



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Εφαρμογή Προβλεπτικού Ελέγχου

Πεπερασμένου Συνόλου Καταστάσεων για την Απευθείας Ρύθμιση

της Ισχύος σε AC/DC/AC

Μετατροπέα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ Λ. ΚΟΛΛΙΑ

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2010



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

**Εφαρμογή Προβλεπτικού Ελέγχου
Πεπερασμένου Συνόλου Καταστάσεων για την Απευθείας
Ρύθμιση της Ισχύος σε AC/DC/AC Μετατροπέα**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ Λ. ΚΟΛΛΙΑ

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Νοεμβρίου 2010

.....

Στέφανος Μανιάς

.....

Αντώνιος Κλαδάς

.....

Σταύρος Παπαθανασίου

Αθήνα, Νοέμβριος 2010

.....
ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ Λ. ΚΟΛΛΙΑΣ

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

Copyright © Κωνσταντίνος Λ. Κόλλιας, 2010

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.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η εφαρμογή μίας τεχνικής βασισμένου σε μοντέλο προβλεπτικού ελέγχου πεπερασμένου συνόλου ελέγχου (Finite Control Set – Model Predictive Control) για τον απευθείας έλεγχο της ισχύος (Direct Power Control - DPC) σε έναν AC/DC/AC μετατροπέα, ο οποίος είναι κατάλληλος για διασύνδεση ανεμογεννητριών μεταβλητών στροφών σε σταθερό σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας καθώς και για οδήγηση κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος. Πραγματοποιείται επίσης σύγκριση της προτεινόμενης τεχνικής ελέγχου με μία εναλλακτική μέθοδο απευθείας ελέγχου της ισχύος, βασισμένης στην ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM). Αρχικά εξετάζονται ξεχωριστά τα επιμέρους κυκλώματα της συνολικής διάταξης και πραγματοποιείται η μαθηματική μοντελοποίηση του τριφασικού διακοπτικού ανορθωτή και αντιστροφέα αντίστοιχα. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η γενικότερη φιλοσοφία του προβλεπτικού ελέγχου, δίνοντας έμφαση στον βασισμένο σε μοντέλο προβλεπτικό έλεγχο και πιο συγκεκριμένα στην εφαρμογή του σε μοντέλα πεπερασμένου συνόλου καταστάσεων. Η θεωρητική ανάλυση του κυκλώματος υποστηρίζεται από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που διενεργήθηκαν και παρουσιάζεται μία σύγκριση μεταξύ των εξεταζόμενων τεχνικών ελέγχου.

Λέξεις κλειδιά

AC/DC/AC μετατροπέας, απευθείας έλεγχος ισχύος, προβλεπτικός έλεγχος, βασισμένος σε μοντέλο προβλεπτικός έλεγχος πεπερασμένου συνόλου ελέγχου, διασύνδεση ανεμογεννητριών σε σταθερό ΣΗΕ, οδήγηση κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος.

ABSTRACT

The objective of this diploma thesis is the application of a new technique of Finite Control Set Model Based Predictive Control (FCS – MPC) for the direct power control (DPC) of an AC/DC/AC converter, suitable for the interconnection of variable speed wind generators to the public grid, as well as driving ac motors. A comparison is made between the proposed control method and an alternative direct power control technique, which is based on the sinusoidal pulse width modulation (SPWM). At first the individual circuits of the three phase switch mode rectifier and inverter are being examined and the mathematical expressions for the two circuits are formulated. Then the overall concept of Model Predictive Control is presented, focusing on Finite Control Set Model Predictive Control (FCS – MPC) and its applications on finite state models. The theoretical approach of the circuit is then supported by the results of the simulations that were carried out and a comparison between the examined control techniques is made.

Key words

AC/DC/AC converter, direct power control, predictive control, finite control set model based predictive control, wind generators interconnection, ac drives

Πρόλογος

Η παρούσα εργασία αποτελεί την Διπλωματική μου Εργασία στα πλαίσια των σπουδών μου στο τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του ΕΜΠ. Η εκπόνησή της ξεκίνησε το Φθινόπωρο του 2009 και ολοκληρώθηκε με τη σύνταξη του παρόντος κειμένου, υπό την επίβλεψη του Καθηγητή του Ε.Μ.Π. της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος κ. Στέφανο Ν. Μανιά.

Με την ευκαιρία αυτή θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όσους συνέβαλαν στην ολοκλήρωση της εργασίας αυτής και κυρίως στον καθηγητή μου κ. Στέφανο Ν. Μανιά, ο οποίος με ενέπνευσε να ασχοληθώ με το αντικείμενο των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Εκτιμώ ιδιαίτερα την εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπό μου δίνοντάς μου τη δυνατότητα να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον και απαιτητικό θέμα.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω θερμά τον υποψήφιο διδάκτορα και μέλος ΕΕΔΙΠ κ. Κωνσταντίνο Παύλου για την πολύτιμη βοήθειά του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας εργασίας.

Τέλος ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στους συναδέλφους Νικόλαο Κάμπρα και Μιχαήλ Βασιλαδιώτη τόσο για τη συνεργασία που είχαμε όλα αυτά τα χρόνια όσο και για την ανταλλαγή απόψεων πάνω στο συγκεκριμένο ερευνητικό πεδίο.

Πίνακας Περιεχομένων

Κεφάλαιο 1 Εισαγωγή στη διάταξη του AC/DC/AC μετατροπέα

1.1 Εισαγωγή.....	21
1.2 Εφαρμογές των AC/DC/AC μετατροπέων.....	23
1.2.1 Οδήγηση κινητήρων.....	23
1.2.2 Διασύνδεση ανεμογεννητριών με το δίκτυο.....	24
1.2.3 Χρήση AC/DC/AC μετατροπέων σε διατάξεις διόρθωσης συντελεστή ισχύος.....	25
1.3 Διασύνδεση ανεμογεννητριών στο δίκτυο.....	26
1.3.1 Γενικά.....	26
1.3.2 Πλεονεκτήματα της έμμεσης σύνδεσης στο δίκτυο.....	27
1.3.3 Τύποι Εγκατεστημένων Ανεμογεννητριών.....	29

Κεφάλαιο 2 Τριφασικός διακοπτικός ανορθωτής

2.1 Εισαγωγή.....	37
2.2 Μη ελεγχόμενοι ανορθωτές.....	37
2.3 Ελεγχόμενοι ανορθωτές.....	38
2.3.1 Ανορθωτές τύπου μεταγωγής γραμμής.....	38
2.3.2 Ανορθωτές τύπου εξαναγκασμένης μεταγωγής.....	41
2.4 Ανάλυση του μαθηματικού μοντέλου του κυκλώματος.....	49
2.4.1 Εξισώσεις Συνεχούς Χρόνου.....	49
2.4.2 Εξισώσεις διακριτού χρόνου.....	52

Κεφάλαιο 3 Τριφασικός αντιστροφέας πηγής τάσης

3.1 Εισαγωγή.....	55
3.2 Αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων.....	58
3.3 Ανάλυση του μαθηματικού μοντέλου του κυκλώματος.....	65
3.3.1 Εξισώσεις συνεχούς χρόνου.....	65

3.3.2 Εξισώσεις διακριτού χρόνου	67
--	----

Κεφάλαιο 4 Προβλεπτικός Έλεγχος

4.1 Εισαγωγή.....	69
4.2 Προβλεπτικός έλεγχος	70
4.2.1 Γενικά χαρακτηριστικά του προβλεπτικού ελέγχου.....	70
4.2.2 Κυριότερες μέθοδοι προβλεπτικού ελέγχου	71
4.2.2.1 Ελεγκτής τελεσφόρου χτυπήματος (dead-beat controller).....	71
4.2.2.2 Προβλεπτικός έλεγχος υστέρησης και προβλεπτικός έλεγχος τροχιάς.....	72
4.2.2.3 Προβλεπτικός Έλεγχος Βασισμένος σε Μοντέλο.....	74
4.3 Αρχή λειτουργίας του Βασισμένου σε Μοντέλο Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)	76

Κεφάλαιο 5 Εφαρμογή των προτεινόμενων τεχνικών ελέγχου στον AC/DC/AC μετατροπέα

5.1 Έλεγχος ισχύος του αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με FCS – MPC	81
5.2 Έλεγχος ισχύος του διακοπτικού ανορθωτή με τη μέθοδο του Βασισμένου σε μοντέλο Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)	84
5.3 Διακοπτική συχνότητα και αποτελεσματικότητα του Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)	88
5.4 Διαμόρφωση Φάσματος στη μέθοδο Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)	89
5.5 Δυνατότητα γενίκευσης της μεθόδου Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)	90
5.6 Εναλλακτική μέθοδος ελέγχου του AC/DC/AC μετατροπέα.....	92
5.6.1 Εφαρμογή προβλεπτικού απευθείας ελέγχου ισχύος (DPC) σε τριφασικό ανορθωτή διακοπτικού τύπου	92
5.6.2 Εφαρμογή προβλεπτικού απευθείας ελέγχου ισχύος (DPC) σε τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης	96

Κεφάλαιο 6 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

6.1 Εισαγωγή.....	101
6.2 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του τριφασικού AFE ανορθωτή με την τεχνική FCS – MPC	102
6.3 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του τριφασικού VSI με την τεχνική FCS – MPC	110
6.4 Δυναμική απόκριση του AC/DC/AC μετατροπέα με την τεχνική FCS – MPC.....	117
6.4.1 Step στην τιμή αναφοράς της τάσης στο dc σύνδεσμο	117
6.4.2 Step στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου από 0 σε 1500 VAr	122
6.4.3 Step στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου από 0 σε -1500 VAr	125
6.4.4 Step στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα από 2000 σε 1000 W	126
6.4.5 Step στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα από 2000 σε -2000 W	128
6.5 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του AC/DC/AC μετατροπέα με τη μέθοδο ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)	129
6.5.1 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του τριφασικού διακοπτικού ανορθωτή με τη μέθοδο ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM).....	129
6.5.2 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του τριφασικού VSI με τη μέθοδο ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)	136
6.5.3 Δυναμική απόκριση του AC/DC/AC μετατροπέα με τη μέθοδο SPWM	140
6.5.3.1 Step στην τιμή αναφοράς της τάσης στο dc σύνδεσμο	140
6.5.3.2 Step στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου από 0 σε 1500 VAr	146
6.5.3.3 Step στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου από 0 σε -1500 VAr	148
6.5.3.4 Step στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα από 2000 σε 1000 W	150
6.5.3.5 Step στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα από 2000 σε -2000 W	151

Κεφάλαιο 7 Συμπεράσματα, Καινοτομία και Προτάσεις για Περαιτέρω Μελέτη

7.1 Συμπεράσματα	155
7.2 Καινοτομία της παρούσας διπλωματικής εργασίας	156
7.3 Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη	157

Βιβλιογραφία

Βιβλιογραφία	158
--------------------	-----

Πίνακας Σχημάτων

Σχήμα 1.1 Διάταξη AC/DC/AC μετατροπέα	21
Σχήμα 1.2 Προτεινόμενη μέθοδος ελέγχου του AC/DC/AC μετατροπέα	22
Σχήμα 1.3 Αναπαράσταση δυναμικής πέδησης κινητήρα	23
Σχήμα 1.4 Διάταξη ελέγχου τριφασικού κινητήρα επαγωγής.....	24
Σχήμα 1.5 Ανεμογεννήτρια συνδεδεμένη σε σταθερό ηλεκτρικό δίκτυο μέσω AC/DC/AC μετατροπέα ..	25
Σχήμα 1.6 Διάταξη διόρθωσης συντελεστή ισχύος με PWM μετατροπείς σε αμφίπλευρη διάταξη σε τριφασικό δίκτυο.....	26
Σχήμα 1.7 Διάγραμμα Α/Γ σταθερών στροφών, εφοδιασμένη με ασύγχρονη γεννήτρια τύπου κλωβού, σύμφωνα με τη διαμόρφωση του ηλεκτρικού μέρους.	30
Σχήμα 1.8 Διάγραμμα Α/Γ με περιορισμένη λειτουργία μεταβλητών στροφών, εφοδιασμένη με ασύγχρονη γεννήτρια τυλιγμένου δρομέα μεταβλητής αντίστασης, σύμφωνα με τη διαμόρφωση του ηλεκτρικού μέρους.	31
Σχήμα 1.9 Διάγραμμα της Α/Γ μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης (τυλιγμένου δρομέα), σύμφωνα με τη διαμόρφωση του ηλεκτρικού μέρους.....	32
Σχήμα 1.10 Διάγραμμα Α/Γ μεταβλητών στροφών με σύγχρονη γεννήτρια, είτε μόνιμων μαγνητών, είτε με σύστημα διέγερσης	34
Σχήμα 2.1 Τριφασικός Ανορθωτής Γέφυρας με Διόδους.....	38
Σχήμα 2.2 Τριφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος (γέφυρα Graetz)	39
Σχήμα 2.3 Τυπική διάταξη παθητικού φίλτρου για την εξάλειψη επιλεγμένων αρμονικών.....	39
Σχήμα 2.4 Τοπολογία 12-παλμικού ανορθωτή.....	40
Σχήμα 2.5 Βασικές τοπολογίες διακοπτικών PWM ανορθωτών	42
Σχήμα 2.6 Μετατροπέας συχνότητας υλοποιούμενος με διακοπτικούς μετατροπείς	43
Σχήμα 2.7 Τριφασικός διακοπτικός ανορθωτής που θα μελετηθεί στην εργασία αυτή	43
Σχήμα 2.8 Διάγραμμα διανυσμάτων τάσης που παράγονται από τον μετατροπέα του σχήματος 2.7.....	45
Σχήμα 2.9 Διακοπτική κατάσταση (000)	45
Σχήμα 2.10 Διακοπτική κατάσταση (001)	46
Σχήμα 2.11 Διακοπτική κατάσταση (010)	46
Σχήμα 2.12 Διακοπτική κατάσταση (011)	47

Σχήμα 2.13 Διακοπτική κατάσταση (100)	47
Σχήμα 2.14 Διακοπτική κατάσταση (101)	48
Σχήμα 2.15 Διακοπτική κατάσταση (110)	48
Σχήμα 2.16 Διακοπτική κατάσταση (111)	49
Σχήμα 3.1 Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI)	56
Σχήμα 3.2 Κυματομορφές τάσης του τριφασικού VSI	56
Σχήμα 3.3 Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής ρεύματος (CSI).....	57
Σχήμα 3.4 Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI) τριών επιπέδων.....	57
Σχήμα 3.5 Κυματομορφές τάσης τριφασικού VSI τριών επιπέδων	58
Σχήμα 3.6 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης (VSI)	59
Σχήμα 3.7 Διάγραμμα διανυσμάτων τάσης που παράγονται από τον μετατροπέα του σχήματος 3.6.....	60
Σχήμα 3.8 Διακοπτική κατάσταση (000)	61
Σχήμα 3.9 Διακοπτική κατάσταση (001)	61
Σχήμα 3.10 Διακοπτική κατάσταση (010)	62
Σχήμα 3.11 Διακοπτική κατάσταση (011)	62
Σχήμα 3.12 Διακοπτική κατάσταση (100)	63
Σχήμα 3.13 Διακοπτική κατάσταση (101)	63
Σχήμα 3.14 Διακοπτική κατάσταση (110)	64
Σχήμα 3.15 Διακοπτική κατάσταση (111)	64
Σχήμα 3.16 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης (VSI)	65
Σχήμα 4.1 Κυριότερες τεχνικές ελέγχου μετατροπέων ισχύος	69
Σχήμα 4.2 Κατηγοριοποίηση μεθόδων προβλεπτικού ελέγχου	71
Σχήμα 4.3 Ελεγκτής τελεσφόρου χτυπήματος (dead beat controller) σε PWM μετατροπέα	72
Σχήμα 4.4 Διάνυσμα αναφοράς του ρεύματος i_s^* σε προβλεπτικό έλεγχο υστέρησης.....	73
Σχήμα 4.5 Προϋπολογισμένες τροχιές της μεθόδου trajectory based predictive control	74
Σχήμα 4.6 Αρχή λειτουργίας του FCS – MPC (α) Ιδανική θεωρητική περίπτωση (β) Υλοποιήσιμη περίπτωση	78
Σχήμα 4.7 Δομικό διάγραμμα ελέγχου FCS – MPC	79
Σχήμα 4.8 Γενικός αλγόριθμος FCS – MPC	80
Σχήμα 5.1 Αλγόριθμος ελέγχου του αντιστροφέα.....	83
Σχήμα 5.2 Προτεινόμενη μέθοδος ελέγχου ανορθωτή.....	86

Σχήμα 5.3 Αλγόριθμος ελέγχου του ανορθωτή.....	87
Σχήμα 5.4 Διάταξη προβλεπτικού απευθείας ελέγχου της ισχύος (DPC) με ημιτονοειδή διαμόρφωση παλμών (SPWM) σε διακοπτικό ανορθωτή.....	93
Σχήμα 5.5 Προβλεπτική εκτίμηση τιμής της εντολής ενεργού ισχύος.....	95
Σχήμα 5.6 Διάταξη προβλεπτικού απευθείας ελέγχου της ισχύος (DPC) με ημιτονοειδή διαμόρφωση παλμών (SPWM) σε τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI).....	97
Σχήμα 6. 1 (α) Τριφασικά ρεύματα εισόδου ανορθωτή (β) Λεπτομέρεια τριφασικών ρευμάτων	103
Σχήμα 6. 2 (α) Ρεύμα εισόδου μιας φάσης i_a (β) Λεπτομέρεια ρεύματος εισόδου i_a	104
Σχήμα 6. 3 Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) ρεύματος εισόδου ανορθωτή [0.12%]	105
Σχήμα 6. 4 Ρεύμα εισόδου i_a και τάση πηγής V_s	105
Σχήμα 6. 5 (α) Τάση εισόδου του ανορθωτή u_{an} (β) Λεπτομέρεια τάσης εισόδου u_{an}	106
Σχήμα 6. 6 (α) Πολική τάση εισόδου του ανορθωτή u_{ab} (β) Λεπτομέρεια πολικής τάσης εισόδου u_{ab}	107
Σχήμα 6. 7 (α) Τάση εξόδου ανορθωτή V_{dc} (β) Λεπτομέρεια τάσης εξόδου V_{dc}	108
Σχήμα 6. 8 (α) Τριφασικά ρεύματα εξόδου αντιστροφέα (β) Λεπτομέρεια τριφασικών ρευμάτων εξόδου	111
Σχήμα 6. 9 (α) Ρεύμα εξόδου μιας φάσης αντιστροφέα i_{inv_a} (β) Λεπτομέρεια ρεύματος εξόδου i_{inv_a} ..	112
Σχήμα 6. 10 Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) ρεύματος εξόδου αντιστροφέα [0.34%].....	113
Σχήμα 6. 11 (α) Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα (β) Λεπτομέρεια φασικής τάσης εξόδου	114
Σχήμα 6. 12 (α) Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα V_{ab} (β) Λεπτομέρεια πολικής τάσης εξόδου V_{ab} ..	115
Σχήμα 6. 13 Τάση στο dc ζυγό για step στην τιμή της V_{dc}^*	117
Σχήμα 6. 14 Τάση εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της V_{dc}^*	118
Σχήμα 6. 15 Τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εισόδου του ανορθωτή P_{in}^* για step στην τιμή της V_{dc}^*	118
Σχήμα 6. 16 (α) Ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της V_{dc}^* (β) Λεπτομέρεια του ρεύματος εισόδου για step στην τιμή της V_{dc}^*	119
Σχήμα 6. 17 Φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^*	120
Σχήμα 6. 18 Πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα V_{ab} για step στην τιμή της V_{dc}^*	120
Σχήμα 6. 19 Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^*	121
Σχήμα 6. 20 (α) Τριφασικό ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^* (β) Λεπτομέρεια τριφασικού ρεύματος για step στην τιμή της Q_{in}^*	122
Σχήμα 6. 21 Ρεύμα εισόδου i_a και τάση πηγής V_s για step στην τιμή της Q_{in}^*	123
Σχήμα 6. 22 (α) Άεργος ισχύς εισόδου για step στην τιμή της Q_{in}^* (β) Λεπτομέρεια άεργου ισχύος	124

Σχήμα 6. 23 Άεργος ισχύς εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^* από 1500 σε -2000 VAR. 125	
Σχήμα 6. 24 (α)Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^* (β) Λεπτομέρεια τριφασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα 126	126
Σχήμα 6. 25 (α)Ενεργός ισχύς εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^* (β)Λεπτομέρεια ενεργού ισχύος εξόδου 127	127
Σχήμα 6. 26 Τριφασικό ρεύμα εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^* 128	128
Σχήμα 6. 27 Ενεργός ισχύς εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^* 128	128
Σχήμα 6. 28 (α) Τριφασικά ρεύματα εισόδου ανορθωτή (β) Λεπτομέρεια τριφασικών ρευμάτων με τη μέθοδο SPWM 130	130
Σχήμα 6. 29 Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) ρεύματος εισόδου ανορθωτή με τη μέθοδο SPWM 131	131
Σχήμα 6. 30 (α) Τάση εισόδου του ανορθωτή u_{an} (β) Λεπτομέρεια τάσης εισόδου u_{an} με τη μέθοδο SPWM 132	132
Σχήμα 6. 31 (α) Πολική τάση εισόδου του ανορθωτή u_{ab} (β) Λεπτομέρεια πολικής τάσης εισόδου u_{ab} με τη μέθοδο SPWM 133	133
Σχήμα 6. 32 (α) Τάση εξόδου ανορθωτή V_{dc} (β) Λεπτομέρεια τάσης εξόδου V_{dc} με τη μέθοδο SPWM 134	134
Σχήμα 6. 33 (α) Τριφασικά ρεύματα εξόδου αντιστροφέα (β) Λεπτομέρεια τριφασικών ρευμάτων εξόδου με τη μέθοδο SPWM 136	136
Σχήμα 6. 34 Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) ρεύματος εξόδου αντιστροφέα με τη μέθοδο SPWM 137	137
Σχήμα 6. 35 (α) Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα (β) Λεπτομέρεια φασικής τάσης εξόδου με τη μέθοδο SPWM 138	138
Σχήμα 6. 36 (α) Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα V_{ab} (β) Λεπτομέρεια πολικής τάσης εξόδου V_{ab} με τη μέθοδο SPWM 139	139
Σχήμα 6. 37 Φασική τάση εισόδου του ανορθωτή u_{an} για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM 141	141
Σχήμα 6. 38 Πολική τάση εισόδου του ανορθωτή u_{ab} για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM. 141	141
Σχήμα 6. 39 (α)Τριφασικό ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM 142	142
Σχήμα 6. 40 Τάση εξόδου ανορθωτή V_{dc} για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM..... 143	143
Σχήμα 6. 41 Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM 143	143
Σχήμα 6. 42 Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM 144	144
Σχήμα 6. 43 Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM 144	144

Σχήμα 6. 44 (α) Τριφασικό ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^* (β) Λεπτομέρεια τριφασικού ρεύματος για step στην τιμή της Q_{in}^*	146
Σχήμα 6. 45 Ρεύμα εισόδου i_a και τάση πηγής V_s για step στην τιμή της Q_{in}^*	147
Σχήμα 6. 46 Άεργος ισχύς εισόδου ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^*	147
Σχήμα 6. 47 Τριφασικό ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^* από 0 σε -1500 VAr	148
Σχήμα 6. 48 Ρεύμα εισόδου i_a και τάση πηγής V_s για step στην τιμή της Q_{in}^* από 0 σε -1500 VAr.....	148
Σχήμα 6. 49 Άεργος ισχύς εισόδου ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^*	149
Σχήμα 6. 50 Ενεργός ισχύς εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*	150
Σχήμα 6. 51 Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*	150
Σχήμα 6. 52 Ενεργός ισχύς εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*	151
Σχήμα 6. 53 Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*	151

*Στα αγαπημένα μου πρόσωπα, Λουκά, Χρυσάνθη και
Εύη..*

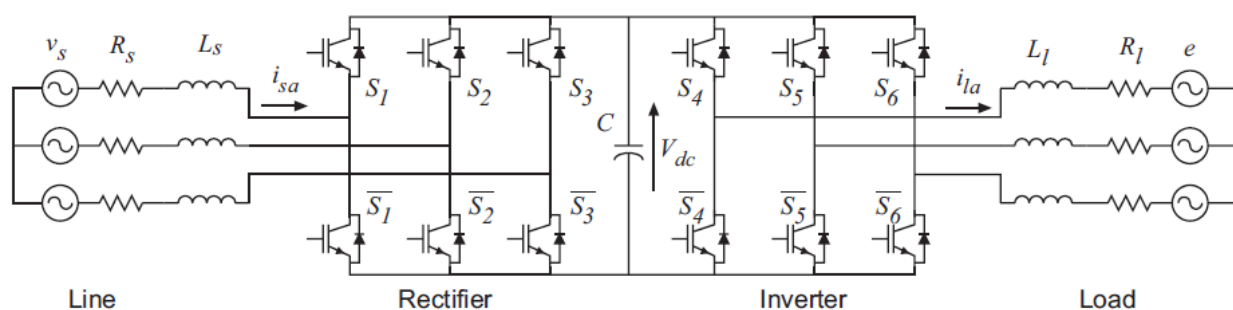
Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή στη διάταξη του AC/DC/AC μετατροπέα

1.1 Εισαγωγή

Στην εργασία αυτή μελετάμε μία νέα στρατηγική ελέγχου ενός αναγεννητικού AC/DC/AC μετατροπέα χρησιμοποιώντας τη μέθοδο του βασισμένου σε μοντέλο προβλεπτικού ελέγχου (model predictive control). Η στρατηγική ελέγχου βασίζεται στην ελαχιστοποίηση συναρτήσεων κόστους οι οποίες αντιπροσωπεύουν την επιθυμητή συμπεριφορά του μετατροπέα. Τόσο στην πλευρά του αντιστροφέα (πλευρά εξόδου) όσο και στην πλευρά του ανορθωτή (πλευρά εισόδου) ελέγχουμε απευθείας την ενεργό και την άεργο ισχύ (direct power control).

Τα κυριότερα πλεονεκτήματα της μεθόδου αυτής είναι η απαλλαγή από τους γραμμικούς ελεγκτές ρεύματος, τους μετασχηματισμούς συντεταγμένων και τους διαμορφωτές για τον ανορθωτή και τον αντιστροφέα. Ο ανορθωτής λειτουργεί με ημιτονοειδή ρεύματα εισόδου και μοναδιαίο συντελεστή ισχύος (εκτός από τις περιπτώσεις στις οποίες εμείς επιθυμούμε κάτι διαφορετικό), ενώ ημιτονοειδή ρεύματα παράγονται στην πλευρά εξόδου του αντιστροφέα. Στο σχήμα 1.1 φαίνεται η διάταξη που θα μελετήσουμε στην εργασία αυτή, ενώ στο σχήμα 1.2 παρουσιάζεται η διάταξη αυτή μαζί με τα μπλοκ ελέγχου που θα χρησιμοποιήσουμε.

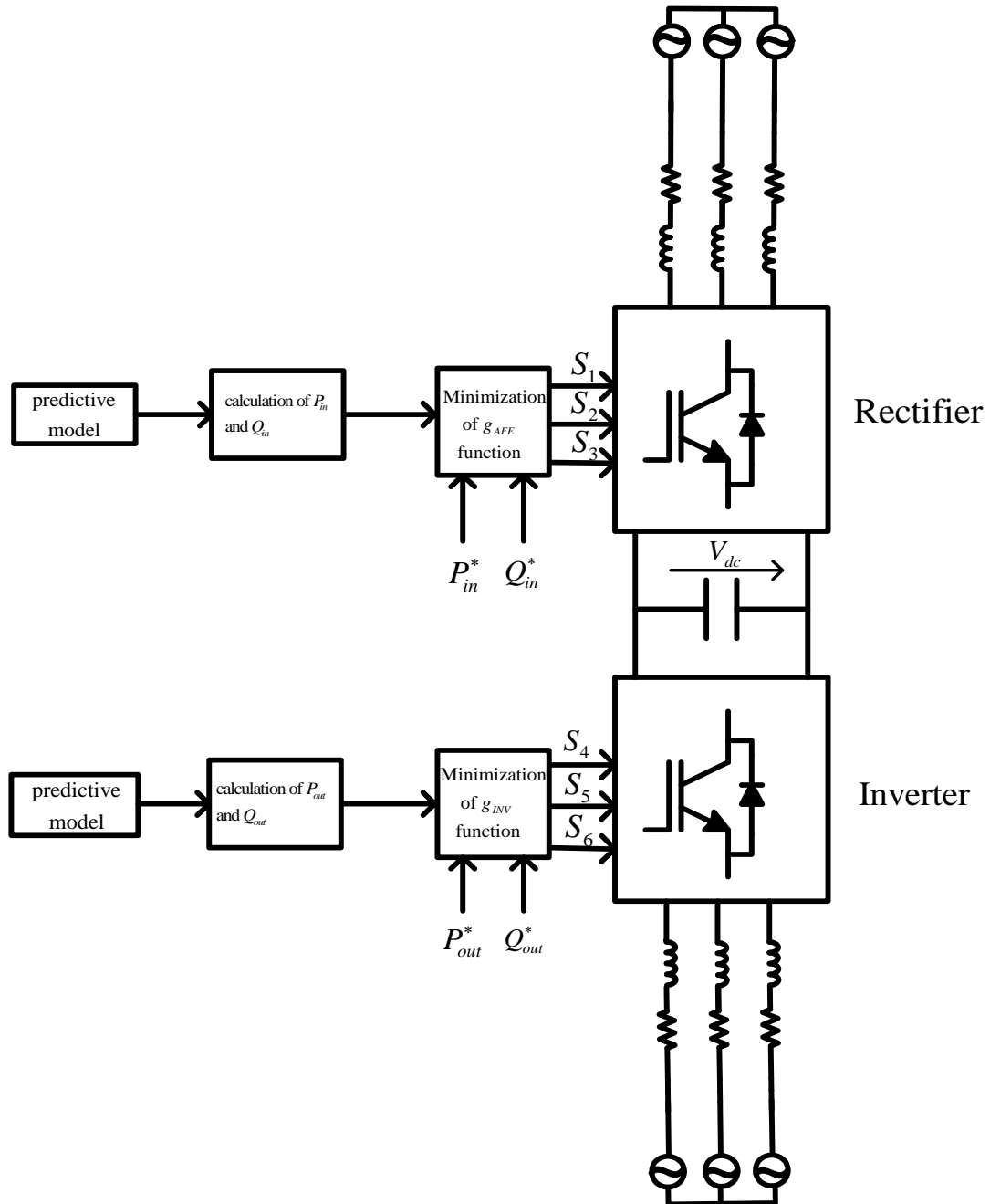


Σχήμα 1.1 Διάταξη AC/DC/AC μετατροπέα^[5]

Η κυριότερη ίσως χρήση των AC/DC/AC μετατροπέων είναι η οδήγηση κινητήρων εναλλασσόμενου ρεύματος. Τα περισσότερα συστήματα οδήγησης μεταβλητών στροφών χρησιμοποιούν μία διαδικασία μετατροπής AC/DC/AC.

Σημαντική είναι και η χρήση ανάλογων μετατροπέων για τη σύνδεση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο. Συγκεκριμένα οι AC/DC/AC μετατροπείς είναι απαραίτητοι για τη διασύνδεση ανεμογεννητριών μεταβλητών στροφών σε σταθερό δίκτυο ηλεκτροδότησης.

Οι χρήσεις αυτές θα αναλυθούν συνοπτικά στην επόμενη ενότητα.



Σχήμα 1.2 Προτεινόμενη μέθοδος ελέγχου του AC/DC/AC μετατροπέα

1.2 Εφαρμογές των AC/DC/AC μετατροπέων

1.2.1 Οδήγηση κινητήρων

Στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης είναι ευρέως διαδεδομένη η χρήση των AC/DC/AC μετατροπέων.

Πέρα από την τροφοδοσία των κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος για τους οποίους ανάλογα με την μορφή της παρεχόμενης τάσης (συνεχής ή εναλλασσόμενη) ενδέχεται να χρειάζεται μόνο αντιστροφέας ή και ανορθωτής συνδεδεμένος σε σειρά με τον αντιστροφέα για την μετατροπή της τάσης, ένας μετατροπέας AC/DC/AC είναι απαραίτητος για τον έλεγχο του κινητήρα.

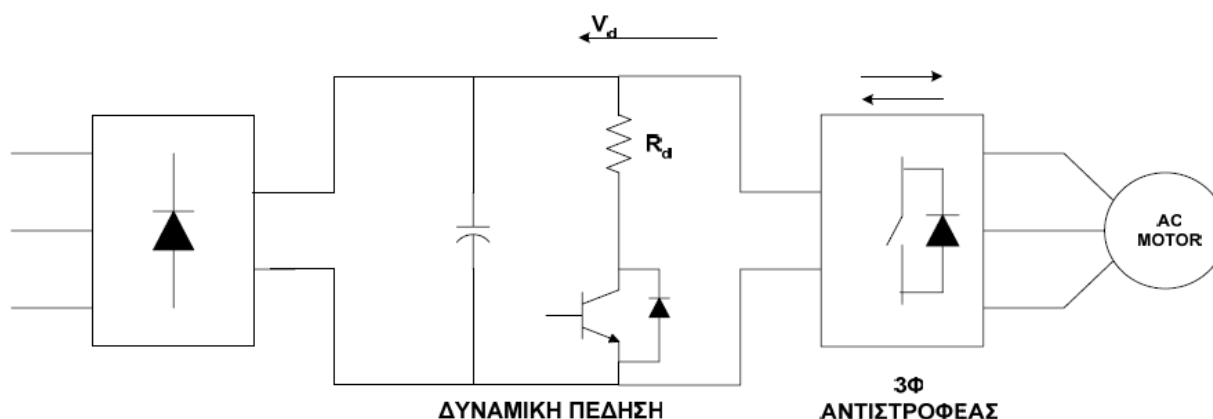
Πιο συγκεκριμένα στα συστήματα οδήγησης επαγωγικών κινητήρων (που είναι οι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενοι στις μέρες μας), η μείωση της ταχύτητας περιστροφής του κινητήρα γίνεται είτε με μηχανική πέδηση (η οποία εφαρμόζεται εξωτερικά), είτε με ηλεκτρική πέδηση.

Η ηλεκτρική πέδηση διαχωρίζεται σε δυναμική και αναγεννητική με κοινό χαρακτηριστικό και των δύο μεθόδων τη λειτουργία του κινητήρα ως γεννήτρια κατά τη διαδικασία της πέδησης με την ταυτόχρονη μετατροπή της κινητικής του ενέργειας σε ηλεκτρική.

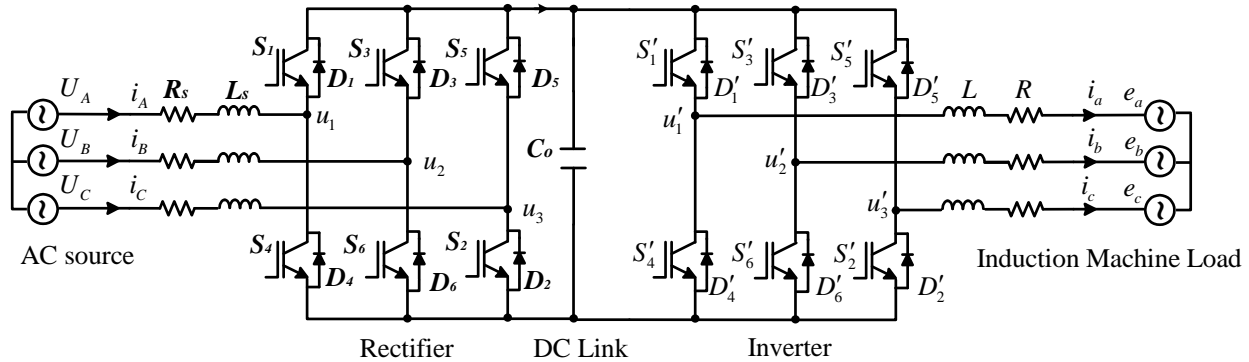
Κατά τη δυναμική πέδηση, η ανακτώμενη ηλεκτρική ενέργεια από τη μηχανή μετατρέπεται σε DC τάση μέσω του αντιστροφέα ο οποίος λειτουργεί στην προκειμένη περίπτωση ως ανορθωτής και στη συνέχεια καταναλώνεται πάνω σε μία αντίσταση όπως φαίνεται στο σχήμα 1.3.

Για την εφαρμογή της δυναμικής πέδησης ο ανορθωτής δε χρειάζεται να παρέχει δυνατότητα αμφίδρομης ροής ισχύος και άρα μπορεί να υλοποιηθεί απλά με διόδους ισχύος.

Αντίθετα στην περίπτωση της αναγεννητικής πέδησης η ανακτώμενη ηλεκτρική ενέργεια οδηγείται στην πηγή, βελτιώνοντας έτσι την απόδοση του συστήματος. Για το λόγο αυτό είναι προφανές πως ο ανορθωτής που χρησιμοποιείται πρέπει να λειτουργεί αμφίδρομα. Μία λύση για την υλοποίηση του είναι η χρήση διακοπών IGBT με αντιπαράλληλες διόδους, όπως γίνεται και στη διάταξη που μελετάμε στην εργασία αυτή. Ένα ανάλογο σύστημα παρουσιάζεται στο σχήμα 1.4.



Σχήμα 1.3 Αναπαράσταση δυναμικής πέδησης κινητήρα



Σχήμα 1.4 Διάταξη ελέγχου τριφασικού κινητήρα επαγωγής^[3]

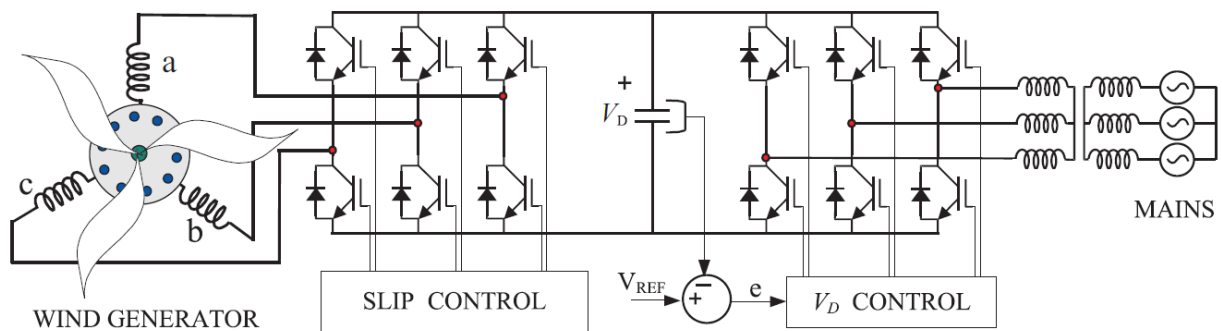
1.2.2 Διασύνδεση ανεμογεννητριών με το δίκτυο

Η ανεμογεννήτρια είναι συνήθως μια επαγωγική μηχανή τύπου κλωβού ή με δακτυλίδια, η οποία περιστρέφεται με ταχύτητα μεγαλύτερη της σύγχρονης και μετατρέπει με κάποιο βαθμό απόδοσης την αιολική ενέργεια σε ηλεκτρική. Στη συνέχεια η ηλεκτρική ενέργεια παρέχεται σε σταθερό ηλεκτρικό δίκτυο. Το πλάτος και η συχνότητα της παραγόμενης τάσης μεταβάλλεται αφού μεταβαλλόμενη είναι και η ταχύτητα του ανέμου. Χρειάζεται επομένως κατάλληλη διάταξη ηλεκτρονικών ισχύος για τη διαμόρφωση ημιτονοειδών κυματομορφών τάσης και έντασης, καθώς και σταθεροποίηση της συχνότητας του ρεύματος πριν την έκχυσή της ενέργειας στο δίκτυο. Η κατάλληλη διάταξη για την επίτευξη των σκοπών αυτών είναι αυτή του σχήματος 1.5, δηλαδή σύστημα δύο μετατροπέων (ενός ανορθωτή και ενός αντιστροφέα) σε διάταξη σειράς.

Ο ανορθωτής μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση της ανεμογεννήτριας σε συνεχή, ενώ ο αντιστροφέας μετατρέπει τη συνεχή αυτή τάση εκ νέου σε εναλλασσόμενη με ρυθμιζόμενο πλάτος και συχνότητα.

Οι δύο μετατροπείς έχουν τη δυνατότητα να λειτουργούν υπό οποιονδήποτε συντελεστή ισχύος και επομένως να απορροφούν ή να παράγουν άεργο ισχύ. Αυτό είναι ιδιαίτερα πλεονεκτικό για την ανεμογεννήτρια αφού δεν απαιτείται έτσι η εγκατάσταση συστοιχίας πυκνωτών στους ακροδέκτες της για την παραγωγή άεργου ισχύος, αφού αυτή μπορεί πλέον να παρέχεται από τον ανορθωτή. Επιπλέον η δυνατότητα των μετατροπέων για αμφίπλευρη ροή ισχύος χρησιμοποιείται κατά την εκκίνηση της ανεμογεννήτριας όπου αυτή απορροφά ηλεκτρική ενέργεια από το δίκτυο λειτουργώντας ως κινητήρας έως ότου φτάσει τις ονομαστικές της στροφές.^[4]

Η διασύνδεση ανεμογεννητριών θα αναλυθεί σε μεγαλύτερο βάθος σε επόμενη ενότητα, αφού αποτελεί μέρος του αντικειμένου της παρούσας εργασίας.



Σχήμα 1.5 Ανεμογεννήτρια συνδεδεμένη σε σταθερό ηλεκτρικό δίκτυο μέσω AC/DC/AC μετατροπέα^[4]

1.2.3 Χρήση AC/DC/AC μετατροπέων σε διατάξεις διόρθωσης συντελεστή ισχύος

Η διάταξη που απεικονίζεται στο σχήμα 1.5 μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε τριφασικά δίκτυα όπου απαιτείται διόρθωση του συντελεστή ισχύος. Ουσιαστικά είναι πανομοιότυπη με τη διάταξη που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο στροφών ενός επαγωγικού κινητήρα και την οποία είδαμε στο σχήμα 1.3. Τα χαρακτηριστικά της είναι τα εξής

- **Λειτουργία και στα τέσσερα τεταρτημόρια:**

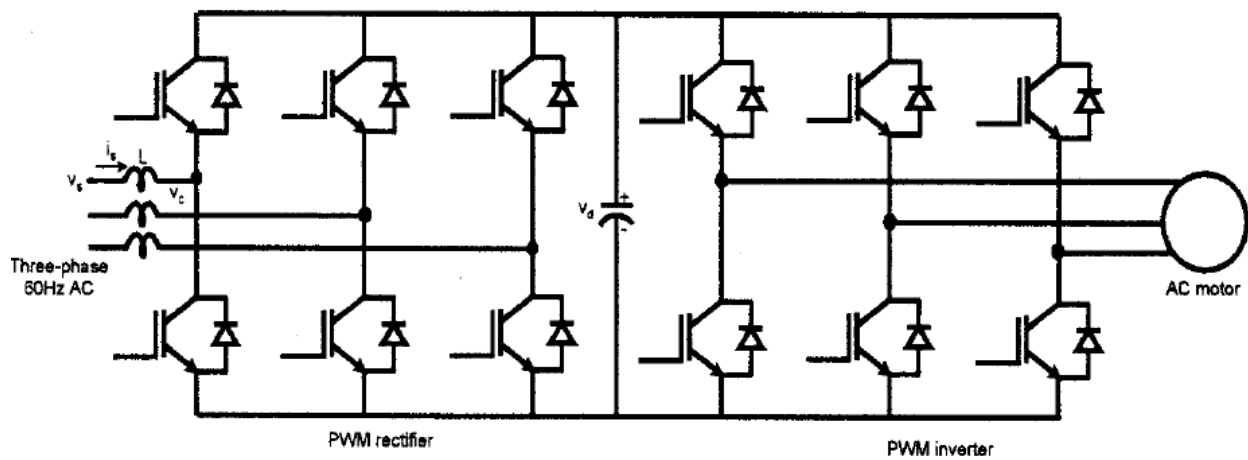
Στη λειτουργία ως κινητήρας, η ροή ισχύος είναι από το δίκτυο προς τον κινητήρα και ο μετατροπέας από την πλευρά της γραμμής λειτουργεί ως ανορθωτής, ενώ ο μετατροπέας στην πλευρά του φορτίου λειτουργεί ως αντιστροφέας. Κατά την αναγεννητική πέδηση, ο κινητήρας γίνεται γεννήτρια και ο μετατροπέας από την πλευρά του δικτύου γίνεται αντιστροφέας, ενώ ο μετατροπέας από την πλευρά του φορτίου λειτουργεί ως ανορθωτής. Η φορά περιστροφής του κινητήρα εξαρτάται από τη σειρά των φάσεων, η οποία ελέγχεται από τον μετατροπέα στην πλευρά του φορτίου. Εάν η μηχανή είναι μια γεννήτρια, για παράδειγμα μια ανεμογεννήτρια, τότε η διάταξη θα εργάζεται συνεχώς σε αναγεννητική λειτουργία.

- **Αντιστάθμιση της βύθισης τάσης του δικτύου:**

Επειδή ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου εργάζεται βασικά ως ανορθωτής ανύψωσης (boost rectifier) για να διατηρείται σταθερή η τάση V_d , ασχέτως της τιμής της τάσης του δικτύου, η διάταξη αντισταθμίζει τις βυθίσεις τάσεως του δικτύου και επομένως βελτιώνει την αξιοπιστία του συστήματος κίνησης.

- Προγραμματισμός επιθυμητού συντελεστή ισχύος:

Εκτός από τον ωμικό συντελεστή ισχύος, είναι δυνατός ο προγραμματισμός για την επίτευξη του επιθυμητού συντελεστή ισχύος, επαγωγικού ή χωρητικού.



Σχήμα 1.6 Διάταξη διόρθωσης συντελεστή ισχύος με PWM μετατροπείς σε αμφίπλευρη διάταξη σε τριφασικό δίκτυο^[3]

1.3 Διασύνδεση ανεμογεννητριών στο δίκτυο

1.3.1 Γενικά

Όπως αναφέραμε προηγουμένως μια σημαντική εφαρμογή των AC/DC/AC μετατροπέων αφορά στη διασύνδεση των ανεμογεννητριών σε κάποιο σταθερό δίκτυο. Η αναγκαιότητα βέβαια της χρήσης ενός

τέτοιου μετατροπέα εξαρτάται από το είδος της ανεμογεννήτριας , αφού δεν έχουν όλες τα ίδια ηλεκτρικά χαρακτηριστικά.

Οι γεννήτριες σταθερών στροφών περιστρέφονται με σχεδόν σταθερή ταχύτητα και συνδέονται απευθείας στο δίκτυο. Με την χρήση μετατροπέα όμως για τη σύνδεση στο δίκτυο δίνεται η δυνατότητα στην ανεμογεννήτρια να λειτουργεί στο δικό της ξεχωριστό «δίκτυο» ac. Το δίκτυο αυτό ελέγχεται ηλεκτρονικά (μέσω του AC/DC/AC μετατροπέα) , επιτρέποντας στα εναλλασσόμενα ρεύματα του στάτη της γεννήτριας να έχουν μεταβαλλόμενη συχνότητα. Με τον τρόπο αυτό καθίσταται δυνατή η λειτουργία της ανεμογεννήτριας σε μεταβλητές στροφές. Έτσι παράγεται ρεύμα με την ίδια μεταβαλλόμενη συχνότητα που επιβάλλεται στο στάτη.

Η γεννήτρια μπορεί να είναι σύγχρονη είτε ασύγχρονη και επιπλέον μπορεί το όλο σύστημα να είναι εφοδιασμένο με κιβώτιο ταχυτήτων ή και όχι στην περίπτωση που η γεννήτρια είναι πολυπολική.

Όπως είναι φυσικό, εναλλασσόμενο ρεύμα μεταβαλλόμενης συχνότητας δεν μπορεί να εφαρμοστεί στο δημόσιο δίκτυο. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητη σε πρώτη φάση η ανόρθωσή του, δηλαδή η μετατροπή του σε συνεχές ρεύμα (DC). Η μετατροπή από εναλλασσόμενο ρεύμα μεταβαλλόμενης συχνότητας σε συνεχές μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας ευρεία γκάμα ημιαγωγικών στοιχείων ,ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής.

Στη συνέχεια το συνεχές ρεύμα που προκύπτει από την ανόρθωση, το οποίο αναπόφευκτα θα έχει και κάποια μικρή κυμάτωση, μετατρέπεται σε εναλλασσόμενο το οποίο όμως θα έχει πλέον τη συχνότητα του δημόσιου δικτύου. Για τη διαδικασία αυτή χρησιμοποιείται αντιστροφέας του οποίου επίσης οι διακόπτες υλοποιούνται από διαφορετικά στοιχεία ανάλογα με την εφαρμογή.

Η ποιότητα του εναλλασσόμενου ρεύματος και τάσης που προκύπτουν από τον αντιστροφέα διαφέρουν ανάλογα με την υλοποίηση της διάταξης, σε κάθε περίπτωση όμως είναι πιθανή η χρήση κάποιου φίλτρου LC το οποίο θα εξομαλύνει τις κυματομορφές και θα εξασφαλίσει την τήρηση των ορίων που απαιτούνται για τη σύνδεση στο δίκτυο.

1.3.2 Πλεονεκτήματα της έμμεσης σύνδεσης στο δίκτυο

Το κυριότερο πλεονέκτημα της έμμεσης σύνδεσης μιας ανεμογεννήτριας στο δίκτυο είναι η δυνατότητα να λειτουργεί αυτή με μεταβαλλόμενη ταχύτητα περιστροφής. Έτσι υπάρχει η δυνατότητα καλύτερης εκμετάλλευσης του ανέμου αφού για παράδειγμα μια ριπή του ανέμου θα περιστρέψει τον δρομέα με

μεγαλύτερη ταχύτητα , η οποία θα αποθηκευτεί στο σύστημα ως κινητική ενέργεια μέχρις ότου τελειώσει η ριπή αυτή.

Ένα επιπλέον προτέρημα είναι και η δυνατότητα ελέγχου μέσω των ηλεκτρονικών ισχύος της άεργου ισχύος με σκοπό τη βελτίωση της ποιότητας ισχύος στο δίκτυο. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό στην περίπτωση που η ανεμογεννήτρια συνδέεται σε κάποιο ασθενές ηλεκτρικό δίκτυο.

Τέλος υπάρχει και το θεωρητικό πλεονέκτημα της αύξησης της ετήσιας παραγωγής αιολικής ενέργειας, αφού η δυνατότητα λειτουργίας σε μεταβλητές στροφές επιτρέπει στη γεννήτρια να περιστρέφεται στη βέλτιστη ταχύτητα ανάλογα με την ταχύτητα του ανέμου. Ωστόσο το πλεονέκτημα αυτό πρέπει να συμψηφιστεί με τα επιπλέον κόστη που ενέχει η υλοποίηση αυτή, κάτι που ενδεχομένως καθιστά το κέρδος τελικά αμελητέο.

Κυριότερα μειονεκτήματα της έμμεσης σύνδεσης στο δίκτυο μιας ανεμογεννήτριας αποτελούν το κόστος των ηλεκτρονικών ισχύος που θα χρησιμοποιηθούν καθώς και οι απώλειες ισχύος στον AC/DC/AC μετατροπέα , ενώ δεν πρέπει να αμεληθεί και η αρμονική παραμόρφωση που εισάγεται κατά τη διαδικασία μετατροπής.^[9]

Στη συνέχεια θα κάνουμε μια ανασκόπηση των συνηθέστερων τύπων Α/Γ που είναι εγκατεστημένες στις μέρες μας καθώς και του τρόπου σύνδεσής τους με το δίκτυο.

1.3.3 Τύποι Εγκατεστημένων Ανεμογεννητριών

- i. Α/Γ σταθερών στροφών, εφοδιασμένη με ασύγχρονη γεννήτρια τύπου κλωβού, απευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο.

Αυτός ο τύπος λειτουργεί με σταθερές στροφές και η Α/Γ είναι απευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο, δηλαδή χωρίς να παρεμβάλλεται μετατροπέας. Η γεννήτρια που χρησιμοποιείται είναι επαγωγής τύπου κλωβού. Σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας της μηχανής επαγωγής, ο στάτης διαθέτει τριφασικά τυλίγματα και το μαγνητικό του πεδίο στρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα:

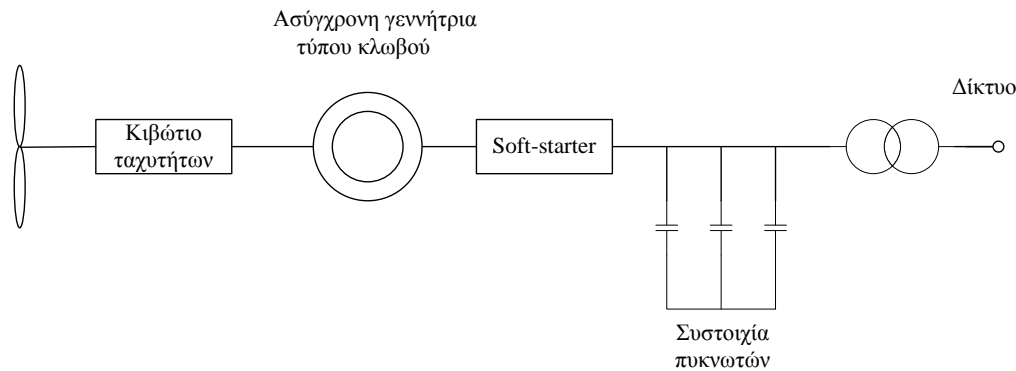
$$n_s = \frac{120 \cdot f}{P} \quad (1.1)$$

Ο δρομέας στρέφεται με ταχύτητα n λίγο μεγαλύτερη από τη σύγχρονη, κατά το μέγεθος της ολίσθησης s . Η ολίσθηση ορίζεται:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1.2)$$

όπου n_s : η σύγχρονη ταχύτητα, n : η ταχύτητα του δρομέα, και σε αυτήν την περίπτωση είναι της τάξης 1%.

Στο δρομέα επάγονται ρεύματα συχνότητας $s \cdot f$. Από την αλληλεπίδραση του μαγνητικού πεδίου του στάτη και του δρομέα δημιουργείται ηλεκτρομαγνητική ροπή. Στη μηχανή επαγωγής τύπου κλωβού το τύλιγμα δρομέα αποτελείται από ράβδους βραχυκυκλωμένες στα άκρα τους. Δεν απαιτείται η χρήση δακτυλίων και ψηκτρών. Σε αυτόν τον τύπο Α/Γ η ταχύτητα της γεννήτριας αλλάζει πολύ λίγο λόγω ολίσθησης, γι' αυτό χρησιμοποιείται σαν σταθερών στροφών. Το ρεύμα εκκίνησης κατά τη ζεύξη είναι υψηλό, της τάξης 7-8 φορές το ονομαστικό.



Σχήμα 1.7 Διάγραμμα Α/Γ σταθερών στροφών, εφοδιασμένη με ασύγχρονη γεννήτρια τύπου κλωβού, σύμφωνα με τη διαμόρφωση του ηλεκτρικού μέρους.

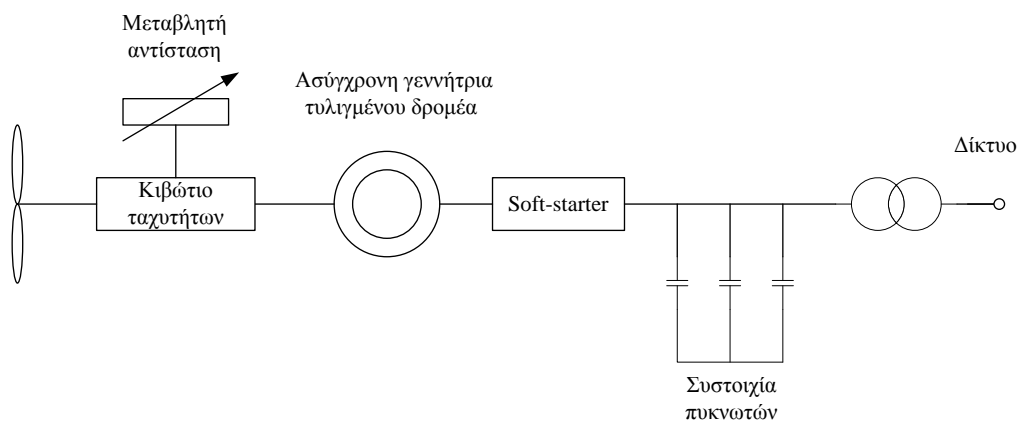
Όπως φαίνεται από την αρχή λειτουργίας, οι γεννήτριες επαγωγής απαιτούν τη σύνδεσή τους σε τριφασικό εναλλασσόμενο δίκτυο. Αυτό διότι για την εγκατάσταση του πεδίου διέγερσής της απαιτείται η απορρόφηση άεργου ισχύος από το δίκτυο. Για το λόγο αυτό, ανάμεσα στη γεννήτρια και το δίκτυο εγκαθίστανται συστοιχίες πυκνωτών που παρέχουν όλη ή μέρος της απαιτούμενης άεργου ισχύος για τη διέγερση της γεννήτριας. Έτσι βελτιώνεται ο συντελεστής ισχύος. Οι πυκνωτές, όμως, έχουν αργή απόκριση και προκαλούν βηματικές μεταβολές της άεργου ισχύος. Επιπλέον, δημιουργούνται μεταβατικά φαινόμενα κατά τη ζεύξη των πυκνωτών. Γι' αυτό το λόγο η αντιστάθμιση μπορεί να γίνεται και με κεντρικά μέσα αντιστάθμισης (για το σύνολο του Α/Π ή ομάδες επιμέρους Α/Γ), όπως SVCs ή STATCOMs που επιτυγχάνουν γρήγορη απόκριση και ομαλότερη ροή άεργου ισχύος.

Όπως αναφέρθηκε, ένα ακόμη πρόβλημα είναι το υψηλό ρεύμα ζεύξης. Για να αντιμετωπιστεί, μετά τη γεννήτρια εγκαθίσταται διάταξη ομαλής εκκίνησης (soft starter). Ο soft starter είναι ουσιαστικά ένας AC ρυθμιστής (σύστημα αντιπαράλληλων θυρίστορ) που χρησιμοποιεί θυρίστορ για τη μείωση του ρεύματος ζεύξης. Επίσης, διαθέτει έναν διακόπτη bypass για να παρακάμπτεται ο ρυθμιστής όταν έχει παρέλθει η μεταβατική περίοδος της εκκίνησης. Έτσι, επιτυγχάνεται ρεύμα ζεύξης 2-4 φορές το ονομαστικό.

Ο έλεγχος της ενεργού ισχύος για ταχύτητες ανέμου πάνω από την ονομαστική γίνεται με αεροδυναμικό έλεγχο τύπου stall ή με έλεγχο βήματος έλικας (pitch control). Στην περίπτωση pitch control, ο έλεγχος βήματος δεν είναι πολύ πιο γρήγορος, γι' αυτό οι απότομες μεταβολές του ανέμου προκαλούν μεταβλητότητα στην ισχύ εξόδου.

- ii. A/Γ με περιορισμένη λειτουργία μεταβλητών στροφών, εφοδιασμένη με ασύγχρονη γεννήτρια τυλιγμένου δρομέα μεταβλητής αντίστασης, απευθείας συνδεδεμένη στο δίκτυο.

Αυτός ο τύπος έχει αναπτυχθεί από την εταιρία Vestas με το σύστημα ελέγχου ολίσθησης Optislip. Βασίζεται στην προσθήκη εξωτερικών αντιστάσεων στο δρομέα ελεγχόμενες από ένα κύκλωμα ηλεκτρονικών ισχύος (ανορθωτής και απλός μετατροπέας DC/DC). Γι' αυτό το λόγο, η χρησιμοποιούμενη γεννήτρια είναι επαγωγής τυλιγμένου δρομέα. Οι μηχανές επαγωγής τυλιγμένου δρομέα διαθέτουν στο δρομέα τριφασικό τύλιγμα, όπως και ο στάτης. Ο δρομέας απαιτεί την ύπαρξη δακτυλίων και ψηκτρών. Σύμφωνα με το σύστημα Optislip, η εξωτερική αντίσταση μεταβάλλεται ώστε να έχουμε δυναμικό έλεγχο της ολίσθησης. Αυτό συνεπάγεται μεγαλύτερη δυνατότητα για έλεγχο της ισχύος εξόδου (μικρότερες διακυμάνσεις). Επίσης, η ταχύτητα του δρομέα της γεννήτριας μπορεί να μεταβάλλεται μέχρι και 10% πάνω από τη σύγχρονη ταχύτητα. Έτσι, αυτός ο τύπος έχει δυνατότητα για περιορισμένη λειτουργία μεταβλητών στροφών. Ένα μειονέκτημα αυτής της γεννήτριας είναι ότι αυξάνονται οι απώλειες θερμότητας πάνω στις εξωτερικές αντιστάσεις.



Σχήμα 1.8 Διάγραμμα A/Γ με περιορισμένη λειτουργία μεταβλητών στροφών, εφοδιασμένη με ασύγχρονη γεννήτρια τυλιγμένου δρομέα μεταβλητής αντίστασης, σύμφωνα με τη διαμόρφωση του ηλεκτρικού μέρους.

