύμα αναφοράς και έτσι προκύπτει το σφάλμα ρεύματος, το οποίο προσαρμόζεται από έναν PI ελεγκτή. Στη συνέχεια συγκρίνεται με μία τριγωνική κυματομορφή για να παραχθούν οι παλμοί ρεύματος (Σχήμα 4.6). Ο αναλογικός ελεγκτής ρυθμίζει το μέτρο και την ταχύτητα της κυμάτωσης, όπου πρέπει να δώσουμε ιδιαίτερη σημασία ώστε η μέγιστη κλίση του σφάλματος στο ρεύμα να μην ξεπερνάει την κλίση της τριγωνικής κυματομορφής. Ο ελεγκτής ολοκλήρωσης ελαχιστοποιεί τα σφάλματα στην μόνιμη κατάσταση, δηλαδή μηδενίζει

τα σφάλματα στις χαμηλές συχνότητες. Ο έλεγχος είναι γενικά απλός, εύρωστος, ανεξάρτητος από τις παραμέτρους του φορτίου και παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά καθώς αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα. Επίσης μπορεί να υλοποιηθεί είτε με αναλογικά είτε με ψηφιακά συστήματα. Πριν την ανάλυση του τρόπου λειτουργίας θα ορίσουμε κάποιους βασικούς όρους [99] [100].

- A_r : είναι το πλάτος της κυματομορφής αναφοράς V_{ref} .
- A_c : είναι το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής V_{tr} .
- f_r : είναι η συχνότητα της κυματομορφής αναφοράς.
- f_c : είναι η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής.
- m_a : είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους.
- m_f : είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας.



Σχήμα 4.6. Κύκλωμα ελέγχου τριφασικού μετατροπέα με τεχνική SPWM.



Σχήμα 4.7. Κυματομορφές ελέγχου με SPWM.

- (α) Σήματα σύγκρισης.
- (β) Τάση εξόδου μετατροπέα.
- (γ) Παλμοί οδήγησης.

Θεωρούμε τις κυματομορφές του Σχήματος 4.7. Το στιγμιότυπο υποθέτουμε ότι είναι ένα πολύ μικρό χρονικό διάστημα στο οποίο το σήμα αναφοράς είναι σταθερό και επίσης θεωρούμε ότι η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής είναι πολύ μεγαλύτερη από την συχνότητα του σήματος αναφοράς. Όταν το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο από το τριγωνικό σήμα τότε δίνεται παλμός αγωγής στον διακόπτη S1 ενώ ο διακόπτης S4 είναι σε αποκοπή. Όταν το σήμα αναφοράς είναι μικρότερο από το τριγωνικό σήμα, τότε ο διακόπτης S1 είναι σε αποκοπή ενώ ο διακόπτης S4

άγει. Από το Σχήμα 4.7 φαίνεται εύκολα με γεωμετρικές αναλογίες ότι ο χρόνος αγωγής t_1 είναι:

$$\frac{t_1}{\frac{T_c}{4}} = \frac{v_r}{A_c} \quad (4.23)$$

Άρα

$$t_1 = \frac{V_r T_c}{A_c 4} \quad (4.24)$$

Ο χρόνος αγωγής του διακόπτη S1, t_{on} , είναι

$$t_{on} = \frac{T_c}{2} + 2t_1 \quad (4.25)$$

αντίστοιχα ο χρόνος αποκοπής είναι

$$t_{off} = T_c - t_{on} = \frac{T_c}{2} - 2t_1 \quad (4.26)$$

Από το Σχήμα 4.7 μπορούμε να υπολογίσουμε την μέση τιμή της τάσης v_{AO} η οποία είναι το εμβαδόν της κυματομορφής,

$$v_{AO} = v_{mean} = \frac{1}{T_c} \left(t_{on} \frac{V_{dc}}{2} - t_{off} \frac{V_{dc}}{2} \right) = \frac{t_{on} - t_{off}}{T_c} \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.27)$$

αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (4.25) και (4.26) στην (4.27) παίρνουμε

$$v_{AO} = 4t_1 \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.28)$$

αντικαθιστώντας την (4.24) στην (4.28) παίρνουμε τελικά

$$v_{AO} = \frac{v_r V_{dc}}{A_c 2} \quad (4.29)$$

Το σήμα αναφοράς είναι ένα ημίτονο το οποίο ακολουθεί την σχέση

$$v_r = A_r \sin \omega t \quad (4.30)$$

αντικαθιστώντας στην (4.29) έχουμε

$$v_{AO} = \frac{A_r V_{dc}}{A_c 2} \sin \omega t \quad (4.31)$$

Άρα το πλάτος τη φασικής τάσης στο σημείο A είναι

$$\hat{V}_{AO} = \frac{A_r V_{dc}}{A_c 2} \quad (4.32)$$

ορίζουμε τον λόγο του πλάτους του σήματος αναφοράς προς του τριγωνικού ως συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a

$$m_a = \frac{A_r}{A_c} \quad (4.33)$$

Τελικά έχουμε

$$\hat{V}_{AO} = \frac{m_a}{2} V_{dc} \quad (4.34)$$

Η πολική τάση μπορεί να βρεθεί αντίστοιχα ως

$$\hat{V}_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a V_{dc} \quad (4.35)$$

ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας ορίζεται ως

$$m_f = \frac{f_r}{f_c} \quad (4.36)$$

Χρησιμοποιείται ένα τριγωνικό σήμα το οποίο συγκρίνεται με τρεις ημιτονοειδής κυματομορφές, μία για κάθε φάση, οι οποίες έχουν διαφορά φάσης 120° . Η τάση που εμφανίζεται σε κάθε φάση έχει το πλάτος της σχέσης (4.34) και θεμελιώδη συχνότητα f_r . Από τις σχέσεις που προέκυψαν, παρατηρούμε ότι το πλάτος αυξάνεται γραμμικά με το m_a . Η ανάλυση αυτή, όμως ισχύει στις περιπτώσεις, όπου στις οποίες το πλάτος του ημιτόνου αναφοράς είναι ίσο ή μικρότερο από πλάτος του τριγωνικού σήματος, δηλαδή $m_a < 1$. Στην αντίθετη περίπτωση, $m_a > 1$, ο μετατροπέας βρίσκεται στην κατάσταση λειτουργίας υπερδιαμόρφωσης. Στην λειτουργία υπεδιαμόρφωσης, το πολικό πλάτος δεν αυξάνεται πλέον γραμμικά ως προς το πλάτος του τριγωνικού σήματος, δηλαδή δεν ισχύει πλέον η σχέση (4.35) αλλά εξαρτάται από τον συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας. Η σχέση m_a και πλάτους της φάσης φαίνεται στο Σχήμα 4.8. Όταν το m_a πάρει τιμή μεγαλύτερη από 3,24 τότε ο διακόπτης S1 άγει για μισή περίοδο και ο διακόπτης S4 για την άλλη μισή περίοδο. Αυτή η μέθοδος ονομάζεται οδήγηση με παλμούς οδήγησης εύρους 180° . Το εύρος της πολικής τάσης στην υπερδιαμόρφωση είναι

$$\sqrt{3} \frac{V_{dc}}{2} < \hat{V}_{LL} < \frac{\sqrt{3}}{4\pi} \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.37)$$

Οι αρμονικές συνιστώσες εξαρτώνται από τον συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας. Για τον εντοπισμό των αρμονικών χρησιμοποιείται η σχέση

$$h = l(m_f) \pm k \quad (4.38)$$

όπου k και l φυσικοί αριθμοί. Για περιττά $l, 1, 3, 5, \dots$, οι αριθμοί k είναι ζυγοί, ενώ για ζυγά $l, 2, 4, 6, \dots$, οι αριθμοί k είναι περιττοί. Η θεμελιώδη συχνότητα, για $h = 1$, είναι $f_1 = 50$ Hz. Στον Πίνακα 4.1, φαίνονται οι αρμονικές και τα αντίστοιχα πολικά πλάτη κανονικοποιημένα ως προς $V_{dc}/2$ για διάφορες τιμές του m_a . Οι τιμές αυτές ισχύουν στις περιπτώσεις όπου $m_a \geq 9$, που συμβαίνει και στην πλειοψηφία των εφαρμογών. Για $m_a < 9$, τα πλάτη των αρμονικών εξαρτώνται από το m_f . Οι αρμονικές που εμφανίζονται στην dc πλευρά του μετατροπέα βρίσκονται από την ακόλουθη σχέση

$$h = l(m_f) \pm k \pm 1 \quad (4.39)$$

όπως και με τις αρμονικές στην ac πλευρά, όταν οι αριθμοί l είναι περιττοί, οι αριθμοί k είναι ζυγοί, ενώ όταν οι αριθμοί l είναι ζυγοί, οι αριθμοί k είναι περιττοί.

Πίνακας 4.1. Κανονικοποιημένες τιμές πλάτους πολικής τάσης ως προς την τάση V_{dc} με τεχνική SPWM, για $m_f > 21$.

| m_a | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1.0 |
|--------------|--|-------|-------|-------|-------|
| h | Κανονικοποιημένα πλάτη πολικής τάσης ως προς την τάση V_{dc} | | | | |
| 1 | 0.173 | 0.346 | 0.520 | 0.693 | 0.866 |
| $m_f \pm 2$ | 0.013 | 0.053 | 0.114 | 0.190 | 0.275 |
| $m_f \pm 4$ | - | - | - | 0.007 | 0.016 |
| $2m_f \pm 1$ | 0.165 | 0.282 | 0.321 | 0.272 | 0.086 |
| $2m_f \pm 5$ | - | - | - | 0.011 | 0.028 |
| $3m_f \pm 2$ | 0.038 | 0.120 | 0.175 | 0.153 | 0.054 |
| $3m_f \pm 4$ | - | 0.010 | 0.041 | 0.091 | 0.136 |
| $4m_f \pm 1$ | 0.141 | 0.136 | 0.007 | 0.091 | 0.059 |
| $4m_f \pm 5$ | - | - | 0.030 | 0.072 | 0.103 |
| $4m_f \pm 7$ | - | - | - | 0.014 | 0.042 |

Όταν ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους είναι μικρός ($m_a < 21$), τότε το σήμα αναφοράς πρέπει να είναι συμφασικό με το τριγωνικό σήμα επειδή σε διαφορετική περίπτωση, εμφανίζονται υφαρμονικές οι οποίες μπορούν να προκαλέσουν σοβαρά προβλήματα. Όταν ο συντελεστής πλάτους είναι μεγάλος, οι υφαρμονικές θεωρούνται αμελητέες, όμως οι υφαρμονικές κοντά στο μηδέν μπορούν να προκαλέσουν σοβαρά προβλήματα όπως σε περιπτώσεις οδήγησης μηχανών όπου οι καταπονούν και καταστρέφουν την μηχανή. Ως αποτέλεσμα συνήθως προτιμάται το m_f να είναι ακέραιος αριθμός. Επίσης είναι επιθυμητό, το m_f να είναι και πολλαπλάσιο του 3. Η συνάρτηση της φασικής τάσης θα είναι περιττή συνάρτηση ($f(t) = -f(-t)$) με συμμετρία ενός τετάρτου κύματος ($f(t) = -f(t-T/2)$). Έτσι στην ανάλυση Fourier, οι συντελεστές του cosine θα είναι μηδέν, ενώ θα υπάρχουν μόνο οι συντελεστές του sine. Δηλαδή θα εμφανίζονται, μόνο περιττές αρμονικές, ενώ οι ζυγές αρμονικές θα είναι μηδέν. Επίσης, η διαφορά φάσης 120° που υπάρχει μεταξύ

των φάσεων, προκαλεί την αντιστάθμιση των αρμονικών πολλαπλάσιων του τρία στις πολικές τάσεις. Για παράδειγμα αν

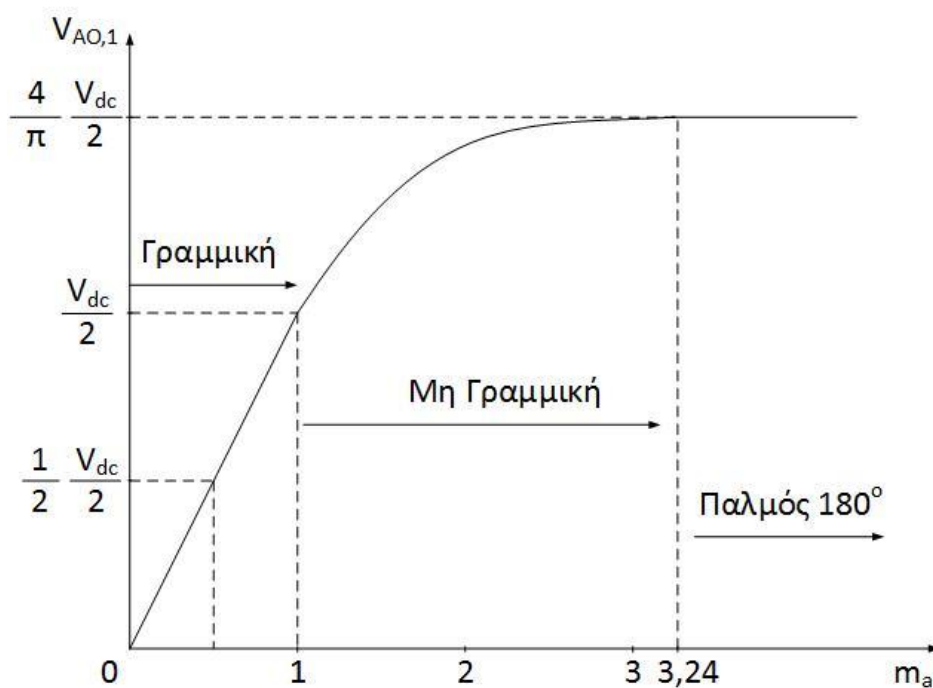
$$v_{AO} = V \sin 9\omega t \quad (4.40)$$

τότε

$$v_{BO} = V \sin\left(9\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = V \sin(9\omega t - 6\pi) = V \sin(9\omega t) \quad (4.41)$$

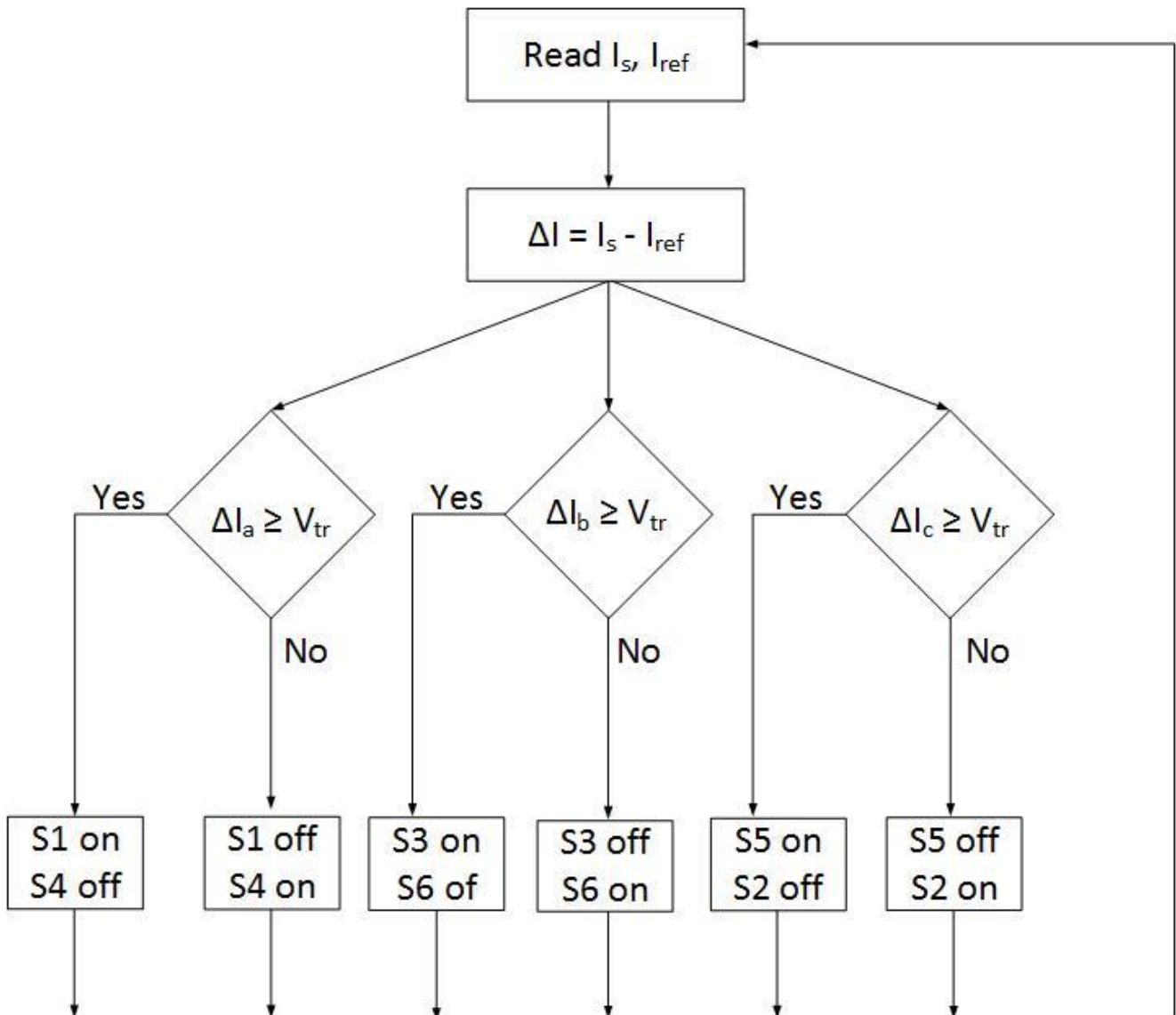
άρα

$$v_{AB} = v_{AO} - v_{BO} = 0 \quad (4.42)$$



Σχήμα 4.8. Εξάρτηση $V_{AO,1}$ από m_a .

Με την εφαρμογή του ελέγχου όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.6, εισάγονται στο σήμα αναφοράς η διακύμανση του ρεύματος, η οποία επηρεάζει τους διακοπτικούς χρόνους. Δηλαδή δημιουργείται ένα σήμα αναφορά το οποίο έχει κάποιες αρνητικές αρμονικές συνιστώσες, ώστε να αντισταθμίζονται οι αρμονικές που παράγονται στο ρεύμα. Η απόδοση του ελέγχου καθορίζεται και από την συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής. Έχει αποδειχτεί ότι ο έλεγχος έχει ικανοποιητική συμπεριφορά όταν η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής είναι εννέα φορές μεγαλύτερη από τις αρμονικές του ρεύματος στην ac μεριά.



Σχήμα 4.9. Διάγραμμα ροής ελέγχου SPWM.

4.1.3 Ασαφής Έλεγχος

Ο ασαφής έλεγχος είναι μία μέθοδος επεξεργασίας και χειρισμού δεδομένων και χρησιμοποιείται από συστήματα ελέγχου προσομοιώνοντας την ανθρώπινη λογική [116] - [123]. Είναι εύρωστος, απαιτεί πολύ απλά μαθηματικά, μπορεί να έχει πολύ υψηλή απόδοση, δεν απαιτεί εισόδους χωρίς θόρυβο, μπορεί να συνεχίσει την λειτουργία του ακόμα και σε περίπτωση που κάποιος αισθητήρας καταστραφεί και η έξοδος του είναι ομαλή ανεξάρτητα από τις ταλαντώσεις στις εισόδους του. Η λογική που ακολουθεί είναι η κωδικοποίηση της πληροφορίας σε ένα ασαφή επίπεδο που ορίζεται από τον προγραμματιστή και στο οποίο λαμβάνονται οι αποφάσεις, ώστε στη συνέχεια να αποκωδικοποιηθούν πίσω στο αρχικό επίπεδο ως μεταβλητές ελέγχου. Έτσι μπορεί να ελέγξει και μη γραμμικά συστήματα που είναι δύσκολο να διατυπωθούν μαθηματικά.

Συγκεκριμένα, τα στάδια του ελέγχου μπορούμε να πούμε ότι είναι τρία. Αυτά είναι η κωδικοποίηση, η λήψη αποφάσεων και η αποκωδικοποίηση. Οι κωδικοποίηση γίνεται από το ποσοτικό επίπεδο σε ποιοτικό. Με άλλα λόγια, οι τιμές των μετρήσεων, μεταφράζονται σε ποιοτικές φράσεις ανθρώπινης λογικής. Για παράδειγμα, αν το σφάλμα ρεύματος είναι 0,1mA, τότε ο προγραμματιστής μπορεί να το μεταφράσει ως 'μεγάλο'. Οι αποφάσεις ελέγχου βασίζονται σε κανόνες της προστακτικής λογικής προγραμματισμού, if x and y then z.. Στο προηγούμενο παράδειγμα, θα μπορούσε να πει «Αν το σφάλμα είναι 'μεγάλο', τότε να το κάνεις 'λίγο μικρό'. Η αποκωδικοποίηση είναι η αντίστροφη διαδικασία της κωδικοποίησης, όπου η κωδικοποιημένη ποιοτική πληροφορία μεταφράζεται σε ποσοτική. Δηλαδή το 'λίγο μικρό' μπορεί να μεταφραστεί ως δώσε παλμό έναυσης στους διακόπτες S1 και S3. Οι παράμετροι εισόδου του είναι συνήθως το σφάλμα και ο ρυθμός σφάλματος, όμως μπορούν να προστεθούν και άλλοι παράμετροι. Η διαδικασία για την δημιουργία του ελέγχου που ακολουθείται είναι της λογική του προγραμματισμού. Αναλυτικά τα βήματα είναι:

- 1) Ορισμός των μεταβλητών εξόδου: Ορισμός των μεταβλητών εξόδου που μπορούν να εφαρμόσουν τον έλεγχο που θέλουμε.
- 2) Ορισμός των μεταβλητών εισόδου: Ορίζουμε τις ελάχιστες μεταβλητές που απαιτούνται για να δώσουν αρκετές πληροφορίες ώστε να μπορέσουμε να λάβουμε αποφάσεις για τις μεταβλητές εξόδου.
- 3) Προσδιορισμός των μεταβλητών εισόδου και εξόδου στο ποιοτικό επίπεδο: Κατηγοριοποιούμε τις μεταβλητές εισόδου και εξόδου σε λογικούς όρους ανθρώπινης νοημοσύνης, όπως για παράδειγμα 'πολύ', 'λίγο'.
- 4) Προσδιορισμός των κανόνων αποφάσεων: Θέτουμε τους κανόνες, από τους οποίους λαμβάνονται οι αποφάσεις.
- 5) Δημιουργία των συναρτήσεων συγγένειας: των ποσοτικών τιμών εισόδου και εξόδου με τους ποιοτικούς όρους που χρησιμοποιούνται.
- 6) Δοκιμή και έλεγχος των αποτελεσμάτων: Εφαρμογή του ελέγχου, έλεγχος των αποτελεσμάτων και εφαρμογή των απαραίτητων ρυθμίσεων ώστε να επιτευχθούν τα επιθυμητά αποτελέσματα.

Παρατηρούμε ότι ο έλεγχος βασίζεται περισσότερο στην γνώση και εμπειρία του προγραμματιστή παρά στην τεχνική κατανόηση του συστήματος. Οι εισοδοί (σφάλμα, ρυθμός σφάλματος) και οι έξοδοι του ελέγχου ονομάζονται ασαφή σύνολα,

ενώ οι όροι (‘μικρό’, ‘μηδενικό’, ‘μεγάλο’) καλούνται ασαφείς μεταβλητές. Οι κανόνες ονομάζονται ασαφείς κανόνες, ενώ η κωδικοποίηση και η αποκωδικοποίηση που αναφέραμε παραπάνω ονομάζονται ασαφοποίηση και αποασαφοποίηση. Στη συνέχεια θα δούμε αναλυτικά τα στάδια του ελέγχου.

Πίνακας ασαφών κανόνων

| | | | | |
|---|---|----|---|---|
| | | de | | |
| | | N | Z | P |
| | N | H | H | H |
| e | Z | L | L | L |
| | P | H | H | H |

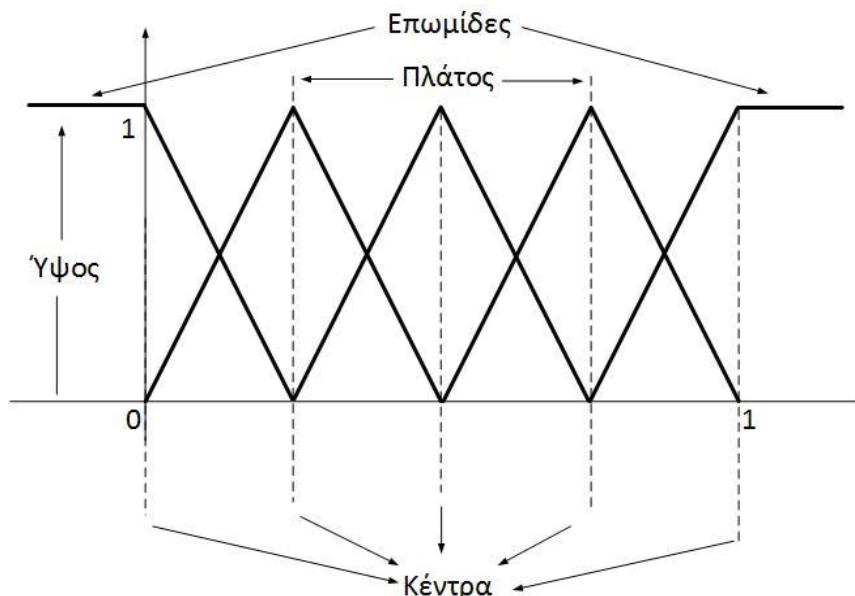
Πίνακας 4.2. Τυπικός πίνακας ασαφών κανόνων.

Αφού έχουμε αρχικά καθορίσει τα ασαφή σύνολα και τον καθορισμό των ασαφών μεταβλητών, δημιουργούμε κάποια σύμβολα για την αναπαράσταση των ασαφών μεταβλητών. Για παράδειγμα στο ‘μηδέν’ δίνεται το σύμβολο ‘Z’ ενώ στο ‘μεγάλο’ το σύμβολο ‘B’. Εδώ θεωρούμε ότι οι είσοδοι είναι το σφάλμα και ο ρυθμός σφάλματος. Έπειτα δημιουργούμε έναν πίνακα ο οποίος έχει ως σειρές τις ασαφείς μεταβλητές του ασαφούς συνόλου ‘σφάλμα’ (e) και ως στήλες τις ασαφείς μεταβλητές του ασαφούς συνόλου ‘ρυθμός σφάλματος’ (de/dt), όπως φαίνεται στον Πίνακα 4.2. Δημιουργείται ένας πίνακας για κάθε ασαφές σύνολο εξόδου. Ως ‘N’ συμβολίζουμε το ‘αρνητικό’, ‘Z’ το ‘μηδέν’ και με ‘P’ το θετικό. Στα πεδία του πίνακα εισάγεται το αποτέλεσμα του ασαφούς κανόνα. Δηλαδή η κάθε στήλη και η κάθε γραμμή αντιστοιχεί σε έναν ασαφή κανόνα ενώ οι δύο ασαφείς μεταβλητές συνδέονται με την λογική πράξη ‘ΚΑΙ’. Δηλαδή η θέση (1,1) του Πίνακα 1, είναι ο ασαφής κανόνας

IF e = ‘N’ AND de = ‘N’ THEN Output = ‘H’

όπου το e συμβολίζει το σφάλμα, το de συμβολίζει το ασαφές σύνολο ‘ρυθμός σφάλματος’ και το Output συμβολίζει το ασαφές σύνολο της εξόδου του ελέγχου. Οι ασαφείς μεταβλητές της εξόδου, είναι το ‘H’ που συμβολίζει το ‘υψηλό’, το ‘L’ που συμβολίζει το ‘χαμηλό’ και το ‘Z’ που συμβολίζει το ‘μηδέν’ δηλαδή να μην αλλάξει την έξοδό του. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα θεωρήσαμε τρεις ίδιες ασαφείς μεταβλητές για το σφάλμα και τον ρυθμό του σφάλματος, άρα έχουμε συνολικά εννέα κανόνες. Γενικά το πλήθος των κανόνων είναι όλοι οι συνδυασμοί των ασαφών μεταβλητών. Δηλαδή είναι το γινόμενο του πλήθους των μεταβλητών τους. Μπορεί κάποιος κανόνες να μην χρησιμοποιηθούν ποτέ. Επίσης αν λείπουν κάποιοι κανόνες, το σύστημα θα συνεχίζει να παράγει εξόδους χωρίς αποτυχία συστήματος, εξαιτίας των συναρτήσεων συγγένειας που θα εξηγήσουμε στην συνέχεια. Με λίγα λόγια ο πίνακας ασαφών κανόνων είναι η γραφική αναπαράσταση των ασαφών κανόνων για πιο γρήγορη και εύκολη ανάγνωση και κατανόηση.

Συναρτήσεις συγγένειας



Σχήμα 4.10. Τυπική συνάρτηση συγγένειας.

Η συνάρτηση συγγένειας είναι ένας γραφικός τρόπος αναπαράστασης του πλάτους κάθε ασαφούς συνόλου εισόδου και εξόδου. Δείχνει με γραφικό τρόπο την βαρύτητα κάθε ασαφούς μεταβλητής σε όλο το εύρος του ασαφούς συνόλου. Στο Σχήμα 4.10 φαίνεται μία τυπική συνάρτηση συγγένειας. Τα πιο σημαντικά σημεία στην περιγραφή της συνάρτησης είναι:

Η μορφή: υπάρχουν πολλά είδη μορφών καμπύλης μερικά από αυτά είναι η τραπεζοειδής, η εκθετική, η γκαουσιανή, η ημιτονοειδής, η ψευδοημιτονοειδή αλλά η πιο συνηθισμένη είναι η τριγωνική, όπως αυτή του σχήματος 4.10.

Το ύψος: είναι το ύψος της καμπύλης το οποίο συνήθως είναι κανονικοποιημένο στο 1.

Το πλάτος: είναι το εύρος τιμών του ασαφούς συνόλου.

Οι επωμίδες: είναι το 'κλείδωμα' της τιμής για τιμές μεγαλύτερες ή μικρότερες από τα όρια.

Το κέντρο: είναι το κέντρο της κάθε μορφής συνάρτησης συγγένειας.

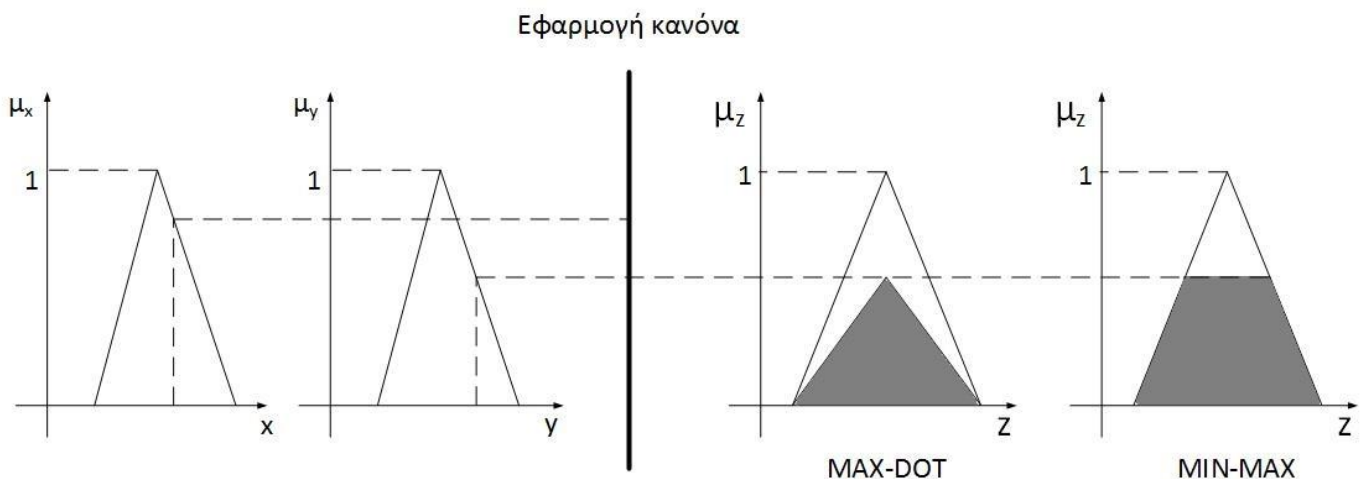
Η ασαφοποίηση γίνεται με συντελεστές βαρύτητας για κάθε ασαφή μεταβλητή σε κάθε ασαφές σύνολο, οι οποίοι προσδιορίζουν το ποσοστό επιρροής στην τελική απόφαση για τη συγκεκριμένη είσοδο. Ο βαθμός συγγένειας της κάθε ασαφούς μεταβλητής προσδιορίζεται υψώνοντας μία κάθετη γραμμή από την τιμή της εισόδου στον οριζόντιο άξονα μέχρι να συναντήσει κάποια συνάρτηση συγγένειας και στη συνέχεια προβάλλοντας το σημείο στον κάθετο άξονα.

Υπάρχουν πολλοί τρόποι για την επιλογή της συνεισφοράς του κάθε κανόνα και το τελικό αποτέλεσμα όλων των κανόνων, η οποία ονομάζεται ασαφές συμπέρασμα. Οι πιο βασικοί είναι:

Μεγίστου ελαχίστου(MAX-MIN): είναι ο πιο απλός τρόπος και χρησιμοποιείται συνήθως στην πλειοψηφία των εφαρμογών. Το ποσοστό συνεισφοράς του κάθε κανόνα επιλέγεται από την τιμή της μικρότερης συνεισφοράς από την ασαφή μεταβλητή που περιέχει ο κανόνας (MIN). Η συνάρτηση μεταφοράς της ασαφούς μεταβλητής της εξόδου 'κόβεται' στην συνεισφορά του κανόνα. Στη συνέχεια, αναζητεί και επιλέγει το μέγιστο ποσοστό συνεισφοράς των αποτελεσμάτων όλων των κανόνων (MAX), δηλαδή αποτελεί την ένωση των εμβαδών των αποτελεσμάτων των κανόνων. Αυτή η μέθοδος δεν συνδυάζει τις επιδράσεις των κανόνων που εφαρμόζονται σε μικρότερα ποσοστά αφού συμπεριλαμβάνονται στα μεγαλύτερα. Ωστόσο, η έξοδος παραμένει να είναι συνεχής συνάρτηση.

Μέγιστου γινομένου (MAX-DOT): Η μέθοδος αυτή είναι ίδια με την μέθοδο MAX-MIN αλλά διαφέρει μόνο σε ένα σημείο. Σε αντίθεση με την MAX-MIN, η συνάρτηση μεταφοράς της ασαφούς μεταβλητής της εξόδου προσαρμόζεται έτσι ώστε το μέγιστο της καμπύλης της να είναι η συνεισφορά του κανόνα.

Το Σχήμα 4.11 δείχνει τον MAX-MIN και MAX-DOT τρόπο.



Σχήμα 4.11. Τρόποι ασαφούς συμπεράσματος.

Αποσαφοποίηση

Η αποσαφοποίηση είναι η μετατροπή του ασαφούς συνόλου εξόδου σε μία πραγματική τιμή. Υπάρχουν επίσης πολλοί τρόποι για την αποσαφοποίηση των ασαφών συνόλων. Οι πιο διαδεδομένες είναι:

Μέθοδος Κέντρου βαρύτητας: η πραγματική τιμή λαμβάνεται από το σταθμισμένο μέσο του εμβαδού δηλαδή το κέντρο βάρους του συνολικού εμβαδού του ασαφούς συνόλου και υπολογίζεται από τον τύπο

$$x = \frac{\int \mu(u) \cdot u}{\int \mu(u)} \quad (4.43)$$

όπου $\mu(u)$ η συνάρτηση συγγένειας που προκύπτει από την μέθοδο που εξηγήθηκε παραπάνω (MAX-MIN, MAX-DOT) της ασαφούς μεταβλητής και u είναι το κέντρο της ασαφούς μεταβλητής.

Τροποποιημένη μέθοδος κέντρου βαρύτητας: Είναι η ίδια μέθοδος με την μέθοδο κέντρου βαρύτητα, αλλά σε αυτήν την μέθοδο, χρησιμοποιείται όλο το εμβαδόν των ασαφών μεταβλητών.

Μέθοδος μέσου μεγίστων: Η πραγματική τιμή λαμβάνεται, υπολογίζοντας κατά μέσο όρο τις μέγιστες τιμές των ασαφών μεταβλητών του ασαφούς συνόλου της εξόδου. Δηλαδή

$$x = \frac{\sum_{i=1}^l u_i}{l} \quad (4.44)$$

όπου l είναι το πλήθος των ασαφών μεταβλητών και u είναι το κέντρο των ασαφών μεταβλητών.

Μέθοδος κέντρου αθροισμάτων: Αυτή η μέθοδος υπολογίζει αρχικά το εμβαδόν κάθε ασαφούς μεταβλητής, A , και στη συνέχεια υπολογίζεται η ζητούμενη τιμή από τον τύπο

$$x = \frac{\sum_{i=1}^l A_i u_i}{\sum_{i=1}^l A_i} \quad (4.45)$$

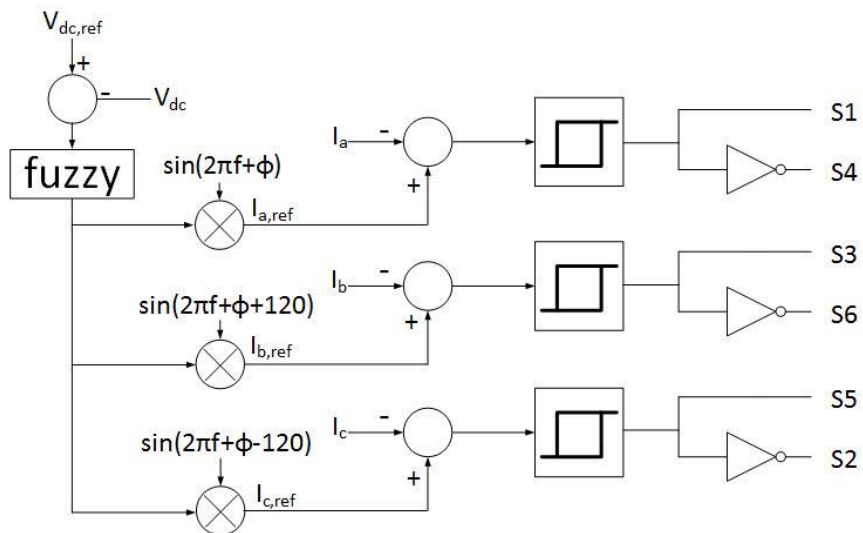
όπου l είναι το πλήθος των ασαφών μεταβλητών και u είναι το κέντρο των ασαφών μεταβλητών.

Μέθοδος κέντρου μεγίστων: Η μέθοδος αυτή, υπολογίζει το ζητούμενο αποτέλεσμα από τον τύπο

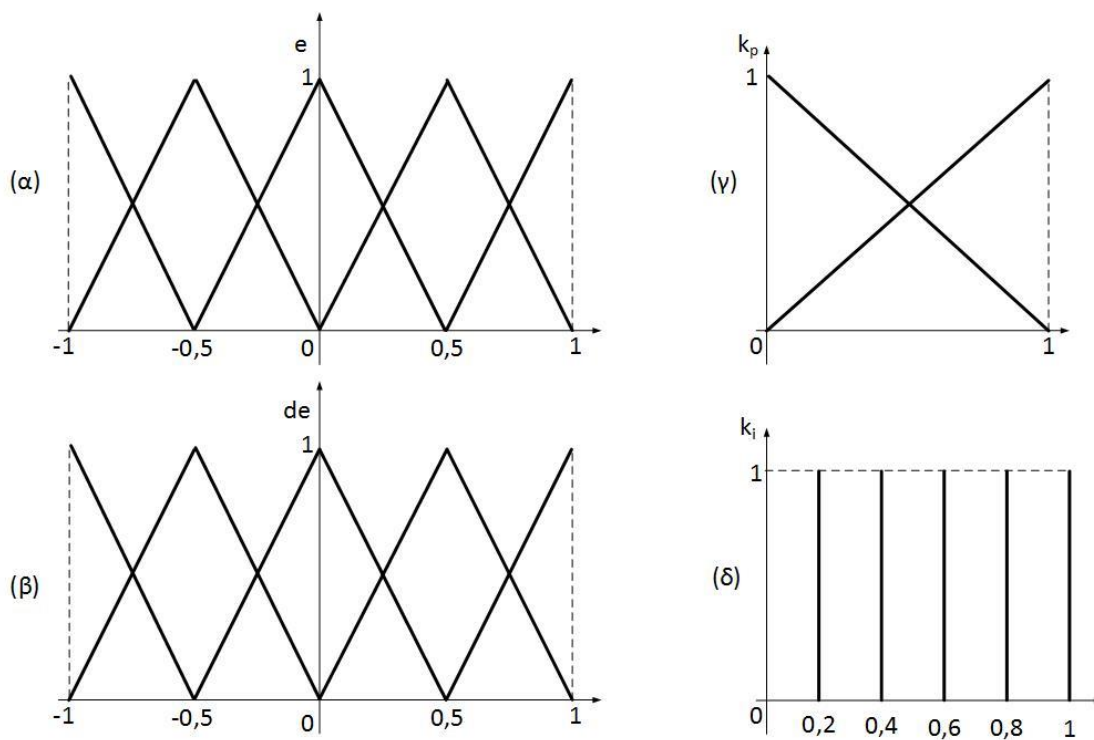
$$x = \frac{\sum_{i=1}^l r_i u_i}{\sum_{i=1}^l r_i} \quad (4.46)$$

όπου r είναι ο βαθμός συγγένειας δηλαδή η μέγιστη τιμή της συνάρτησης συγγένειας των ασαφών μεταβλητών που προκύπτει από τις μεθόδους (MAX-MIN, MAX-DOT).

Η εφαρμογή του ελέγχου υλοποιείται όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12. Το ρεύμα αναφοράς προσαρμόζεται από το σφάλμα της τάσης στην dc πλευρά του μετατροπέα με την τάση αναφοράς. Το σφάλμα και ο ρυθμός του σφάλματος εισάγονται κανονικοποιημένοι ως είσοδοι στο ασαφή ελεγκτή, ο οποίος ως έξοδο δίνει κανονικοποιημένα το συντελεστή του αναλογικού ελεγκτή και του ελεγκτή ολοκλήρωσης για να δημιουργήσει το πλάτος του ρεύματος αναφοράς.



Σχήμα 4.12. Κύκλωμα ασαφούς ελέγχου.



Σχήμα 4.13. Συναρτήσεις συγγένειας.

- (α) Σφάλματος e .
- (β) Ρυθμού σφάλματος de .
- (γ) Συντελεστής k_p .
- (δ) Συντελεστής k_i .

| | | DE | | | | |
|---|----|----|----|---|----|----|
| | | NB | NS | Z | PS | PB |
| E | NB | B | B | B | B | B |
| | NS | B | B | B | S | S |
| | Z | S | S | B | S | S |
| | PS | S | S | B | B | B |
| | PB | B | B | B | B | B |

Πίνακας 4.3. Πίνακας ασαφών κανόνων για το k_p .

| | | DE | | | | |
|---|----|----|----|----|----|----|
| | | NB | NS | Z | PS | PB |
| E | NB | B | B | B | B | B |
| | NS | S | S | MS | B | MS |
| | Z | M | M | M | M | M |
| | PS | MS | B | MB | MB | B |
| | PB | B | B | B | B | B |

Πίνακας 4.4. Πίνακας ασαφών κανόνων για το k_i .

Με αυτόν τον τρόπο ο ελεγκτής μπορεί να ανταποκριθεί και σε μη γραμμικές συμπεριφορές. Οι συναρτήσεις συγγένειας φαίνονται στο Σχήμα 4.13 και οι πίνακες των ασαφών κανόνων για τον συντελεστή k_p και k_i είναι οι 4.3 και 4.4 αντίστοιχα. Οι τιμές του σφάλματος e και de , είναι κανονικοποιημένες στο διάστημα $[-1,1]$ και οι τιμές των συντελεστών k_p και k_i στο διάστημα $[0,1]$. Η παραγωγή των κανόνων ακολουθεί την παρακάτω ιδεολογία.

Μεγάλο σφάλμα: Όταν το σφάλμα είναι μεγάλο δηλαδή όταν η απόκλιση είναι περίπου 50% από την ιδανική τιμή, τότε θέλουμε τις μέγιστες δυνατές τιμές των συντελεστών για να συγκλίνει γρήγορα ο έλεγχος.

Μικρό θετικό σφάλμα: Αν η παράγωγος είναι θετική σημαίνει ότι πρόκειται να αυξηθεί το σφάλμα περισσότερο. Επομένως αυξάνουμε τις τιμές των συντελεστών για την μείωση του σφάλματος. Αν η παράγωγος είναι αρνητική, τότε το σφάλμα μειώνεται οπότε μειώνουμε το k_p και μεγαλώνουμε το k_i ώστε να έρθει στην μόνιμη κατάσταση.

Μικρό αρνητικό σφάλμα: Σε αυτήν την περίπτωση, αν η παράγωγος είναι θετική, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, μικραίνουμε το k_p και αυξάνουμε την επιρροή του k_i . Αν η παράγωγος είναι αρνητική αυξάνουμε το k_p , και μειώνουμε το k_i , επειδή αυτή η κατάσταση συνήθως είναι αποτέλεσμα κάποιας ταλάντωσης δηλαδή προκαλείται από το ολοκλήρωμα του k_i .

Μηδενικό σφάλμα: Θεωρούμε ότι έχουμε μόνιμη κατάσταση. Επομένως θέλουμε να έχουμε μικρό k_p για να μην ενισχύει τις ταλαντώσεις της τάσης στο ρεύμα αναφοράς και ένα μέτριο k_i ώστε να αποσβέσει τις τυχόν μεταβολές και επίσης να λειτουργεί ως φίλτρο που αποκόπτει τις ταλαντώσεις της τάσης.

4.1.4 Προβλεπτικός Έλεγχος

Η μέθοδος προβλεπτικού ελέγχου προβλέπει στην αρχή του κύκλου δειγματοληψίας την εξέλιξη του σφάλματος ρεύματος που θα συμβεί στους επόμενους κύκλους δειγματοληψίας, έχοντας ως δεδομένα το τρέχον σφάλμα και τις τιμές των παθητικών στοιχείων. Έπειτα προσδιορίζεται ο κατάλληλος έλεγχος που πρέπει να εφαρμοστεί για να μειώσει το προβλεπόμενο σφάλμα. Από τα παραπάνω φαίνεται ότι είναι απαραίτητη η γνώση του μαθηματικού μοντέλου του συστήματος και ότι όσο πιο δύσκολο είναι το σύστημα προς ανάλυση, τόσο πιο περίπλοκος γίνεται ο αλγόριθμος και εισάγονται περισσότερες καθυστερήσεις στον χρόνο εξόδου του αποτελέσματος. Επίσης, όσο περισσότερα δεδομένα έχει στην διάθεσή του ο έλεγχος, τόσο πιο γρήγορα και εύκολα και πιο αξιόπιστη είναι η πρόβλεψη του μελλοντικού σφάλματος, όπως για παράδειγμα στον έλεγχο μιας μηχανής, μπορεί να συμπεριληφθούν η ροή ή η ροπή. Για την περεταίρω διευκόλυνση μπορούν να εισαχθούν προϋπολογισμένοι πίνακες αναζήτησης για την μείωση του υπολογιστικού χρόνου, όμως σε αυτές τις περιπτώσεις μειώνεται η ακρίβεια του ελέγχου. Έχουν αναπτυχθεί πολλοί μέθοδοι προβλεπτικού ελέγχου. Κάποιοι από αυτούς είναι:

Προβλεπτικός έλεγχος με σταθερή διακοπτική συχνότητα: Σε αυτήν την μέθοδο, θέτουμε ένα σταθερό διάστημα T και ο αλγόριθμος υπολογίζει τα διανύσματα μία φορά σε αυτό το διάστημα [124] [125] [126]. Τα μεταβλητά δεδομένα, όπως η τάση της πηγής θεωρούνται σταθερά σε αυτό το διάστημα. Ο έλεγχος λειτουργεί με μειωμένη ακρίβεια, ενώ μπορεί να παραλείψει κάποιες απότομες μεταβολές του ρεύματος.

Έλεγχος τελεσφόρου κτυπήματος (Deadbeat): Η μέθοδος προσπαθεί στο τέλος της κάθε δειγματοληψίας να μηδενίσει το σφάλμα με την εφαρμογή των ελάχιστων δυνατών βημάτων [127] [128]. Στην κάθε αρχή δειγματοληψίας επιλέγεται η διάρκεια της διακοπτικής κατάστασης που μπορεί να μας οδηγήσει τον μηδενισμό του σφάλματος. Συγκεκριμένα, μετριέται το ρεύμα γραμμής, έπειτα προβλέπεται η τιμή του ρεύματος αναφοράς στην επόμενη δειγματοληψία από υπολογισμούς. Τέλος υπολογίζεται ο χρόνος αγωγής των διακοπών ώστε στην επόμενη δειγματοληψία το ρεύμα γραμμής να είναι ίσο με το ρεύμα αναφοράς που υπολογίστηκε. Αν και ο χρόνος υπολογισμού είναι μεγάλος, η απόκριση του συστήματος είναι γρήγορη. Μπορεί να χρειαστεί και άλλες μεταβλητές κατάστασης όπως, η μαγνητική ροή και η ροπή και ίσως χρειαστεί κάποιους παρατηρητές κατάστασης ή άλλα τμήματα ελέγχου, τα οποία να μοιράζονται με τον συνολικό έλεγχο του συστήματος. Ένα άλλο μειονέκτημα είναι ότι για να πετύχει τον γρήγορο μηδενισμό του σφάλματος, μπορεί να προκαλέσει στιγμιαία μεγάλες και απότομες διακυμάνσεις σε κάποια άλλη μεταβλητή του συστήματος.

Προβλεπτικός έλεγχος υστέρησης: Βασίζεται σε ανάλυση με χωρικά διανύσματα του ελέγχου με ζώνη υστέρησης [129] [130]. Το τριφασικό ρεύμα μετατρέπεται στο α - β επίπεδο και παρακολουθείται εκεί η τροχιά του. Ο σχεδιαστής επιλέγει ένα όριο h , το οποίο καθορίζει την επιτρεπτή περιοχή (διακύμανση) του ρεύματος στο μιγαδικό επίπεδο. Όταν το ρεύμα, στο επίπεδο α - β , φτάσει το όριο του σφάλματος h ,

τότε γίνεται αναζήτηση του κατάλληλου ελέγχου, επιλέγοντας τον διακοπτικό συνδυασμό (από τους επτά) ο οποίος ελαχιστοποιεί κάποιο κριτήριο όπως την διακοπτική συχνότητα. Ο διακοπτικός συνδυασμός που επιλέχθηκε εφαρμόζεται στην αρχή της επόμενης δειγματοληψίας. Σε περιπτώσεις που απαιτείται γρήγορη απόκριση, επιλέγεται το διάνυσμα που μεγιστοποιεί την διακοπτική συχνότητα. Το κριτήριο μπορεί να είναι διαφορετικό όπως η μείωση των ταλαντώσεων ροπής, ή η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή κ.α. ανάλογα με τις απαιτήσεις του συστήματος και την επιλογή του σχεδιαστή. Επίσης πολλές φορές ο επιτρεπτός χώρος μπορεί να είναι ένα συμμετρικό εξάγωνο, θεωρώντας μόνο τα επτά διακοπτικά διανύσματα.

Αλγόριθμος με προσανατολισμό μαγνητικού πεδίου: Είναι μία μέθοδος παρόμοια με τον προβλεπτικό έλεγχο με ζώνη υστέρησης, αλλά εφαρμόζεται στο d-q επίπεδο [131] [132]. Ο χρόνος πρόβλεψης μπορεί να θέσει όρια στην διακοπτική συχνότητα που μπορεί να εφαρμόσει. Γι' αυτό τον λόγο σε πολλές εφαρμογές, μειώνεται ο αριθμός των διανυσμάτων τάσης στα δύο γειτονικά διανύσματα του διανύσματος της ηλεκτρομαγνητικής δύναμης και στο μηδενικό διάνυσμα.

Έλεγχος ιχνηλάτησης τροχιάς: Η ιδέα είναι να εξαναγκάσει τις μεταβλητές του συστήματος που θέλουμε να ελέγξουμε σε προϋπολογισμένες τροχιές [133] [134] [135]. Κάποιοι από τους αλγόριθμους που εφαρμόζονται είναι ο απευθείας έλεγχος της μέσης ροπής (Direct Mean Torque), ο έλεγχος ολίσθησης επί επιφανείας (Sliding Mode), ή ο απευθείας έλεγχος της ροπής (Direct Torque). Οι μέθοδοι αυτοί είναι ένας συνδυασμός ελέγχου με υστέρηση και με τροχιά. Το πλεονέκτημα των προβλεπτικών αλγορίθμων είναι η δυνατότητα του απευθείας ελέγχου των ενδιαφερόμενων τιμών. Έστω ότι θέλουμε να ελέγξουμε την ροπή μιας μηχανής. Οι προϋπολογισμένες καμπύλες θα είναι παραβολές αν ο άξονας x είναι το σφάλμα της ροπής και ο y είναι η επιτάχυνση. Κάθε διακοπτική κατάσταση προκαλεί ροπή η οποία μεταβάλλεται πάνω στις προϋπολογισμένες παραβολές. Ο αλγόριθμος επιλέγει σε ποιο χρονικό σημείο, δηλαδή σε ποιο σημείο πάνω στην παραβολή, να αλλάξει διακοπτική κατάσταση η οποία θα τον οδηγήσει σε μία άλλη παραβολή που θα δώσει την επιθυμητή τιμή της ροπής. Έπειτα αλλάζει διακοπτικές καταστάσεις ώστε η ροπή να κινείται ανάμεσα σε δύο όρια, $(-h, h)$.

Προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου συστήματος: Ο προβλεπτικός έλεγχος μοντέλου συστήματος, αναζητάει τις βέλτιστες διακοπτικές καταστάσεις μέχρι κάποια συγκεκριμένη μελλοντική χρονική στιγμή [136] - [139]. Τα δεδομένα του είναι οι παρούσες και οι παρελθοντικές μετρήσεις. Το μαθηματικό μοντέλο του συστήματος προβλέπει την μελλοντική συμπεριφορά. Στην κάθε αρχή δειγματοληψίας γίνεται η ανάλυση η οποία αποτελείται από δύο βήματα. Το πρώτο είναι η πρόβλεψη της συμπεριφοράς με βάση τις παρελθοντικές τιμές, θεωρώντας μηδενικό το διάνυσμα των μελλοντικών καταστάσεων. Το δεύτερο είναι η πρόβλεψη της συμπεριφοράς σύμφωνα με τις τιμές που υπολογίσαμε στο πρώτο βήμα. Η συνολική πρόβλεψη είναι η υπέρθεση των δύο προβλέψεων. Αυτή η πράξη επαναλαμβάνεται k φορές για την πρόβλεψη στο μέλλον μέχρι την χρονική στιγμή kT_s (T_s περίοδος δειγματοληψίας, k φυσικός αριθμός) που επιλέγει ο σχεδιαστής. Ο αριθμός k ονομάζεται ορίζοντας πρόβλεψης. Έτσι επιλέγεται μία μελλοντική

ακολουθία αναφοράς. Στην επόμενη δειγματοληψία εφαρμόζεται ο πρώτος έλεγχος που βρέθηκε, ενώ η διαδικασία επαναλαμβάνεται σε κάθε δειγματοληψία.

Στην συγκεκριμένη εργασία, χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος προβλεπτικού ελέγχου μοντέλου συστήματος με πεπερασμένες καταστάσεις [140] [141] [142]. Αποτελεί μία υποπερίπτωση του προβλεπτικού ελέγχου μοντέλου συστήματος και εκμεταλλεύεται το γεγονός ότι ο αντιστροφέας είναι ικανός να λειτουργήσει μόνο με οκτώ διακοπτικούς συνδυασμούς, οι δύο από τους οποίους παράγουν το ίδιο αποτέλεσμα στο σύστημα. Στην αρχή κάθε δειγματοληψίας, μετριέται το ρεύμα στην ac πλευρά, προβλέπεται το ρεύμα αναφοράς στην επόμενη δειγματοληψία και υπολογίζεται το ρεύμα που προκαλούν οι επτά διακοπτικοί συνδυασμοί. Έπειτα επαναλαμβάνεται η διαδικασία για τον ορίζοντα πρόβλεψης και στην επόμενη δειγματοληψία επιλέγεται ο διακοπτικός συνδυασμός που ελαχιστοποιεί μία συνάρτηση κόστους.

Οι συναρτήσεις κόστους δεν περιορίζονται στο απόλυτο σφάλμα των ελεγχόμενων μεταβλητών, αλλά μπορούν να έχουν τις παρακάτω μορφές

$$g = |x^* - x_p| \quad (4.47)$$

$$g = |x^* - x_p|^2 \quad (4.48)$$

$$g = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (x^*(t) - x_p(t)) dt \quad (4.49)$$

όπου x^* είναι η τιμή αναφοράς της ελεγχόμενης μεταβλητής και x_p είναι η υπολογισμένη μελλοντική τιμή του προβλεπτικού ελέγχου.

Υπάρχουν πολλές συναρτήσεις κόστους ανάλογα με τον έλεγχο που θέλουμε να ελέγξουμε. Δηλαδή ο έλεγχος ρεύματος, χρησιμοποιεί το κόστος συνάρτησης που φαίνεται στην πρώτη σειρά Πίνακα 4.5, ενώ η συνάρτηση κόστους για τον έλεγχο ισχύος φαίνεται στην δεύτερη σειρά. Ο υπολογισμός της ενεργού και αέργου ισχύος γίνεται πολύ εύκολα μέσω των τύπων

$$P_{in} = Re \{v_s(k+1)i_s(k+1)\} = v_{sa}i_{sa} + v_{s\beta}i_{s\beta} \quad (4.50)$$

και

$$P_{in} = Im \{v_s(k+1)i_s(k+1)\} = v_{sa}i_{sa} - v_{s\beta}i_{s\beta} \quad (4.51)$$

Με την σχέση της τρίτης σειράς του Πίνακα, ελέγχεται η ροπή, T_e , και η μαγνητική ροή ψ_s , όπου λ είναι ένας συντελεστής βαρύτητας που χειρίζεται την σχέση μεταξύ των δύο όρων. Η ροπή αναφοράς αποκτάται από τον ελεγκτή της ταχύτητας ενώ η μαγνητική ροή αναφοράς είναι σταθερή. Η ροπή και η μαγνητική ροή του δρομέα υπολογίζονται από τις μετρήσεις των ρευμάτων.

όπου k είναι ο ορίζοντας πρόβλεψης και $i_{a,i}$ και $i_{\beta,i}$ είναι τα ρεύματα εκφρασμένα στο επίπεδο α - β .