Ο στάτης της γεννήτριας συνδέεται απευθείας στο δίκτυο. Απαιτείται όμως διάταξη ομαλής εκκίνησης για τη μείωση του ρεύματος ζεύξης. Επίσης, απαιτούνται πυκνωτές για την αντιστάθμιση

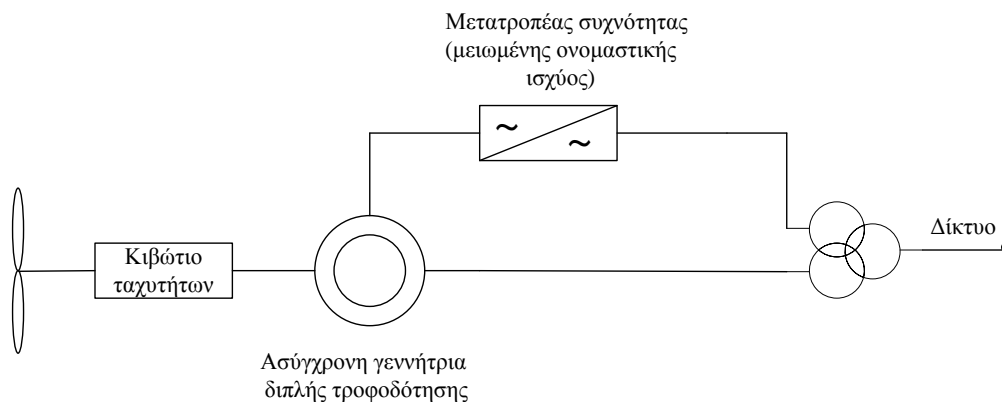
άεργου ισχύος, αφού η χρησιμοποιούμενη γεννήτρια είναι επαγωγής (απορροφά την άεργο ισχύ για τη διέγερσή της από το δίκτυο, όπως αναλύθηκε παραπάνω).

Σε αυτόν τον τύπο Α/Γ ο έλεγχος ισχύος για ταχύτητες ανέμου πάνω από την ονομαστική γίνεται με έλεγχο βήματος έλικας.

- iii. Α/Γ μεταβλητών στροφών, εφοδιασμένη με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης με σύστημα μετατροπέων ισχύος AC/DC/AC μειωμένης ικανότητας, συνδεδεμένο στο δρομέα.

Ο στάτης της γεννήτριας συνδέεται απευθείας στο δίκτυο, ενώ ο δρομέας συνδέεται μέσω μετατροπέα συχνότητας (frequency converter ή power converter) AC/DC/AC, η ισχύς του οποίου είναι περίπου 30% της ονομαστικής ισχύος της Α/Γ (γενικά ο μετατροπέας διακινεί ισχύ ανάλογη της ολίσθησης λειτουργίας).

Ο μετατροπέας, ο οποίος συνδέεται στο δίκτυο μέσω αυτομετασχηματιστή για λόγους προσαρμογής των διαφορετικών επιπέδων τάσης, παρέχει τη διέγερση της γεννήτριας και εξασφαλίζει την ομαλή εκκίνηση, πετυχαίνοντας ρεύμα ζεύξης περίπου ίσο με το ονομαστικό. Επίσης, υλοποιεί τη λειτουργία μεταβλητών στροφών μέσω του ελέγχου του ρεύματος δρομέα με μεταβλητή συχνότητα. Ο μετατροπέας μπορεί, επιπλέον, να ελέγχει το συντελεστή ισχύος στη μεριά του δικτύου. Ακόμη, ελέγχει τη συχνότητα, αποσυνδέοντας τη συχνότητα της γεννήτριας από τη συχνότητα του δικτύου.



Σχήμα 1.9 Διάγραμμα της Α/Γ μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια διπλής τροφοδότησης (τυλιγμένου δρομέα), σύμφωνα με τη διαμόρφωση του ηλεκτρικού μέρους

Η συνολική ισχύς προς το δίκτυο προέρχεται κατά ένα μέρος από το στάτη και κατά ένα μέρος από τον δρομέα. Η προηγούμενη πρόταση εκφράζεται από τους τύπους της ισχύος του στάτη και της ισχύος του δρομέα αντίστοιχα:

$$P_{s,nom} = \frac{1}{1 + |s|} \cdot P_{WT,nom} \quad (1.3)$$

$$P_{s,nom} = \frac{|s|}{1 + |s|} \cdot P_{WT,nom} \quad (1.4)$$

όπου $P_{WT,nom}$: η ονομαστική ενεργός ισχύς της Α/Γ. Για υπερσύγχρονη ταχύτητα ο δρομέας παράγει ενεργό ισχύ, ενώ για υποσύγχρονη ο δρομέας απορροφά ισχύ.

Ο μετατροπέας συχνότητας έχει στην πλευρά της γεννήτριας ένα ανορθωτή AC/DC και στη μεριά του δικτύου έναν αντιστροφέα DC/AC, που παρέχει τριφασικό εναλλασσόμενο ρεύμα στο δίκτυο. Όταν ο μετατροπέας συνδυάζεται με γεννήτρια επαγωγής, ο ανορθωτής και ο αντιστροφέας είναι μετατροπείς πηγής τάσης. Οι ημιαγωγικοί διακόπτες που χρησιμοποιούνται είναι αυτομεταγόμενοι. Τέτοιοι διακόπτες είναι τα IGBTs και τα transistors. Άρα, δεν απορροφούν άεργο ισχύ από το δίκτυο. Συνολικά, ο μετατροπέας λόγω των διακοπών που χρησιμοποιεί έχει τη δυνατότητα για αμφίδρομη ανταλλαγή ενεργού και άεργου ισχύος. Ο μετατροπέας στην πλευρά της γεννήτριας παρέχει την απαιτούμενη άεργο ισχύ στο δρομέα της γεννήτριας, ενώ ο μετατροπέας στη μεριά του δικτύου είναι μία πηγή εναλλασσόμενης τάσης ελεγχόμενου μέτρου και συχνότητας. Επίσης, ελέγχει τη DC τάση ανάμεσα στον ανορθωτή και τον αντιστροφέα. Γι' αυτό έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

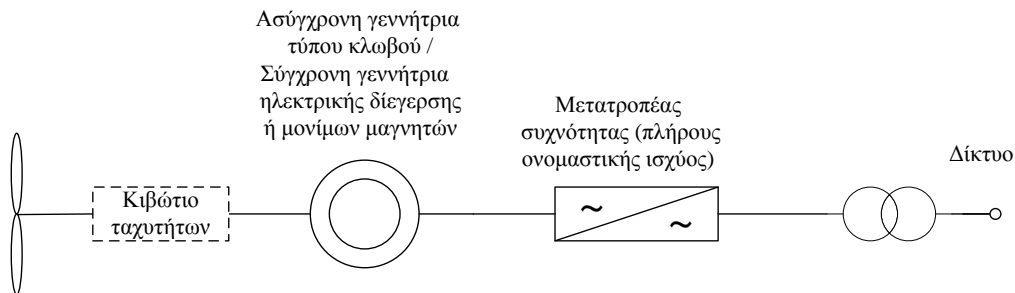
- ρυθμιζόμενο συντελεστή ισχύος,
- δυνατότητα ελέγχου της τάσης εξόδου,
- δυνατότητα ελέγχου της συχνότητας,
- χαμηλή αρμονική παραμόρφωση-μικρά φίλτρα.

Η τελευταία ιδιότητα επιτυγχάνεται με έλεγχο PWM. Σαν αποτέλεσμα, οι ισχυρές αρμονικές βρίσκονται σε συχνότητες που πλησιάζουν τις υψηλές διακοπτικές συχνότητες των IGBTs, άρα απαιτούνται μικρά και φθηνά φίλτρα.

Στην έξοδο των κυκλωμάτων του δρομέα είναι εγκατεστημένη διάταξη προστασίας των μετατροπέων από υπερτάσεις και υπερεντάσεις, η οποία είναι γνωστή ως crowbar. Η διάταξη αυτή βραχυκυκλώνει τους ακροδέκτες του δρομέα, προστατεύοντας έτσι τον μετατροπέα AC/DC από τις αυξημένες τιμές μεταβατικών εντάσεων και τάσεων που εμφανίζονται σε περιπτώσεις βραχυκυκλωμάτων στο δίκτυο και εν γένει απότομων μεταβολών της τάσης του στάτη. Η λειτουργία του crowbar είναι σημαντικότερη για την απόκριση της Α/Γ σε διαταραχές του δικτύου. Ο μετατροπέας εξόδου του δρομέα συνδέεται στο δίκτυο μέσω φίλτρων.

Σε αυτόν τον τύπο Α/Γ, ο έλεγχος ισχύος για ταχύτητες ανέμου πάνω από την ονομαστική γίνεται με έλεγχο βήματος έλικας. Βασικά πλεονεκτήματα αυτού του τύπου είναι ο έλεγχος άεργου ισχύος και τάσης και ο ανεξάρτητος έλεγχος ενεργού και άεργου ισχύος. Επίσης, ο συντελεστής ισχύος στη μεριά του δικτύου διατηρείται συνήθως ίσος με τη μονάδα. Τέλος, ο μετατροπέας είναι πιο φθηνός, αφού η ονομαστική του ισχύς είναι ένα ποσοστό της ονομαστικής ισχύος της Α/Γ.

- iv. Α/Γ μεταβλητών στροφών, εφοδιασμένη με ασύγχρονη ή σύγχρονη (είτε με σύστημα διέγερσης, είτε μονίμων μαγνητών) γεννήτρια, με σύστημα μετατροπέων πλήρους ισχύος. Στην περίπτωση πολυπολικής γεννήτριας, το κιβώτιο ταχυτήτων μπορεί να παραληφθεί.



Σχήμα 1.10 Διάγραμμα Α/Γ μεταβλητών στροφών με σύγχρονη γεννήτρια, είτε μόνιμων μαγνητών, είτε με σύστημα διέγερσης

Ο τύπος αυτός κατατάσσεται επίσης στις Α/Γ μεταβλητών στροφών με έλεγχο βήματος έλικας. Η γεννήτρια που χρησιμοποιείται μπορεί να είναι σύγχρονη ή ασύγχρονη. Ο στάτης της γεννήτριας συνδέεται στο δίκτυο μέσω μετατροπέα συχνότητας πλήρους ισχύος, δηλαδή ο μετατροπέας

μεταφέρει το σύνολο της ισχύος της Α/Γ προς το δίκτυο. Ο μετατροπέας έχει τις ιδιότητες και τη δομή που περιγράφηκε και στην προηγούμενη περίπτωση. Για σύγχρονη γεννήτρια, η οποία διαθέτει το δικό της σύστημα διέγερσης, ο μετατροπέας γεννήτριας αρκεί να είναι ένας ανορθωτής με διόδους ή θυρίστορ, αφού δε χρειάζεται να παρέχει άεργο ισχύ στη γεννήτρια. Ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου είναι μετατροπέας πηγής τάσης, όπως αναλύθηκε και παραπάνω.^[6]

Κεφάλαιο 2

Τριφασικός Ανορθωτής Διακοπτικού Τύπου (Switch Mode Rectifier – SMR)

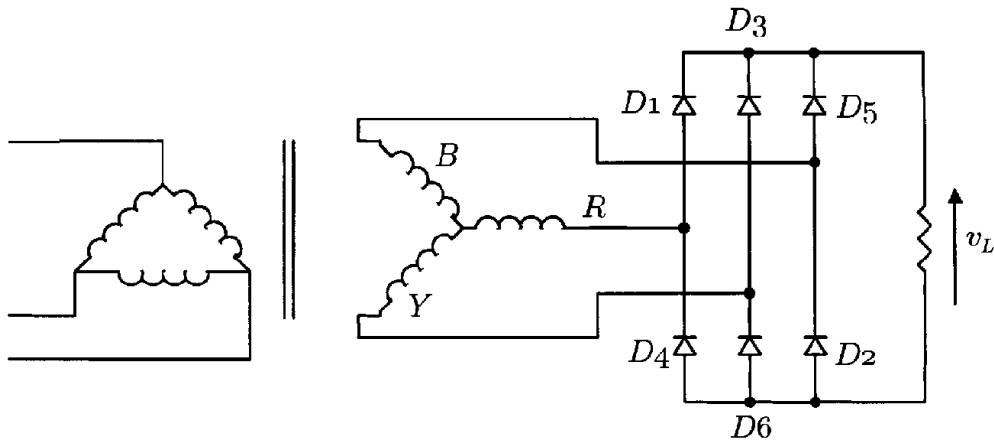
2.1 Εισαγωγή

Ο ανορθωτής είναι μια ηλεκτρονική διάταξη η οποία μετατρέπει εναλλασσόμενο ρεύμα (AC) σε συνεχές (DC). Οι ανορθωτές μπορούν να χωριστούν σε τρεις βασικές κατηγορίες ανάλογα με το είδος διακοπών που χρησιμοποιούν. Οι ανορθωτές που υλοποιούνται με διόδους χαρακτηρίζονται ως μη ελεγχόμενοι, αφού οι γωνίες έναυσης και αγωγής των διόδων εξαρτώνται μόνο από τη φύση του φορτίου. Οι ανορθωτές που υλοποιούνται με άλλα ημιαγωγικά στοιχεία ονομάζονται ελεγχόμενοι και μπορούν να διαιρεθούν περαιτέρω σε τύπου μεταγωγής γραμμής (line-commutated) και εξαναγκασμένης μεταγωγής (force-commutated). Η πρώτη κατηγορία περιλαμβάνει τα κυκλώματα που υλοποιούνται με θυρίστορ, ενώ η δεύτερη περιλαμβάνει αυτά που χρησιμοποιούν ημιαγωγικά στοιχεία με έλεγχο τόσο της έναυσης όσο και της αποκοπής τους, όπως είναι τα IGBT, τα MOSFET, τα GTO και τα BJT. Παρακάτω θα αναλύσουμε τις κατηγορίες αυτές και θα αναφέρουμε τις βασικότερες τοπολογίες εστιάζοντας αποκλειστικά σε τριφασικά κυκλώματα.

2.2 Μη ελεγχόμενοι ανορθωτές

Όπως αναφέραμε παραπάνω οι μη ελεγχόμενοι ανορθωτές χρησιμοποιούν διόδους ως διακόπτες, πράγμα που τους στερεί τη δυνατότητα ελέγχου της αγωγής εξωτερικά. Η πιο διαδεδομένη τοπολογία μη ελεγχόμενου τριφασικού ανορθωτή είναι αυτή της τριφασικής πλήρους γέφυρας, το κύκλωμα της οποίας φαίνεται στο σχήμα 2.1. Όπως βλέπουμε αποτελείται βασικά από μία γέφυρα διόδων και έναν ογκώδη πυκνωτή εξομάλυνσης στην πλευρά dc.

Στα πλεονεκτήματα της τοπολογίας αυτής συγκαταλέγονται η απλότητα της υλοποίησης και το χαμηλό κόστος. Σοβαρά μειονεκτήματα όμως αποτελούν ο χαμηλός συντελεστής ισχύος που προσφέρει η διάταξη αυτή και τα υψηλά επίπεδα αρμονικών στο ρεύμα γραμμής, τα οποία δεν εναρμονίζονται με τις ισχύουσες προδιαγραφές. Απαιτείται έτσι η χρήση επιπλέον φίλτρων τα οποία περιπλέκουν το κύκλωμα και αυξάνουν σημαντικά το κόστος.



Σχήμα 2.1 Τριφασικός Ανορθωτής Γέφυρας με Διόδους^[4]

2.3 Ελεγχόμενοι ανορθωτές

2.3.1 Ανορθωτές τύπου μεταγωγής γραμμής

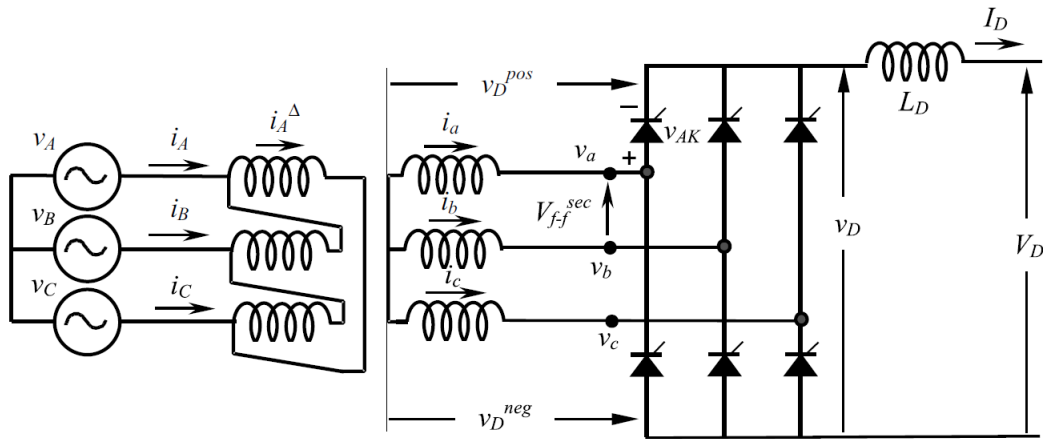
Οι ανορθωτές αυτοί υλοποιούνται με τη χρήση θυρίστορ, τα οποία προσφέρουν έλεγχο μόνο μέσω της γωνίας έναυσης τους. Δίνεται έτσι η δυνατότητα διαμόρφωσης της τάσης εξόδου τους με περιορισμένες όμως δυνατότητες. Οι βασικότερες τοπολογίες αυτού του τύπου ανορθωτή όσον αφορά τριφασικά συστήματα είναι οι εξής

- Τριφασικός ανορθωτής ημίσεως κύματος
- Εξαπαλμικός ανορθωτής
- Τριφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος (γέφυρα Graetz)
- Ημιελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας

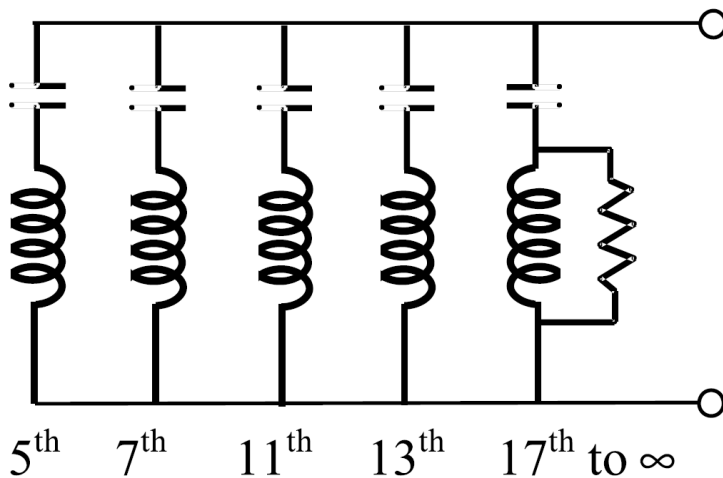
Τα ρεύματα των ανορθωτών τύπου μεταγωγής γραμμής απέχουν πολύ από το να είναι ημιτονοειδή. Για παράδειγμα τα ρεύματα που παράγονται από τον ανορθωτή πλήρους κύματος (γέφυρα Graetz) έχουν το ακόλουθο αρμονικό περιεχόμενο

$$i_A = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_D \left(\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \dots \right)$$

Μια συνηθισμένη λύση για τη μείωση των αρμονικών είναι η σύνδεση παθητικών φίλτρων στο κύκλωμα, τα οποία ρυθμίζονται για να παγιδεύσουν κάποια συγκεκριμένη αρμονική συχνότητα. Μια τυπική διάταξη αυτού του είδους φαίνεται στο σχήμα 2.3.



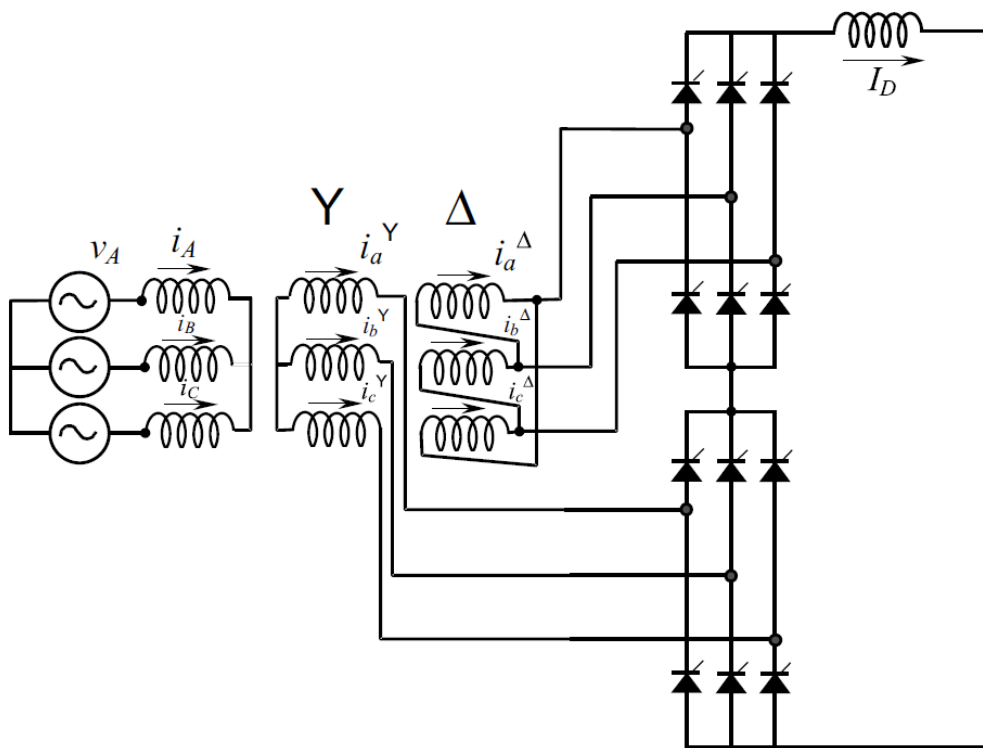
Σχήμα 2.2 Τριφασικός ανορθωτής πλήρους κύματος (γέφυρα Graetz)^[4]



Σχήμα 2.3 Τυπική διάταξη παθητικού φίλτρου για την εξάλειψη επιλεγμένων αρμονικών^[4]

Ένας άλλος τρόπος αντιμετώπισης των αρμονικών είναι η επιλογή ειδικών τοπολογιών μετατροπών, όπως για παράδειγμα ο 12-παλμικός ανορθωτής ο οποίος αποτελείται από δύο μετατροπείς συνδεδεμένους όπως φαίνεται στο σχήμα 2.4. Το ρεύμα γραμμής που προκύπτει από τον 12-παλμικό ανορθωτή είναι πιο κοντά στην ημιτονική κυματομορφή σε σχέση με τις προηγούμενες τοπολογίες που αναφέρθηκαν. Η στιγμιαία dc τάση είναι επίσης ομαλότερη με αυτή τη σύνδεση.

Αξίζει να σημειωθεί πως υπάρχουν διαθέσιμες τοπολογίες με ακόμα μεγαλύτερο αριθμό παλμών όπως ο 18-παλμικός, ο 24-παλμικός και ο 36-παλμικός ανορθωτής που είναι και ο μεγαλύτερος σε αριθμό παλμών ανορθωτής που υπάρχει. Οι τοπολογίες αυτές μειώνουν σημαντικά την αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος γραμμής επιτυγχάνοντας στην περίπτωση του 36-παλμικού ανορθωτή συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) του ρεύματος μόλις 1.2%. Η χρήση όμως τόσο μεγάλου αριθμού παλμών αυξάνει κατακόρυφα την πολυπλοκότητα και το κόστος του κυκλώματος καθιστώντας προτιμότερη τη λύση 6-παλμικών, 12-παλμικών ή και 18-παλμικών ανορθωτών σε συνδυασμό με φίλτρα αρμονικών για μείωση του κόστους.



Σχήμα 2.4 Τοπολογία 12-παλμικού ανορθωτή^[4]

2.3.2 Ανορθωτές τύπου εξαναγκασμένης μεταγωγής

Οι ανορθωτές τύπου εξαναγκασμένης μεταγωγής κατασκευάζονται με ημιαγωγούς που έχουν τη δυνατότητα αποκοπής από την πύλη τους (gate turn off), η οποία επιτρέπει πλήρη έλεγχο του μετατροπέα αφού οι διακόπτες του μπορούν να ανοίξουν και να κλείσουν όποτε χρειαστεί. Το γεγονός αυτό επιτρέπει αγωγή των διακοπών εκατοντάδες φορές μέσα σε μια περίοδο, κάτι που δεν είναι δυνατό στους ανορθωτές τύπου μεταγωγής γραμμής αφού τα θυρίστορ ανοίγουν και κλείνουν μόνο μία φορά σε κάθε κύκλο. Η δυνατότητα αυτή προσφέρει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα

- Το ρεύμα ή η τάση μπορεί να διαμορφωθεί (διαμόρφωση εύρους παλμών –PWM), παράγοντας μικρότερη αρμονική παραμόρφωση
- Ο συντελεστής ισχύος μπορεί να ελεγχθεί και μπορεί ακόμη και να αλλάξει από επαγωγικό σε χωρητικό
- Οι ανορθωτές μπορούν να κατασκευαστούν ως πηγής τάσης ή πηγής ρεύματος
- Η αναστροφή ισχύος ανορθωτές με θυρίστορ γίνεται με αντιστροφή της τάσης στον dc σύνδεσμο. Αντίθετα οι ανορθωτές τύπου εξαναγκασμένης μεταγωγής μπορούν να υλοποιηθούν για αντιστροφή είτε της τάσης είτε του ρεύματος.

Υπάρχουν λοιπόν δύο τρόποι για την υλοποίηση ενός τριφασικού ανορθωτή εξαναγκασμένης μεταγωγής

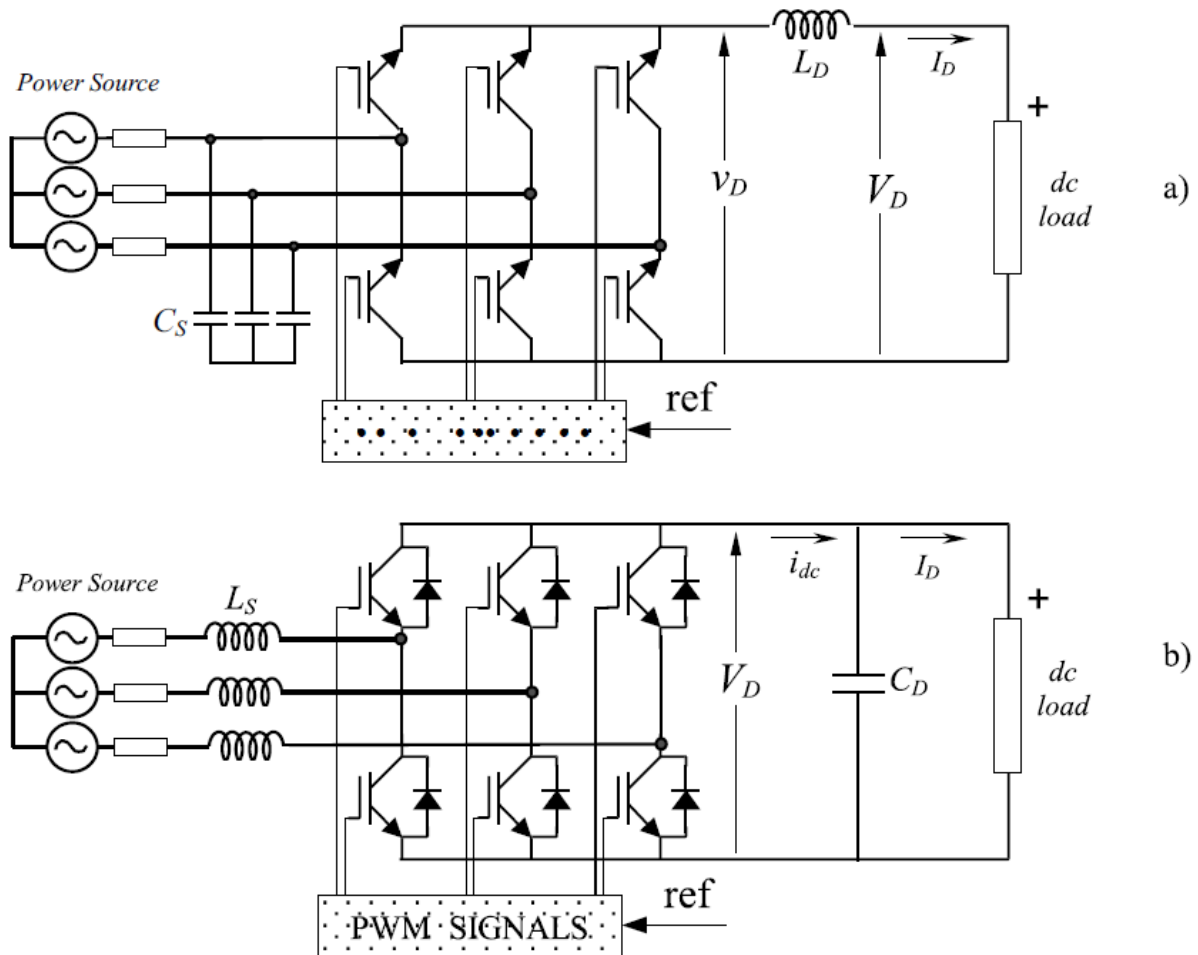
A) Ανορθωτής πηγής ρεύματος, όπου η αναστροφή ισχύος γίνεται με αντιστροφή της dc τάσης

B) Ανορθωτής πηγής τάσης, όπου η αναστροφή ισχύος γίνεται με αντιστροφή του ρεύματος στο dc σύνδεσμο

Στο σχήμα 2.5 φαίνονται τα βασικά κυκλώματα για αυτές τις δύο τοπολογίες.

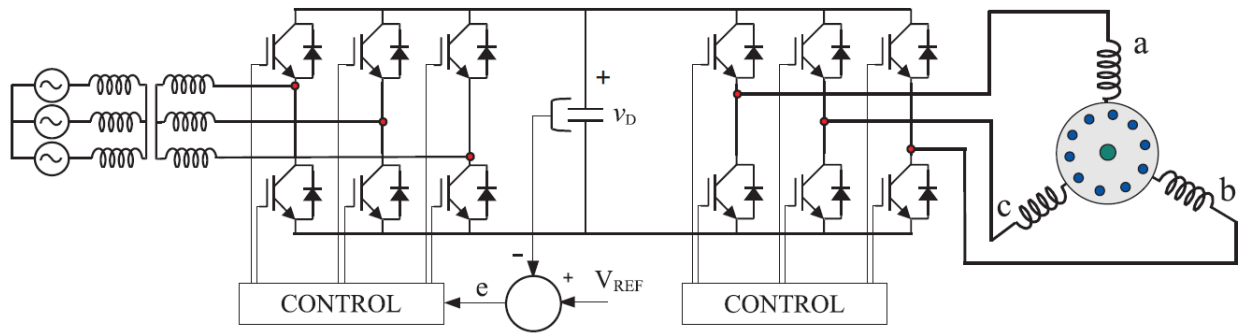
Τα πλεονεκτήματα των ανορθωτών εξαναγκασμένης μεταγωγής που αναφέρθηκαν παραπάνω τους καθιστούν καταλληλότερους για τις βιομηχανικές απαιτήσεις. Επιτρέπουν την υλοποίηση νέων εφαρμογών όπως ανορθωτές με δυνατότητα εξάλειψης αρμονικών (ενεργά φίλτρα), αντιστάθμιση ισχύος, οδήγηση μηχανών με λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων, συνδέσμους συχνότητας για τη σύνδεση συστημάτων συχνότητας 50 Hz με συστήματα 60 Hz και αναγεννητικοί μετατροπείς για traction power supplies. Υλοποίηση με πολύ γρήγορους διακόπτες όπως είναι τα IGBTs παρέχει σχεδόν ημιτονοειδή ρεύματα. Η δυναμική συμπεριφορά των ανορθωτών αυτών είναι τόσο γρήγορη που μπορούν να αντιστρέψουν τη ροή ισχύος σχεδόν στιγμιαία. Σε εφαρμογές οδήγησης μηχανών οι PWM

ανορθωτές πηγής ρεύματος μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την οδήγηση dc μηχανών από την τριφασική παροχή. Λειτουργία τεσσάρων τεταρτημορίων με χρήση PWM ανορθωτών πηγής τάσης χρησιμοποιείται για μηχανές επαγωγής, σύγχρονες μηχανές με έλεγχο εκκίνησης και ειδικές μηχανές όπως brushless dc κινητήρες. Τέλος back - to - back συστήματα χρησιμοποιούνται για τη σύνδεση συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας διαφορετικών συχνοτήτων , όπως για παράδειγμα συμβαίνει στην Ιαπωνία.



Σχήμα 2.5 Βασικές τοπολογίες διακοπτικών PWM ανορθωτών

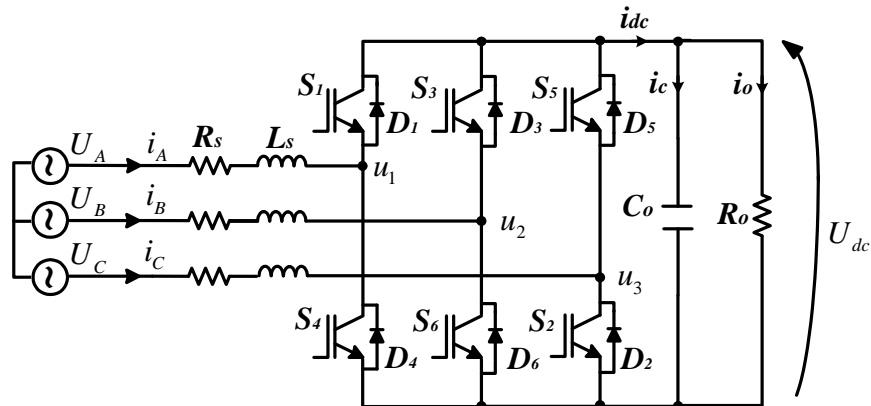
a) Ανορθωτής πηγής ρεύματος (CSR) , b) Ανορθωτής πηγής τάσης (VSR)^[4]



Σχήμα 2.6 Μετατροπέας συχνότητας υλοποιούμενος με διακοπτικούς μετατροπείς^[4]

Το κύκλωμα που θα μελετήσουμε στα πλαίσια της εργασίας αυτής είναι αυτό του τριφασικού active front end (AFE) ανορθωτή, ο οποίος ανήκει στην κατηγορία των ανορθωτών διακοπτικού τύπου (switch mode rectifier - SMR). Όσον αφορά τη στρατηγική ελέγχου της dc τάσης και του ρεύματος εισόδου, ο έλεγχος αυτός θα επιτευχθεί ρυθμίζοντας την ισχύ εισόδου.

Το κύκλωμα που θα αναλύσουμε φαίνεται στο σχήμα 2.7, ενώ στον πίνακα 2.1 φαίνονται όλες οι πιθανές διακοπτικές καταστάσεις του τριφασικού AFE ανορθωτή.



Σχήμα 2.7 Τριφασικός διακοπτικός ανορθωτής που θα μελετηθεί στην εργασία αυτή

Στον ακόλουθο πίνακα καταγράφονται όλοι οι πιθανοί συνδυασμοί των διακοπών S_1 , S_3 και S_5 .

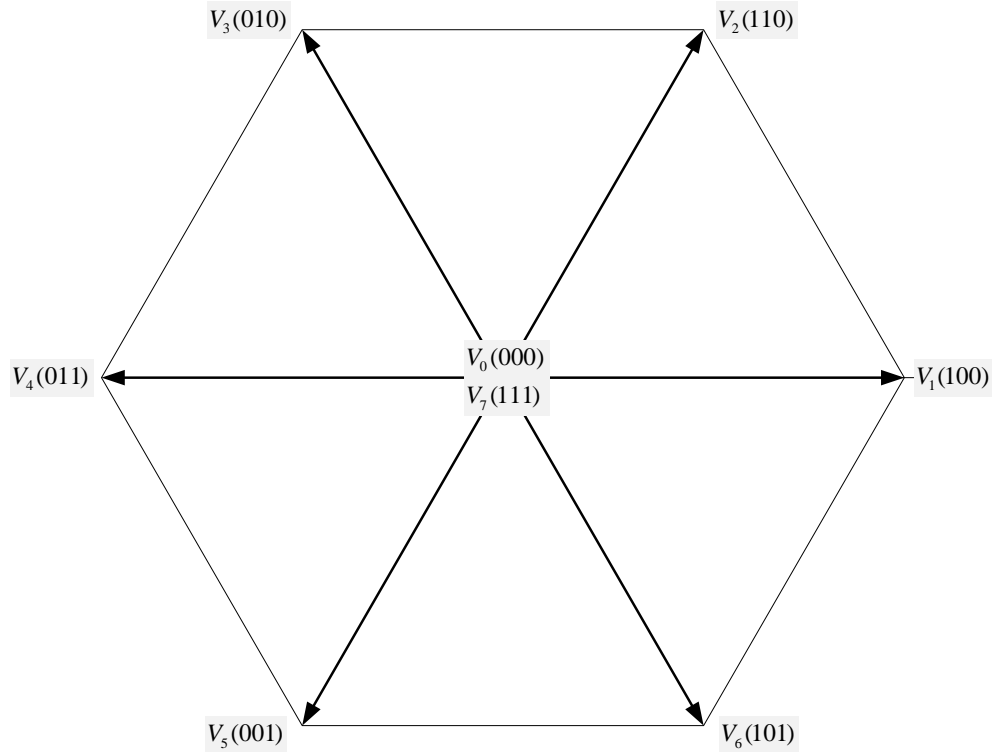
Για τους διακόπτες S_4 , S_6 και S_2 ισχύει ότι βρίσκονται πάντα στην αντίθετη κατάσταση από τους S_1 , S_3 και S_5 αντίστοιχα. Η κατάσταση 0 συμβολίζει πως ο διακόπτης είναι ανοιχτός (θέση off), ενώ η κατάσταση 1 συμβολίζει πως ο διακόπτης είναι κλειστός (θέση on).

Έχουμε λοιπόν τους ακόλουθους συνδυασμούς:

S_1	S_3	S_5
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

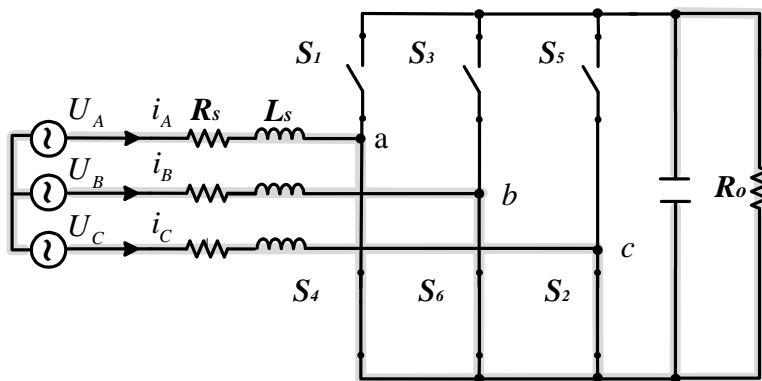
Πίνακας 2.1 Πιθανές διακοπτικές καταστάσεις του τριφασικού διακοπτικού ανορθωτή

Τα διανύσματα της τάσης που παράγονται από τους παραπάνω συνδυασμούς φαίνονται στο ακόλουθο διανυσματικό διάγραμμα.

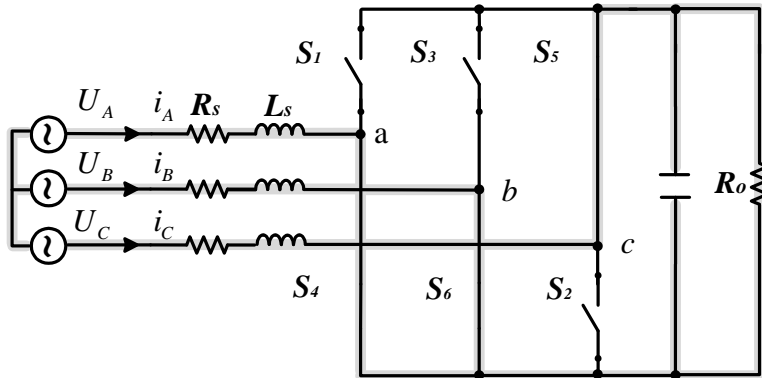


Σχήμα 2.8 Διάγραμμα διανυσμάτων τάσης που παράγονται από τον μετατροπέα του σχήματος 2.7

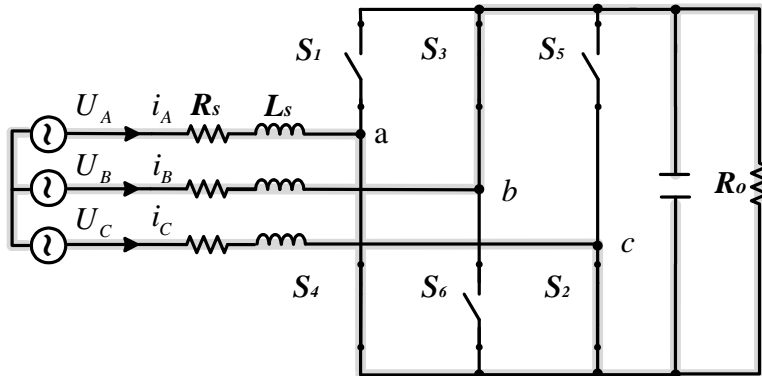
Για κάθε μία από τις 8 διακοπτικές καταστάσεις του παραπάνω πίνακα βλέπουμε πώς διαμορφώνεται το κύκλωμά μας. Το σκιασμένο τμήμα δείχνει τη ροή του ρεύματος στο κύκλωμα.



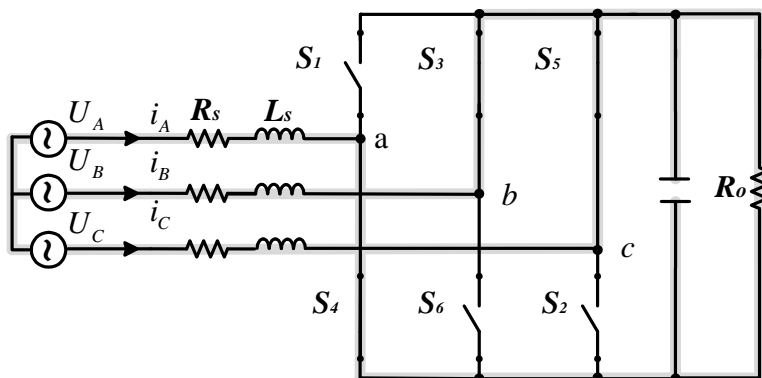
Σχήμα 2.9 Διακοπτική κατάσταση (000)



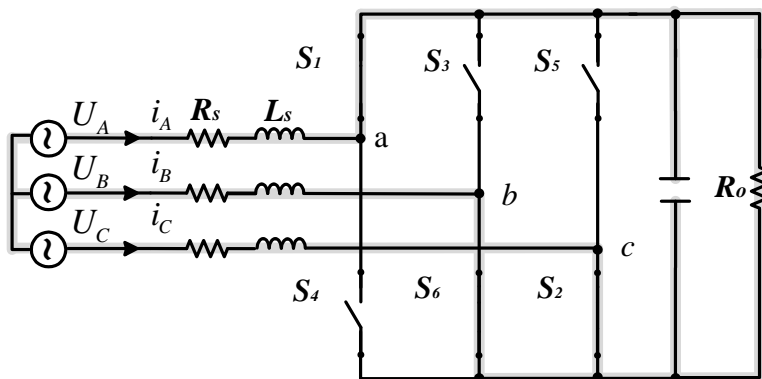
Σχήμα 2.10 Διακοπτική κατάσταση (001)



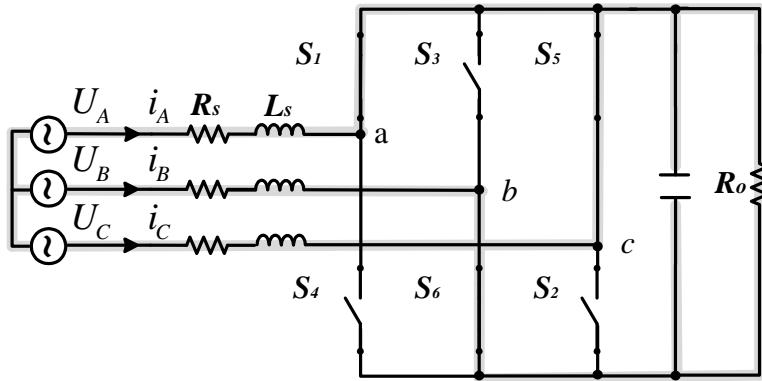
Σχήμα 2.11 Διακοπτική κατάσταση (010)



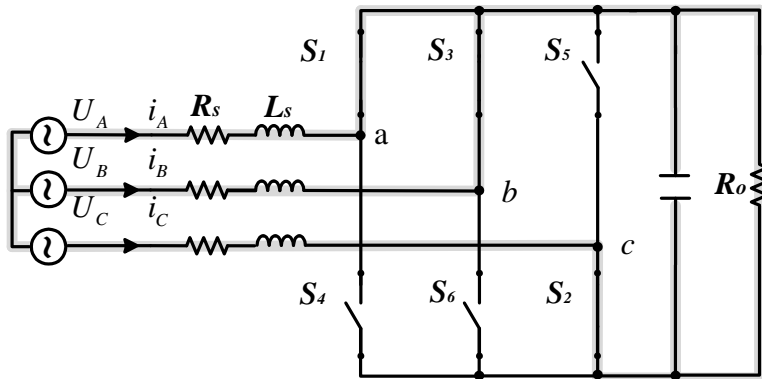
Σχήμα 2.12 Διακοπτική κατάσταση (011)



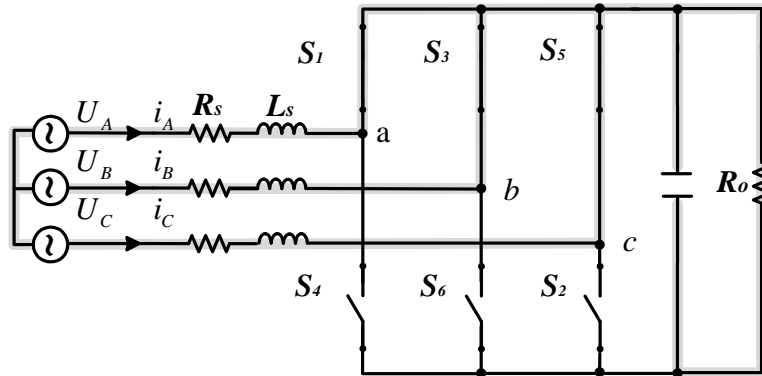
Σχήμα 2.13 Διακοπτική κατάσταση (100)



Σχήμα 2.14 Διακοπτική κατάσταση (101)



Σχήμα 2.15 Διακοπτική κατάσταση (110)



Σχήμα 2.16 Διακοπτική κατάσταση (111)

2.4 Ανάλυση του μαθηματικού μοντέλου του κυκλώματος

2.4.1 Εξισώσεις Συνεχούς Χρόνου

Ακολουθώντας τους συμβολισμούς του σχήματος 2.7 έχουμε τις ακόλουθες εξισώσεις για τις τάσεις και τα ρεύματα εισόδου

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin \omega t \\ U_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin(\omega t + \phi) \\ i_b = I_m \sin(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \sin(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.2)$$

Θέλουμε $\phi^* = 0 \Rightarrow \cos \phi^* = 1$

Για τις πολικές τάσεις u_{12} , u_{23} και u_{31} έχουμε

$$\begin{cases} u_{12} = u_1 - u_2 = (S_1 - S_2) \cdot U_{dc} \\ u_{23} = u_2 - u_3 = (S_2 - S_3) \cdot U_{dc} \\ u_{31} = u_3 - u_1 = (S_3 - S_1) \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (2.3)$$

ενώ για τις φασικές στους κόμβους

$$\begin{cases} u_1 = f_1 \cdot U_{dc} \\ u_2 = f_2 \cdot U_{dc} \\ u_3 = f_3 \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (2.4) \quad , \text{όπου} \quad \begin{cases} f_1 = \frac{2 \cdot S_1 - (S_2 + S_3)}{3} \\ f_2 = \frac{2 \cdot S_2 - (S_1 + S_3)}{3} \\ f_3 = \frac{2 \cdot S_3 - (S_1 + S_2)}{3} \end{cases} \quad (2.5) \quad \text{με} \quad f_k \in \left\{ 0, \pm \frac{1}{3}, \pm \frac{2}{3} \right\}, \quad k = 1, 2, 3$$

Οι εξισώσεις εισόδου του σχήματος 2.7 είναι

$$\vec{U}_{abc} = R_S \cdot \vec{i}_{abc} + L_S \cdot \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} + \vec{u}_{abc} \quad \text{σε διανυσματική μορφή ή ισοδύναμα}$$

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = R_S \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Για την έξοδο του κυκλώματος έχουμε

$$C_o \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = S_1 \cdot i_a + S_2 \cdot i_b + S_3 \cdot i_c - i_o \quad (2.7)$$

Μετασχηματίζοντας την εξίσωση (6) από abc σε αβ0 σύμφωνα με το μετασχηματισμό Clark , παίρνουμε την ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = R_S \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

ή αντίστοιχα $\vec{U}_{\alpha\beta} = R_S \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + L_S \cdot \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \vec{u}_{\alpha\beta}$ σε διανυσματική μορφή

Μετασχηματίζοντας και τις σχέσεις (4) και (5) κατά τον ίδιο τρόπο παίρνουμε

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9), \text{ όπου } \begin{cases} f_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot (2 \cdot S_1 - S_2 - S_3) \\ f_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (2.10)$$

Έτσι η εξίσωση (8) παίρνει τελικά την ακόλουθη μορφή

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = R_S \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L_S \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Τέλος η εξίσωση εξόδου του κυκλώματος (7) μετασχηματιζόμενη από abc σε αβ0 γίνεται

$$C_o \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = f_\alpha \cdot i_\alpha + f_\beta \cdot i_\beta - i_o \quad (2.12)$$

Η ενεργός και η άεργος ισχύς εισόδου του κυκλώματος προκύπτουν από τις ακόλουθες εκφράσεις

$$\begin{cases} P = U_\alpha \cdot i_\alpha + U_\beta \cdot i_\beta \\ Q = U_\beta \cdot i_\alpha - U_\alpha \cdot i_\beta \end{cases} \quad (2.13)$$

2.4.2 Εξισώσεις διακριτού χρόνου

Για τις ανάγκες του ψηφιακού ελέγχου που θα εφαρμόσουμε στο κύκλωμα του ανορθωτή χρειαζόμαστε τις αντίστοιχες εξισώσεις διακριτού χρόνου.

Θεωρώντας λοιπόν τις εξισώσεις εισόδου (2.11) του κυκλώματός μας

$$\begin{cases} U_{\alpha} = L_s \cdot \frac{di_{\alpha}}{dt} + R_s \cdot i_{\alpha} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot f_{\alpha} \\ U_{\beta} = L_s \cdot \frac{di_{\beta}}{dt} + R_s \cdot i_{\beta} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot f_{\beta} \end{cases} \quad (2.11) \text{ και επιλύοντας ως προς } \frac{di}{dt} \text{ παίρνουμε}$$

$$\begin{cases} U_{\alpha} = L_s \cdot \frac{di_{\alpha}}{dt} + R_s \cdot i_{\alpha} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot f_{\alpha} \\ U_{\beta} = L_s \cdot \frac{di_{\beta}}{dt} + R_s \cdot i_{\beta} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot f_{\beta} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} L_s \cdot \frac{di_{\alpha}}{dt} = -R_s \cdot i_{\alpha} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot f_{\alpha} + U_{\alpha} \\ L_s \cdot \frac{di_{\beta}}{dt} = -R_s \cdot i_{\beta} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot f_{\beta} + U_{\beta} \end{cases}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_{\alpha} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{U_{dc}}{L_s} \cdot f_{\alpha} + \frac{1}{L_s} \cdot U_{\alpha} \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \cdot i_{\beta} - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{U_{dc}}{L_s} \cdot f_{\beta} + \frac{1}{L_s} \cdot U_{\beta} \end{cases} \quad (2.11')$$

Για αρκούντως μικρό χρόνο δειγματοληψίας T_s μπορούμε να κάνουμε την παραδοχή

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s}, \text{ σύμφωνα με την οποία οι εξισώσεις (2.11')} \text{ μετατρέπονται ισοδύναμα στις}$$

ακόλουθες εξισώσεις διακριτού χρόνου

$$\begin{cases} I_{\alpha}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s \cdot T_s}{L_s}\right) \cdot I_{\alpha}(k) - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_s}{L_s} \cdot U_{dc}(k) \cdot f_{\alpha} + \frac{T_s}{L_s} \cdot V_{\alpha}(k) \\ I_{\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s \cdot T_s}{L_s}\right) \cdot I_{\beta}(k) - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_s}{L_s} \cdot U_{dc}(k) \cdot f_{\beta} + \frac{T_s}{L_s} \cdot V_{\beta}(k) \end{cases} \quad (2.14)$$

Με τον ίδιο τρόπο γράφουμε και την εξίσωση εξόδου του κυκλώματος (2.12) σε διακριτή μορφή

$$C_o \cdot \frac{dU_{dc}}{dt} = f_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + f_{\beta} \cdot i_{\beta} - i_o \Leftrightarrow \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot (f_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + f_{\beta} \cdot i_{\beta}) - \frac{1}{C_o} \cdot i_o \quad (2.12')$$

$$\Leftrightarrow V_{dc}(k+1) = V_{dc}(k) + \frac{T_s}{C_o} \cdot (f_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + f_{\beta} \cdot i_{\beta}) - \frac{T_s}{C_o} \cdot I_o(k) \quad (2.15)$$

Με βάση τα παραπάνω οι εκφράσεις της ενεργού και άεργου ισχύος γράφονται σε διακριτή μορφή

$$\begin{cases} P(k) = V_{\alpha}(k) \cdot I_{\alpha}(k) + V_{\beta}(k) \cdot I_{\beta}(k) \\ Q(k) = V_{\beta}(k) \cdot I_{\alpha}(k) - V_{\alpha}(k) \cdot I_{\beta}(k) \end{cases} \quad (2.16)$$

Σε επόμενο κεφάλαιο θα δούμε αναλυτικά πώς εφαρμόζονται οι παραπάνω σχέσεις στον έλεγχο του κυκλώματος του ανορθωτή.

Κεφάλαιο 3

Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης (Voltage Source Inverter – VSI)

3.1 Εισαγωγή

Ο αντιστροφέας είναι ένα είδος ηλεκτρονικού μετατροπέα ο οποίος μετατρέπει τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη, έχοντας τη δυνατότητα να μεταβάλλει τη συχνότητα, το πλάτος καθώς και τη φάση της. Μια βασική ταξινόμηση των ειδών των αντιστροφένων θα μπορούσε να γίνει με βάση την πηγή τροφοδοσίας τους σε

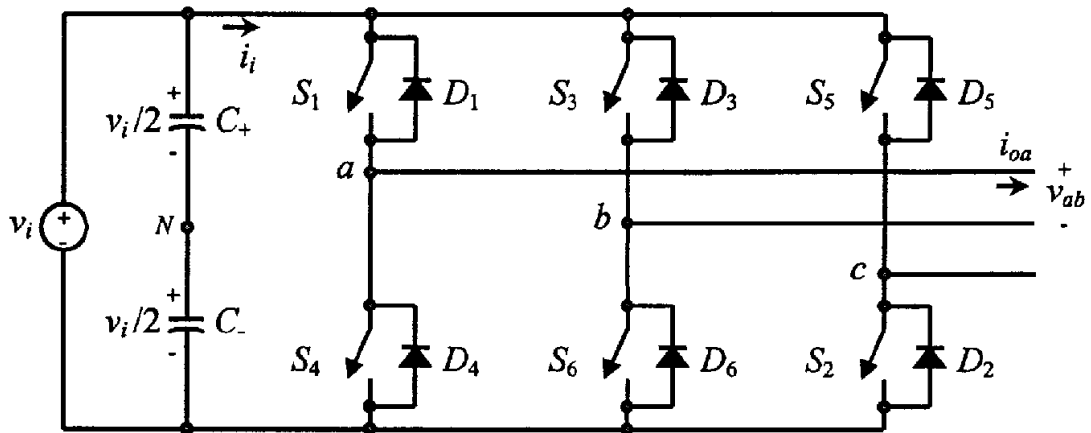
- i. Αντιστροφείς πηγής τάσης (VSI – voltage source inverter)
- ii. Αντιστροφείς πηγής ρεύματος (CSI – current source inverter)

Επίσης οι αντιστροφείς μπορούν να ταξινομηθούν ανάλογα με το πλήθος των επιπέδων της παραγόμενης τάσης στην έξοδό τους. Έτσι έχουμε τους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων και τους αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων.

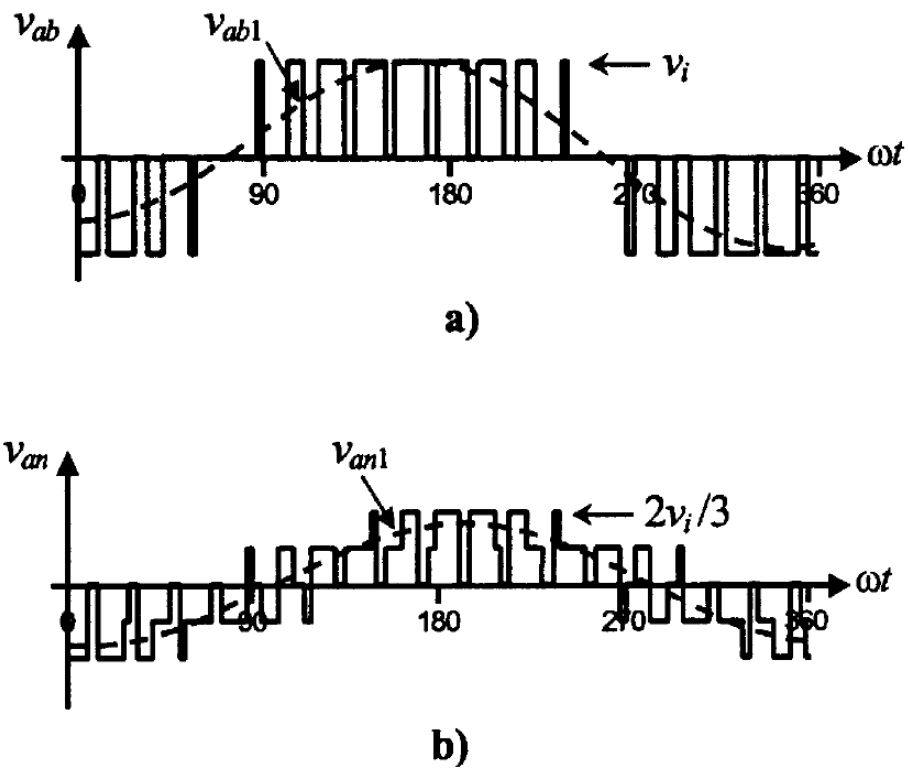
Στα σχήματα 3.1 και 3.2 φαίνονται οι τοπολογίες του VSI και CSI αντίστοιχα , ενώ στο σχήμα 3.3 φαίνεται μια ενδεικτική τοπολογία αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων (multilevel inverter).

Σε σχέση με τους συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων , οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων πλεονεκτούν σε εφαρμογές υψηλής ισχύος , ενώ έχουν και το προτέρημα της καλύτερης ποιότητας ισχύος χάρη στα πολλαπλά επίπεδα της τάσης εξόδου τους, η οποία προσεγγίζει περισσότερο την ημιτονοειδή κυματομορφή. Μάλιστα η προσέγγιση αυτή βελτιώνεται όσο αυξάνονται το πλήθος των επιπέδων τάσης, ωστόσο πρέπει πάντα να λαμβάνεται υπόψη και η πολυπλοκότητα υλοποίησης του κυκλώματος καθώς και η πιθανότητα να υποπέσει αυτό σε αστάθεια.

Στο κεφάλαιο αυτό θα επικεντρωθούμε στον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI) δύο επιπέδων , που όπως είπαμε αποτελεί κομμάτι της συνολικής μας διάταξης.

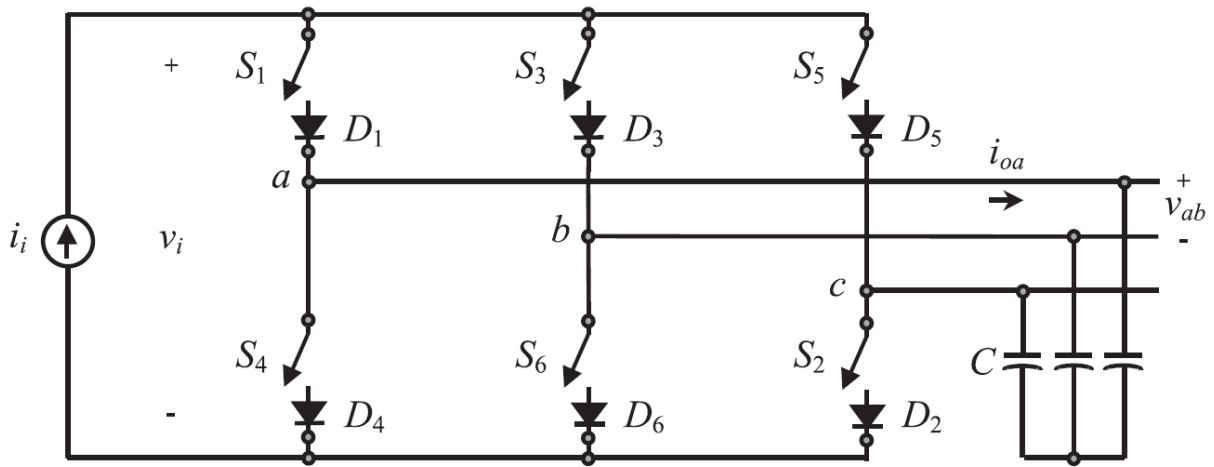


Σχήμα 3.1 Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI)^[4]

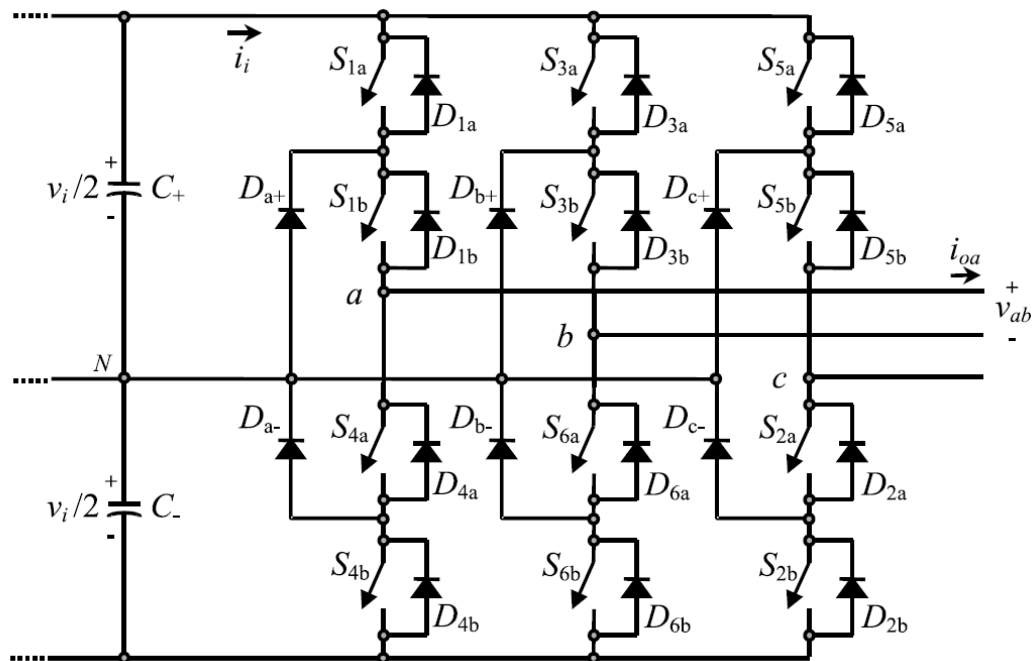


Σχήμα 3.2 Κυματομορφές τάσης του τριφασικού VSI^[4]

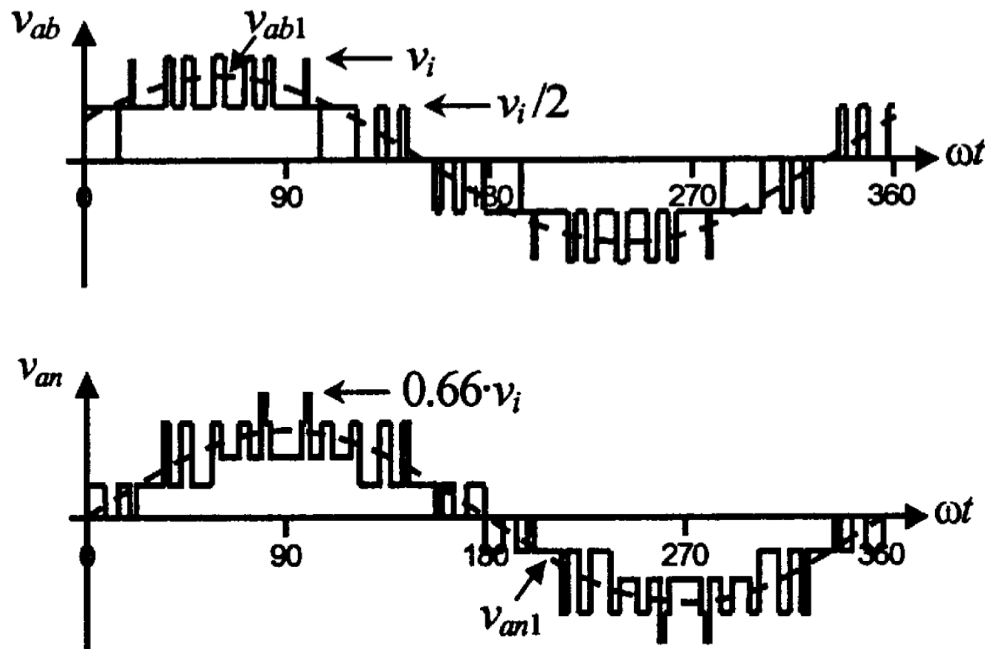
α) Πολική τάση V_{ab} , β) Φασική τάση V_{an}



Σχήμα 3.3 Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής ρεύματος (CSI)^[4]



Σχήμα 3.4 Τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI) τριών επιπέδων^[4]



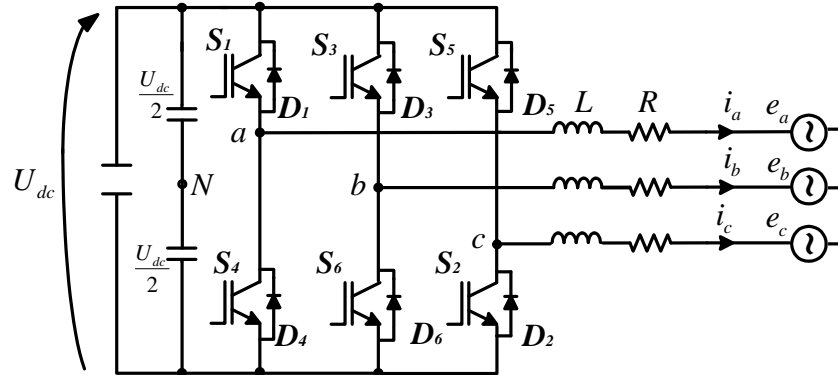
Σχήμα 3.5 Κυματομορφές τάσης τριφασικού VSI τριών επιπέδων^[4]

α) Πολική τάση V_{ab} , β) Φασική τάση V_{an}

3.2 Αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων

Οι αντιστροφείς που ανήκουν σε αυτή την κατηγορία καλύπτουν εφαρμογές μεσαίας και υψηλής ισχύος έχοντας σα στόχο την παραγωγή τριφασικής τάσης με ελεγχόμενο πλάτος, φάση και συχνότητα αλλά και ημιτονοειδούς ρεύματος. Ιδιαίτερα τα τελευταία χρόνια τα δίκτυα μεσαίας και χαμηλής τάσης διασυνδέονται με πλήθος ενεργών συστημάτων όπως ανεμογεννήτριες, φωτοβολταϊκά συστήματα, γεννήτριες βιομάζας, συσκευές αποθήκευσης ενέργειας (μπαταρίες) και μονάδες βελτίωσης της ποιότητας ισχύος (FACTS, D-FACTS κτλ.). Σχεδόν όλες αυτές οι εφαρμογές συνδέονται στο δίκτυο μέσω ενός αντιστροφέα πηγής τάσης και ενός ενεργού φίλτρου.

Η κλασική τοπολογία του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης φαίνεται στο σχήμα 3.4 και στον Πίνακα 3.1 παριστάνονται οι αποδεκτές διακοπτικές καταστάσεις για το κύκλωμα αυτό. Αυτή την τοπολογία χρησιμοποιούμε και στο σύστημα που εξετάζουμε στην εργασία αυτή.



Σχήμα 3.6 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης (VSI)

Στον πίνακα 3.1 συμβολίζεται με 0 η κατάσταση κατά την οποία ο διακόπτης είναι ανοιχτός (θέση off) και με 1 η κατάσταση κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός (θέση on).

S_1	S_2	S_3
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1
1	1	0
1	1	1

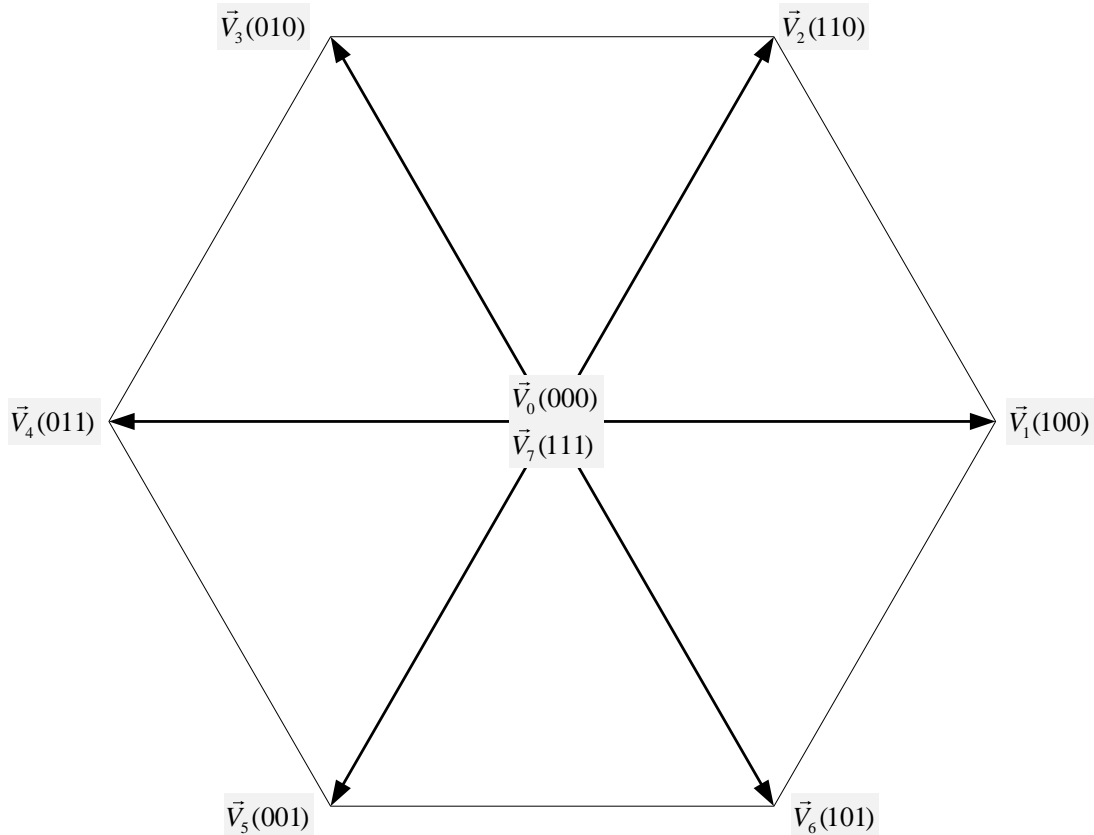
Πίνακας 3.1 Επιτρεπτές διακοπτικές καταστάσεις του τριφασικού VSI δύο επιπέδων

Όπως ισχύει και στους μονοφασικούς αντιστροφείς, οι διακόπτες που ανήκουν στο ίδιο πόδι του αντιστροφέα δεν μπορούν να είναι ταυτόχρονα κλειστοί (θέση on) γιατί αυτό θα συντελούσε σε βραχυκύκλωμα στα άκρα της dc παροχής. Παρομοίως για να μην προκύψουν απροσδιόριστες καταστάσεις στον αντιστροφέα και συγκεκριμένα στην εναλλασσόμενη τάση εξόδου δεν επιτρέπεται οι

δύο διακόπτες του ίδιου ποδιού να είναι ταυτόχρονα ανοιχτοί (θέση off). Έτσι οι διακόπτες S_4 , S_5 και S_6 βρίσκονται πάντα στην αντίθετη κατάσταση από τους S_1 , S_2 και S_3 αντίστοιχα.

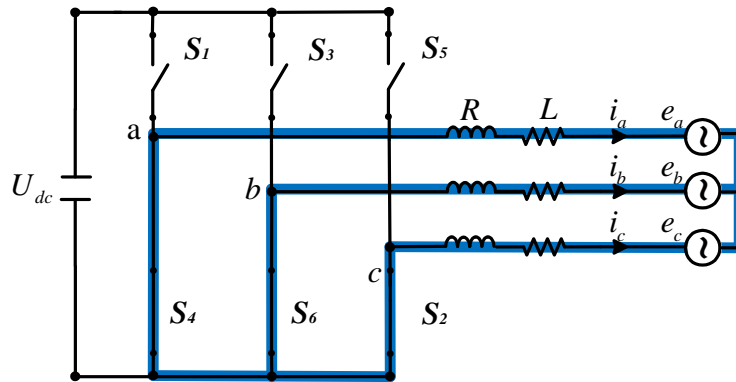
Παρατηρούμε ότι η πρώτη και η τελευταία κατάσταση του πίνακα 3.1 ταυτίζονται και δίνουν αμφότερες το μηδενικό διάνυσμα τάσης. Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα κυκλοφορεί ελεύθερα στο πάνω ή στο κάτω τμήμα του αντιστροφέα αντίστοιχα.

Οι παραπάνω καταστάσεις μπορούν να συνοψιστούν στο ακόλουθο διανυσματικό διάγραμμα

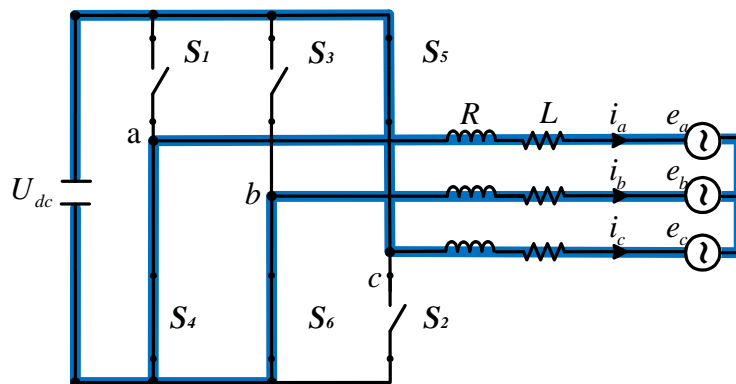


Σχήμα 3.7 Διάγραμμα διανυσμάτων τάσης που παράγονται από τον μετατροπέα του σχήματος 3.6

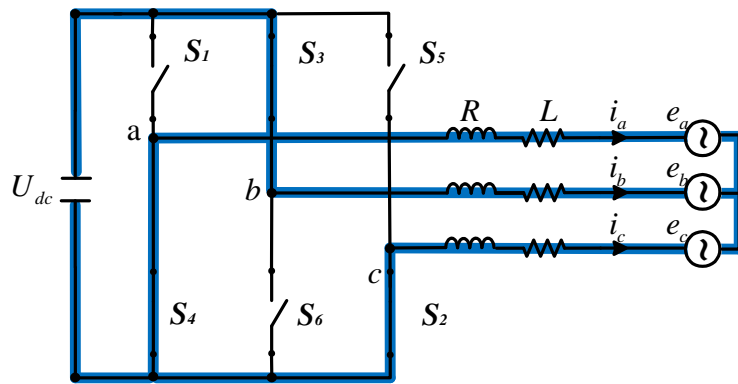
Στα ακόλουθα σχήματα φαίνεται πώς διαμορφώνεται το κύκλωμά μας για κάθε μία από τις καταστάσεις που αναφέραμε. Το σκιασμένο τμήμα δείχνει τη ροή του ρεύματος στο κύκλωμα για κάθε κατάσταση



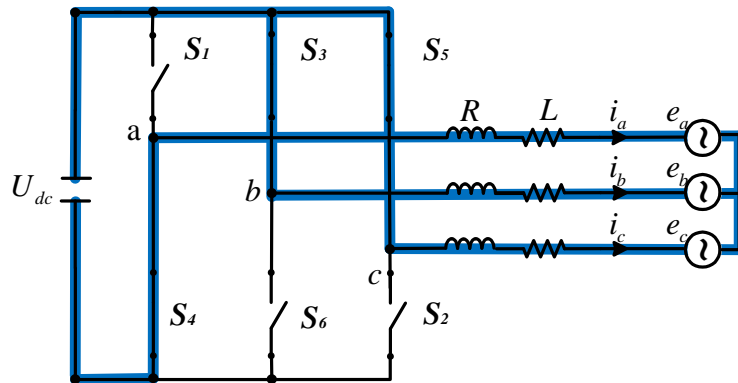
Σχήμα 3.8 Διακοπτική κατάσταση (000)



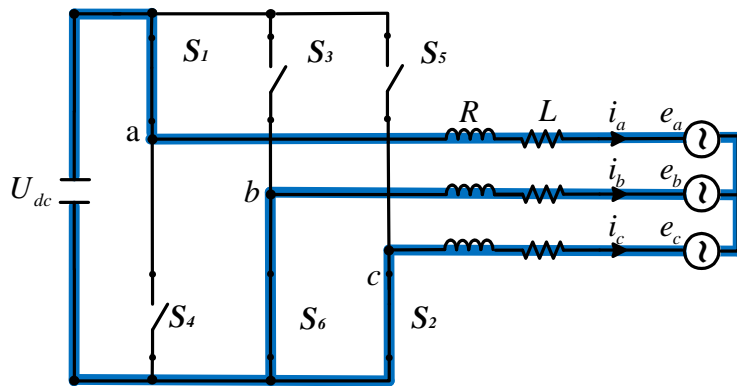
Σχήμα 3.9 Διακοπτική κατάσταση (001)



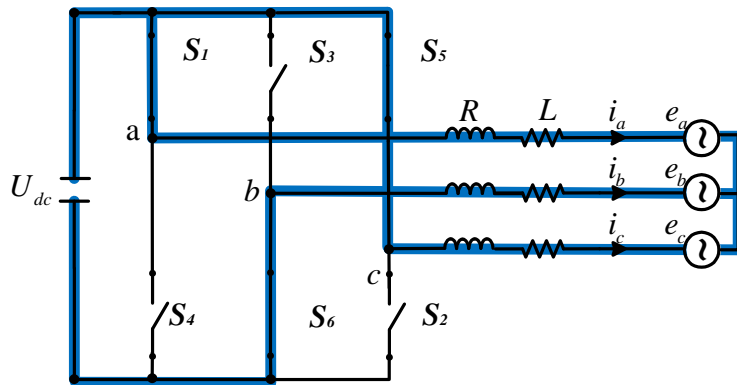
Σχήμα 3.10 Διακοπτική κατάσταση (010)



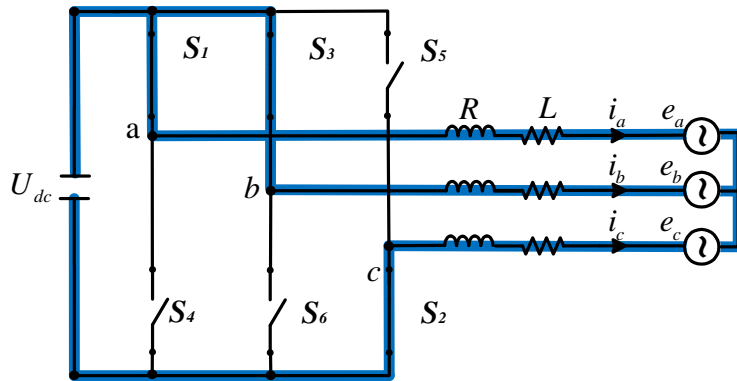
Σχήμα 3.11 Διακοπτική κατάσταση (011)



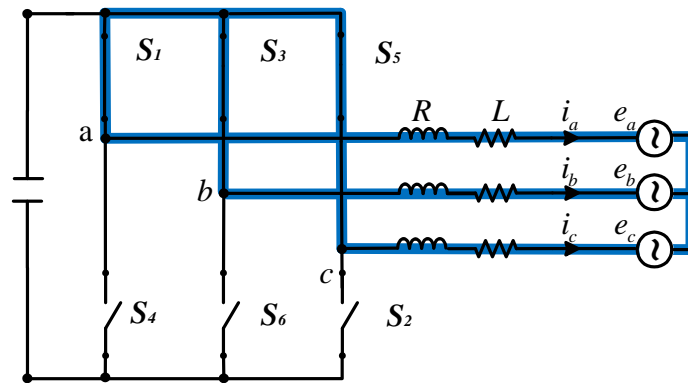
Σχήμα 3.12 Διακοπτική κατάσταση (100)



Σχήμα 3.13 Διακοπτική κατάσταση (101)



Σχήμα 3.14 Διακοπτική κατάσταση (110)



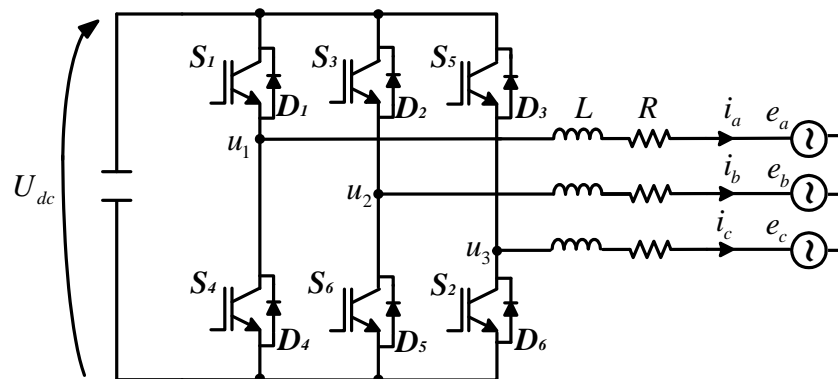
Σχήμα 3.15 Διακοπτική κατάσταση (111)

3.3 Ανάλυση του μαθηματικού μοντέλου του κυκλώματος

3.3.1 Εξισώσεις συνεχούς χρόνου

Στο σημείο αυτό θα εξάγουμε τις μαθηματικές εξισώσεις που χαρακτηρίζουν το κύκλωμα που μελετάμε. Σκοπός μας είναι να καταλήξουμε στις εξισώσεις κατάστασης, τις οποίες και θα χρησιμοποιήσουμε στη συνέχεια για τις ανάγκες του ελέγχου που θα εφαρμόσουμε στο κύκλωμα αυτό.

Από το κύκλωμα του σχήματος 3.14 μπορούμε να εξάγουμε τις ακόλουθες σχέσεις



Σχήμα 3.16 Τριφασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης (VSI)

Για τις τάσεις u_1 , u_2 και u_3 έχουμε

$$\begin{cases} u_1 = f_1 \cdot U_{dc} \\ u_2 = f_2 \cdot U_{dc} \\ u_3 = f_3 \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (3.1), \text{ όπου} \quad \begin{cases} f_1 = \frac{2 \cdot S_1 - (S_2 + S_3)}{3} \\ f_2 = \frac{2 \cdot S_2 - (S_1 + S_3)}{3} \\ f_3 = \frac{2 \cdot S_3 - (S_1 + S_2)}{3} \end{cases} \quad (3.2) \text{ με } f_k \in \left\{ 0, \pm \frac{1}{3}, \pm \frac{2}{3} \right\}, k = 1, 2, 3$$

Η εξίσωση του κυκλώματος είναι $\vec{u}_{123} = R \cdot \vec{i}_{abc} + L \cdot \frac{d\vec{i}_{abc}}{dt} + \vec{e}_{abc}$ σε διανυσματική μορφή ή ισοδύναμα

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Μετασχηματίζοντας τη σχέση (3) από abc σε αβ0 σύμφωνα με το μετασχηματισμό Clarke παίρνουμε

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

ή αντίστοιχα $\vec{U}_{\alpha\beta} = R \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + L \cdot \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \vec{e}_{\alpha\beta}$ σε διανυσματική μορφή.

Μετασχηματίζοντας και τις σχέσεις (1) και (2) κατά τον ίδιο τρόπο παίρνουμε

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.5), \text{ όπου} \quad \begin{cases} f_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot (2 \cdot S_1 - S_2 - S_3) \\ f_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (3.6)$$

Έτσι η εξίσωση (4) παίρνει τελικά την ακόλουθη μορφή

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Η ενεργός και η άεργος ισχύς εισόδου του κυκλώματος προκύπτουν από τις ακόλουθες εκφράσεις

$$\begin{cases} P = U_\alpha \cdot i_\alpha + U_\beta \cdot i_\beta \\ Q = U_\beta \cdot i_\alpha - U_\alpha \cdot i_\beta \end{cases} \quad (3.8)$$

3.3.2 Εξισώσεις διακριτού χρόνου

Ο έλεγχος που θα εφαρμόσουμε στο σύστημά μας είναι ψηφιακός, κάτι που σημαίνει πως χρειαζόμαστε μία περιγραφή του κυκλώματος σε διακριτό χρόνο ούτως ώστε να τον εφαρμόσουμε. Όπως κάναμε και νωρίτερα στην περίπτωση του ανορθωτή, θα χρησιμοποιήσουμε τις εξισώσεις συνεχούς χρόνου που έχουμε διατυπώσει μέχρι τώρα για να καταλήξουμε στις ζητούμενες εξισώσεις διακριτού χρόνου.

Θεωρούμε και πάλι την εξίσωση (3.4) του κυκλώματός μας

$$\begin{cases} u_\alpha = R \cdot i_\alpha + L \cdot \frac{di_\alpha}{dt} + e_\alpha \\ u_\beta = R \cdot i_\beta + L \cdot \frac{di_\beta}{dt} + e_\beta \end{cases} \text{ και επιλύοντας ως προς } \frac{di}{dt} \text{ παίρνουμε}$$

$$\begin{cases} L \cdot \frac{di_\alpha}{dt} = -R \cdot i_\alpha - e_\alpha + u_\alpha \\ L \cdot \frac{di_\beta}{dt} = -R \cdot i_\beta - e_\beta + u_\beta \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} L \cdot \frac{di_\alpha}{dt} = -R \cdot i_\alpha - e_\alpha + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot f_\alpha \\ L \cdot \frac{di_\beta}{dt} = -R \cdot i_\beta - e_\beta + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{dc} \cdot f_\beta \end{cases} \quad (3.9)$$

Για αρκούντως μικρό χρόνο δειγματοληψίας T_s μπορούμε να κάνουμε την παραδοχή

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s}, \text{ σύμφωνα με την οποία οι εξισώσεις (3.9) μετατρέπονται ισοδύναμα στις}$$

ακόλουθες εξισώσεις διακριτού χρόνου

$$\begin{cases} I_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot I_\alpha(k) + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_s}{L} \cdot V_{dc} \cdot f_\alpha - \frac{T_s}{L} \cdot e_\alpha \\ I_\beta(k+1) = \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot I_\beta(k) + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_s}{L} \cdot V_{dc} \cdot f_\beta - \frac{T_s}{L} \cdot e_\beta \end{cases} \quad (3.10)$$

Με βάση τα παραπάνω οι εκφράσεις της ενεργού και άεργου ισχύος γράφονται σε διακριτή μορφή

$$\begin{cases} P(k) = e_{\alpha}(k) \cdot I_{\alpha}(k) + e_{\beta}(k) \cdot I_{\beta}(k) \\ Q(k) = e_{\beta}(k) \cdot I_{\alpha}(k) - e_{\alpha}(k) \cdot I_{\beta}(k) \end{cases} \quad (3.11)$$

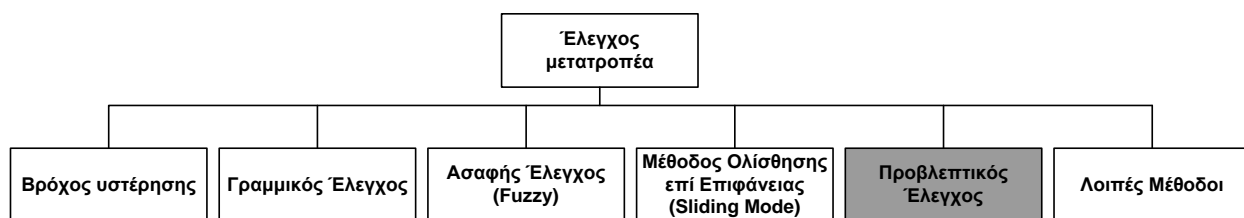
Τις σχέσεις αυτές θα χρησιμοποιήσουμε στη συνέχεια, όπως θα αναλυθεί στο επόμενο κεφάλαιο όπου παρουσιάζεται λεπτομερώς τόσο η θεωρητική προσέγγιση όσο και η πρακτική εφαρμογή της στρατηγικής ελέγχου που έχουμε επιλέξει για τη διάταξή μας.

Κεφάλαιο 4

Προβλεπτικός Έλεγχος

4.1 Εισαγωγή

Με την πάροδο του χρόνου έχουν αναπτυχθεί πολλές διαφορετικές τεχνικές ελέγχου των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος με κοινό σκοπό όλων τη βελτιστοποίηση της απόδοσης τους σε όρους αποτελεσματικότητας και ποιότητας ισχύος. Η ραγδαία μάλιστα εξέλιξη των επεξεργαστικών πόρων δίνει τη δυνατότητα για την εφαρμογή όλο και πιο πολύπλοκων αλλά και αποτελεσματικών ταυτόχρονα τεχνικών ελέγχου. Στο κεφάλαιο αυτό θα μελετήσουμε μια τεχνική ελέγχου η οποία αν και πρωτοσυζητήθηκε αρκετά χρόνια πριν (δεκαετία 1970), εντούτοις δεν έχει ακόμα χρησιμοποιηθεί σε μεγάλο βαθμό στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος. Πρόκειται για την τεχνική του προβλεπτικού ελέγχου, η οποία όπως θα δούμε στη συνέχεια είναι μια γενικότερη ιδέα η οποία υποδιαιρείται περαιτέρω σε διάφορες μεθόδους ελέγχου.



Σχήμα 4.1 Κυριότερες τεχνικές ελέγχου μετατροπέων ισχύος

4.2 Προβλεπτικός έλεγχος

4.2.1 Γενικά χαρακτηριστικά του προβλεπτικού ελέγχου

Σε γενικές γραμμές προβλεπτικός έλεγχος μπορεί να θεωρηθεί οποιοσδήποτε αλγόριθμος χρησιμοποιεί ένα μοντέλο του εξεταζόμενου συστήματος για να προβλέψει την μελλοντική συμπεριφορά του και επιλέγει την καταλληλότερη κίνηση ελέγχου βασιζόμενος σε κάποιο κριτήριο βελτιστοποίησης.

Οι ιδέες που κυριαρχούν σε μικρότερο ή μεγαλύτερο βαθμό σε όλη την οικογένεια του προβλεπτικού ελέγχου είναι βασικά

- Σαφής χρήση ενός μοντέλου για την πρόβλεψη της εξόδου μιας διεργασίας σε μελλοντικές χρονικές στιγμές (ορίζοντας)
- Υπολογισμός μιας ακολουθίας ελέγχου η οποία ελαχιστοποιεί μια αντικειμενική συνάρτηση
- Στρατηγική υποχώρησης, σύμφωνα με την οποία σε κάθε χρονική στιγμή ο ορίζοντας μετατοπίζεται προς το μέλλον, ενώ παράλληλα εφαρμόζεται η πρώτη κίνηση ελέγχου της ακολουθίας που υπολογίζεται σε κάθε βήμα ^[22]

4.2.2 Κυριότερες μέθοδοι προβλεπτικού ελέγχου

Συνοπτικά θα μπορούσαμε να κάνουμε την ακόλουθη κατηγοριοποίηση όσον αφορά τις μεθόδους ελέγχου που υπάγονται στην κατηγορία του προβλεπτικού ελέγχου ^[39]

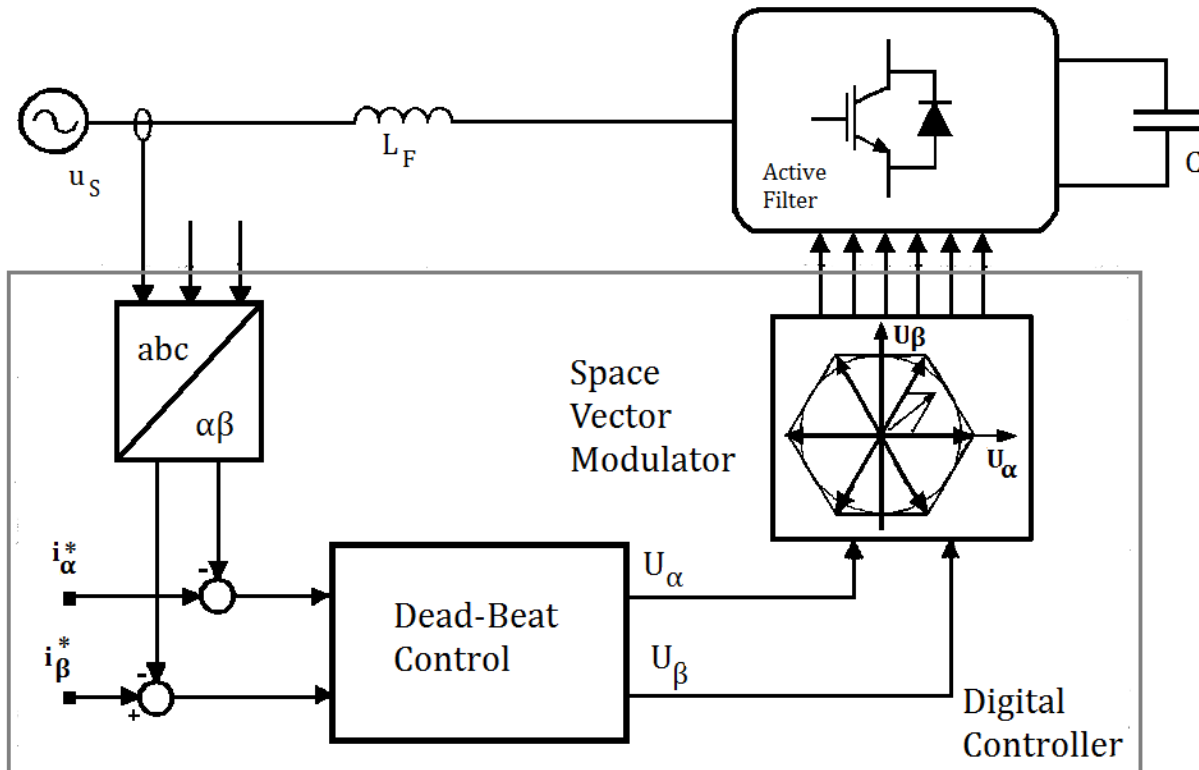


Σχήμα 4.2 Κατηγοριοποίηση μεθόδων προβλεπτικού ελέγχου

4.2.2.1 Ελεγκτής τελεσφόρου χτυπήματος (dead-beat controller)

Ένας από τους πρώτους προβλεπτικούς ελεγκτές που χρησιμοποιήθηκαν σε μετατροπείς ισχύος είναι ο λεγόμενος ελεγκτής τελεσφόρου χτυπήματος (dead-beat controller)[σχήμα 4.3] , ο οποίος εξαλείφει τον κλασικό γραμμικό ελεγκτή χρησιμοποιώντας ένα προβλεπτικό μοντέλο του συστήματος. Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται για να υπολογιστεί η απαιτούμενη αναφορά τάσης έτσι ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή τιμή αναφοράς μιας συγκεκριμένης μεταβλητής (συνήθως του ρεύματος). Η προβλεπόμενη αναφορά παράγεται αργότερα από τον μετατροπέα μέσω ενός σταδίου διαμόρφωσης. Ένα σημαντικό πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι πως δε χρειάζεται μέτρηση της τάσης για να παράγει την αναφορά του ρεύματος. Ο αλγόριθμος του ελεγκτή τελεσφόρου χτυπήματος επιτρέπει μια εκτίμηση της στιγμιαίας τιμής της τάσης βασιζόμενος στις προηγούμενες περιόδους διαμόρφωσης. Η εκτίμηση αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης για την παραγωγή της τιμής αναφοράς του ρεύματος. Εντούτοις η έμφυτη καθυστέρηση λόγω του απαραίτητου χρόνου υπολογισμών είναι οπωσδήποτε ένα σοβαρό μειονέκτημα της μεθόδου. Στο ακόλουθο σχήμα βλέπουμε μια κλασική υλοποίηση dead-beat

ελέγχου ρεύματος ο οποίος συνδυάζεται με την space vector τεχνική για τη διαμόρφωση των παλμών ελέγχου του μετατροπέα. [26]-[28]

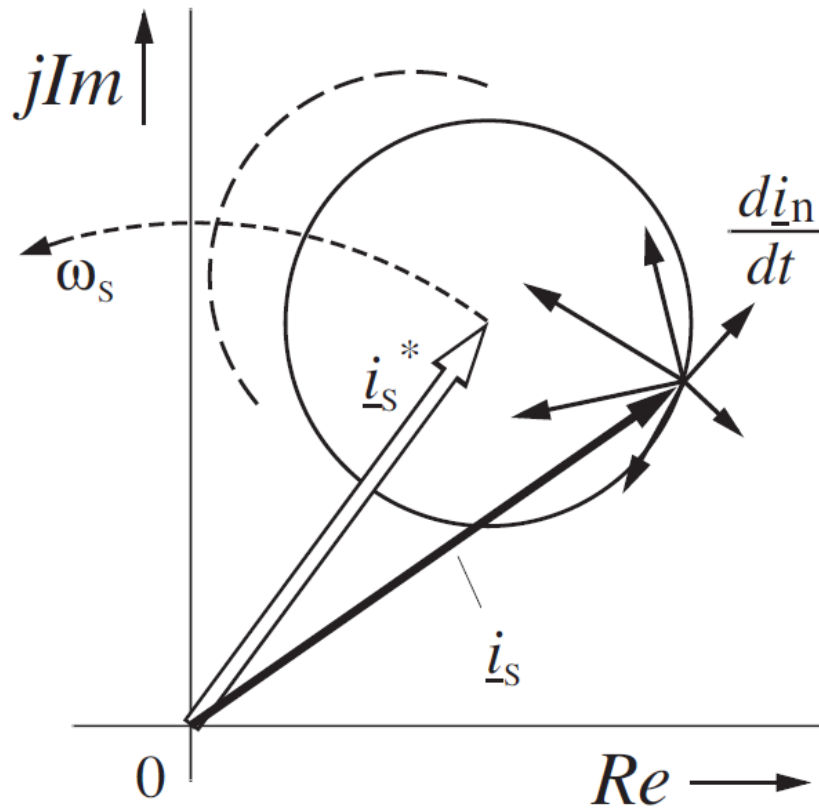


Σχήμα 4.3 Ελεγκτής τελεσφόρου χτυπήματος (dead beat controller) σε PWM μετατροπέα

4.2.2.2 Προβλεπτικός έλεγχος υστέρησης και προβλεπτικός έλεγχος τροχιάς

Οι επόμενες δύο κατηγορίες (hysteresis based και trajectory based predictive control), έχουν αρκετές ομοιότητες μεταξύ τους. Ο προβλεπτικός έλεγχος βασισμένος σε υστέρηση προσπαθεί να κρατήσει τις ελεγχόμενες μεταβλητές του εκάστοτε συστήματος μέσα στα όρια μιας συγκεκριμένης περιοχής. Η πιο απλή μορφή αυτής της αρχής είναι ο λεγόμενος ‘bang – bang ελεγκτής’. Ο συγκεκριμένος ελεγκτής αν και δεν κατατάσσεται ανάμεσα στους προβλεπτικούς ελεγκτές στη βιβλιογραφία, εντούτοις έχει σαφή χαρακτηριστικά ενός τυπικού προβλεπτικού ελεγκτή. Σαν παράδειγμα μπορούμε να θεωρήσουμε έναν μετατροπέα στον οποίο οι διακοπτικοί χρόνοι καθορίζονται από κατάλληλα όρια σφαλμάτων. Όπως φαίνεται στην εικόνα 3.4 υπάρχει ένα κυκλικό σύνορο, η θέση του οποίου καθορίζεται από το διάνυσμα αναφοράς του ρεύματος i_s^* . Όταν το διάνυσμα του ρεύματος i_s ακουμπήσει το σύνορο, το διάνυσμα της επόμενης διακοπτικής κατάστασης προσδιορίζεται μέσω προβλέψεων και

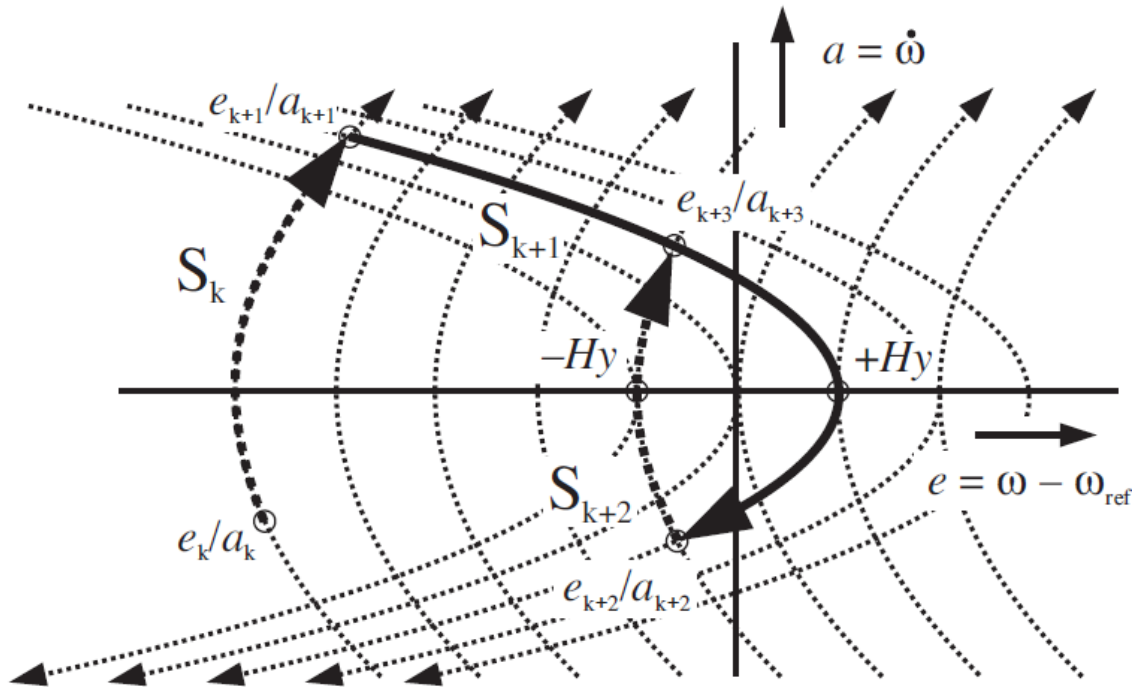
βελτιστοποίησης. Οι τροχιές για το διάνυσμα του ρεύματος κάθε πιθανής διακοπτικής κατάστασης υπολογίζονται και γίνονται προβλέψεις για τα αντίστοιχα χρονικά διαστήματα αγωγής που απαιτούνται για να προσεγγισθούν τα όρια του σφάλματος ξανά. ^[43]



Σχήμα 4.4 Διάνυσμα αναφοράς του ρεύματος \underline{i}_s^* σε προβλεπτικό έλεγχο υστέρησης

Η αρχή λειτουργίας του προβλεπτικού ελέγχου βασισμένου σε τροχιές (trajectory based) από την άλλη είναι να ωθήσει τις μεταβλητές του συστήματος σε προϋπολογισμένες τροχιές. Θα εξηγήσουμε τα βασικά χαρακτηριστικά της μεθόδου αυτής με τη βοήθεια του διαγράμματος του σχήματος 4.5 η οποία αναφέρεται σε έναν αντιστροφέα που χρησιμοποιείται για την οδήγηση ενός κινητήρα. Ξεκινώντας από την αρχική κατάσταση του συστήματος (η οποία στην εικόνα συμβολίζεται ως e_k/a_k), επιλέγεται ένα διάνυσμα τάσης ανάλογα με το αν θέλουμε αύξηση ή μείωση της ροπής του κινητήρα και έτσι καταλήγουμε στην διακοπτική κατάσταση S_k . Η κατάσταση αυτή κινείται πάνω σε μια παραβολή μέχρις ότου φτάσει στο σημείο e_{k+1}/a_{k+1} . Το σημείο αυτό αποτελεί σημείο τομής με άλλη παραβολή, η οποία αντιπροσωπεύει τη διακοπτική κατάσταση S_{k+1} και διέρχεται από το σημείο $+H_y$. Η διαδρομή

αυτή έχει προϋπολογιστεί ως η βέλτιστη διακοπτική στιγμή για να προσεγγιστεί το επιθυμητό σημείο $+H_y$ το ταχύτερο δυνατό. Έτσι επιλέγεται η κατάσταση S_{k+1} . Είναι προφανές πως με τον αλγόριθμο αυτό βασιζόμαστε στην κύρια αρχή του προβλεπτικού ελέγχου που είναι φυσικά η πρόγνωση του συστήματος και η αξιοποίησή της στον προϋπολογισμό των βέλτιστων διακοπτικών καταστάσεων. ^[43]



Σχήμα 4.5 Προϋπολογισμένες τροχιές της μεθόδου trajectory based predictive control

4.2.2.3 Προβλεπτικός Έλεγχος Βασισμένος σε Μοντέλο

Μια άλλη προσέγγιση είναι ο Προβλεπτικός Έλεγχος Βασισμένος σε Μοντέλο (Model Based Predictive Control – MPC), σύμφωνα με την οποία θεωρούμε ένα μοντέλο του συστήματος για να προβλέψουμε την μελλοντική συμπεριφορά συγκεκριμένων μεταβλητών σε κάποιο χρονικό διάστημα, το οποίο πρέπει να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του χρόνου δειγματοληψίας. Οι προβλέψεις αυτές αξιολογούνται βάσει μιας συνάρτησης κόστους και στην συνέχεια η ακολουθία που ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους επιλέγεται, εξασφαλίζοντας έτσι τις μελλοντικές κινήσεις ελέγχου. Μόνο η πρώτη τιμή της ακολουθίας όμως εφαρμόζεται και ο αλγόριθμος υπολογίζεται ξανά σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας.

Ο βασισμένος σε μοντέλο προβλεπτικός έλεγχος (MPC) έχει αρκετά πλεονεκτήματα όπως είναι η εύκολη συμπερίληψη μη γραμμικοτήτων του μοντέλου και περιορισμών. Το σχέδιο αυτό όμως έχει περιορισμένες εφαρμογές στον έλεγχο μετατροπών ισχύος και στην οδήγηση μηχανών λόγω του μεγάλου όγκου υπολογισμών που πρέπει να γίνουν για να λυθεί το πρόβλημα βελτιστοποίησης σε πραγματικό χρόνο, κάτι που δεν είναι συμβατό με τους μικρούς χρόνους δειγματοληψίας που επιλέγονται στον έλεγχο μετατροπών. ^{[20]-[25]}

Μία λύση στο πρόβλημα αυτό είναι να γίνει η επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης σε μη πραγματικό χρόνο (offline) , περίπτωση κατά την οποία ο MPC υλοποιείται σαν δυαδικό δέντρο αναζήτησης και ο χρόνος υπολογισμών μειώνεται , καθιστώντας έτσι δυνατή τη χρήση του MPC για οδήγηση μηχανών. Πιο συγκεκριμένα μπορούμε να θεωρήσουμε πως η λύση του προβλήματος βελτιστοποίησης είναι τμηματικά affine στο χώρο κατάστασης. Χρησιμοποιώντας το διάλυμα κατάστασης $x(t)$ ως παράμετρο του προβλήματος βελτιστοποίησης και όχι ως μεταβλητή κατάστασης μπορούμε τελικά να μειώσουμε σημαντικά τους απαιτούμενους υπολογισμούς για τη λύση του προβλήματος τετραγωνικού προγραμματισμού. ^[43]

Επίσης υπάρχει η λύση του γενικευμένου προβλεπτικού ελέγχου (Generalized Predictive Control – GPC), όπου το πρόβλημα βελτιστοποίησης επιλύεται με αναλυτικές μεθόδους, καταλήγοντας έτσι σε ένα γραμμικό ελεγκτή . Εντούτοις με τη μέθοδο του γενικευμένου προβλεπτικού ελέγχου είναι πολύ δύσκολο να συμπεριληφθούν περιορισμοί και μη γραμμικότητες του συστήματος. ^{[29]-[30]}

Τέλος , μία προσέγγιση για την εφαρμογή του MPC σε μετατροπείς ισχύος και σε κυκλώματα οδήγησης μηχανών βασίζεται στην εκμετάλλευση του έμφυτου διακριτού χαρακτήρα των μετατροπών ισχύος. Δεδομένου ότι αυτοί έχουν πεπερασμένο αριθμό διακοπτικών καταστάσεων , το πρόβλημα της βελτιστοποίησης του βασισμένου σε μοντέλο προβλεπτικού ελεγκτή μπορεί να απλοποιηθεί και να περιοριστεί στην πρόβλεψη της συμπεριφοράς του συστήματος μόνο για τις επιτρεπτές αυτές καταστάσεις. Στη συνέχεια κάθε πρόβλεψη χρησιμοποιείται για την αξιολόγηση μιας συνάρτησης κόστους (γνωστής και ως συνάρτησης απόφασης ή συνάρτησης ποιότητας) και κατά συνέπεια η κατάσταση με το ελάχιστο κόστος επιλέγεται και παράγεται. Η προσέγγιση αυτή είναι γνωστή ως Βασισμένος σε Μοντέλο Προβλεπτικός Έλεγχος Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (Finite Control Set – MPC ή απλώς FCS-MPC) , αφού οι πιθανές ενέργειες ελέγχου είναι πεπερασμένες. Η μέθοδος αυτή , την οποία θα χρησιμοποιήσουμε και εμείς για τον έλεγχο του κυκλώματός μας , έχει εφαρμοστεί επιτυχώς σε μια ευρεία γκάμα εφαρμογών μετατροπών ισχύος και οδήγησης μηχανών. ^{[31]-[35]}

4.3 Αρχή λειτουργίας του Βασισμένου σε Μοντέλο Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)

Ο έλεγχος ενός μετατροπέα ισχύος ή ενός κυκλώματος οδήγησης μπορεί να ορισθεί ως ο καθορισμός μιας κατάλληλης ενέργειας ελέγχου $S(t)$ (συνήθως είναι οι παλμοί ελέγχου των διακοπών του μετατροπέα) η οποία θα οδηγήσει μια γενική μεταβλητή του συστήματος $x(t)$ όσο το δυνατόν πλησιέστερα σε μία επιθυμητή τιμή αναφοράς $x^*(t)$. Ας θεωρήσουμε την ποσοτική συμπεριφορά της $x(t)$ και της τακτικά δειγματοληπτούμενης τιμής της $x(t_k)$ σε μία περίοδο δειγματοληψίας T_s για ένα σύστημα με πεπερασμένο πλήθος κινήσεων ελέγχου n , όπως απεικονίζεται στο σχήμα 4.6 (α), όπου οι μετρήσεις, οι υπολογισμοί και η εκτέλεση των εντολών ελέγχου πραγματοποιούνται ακαριαία (ιδανική περίπτωση). Αφού το σύνολο εντολών ελέγχου είναι πεπερασμένο σε πλήθος S_i , με $i = 1, \dots, n$, όλες οι κινήσεις ελέγχου μπορούν να αξιολογηθούν μαζί με την μετρούμενη τιμή $x(t_k)$ βάσει μιας συνάρτησης πρόβλεψης f_p για την πρόβλεψη όλων των πιθανών μεταβάσεων του συστήματος $x_{pi}(t_{k+1}) = f_p\{x(t_k), S_i\}$, για $i = 1, \dots, n$.

Αυτή η συνάρτηση πρόβλεψης εξάγεται απευθείας από το διακριτό μοντέλο και τις παραμέτρους του συστήματος. Για τον προσδιορισμό της ενέργειας ελέγχου που πρέπει να επιλεγεί ορίζουμε μια συνάρτηση κόστους f_g , η οποία συνήθως εξαρτάται από την επιθυμητή τιμή αναφοράς και τις προβλέψεις $g_i = f_g\{x^*(t_{k+1}), x_{pi}(t_{k+1})\}$, για $i = 1, \dots, n$. Πρέπει να σημειωθεί ότι χρειαζόμαστε και την μελλοντική τιμή αναφοράς $x^*(t_{k+1})$, η οποία μπορεί να θεωρηθεί ίση με την παρούσα τιμή αναφοράς $x^*(t_k)$, εφόσον η περίοδος δειγματοληψίας T_s είναι αρκούντως μικρή συγκρινόμενη με τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Έτσι θεωρούμε τελικά σταθερή αναφορά στο διάστημα T_s . Αν όμως χρειαστεί σε εντόνως δυναμικά συστήματα, η μελλοντική τιμή αναφοράς $x^*(t_{k+1})$ μπορεί να εκτιμηθεί μέσω κατάλληλων μεθόδων παρέκτασης.

Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα για την επιλογή της f_g θα ήταν το απόλυτο σφάλμα μεταξύ της πρόβλεψης και της τιμής αναφοράς $g_i = |x^*(t_{k+1}) - x_{pi}(t_{k+1})|$. Η αξιολόγηση της συνάρτησης κόστους για n προβλέψεις θα οδηγήσει σε n διαφορετικά κόστη. Όπως είναι φυσικό, η ενέργεια ελέγχου που οδηγεί στο ελάχιστο κόστος ($\min\{g_i, i = 1, \dots, n\}$) επιλέγεται για να ελέγξει το σύστημα.

Βασιζόμενοι στο παράδειγμα που φαίνεται στο διάγραμμα του σχήματος 4.6 (α), η προβλεπόμενη τιμή $x_{p3}(t_{k+1})$ είναι η πλησιέστερη στην τιμή αναφοράς $x^*(t_{k+1})$, έτσι επιλέγεται ο S_3 και εφαρμόζεται τη στιγμή $t = t_k$. Ακολουθώντας το ίδιο κριτήριο ο S_2 επιλέγεται και εφαρμόζεται τη στιγμή $t = t_{k+1}$.

Όμως η ιδανική θεωρητικά περίπτωση κατά την οποία οι μεταβλητές μπορούν να μετρηθούν, προβλεφτούν και ελεγχθούν ακαριαία τη στιγμή $t = t_k$ δεν είναι υλοποιήσιμη σε εφαρμογές πραγματικού χρόνου. Παρόλα αυτά το πρόβλημα αυτό μπορεί να ξεπεραστεί αν θεωρήσουμε μία πρόβλεψη δύο βημάτων μπροστά, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.6 (β), στο οποίο καθορίζεται η εντολή ελέγχου $S(t_{k+1})$ που πρόκειται να εφαρμοστεί στην επόμενη στιγμή δειγματοληψίας. Με τον τρόπο αυτό μια ολόκληρη περίοδος δειγματοληψίας T_s είναι διαθέσιμη για εκτελεστεί ο αλγόριθμος. Φυσικά η περίοδος δειγματοληψίας θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από το άθροισμα των χρόνων μέτρησης, υπολογισμών και εκτέλεσης.

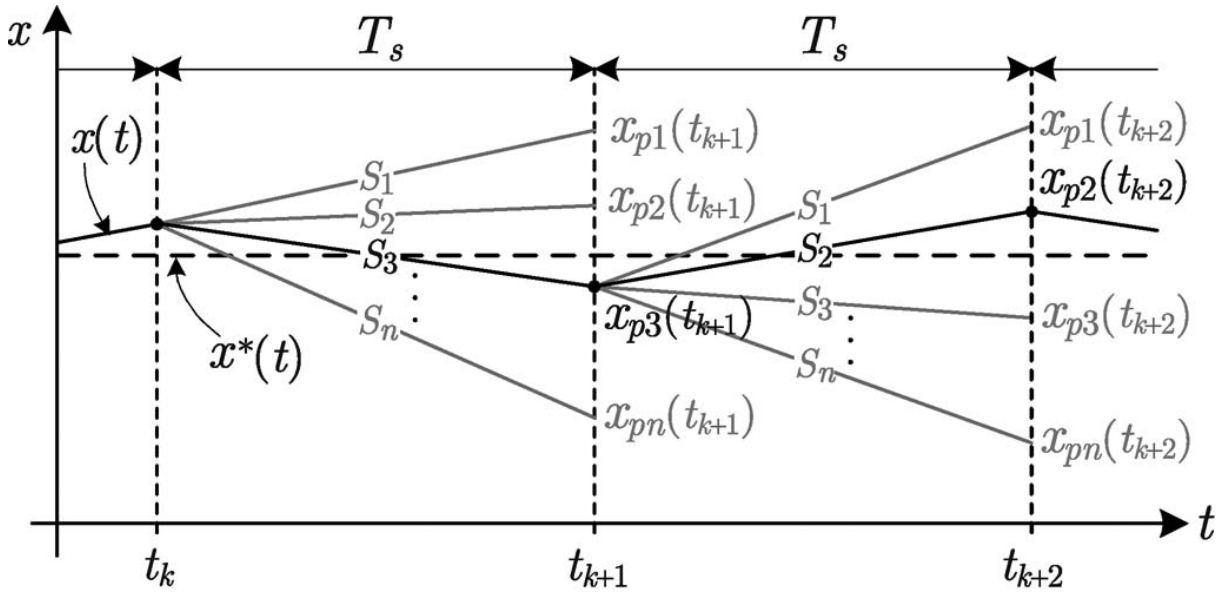
Υποθέτουμε ότι τη χρονική στιγμή δειγματοληψίας t_k , παίρνουμε μια μέτρηση $x(t_k)$ και η ήδη υπολογισμένη ενέργεια ελέγχου $S(t_k)$ εφαρμόζεται. Έχοντας την πληροφορία αυτή και το μοντέλο του συστήματος μπορεί να γίνει μια πρώτη πρόβλεψη για να εξασφαλίσουμε την μελλοντική τιμή $x(t_{k+1})$ -- αυτό είναι το πρώτο βήμα της πρόβλεψης. Στη συνέχεια ξεκινώντας από την προβλεπόμενη τιμή $x(t_{k+1})$ τρέχουμε τον FCS-MPC αλγόριθμο για τις n πιθανές καταστάσεις και καταλήγουμε στη βέλτιστη επιλογή $S(t_{k+1})$ -- αυτό είναι το δεύτερο βήμα της πρόβλεψης. Οι δύο προβλέψεις πραγματοποιούνται κατά τη διάρκεια της πρώτης περιόδου δειγματοληψίας και κατά τη στιγμή $t = t_{k+1}$ η επιλεγμένη βέλτιστη κίνηση $S(t_{k+1})$ εφαρμόζεται ενώ ταυτόχρονα η μεταβλητή $x(t_{k+1})$ μετριέται για να επαναληφθεί ο αλγόριθμος.

Όπως φαίνεται και στο παράδειγμα του σχήματος 4.6 (β) υπάρχει μόνο μία πρόβλεψη για το πρώτο βήμα η οποία προκύπτει από την επιλεγμένη ενέργεια ελέγχου $S(t_k) = S_3$ που καθορίστηκε στην προηγούμενη εκτέλεση του αλγορίθμου, ενώ η $S(t_{k+1}) = S_2$ επιλέγεται από τις n συνολικές προβλέψεις για το δεύτερο βήμα.

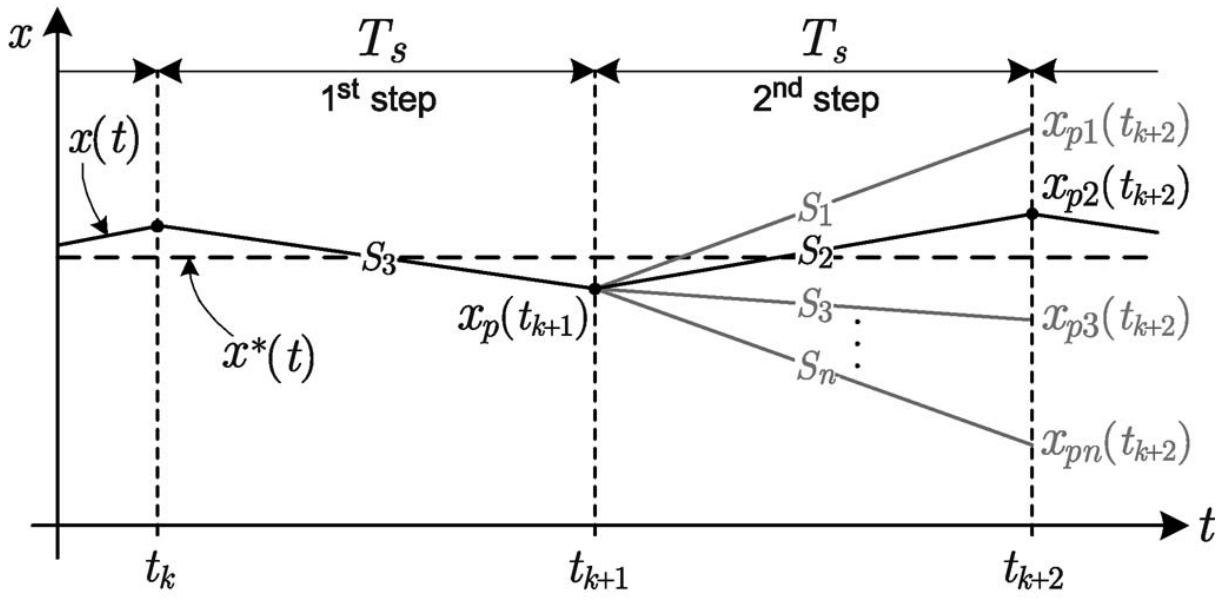
Ένα απλοποιημένο δομικό διάγραμμα ελέγχου και ο αντίστοιχος αλγόριθμος για την εκτέλεση του FCS-MPC σε πραγματικό χρόνο φαίνονται στα σχήματα 4.7 και 4.8 αντίστοιχα, θεωρώντας μια γενική μεταβλητή $x(t)$. Αξίζει να αναφερθεί πως η συγκεκριμένη τεχνική ελέγχου δεν περιορίζεται σε μία μόνο μεταβλητή. Αντιθέτως πολλαπλές μεταβλητές, περιορισμοί του συστήματος, διαταραχές, κορεσμοί και γενικότερα οποιοδήποτε χαρακτηριστικό μπορεί να μοντελοποιηθεί μαθηματικά και να μετρηθεί, μπορεί να συμπεριληφθεί στο προβλεπτικό μοντέλο και τη συνάρτηση κόστους. Αυτή είναι η βάση της τεράστιας ευελιξίας και των δυνατοτήτων ελέγχου που μπορούν να επιτευχθούν με τον βασισμένο σε μοντέλο προβλεπτικό έλεγχο πεπερασμένου συνόλου ελέγχου.