Πίνακας 4.5 Συναρτήσεις κόστους για διαφορετικές ελεγχόμενες μεταβλητές

| Ελεγχόμενη μεταβλητή | Συνάρτηση κόστους |
|------------------------|---|
| Ρεύμα | $g = i_a^* - i_a + i_\beta^* - i_\beta $ |
| Ισχύς στην ac πλευρά | $g = Q_{in}^* - Q_{in} + P_{in}^* - P_{in} $ |
| Ροπή και μαγνητική ροή | $g = T_e^* - T_e + \lambda \psi_s^* - \psi_s $ |

Πίνακας 4.6 Συναρτήσεις κόστους για διαφορετικές ελεγχόμενες μεταβλητές με δευτερεύοντες όρους.

| Ελεγχόμενη μεταβλητή | Συνάρτηση κόστους |
|----------------------|--|
| Ισοροπία dc ζυγού | $g = i_a^* - i_a + i_\beta^* - i_\beta + \lambda_{dc} V_{C1} - V_{C2} $ |
| Διακοπτική συχνότητα | $g = i_a^* - i_a + i_\beta^* - i_\beta + \lambda_{dc} C_p$ (α) |
| | $g = i_a^* - i_a + i_\beta^* - i_\beta + \lambda_{dc} \sum_{j=1}^n \Delta i_{cp}(j) \Delta v_{cep}(j)$ (β) |
| | $g = i_a^* - i_a + i_\beta^* - i_\beta + \lambda_{dc} \left \bar{f}_{sw}^* - \frac{1}{\Delta t} \sum_{i=0}^{\frac{\Delta t}{T_s}-1} C(t_{k-i}) \right $ (γ) |
| Τάση κοινού σήματος | $g = i_a^* - i_a + i_\beta^* - i_\beta + \lambda_{cmp} u_{cmp} $ |
| Φάσμα | $g = F_z \{x^* - x_p\}$ |
| Αεργος Ισχύς | $g = i_a^* - i_a + i_\beta^* - i_\beta + \lambda_Q Q_{in}^* - Q_{in} $ |

Πέρα από τις βασικές μεταβλητές στην συνάρτηση κόστους, μπορούν να εισαχθούν και άλλες μεταβλητές με πρωτεύον ή και δευτερεύον ρόλο. Η εισαγωγή επιπλέον όρων στην συνάρτηση κόστους δεν είναι εύκολη διαδικασία, ιδίως στις περιπτώσεις στις οποίες οι όροι είναι ασυσχέτιστοι, όπως το ρεύμα και η ροπή. Αυτό συμβαίνει επειδή αλλάζει ο προσανατολισμός του ελέγχου. Άρα πρέπει να εισάγεται ένας συντελεστής βαρύτητας μπροστά από το κόστος της δευτερεύουσας σημασίας. Η επιλογή του κατάλληλου συντελεστή βαρύτητας δεν βασίζεται σε κάποια μαθηματική μεθοδολογία αλλά εκτιμάται εμπειρικά και με δοκιμές. Έτσι η επιλογή του κατάλληλου συντελεστή μπορεί να γίνει μια χρονοβόρα και επίπονη διαδικασία. Στο [143] γίνεται μια προσπάθεια μοντελοποίησης της μεθόδου επιλογής του συντελεστή ανάλογα με την μεταβλητή που ελέγχεται. Στον Πίνακα 4.6 φαίνονται οι συναρτήσεις κόστους με τους δευτερεύοντες όρους. Οι συναρτήσεις στους Πίνακες 4.5 και 4.6 είναι οι συναρτήσεις κόστους με ορίζοντα πρόβλεψης μονάδα. Για ορίζοντα μεγαλύτερο της μονάδος η συνάρτηση κόστους

$$g = |i_a^* - i_a| + |i_\beta^* - i_\beta| \quad (4.52)$$

γίνεται άθροισμα των σφαλμάτων δηλαδή

$$g = \sum_{i=1}^k |i_a^* - i_{a,i}| + |i_\beta^* - i_{\beta,i}| \quad (4.53)$$

Για τον έλεγχο της ισοκατανομής της τάσης στους πυκνωτές πάνω στην dc πλευρά του μετατροπέα, χρησιμοποιείται η σχέση που φαίνεται στον Πίνακα 4.6, όπου V_{c1} και V_{c2} είναι οι τάσεις που πρόβλεψε ο έλεγχος για την επόμενη δειγματοληψία σε κάθε πυκνωτή. Για τον έλεγχο της διακοπτικής συχνότητας υπάρχουν τρεις σχέσεις. Ο όρος C_p στην σχέση (α) είναι ο αριθμός των μεταβάσεων των διακοπών που θα συμβούν αν εφαρμοστεί ο συγκεκριμένος διακοπτικός συνδυασμός. Ο αριθμός μπορεί να βρεθεί εύκολα με έναν πίνακα αναζήτησης 7×7 . Στη σχέση (β) το Δi_{cp} είναι η προβλεπόμενη μεταβολή του ρεύματος συλλέκτη του διακόπτη και Δu_{cep} είναι η προβλεπόμενη τάση συλλέκτη-εκπομπού του διακόπτη ενώ n είναι ο συνολικός αριθμός των διακοπών. Ενώ το γινόμενο τους αποτελεί τις απώλειες ισχύος του κάθε αγωγού. Στην τρίτη σχέση το f_{sw}^* είναι η μέση διακοπτική συχνότητα αναφοράς και ισούται με $C_d/\Delta t$ όπου C_d είναι ο επιθυμητός αριθμός μεταβάσεων σε ένα διάστημα Δt , που είναι πολλαπλάσιο της περιόδου δειγματοληψίας T_s . Η σχέση (α) χρησιμοποιείται για την εύρεση των λιγότερων μεταβάσεων των διακοπών, η δεύτερη σχέση υπολογίζει και επιλέγει τον συνδυασμό με τις λιγότερες απώλειες ισχύος των διακοπών ενώ η τρίτη προσπαθεί να σταθεροποιήσει την διακοπτική συχνότητα σε μία επιθυμητή τιμή. Στην περίπτωση που χρησιμοποιείται για να συνδέσει κάποια ηλεκτρική μηχανή, ο μετατροπέας μπορεί να παράγει κάποια τάση κοινού σήματος που να προκαλεί καταπονήσεις. Ο έλεγχος της τάσης κοινού σήματος ελαχιστοποιεί αυτή την διακύμανση στον κοινό κόμβο. Η v_{cmp} ισούται με

$$u_{cmp} = \frac{v_{aNp} + v_{bNp} + v_{cNp}}{3} \quad (4.54)$$

Η σχέση στην δεύτερη γραμμή από το τέλος, αναφέρεται στον έλεγχο του φάσματος των αρμονικών μιας ελέγξιμης μεταβλητής x . Το F_z είναι η συνάρτηση ενός φίλτρου διακριτού χρόνου. Ως γνωστόν, το φίλτρο μπορεί να αποκόψει τις κάποιες συχνότητες με αποτέλεσμα, να μας δίνει την δυνατότητα να υπολογίζεται στην συνάρτηση κόστους μόνο οι αρμονικές οι οποίες δεν επιθυμούμε να εμφανίζονται. Η τελευταία σχέση συνυπολογίζει την άεργο ισχύ που προκαλούν οι διακοπτικοί συνδυασμοί που θα εφαρμοστούν στην επόμενη δειγματοληψία.

Το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Οι διακοπτικές καταστάσεις του μετατροπέα μπορούν να προσδιοριστούν από τρία σήματα για τα οποία θα ισχύει

$$S_a = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ άγει και } S_4 \text{ σε αποκοπή} \\ 0 & S_1 \text{ σε αποκοπή και } S_4 \text{ άγει} \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & S_3 \text{ άγει και } S_6 \text{ σε αποκοπή} \\ 0 & S_3 \text{ σε αποκοπή και } S_6 \text{ άγει} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & S_5 \text{ άγει και } S_2 \text{ σε αποκοπή} \\ 0 & S_5 \text{ σε αποκοπή και } S_2 \text{ άγει} \end{cases}$$

Αν τους εκφράσουμε σε μορφή διανύσματος θα έχουμε

$$S = \frac{2}{3}(S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (4.55)$$

όπου $a = e^{j2\pi/3}$. Η τάση που παράγεται από τον μετατροπέα στην ac πλευρά, γράφεται αντίστοιχα

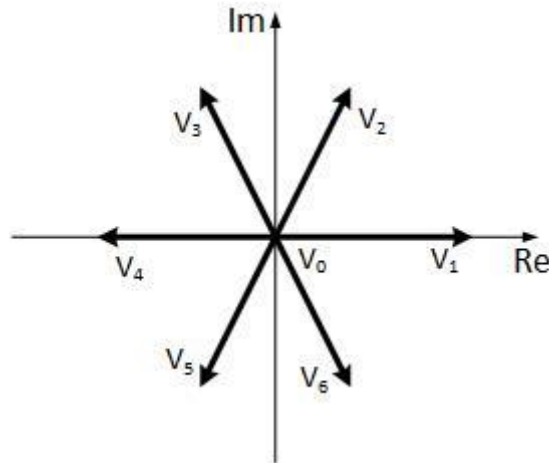
$$v_{aN} = S_a v_{dc} \quad (4.56\alpha)$$

$$v_{bN} = S_b v_{dc} \quad (4.56\beta)$$

$$v_{cN} = S_c v_{dc} \quad (4.56\gamma)$$

ομοίως οι τάσεις μπορούν να γραφτούν σε μορφή διανύσματος

$$v = \frac{2}{3}(v_{aN} + av_{bN} + a^2v_{cN}) = v_{dc}S \quad (4.7)$$



Σχήμα 4.14. Διανύσματα τάσης που παράγει ο μετατροπέας.

Τα αντίστοιχα διανύσματα τάσης που προκύπτουν φαίνονται στο Σχήμα 4.14. Ο νόμος τάσεων Kirchhoff δίνει τις ακόλουθες εξισώσεις

$$v_{aN} = L \frac{di_a}{dt} + i_a R_L + v_{as} \quad (4.58\alpha)$$

$$v_{bN} = L \frac{di_b}{dt} + i_b R_L + v_{bs} \quad (4.58\beta)$$

$$v_{cN} = L \frac{di_c}{dt} + i_c R_L + v_{cs} \quad (4.58\gamma)$$

Το ρεύμα μπορεί να εκφραστεί ως διάνυσμα

$$i_s = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2i_c) \quad (4.59)$$

και η τάση της τριφασικής πηγής ως

$$v_s = \frac{2}{3}(v_{as} + av_{bs} + a^2v_{cs}) \quad (4.60)$$

Οι εξισώσεις (4.58α – γ) συνδυάζονται σε μία

$$v = L \frac{di_s}{dt} + i_s R_L + v_s = v_{dc} S \quad (4.61)$$

Η εξίσωση του νόμου ρευμάτων Kirchhoff στην dc πλευρά είναι

$$i_c + i_L = Si_s \quad (4.62)$$

όπου

$$i_c = C \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (4.63)$$

Για την επίλυση του συστήματος θέλουμε να φέρουμε τις εξισώσεις στην μορφή εξισώσεων κατάστασης

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.64)$$

$$y = C_s x \quad (4.65)$$

με

x : είναι το διάνυσμα των μεταβλητών κατάστασης

A : η μήτρα του συστήματος

B : είναι η μήτρα εισόδου

u : είναι το διάνυσμα εισόδου

C : η μήτρα εξόδου

y : το διάνυσμα εξόδου

άρα οι εξισώσεις (4.61) και (4.62) μπορούν να γραφτούν ως

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L & -\frac{S}{L} \\ \frac{S}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} [v_s \ i_L] \quad (4.66)$$

ενώ η έξοδος του συστήματος είναι

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} x \quad (4.67)$$

Ο έλεγχος θα έχει ως δεδομένα τις μετρήσεις του ρεύματος εισόδου, της τριφασικής πηγής, τα παθητικά στοιχεία (πυκνωτής C, στον οποίο θεωρούμε αμελητέα την ισοδύναμη αντίσταση σειράς, το πηνίο L και την ισοδύναμη αντίσταση σειράς του R_L) και την τάση στην dc πλευρά του μετατροπέα. Οι μεταβλητές κατάστασης είναι το ρεύμα της πηγής, i_s , και η τάση στην dc πλευρά. Επειδή το φορτίο είναι ένας μετατροπέας συνεχούς τάσης, η τιμή του ρεύματος στην dc πλευρά είναι άγνωστη. Για τον λόγο αυτό χρειαζόμαστε έναν παρατηρητή κατάστασης για το i_L . Θεωρούμε ότι οι μεταβολές του ρεύματος του φορτίου είναι πολύ πιο αργές από την μεταβολή του ρεύματος της πηγής στην ac πλευρά, έτσι μπορούμε να κάνουμε την υπόθεση ότι το ρεύμα φορτίου παραμένει σταθερό σε μια περίοδο δειγματοληψίας δηλαδή

$$\dot{i}_L = 0 \quad (4.68)$$

επομένως η εξίσωση (4.66) γίνεται

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{v}_{dc} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_L & -\frac{S}{L} & 0 \\ \frac{S}{C} & 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ v_{dc} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad (4.69)$$

Η έξοδος του συστήματος γίνεται

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} x \quad (4.70)$$

Θεωρούμε τον ακόλουθο παρατηρητή κατάστασης

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}) \quad (4.71)$$

$$\hat{y} = C_s \hat{x} \quad (4.72)$$

με \hat{x} το διάνυσμα των παρατηρήσιμων μεταβλητών και K η μήτρα κέρδους της ανατροφοδότησης

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_{dc} \\ \hat{i}_L \end{bmatrix}, \quad K = \begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \\ K_{31} & K_{32} \end{bmatrix} \quad (4.73)$$

Η εξίσωση (4.71) μετατρέπεται στην

$$\dot{\hat{x}} = (A - KC_s)\hat{x} + Bu + Ky \quad (4.74)$$

Το σφάλμα της παρατήρησης είναι

$$e = x - \hat{x} \quad (4.75)$$

επομένως, εξίσωση σφάλματος γίνεται

$$\dot{e} = (A - KC_s)e \quad (4.76)$$

Επειδή θέλουμε ο παρατηρητής να συγκλίνει πιο γρήγορα από τον κύριο έλεγχο για να έχουμε γρήγορα μια ακριβή τιμή του ρεύματος φορτίου, πρέπει να επιβάλλουμε τους πόλους του χαρακτηριστικού πολυωνύμου στο μηδέν. Άρα πρέπει

$$|sI - A + KC_s| = s^3 \quad (4.77)$$

το παραπάνω σύστημα παίρνουμε την μήτρα

$$K = \begin{bmatrix} -R_L & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & \frac{S^2}{L} + S - \frac{C}{L}S - C \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

Στη συνέχεια, μετατρέπουμε τα μοντέλα συστήματος από το πεδίο των συχνοτήτων στο επίπεδο του χρόνου. Το μοντέλο του διακριτού χρόνου είναι

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (4.79)$$

$$y(k) = C_s x(k) \quad (4.80)$$

και για τον παρατηρητή

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= (A_d - KC_s)\hat{x}(k) + B_{o,d}u(k) + K_d y(k) \\ &= A_{o,b}\hat{x}(k) + B_{o,d}u(k) + K_d y(k) \end{aligned} \quad (4.81)$$

$$\hat{y}(k) = C_s \hat{x}(k) \quad (4.82)$$

ενώ

$$\hat{i}_L(k) = [0 \quad 0 \quad 1]\hat{x}(k) \quad (4.83)$$

όπου

$$A_o = A - KC_s \quad (4.84)$$

και

$$A_d = e^{AT_s} \quad (4.85\alpha)$$

$$B_d = \int_0^{T_s} e^{AT_s} B dt \quad (4.85\beta)$$

$$A_{o,b} = e^{A_o T_s} \quad (4.85\gamma)$$

$$K_d = \int_0^{T_s} e^{A_o T_s} K dt \quad (4.85\delta)$$

$$B_{o,d} = \int_0^{T_s} e^{A_o T_s} B dt \quad (4.85\epsilon)$$

Επίσης ένας τρόπος λύσης των παραπάνω εξισώσεων (4.85α) και (4.85γ) είναι ο εξής

$$A_d = \mathcal{L}^{-1}\{(sI - A)^{-1}\} \quad (4.86\alpha)$$

$$A_{o,b} = \mathcal{L}^{-1}\{(sI - A + KC_s)^{-1}\} \quad (4.86\beta)$$

Οι μήτρες B και K είναι σταθερές συναρτήσεις ως προς το χρόνο. Οπότε σύμφωνα και με τις εξισώσεις (4.86α) και (4.86β) οι (4.85β), (4.85δ) και (4.85ε) γίνονται

$$B_d = B \cdot \int_0^{T_s} \mathcal{L}^{-1}\{(sI - A)^{-1}\} dt \quad (4.87\alpha)$$

$$B_{o,d} = B \cdot \int_0^{T_s} \mathcal{L}^{-1}\{(sI - A + KC_s)^{-1}\} dt \quad (4.87\beta)$$

$$K_d = K \cdot \int_0^{T_s} \mathcal{L}^{-1}\{(sI - A + KC_s)^{-1}\} dt \quad (4.87\gamma)$$

Ο προβλεπτικός έλεγχος εφαρμόστηκε με ορίζοντα πρόβλεψης μονάδα. Έχει αποδειχτεί ότι η αύξηση του ορίζοντα πρόβλεψης από ένα σε δύο, έχει διαφορά στην ακρίβεια των αποτελεσμάτων, ενώ από δύο σε μεγαλύτερο ορίζοντα πρόβλεψης η διαφορά είναι αμελητέα [144]. Το κριτήριο ελέγχου που εφαρμόστηκε είναι

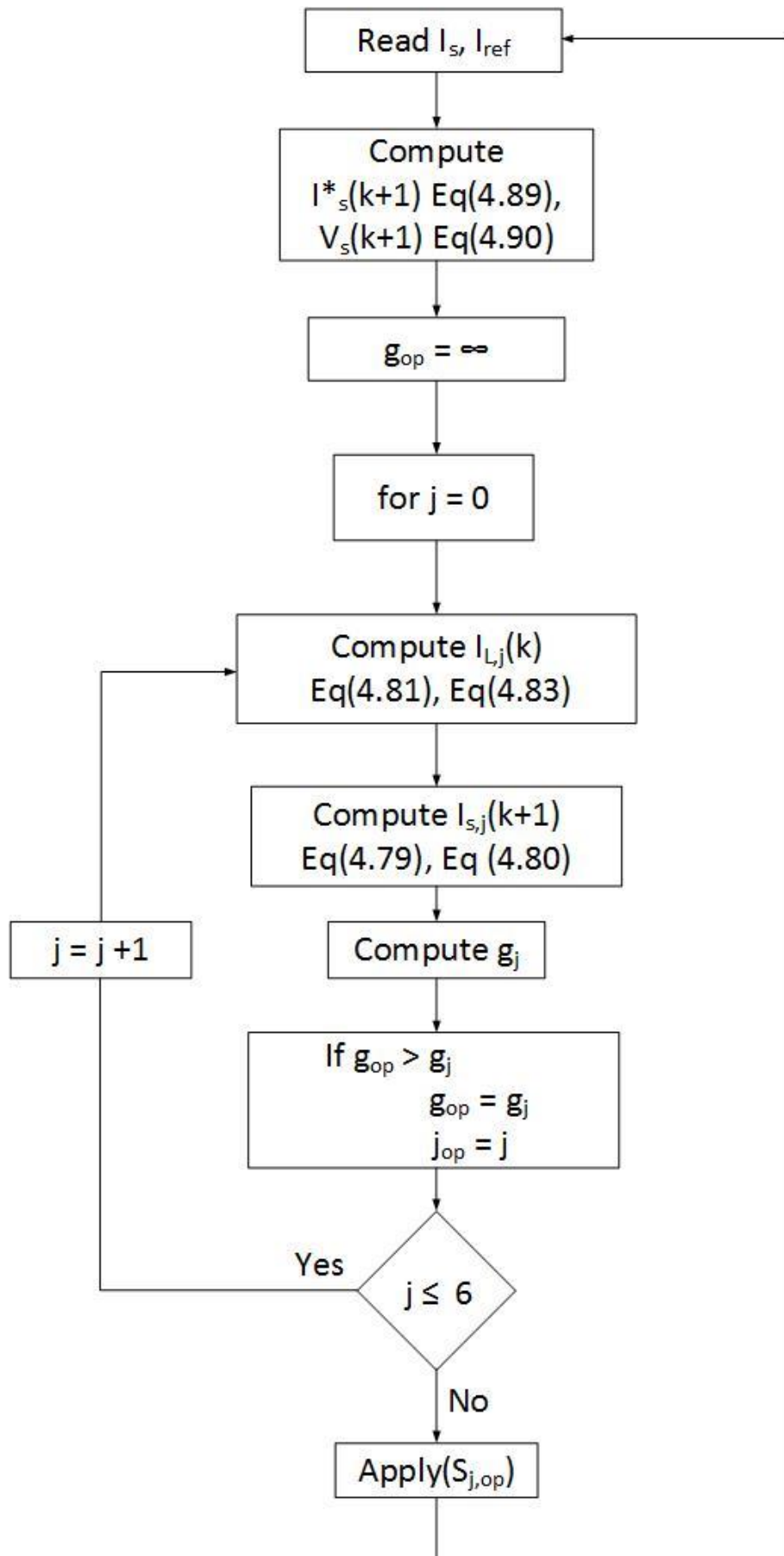
$$g = |i_a^* - i_a| + |i_\beta^* - i_\beta| \quad (4.88)$$

ενώ η μελλοντική τιμή του ρεύματος αναφοράς και της πηγής τάσης εκτιμήθηκε από τις γραμμικοποιημένες σχέσεις που βασίζονται σε προηγούμενες τιμές

$$i_s^*(k+1) = 3i_s^*(k) - 3i_s^*(k-1) + i_s^*(k-2) \quad (4.89)$$

$$v_s(k+1) = 2v_s(k) - v_s(k-1) \quad (4.90)$$

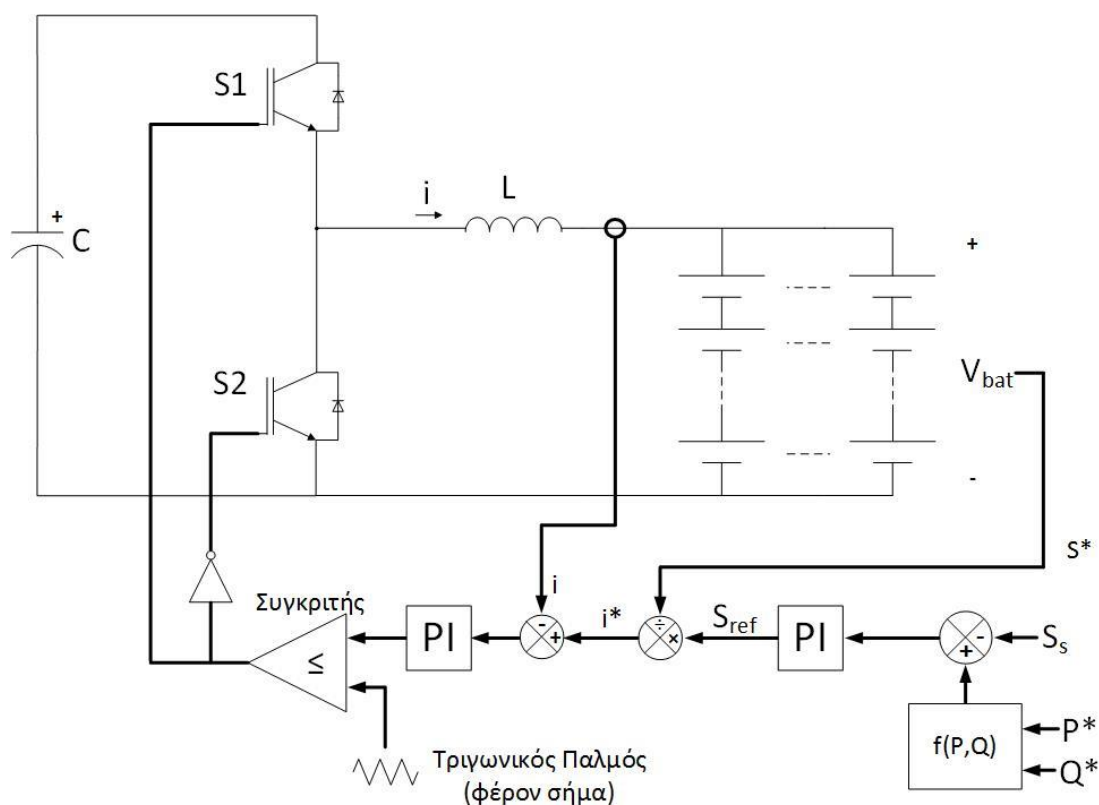
Το διάγραμμα ροής φαίνεται στο Σχήμα 4.15.



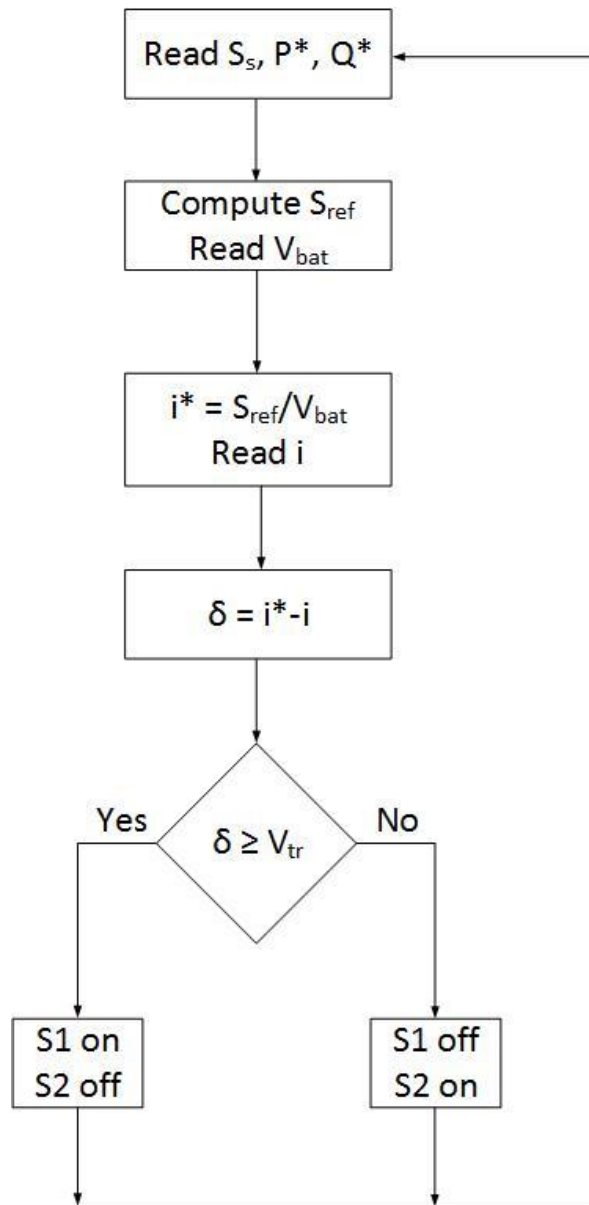
Σχήμα 4.15. Διάγραμμα ροής προβλεπτικού ελέγχου.

4.2 Έλεγχος λειτουργίας μετατροπέα συνεχούς τάσης

Η διάταξη του μετατροπέα φαίνεται στο Σχήμα 4.16. Πρόκειται για έλεγχο ρεύματος, στον οποίο το ρεύμα μετριέται και συγκρίνεται με την ιδανική τιμή του ρεύματος. Το σφάλμα ρυθμίζεται από έναν ελεγκτή PI, και έπειτα συγκρίνεται με μία τριγωνική κυματομορφή όπως αυτή που συζητήθηκε στην μέθοδο SPWM [99] [100] [145]. Το ρεύμα αναφοράς παράγεται από το σφάλμα της ισχύος εισόδου δηλαδή την διαφορά της ισχύος που μετριέται στην είσοδο του τριφασικού μετατροπέα και την ισχύος που θέλουμε να αποθηκεύσουμε ή να αποδώσουμε. Η ισχύς διαιρείται με την τάση στα άκρα των συστοιχιών συσσωρευτών παράγοντας έτσι το ρεύμα αναφοράς. Το διάγραμμα ροής φαίνεται στο Σχήμα 4.17.



Σχήμα 4.16. Μετατροπέας συνεχούς τάσης μαζί με το κύκλωμα ελέγχου.



Σχήμα 4.17. Διάγραμμα ροής ελέγχου μετατροπέα συνεχούς τάσης.

Κεφάλαιο 5

Προσομοίωση συστήματος αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας συσσωρευτών με εφαρμογή P-Q ελέγχου με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών στον τριφασικό μετατροπέα

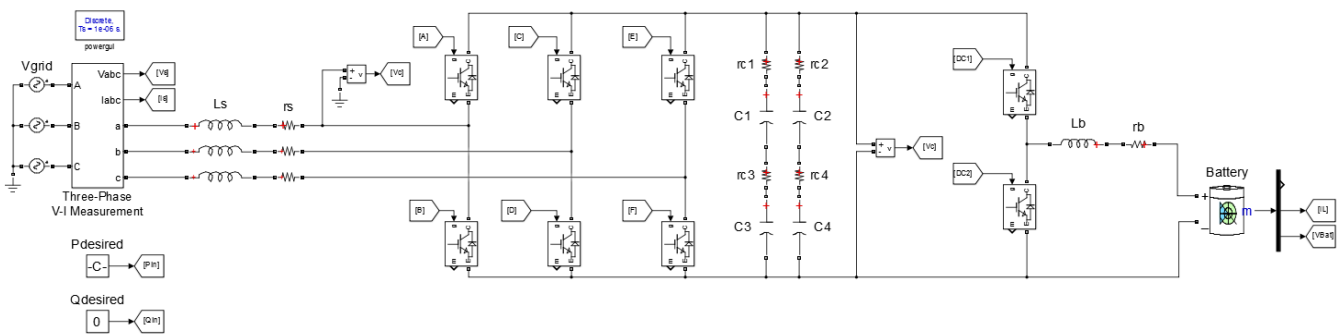
Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων P-Q ελέγχου με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών που περιεγράφηκαν στο Κεφάλαιο 4. Οι προσομοιώσεις έγιναν με την βοήθεια του προγράμματος Matlab Simulink. Οι επιλογές των τιμών των στοιχείων έγιναν έτσι ώστε να είναι δυνατή η προσομοίωση της εφαρμογής με το μικρότερο δυνατό σφάλμα αποτελέσματος, δηλαδή επιλέχθηκαν με βάση τις τιμές των παραμέτρων των στοιχείων του εμπορίου που δίνουν οι κατασκευαστές, έτσι όπως τα περιγράφουν στα φύλλα δεδομένων. Επίσης επιλέχθηκαν τα στοιχεία με βάση το μικρότερο κόστος, δηλαδή τα στοιχεία που οριακά δίνουν επιτρεπτά αποτελέσματα. Το μοντέλο προσομοίωσης του Matlab φαίνεται στο Σχήμα 5.1 και οι τιμές των στοιχείων δίνονται στον Πίνακα 5.1.

Το γενικό μοντέλο ελέγχου εύρους παλμών που εφαρμόζεται στον μετατροπέα συνεχούς τάσης για την ρύθμιση της φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών φαίνεται στο Σχήμα 5.2. Χρησιμοποιήθηκε έλεγχος με τεχνική SPWM όπως περιεγράφηκε στο Κεφάλαιο 4. Η ισχύς εισόδου μετριέται και συγκρίνεται με την επιθυμητή ισχύ για να μηδενίσει το σφάλμα ισχύος. Έπειτα πολλαπλασιάζεται με το πρόσημο για να δηλώσει την κατεύθυνση της ισχύος δηλαδή την φόρτιση ή εκφόρτιση των συσσωρευτών. Στη συνέχεια διαιρείται με την τάση στα άκρα του συσσωρευτή για να αποδώσει το ρεύμα αναφοράς όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.2γ. Το σφάλμα του ρεύματος μετατρέπεται στο σήμα αναφοράς το οποίο συγκρίνεται με το φέρον σήμα για να δημιουργηθούν οι παλμοί των διακοπών. Στο Σχήμα 5.2δ παρουσιάζεται η παραγωγή του φέροντος σήματος του οποίου το πλάτος προσαρμόζεται στην τάξη μεγέθους του πραγματικού ρεύματος. Η συχνότητα του φέρον σήματος ρυθμίστηκε στα 20 kHz.

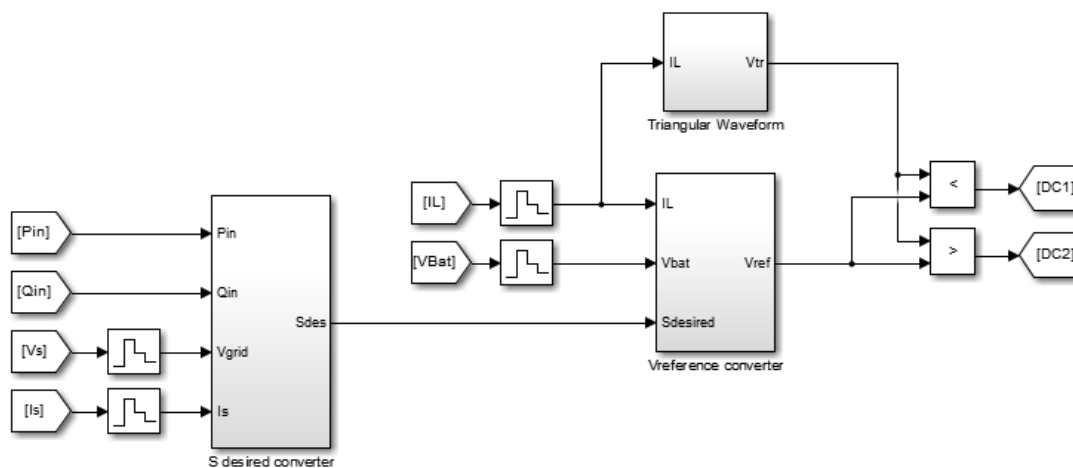
Σε αντίθεση με την ανάλυση του Κεφαλαίου 2, δεν χρησιμοποιήθηκε κάποιος πυκνωτής παράλληλα με την συστοιχία συσσωρευτών, αλλά εξαιτίας της χωρητικής συμπεριφοράς των συσσωρευτών, αμελήθηκε. Στην πράξη επιβάλλεται η χρήση του πυκνωτή επειδή απορροφά το αρμονικό περιεχόμενο του dc ρεύματος με αποτέλεσμα οι συσσωρευτές να φορτίζονται και να εκφορτίζονται με σταθερό ρεύμα αυξάνοντας την διάρκεια ζωής τους. Η έλλειψη του πυκνωτή δεν προκαλεί κάποια αλλοίωση στα αποτελέσματα ούτε αλλάζει τον τρόπο εφαρμογής του ελέγχου. Η επιλογή του γίνεται με κριτήριο την απορρόφηση της μέγιστης δυνατής διακύμανσης του ρεύματος.

Πίνακας 5.1. Τιμές των στοιχείων που απεικονίζονται στη διάταξη του Σχήματος 5.1

| Παράμετρος | Σύμβολο | Τιμή |
|---------------------------------------|---------|----------|
| Τάση δικτύου | Vgrid | 325,27 V |
| Αυτεπαγωγή πηνίου εισόδου | Ls | 5 mH |
| Εσωτερική αντίσταση πηνίου εισόδου | rs | 1 mΩ |
| Χωρητικότητα πυκνωτών dc ζυγού | C1-4 | 560 μF |
| Εσωτερική αντίσταση πυκνωτών dc ζυγού | rc1-4 | 0,568 Ω |
| Αυτεπαγωγή πηνίου εξόδου | Ld | 10 mH |
| Εσωτερική αντίσταση πηνίου εξόδου | rd | 1,5 mΩ |
| Τάση στον dc ζυγό | Vdc | 800 V |



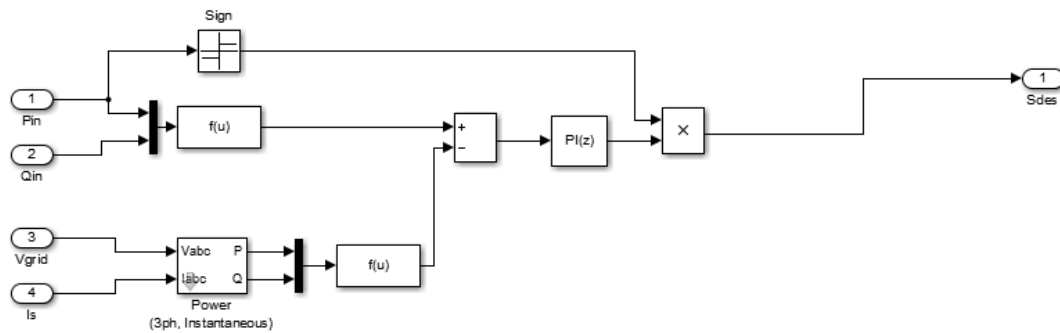
Σχήμα 5.1. Γενικό μοντέλο προσομοίωσης του συστήματος αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας συσσωρευτών.



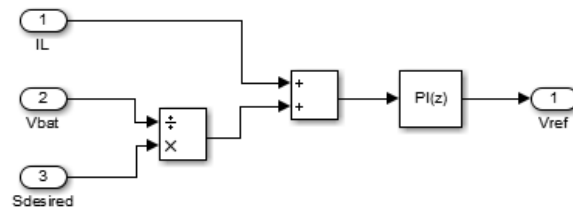
(α)

Σχήμα 5.2. Μοντέλο ελέγχου τριφασικού μετατροπέα συνεχούς τάσης.
(α) Γενικός έλεγχος.

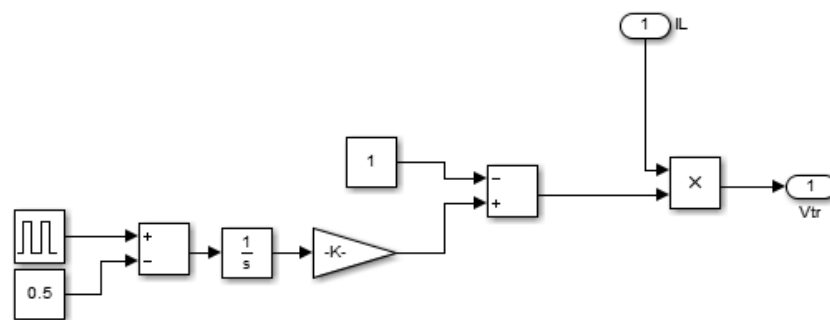
(Συνεχίζεται)



(β)



(γ)



(δ)

Σχήμα 5.2. Μοντέλο ελέγχου τριφασικού μετατροπέα συνεχούς τάσης.

(β) Παραγωγή επιθυμητής ισχύος αναφοράς.

(γ) Διαμόρφωση του πλάτους του σήματος αναφοράς.

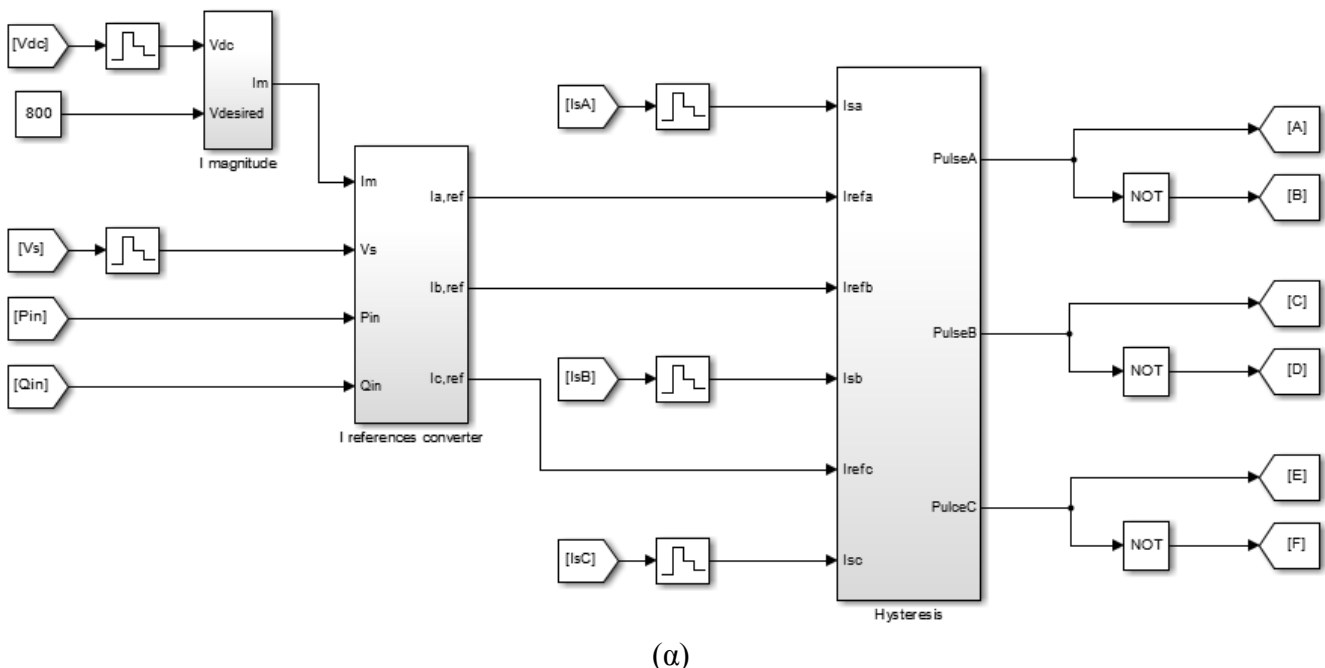
(δ) Παραγωγή του τριγωνικού σήματος (φέρων σήμα).

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι κυματομορφές των προσομοιώσεων. Όλες οι προσομοιώσεις έγιναν με συχνότητα δειγματοληψίας $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$. Μετρήθηκε και σχεδιάστηκε το διάγραμμα των τριφασικών ρευμάτων, το ρεύμα και η τάση της φάσης a, η τάση στην dc πλευρά του μετατροπέα καθώς και το ρεύμα, η τάση και το επίπεδο φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών. Η διάταξη απορροφούσε 5kW υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, ενώ η αρχική φόρτιση των συσσωρευτών ήταν στο 80%. Η διάρκεια των προσομοιώσεων ήταν τα 5sec. Ως συστοιχία συσσωρευτών χρησιμοποιήθηκε το έτοιμο μοντέλο λιθίου ιόντων από την βιβλιοθήκη του Simulink. Στην συνέχεια έγιναν προσομοιώσεις για την περίπτωση μεταβολής της ενεργού ισχύος από τα 5kW στα $2,5\text{kW}$ με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και για την περίπτωση μεταβολής από 5kW με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος στα 5kW με παροχή άεργου ισχύος 500VAr .

Τέλος παρουσιάστηκαν οι χρονικές μεταβολές της ενεργού, της άεργου και της ισχύος παραμόρφωσης σε τέσσερις καταστάσεις λειτουργίας. Στην κατάσταση φόρτισης του συσσωρευτή με 5kW και μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και στην περίπτωση παροχής 500VAr, και στην κατάσταση εκφόρτισης του συσσωρευτή με 5kW και υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και στην περίπτωση παροχής 500 VAr ομοίως.

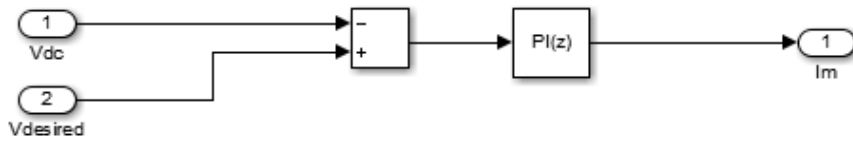
5.1 Προσομοίωση Τεχνικής Ελέγχου με Ζώνη Υστέρησης

Το μοντέλο προσομοίωσης φαίνεται στο Σχήμα 5.3α. Η τάση στην dc πλευρά του μετατροπέα συγκρίνεται με την επιθυμητή τάση και το σφάλμα μετατρέπεται στο πλάτος του ρεύματος αναφοράς μέσω ενός ελεγκτή PI. Στο Σχήμα 5.3γ δημιουργείται ένα ημίτονο το οποίο συγχρονίζεται με το δίκτυο και προσαρμόζει την καθυστέρησή του σύμφωνα με την γωνία της επιθυμητής ενεργού και άεργου ισχύος. Το ημίτονο πολλαπλασιάζεται με το πλάτος του ρεύματος για να προκύψει το ρεύμα αναφοράς. Στο Σχήμα 5.3δ παρουσιάζεται η εφαρμογή του ελέγχου υστέρησης, όπου το σφάλμα ρεύματος εισέρχεται στον βρόχο υστέρησης για να παραχθούν οι παλμοί οδήγησης του τριφασικού μετατροπέα. Τα Σχήματα 5.4 - 5.11 παρουσιάζουν τα αποτελέσματα προσομοίωσης του ελέγχου ρεύματος με ζώνη υστέρησης.

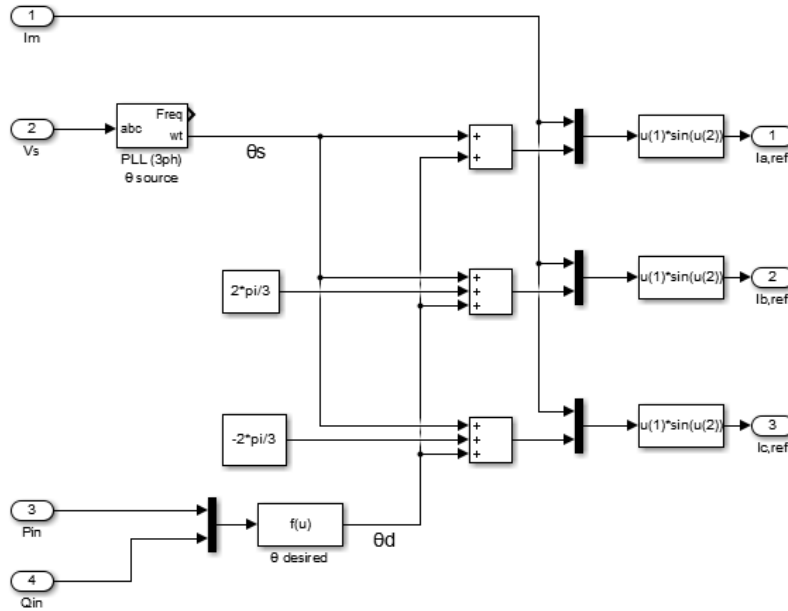


(α)
Σχήμα 5.3. Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου τεχνικής με ζώνη υστέρησης.
 (α) Γενικό κύκλωμα ελέγχου.

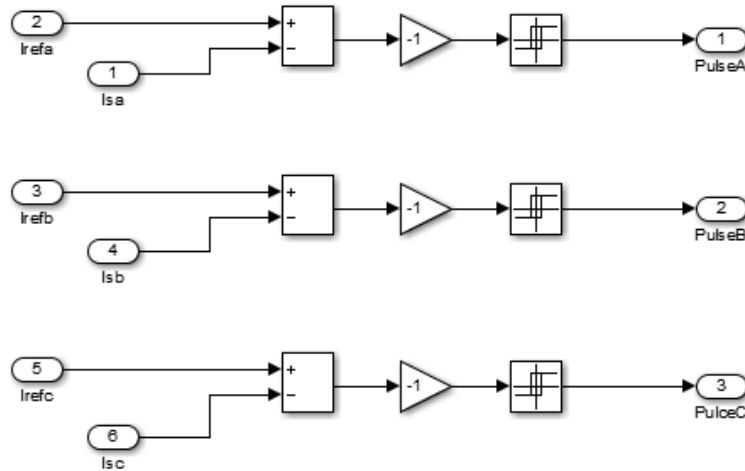
(Συνεχίζεται)



(β)



(γ)



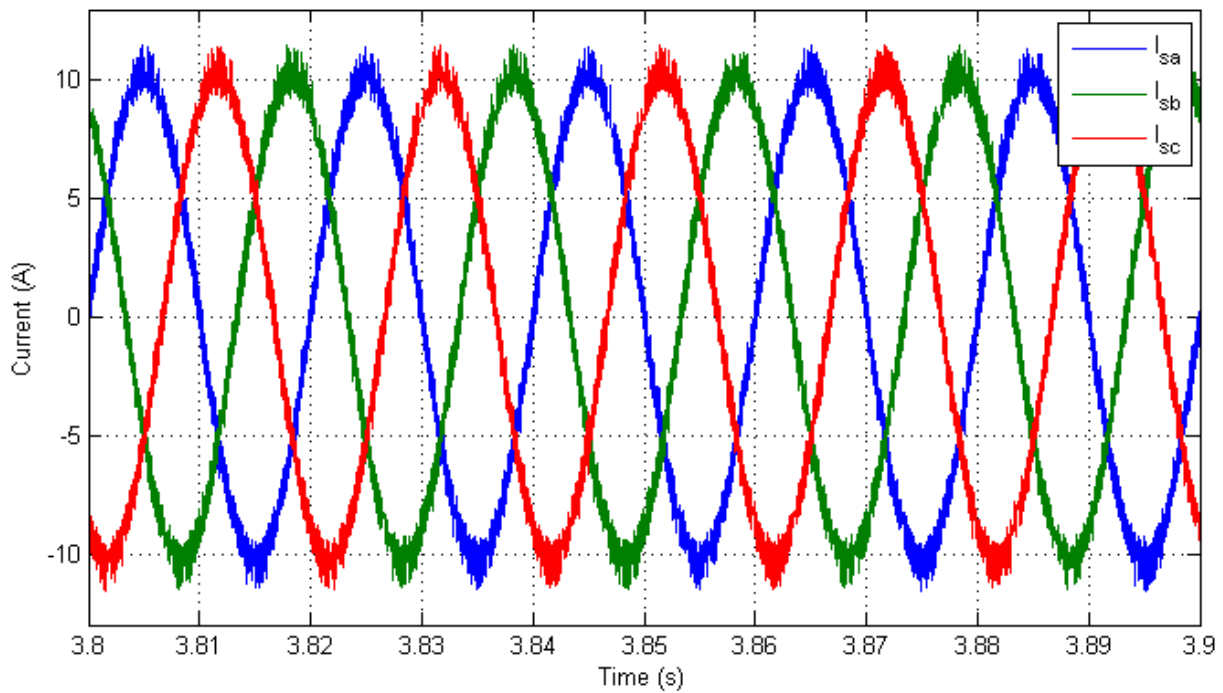
(δ)

Σχήμα 5.3. Μοντέλο προσομοίωσης ελέγχου τεχνικής με ζώνη υστέρησης.

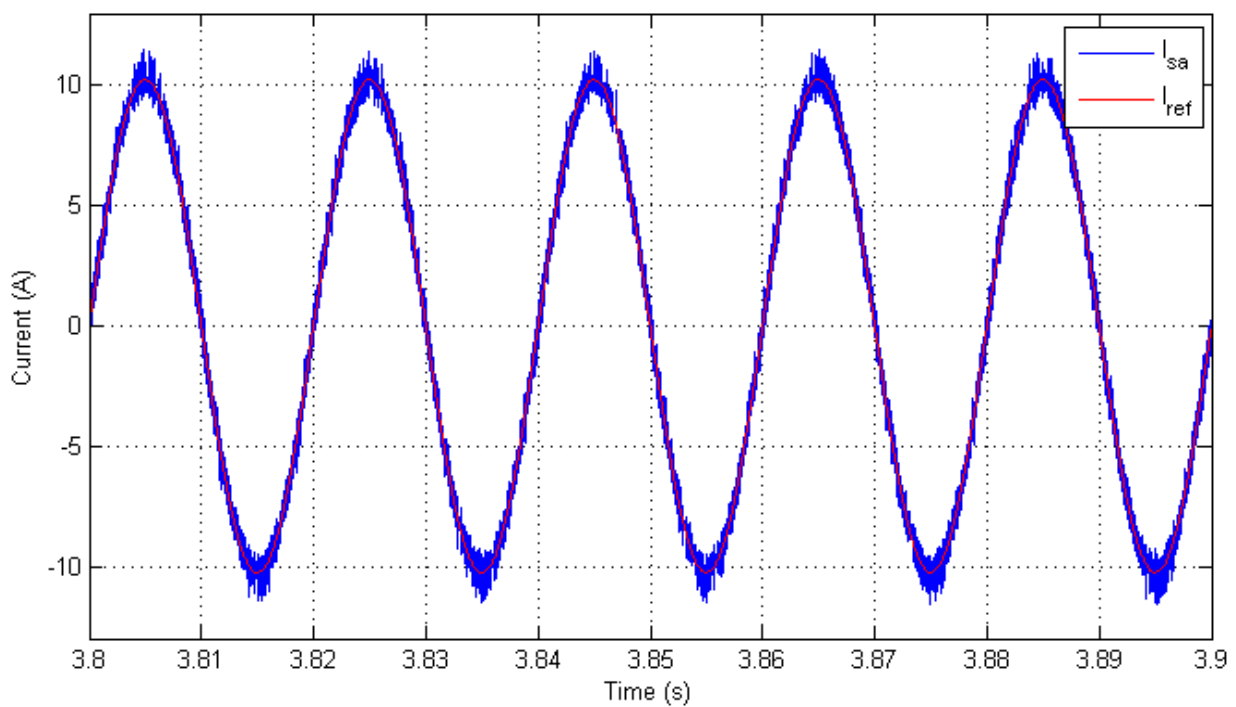
(β) Διαμόρφωση πλάτους ρεύματος αναφοράς.

(γ) Δημιουργία ρευμάτων αναφοράς.

(δ) Παραγωγή παλμών.



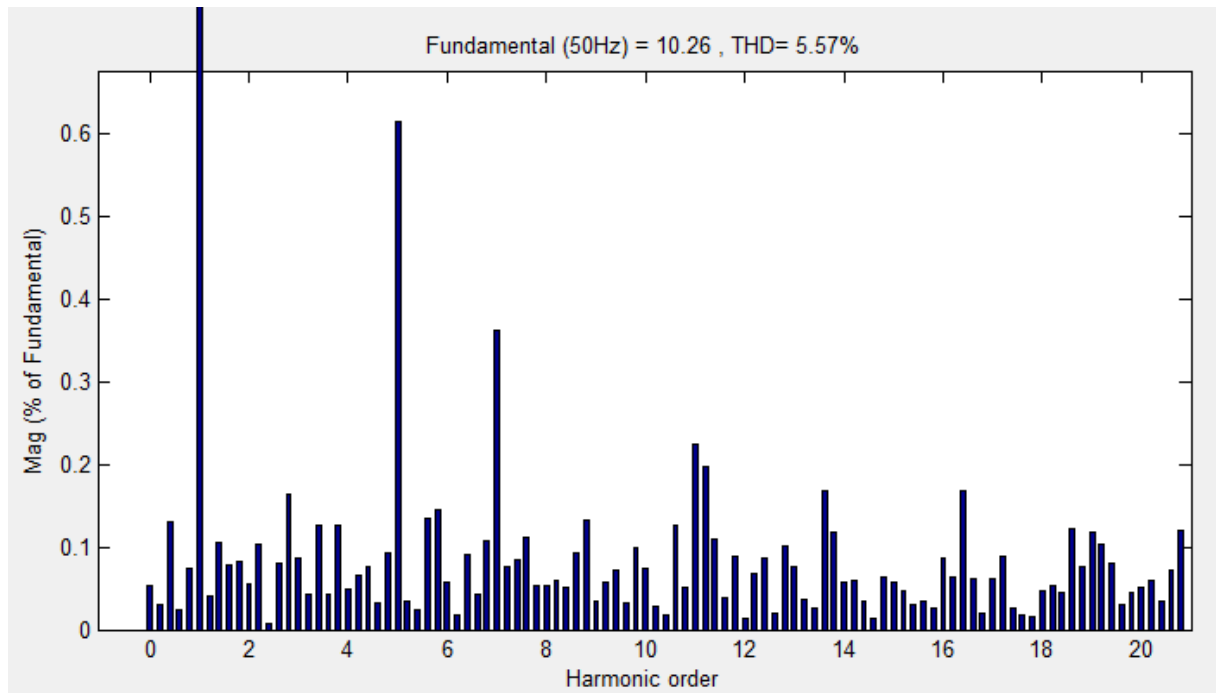
Σχήμα 5.4. Κυματομορφή ρευμάτων στις τρεις φάσεις του μετατροπέα με χρήση P-Q ελέγχου με τεχνική με ζώνη υστέρησης.



(α)

Σχήμα 5.5. Μετρήσεις ρεύματος της φάσης a στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα με τεχνική ελέγχου με ζώνη υστέρησης.
(α) Κυματομορφή ρεύματος.

(Συνεχίζεται)



(β)

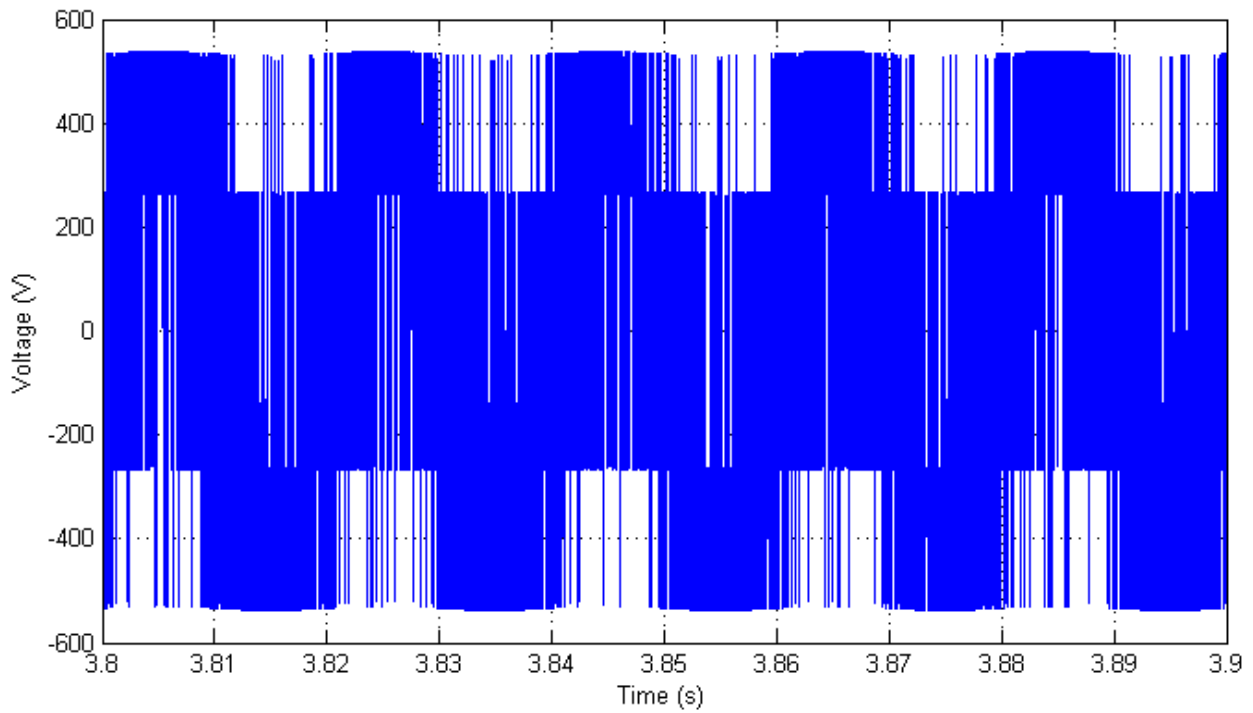
Σχήμα 5.5. Μετρήσεις ρεύματος της φάσης a στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα με τεχνική ελέγχου με ζώνη υστέρησης.
(β) Αρμονικές ρεύματος.

Από τις μετρήσεις του ρεύματος προέκυψαν οι παραπάνω κυματομορφές (Σχήμα 5.4 και 5.5). Το THD_I υπολογίστηκε ίσο με 5.57%. Παρατηρούμε ότι η πέμπτη (0.62%) και η έβδομη (0.48%) αρμονική συνιστώσα κυριαρχούν στις χαμηλές συχνότητες (<1kHz). Οι υπόλοιπες αρμονικές είναι κάτω του 0,2% και θεωρούνται ασήμαντες. Τα επιτρεπτά όρια των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.2. Όπως αναφέραμε και στην Παράγραφο 4.1.1 το ρεύμα δεν περιορίζεται σε όλη την διάρκεια ενός κύκλου στην ζώνη υστέρησης που επιβάλλουμε αλλά παίρνει τιμές μέχρι και το διπλάσιο πλάτος της ζώνης. Έτσι επαληθεύουμε τον ισχυρισμό ότι οι διακοπτικές καταστάσεις στις άλλες φάσεις επηρεάζουν το ρεύμα στην φάση που ελέγχεται. Το πλάτος της ζώνης υστέρησης ρυθμίστηκε στο 1mA. Παρατηρούμε επίσης ότι το ρεύμα ξεπερνάει το όριο της ζώνης υστέρησης στα $\pi/2$ και στα $3\pi/2$ του κύκλου δηλαδή όταν η τιμή του ρεύματος πλησιάζει το μέγιστο πλάτος του ρεύματος.

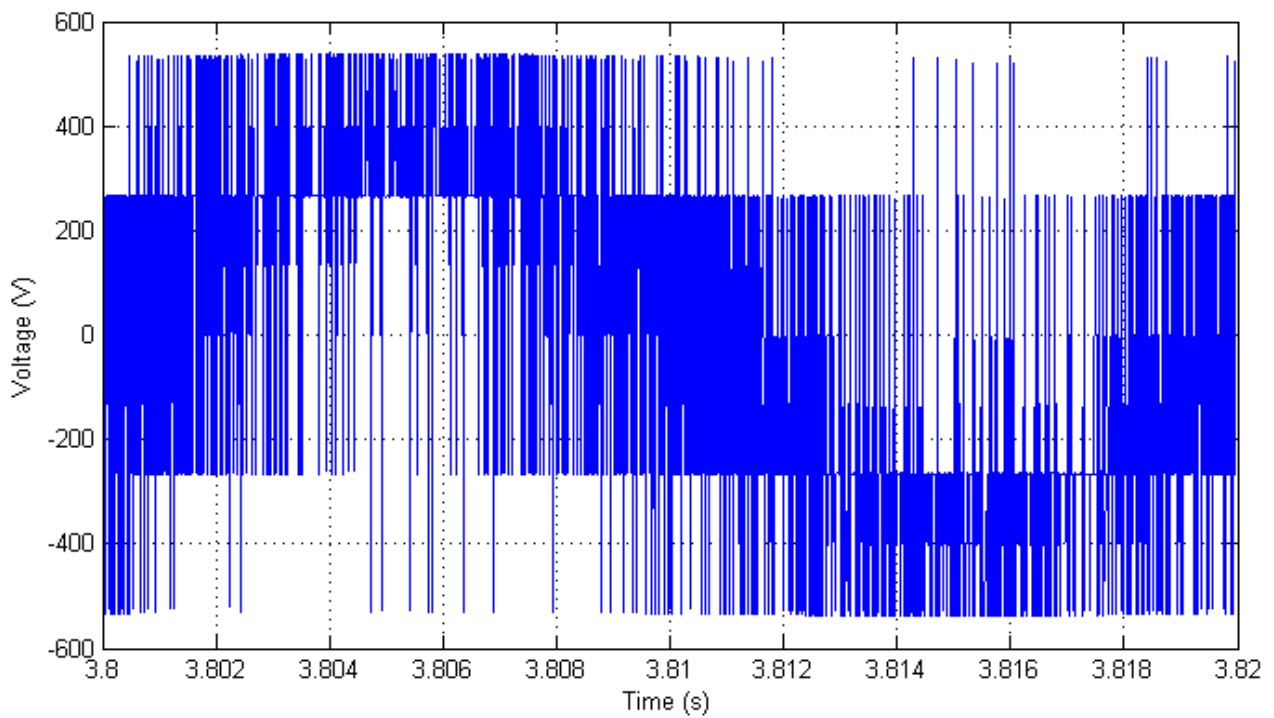
Πίνακας 5.2. Μέγιστη αρμονική παραμόρφωση ρεύματος σύμφωνα με το πρότυπο IEC 1547.

| Αρμονική τάξη n (περιττές αρμονικές ¹) | $h < 11$ | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | Ολική αρμονική παραμόρφωση |
|--|----------|------------------|------------------|------------------|-------------|-------------------------------|
| Μέγιστο επιτρεπτό ποσοστό (%) | 4.0 | 2.0 | 1.5 | 0.6 | 0.3 | 5.0 |

¹ Οι ζυγές αρμονικές συνιστώσες περιορίζονται στο 25% της ανώτερης περιττής αρμονικής συνιστώσας.