Επιπλέον το γεγονός πως οι μετατροπείς ισχύος έχουν περιορισμένο αριθμό διακοπτικών καταστάσεων (συνόλου ελέγχου) καθιστά εφικτή την εκτέλεση της μεθόδου αυτής με τους υπάρχοντες μικροεπεξεργαστικούς πόρους. Εφόσον μόνο ένα διακριτό μοντέλο του συστήματος είναι απαραίτητο, αντί για κάποιο προσεγγιστικά γραμμικό μοντέλο σε συνδυασμό με πολύπλοκες τεχνικές σχεδίασης

συστημάτων ελέγχου και αλγόριθμους διαμόρφωσης, μπορούμε να πετύχουμε μια απλούστερη και αμεσότερη σχεδίαση και εκτέλεση για τον ελεγκτή μας.^[31]

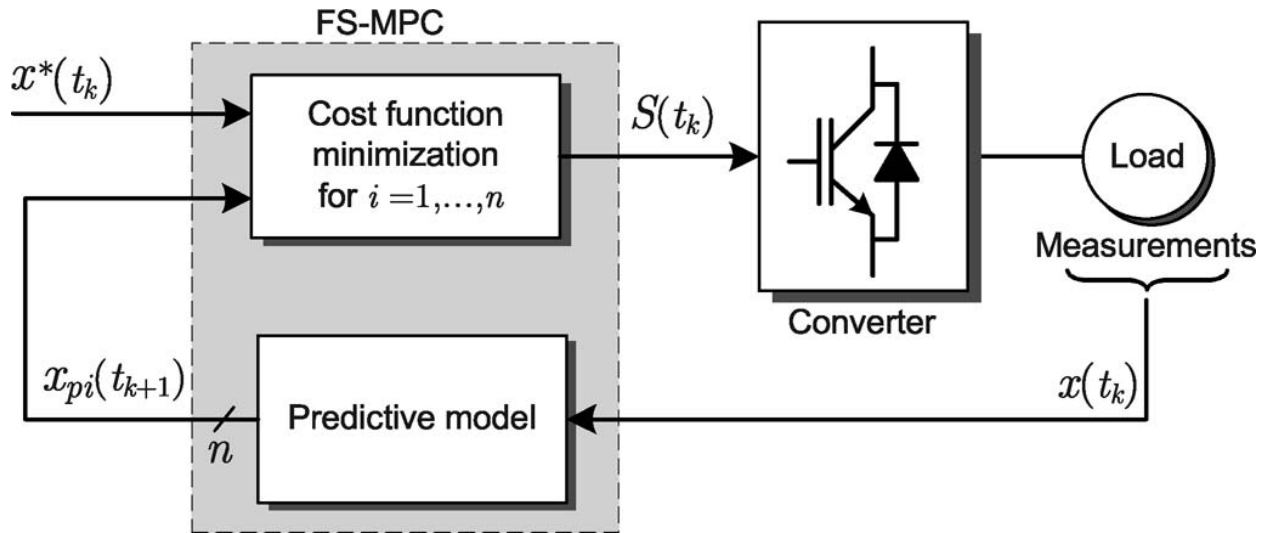


(a)

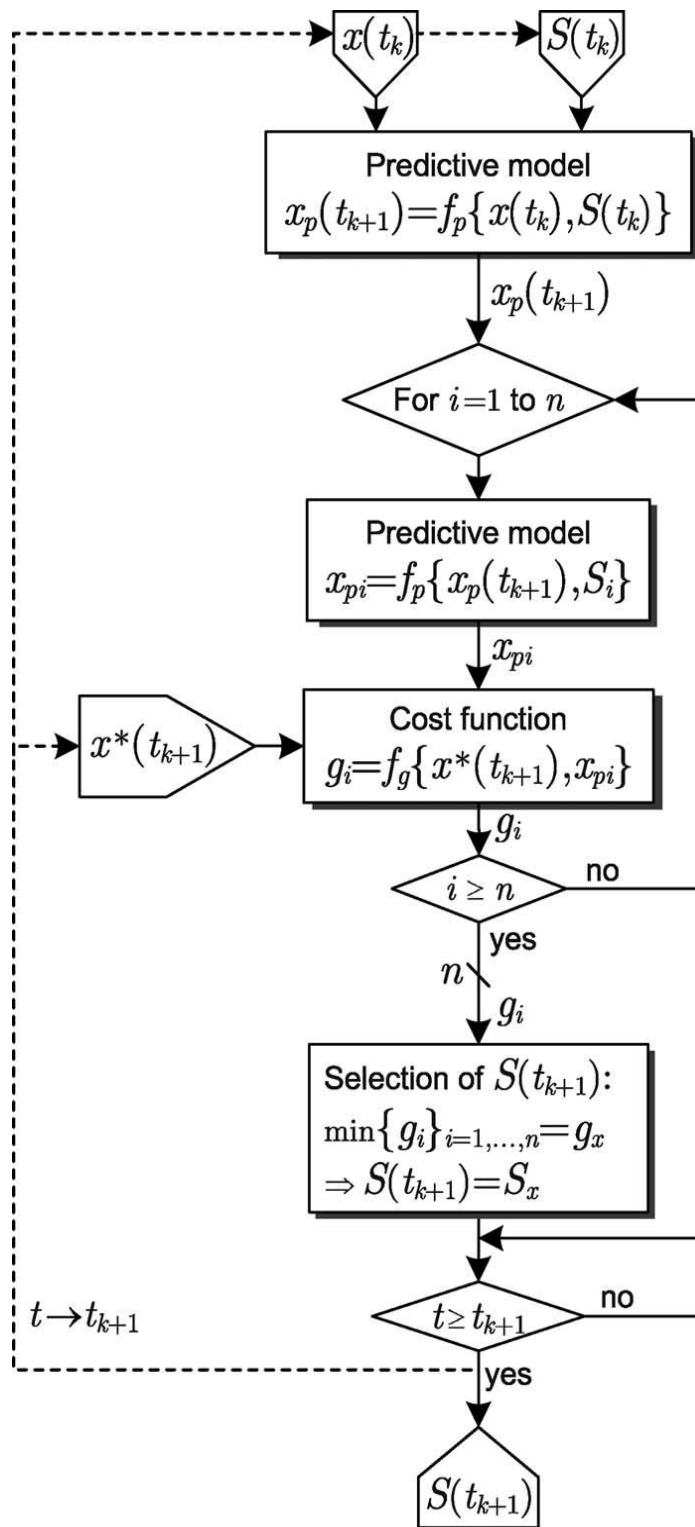


(b)

Σχήμα 4.6 Αρχή λειτουργίας του FCS – MPC (α) Ιδανική θεωρητική περίπτωση (β) Υλοποιήσιμη περίπτωση^[31]



Σχήμα 4.7 Δομικό διάγραμμα ελέγχου FCS – MPC^[33]



Σχήμα 4.8 Γενικός αλγόριθμος FCS – MPC ^[31]

Κεφάλαιο 5

Εφαρμογή των Προτεινόμενων Τεχνικών Ελέγχου στον AC/DC/AC μετατροπέα

Έχοντας αναλύσει την αρχή λειτουργίας του FCS – MPC στη γενική περίπτωση , θα δούμε τώρα πώς εφαρμόζεται στην τοπολογία που εξετάζουμε στην εργασία αυτή. Ακολουθώντας την ίδια προσέγγιση με τα προηγούμενα κεφάλαια , όπου αναλύσαμε κάθε κύκλωμα του συνολικού AC/DC/AC μετατροπέα ξεχωριστά θα αναλύσουμε την εφαρμογή του FCS – MPC αλγορίθμου ξεχωριστά στον αντιστροφέα και τον ανορθωτή.

5.1 Έλεγχος ισχύος του αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων με FCS – MPC

Το πρόβλημα ελέγχου της ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα με τη μέθοδο του FCS – MPC προκύπτει κατευθείαν από την γενική αρχή λειτουργίας του κυκλώματος η οποία αναλύθηκε στο κεφάλαιο 2.

Στην περίπτωση μας θα χρησιμοποιήσουμε δύο μεταβλητές $x_1(t)$ και $x_2(t)$, οι οποίες θα είναι η ενεργός και άεργος ισχύς εξόδου αντίστοιχα. Οι κινήσεις ελέγχου $S(t)$ αναπαριστούν τώρα τις διακοπτικές καταστάσεις (S_i , όπου $i = 0, \dots, 7$) του μετατροπέα.

Το προβλεπτικό μοντέλο αντιστοιχεί στο μοντέλο διακριτού χρόνου του κυκλώματος , έχοντας λάβει υπόψη την προσέγγιση Euler για τη χρονική παράγωγο του ρεύματος , το οποίο όπως είδαμε και στο κεφάλαιο 2 αποτελείται από τις ακόλουθες εξισώσεις

$$\begin{cases} I_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot I_\alpha(k) + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_s}{L} \cdot V_{dc} \cdot f_\alpha - \frac{T_s}{L} \cdot e_\alpha \\ I_\beta(k+1) = \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot I_\beta(k) + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_s}{L} \cdot V_{dc} \cdot f_\beta - \frac{T_s}{L} \cdot e_\beta \end{cases} \quad (5.1 \alpha)$$

Το παραπάνω ζεύγος εξισώσεων μπορεί ισοδύναμα να γραφτεί ως

$$\begin{cases} I_{\alpha}(k+1) = \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot I_{\alpha}(k) + \frac{T_s}{L} \cdot \text{real}(v_i(k+1) - e_{\alpha}) \\ I_{\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{R \cdot T_s}{L}\right) \cdot I_{\beta}(k) + \frac{T_s}{L} \cdot \text{imag}(v_i(k+1) - e_{\beta}) \end{cases} \quad (5.1 \beta)$$

όπου I_{α} και I_{β} οι συνιστώσες του μετρούμενου ρεύματος I_s ($I_s = I_{\alpha} + j \cdot I_{\beta}$), ενώ v_i είναι το διάνυσμα της τάσης που παράγεται από τις διακοπτικές καταστάσεις S_i για $i = 0, \dots, 7$

και για το οποίο ισχύει $v_i = S_i \cdot V_{dc}$.

Επίσης έχουμε τις ακόλουθες εκφράσεις για την ενεργό και άεργο ισχύ εξόδου αντίστοιχα

$$\begin{cases} P(k+1) = e_{\alpha}(k+1) \cdot I_{\alpha}(k+1) + e_{\beta}(k+1) \cdot I_{\beta}(k+1) \\ Q(k+1) = e_{\beta}(k+1) \cdot I_{\alpha}(k+1) - e_{\alpha}(k+1) \cdot I_{\beta}(k+1) \end{cases} \quad (5.2)$$

Στον προτεινόμενο αλγόριθμο ελέγχου η σχέση (5.1α) αξιολογείται για κάθε ένα από τα 7 πιθανά διανύσματα τάσης v_i δίνοντας 7 διαφορετικές προβλέψεις για τα ρεύματα I_{α} και I_{β} .

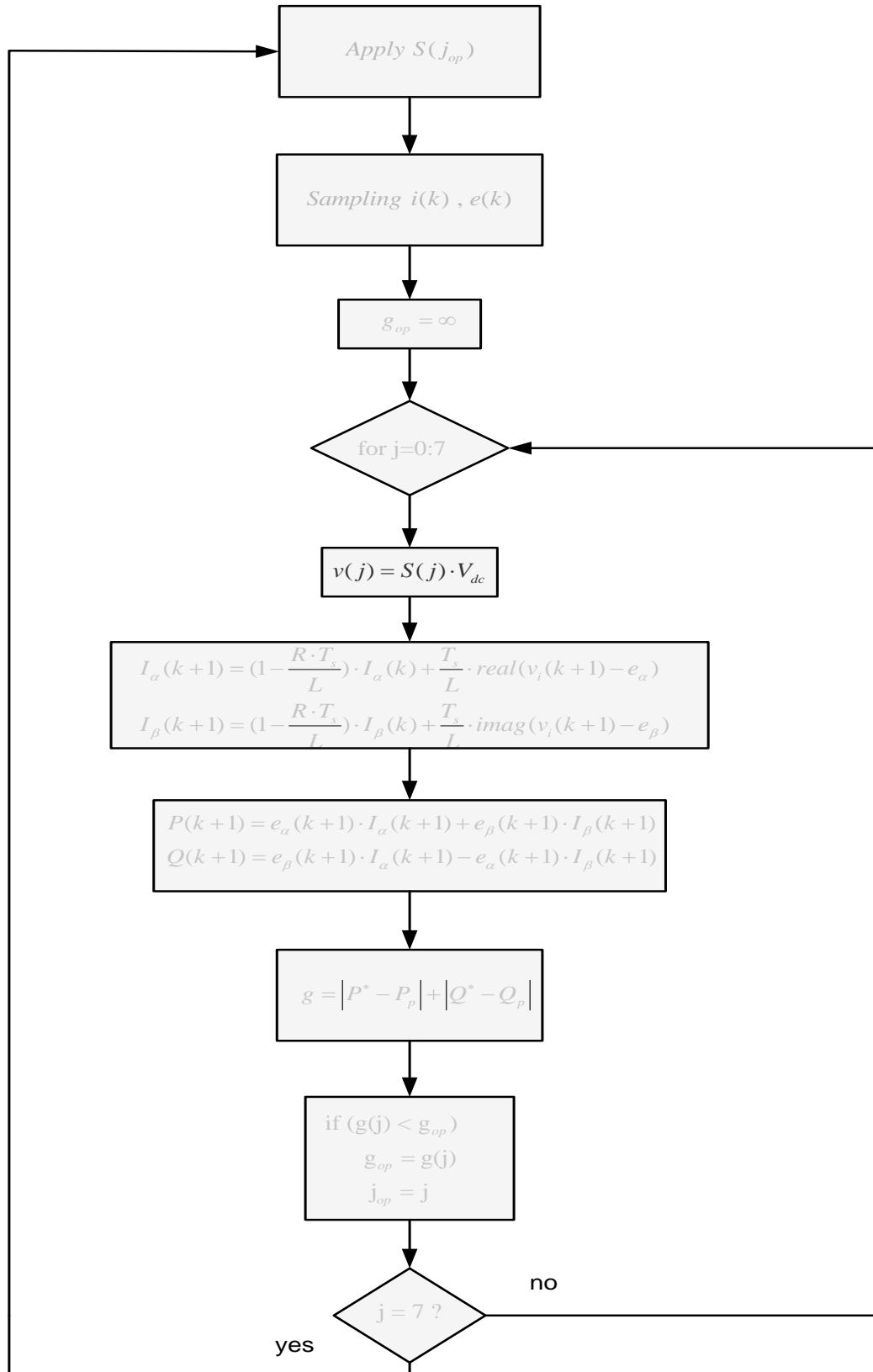
Οι προβλέψεις αυτές υπεισέρχονται στις σχέσεις (5.2) όπου υπολογίζονται οι προβλεπόμενες τιμές της ενεργού και άεργου ισχύος $P(k+1)$ και $Q(k+1)$. Το διάνυσμα τάσης του οποίου η πρόβλεψη ρεύματος και κατά συνέπεια ενεργού και άεργου ισχύος είναι πλησιέστερη στην επιθυμητή τιμή αναφοράς εφαρμόζεται τελικά στην επόμενη χρονική στιγμή δειγματοληψίας.

Τελικά η συνάρτηση κόστους που πρέπει να ελαχιστοποιηθεί λοιπόν είναι η

$$g = |P^* - P_p| + |Q^* - Q_p| \quad (5.3)$$

, όπου P^*, Q^* οι τιμές αναφοράς και P_p, Q_p οι προβλεπόμενες τιμές.

Ο παραπάνω αλγόριθμος μπορεί να συνοψιστεί στο ακόλουθο διάγραμμα ροής



Σχήμα 5.1 Αλγόριθμος ελέγχου του αντιστροφέα

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί πως ο αλγόριθμος του FCS – MPC δεν προκαλεί κάποια εναλλαγή της διακοπτικής κατάστασης σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας . Έτσι η μέση διακοπτική συχνότητα είναι μεταβαλλόμενη , κάτι που μας οδηγεί σε ένα ευρύ φάσμα του ρεύματος στο πεδίο της συχνότητας. Το μειονέκτημα όμως αυτό μπορεί να αντισταθμιστεί με διάφορες μεθόδους , τις οποίες θα συζητήσουμε σε επόμενη ενότητα.

5.2 Έλεγχος ισχύος του διακοπτικού ανορθωτή με τη μέθοδο του Βασισμένου σε μοντέλο Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)

Σε αναγεννητικές εφαρμογές χρησιμοποιούνται συνήθως active front-end (AFE) ανορθωτές σε σειρά με αντιστροφείς. Το πιο κρίσιμο σημείο της μεθόδου ελέγχου είναι ο συγχρονισμός του συστήματος με την τάση παροχής και ο έλεγχος της τάσης στον dc σύνδεσμο. Αυτό συνήθως πραγματοποιείται είτε με έλεγχο της τάσης (voltage oriented control) είτε με έλεγχο της ισχύος (direct power control).

Εμείς θα ελέγξουμε με τη μέθοδο του FCS – MPC απευθείας την ενεργό και άεργο ισχύ του συστήματος έτσι ώστε η συνάρτηση κόστους να αξιολογεί το σφάλμα στην ισχύ εισόδου . Σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας η στρατηγική ελέγχου επιλέγει την κατάλληλη διακοπτική κατάσταση και την επιβάλλει στο επόμενο χρονικό διάστημα.

Ο προτεινόμενος προβλεπτικός έλεγχος ισχύος δεν χρησιμοποιεί εσωτερικούς βρόχους ελέγχου (control loops) ούτε χρειάζεται εξωτερικούς διαμορφωτές. Τα ρεύματα διαμορφώνονται με τον απευθείας έλεγχο της ενεργού και άεργου ισχύος. Το μπλοκ

Σύμφωνα με τα παραπάνω η συνάρτηση κόστους στην περίπτωση μας θα είναι η

$$g = |P^* - P_p| + |Q^* - Q_p| \quad (5.4)$$

, όπου P^*, Q^* οι τιμές αναφοράς και P_p, Q_p οι προβλεπόμενες τιμές.

Ως τιμή αναφοράς για την άεργο ισχύ συνήθως θέτουμε $Q^* = 0$. Τότε η συνάρτηση κόστους γίνεται ισοδύναμα

$$g = |P^* - P_p| + |Q_p| \quad (5.5)$$

Υπάρχουν όμως περιπτώσεις, οι οποίες θα συζητηθούν παρακάτω, κατά τις οποίες θέλουμε την παραγωγή ή την απορρόφηση άεργου ισχύος από το κύκλωμά μας.

Η τιμή αναφοράς για την ενεργό ισχύ P^* προκύπτει από την ισχύ που χρειάζεται για τον έλεγχο της τάσης του πυκνωτή στον dc σύνδεσμο, πρόκειται δηλαδή για την ενεργό ισχύ που απαιτείται στην είσοδο του κυκλώματος ούτως ώστε να διατηρηθεί η τάση στον dc σύνδεσμο όσο το δυνατόν πλησιέστερα στην τιμή αναφοράς V_{dc}^* . Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται ένας ελεγκτής PI. Η έξοδος του PI ελεγκτή αντιστοιχεί στην ισχύ που απαιτείται για να αντισταθμιστεί το σφάλμα στο dc σύνδεσμο.

Οι προβλέψεις για την ενεργό και άεργο ισχύ P_p και Q_p αντίστοιχα προκύπτουν από την μετρούμενη τάση $v_s(t_k)$ και ρεύμα $i_s(t_k)$ της παροχής σε συνδυασμό με τις διακοπτικές καταστάσεις του προβλεπτικού μοντέλου του AFE και τις σύνθετες αντιστάσεις RL εισόδου του κυκλώματος.

Οι υπολογισμοί αυτοί γίνονται με βάση τις εξισώσεις διακριτού χρόνου που αναλύσαμε στο κεφάλαιο 3.

Έχουμε λοιπόν

$$\begin{cases} I_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{R_s \cdot T_s}{L_s}\right) \cdot I_\alpha(k) - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_s}{L_s} \cdot U_{dc}(k) \cdot f_\alpha + \frac{T_s}{L_s} \cdot V_\alpha(k) \\ I_\beta(k+1) = \left(1 - \frac{R_s \cdot T_s}{L_s}\right) \cdot I_\beta(k) - \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_s}{L_s} \cdot U_{dc}(k) \cdot f_\beta + \frac{T_s}{L_s} \cdot V_\beta(k) \end{cases} \quad (5.6)$$

ενώ για αρκούντως μικρό χρόνο δειγματοληψίας T_s , μπορεί να υποτεθεί πως

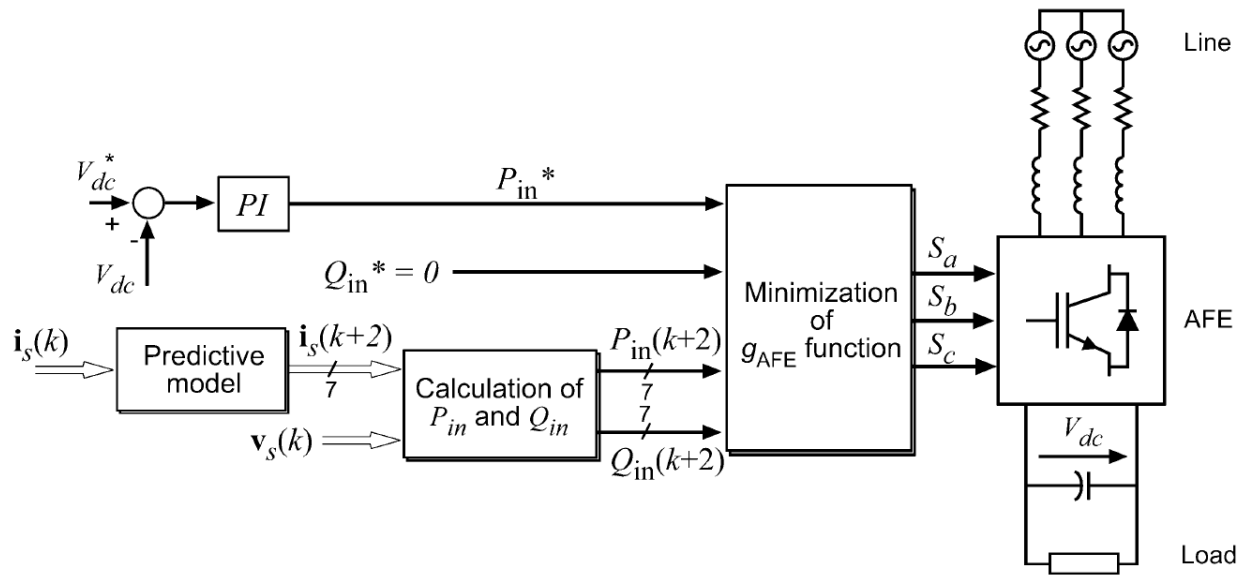
$$v_s(k+1) \approx v_s(k), \text{ δηλαδή } \begin{cases} V_\alpha(k+1) \approx V_\alpha(k) \\ V_\beta(k+1) \approx V_\beta(k) \end{cases} \quad (5.7)$$

Εντούτοις αν ο χρόνος δειγματοληψίας δεν είναι αρκετά μικρός ώστε να θεωρήσουμε την τάση της πηγής v_s σταθερή ανάμεσα σε δύο διαστήματα δειγματοληψίας, τότε η μελλοντική τάση $v_s(k+1)$ μπορεί να υπολογιστεί αντισταθμίζοντας τη γωνία του διανύσματος τάσης για μια περίοδο δειγματοληψίας με βάση την ακόλουθη σχέση

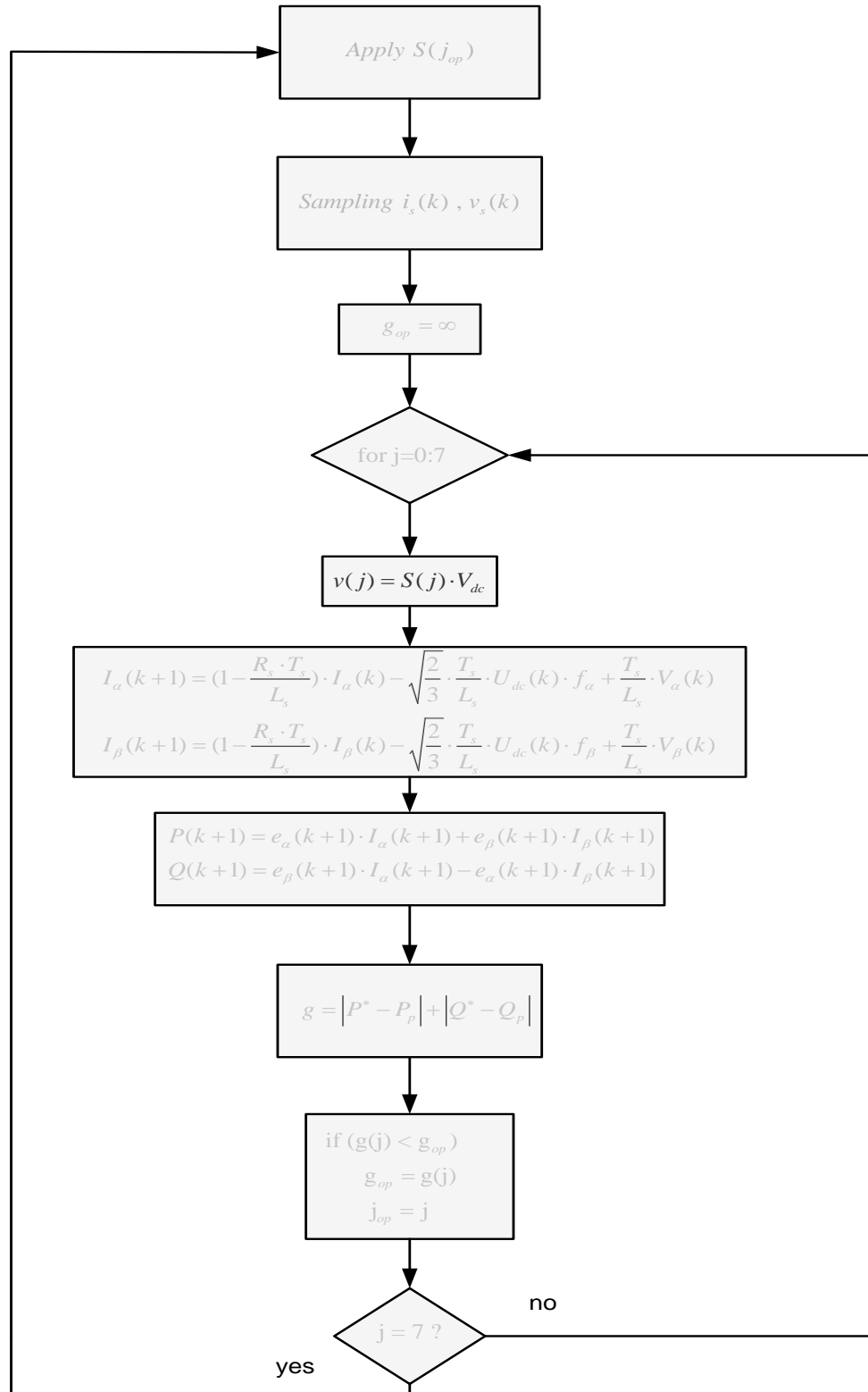
$v_s(k+1) = v_s(k) \cdot e^{j\Delta\theta}$ (4.8), όπου $\Delta\theta = \omega \cdot T_s$ είναι η διαφορά γωνίας του διανύσματος τάσης της πηγής σε μια περίοδο δειγματοληψίας και ω είναι η γωνιακή συχνότητα της τάσης της πηγής.

Οι προβλέψεις αυτές θα χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό της μελλοντικής ενεργού και άεργου ισχύος $P_m(k+1)$ και $Q_m(k+1)$ αντίστοιχα.

Τα παραπάνω παριστάνονται γραφικά στο ακόλουθο σχήμα. Επίσης στο σχήμα 5.3 παριστάνεται ο αλγόριθμος ελέγχου που περιγράψαμε σε μορφή δομικού διαγράμματος.



Σχήμα 5.2 Προτεινόμενη μέθοδος ελέγχου ανορθωτή



Σχήμα 5.3 Αλγόριθμος ελέγχου του ανορθωτή

Αξίζει να σημειωθεί πως ο έλεγχος του αντιστροφέα που περιλαμβάνεται στη διάταξη μας είναι εντελώς αυτόνομος και θα μπορούσε να επικεντρώνεται στον έλεγχο κάποιου άλλου μεγέθους, όπως για παράδειγμα του ρεύματος. Παρόλα αυτά εμείς επιλέξαμε την ίδια στρατηγική ελέγχου και για τα δύο κυκλώματα της συνολικής τοπολογίας και χρησιμοποιούμε την ίδια συνάρτηση κόστους και στους δύο ελέγχους.

5.3 Διακοπτική συχνότητα και αποτελεσματικότητα του Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)

Ένα πολύ σημαντικό θέμα στη μετατροπή ισχύος, κυρίως στις εφαρμογές υψηλής ισχύος, είναι η αποτελεσματικότητα του μετατροπέα ισχύος λόγω των απωλειών ισχύος σε λειτουργία μακράς διάρκειας. Οι διακοπτικές απώλειες είναι άμεσα συνδεδεμένες με το ζήτημα αυτό καθώς παράγονται από την αγωγή των διακοπών ισχύος και έτσι αποτελούν άμεση συνέπεια της μεθόδου ελέγχου και διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται.

Στον βασισμένο σε μοντέλο προβλεπτικό έλεγχο πεπερασμένου συνόλου ελέγχου (FCS – MPC) οι διακοπτικές απώλειες μπορούν να ελεγχθούν προσθέτοντας έναν ακόμη όρο στη συνάρτηση κόστους g . Παρακάτω θα αναλύσουμε τρεις σχετικές προσεγγίσεις, συγκεκριμένα την μείωση των μεταβάσεων από αγωγή σε αποκοπή ή το αντίστροφο, προβλέποντας τον αριθμό αλλαγών στην διακοπτική κατάσταση που προκύπτουν από κάθε επιλογή, την πρόβλεψη των διακοπτικών απωλειών που προκαλούνται από κάθε διακοπτική κατάσταση και τη διαβεβαίωση ενός συγκεκριμένου αριθμού μεταγωγών σε ορισμένο χρονικό διάστημα με σκοπό την επίτευξη μιας σταθερής επιβαλλόμενης συχνότητας. Οι τρεις αυτές εναλλακτικές λύσεις αντικατοπτρίζονται στις ακόλουθες τρεις συναρτήσεις κόστους

$$g' = g + \lambda \cdot C_p \quad (1)$$

$$g' = g + \lambda \cdot \sum_{j=1}^n \Delta i_{cp}(j) \cdot \Delta v_{cep}(j) \quad (2)$$

$$g' = g + \lambda \cdot \left| \bar{f}_{sw}^* - \frac{1}{\Delta t} \sum_{i=0}^{\frac{\Delta t}{T_s}-1} C(t_{k-i}) \right| \quad (3)$$

Στις παραπάνω σχέσεις το λ είναι ένας συντελεστής βάρους.

Στην (1) ο όρος C_p συμβολίζει τον αριθμό των μεταβάσεων που προκαλούνται από την αλλαγή της παρούσας διακοπτικής κατάστασης στην επόμενη. Αυτή η προσθήκη στη συνάρτηση κόστους οδηγεί στην αποφυγή εκείνων των διακοπτικών καταστάσεων που θα προκαλέσουν τις περισσότερες μεταβάσεις.

Στη δεύτερη περίπτωση, στην συνάρτηση κόστους (2) δηλαδή, οι όροι $\Delta i_{cp}(j)$ και $\Delta v_{cep}(j)$ αντιστοιχούν στις προβλεπόμενες αλλαγές στο ρεύμα του συλλέκτη και στην τάση συλλέκτη – εκπομπού του ημιαγωγού j , θεωρώντας έναν μετατροπέα με n ημιαγωγούς. Έτσι οι διακοπτικές απώλειες, οι οποίες είναι ανάλογες του γινομένου $\Delta i_c \cdot \Delta v_{ce}$ για κάθε ημιαγωγό, συμπεριλαμβάνονται ευθέως στη συνάρτηση κόστους. Συνεπώς μεταβάσεις σε διακοπτικές καταστάσεις που συνεπάγονται μικρότερες διακοπτικές απώλειες θα προτιμούνται.

Τέλος η συνάρτηση (3) επιβάλλει μια μέση διακοπτική συχνότητα η οποία δίνεται ως αναφορά $\bar{f}_{sw}^* = C^* / \Delta t$, όπου C^* είναι ο αριθμός των επιθυμητών μεταγωγών κατά το διάστημα Δt , ένα αυθαίρετο χρονικό διάστημα πολλαπλάσιο της περιόδου δειγματοληψίας T_s . Η συχνότητα αναφοράς \bar{f}_{sw}^* αφαιρείται από το άθροισμα του προηγούμενου αριθμού μεταγωγών που πραγματοποιήθηκαν κατά το διάστημα Δt (συμπεριλαμβανομένης της παρούσας πρόβλεψης για μεταβάσεις σε διακοπτικές καταστάσεις που βρίσκονται υπό αξιολόγηση στη συνάρτηση κόστους). Η συνάρτηση αυτή θα επιλέξει τελικά τις διακοπτικές καταστάσεις εκείνες που διατηρούν τη μέση διακοπτική συχνότητα όσο το δυνατόν πλησιέστερα στην επιθυμητή τιμή, ελέγχοντας έτσι τη διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα. [31],[37]

5.4 Διαμόρφωση Φάσματος στη μέθοδο Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)

Όπως αναφέραμε σε προηγούμενη ενότητα, ο FCS – MPC επιλέγει τη βέλτιστη διακοπτική κατάσταση η οποία ελαχιστοποιεί τη συνάρτηση κόστους, με αποτέλεσμα να μην έχουμε καμία μετάβαση σε κάποιες περιόδους δειγματοληψίας. Μάλιστα μια διακοπτική κατάσταση μπορεί να αποτελεί τη βέλτιστη επιλογή για δύο ή και περισσότερες περιόδους δειγματοληψίας. Αυτό μας οδηγεί σε μία μεταβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα, η οποία μπορεί να προκαλέσει συντονισμούς, δονήσεις και ακουστικό θόρυβο ανάλογα με την εφαρμογή.

Το μειονέκτημα αυτό μπορεί να ξεπεραστεί στον FCS – MPC εισάγοντας απλά πληροφορίες για τη συχνότητα στην συνάρτηση απόφασης. Για παράδειγμα ας θεωρήσουμε μια γενική μεταβλητή $x(t)$ με τη μετασηματισμένη στο πεδίο της συχνότητας συνάρτηση κόστους

$$g = F_s \{x^* - x_p\}$$

όπου F_s είναι ένα διακριτό φίλτρο. Θα μπορούσαμε να πούμε πως το φίλτρο αυτό «αποκρύπτει» πληροφορίες στη συνάρτηση κόστους για τις συχνότητες εκείνες για τις οποίες σχεδιάστηκε. Έτσι οι μεταβάσεις ανάμεσα σε διακοπτικές καταστάσεις που παράγουν αρμονικές συνιστώσες σε εκείνες τις συχνότητες επιλέγονται αφού υπάρχει μικρό ή και μηδενικό κόστος συνδεδεμένο με αυτές. Συμπερασματικά το φίλτρο μπορεί να σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να επιβάλλει το επιθυμητό αρμονικό περιεχόμενο στις μεταβλητές του συστήματος, καθιστώντας έτσι δυνατή τη διαμόρφωση του φάσματος.

Όσον αφορά τους μετατροπείς ισχύος, ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει η παραγωγή σταθερής συχνότητας για την οποία να μπορεί να εφαρμοστεί κάποιο ζωνοκοπτικό φίλτρο.

Επίσης αντί για την επιβολή σταθερής διακοπτικής συχνότητας ενδιαφέρον παρουσιάζει και η μείωση του αρμονικού περιεχομένου για λόγους ηλεκτρομαγνητικής παρενόχλησης και συμβατότητας. Στην περίπτωση αυτή όμως πρέπει να εφαρμοστούν άλλου είδους φίλτρα στη συνάρτηση κόστους. ^{[31],[34]}

5.5 Δυνατότητα γενίκευσης της μεθόδου Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Ελέγχου (FCS – MPC)

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ένα από τα κυριότερα πλεονεκτήματα της μεθόδου FCS– MPC (και γενικότερα του βασισμένου σε μοντέλο προβλεπτικού ελέγχου), είναι η ευκολία συμπερίληψης οποιουδήποτε μεγέθους επιθυμούμε να ελέγξουμε στη συνάρτηση κόστους. Σε γενικές γραμμές η μέθοδος αυτή συνοψίζεται στην προσθήκη ενός επιπλέον όρου με την πρόβλεψη της ελεγχόμενης μεταβλητής στη συνάρτηση κόστους. Έτσι ο αλγόριθμος ελέγχου θα συσχετίζει κάποιο κόστος με τις διακοπτικές καταστάσεις που αυξάνουν την τιμή της μεταβλητής x . Η νέα συνάρτηση κόστους θα είναι τότε

$g' = g + \lambda \cdot |x|$, όπου λ είναι ένας συντελεστής βάρους, όπως περιγράφηκε και στις προηγούμενες περιπτώσεις.

Οι μεταβλητές που μπορούν να συμπεριληφθούν στη συνάρτηση κόστους μπορούν μάλιστα να είναι διαφορετικής φύσεως (τάση, ρεύμα, ισχύς, διακοπτικές απώλειες, ροπή κτλ.). Αν λάβουμε όμως υπόψη την μεγάλη διαφορά σε αριθμητική τιμή που έχουν κάποιες μεταβλητές μεταξύ τους (για παράδειγμα το μέγιστο σφάλμα στο ρεύμα μπορεί να είναι 1 A, ενώ στην τάση το σφάλμα μπορεί να είναι 10 V), γίνεται σαφές πως πρέπει να τροποποιήσουμε την έκφραση κάθε μεταβλητής στη συνάρτηση, έτσι ώστε να μην αλλάξει η σχετική σημαντικότητα κάθε μίας σε σχέση με την άλλη.

Ένας απλός τρόπος για να λυθεί αυτό το πρόβλημα είναι η επιλογή κατάλληλων συντελεστών βάρους λ για κάθε μεταβλητή στη συνάρτηση κόστους

$$g = \lambda_x |x^* - x_p| + \lambda_y |y^* - y_p| + \dots + \lambda_z |z^* - z_p|$$

Για να έχουμε όμως το επιθυμητό αποτέλεσμα θα πρέπει να ρυθμιστούν κατάλληλα οι συντελεστές αυτοί, κάτι που μέχρι στιγμής γίνεται περισσότερο εμπειρικά δεδομένης της απουσίας κάποιας αναλυτικής ή αριθμητικής μεθόδου για την εύρεση της βέλτιστης λύσης στο πρόβλημα του FCS – MPC.

Υπάρχουν βέβαια κάποιες κατευθυντήριες γραμμές για τη διαδικασία προσδιορισμού των συντελεστών βάρους στη βιβλιογραφία, εντούτοις το πεδίο αυτό παραμένει ανοιχτό για διερεύνηση στο μέλλον. ^[38]

Ένας άλλος καθοριστικός παράγοντας για τη μέθοδο του FCS – MPC , είναι η επιλογή των επόμενων βημάτων για τα οποία γίνεται πρόβλεψη της συμπεριφοράς των μεταβλητών. Στα πλαίσια της εργασίας αυτής έχουμε ασχοληθεί μόνο με προβλέψεις δύο βημάτων μπροστά. Ωστόσο δεν υπάρχει κανένας θεωρητικός περιορισμός στον αριθμό των προβλέψεων που μπορούν να πραγματοποιηθούν. Μάλιστα είναι αναμενόμενο πως κάνοντας περισσότερες προβλέψεις προκαταβολικά, περικλείονται περισσότερες πληροφορίες για το σύστημα στη συνάρτηση ελέγχου. Η πρακτική όμως υλοποίηση περιορίζεται από τις υπολογιστικές απαιτήσεις του αλγορίθμου, ο οποίος τελικά καθορίζει ένα μέγιστο αριθμό υλοποιήσιμων προβλέψεων. Επίσης έχει παρατηρηθεί πως ενώ η βελτίωση της απόδοσης του συστήματος αν χρησιμοποιήσουμε πρόβλεψη δύο βημάτων αντί για ένα είναι σημαντική, η διαφορά μεταξύ της πρόβλεψης δύο και τριών βημάτων είναι μάλλον αμελητέα. ^{[31]-[41]}

5.6 Εναλλακτική μέθοδος ελέγχου του AC/DC/AC μετατροπέα

Στην ενότητα αυτή θα αναπτύξουμε μια εναλλακτική μέθοδο προβλεπτικού ελέγχου της ισχύος του AC/DC/AC μετατροπέα. Η προτεινόμενη μέθοδος απευθείας ελέγχου της ισχύος (direct power control – DPC) βασίζεται στον υπολογισμό του διανύσματος της τάσης εισόδου ή εξόδου του ανορθωτή ή αντιστροφέα αντίστοιχα, χρησιμοποιώντας έναν προβλεπτικό αλγόριθμο, ο οποίος ωθεί τη στιγμιαία ενεργό και άεργο ισχύ στην τιμή αναφοράς τους σε κάθε στιγμή δειγματοληψίας. Για τις ανάγκες του αλγορίθμου αυτού χρησιμοποιούμε τις μετρούμενες στιγμιαίες τιμές της ενεργού και άεργου ισχύος, τις επιθυμητές τους τιμές καθώς και την τάση της πηγής ως μεταβλητές εισόδου. ^{[46]-[48]}

Στη συνέχεια θα αναλύσουμε την μέθοδο αυτή ξεχωριστά για τον ανορθωτή και τον αντιστροφέα που αποτελούν το συνολικό μας μετατροπέα.

5.6.1 Εφαρμογή προβλεπτικού απευθείας ελέγχου ισχύος (DPC) σε τριφασικό ανορθωτή διακοπτικού τύπου

Όπως είπαμε ως είσοδο του συστήματος ελέγχου του ανορθωτή μας χρησιμοποιούμε τις στιγμιαίες τιμές της ενεργού και άεργου ισχύος καθώς επίσης και τις επιθυμητές τιμές αναφοράς τους. Επίσης χρησιμοποιούμε το διάνυσμα της τάσης που μας παρέχει η πηγή $e_{\alpha\beta}$. Τα παραπάνω συνοψίζονται στο σχήμα 5.4 .

Στην αρχή κάθε περιόδου δειγματοληψίας T_s υπολογίζεται η τάση εισόδου του ανορθωτή $U_{\alpha\beta}$, για την οποία επιτυγχάνεται η εξάλειψη του σφάλματος στις στιγμιαίες τιμές της ενεργού και άεργου ισχύος. Στη συνέχεια χρησιμοποιούμε μια τεχνική της επιλογής μας (στην παρούσα εργασία θα χρησιμοποιήσουμε την μέθοδο της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών – SPWM) για να παράγουμε μια ακολουθία διακοπτικών καταστάσεων η οποία θα επιτυγχάνει το στόχο του ελέγχου με σταθερή διακοπτική συχνότητα. Η στρατηγική αυτή χρειάζεται ένα προβλεπτικό μοντέλο της συμπεριφοράς της στιγμιαίας ισχύος, το οποίο θα περιγράψουμε στα επόμενα βήματα.

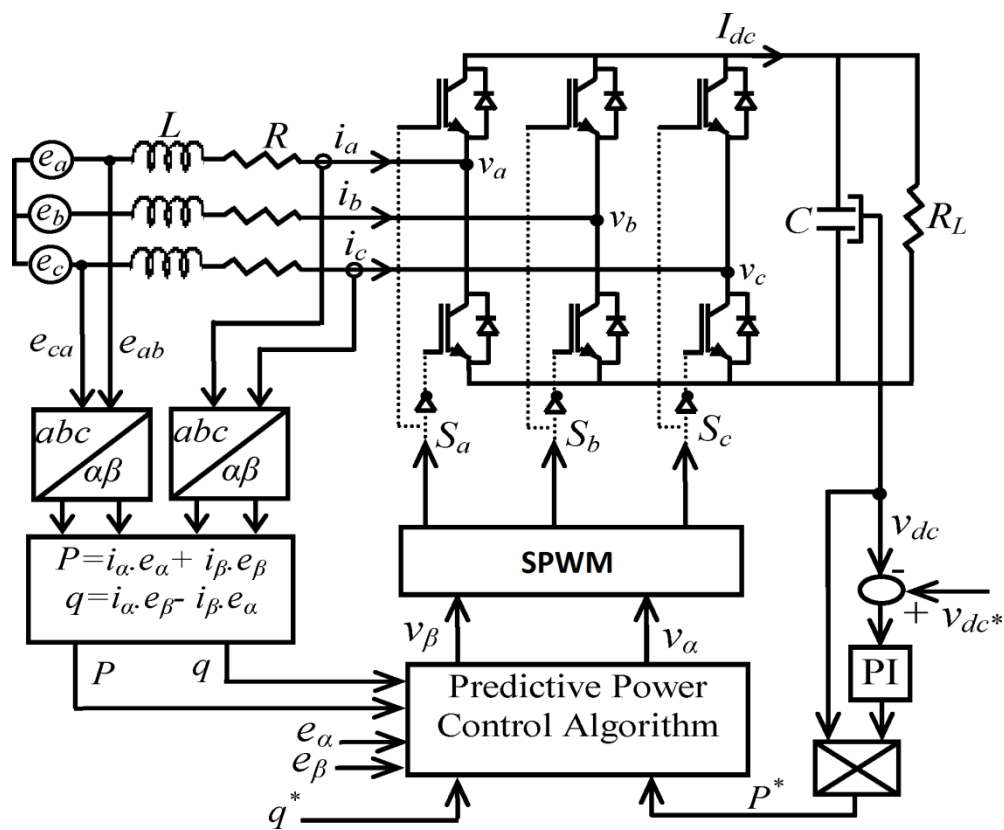
Στο στατό α-β πλαίσιο συντεταγμένων και για συμμετρικό τριφασικό σύστημα η στιγμιαία ενεργός και άεργος ισχύς ορίζονται ως εξής

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

όπου $e_{\alpha\beta} = [e_\alpha \ e_\beta]^T$ και $i_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$ είναι τα διανύσματα της φασικής τάσης και του ρεύματος γραμμής αντίστοιχα, εκφρασμένα σε α - β συντεταγμένες.

Αν υποθέσουμε πως η περίοδος δειγματοληψίας T_s είναι μικρή σε σχέση με την περίοδο της τάσης πηγής, τότε οι συνιστώσες του $e_{\alpha\beta}$ θεωρούνται σταθερές κατά τη διακοπτική περίοδο, δηλαδή ($e_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k)$). Συνεπώς η διακύμανση της ενεργού και άεργου ισχύος ανάμεσα σε δύο διαδοχικές στιγμές δειγματοληψίας μπορεί να εκφραστεί ως εξής

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) & i_\beta(k) \\ i_\beta(k+1) & -i_\alpha(k) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$



Σχήμα 5.4 Διάταξη προβλεπτικού απευθείας ελέγχου της ισχύος (DPC) με ημιτονοειδή διαμόρφωση παλμών (SPWM) σε διακοπτικό ανορθωτή

Με βάση το σχήμα 5.4 οι διαφορικές εξισώσεις του διακοπτικού ανορθωτή μπορούν να εκφραστούν ως εξής

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha}(t) \\ e_{\beta}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Αν αγνοήσουμε την επίδραση της ωμικής αντίστασης R και χρησιμοποιήσουμε μια διακριτή προσέγγιση πρώτης τάξης, τότε η διακύμανση του διανύσματος του ρεύματος εισόδου προκύπτει ως εξής

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k+1) - i_{\beta}(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \left(\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (5.12)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση 5.12 στην 5.10 παίρνουμε την ακόλουθη έκφραση για τη διακύμανση της ενεργού και άεργου ισχύος κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου T_s

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} e_{\alpha} & e_{\beta} \\ e_{\beta} & -e_{\alpha} \end{bmatrix} \times \left(\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (5.13)$$

Εφόσον ο στόχος του ελέγχου είναι να εξισώσει τις τιμές της ενεργού και άεργου ισχύος με τις τιμές αναφοράς τους στην επόμενη στιγμή δειγματοληψίας, αντικαθιστούμε τη σχέση 5.14 στην 5.13

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^*(k+1) \\ Q^*(k+1) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Επιλύοντας την εξίσωση που προκύπτει βρίσκουμε την απαιτούμενη μέση τιμή του διανύσματος της τάσης εισόδου του ανορθωτή

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}(k) \\ u_{\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha}(k) \\ e_{\beta}(k) \end{bmatrix} - \frac{L}{T_s \|e_{\alpha\beta}\|^2} \begin{bmatrix} e_{\alpha}(k) & e_{\beta}(k) \\ e_{\beta}(k) & -e_{\alpha}(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} P^*(k+1) - P(k) \\ Q^*(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

όπου

e_{α}, e_{β} συνιστώσες του διανύσματος τάσης πηγής εκφρασμένες στο στατό πλαίσιο αναφοράς α-β

$\|e_{\alpha\beta}\|$ μέτρο του διανύσματος $e_{\alpha\beta}$

u_{α}, u_{β} διάνυσμα της τάσης εισόδου του διακοπτικού ανορθωτή

T_s διακοπτική περίοδος

P^* , P τιμή αναφοράς και μετρούμενη τιμή της ενεργού ισχύος αντίστοιχα

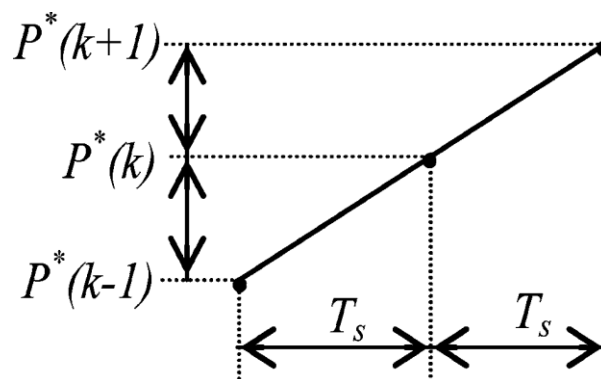
Q^* , Q τιμή αναφοράς και μετρούμενη τιμή της άεργου ισχύος αντίστοιχα

Σε όλες τις υλοποιήσεις του απευθείας ελέγχου της ισχύος (DPC) η εντολή της άεργου ισχύος Q^* δίνεται εξωτερικά του ελεγκτή, συνήθως ίση με μηδέν ούτως ώστε να επιτευχθεί μοναδιαίος συντελεστής ισχύος στον μετατροπέα. Η τιμή αναφοράς για την ενεργό ισχύ P^* προκύπτει από την ισχύ που χρειάζεται για τον έλεγχο της τάσης του πυκνωτή στον dc σύνδεσμο, πρόκειται δηλαδή για την ενεργό ισχύ που απαιτείται στην είσοδο του κυκλώματος ούτως ώστε να διατηρηθεί η τάση στον dc σύνδεσμο όσο το δυνατόν πλησιέστερα στην τιμή αναφοράς V_{dc}^* . Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται ένας ελεγκτής PI. Η έξοδος του PI ελεγκτή αντιστοιχεί στην ισχύ που απαιτείται για να αντισταθμιστεί το σφάλμα στο dc σύνδεσμο.

Αν το σφάλμα προσδιορισμού της τάσης στον ζυγό dc θεωρηθεί σταθερό σε δύο διαδοχικές περιόδους δειγματοληψίας, η εντολή της ενεργού ισχύος για την επόμενη στιγμή δειγματοληψίας ($k+1$) μπορεί να προσδιοριστεί χρησιμοποιώντας γραμμική παρέκταση όπως φαίνεται στο σχήμα 5.5.

Οι εντολές ενεργού και άεργου ισχύος για την επόμενη στιγμή ($k+1$) δίνονται από την ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} P^*(k+1) \\ Q^*(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2P^*(k) - P^*(k-1) \\ Q^*(k) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$



Σχήμα 5.5 Προβλεπτική εκτίμηση τιμής της εντολής ενεργού ισχύος

Ο ψηφιακός προβλεπτικός DPC νόμος ελέγχου που εξασφαλίζει το απαιτούμενο διάνυσμα τάσης εισόδου του ανορθωτή προς εφαρμογή κατά τη διάρκεια κάθε διακοπτικής περιόδου, δίνεται από την ακόλουθη σχέση

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}(k) \\ u_{\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha}(k) \\ e_{\beta}(k) \end{bmatrix} - \frac{L}{T_s \|e_{\alpha\beta}\|^2} \begin{bmatrix} e_{\alpha}(k) & e_{\beta}(k) \\ e_{\beta}(k) & -e_{\alpha}(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta P^*(k+1) + \varepsilon_p(k) \\ \varepsilon_q(k) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Όπου $\varepsilon_p(k)$ και $\varepsilon_q(k)$ είναι τα σφάλματα προσδιορισμού της ενεργού και άεργου ισχύος αντίστοιχα.

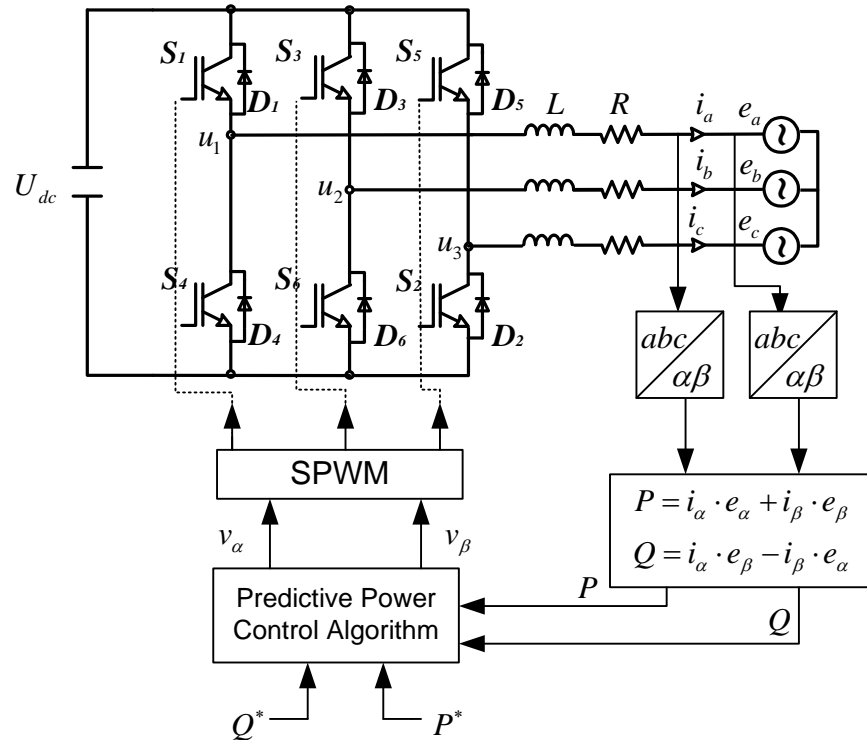
$\Delta P^*(k)$ είναι η πραγματική αλλαγή στην εντολή της ενεργού ισχύος και δίνεται από τη σχέση

$$\Delta P^*(k) = P^*(k) - P^*(k-1). \quad (5.18)$$

5.6.2 Εφαρμογή προβλεπτικού απευθείας ελέγχου ισχύος (DPC) σε τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης

Η μέθοδος του προβλεπτικού DPC εφαρμόζεται κατά τον ίδιο ακριβώς τρόπο στον αντιστροφέα όπως και στον ανορθωτή.

Έχοντας ως βάση την έκφραση της ενεργού και άεργου ισχύος στο στατό πλαίσιο αναφοράς α-β (εξίσωση 5.9), όπως επίσης και τη διακύμανση της ισχύος σε διάστημα μιας περιόδου δειγματοληψίας (εξίσωση 5.10), θα χρησιμοποιήσουμε το μαθηματικό μοντέλο του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης εκφρασμένο στο πλαίσιο αναφοράς α-β για να καταλήξουμε στην έκφραση του επιθυμητού διανύσματος τάσης εξόδου του αντιστροφέα.



Σχήμα 5.6 Διάταξη προβλεπτικού απευθείας ελέγχου της ισχύος (DPC) με ημιτονοειδή διαμόρφωση παλμών (SPWM) σε τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI)

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\alpha}(t) \\ u_{\beta}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{\alpha}(t) \\ e_{\beta}(t) \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_{\alpha}(t) \\ i_{\beta}(t) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Αν αγνοήσουμε και πάλι την επίδραση της ωμικής αντίστασης R και χρησιμοποιήσουμε μια διακριτή προσέγγιση πρώτης τάξης, τότε η διακύμανση του διανύσματος του ρεύματος εξόδου προκύπτει ως εξής

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k+1) - i_{\beta}(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \left(\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (5.20)$$

Με βάση τη σχέση αυτή για τη διακύμανση του ρεύματος, προκύπτει η ακόλουθη έκφραση για τη διακύμανση της ισχύος κατά τη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου T_s

$$\begin{bmatrix} P(k+1) - P(k) \\ Q(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \times \left(\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \right) \quad (5.21)$$

Εξισώνοντας και πάλι τις μετρούμενες τιμές της ενεργού και άεργου ισχύος με τις τιμές αναφοράς

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P^*(k+1) \\ Q^*(k+1) \end{bmatrix}$$

και επιλύοντας την εξίσωση ως προς το διάνυσμα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, παίρνουμε τελικά

$$\begin{bmatrix} u_\alpha(k) \\ u_\beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha(k) \\ e_\beta(k) \end{bmatrix} + \frac{L}{T_s \|e_{\alpha\beta}\|^2} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} P^*(k+1) - P(k) \\ Q^*(k+1) - Q(k) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

όπου

e_α, e_β συνιστώσες του διανύσματος τάσης πηγής εκφρασμένες στο στατό πλαίσιο αναφοράς α-β

$\|e_{\alpha\beta}\|$ μέτρο του διανύσματος $e_{\alpha\beta}$

u_α, u_β διάνυσμα της τάσης εισόδου του διακοπτικού ανορθωτή

T_s διακοπτική περίοδος

P^*, P τιμή αναφοράς και μετρούμενη τιμή της ενεργού ισχύος αντίστοιχα

Q^*, Q τιμή αναφοράς και μετρούμενη τιμή της άεργου ισχύος αντίστοιχα.

Έχοντας καταλήξει στα διανύσματα τάσης που μας εξασφαλίζουν την επιθυμητή ισχύ (σχέσεις 5.17 και 5.22 για τον ανορθωτή και τον αντιστροφέα αντίστοιχα), προχωράμε στην υλοποίηση της τεχνικής ελέγχου μέσω ενός σταδίου διαμόρφωσης. Οι επιλογές για την τεχνική διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθεί είναι πολλές και δεν αλλάζουν τη φιλοσοφία της μεθόδου ελέγχου. ^[43]

Για λόγους απλότητας χρησιμοποιούμε στην εργασία αυτή μία από τις πλέον κλασσικές τεχνικές διαμόρφωσης, την ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM)¹. Θα μπορούσαμε κάλλιστα να χρησιμοποιήσουμε οποιαδήποτε άλλη τεχνική, χωρίς να αλλάξει σημαντικά η συμπεριφορά του κυκλώματός μας.

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν με τις δύο μεθόδους ελέγχου που αναλύσαμε στο κεφάλαιο αυτό, παρουσιάζονται στο επόμενο κεφάλαιο.

¹ Για λόγους συντομίας δεν αναπτύσσεται στην παρούσα εργασία η μέθοδος της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης παλμών. Λεπτομέρειες για τη μέθοδο αυτή μπορεί να αναζητήσει ο ενδιαφερόμενος αναγνώστης στα συγγράματα [1] - [4].

Κεφάλαιο 6

Αποτελέσματα προσομοιώσεων

6.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που πραγματοποιηθήκαν για τη διάταξη που εξετάζουμε στο περιβάλλον του Simulink της προγραμματιστικής πλατφόρμας Matlab (έκδοση R2009b).

Οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις φαίνονται συγκεντρωτικά στους πίνακες 5.1 και 5.2 για τα κυκλώματα του ανορθωτή και του αντιστροφέα αντίστοιχα. Οι προσομοιώσεις επικεντρώθηκαν τόσο στη μόνιμη κατάσταση του συστήματος, όσο και στη δυναμική του συμπεριφορά σε κάποια ενδεικτικά μεταβατικά φαινόμενα που εξετάστηκαν.

Σκοπός μας είναι να διερευνήσουμε κατά πόσο η προτεινόμενη τεχνική του Βασισμένου σε μοντέλο Προβλεπτικού Ελέγχου Πεπερασμένου Συνόλου Καταστάσεων (FCS – MPC) αποδίδει ικανοποιητικά αποτελέσματα στον έλεγχο της ισχύος εισόδου και εξόδου του AC/DC/AC μετατροπέα.

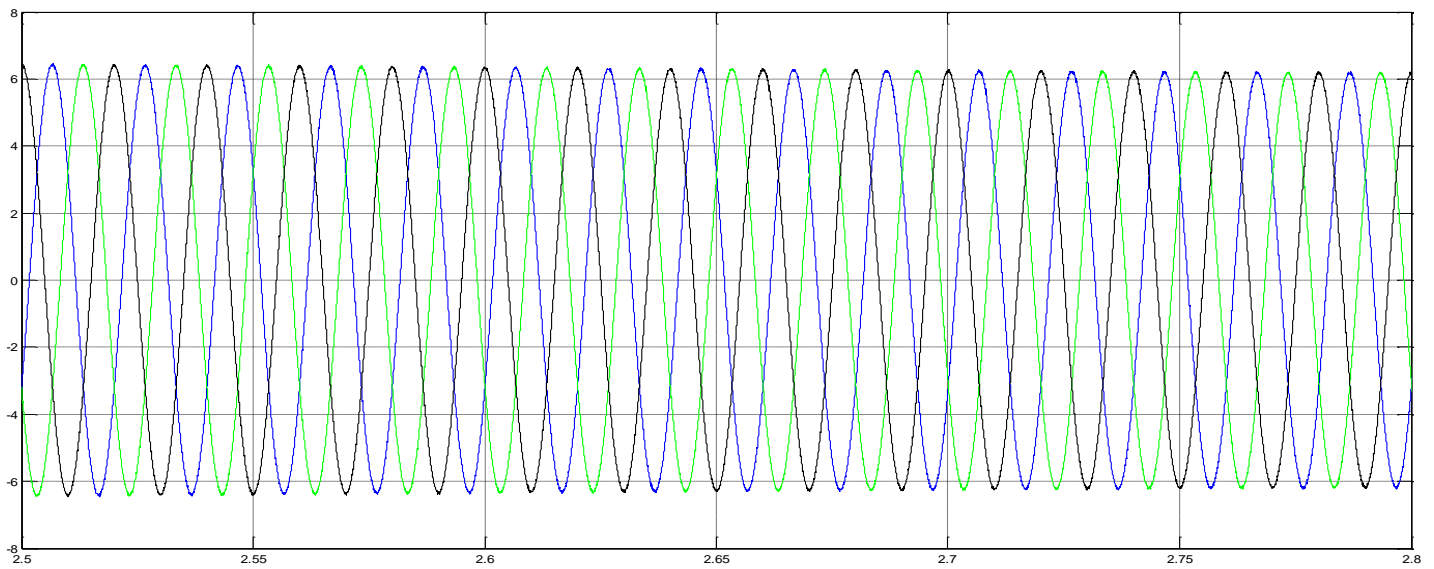
Επίσης εξετάζεται και μία εναλλακτική μέθοδος ελέγχου του μετατροπέα, η οποία βασίζεται και πάλι στον προβλεπτικό έλεγχο αλλά υλοποιείται με την τεχνική της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM).

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται παρακάτω και είναι χωρισμένα ανά τεχνική ελέγχου και ανά κύκλωμα. Πρώτα παρουσιάζονται τα αποτελέσματα του κυκλώματος του ανορθωτή και στη συνέχεια τα αποτελέσματα του κυκλώματος του αντιστροφέα. Πρέπει ωστόσο να τονιστεί πως το κύκλωμα υλοποιήθηκε ως ένα ενιαίο κύκλωμα και οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν συνολικά σε όλη τη διάταξη και όχι τμηματικά σε κάθε ένα από τα επιμέρους κυκλώματα.

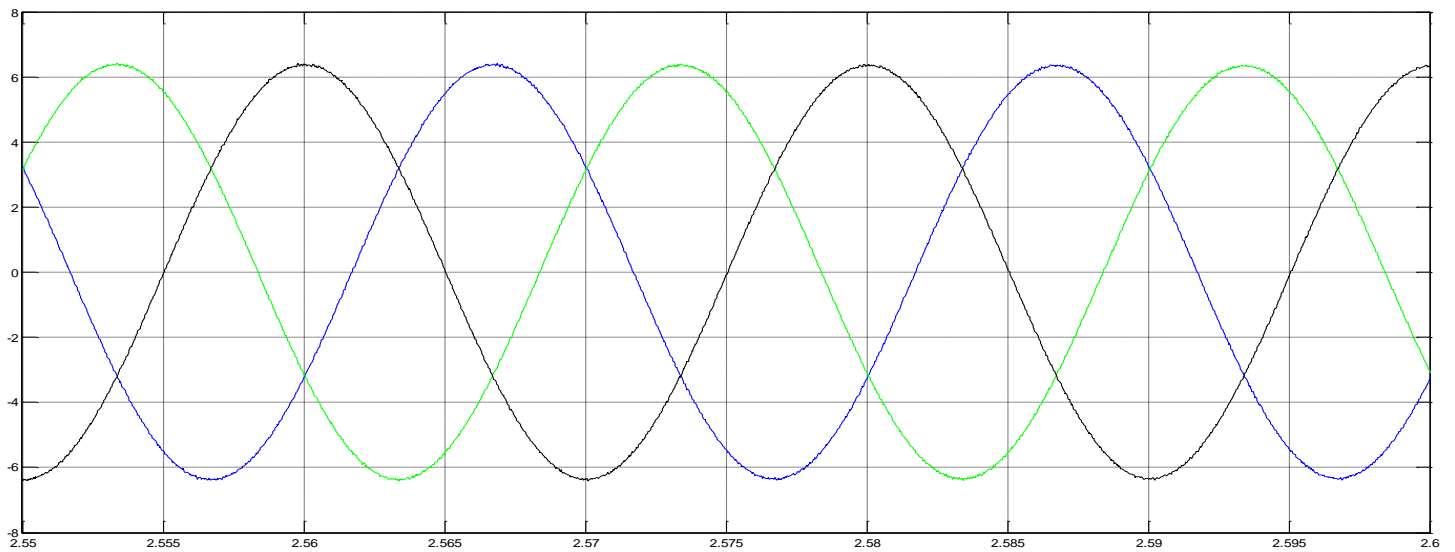
6.2 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του τριφασικού AFE ανορθωτή με την τεχνική FCS – MPC

V_s	Πλάτος της τάσης τροφοδοσίας	$230\sqrt{2}$ V
L_s	Πηνίο εισόδου του ανορθωτή	150 mH
R_s	Αντίσταση εισόδου του ανορθωτή	0.05 Ω
C_o	Χωρητικότητα πυκνωτή στο dc σύνδεσμο	2000 μ F
V_{dc}^*	Επιθυμητή τιμή τάσης στο dc σύνδεσμο	700 V
P_{in}^*	Επιθυμητή τιμή ενεργού ισχύος εισόδου	2500 W
Q_{in}^*	Επιθυμητή τιμή άεργου ισχύος εισόδου	0

Πίνακας 6.1 Παράμετροι προσομοίωσης για το κύκλωμα του ανορθωτή

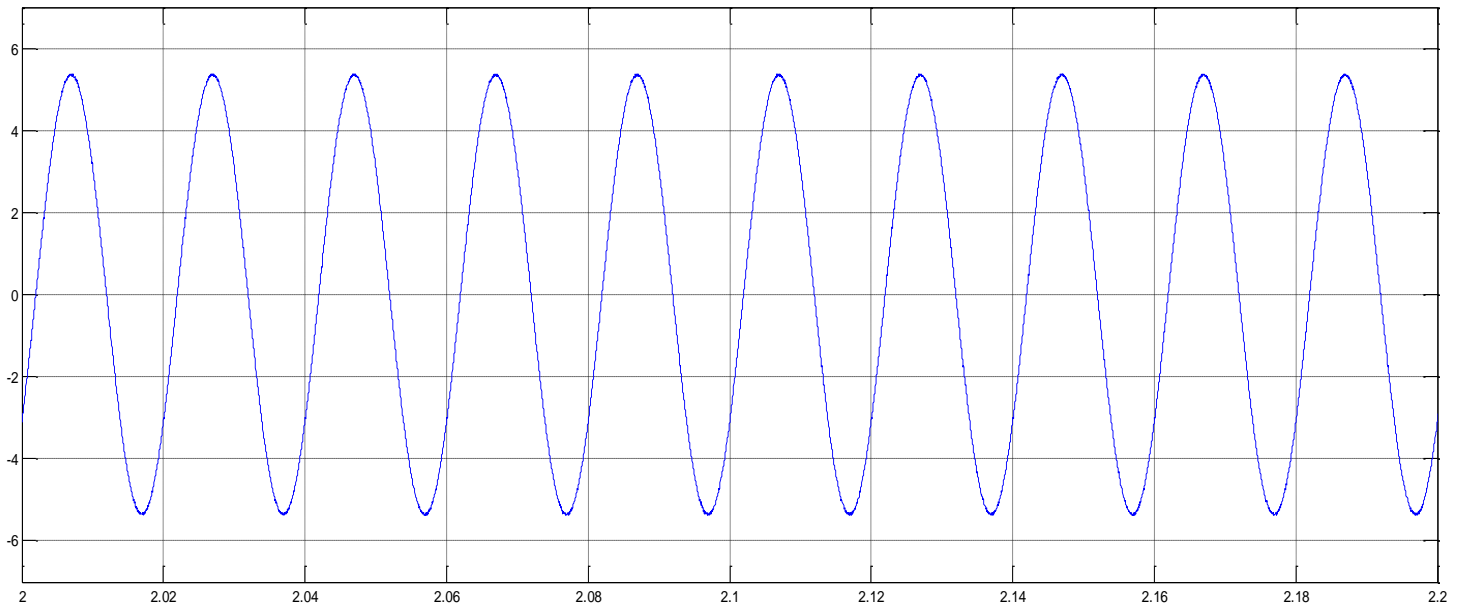


(α)

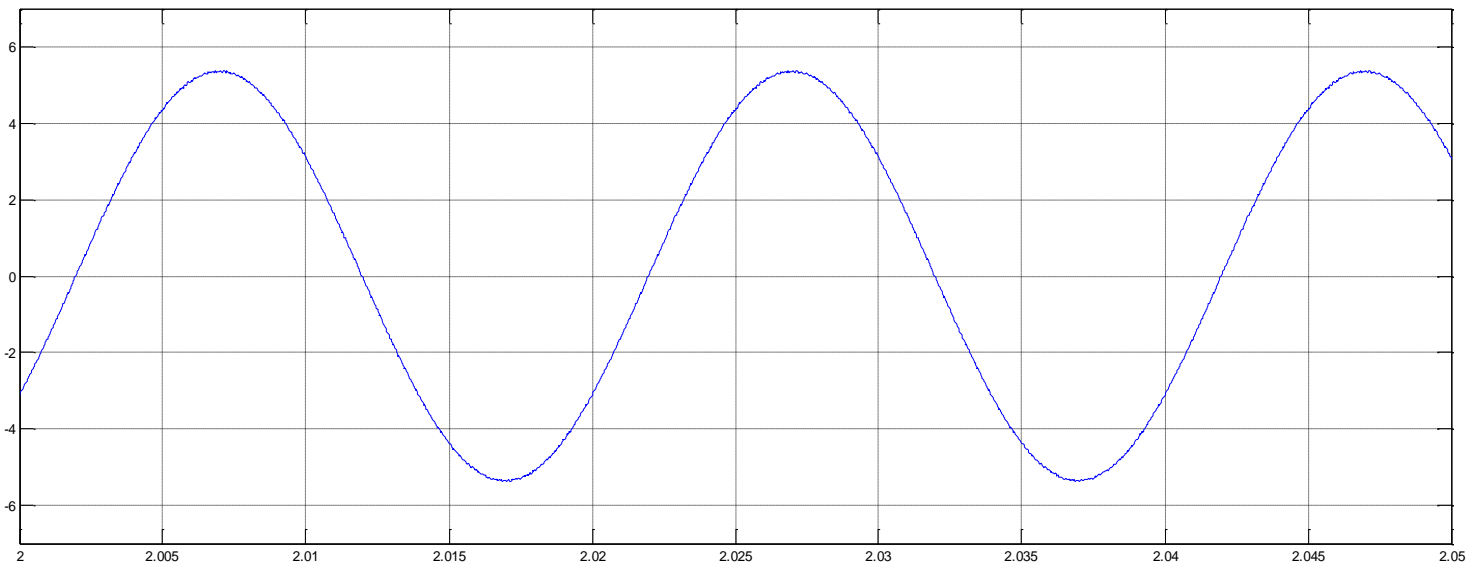


(β)

Σχήμα 6. 1 (α) Τριφασικά ρεύματα εισόδου ανορθωτή (β) Λεπτομέρεια τριφασικών ρευμάτων

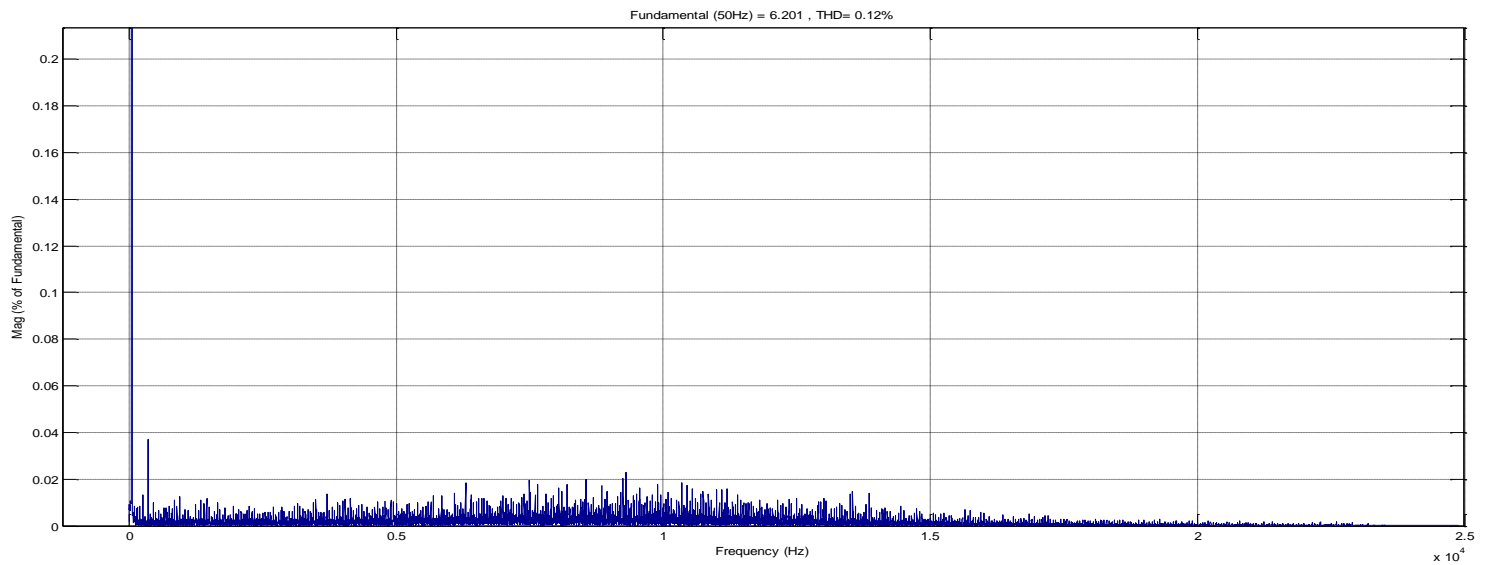


(α)

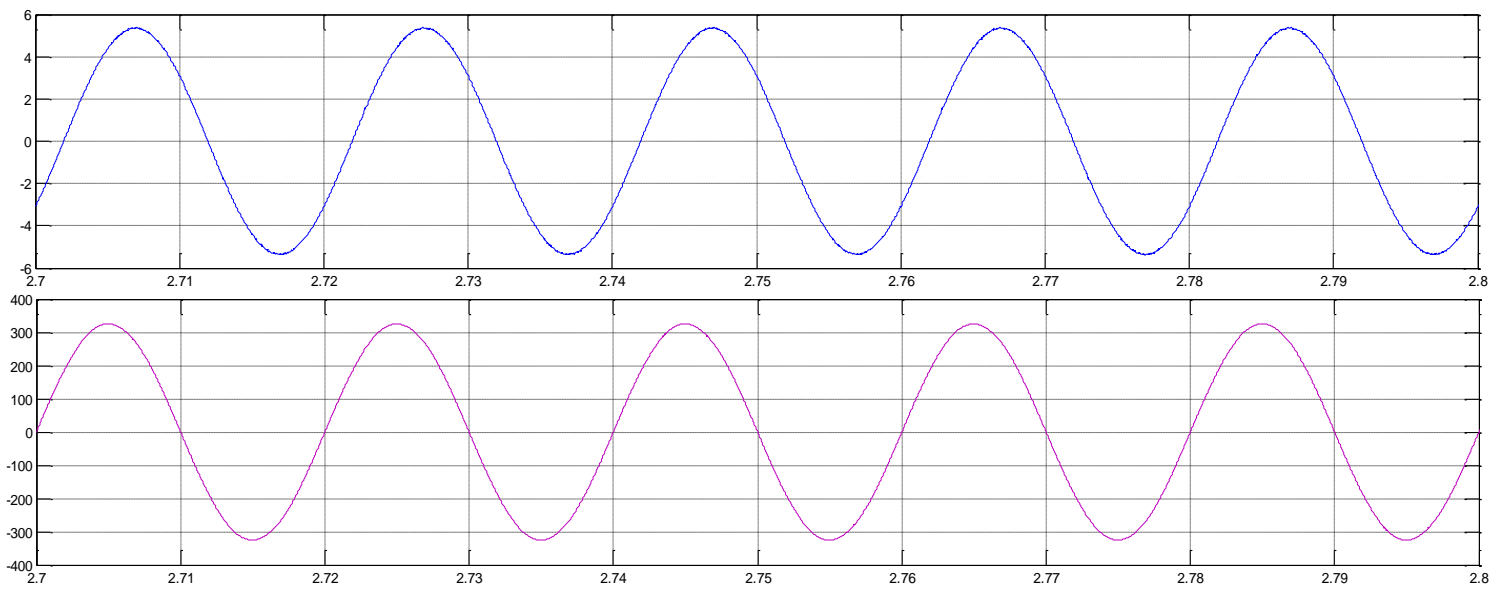


(β)

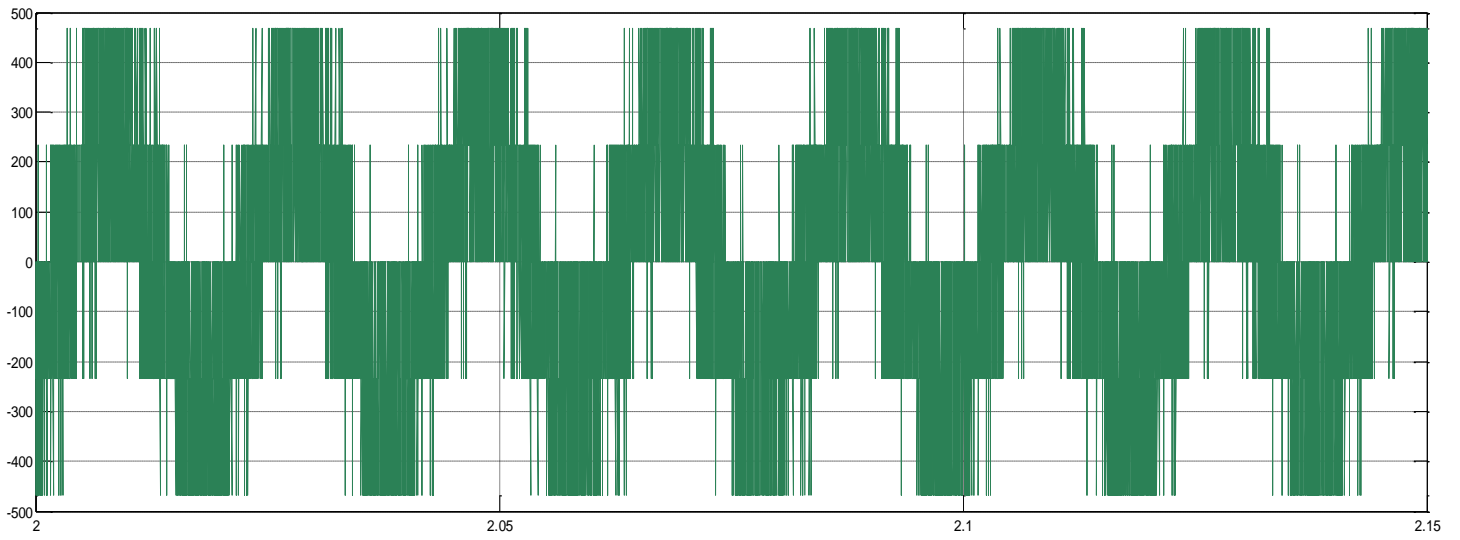
Σχήμα 6. 2 (α) Ρεύμα εισόδου μιας φάσης i_a (β) Λεπτομέρεια ρεύματος εισόδου i_a



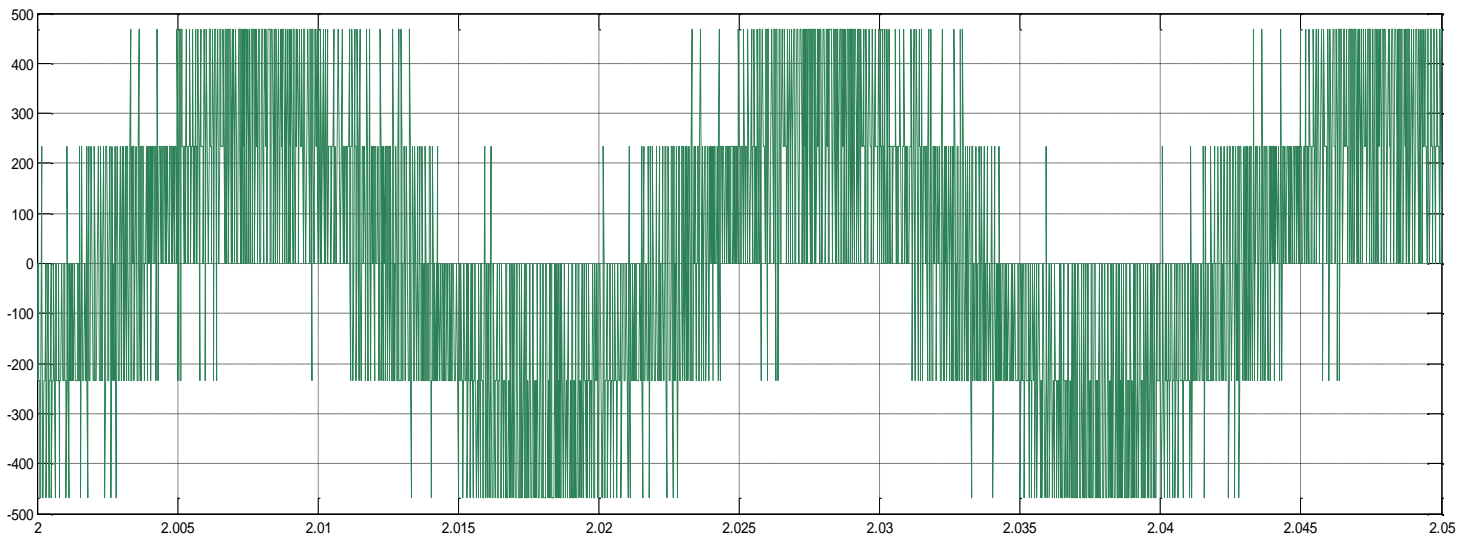
Σχήμα 6. 3 Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) ρεύματος εισόδου ανορθωτή [0.12%]



Σχήμα 6. 4 Ρεύμα εισόδου i_a και τάση πηγής V_s

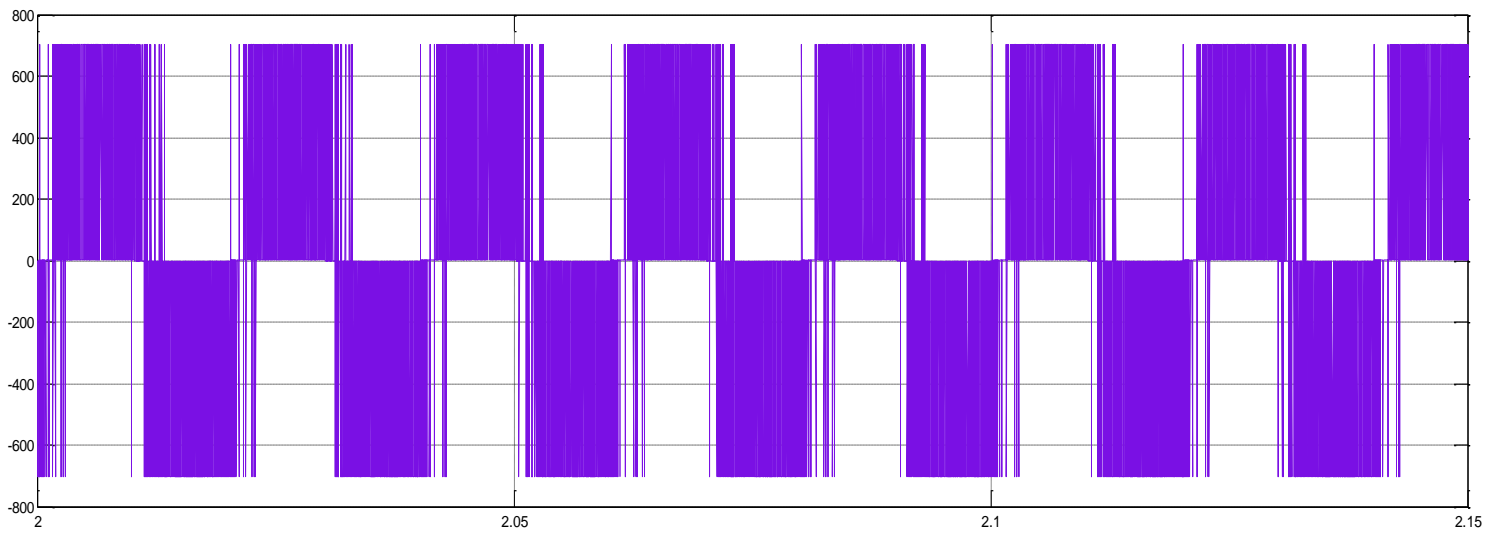


(α)

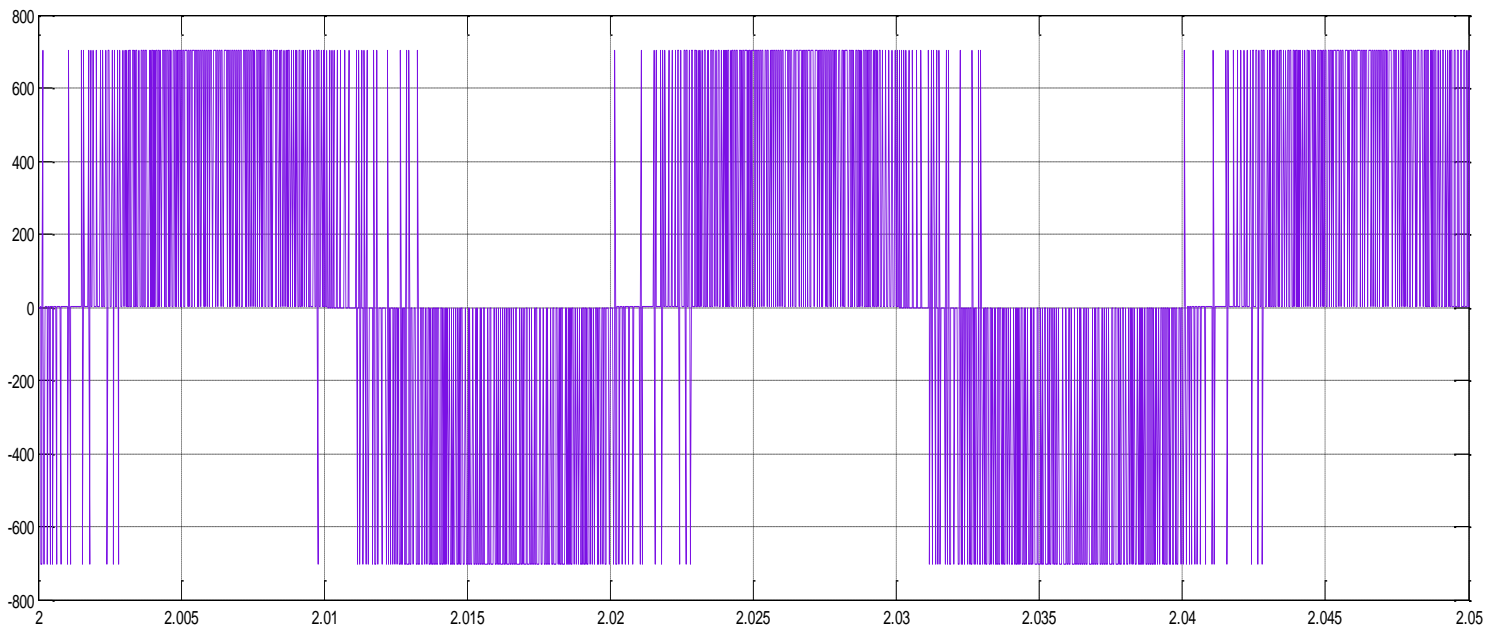


(β)

Σχήμα 6. 5 (α) Τάση εισόδου του ανορθωτή u_{an} (β) Λεπτομέρεια τάσης εισόδου u_{an}

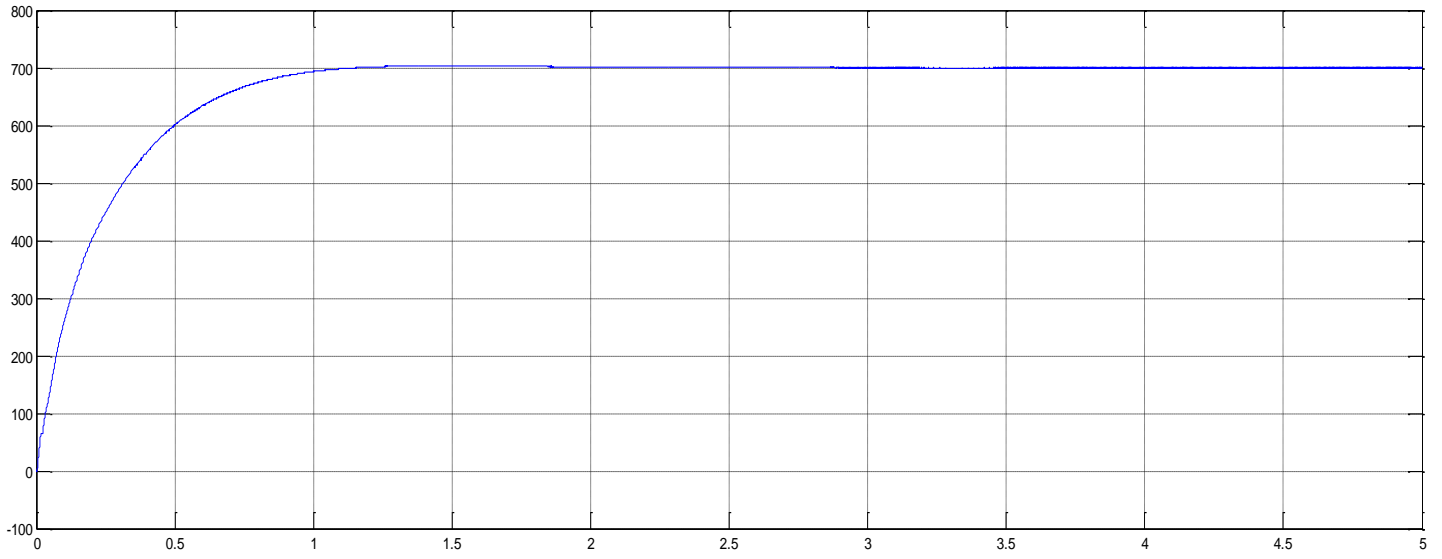


(α)

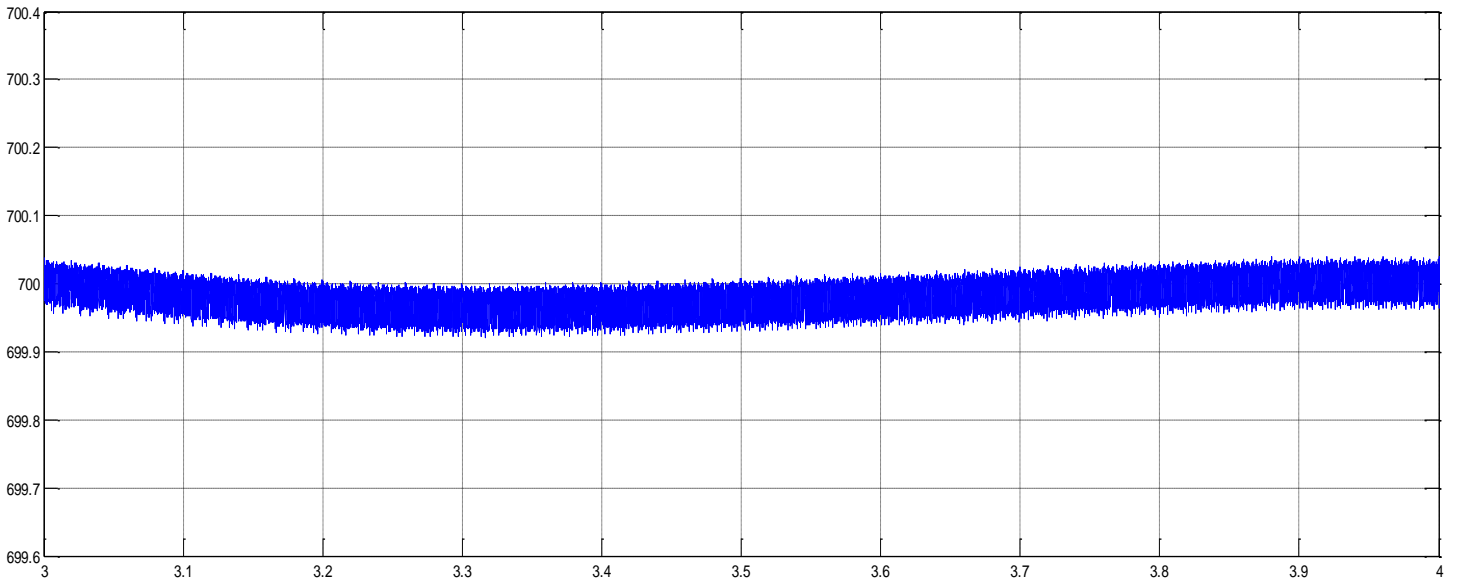


(β)

Σχήμα 6. 6 (α) Πολική τάση εισόδου του ανορθωτή u_{ab} (β) Λεπτομέρεια πολικής τάσης εισόδου u_{ab}



(α)



(β)

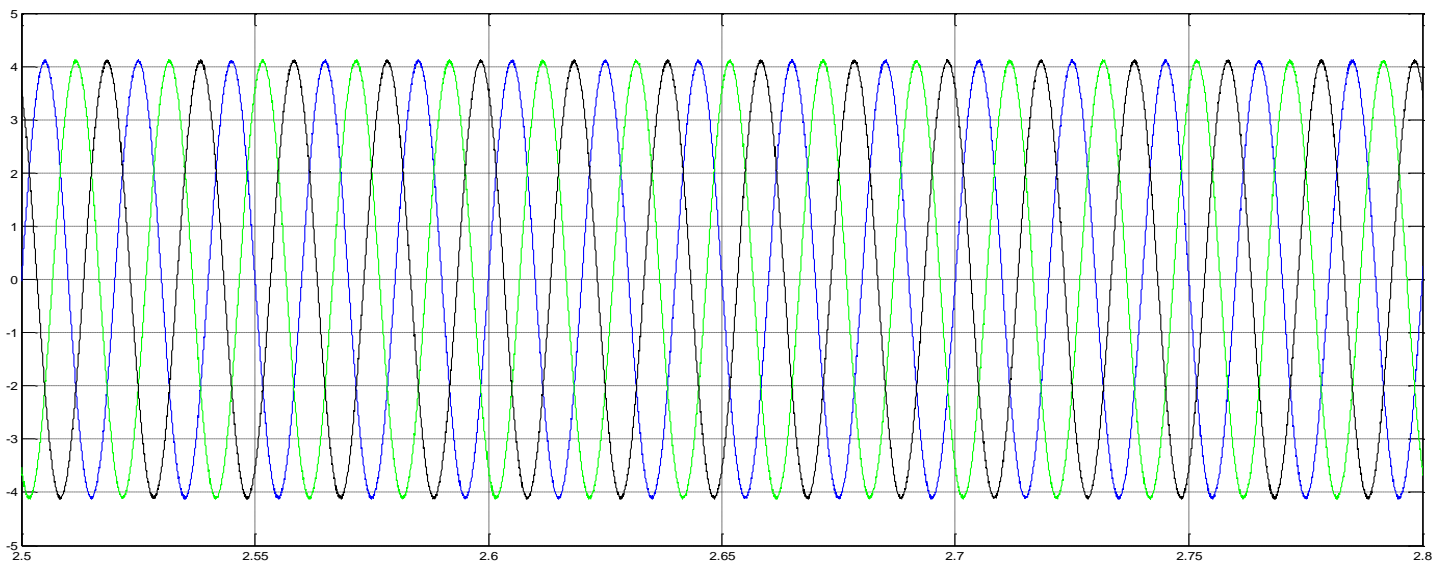
Σχήμα 6. 7 (α) Τάση εξόδου ανορθωτή V_{dc} (β) Λεπτομέρεια τάσης εξόδου V_{dc}

- Στα σχήματα 6.1 έως 6.3 βλέπουμε πως η ποιότητα του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή είναι πολύ καλή, κάτι που αποτυπώνεται τόσο από τις κυματομορφές όσο και από την ολική αρμονική παραμόρφωση (THD), η οποία παραμένει όχι μόνο κάτω από το όριο του 5%, αλλά και κάτω από 1%.
- Στο σχήμα 6.4 βλέπουμε πως το ρεύμα εισόδου του ανορθωτή είναι σχεδόν συμφασικό με την τάση τροφοδοσίας και άρα επιτυγχάνεται ο στόχος του μοναδιαίου συντελεστή ισχύος που είχαμε θέσει.
- Στα σχήματα 6.5 και 6.6 βλέπουμε τις κυματομορφές της φασικής και πολικής τάσης εισόδου του ανορθωτή, οι οποίες είναι πέντε και τριών επιπέδων αντίστοιχα, όπως ήταν αναμενόμενο. Τέλος στο σχήμα 6.7 βλέπουμε την τάση εξόδου του ανορθωτή η οποία όπως παρατηρούμε παρουσιάζει πολύ μικρή κυμάτωση (0.07%).

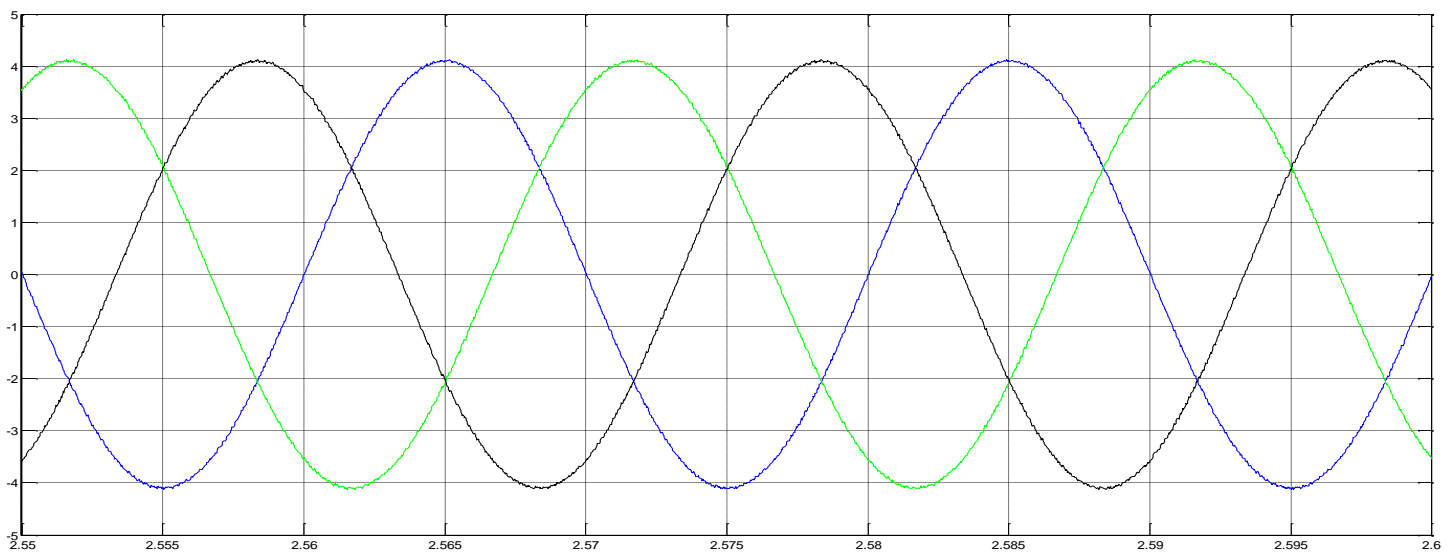
6.3 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του τριφασικού VSI με την τεχνική FCS – MPC

V_{dc}	Τιμή τάσης στο dc σύνδεσμο	700 V
L	Πηνίο εξόδου του αντιστροφέα	150 Ω
R	Αντίσταση εξόδου του αντιστροφέα	0.05 Ω
e	Πλάτος τάσης δικτύου στο οποίο συνδέεται ο αντιστροφέας	$230\sqrt{2}$ V
P^*	Επιθυμητή τιμή ενεργού ισχύος εξόδου	2000 W
Q^*	Επιθυμητή τιμή άεργου ισχύος εξόδου	0
T_s	Περίοδος δειγματοληψίας του κυκλώματος	20 μsec

Πίνακας 6.2 Παράμετροι προσομοιώσεων για το κύκλωμα του αντιστροφέα

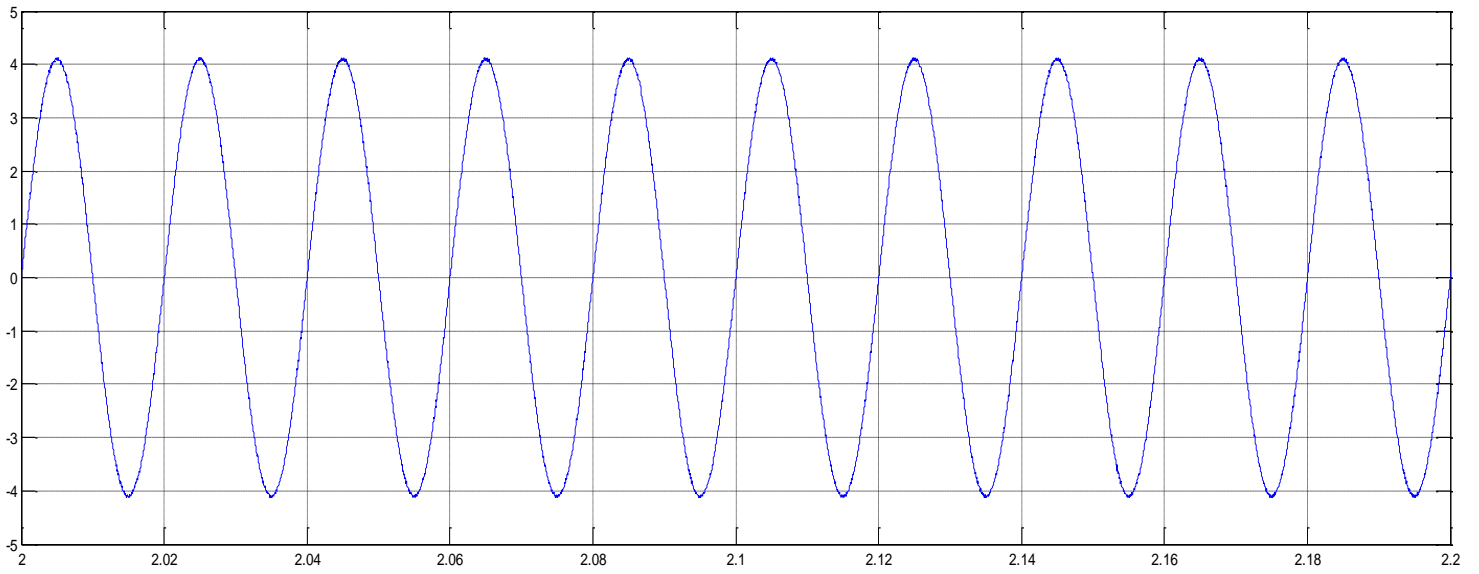


(α)

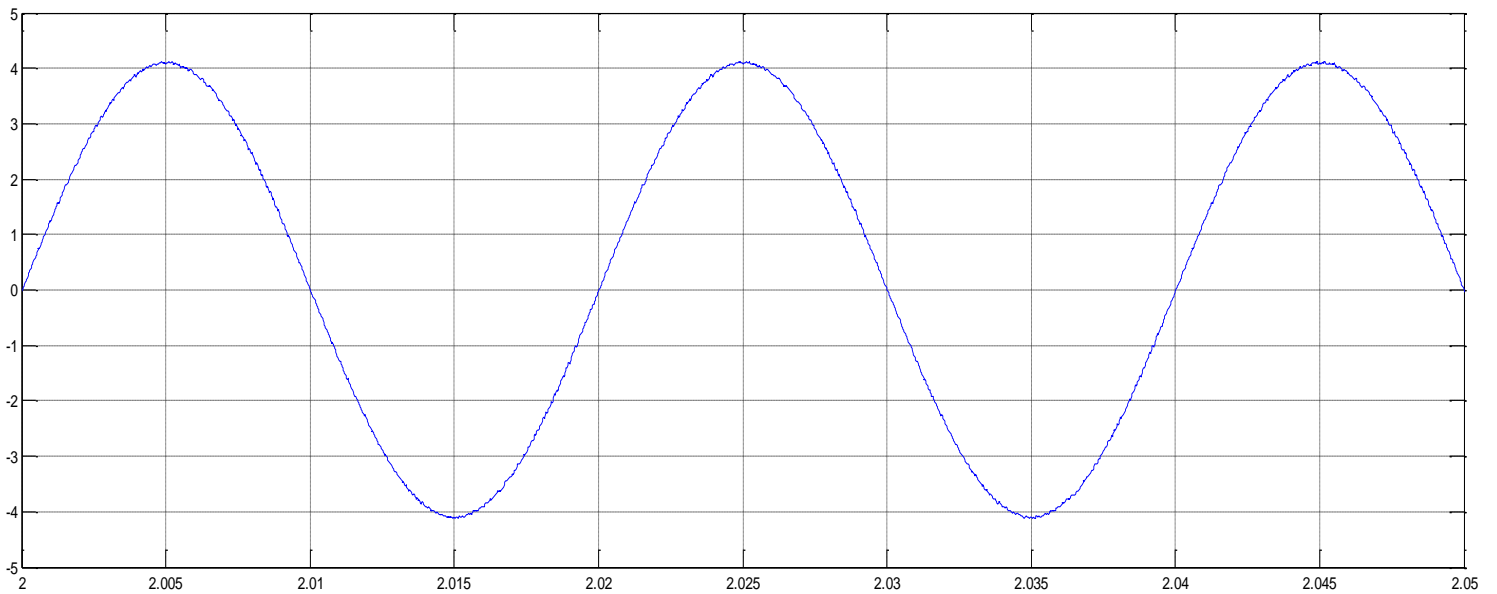


(β)

Σχήμα 6. 8 (α) Τριφασικά ρεύματα εξόδου αντιστροφέα (β) Λεπτομέρεια τριφασικών ρευμάτων εξόδου

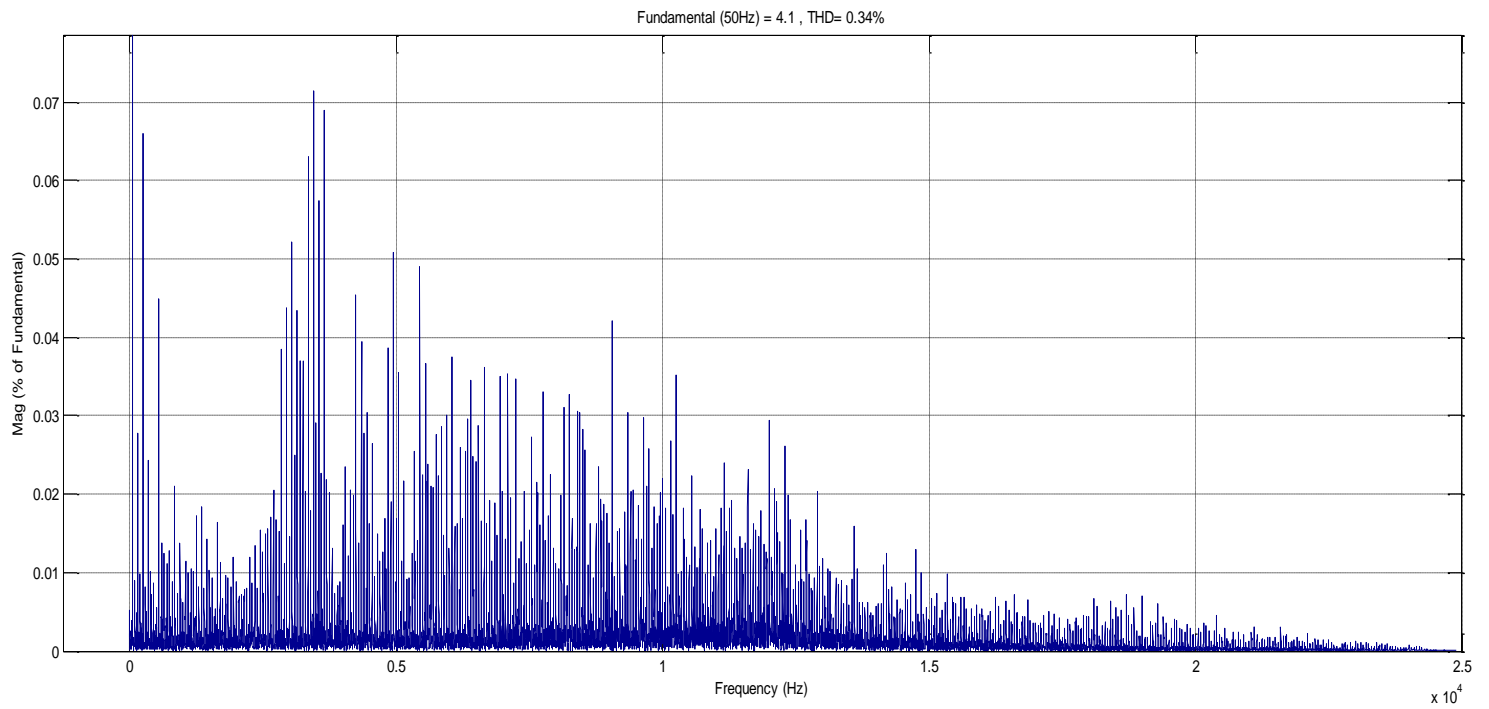


(α)

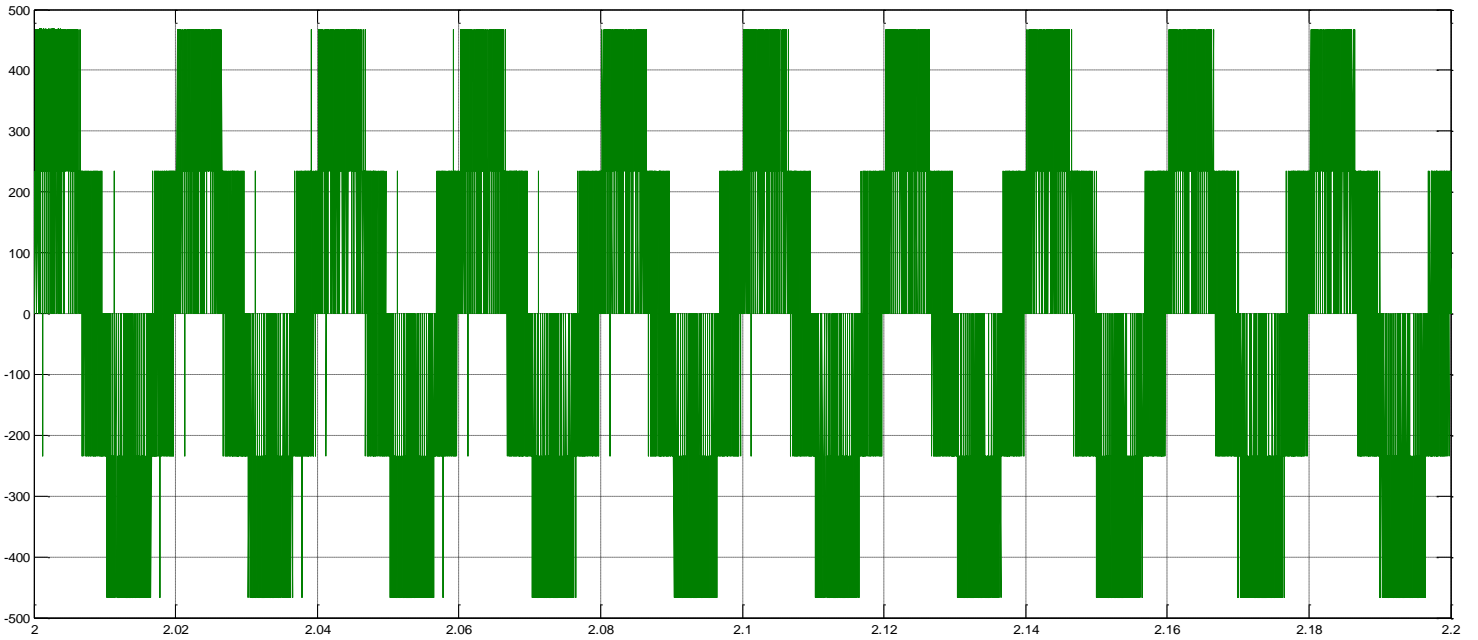


(β)

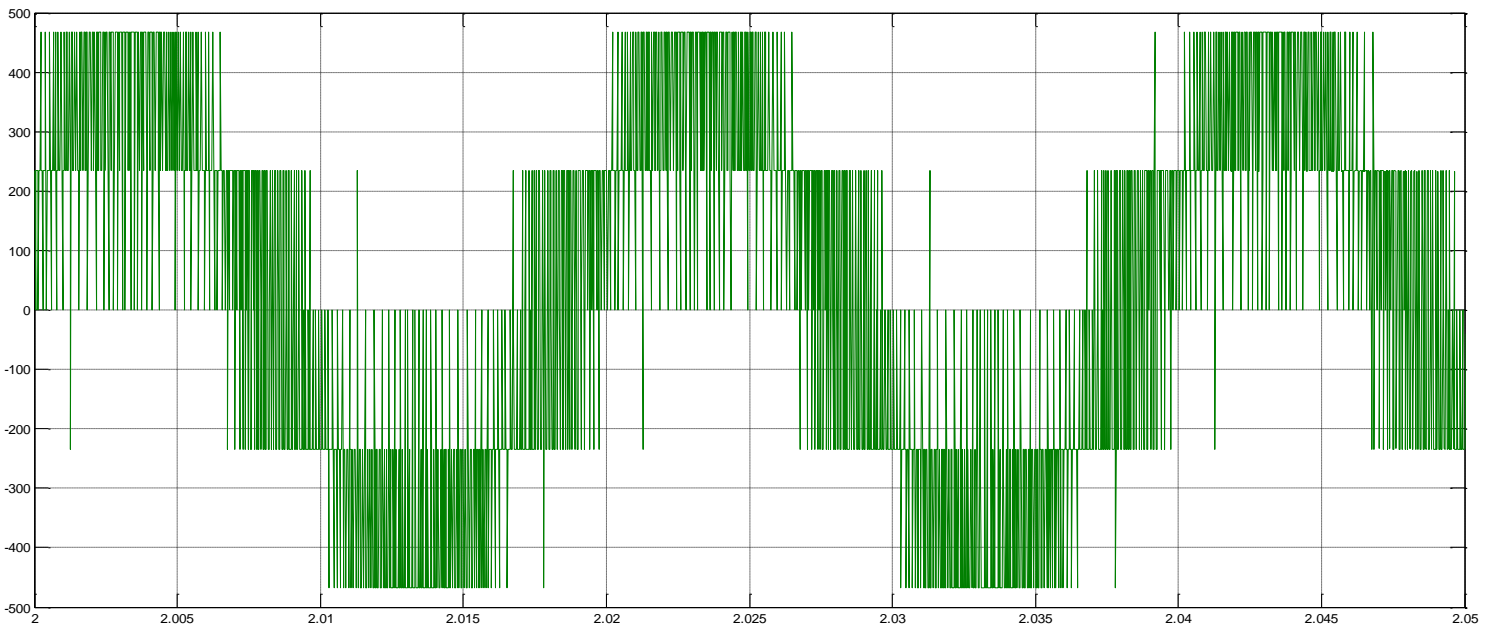
Σχήμα 6. 9 (α) Ρεύμα εξόδου μιας φάσης αντιστροφεία i_{inv_a} (β) Λεπτομέρεια ρεύματος εξόδου i_{inv_a}



Σχήμα 6. 10 Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) ρεύματος εξόδου αντιστροφέα [0.34%]

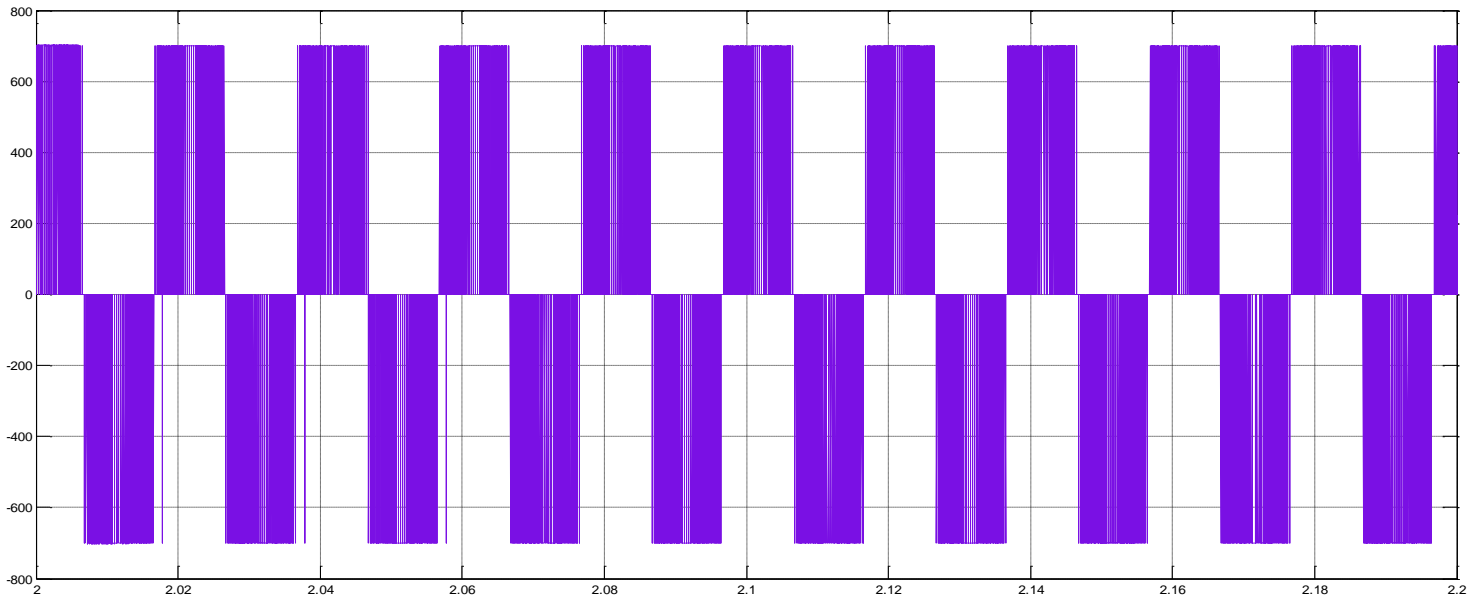


(α)

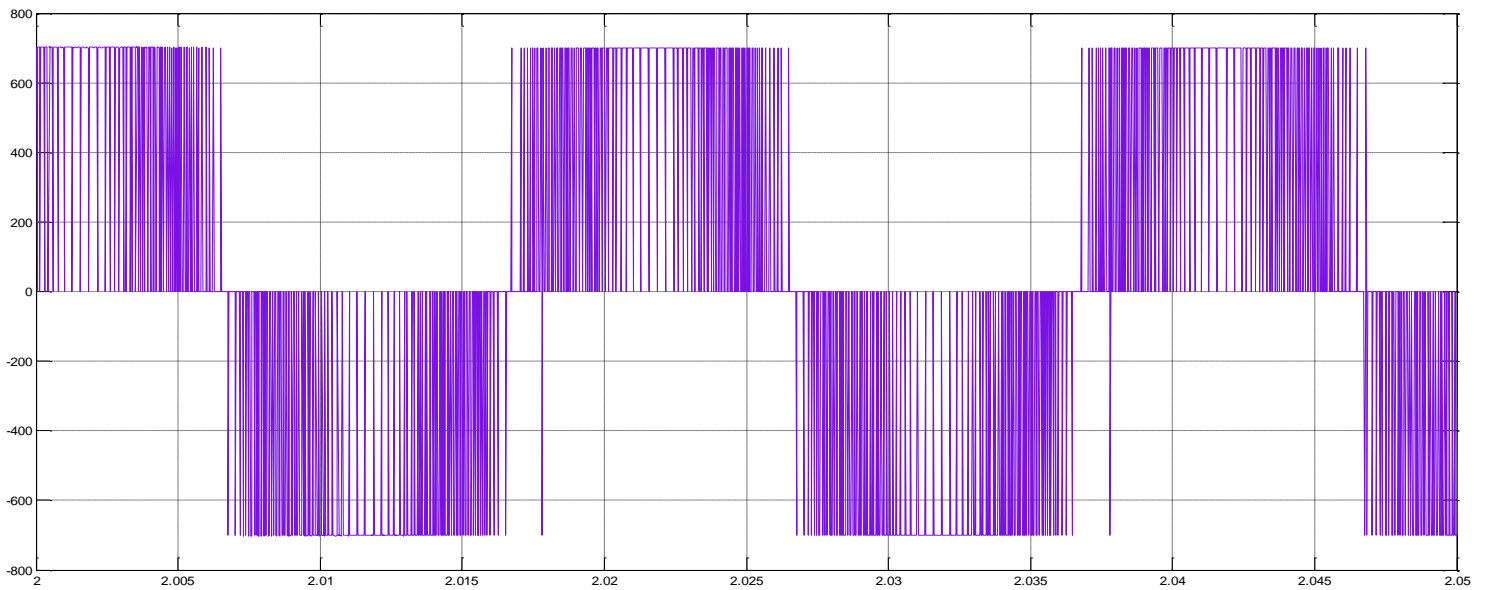


(β)

Σχήμα 6. 11 (α) Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα (β) Λεπτομέρεια φασικής τάσης εξόδου



(α)



(β)

Σχήμα 6. 12 (α) Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα V_{ab} (β) Λεπτομέρεια πολικής τάσης εξόδου V_{ab}

- Στα σχήματα 6.8 έως 6.10 βλέπουμε τις κυματομορφές και τη φασματική ανάλυση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, το οποίο πληροί τις προδιαγραφές, αφού η ολική αρμονική του παραμόρφωση είναι πολύ μικρότερη του ορίου του 5%.