(α)



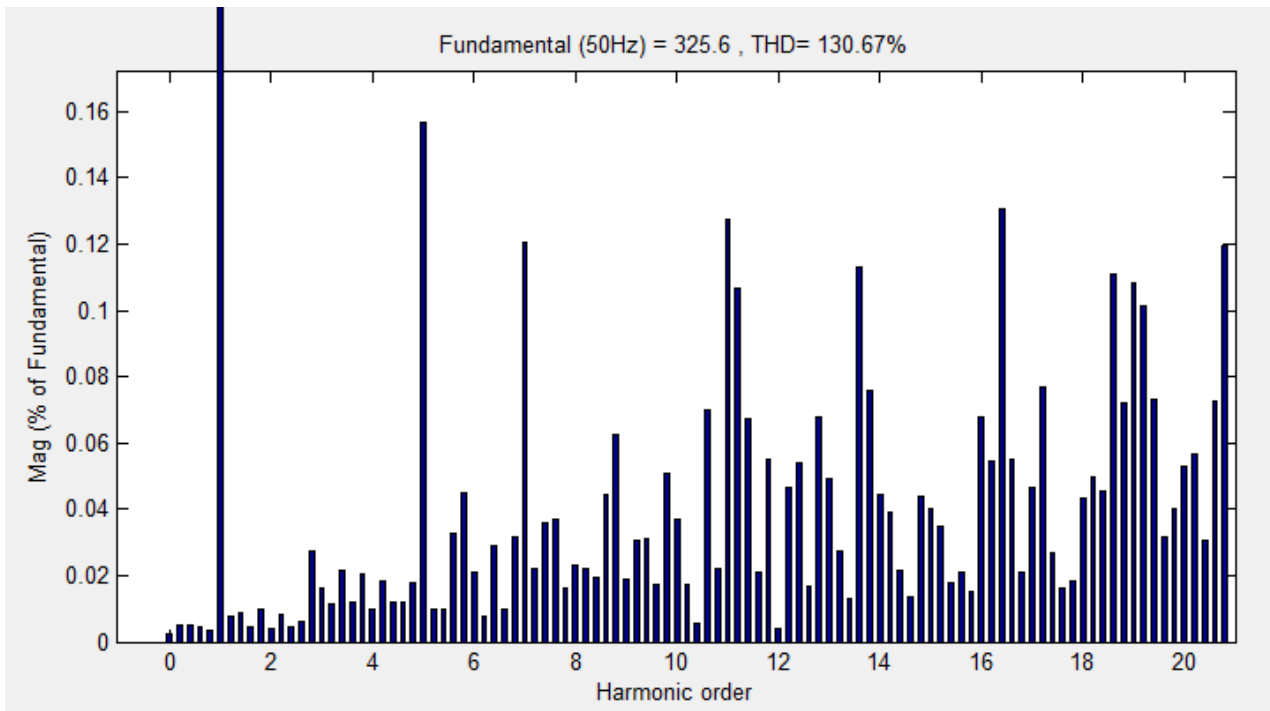
(β)

Σχήμα 5.6. Μετρήσεις της φασικής τάσης στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα στην φάση a με τεχνική με ζώνη υστέρησης.

(α) Κυματομορφή τάσης.

(β) Λεπτομέρεια κυματομορφής τάσης.

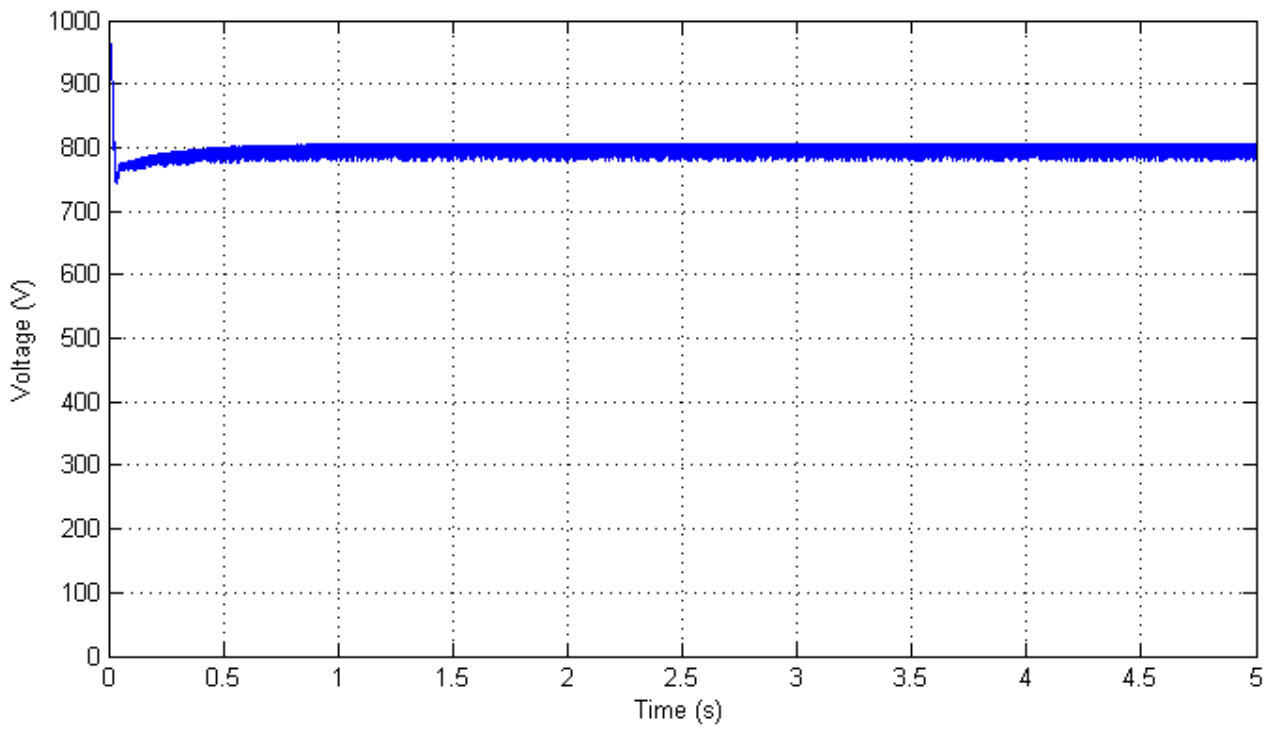
(Συνεχίζεται)



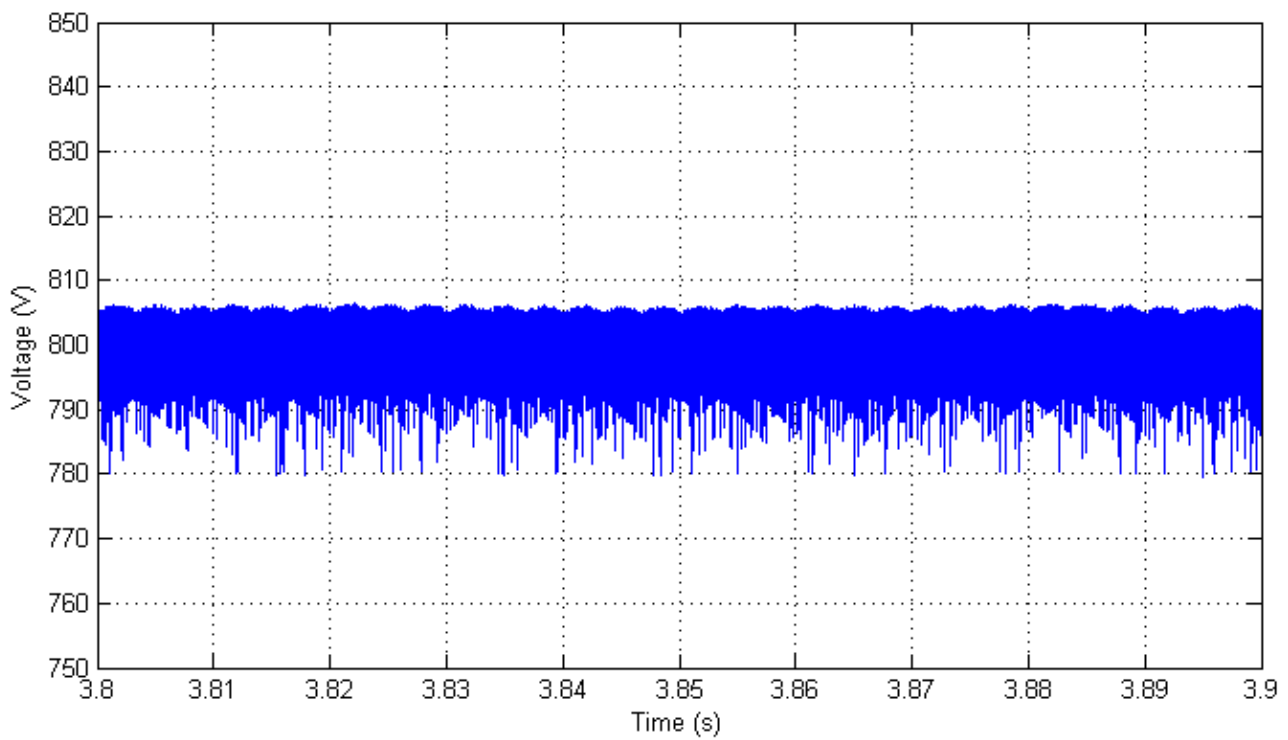
(γ)

Σχήμα 5.6. Μετρήσεις της φασικής τάσης στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα στην φάση a με τεχνική με ζώνη υστέρησης.
(γ) Αρμονικές ρεύματος.

Από τα σχήματα 5.6α και 5.6β μπορούμε να συμπεράνουμε αρχικά ότι η τάση στα άκρα της φάσης a του τριφασικού μετατροπέα εμφανίζει αρκετά μεγάλο αρμονική παραμόρφωση. Επίσης κατά την θετική ημιπερίοδο, εμφανίζονται παλμοί αρνητικής τάσης και κατά την αρνητική ημιπερίοδο εμφανίζονται θετικοί παλμοί τάσης. Ο έλεγχος υστέρησης, όπως έχουμε αναφέρει είναι καθαρός έλεγχος ρεύματος στον οποίο μετρείται και ελέγχεται μόνο το ρεύμα εισόδου χωρίς να λαμβάνει υπόψη την φασική τάση του μετατροπέα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να δημιουργούνται αρμονικές τάσης, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 5.6γ, που δεν είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδης συχνότητας (50 Hz). Αυτές οι αρμονικές έχουν συγκρίσιμο πλάτος σε σχέση με τις ακέραιες αρμονικές, όμως οι μόνες αρμονικές που εμφανίζονται και στο ρεύμα είναι η πέμπτη και η έβδομη ενώ οι άλλες φιλτράρονται από το πηνίο εισόδου. Το μέγιστο πλάτος στις χαμηλές συχνότητες εμφανίζεται στα 250Hz δηλαδή στην πέμπτη αρμονική (0,157%). Οι υφαρμονικές συνιστώσες είναι μικρές και θεωρούνται αμελητέες. Το THD_v υπολογίστηκε ίσο με 130,67% ενώ η RMS τιμή της τάσης είναι 230,3 V.



(α)



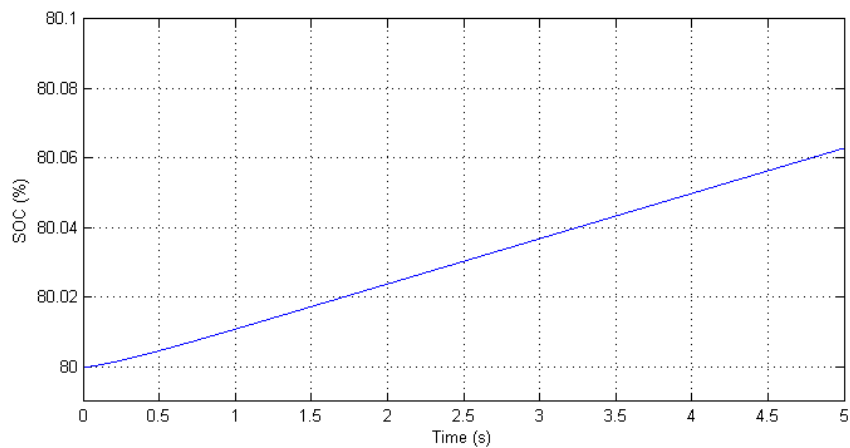
(β)

Σχήμα 5.7. Μετρήσεις της τάσης στην dc πλευρά του μετατροπέα με τεχνική με ζώνη υστέρησης.

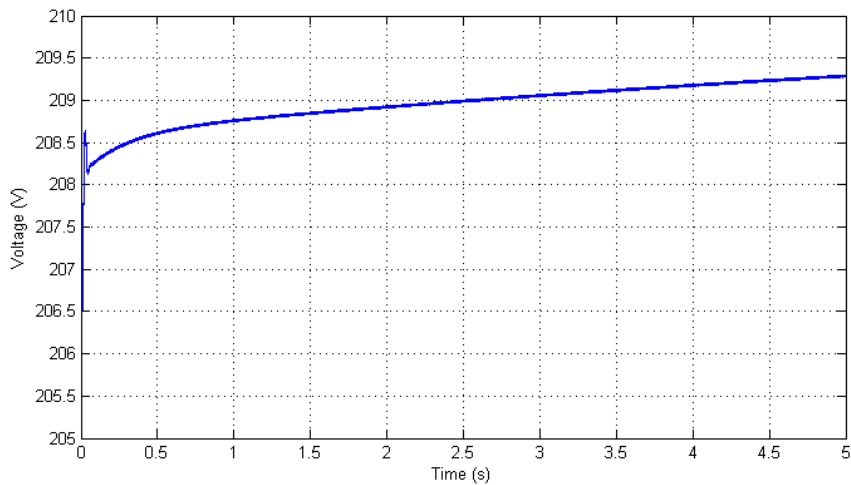
(α) Τάση στην dc πλευρά.

(β) Λεπτομέρεια της τάσης στην dc πλευρά.

Στα Σχήματα 5.7 παρουσιάζονται οι μετρήσεις της τάσης στην dc μεριά του τριφασικού μετατροπέα. Το μέγιστο πλάτος της τάσης κατά την εκκίνηση του συστήματος είναι τα 966 V η οποία εμφανίζεται στο 9,4 msec. Η τάση φτάνει στην μόνιμη κατάσταση μετά από 0,206 sec και η διακύμανση της τάσης peak-to-peak είναι 26,88 V ή 3,36%. Οι αρμονικές που βλέπουμε στην τάση της ac μεριάς του τριφασικού μετατροπέα στα Σχήματα 5.6, εμφανίζονται και στην dc μεριά. Αυτές οι αρμονικές φιλτράρονται από τον πυκνωτή που βρίσκεται στην dc πλευρά του μετατροπέα.



(α)



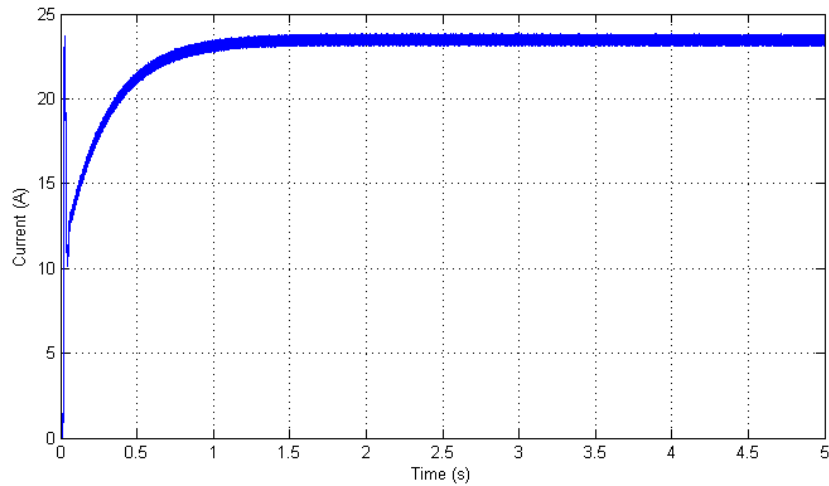
(β)

Σχήμα 5.8. Μετρήσεις φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών με τεχνική με ζώνη υστέρησης.

(α) Κατάσταση φόρτισης της συστοιχίας.

(β) Τάση της συστοιχίας συσσωρευτών.

(Συνεχίζεται)

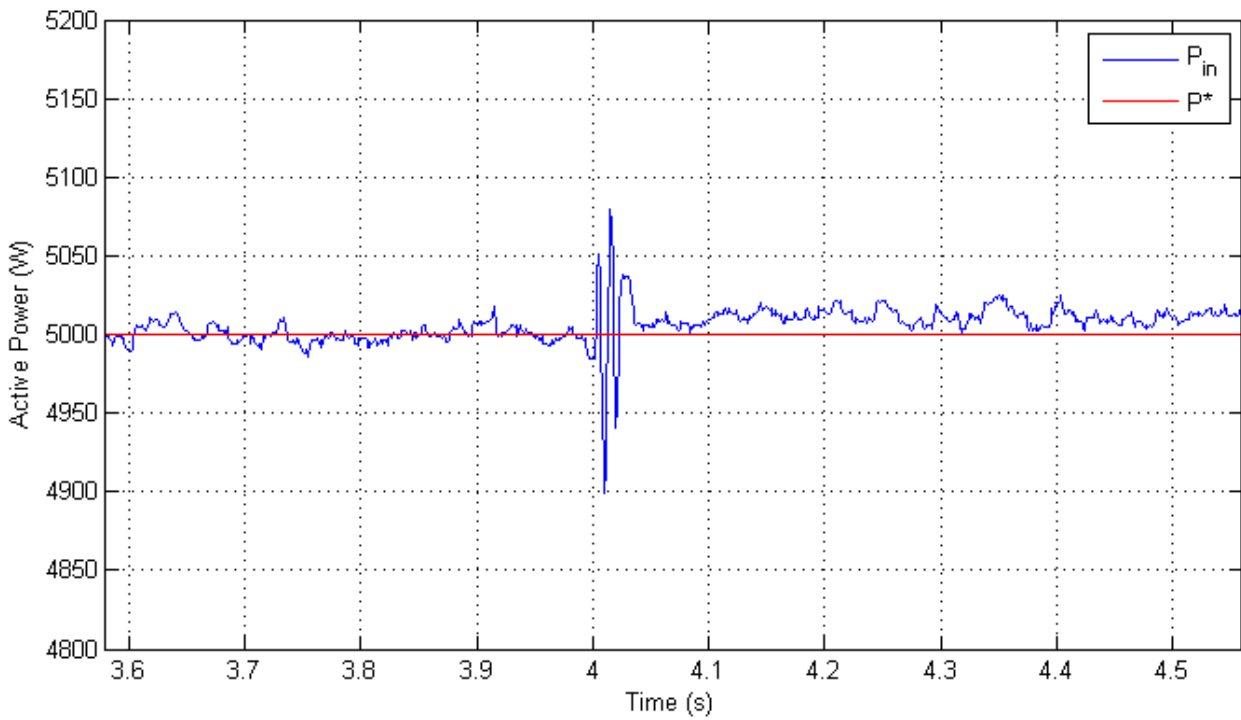


(γ)

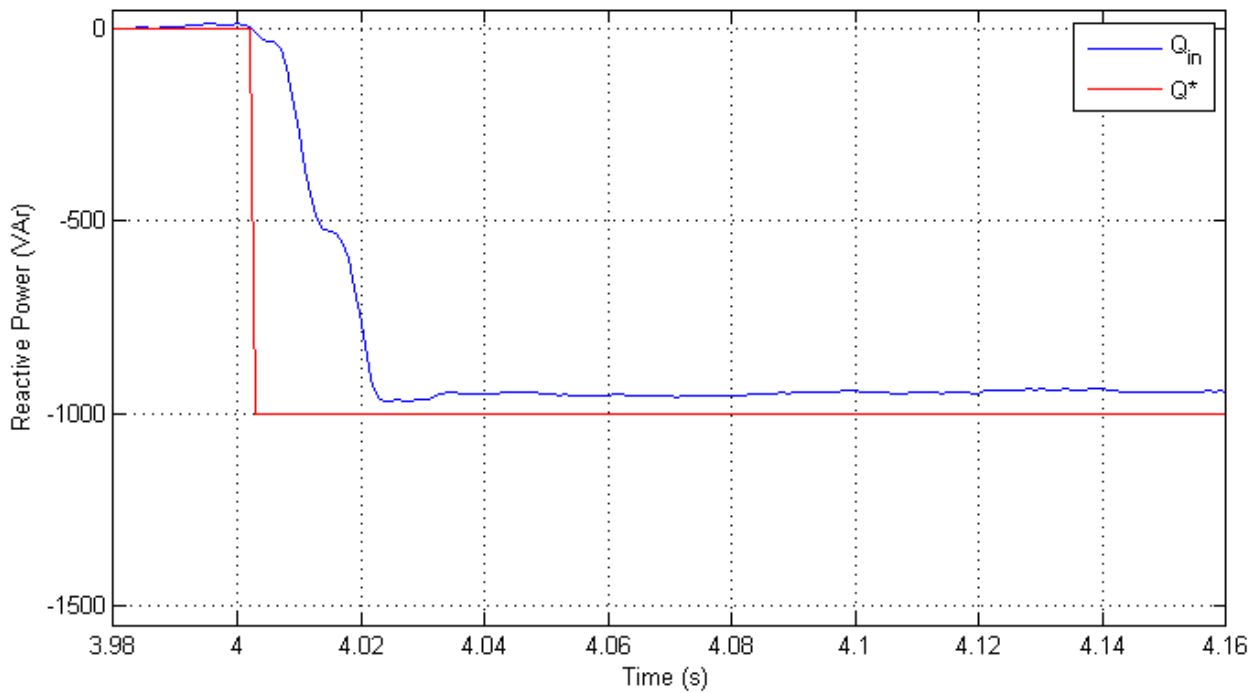
Σχήμα 5.8. Μετρήσεις φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών με τεχνική με ζώνη υστέρησης.

(γ) Ρεύμα που εισέρχεται στην συστοιχία.

Στο Σχήμα 5.8 παρουσιάζονται η τάση, το ρεύμα και η κατάσταση φόρτισης του συσσωρευτή. Στο σχήμα 5.8α φαίνεται η κατάσταση φόρτισης, η οποία αρχικά είναι στο 80% ενώ στο τέλος του πέμπτου δευτερολέπτου φτάνει περίπου το 80,062%. Το ρεύμα όπως βλέπουμε διατηρείται σταθερό και περίπου ίσο με 23 A. Η κυμάτωση που εμφανίζεται οφείλεται στην έλλειψη του πυκνωτή που θα έπρεπε να τοποθετηθεί παράλληλα με τον συσσωρευτή. Η τάση στα άκρα του συσσωρευτή παρατηρούμε ότι παραμένει σχεδόν σταθερή καθώς η τελική τιμή διαφέρει μόνο 1 V από την αρχική τιμή.



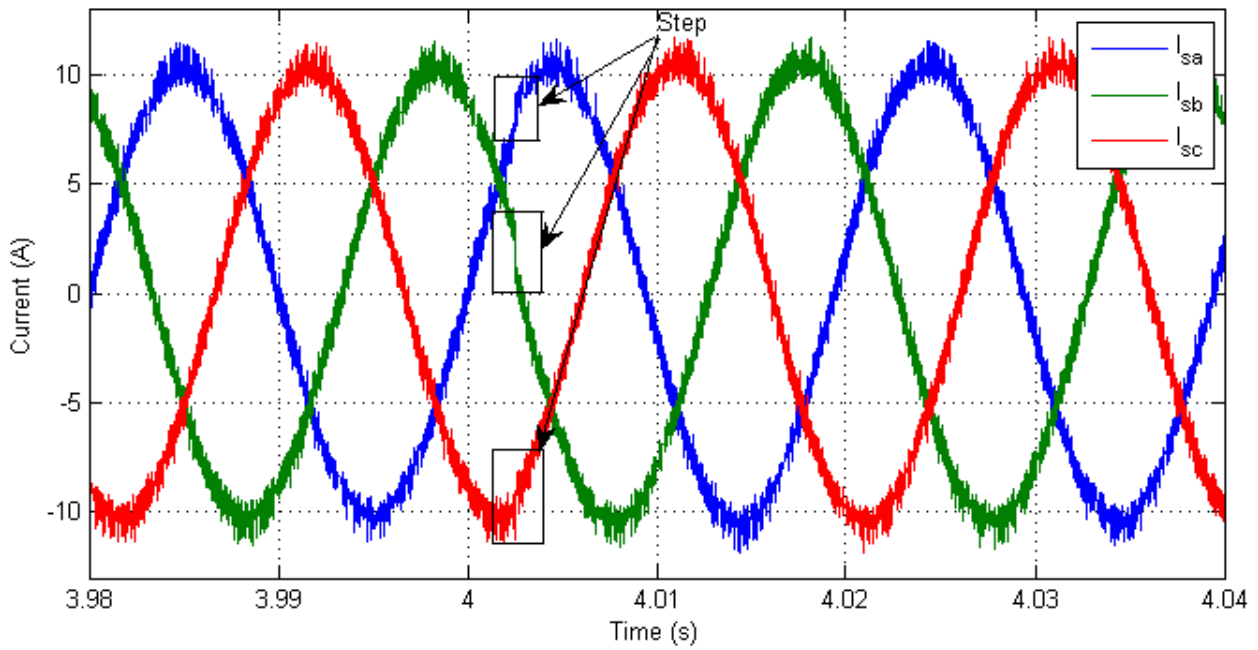
(α)



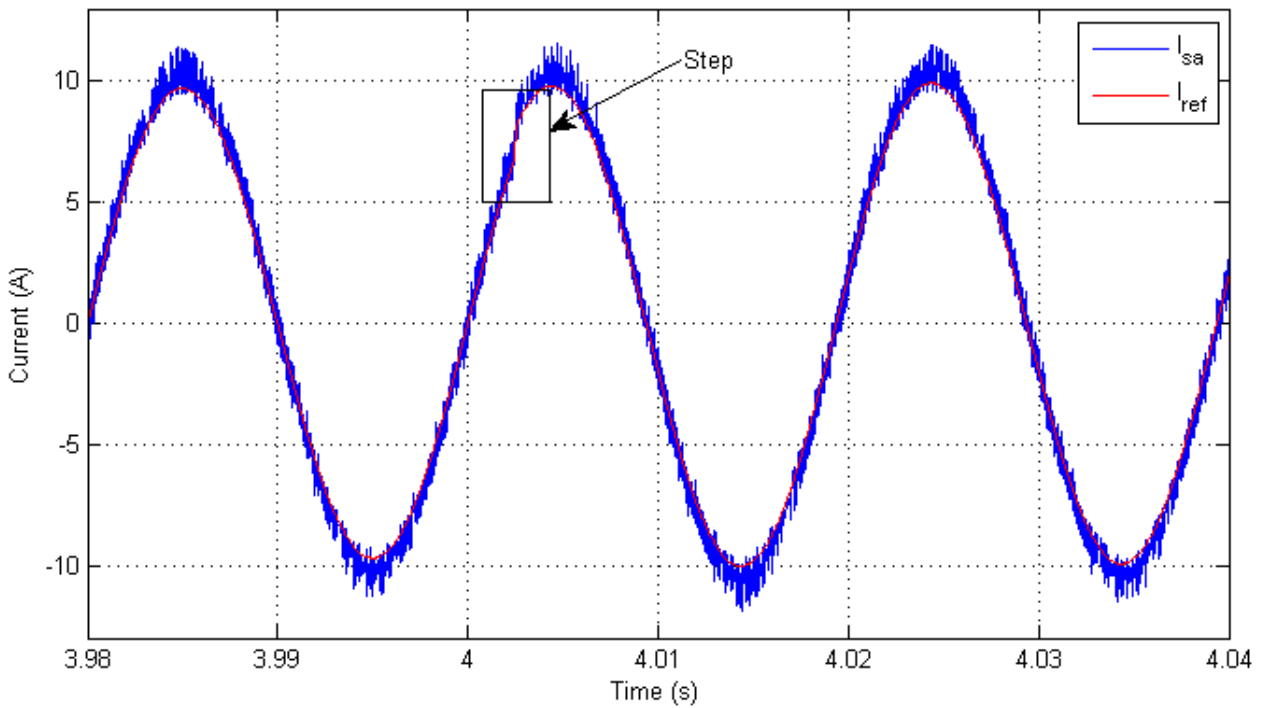
(β)

Σχήμα 5.9. Μετρήσεις για μεταβολή της αέργου ισχύος πάνω στο δίκτυο από 0 VAR σε -1000 VAR με χρήση τεχνικής με ζώνη υστέρησης.
 (α) Κυματομορφή ενεργού ισχύος που εγγχεί το δίκτυο.
 (β) Κυματομορφή αέργου ισχύος του δικτύου.

(Συνεχίζεται)



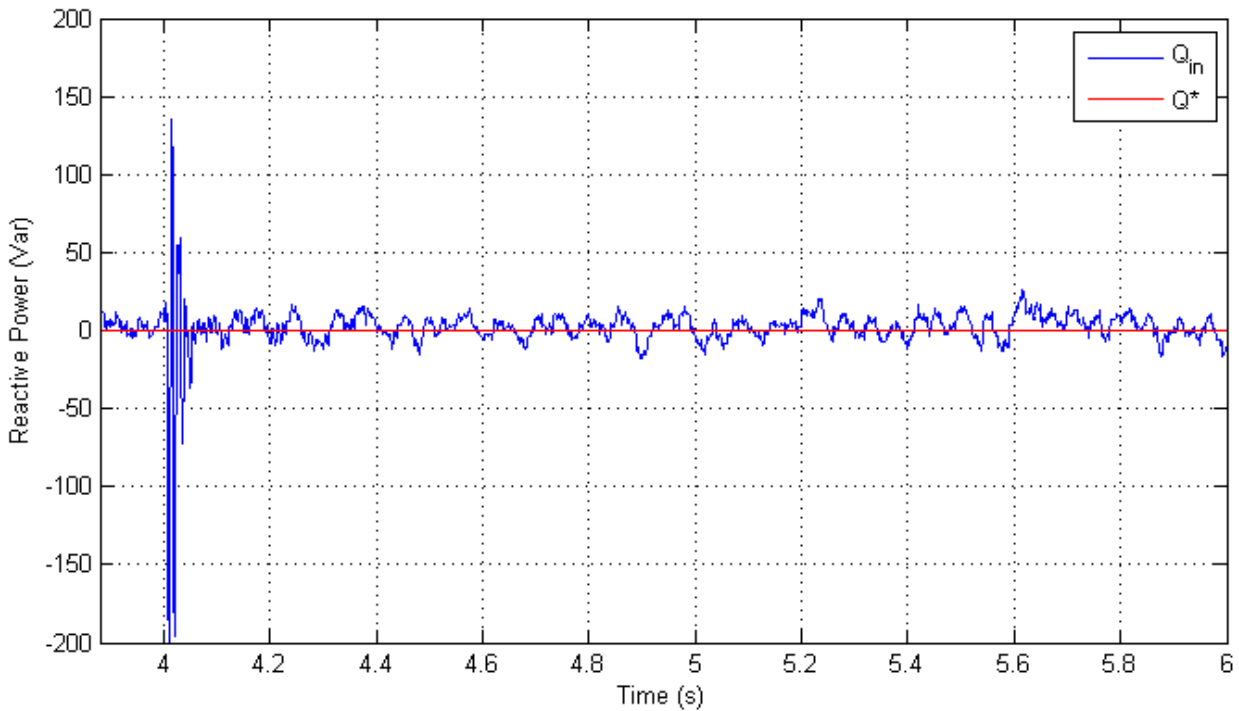
(γ)



(δ)

Σχήμα 5.9. Μετρήσεις για μεταβολή της αέργου ισχύος πάνω στο δίκτυο από 0 VAr σε -1000 VAr με χρήση τεχνικής με ζώνη υστέρησης.
 (γ) Κυματομορφές τριφασικών ρευμάτων στην ac πλευρά του μετατροπέα.
 (δ) Κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a στην ac πλευρά.

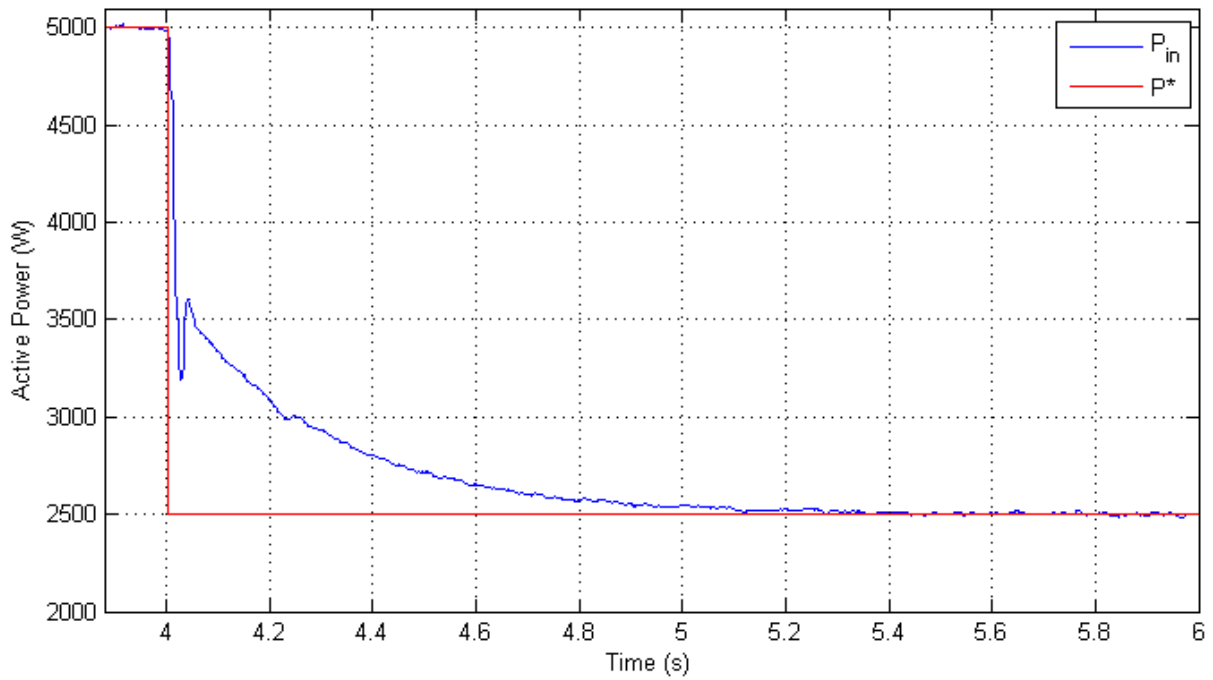
Στα Σχήματα 5.8 και 5.9 παρουσιάζονται οι αποκρίσεις στην μεταβολή του συντελεστή ισχύος στην κατάσταση φόρτισης. Στο Σχήμα 5.8 φαίνεται η μεταβολή στην άεργο ισχύ από 0 VAr στα -1000 VAr. Η απόκριση φαίνεται στο Σχήμα 5.8(β). Ο χρόνος για την μόνιμη κατάσταση είναι στα 0,02 sec ενώ η τελική άεργος ισχύ είναι τα -955VAr. Η επίπτωση στην ενεργό ισχύ και στα ρεύματα των τριών φάσεων του τριφασικού μετατροπέα φαίνεται στα σχήματα 5.8(α) και 5.8(γ),(δ). Η εφαρμογή του βήματος γίνεται στα 4,002 sec. Όπως παρατηρούμε την χρονική στιγμή της μεταβολής, εμφανίζεται μία στιγμιαία διαταραχή στην ενεργό ισχύ και στην μόνιμη κατάσταση η τιμή της ενεργού ισχύος εμφανίζει ένα σφάλμα περίπου ίσο με 10 W.



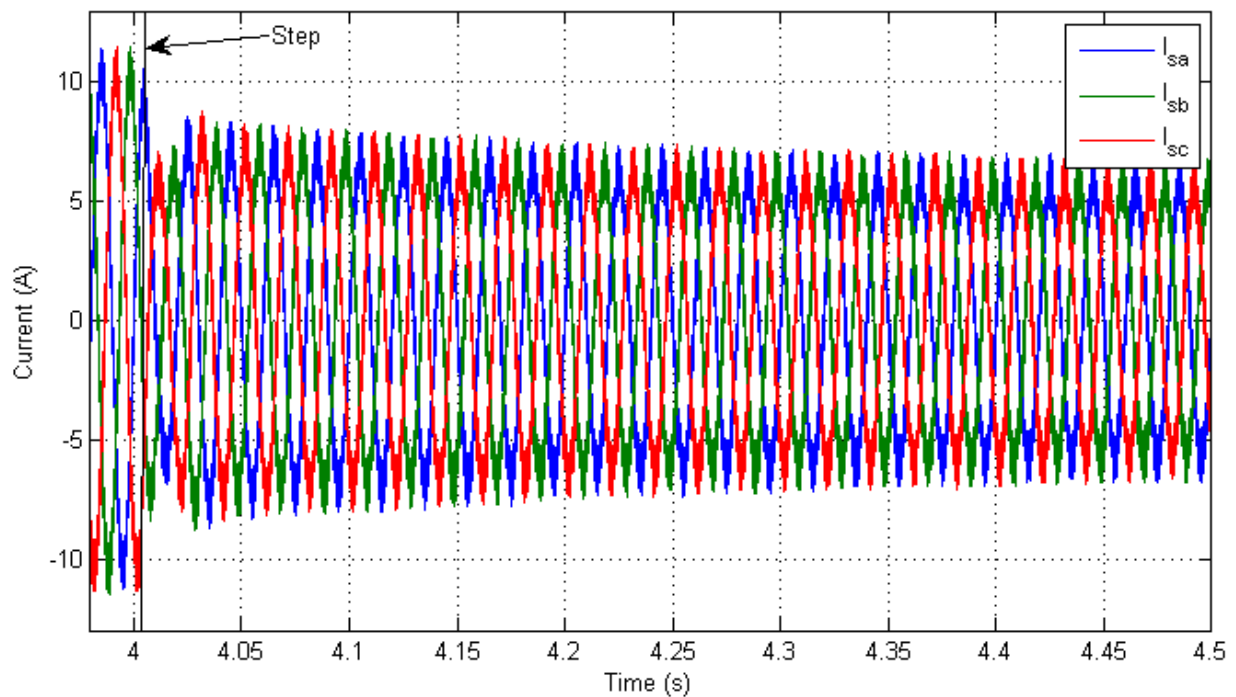
(α)

Σχήμα 5.9. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με χρήση τεχνικής με ζώνη υστέρησης.
(α) Κυματομορφή άεργου ισχύος που αποδίδει το δίκτυο.

(Συνεχίζεται)



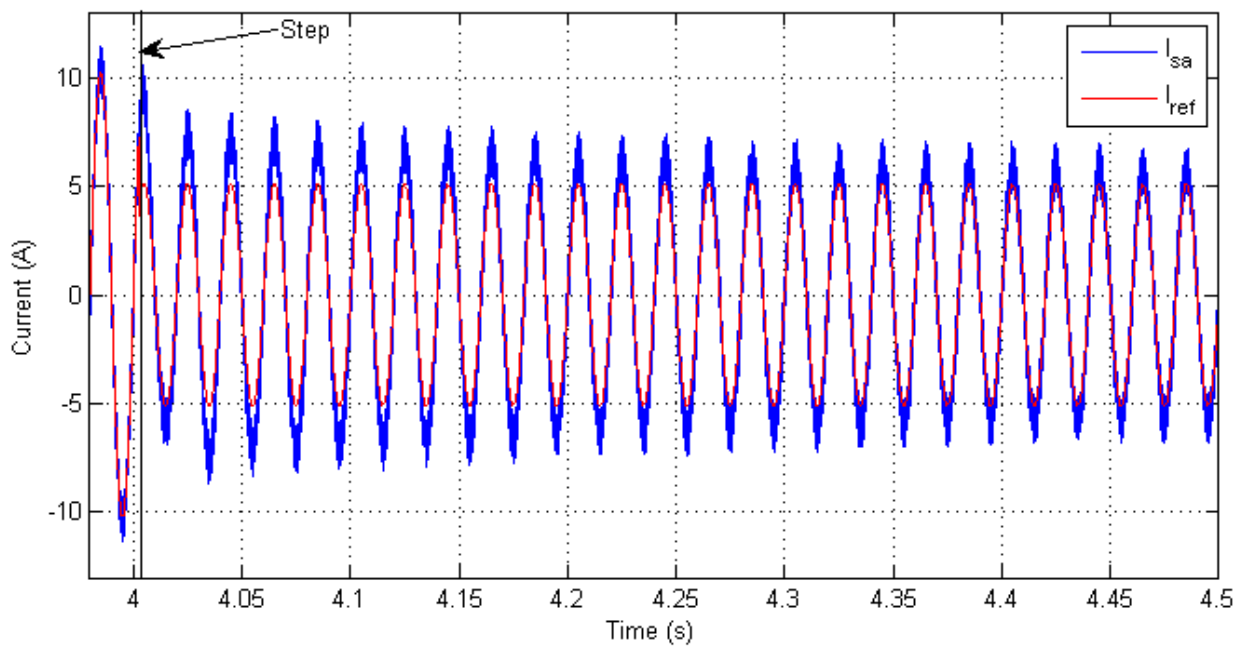
(β)



(γ)

Σχήμα 5.9. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με χρήση ελέγχου με ζώνη υστέρησης.
 (β) Κυματομορφή ενεργού ισχύος που βλέπει το δίκτυο.
 (γ) Κυματομορφές τριφασικών ρευμάτων στην ac πλευρά του μετατροπέα.

(Συνεχίζεται)

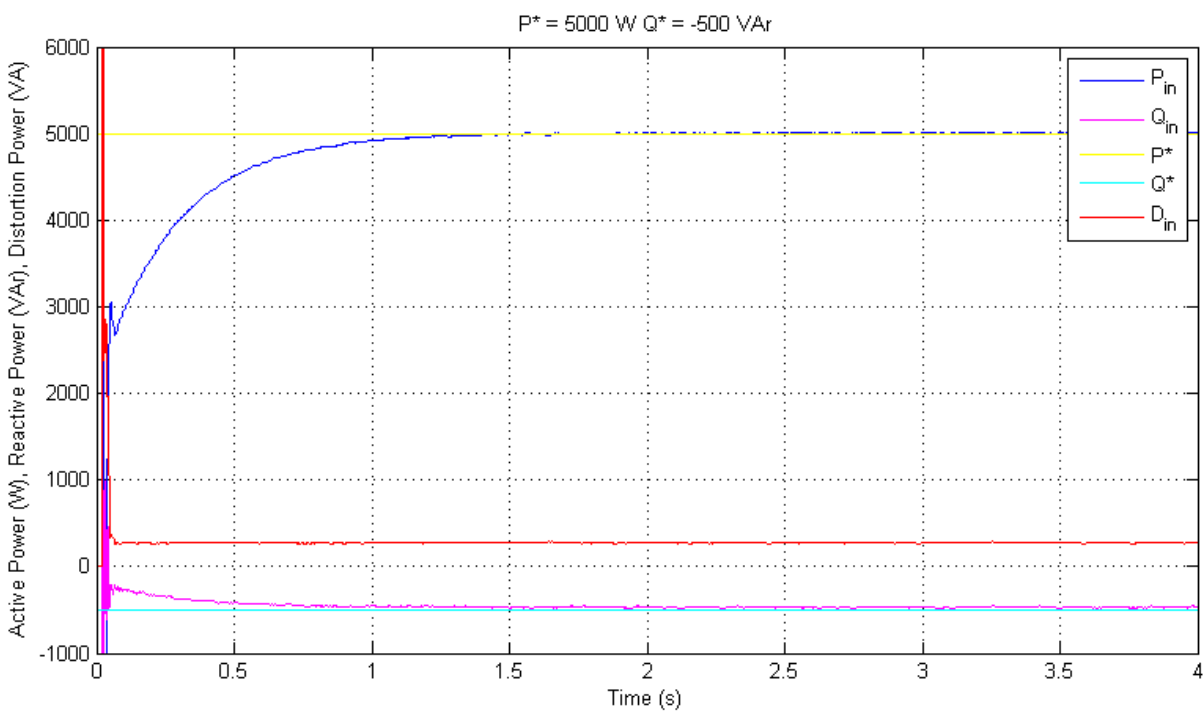
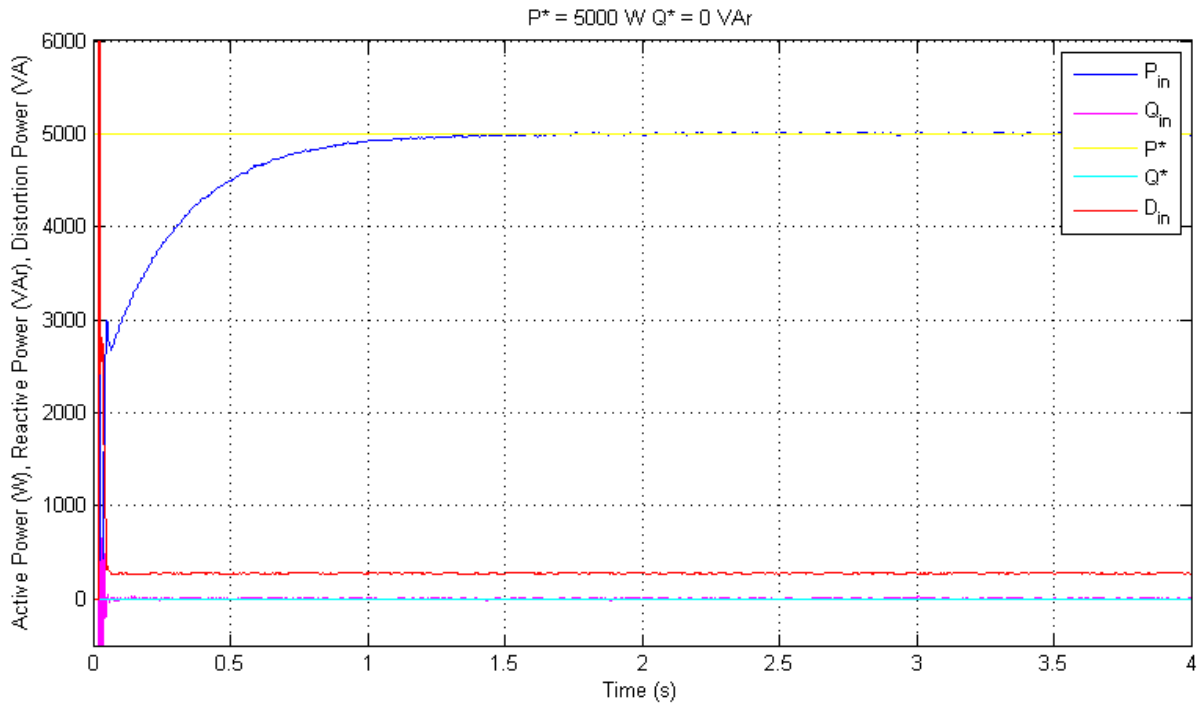


(δ)

Σχήμα 5.9. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με χρήση ελέγχου με ζώνη υστέρησης.

(δ) Κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a στην ac πλευρά του μετατροπέα.

Οι κυματομορφές των μετρήσεων για την μεταβολή της ενεργού ισχύος απεικονίζονται στο Σχήμα 5.9. Στο Σχήμα 5.9β παρουσιάζεται η μεταβολή της ενεργού ισχύος, ενώ τα σχήματα 5.9α, 5.9γ και 5.9δ δείχνουν την επίπτωση στην άεργο ισχύ και στα ρεύματα των γραμμών του δικτύου. Η μεταβολή γίνεται την χρονική στιγμή 4,002 sec και η μόνιμη κατάσταση έρχεται μετά από 0,97sec. Η άεργος ισχύς ταλαντώνεται στιγμιαία την χρονική στιγμή της μεταβολής, ενώ η απόκλιση από την ιδανική τιμή είναι μηδενική.

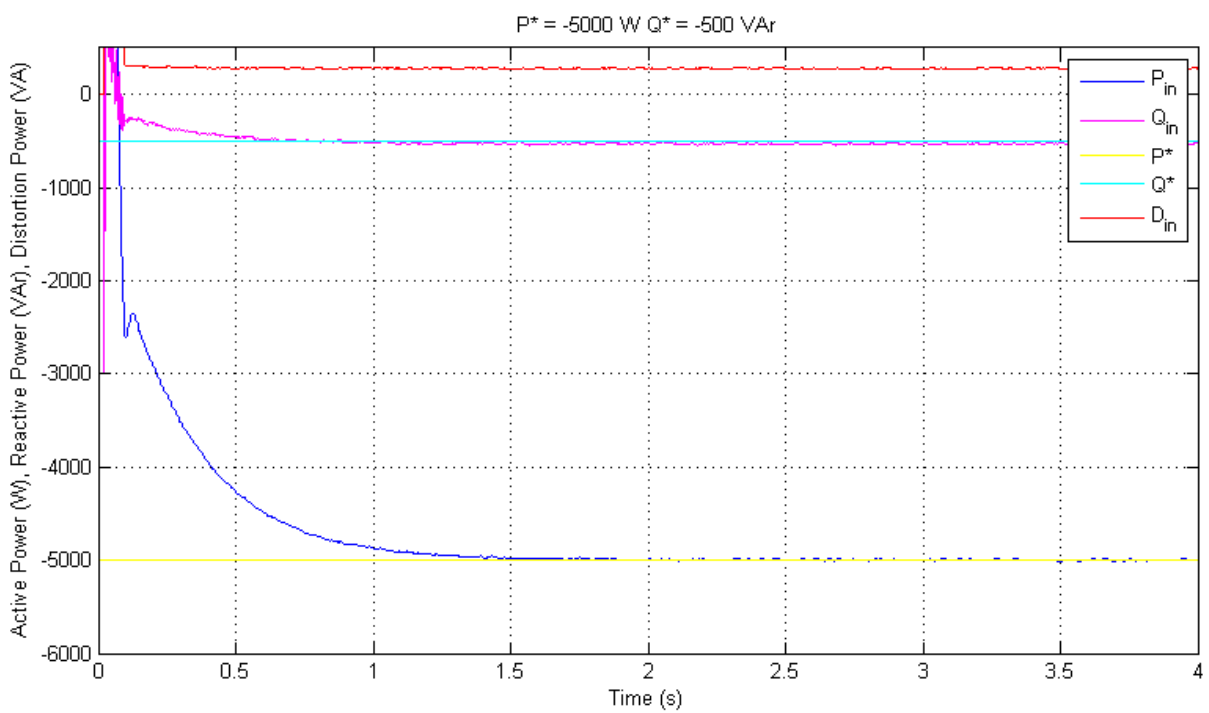
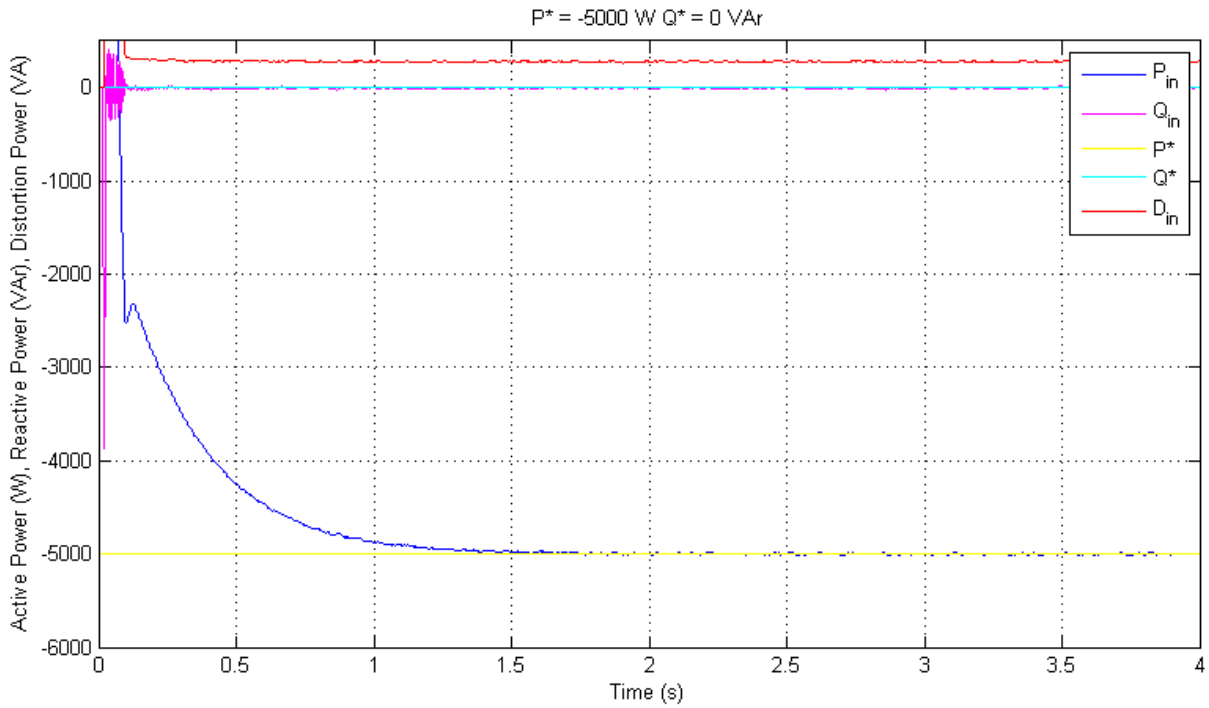


Σχήμα 5.11. Κυματομορφές ισχύος που βλέπει δίκτυο με τεχνική ελέγχου με ζώνη υστέρησης και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

(α) Φόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$.

(β) Φόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$.

(Συνεχίζεται)



Σχήμα 5.11. Κυματομορφές ισχύος που βλέπει το δίκτυο με τεχνική ελέγχου με ζώνη υστέρησης και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

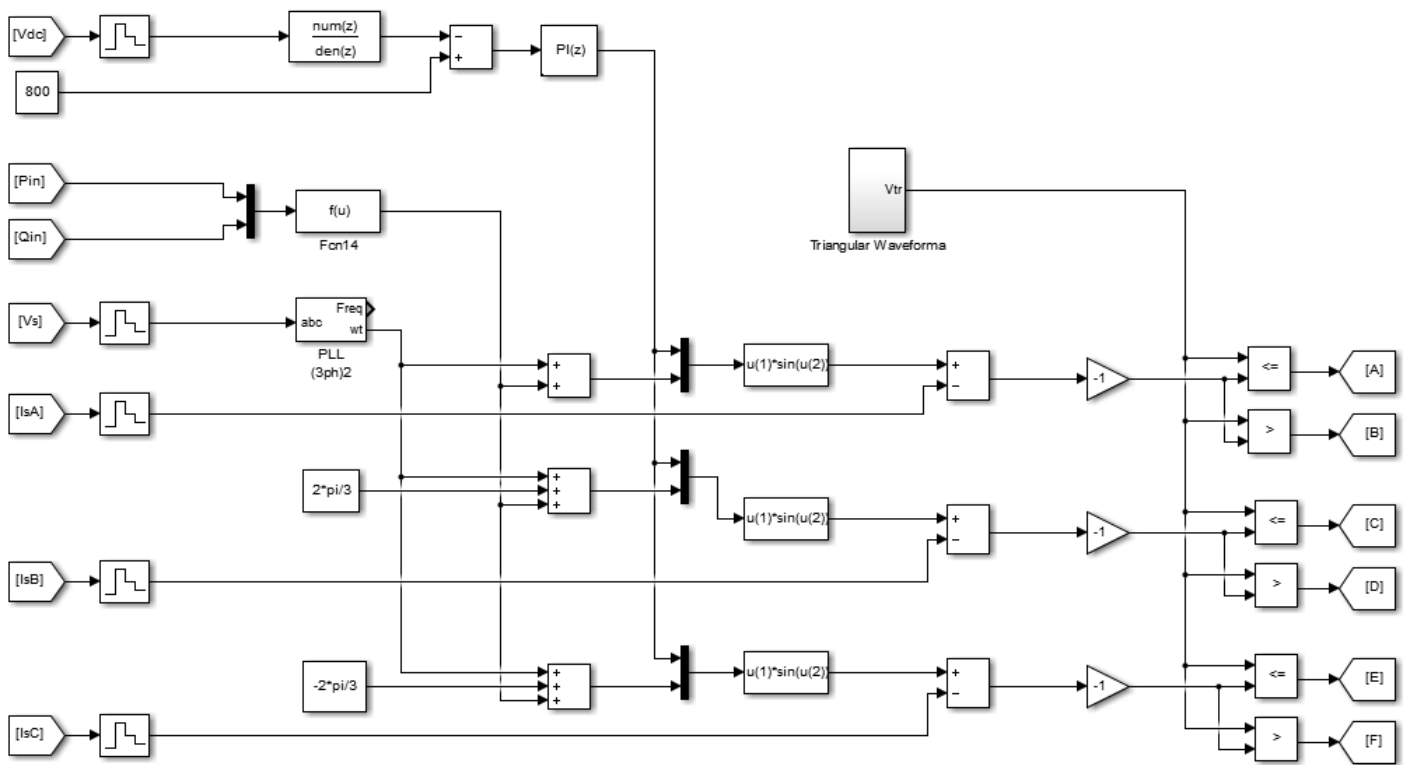
(γ) Εκφόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$.

(δ) Εκφόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$.

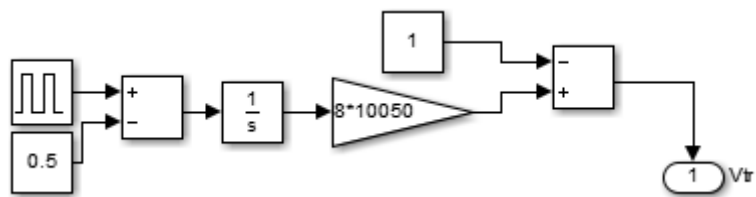
Στο Σχήμα 5.11 παρουσιάζονται οι αποκρίσεις ισχύος που βλέπει το δίκτυο. Στο Σχήμα 5.11α και 5.11β προσομοιώθηκε η κατάσταση φόρτισης με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και με -500VAr άεργο ισχύ αντίστοιχα. Στο Σχήμα 5.11γ και δ προσομοιώθηκε η κατάσταση εκφόρτισης με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και με -500VAr άεργο ισχύ. Το σύστημα εισέρχεται στην μόνιμη κατάσταση μετά από $0,925\text{sec}$ και στις τέσσερις προσομοιώσεις. Το σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση της ενεργού ισχύος είναι αμελητέο σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας ενώ το σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση της άεργου ισχύος παρατηρούμε ότι αυξάνεται όταν η άεργος ισχύς δεν είναι μηδενική. Η ισχύς παραμόρφωσης είναι σχεδόν σταθερή και ίση με 280 VA .

5.2 Προσομοίωση με Τεχνική Ελέγχου SPWM

Σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της τεχνικής ελέγχου SPWM που αναλύθηκε στην Παράγραφο 4.1.2. Το μοντέλο απεικονίζεται στο Σχήμα 5.12α. Το ρεύμα αναφοράς δημιουργείται όπως και στον έλεγχο με ζώνη υστέρησης. Το πλάτος διαμορφώνεται από το σφάλμα της τάσης στην dc πλευρά του μετατροπέα ενώ το ημίτονο συγχρονίζεται με το δίκτυο μέσω ενός PLL και εισάγοντας την κατάλληλη καθυστέρηση προκαλεί την επιθυμητή ενεργό και άεργο ισχύ. Το σήμα αναφοράς δημιουργείται από το σφάλμα του ρεύματος και συγκρίνεται με το φέρον σήμα που παράγεται όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.12β. Η συχνότητα του φέροντος σήματος επιλέχθηκε στα 1050Hz έτσι ώστε ο συντελεστής διαμόρφωσης να είναι περιττός αριθμός και πολλαπλάσιος του τρία για την εξάλειψη των τριπλών αρμονικών συνιστωσών. Στα Σχήματα 5.13 - 5.20 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης.