- Στα σχήματα 6.11 και 6.12 βλέπουμε τις κυματομορφές της φασικής και πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα, οι οποίες είναι πέντε και τριών επιπέδων αντίστοιχα. Αξίζει να παρατηρηθεί η ομοιότητά τους με τις αντίστοιχες τάσεις εισόδου του κυκλώματος του ανορθωτή, αφού στην ουσία πρόκειται για το ίδιο κύκλωμα με αντίθετη ροή ισχύος.

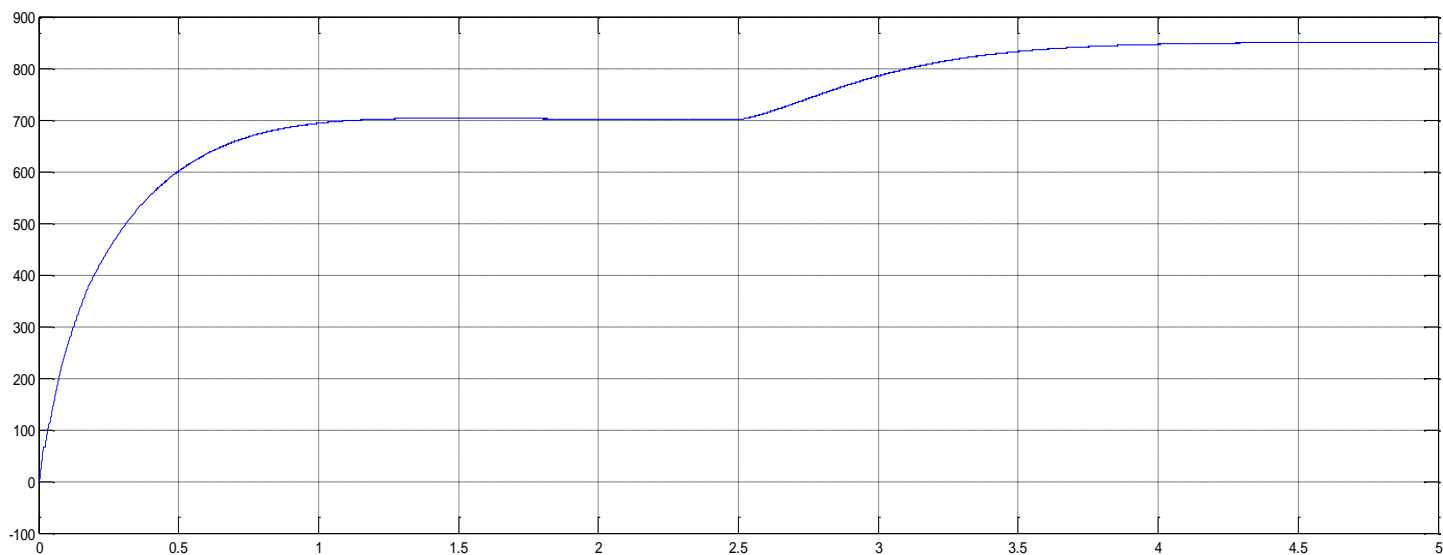
6.4 Δυναμική απόκριση του AC/DC/AC μετατροπέα με την τεχνική FCS – MPC

Προηγουμένως είδαμε την απόκριση στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα. Τώρα θα εξετάσουμε τη δυναμική του απόκριση σε διάφορα μεταβατικά φαινόμενα.

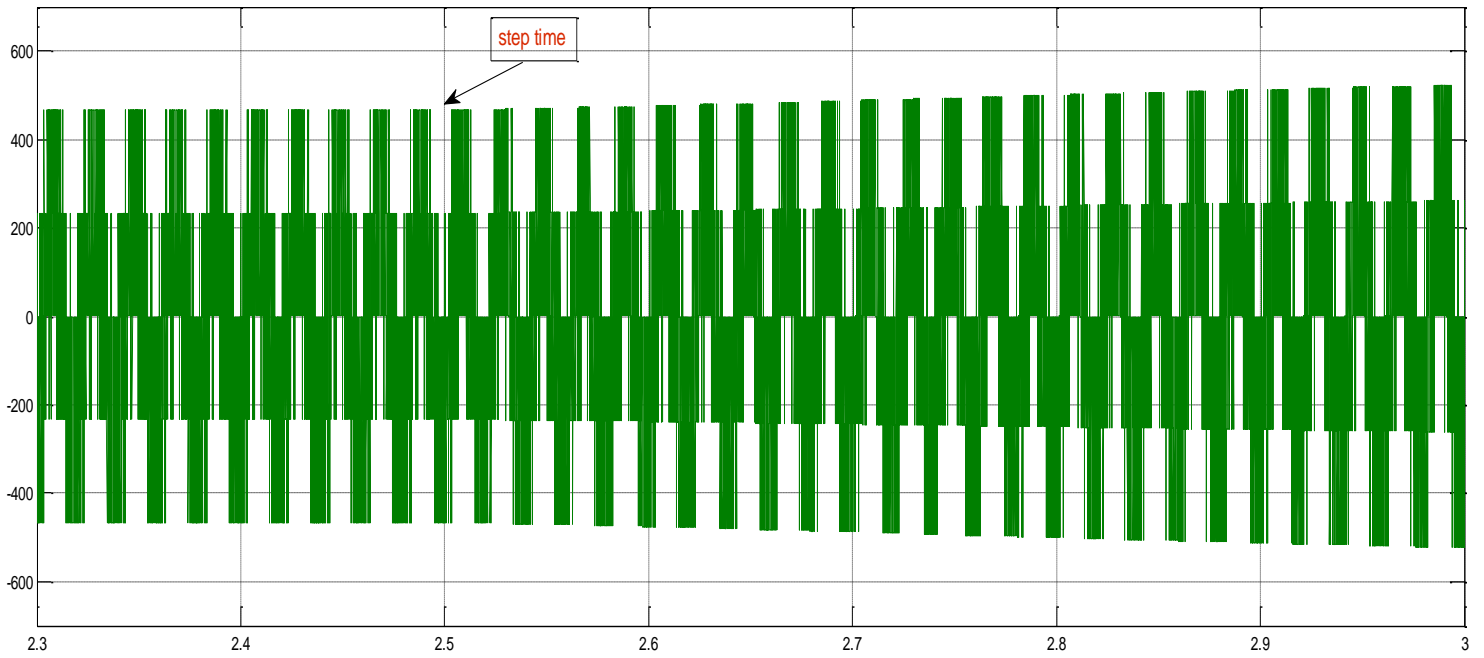
6.4.1 Step στην τιμή αναφοράς της τάσης στο dc σύνδεσμο

Τη χρονική στιγμή $t=2.5$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς V_{dc}^* από 700 σε 850V.

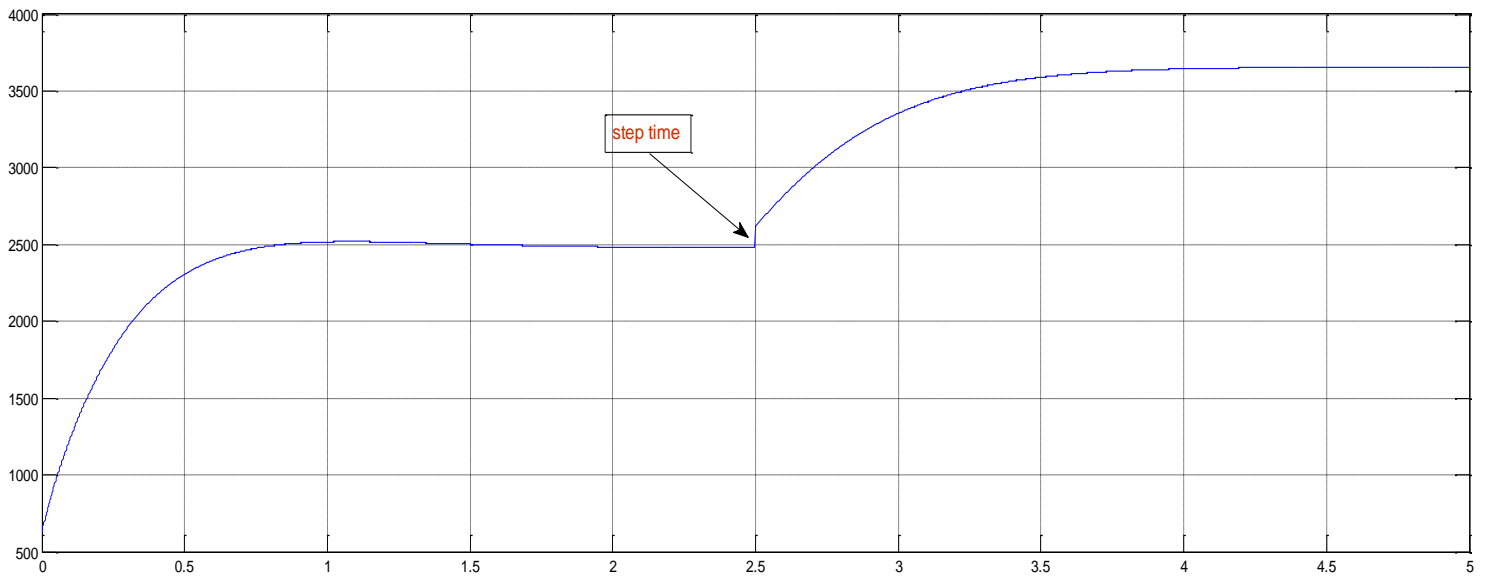
Παρακάτω παρουσιάζονται οι κυματομορφές που προκύπτουν από τη βηματική αυτή αλλαγή στην αναφορά της τάσης V_{dc}^* .



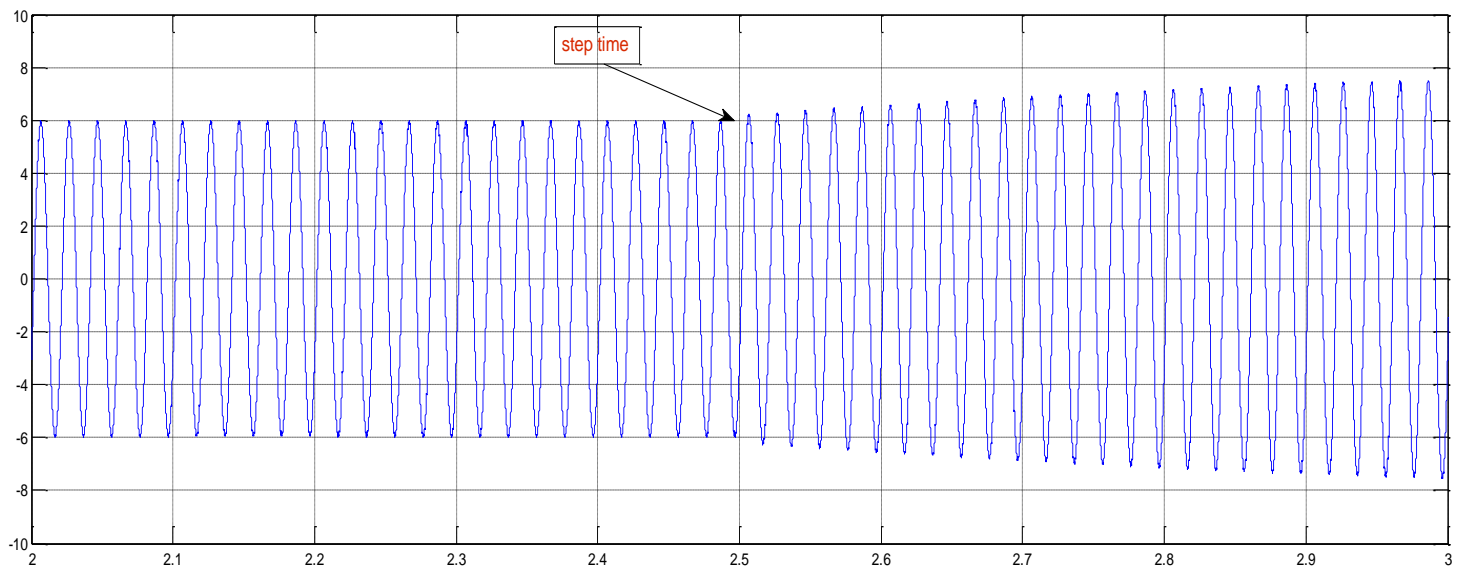
Σχήμα 6. 13 Τάση στο dc ζυγό για step στην τιμή της V_{dc}^*



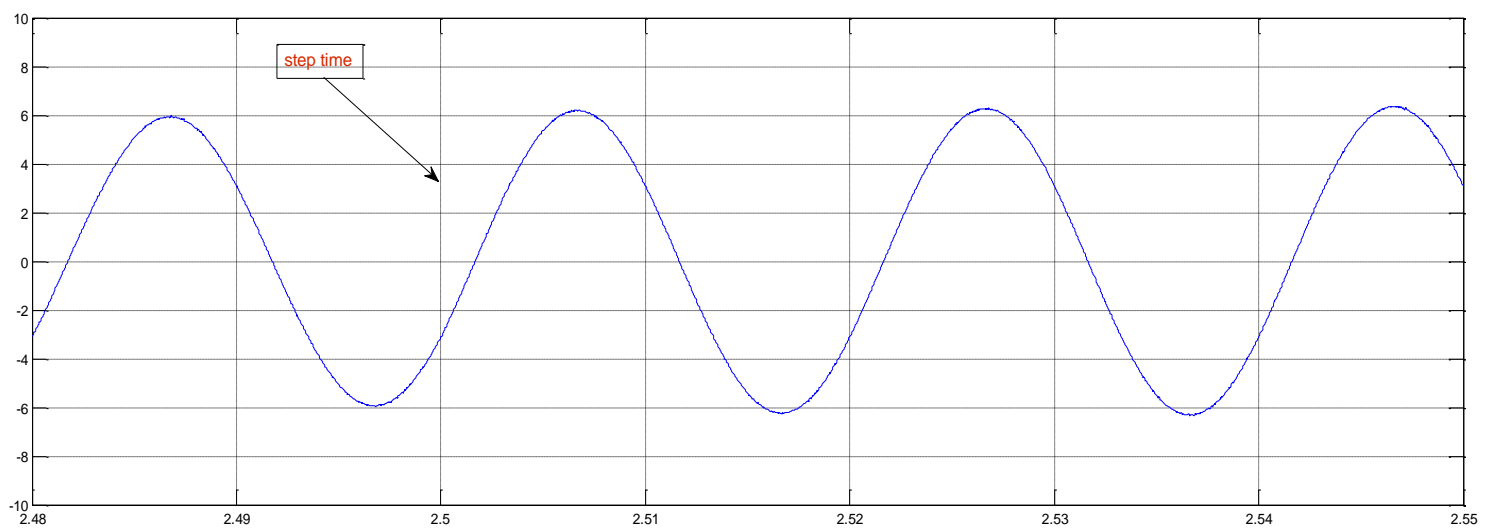
Σχήμα 6. 14 Τάση εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της V_{dc}^*



Σχήμα 6. 15 Τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εισόδου του ανορθωτή P_{in}^* για step στην τιμή της V_{dc}^*

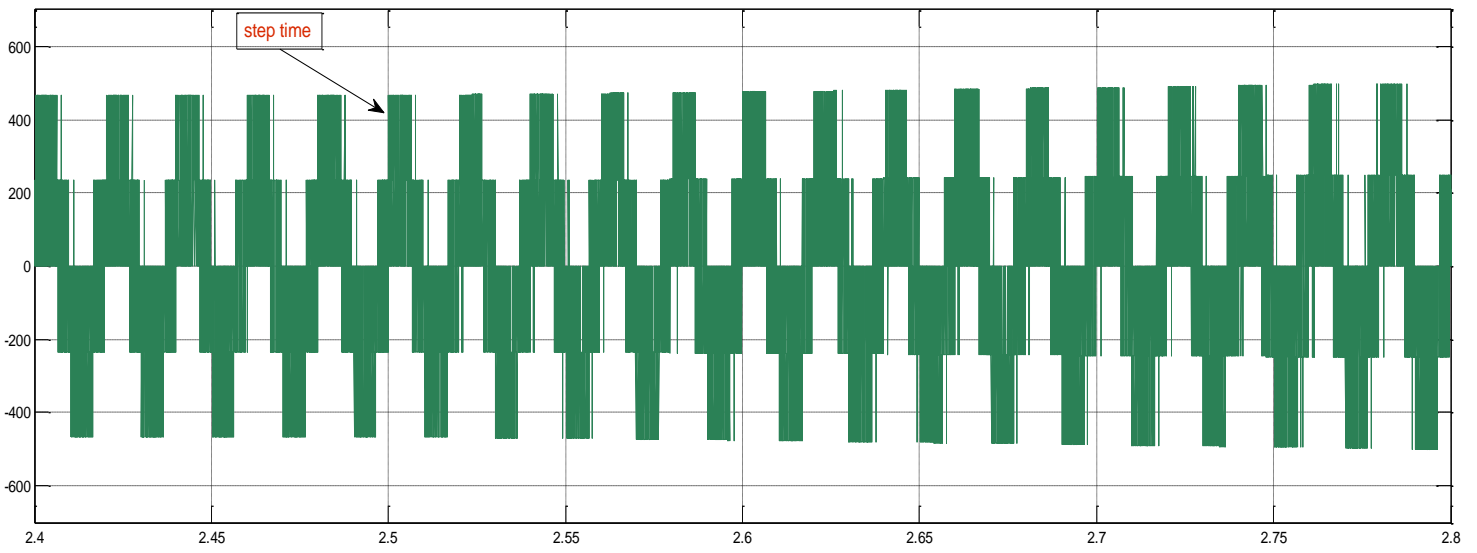


(α)

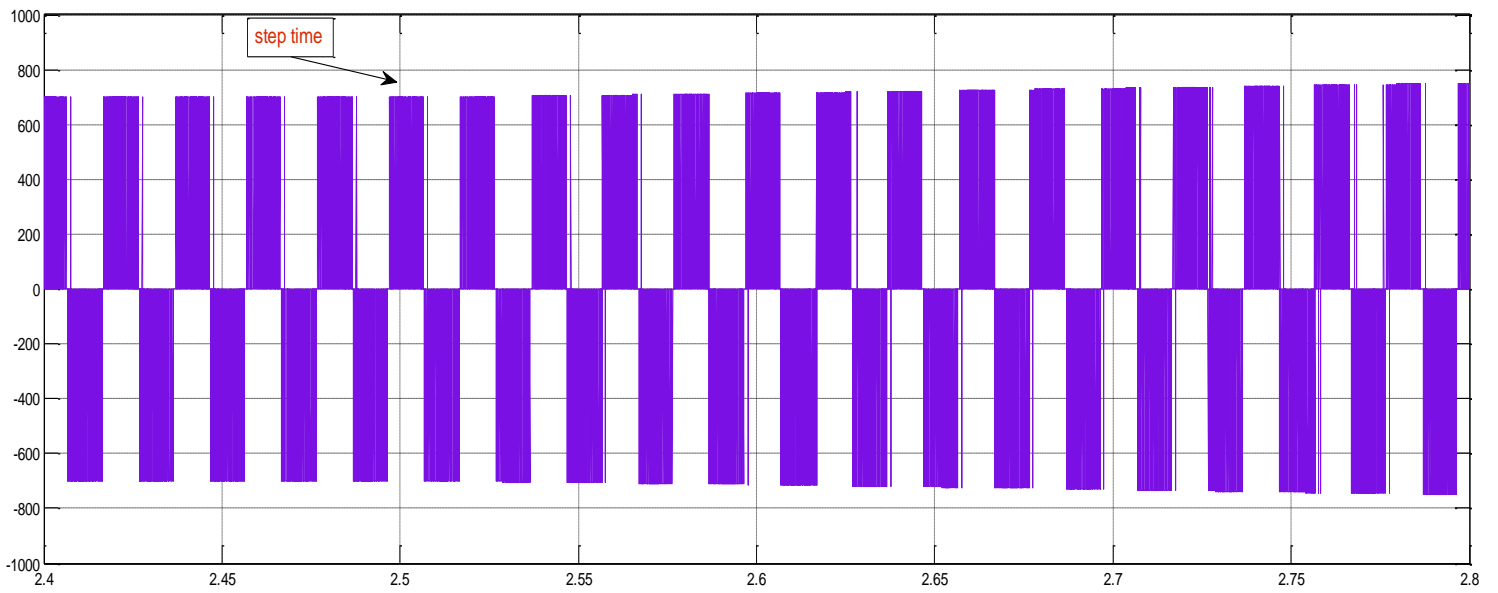


(β)

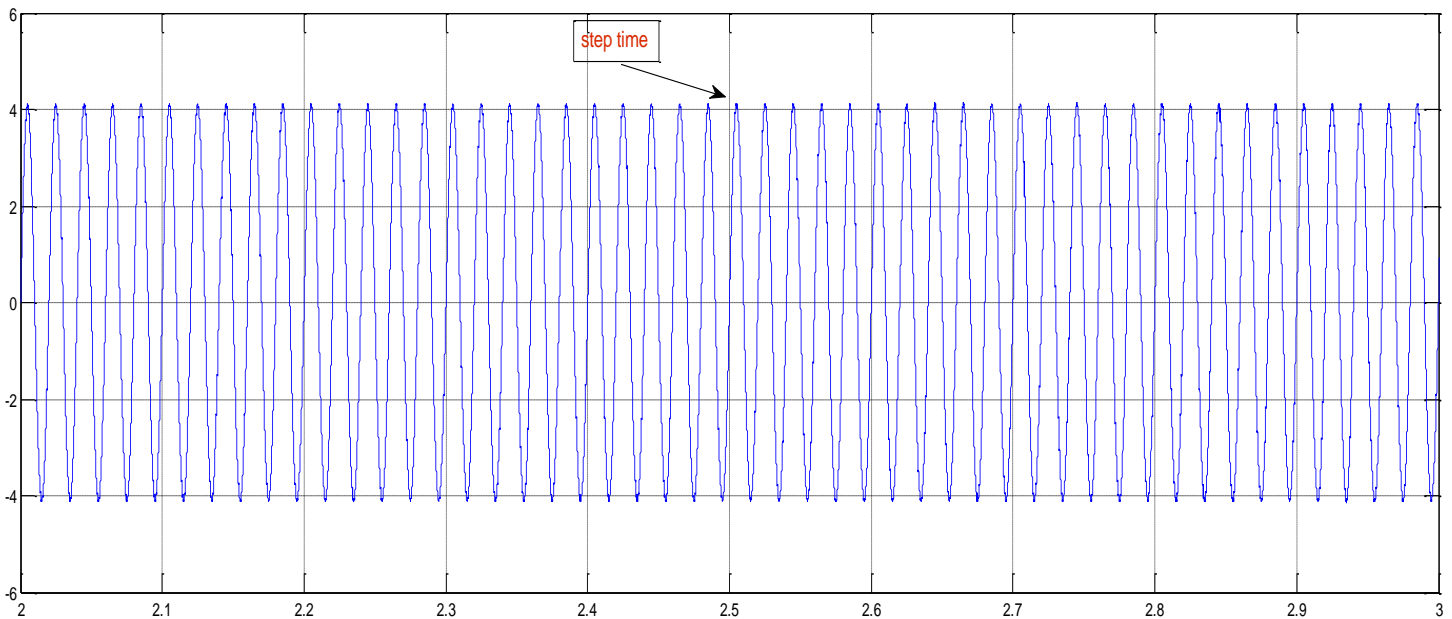
Σχήμα 6. 16 (α) Ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της V_{dc}^* (β) Λεπτομέρεια του ρεύματος εισόδου για step στην τιμή της V_{dc}^*



Σχήμα 6. 17 Φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^*



Σχήμα 6. 18 Πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα V_{ab} για step στην τιμή της V_{dc}^*

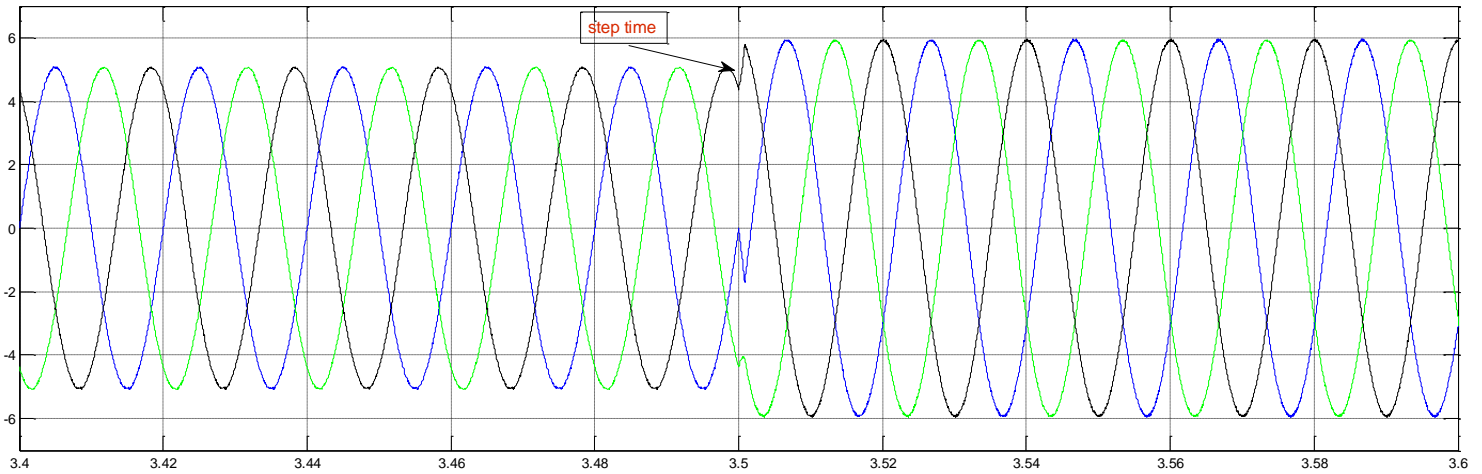


Σχήμα 6. 19 Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για *step* στην τιμή της V_{dc}^*

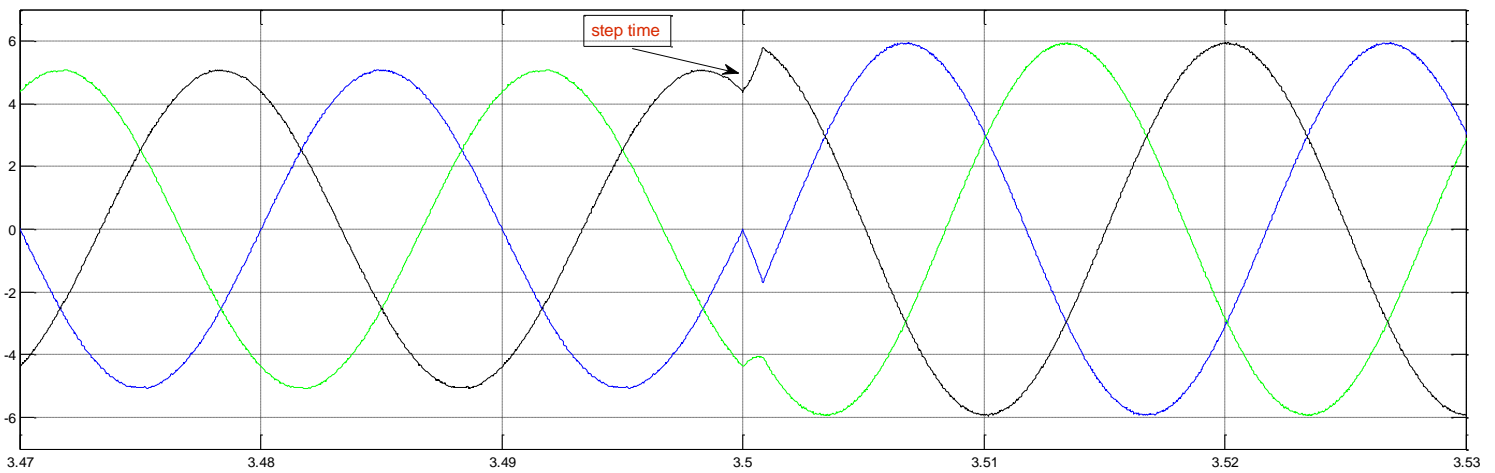
- Όπως βλέπουμε το κύκλωμά μας παρουσιάζει πολύ καλή μεταβατική συμπεριφορά για αλλαγή στην τιμή αναφοράς της dc τάσης εξόδου (και κατά συνέπεια της ενεργού ισχύος) όπως φαίνεται στα σχήματα 6.13 – 6.15. Στο σχήμα 6.16 παρατηρούμε την αύξηση του πλάτους του ρεύματος εισόδου του ανορθωτή, ούτως ώστε να ανταποκριθεί στη ζήτηση μεγαλύτερης ισχύος στην έξοδό του, ενώ ταυτόχρονα δεν επηρεάζεται η φάση του, κάτι που επιβεβαιώνει την αποσύζευξη ενεργού και άεργου ισχύος στη μέθοδο ελέγχου που εφαρμόζουμε.
- Όσον αφορά τον αντιστροφέα παρατηρούμε από τα σχήματα 6.17 έως 6.19 πως η αύξηση της τάσης στον dc σύνδεσμο αυξάνει τις τάσεις εξόδου του, ενώ αφήνει ανεπηρέαστο το ρεύμα εξόδου.

6.4.2 Step στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου από 0 σε 1500 VAR

Τη χρονική στιγμή $t=3.5$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς Q_{in}^* από 0 σε 1500.

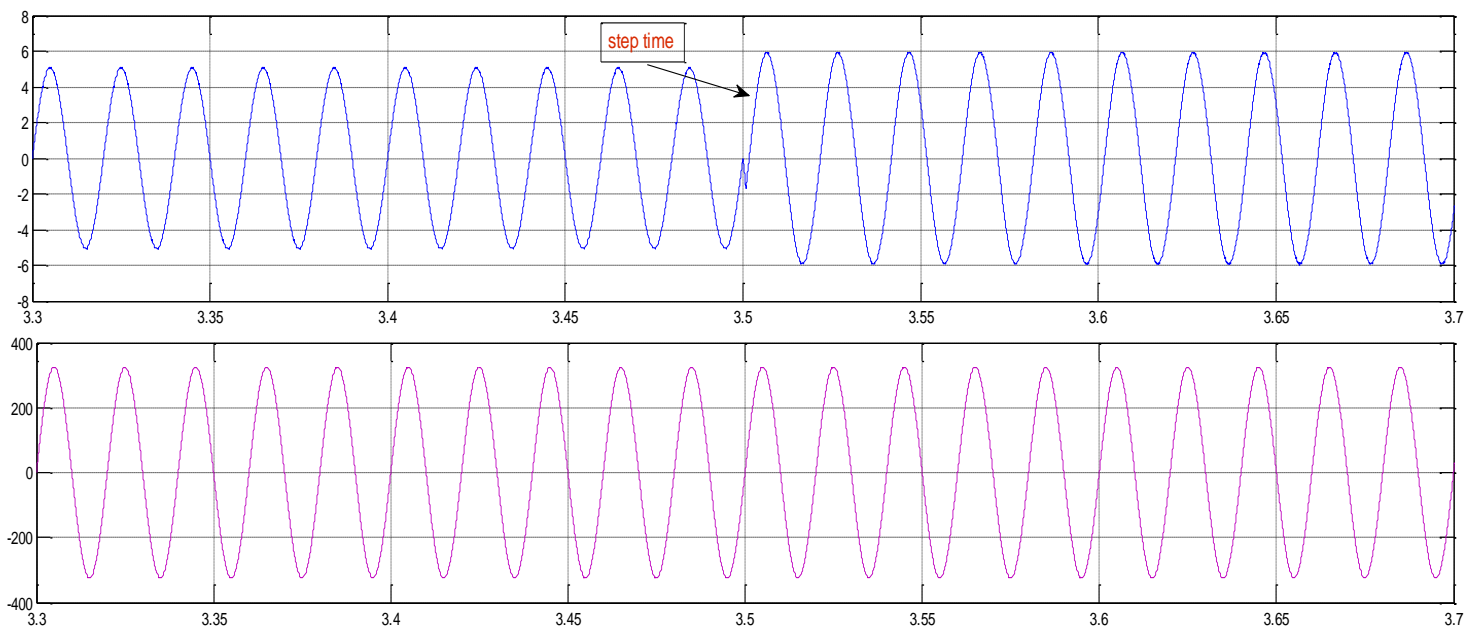


(α)



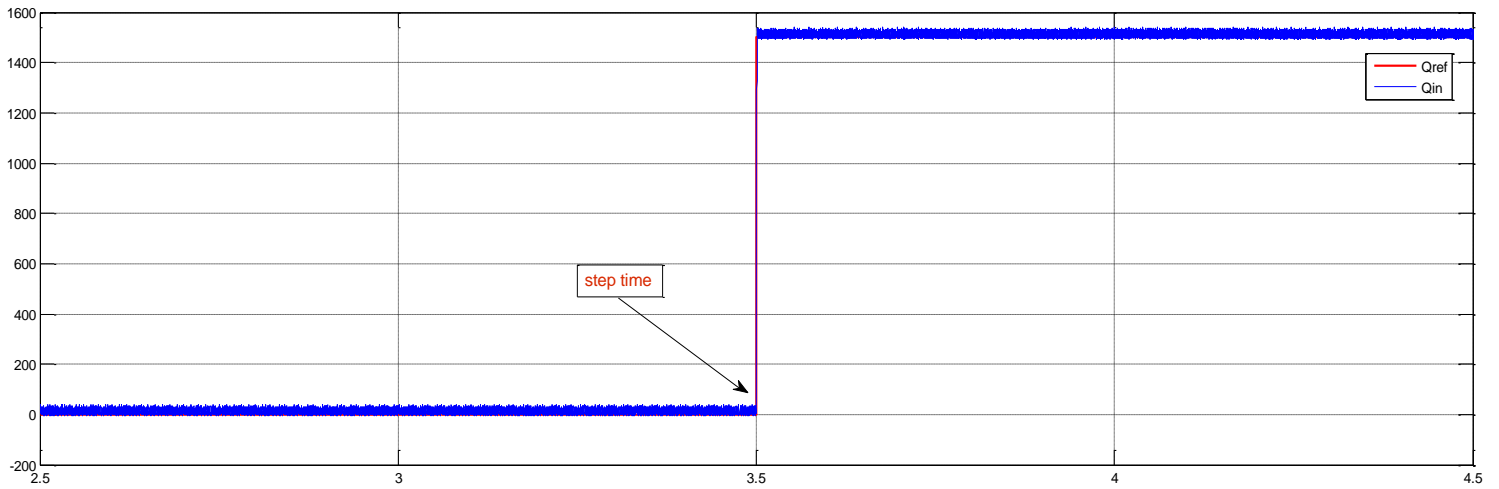
(β)

Σχήμα 6. 20 (α) Τριφασικό ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^* (β) Λεπτομέρεια τριφασικού ρεύματος για step στην τιμή της Q_{in}^*

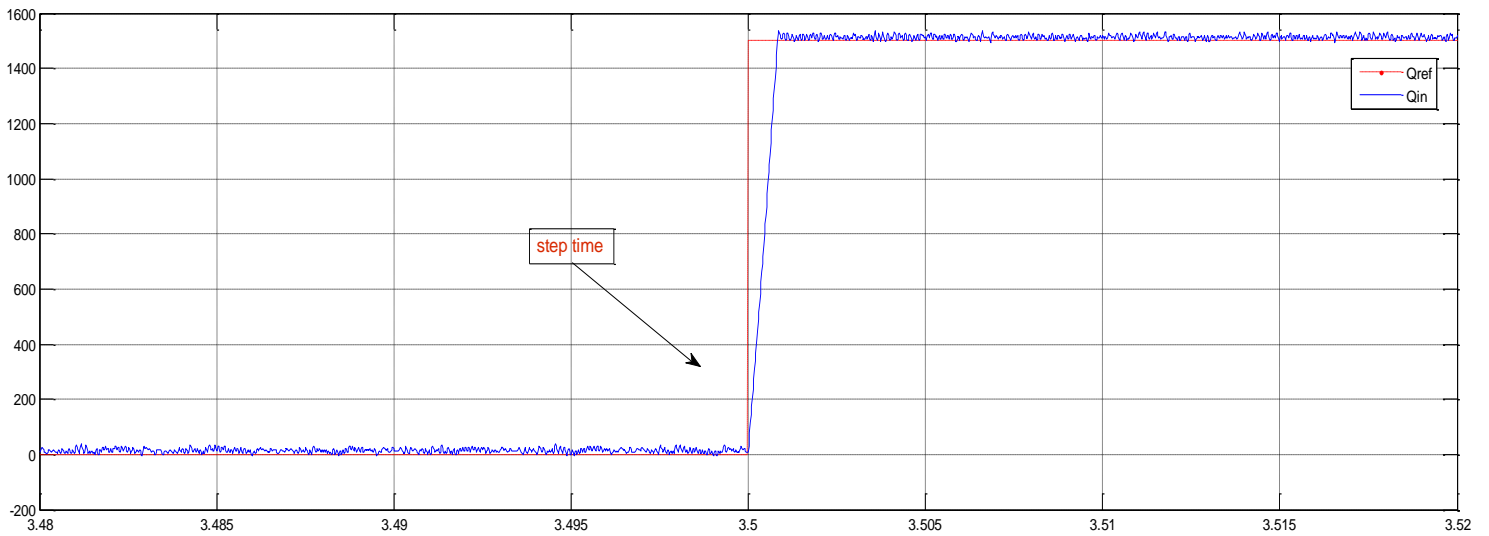


Σχήμα 6. 21 Ρεύμα εισόδου i_a και τάση πηγής V_s για step στην τιμή της Q_{in}^*

- Πραγματοποιώντας αλλαγή στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου του ανορθωτή, βλέπουμε πως μεταβάλλεται η φάση του ρεύματος εισόδου και διαφοροποιείται κατά συνέπεια ο συντελεστής ισχύος εισόδου της διάταξης όπως επιθυμούμε.



(α)



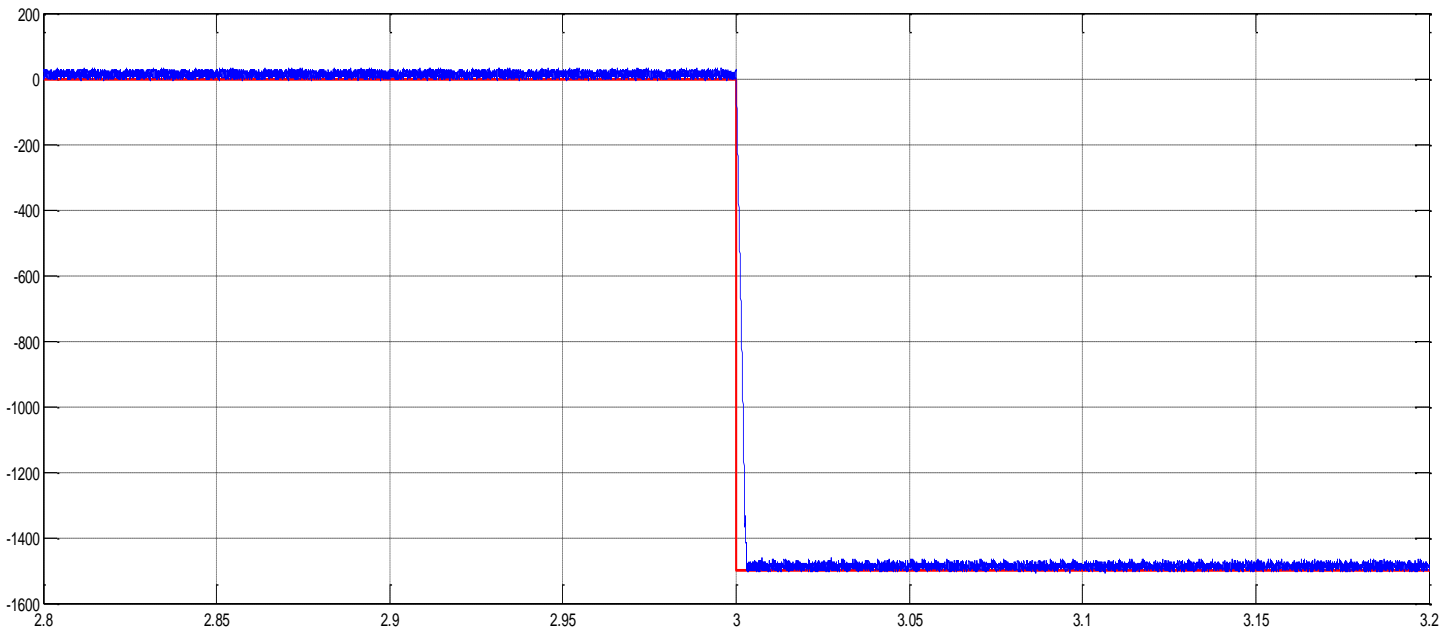
(β)

Σχήμα 6. 22 (α) Άεργος ισχύς εισόδου για step στην τιμή της Q_{in}^* (β) Λεπτομέρεια αέργου ισχύος

- Παρατηρούμε πως το σύστημά μας ακολουθεί την εντολή μεταβολής της άεργου ισχύος και μάλιστα ανταποκρίνεται πολύ γρήγορα στην εντολή αυτή.

6.4.3 Step στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου από 0 σε -1500 VAR

Τη χρονική στιγμή $t=3.0$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς Q_{in}^* από 0 σε -1500 VAR.

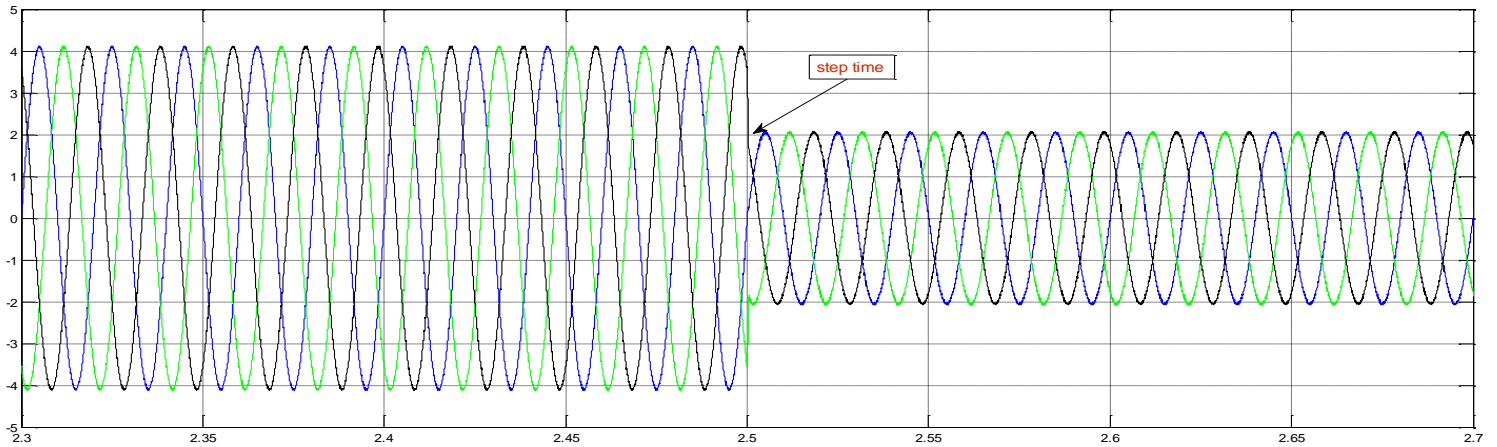


Σχήμα 6. 23 Άεργος ισχύς εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^* από 1500 σε -2000 VAR

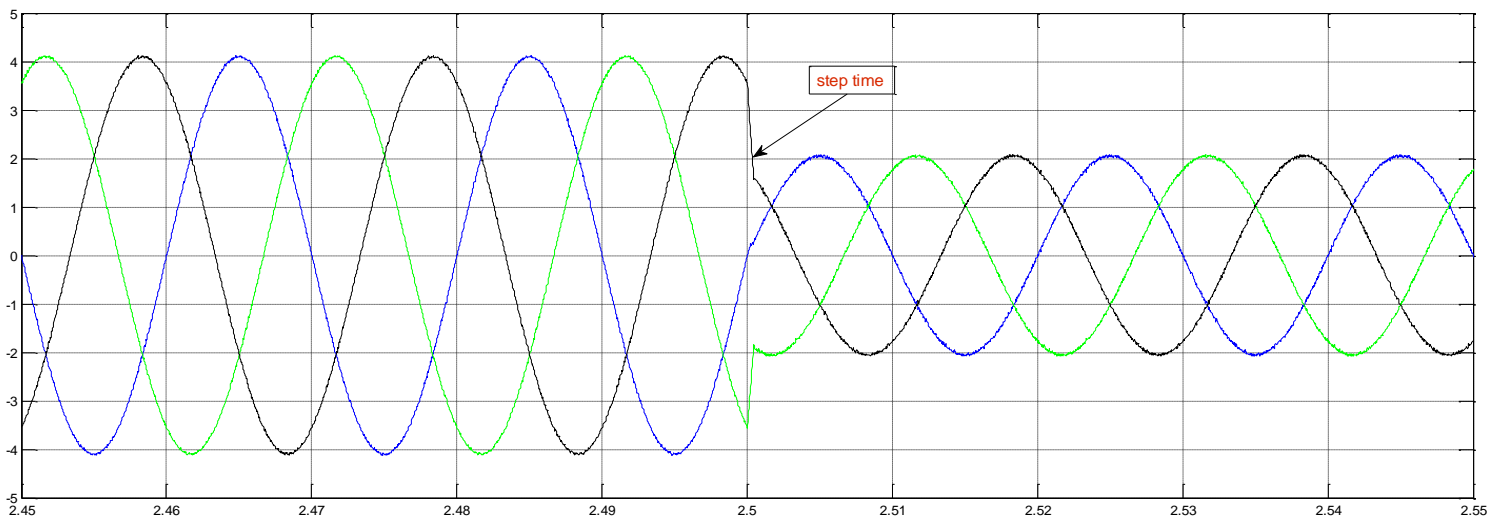
- Αντίστοιχα με την προηγούμενη αλλαγή στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου του μετατροπέα μας, βλέπουμε πως μπορούμε να διαμορφώσουμε το συντελεστή ισχύος εισόδου της διάταξης κατά το επιθυμητό.

6.4.4 Step στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα από 2000 σε 1000 W

Τη χρονική στιγμή $t=2.5$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς P_{out}^* από 2000 σε 1000 W.



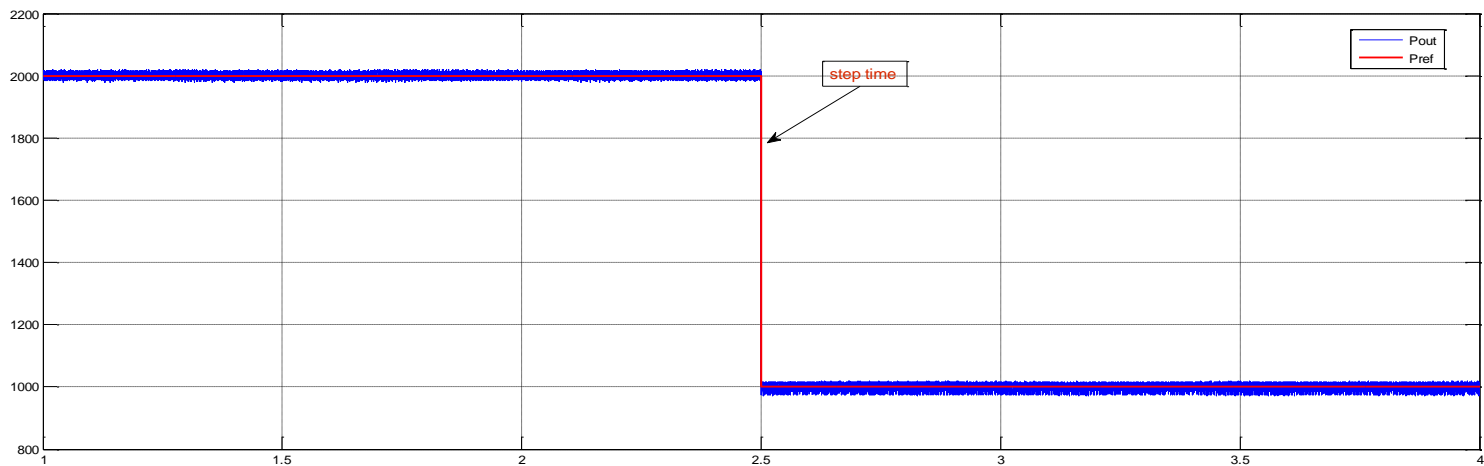
(α)



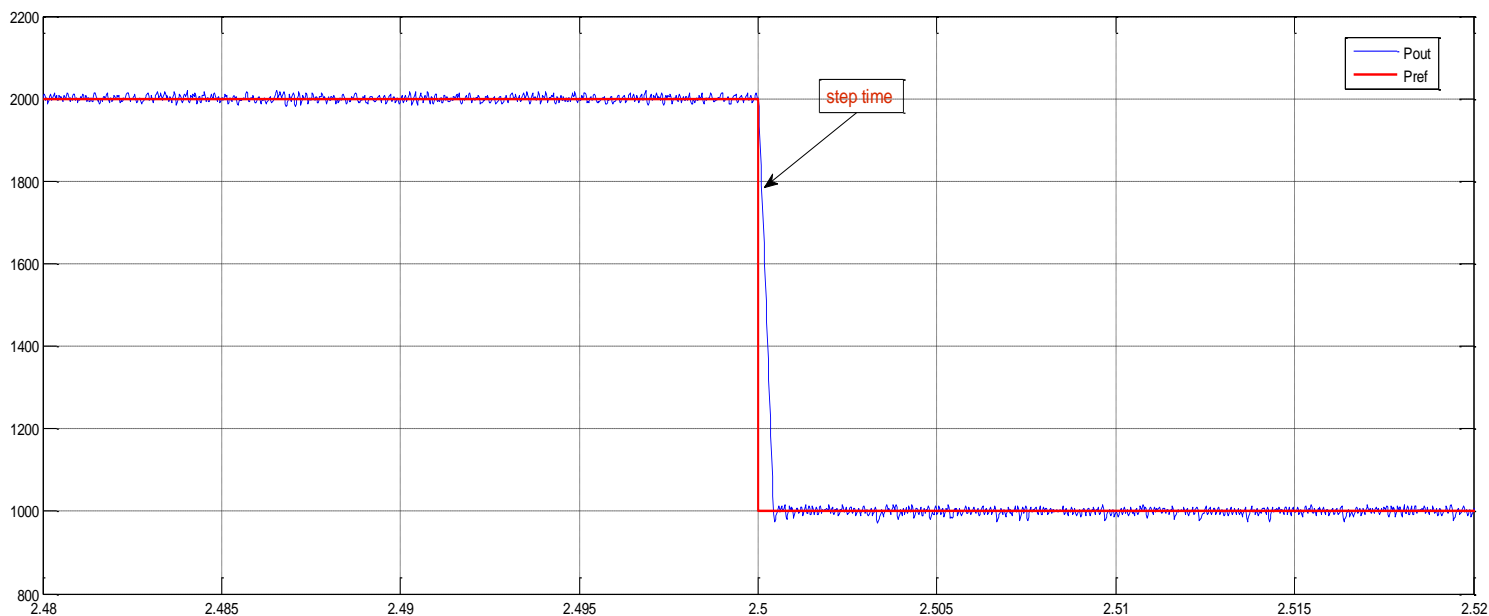
(β)

Σχήμα 6. 24 (α) Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^* (β) Λεπτομέρεια τριφασικού ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα

- Πραγματοποιώντας αλλαγή στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του μετατροπέα παρατηρούμε πως μειώνεται αντίστοιχα το ρεύμα εξόδου για να ανταποκριθεί στη μειωμένη ζήτηση ισχύος. Η τάση εξόδου παραμένει αμετάβλητη όπως ήταν αναμενόμενο.



(α)

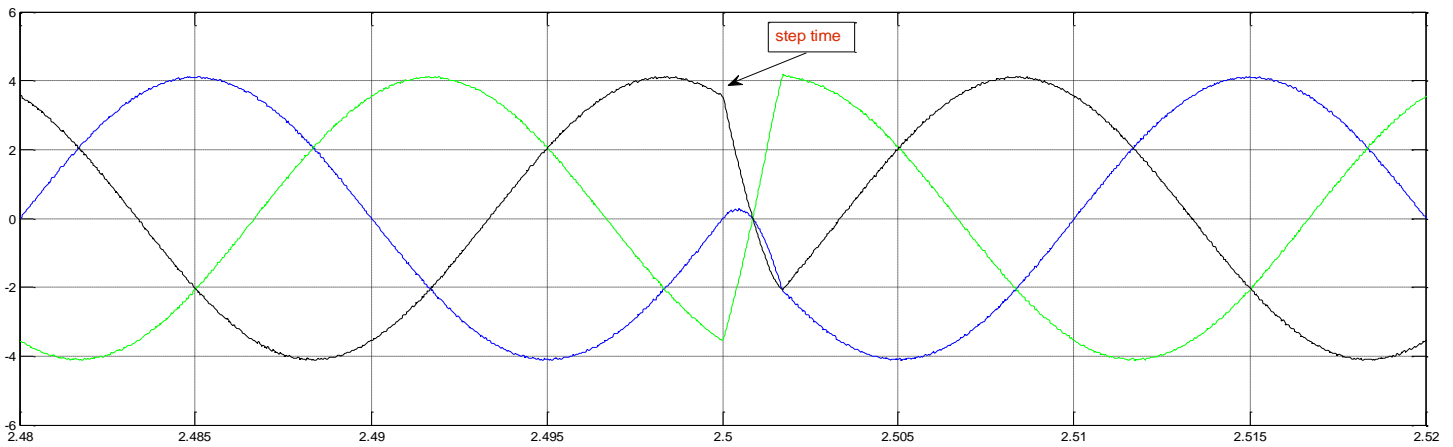


(β)

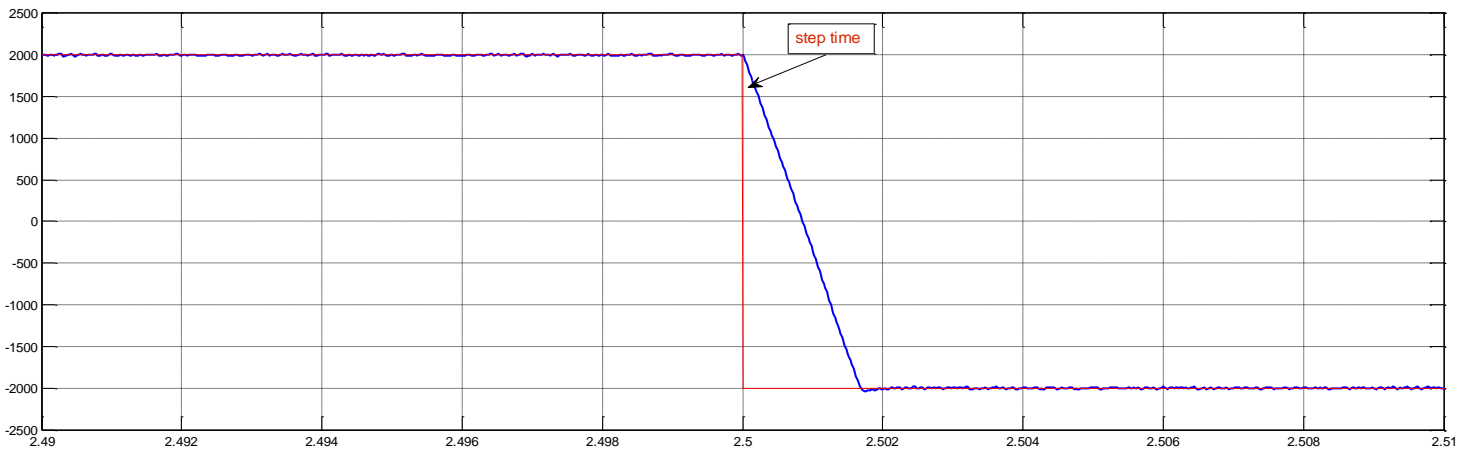
Σχήμα 6. 25 (α) Ενεργός ισχύς εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^* (β) Λεπτομέρεια ενεργού ισχύος εξόδου

6.4.5 Step στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα από 2000 σε -2000 W

Τη χρονική στιγμή $t=2.5$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς P_{out}^* από 2000 σε -2000 W.



Σχήμα 6. 26 Τριφασικό ρεύμα εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*



Σχήμα 6. 27 Ενεργός ισχύς εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*

6.5 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του AC/DC/AC μετατροπέα με τη μέθοδο ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)

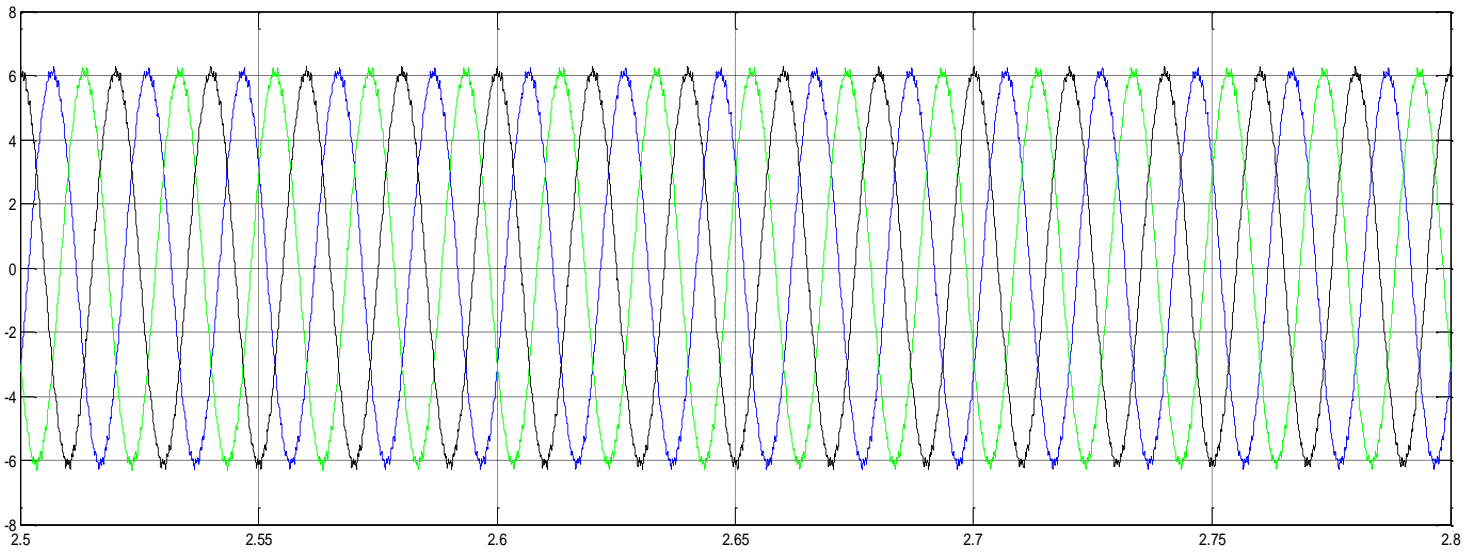
6.5.1 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του τριφασικού διακοπτικού ανορθωτή με τη μέθοδο ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)

Στο σημείο αυτό θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά της διάταξής μας με μία εναλλακτική μέθοδο ελέγχου, η οποία περιγράφηκε στο 4^ο κεφάλαιο και συγκεκριμένα στην ενότητα Η τεχνική αυτή βασίζεται επίσης στη γενικότερη φιλοσοφία του προβλεπτικού ελέγχου, ωστόσο υλοποιείται με μία από τις πλέον κλασικές μεθόδους διαμόρφωσης εύρους παλμών, την ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM).

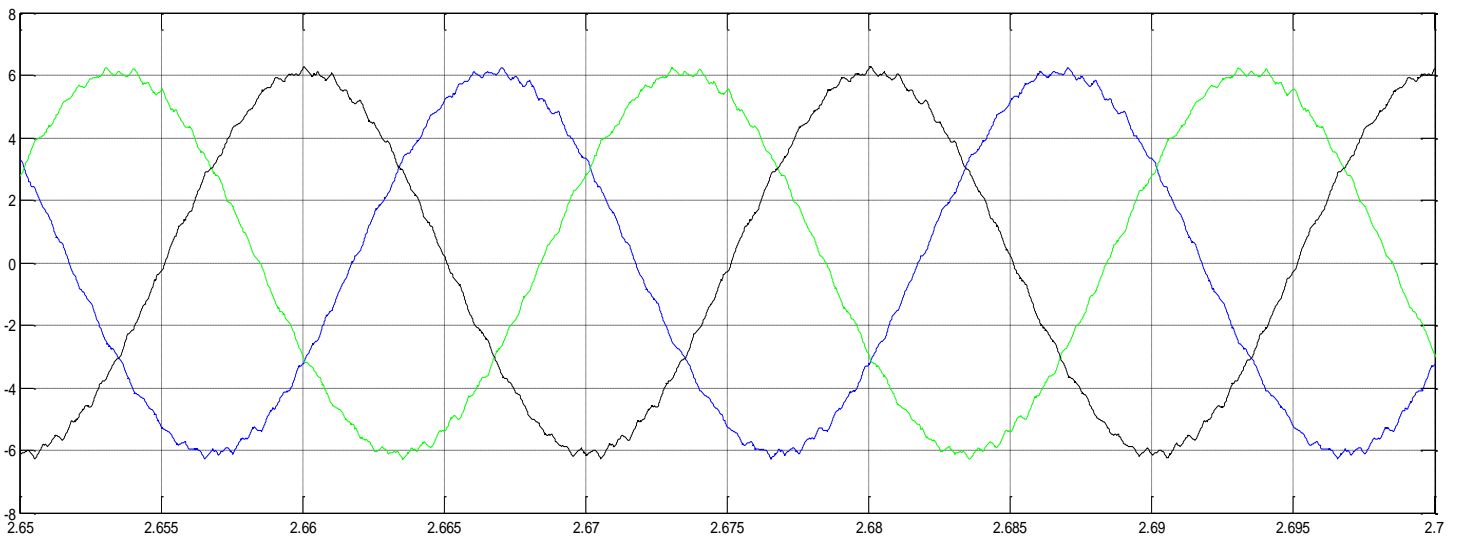
Οι παράμετροι της προσομοίωσης φαίνονται στον παρακάτω πίνακα.

V_s	Πλάτος της τάσης τροφοδοσίας	$230\sqrt{2}$ V
L_s	Πηνίο εισόδου του ανορθωτή	150 mH
R_s	Αντίσταση εισόδου του ανορθωτή	0.05 Ω
C_o	Χωρητικότητα πυκνωτή στο dc σύνδεσμο	2000 μF
V_{dc}^*	Επιθυμητή τιμή τάσης στο dc σύνδεσμο	700 V
P_{in}^*	Επιθυμητή τιμή ενεργού ισχύος εισόδου	2500 W
Q_{in}^*	Επιθυμητή τιμή άεργου ισχύος εισόδου	0

Πίνακας 6.3 Παράμετροι προσομοίωσης για το κύκλωμα του διακοπτικού ανορθωτή με τη μέθοδο SPWM



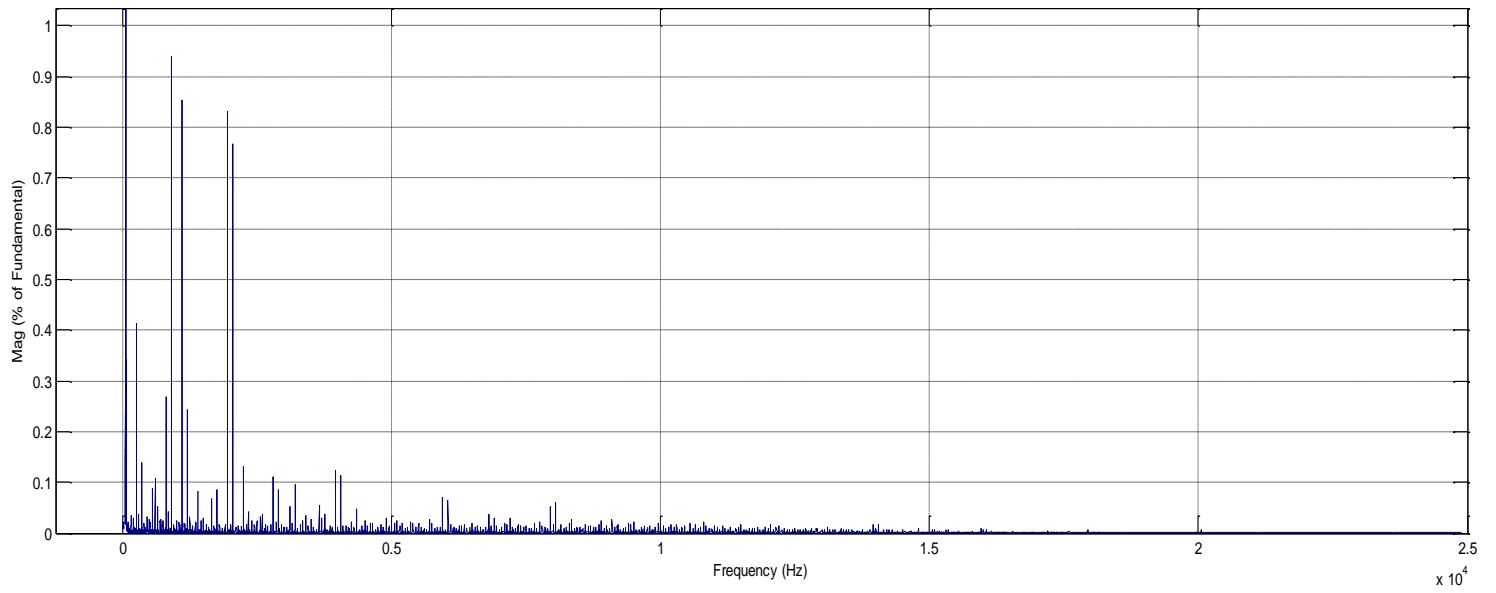
(α)



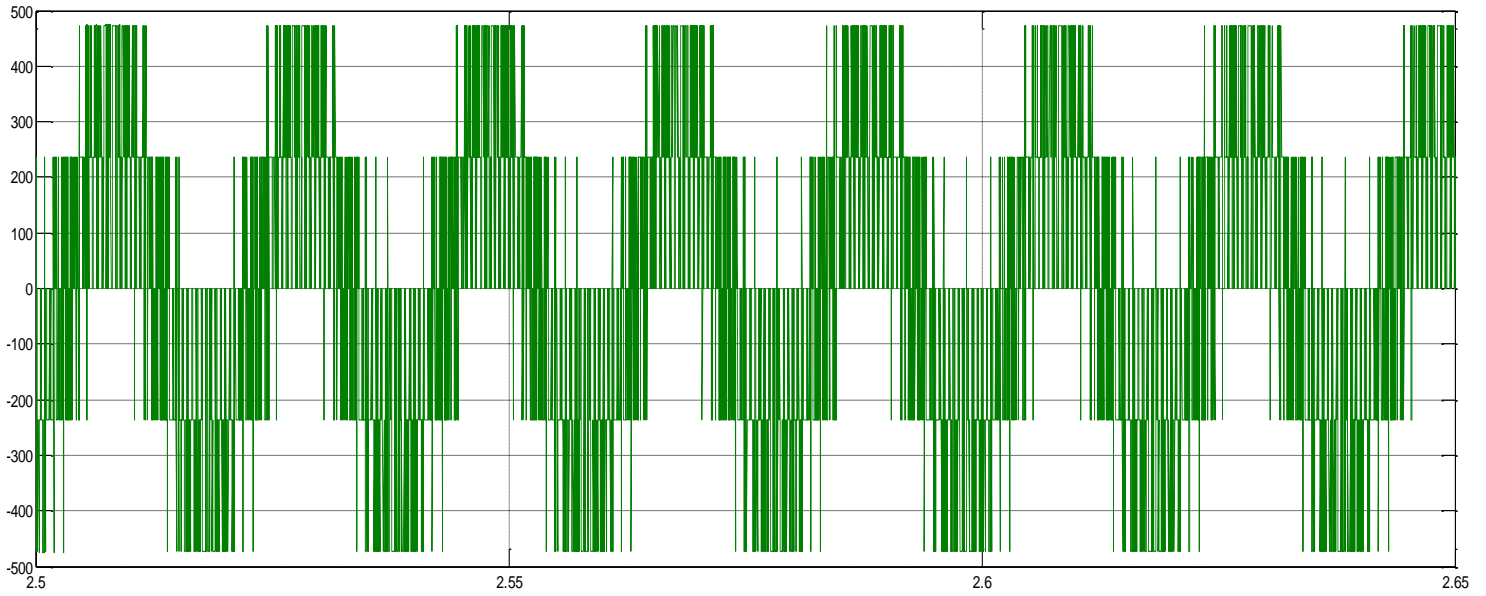
(β)

Σχήμα 6. 28 (α) Τριφασικά ρεύματα εισόδου ανορθωτή (β) Λεπτομέρεια τριφασικών ρευμάτων με τη μέθοδο SPWM

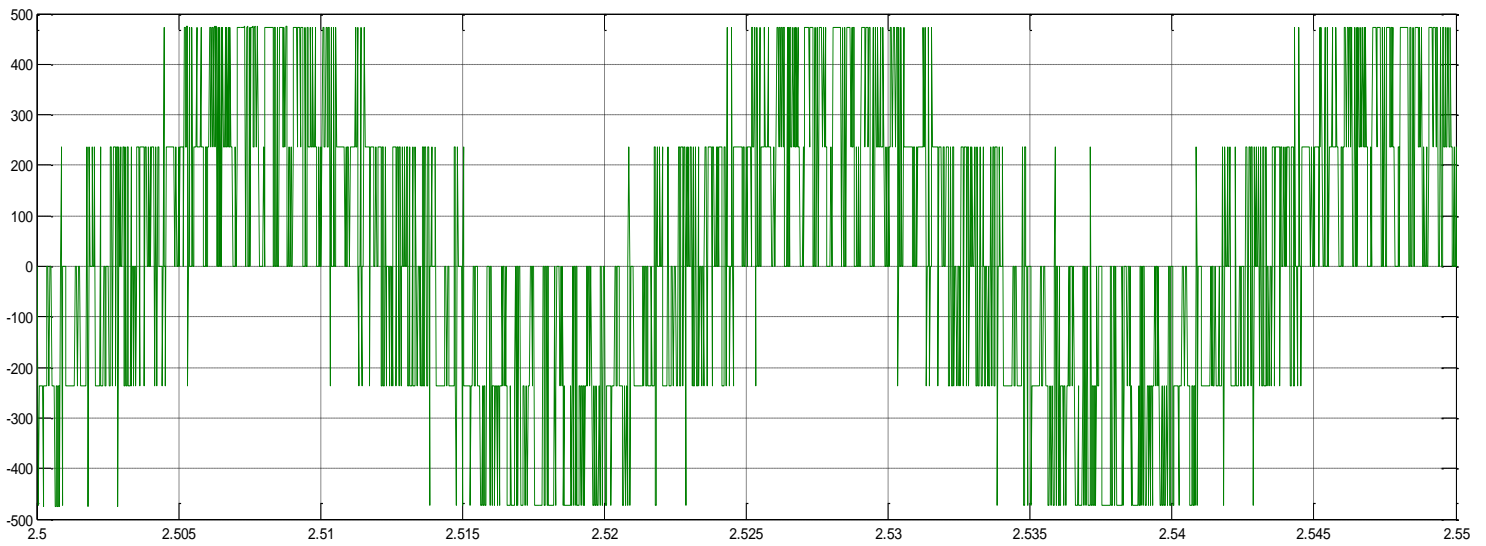
Fundamental (50Hz) = 6.116 , THD= 1.85%



Σχήμα 6. 29 Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) ρεύματος εισόδου ανορθωτή [1.85%] με τη μέθοδο SPWM

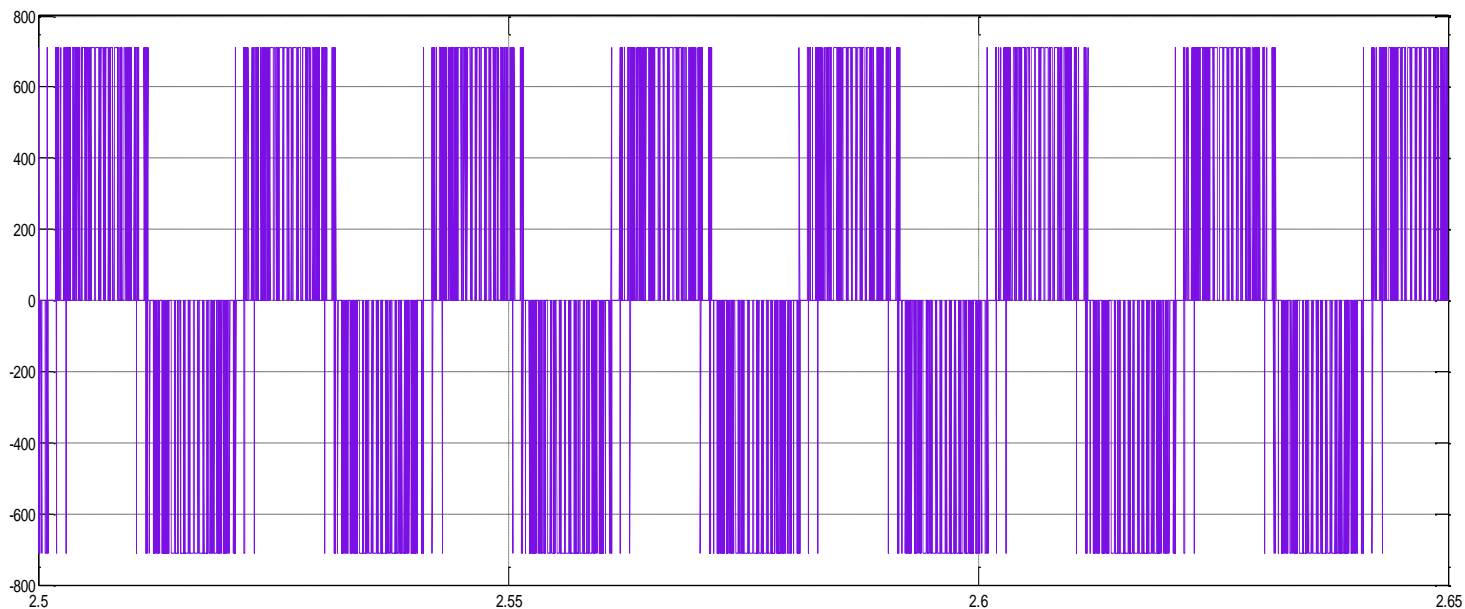


(α)

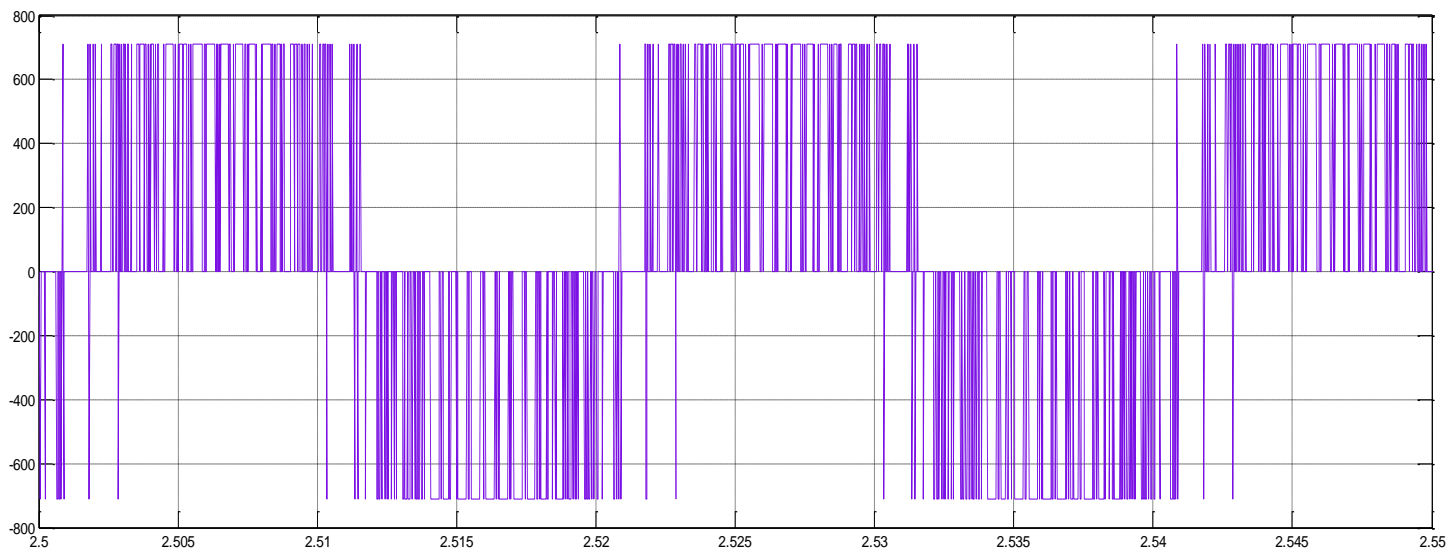


(β)

Σχήμα 6. 30 (α) Τάση εισόδου του ανορθωτή u_{an} (β) Λεπτομέρεια τάσης εισόδου u_{an} με τη μέθοδο SPWM

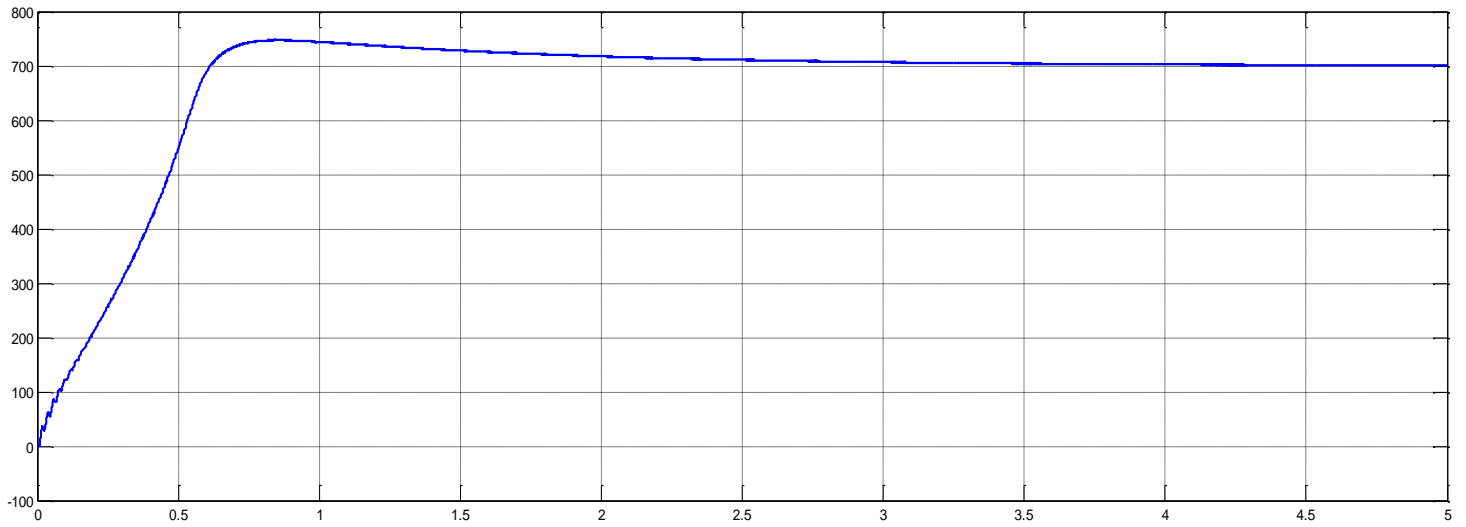


(α)

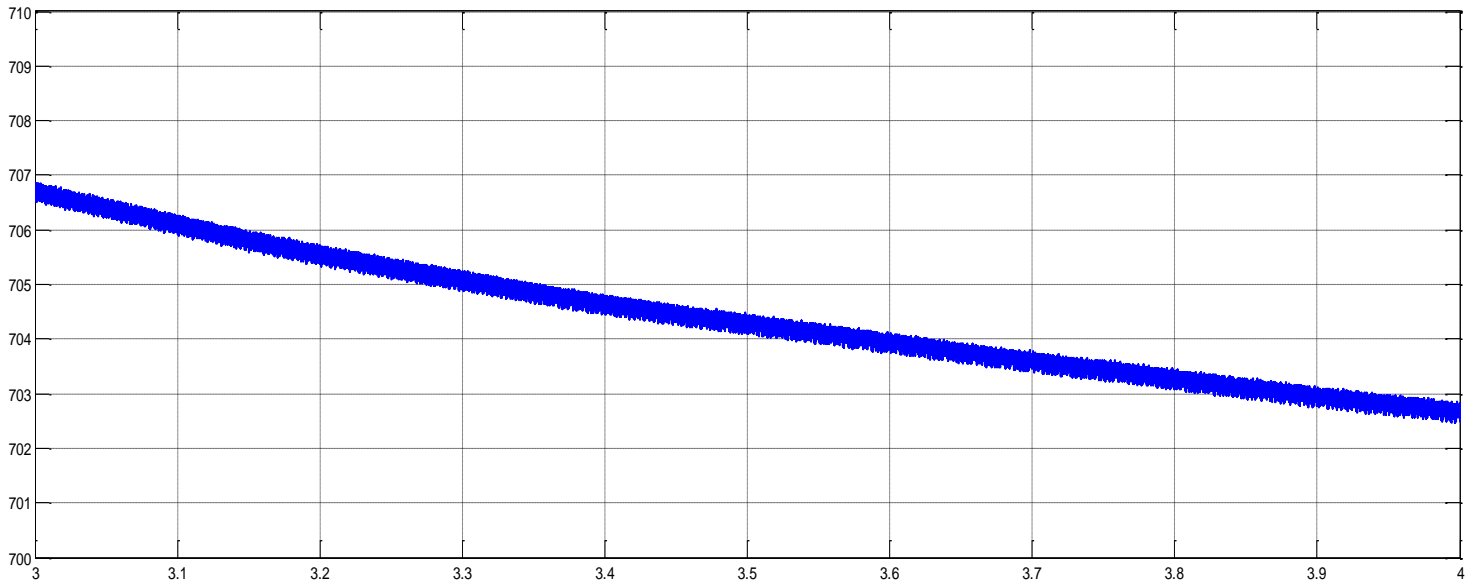


(β)

Σχήμα 6. 31 (α) Πολική τάση εισόδου του ανορθωτή u_{ab} (β) Λεπτομέρεια πολικής τάσης εισόδου u_{ab} με τη μέθοδο SPWM



(α)

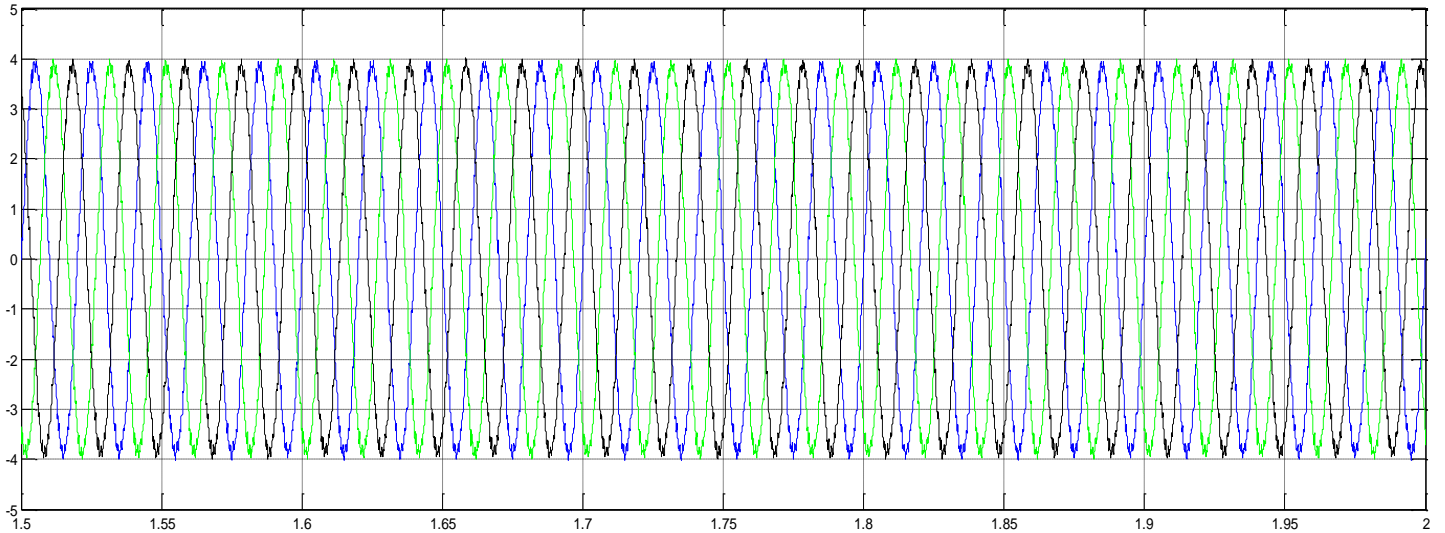


(β)

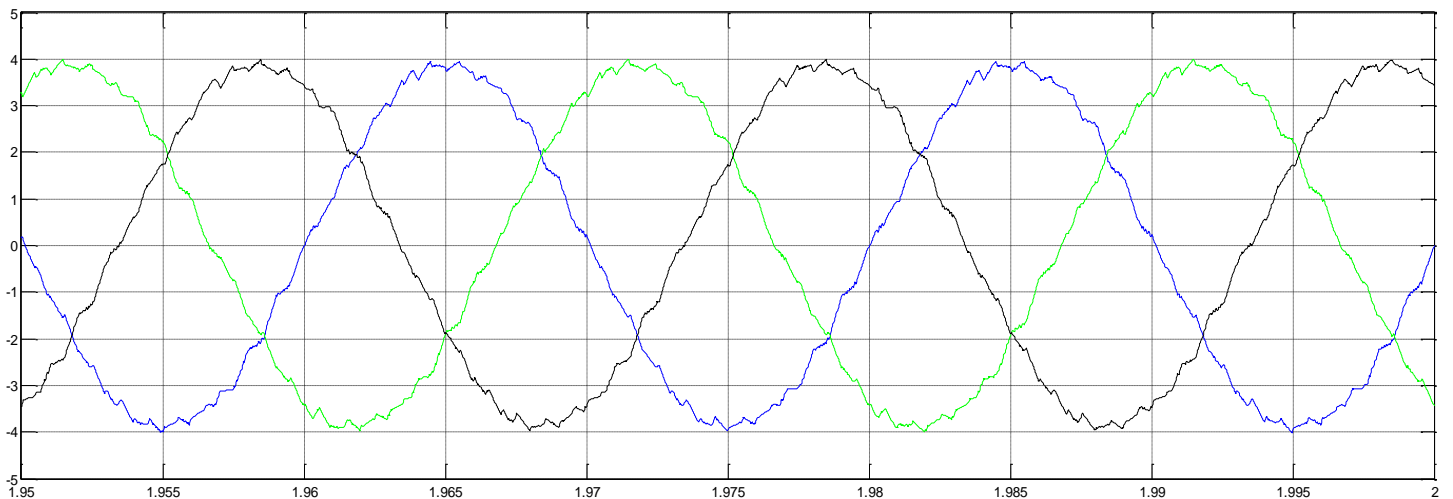
Σχήμα 6. 32 (α) Τάση εξόδου ανορθωτή V_{dc} (β) Λεπτομέρεια τάσης εξόδου V_{dc} με τη μέθοδο SPWM

- Από τα σχήματα 6.28 και 6.29 γίνεται εύκολα αντιληπτό πως και η εναλλακτική αυτή μέθοδος ελέγχου παρουσιάζει ικανοποιητικά αποτελέσματα όσον αφορά την ποιότητα του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα αν και υστερεί σε ποιότητα ισχύος σε σχέση με τη μέθοδο FCS – MPC. Στα σχήματα 6.30 έως 6.32 βλέπουμε την φασική και πολική τάση εισόδου καθώς και την dc τάση εξόδου του αντιστροφέα και διαπιστώνουμε πως έχουν την επιθυμητή μορφή, ενώ η τάση στον dc σύνδεσμο παρουσιάζει ελάχιστα μεγαλύτερη κυμάτωση (0.21%) σε σχέση με την τεχνική FCS – MPC.

6.5.2 Προσομοιώσεις του κυκλώματος του τριφασικού VSI με τη μέθοδο ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM)

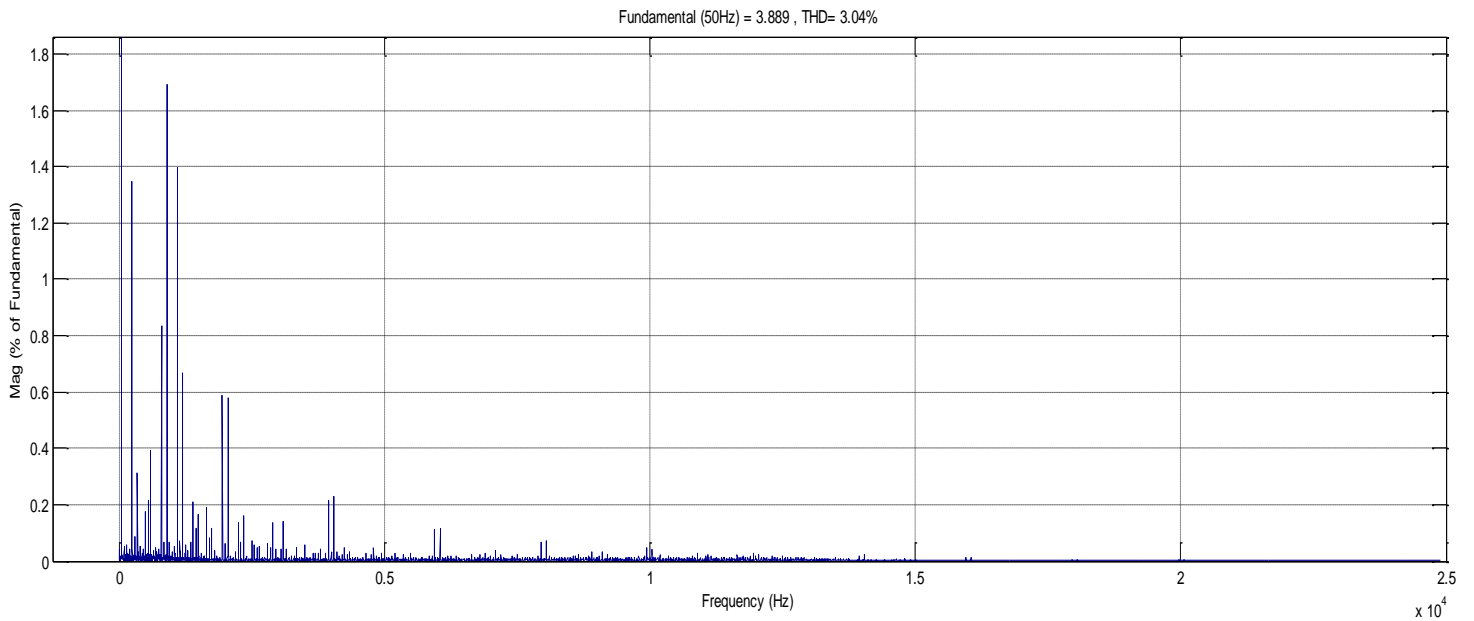


(α)

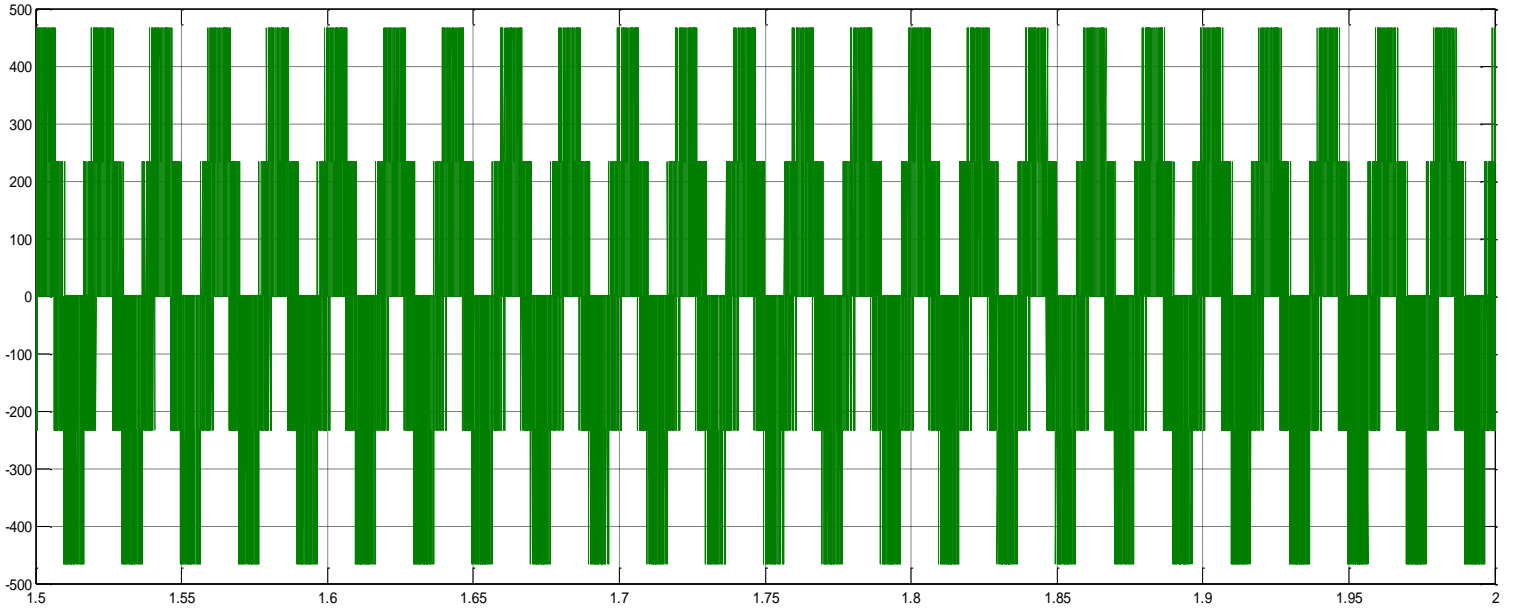


(β)

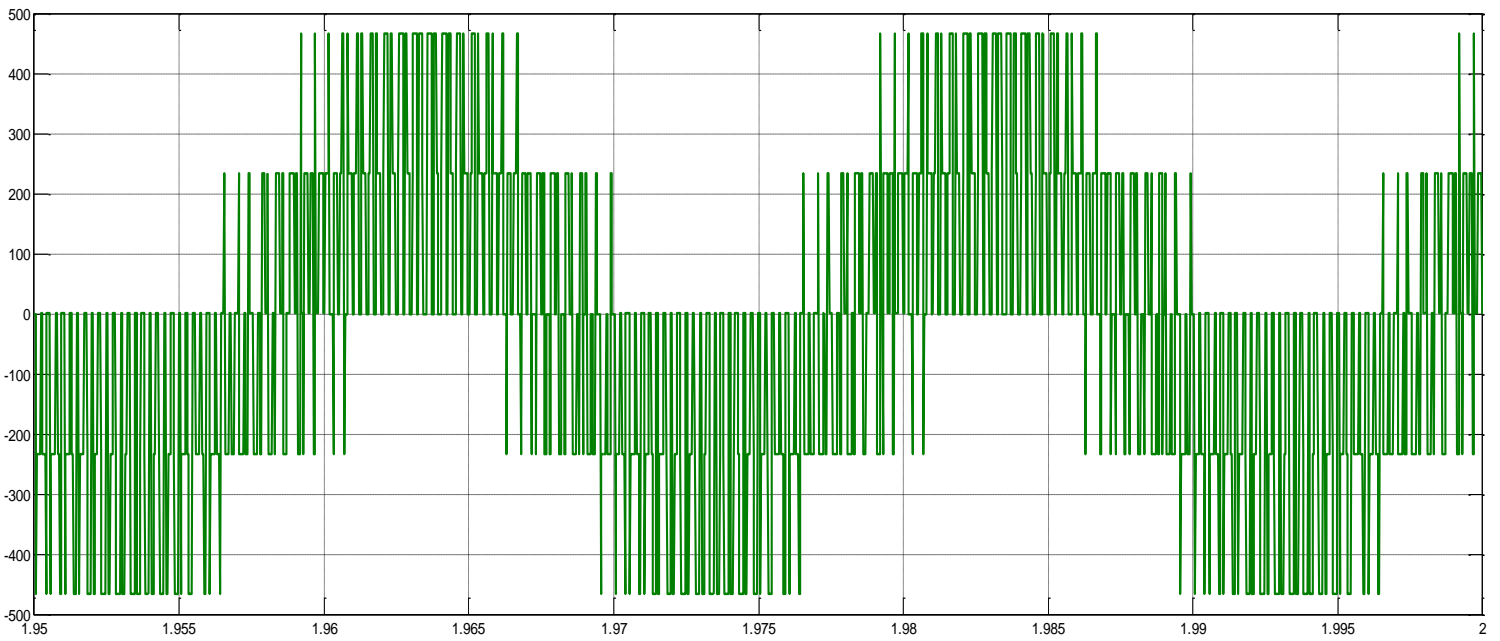
Σχήμα 6. 33 (α) Τριφασικά ρεύματα εξόδου αντιστροφέα (β) Λεπτομέρεια τριφασικών ρευμάτων εξόδου με τη μέθοδο SPWM



Σχήμα 6. 34 Ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) ρεύματος εξόδου αντιστροφέα με τη μέθοδο SPWM [3.04%]

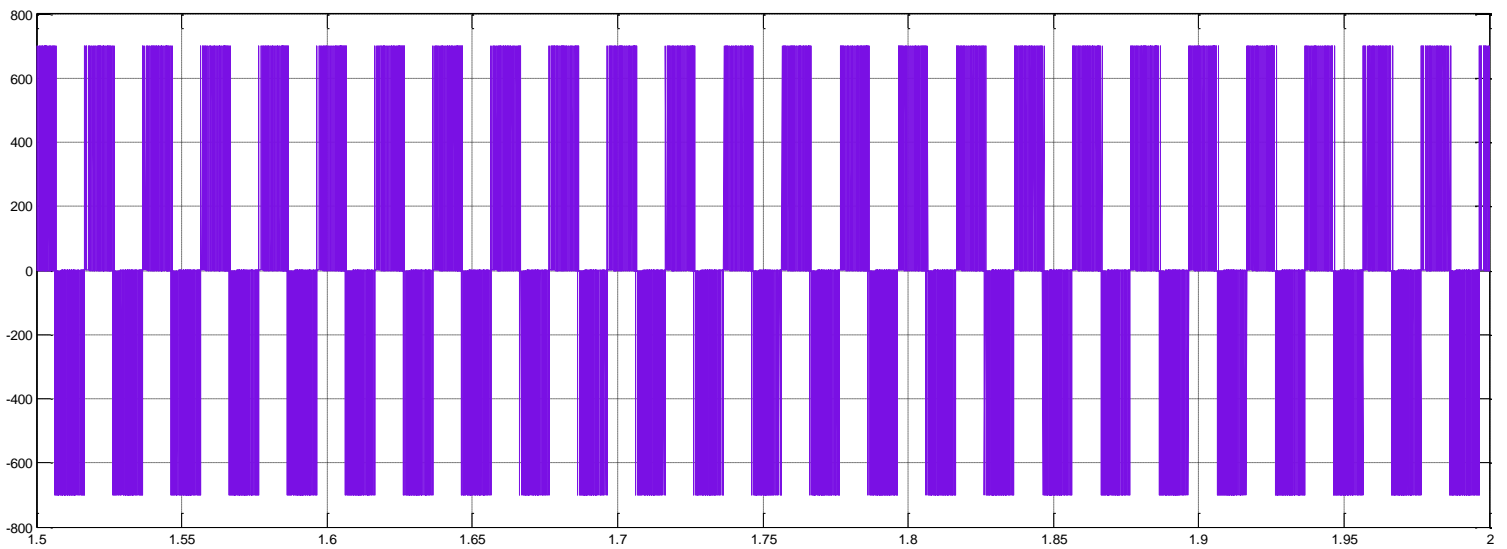


(α)

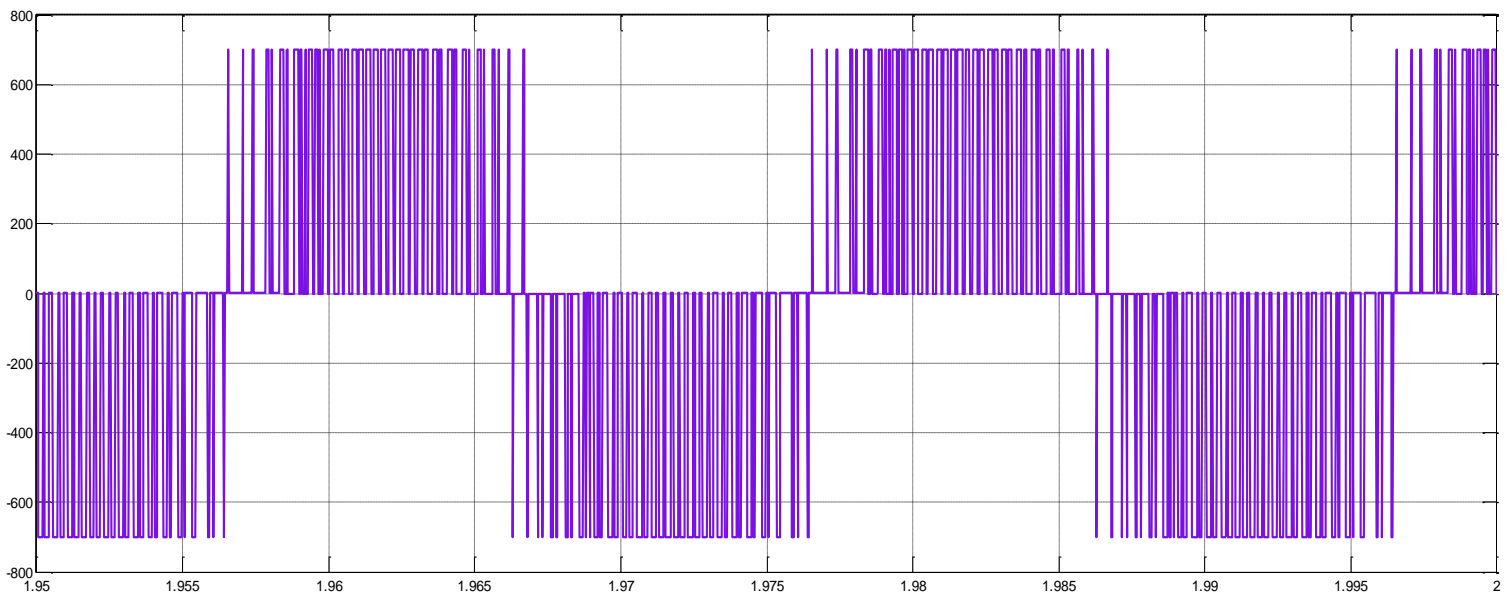


(β)

Σχήμα 6. 35 (α) Φασική τάση εξόδου αντιστροφέα (β) Λεπτομέρεια φασικής τάσης εξόδου με τη μέθοδο SPWM



(α)



(β)

Σχήμα 6. 36 (α) Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα V_{ab} (β) Λεπτομέρεια πολικής τάσης εξόδου V_{ab} με τη μέθοδο SPWM

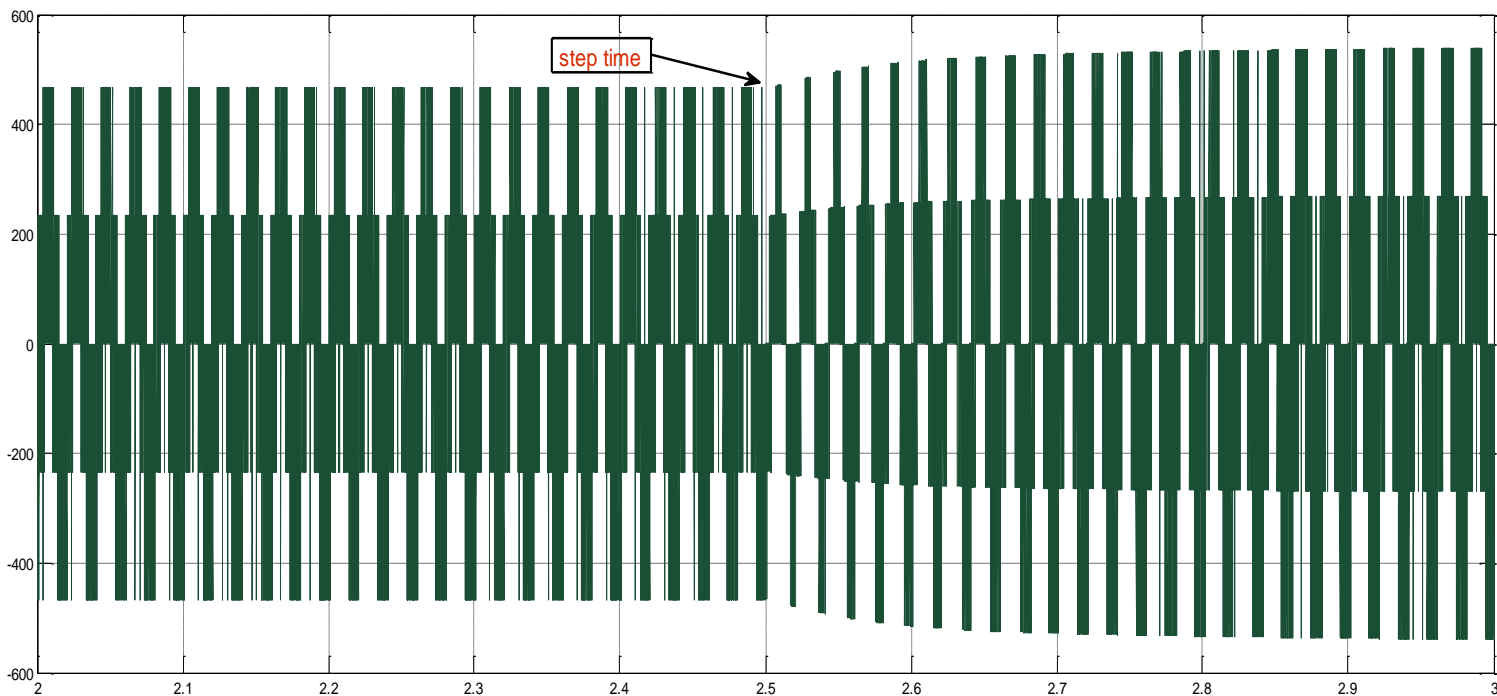
- Στο σχήμα 6.33 βλέπουμε την κυματομορφή του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα, ενώ στο σχήμα 6.34 αναλύεται το φάσμα του. Αν και το ρεύμα παρουσιάζεται κάπως παραμορφωμένο σε σχέση με την τεχνική του FCS – MPC , εντούτοις παραμένει αρκετά κάτω από το όριο ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (2.85 % σε όριο 5%). Οι κυματομορφές της φασικής και πολικής τάσης εξόδου του μετατροπέα έχουν την αναμενόμενη μορφή, όπως φαίνεται στα σχήματα 6.35 και 6.36.

6.5.3 Δυναμική απόκριση του AC/DC/AC μετατροπέα με τη μέθοδο SPWM

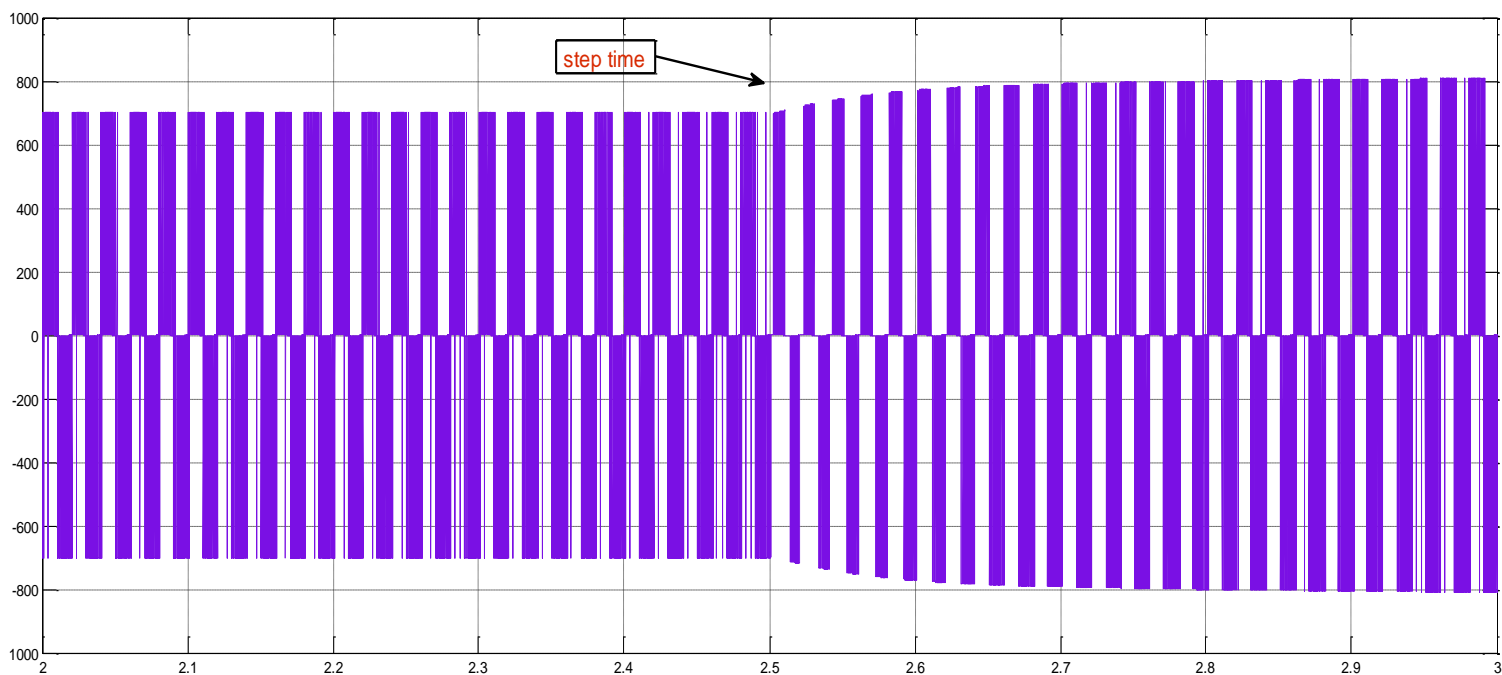
Έχοντας διαπιστώσει την αποτελεσματικότητα και της εναλλακτικής μεθόδου ελέγχου που εξετάσαμε στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της διάταξής μας θα μελετήσουμε στη συνέχεια τη συμπεριφορά της μεθόδου στα αντίστοιχα μεταβατικά φαινόμενα που εξετάσαμε και παραπάνω.

6.5.3.1 Step στην τιμή αναφοράς της τάσης στο dc σύνδεσμο

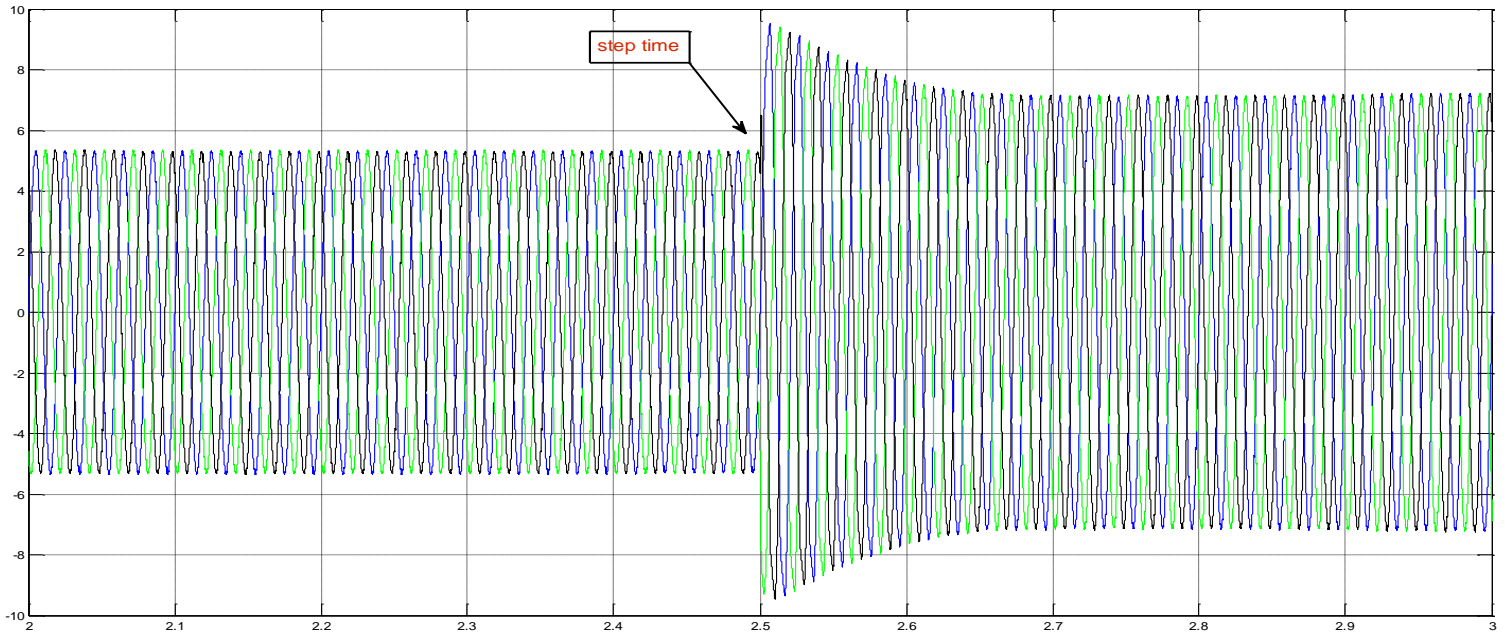
Τη χρονική στιγμή $t=2.5 \text{ sec}$ αλλάζουμε την τιμή αναφοράς V_{dc}^* από 700 σε 850V.