(α)

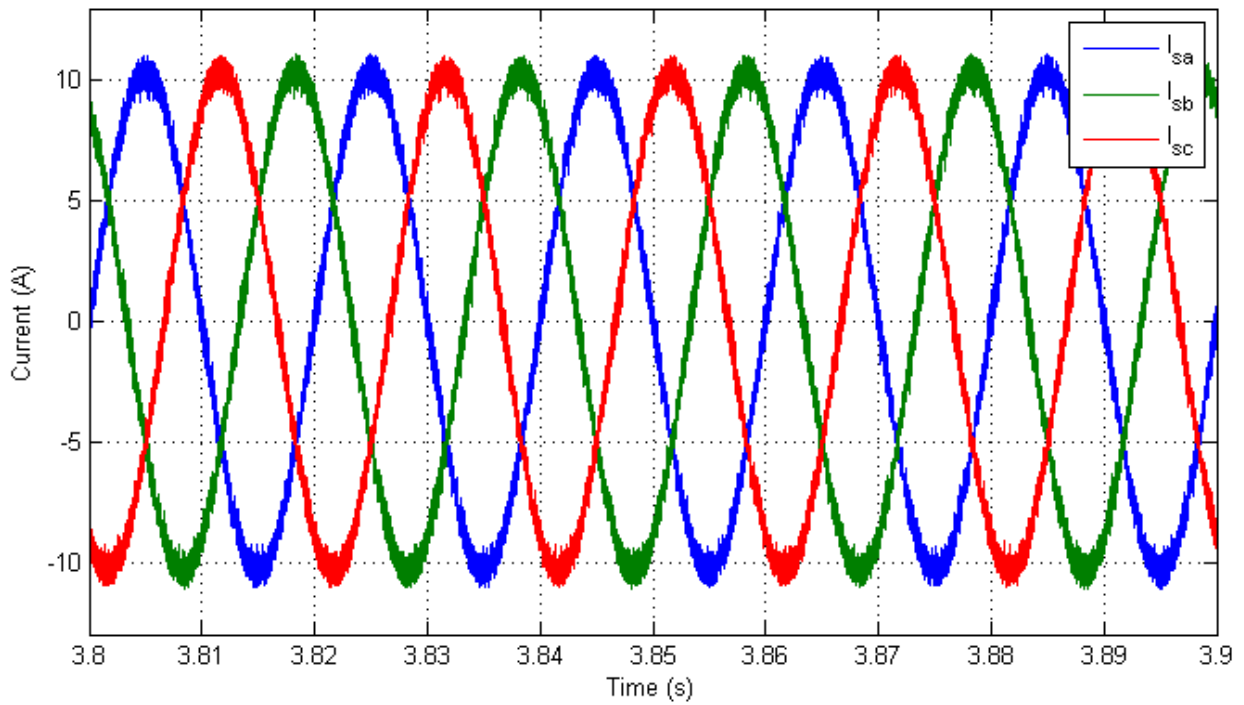


(β)

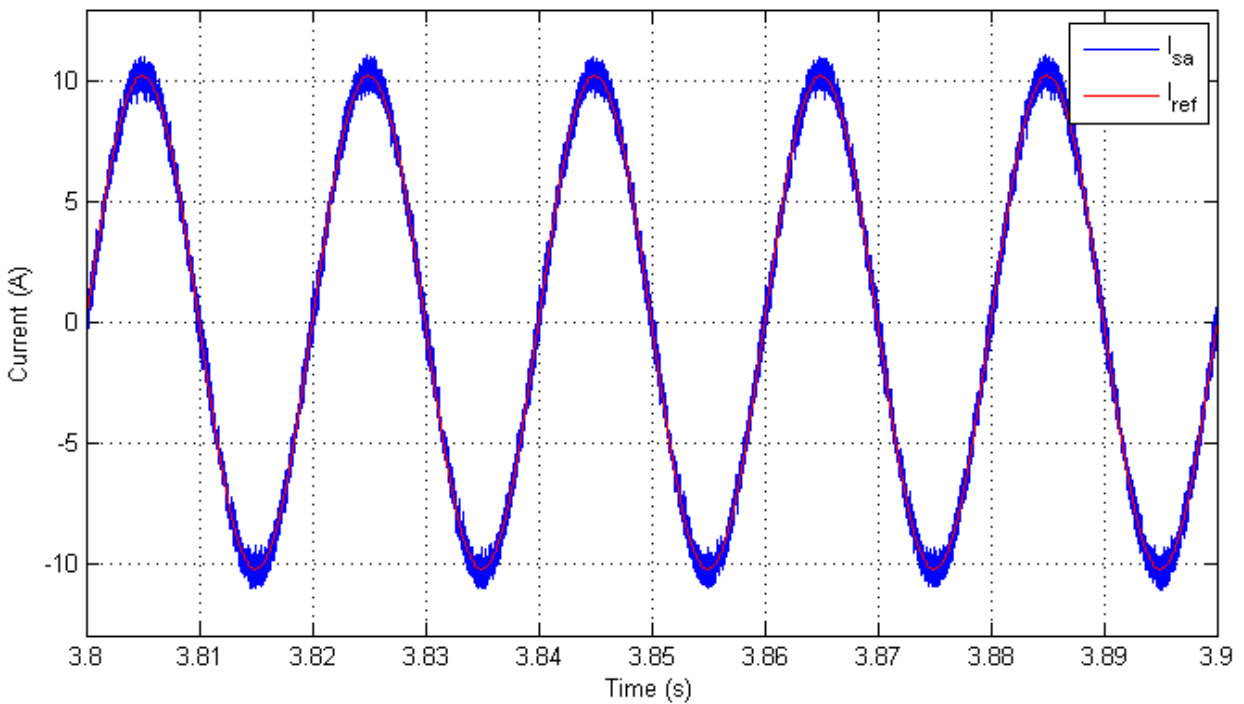
Σχήμα 5.12. Μοντέλο προσομοίωσης τεχνική SPWM.

(α) Γενικό κύκλωμα.

(β) Δημιουργία φέροντος σήματος.



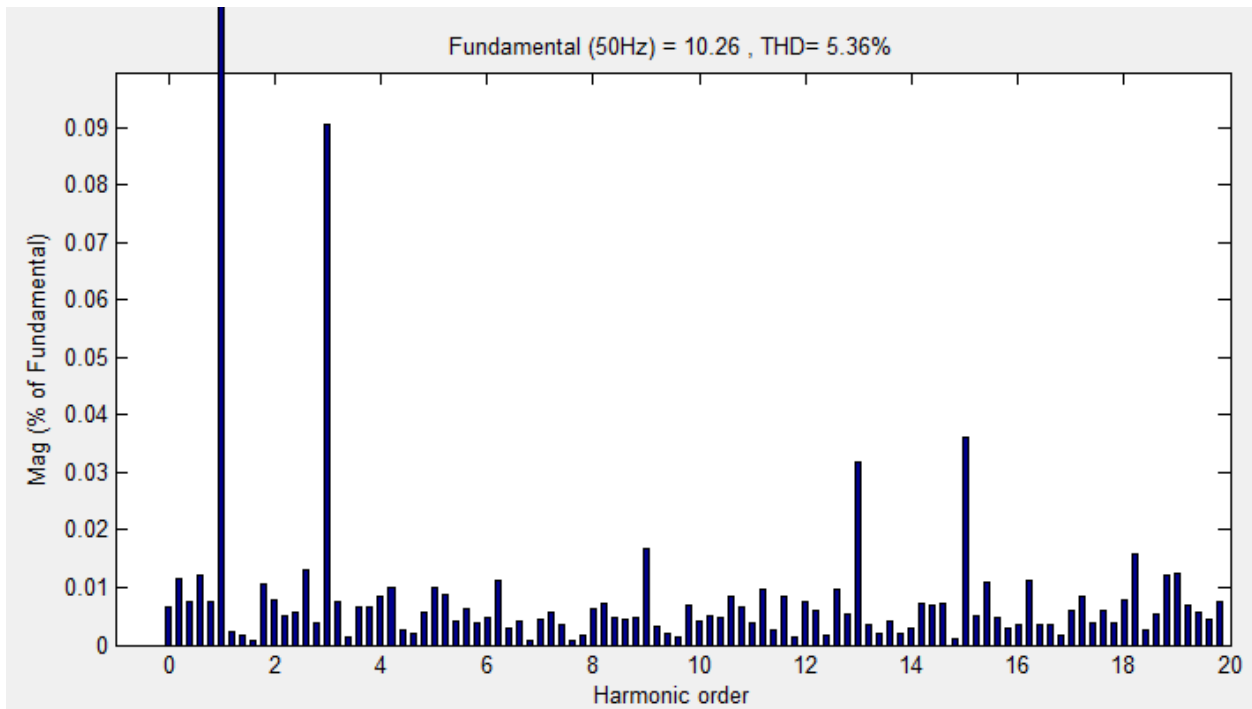
Σχήμα 5.13. Κυματομορφή τριφασικού ρεύματος στην ac πλευρά του συστήματος με τεχνική ελέγχου SPWM.



(α)

Σχήμα 5.14. Μετρήσεις ρεύματος της φάσης a στην ac πλευρά του μετατροπέα με τεχνική διαμόρφωσης SPWM.
(α) Κυματομορφή ρεύματος.

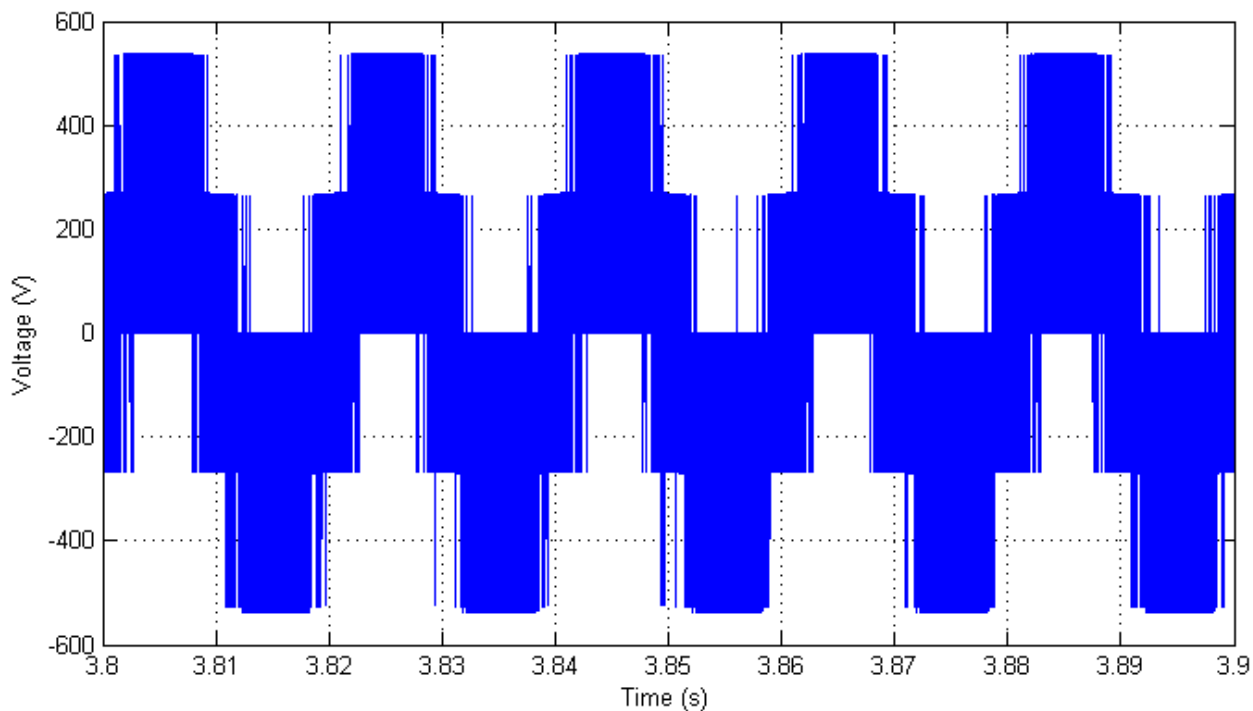
(Συνεχίζεται)



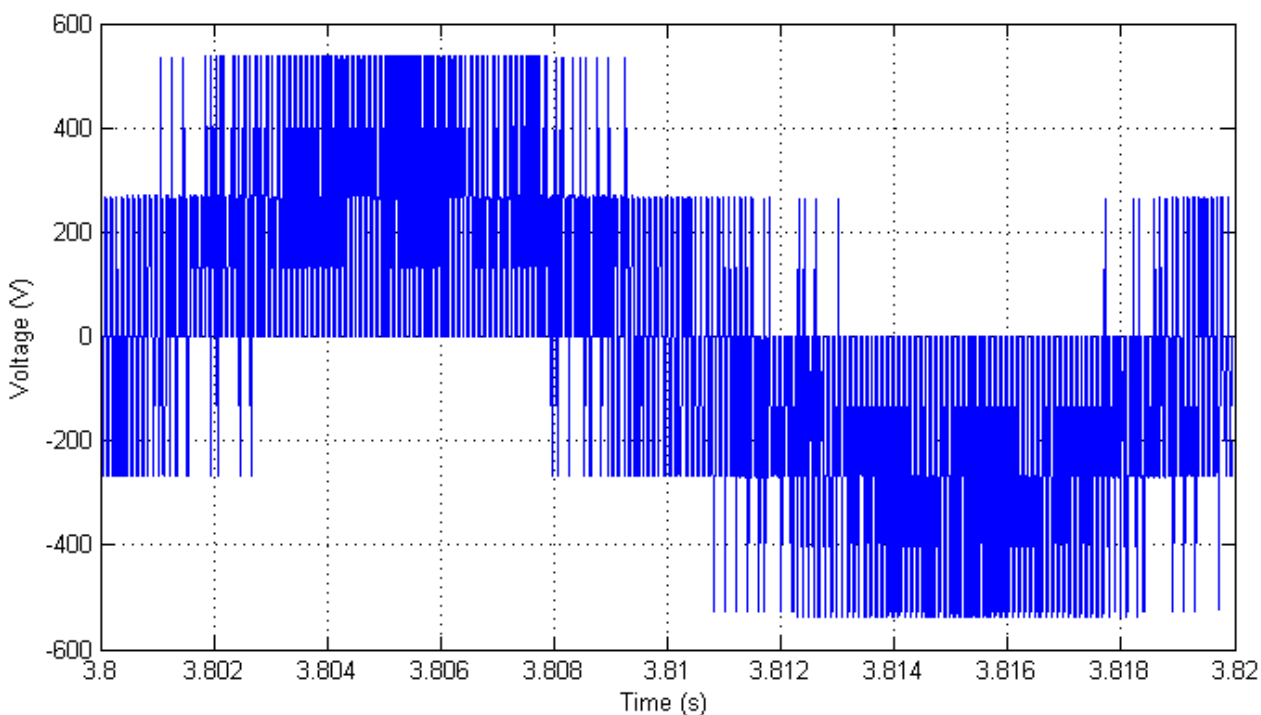
(β)

Σχήμα 5.14. Μετρήσεις ρεύματος της φάσης α στην ac πλευρά του μετατροπέα με τεχνική διαμόρφωσης SPWM.
(β) Αρμονικές ρεύματος.

Στα σχήματα 5.13 και 5.14 παρουσιάζονται οι μετρήσεις του ρεύματος των φάσεων του δικτύου. Στο Σχήμα 5.14α παρουσιάζεται πέντε κύκλοι του ρεύματος της φάσης α και στο Σχήμα 5.14β οι αρμονικές του ρεύματος. Το THD_i μετρήθηκε 5,36% ενώ η RMS τιμή του ρεύματος της φάσης α είναι 7,253 A. Οι κυρίαρχες αρμονικές είναι η τρίτη αλλά το πλάτος της είναι κάτω από 0,1% επομένως μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα. Από αυτό συμπεραίνουμε ότι οι αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος είναι μεγαλύτερες του 1kHz και συγκεκριμένα βρίσκονται στις συχνότητες $m_f \pm 2$ δηλαδή στις 199 και 203 όπως αναφέραμε στην Παράγραφο 4.1.2 και στον Πίνακα 4.1.



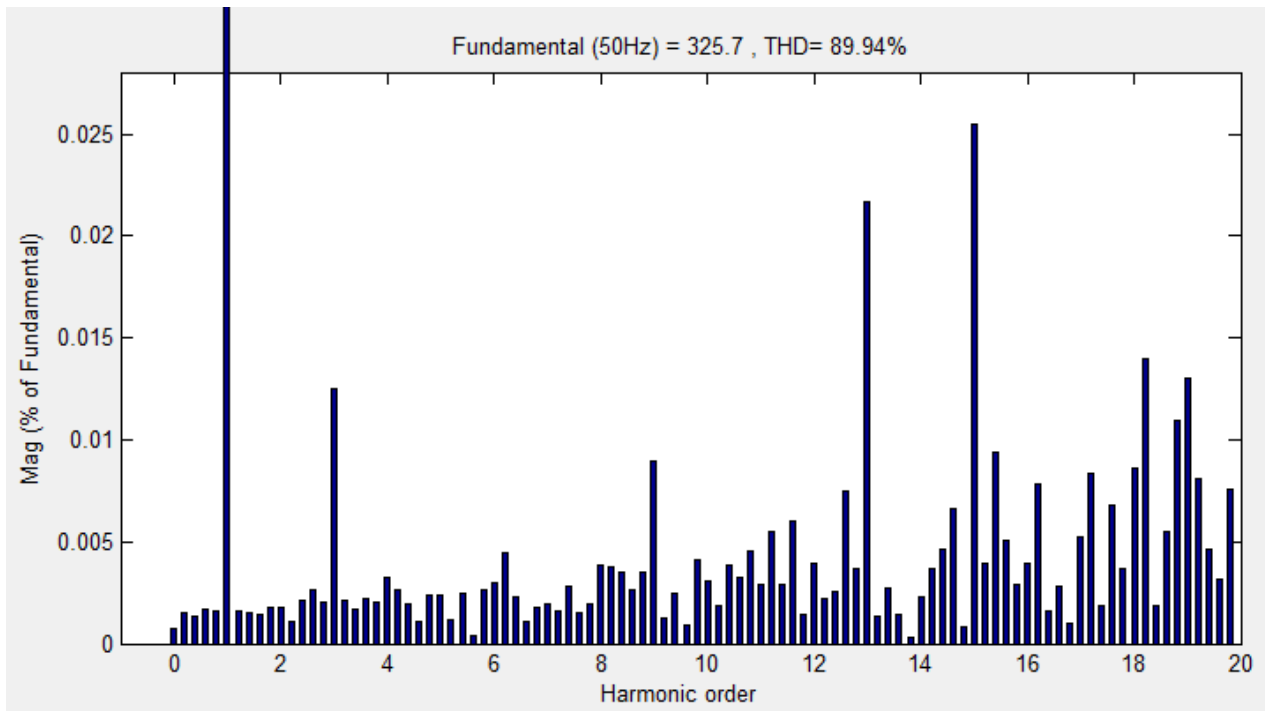
(α)



(β)

Σχήμα 5.15. Μετρήσεις τάσης στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα στη φάση a με διαμόρφωση SPWM.
 (α) Κυματομορφή τάσης.
 (β) Λεπτομέρεια κυματομορφής τάσης.

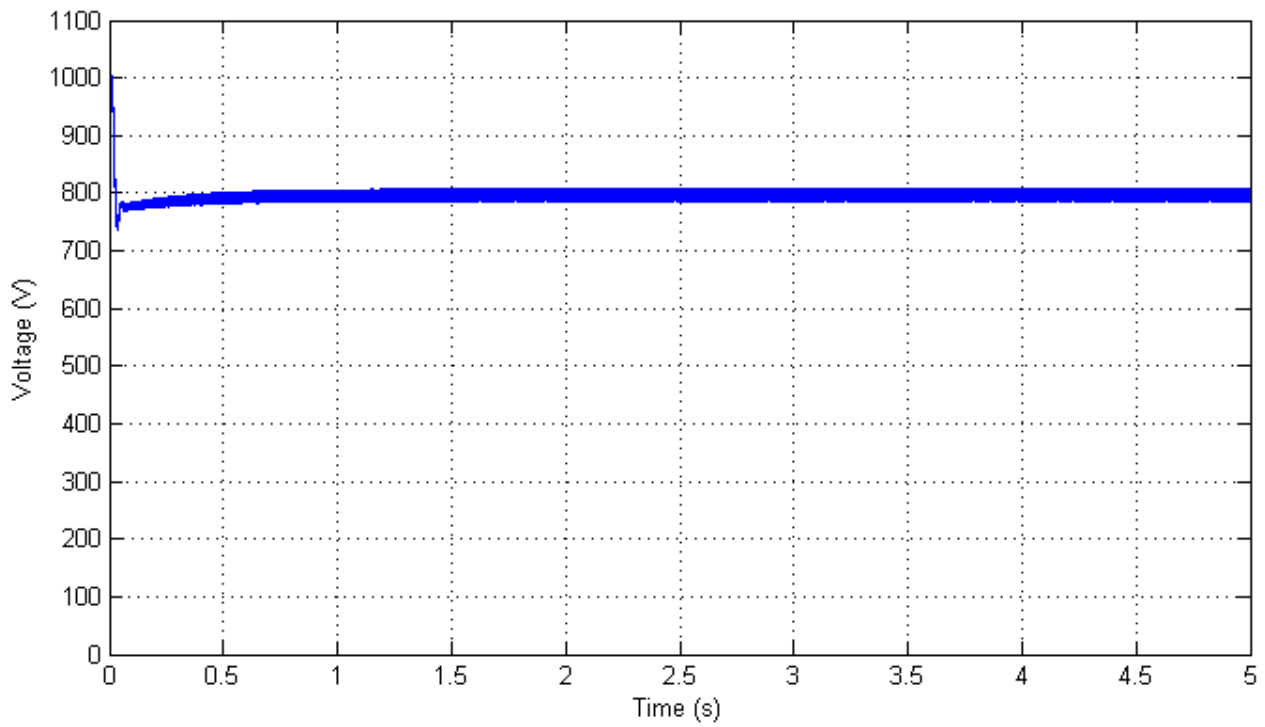
(Συνεχίζεται)



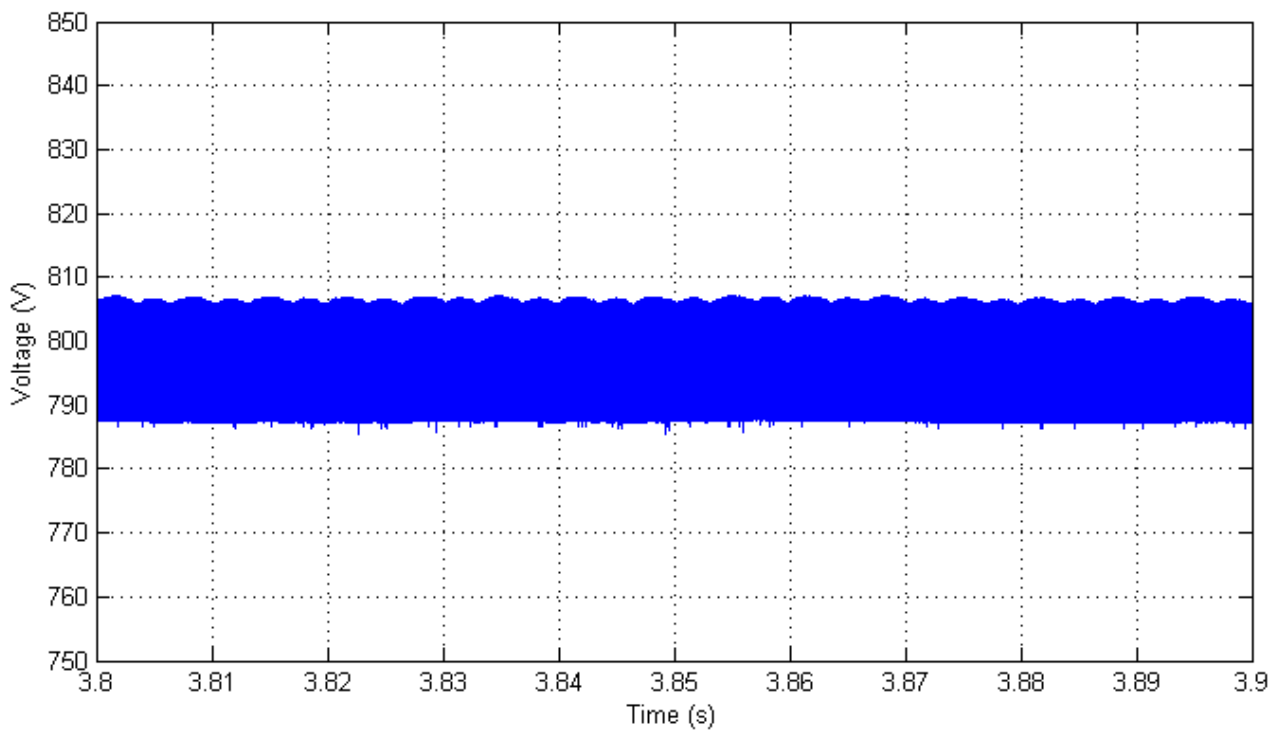
(γ)

Σχήμα 5.15. Μετρήσεις τάσης στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα στη φάση a με διαμόρφωση SPWM.
(γ) Αρμονικές ρεύματος.

Στο Σχήμα 5.15 παρουσιάζονται οι μετρήσεις της τάσης της φάσης a στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα και οι αντίστοιχες αρμονικές της. Παρατηρούμε ότι η τάση είναι παρουσιάζει μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο από την μέθοδο με ζώνη υστέρησης. Συγκεκριμένα το THD_v ισούται με 89,94% και το πλάτος της θεμελιώδης τάσης είναι 325,7 V. Οι χαμηλές αρμονικές συνιστώσες υπονοούν ότι οι αντίστοιχες αρμονικές συνιστώσες ρεύματος θα είναι χαμηλές όπως και φαίνεται και από το Σχήμα 5.14. Ο έλεγχος με τεχνική SPWM επιτρέπει στον σχεδιαστή να επιλέξει τις βασικές αρμονικές συνιστώσες τάσης στις οποίες κατ' επέκταση θα αποτελούν και τις βασικές αρμονικές συνιστώσες ρεύματος.



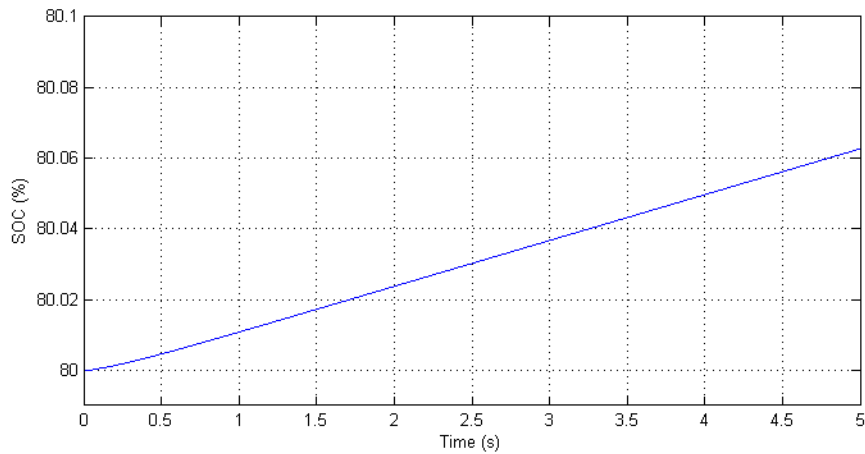
(α)



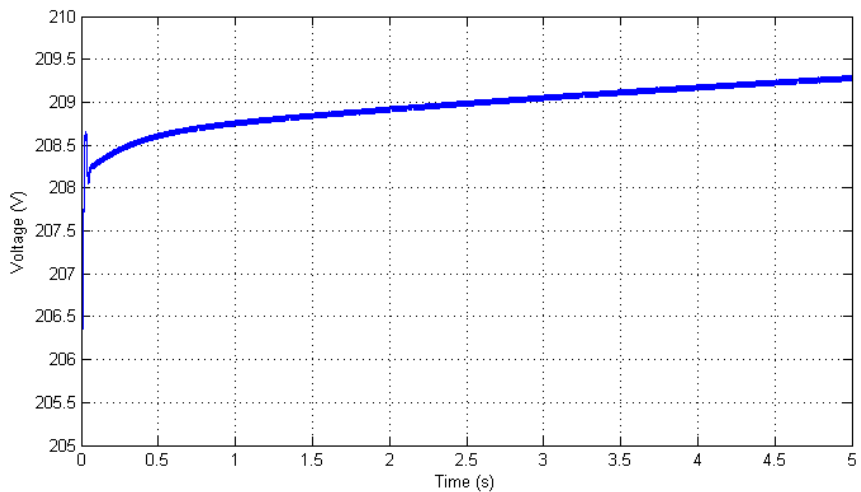
(β)

Σχήμα 5.16. Μετρήσεις της τάσης στην dc πλευρά του μετατροπέα με διαμόρφωση SPWM.
 (α) Τάση στην dc πλευρά του μετατροπέα.
 (β) Λεπτομέρεια της τάσης στην dc πλευρά.

Η τάση στην dc πλευρά του μετατροπέα όπως φαίνεται στο Σχήμα 5,16 έχει την μικρότερη δυνατή διακύμανση. Μπορεί να φανεί καθαρά ότι η συχνότητα της ταλάντωσης είναι έξι φορές η συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης στην ac πλευρά του μετατροπέα δηλαδή 300Hz. Η διακύμανση ισούται με 19,32 V peak-to-peak ή 2,42%. Η μέγιστη τάση είναι τα 1017V η οποία συμβαίνει την χρονική στιγμή 9,48 msec.



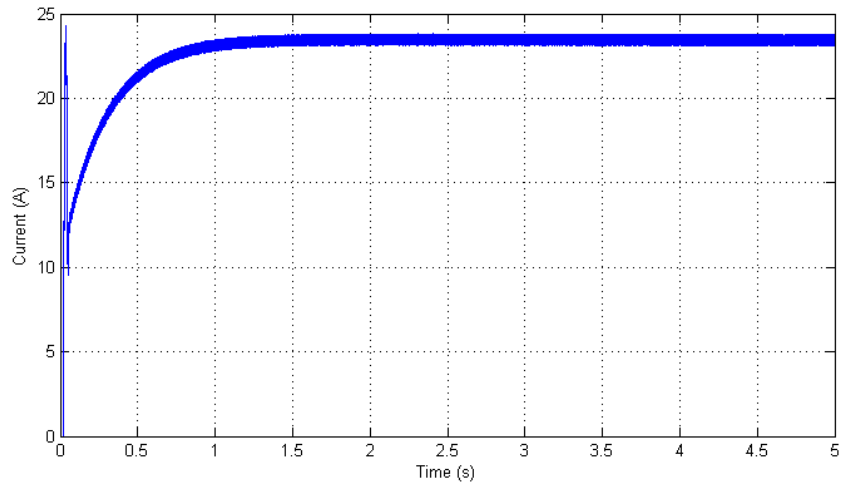
(α)



(β)

Σχήμα 5.17. Μετρήσεις φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών με τεχνική SPWM.
(α) Κατάσταση φόρτισης της συστοιχίας.
(β) Τάση της συστοιχίας συσσωρευτών.

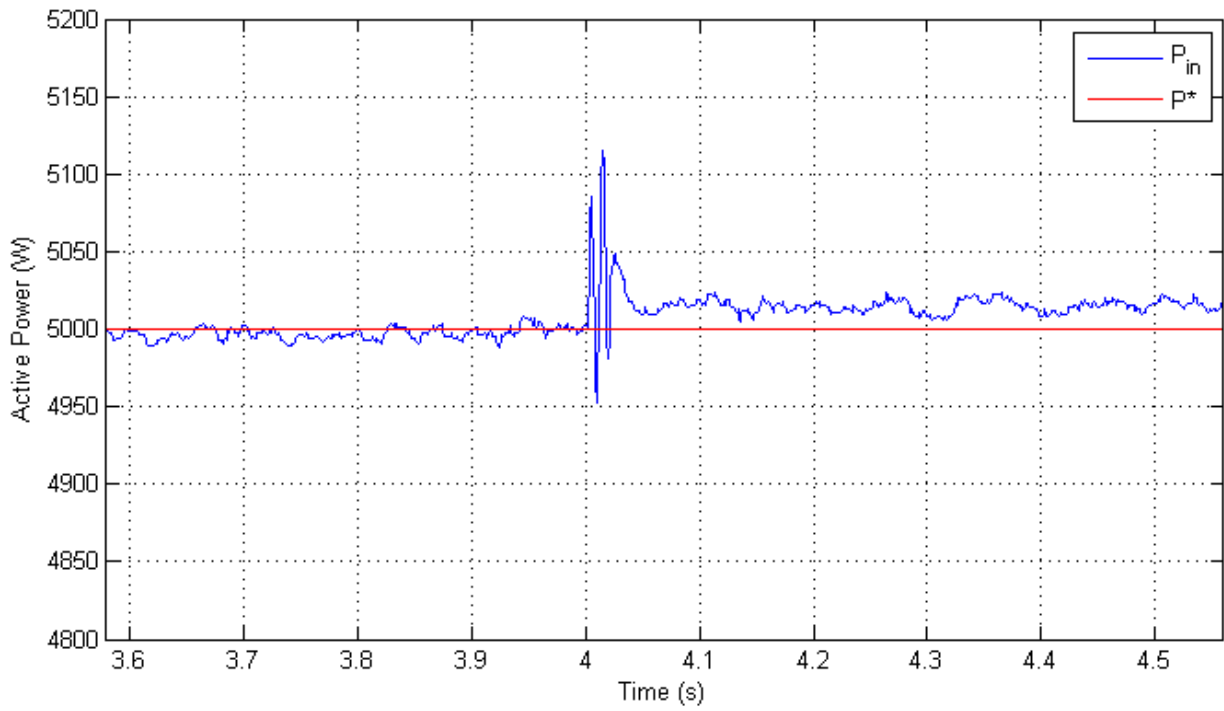
(Συνεχίζεται)



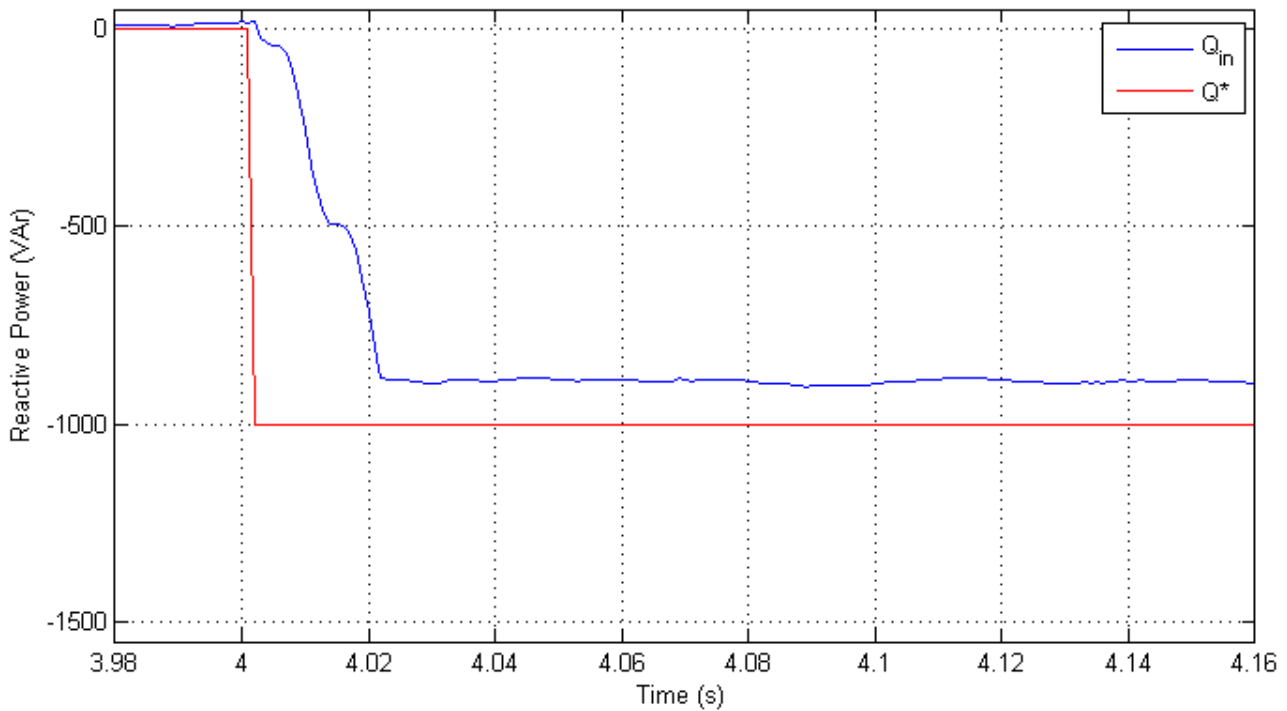
(γ)

Σχήμα 5.17. Μετρήσεις φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών με τεχνική SPWM.
(γ) Ρεύμα που εισέρχεται στην συστοιχία.

Οι μετρήσεις της συστοιχίας συσσωρευτών φαίνονται στο Σχήμα 5.17. Ομοίως με τον έλεγχο με ζώνη υστέρησης η τάση του συσσωρευτή αρχικά είναι 208,2 V και στο τέλος της προσομοίωσης των 5 sec, φτάνει τα 209,7V. Η κατάσταση φόρτισης από 80% καταλήγει στο 80,062% και το ρεύμα διατηρείται περίπου σταθερό και ίσο με 23 A.



(α)



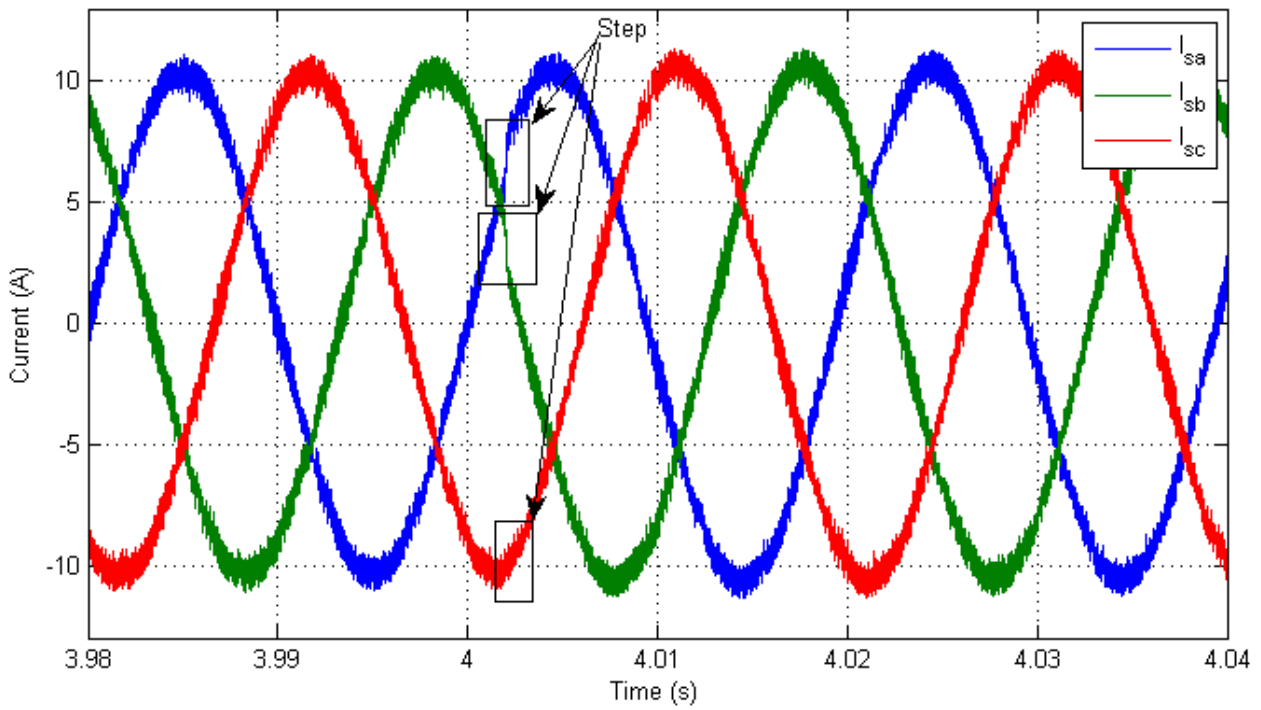
(β)

Σχήμα 5.18. Μετρήσεις για μεταβολή της άεργου ισχύος πάνω στο δίκτυο από 0 VAR σε -1000 VAR με διαμόρφωση SPWM.

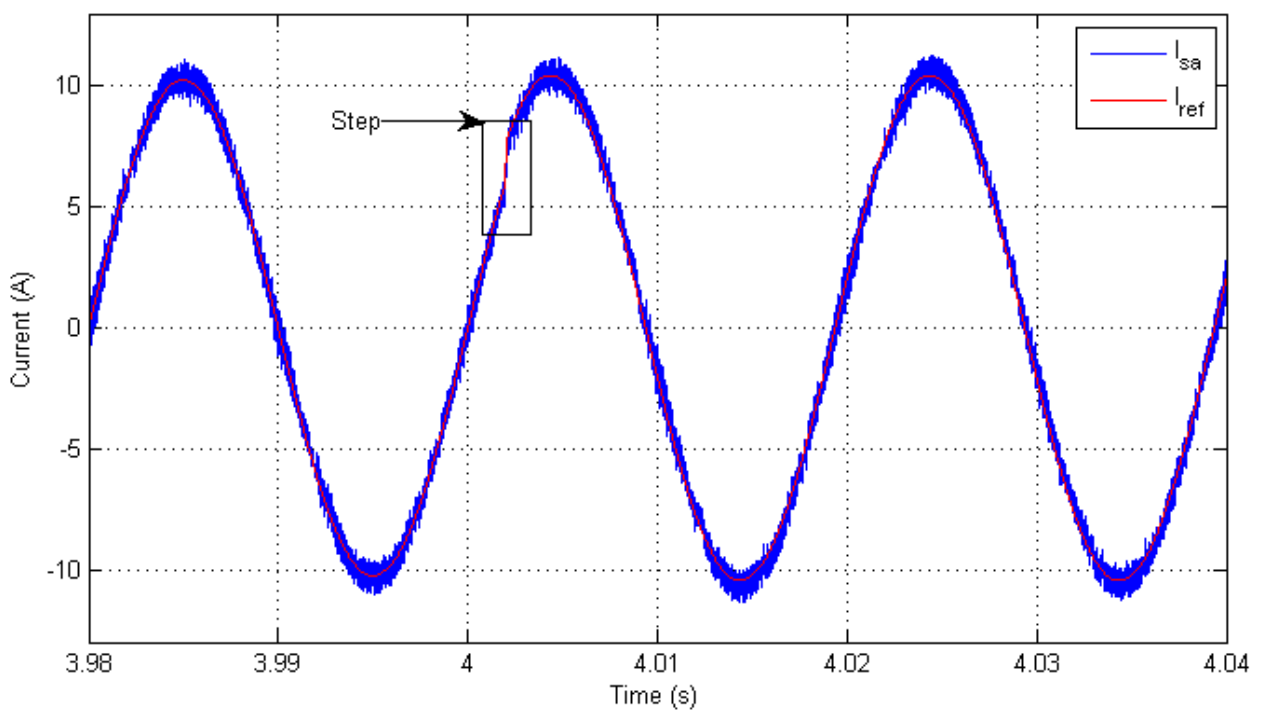
(α) Χρονική μεταβολή της ενεργού ισχύος.

(β) Χρονική μεταβολή άεργου ισχύος.

(Συνεχίζεται)



(γ)



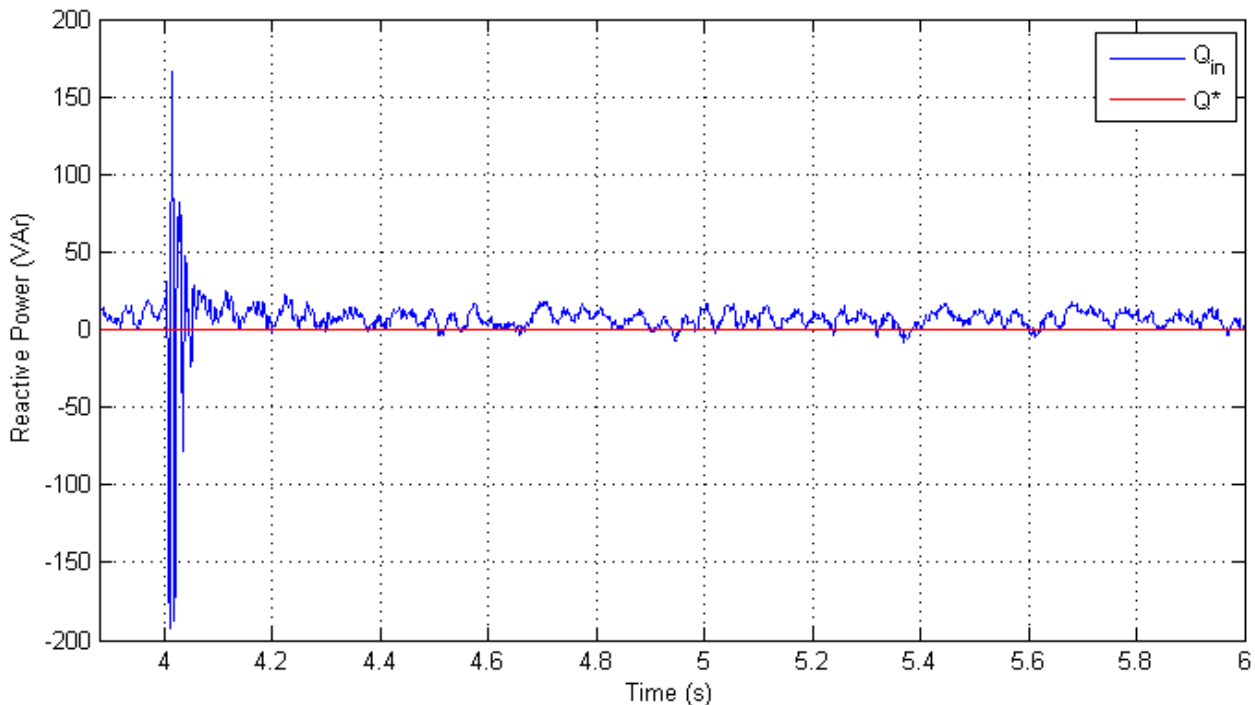
(δ)

Σχήμα 5.18. Μετρήσεις για μεταβολή της αέργου ισχύος πάνω στο δίκτυο από 0 VAR σε -1000 VAR με διαμόρφωση SPWM.

(γ) Κυματομορφές τριφασικών ρευμάτων

(δ) Κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a.

Στο Σχήμα 5.18α παρουσιάζεται η κυματομορφή της ενεργού ισχύος όταν μεταβάλλεται η άεργος ισχύς από 0 VAr σε -1000 VAr. Η διαταραχή της ενεργού ισχύος είναι στιγμιαία και μικρή σε πλάτος, ενώ στην μόνιμη κατάσταση εμφανίζει σφάλμα περίπου 10 Watt. Επίσης, οι διαταραχές στα τρία ρεύματα φαίνονται στιγμιαία στον χρόνο, όπως απεικονίζονται στο Σχήμα 5.18(γ) και 5.18(δ). Ο χρόνος για να ισορροπήσει το σύστημα στην μόνιμη κατάσταση είναι 0,02 sec, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.18β. Η τελική τιμή της άεργου ισχύος είναι τα -924 VAr. Ο χρόνος για την αποκατάσταση της τελικής τιμής είναι ο ίδιος με τον έλεγχο με ζώνη υστέρησης αλλά το μόνιμο σφάλμα είναι μεγαλύτερο.

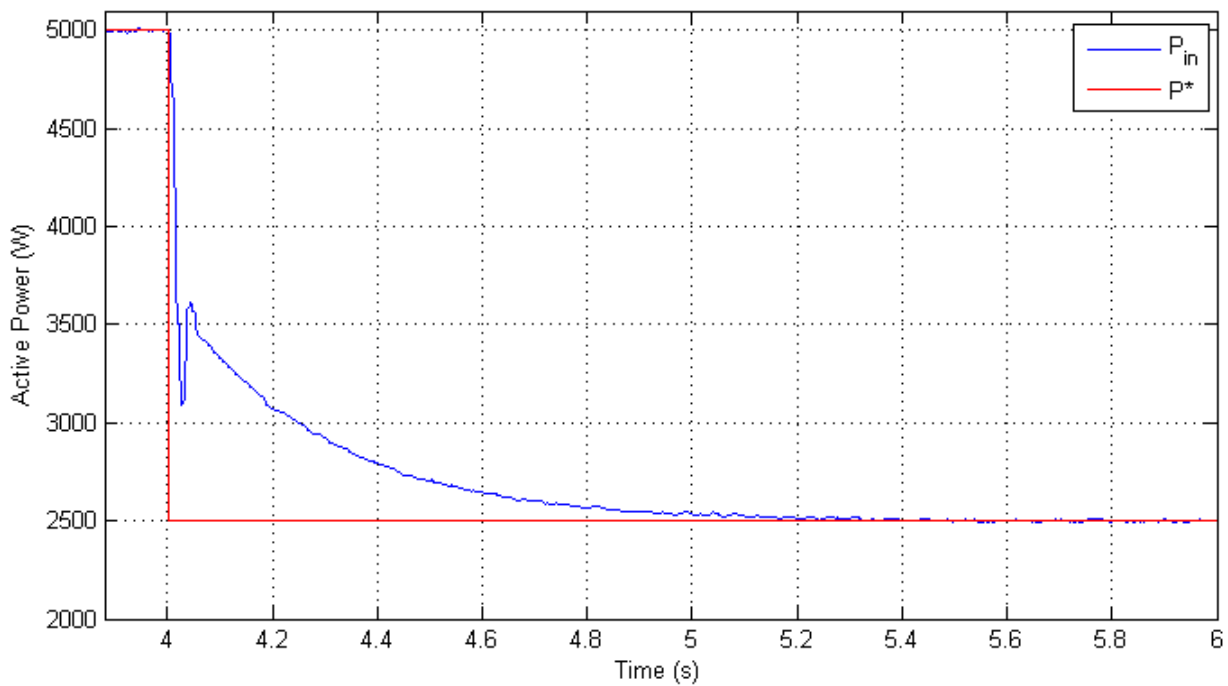


(α)

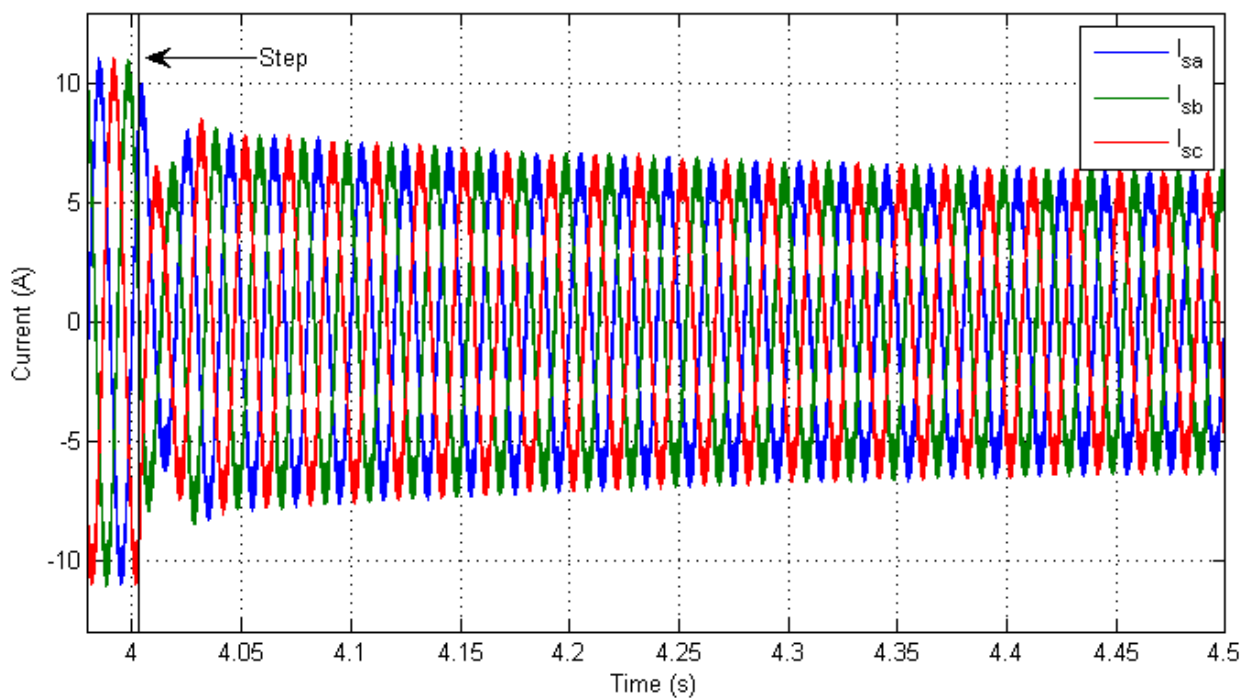
Σχήμα 5.19. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με διαμόρφωση SPWM.

(α) Χρονική μεταβολή άεργου ισχύος.

(Συνεχίζεται)



(β)

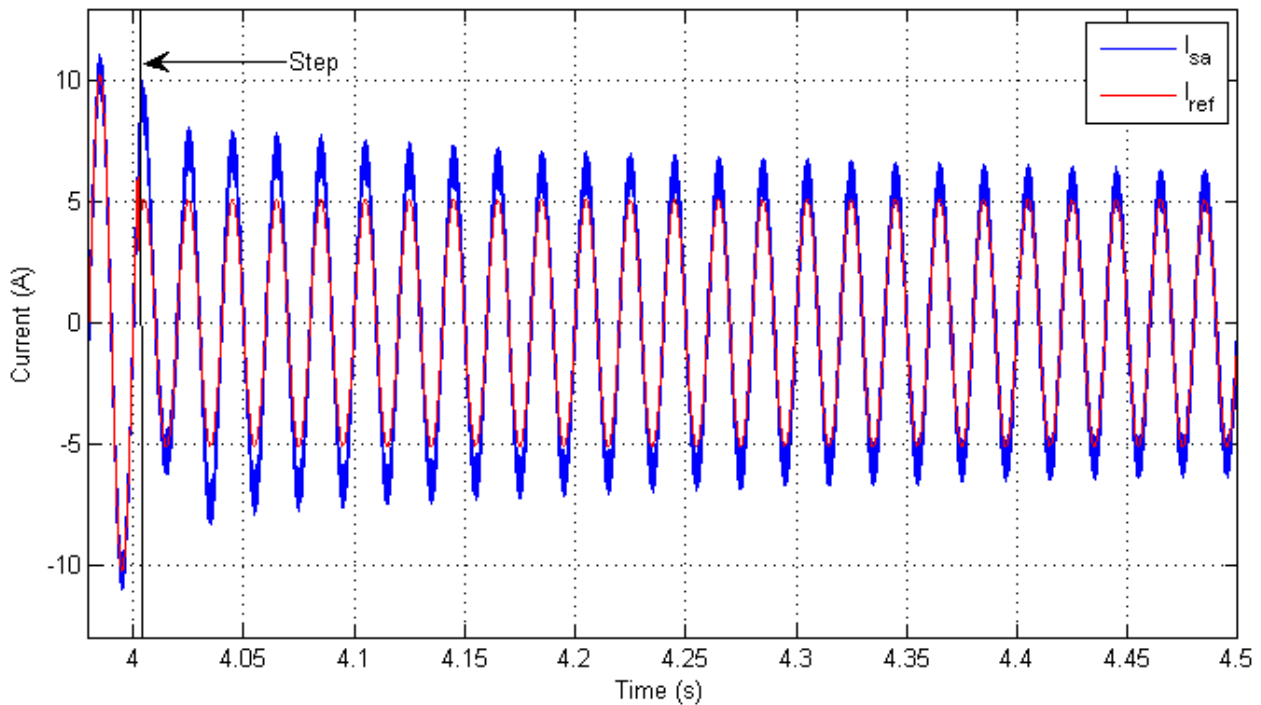


(γ)

Σχήμα 5.19. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με διαμόρφωση SPWM.

(β) Χρονική μεταβολή ενεργού ισχύος.

(γ) Κυματομορφές τριφασικών ρευμάτων

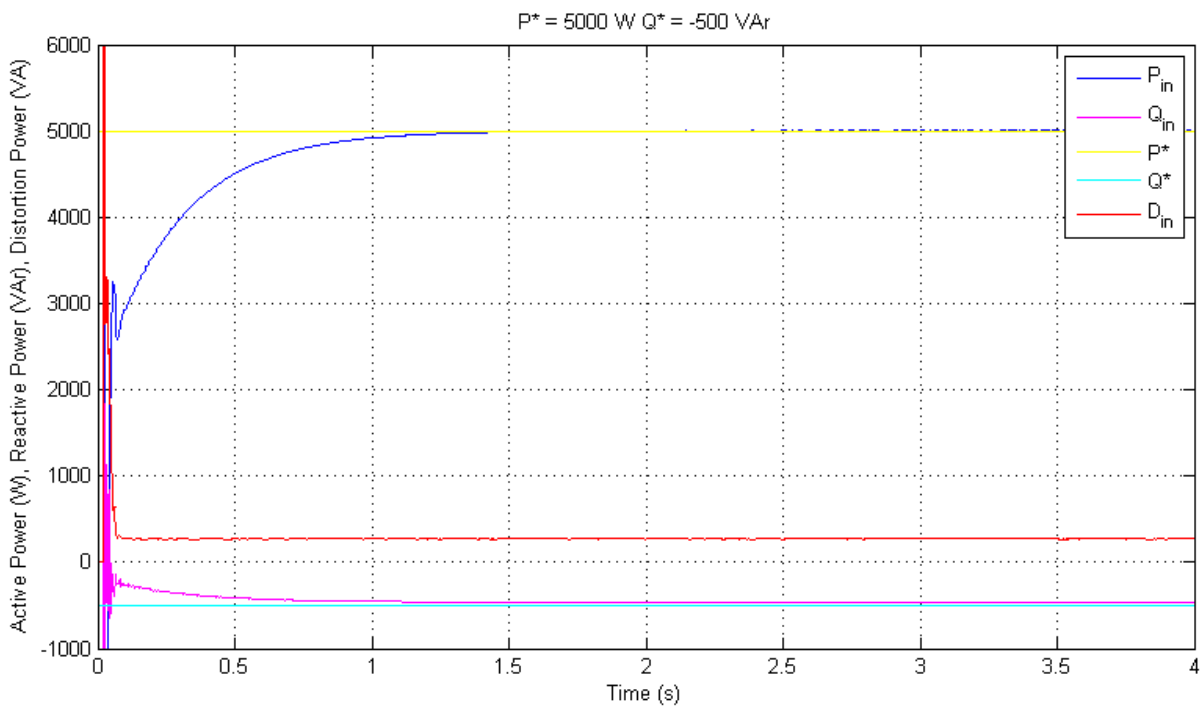
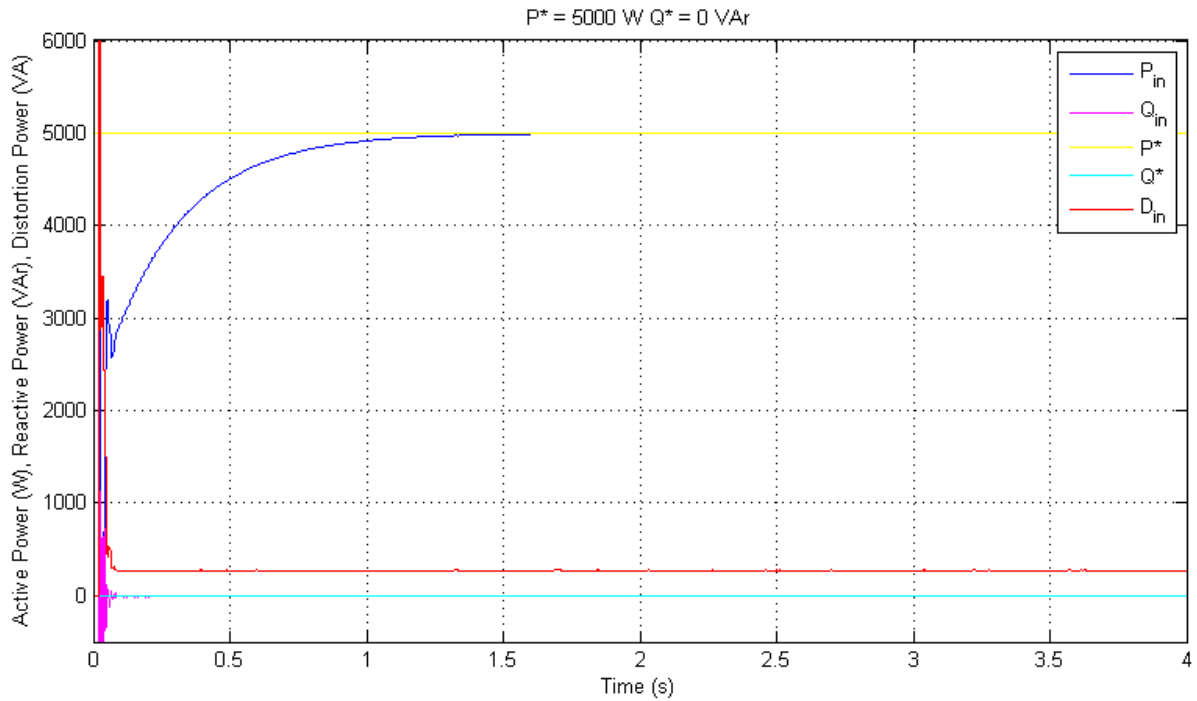


(δ)

Σχήμα 5.19. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με διαμόρφωση SPWM.