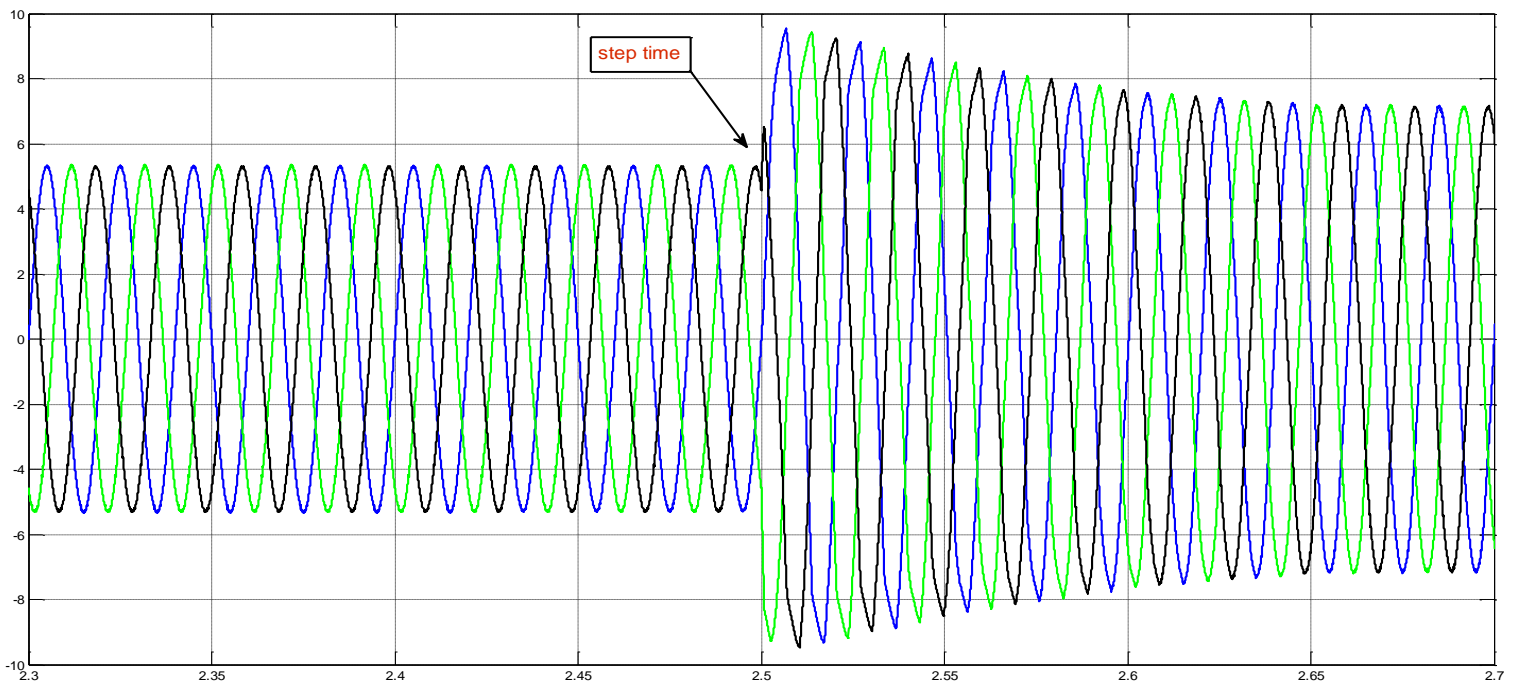
Σχήμα 6. 37 Φασική τάση εισόδου του ανορθωτή u_{an} για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM



Σχήμα 6. 38 Πολική τάση εισόδου του ανορθωτή u_{ab} για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM



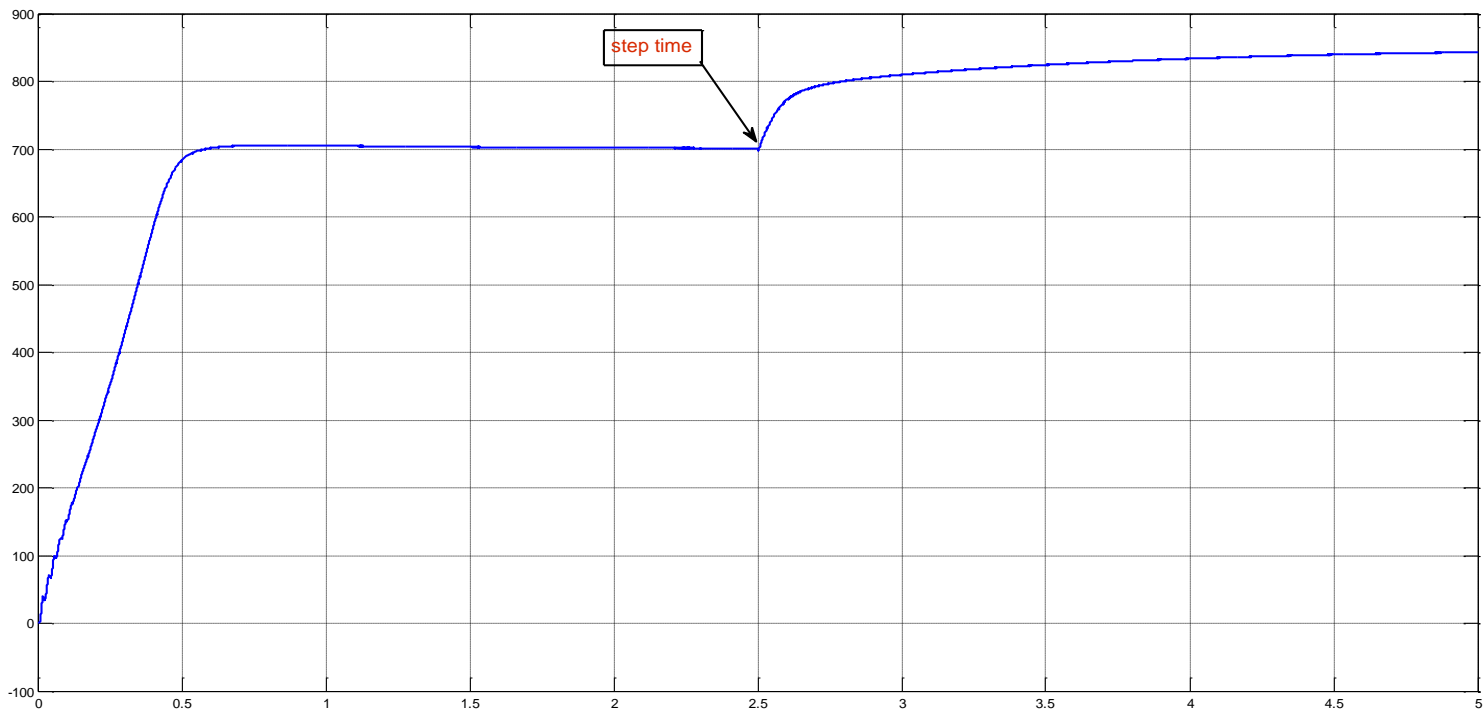
(α)



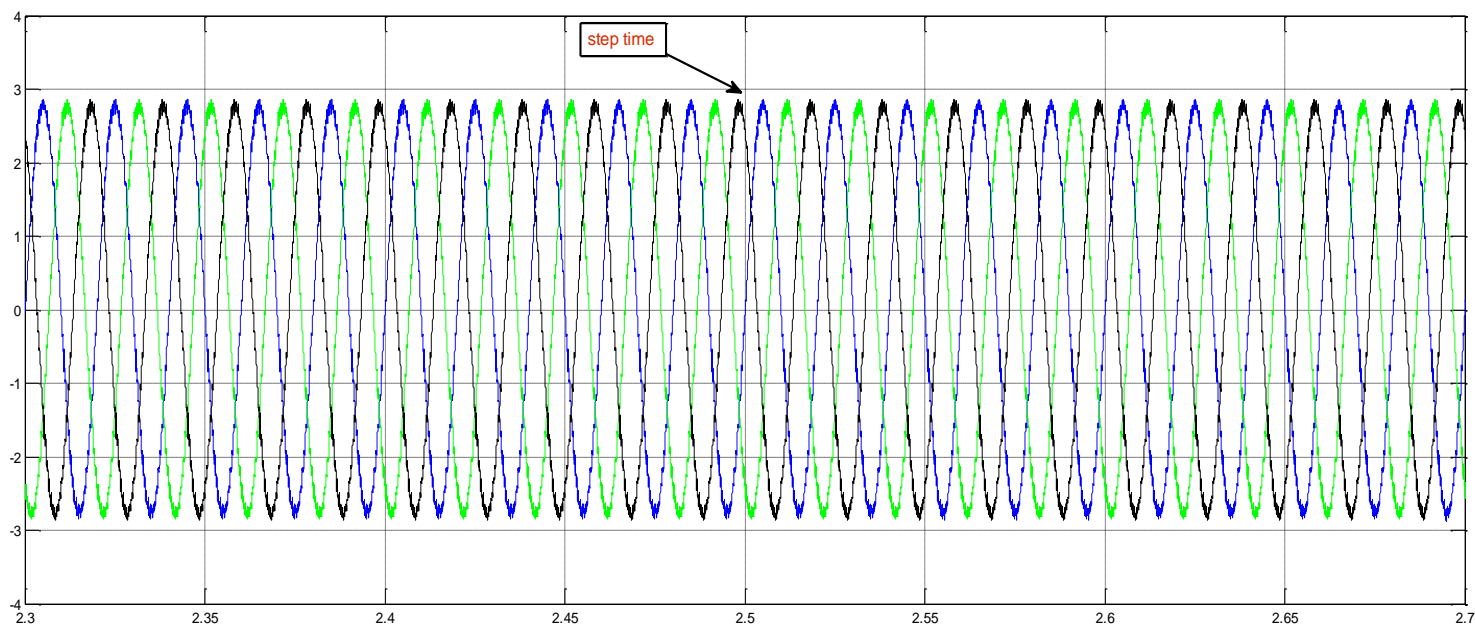
(β)

Σχήμα 6. 39 (α) Τριφασικό ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM

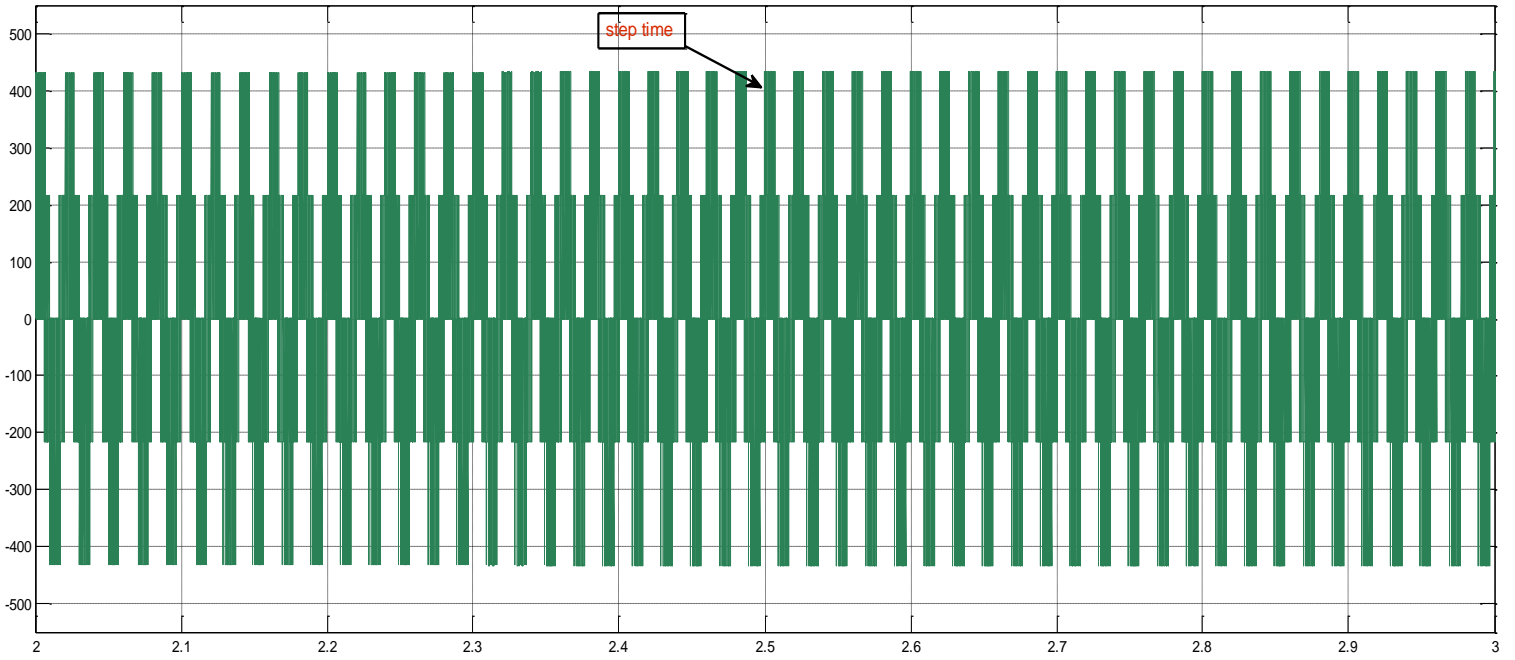
(β) Λεπτομέρεια τριφασικού ρεύματος εισόδου του ανορθωτή



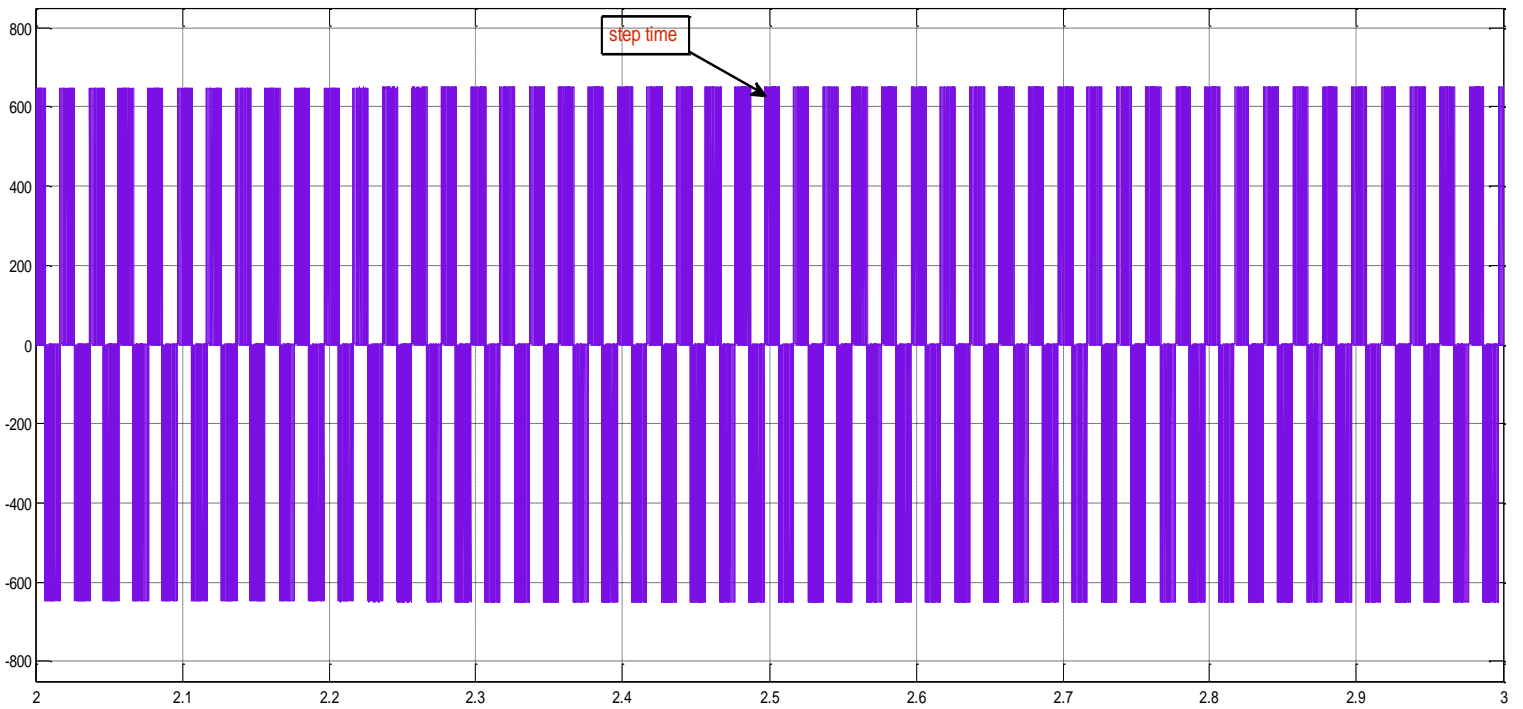
Σχήμα 6. 40 Τάση εξόδου ανορθωτή V_{dc} για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM



Σχήμα 6. 41 Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM



Σχήμα 6. 42 Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM

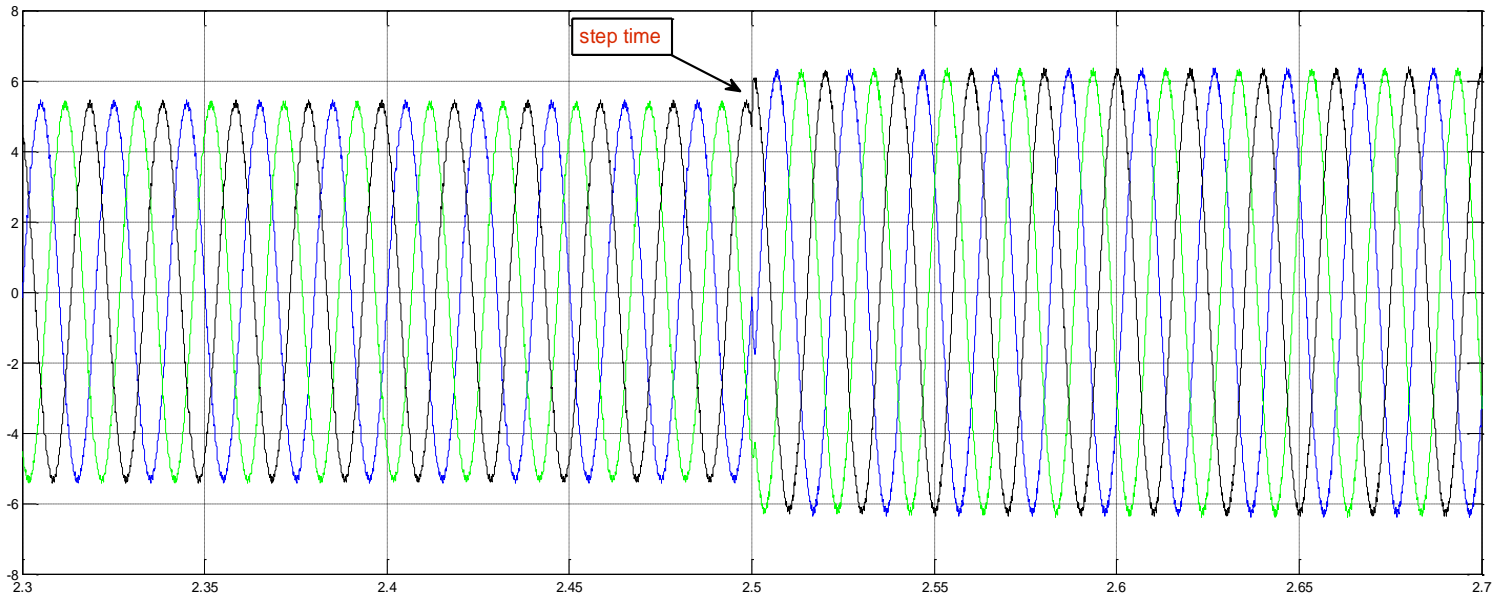


Σχήμα 6. 43 Πολική τάση εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της V_{dc}^* με τη μέθοδο SPWM

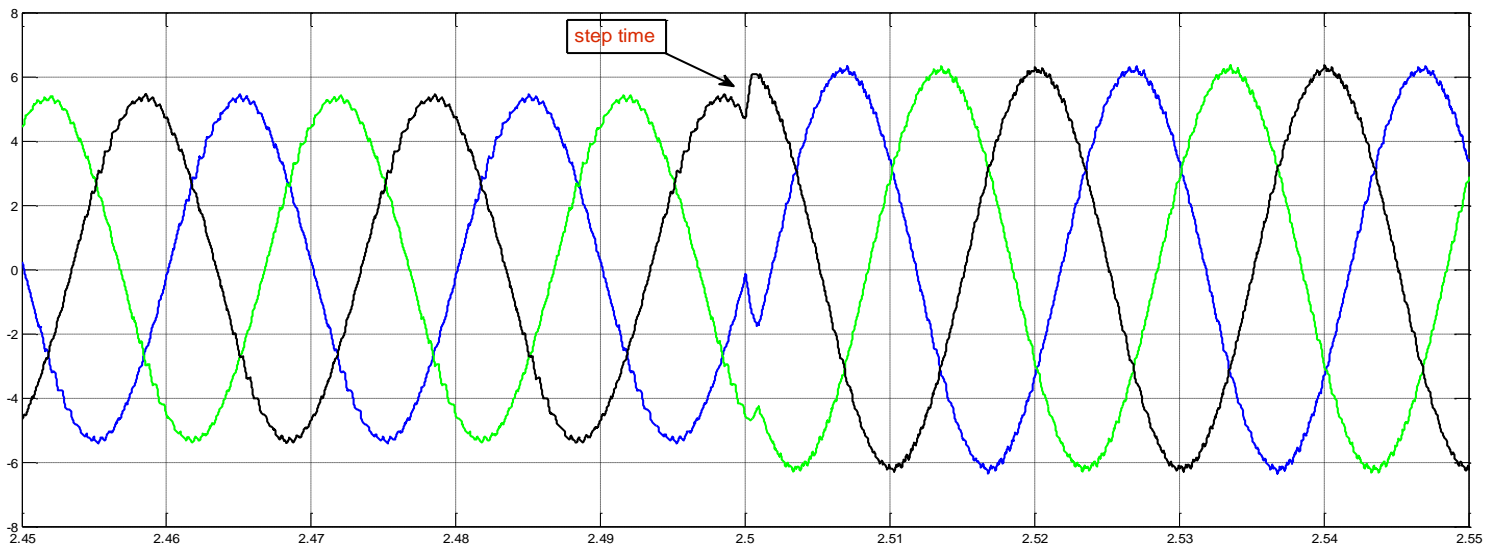
- Από τα σχήματα 6.37, 6.38 και 6.40 βλέπουμε πως η μεταβατική απόκριση του μετατροπέα μας για step στην τιμή αναφοράς της dc τάσης εξόδου με την τεχνική ελέγχου SPWM είναι πολύ ικανοποιητική. Στο σχήμα 6.39 βλέπουμε την συμπεριφορά του ρεύματος εισόδου για την ίδια μεταβολή. Το ρεύμα όπως ήταν αναμενόμενο αυξάνεται, αφού η αύξηση της τάσης στον dc σύνδεσμο συνεπάγεται και αυξημένη ζήτηση ενεργού ισχύος εξόδου. Τα ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα δεν επηρεάζονται όπως είναι φυσικό, ενώ οι τάσεις εισόδου αυξάνονται ελαφρώς λόγω της αύξησης στην τάση του dc ζυγού, η οποία αποτελεί ουσιαστικά την τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα.

6.5.3.2 Step στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου από 0 σε 1500 VAR

Τη χρονική στιγμή $t=3.5$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς Q_{in}^* από 0 σε 1500.

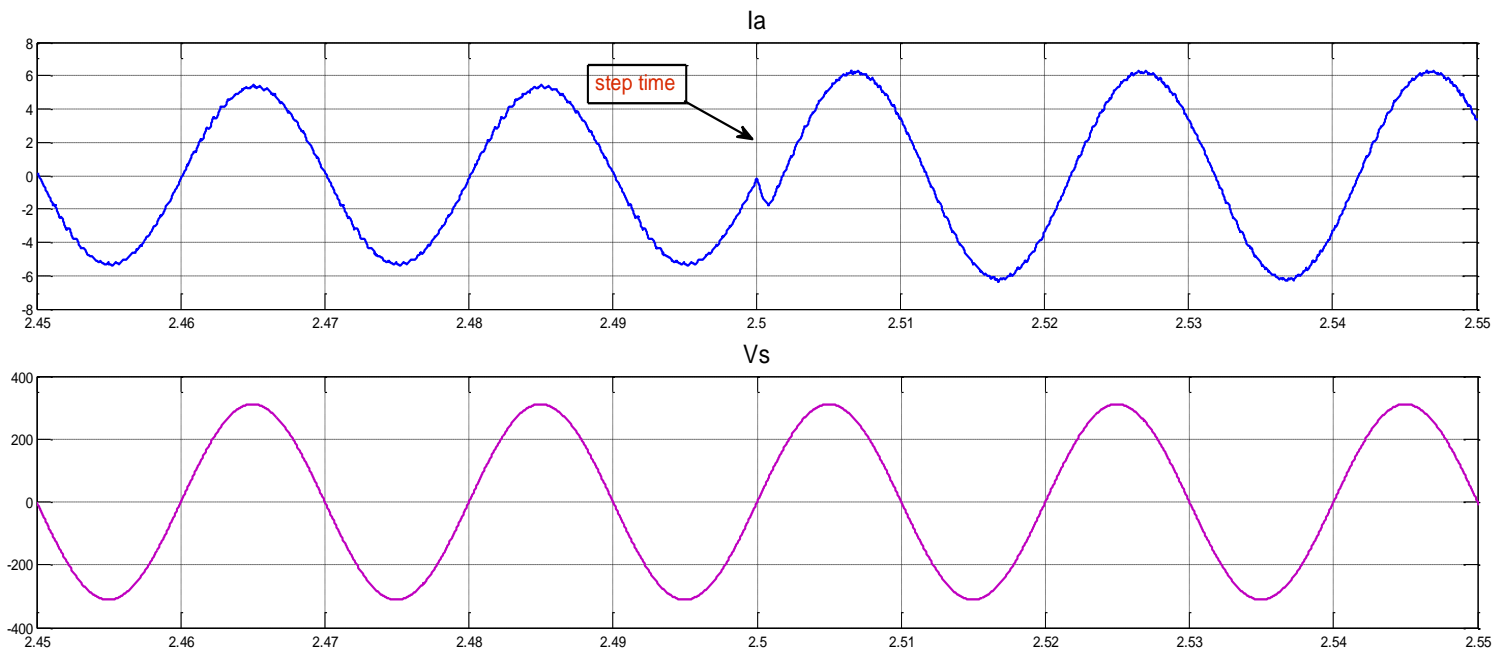


(α)

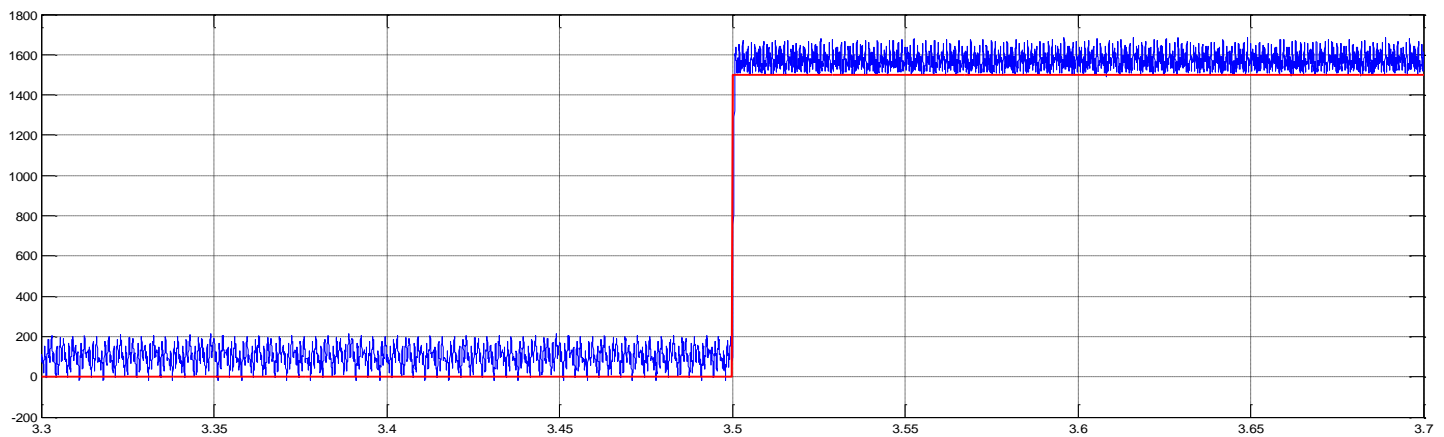


(β)

Σχήμα 6. 44 (α) Τριφασικό ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^* (β) Λεπτομέρεια τριφασικού ρεύματος για step στην τιμή της Q_{in}^*



Σχήμα 6. 45 Ρεύμα εισόδου i_a και τάση πηγής V_s για step στην τιμή της Q_{in}^*

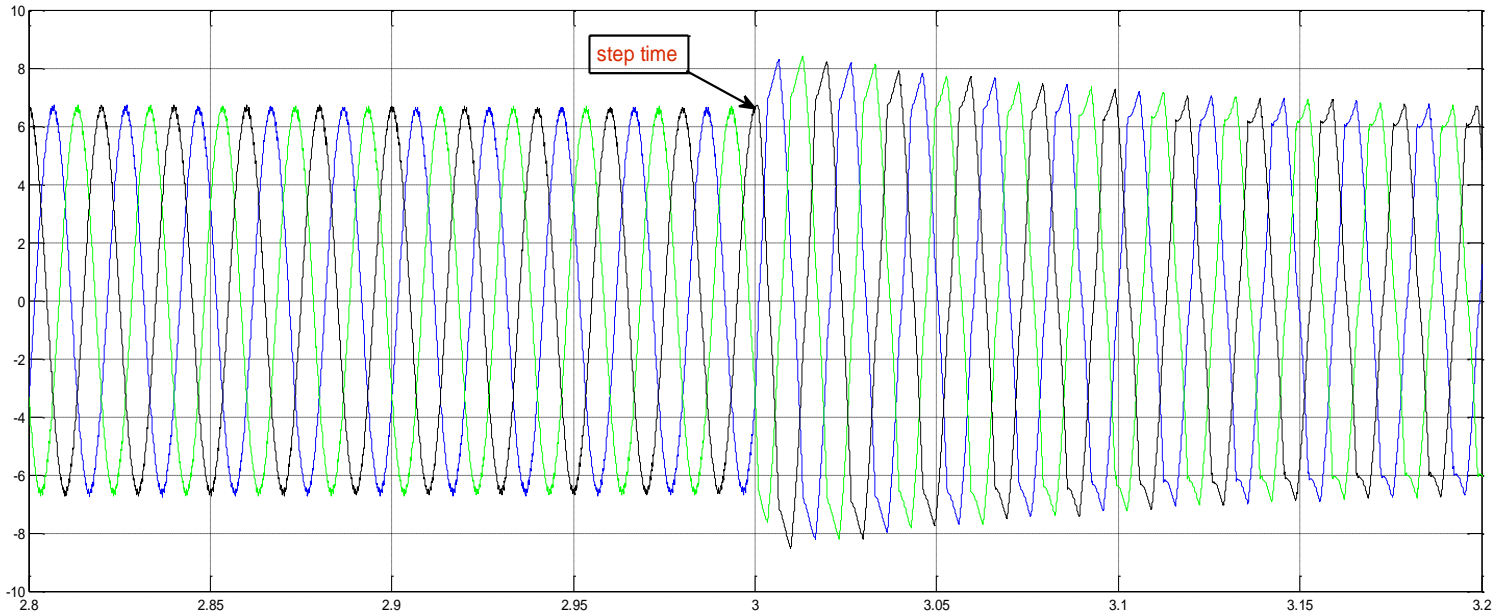


Σχήμα 6. 46 Άεργος ισχύς εισόδου ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^*

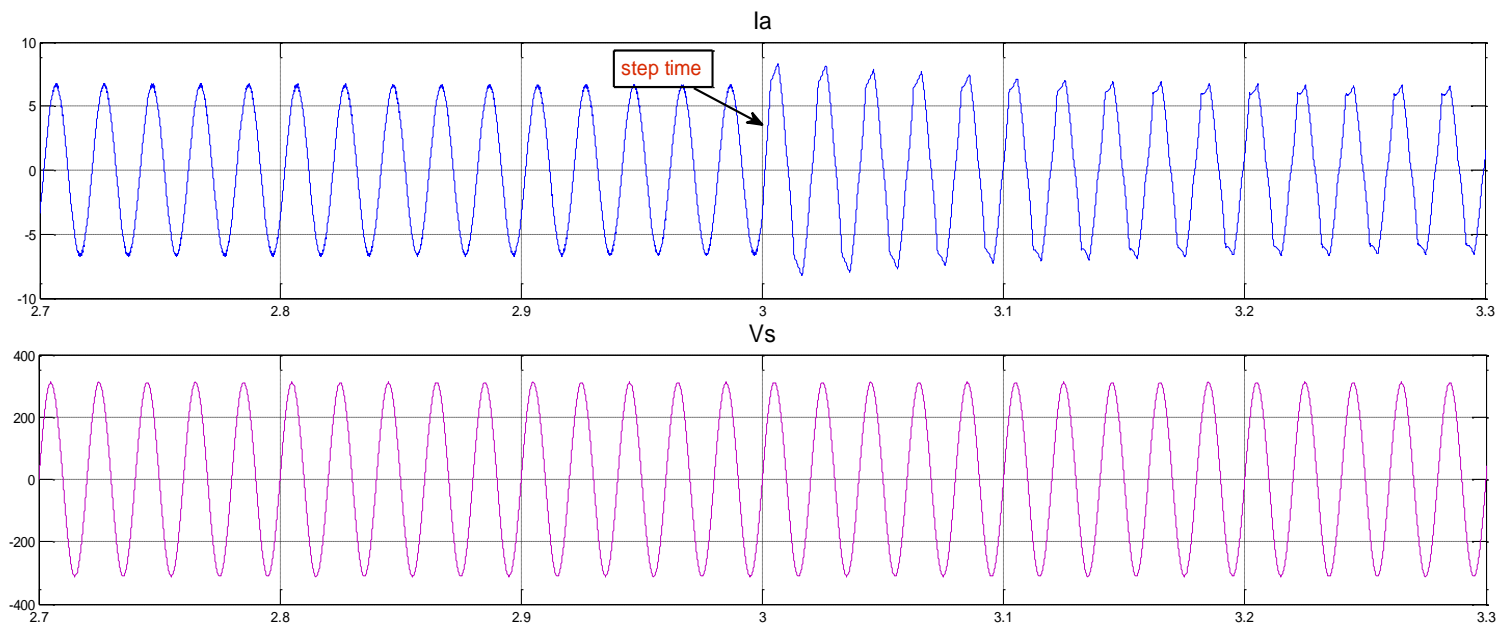
- Αλλάζοντας την τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου του μετατροπέα, βλέπουμε πώς μεταβάλλεται η φάση του ρεύματος εισόδου και κατά συνέπεια ο συντελεστής ισχύος εισόδου. Βλέπουμε επίσης πως η άεργος ισχύς πράγματι ακολουθεί τη ζητούμενη μεταβολή.

6.5.3.3 Step στην τιμή αναφοράς της άεργου ισχύος εισόδου από 0 σε -1500 VAR

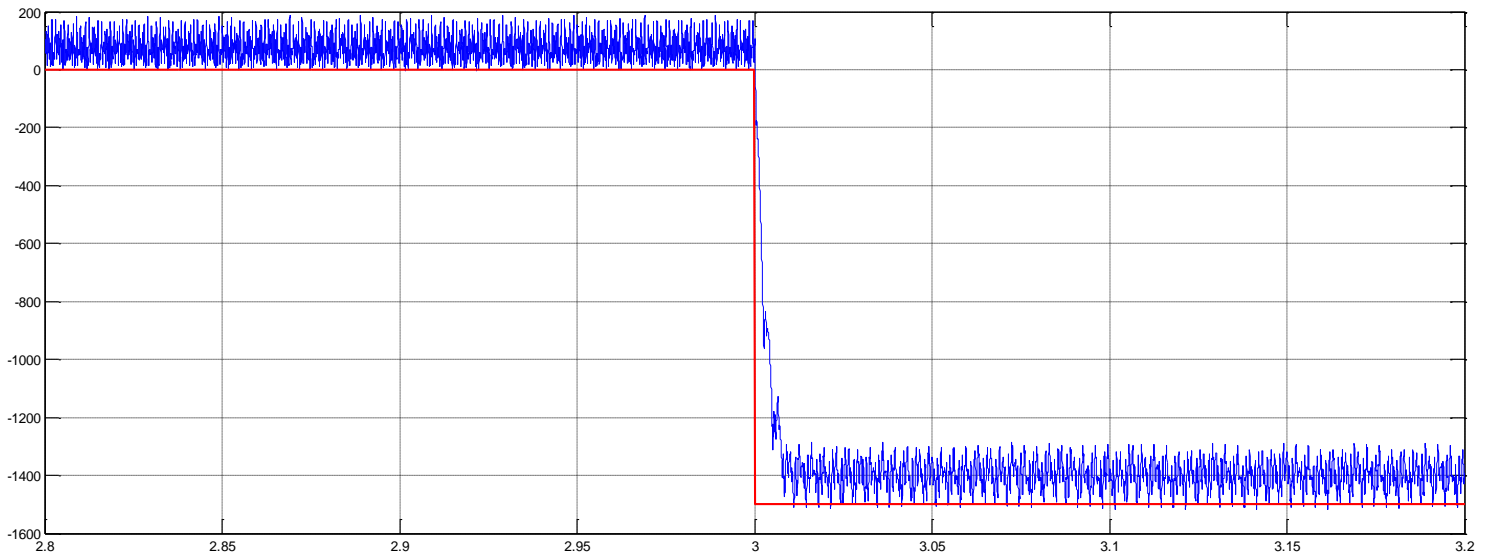
Τη χρονική στιγμή $t=3.0$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς Q_{in}^* από 0 σε -1500 VAR.



Σχήμα 6. 47 Τριφασικό ρεύμα εισόδου του ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^* από 0 σε -1500 VAR



Σχήμα 6. 48 Ρεύμα εισόδου i_a και τάση πηγής V_s για step στην τιμή της Q_{in}^* από 0 σε -1500 VAR

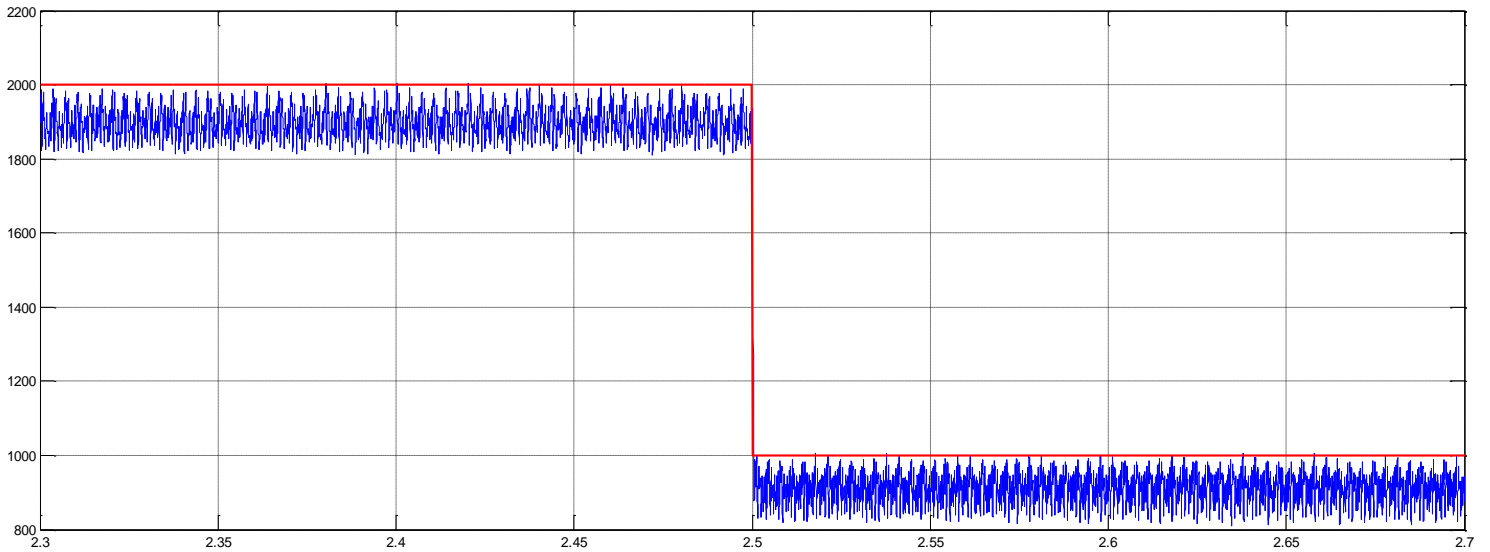


Σχήμα 6. 49 Άεργος ισχύς εισόδου ανορθωτή για step στην τιμή της Q_{in}^*

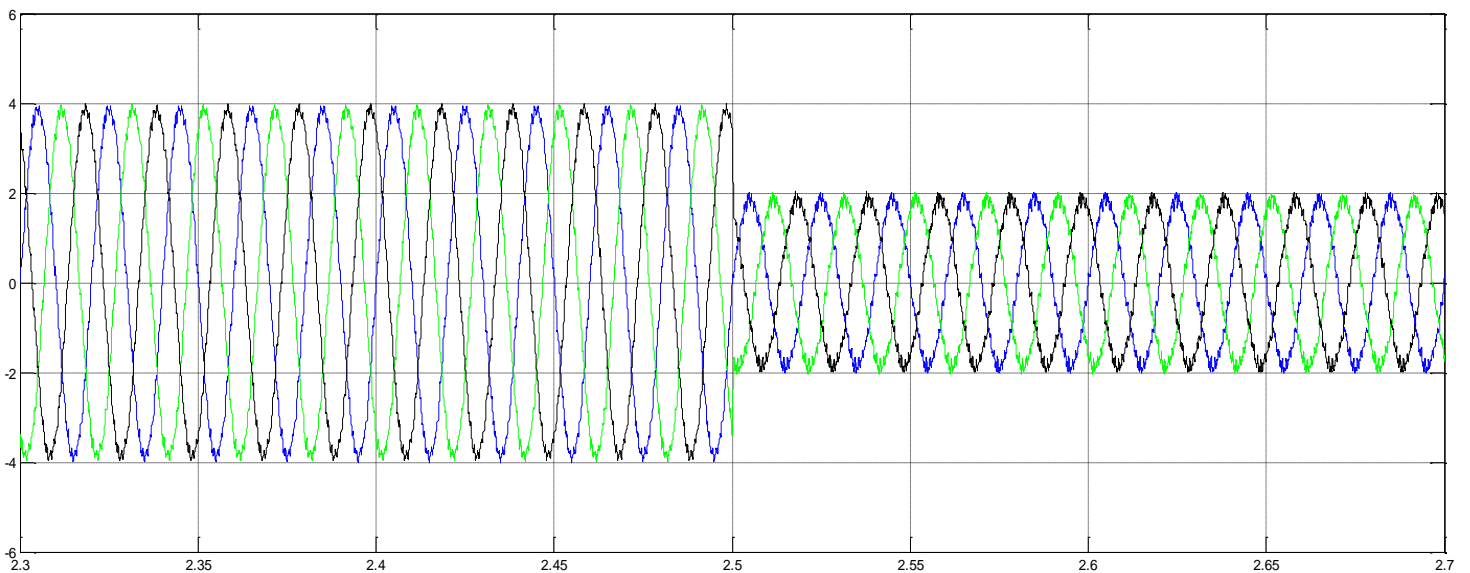
- Αντίστοιχα με την προηγούμενη αλλαγή στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εισόδου, βλέπουμε και πάλι πώς μεταβάλλεται η φάση του ρεύματος ανάλογα με την εντολή που δίνουμε για την Q_{in}^* .

6.5.3.4 Step στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα από 2000 σε 1000 W

Τη χρονική στιγμή $t=2.5$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς P_{out}^* από 2000 σε 1000 W.



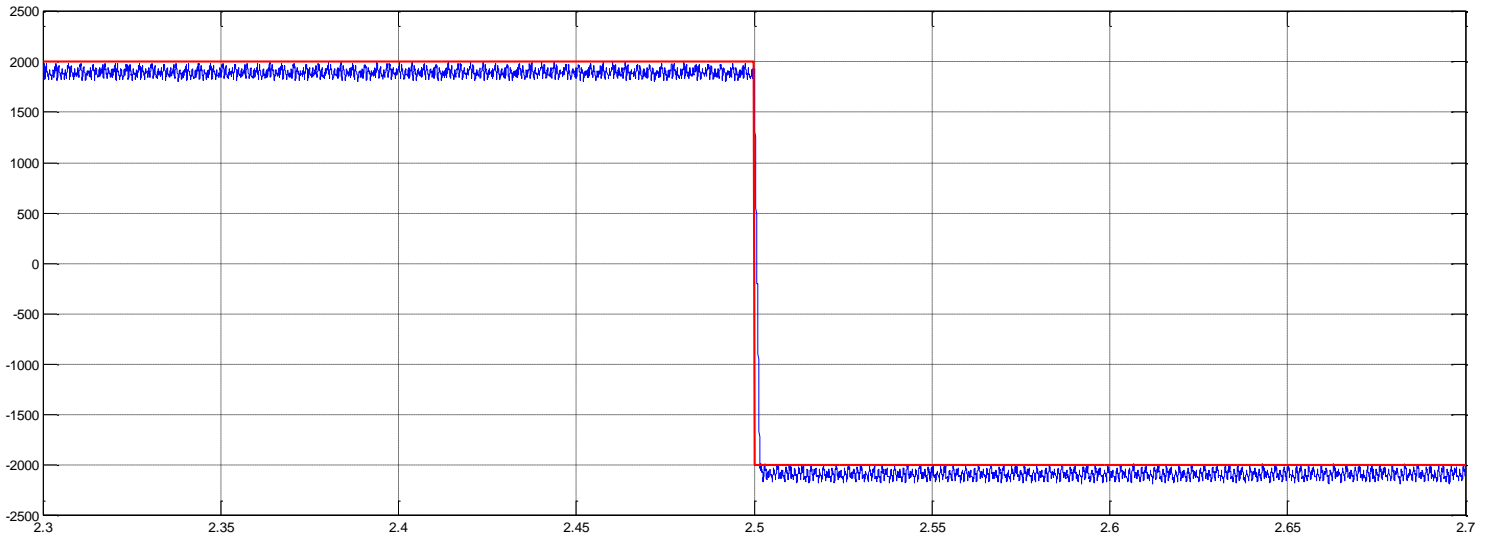
Σχήμα 6. 50 Ενεργός ισχύς εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*



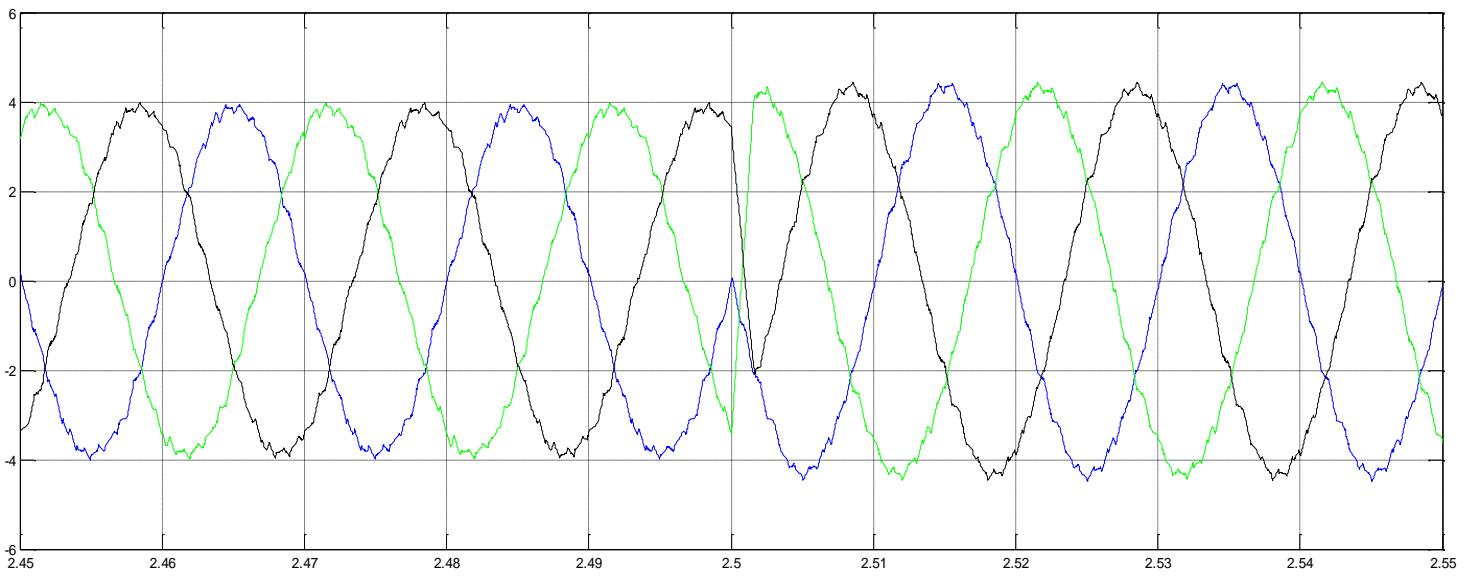
Σχήμα 6. 51 Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*

6.5.3.5 Step στην τιμή αναφοράς της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα από 2000 σε -2000 W

Τη χρονική στιγμή $t=2.5$ sec αλλάζουμε την τιμή αναφοράς P_{out}^* από 2000 σε -2000 W.



Σχήμα 6. 52 Ενεργός ισχύς εξόδου αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*



Σχήμα 6. 53 Τριφασικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για step στην τιμή της P_{out}^*

- Παρατηρούμε πως το σύστημά μας ανταποκρίνεται ικανοποιητικά στις μεταβολές στη ζήτηση ενεργού ισχύος. Στην πρώτη βηματική αλλαγή βλέπουμε πως το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα μειώνεται αφού μειώνεται η ζήτηση ισχύος από το κύκλωμα, ενώ στη δεύτερη βηματική αλλαγή φαίνεται πως αλλάζει η φάση του ρεύματος δεδομένου ότι αντιστρέφεται η ροή ισχύος στο κύκλωμα.

Σε γενικές γραμμές μπορούμε να πούμε πως οι δύο τεχνικές ελέγχου που δοκιμάστηκαν παρουσιάζουν συγκρίσιμα αποτελέσματα με την μέθοδο FCS-MPC να υπερέχει όμως τόσο σε ποιότητα ισχύος όσο και σε ταχύτητα στις δυναμικές αλλαγές που δοκιμάστηκαν. Η ουσιαστικότερη διαφορά πάντως που μπορεί κανείς να παρατηρήσει με βάση τις προσομοιώσεις που πραγματοποιήθηκαν και παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο αυτό, αφορά τη διακοπτική συχνότητα του AC/DC/AC μετατροπέα για κάθε μία από τις τεχνικές ελέγχου.

Συγκεκριμένα η τεχνική FCS – MPC όπως έχει ήδη αναλυθεί στο σχετικό κεφάλαιο δεν έχει σταθερή διακοπτική συχνότητα, αφού δεν γίνεται κάποια αλλαγή της διακοπτικής κατάστασης σε κάθε περίοδο δειγματοληψίας. Είναι λοιπόν δύσκολο να προσδιοριστεί μία μέση διακοπτική συχνότητα για την τεχνική αυτή για λόγους σύγκρισης με άλλες τεχνικές ελέγχου.

Ωστόσο μία βάσιμη εκτίμηση της μέσης συχνότητας είναι ανάμεσα σε $f_s/4$ και $f_s/5$, όπου f_s η συχνότητα δειγματοληψίας, η οποία στην περίπτωση μας είναι $f_s = 50kHz$. Η μέση διακοπτική συχνότητα προκύπτει τότε 10 με 12.5 kHz.^[33] Αντίθετα με την τεχνική του SPWM, η διακοπτική συχνότητα καθορίζεται από τη συχνότητα της κυματομορφής φορέα, η οποία στην περίπτωσή μας είναι τα 2 kHz. Η διαφορά αυτή φαίνεται αν παρατηρήσει κανείς πόσο πιο πυκνές είναι οι κυματομορφές των τάσεων της τεχνικής FCS – MPC, σε σχέση με αυτές του SPWM.

Κεφάλαιο 7

Συμπεράσματα, Καινοτομία της παρούσας εργασίας και προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

7.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε η διάταξη του AC/DC/AC μετατροπέα, ο οποίος όπως αναλύθηκε στο πρώτο κεφάλαιο χρησιμοποιείται ευρέως σε μια πληθώρα εφαρμογών. Στα πλαίσια της εργασίας αυτής υποτέθηκε πως στην είσοδο του μετατροπέα θα συνδεθεί αιολικό πάρκο το οποίο θα παρέχει την εναλλασσόμενη τάση τροφοδοσίας, ωστόσο η μοντελοποίηση ξεκίνησε από το κομμάτι του μετατροπέα και δεν περιέλαβε και την μοντελοποίηση των ανεμογεννητριών.

Στην έξοδο του AC/DC/AC μετατροπέα θεωρήσαμε σταθερό σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας στο οποίο τροφοδοτείται η παραγόμενη αιολική ισχύς.

Για τον έλεγχο του μετατροπέα χρησιμοποιήσαμε την τεχνική του βασισμένου σε μοντέλο προβλεπτικού ελέγχου πεπερασμένου συνόλου καταστάσεων (FCS – MPC), ο οποίος όπως διαπιστώθηκε παρουσιάζει πολύ καλά αποτελέσματα και συγκεντρώνει αρκετά πλεονεκτήματα, με κυριότερα αυτά της απλότητας του αλγορίθμου του και της δυνατότητας πλήρους προσαρμογής του ανάλογα με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής χωρίς να αλλάζει η συνολική φιλοσοφία του. Μοναδικό μειονέκτημα του FCS – MPC αποτελεί η μεταβαλλόμενη διακοπτική του συχνότητα, η οποία όπως διαπιστώθηκε από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων οδηγεί σε ένα ευρύ φάσμα του ρεύματος. Ωστόσο παρουσιάστηκαν στο 4^ο κεφάλαιο τρόποι αντιμετώπισης του φαινομένου αυτού, σε περίπτωση που κριθεί αναγκαίο.

Επίσης δοκιμάστηκε μία εναλλακτική τεχνική ελέγχου η οποία βασίζεται στη γενικότερη φιλοσοφία του βασισμένου σε μοντέλο προβλεπτικού ελέγχου (αφού χρησιμοποιεί την ίδια προσέγγιση όσον αφορά

τη μαθηματική μοντελοποίηση του κυκλώματος), αλλά υλοποιείται με την μέθοδο SPWM (αν και όπως αναφέραμε και προηγουμένως αυτό δεν είναι δεσμευτικό).

Στα πλεονεκτήματα της τεχνικής αυτής συγκαταλέγεται η σταθερή διακοπτική συχνότητα , η οποία είναι και αρκετά χαμηλότερη από την μέση διακοπτική συχνότητα της τεχνικής FCS – MPC ,ενώ η ποιότητα της παραγόμενης ισχύος δεν επηρεάζεται σημαντικά. Στα μειονεκτήματα συγκαταλέγεται η πολυπλοκότητα υλοποίησης (αφού δεν απαλλαχθήκαμε από το στάδιο διαμόρφωσης) και η μη δυνατότητα προσαρμογής του αλγορίθμου ανάλογα με την εφαρμογή.

Κοινή συνισταμένη των δύο τεχνικών ήταν ο απευθείας έλεγχος της ισχύος του κυκλώματος (DPC) , με σκοπό την ενσωμάτωσή του σε κάποιο ευρύτερο σύστημα με δυνατότητα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας και αμφίδρομη ροή ισχύος ανάλογα με την εκάστοτε ζήτηση φορτίου.

7.2 Καινοτομία της παρούσας διπλωματικής εργασίας

Ως καινοτομία της εργασίας αυτής μπορεί να θεωρηθεί η μελέτη και εφαρμογή μίας σχετικά νέας (στον χώρο των ηλεκτρονικών ισχύος) τεχνικής ελέγχου, του βασισμένου σε μοντέλο προβλεπτικού ελέγχου. Αν και η γενικότερη ιδέα του προβλεπτικού ελέγχου έχει διαμορφωθεί αρκετά χρόνια πριν, δεν έχει ακόμα εφαρμοστεί ευρέως στον χώρο των ηλεκτρονικών ισχύος, στον οποίο μπορεί να προσφέρει πολλά χάρη στην απλότητα και την προσαρμοστικότητά της.

Επίσης η εφαρμογή της τεχνικής αυτής στη συγκεκριμένη διάταξη του AC/DC/AC μετατροπέα έχει μελετηθεί ελάχιστα, παρότι μπορεί να προσφέρει πολύ καλά αποτελέσματα σε μία τόσο ευρέως χρησιμοποιούμενη διάταξη, όπως αυτή του AC/DC/AC converter.

Τέλος ο συνδυασμός της φιλοσοφίας του προβλεπτικού ελέγχου με τις κλασσικές τεχνικές διαμόρφωσης , όπως είναι αυτή του SPWM ,ή ο διανυσματικός έλεγχος (space vector) προσφέρει πληθώρα εναλλακτικών στην επιλογή του καταλληλότερου ελέγχου για το εκάστοτε κύκλωμα.

7.3 Προτάσεις για περαιτέρω μελέτη

Κατά την εκπόνηση της παρούσας εργασίας διαπιστώθηκε πως υπάρχουν αρκετά σημεία που χρίζουν περαιτέρω διερεύνησης. Συνοπτικά παρουσιάζουμε τα σημαντικότερα από αυτά:

- Απαλλαγή από τον γραμμικό ελεγκτή PI στο κύκλωμα του ανορθωτή και αντικατάστασή του από κατάλληλο ψηφιακό ελεγκτή με σκοπό τη βελτίωση τόσο της ταχύτητας όσο και της απλότητας του ελέγχου
- Ενσωμάτωση του παρόντος κυκλώματος σε κάποιο σύστημα με δυνατότητα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας και επιλογή κατάλληλου αλγορίθμου ελέγχου για την επιλογή της παροχής ή απορρόφηση ισχύος προς ή από το δίκτυο ανάλογα με τη ζήτηση φορτίου
- Διαμόρφωση του φάσματος του ρεύματος με χρήση της κατάλληλης συνάρτησης ελέγχου στην τεχνική FCS – MPC, ανάλογα με τις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής (ακολουθώντας τη στρατηγική που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5)
- Βελτιστοποίηση της μέσης διακοπτικής συχνότητας της τεχνικής FCS – MPC ανάλογα με τις διακοπτικές απώλειες του κυκλώματος.

Βιβλιογραφία

- [1] Σ. Ν. Μανιάς, **Ηλεκτρονικά Ισχύος**, Συμμεών, 2000.
- [2] Σ. Ν. Μανιάς, Αθ. Καλετσάνος, **Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά**, Συμμεών, 2001
- [3] Bimal K. Bose, **Modern Power Electronics and AC Drives**, Prentice Hall PTR.
- [4] Muhammad H. Rashid, **Power Electronics Handbook**, Academic Press, 2001.
- [5] Jose Rodriguez, Jorge Pontt, Pablo Correa, Pablo Lezana, Patricio Cortes, **Predictive Power Control of an AC/DC/AC Converter**, IAS 2005.
- [6] Αικατερίνη Β. Γκίκα, **Μοντελοποίηση ηλεκτρονικών μετατροπέων ευρέως χρησιμοποιούμενων σε ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών**, Διπλωματική εργασία, Ε.Μ.Π , Οκτώβριος 2008.
- [7] Κωνσταντίνος Σ. Μουγιάκος, **Μελέτη και κατασκευή αντιστροφέα για σύνδεση ανεμογεννήτριας με το δίκτυο**, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π , Μάρτιος 2003.
- [8] Deutsches Windenergie-Institut, Tech-Wise A/S, DM Energy, **Wind Turbine Grid Connection and Interaction**, European Communities, 2001.
- [9] <http://www.windpower.org> , Danish Wind Industry Association, **Indirect Grid Connection of Wind Turbines**.
- [10] H. Müller, M. Pöller, A. Basteck, M. Tilscher, J. Pfister, **Grid Compatibility of Variable Speed Wind Turbines with Directly Coupled Synchronous Generator and Hydro-Dynamically Controlled Gearbox**, Sixth International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power and Transmission Networks for Offshore Wind Farms, 26-28 October 2006, Delft, NL.
- [11] <http://www.enercon.de> , **Enercon wind Turbines Grid Interaction and Wind Farm Managment**
- [12] Salvador Alepuz, Sergio Busquets-Monge, Josep Bordonau, Juan A. Martínez-Velasco, César A. Silva, Jorge Pontt, José Rodriguez, **Control Strategies Based on Symmetrical Components for Grid-Connected Converters Under Voltage Dips**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 6, JUNE 2009.

- [13] Ευάγγελος Χ. Πολάκης, **Μελέτη και Προσομοίωση 12-Παλμικής Ελεγχόμενης Ανορθωτικής Διάταξης**, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π , Οκτώβριος 2006.
- [14] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Newman, **24-Pulse Active Front End Rectifier with Low Switching Frequency**, Aachen, Germany, 2004.
- [15] Chern- Lin Chen, Che- Ming Lee, Rong-Jie Tu, Guo-Kiang Horng, **A novel Simplified Space-Vector-Modulated Control Scheme for Three-Phase Switch-Mode Rectifier**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 46, NO. 3, JUNE 1999.
- [16] Wei Ke-Xin, Wang Shui-Ming, **Modeling and Simulation of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier**, International Conference on Advanced Computer Theory and Engineering, 2008.
- [17] José R. Rodríguez, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt, Pablo Lezana, **PWM Regenerative Rectifiers : State of the Art**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 52, NO. 1, FEBRUARY 2005.
- [18] Ευάγγελος Λ. Καρφόπουλος, **Ανάλυση και Σύγκριση Αντιστροφών Πηγής τάσεως Πολλαπλών Επιπέδων**, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π , 2005.
- [19] Παναγιώτης Δ. Σαλιάρης, **Κατασκευή & Έλεγχος Τριφασικού Αντιστροφέα για Απομονωμένη Λειτουργία**, Διπλωματική Εργασία, Ε.Μ.Π , 2009.
- [20] J.M. Maciejowski, **Predictive control with constraints**, Prentice Hall, 2000.
- [21] Liuping Wang, **Model Predictive Control System Design and Implementation Using Matlab**, Springer, 2009.
- [22] Eduardo F. Camacho, Carlos Bordons, **Model Predictive Control**, Springer, 1998.
- [23] P.E. Orukpe, **Basics of Model Predictive Control**, ICM, EEE-CAP, April 14, 2005.
- [24] G.W. Irwin, D.P. Atherton, **Nonlinear Predictive Control theory and practice**, IET CONTROL ENGINEERING SERIES 61.
- [25] Thomas A. Badgwellb , S. Joe Qina, **A survey of industrial model predictive control technology**, Department of Chemical Engineering, The University of Texas at Austin, 2001.

- [26] L. Malesani, P. Mattavelli, S. Buso, **Dead-Beat Current Control for Active Filters**, IEEE, 1998.
- [27] Bore-Kuen Lee, Bor-Sen Chen, Yu-Ping Lin, **Model Reference Deadbeat Control**, INT. J. CONTROL 1991, VOL. 4, NO. 5, 1217-1231.
- [28] L. Malesani, P. Mattavelli, S. Buso, **Robust Dead-Beat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters**, IEEE, 1998.
- [29] R. Kennel, A. Linder, M. Like, **Generalized Predictive Control (GPC) - Ready for Use in Drive Applications ?**, IEEE, 2001.
- [30] Sadhana Chidrawar, Balasaheb Patre, **Generalized Predictive Control and Neural Generalized Predictive Control**, Leonardo Journal of Sciences, Issue 13, July-December 2008.
- [31] Samir Kouro, Patricio Cortés, René Vargas, Ulrich Ammann, José Rodríguez, **Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 6, JUNE 2009.
- [32] Patricio Cortés, José Rodríguez, Patrycjusz Antoniewicz, and Marian Kazmierkowski, **Direct Power Control of an AFE Using Predictive Control**, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 23, NO. 5, SEPTEMBER 2008.
- [33] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Cortés, U. Ammani and S. Reest , **Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter**, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004.
- [34] P. Cortés, J. Rodríguez, D.E. Quevedo and C. Silva, **Predictive current control strategy with imposed load current spectrum**, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 23, NO. 2, pp. 612-618, March 2008.
- [35] P. Cortés, J. Rodríguez, R. Vargas and U. Ammann, **Cost function based predictive control for power converters**, Proc. 32nd Annual IEEE, IECON, pp. 2268-2273, November 2006.
- [36] R. Vargas, U. Ammann, J. Rodríguez and J. Pontt, **Predictive strategy to reduce common-mode voltage on power converters**, Proc. IEEE, PESC, pp. 3401-3406, June 15-19, 2008.
- [37] R. Vargas, U. Ammann, J. Rodríguez and J. Pontt, **Reduction of switching losses and increase in efficiency of power converters using predictive control**, Proc. IEEE, PESC, pp. 1062-1068, June 15-19, 2008.

- [38] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodríguez, J. I. Leon, S. Vazquez and L. G. Franquelo, ***Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives***, Proc. IEEE, ICIT, Grippsland, Australia, February 10-13, 2009.
- [39] Ralph Kennel, Marian Kazmierkowski, José Rodríguez, Patricio Cortés, ***Predictive Control in Power Electronics and Drives***, Tutorial Proposal ISIE, 2008.
- [40] Ralph Kennel, Arne Linder, ***Predictive Control of Inverter Supplied Electrical Drives***.
- [41] Arne Linder, Ralph Kennel, ***Model Predictive Control for Electrical Drives***, IEEE, 2005.
- [42] Patricio Cortés, Gabriel Ortiz, Juan I. Yuz, José Rodríguez, Sergio Vazquez and Leopoldo G. Franquelo, ***Model Predictive Control of an Inverter With Output LC Filter for UPS Applications***, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 56, NO. 6, JUNE 2009.
- [43] Manfred Morari, Jay H. Lee, ***Model predictive control: past, present and future***, Computers and Chemical Engineering 23 (1999) 667–682, 1999 Elsevier Science Ltd.
- [44] Dushan Boroyevich, Johor Bahru, ***Modeling and Control of Three-Phase PWM Converters***, PECon 2008, The 2nd IEEE International Power & Energy Conference , MALAYSIA 30 November 2008.
- [45] René Vargas, Ulrich Ammann, José Rodríguez and Jorge Pontt, ***Reduction of Switching Losses and Increase in Efficiency of Power Converters using Predictive Control***, IEEE, 2008.
- [46] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, ***Direct Power Control of Three-phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation – Simulation Study***, IEEE, 2002.
- [47] Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert, ***Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Based on Fuzzy Logic Controller***, IEEE, 2008.
- [48] Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul gaubert, Fateh Krim, ***Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulse Width Modulation (PWM) Rectifier Using Space Vector Modulation (SVM)***, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 25, NO. 1, JANUARY 2010.
- [49] G. Perantzakis, F. Xepapas, S. Papathanasiou and S. N. Manias, ***A predictive current control technique for three-level NPC voltage source inverters***, Proc. 36th IEEE PESC, pp. 1241-1246, September 2005.

- [50] S. Perantzakis, F. H. Xepapas and S. N. Manias, ***Efficient predictive current control technique for multilevel voltage source inverters***, Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl., September 2005.
- [51] M. Jasinski, D. Swierczynski, M. P.Kazmierkowski, ***Novel Sensorless Direct Power and Torque Control of Space Vector Modulated AC/DC/AC Converter***, IEEE, 2004.
- [52] Thomas G. Habetler, ***A Space Vector-Based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters***, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 8, NO. 1, JANUARY 1993.
- [53] Dawei Zhi, Lie Xu, ***Direct Power Control of DFIG With Constant Switching Frequency and Improved Transient Performance***, IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 22, NO. 1, MARCH 2007.
- [54] Seung-Ho Song, Shin-il Kang, Nyeon-Kun Hahm, ***Implementation and Control of Grid Connected AC-DC-AC Power Converter for Variable Speed Wind Energy Conversion System***, IEEE, 2003.