(δ) Κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a.

Οι κυματομορφές των ρευμάτων και της ισχύος για την μεταβολή της ενεργού ισχύος από 5000 W στα 2500 W ενώ η άεργος ισχύς διατηρείται σταθερή στα 0 VAR, απεικονίζονται στο Σχήμα 5.19. Παρατηρούμε ότι στη μόνιμη κατάσταση δεν επηρεάζεται η απόκριση της άεργου ισχύος, ενώ το πλάτος των ρευμάτων στην ac μεριά του τριφασικού μετατροπέα προσαρμόζεται σταδιακά με τον χρόνο και λαμβάνει την τελική του τιμή όταν η ενεργός ισχύς μεταβαίνει στην μόνιμη κατάσταση. Στο Σχήμα 5.19γ και 5.19δ φαίνεται η συμπεριφορά του ρεύματος, όπου η περιβάλλουσα του ρεύματος μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι συγκλίνει με τον ρυθμό που συγκλίνει η τιμή της ενεργού ισχύος στο Σχήμα 5.19β. Η αποκατάσταση επέρχεται την χρονική στιγμή 4,895 sec ενώ η μεταβολή εφαρμόστηκε την χρονική στιγμή 4,002 sec.

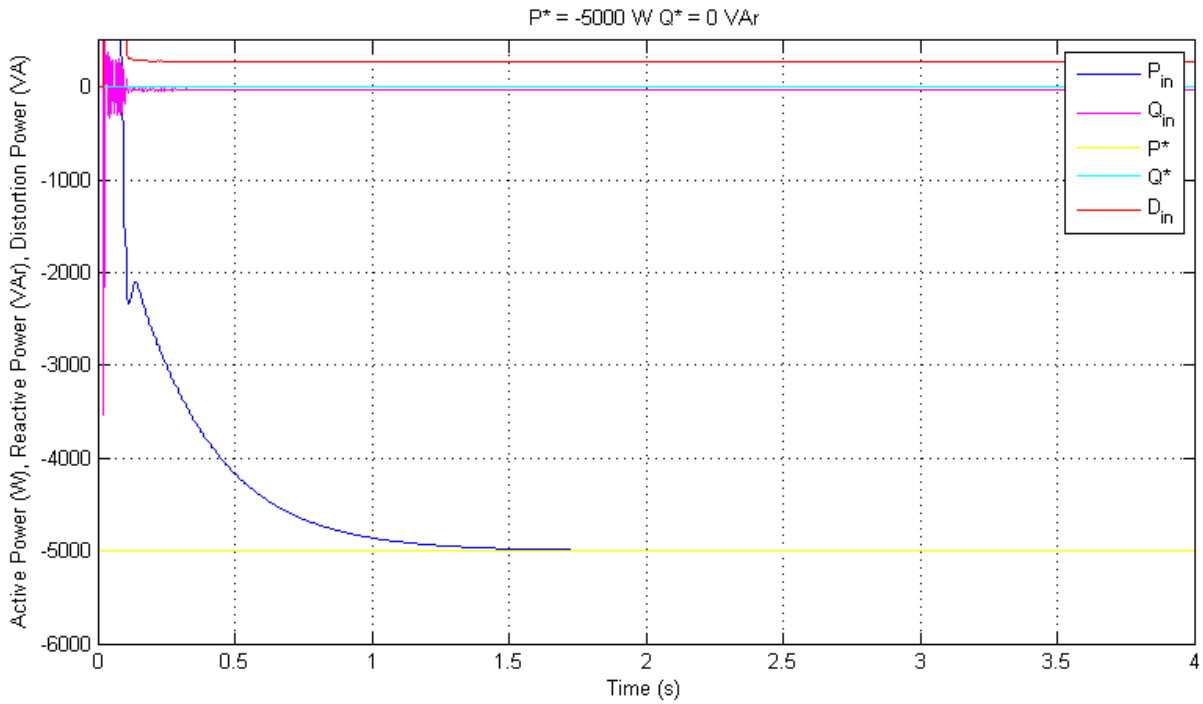


Σχήμα 5.20. Κυματομορφές ισχύος στο δίκτυο με τεχνική διαμόρφωσης SPWM και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

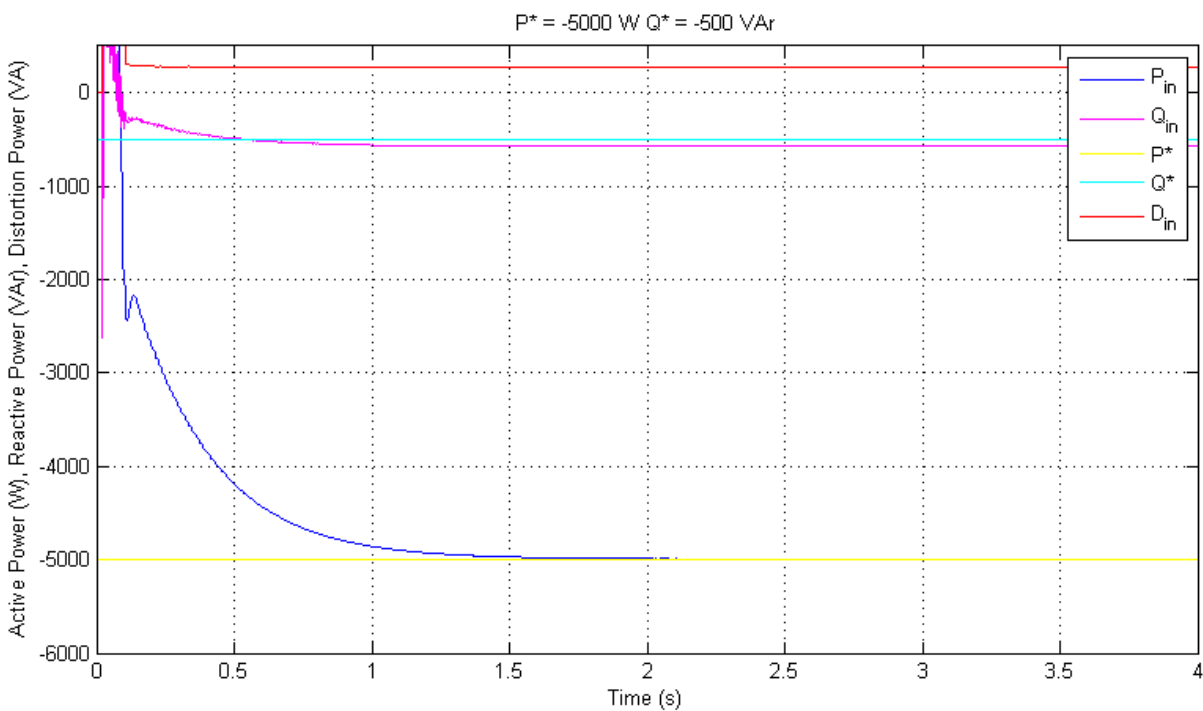
(α) Φόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$.

(β) Φόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$.

(Συνεχίζεται)



(γ)



(δ)

Σχήμα 5.20. Κυματομορφές ισχύος στο δίκτυο με τεχνική διαμόρφωσης SPWM και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

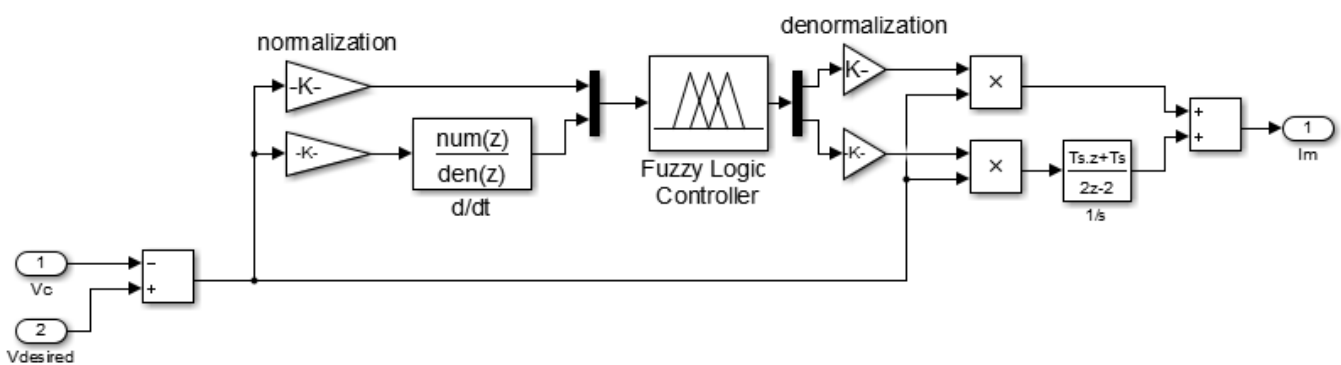
(γ) Εκφόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$.

(δ) Εκφόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$.

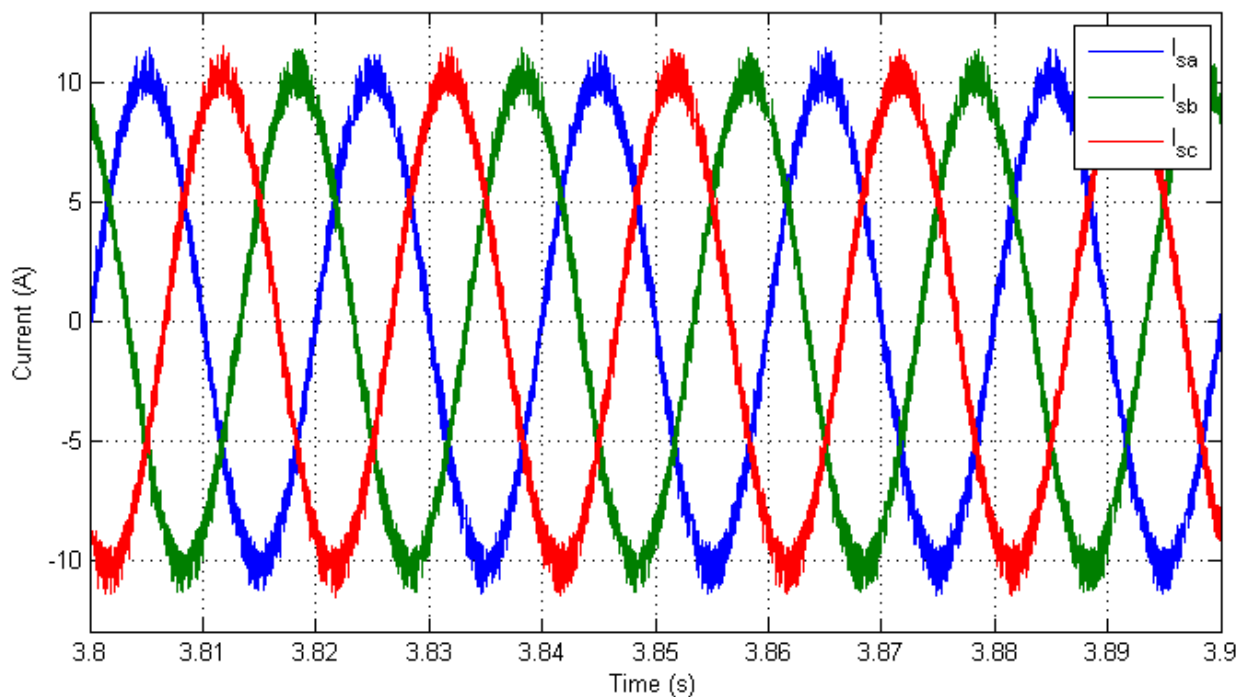
Οι κυματομορφές ισχύος σε τέσσερις καταστάσεις λειτουργίας φαίνονται τα σχήματα 5.20α-δ. Στα πρώτα δύο διαγράμματα απεικονίζεται η κατάσταση φόρτισης με έλεγχο διαμόρφωσης με τεχνική SPWM και στα δύο τελευταία διαγράμματα απεικονίζεται η κατάσταση εκφόρτισης με ωμική και χωρητική συμπεριφορά. Παρατηρούμε ότι το μόνιμο σφάλμα στην ενεργό ισχύ είναι μηδενικό σε όλες τις περιπτώσεις ενώ μηδενικό σφάλμα στην άεργο ισχύ παρουσιάζεται μόνο στην περίπτωση φόρτισης με καθαρή ωμική συμπεριφορά. Στα σχήματα 5.20β-δ παρατηρείται ένα μικρό μόνιμο σφάλμα στην άεργο ισχύ. Η ισχύς παραμόρφωσης, D_{in} , σε όλες τις προσομοιώσεις είναι περίπου 270 VA. Τέλος παρατηρούμε ότι το σύστημα ισορροπεί μετά από 0,965 sec.

5.3 Προσομοίωσης με Ασαφή Έλεγχο

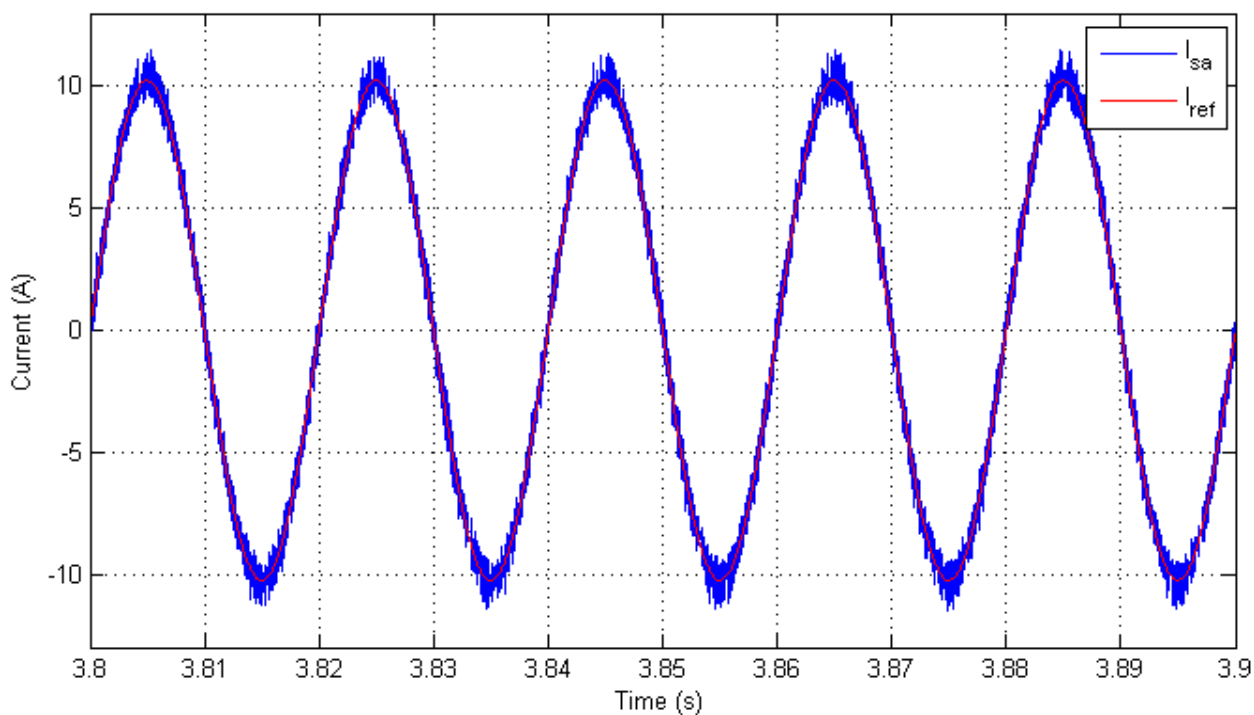
Σε αυτήν την παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του ασαφούς ελέγχου που μελετήθηκε στην Παράγραφο 4.1.3. Το μοντέλο απεικονίζεται στο Σχήμα 5.3α. Σε αυτή τη περίπτωση το πλάτος δεν διαμορφώνεται όπως το Σχήμα 5.3β αλλά οι συντελεστές του αναλογικού ελεγκτή και του ελεγκτή ολοκλήρωσης παράγονται από έναν ελεγκτή ασαφούς λογικής όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 5.21. Οι συναρτήσεις συγγένειας, και οι πίνακες ασαφών κανόνων περιεγράφηκαν στην Παράγραφο 4.1.3. Χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος μεγίστου-ελαχίστου για την παραγωγή του ασαφούς συμπεράσματος και η μέθοδος κέντρου βαρύτητας για την ασαφοποίηση. Στη συνέχεια παράγονται οι παλμοί οδήγησης όπως περιεγράφηκε στην Παράγραφο 4.1.3. Στα σχήματα 5.22 - 5.29 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης.



Σχήμα 5.21. Μοντέλο προσομοίωσης για την διαμόρφωση του πλάτους ρεύματος αναφοράς.



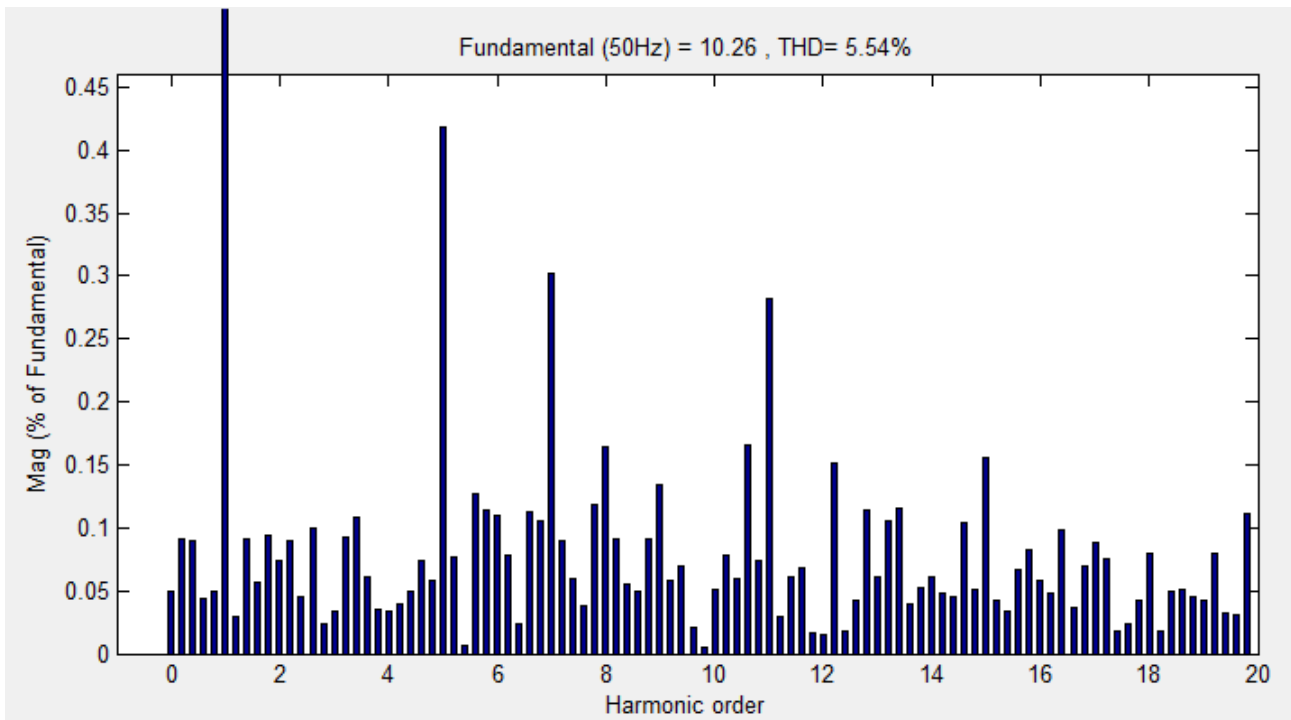
Σχήμα 5.22. Κυματομορφή τριφασικού ρεύματος στην είσοδο του συστήματος με τεχνική ελέγχου ασαφούς λογικής.



(α)

Σχήμα 5.23. Μετρήσεις ρεύματος της φάσης a στην ac πλευρά του συστήματος με τεχνική ελέγχου ασαφούς λογικής.
(α) Κυματομορφή ρεύματος.

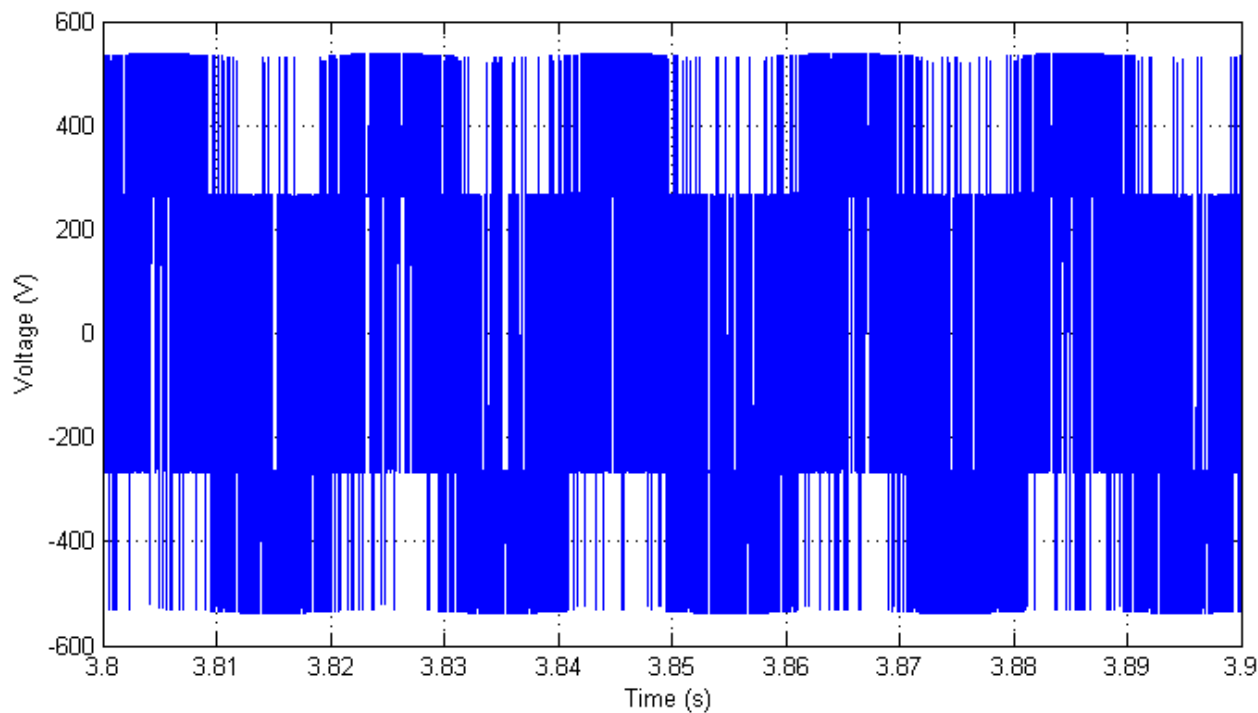
(Συνεχίζεται)



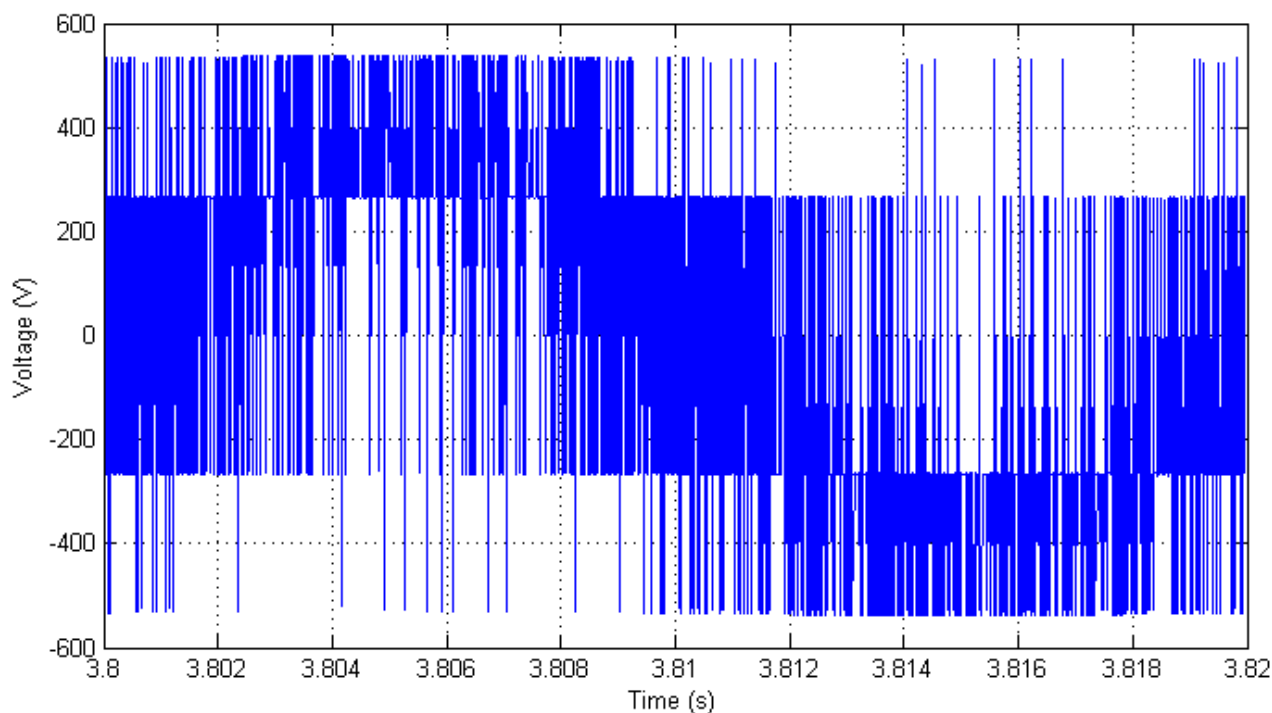
(β)

Σχήμα 5.23. Μετρήσεις ρεύματος της φάσης α στην ac πλευρά του συστήματος με τεχνική ελέγχου ασαφούς λογικής.
(β) Αρμονικές ρεύματος.

Οι κυματομορφές των ρευμάτων του δικτύου και οι αρμονικές του ρεύματος της φάσης α παρουσιάζονται στα σχήματα 5.22 και 5.23. Όπως και με τον έλεγχο υστέρησης, παρατηρούμε ότι το ρεύμα παρουσιάζει την μεγαλύτερη απόκλιση από την ιδανική τιμή του όταν λαμβάνει τιμές κοντά στο μέγιστο πλάτος του δηλαδή στο $\pi/2$ και $3\pi/2$. Το THD_I είναι 5.54% ενώ η RMS τιμή του ρεύματος είναι 7,251 A. Το φάσμα αρμονικών που απεικονίζεται στο Σχήμα 5.23β **επιδεικνύει** ότι οι μεγαλύτερες αρμονικές συνιστώσες είναι η πέμπτη με 0,42%, η έβδομη με 0,31% και η ενδέκατη με 0,28%. Οι υπόλοιπες αρμονικές είναι μικρότερες του 0,15% και θεωρούνται αμελητέες επειδή το αντίστοιχο όριο από τα διεθνή πρότυπα είναι το 1.5 %. Το πλάτος της ζώνης υστέρησης ορίστηκε στο 1mA.



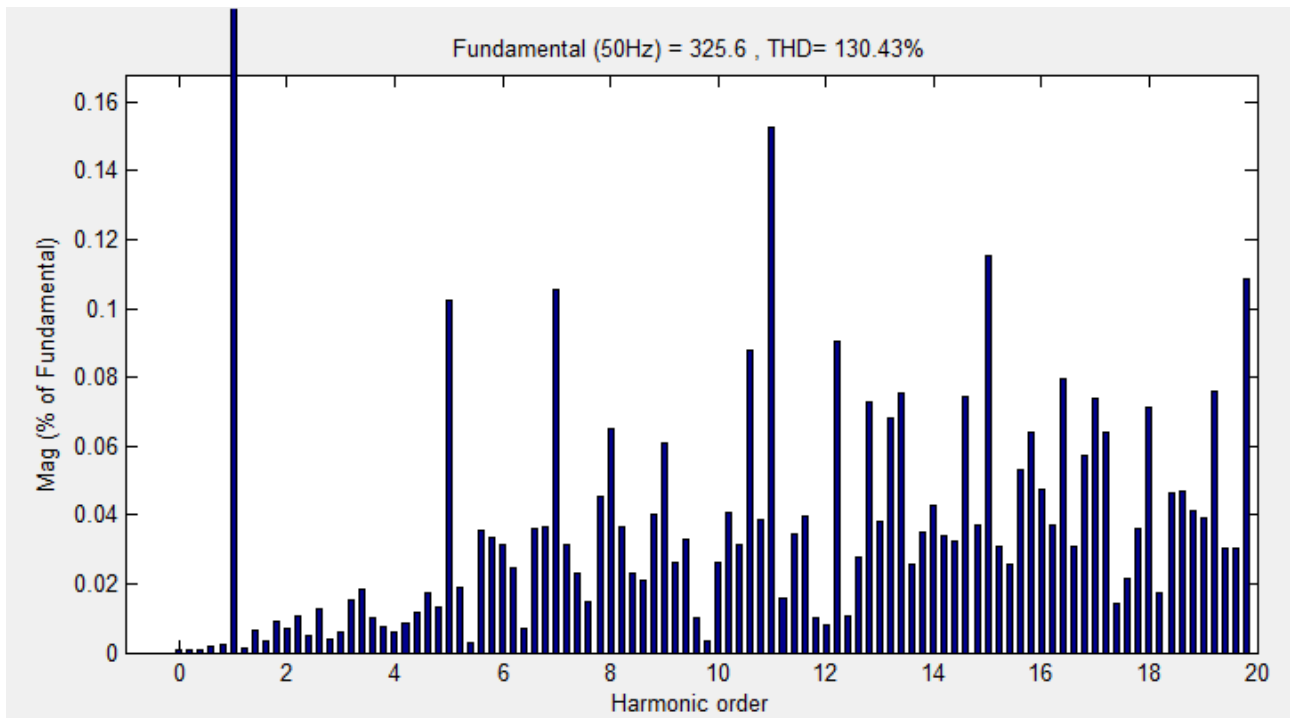
(α)



(β)

Σχήμα 5.24. Μετρήσεις τάσης στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα στη φάση a με τεχνική ασαφούς λογικής.
 (α) Κυματομορφή τάσης.
 (β) Λεπτομέρεια κυματομορφής τάσης.

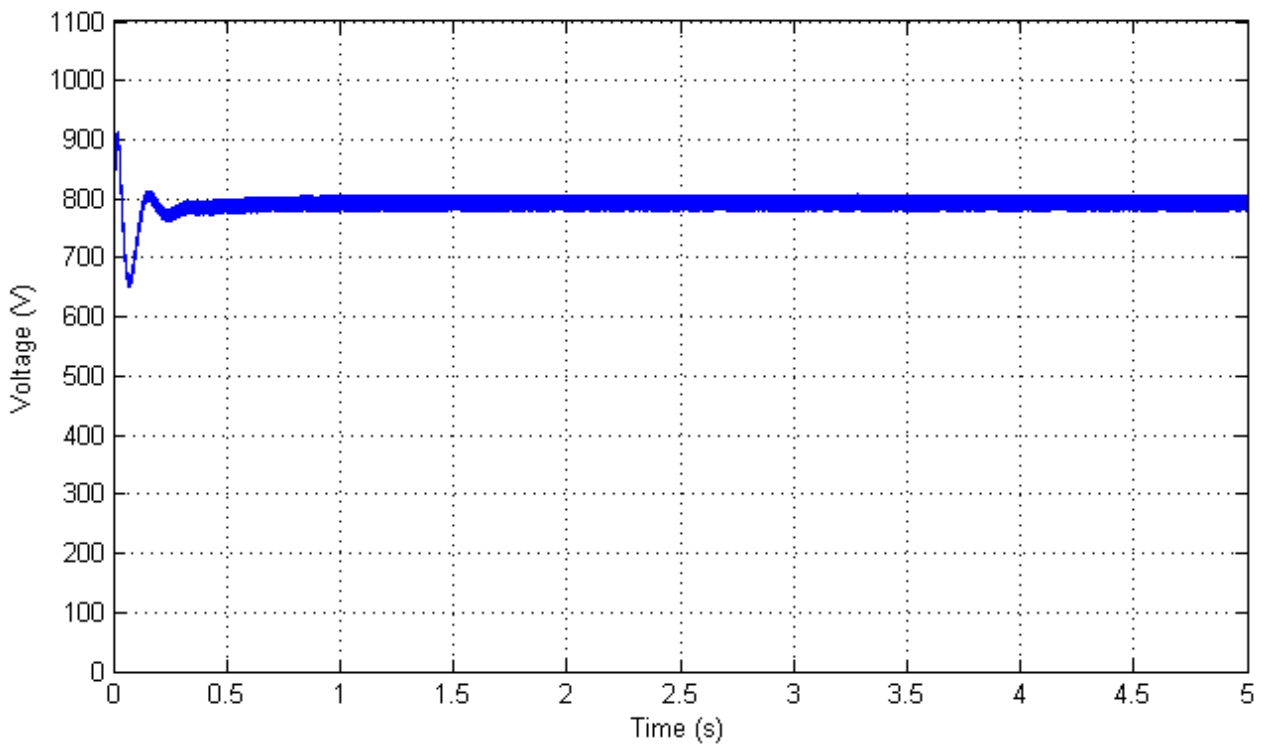
(Συνεχίζεται)



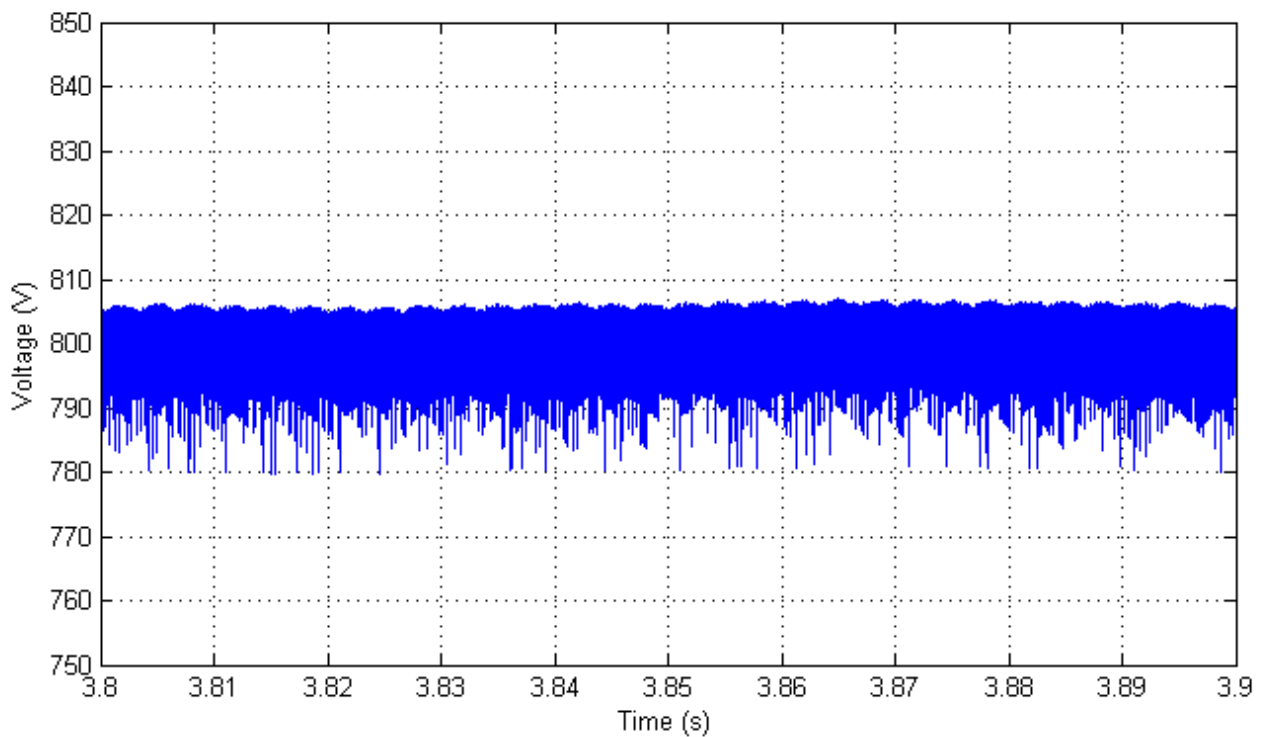
(γ)

Σχήμα 5.24. Μετρήσεις τάσης στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα στη φάση a με τεχνική ασαφούς λογικής.
(γ) Αρμονικές ρεύματος.

Οι μετρήσεις στο Σχήμα 5.24 παρουσιάζουν την τάση στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα της φάσης a. Από τις κυματομορφές στο 5.24α και 5.24β μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η συνολική αρμονική παραμόρφωση της τάσης είναι αρκετά μεγάλη καθώς στην θετική ημιπερίοδο υπάρχουν παλμοί αρνητικής τάσης και στην αρνητική ημιπερίοδο παλμοί θετικής τάσης. Η παρατήρηση αυτή επιβεβαιώνεται από την μέτρηση του THD_v το οποίο μετρήθηκε ίσο με 130,43%. Η RMS τιμή ισούται με 230,3 V. Στο φάσμα των αρμονικών της τάσης του Σχήματος 5.24 παρατηρούμε επίσης ότι οι μεγαλύτερες αρμονικές συνιστώσες είναι οι ενδέκατη με 0,14% και ακολουθούν η δέκατη πέμπτη, η εικοστή η έβδομη και η πέμπτη. Έτσι στο ρεύμα εμφανίζονται οι αντίστοιχες αρμονικές συνιστώσες, των οποίων το πλάτος διαμορφώνεται από το πηνίο που περιορίζει το πλάτος των μεγαλύτερων αρμονικών συνιστωσών.



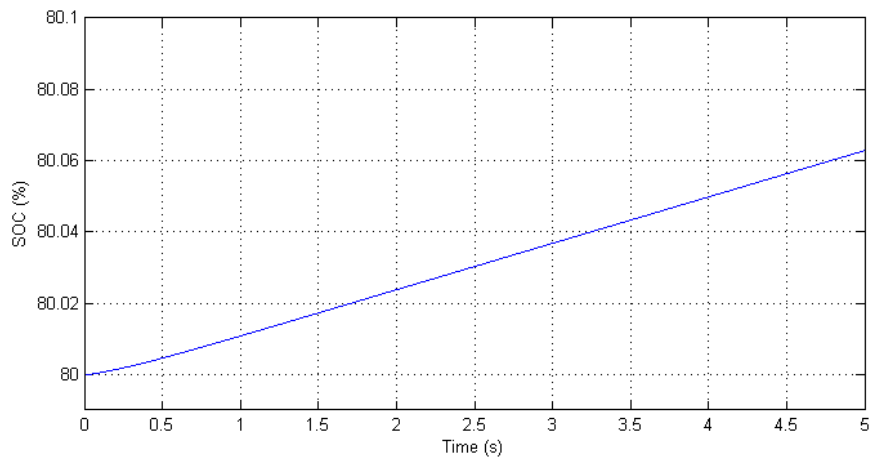
(α)



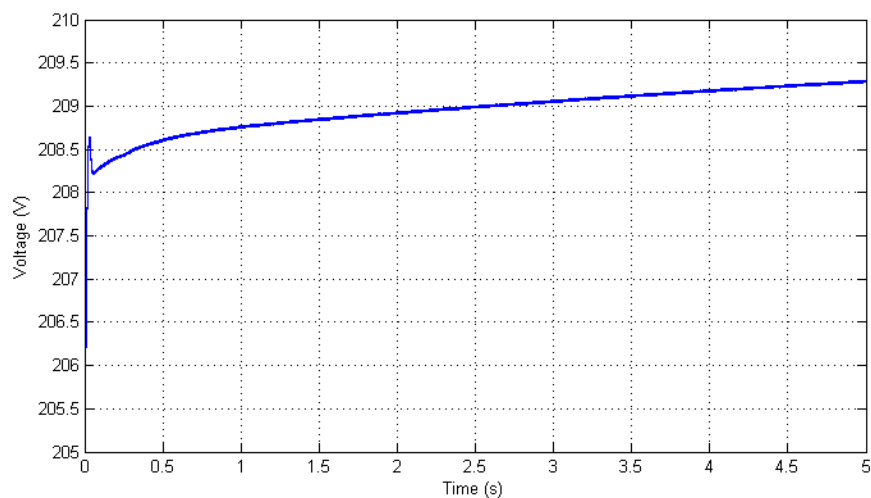
(β)

Σχήμα 5.25. Μετρήσεις της τάσης στην dc πλευρά με τεχνική ασαφούς λογικής.
 (α) Τάση στην dc πλευρά.
 (β) Λεπτομέρεια της τάσης στην dc πλευρά.

Το σχήμα 5.25 παρουσιάζει τις κυματομορφές της τάσης στην dc μεριά του τριφασικού μετατροπέα. Ο έλεγχος με ασαφή λογική παρουσιάζει μεγάλη διακύμανση της τάσης όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.25β η οποία ισούται με 28,48 V ή 1,78%. Η μέγιστη τάση που αναπτύσσεται κατά την μεταβατική περίοδο είναι 912V η οποία εμφανίζεται τη χρονική στιγμή 20 msec. Η τάση οδηγείται στην μόνιμη κατάσταση μετά από 0,2841 sec.



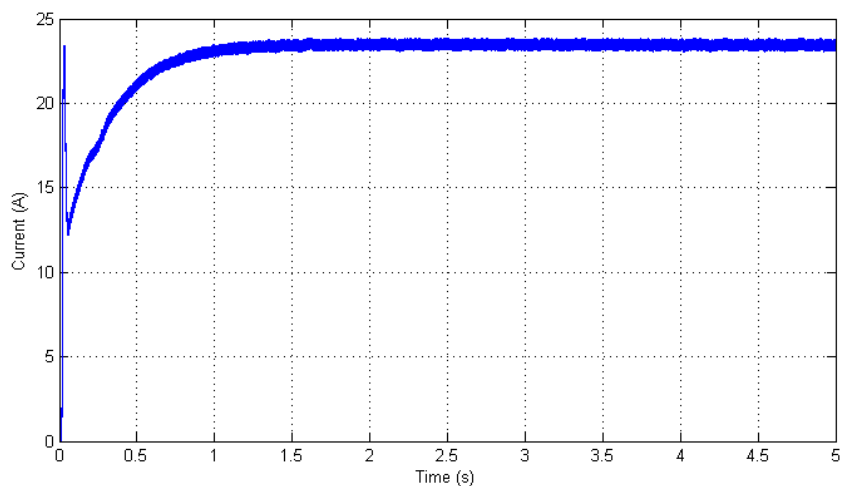
(α)



(β)

Σχήμα 5.26. Μετρήσεις φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών με τεχνική ασαφούς λογικής.
(α) Κατάσταση φόρτισης της συστοιχίας.
(β) Τάση συσσωρευτή της συστοιχίας συσσωρευτών.

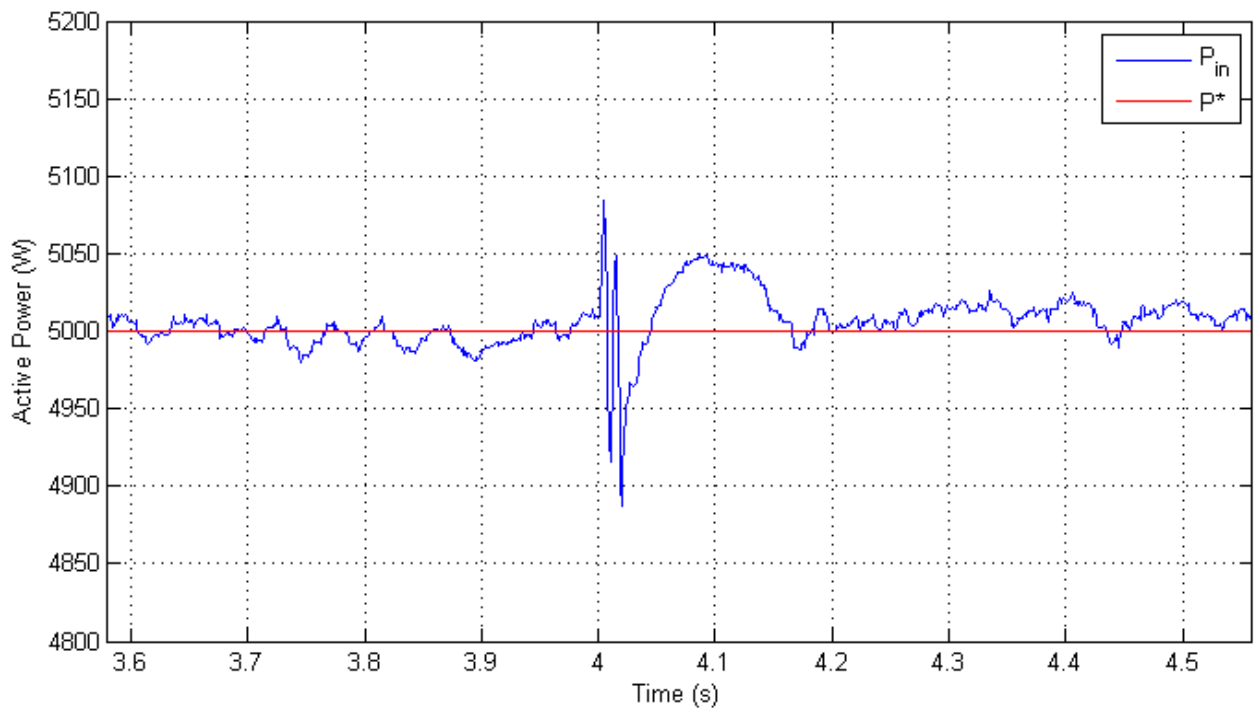
(Συνεχίζεται)



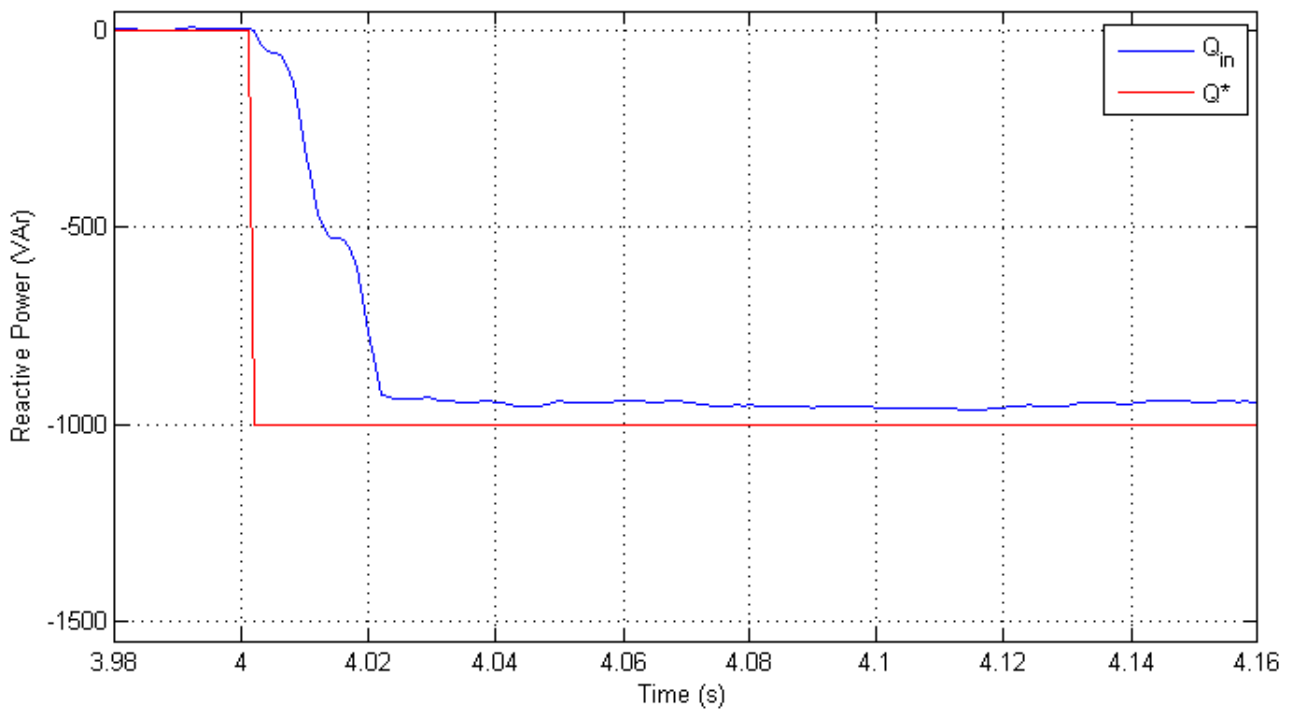
(γ)

Σχήμα 5.26. Μετρήσεις φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών με τεχνική ασαφούς λογικής.
(γ) Ρεύμα που εισέρχεται στην συστοιχία.

Παρατηρούμε ότι η συστοιχία συσσωρευτών φορτίζεται από την αρχική κατάστασή του 80% στο 80,062% όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.26α. Η διακύμανση της τάσης είναι περίπου 1 V, ενώ το ρεύμα προσαρμόζεται στα 23 A για να αποθηκεύσει η συστοιχία την ισχύ που επιθυμείται, δηλαδή στη συγκεκριμένη περίπτωση τα 5000 W.



(α)



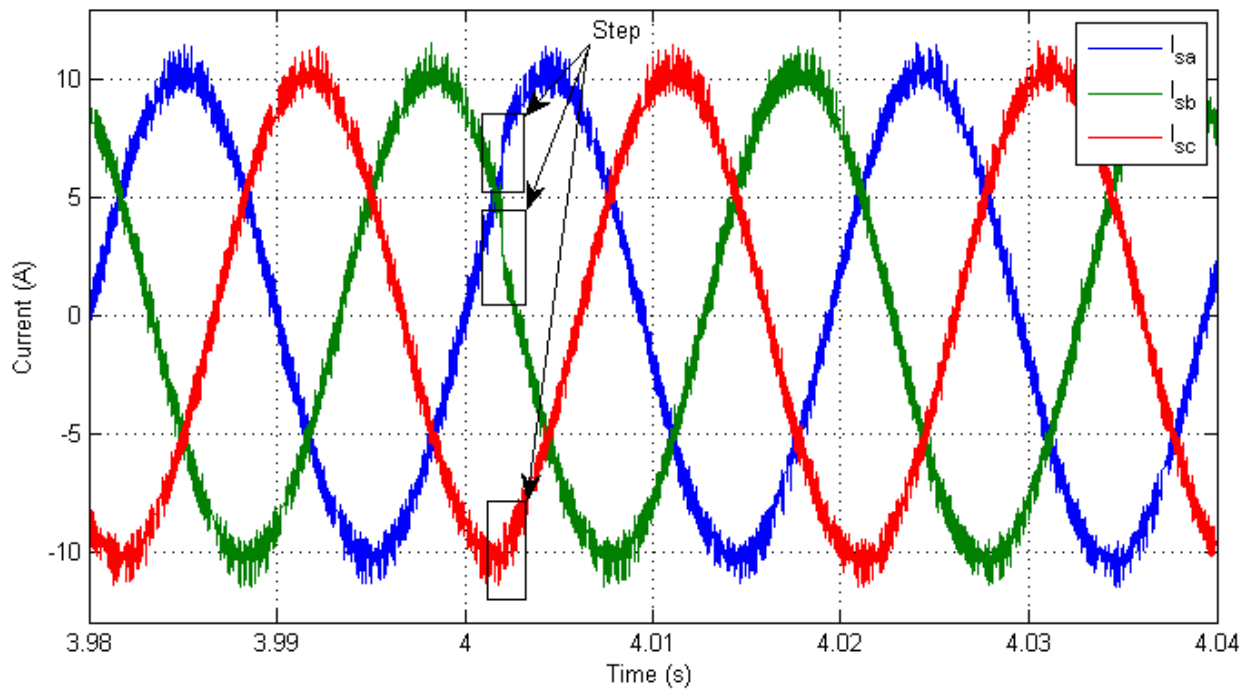
(β)

Σχήμα 5.27. Μετρήσεις για μεταβολή της αέργου ισχύος πάνω στο δίκτυο από 0 VAR σε -1000 VAR με διαμόρφωση ασαφούς λογικής.

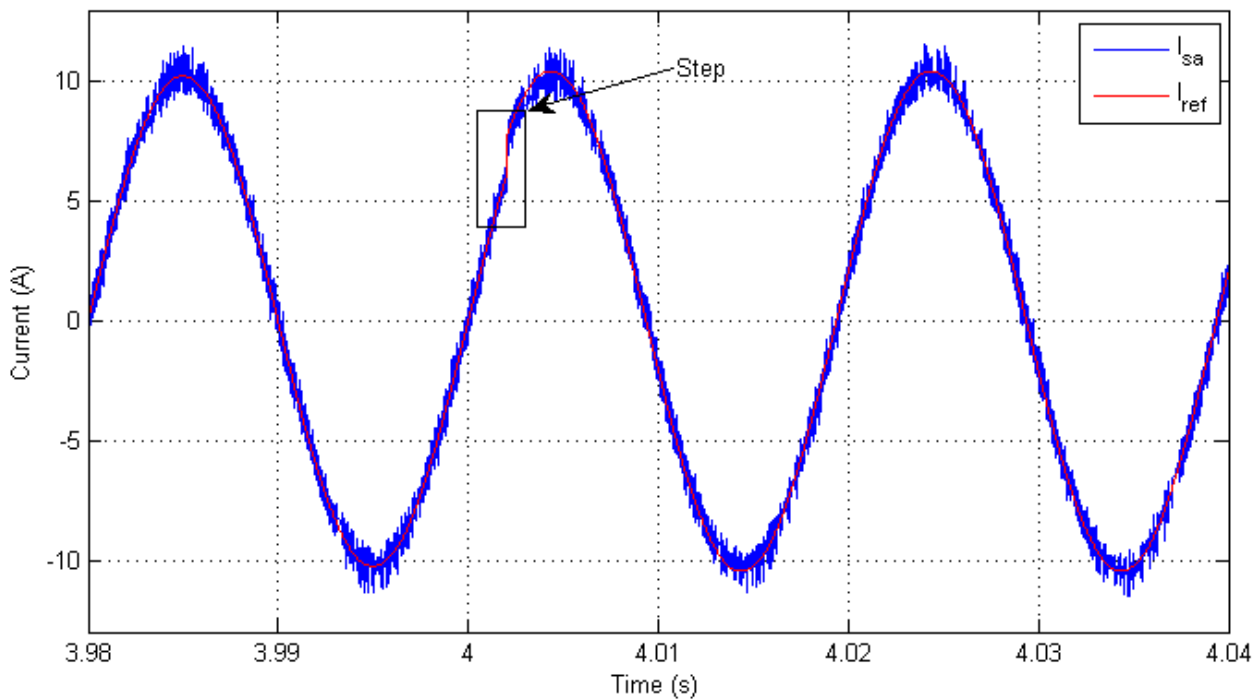
(α) Κυματομορφή ενεργού ισχύος.

(β) Κυματομορφή αέργου ισχύος.

(Συνεχίζεται)



(γ)



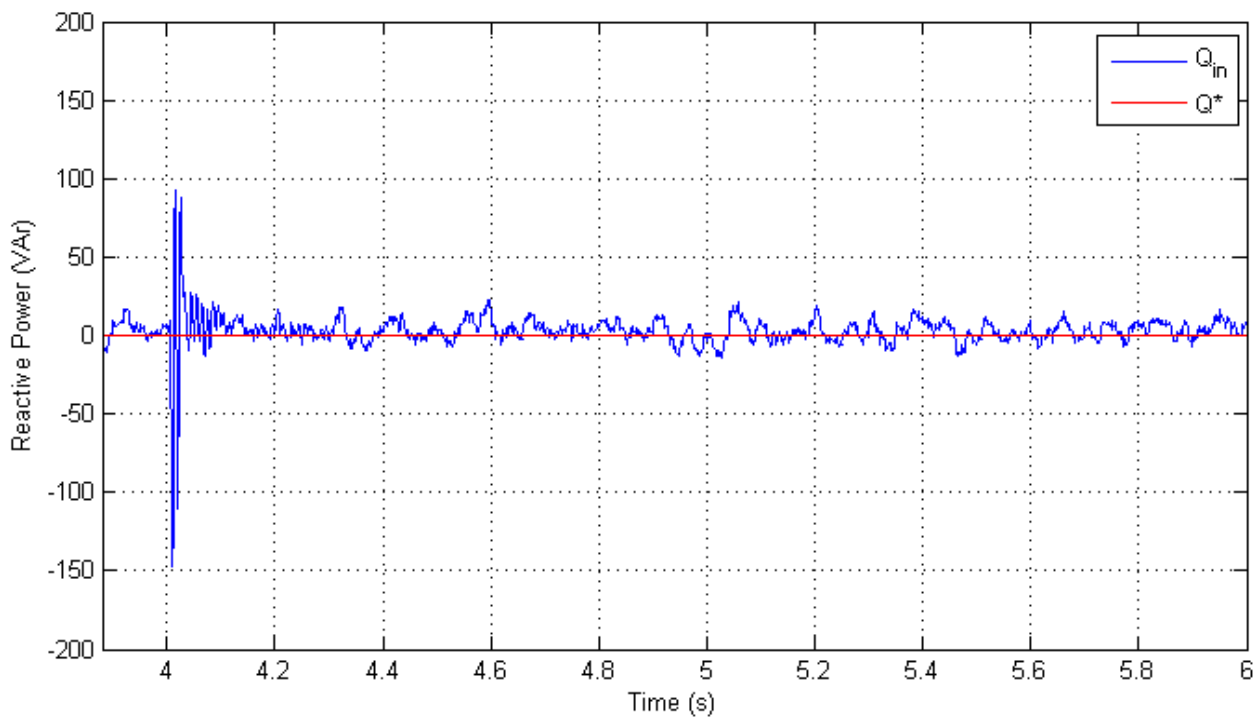
(δ)

Σχήμα 5.27. Μετρήσεις για μεταβολή της αέργου ισχύος πάνω στο δίκτυο από 0 VAr σε -1000 VAr με διαμόρφωση ασαφούς λογικής.

(γ) Κυματομορφές τριφασικών ρευμάτων.

(δ) Κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a.

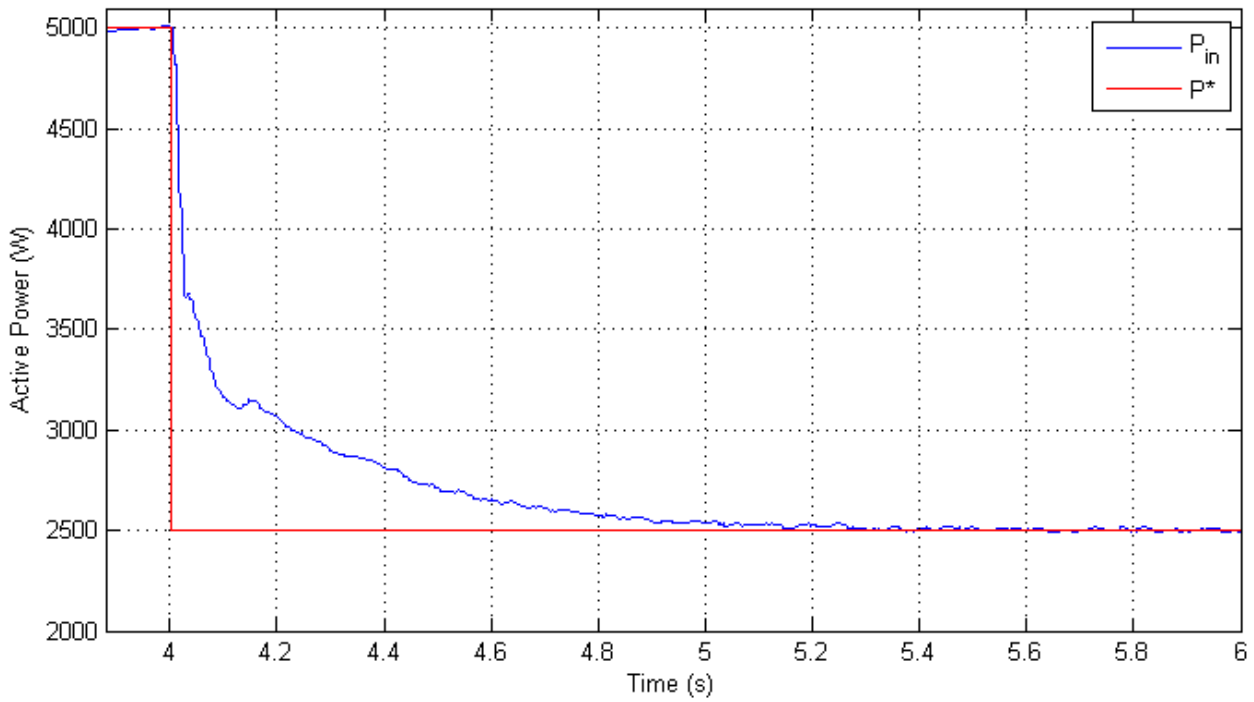
Στο Σχήμα 5.27α παρουσιάζεται η κυματομορφή της ενεργού ισχύος όταν η άεργος ισχύς μεταβάλλεται από 0 VAr σε -1000 VAr. Η διαταραχή της ενεργού ισχύος είναι μεγαλύτερη από της άλλες μεθόδους, ενώ η απόκλιση από την επιθυμητή τιμή είναι σχεδόν μηδενική. Η άεργος ισχύς μεταβαίνει στην μόνιμη κατάσταση μετά από 0.02 sec και η τελική τιμή της είναι -950 VAr. Ομοίως τα τριφασικά ρεύματα είναι στην ac μεριά του τριφασικού μετατροπέα παρουσιάζουν μία στιγμιαία διαταραχή.



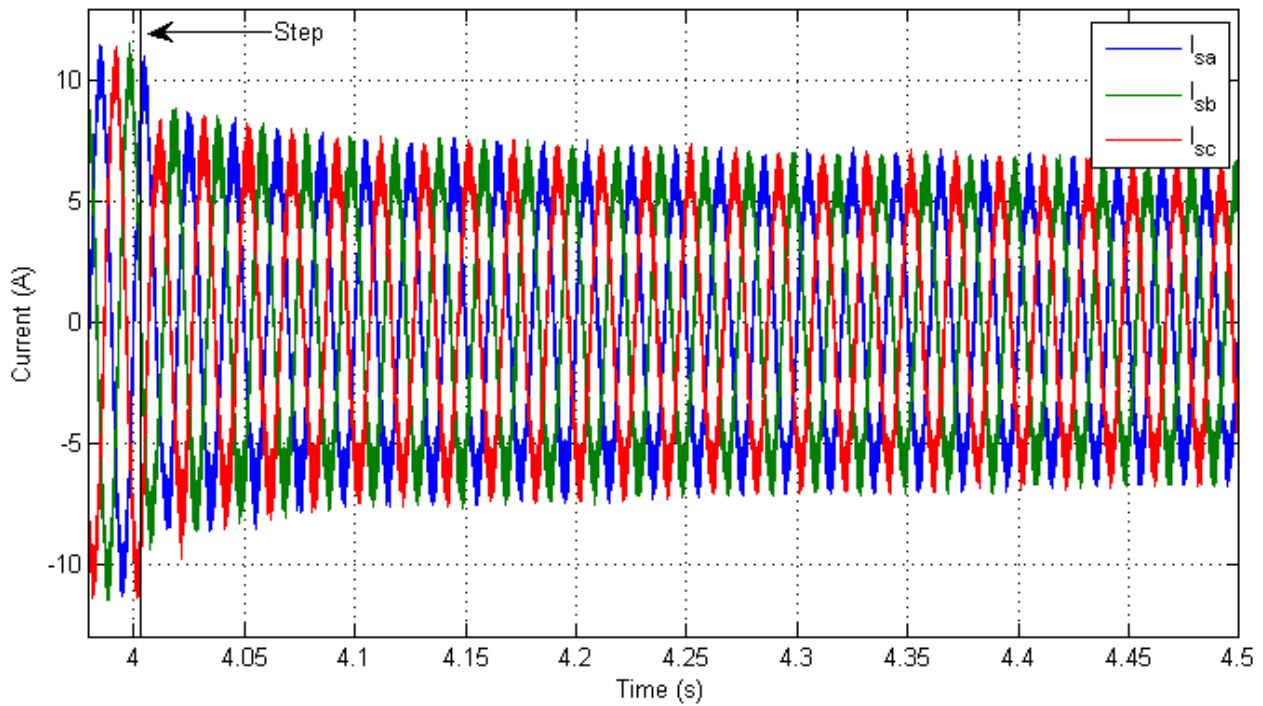
(α)

Σχήμα 5.28. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W ισχύος με διαμόρφωση ασαφούς λογικής.
(α) Κυματομορφή αέργου ισχύος.

(Συνεχίζεται)



(β)



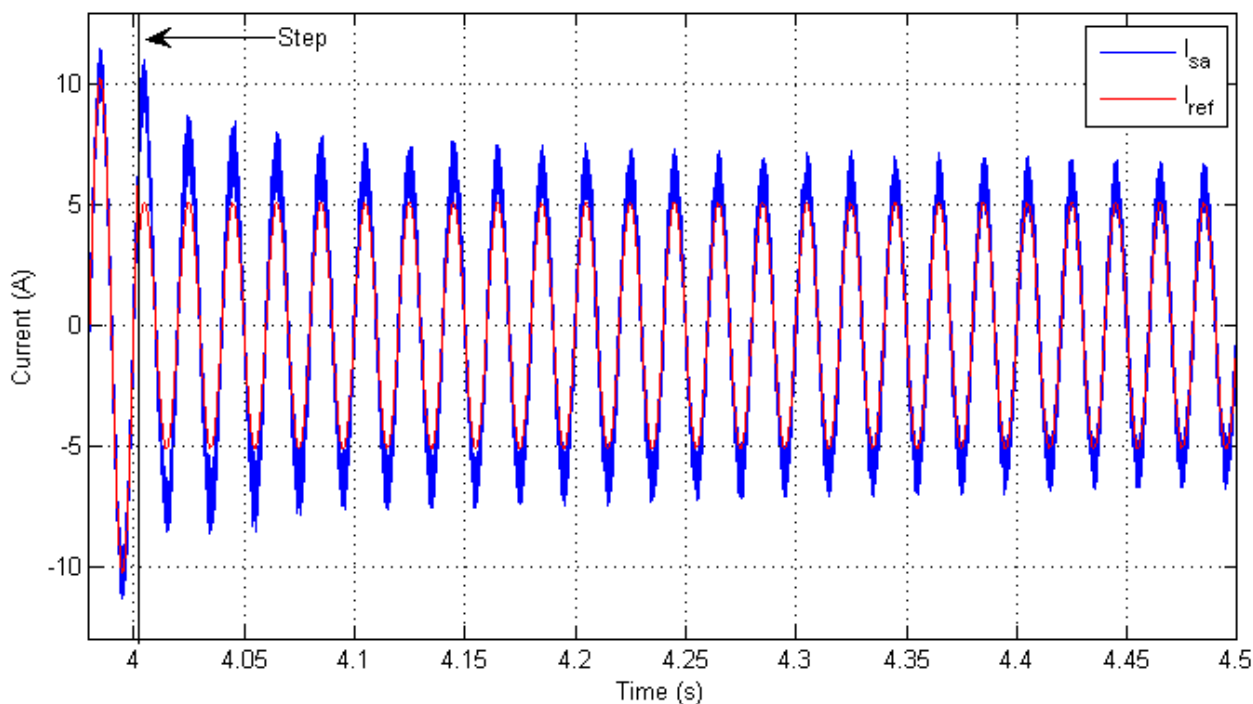
(γ)

Σχήμα 5.28. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W ισχύος με διαμόρφωση ασαφούς λογικής.

(β) Κυματομορφή ενεργού ισχύος.

(γ) Κυματομορφές τριφασικών ρευμάτων.

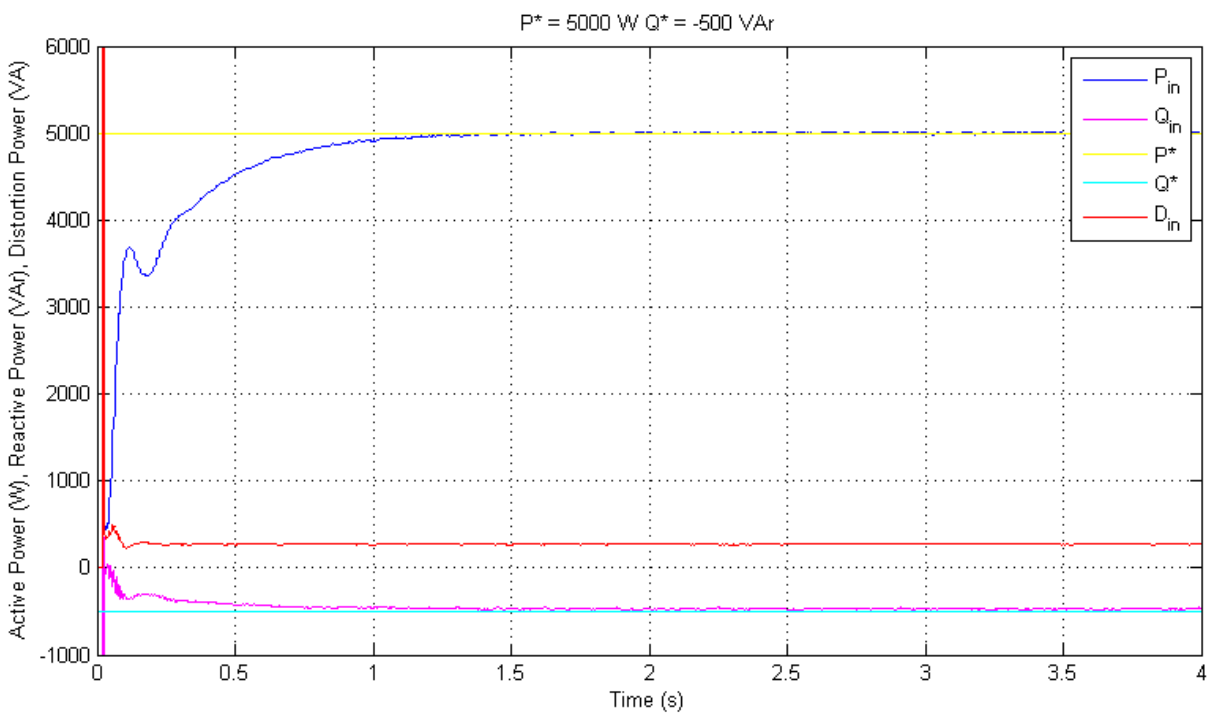
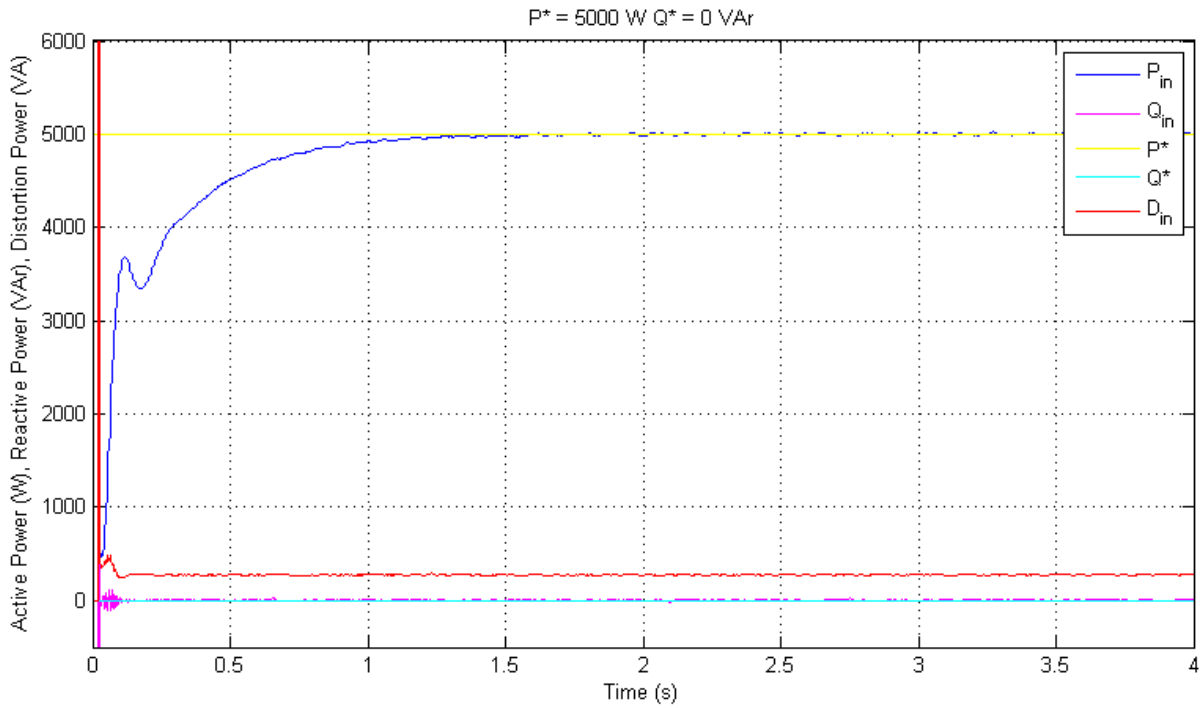
(Συνεχίζεται)



(δ)

Σχήμα 5.28. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500W ισχύος με διαμόρφωση ασαφούς λογικής.
(δ) Κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a.

Στο Σχήμα 5.28 παρουσιάζονται οι κυματομορφές ισχύος και ρευμάτων στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα όταν αλλάζει η εντολή αποθήκευσης ενεργού ισχύος από τα 5000W στην εντολή αποθήκευση 2500W. Στο Σχήμα 5.28α βλέπουμε ότι η διαταραχή στην άεργο ισχύ, εξασθενεί ταχύτατα και το σφάλμα μηδενίζεται στην μόνιμη κατάσταση. Η ενεργός ισχύς στο Σχήμα 5.28β οδηγείται στην μόνιμη κατάσταση σε διάστημα 0,8835 sec όπου το σφάλμα θέσης είναι μηδέν. Η συμπεριφορά των ρευμάτων στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα φαίνεται στο Σχήμα 5.28γ ενώ στο Σχήμα 5.28δ φαίνεται μόνο το ρεύμα της φάσης a μαζί με το ιδανικό ρεύμα αναφοράς.

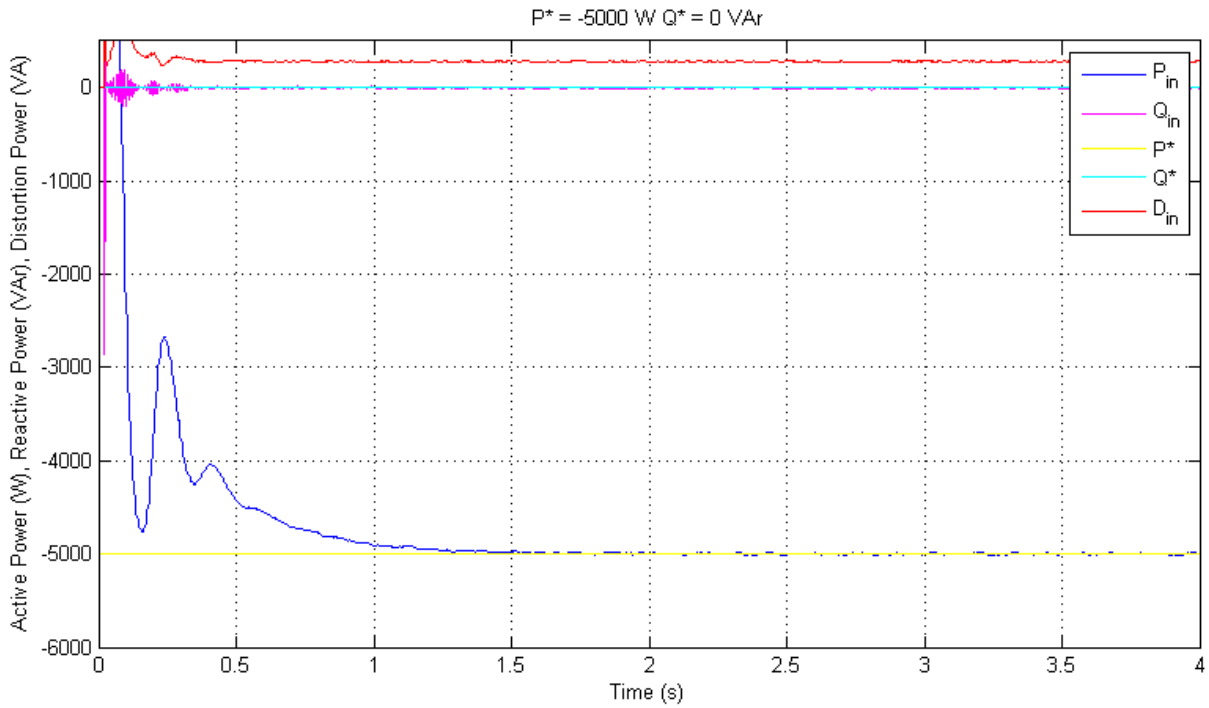


Σχήμα 5.29. Κυματομορφές ισχύος πάνω στο δίκτυο με τεχνική ασαφούς λογικής και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

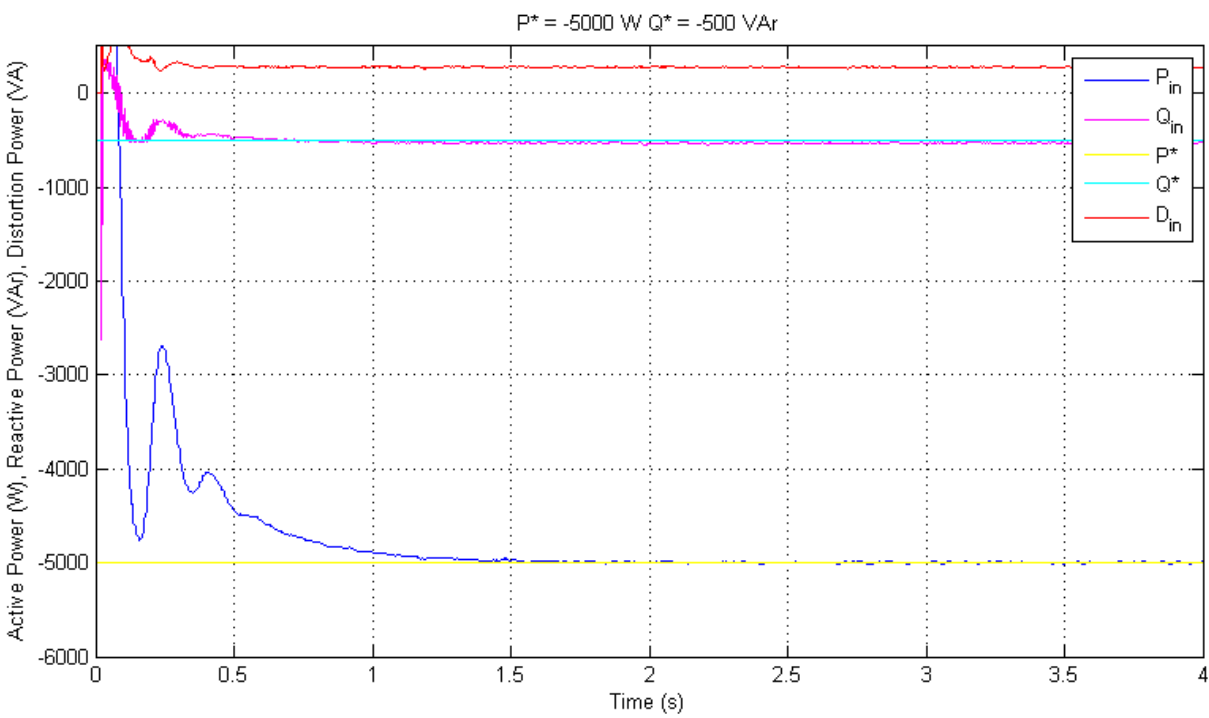
(α) Φόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$.

(β) Φόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$.

(Συνεχίζεται)



(γ)



(δ)

Σχήμα 5.29. Κυματομορφές ισχύος πάνω στο δίκτυο με τεχνική ασαφούς λογικής και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

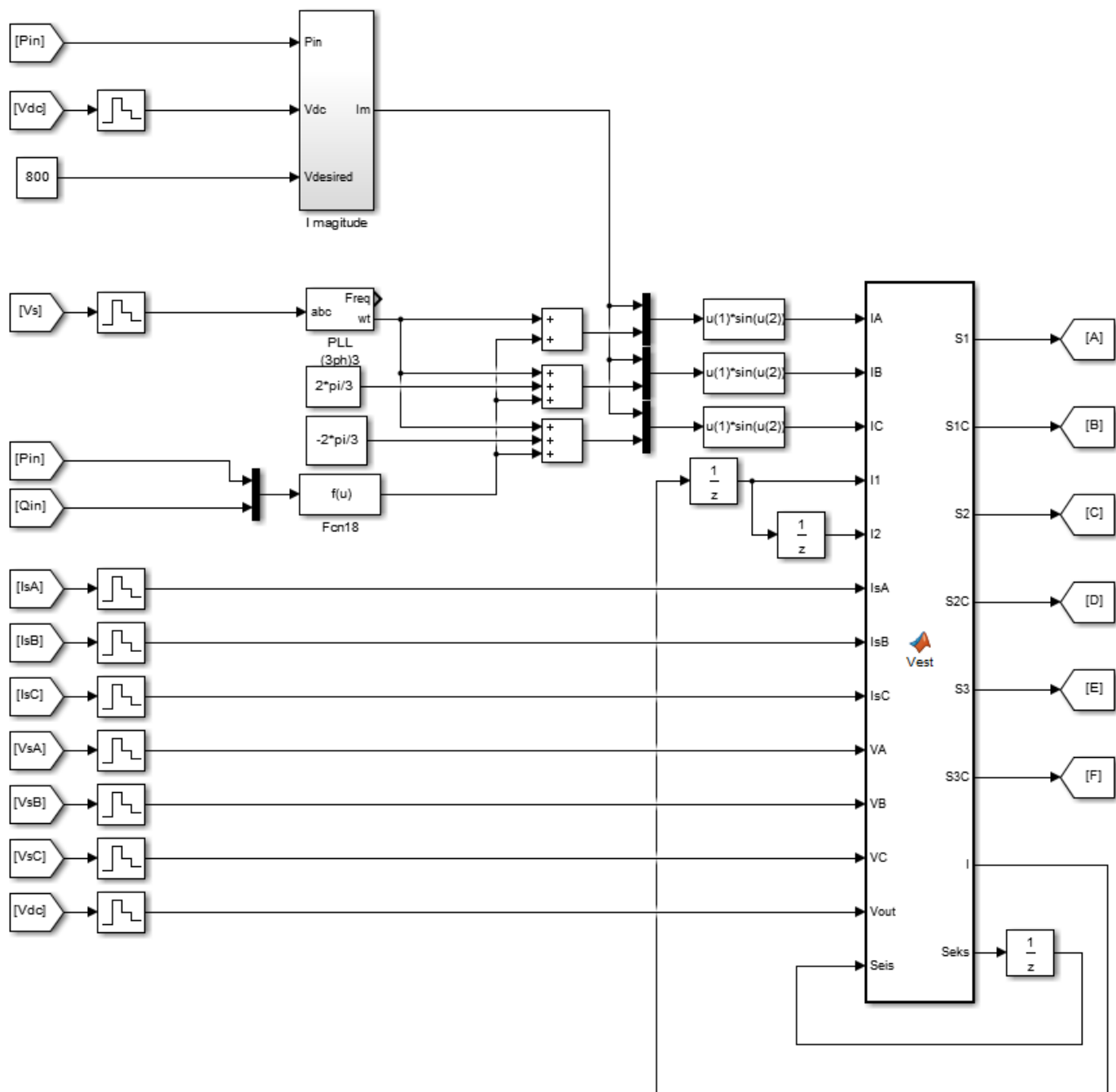
(γ) Εκφόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$.

(δ) Εκφόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$.

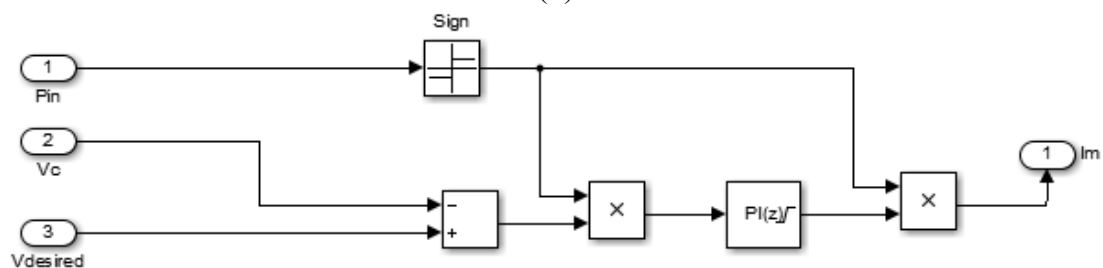
Η ενεργός, η άεργος ισχύς και η ισχύς παραμόρφωσης ως προς τον χρόνο φαίνονται στο Σχήμα 5.29 μαζί με την αντίστοιχη ισχύς αναφοράς τους. Η κατάσταση φόρτισης με μηδενικό συντελεστή ισχύος απεικονίζεται στο Σχήμα 5.29α. Μετά από 0,912 sec το σύστημα μεταβαίνει στην μόνιμη κατάσταση. Αυτός ο χρόνος απόκρισης είναι ο μικρότερος από όλες τις μεθόδους. Τα σφάλματα στην μόνιμη κατάσταση είναι πολύ μικρά και μπορούν να θεωρηθούν αμελητέα επειδή δεν ξεπερνούν το 2%. Παρατηρούμε επίσης ότι και στο Σχήμα 5.29γ τα μόνιμα σφάλματα είναι μηδενικά, ενώ στο Σχήμα 5.29β και στο Σχήμα 5.29δ το σφάλμα θέσης της ενεργού ισχύος είναι πρακτικά μηδενικό ενώ το σφάλμα θέσης της άεργου ισχύος διακρίνεται. Γενικά όμως οι αποκλίσεις είναι πολύ μικρές δηλαδή μικρότερες των 30W.

5.4 Προσομοίωση με Προβλεπτικό Έλεγχο

Η ανάλυση του προβλεπτικού ελέγχου έγινε στην Παράγραφο 4.1.4. Το ημίτονο αναφοράς δημιουργείται από το σφάλμα της τάσης στην dc μεριά του τριφασικού μετατροπέα και προσαρμόζεται από έναν ελεγκτή PI. Το ημίτονο αναφοράς συγχρονίζεται με το δίκτυο με ένα PLL και προστίθεται η γωνία καθυστέρησης η οποία αποδίδει την επιθυμητή ενεργό και άεργο ισχύ. Ο αλγόριθμος του προβλεπτικού ελέγχου δέχεται ως είσοδο τα τρία ρεύματα αναφοράς, τα μετρούμενα ρεύματα στην ac μεριά, και την μετρούμενη τάση των τριών φάσεων του δικτύου καθώς και την τάση στην dc πλευρά του τριφασικού μετατροπέα. Επίσης δίνονται οι παρελθοντικές τιμές του ρεύματος αναφοράς για την γραμμικοποιημένη του πρόβλεψη στα επόμενα χρονικά βήματα και το διακοπτικό διάνυσμα που εφαρμόζεται στην τρέχουσα δειγματοληψία. Ως έξοδοι δίνονται οι διακοπτικοί παλμοί, το ρεύμα αναφοράς και ο διακοπτικός συνδυασμός που θα εφαρμοστεί. Ο διακοπτικός συνδυασμός χρησιμοποιείται για την επιλογή του κατάλληλου διακοπτικού συνδυασμού για την παραγωγή μηδενικής τάσης στο α - β επίπεδο στην επόμενη δειγματοληψία. Από τον Πίνακα 2.1 παρατηρούμε ότι υπάρχουν δύο διανύσματα τα οποία προκαλούν μηδενική τάση και από τον ίδιο πίνακα μπορούμε να βρούμε τον διακοπτικό συνδυασμό ο οποίος δημιουργεί τις λιγότερες μεταβάσεις ανάλογα με την προηγούμενη κατάσταση. Τα αποτελέσματα προσομοίωσης παρουσιάζονται στα Σχήματα 5.31 – 5.38.



(α)

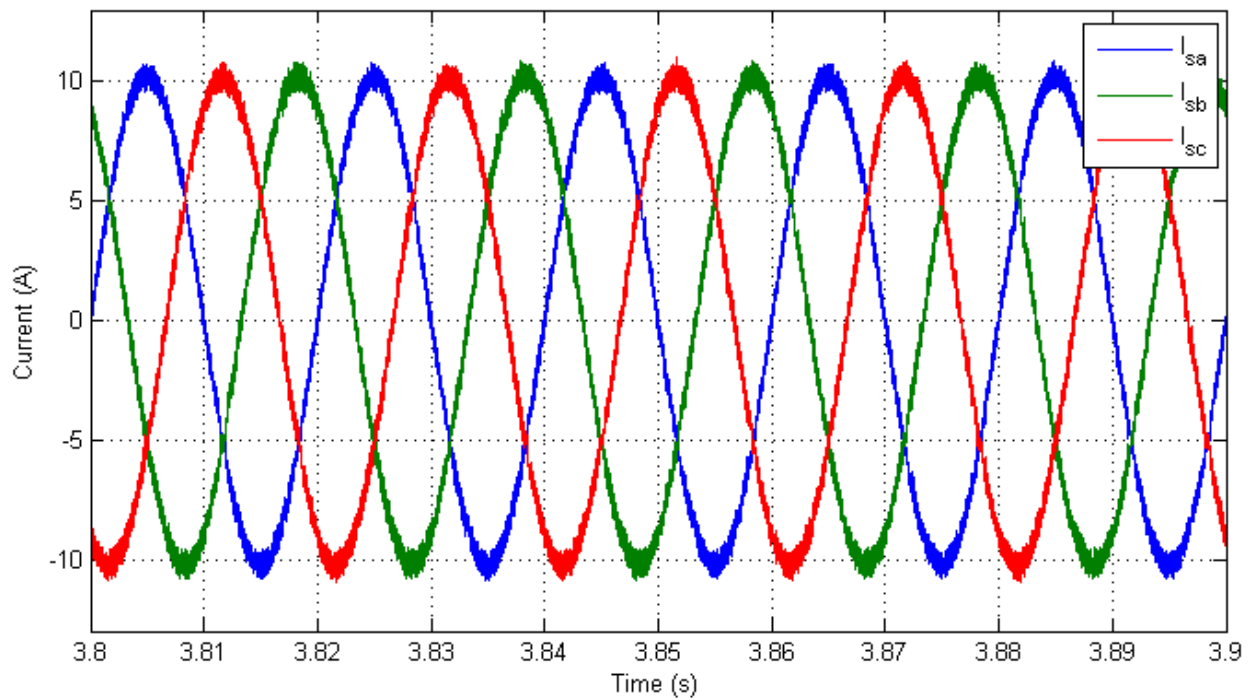


(β)

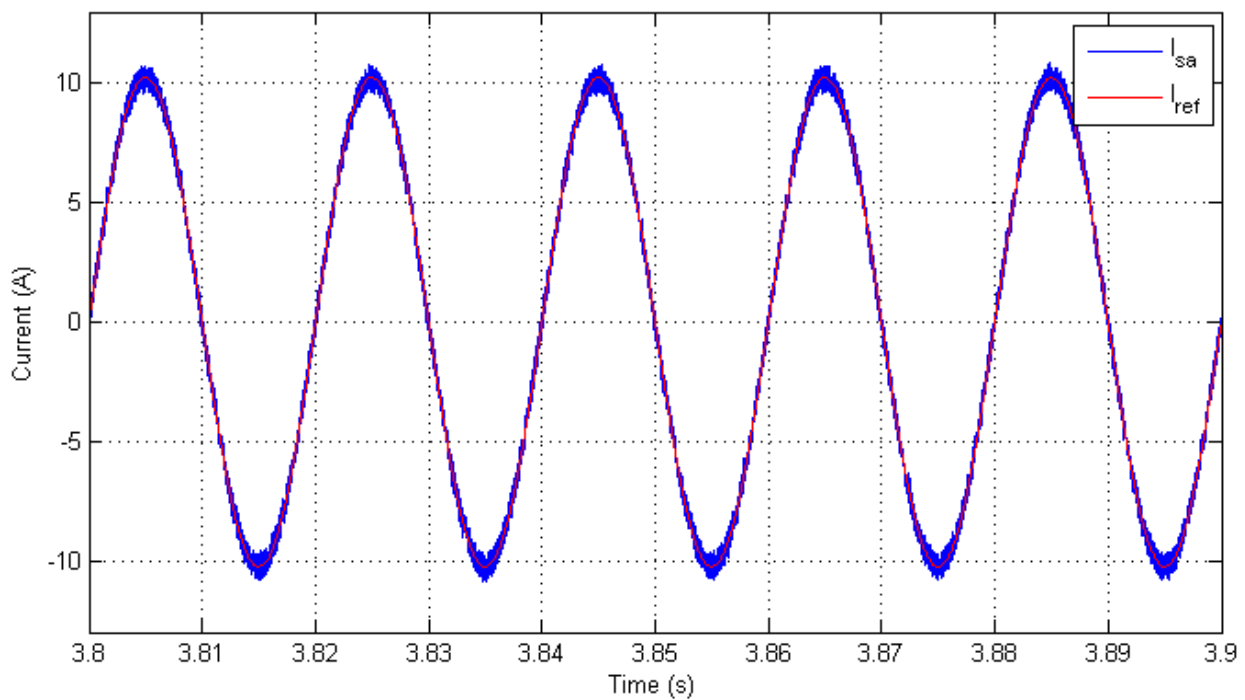
Σχήμα 5.30. Μοντέλο προσομοίωσης συστήματος με προβλεπτικό έλεγχο.

(α) Γενικό μοντέλο.

(β) Διαμόρφωση πλάτους ρεύματος αναφοράς.



Σχήμα 5.31. Κυματομορφή τριφασικού ρεύματος στην είσοδο του συστήματος με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

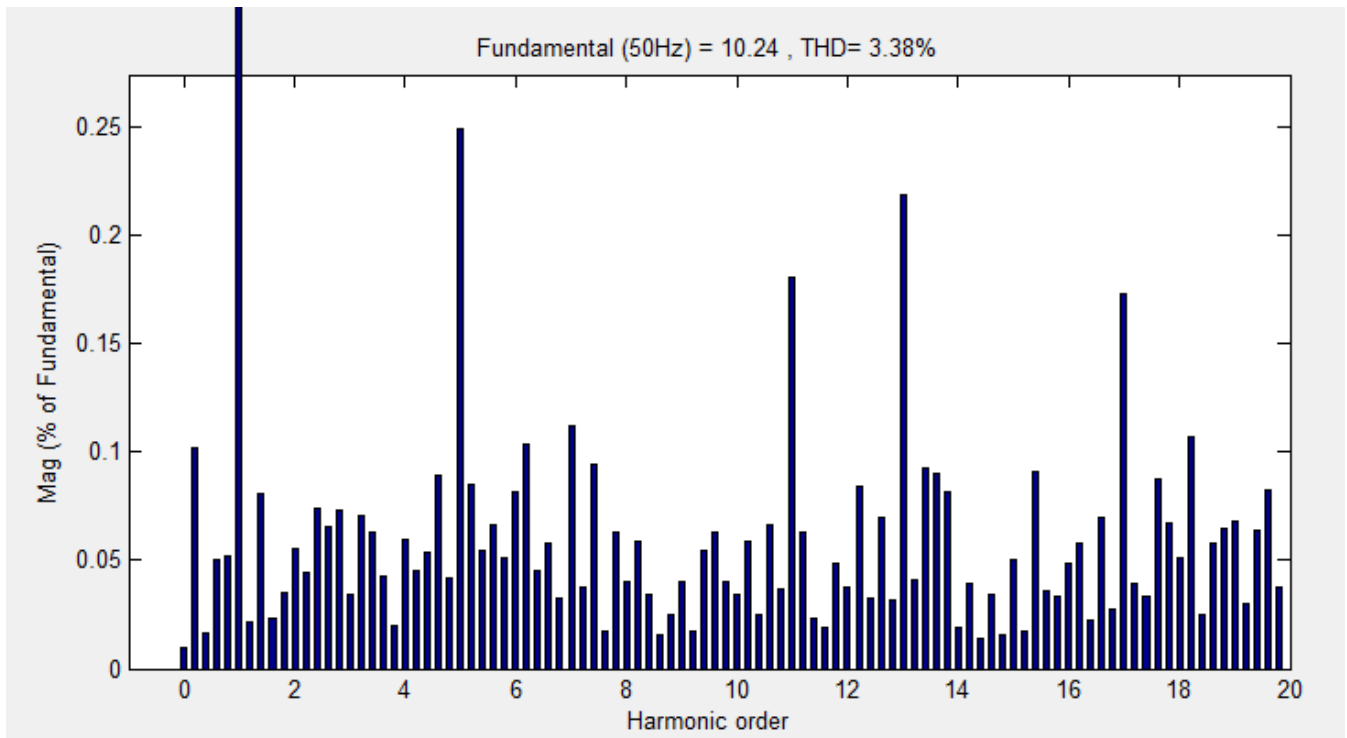


(α)

Σχήμα 5.32. Μετρήσεις ρεύματος της φάσης a στην ac πλευρά του συστήματος με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

(α) Κυματομορφή ρεύματος.

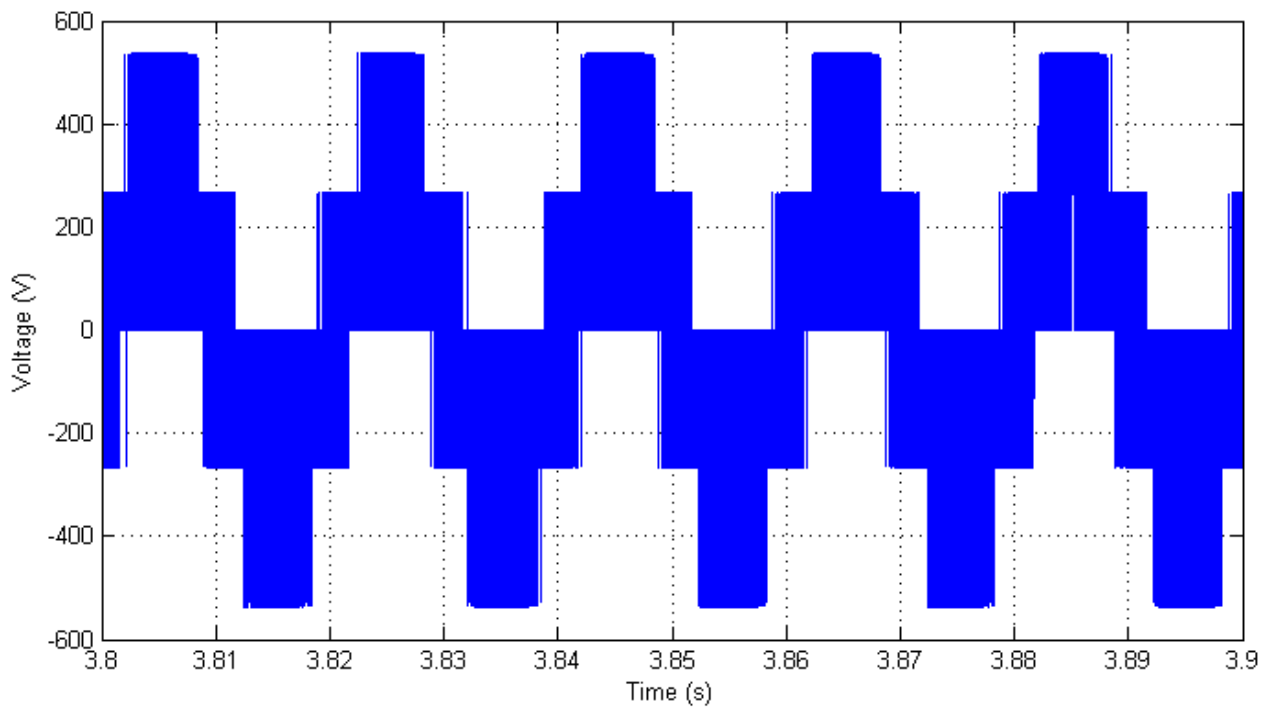
(Συνεχίζεται)



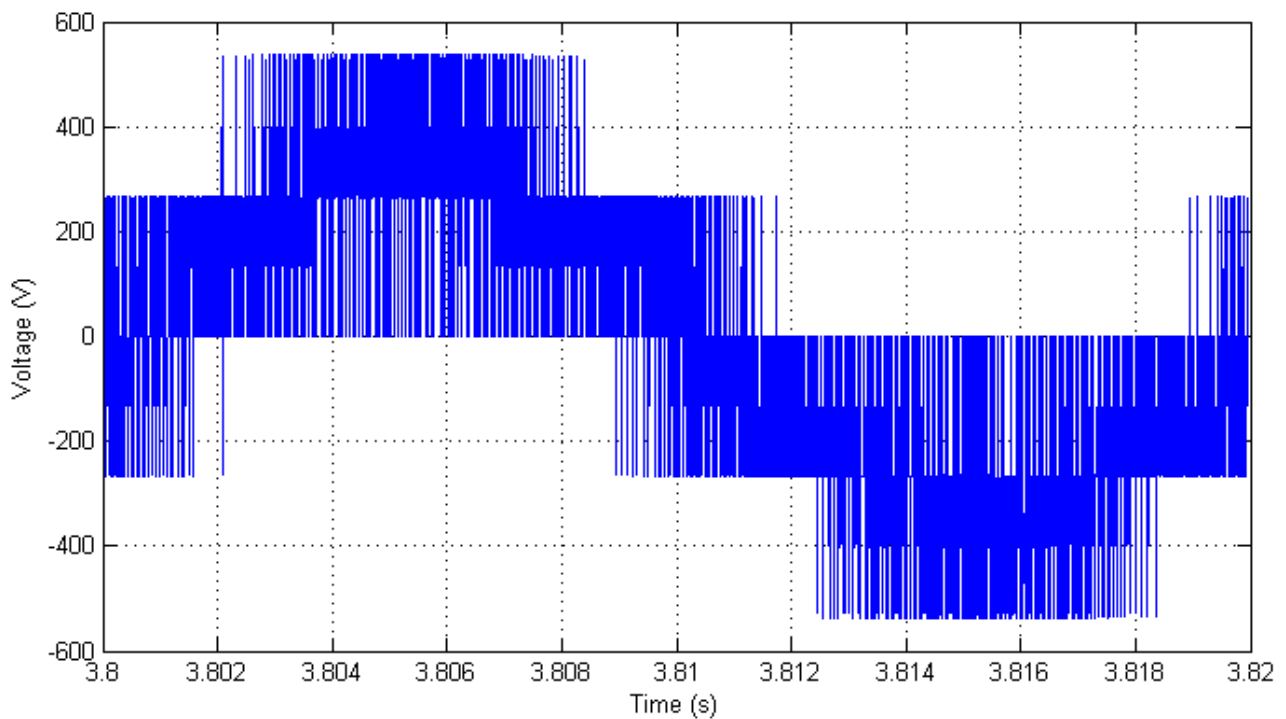
(β)

Σχήμα 5.32. Μετρήσεις ρεύματος της φάσης a στην ac πλευρά του συστήματος με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.
(β) Αρμονικές ρεύματος.

Οι κυματομορφές των ρευμάτων των τριών φάσεων φαίνεται στο Σχήμα 5.31. Στο Σχήμα 5.32α παρουσιάζεται το ρεύμα της φάσης a στην ac μεριά του τριφασικού μετατροπέα μαζί με το ρεύμα αναφοράς. Παρατηρούμε ότι το πραγματικό ρεύμα έχει το μικρότερο σφάλμα σε σχέση με τις άλλες μεθόδους ελέγχου. Το αντίστοιχο φάσμα συχνοτήτων που προέκυψε από την προσομοίωση φαίνεται στο Σχήμα 5.32β. Οι μεγαλύτερες συνιστώσες ρεύματος στις χαμηλές συχνότητες (< 1 kHz) είναι η πέμπτη (0,25%), η δέκατη τρίτη (0,22%) και ακολουθούν οι ενδέκατη και η δέκατη έβδομη που είναι μικρότερες από το προβλεπόμενο 4%. Η RMS τιμή του ρεύματος είναι 7,243 A και το THD_i είναι 3,38%.



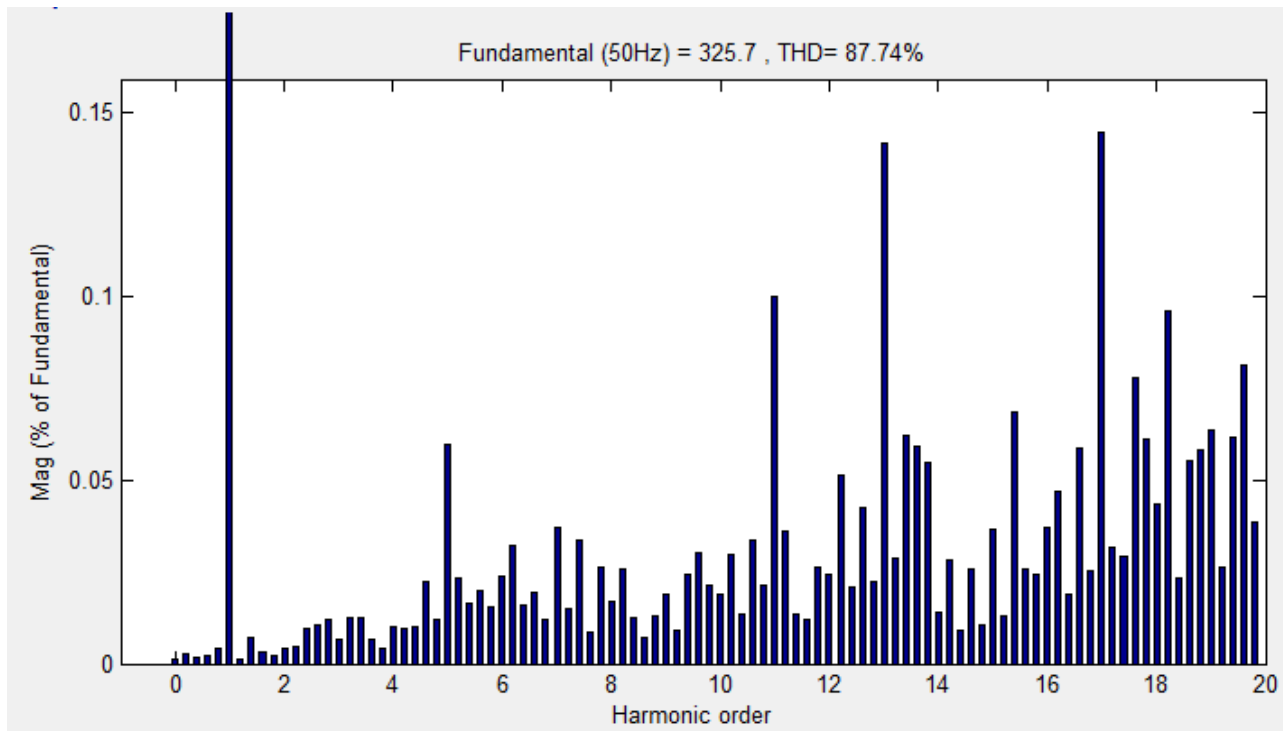
(α)



(β)

Σχήμα 5.33. Μετρήσεις τάσης στην ac μεριά του τριφασικού μετατροπέα στην φάση a με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.
 (α) Κυματομορφή τάσης.
 (β) Λεπτομέρεια κυματομορφής τάσης.

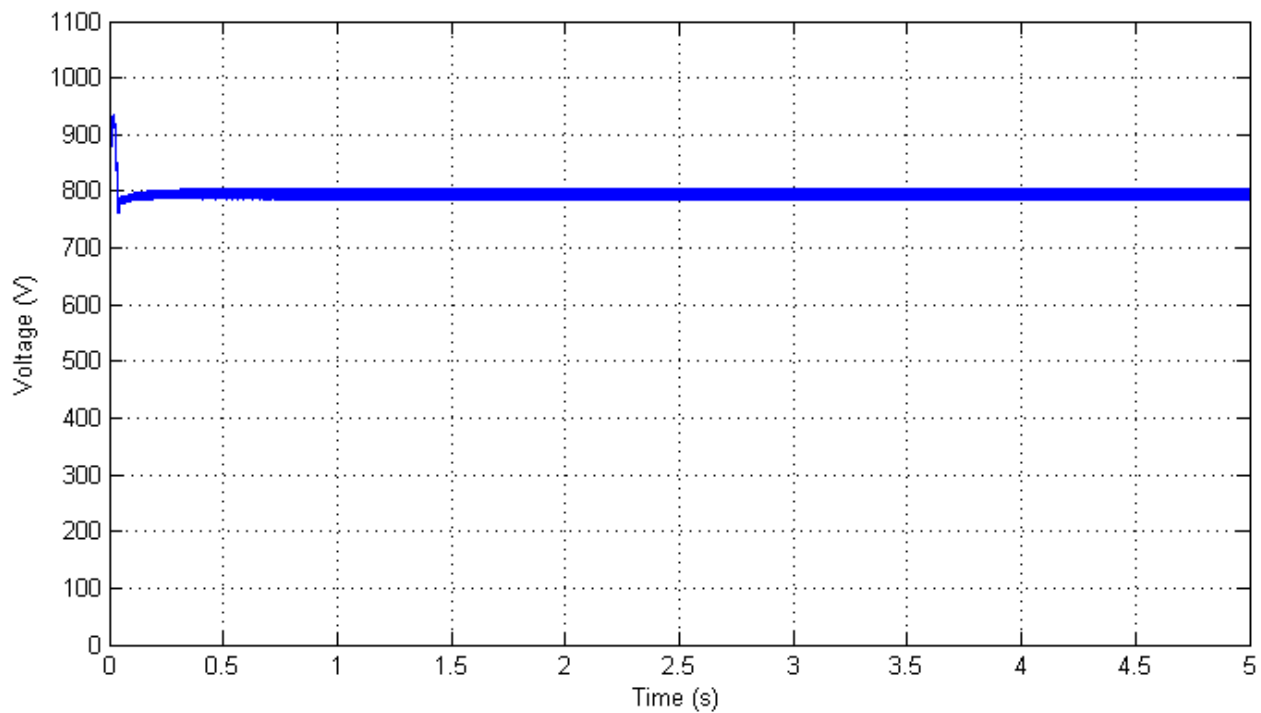
(Συνεχίζεται)



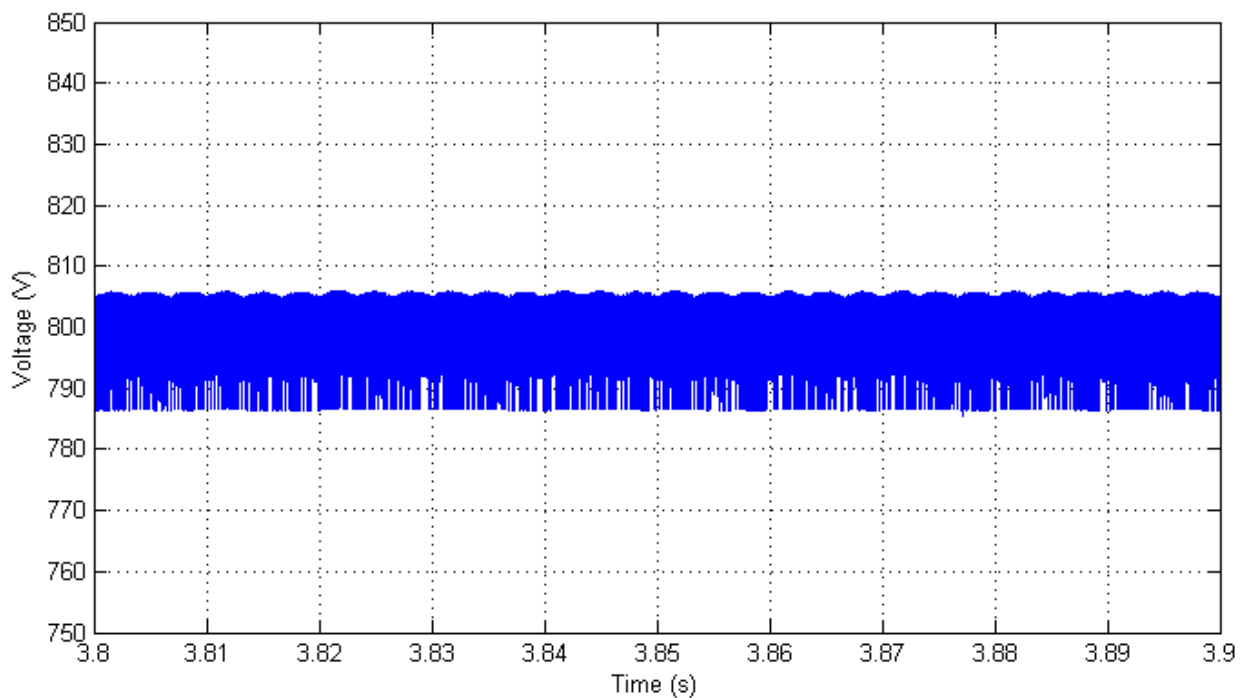
(γ)

Σχήμα 5.33. Μετρήσεις τάσης στην ac μεριά του τριφασικού μετατροπέα στην φάση a με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.
(γ) Αρμονικές ρεύματος.

Στα Σχήματα 5.33α και 5.33β παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης της φάσης a στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα. Το αντίστοιχο φάσμα αρμονικών συνιστωσών απεικονίζεται στο Σχήμα 5.33γ. Το THD_v της τάσης είναι 87.74% ενώ το πλάτος είναι 230,3 V. Παρατηρούμε ότι το THD_v της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών με προβλεπτικό έλεγχο είναι μικρότερο από το αντίστοιχο THD_v της μεθόδου με τεχνική SPWM. Η μέγιστη αρμονική συνιστώσα είναι η δέκατη εβδόμη η οποία είναι το 0,148% της θεμελιώδους ενώ η δέκατη τρίτη είναι το 0,145% της θεμελιώδους. Παρατηρούμε ότι εμφανίζονται υψηλές αρμονικές και σε μη ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας τα οποία είναι συγκρίσιμα με τις αρμονικές στα ακέραια πολλαπλάσια οι οποίες έχουν πολύ μικρά πλάτη ίσα περίπου με 0,05%.



(α)



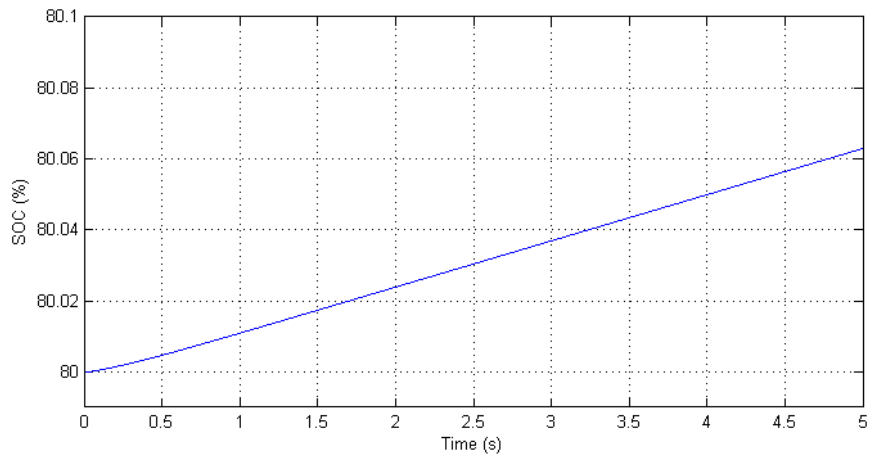
(β)

Σχήμα 5.34. Μετρήσεις της τάσης στην dc πλευρά του τριφασικού μετατροπέα με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

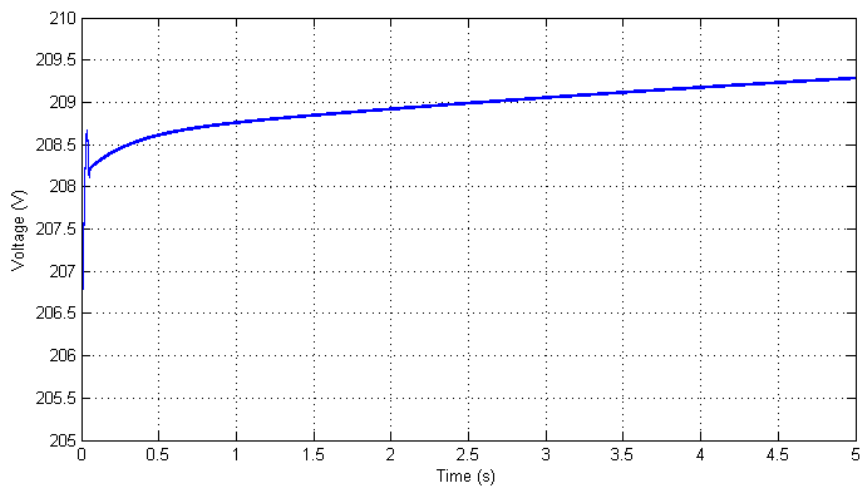
(α) Τάση στην dc πλευρά.

(β) Λεπτομέρεια της τάσης στην dc πλευρά.

Η μέγιστη τάση στην μεταβατική περίοδο βρέθηκε από το Σχήμα 5.34α ίση με 934 V στη χρονική στιγμή 0,952. Παρατηρούμε ότι στον προβλεπτικό έλεγχο το μεταβατικό φαινόμενο διαρκεί πολύ λίγο και συγκεκριμένα 0,0501 sec. Σε σχέση με τις άλλες μεθόδους παρουσιάζει τη μικρότερη διάρκεια μεταβατικού φαινομένου και συγκεκριμένα στο ένα τέταρτο των χρόνων των υπολοίπων μεθόδων. Η διακύμανση της τάσης γύρω από την μέση τιμή (800 V) είναι 20,48 V δηλαδή 2,56%.



(α)



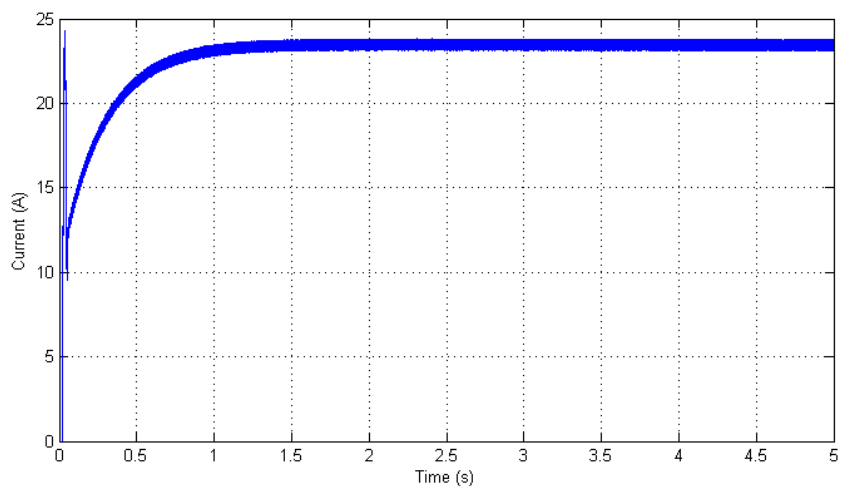
(β)

Σχήμα 5.35. Μετρήσεις φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

(α) Κατάσταση φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών.

(β) Τάση της συστοιχίας συσσωρευτών.

(Συνεχίζεται)

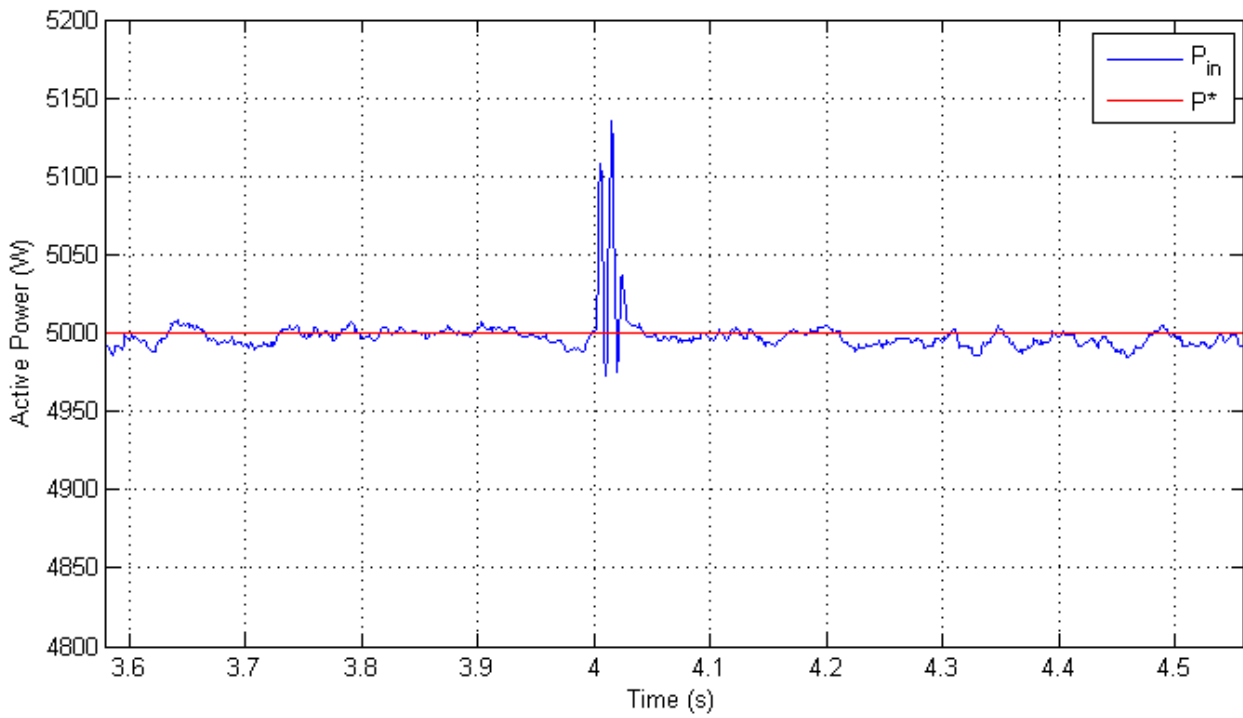


(γ)

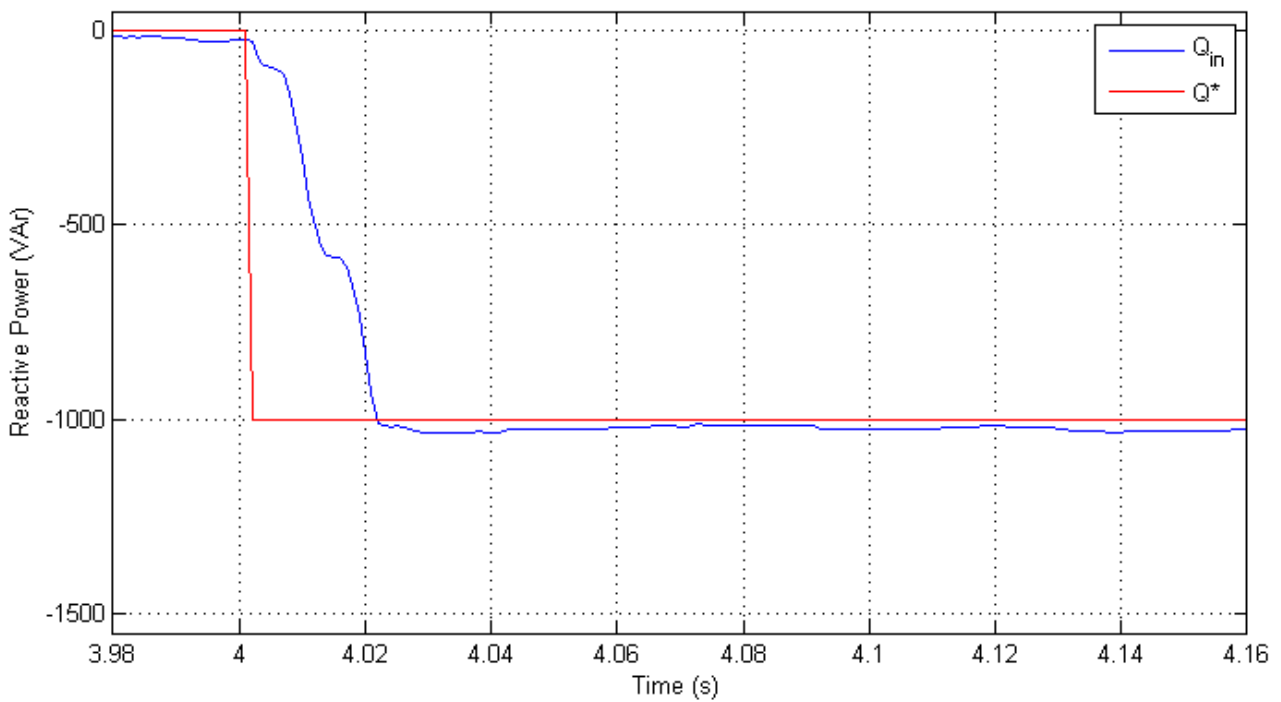
Σχήμα 5.35. Μετρήσεις φόρτισης της συστοιχία συσσωρευτών με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

(γ) Ρεύμα που εισέρχεται στην συστοιχία συσσωρευτών.

Στο Σχήμα 5.35 παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά μεγέθη της συστοιχίας συσσωρευτών. Η κατάσταση φόρτισης βρίσκεται αρχικά στο 80% και καταλήγει στο 80,062%. Η τάση στα άκρα της συστοιχίας είναι αρχικά 208,2% ενώ μετά τα 5 sec είναι 209,7 V και το ρεύμα προσαρμόζεται αντίστοιχα για να παρέχει την ισχύ που δίνει ο διαχειριστής. Στη συγκεκριμένη περίπτωση το ρεύμα είναι περίπου 23 A ενώ αυτή η τιμή πέφτει καθώς ανεβαίνει το επίπεδο της τάσης στα άκρα του για να διατηρήσει σταθερή ισχύ καθώς η τάση αυξάνεται.



(α)



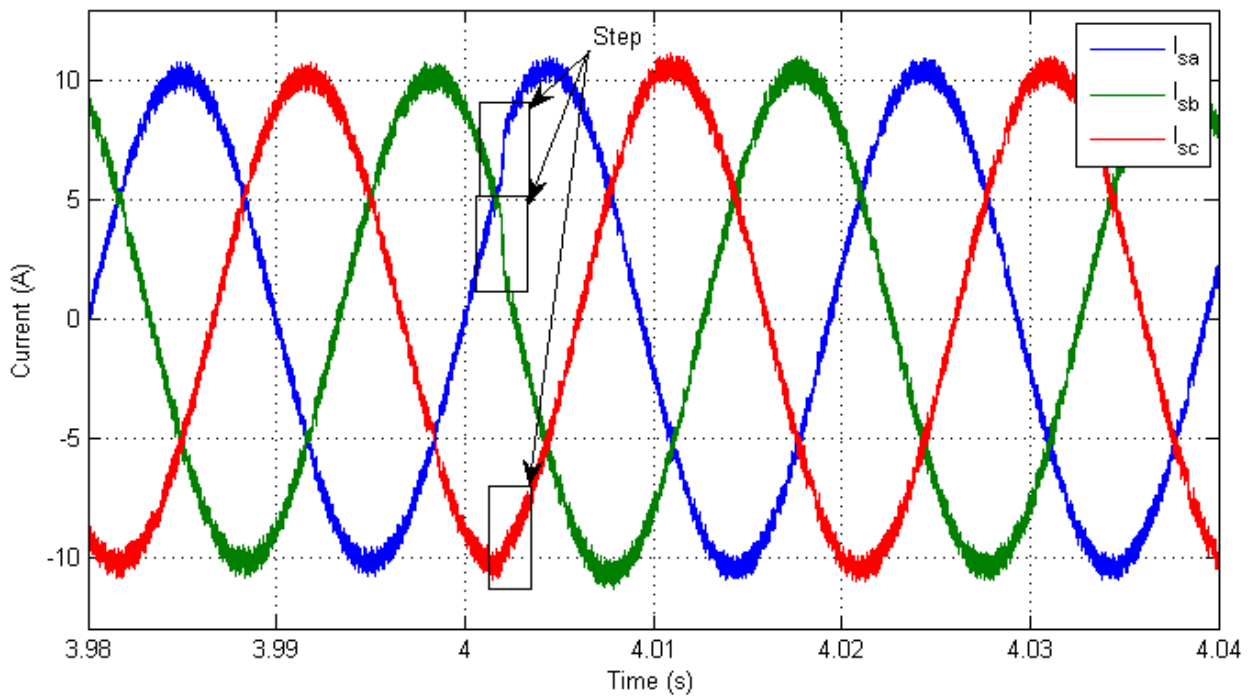
(β)

Σχήμα 5.36. Μετρήσεις για μεταβολή της άεργου ισχύος πάνω στο δίκτυο από 0 VAr σε -1000 VAr ισχύος με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

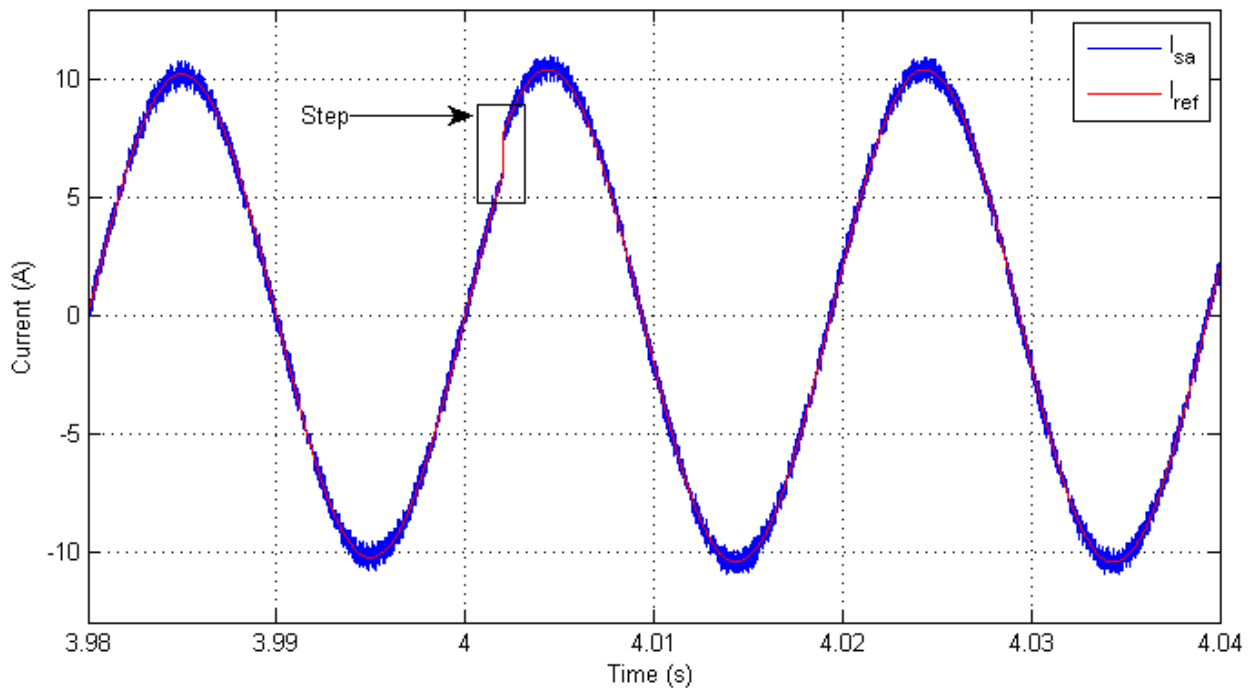
(α) Κυματομορφή ενεργού ισχύος.

(β) Κυματομορφή άεργου ισχύος.

(Συνεχίζεται)



(γ)



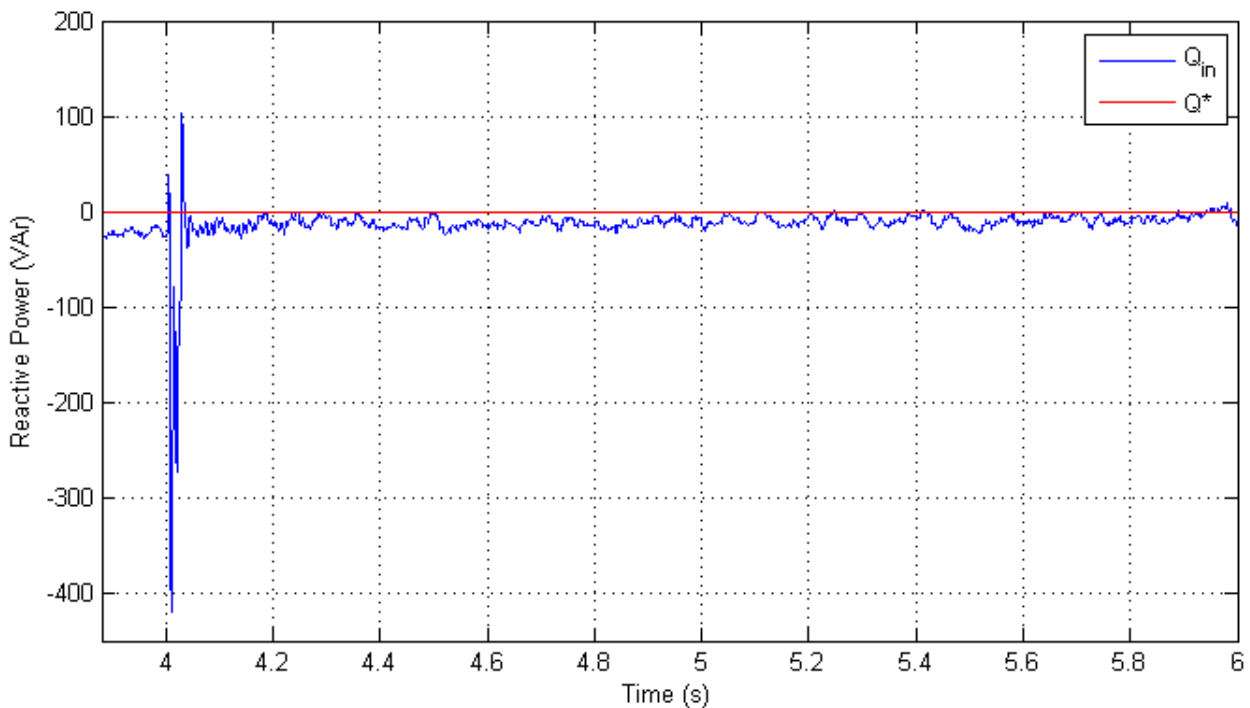
(δ)

Σχήμα 5.36. Μετρήσεις για μεταβολή της άεργου ισχύος πάνω στο δίκτυο από 0 VAr σε -1000 VAr ισχύος με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

(γ) Κυματομορφές τριφασικών ρευμάτων

(δ) Κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a.

Το διάγραμμα της ενεργού ισχύος που βλέπει το δίκτυο σε σχέση με το χρόνο απεικονίζεται στο Σχήμα 5.36(α). Η διαταραχή συμβαίνει τη χρονική στιγμή 4.002 sec όπου εφαρμόζεται η αλλαγή της εντολής ελέγχου. Στη μόνιμη κατάσταση η ενεργός ισχύς παρουσιάζει μηδενικό σφάλμα θέσης. Η κυματομορφή της άεργου ισχύος παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.37(β). Ο χρόνος για την μετάβαση στην μόνιμη κατάσταση είναι 0,0196 sec ενώ η τελική τιμή διαμορφώνεται στα -1025 VAr. Στο Σχήμα 5.36(γ) φαίνονται τα ρεύματα των τριών φάσεων στην ac πλευρά του μετατροπέα και στο Σχήμα 5.36(δ) φαίνεται πιο καθαρά το ρεύμα της φάσης a του τριφασικού μετατροπέα.

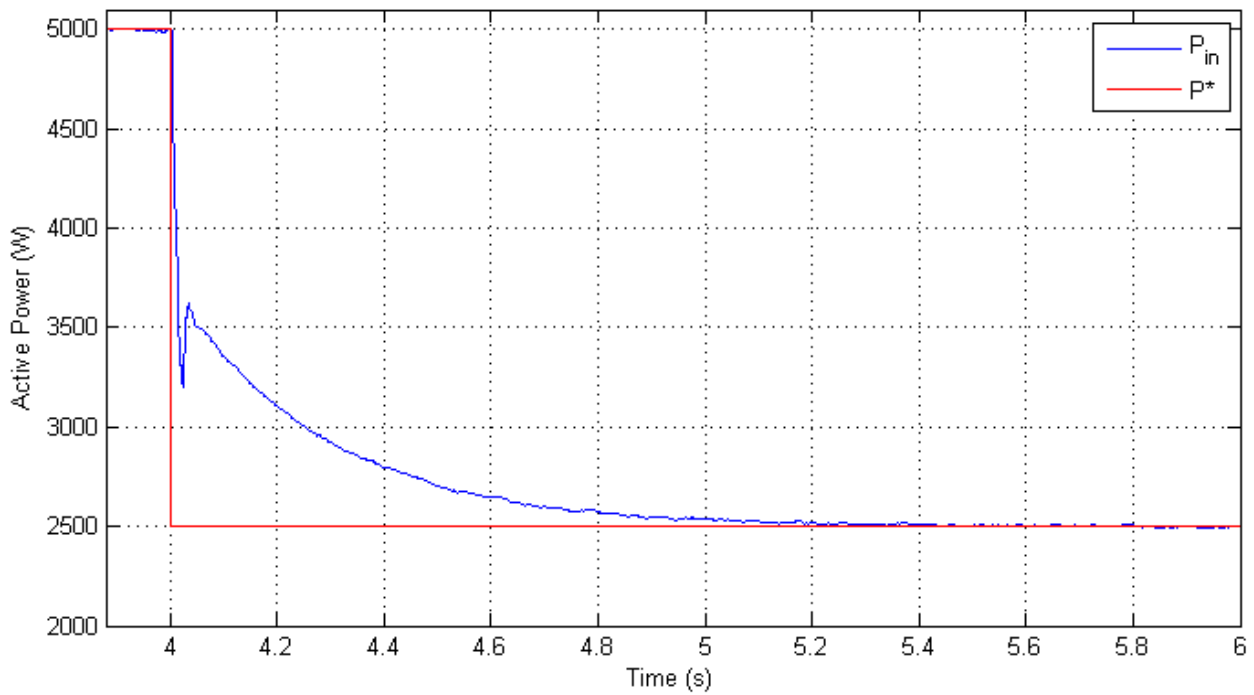


(α)

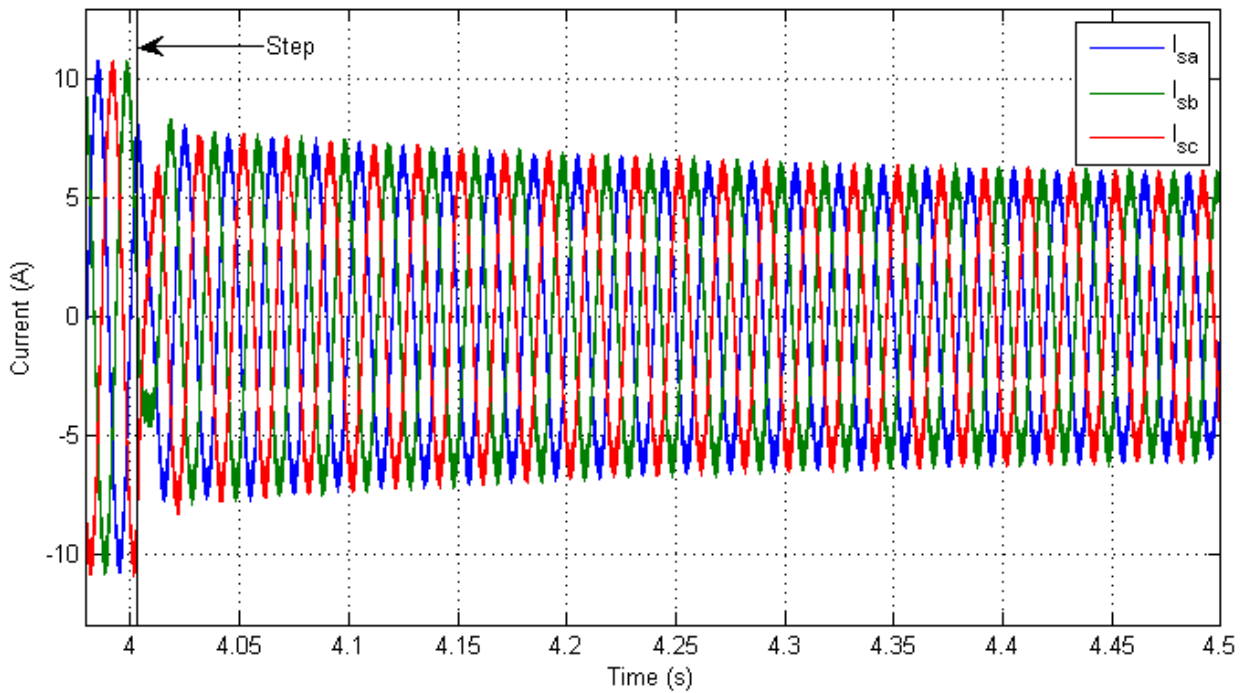
Σχήμα 5.37. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

(α) Κυματομορφή άεργου ισχύος.

(Συνεχίζεται)



(β)



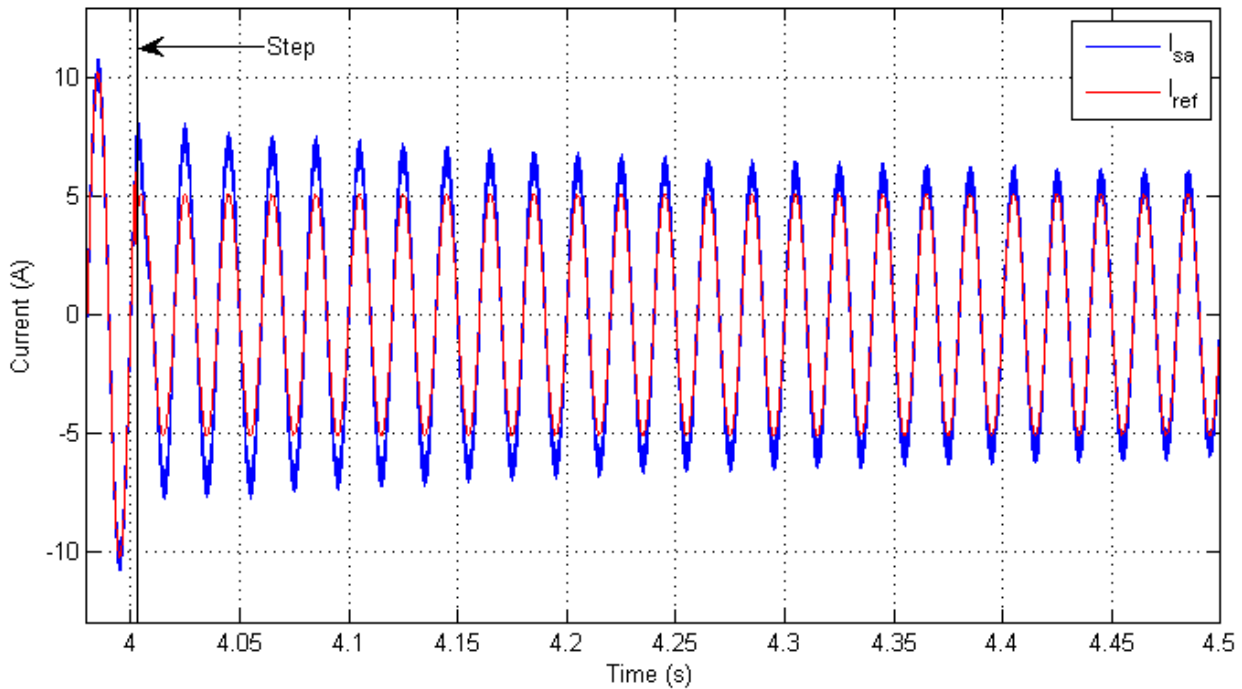
(γ)

Σχήμα 5.37. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με τεχνική προβλεπτικού ελέγχου.

(β) Κυματομορφή ενεργού ισχύος.

(γ) Κυματομορφές τριφασικών ρευμάτων.

(Συνεχίζεται)

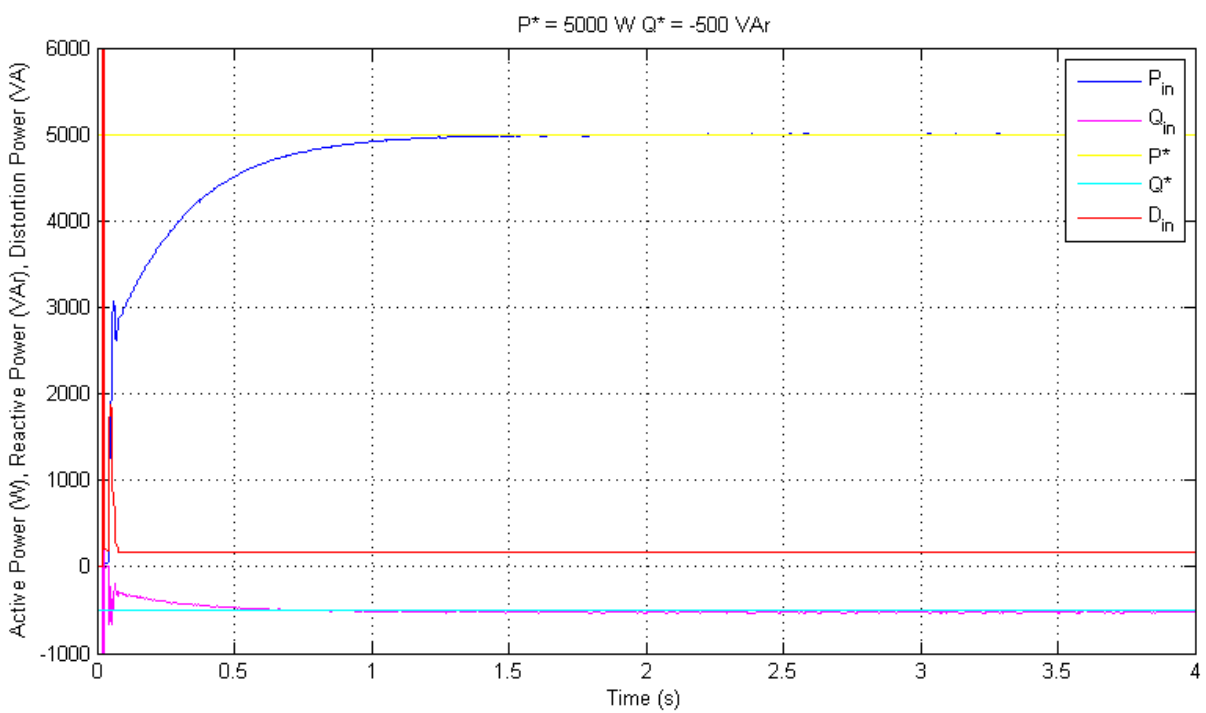
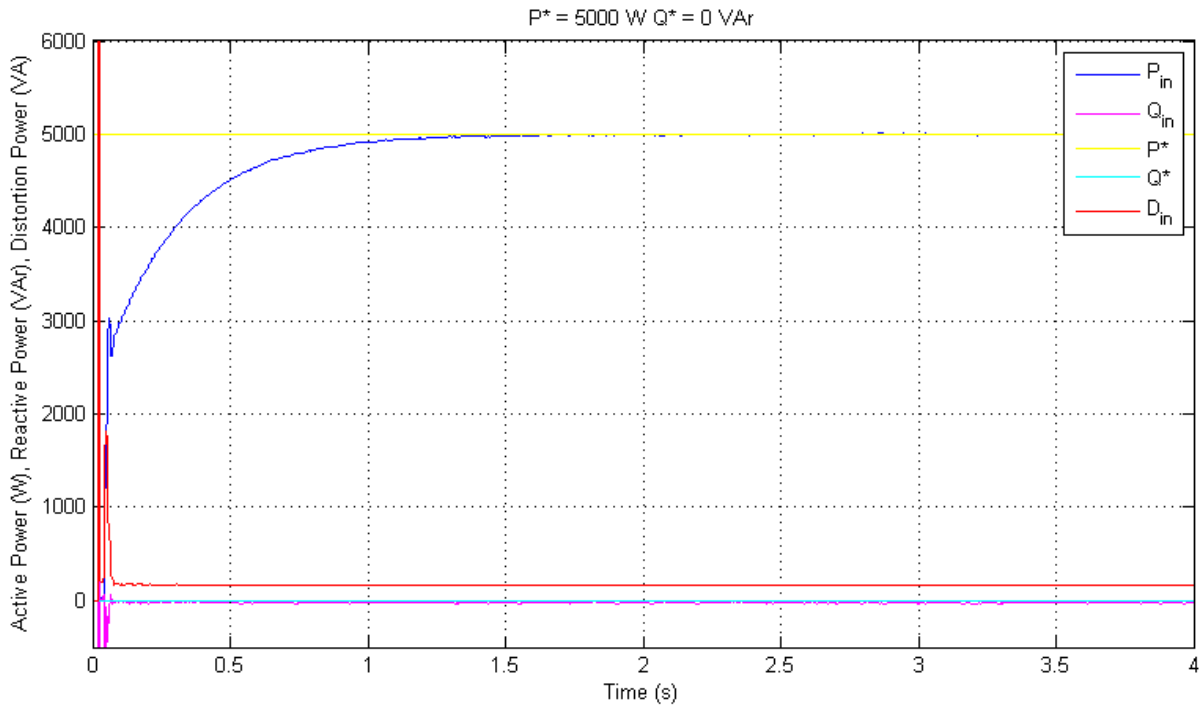


(δ)

Σχήμα 5.37. Μετρήσεις για μεταβολή της ενεργού ισχύος πάνω στο δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με διαμόρφωση προβλεπτικού ελέγχου.

(δ) Κυματομορφή του ρεύματος της φάσης a.

Η μεταβολή της ενεργού ισχύος που βλέπει το δίκτυο από 5000 W σε 2500 W με προβλεπτικό έλεγχο αποδίδει τις κυματομορφές του Σχήματος 5.37. Η άεργος ισχύς αρχικά έχει μία μικρή απόκλιση από την άεργο ισχύ αναφοράς. Με την αλλαγή της ενεργούς ισχύος εμφανίζεται στιγμιαία μία μικρή διαταραχή στην άεργο ισχύ αλλά στην μόνιμη κατάσταση μηδενίζεται το σφάλμα θέσης. Η κυματομορφή της ενεργούς ισχύος φαίνεται στο Σχήμα 5.37β. Η μόνιμη κατάσταση έρχεται μετά από 0,8335 sec και παρουσιάζει μηδενικό σφάλμα θέσης. Οι συμπεριφορά του ρεύματος των τριών φάσεων και της φάσης a φαίνονται στο Σχήμα 5.37γ και 5.37δ αντίστοιχα.

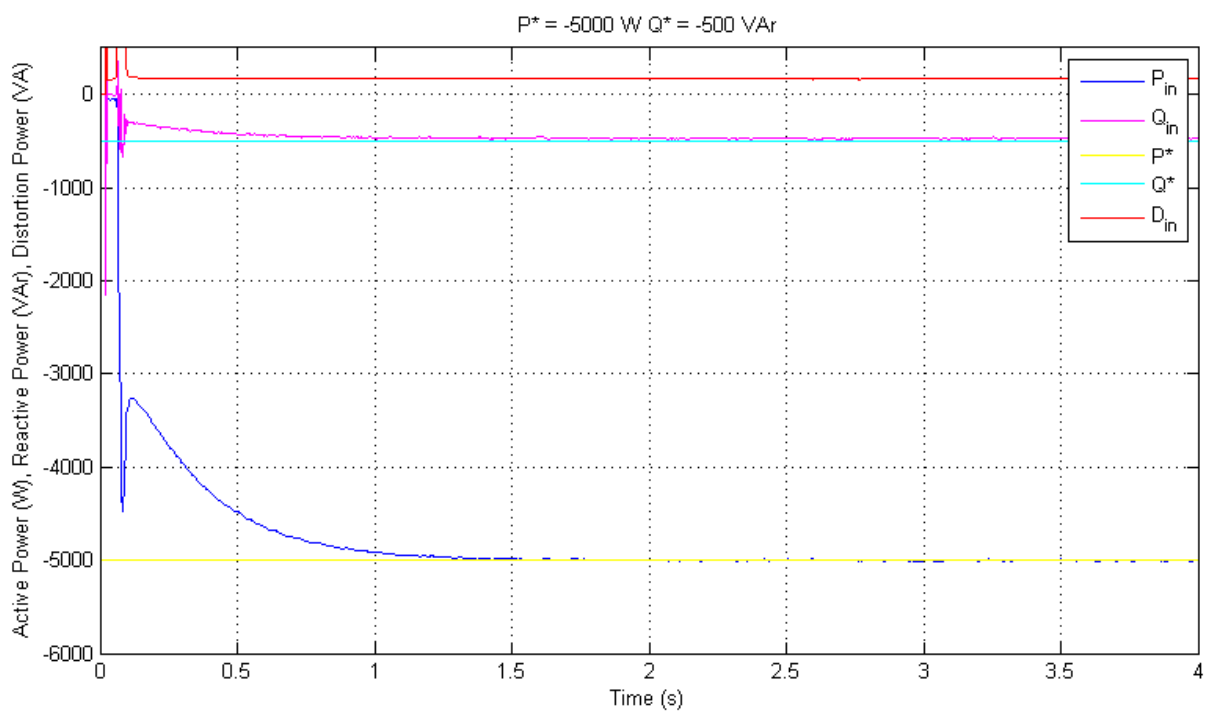
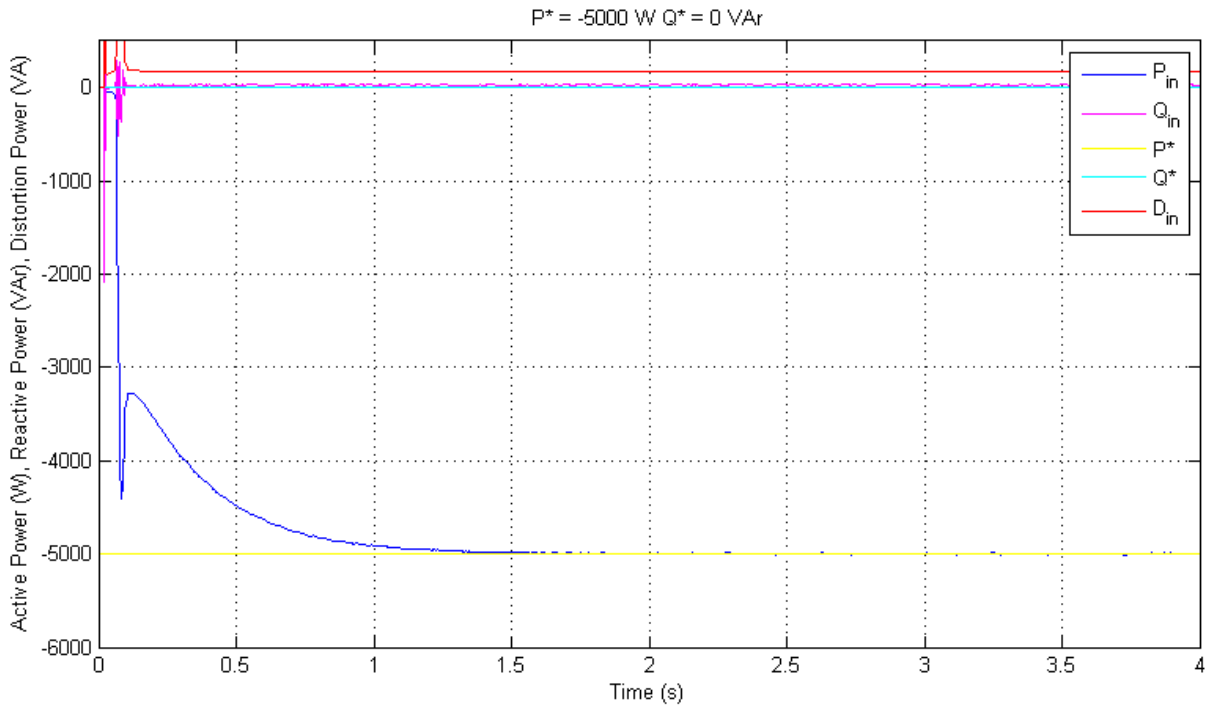


Σχήμα 5.38. Κυματομορφές ισχύος πάνω στο δίκτυο με προβλεπτικό έλεγχο και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

(α) Φόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$.

(β) Φόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$.

(Συνεχίζεται)



Σχήμα 5.38. Κυματομορφές ισχύος πάνω στο δίκτυο με προβλεπτικό έλεγχο και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

(γ) Εκφόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$.

(δ) Εκφόρτιση με ισχύς αναφοράς $P^* = 5\text{kW}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$.

Οι κυματομορφές της ισχύος που μετριοούνται πάνω στο δίκτυο σε διάφορες καταστάσεις λειτουργίας φαίνονται στο Σχήμα 5.38. Τα σχήματα 5.38α και β παρουσιάζουν την κατάσταση φόρτισης με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και με ισχύ -500 VAr. Το σύστημα αποκαθίσταται στην μόνιμη κατάσταση σε χρόνο 0,952 sec και παρουσιάζει μηδενικό σφάλμα της ενεργού ισχύος, ενώ εμφανίζει κάποιο μικρό σφάλμα στην άεργο ισχύ. Στα σχήματα 5.38γ και δ παρουσιάζουν την κατάσταση αποφόρτισης με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και με άεργο ισχύ -500 VAr. Ο χρόνος αποκατάστασης του συστήματος παραμένει ίδιος. Η ενεργός ισχύς δεν παρουσιάζει κάποιο σφάλμα ενώ η άεργος ισχύς παρουσιάζει ένα μικρό σφάλμα και στις δύο περιπτώσεις περίπου ίσο με 25 VAr ή 5%.

Κεφάλαιο 6

Συμπεράσματα – Συγκρίσεις - Προτάσεις για το σύστημα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας συσσωρευτών

6.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκαν οι μέθοδοι ελέγχου ενός τριφασικού μετατροπέα σε εφαρμογές συστημάτων αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας σε συσσωρευτές. Ο σκοπός είναι η σύγκριση των μεθόδων μέσω προσομοιώσεων και η διεξαγωγή συμπερασμάτων για την κάθε τεχνική ελέγχου.

Στο πρώτο κεφάλαιο, παρουσιάστηκε το σύστημα στο οποίο θα εφαρμοστούν οι έλεγχοι. Πρόκειται για έναν τριφασικό μετατροπέα ο οποίος λειτουργεί σε τέσσερα τεταρτημόρια και έναν μετατροπέα συνεχούς τάσης με δυνατότητα λειτουργίας σε δύο τεταρτημόρια. Ως φίλτρο εισόδου χρησιμοποιείται ένα πηνίο, ενώ ο μετατροπέας συνεχούς τάσης έχει στην έξοδό του ένα πηνίο και έναν πυκνωτή ο οποίος συνδέεται παράλληλα με τις συστοιχίες μπαταριών. Αυτά τα συστήματα χρησιμοποιούνται σε υποστήριξη του τοπικού δικτύου είτε αυτόνομου είτε συνδεδεμένου με το κεντρικό δίκτυο. Επίσης μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής είτε για την αποθήκευση της ενέργειας για την βέλτιστη διαχείριση της ροής της ενέργειας που εναλλάσσεται με το δίκτυο, είτε για την εξομάλυνση της ενέργειας εξόδου που προκαλείται από τις διαταραχές στις εναλλακτικές πηγές. Τέλος είδαμε την χρήση του σε ηλεκτρικά και υβριδικά οχήματα, καθώς και τις πιο βασικές διατάξεις που έχουν αναπτυχθεί και χρησιμοποιούνται σήμερα. Σχολιάστηκαν σύντομα και αναφέρθηκαν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των διατάξεων.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύθηκε η λειτουργία του ηλεκτρικού μέρους της διάταξης. Μελετήθηκε ο τριφασικός μετατροπέας AC/DC, συζητήθηκε η συμπεριφορά του ανάλογα με τους διακοπτικούς συνδυασμούς και εξηγήθηκε η συνθήκη λειτουργίας ως αντιστροφέας ή ως ανόρθωση, ανάλογα με την πόλωση των ημιαγωγικών διακοπών. Επίσης αποδείχτηκε η σχέση που ορίζει την ελάχιστη τάση που πρέπει να ρυθμίζεται στην dc πλευρά ώστε να πετυχαίνουμε πλήρη έλεγχο του μετατροπέα. Ακολούθως αναλύθηκε ο μετατροπέας συνεχούς τάσης και συζητήθηκε η λειτουργία του ως μετατροπέας υποβιβασμού και ως μετατροπέας ανύψωσης. Διεξήχθησαν και εξηγήθηκαν οι σχέσεις που περιγράφουν την λειτουργία του αλλά και δόθηκαν οι σχέσεις που καθορίζουν τις ελάχιστες τιμές των πυκνωτών.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν οι τεχνολογίες συσσωρευτών. Έγινε μια αναφορά στους τεχνικούς όρους που χρησιμοποιούνται για την περιγραφή και

αξιολόγηση των συσσωρευτών και στη συνέχεια αναλύθηκε η λειτουργία τους. Δόθηκαν τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους, τα υλικά και ο τρόπος κατασκευή στους και περιεγράφηκαν οι χημικές αντιδράσεις που αναπτύσσονται κατά την φόρτιση και εκφόρτιση. Επίσης παρουσιάστηκαν κάποια παραδείγματα από εφαρμογές των τεχνολογιών. Τέλος κατηγοριοποιήθηκαν ανάλογα με την ωριμότητα και τα πεδία εφαρμογών τους.

Στο τέταρτο κεφάλαιο μελετήθηκαν οι μέθοδοι ελέγχου που θα συγκριθούν. Πρόκειται για ελέγχους ρεύματος πάνω στους οποίους βασίζονται όλοι οι έλεγχοι που εφαρμόζονται σε αυτά τα συστήματα σήμερα. Αναφέρθηκαν τα πλεονεκτήματά τους και αναλύθηκε ο τρόπος ελέγχου τους. Οι μέθοδοι είναι ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης, στον οποίο το σφάλμα ρεύματος εξαναγκάζεται να κινείται ανάμεσα σε ένα εύρος τιμών. Τον έλεγχο τεχνικής SPWM, στον οποίο το σφάλμα ρεύματος συγκρίνεται με μία τριγωνική κυματομορφή και το αποτέλεσμα αποτελεί τους παλμούς οδήγησης των διακοπών. Ο έλεγχος ασαφούς λογικής είναι ένας έλεγχος ο οποίος εφαρμόζεται σε συστήματα που είναι δύσκολο να επιλυθούν μαθηματικά. Ο έλεγχος βασίζεται στην ασαφή λογική κατά την οποία το σύστημα επιλύεται σε ένα διαφορετικό επίπεδο στο οποίο όλες οι ποσοτικές μεταβλητές κωδικοποιούνται σε ανθρώπινες φράσεις. Ένα σύνολο κανόνων προσδιορίζει το τελικό αποτέλεσμα του ελέγχου. Συνήθως δεν χρησιμοποιείται μόνος τους για τον έλεγχο του συστήματος αλλά συνδυάζεται με μία άλλη μέθοδο ελέγχου. Στην παρούσα εργασία συνδυάστηκε με τον έλεγχο υστέρησης. Τελευταία μελετήθηκε ο προβλεπτικός έλεγχος κατά τον οποίο προβλέπεται η μελλοντική συμπεριφορά του συστήματος από το μαθηματικό μοντέλο του και επιλέγεται ο κατάλληλος διακοπτικός συνδυασμός που θα ελαχιστοποιεί την συνάρτηση κόστους που ορίζουμε.

Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάστηκαν τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και το μοντέλο προσομοίωσης. Οι προσομοιώσεις έγιναν με τη χρήση του προγράμματος Matlab Simulink. Στην έξοδο του μετατροπέα συνεχούς τάσης, δεν χρησιμοποιήθηκε πυκνωτής όπως αναφέρθηκε στο 2^ο κεφάλαιο επειδή οι συσσωρευτές έχουν χωρητική συμπεριφορά και μπορούν να αντικαταστήσουν τον πυκνωτή. Η προσθήκη του πυκνωτή δεν επηρεάζει την λειτουργία των ελέγχων και τα αποτελέσματα των μετρήσεων. Ωστόσο, στις πραγματικές εφαρμογές εισάγεται ένας πυκνωτής για την μείωση των ταλαντώσεων της τάσης στα άκρα της συστοιχίας συσσωρευτών που καταπονούν και μειώνουν την διάρκεια ζωής τους. Τα αποτελέσματα περιλάμβαναν την ενεργειακή αποτελεσματικότητα και την απόδοση του ελέγχου που φαίνονται αντίστοιχα στους Πίνακες 6.1-6.7 και 6.8.

6.2 Συγκρίσεις Αποτελεσμάτων

Στους Πίνακες 6.1-6.7 συγκεντρώσαμε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που σχετίζονται με τα θέματα ποιότητας ισχύος. Συνολικά προσομοιώθηκαν 5 δευτερόλεπτα, ενώ τα αποτελέσματα λήφθηκαν στην μόνιμη κατάσταση. Ως μόνιμη κατάσταση θεωρούμε στο δεύτερο δευτερόλεπτο, όπως φαίνεται από τα διαγράμματα. Οι μετρήσεις της ενεργού και άεργου ισχύος έγιναν στην πλευρά του δικτύου δηλαδή στις ac πηγές. Επίσης μετρήθηκαν οι διακοπτικές συχνότητες των τελευταίων περιόδων. Η απόδοση (η) υπολογίστηκε από τον τύπο

$$\eta(\%) = \frac{P_{bat}}{P_{grid}} 100$$

για την περίπτωση της φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών όπου ο μετατροπέας λειτουργεί ως ανόρθωση. P_{grid} είναι η ισχύς που μετράμε στις πηγές και P_{bat} είναι η ισχύς που μετράμε στα άκρα της συστοιχίας συσσωρευτών και ο τύπος

$$\eta(\%) = \frac{P_{grid}}{P_{bat}} 100$$

για την για την περίπτωση της εκφόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών όπου ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας.

Πίνακας 6.1. Αποτελέσματα προσομοίωσης με $P^* = 5000 \text{ W}$, $Q^* = 0 \text{ VAR}$ και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

| | THD _i (%) | P _s (W) | Q _s (VAr) | η (%) | THD _v (%) | V _{C,1,RMS} (V) | f _{sw,mean} (Hz) | f _{sw,min} (Hz) | f _{sw,max} (Hz) |
|--------------|----------------------|--------------------|----------------------|------------|----------------------|--------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|
| SPWM | 5,39 | 4.999,05 | 0,00 | 93,407 | 90,33 | 230,3 | 10.550 | 10.550 | 10.550 |
| Υστέρησης | 5,57 | 5.003,18 | 8,73 | 91,142 | 130,67 | 230,3 | 18.929 | 18.543 | 19.040 |
| Ασαφής | 5,54 | 5.003,18 | 8,73 | 91,132 | 130,43 | 230,3 | 18.887 | 18.492 | 19.105 |
| Προβλεπτικός | 3,38 | 4.997,60 | -26,17 | 90,583 | 87,5 | 230,3 | 14.439 | 14.107 | 14.619 |

Πίνακας 6.2. Αποτελέσματα προσομοίωσης με $P^*=5000 \text{ W}$, $Q^* = -500 \text{ VAR}$ και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

| | THD _i (%) | P _s (W) | Q _s (VAr) | η (%) | THD _v (%) | V _{C,1,RMS} (V) | f _{sw,mean} (Hz) | f _{sw,min} (Hz) | f _{sw,max} (Hz) |
|--------------|----------------------|--------------------|----------------------|------------|----------------------|--------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|
| SPWM | 5,42 | 5.002,41 | -464,06 | 93,416 | 90,01 | 231,4 | 10.550 | 10.550 | 10.550 |
| Υστέρησης | 5,49 | 5.006,53 | -464,44 | 91,141 | 126,52 | 231,2 | 18.783 | 18.594 | 18.927 |
| Ασαφής | 5,58 | 5.002,97 | -472,92 | 91,186 | 129,4 | 231,4 | 18.620 | 18.325 | 18.912 |
| Προβλεπτικός | 3,37 | 4.995,68 | -525,07 | 90,568 | 87,21 | 231,5 | 14.430 | 14.058 | 14.559 |

Πίνακας 6.3. Αποτελέσματα προσομοίωσης με $P^* = -5000 \text{ W}$, $Q^* = 0 \text{ VAR}$ και $f_{\text{sample}} = 80\text{kHz}$.

| | THD _i (%) | P _s (W) | Q _s (VAr) | η (%) | THD _v (%) | V _{C,1,RMS} (V) | f _{sw,mean} (Hz) | f _{sw,min} (Hz) | f _{sw,max} (Hz) |
|--------------|----------------------|--------------------|----------------------|------------|----------------------|--------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|
| SPWM | 5,42 | -5.001,00 | -34,91 | 93,458 | 89,82 | 230,4 | 10.550 | 10.550 | 10.550 |
| Υστέρησης | 5,61 | -4.999,04 | -8,72 | 91,261 | 129,9 | 230,3 | 18.927 | 18.831 | 19.102 |
| Ασαφής | 5,63 | -4.996,29 | 0,00 | 91,169 | 130,31 | 230,3 | 19.002 | 18.854 | 19.265 |
| Προβλεπτικός | 3,36 | -4.996,22 | 26,16 | 90,632 | 87,1 | 230,2 | 14.308 | 14.099 | 14.455 |

Πίνακας 6.4. Αποτελέσματα προσομοίωσης με $P^* = -5000 \text{ W}$, $Q^* = -500 \text{ VAr}$ και $f_{\text{sample}} = 80 \text{ kHz}$.

| | THD _i (%) | P _s (W) | Q _s (VAr) | η (%) | THD _v (%) | V _{C,1,RMS} (V) | f _{sw,mean} (Hz) | f _{sw,min} (Hz) | f _{sw,max} (Hz) |
|--------------|----------------------|--------------------|----------------------|--------|----------------------|--------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|
| SPWM | 5,41 | -4.992,65 | -577,67 | 93,473 | 89,23 | 231,6 | 10.550 | 10.550 | 10.550 |
| Υστέρησης | 5,56 | -4.992,94 | -524,78 | 91,195 | 129,18 | 231,5 | 18.812 | 18.787 | 18.814 |
| Ασαφής | 5,55 | -4.997,50 | -534,08 | 91,265 | 128,36 | 231,5 | 18.859 | 18.711 | 19.209 |
| Προβλεπτικός | 3,36 | -5.002,97 | -472,92 | 90,716 | 86,56 | 231,4 | 14.279 | 14.014 | 14.427 |

Πίνακας 6.5. Αποτελέσματα προσομοίωσης με $P^* = 5000 \text{ W}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$ και $f_{\text{sample}} = 100 \text{ kHz}$.

| | THD _i (%) | P _s (W) | Q _s (VAr) | η (%) | THD _v (%) | V _{C,1,RMS} (V) | f _{sw,mean} (Hz) | f _{sw,min} (Hz) | f _{sw,max} (Hz) |
|--------------|----------------------|--------------------|----------------------|--------|----------------------|--------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|
| SPWM | 5,37 | 4.999,74 | 0,00 | 93,437 | 90,29 | 230,3 | 10.550 | 10.550 | 10.550 |
| Υστέρησης | 4,34 | 4.999,05 | 0,00 | 89,087 | 128,72 | 230,3 | 23.693 | 23.312 | 23.850 |
| Ασαφής | 4,4 | 5.002,49 | 8,73 | 89,046 | 130,28 | 230,3 | 23.643 | 23.057 | 23.840 |
| Προβλεπτικός | 2,8 | 4.996,97 | -8,72 | 88,484 | 88,64 | 230,3 | 18.603 | 18.265 | 18.831 |

Πίνακας 6.6. Αποτελέσματα προσομοίωσης με $P^* = 5000 \text{ W}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$ και $f_{\text{sample}} = 50 \text{ kHz}$.

| | THD _i (%) | P _s (W) | Q _s (VAr) | η (%) | THD _v (%) | V _{C,1,RMS} (V) | f _{sw,mean} (Hz) | f _{sw,min} (Hz) | f _{sw,max} (Hz) |
|--------------|----------------------|--------------------|----------------------|--------|----------------------|--------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|
| SPWM | 5,66 | 4.999,74 | 0,00 | 93,408 | 90,56 | 230,3 | 10.550 | 10.550 | 10.550 |
| Υστέρησης | 8,77 | 4.996,28 | 8,72 | 93,990 | 129,89 | 230,2 | 11.902 | 11.703 | 12.010 |
| Ασαφής | 8,66 | 5.006,63 | 8,74 | 93,816 | 130,46 | 230,3 | 11.898 | 11.711 | 11.989 |
| Προβλεπτικός | 5,27 | 5.000,36 | -26,18 | 93,543 | 86,77 | 230,3 | 8.931 | 8.773 | 8.987 |

Πίνακας 6.7. Αποτελέσματα προσομοίωσης με $P^* = 5000 \text{ W}$, $Q^* = 0 \text{ VAr}$ και $f_{\text{sample}} = 25 \text{ kHz}$.

| | THD _i (%) | P _s (W) | Q _s (VAr) | η (%) | THD _v (%) | V _{C,1,RMS} (V) | f _{sw,mean} (Hz) | f _{sw,min} (Hz) | f _{sw,max} (Hz) |
|--------------|----------------------|--------------------|----------------------|--------|----------------------|--------------------------|---------------------------|--------------------------|--------------------------|
| SPWM | 38,17 | 4.989,96 | -34,84 | 95,527 | 123,87 | 230,4 | 10.550 | 10.550 | 10.550 |
| Υστέρησης | 17,42 | 5.024,51 | 26,31 | 95,641 | 130,36 | 230,2 | 5.943 | 5.899 | 5.983 |
| Ασαφής | 17,34 | 4.987,13 | 43,52 | 96,438 | 129,46 | 230,2 | 5.962 | 5.817 | 6.072 |
| Προβλεπτικός | 10,53 | 5.012,36 | -69,99 | 95,763 | 87,44 | 230,4 | 4.476 | 4.393 | 4.541 |

Πίνακας 6.8. Αποτελέσματα προσομοίωσης απόκρισης μεθόδων.

| | Settling Time 2% (s) | Peak V _{dc} (V) | Peak time of V _{dc} (ms) | V _{dc-ripple} (%) | Peak I _{s,a} (A) | Peak time of I _{s,a} (ms) | I _{RMS} (A) |
|--------------|-------------------------|-----------------------------|--------------------------------------|-------------------------------|------------------------------|---------------------------------------|-------------------------|
| SPWM | 0.965 | 1017 | 9,48 | 1,21 | 99,3 | 4,725 | 7,253 |
| Υστέρησης | 0,925 | 966 | 9,4 | 1,68 | 90,4 | 4,475 | 7,251 |
| Ασαφής | 0,912 | 912 | 20 | 1,78 | 68,6 | 4,323 | 7,251 |
| Προβλεπτικός | 0.952 | 934 | 17,7 | 1,28 | 77,37 | 4,825 | 7,243 |

Παρατηρούμε ότι το πιο χαμηλό THD_i προκύπτει από τον προβλεπτικό έλεγχο. Ο έλεγχος με τεχνική SPWM έχει τον δεύτερο μικρότερο συντελεστή με μικρή διαφορά από τις υπόλοιπες μεθόδους. Ουσιαστικά, ο προβλεπτικός έλεγχος παρουσιάζει την καλύτερη ιχνηλάτηση του ρεύματος αναφοράς επειδή είναι ο μοναδικός έλεγχος που υπολογίζει την επίδραση κάθε διακοπτικού συνδυασμού στο ρεύμα κάθε φάσης, ενώ οι υπόλοιποι υπολογίζουν την επίδραση σε κάθε φάση ξεχωριστά. Παρατηρούμε επίσης ότι η μέθοδος με ζώνη υστέρησης έχει ελάχιστα πιο μεγάλη αρμονική παραμόρφωση από τον ασαφή έλεγχο. Αυτό οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι το πλάτος του ρεύματος αναφοράς μεταβάλλεται στιγμιαία σε ένα μικρό βαθμό το οποίο φαίνεται να επηρεάζει τις αρμονικές συνιστώσες. Ο ασαφής ελεγκτής σχεδιάζεται έτσι ώστε στην μόνιμη κατάσταση να μην μεταβάλλεται η έξοδός του, αυξάνοντας για παράδειγμα η επιρροή του ολοκληρωτή. Το τελευταίο θέλει προσεκτικό σχεδιασμό επειδή επιτυγχάνεται είτε με κόστος την μεταβατική απόκριση είτε με το κόστος της υπολογιστικής πολυπλοκότητας αυξάνοντας τον αριθμό των ασαφών μεταβλητών και κατά συνέπεια των ασαφών κανόνων.

Το μικρότερο σφάλμα στην ενεργό ισχύ σε όλες τις περιπτώσεις λειτουργίας παρατηρείται στον προβλεπτικό έλεγχο ενώ ο έλεγχος με ασαφή έλεγχο και με ζώνη υστέρησης έχουν ελάχιστη διαφορά ο ένας με τον άλλο. Ο έλεγχος με τεχνική SPWM παρουσιάζει την μεγαλύτερη απόκλιση, αλλά τα σφάλματα παραμένουν αρκετά μικρά για να θεωρηθούν σημαντικά επειδή είναι της τάξης του 0,2%. Με υψηλή δειγματοληψία, παρατηρούμε ότι ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης παρουσιάζει την πιο σταθερή ιχνηλάτηση της ενεργού ισχύος αναφοράς, ενώ πολύ μικρό σφάλμα παρουσιάζει και ο ασαφής έλεγχος. Για χαμηλές δειγματοληψίες παρατηρούμε επίσης ότι τα σφάλματα παραμένουν μικρά ώστε να θεωρούνται αμελητέα.

Η επιθυμητή άεργος ισχύς, βλέπουμε ότι επιτυγχάνεται από τον ασαφή έλεγχο για όλες τις καταστάσεις λειτουργίας, ενώ ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης και ο προβλεπτικός έλεγχος έχουν καλά αποτελέσματα. Ο έλεγχος με τεχνική SPWM έχει τα χειρότερα σφάλματα θέσης που οφείλονται κυρίως στην δυσκολία ακρίβειας όταν το ρεύμα κινείται κοντά στις μηδενικές τιμές με αποτέλεσμα να υπάρχει μία ανακρίβεια στην διαφορά φάσης του ρεύματος και της τάσης. Ο προβλεπτικός έλεγχος κρατάει την καλή ακρίβεια στις χαμηλές συχνότητες δειγματοληψίας ενώ στις υψηλές συχνότητες εμφανίζει μεγάλη απόκλιση σε σχέση με τις άλλες περιπτώσεις. Αντιθέτως ο έλεγχος με τεχνική SPWM διατηρεί περίπου σταθερή την απόκλισή του από την ιδανική τιμή. Όπως και στην ιχνηλάτηση της ενεργού ισχύος, ο έλεγχος με τεχνική SPWM παρουσιάζει την πιο σταθερή απόδοση, καθώς τα σφάλματα έχουν την μικρότερη απόκλιση μεταξύ τους σε όλες τις λειτουργίες. Συνολικά ο ασαφής έλεγχος και ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης παρουσιάζουν τα μικρότερα σφάλματα στην άεργο ισχύ, ενώ στην ενεργό ισχύ ο προβλεπτικός έλεγχος παρουσιάζει τα μικρότερα σφάλματα. Αθροιστικά ο ασαφής έλεγχος και ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης εμφανίζουν τα μικρότερα σφάλματα, ενώ ο προβλεπτικός έλεγχος εμφανίζει την μεγαλύτερη απόκλιση.

Στην απόδοση του συστήματος συμπεριλήφθηκαν και οι απώλειες των παρασιτικών στοιχείων, οι απώλειες αγωγής των διακοπτικών στοιχείων και οι διακοπτικές απώλειες των διακοπτικών στοιχείων. Για τον υπολογισμό των διακοπτικών απωλειών χρησιμοποιήθηκε το έτοιμο μοντέλο προσομοίωσης της βιβλιοθήκης Simscape του Simulink. Οι παράμετροι του μοντέλου προσομοίωσης

των IGBT προσαρμόστηκαν στις χαρακτηριστικές κυματομορφές και στα μεγέθη που δίνουν τα στα φύλλα δεδομένων του 5SNE 0800M170100 της ABB. Παρατηρούμε ότι την υψηλότερη απόδοση παρουσιάζει η μέθοδος SPWM, ενώ τη χειρότερη απόδοση έχει ο προβλεπτικός έλεγχος. Αυτό οφείλεται κυρίως στην μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα, όπως φαίνεται από τον Πίνακα 6.1. Στις υψηλές συχνότητες δειγματοληψίας παρατηρούμε ότι η διαφορά στην απόδοση των μεθόδων αυξάνεται καθώς όλοι οι μέθοδοι ελέγχου εκτός της τεχνικής SPWM, λειτουργούν με διακοπτική συχνότητα που επηρεάζεται από την συχνότητα δειγματοληψίας. Στις χαμηλές συχνότητες η διαφορά της απόδοσης ανάμεσα στις μεθόδους συγκλίνει καθώς οι διακοπτικές συχνότητες είναι περίπου ίσες.

Από τους Πίνακες 6.1 - 6.7 βλέπουμε επίσης ότι το ρεύμα παρουσιάζει την μικρότερη αρμονική παραμόρφωση με την μικρότερη διακοπτική συχνότητα στον προβλεπτικό έλεγχο. Σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας και με την μεταβολή της συχνότητας δειγματοληψίας, παρατηρούμε ότι κρατάει την χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα. Η διακοπτική συχνότητα του ελέγχου υστέρησης βλέπουμε ότι μεταβάλλεται όπως και εξηγήθηκε και αποδείχτηκε στην παράγραφο 4.1. Το ίδιο ισχύει και για τον ασαφή έλεγχο ο οποίος αφού οι διακοπτικοί παλμοί βασίζονται σε έλεγχο με ζώνης υστέρησης όπως εξηγήθηκε στην παράγραφο 4.2. Ο έλεγχος με τεχνική SPWM ρυθμίστηκε να έχει συχνότητα τριγωνικού σήματος 10.550 Hz.

Η διακοπτική συχνότητα στην μέθοδο SPWM επηρεάζεται από τις αρμονικές του ρεύματος. Από την ανάλυση Fourier βρήκαμε ότι η μέγιστη σημαντική αρμονική συνιστώσα του ρεύματος στην ac μεριά είναι τα 15kHz. Έτσι οι αρμονικές του ρεύματος οι οποίες ταλαντώνονται τέμνοντας το τριγωνικό σήμα πάνω από δύο φορές και συγκεκριμένα σε κάθε δύο κύκλους, οι κυματομορφές τέμνονται έξι φορές, οδηγούν σε περισσότερες μεταγωγές σε αποκοπή και σε αγωγή των διακοπών. Δηλαδή η διακοπτική συχνότητα πλέον επιβάλλεται από τις αρμονικές του ρεύματος. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκε φίλτρο στη μέτρηση των γραμμών, το οποίο να μη εισάγει καθυστέρηση στο ρεύμα στην έξοδό του αλλά και να αποκόπτει τις υψίσυχνες αρμονικές. Ιδανικά, η συχνότητα του τριγωνικού σήματος πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τις αρμονικές συνιστώσες και συγκεκριμένα η κλίση των αρμονικών να είναι μικρότερη από την κλίση της τριγωνικής κυματομορφής. Στην περίπτωσή μας αυτό συμβαίνει οριακά στα 16 kHz, όμως για να πετύχουμε καλή ακρίβεια στις αρμονικές απαιτείται τουλάχιστον 20 kHz. Επίσης στα 20kHz χρειαζόμαστε να έχουμε αρκετά δείγματα ώστε σε έναν κύκλο του τριγωνικού σήματος να περιγράφεται αναλυτικά το σήμα δηλαδή θα ήταν επιθυμητό να υπάρχουν τουλάχιστον τέσσερα δείγματα ανά κύκλο τριγωνικής κυματομορφής άρα απαιτεί ελάχιστη διακοπτική συχνότητα των 80 kHz. Στην παρούσα εργασία επιλέχτηκε η χαμηλή διακοπτική συχνότητα για τον λόγο της σύγκρισης των μεθόδων με σχετικά ίδιες διακοπτικές συχνότητες, ώστε τα αποτελέσματα της ενεργειακής απόδοσης να συγκριθούν στις ίδιες διακοπτικές συχνότητες, αφού η μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα καταλήγει σε καλύτερα αποτελέσματα ως προς την ιχνηλάτηση του ρεύματος αναφοράς.

Στον Πίνακα 6.8 φαίνεται η απόκριση των μεθόδων ελέγχου. Η μεγαλύτερη τάση στα μεταβατικά εμφανίζεται στην τεχνική SPWM. Το ίδιο ισχύει και για το μέγιστο ρεύμα γραμμής της φάσης a. Η μικρότερη τάση και το μικρότερο ρεύμα εμφανίζονται στον ασαφή έλεγχο, ο οποίος παρουσιάζει την μέγιστη τάση στον μεγαλύτερο χρόνο

20msec. Η μέγιστη τάση και το μέγιστο ρεύμα που εμφανίζονται κατά την εκκίνηση του συστήματος, έχουν αρκετά μικρή διάρκεια ώστε να μην μπορούν να προκαλέσουν κάποια βλάβη στο σύστημα. Έχουν όμως σημαντικό ρόλο στην απόκριση του συστήματος σε χρήσεις που απαιτούν γρήγορη παροχή ισχύος για παράδειγμα σε χρήση του ως αντισταθμιστή των ταλαντώσεων του δικτύου. Την μικρότερη αποκατάσταση της τάσης την παρουσιάζει ο προβλεπτικός έλεγχος ο οποίος μεταβαίνει στην μόνιμη κατάσταση σε 0,0501 sec ενώ ο αμέσως μικρότερος χρόνος είναι 0,2055 που παρουσιάζει ο έλεγχος με τεχνική SPWM. Όμως η τεχνική SPWM παρουσιάζει την μικρότερη κυμάτωση τάσης στην dc πλευρά του τριφασικού μετατροπέα. Αυτό οφείλεται όπως εξηγήσαμε στις αρμονικές τάσης και ρεύματος στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα. Η έλλειψη αρνητικών και θετικών παλμών από την θετική και αρνητική ημιπερίοδο αντίστοιχα, οδηγούν σε μικρότερη κυμάτωση της τάσης στην dc πλευρά. Έτσι την μικρότερη κυμάτωση την έχουν ο προβλεπτικός έλεγχος μαζί με τον έλεγχο τεχνικής SPWM, ενώ την χειρότερη ο ασαφής έλεγχος και ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης. Η περεταίρω μείωση της κυμάτωσης εξαρτάται από τον πυκνωτή, δηλαδή πρέπει είτε να αυξηθεί η χωρητικότητα του πυκνωτή, είτε να μειωθεί το ρεύμα που τροφοδοτεί ο πυκνωτής στο φορτίο.

Η μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος εξαρτάται από τον χρόνο φόρτισης της συστοιχίας συσσωρευτών. Ο έλεγχος φόρτισης της συστοιχίας δεν αναλύεται και μελετάται στην παρούσα διπλωματική. Χρησιμοποιήθηκε η ίδια μέθοδος φόρτισης σε όλες τις μεθόδους ελέγχου του τριφασικού μετατροπέα. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων έδωσαν τους χρόνους αποκατάστασης που εμφανίζονται στον Πίνακα 6.8. Η διαφορά των χρόνων μεταξύ των μεθόδων είναι της τάξης των δεκάδων χιλιοστών του δευτερολέπτου. Ο μικρότερος χρόνος απόκρισης προκύπτει από τον ασαφή έλεγχο. Ο ασαφής έλεγχος έχει την ικανότητα να προσαρμόζεται για καλύτερα αποτελέσματα στην μόνιμη και στη μεταβατική κατάσταση. Μία καλή σχεδίαση μπορεί να αποδώσει τα καλύτερα αποτελέσματα στην απόκριση του συστήματος. Η μέθοδος με τεχνική SPWM παρουσιάζει τον μεγαλύτερο χρόνο αποκατάστασης.

Στους Πίνακες 6.1-6.7 φαίνονται οι αρμονικές και η RMS τιμή της τάσης της φάσης a στην ac πλευρά του τριφασικού μετατροπέα. Παρατηρούμε ότι η μικρότερη αρμονική παραμόρφωση της τάσης, υπάρχει στον προβλεπτικό έλεγχο και στην τεχνική SPWM. Οι αρμονικές ρεύματος παράγονται από τις αρμονικές τάσης με αποτέλεσμα οι έλλειψη κάποιων αρμονικών σε κάποιες συχνότητες συνεπάγεται στην έλλειψη των αντίστοιχων αρμονικών ρεύματος στις συχνότητες αυτές και οι πολλές αρμονικές τάσης συνεπάγεται σε πολλές αρμονικές ρεύματος. Η αρμονικές ρεύματος παράγονται από τις αρμονικές τάσης δια της ισοδύναμης αντίστασης της γραμμής στις αντίστοιχες συχνότητες των αρμονικών. Το πηνίο ισοδυναμεί με μία μεταβλητή αντίσταση η οποία αυξάνεται ανάλογα με την συχνότητα. Έτσι οι τάσεις σε υψηλές συχνότητες δεν παράγουν ρεύμα με υψηλό πλάτος. Το πηνίο δηλαδή λειτουργεί ως βαθυπερατό φίλτρο. Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα αλλά και μειονέκτημα του ελέγχου με τεχνική SPWM είναι η ικανότητα ελέγχου των αρμονικών της τάσης και κατά συνέπεια των αρμονικών ρεύματος. Μπορεί να στείλει τις αρμονικές τάσης σε υψηλές συχνότητες, οι οποίες να μην εμφανίζονται ως αρμονικές ρεύματος. Όμως η

μέθοδος SPWM είναι τεχνική ελέγχου τάσης και όχι ρεύματος, δηλαδή σε περίπτωση βραχυκυκλώματος το σύστημα δεν προστατεύεται και οδηγείται σε αστάθεια.

Πίνακας 6.9. Χαρακτηριστικά P-Q ελέγχου με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών.

| | Δομή | Διακοπτική Συχνότητα | Απόκριση | Πολυπλοκότητα | Κόστος | Υλικό |
|--------------|-----------|----------------------|--------------|---------------|--------|-----------------------|
| SPWM | Απλή | Σταθερή | Γρήγορη | Απλή | Μικρό | Αναλογικό/ Ψηφιακό |
| Υστέρησης | Απλή | Μεταβλητή | Πολύ γρήγορη | Πιο Απλή | Μικρό | Αναλογικό/ Ψηφιακό |
| Ασαφής | Απλή | Μεταβλητή | Πολύ γρήγορη | Περίπλοκη | Μεγάλο | Ψηφιακό |
| Προβλεπτικός | Περίπλοκη | Μεταβλητή | Γρήγορη | Πιο περίπλοκη | Μεγάλο | Ψηφιακό |

Πίνακας 6.10. Βασικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα P-Q ελέγχου με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών.

| | Πλεονεκτήματα | Μειονεκτήματα |
|--------------|---|--|
| SPWM | <ul style="list-style-type: none"> - Εύκολη εφαρμογή με αναλογικά στοιχεία - Εύκολη εφαρμογή σε πολυεπίπεδες διατάξεις - Σταθερή διακοπτική συχνότητα - Χαμηλή αρμονική παραμόρφωση τάσης | <ul style="list-style-type: none"> - Έλεγχος τάσης |
| Υστέρησης | <ul style="list-style-type: none"> - Εύκολη εφαρμογή με αναλογικά στοιχεία - Γρήγορη απόκριση | <ul style="list-style-type: none"> - Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα - Δύσκολη εφαρμογή σε πολυεπίπεδες διατάξεις - Υψηλές απώλειες |
| Ασαφής | <ul style="list-style-type: none"> - Γρήγορη απόκριση - Καλή απόκριση μεταβατικών | <ul style="list-style-type: none"> - Υλοποίηση μόνο με ψηφιακά στοιχεία - Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα - Δύσκολη εφαρμογή σε πολυεπίπεδες διατάξεις - Υψηλές απώλειες |
| Προβλεπτικός | <ul style="list-style-type: none"> - Υψηλή απόδοση με ελάχιστη διακοπτική συχνότητα - Χαμηλή αρμονική παραμόρφωση τάσης | <ul style="list-style-type: none"> - Υλοποίηση μόνο με ψηφιακά στοιχεία - Περίπλοκος αλγόριθμος - Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα - Δύσκολη εφαρμογή σε πολυεπίπεδες διατάξεις - Υψηλές απώλειες |

Καταλήγοντας, τα πιο βασικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.10, ενώ στον Πίνακα 6.9 παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά των τεχνικών. Στον Πίνακα 6.11 παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά των τεχνικών ως προς την ποιότητα ισχύος του συστήματος. Η τεχνική ελέγχου SPWM έχει την υψηλότερη απόδοση σε σχέση την ποιότητα ενέργειας που προσφέρει. Παρουσιάζει τη μικρότερη διακύμανση της τάσης στην dc πλευρά του τριφασικού μετατροπέα και έχει σχετικά μικρά σφάλματα θέσης της ενεργού και άεργου ισχύος. Προσφέρει την δυνατότητα ελέγχου των αρμονικών συνιστωσών, με αποτέλεσμα την υψηλή προσαρμοστικότητα της διάταξης στις απαιτήσεις του διαχειριστή. Ο διαχειριστής μπορεί με σχετικά χαμηλές διακοπτικές συχνότητες να παράγει υψηλές αρμονικές συνιστώσες. Ο έλεγχος αυτός παρουσιάζει τις μικρότερες σε πλάτος αρμονικές συνιστώσες στις χαμηλές συχνότητες (< 1kHz) από όλες τις μεθόδους. Επίσης προσφέρει σταθερή διακοπτική συχνότητα, αποφεύγοντας τον πιθανό συντονισμό κάποιων αρμονικών με τις σταθερές χρόνου του συστήματος και του δικτύου. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα είναι ότι αποτελεί έλεγχο τάσης μειώνοντας την προστασία σε περίπτωση βραχυκυκλώματος. Είναι απλός στην υλοποίηση και έχει την δυνατότητα της αναλογική υλοποίησης. Για τους παραπάνω λόγους αποτελεί τον πιο κατάλληλο έλεγχο για συστήματα αποθήκευσης υψηλής ισχύος με τα κατάλληλα συστήματα προστασίας.

Ο έλεγχος υστέρησης είναι ο πιο απλός έλεγχος στην υλοποίηση και η πιο φθηνή λύση. Μπορεί να υλοποιηθεί είτε με αναλογικό είτε με ψηφιακό υλικό. Έχει γρήγορη απόκριση και αποδίδει τα μικρότερα σφάλματα στην ενεργό και άεργο ισχύ. Τα μειονεκτήματα του ελέγχου αυτού είναι η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, η οποία μπορεί να παράγει κάποιες αρμονικές συνιστώσες οι οποίες να συντονίζονται με κάποια σταθερά χρόνου του συστήματος ή μια σταθερά χρόνου ενός συστήματος πάνω στο δίκτυο. Η υλοποίησή της για πολυεπίπεδες διατάξεις είναι πιο περίπλοκη καθώς είναι δύσκολος ο έλεγχος κάθε βαθμίδας με κριτήριο μόνο τη ζώνη υστέρησης. Για χαμηλό αρμονικό περιεχόμενο, απαιτείται συγκριτικά με τις άλλες μεθόδους μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα που ισοδυναμεί με υψηλές απώλειες. Για τους παραπάνω λόγους, ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης είναι κατάλληλος για εφαρμογές χαμηλού κόστους και χαμηλής ισχύος και δεν κρίνεται κατάλληλος για διατάξεις συστημάτων αποθήκευσης ενέργειας.

Πίνακας 6.11. Χαρακτηριστικά ποιότητας ισχύος P-Q ελέγχου με τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών.

| | THD _i | Απώλειες | Ακρίβεια ενεργού ισχύος | Ακρίβεια άεργου ισχύος |
|--------------|------------------|----------|-------------------------|------------------------|
| SPWM | Χαμηλό | Χαμηλές | Υψηλή | Υψηλή |
| Υστέρησης | Μέτριο | Μέτριες | Μέτρια | Μέτρια |
| Ασαφής | Μέτριο | Μέτριες | Μέτρια | Μέτρια |
| Προβλεπτικός | Πολύ χαμηλό | Υψηλές | Υψηλή | Χαμηλή |

Ο ασαφής έλεγχος παρουσιάζει όλα τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του ελέγχου ελέγχου με ζώνη υστέρησης. Βελτιώνει τη μεταβατική συμπεριφορά και τη συμπεριφορά στη μόνιμη κατάσταση, παρέχοντας στον διαχειριστή την δυνατότητα ρύθμισης των σταθερών χρόνου του συστήματος. Το κόστος είναι η πολυπλοκότητα της υλοποίησης η οποία μπορεί να κατασκευαστεί μόνο με ψηφιακό υλικό με αποτέλεσμα να αυξάνεται το κόστος διάταξης.

Τα αποτελέσματα του προβλεπτικού ελέγχου έδειξαν ότι παρουσιάζει το μικρότερο THD_i ρεύματος από όλες τις μεταβλητές. Ωστόσο, οι αρμονικές ρεύματος στις χαμηλές συχνότητες είναι μεγαλύτερες από τις αρμονικές που προκαλεί ο έλεγχος με τεχνική SPWM. Παρουσιάζει επίσης το πιο χαμηλό THD_v τάσης, ενώ παρουσιάζει τα χειρότερα σφάλματα θέσης στην άεργο ισχύ. Παρατηρούμε ότι η απόδοση του ελέγχου είναι μικρότερη από την απόδοση του ελέγχου με ζώνη υστέρησης, ενώ η μέση διακοπτική συχνότητα του προβλεπτικού ελέγχου είναι μικρότερη. Αυτό οφείλεται κυρίως στην χρονική στιγμή όπου συμβαίνουν οι περισσότερες μεταγωγές αποκοπής ή αγωγής. Οι απώλειες είναι η ισχύς που χάνεται κατά την μετάβαση σε αγωγή και σε αποκοπή δηλαδή το διάνυσμα VI. Όπου για απλούστευση μπορούμε να πούμε ότι είναι η μέγιστη τάση που εμφανίζεται στα άκρα του διακόπτη επί το μέγιστο ρεύμα που διέρχεται από αυτόν. Με άλλα λόγια είναι η τάση στην dc πλευρά του τριφασικού μετατροπέα (στην περίπτωσή μας 800V) η οποία είναι σταθερή στο χρόνο επί το μέγιστο ρεύμα που διέρχεται από αυτό που αποτελεί και το ρεύμα της γραμμής. Ωστόσο το ρεύμα της γραμμής μεταβάλλεται ως προς τον χρόνο, επομένως οι απώλειες μεταγωγών τις χρονικές στιγμές όπου το ρεύμα γραμμής είναι γύρω από τη μηδέν είναι μικρότερες από τις απώλειες των μεταγωγών όπου το ρεύμα γραμμής βρίσκεται στην μέγιστη τιμή του.

Ο προβλεπτικός έλεγχος παρέχει την ευελιξία στον διαχειριστή της ρύθμισης μίας παραμέτρου. Στην παρούσα εργασία ελέγχουμε την παράμετρο του ρεύματος. Από τον Πίνακα 4.5 και 4.6 μπορούμε να δούμε εναλλακτικά κριτήρια ελέγχου τα οποία με έναν μικρό συμβιβασμό δίνουν μεγαλύτερη έμφαση στην μεταβλητή ελέγχου, μειώνοντας την ακρίβεια στις άλλες μεταβλητές. Η προσομοίωση του γενικού κανόνα ελέγχου, έδειξε τα αποτελέσματα στην μέση περίπτωση ελέγχου. Έτσι η εισαγωγή κάποιου επιπλέον ελέγχου μεταβλητής με συντελεστή βαρύτητας θα αναδείκνυε τις επιπτώσεις στα αποτελέσματα των άλλων μεταβλητών και θα μπορούσαμε να κρίνουμε το περιθώριο βελτίωσης (κατώφλι) των αποτελεσμάτων των μεταβλητών που δεν περιλαμβάνονται στο κριτήριο ελέγχου. Ο προβλεπτικός έλεγχος προβλέπεται για εφαρμογές οι οποίες απαιτούν συγκεκριμένες προδιαγραφές λόγω του σημείου εγκατάστασης ή του είδους της εγκατάστασης, όπως για παράδειγμα σε βιομηχανίες ή για παροχή ισχύος σε κρίσιμα φορτία.

6.3 Προτάσεις για Μελλοντική Έρευνα

Η παρούσα εργασία είχε ως σκοπό την σύγκριση των μεθόδων ελέγχου του τριφασικού μετατροπέα ο οποίος χρησιμοποιείται σε συστήματα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας με συσσωρευτές. Κατά την εκπόνηση της εργασίας παρουσιάστηκαν κάποια πεδία τα οποία θα είχαν ενδιαφέρον να μελετηθούν περαιτέρω. Τα σημαντικότερα από αυτά είναι:

- Ο σχεδιασμός προβλεπτικών ελεγκτών για την αντικατάσταση των PI ελεγκτών για τον έλεγχο του συστήματος που βασίζεται πλήρως στον προβλεπτικό έλεγχο.
- Η συγκριτική μελέτη των μεθόδων ελέγχου που εφαρμόζονται καθολικά σε όλο το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας συσσωρευτών.
- Η συγκριτική μελέτη των μεθόδων ελέγχου του μετατροπέα συνεχούς τάσης για την φόρτιση και εκφόρτιση των συσσωρευτών.
- Η μελέτη και προσομοίωση του προβλεπτικού ελέγχου ο οποίος εφαρμόζει τις συναρτήσεις κόστους που παρουσιάζονται στους Πίνακες 4.5 και 4.6 για την ανάδειξη των επιπτώσεων στα κριτήρια της ποιότητας ισχύος.

Βιβλιογραφία

- [1] L. Hu, M.-l. Zhao, X.-B. Wu και J.-n. Lou, «Cell balancing management for battery pack,» *IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)*, pp. 339-441, 1-4 Nov. 2010.
- [2] L. Jie, «Design of a Li-Ion battery charger with CC-CV-CT regulation loop,» *International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE)*, pp. 4088 - 4091 , 14-17 April 2011.
- [3] L. Chia-Hsiang, H. Hong-Wei και C. Ke-Horng, «Built-in resistance compensation (BRC) technique for fast charging Li-Ion battery charger,» *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 33-36, 21-24 Sept 2008.
- [4] L. Chia-Hsiang, C.-L. Chen, L. Yu-Huei, W. Shih-Jung, H. Chun-Yu, H. Hong-Wei και C. Ke-Horng, «Fast charging technique for Li-Ion battery charger,» *IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems*, pp. 618 - 621, 31 Aug.-3 Sept. 2008.
- [5] L. Yi-Hwa, Hsieh, Ching-Hsing και L. Yi-Feng, «Search for an Optimal Five-Step Charging Pattern for Li-Ion Batteries Using Consecutive Orthogonal Arrays,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 654 - 661, June 2011.
- [6] L. Yi-Hwa και L. Yi-Feng, «Search for an Optimal Rapid-Charging Pattern for Li-Ion Batteries Using the Taguchi Approach,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 3963 - 3971, Dec. 2010.
- [7] B. Gudimetla, F. Katiraei, J. Aguero, J. Enslin και H. Alatrash, «Integration of micro-scale photovoltaic distributed generation on power distribution systems: Dynamic analyses,» *IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D)*, pp. 1-7, 7-12 May 2012.
- [8] M. Begovic, K. Insu, D. Novosel, J. Aguero και A. Rohatgi, «Integration of Photovoltaic Distributed Generation in the Power Distribution Grid,» *International Conference on System Science*, pp. 1977-1986, 4-7 Jan. 2012.
- [9] S. Massucco, A. Pitto και F. Silvestro, «A gas turbine model for studies on distributed generation penetration into distribution networks,» *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, p. 1, 24-29 July 2011.
- [10] A. Dagoumas, N. Lettas, K. Tomaras, G. Papagiannis, P. Dokopoulos, A. Zafirakis, S. Fachouridis και K. Manousaridis, «Transient analysis of distributed small hydro generators in a network,» *International Conference on Future Power Systems*, pp. 6pp-6, 18 Nov. 2005.
- [11] M. He, N. Beutler, D. Loeder και S. Sanders, «Testing of 2.5kW low temperature stirling engine for distributed solar thermal generation,» *IEEE Energytech*, pp. 1-6, 29-31 May 2012.
- [12] N. Anglani και G. Petrecca, «Fossil fuel and biomass fed distributed generation and utility plants: Analysis of energy and environmental performance indicators,» *IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, pp. 964-969, 16-18 June 2010.

- [13] C. Tel-El και K. Lee, «Interface of a fuel cell distributed generator with distribution system network,» *Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1-8, 26-30 July 2008.
- [14] X. Wei, W. Yuan, Y. Yu και T. Coombs, «Minimize frequency fluctuations of isolated power system with wind farm by using superconducting magnetic energy storage,» *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1329-1332, 2-5 Nov. 2009.
- [15] Y. Ye, L. Hui, A. Aichhorn, Z. Jianping και M. Greenleaf, «Sizing Strategy of Distributed Battery Storage System With High Penetration of Photovoltaic for Voltage Regulation and Peak Load Shaving,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, pp. 982-991, Mar 2014.
- [16] S. Kolluri, «Application of distributed superconducting magnetic energy storage system (D-SMES) in the energy system to improve voltage stability,» *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, pp. 838-841, 2002.
- [17] K. Yukita, K. Ichiyanagi, Y. Goto και K. Hirose, «A study of electric power quality using storage system in distributed generation,» *International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, pp. 1-4, 9-11 Oct. 2007.
- [18] M. Khalid και A. Savkin, «Optimization and control of a distributed Battery Energy Storage System for wind power smoothing,» *Mediterranean Conference on Control & Automation*, pp. 39-43, 20-23 June 2011.
- [19] M. Alam, K. Muttaqi και D. Sutanto, «A Novel Approach for Ramp-Rate Control of Solar PV Using Energy Storage to Mitigate Output Fluctuations Caused by Cloud Passing,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 507-518, June 2014.
- [20] L. Mears, H. Gotschall και H. Kamath, «EPRI-DOE handbook of energy storage for transmission and distribution applications,» *Tech. Rep. 1001834*, 2003.
- [21] S. M. Schoenung και W. Hassenzahl, «Long vs. short-term energy storage: Sensitivity analysis,» *Tech. Rep. SAND2007-4253*, 2007.
- [22] W. Li, C. Shiang-Shong, L. Wei-Jen και C. Zhe, «Design of a damping controller for a SMES unit to suppress tie-line active-power fluctuations of a large-scale wind farm,» *IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition*, pp. 1-7, 15-18 March 2009.
- [23] L. Liang, Z. Jin και J. Zaibin, «Frequency regulation for a power system with wind power and battery energy storage,» *IEEE International Conference on Power System Technology*, pp. 1-6, 30 Oct. 2012.
- [24] A. Singh και B. Singh, «Power quality issues related to distributed energy source integration to utility grids,» *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, pp. 1-5, 17-19 Dec 2010.
- [25] S. Jayasinghe, D. Vilathgamuwa και U. Madawala, «Direct Integration of Battery Energy Storage Systems in Distributed Power Generation,» *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, pp. 677 - 685, June 2011.
- [26] X. Wang, D. M. Vilathgamuwa και S. Choi, «Determination of Battery Storage Capacity in Energy Buffer for Wind Farm,» *IEEE Transactions on Energy Conversion*, pp. 868-878, Sept. 2008.
- [27] M. Aghaebrahimi, M. Tourani και M. Amiri, «Power consumption management and control for peak load reduction in Smart Grids using UPFC,» *IEEE Electrical Power and*

- Energy Conference*, pp. 327-333, 3-5 Oct. 2011.
- [28] F. Yang, V. Rimali, M. Tang και C. Nayar, «Design and Implementation of stand-alone smart grid employing renewable energy resources on Pulau Ubin Island of Singapore,» *Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 441-444, 21-24 May 2012.
- [29] J. Huang, H. Wang, Y. Qian και C. Wang, «Priority-Based Traffic Scheduling and Utility Optimization for Cognitive Radio Communication Infrastructure-Based Smart Grid,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, pp. 78-86, March 2013.
- [30] Y. Yan, Y. Qian, H. Sharif και D. Tipper, «A Survey on Smart Grid Communication Infrastructures: Motivations, Requirements and Challenges,» *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, pp. 5-20, 2013.
- [31] N. Javaid, I. Khan, M. N. Ullah, A. Mahmood και M. U. Farooq, «A Survey of Home Energy Management Systems in Future Smart Grid Communications,» *International Conference on Broadband and Wireless Computing, Communication and Applications*, pp. 459-464, 28-30 Oct. 2013.
- [32] T. Nassor, Z. Ziadi, A. Yona, T. Senjyu και M. Abdel-Akher, «Comprehensive analysis of DC smart grid operation,» *IEEE International Conference on Power and Energy*, pp. 880-885, 2-5 Dec. 2012.
- [33] H. Yamauchi, M. Kina, K. Kurohane, K. Uchida, A. Yona και T. Senjyu, «Operation principle of multiple DC smart grids,» *IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 304-309, 5-8 Dec 2011.
- [34] X. Yu, X. She, X. Zhou και A. Q. Huang, «Power Management for DC Microgrid Enabled by Solid-State Transformer,» *IEEE Transactions on Smart Grid*, pp. 954-965, March 2014.
- [35] Y. Tu, C. Li, L. Cheng και L. Le, «Research on Vehicle-to-Grid Technology,» *International Conference on Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring*, pp. 1013-1016, 19-20 Feb. 2011.
- [36] M. Yuchao, T. Houghton, A. Cruden και D. Infield, «Modeling the Benefits of Vehicle-to-Grid Technology to a Power System,» *IEEE Transactions on Power Systems*, pp. 1012-1020, May 2012.
- [37] J. Pinto, V. Monteiro, H. Goncalves, B. Exposto, D. Pedrosa, C. Couto και J. Afonso, «Bidirectional battery charger with Grid-to-Vehicle, Vehicle-to-Grid and Vehicle-to-Home technologies,» *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5934 - 5939, 10-13 Nov. 2013.
- [38] Z. Amjadi και S. Williamson, «Power-Electronics-Based Solutions for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Energy Storage and Management Systems,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 608-616, Feb. 2010.
- [39] O. Onar και A. Khaligh, «Dynamic modeling and control of a cascaded active battery/ultra-capacitor based vehicular power system,» *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-4, 3-5 Sept. 2008.
- [40] L. Xiaofei, Z. Qianfan και Z. Chunbo, «Design of battery and ultracapacitor multiple energy storage in hybrid electric vehicle,» *IEEE Vehicle Power and Propulsion*

- Conference*, pp. 1395 - 1398, 7-10 Sept. 2009.
- [41] P. J. Kollmeyer, L. W. Juang και T. Jahns, «Loss optimization and ultracapacitor pack sizing for vehicles with battery/ultracapacitor hybrid energy storage,» *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo*, pp. 1-8, 15-18 June 2014.
- [42] Z. Amjadi και S. Williamson, «Power-Electronics-Based Solutions for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Energy Storage and Management Systems,» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, pp. 608-616, Feb 2010.
- [43] T. Kohler, D. Buecherl και H. Herzog, «Investigation of control strategies for hybrid energy storage systems in hybrid electric vehicles,» *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1687 - 1693, 7-10 Sept. 2009.
- [44] F. Garcia, A. Ferreira και J. Pomilio, «Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System,» *Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 826 - 832, 15-19 Feb. 2009.
- [45] M. Michalczuk, B. Ufnalski και L. Grzesiak, «Fuzzy logic control of a hybrid battery-ultracapacitor energy storage for an urban electric vehicle,» *International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies*, pp. 1-7, 27-30 March 2013.
- [46] A. S. Al-Adsani, A. M. Jarushi και N. Schofield, «Operation of a Hybrid PM Generator in a Series Hybrid Electrical Vehicle,» *Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 3898 - 3903, 3-5 Dec. 2009.
- [47] T. Bäuml και D. Simic, «Simulation and Comparison of different Energy Management Strategies of a Series Hybrid Electric Vehicle,» *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-5, 3-5 Sept. 2008.
- [48] L.-q. Jin, X.-h. Zeng και W. Wang, «The control strategy and cost analysis for Series Plug-in hybrid electric vehicle,» *International Conference on Advanced Computer Control*, pp. 350-354, 27-29 March 2010.
- [49] B. Xu, M. Li, S. Yang και B. Guo, «Design and Simulation of Fuzzy Control Strategy for Parallel Hybrid Electric Vehicle,» *International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application*, pp. 539-543, 13-14 Oct. 2010.
- [50] H. Zhao, B. Zhang και B. Zhang, «Research on Parameters Matching of Parallel Hybrid Electric Vehicle Powertrain,» *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-4, 3-5 Sept. 2008.
- [51] S. Grammatico, A. Balluchi και E. Cosoli, «A series-parallel hybrid electric powertrain for industrial vehicles,» *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1-6, 1-3 Sept. 2010.
- [52] J. Park, J. Oh, Y. Park και K. Lee, «Optimal Power Distribution Strategy for Series-Parallel Hybrid Electric Vehicles,» *The 1st International Forum on Strategic Technology*, pp. 37-42, 18-20 Oct. 2006.
- [53] C.-H. Tu και A. Emadi, «A novel series-parallel reconfigurable hybrid energy storage system for electrified vehicles,» *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo*, pp. 1-4, 18-20 June 2012.
- [54] Σ. Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Αθήνα: Συμείων, 2012.

- [55] N. Mohan, T. M. Undeland και W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, 3rd εκμ., J. Wiley, 2003.
- [56] T. Kagotani, K. Kuroki, J. Shinohara και A. Misaizu, «A novel UPS using high-frequency switch-mode rectifier and high-frequency PWM inverter,» *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 53-57, 26-29 June 1989.
- [57] Z. Jun-jie, C. Cheng, X. Jin και Y. Ye, «A Battery Charge and Discharge Device Using PID Genetic Algorithm Based on PWM Rectifier,» *International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment*, pp. 1-4, 7-9 Nov. 2010.
- [58] M. Dai, M. Marwali, J.-W. Jung και A. Keyhani, «A PWM rectifier control technique for three-phase double conversion UPS under unbalanced load,» *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 548 -552, 6-10 March 2005.
- [59] X.-l. Li, Z. He, C. Wang και H.-h. Huang, «The application of three-phase PWM rectifier in battery formation system,» *International Conference on Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer*, pp. 3669-3672, 20-22 Dec. 2013.
- [60] Z. Yingchao, L. JiangTao, G. Wei, L. Yang και Z. Bo, «Implementation of high efficiency batteries charger for EV based on PWM rectifier,» *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1525-1528, 9-12 Oct. 2012.
- [61] S. Khather, «Modeling and simulation of a PWM rectifier inverter induction motor drive system implementing speed sensor less direct vector control,» *International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, pp. 1-6, 20-23 March 2012.
- [62] J. Caseiro, A. Mendes και A. Cardoso, «The usage of a PWM rectifier to improve three-phase induction motor drive performance under fault conditions,» *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, 8-10 Sept. 2009.
- [63] H. Bilgin, K. Kose, G. Zenginobuz, M. Ermis, E. Cadirci και H. Kose, «A unity-power-factor buck-type PWM rectifier for medium/high-power DC motor drive applications,» *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 1412 - 1425, Sept./Oct. 2002.
- [64] J. Ollila, «Improving the performance of variable speed AC drives by using PWM-rectifiers,» *IEEE International Electric Machines and Drives Conference Record*, pp. MB3/6.1 - MB3/6.3 , 18-21 May 1997.
- [65] S.-R. Moon, K.-C. Lee, J.-M. Kim και D.-H. Koo, «Closed-Loop Regenerative Efficiency Testing with Electric Vehicle Bidirec,» *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 2461-2466, 5-9 Feb. 2012.
- [66] A. Samosir και A. H. M. Yatim, «Dynamic evolution control of bidirectional DC-DC converter for interfacing ultracapacitor energy storage to Fuel Cell Electric Vehicle system,» *Australasian Universities Power Engineering Conference*, pp. 1-6, 14-17 Dec. 2008.
- [67] P. Nandankar και M. Aware, «High efficiency discontinuous mode interleaved multiphase bidirectional dc-dc converter,» *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, pp. 1-6, 16-19 Dec. 2012.
- [68] Y. Xinxiang, A. Seckold και D. Patterson, «Development of a zero-voltage-transition bidirectional DC-DC converter for a brushless DC machine EV propulsion system,» *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1661-1666, 2002.

- [69] A. Verma, B. Singh και D. Shahani, «Grid to vehicle and vehicle to grid energy transfer using single-phase bidirectional AC-DC converter and bidirectional DC-DC converter,» *International Conference on Energy, Automation, and Signal*, pp. 1-5, 28-30 Dec. 2011.
- [70] B. Hua και C. Mi, «The impact of bidirectional DC-DC converter on the inverter operation and battery current in hybrid electric vehicles,» *International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, pp. 1013-1015, 30 May 2011.
- [71] M. Joshi και S. Samanta, «Modeling and control of bidirectional DC-DC converter fed PMDC motor for electric vehicles,» *IEEE India Conference*, pp. 1-6, 13-15 Dec. 2013.
- [72] W. Yu, H. Qian και J.-S. Lai, «Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement,» *Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 685-690, 10-13 Nov. 2008.
- [73] J. Zhang, L. Zhang, H. Liu, A. Sun και R.-S. Liu, *Electrochemical Technologies for Energy Storage and Conversion*, John Wiley & Sons, 2012.
- [74] G. I. Bechtel, «Chino Battery Energy Storage Power Plant: First Year of Operation,» Electric Power Research Institute, San Francisco, 1992.
- [75] M. Farber De Anda, J. D. Boyes και W. Torres, «Lessons Learned from the Puerto Rico Battery Energy Storage System,» Sandia National Laboratories, 1999.
- [76] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.energystorageexchange.org/projects/117>. [Πρόσβαση June 2014].
- [77] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.energystorageexchange.org/projects/69>. [Πρόσβαση July 2014].
- [78] «<http://physicsandsocietybc.wordpress.com/2013/04/03/the-rocking-chair-battery-lithium-ion-battery/>,» [Ηλεκτρονικό]. [Πρόσβαση August 2014].
- [79] P. Taylor, R. Bolton, D. Stone, X.-P. Zhang, C. Martin και P. Upham, «Pathways for Energy Storage in UK,» *The Centre for Low Carbon Futures 2012*, 2012.
- [80] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.eu-deep.com/index.php?id=671>. [Πρόσβαση July 2014].
- [81] D. Nichols, J. Mandeville, B. Tamyurek και H. Vollkommer, «AEP Sodium-Sulfur (NAS) Battery Demonstration: Final Report,» Electric Power Research Institute, 2005.
- [82] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.ngk.co.jp/english/products/power/nas/installation/index.html>. [Πρόσβαση July 2014].
- [83] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.energystoragenews.com/NGK%20Insulators%20Sodium%20Sulfur%20Batteries%20for%20Large%20Scale%20Grid%20Energy%20Storage.html>. [Πρόσβαση July 2014].
- [84] «http://www.greencarcongress.com/2006/05/sodiumsulfur_ba.html,» [Ηλεκτρονικό]. [Πρόσβαση August 2014].
- [85] «http://twinkle_toes_engineering.home.comcast.net/~twinkle_toes_engineering/battery.htm,» [Ηλεκτρονικό]. [Πρόσβαση August 2014].
- [86] K. Bradbury, «Energy Storage Technology Review,» Duke University, 2010.

- [87] W. P. Teagan, «Technology Review and Assessment of Distributed Energy Resources,» Electric Power Research Institution, 2006.
- [88] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.greenenergyohio.org/page.cfm?pageId=332>. [Πρόσβαση July 2014].
- [89] [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www.dom.com/about/stations/fossil/dominion-bridgeport-fuel-cell.jsp>. [Πρόσβαση July 2014].
- [90] «http://www.nfcr.uci.edu/3/FUEL_CELL_INFORMATION/FCexplained/FC_Types.aspx,» [Ηλεκτρονικό]. [Πρόσβαση August 2014].
- [91] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC1913571/>. [Πρόσβαση July 2014].
- [92] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.energystorageexchange.org/projects/26>. [Πρόσβαση July 2014].
- [93] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.ingridproject.eu/>. [Πρόσβαση July 2014].
- [94] «<http://energystorage.org/energy-storage/technologies/hydrogen-energy-storage>,» [Ηλεκτρονικό]. [Πρόσβαση August 2014].
- [95] [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.fsec.ucf.edu/en/consumer/hydrogen/basics/storage.htm>. [Πρόσβαση July 2014].
- [96] Z.-L. Wang, D. Xu, J.-J. Xua και X.-B. Zhang, «Oxygen electrocatalysts in metal–air batteries: from aqueous to nonaqueous electrolytes,» *Chemical Society Reviews*, 13 Sep 2013.
- [97] M. Rosi, F. Iskandar, M. Abdullah και Khairurrijal, «Syntheses and Characterizations of Supercapacitors Using Nano-sized ZnO/Nanoporous Carbon Electrodes and PVA-based Polymer-Hydrogel Electrolytes,» *Materials Science Forum*, pp. 191-196, 2013.
- [98] M. Daugherty και K. C. Leonard, «Ultracapacitors for Renewable Energy Storage».
- [99] Σ. Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Αθήνα: Συμείων, 2012.
- [100] N. Mohan, T. M. Undeland και W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, Wiley, 2003.
- [101] B. Kang και C. Liaw, «Robust hysteresis current-controlled PWM scheme with fixed switching frequency,» *IEE Proceedings Electric Power Applications*, pp. 503-512, Nov 2001.
- [102] B.-J. Kang και C.-M. Liaw, «A robust hysteresis current-controlled PWM inverter for linear PMSM driven magnetic suspended positioning system,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 956-967, Oct 2001.
- [103] G. Yang, Z. Wei και S. Wang, «Research of Hysteresis PWM Rectifier Based on the Current Vector Control,» *Pacific-Asia Workshop on Computational Intelligence and Industrial Application, 2008*, pp. 90-94, Dec 2008.
- [104] T.-W. Chun και M.-K. Choi, «Development of adaptive hysteresis band current control strategy of PWM inverter with constant switching frequency,» *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 194-199, Mar 1996.
- [105] A. Pop, I. Incze, M. Imecs, C. Negrea και C. Szabo, «Current-controlled PWM strategy

- with carrier wave for constant switching frequency,» *IEEE International Conference on Automation Quality and Testing Robotics*, pp. 347-351, May 2012.
- [106] Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn, K. Oranpiroj, T. Boonsai και A. Toliyat, «A Direct Torque Control of Induction Motor Using V/f PWM Technique,» *International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, pp. 751-755, 2005.
- [107] B.-R. Lin και H.-H. Lu, «Single-phase three-level PWM rectifier,» *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 63-38, Jul 1999.
- [108] B.-R. Lin και H.-H. Lu, «Single-phase power-factor-correction AC/DC converters with three PWM control schemes,» *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, pp. 189-200, Jan 2000.
- [109] A. Nachiappan, K. Sundararajan και V. Malarselvam, «Current Controlled Voltage Source Inverter Using Hysteresis Controller And PI Controller,» *International Conference on Power, Signals, Controls and Computation*, pp. 1-6, Jan 2012.
- [110] M. P. Kazmierkowski και W. Sulkowski, «A novel vector control scheme for transistor PWM inverted-fed induction motor drive,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 41-47, Feb 1991.
- [111] A. Maswood και E. Al-Ammar, «Analysis of a PWM voltage source inverter with PI controller under non-ideal conditions,» *Conference Proceedings IPEC*, pp. 193-198, Oct 2010.
- [112] A. Maswood, «A PWM voltage source inverter with PI controller for instantaneous motor current control,» *Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 834-837, Feb 1995.
- [113] E. Şehirli και M. Altinay, «Input — Output linearization control of three — Phase voltage source PWM rectifier using L and LCL filter,» *International Universities Power Engineering Conference*, pp. 1-6, Sept 2010.
- [114] S. Dai, N. Lujara και B.-T. Ooi, «A unity power factor current-regulated SPWM rectifier with a notch feedback for stabilization and active filtering,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 356-363, Apr 1992.
- [115] E. Şehirli και M. Altinay, «Simulation of three - phase voltage source pulse width modulated (PWM) LCL filtered rectifier based on input - output linearization nonlinear control,» *International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, pp. 564-569, May 2010.
- [116] L. Yang, Z. Chang και Z. Li, «A novel fuzzy logic controller and antiwindup PI controller for three-phase PWM Rectifier,» *International Conference on Mechatronics and Automation*, pp. 1952-1956, Aug 2009.
- [117] R. Burgos, E. Wiechmann και J. Rodriguez, «A simple adaptive fuzzy logic controller for three-phase PWM boost rectifiers,» *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 321-326, Jul 1998.
- [118] V. Valouch, «Fuzzy power control in PWM voltage-type rectifier,» *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1162-1167, Jul 1997.
- [119] C. Juncan, Y. Minhua, J. Liping, Z. Yingchao και L. Long, «Voltage oriented control for three-phase PWM rectifier based on fuzzy PI control,» *International Conference on*

- Electric Information and Control Engineering*, pp. 3784-3787, April 2011.
- [120] A. Bouafia, F. Krim και J.-P. Gaubert, «Direct power control of three-phase PWM rectifier based on fuzzy logic controller,» *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 323-328, June 2008.
- [121] R. Skandari, A. Rahmati, A. Abrishamifar και E. Abiri, «A Fuzzy Logic Controller for Direct Power Control of PWM Rectifiers with SVM,» *International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, pp. 1-5, Dec 2006.
- [122] M. Jasinski, M. Liserre, F. Blaabjerg και M. Cichowlas, «Fuzzy logic current controller for PWM rectifiers,» *IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society*, pp. 1300-1305, Nov 2002.
- [123] A. Dell'Aquila, M. Liserre, L. Caponio, C. Cecati και A. Ometto, «A fuzzy logic feed-forward current controller for PWM rectifiers,» *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 430-435, 2000.
- [124] Z. Song, C. Xia και T. Liu, «Predictive Current Control of Three-Phase Grid-Connected Converters With Constant Switching Frequency for Wind Energy Systems,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 2451-2464, June 2013.
- [125] G. Abad, M. Rodriguez και J. Poza, «Predictive Direct Power Control of the Doubly Fed Induction Machine with Reduced Power Ripple at Low Constant Switching Frequency,» *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, pp. 1119-1124, June 2007.
- [126] C. Cai-xue και X. Yun-xiang, «A Simplified Predictive Current Control for Voltage Source Inverter,» *International Conference on Electrical and Control Engineering*, pp. 3231-3236, June 2010.
- [127] R. Mikail, I. Husain, Y. Sozer, M. Islam και T. Sebastian, «A fixed switching frequency predictive current control method for switched reluctance machines,» *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 843-847, Sept 2012.
- [128] Y. Nishida, O. Miyashita, T. Haneyoshi, H. Tomita και A. Maeda, «A predictive instantaneous-current PWM controlled rectifier with AC-side harmonic current reduction,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 337-343, Jun 1997.
- [129] P. Eichenberger και M. Junger, «Predictive vector control of the stator voltages for an induction machine drive with current source inverter,» *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1295 - 1301, Jun 1997.
- [130] A. Sikorski, «Current controller minimizing the switching number of the VS-PWM inverter devices for AC motor drive application,» *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 493-498, Jun 1996.
- [131] P. Gamboa, S. Ferreira Pinto, J. Silva και E. Margato, «Predictive Optimal Control of Unity-Power-Factor Matrix Converters used in Field Oriented Controlled Induction Motor Drives,» *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1334-1339, Jun 2007.
- [132] L. Zhang και H. Tayebi, «Field-oriented CSI induction motor drive with optimal predictive current regulation,» *International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, pp. 48-53, Oct 1994.
- [133] G. Gatto, I. Marongiu, A. Perfetto και A. Serpi, «Optimal torque control of synchronous

- reluctance motor drive by predictive algorithm,» *IIE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 844-850, Jun 2008.
- [134] R. Martinez, J. C., R. Kennel και T. Geyer, «Model predictive direct current control,» *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1808-1813, March 2010.
- [135] R. Martinez, J. C. και R. Kennel, «Boosting the performance of field-oriented control by using a model predictive direct current strategy,» *International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. T4-90 - T4-95, Sept 2010.
- [136] M. Judewicz, J. Fischer, M. Herran, S. Gonzalez και D. Carrica, «A Robust Model Predictive Control For Grid-Connected Voltage-Source Inverters,» *IEEE Latin America Transactions*, pp. 27-33, Feb 2013.
- [137] C. Fischer, S. Mariethoz και M. Morari, «A model predictive control approach to reducing low order harmonics in grid inverters with LCL filters,» *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3252-3257, Nov 2013.
- [138] I. Mohamed, S. Zaid, M. Abu-Elyazeed και H. ElSayed, «Model predictive control-a simple and powerful method to control UPS inverter applications with output LC filter,» *Saudi International Electronics, Communications and Photonics Conference*, pp. 1-6, April 2013.
- [139] J. Hu, J. Zhu και D. Dorrell, «Model-predictive control of grid-connected inverters for PV systems with flexible power regulation and switching frequency reduction,» *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 540-546, Sept 2013.
- [140] S. Vazquez, J. Leon, L. Franquelo, J. Carrasco, E. Dominguez, P. Cortes και J. Rodriguez, «comparison between FS-MPC control strategy for an UPS inverter application in α - β and abc frames,» *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 3133-3138, Jul 2010.
- [141] P. Stolze, M. Kramkowski, T. Mouton, M. Tomlinson και R. Kennel, «Increasing the performance of Finite-Set Model Predictive Control by oversampling,» *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 551-556, Feb 2013.
- [142] A. Nachiappan και V. Malarselvam, «Application of predictive current control to a voltage source inverter,» *International Conference on Advances in Engineering, Science and Management*, pp. 496-501, March 2012.
- [143] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. Leon, S. Vazquez και L. Franquelo, «Guidelines for weighting factors design in Model Predictive Control of power converters and drives,» *IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp. 1-7, Feb 2009.
- [144] E. F. Camacho και C. Bordons, *Model Predictive Control*, New York: Springer-Verlag, 1999.
- [145] M. Kazimierczuk και A. Massarini, «Feedforward control of DC-DC PWM boost converter,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, pp. 143-148, Feb 1997.

Παράρτημα

Κώδικας στο Matlab για την προσομοίωση του συστήματος αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας με εφαρμογή προβλεπτικού ελέγχου στον τριφασικό μετατροπέα.

```
function [S1, S1C, S2, S2C, S3, S3C, I, Seks] = Predictive(IA, IB, IC, I1, I2, IsA, IsB, IsC, VA, VB, VC, Vout, Seis)

% Initialization
Rs = 0;
CL = 0.00056;
Ls = 0.005;
a = exp(2i*pi/3);
Evs = 2*(VA+ a*VB + a^2*VC)/3;
I = 2*(IA+ a*IB + a^2*IC)/3;
Ip1 = 3*I -3*I1 + I2;
Is = 2*(IsA+ a*IsB + a^2*IsC)/3;
B = [1/Ls; 0; 0];
CA = [1 0 0; 0 1 0];
CB = [0 0 1];
Iss = 0;
min = 10^6;
jmin = 0;

% Computation of future values
for m = 0:1:6

% Fixed matrices of the state space system for fsample = 80kHz
if m == 0
EA = [0.999999987500000 0 0;
0 1.000000000000000 -0.022321428571429;
0 0 1.000000000000000];
EAZ = 0.0001*[0.124999999218750 0;
0 0.125000000000000 -0.001395089285714;
0 0 0.125000000000000];
0;
mt = 0;
k = -mt^2/Ls+mt - mt*CL/Ls + (0+1)*CL;
SEA = [1.000000000000500 -0.000001000000000 0.000000000595238;
-0.000001000000000 1.000000000000000 -0.001190476190476;
-0.000000000000000 0.000000000840000 0.99999999999500];
SEAZ = 0.0001*[0.125000000003255 -0.000000781250000
0.000000003875248;
-0.000000781250000 0.125000000000000 -0.000930059523810;
-0.000000000000003 0.000000000656250 0.124999999996745];
elseif m == 1
EA = [1.000006187883959-0.000010739424435i
0.000833340217459+0.001443375663946i -0.000009300633644-0.000016109103426i;
-0.007440537655884-0.012887282713800i 1.000006200383985-
0.000010739424480i -0.022321474705276+0.000000079906366i;
0.000000000000000+0.000000000000000i
0.000000000000000+0.000000000000000i 1.000000000000000+0.000000000000000i];
```

```

        EAZ = 0.0001*[0.125000257568296-0.000000447475649i
0.000052083548408+0.000090210979185i -0.000000387525761-0.000000671212643i;
        -0.000465031682214-0.000805455171293i  0.125000258349547-
0.000000447475651i -0.001395090727398+0.000000002497073i;
        0.000000000000000+0.000000000000000i
0.000000000000000+0.000000000000000i  0.125000000000000+0.000000000000000i];
        mt = -1/3-1i/sqrt(3);
        k = -mt^2/Ls+mt - mt*CL/Ls + (0+1)*CL;
        SEA = [1.00000026620606-0.00000045535524i
0.000065666666667+0.000115470053838i -0.000000039087302-0.00000068732175i;
        -0.000397825396825-0.000687321749035i
1.000000000000000+0.000000000000000i -0.001190476190476-0.000000000000000i;
        -0.000000035185844-0.00000000152656i  0.000044722617778-
0.000076499680468i  0.999999973379394+0.000000045535524i];
        SEAZ = 0.0001*[0.125000173311236-0.000000296455235i
0.000051302083333+0.000090210979561i -0.000000254474620-0.000000447475097i;
        -0.000310801091270-0.000536970116434i
0.125000000000000+0.000000000000000i -0.000930059523810-0.000000000000000i;
        -0.000000229074503-0.00000000993855i  0.000034939545139-
0.000059765375366i  0.124999826688764+0.000000296455235i];
        elseif m == 2
            EA = [1.000006187883959+0.000010739424435i  0.000833340217459-
0.001443375663946i -0.000009300633644+0.000016109103426i;
            -0.007440537655884+0.012887282713800i
1.000006200383985+0.000010739424480i -0.022321474705276-0.000000079906366i;
            0.000000000000000+0.000000000000000i
0.000000000000000+0.000000000000000i  1.000000000000000+0.000000000000000i];
            EAZ = 0.0001*[0.125000257568296+0.000000447475649i
0.000052083548408-0.000090210979185i -0.000000387525761+0.000000671212643i;
            -0.000465031682214+0.000805455171293i
0.125000258349547+0.000000447475651i -0.001395090727398-0.000000002497073i;
            0.000000000000000+0.000000000000000i
0.000000000000000+0.000000000000000i  0.125000000000000+0.000000000000000i];
            mt = -1/3+1i/sqrt(3);
            k = -mt^2/Ls+mt - mt*CL/Ls + (0+1)*CL;
            SEA = [1.00000026620606+0.00000045535524i  0.000065666666667-
0.000115470053838i -0.000000039087302+0.00000068732175i;
            -0.000397825396825+0.000687321749035i  1.000000000000000-
0.000000000000000i -0.001190476190476+0.000000000000000i;
            -0.000000035185844+0.00000000152656i
0.000044722617778+0.000076499680468i  0.999999973379394-0.000000045535524i];
            SEAZ = 0.0001*[0.125000173311236+0.000000296455235i
0.000051302083333-0.000090210979561i -0.000000254474620+0.000000447475097i;
            -0.000310801091270+0.000536970116434i  0.125000000000000-
0.000000000000000i -0.000930059523810+0.000000000000000i;
            -0.000000229074503+0.00000000993855i
0.000034939545139+0.000059765375366i  0.124999826688764-0.000000296455235i];
            elseif m == 3
                EA = [0.999987586732083  0.001666659766929  -0.000018601151954;
                -0.014880890776150  0.999987599232031  -0.022321336303733;
                0  0  1.000000000000000];
                EAZ = 0.0001*[0.124999482519659  0.000104166450941  -
0.000000775048640;
                -0.000930057597690  0.124999483300907  -0.001395086402348;
                0  0  0.125000000000000];
                mt = -2/3;
                k = -mt^2/Ls+mt - mt*CL/Ls + (0+1)*CL;
                SEA = [0.999999947420606  0.00013233333333333333  -0.000000078769841;
                -0.000794650793651  1.0000000000000000  -0.001190476190476;
                0.000000035097096  -0.0000883333382222  1.000000052579394];

```



```

SEAZ = 0.0001*[0.124999657686236    0.000103385416667    -
0.000000512824487;
-0.000620820932540    0.125000000000000    -0.000930059523810;
0.000000228496720    -0.000069010454861    0.125000342313764];
elseif m == 4
EA = [0.999987586732083    -0.001666659766929    0.000018601151954;
0.014880890776150    0.999987599232031    -0.022321336303733;
0    0    1.000000000000000];
EAZ = 0.0001*[0.124999482519659    -0.000104166450941
0.000000775048640;
0.000930057597690    0.124999483300907    -0.001395086402348;
0    0    0.125000000000000];
mt = 2/3;
k = -mt^2/Ls+mt - mt*CL/Ls + (0+1)*CL;
SEA = [0.999999946760288    -0.000134333333333    0.000000079960317;
0.000792650793651    1.000000000000000    -0.001190476190476;
-0.000000035448420    -0.000089442715556    1.000000053239712];
SEAZ = 0.0001*[0.124999653387294    -0.000104947916667
0.000000520574983;
0.000619258432540    0.125000000000000    -0.000930059523810;
-0.000000230783983    -0.000069877121528    0.125000346612706];
elseif m == 5
EA = [1.000006187883959+0.000010739424435i -
0.000833340217459+0.001443375663946i    0.000009300633644-0.000016109103426i;
0.007440537655884-0.012887282713800i
1.000006200383985+0.000010739424480i    -0.022321474705276-0.000000079906366i;
0.000000000000000+0.000000000000000i
0.000000000000000+0.000000000000000i    1.000000000000000+0.000000000000000i];
EAZ = 0.0001*[0.125000257568296+0.000000447475649i -
0.000052083548408+0.000090210979185i    0.000000387525761-0.000000671212643i;
0.000465031682214-0.000805455171293i
0.125000258349547+0.000000447475651i    -0.001395090727398-0.000000002497073i;
0.000000000000000+0.000000000000000i
0.000000000000000+0.000000000000000i    0.125000000000000+0.000000000000000i];
mt = 1/3-1i/sqrt(3);
k = -mt^2/Ls+mt - mt*CL/Ls + (0+1)*CL;
SEA = [1.000000026290447+0.000000046107376i -
0.000067666666667+0.000115470053838i    0.000000040277778-0.000000068732175i;
0.000395825396825-0.000687321749035i
1.000000000000000+0.000000000000000i    -0.001190476190476-0.000000000000000i;
0.000000035361504+0.000000000151598i
0.000044167951111+0.000077460391316i    0.999999973709553-0.000000046107376i];
SEAZ = 0.0001*[0.125000171161765+0.000000300178228i -
0.000052864583333+0.000090210979561i    0.000000262225116-0.000000447475097i;
0.000309238591270-0.000536970116434i
0.125000000000000+0.000000000000000i    -0.000930059523810-0.000000000000000i;
0.000000230218126+0.00000000986968i
0.000034506211806+0.000060515930716i    0.124999828838235-0.000000300178228i];
else
EA = [1.000006187883959-0.000010739424435i -0.000833340217459-
0.001443375663946i    0.000009300633644+0.000016109103426i;
0.007440537655884+0.012887282713800i    1.000006200383985-
0.000010739424480i    -0.022321474705276+0.000000079906366i;
0.000000000000000+0.000000000000000i
0.000000000000000+0.000000000000000i    1.000000000000000+0.000000000000000i];
EAZ = 0.0001*[0.125000257568296-0.000000447475649i -
0.000052083548408-0.000090210979185i    0.000000387525761+0.000000671212643i;
0.000465031682214+0.000805455171293i    0.125000258349547-
0.000000447475651i    -0.001395090727398+0.000000002497073i;
0.000000000000000+0.000000000000000i
0.000000000000000+0.000000000000000i    0.125000000000000+0.000000000000000i];

```

```

        mt = 1/3+1i/sqrt(3);
        k = -mt^2/Ls+mt - mt*CL/Ls + (0+1)*CL;
        SEA = [1.000000026290447-0.000000046107376i -0.0000676666666667-
0.000115470053838i 0.000000040277778+0.000000068732175i;
        0.000395825396825+0.000687321749035i 1.0000000000000000-
0.0000000000000000i -0.001190476190476+0.0000000000000000i;
        0.000000035361504-0.000000000151598i 0.000044167951111-
0.000077460391316i 0.999999973709553+0.000000046107376i];
        SEAZ = 0.0001*[0.125000171161765-0.000000300178228i -
0.000052864583333-0.000090210979561i 0.000000262225116+0.000000447475097i;
        0.000309238591270+0.000536970116434i 0.1250000000000000-
0.0000000000000000i -0.000930059523810+0.0000000000000000i;
        0.000000230218126-0.000000000986968i 0.000034506211806-
0.000060515930716i 0.124999828838235+0.000000300178228i];
        end;

% Solution of the state space system
BK = [ 1/Ls -Rs 1; 0 1 0; 0 0 k];
XAA = [Evs; Is; Vout];
XAZ = [Is; Vout; 0];
YAZ = CB*(SEA*XAZ+ SEAZ*BK*XAA);
XA = [Is; Vout ; YAZ(1,1)];
YA = CA*(EA*XA+EAZ*B*Evs);

Iss = YA(1,1);
RIp1 = real(Ip1);
IIp1 = imag(Ip1);
RIss = real(Iss);
IIss = imag(Iss);

% Cost function
temp = abs(RIp1 - RIss)+ abs(IIp1 - IIss);

% Find minimal cost
if temp < min
    min = temp;
    jmin = m;
else
    min = min;
    jmin = jmin;
end
end;

% Switching combinations
if Seks == 0
    if Seis == 0 || Seis == 1 || Seis == 2 || Seis == 4
        S1 = false;
        S2 = false;
        S3 = false;
        S1C = ~S1;
        S2C = ~S2;
        S3C = ~S3;
    else
        S1 = true;
        S2 = true;
        S3 = true;
        S1C = ~S1;
        S2C = ~S2;
    end
end

```

```

        S3C = ~S3;
    end;
elseif Seks == 1
    S1 = false;
    S2 = false;
    S3 = true;
    S1C = ~S1;
    S2C = ~S2;
    S3C = ~S3;
elseif Seks == 2
    S1 = false;
    S2 = true;
    S3 = false;
    S1C = ~S1;
    S2C = ~S2;
    S3C = ~S3;
elseif Seks == 3
    S1 = false;
    S2 = true;
    S3 = true;
    S1C = ~S1;
    S2C = ~S2;
    S3C = ~S3;
elseif Seks == 4
    S1 = true;
    S2 = false;
    S3 = false;
    S1C = ~S1;
    S2C = ~S2;
    S3C = ~S3;
elseif Seks == 5
    S1 = true;
    S2 = false;
    S3 = true;
    S1C = ~S1;
    S2C = ~S2;
    S3C = ~S3;
else
    S1 = true;
    S2 = true;
    S3 = false;
    S1C = ~S1;
    S2C = ~S2;
    S3C = ~S3;
end
end
end

```